

**ANCA MANOLESCU**

**ANTON MANOLESCU**

**COSMIN POPA**

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

**Culegere de probleme**

**Partea I**

**2006**

# CUPRINS

<b>1. Surse de curent.....</b>	<b>1</b>
<b>2. Referințe de tensiune.....</b>	<b>53</b>
<b>3. Amplificatoare diferențiale.....</b>	<b>126</b>
<b>4. Amplificatoare operaționale.....</b>	<b>178</b>
<b>5. Bibliografie.....</b>	<b>213</b>

# 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  $R_O$  ( $\Omega$ )**
- **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:

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

- **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  $\beta$  - 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,  $W/L = 30\mu m / 20\mu m$

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

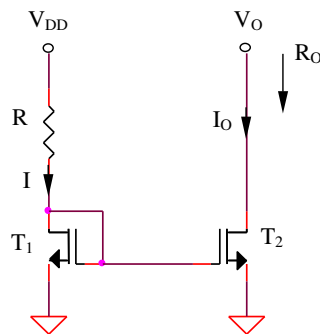


Figura 1.1

**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:

$$1 = R \frac{dI_0}{dV_{DD}} + \frac{dV_{GS1}}{dV_{DD}} \quad (1.9)$$

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:

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

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

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

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:

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

(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.

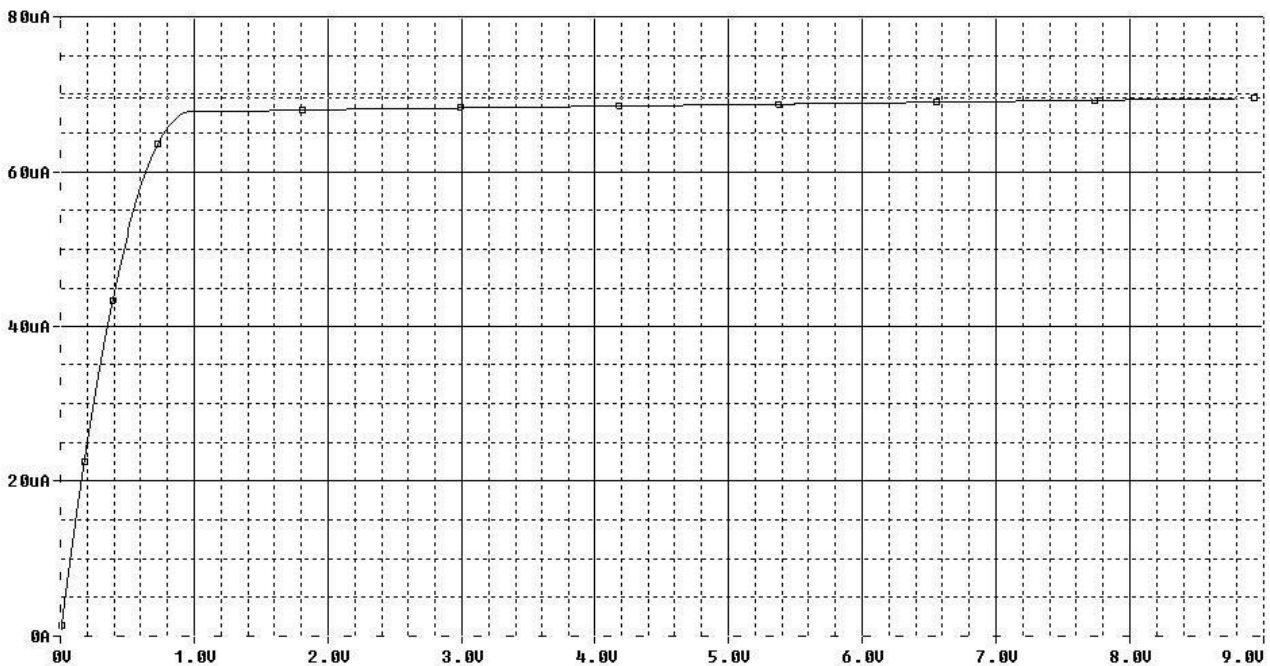


Figura 1.2a

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

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

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

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  $V_O = 15V$ :

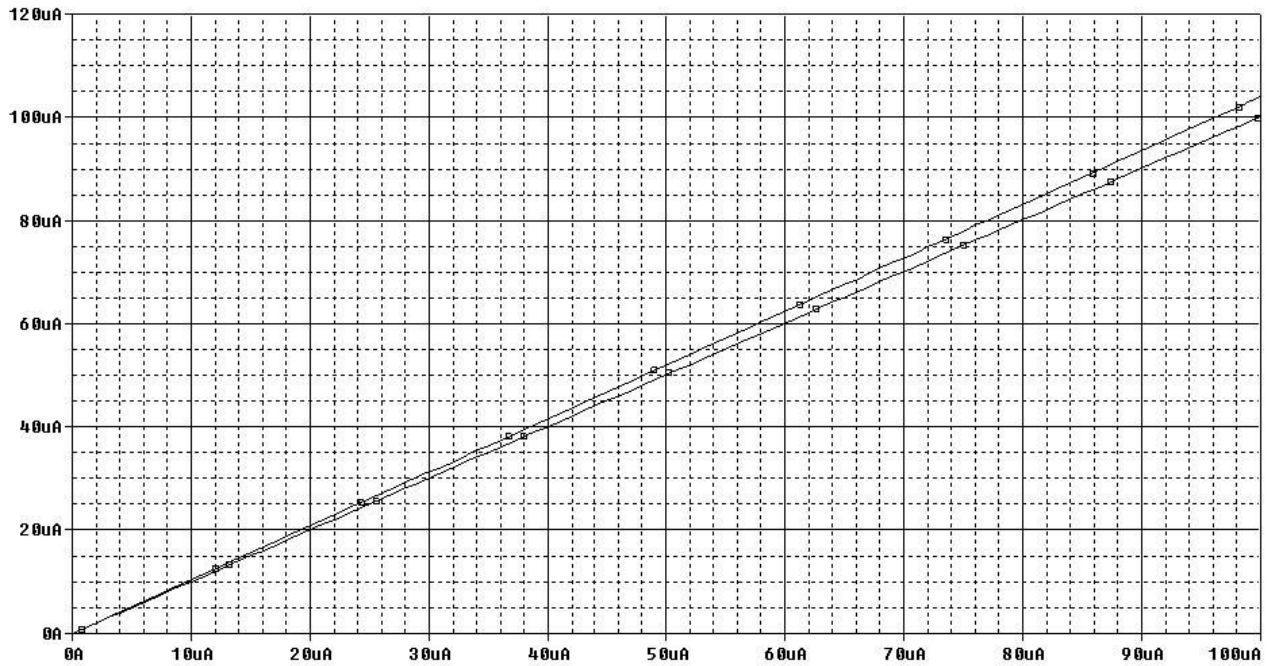


Figura 1.2b

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  $S_{I_O}^{V_{DD}} = 1,31$ .



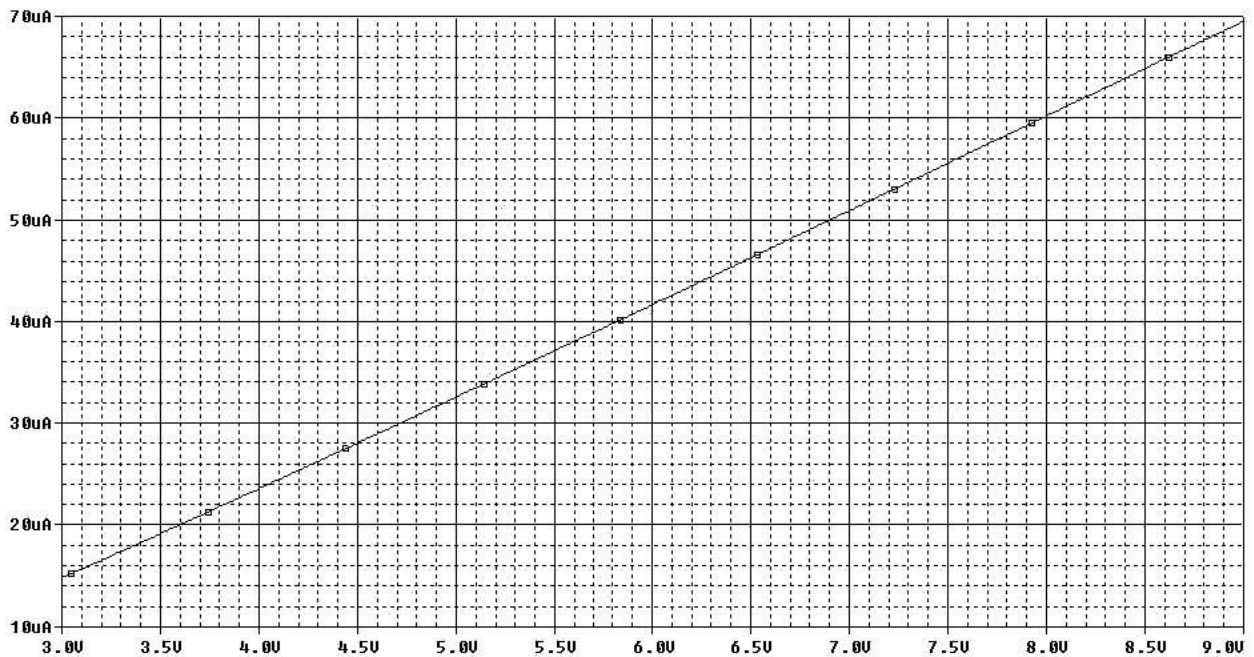


Figura 1.2c

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  $V_{Omin}$

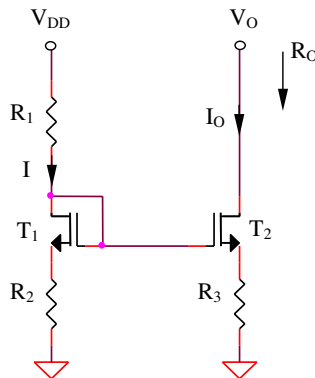


Figura 1.3

**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  $T_2$  :

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

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

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

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

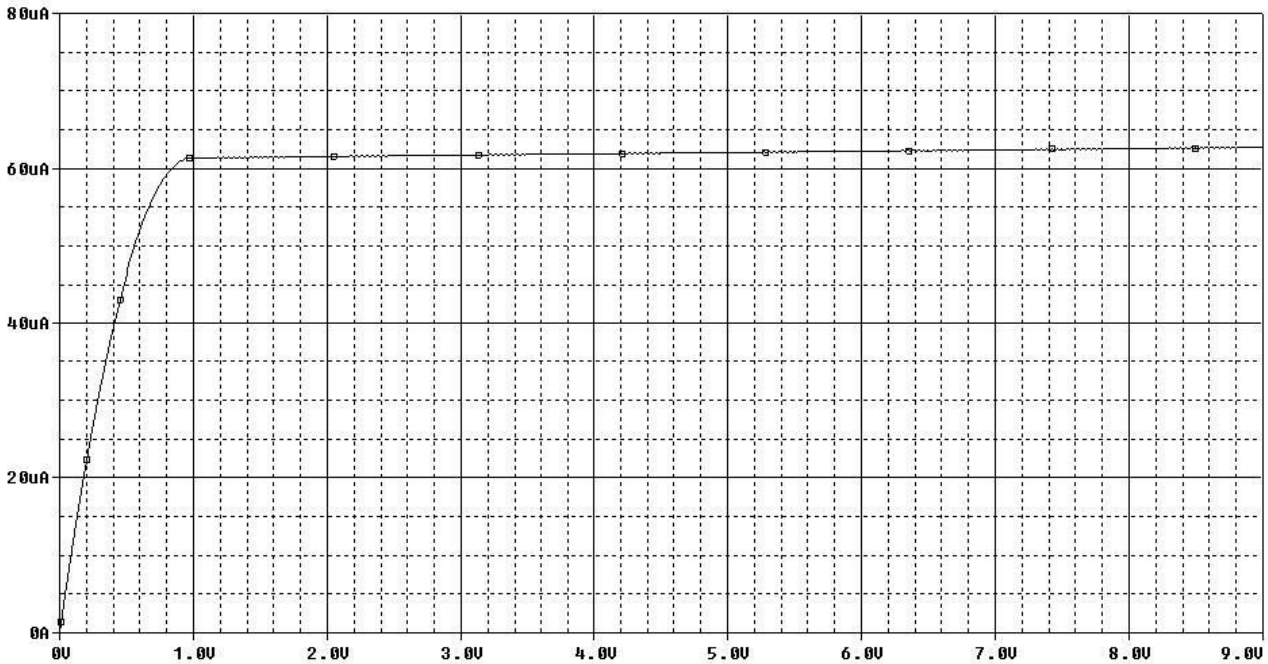


Figura 1.4

În urma simulării se obțin:

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

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

și

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

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  $V_{Omin}$

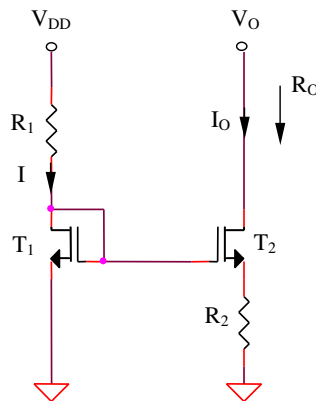


Figura 1.5

### 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.

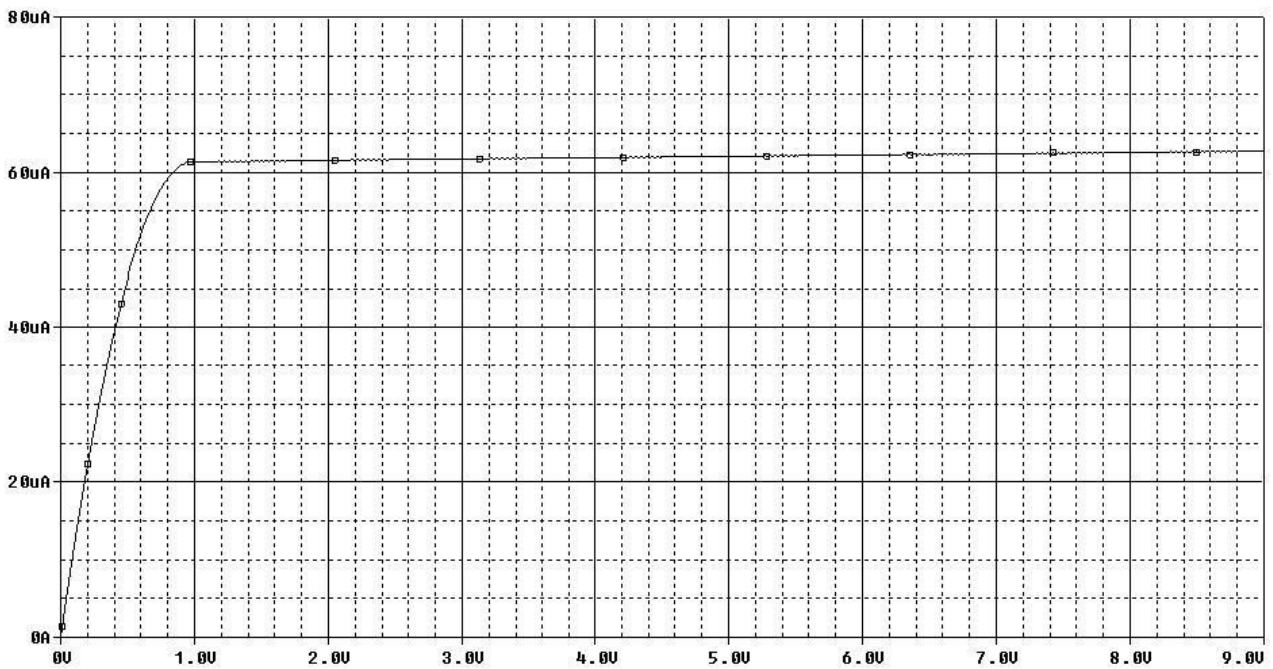


Figura 1.6a

Tabelul 1.3

Param.	Semnificație	Valoare calcul manual	Valoare simulată	Eroare (%)
$I_O$	Curent de ieșire	63,1μA	62,689μA	0,65
$R_O$	Rezistență de ieșire	5,93MΩ	5,83MΩ	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:

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

echivalentă cu:

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

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



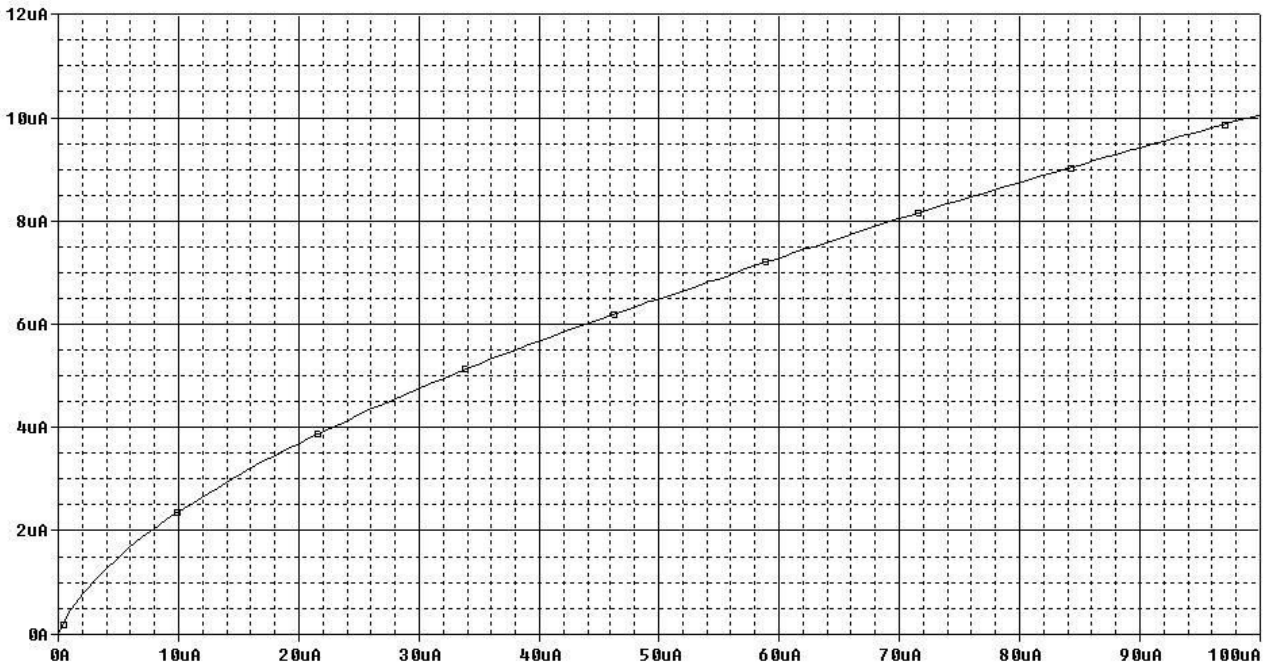


Figura 1.6b

**Problema 1.7**

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

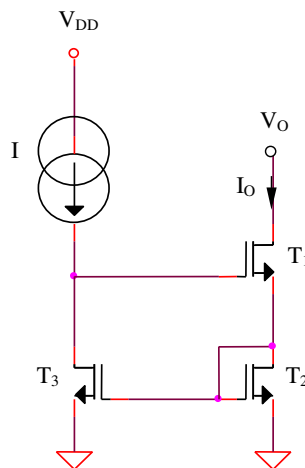


Figura 1.7

**Rezolvare**

Valorile diferite ale celor două tensiuni drenă-sursă pentru tranzistoarele oglinzii de curent  $T_2 - T_3$  ( $V_{DS2} = V_{GS2} = V_{GS}$  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:

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

**Problema 1.8**

Se consideră sursa de curent MOS din Figura 1.8a

- a. Să se determine expresia curentului de 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  $V_{Omin}$

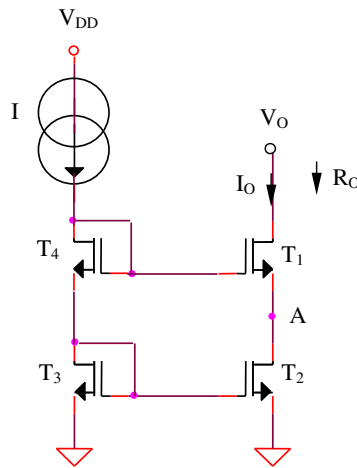


Figura 1.8a

**Rezolvare**

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

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

Introducerea suplimentară a tranzistorului  $T_4$  impune tensiuni drenă-sursă de valori foarte apropiate tranzistoarelor  $T_2$  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:

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

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  $I = 100\mu\text{A}$ . 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  $I_O \cong I = 100\mu\text{A}$  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,  $R_O = 1718\text{M}\Omega$ , în timp ce relația (1.57) implică  $V_{O\min} = 3,58\text{V}$ . 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  $V_O = 5\text{V}$  și  $V_O = 20\text{V}$  cele două caracteristici se suprapun).

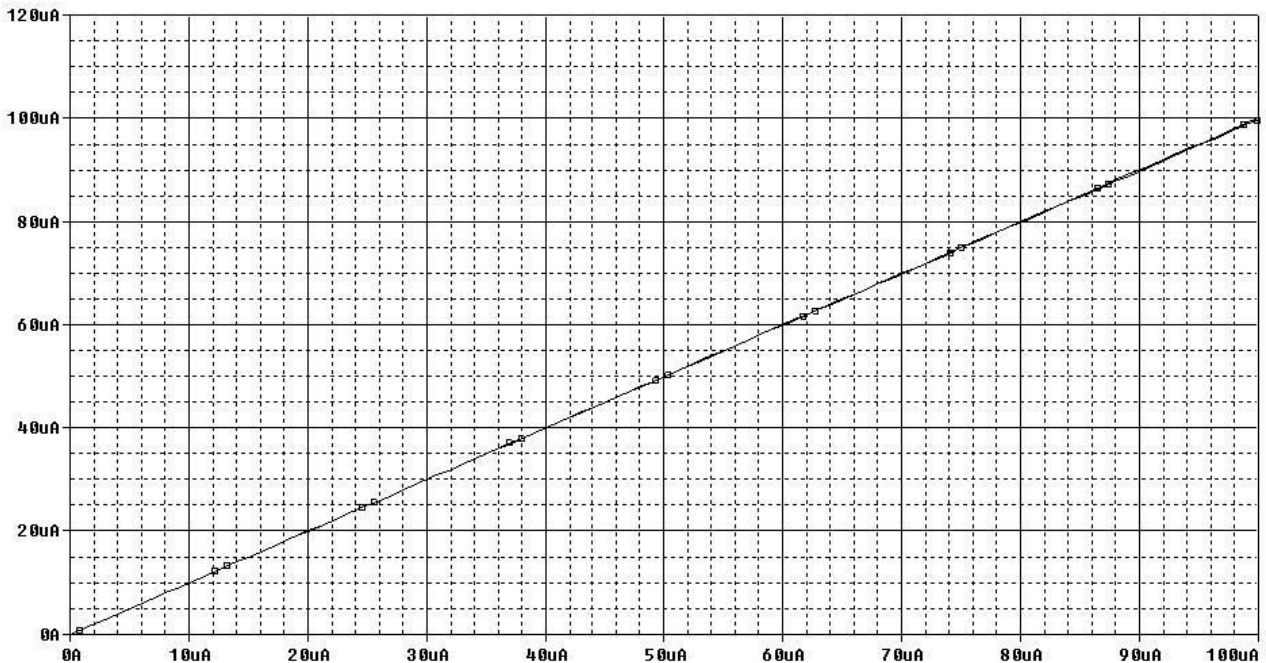


Figura 1.9

**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  $V_{Omin}$

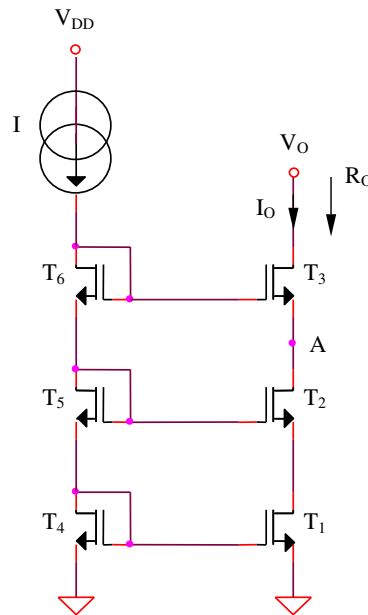


Figura 1.10

**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:

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

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  $T_3$ :

$$V_{Omin} = V_A + V_{DS3sat} = 3V_{GS} - V_T \quad (1.60)$$

**Problema 1.11**

Să se repete problema 1.9 pentru circuitul din Figura 1.10.

**Rezolvare**

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

**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 limita de saturație?
- Să se determine expresia tensiunii minime de ieșire  $V_{O\min}$  pentru valoarea potențialului  $V_C$  dedusă la punctul anterior

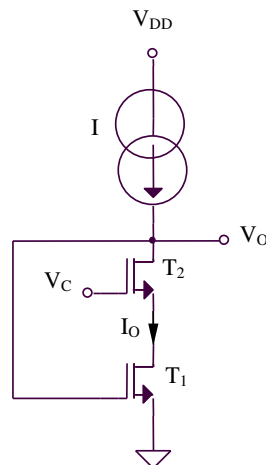


Figura 1.12

**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  $V_{Omin}$ .

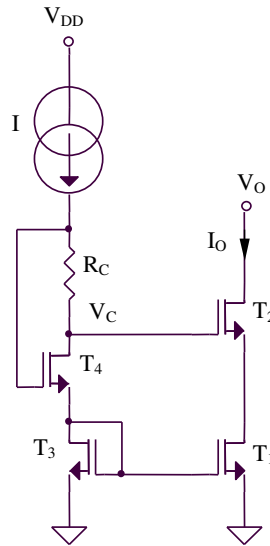


Figura 1.13

**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  $V_{Omin}$ ) 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.

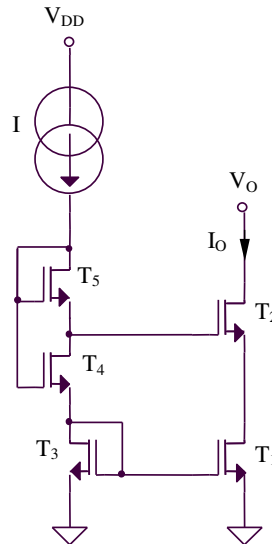


Figura 1.14

**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  $T_2$ :

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

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.

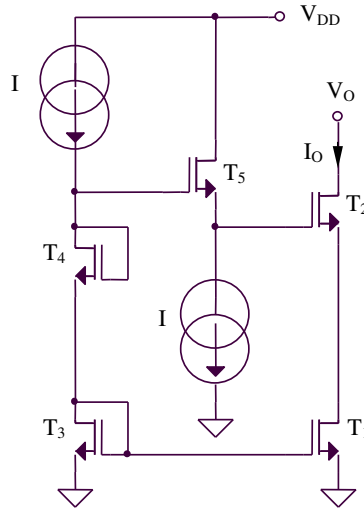


Figura 1.15

**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  $T_2$ :

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

**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.



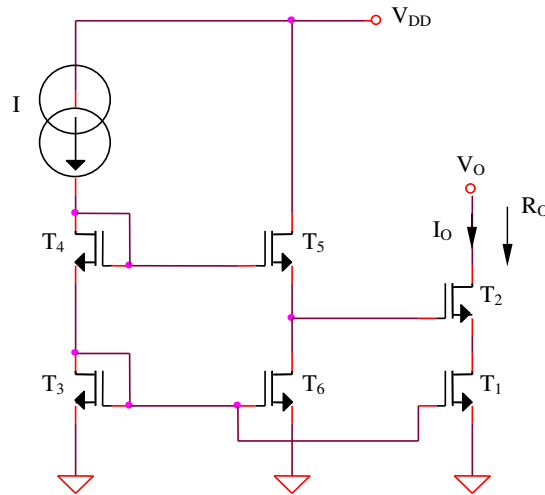


Figura 1.16

**Rezolvare**

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

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

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

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

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

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

echivalent cu:

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

S-a utilizat faptul că toate tranzistoarele din circuit funcționează la 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  $T_2$ :

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

**Problema 1.17**

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

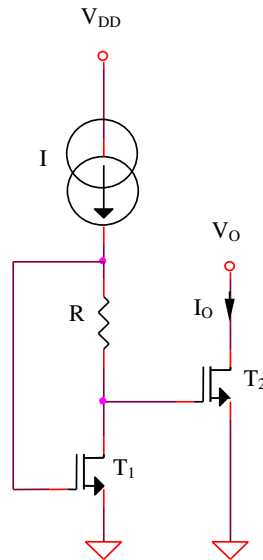


Figura 1.17

**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:

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

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

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

și:

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

deci maximul caracteristicii  $I_O(I)$  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:

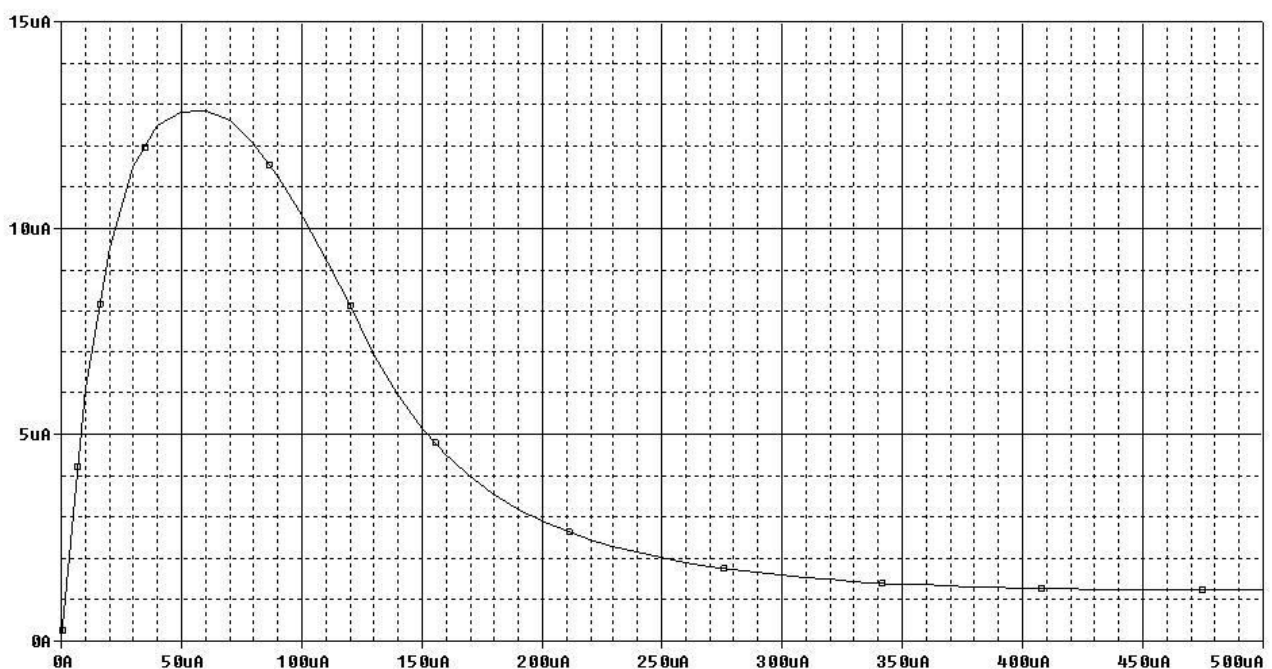


Figura 1.18

In urma simulării se obțin următoarele valori:

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

și:

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

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  $I = 166,67\mu\text{A}$ . Pentru această valoare, simularea din figura anterioară arată o valoare redusă, însă nenulă,  $I_O = 4,2\mu\text{A}$ , explicabilă prin efectele de ordin secundar care afectează funcționarea în saturație a tranzistoarelor MOS și care au fost neglijate în analiza anterioară. Se obține  $1/R_O I_O = \lambda = 0,003\text{V}^{-1}$ .

**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:

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

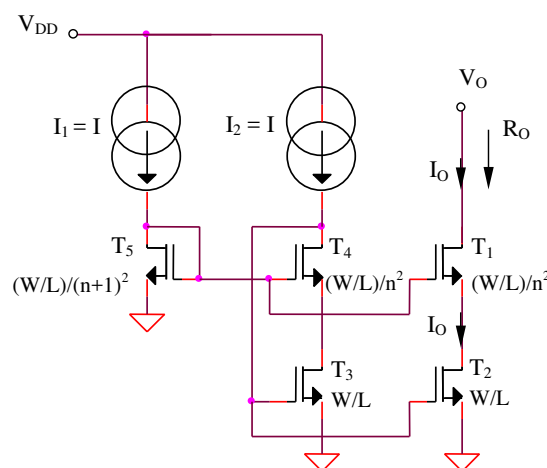


Figura 1.19

**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:

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

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:

- a. Expresia curentului de ieșire  $I_O$
- b. Expresia tensiunii minime de ieșire  $V_{Omin}$
- c. 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?

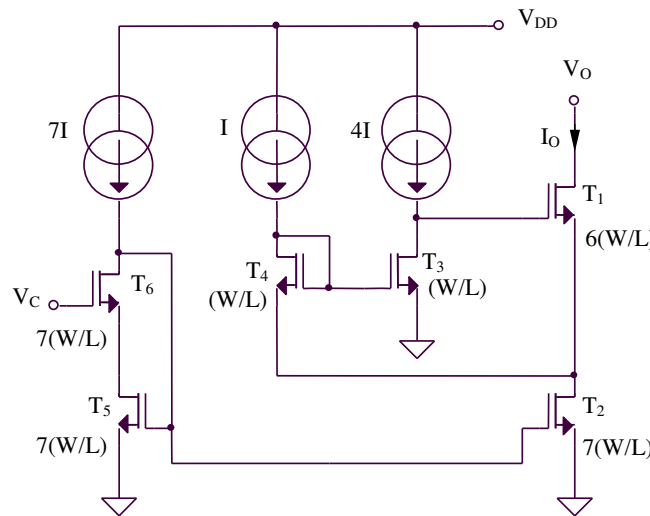


Figura 1.20

**Rezolvare**

a. Expresia curentului de ieșire este:

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

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

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

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

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

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

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

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:

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

**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.

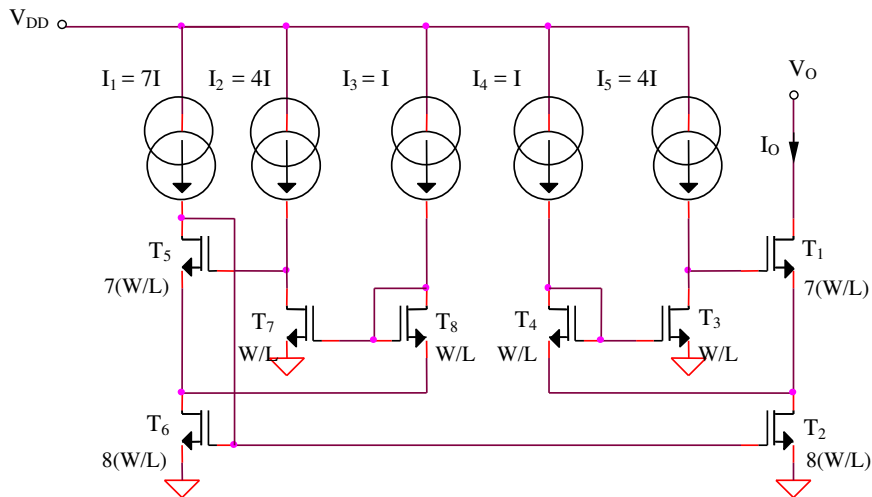


Figura 1.21

**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:



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

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

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

Deci:

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

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

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

**Problema 1.22**

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

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

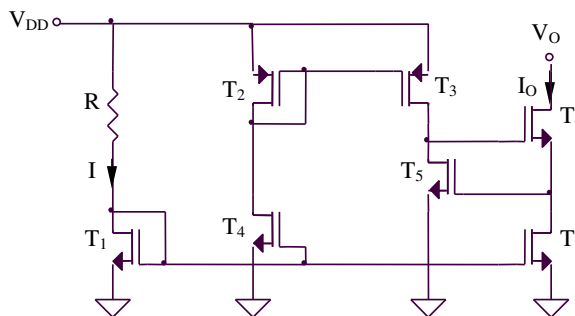


Figura 1.22

**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.

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

**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  $V_{Omin}$

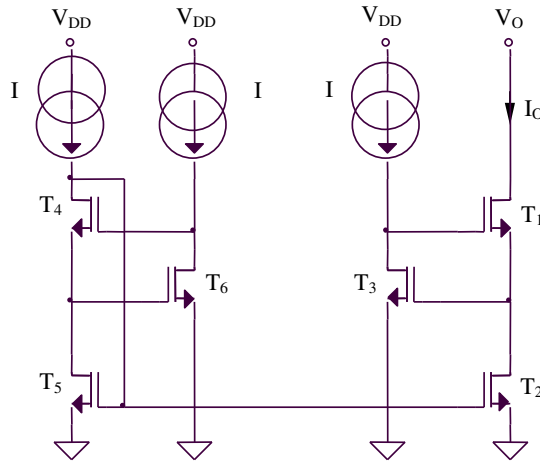


Figura 1.23

**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.

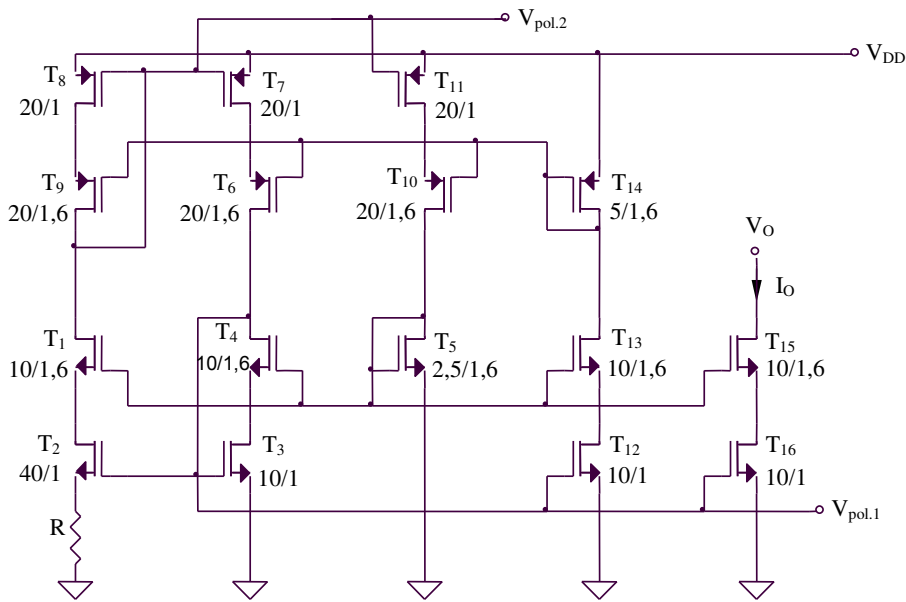


Figura 1.24

**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:

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

cea 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:

- a. Curentul de ieșire  $I_O$
- b. Rezistența de ieșire  $R_O$
- c. Tensiunea minimă de ieșire  $V_{Omin}$

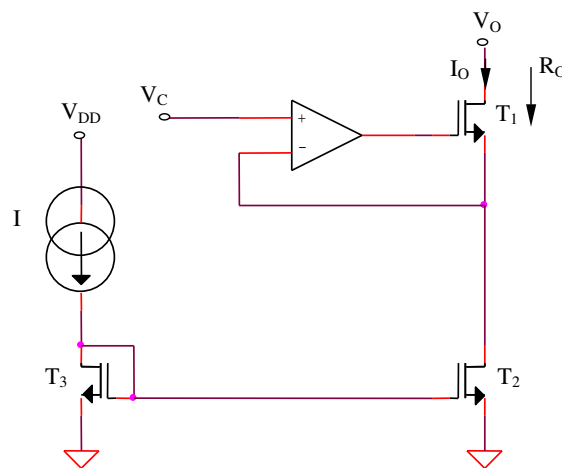


Figura 1.25a

**Rezolvare**

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

$$I_O = I \quad (1.126)$$

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

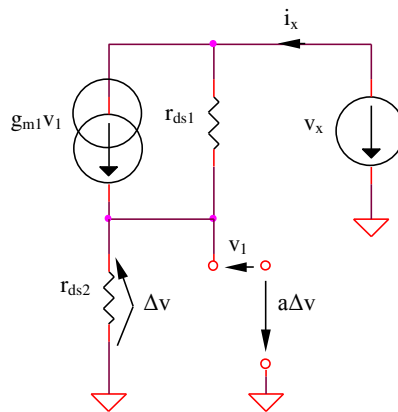


Figura 1.23b

Se pot scrie următoarele ecuații:

$$a\Delta v + \Delta v = v_1 \quad (1.127)$$

și, deci:

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

$$\Delta v = -i_x r_{ds2} \quad (1.129)$$

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

$$R_O \cong a g_m r_{ds}^2 \quad (1.130)$$

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  $T_1$ :

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

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,  $I_O$ .

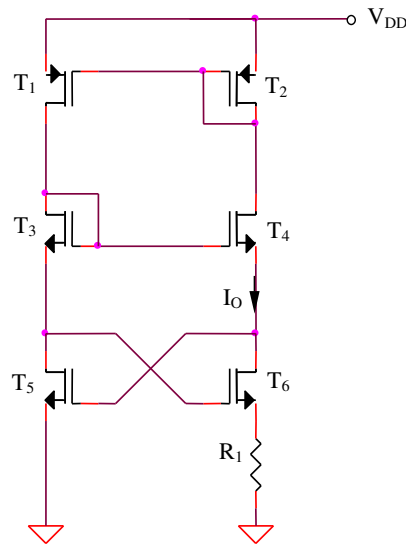


Figura 1.26

**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  $I_O$ .

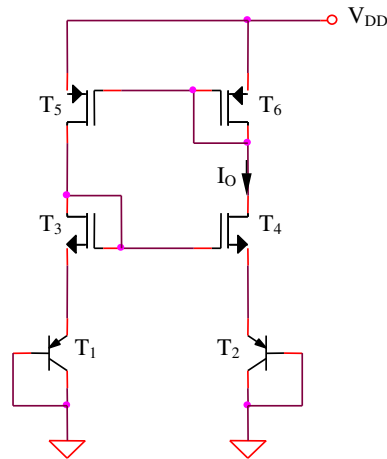


Figura 1.27

**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

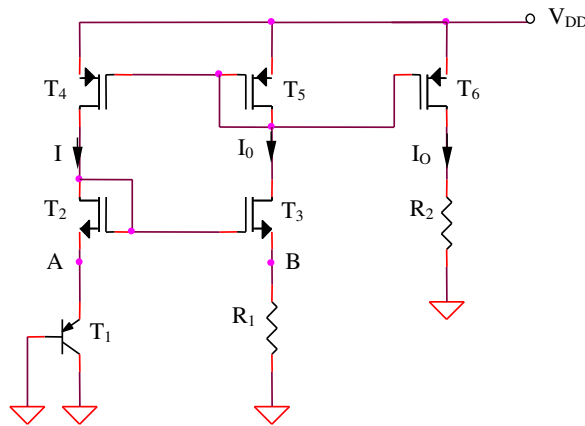


Figura 1.28

**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:

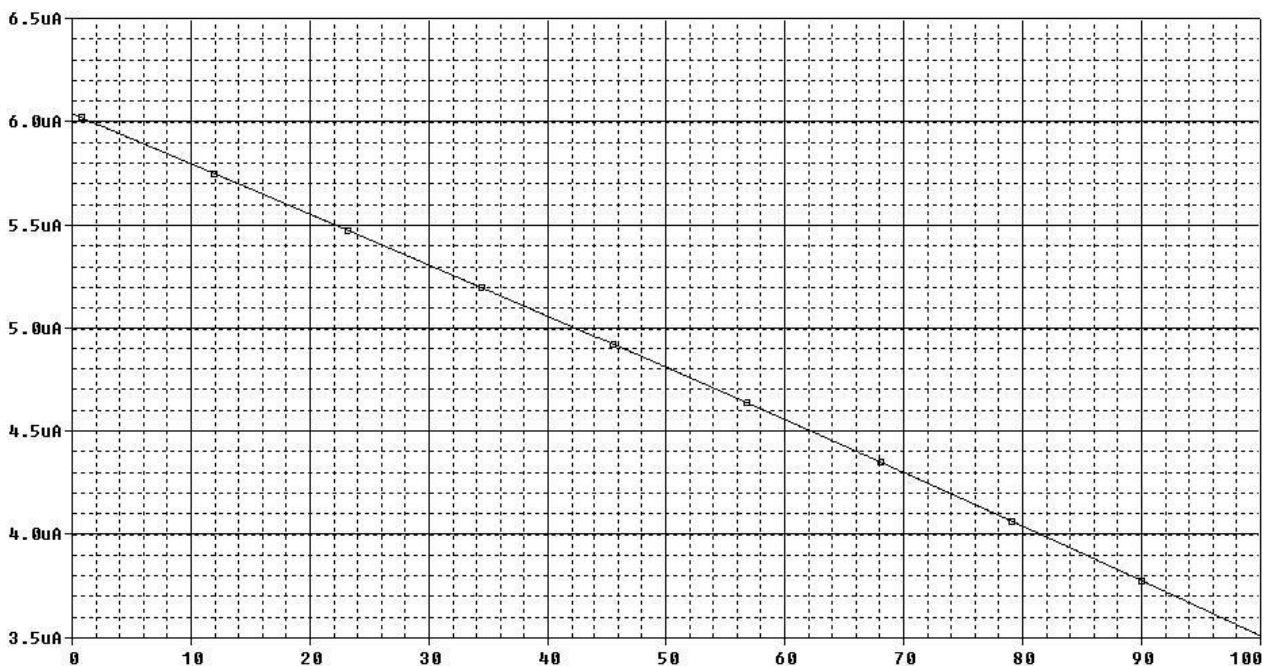


Figura 1.29a

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.

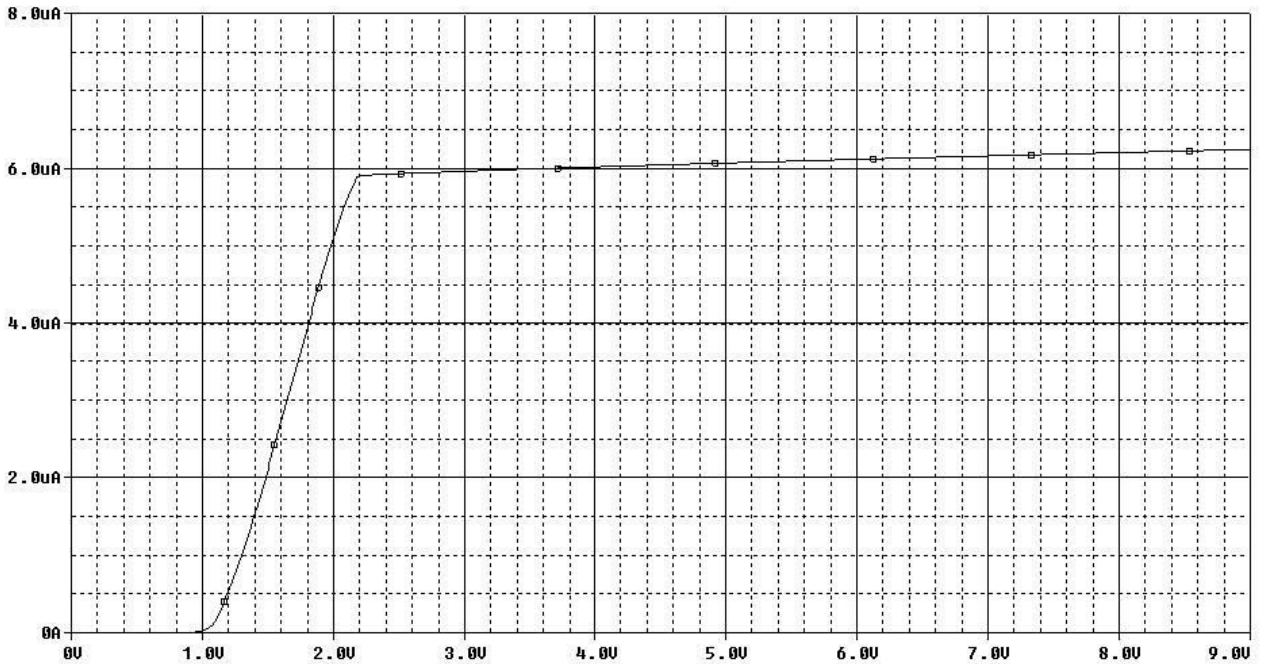


Figura 1.29b

**Problema 1.30**

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

- 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  $S_{I_O}^{V_{CC}}$ , considerându-se efectul de modulare a lungimii canalului

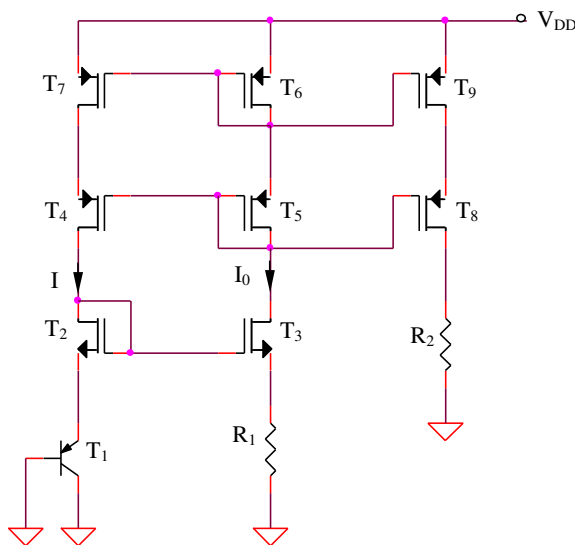


Figura 1.30a

**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:

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

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).

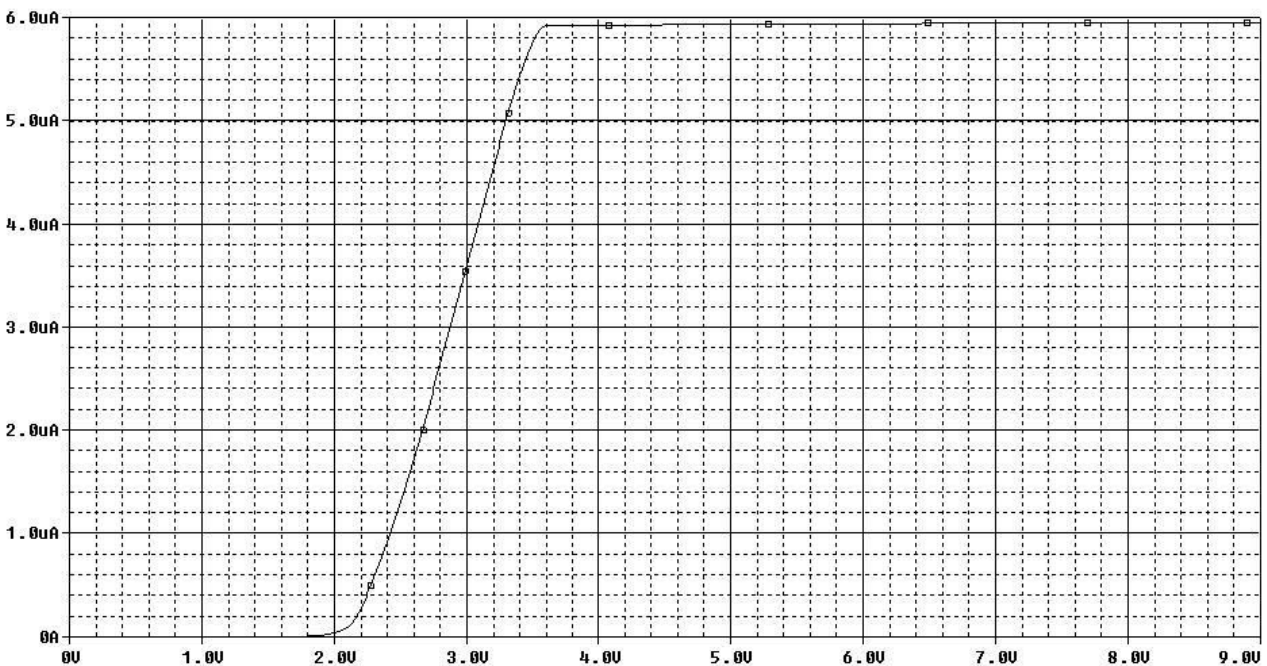


Figura 1.30b

**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

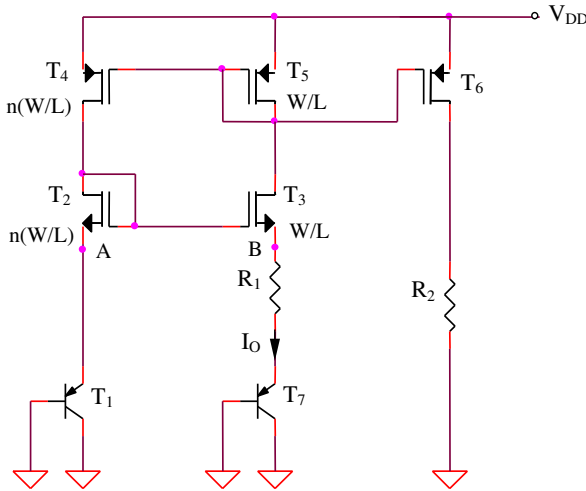


Figura 1.31

**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:

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

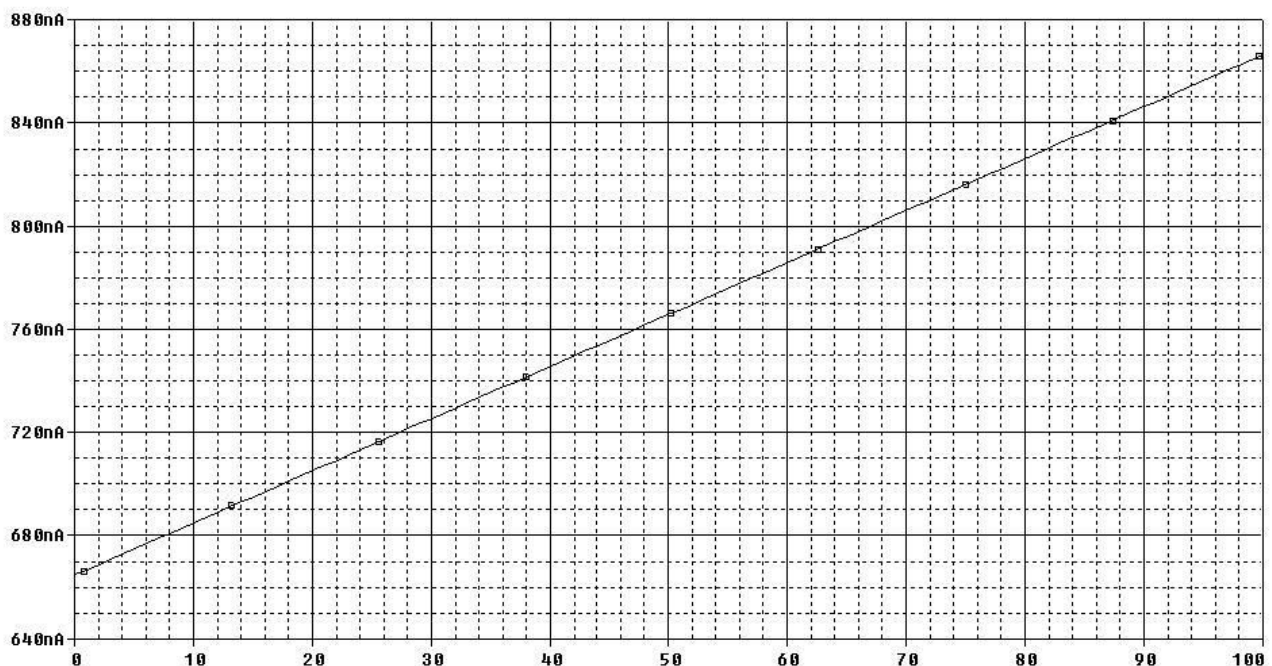


Figura 1.32

**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  $\alpha$  modelând dependența de temperatură a curentului de colector al tranzistorului bipolar,  $I_C(T) = \alpha \cdot T^\alpha$ , iar  $E_{G0}$ ,  $T_0$ ,  $\eta$ ,  $V_{BE}(T_0)$ ,  $k$  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?

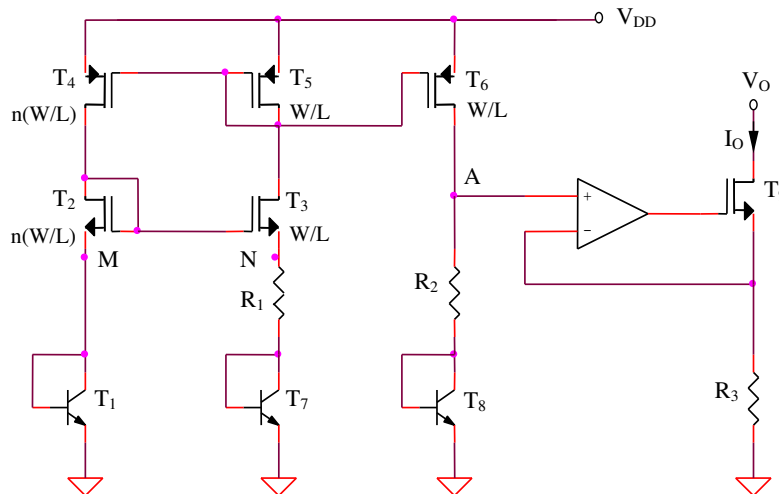


Figura 1.33

**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  $\alpha$  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:

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

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  $R_2 = 235k\Omega$ . 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.

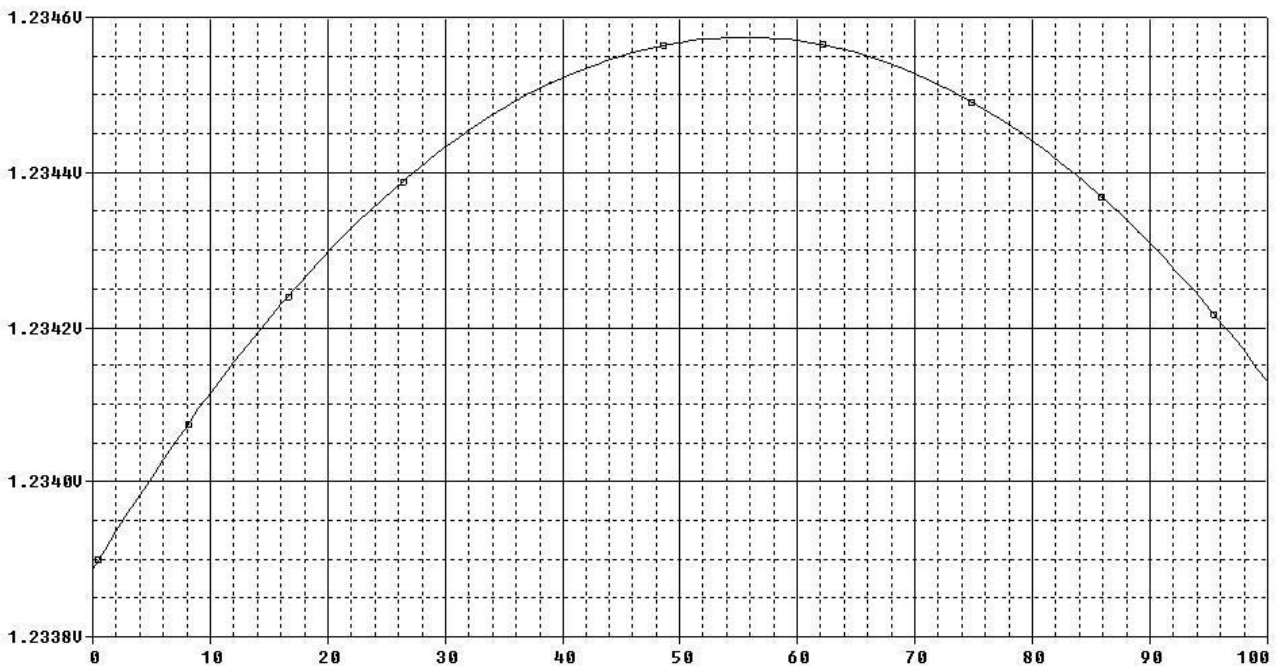


Figura 1.34a

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 alege, de exemplu,  $(W/L)_2 = (W/L)_4 = 15$  și  $(W/L)_3 = (W/L)_5 = 1,5$ ) și nerespectarea acestei relații ( $(W/L)_2 = (W/L)_3 = (W/L)_5 = 1$  și  $(W/L)_4 = 5$ ).

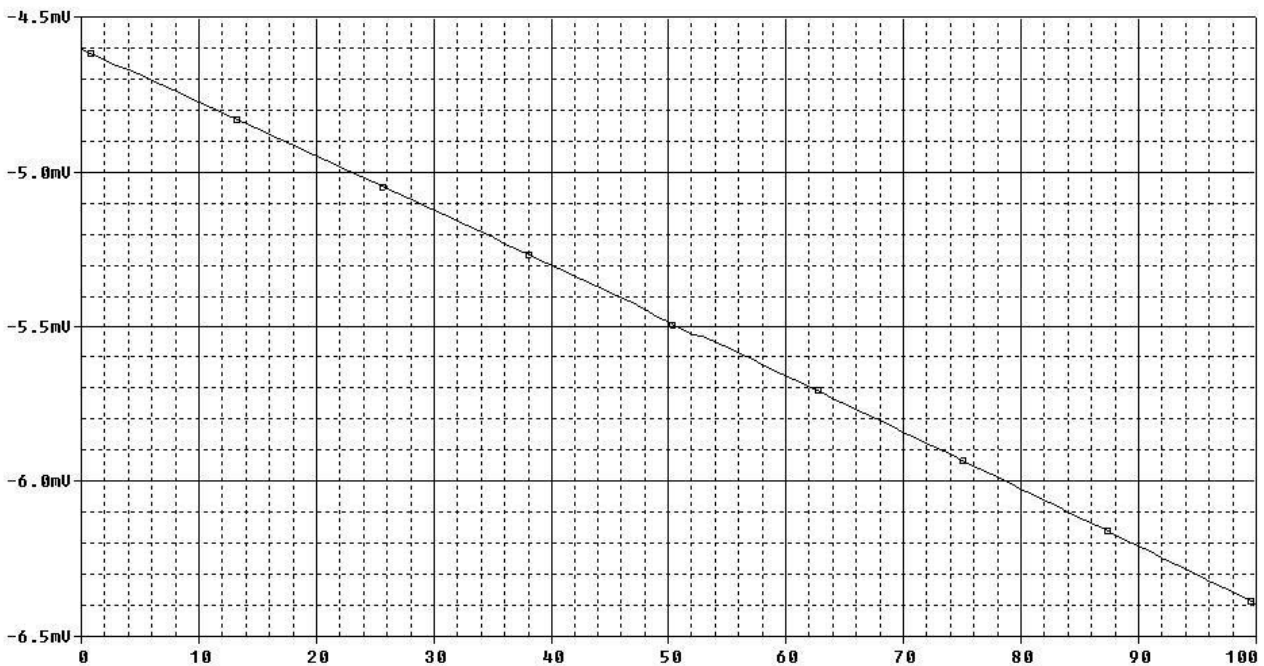


Figura 1.34b

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

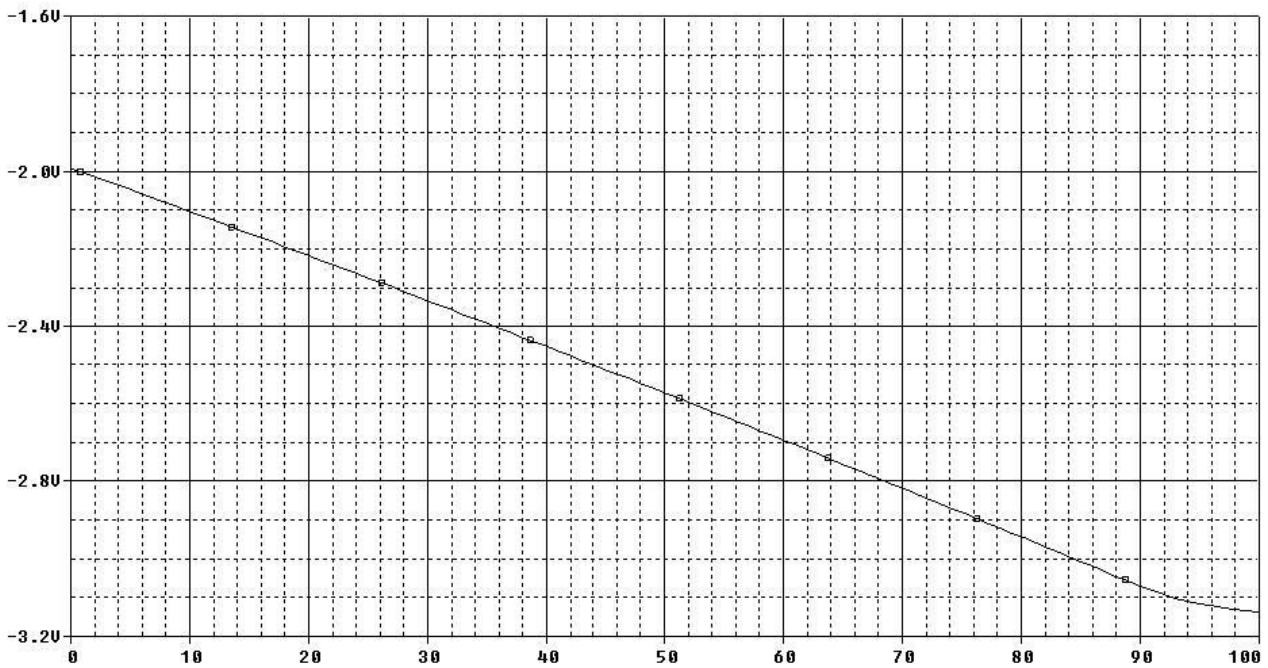


Figura 1.34c

**Problema 1.35**

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

- a. Curentul de ieșire  $I_O$ , neglijând efectul de modulare a lungimii canalului
- b. 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  $T_5$

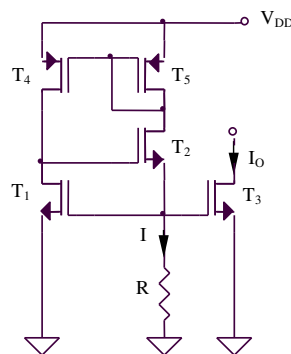


Figura 1.35

**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:

$$\frac{KR}{2}V_{GS}^2 - (1 + KR V_T)V_{GS} + \frac{KR}{2}V_T^2 \quad (1.164)$$

Cele două soluții au următoarele expresii:

$$V_{GS1,2} = V_T + \frac{1}{KR} \pm \frac{\sqrt{2KR V_T + 1}}{KR} \quad (1.165)$$

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

$$V_{GS} = V_T + \frac{1}{KR} + \frac{\sqrt{2KR V_T + 1}}{KR} \quad (1.166)$$

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

$$I_O = \frac{V_T}{R} + \frac{\sqrt{2KR V_T + 1} + 1}{KR^2} \quad (1.167)$$

rezultând:

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

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

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

rezultând:

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

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

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

**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?

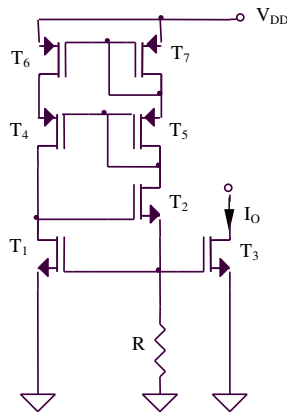


Figura 1.36

**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:

- a. Curentul de ieșire  $I_O$ , neglijând efectul de modulare a lungimii canalului
- b. 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.

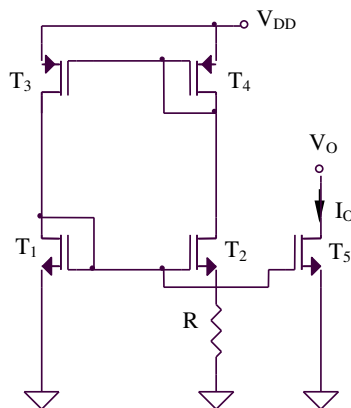


Figura 1.37

**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  $T = T_0 + \Delta T = 308K$ . In acest caz, curentul de ieșire va avea valoarea  $I_O = 30,8\mu A$ . Tensiunea minimă de alimentare va avea expresia:

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

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. In 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  $R_O$  ( $\Omega$  )** 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 acestora 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  $\beta$  - 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:

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

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

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

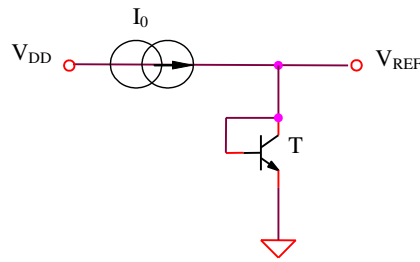


Figura 2.1: Joncțiunea bază-emitor

**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:

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

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.

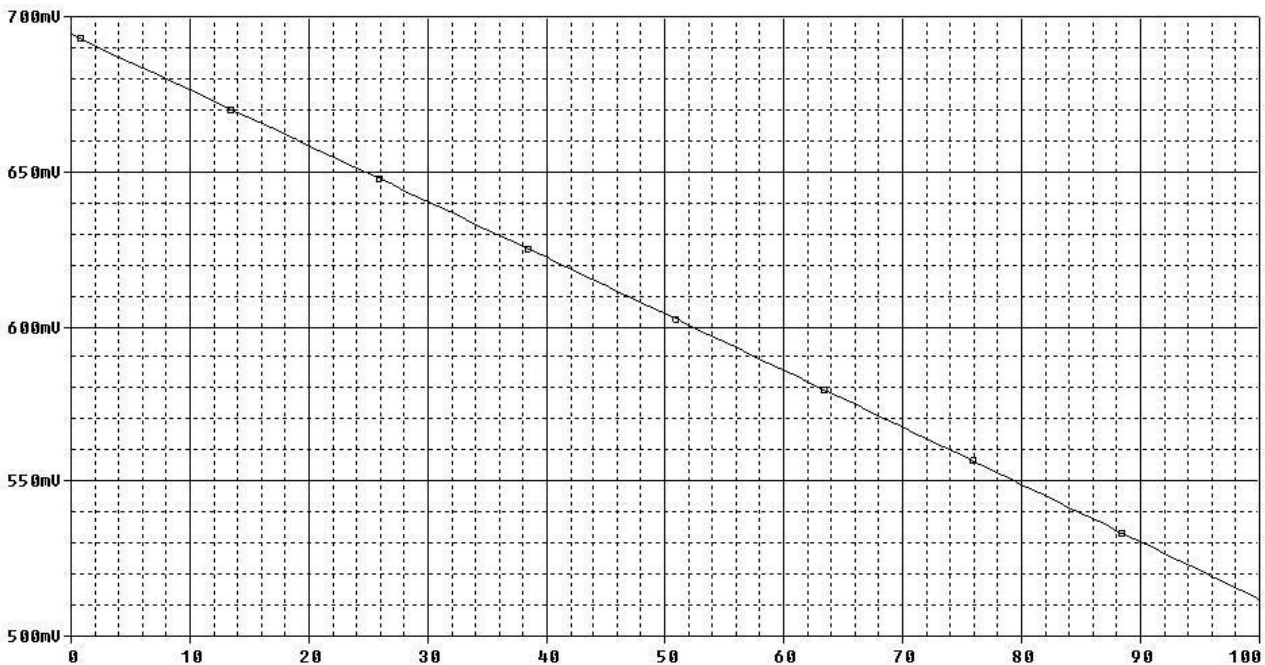


Figura 2.2

**Problema 2.3**

Se consideră circuitul din Figura 2.3.

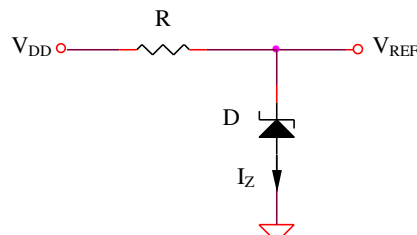


Figura 2.3

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.

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

b.

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

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

**Problema 2.4**

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

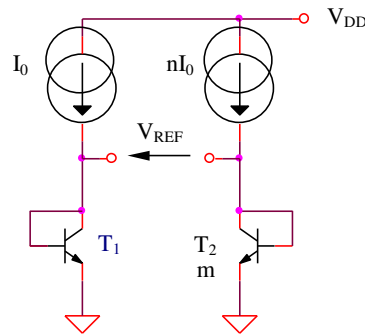


Figura 2.4

**Rezolvare**

Neglijând curenții de bază, se poate scrie:

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

**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  $I_0 = 1mA$ ,  $m = 1$  și  $n = 10$ .

**Rezolvare**

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

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

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

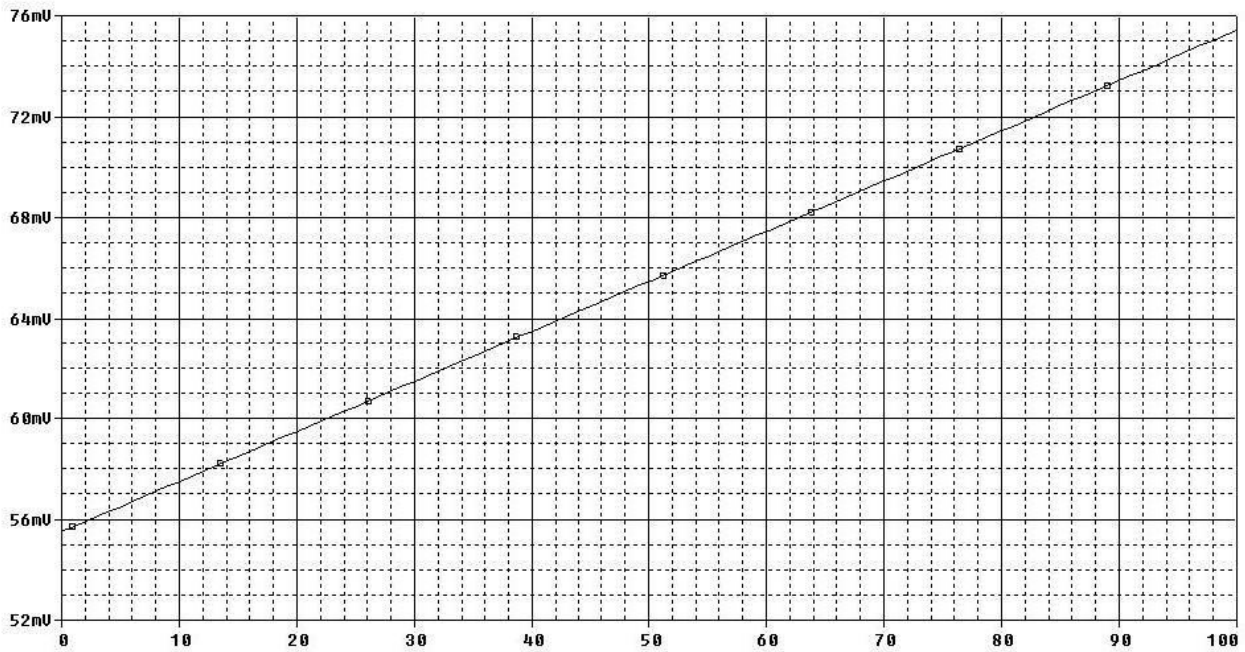
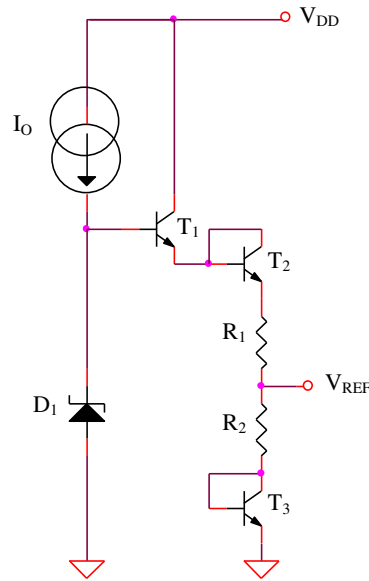


Figura 2.5

**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.

$$V_{REF} = V_{BE} + R_2 \frac{V_Z - 3V_{BE}}{R_1 + R_2} = \frac{I}{1 + \frac{R_1}{R_2}} \left[ V_Z + V_{BE} \left( \frac{R_1}{R_2} - 2 \right) \right] \quad (2.15)$$

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

$$\frac{dV_{REF}}{dT} = \frac{I}{1 + \frac{R_1}{R_2}} \left[ \frac{dV_Z}{dT} + \frac{dV_{BE}}{dT} \left( \frac{R_1}{R_2} - 2 \right) \right] \quad (2.16)$$

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.

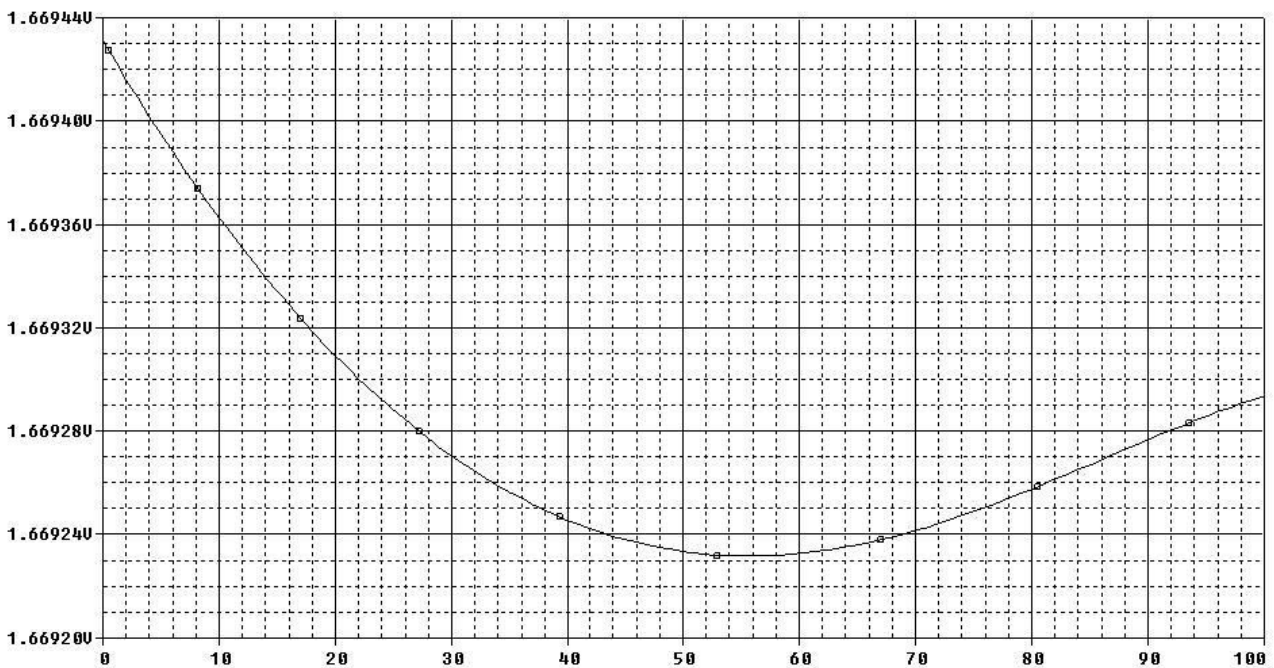


Figura 2.7a

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.

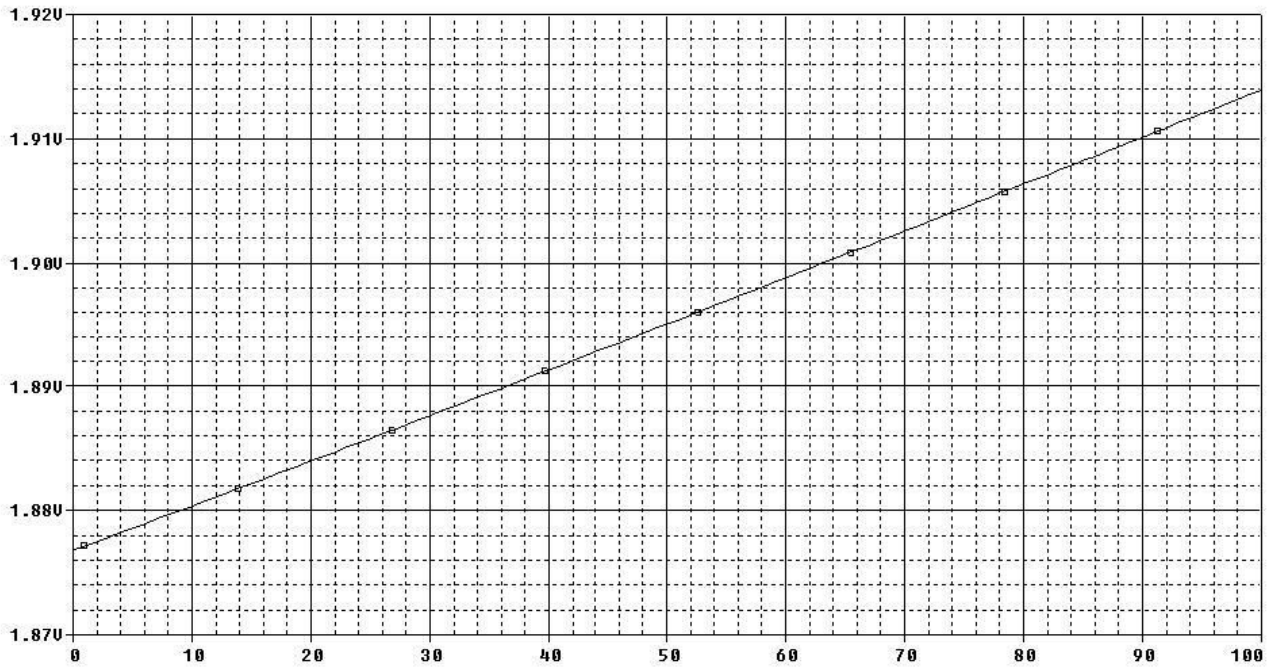


Figura 2.7b

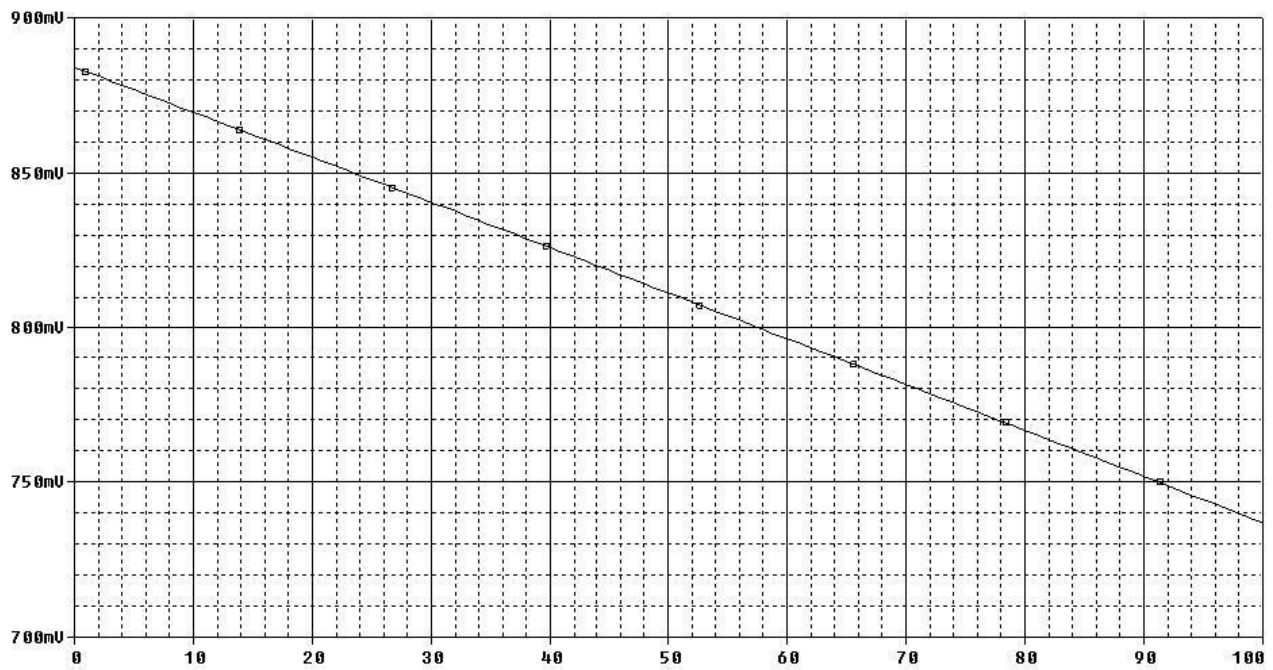


Figura 2.7c



**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?

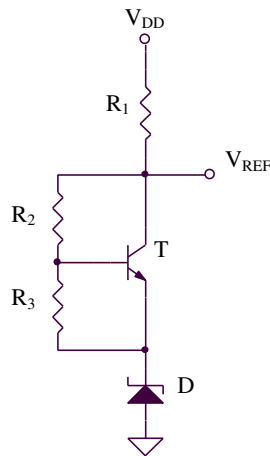


Figura 2.8

**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.

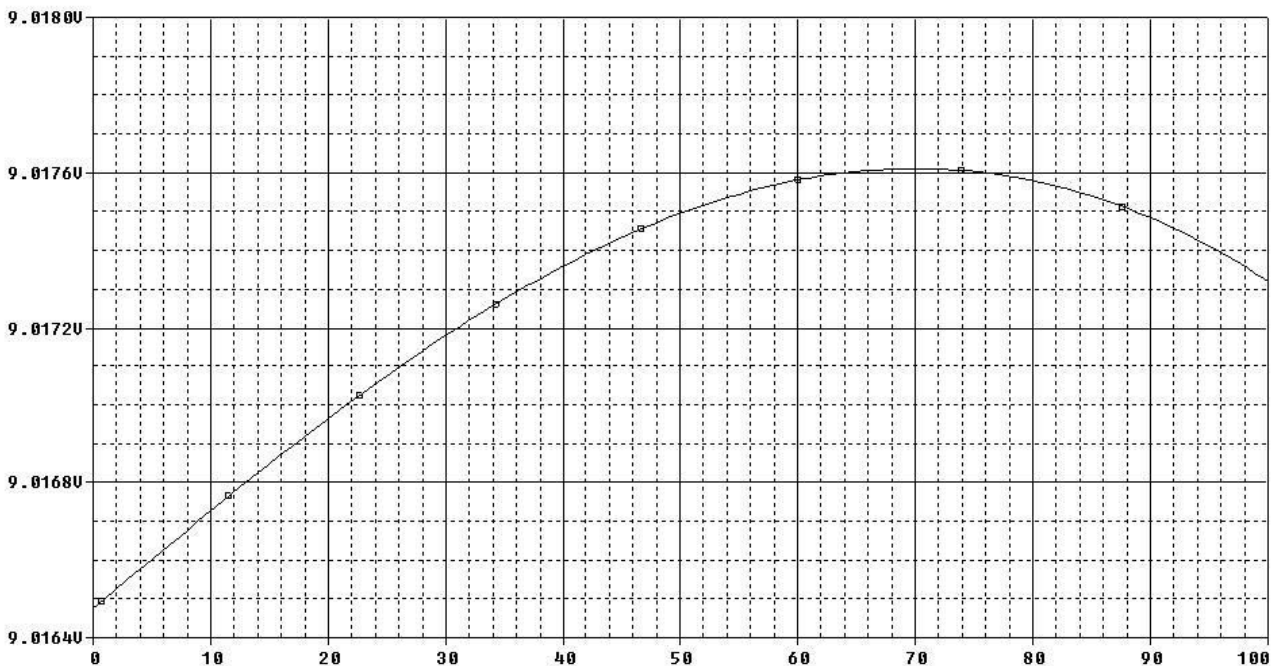


Figura 2.9a

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.

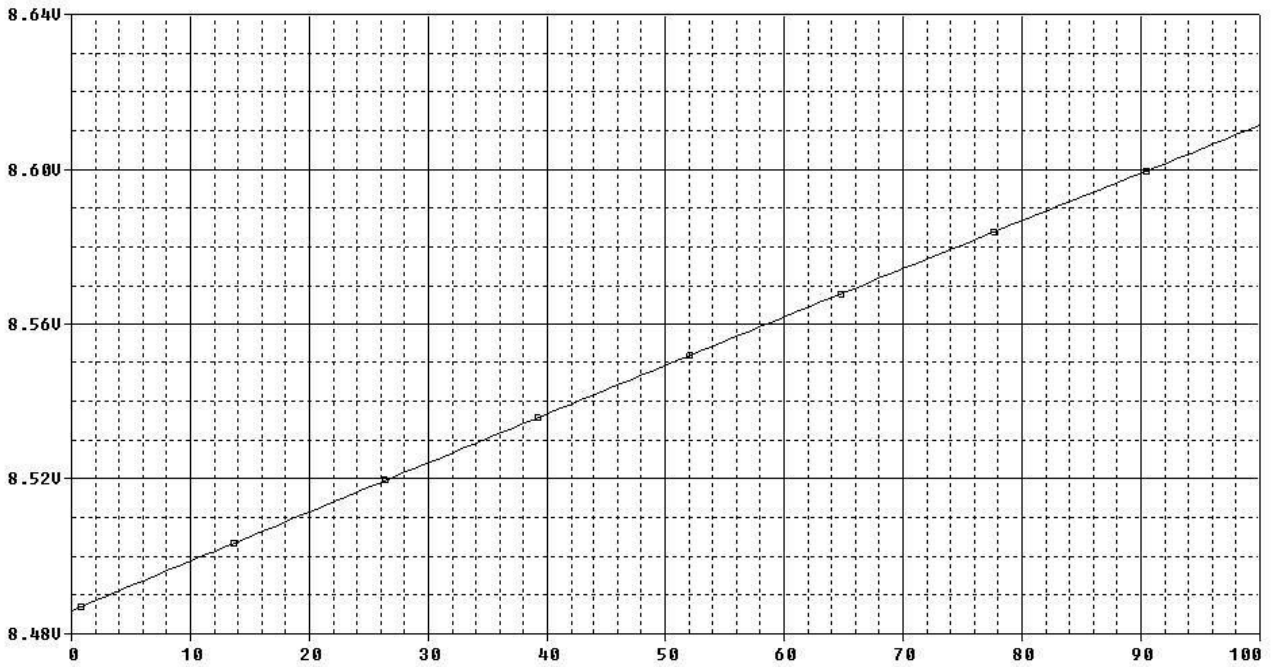


Figura 2.9b

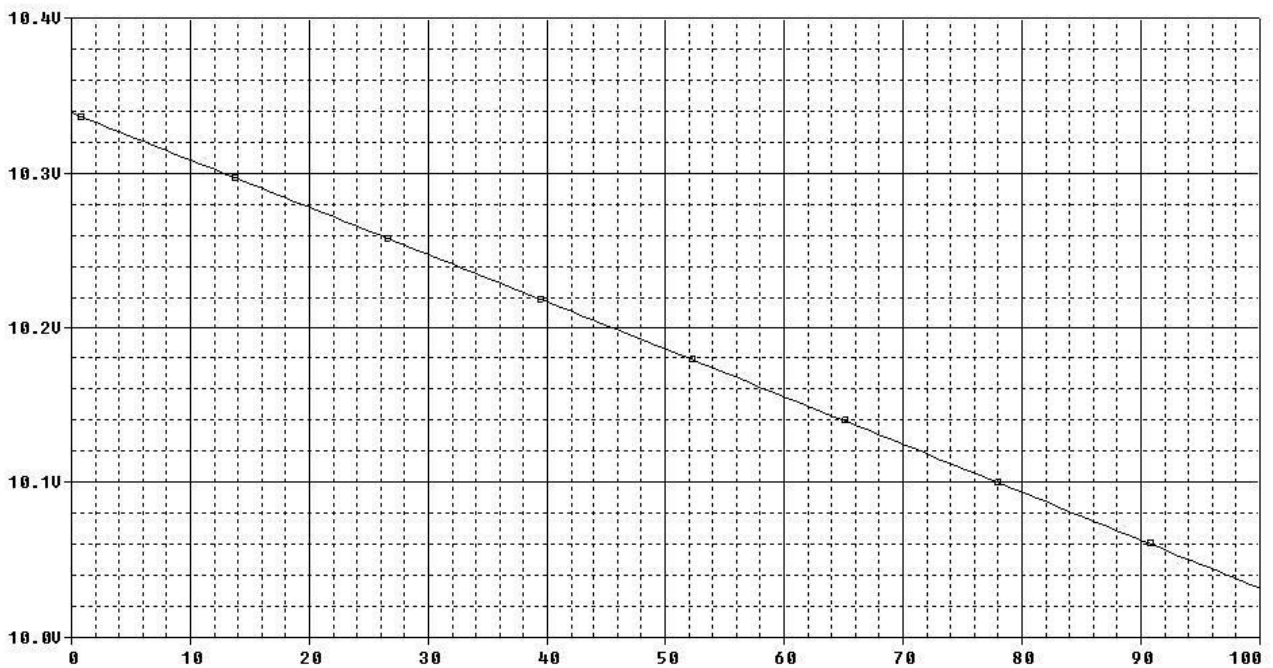


Figura 2.9c

**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  $V_{DD} = 6V$ .

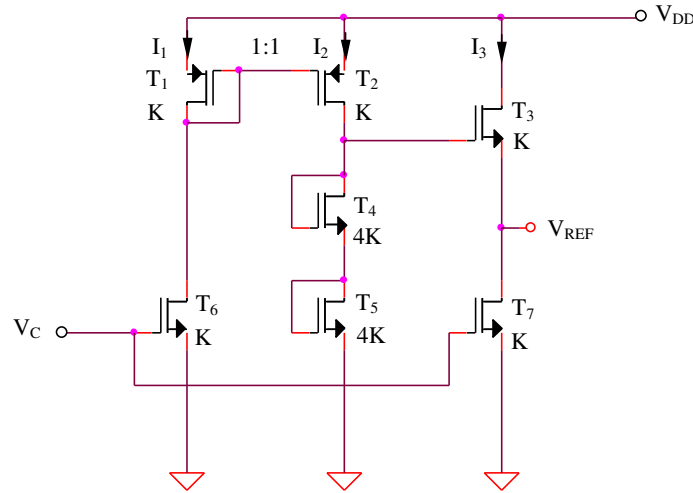


Figura 2.10a

- 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 PMOS, 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.

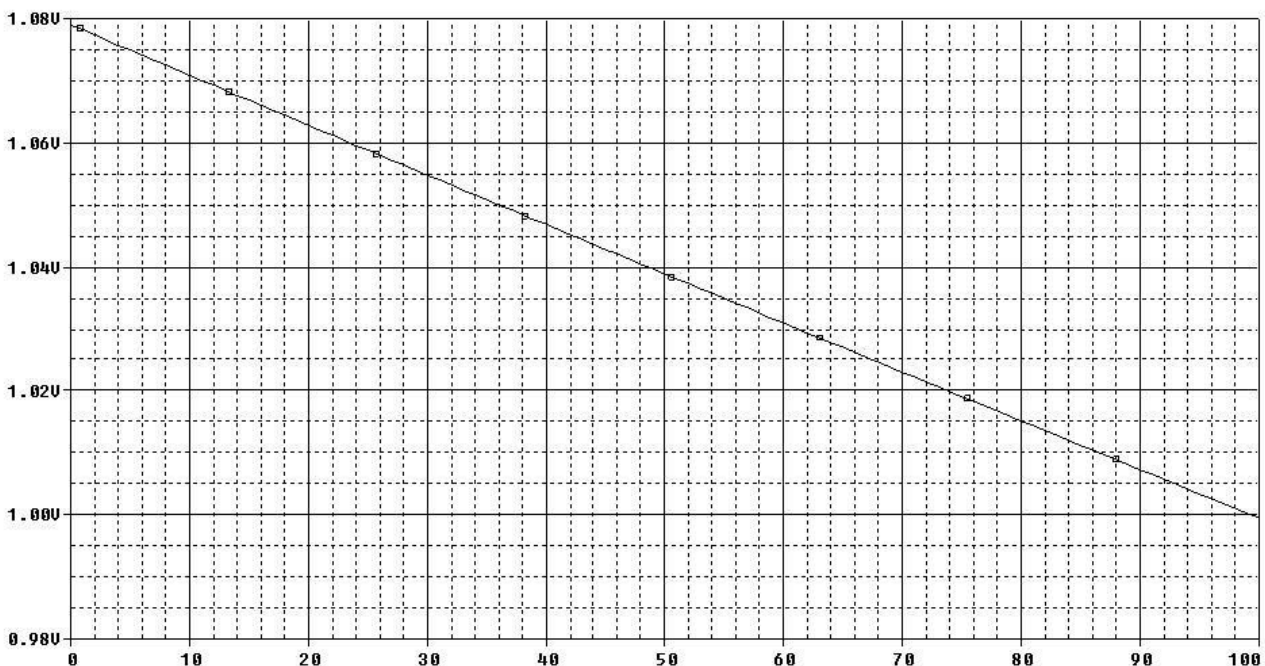


Figura 2.10b

b. Evaluarea sensibilității tensiunii de referință față de variațiile tensiunii de alimentare presupune considerarea efectului de modulare a lungimii canalului, modelat prin parametrul  $\lambda$ . 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.

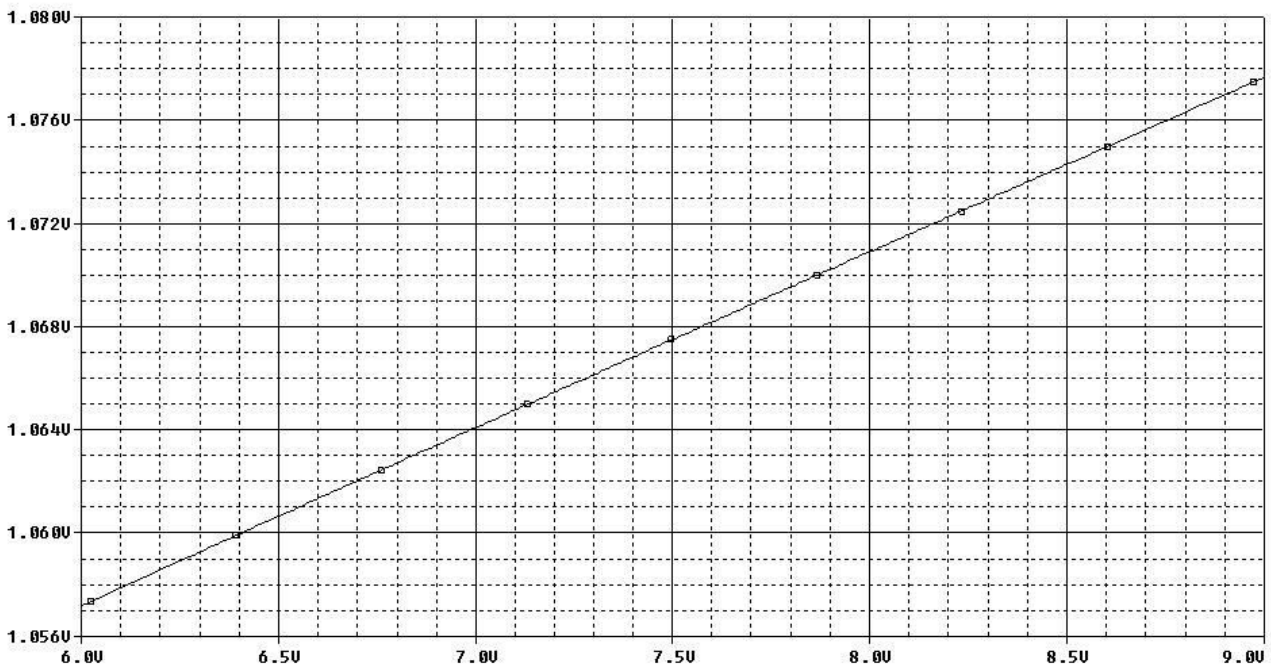


Figura 2.10c

**Problema 2.11**

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

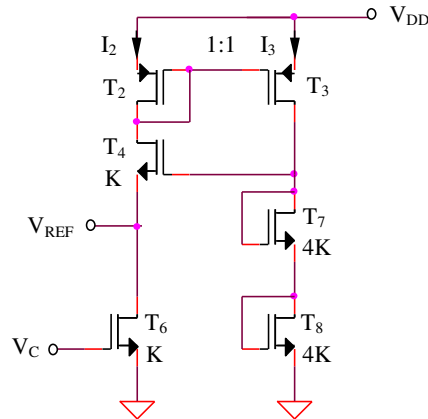


Figura 2.11a

**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.

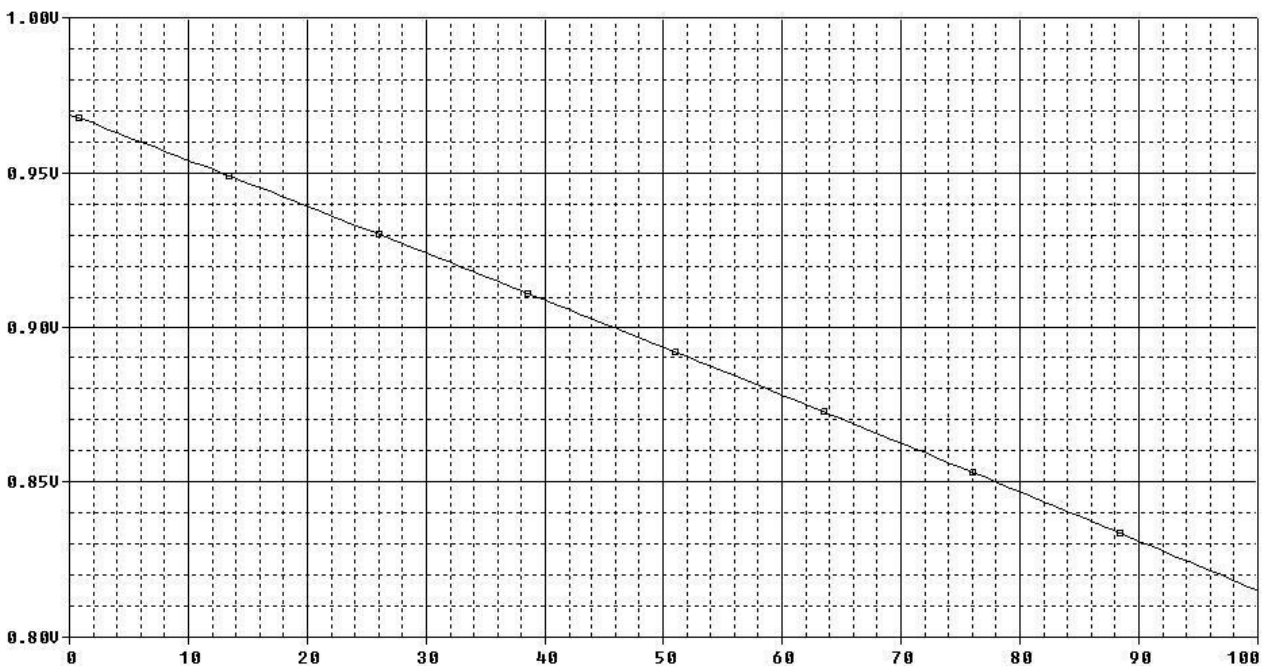


Figura 2.11b

b.

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

$$\frac{I_3}{I_2} = \frac{1 + \lambda|V_{DS3}|}{1 + \lambda|V_{DS2}|} = \frac{1 + \lambda(V_{DD} - 2V_{GS7})}{1 + \lambda|V_{GS2}|} \cong 1 + \lambda(V_{DD} - 2V_{GS7} - |V_{GS2}|) \quad (2.38)$$

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

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

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

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

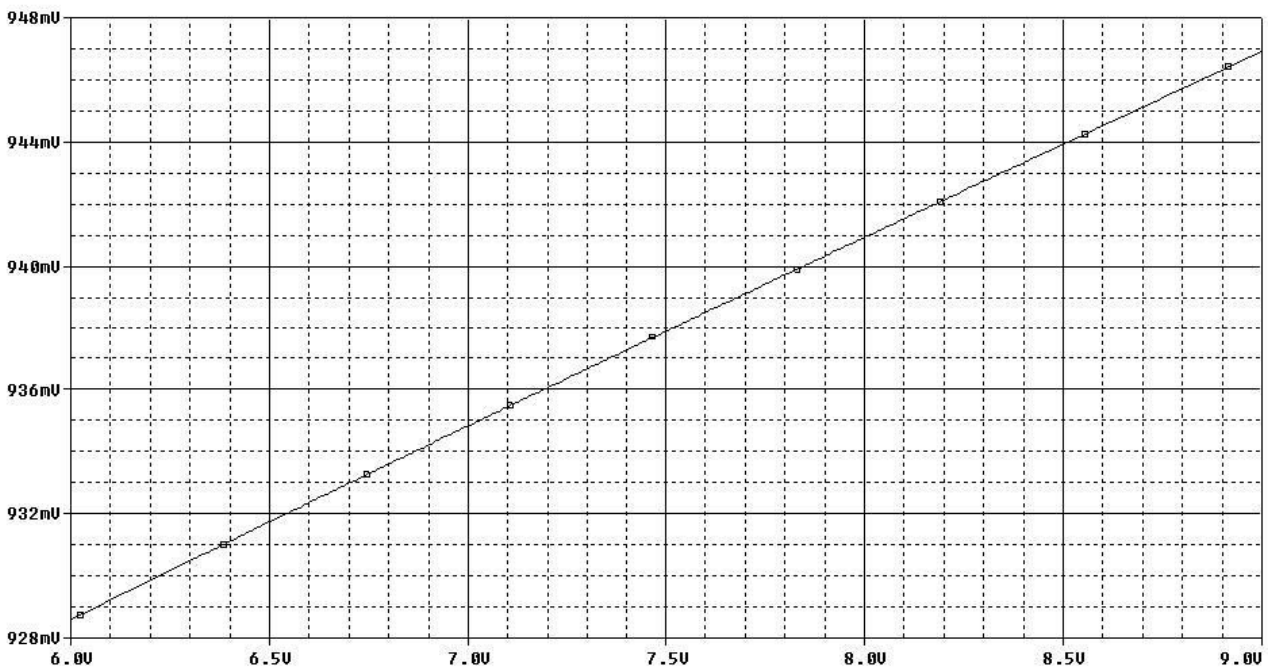


Figura 2.11c



**Problema 2.12**

Se consideră referința de tensiune din Figura 2.12a.

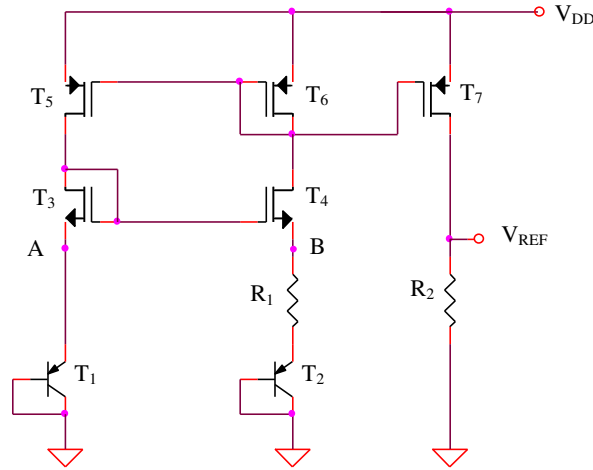


Figura 2.12a

Tranzistoarele MOS sunt caracterizate de ecuația generală:

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

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  $V_A = V_B$ .

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

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

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 temperatură a acestuia de  $43,13 \text{ nA/K}$ .

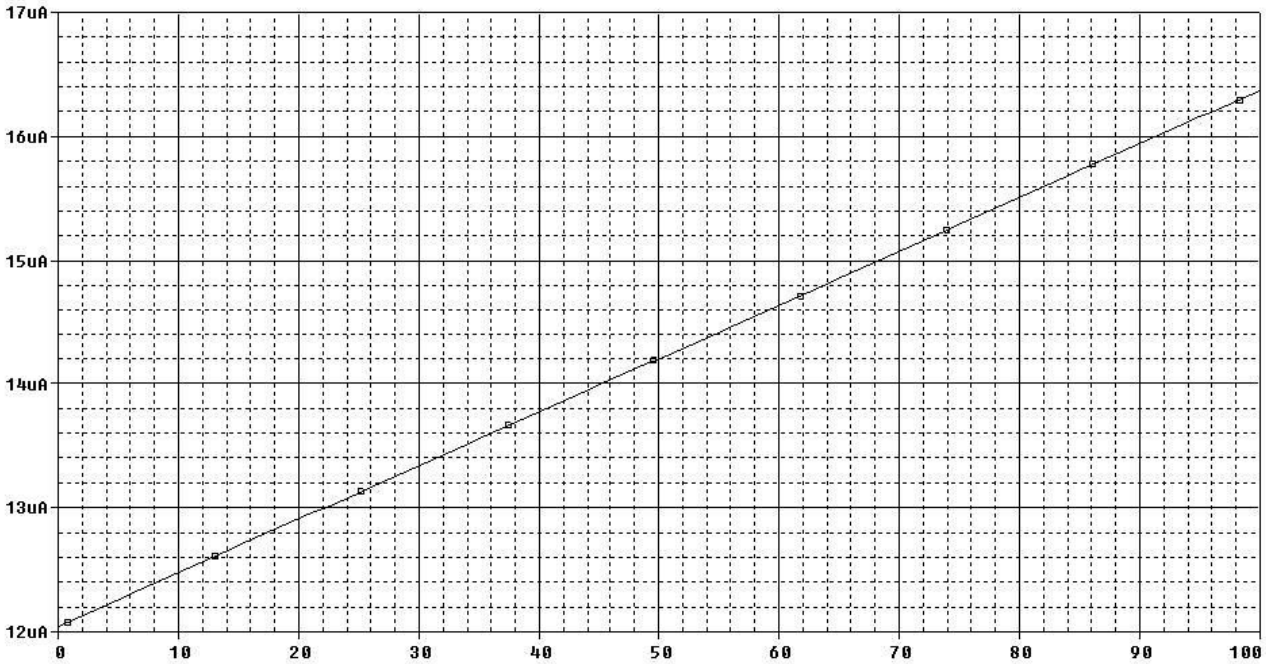


Figura 2.12b

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  $0,44 \text{ mV/K}$ .

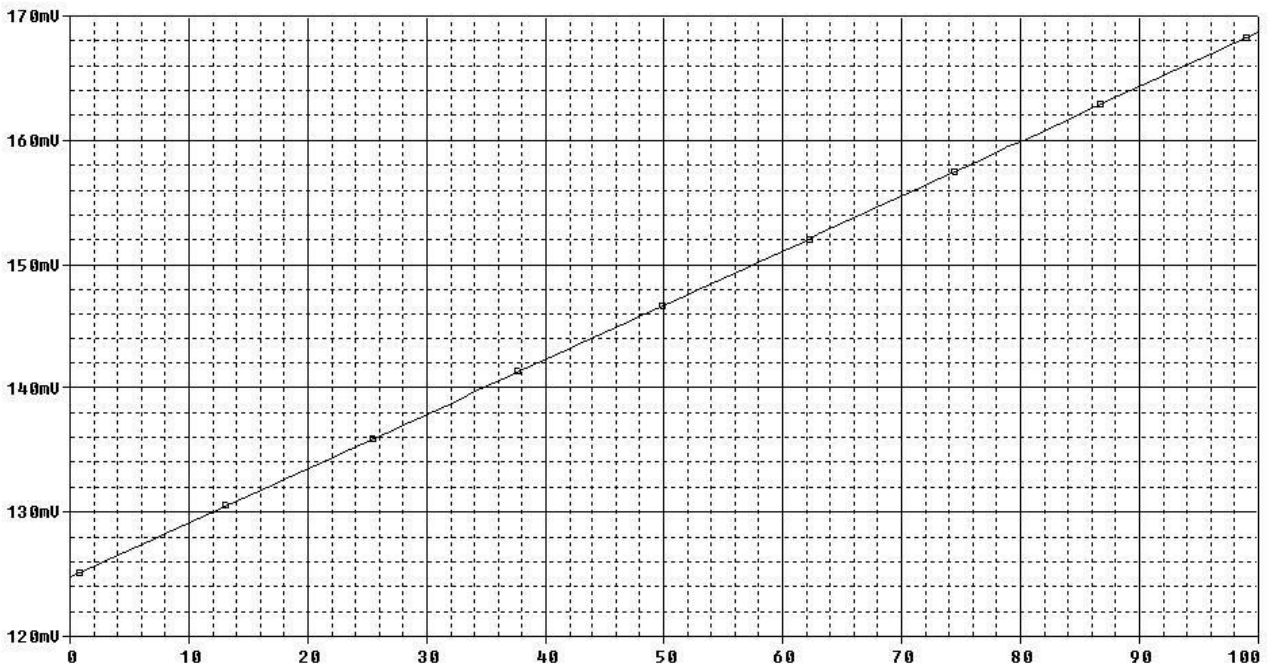


Figura 2.12c

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:

$$I_{R_1}(T) = \frac{kT}{qR_1} \ln\left(\frac{I_{C1} I_{S2}}{I_{C2} I_{S1}}\right) = \frac{kT}{qR_1} \ln\left(\frac{I_{D5} I_{S2}}{I_{D6} I_{S1}}\right) = \frac{kT}{qR_1} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \frac{1 + \lambda V_{DS5}}{1 + \lambda V_{DS6}}\right) \quad (2.51)$$

$$I_{R_1}(T) = \frac{kT}{qR_1} \ln\left[\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \frac{1 + \lambda(V_{DD} - V_{GS3} - V_{BE1})}{1 + \lambda|V_{GS6}|}\right] \quad (2.52)$$

$$I_{R_1}(T) \cong \frac{kT}{qR_1} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) + \frac{kT}{qR_1} \ln\left[1 + \lambda(V_{DD} - V_{GS3} - V_{BE1} - |V_{GS6}|)\right] \quad (2.53)$$

$$V_{REF}(T) \cong \frac{kT}{q} \frac{R_2}{R_1} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) + \frac{kT}{q} \frac{R_2}{R_1} \ln\left[1 + \lambda(V_{DD} - V_{GS3} - V_{BE1} - |V_{GS6}|)\right] \quad (2.54)$$

Neglijând dependența de tensinea 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  $D_2$ .

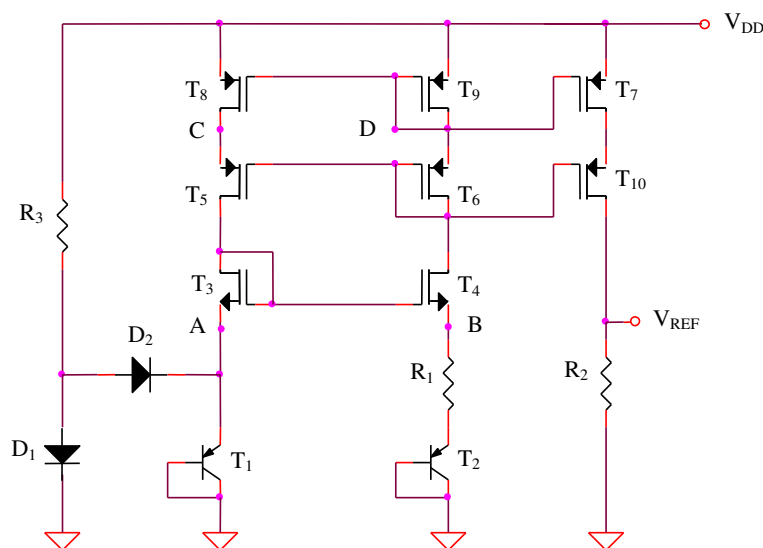


Figura 2.13

**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  $|V_{DS8}| = |V_{DS9}| = |V_{GS9}|$ .

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

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

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?

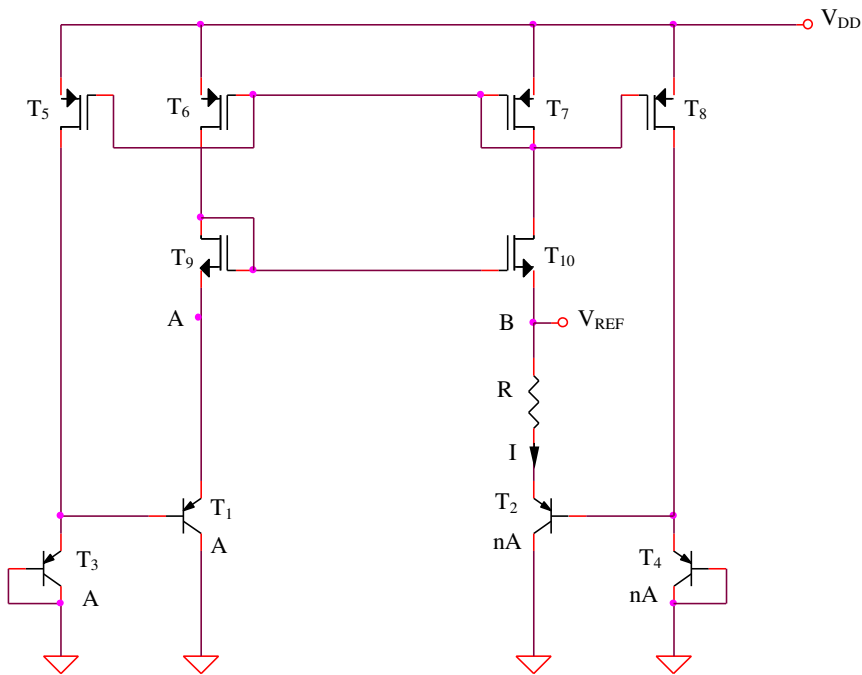


Figura 2.14a

**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  $8,13\text{nA/K}$ .

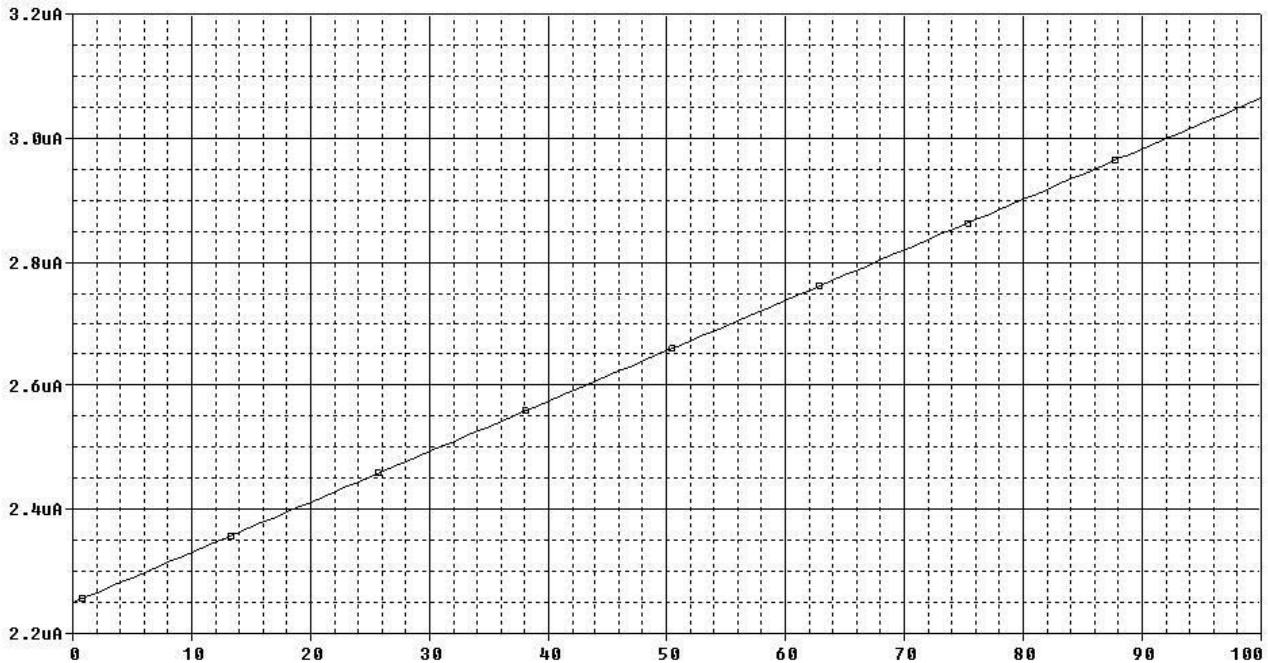


Figura 2.14b

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 evidențieze 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?

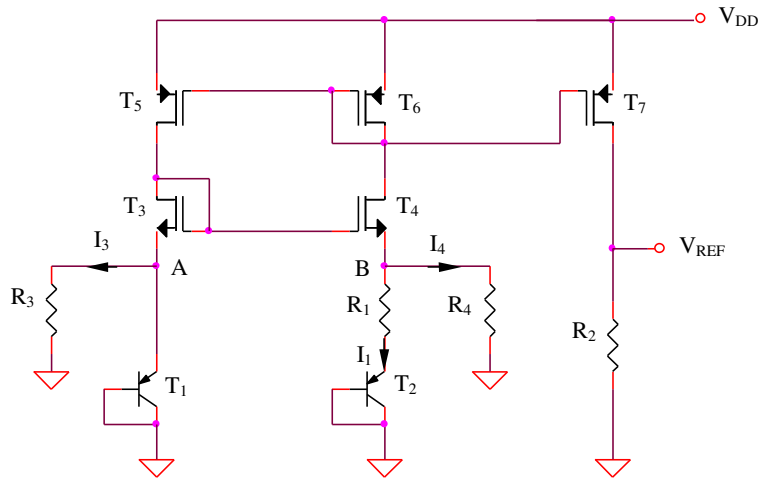


Figura 2.15

**Rezolvare**

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

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

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:

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

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:

$$\frac{k}{qR_1} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0 R_4} = 0 \quad (2.84)$$

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 curențului  $I_1$  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).

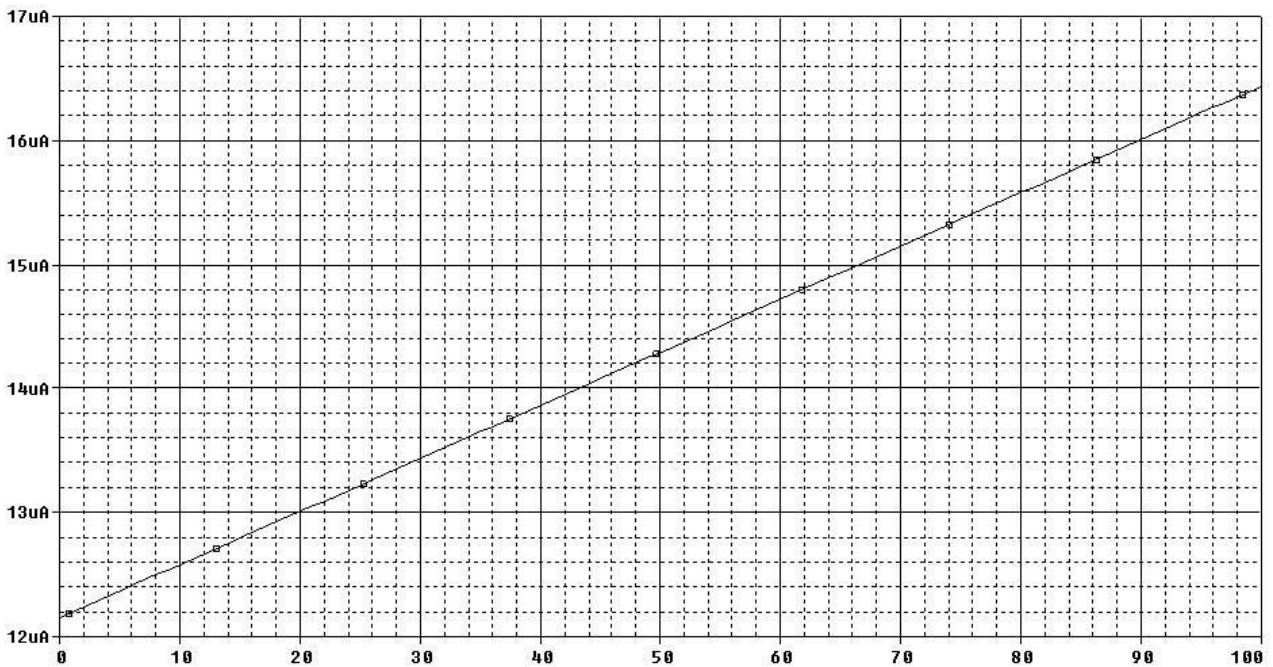


Figura 2.16a

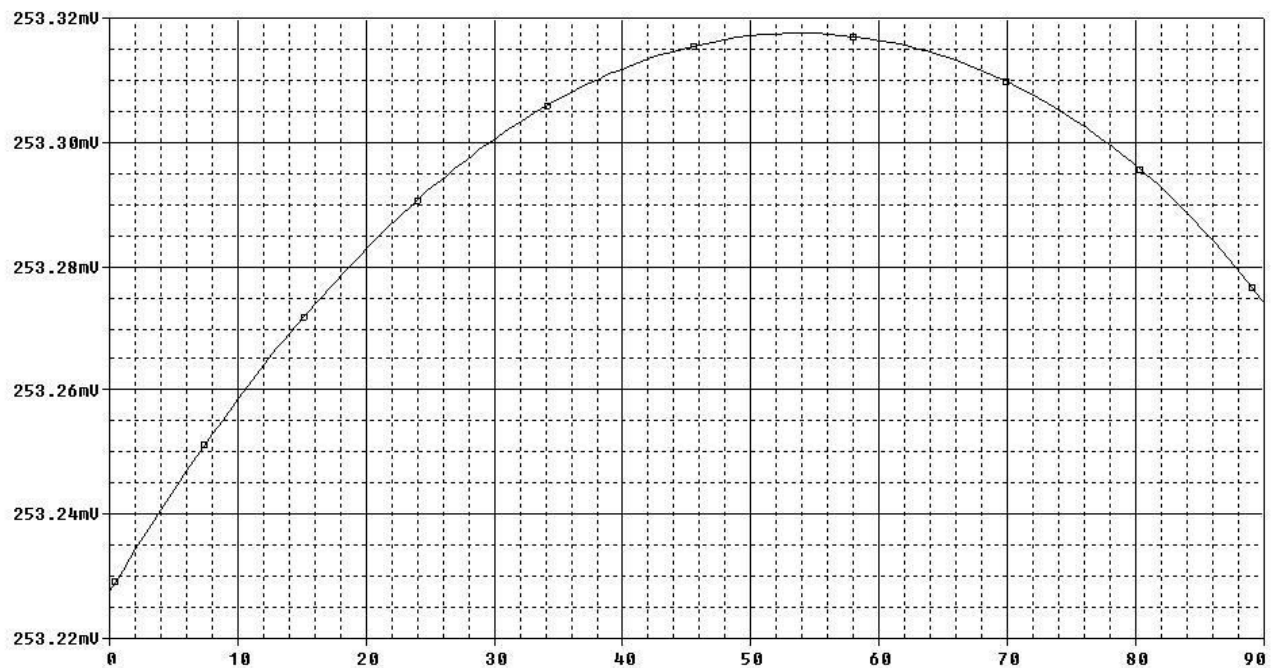


Figura 2.16b

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,  $R_4 / R_1 = 3$ ).

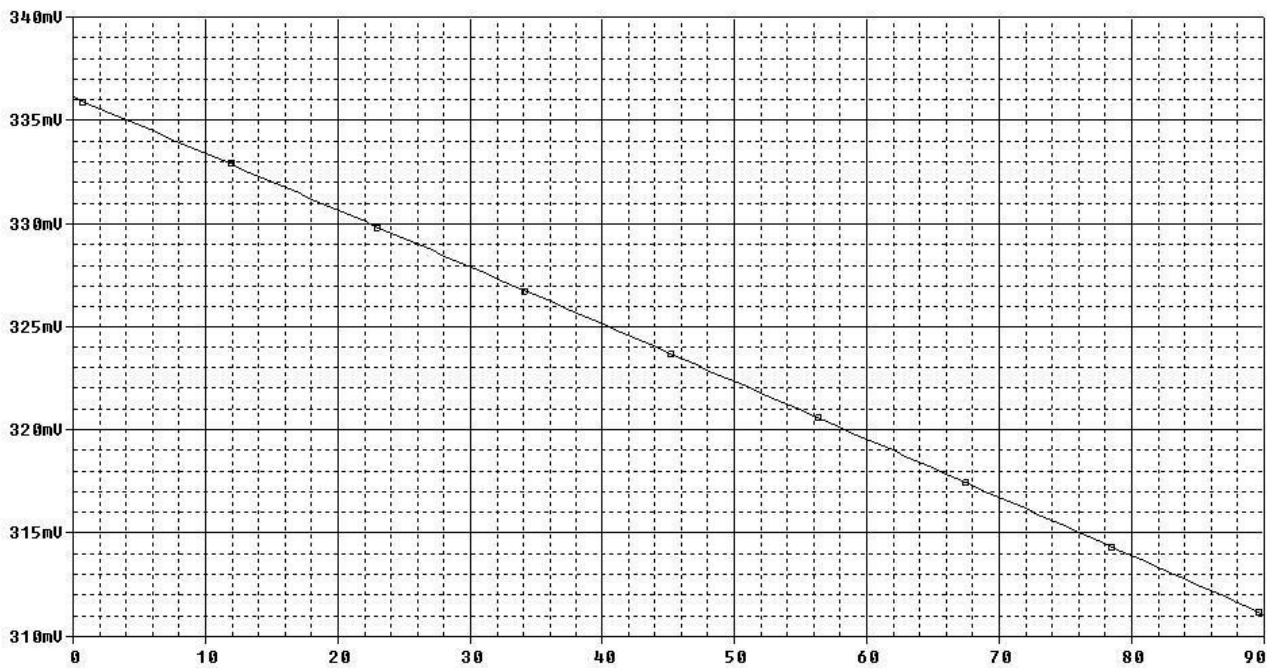


Figura 2.16c

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

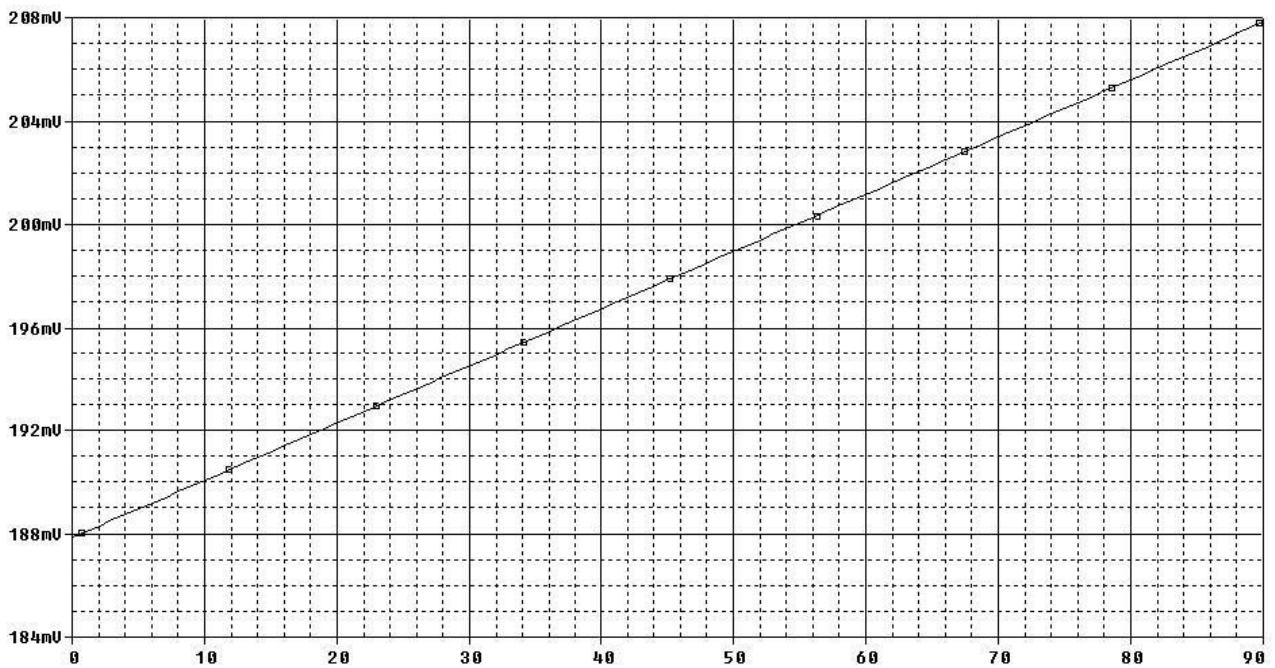


Figura 2.16d

**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?

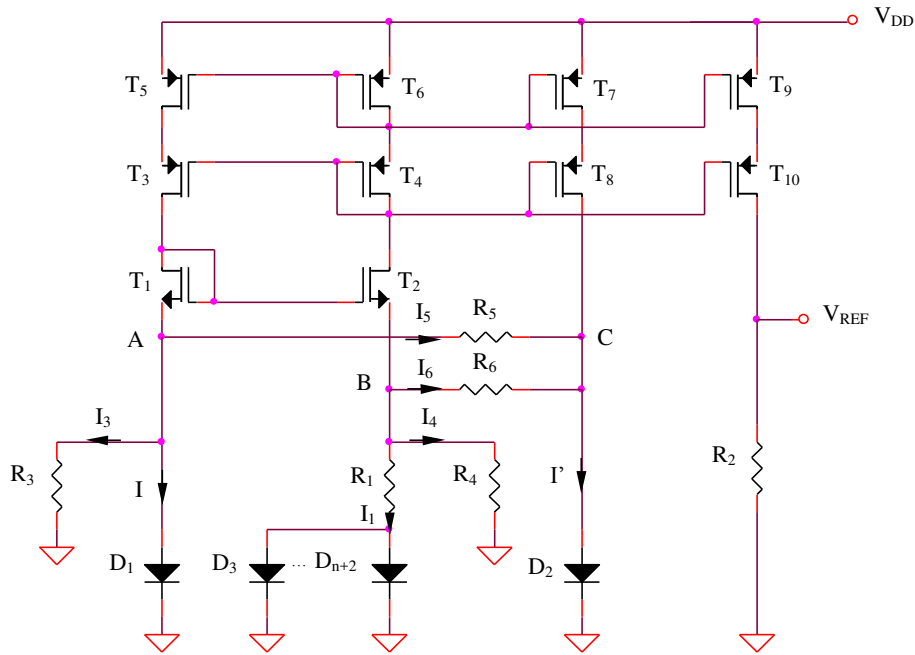


Figura 2.17

**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  $\alpha$  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:

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

$\alpha'$  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 logaritmic 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.

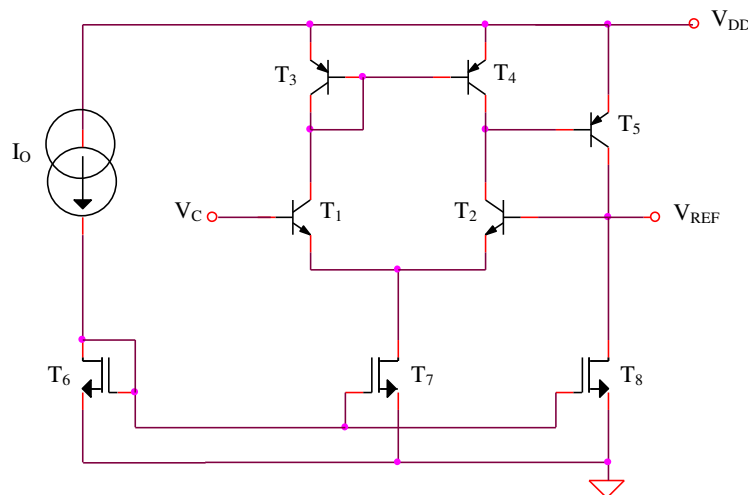


Figura 2.18

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:

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

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

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

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:

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

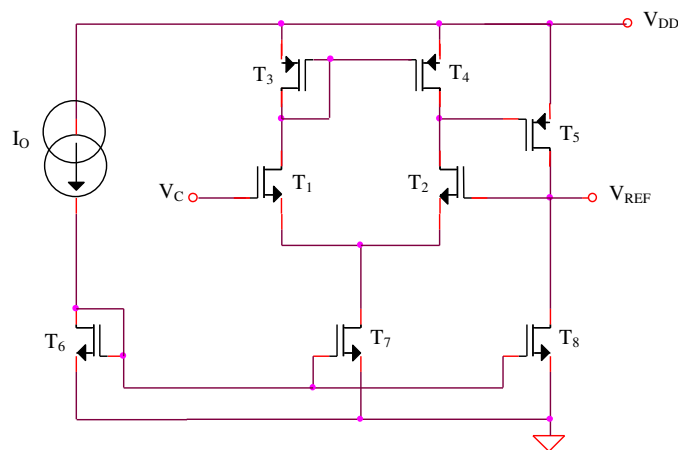


Figura 2.19

**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?

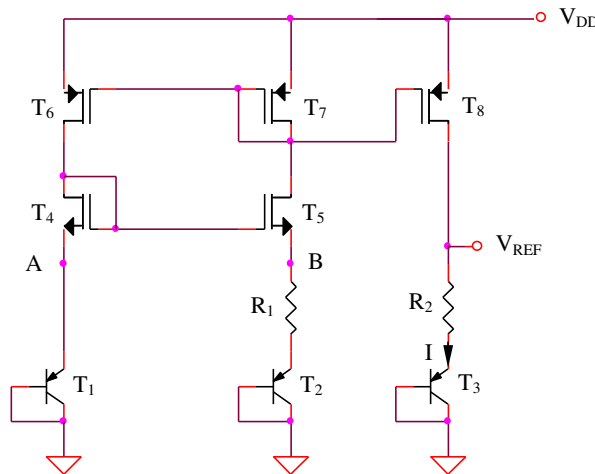


Figura 2.20

**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  $V_{BE}(T_0) = 0,6V$ ,  $R_1 = 10k\Omega$ ,  $V_{DD} = 9V$ ,  $I_{S2} = 100I_{S1}$ . Să se determine:

- Dependența de temperatură a curentului prin rezistența  $R_1$
- 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  $R_1$  este:

$$I_{R1}(T) = \frac{kT}{qR_1} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) \quad (2.120)$$

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  $TC_{I_{R1}} = 40,1nA/K$

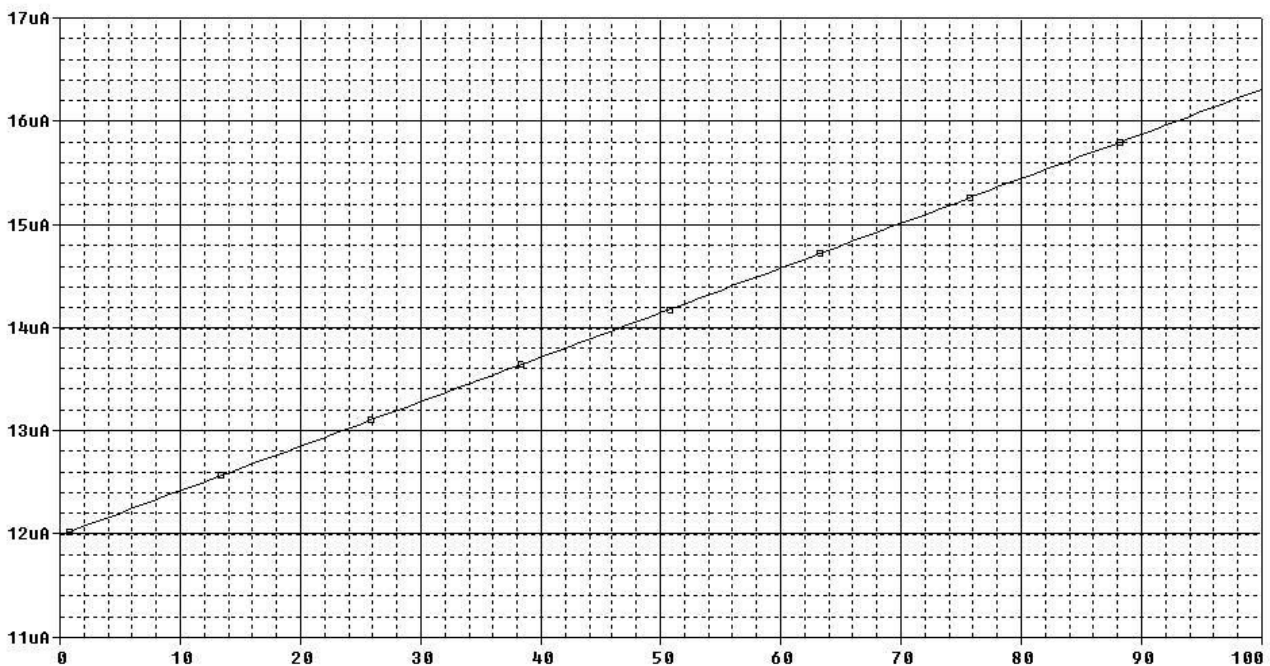


Figura 2.21a

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.

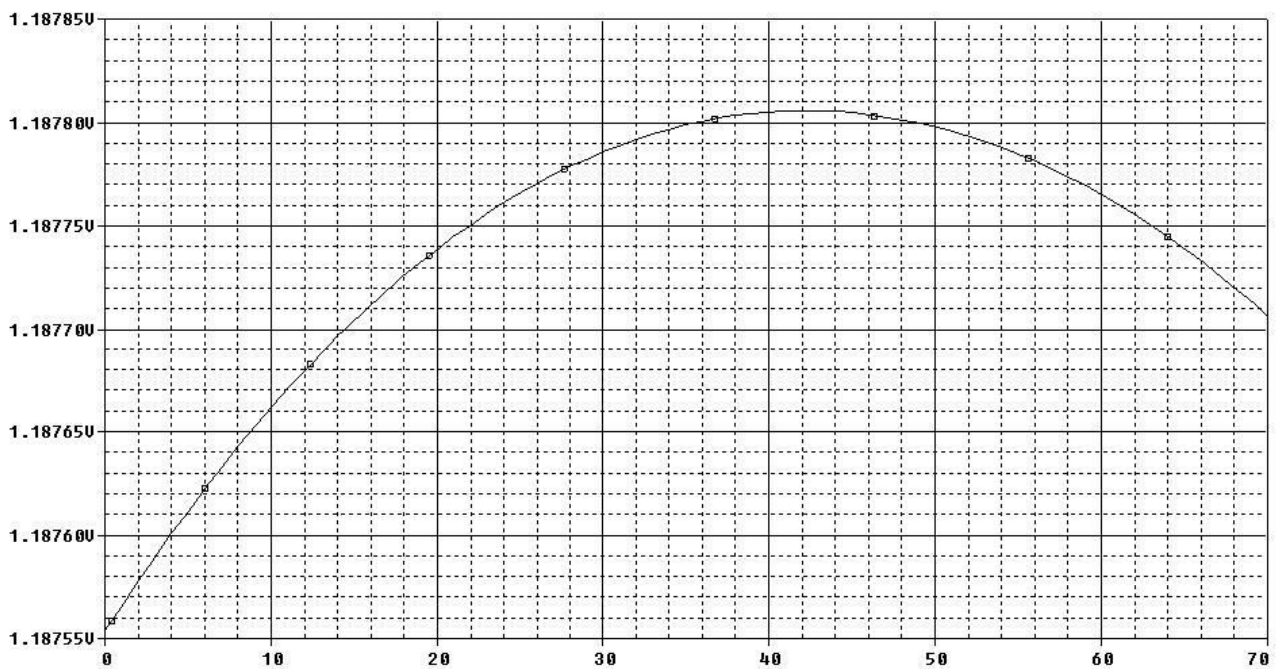


Figura 2.21b

**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?

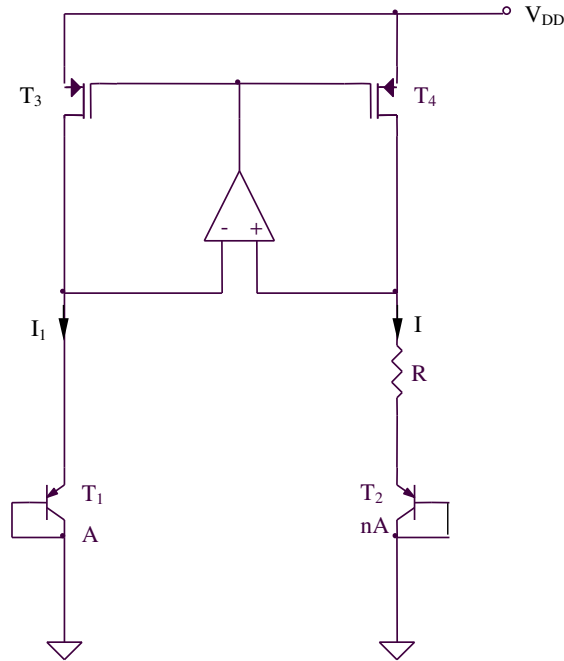


Figura 2.22

**Rezolvare**

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

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

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

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

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

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.

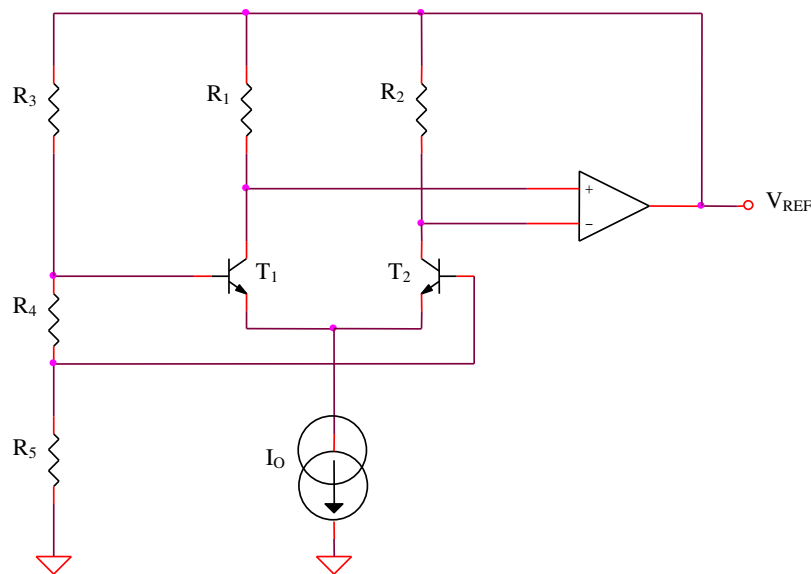


Figura 2.23

### 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?

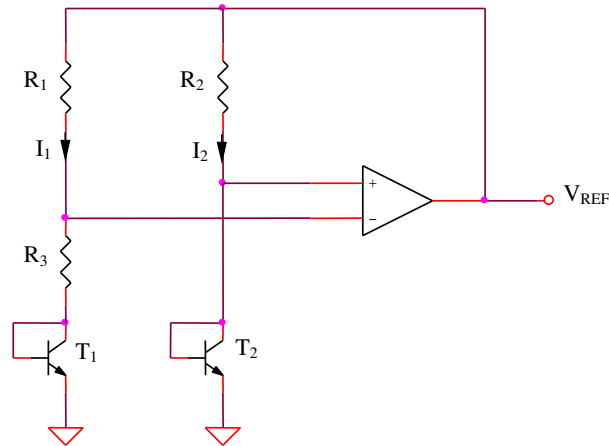


Figura 2.24a

**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.

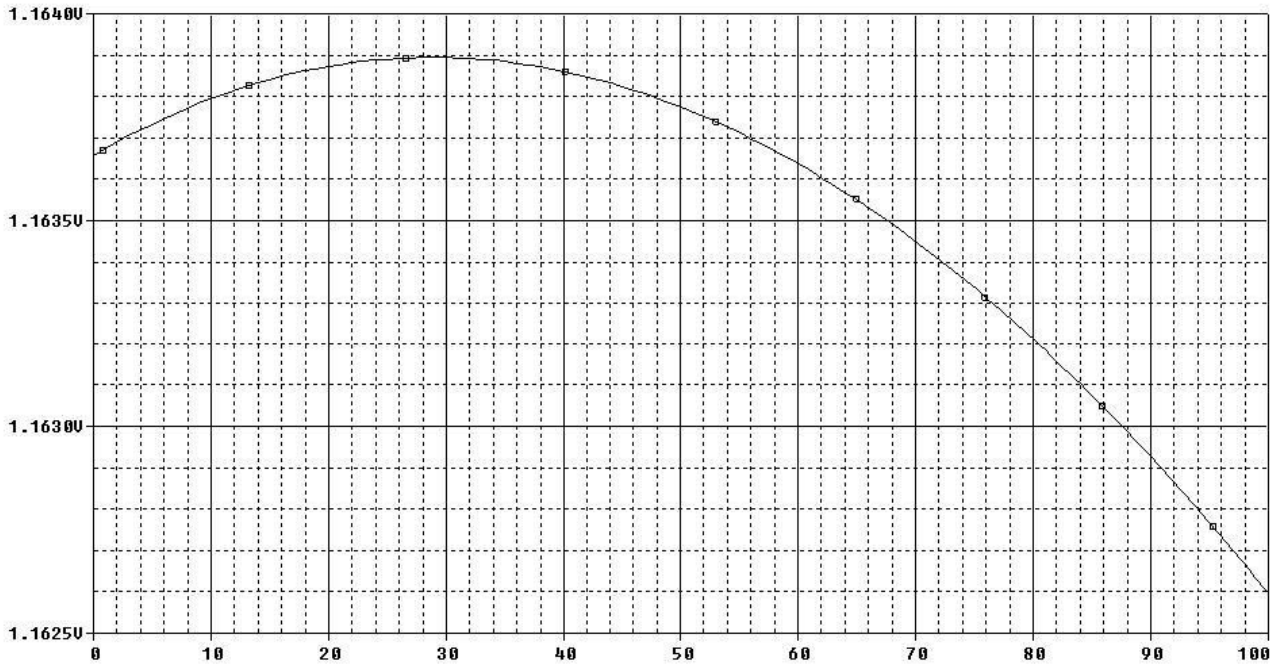


Figura 2.24b

### 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:

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

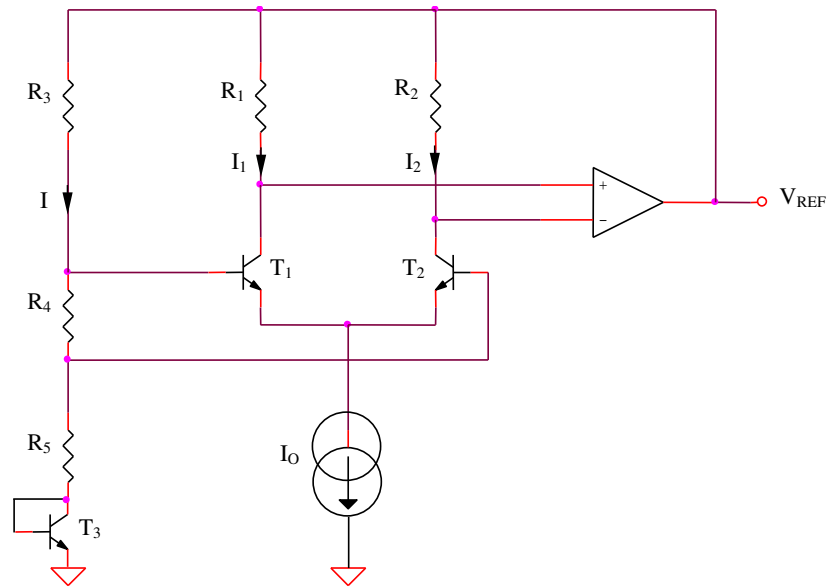


Figura 2.25a

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.

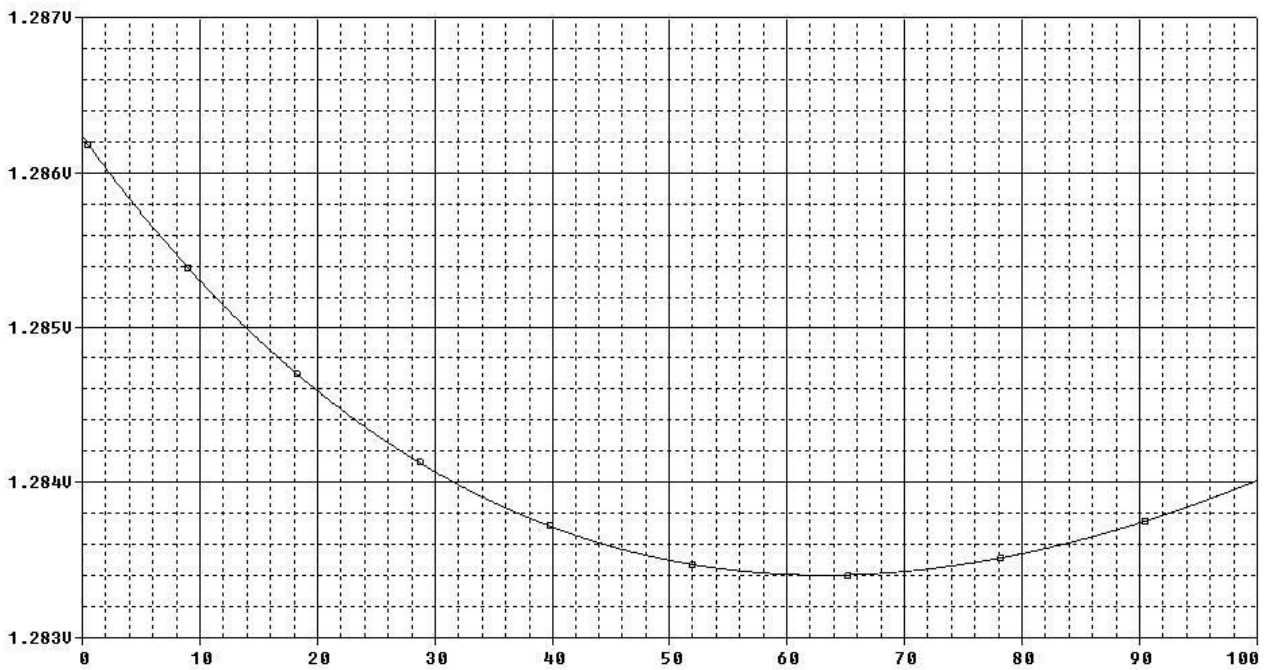


Figura 2.25b

**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?

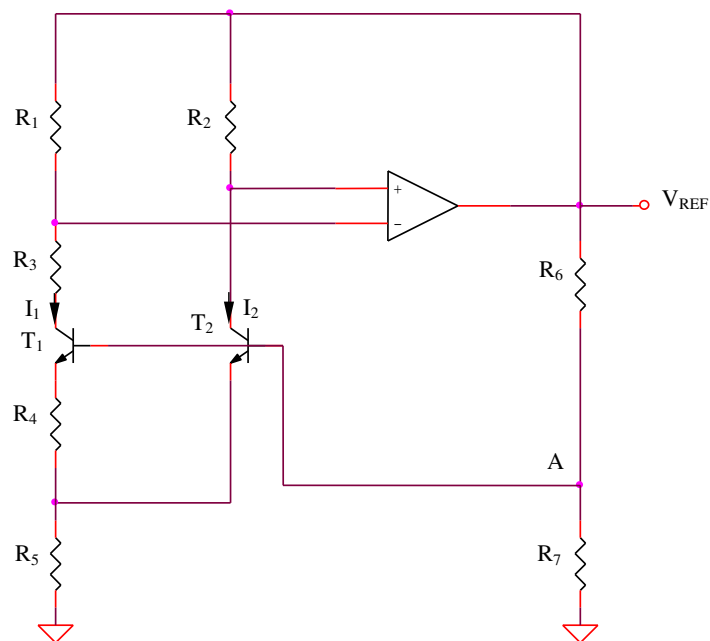


Figura 2.26

**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,  $I_1 R_1 = I_2 R_2$ . 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?

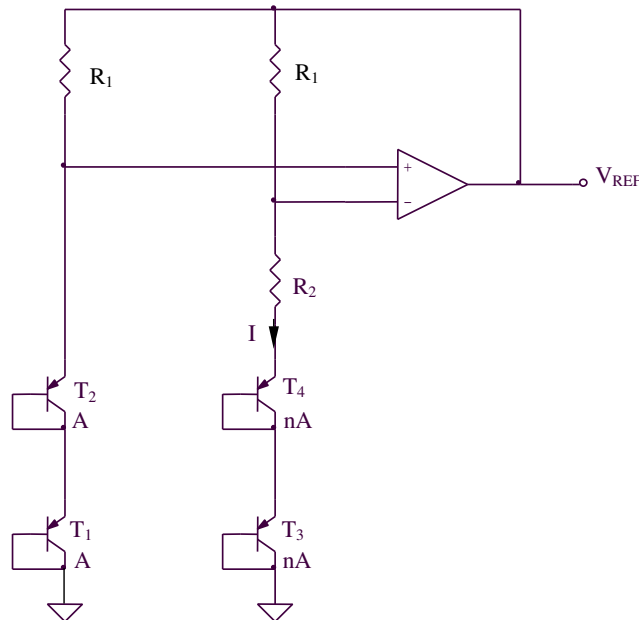


Figura 2.27

### 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?

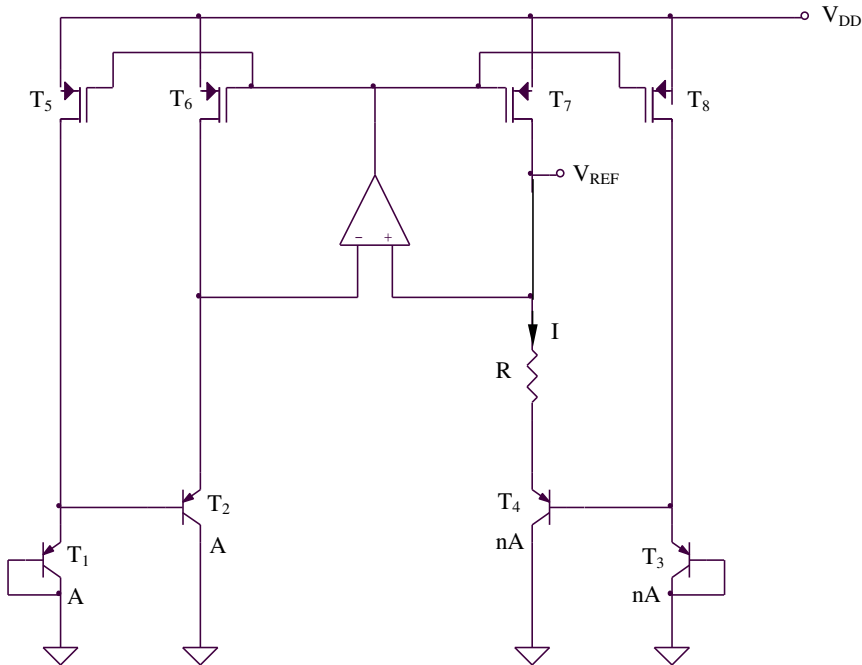


Figura 2.28

**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:

$$V_{REF}(T) = 2 \left[ E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) + \frac{kT}{q} \ln(n) \right] \quad (2.155)$$

Constanta  $\alpha$  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:

$$V_{REF}(T) = 2 \left[ E_{G0} + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \right] \quad (2.157)$$

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.

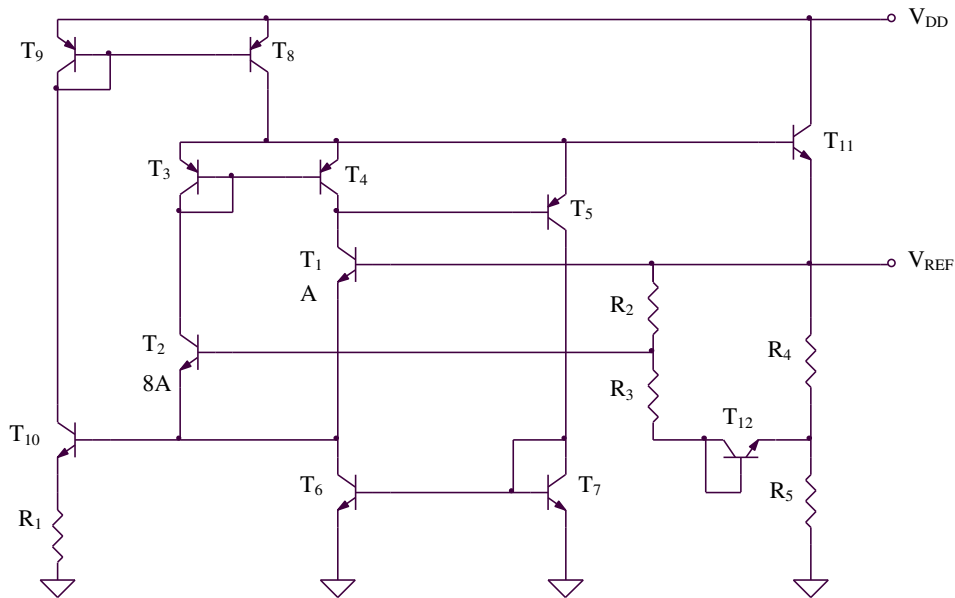


Figura 2.29

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:

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

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.

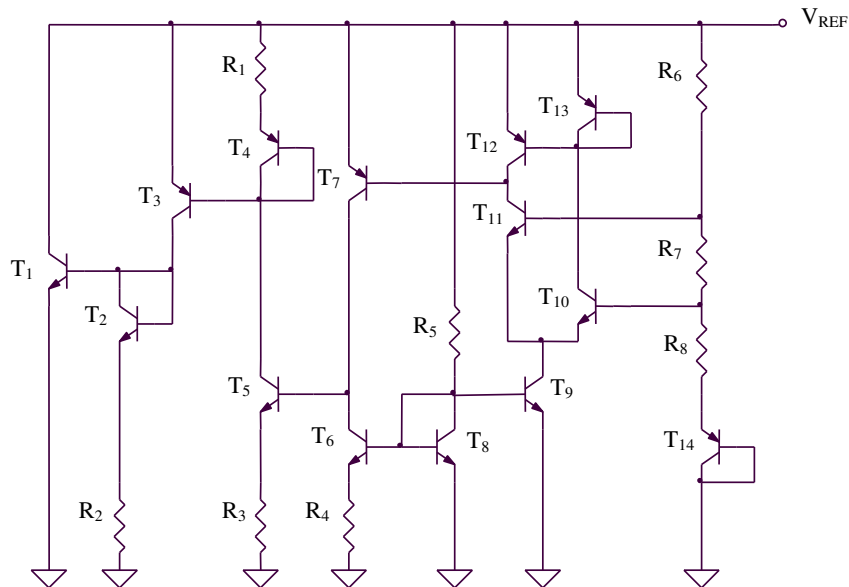


Figura 2.30

**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:

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

Expresia tensiunii de referință va fi, deci:

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

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

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

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.

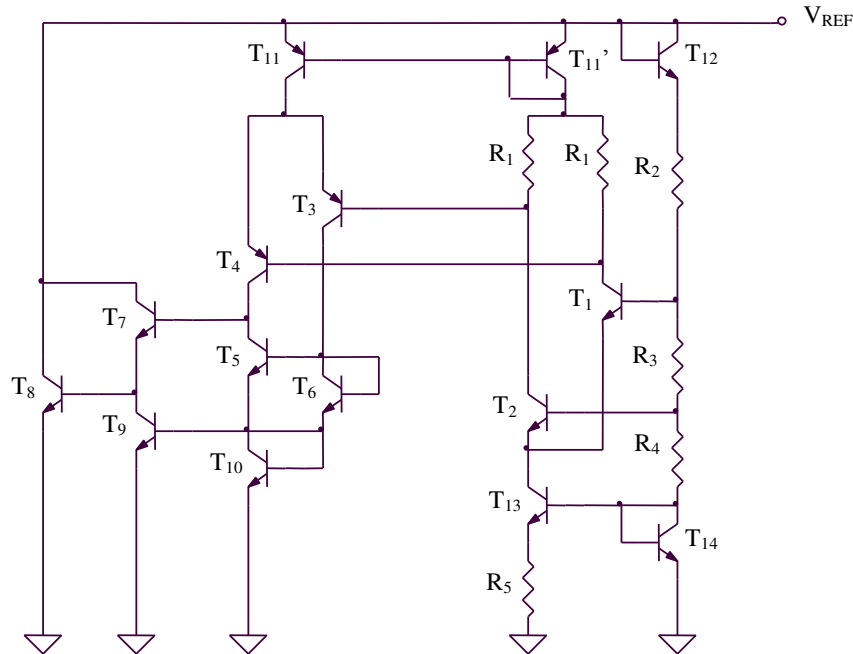


Figura 2.31

**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.

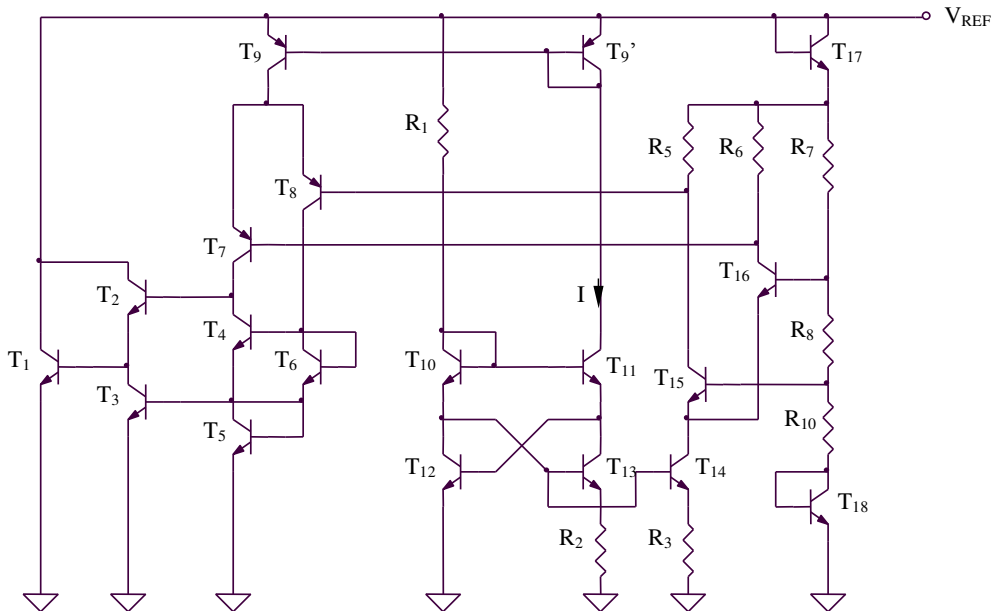


Figura 2.32

**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:

$$V_{REF} = \left(1 + \frac{R_7 + R_{I0}}{R_8}\right) V_{th} \ln\left(\frac{R_5}{R_6}\right) + V_{BE17} + V_{BE18} \tag{2.170}$$

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  $\beta$  suficient de mare.

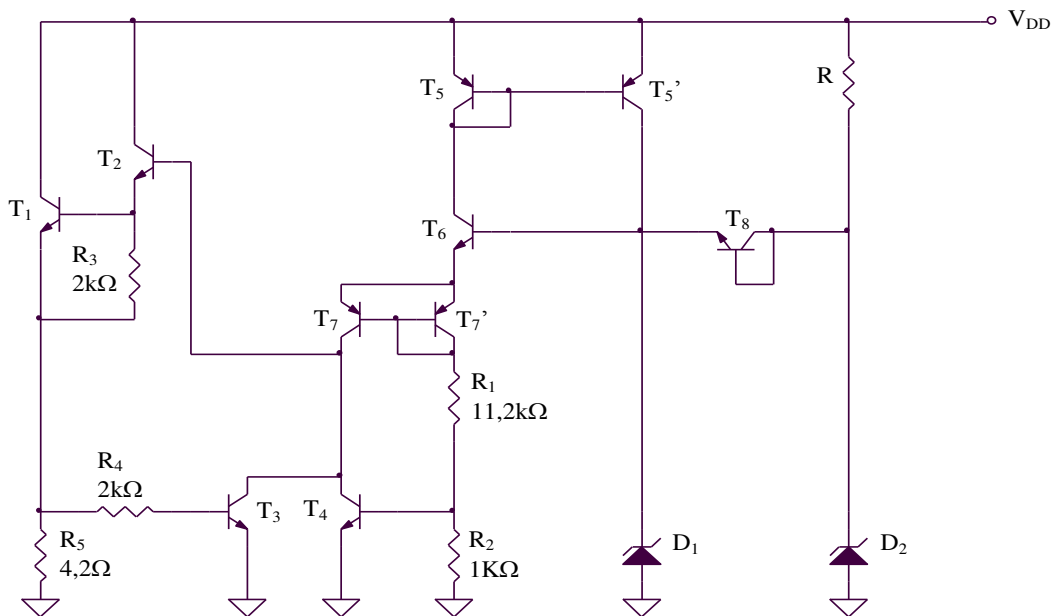


Figura 2.33a

**Rezolvare**

In 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:

$$V_{R2} = \frac{V_Z - 2V_{BE}}{R_1 + R_2} R_2 = 0,508V \quad (2.172)$$

Această valoare a tensiunii  $V_{R2}$  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:

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

In 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.

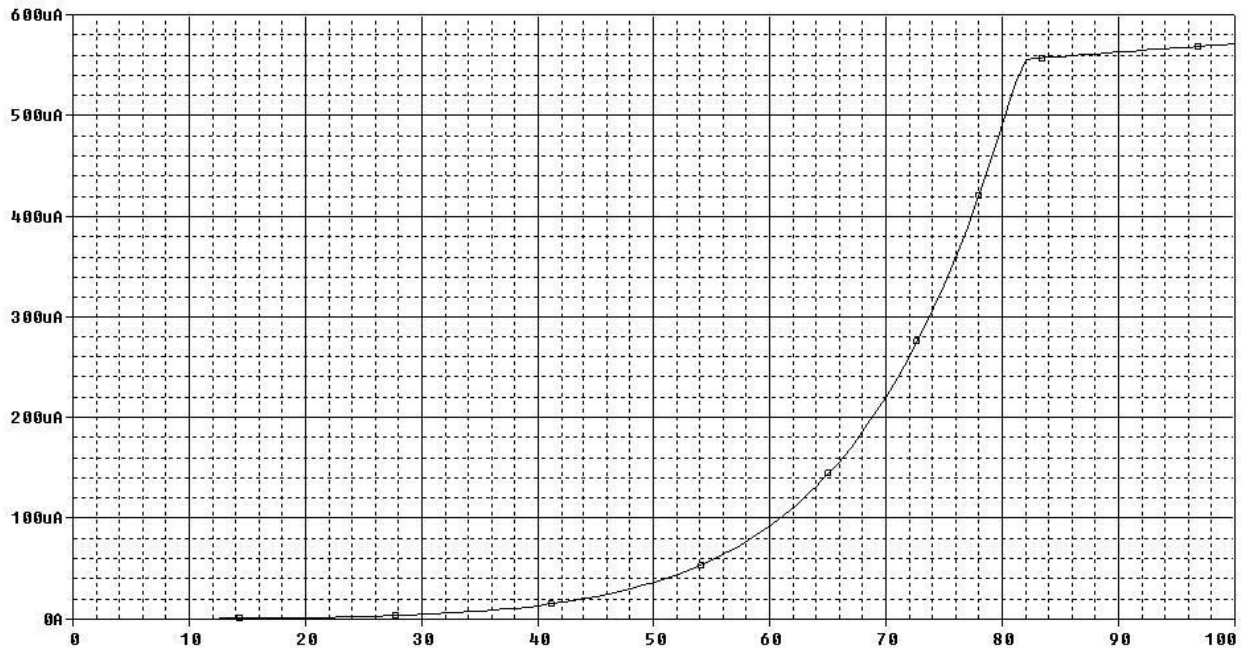


Figura 2.33b

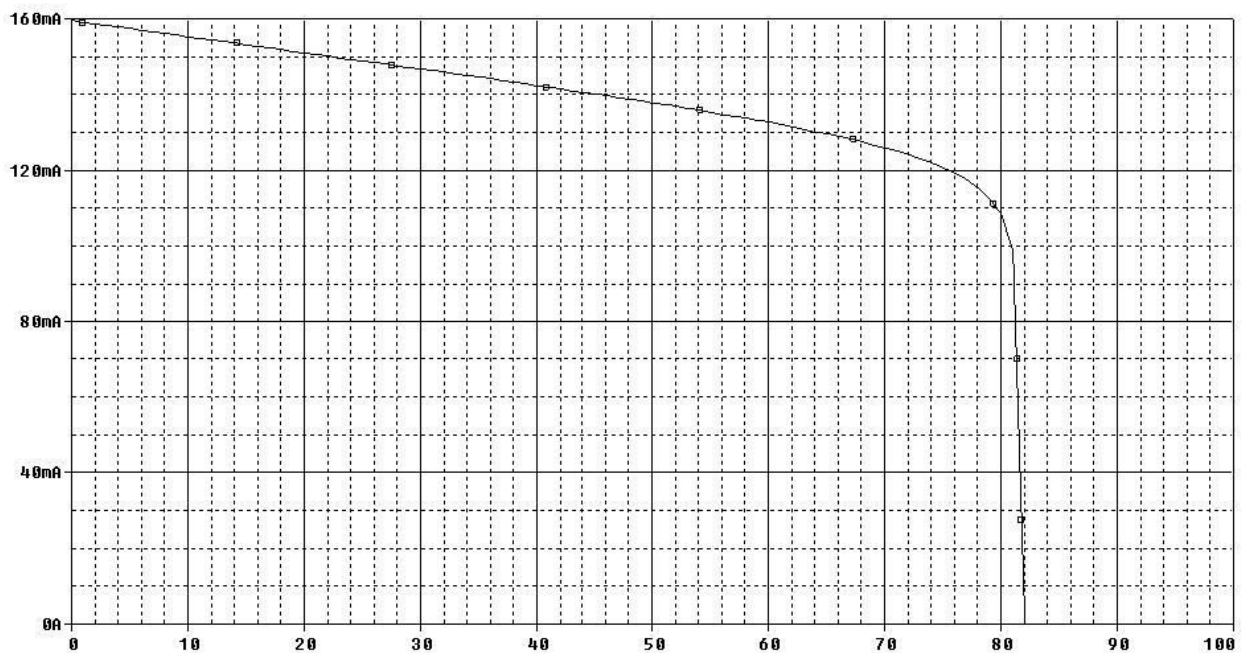


Figura 2.33c

**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  $\eta = 4$ .

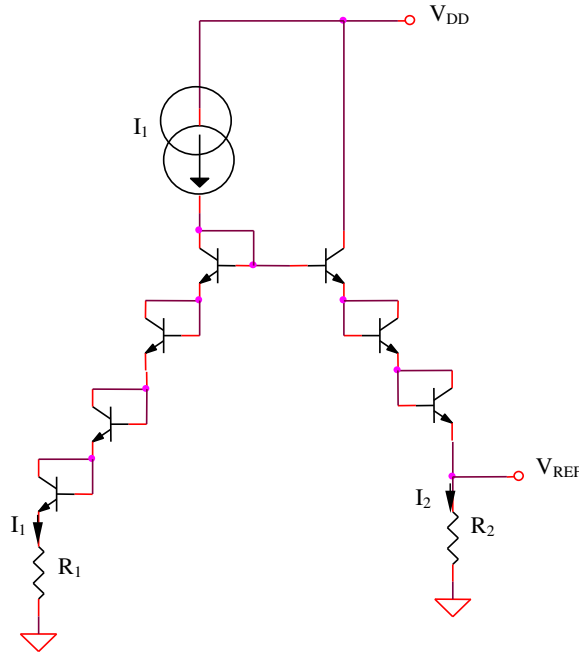


Figura 2.34

**Rezolvare**

Tensiunea de referință are expresia:

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

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

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

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:

$$4(1 - \eta) - 3(a - \eta) = 4 - \eta - 3a \cong -3a \quad (2.178)$$

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

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

**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.

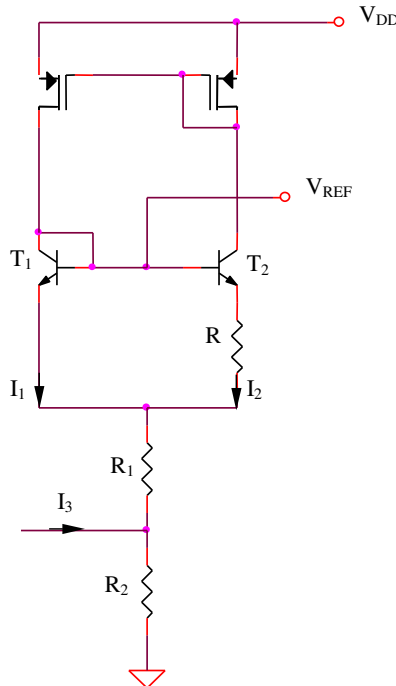


Figura 2.35

**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 linear 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  $E_{G0}$ .

**Problema 2.36**

Se consideră referința de tensiune din Figura 2.36. Curentul  $I_3$  este impus din exterior și are o variație de tip PTAT.

- a. Să se determine expresiile dependențelor de temperatură ale curenților  $I_1$  și  $I_2$
- b. Ce condiție trebuie să îndeplinească elementele circuitului pentru a se realiza corecția de ordin I a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință  $V_{REF}$  ?
- c. Dar pentru corecția de ordin superior a caracteristicii?
- d. Să se determine expresia dependenței de temperatură a tensiunii de referință

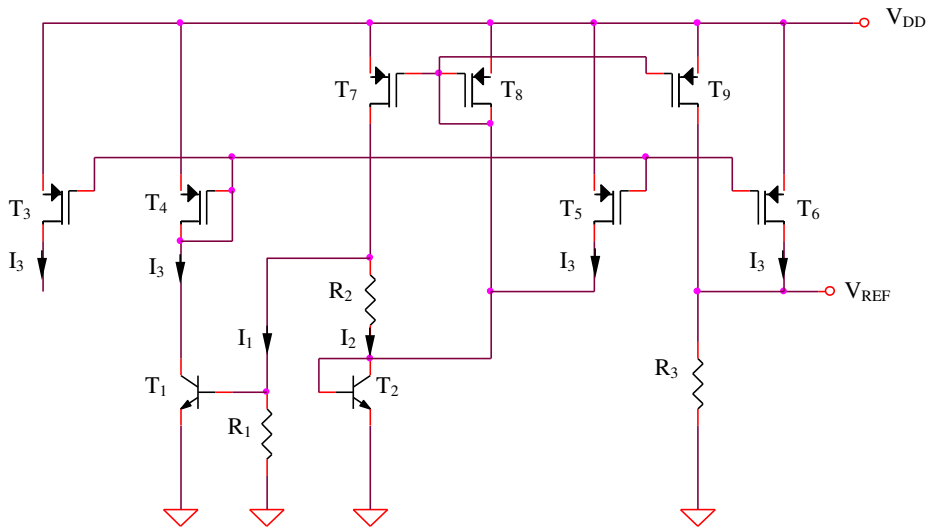


Figura 2.36

**Rezolvare**

a. Expresia curentului  $I_1$  este:

$$I_1(T) = \frac{V_{BE1}(T)}{R_1} = \frac{I}{R_1} \left[ E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{T}{T_0} \right) \right] \quad (2.191)$$

deoarece curentul  $I_3$  are o variație de tip PTAT.

Curentul  $I_2$  are următoarea expresie:

$$I_2 = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{R_2} = (1 - \alpha_2) \frac{kT}{qR_2} \ln \left( \frac{T}{T_0} \right) \quad (2.192)$$

constanta  $\alpha_2$  modelând dependența de temperatură a curentului de colector al tranzistorului  $T_2$ ,  $I_1 + 2I_2 + I_3$ . Dar:

$$I_1 + I_2 + I_3 = AT + (1 - \alpha_2) \frac{kT}{qR_2} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) + \frac{1}{R_1} \left[ E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \right] \quad (2.193)$$

b, c. Deoarece  $V_{REF} = (I_1 + I_2 + I_3)R_3$ , condițiile de corecție (de ordin I și de ordin superior) ale caracteristicii de temperatură ale tensiunii de referință sunt identice cu cele impuse curentului  $I_1 + I_2 + I_3$ , deci:

$$A + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{R_1 T_0} = 0 \quad (2.194)$$

(corecția de ordin I a caracteristicii) și:

$$\frac{1 - \alpha_2}{R_2} + \frac{1 - \eta}{R_1} = 0 \quad (2.195)$$

(corecția de ordin superior a caracteristicii), rezultând:

$$I_1 + I_2 + I_3 = \frac{E_{G0}}{R_1} \quad (2.196)$$

d.

$$V_{REF} = E_{G0} \frac{R_3}{R_1} \quad (2.197)$$

**Observație:** Se poate presupune, cu o bună aproximație,  $\alpha_2 = 0$ , deoarece tranzistorul  $T_2$  este polarizat la un curent de colector  $I_1 + 2I_2 + I_3$  având o variație foarte redusă cu temperatura:

$$I_1 + 2I_2 + I_3 = \frac{E_{G0}}{R_1} + (1 - \alpha_2) \frac{kT}{qR_2} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (2.198)$$

### Problema 2.37

Se consideră referința de tensiune din Figura 2.37a. Cele trei oglinzi de curent au factori de transfer unitari, iar blocul “Sumator” implementează funcția  $I_C = I_3 + I_4$ . Realizarea concretă a blocului “Circuit PTAT<sup>3</sup>, PTAT<sup>4</sup>” este prezentată în Figurile 2.37 b-e. Toate tranzistoarele bipolare din circuit au ariile egale, cu excepția tranzistorului  $T_5$  care are aria de  $n > 1$  ori mai mare decât a celorlaltor tranzistoare. Constanta  $\eta$  se consideră egală cu 3.

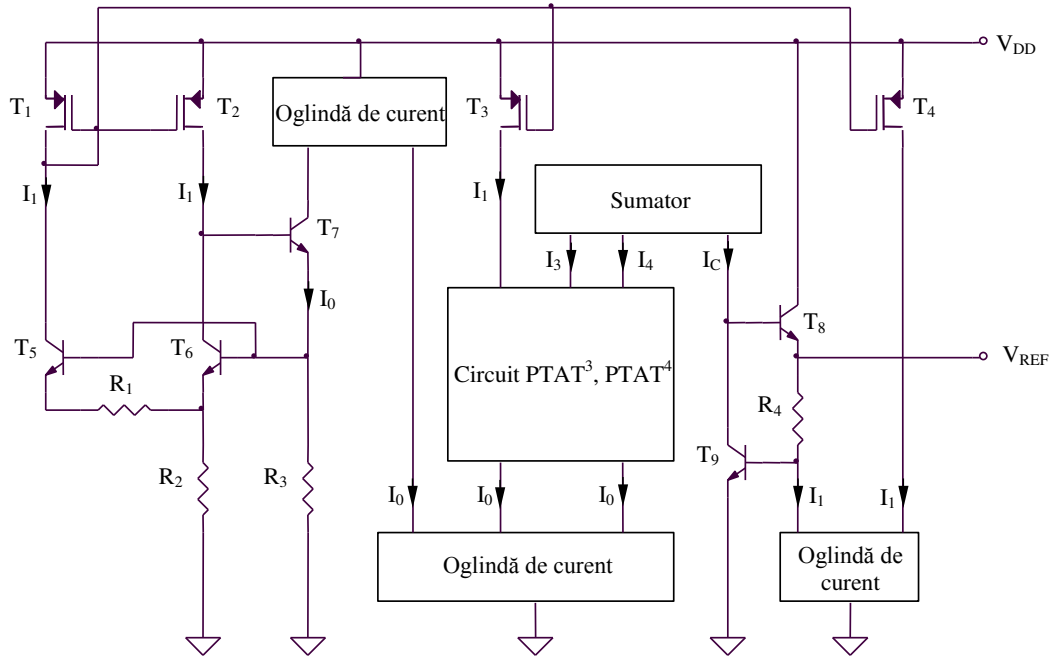


Figura 2.37a

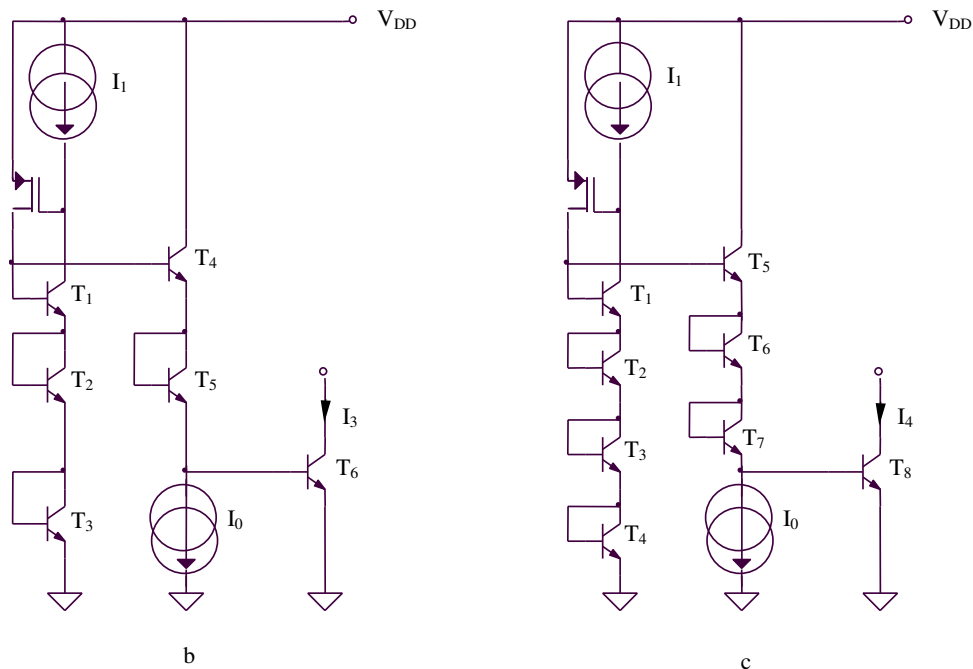


Figura 2.37b, c

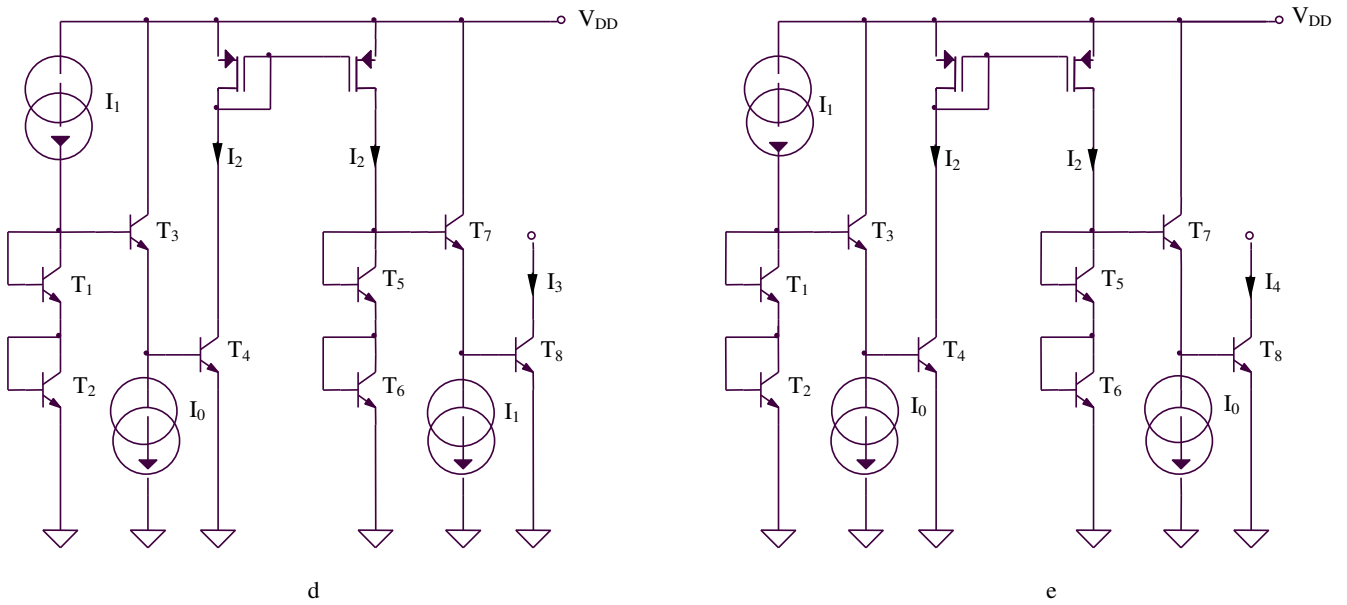


Figura 2.37d, e

- Să se determine expresia dependenței de temperatură a curentului  $I_1$  din Figura 2.37a
- Să se determine expresia dependenței de temperatură a curentului  $I_0$  din Figura 2.37a. Se presupune îndeplinită condiția de corecție de ordin I a caracteristicii de temperatură
- Neglijând dependența de temperatură a curentului  $I_0$  să se determine expresia dependenței de temperatură a curenților  $I_3$  și  $I_4$ , atât pentru circuitele din Figurile 2.37 b-c, cât și pentru cele din Figurile 2.37 d-e. Ce avantaj prezintă ultimele două implementări posibile ale curenților de tip  $I_3$  și  $I_4$  dată de primele două?
- Să se evalueze cantitativ expresia  $V_{REF}(T)$
- Considerându-se o valoare uzuală a constantei  $\eta = 3$  și o variație  $|T - T_0|$  de valoare foarte redusă,  $T_0$  fiind temperatura de referință, să se determine condiția de corecție de ordin I a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință. Ce expresie va avea  $V_{REF}(T)$  după efectuarea acestei corecții?

**Rezolvare**

a. Curentul  $I_1$  are expresia:

$$I_1 = \frac{V_{BE6} - V_{BE5}}{R_1} = \frac{V_{th}}{R_1} \ln\left(\frac{I_{C6} I_{S5}}{I_{C5} I_{S6}}\right) = \frac{V_{th}}{R_1} \ln(n) \tag{2.199}$$

deci o variație de tip PTAT deoarece  $n > 1$ .

b. Expresia curentului  $I_0$  este:

$$I_0 = \frac{2I_1R_2 + V_{BE6}}{R_3} = \frac{1}{R_3} \left[ 2 \frac{R_2}{R_1} \frac{kT}{q} \ln(n) + E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (1-\eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \right] \quad (2.200)$$

Constanta  $\alpha = 1$  deoarece tranzistorul  $T_6$  funcționează la un curent de tip PTAT. Condiția de corecție de ordin I a caracteristicii de temperatură implică:

$$2 \frac{R_2}{R_1} \frac{k}{q} \ln(n) + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} = 0 \quad (2.201)$$

rezultând:

$$I_0 = \frac{1}{R_3} \left[ E_{G0} + (1-\eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \right] \quad (2.202)$$

c. Pentru circuitul din Figura 2.37 b se poate scrie următoarea ecuație:

$$V_{BE1} + V_{BE2} + V_{BE3} = V_{BE4} + V_{BE5} + V_{BE6} \quad (2.203)$$

Tranzistoarele  $T_1$ ,  $T_2$  și  $T_3$  sunt polarizate la curentul  $I_1$  de tip PTAT,  $T_4$  și  $T_5$  la un curent  $I_0$  presupus independent de temperatură, iar  $T_6$  la curentul  $I_3$  a cărui dependență de temperatură trebuie determinată. Exprimând tensiunile bază-emitor în funcție de curenții de colector și considerând toate tranzistoarele identice, se obține:

$$3V_{th} \ln\left(\frac{I_1}{I_S}\right) = 2V_{th} \ln\left(\frac{I_0}{I_S}\right) + V_{th} \ln\left(\frac{I_3}{I_S}\right) \quad (2.204)$$

echivalent cu:

$$I_3 = \frac{(I_1)^3}{(I_0)^2} \quad (2.205)$$

deci o variație de tip PTAT<sup>3</sup> a curentului  $I_3$ . Similar, pentru circuitul din Figura 2.37 c se poate scrie:

$$V_{BE1} + V_{BE2} + V_{BE3} + V_{BE4} = V_{BE5} + V_{BE6} + V_{BE7} + V_{BE8} \quad (2.206)$$

deci:

$$4V_{th} \ln\left(\frac{I_1}{I_S}\right) = 3V_{th} \ln\left(\frac{I_0}{I_S}\right) + V_{th} \ln\left(\frac{I_4}{I_S}\right) \quad (2.207)$$

echivalent cu:

$$I_4 = \frac{(I_1)^4}{(I_0)^3} \quad (2.208)$$

deci o variație de tip PTAT<sup>4</sup> a curentului  $I_4$ .

Principiul de funcționare al circuitelor din Figurile 2.37 d și e este similar, avantajul acestora fiind posibilitatea funcționării la tensiune de alimentare redusă. Pentru primul circuit sunt valabile ecuațiile:

$$V_{BE1} + V_{BE2} = V_{BE3} + V_{BE4} \quad (2.209)$$

și:

$$V_{BE5} + V_{BE6} = V_{BE7} + V_{BE8} \quad (2.210)$$

echivalente cu:

$$2V_{th} \ln\left(\frac{I_1}{I_S}\right) = V_{th} \ln\left(\frac{I_0}{I_S}\right) + V_{th} \ln\left(\frac{I_2}{I_S}\right) \quad (2.211)$$

și:

$$2V_{th} \ln\left(\frac{I_2}{I_S}\right) = V_{th} \ln\left(\frac{I_1}{I_S}\right) + V_{th} \ln\left(\frac{I_3}{I_S}\right) \quad (2.212)$$

deci:

$$I_2 = \frac{(I_1)^2}{I_0} \quad (2.213)$$

și:

$$I_3 = \frac{(I_2)^2}{I_1} = \frac{(I_1)^3}{(I_0)^2} \quad (2.214)$$

deci o variație de tip PTAT<sup>3</sup> a curentului  $I_3$ . Similar, pentru circuitul din Figura 2.37e se poate scrie:

$$V_{BE1} + V_{BE2} = V_{BE3} + V_{BE4} \quad (2.215)$$

și:

$$V_{BE5} + V_{BE6} = V_{BE7} + V_{BE8} \quad (2.216)$$

echivalente cu:

$$2V_{th} \ln\left(\frac{I_1}{I_S}\right) = V_{th} \ln\left(\frac{I_0}{I_S}\right) + V_{th} \ln\left(\frac{I_2}{I_S}\right) \quad (2.217)$$

și:

$$2V_{th} \ln\left(\frac{I_2}{I_S}\right) = V_{th} \ln\left(\frac{I_0}{I_S}\right) + V_{th} \ln\left(\frac{I_4}{I_S}\right) \quad (2.218)$$

deci:

$$I_2 = \frac{(I_1)^2}{I_0} \quad (2.219)$$

și:

$$I_4 = \frac{(I_2)^2}{I_0} = \frac{(I_1)^4}{(I_0)^3} \quad (2.220)$$

deci o variație de tip  $PTAT^4$  a curentului  $I_4$ .

d. Pentru evaluarea dependenței de temperatură a tensiunii de referință se va utiliza dependența generală (2.7) a tensiunii bază-emitor de temperatură și de expresia curentului de colector al tranzistorului bipolar ca funcție de temperatură:

$$V_{BE}(T) = E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + \frac{kT}{q} \ln\left[\frac{I_C(T)}{I_C(T_0)}\right] - \eta \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (2.221)$$

Tensiunea de referință va avea următoarea expresie:

$$V_{REF}(T) = V_{BE9}(T) + I_1(T)R_4 \quad (2.222)$$

echivalent cu:

$$V_{REF}(T) = E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + \frac{kT}{q} \ln\left[\frac{I_C(T)}{I_C(T_0)}\right] - \eta \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) + ATR_4 \quad (2.223)$$

S-a considerat dependența liniară de temperatură (2.199) a curentului  $I_1$  de forma  $AT$ ,  $A$  fiind o constantă pozitivă independentă de temperatură:

$$A = \frac{k}{qR_1} \ln(n) \quad (2.224)$$

Deoarece:

$$I_C(T) = I_3(T) + I_4(T) = BT^3 + CT^4 \quad (2.225)$$

$B$  și  $C$  fiind, de asemenea, constante în raport cu variațiile temperaturii, având următoarele expresii:

$$B = \frac{A^3}{(I_0)^2} \quad (2.226)$$

și:



$$C = \frac{A^4}{(I_0)^3} \quad (2.227)$$

Inlocuind expresia (2.225) a dependenței de temperatură a curentului de colector în relația generală (2.223) a  $V_{REF}(T)$  se obține:

$$V_{REF}(T) = E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + \frac{kT}{q} \ln \left[ \frac{BT^3 + CT^4}{B(T_0)^3 + C(T_0)^4} \right] - \eta \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{T}{T_0} \right) + ATR_4 \quad (2.228)$$

Termenul al treilea, având o variație complexă cu temperatura, poate fi rescris considerându-se variația redusă a temperaturii în jurul valorii de referință  $T_0$ :

$$\frac{kT}{q} \ln \left[ \frac{BT^3 + CT^4}{B(T_0)^3 + C(T_0)^4} \right] = \frac{kT}{q} \ln \left[ \frac{T^3}{(T_0)^3} \frac{1 + \frac{C}{B} T}{1 + \frac{C}{B} T_0} \right] = 3 \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{T}{T_0} \right) + \frac{kT}{q} \ln \left[ 1 + \frac{\frac{C}{B}(T - T_0)}{1 + \frac{C}{B} T_0} \right] \quad (2.229)$$

Termenul al doilea al relației (2.229) poate fi dezvoltat în serie Taylor limitată la termenul de ordin I, utilizându-se relația generală  $\ln(1+x) = x$ , pentru  $x \ll 1$ :

$$\frac{kT}{q} \ln \left[ \frac{BT^3 + CT^4}{B(T_0)^3 + C(T_0)^4} \right] \cong 3 \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{T}{T_0} \right) + \frac{kT}{q} \frac{\frac{C}{B}(T - T_0)}{1 + \frac{C}{B} T_0} \quad (2.230)$$

Inlocuind (2.230) în (2.228) și considerând  $\eta = 3$  se obține:

$$V_{REF}(T) = E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + ATR_4 + \frac{kT}{q} \frac{\frac{C}{B}(T - T_0)}{1 + \frac{C}{B} T_0} \quad (2.231)$$

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

$$\frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} + AR_4 = 0 \quad (2.232)$$

rezultând:

$$V_{REF}(T) = E_{G0} + \frac{kT}{q} \frac{\frac{C}{B}(T - T_0)}{1 + \frac{C}{B} T_0} \quad (2.233)$$

Deoarece variațiile temperaturii în jurul valorii de referință sunt foarte reduse, termenul al doilea al relației (2.233) va fi neglijabil, deci  $V_{REF}(T) \cong E_{G0}$ .

### Problema 2.38

Se consideră referința de tensiune având schema bloc prezentată în Figura 2.38a. Referința de tensiune adițională are rolul de a furniza celorlalte blocuri componente doi curenți cu următoarele dependențe de temperatură:  $I_0$  - independent de temperatură, într-o primă aproximație și  $I_1$ , având o variație de tip PTAT,  $I_1(T) = AT$ . A doua linie de blocuri implementează trei curenți având dependențe diferite de temperatură ( $I_a$ ,  $I_b$  și  $I_c$ ), în timp ce blocul “Circuit produs” furnizează un curent proporțional cu produsul acestor trei curenți, necesar pentru polarizarea referinței bandgap principale. Implementările concrete ale blocurilor componente sunt prezentate în Figurile 2.38 b-f.

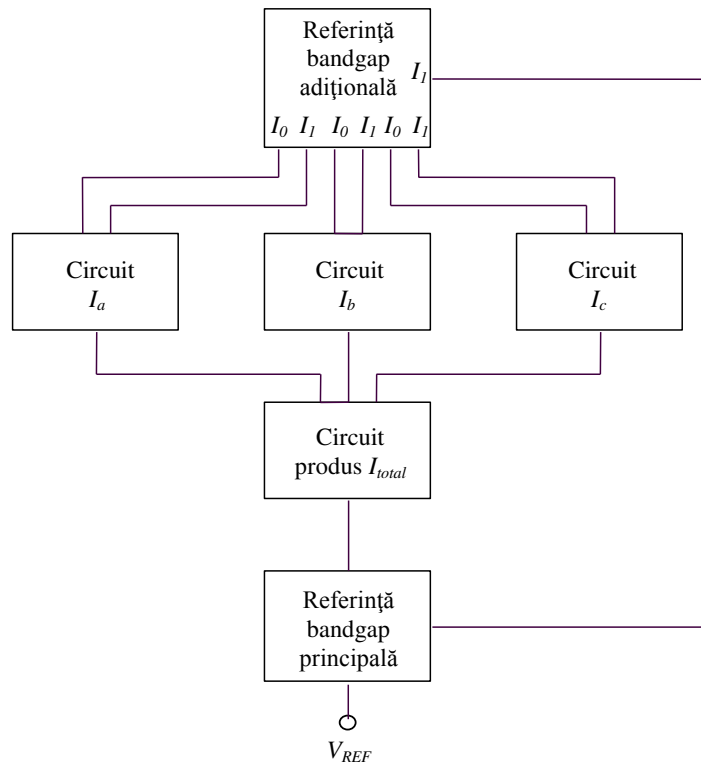


Figura 2.38a

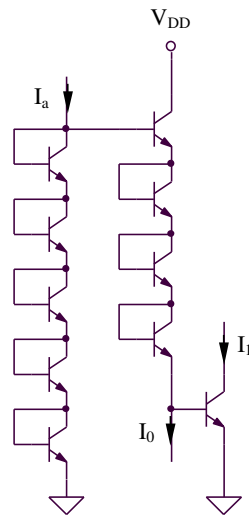


Figura 2.38b

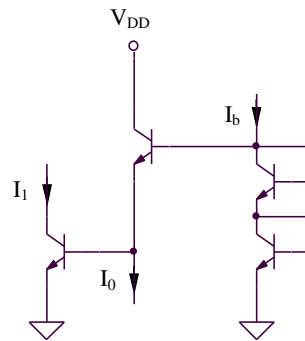


Figura 2.38c

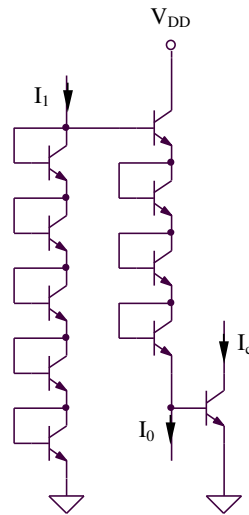


Figura 2.38d

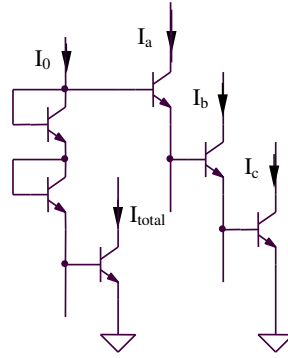


Figura 2.38e

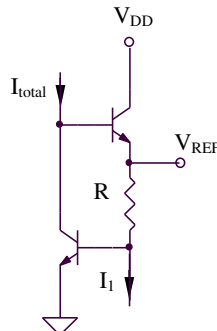


Figura 2.38f

- a. Să se determine expresiile curenților  $I_a$ ,  $I_b$  și  $I_c$
- b. Să se determine expresiile curentului  $I_{total}$
- c. Să se determine dependența de temperatură a tensiunii de referință și să se deducă condițiile de realizare a corecțiilor liniară și de ordin superior ale caracteristicii de temperatură a acesteia. Ce valori trebuie să aibă, în acest caz, constantele  $A$  și  $\eta$ ?
- d. Ce expresie va avea  $V_{REF}(T)$  în condițiile implementării celor două corecții de la punctul c?

**Rezolvare**

a. Se va folosi următoarea notație:  $V_{BE}(I_x)$  reprezintă expresia tensiunii bază-emitor a unui tranzistor al cărui curent de colector are valoarea  $I_x$ . In acest caz se poate scrie:

$$5V_{BE}(I_a) = 4V_{BE}(I_0) + V_{BE}(I_1) \tag{2.234}$$

echivalent cu:

$$5V_{th} \ln\left(\frac{I_a}{I_S}\right) = 4V_{th} \ln\left(\frac{I_0}{I_S}\right) + V_{th} \ln\left(\frac{I_1}{I_S}\right) \tag{2.235}$$

rezultând:

$$I_a(T) = (I_0)^{4/5} (I_1)^{1/5} = ct.T^{0,2} \tag{2.236}$$

Similar:

$$2V_{BE}(I_b) = V_{BE}(I_0) + V_{BE}(I_1) \quad (2.237)$$

echivalent cu:

$$2V_{th} \ln\left(\frac{I_b}{I_S}\right) = V_{th} \ln\left(\frac{I_0}{I_S}\right) + V_{th} \ln\left(\frac{I_1}{I_S}\right) \quad (2.238)$$

rezultând:

$$I_b(T) = (I_0)^{1/2} (I_1)^{1/2} = ct.T^{0,5} \quad (2.239)$$

Pentru determinarea curentului  $I_c$  se poate scrie următoarea relație:

$$5V_{BE}(I_1) = 4V_{BE}(I_0) + V_{BE}(I_c) \quad (2.240)$$

echivalent cu:

$$5V_{th} \ln\left(\frac{I_1}{I_S}\right) = 4V_{th} \ln\left(\frac{I_0}{I_S}\right) + V_{th} \ln\left(\frac{I_c}{I_S}\right) \quad (2.241)$$

rezultând:

$$I_c(T) = (I_1)^5 / (I_0)^4 = ct.T^5 \quad (2.242)$$

b. Pentru circuitul din Figura 2.38e este valabilă următoarea relație:

$$2V_{BE}(I_0) + V_{BE}(I_{total}) = V_{BE}(I_a) + V_{BE}(I_b) + V_{BE}(I_c) \quad (2.243)$$

echivalent cu:

$$2V_{th} \ln\left(\frac{I_0}{I_S}\right) + V_{th} \ln\left(\frac{I_{total}}{I_S}\right) = V_{th} \ln\left(\frac{I_a}{I_S}\right) + V_{th} \ln\left(\frac{I_b}{I_S}\right) + V_{th} \ln\left(\frac{I_c}{I_S}\right) \quad (2.244)$$

rezultând:

$$I_{total}(T) = I_a I_b I_c / (I_0)^2 = ct.T^{5,7} \quad (2.245)$$

c. Expresia tensiunii de referință este:

$$V_{REF}(T) = RI_1(T) + V_{BE}(I_{total}) \quad (2.246)$$

Inlocuind expresia (2.8) pentru  $V_{BE}(I_{total})$  cu  $\alpha = 5,7$  și  $I_1(T) = AT$  se obține:

$$V_{BE}(T) = ART + E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (5,7 - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (2.247)$$

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

$$AR + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} = 0 \quad (2.248)$$

deci:

$$A = \frac{E_{G0} - V_{BE}(T_0)}{T_0 R} \tag{2.249}$$

Condiția de corecție de ordin superior a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință este  $\eta = 5,7$ .

d. Rezultă  $V_{REF}(T) = E_{G0}$ .

**Problema 2.39**

Se consideră referința de tensiune din Figura 2.39. Toate tranzistoarele NMOS, respectiv PMOS sunt identice (cu excepția lui  $T_6$  care are factorul de aspect de  $m$  ori mai mare decât cel al tranzistorului  $T_3$ ) și funcționează în inversie slabă. Să se determine:

- a. Condiția de corecție de ordin I a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință
- b. Condiția de corecție de ordin superior a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință
- c. Estimați sensibilitatea tensiunii de referință față de variațiile tensiunii de alimentare

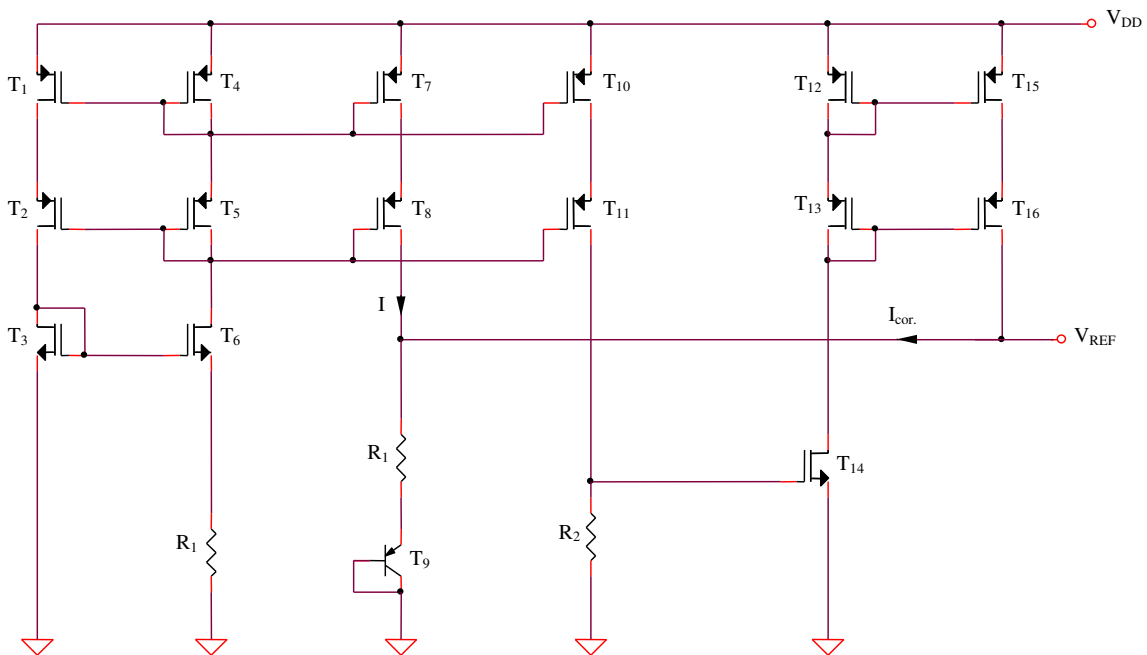


Figura 2.39

**Rezolvare**

a.

$$V_{REF}(T) = R_1 [I(T) + I_{cor}(T)] + V_{EB9}(T) \tag{2.250}$$

Expresia curentului  $I(T)$  poate fi determinată analizându-se funcționarea sursei de curent de tip Widlar  $T_1 - T_6$ . Deoarece curenții de drenă ai tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_4$  sunt egali, iar toate tranzistoarele MOS funcționează în inversie slabă, rezultă:

$$I(T) = \left[ \frac{nk}{qR_1} \ln \frac{(W/L)_6}{(W/L)_3} \right] T = \left[ \frac{nk}{qR_1} \ln(m) \right] T \quad (2.251)$$

deci o variație de tip PTAT a curentului  $I$ . Ideea de bază pentru îmbunătățirea comportamentului termic al referinței de tensiune este însumarea unui curent de corecție  $I_{cor}$ , cu valoarea PTAT a curentului de compensare specific referinței bandgap elementare. Datorită valorii reduse solicitate curentului de corecție, circuitul proiectat pentru obținerea acestui curent se bazează pe funcționarea în inversie slabă a unui transistor MOS,  $T_{14}$ . Curentul de drenă al acestui tranzistor are expresia:

$$I_{cor}(T) = A \exp\left(\frac{V_{GS14} - V_T}{nV_{th}}\right) = A \exp\left[\frac{CT(R_2/R_1) - V_T}{nV_{th}}\right] \quad (2.252)$$

unde  $C = (nk/q) \ln(m)$  și  $A = (W/L)_{14} I_{D0}$ . Expresia tensiunii de referință devine:

$$V_{REF}(T) = \left[ \frac{nk}{q} \ln(n) \right] T + AR_1 \exp\left[\frac{CT(R_2/R_1) - V_T}{nV_{th}}\right] + E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (2.253)$$

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

$$\frac{nk}{q} \ln(m) + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} = 0 \quad (2.254)$$

b. Condiția de corecție de ordin superior a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință presupune compensarea mutuală a termenilor al doilea și al cincilea din expresia (2.253) a tensiunii de referință. Deoarece dependențele de temperatură ale celor doi termeni sunt evaluate prin funcții diferite, corecția de ordin superior a caracteristicii de temperatură a  $V_{REF}$  impune dezvoltarea în serie Taylor a celor două funcții în jurul valorii centrale  $T = T_0$  și, pe de o parte, ajustarea condiției (2.254) pentru a compensa și termenul liniar rezidual al corecției de ordin superior și, pe de altă parte, compensarea termenului de ordin II din dezvoltările menționate. Rezultatul va fi obținerea unei dependențe de temperatură a tensiunii de referință conținând exclusiv termeni de ordin mai mare sau egal cu trei rezultați din dezvoltările în serie Taylor ale celor două funcții de temperatură, deci o valoare foarte redusă a coeficientului de variație cu temperatura a  $V_{REF}$ .

$$V_{REF}(T) = E_{G0} + a_3(T - T_0)^3 + a_4(T - T_0)^4 + \dots \quad (2.255)$$

$a_k, k \geq 3$  fiind coeficienți constanți față de variațiile temperaturii.

## 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 convertori 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:

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

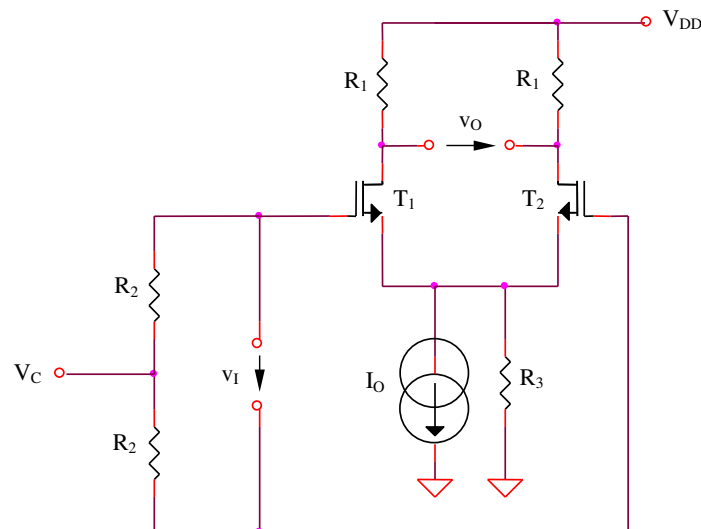


Figura 3.1a

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:

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

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:

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

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:

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

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

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

iar cea de ordin II:

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

rezultând:

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

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

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

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

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

$$v_O(v_I) = a_1 v_I + a_3 v_I^3 + a_5 v_I^5 + \dots \quad (3.14)$$

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:

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

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

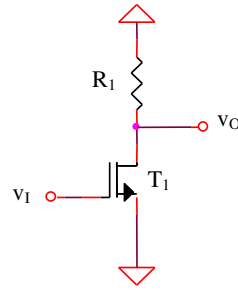


Figura 3.1b

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.

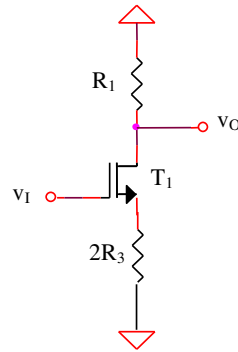


Figura 3.1c

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

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  $T_3$ :

$$v_{IC\min} = v_{GS1} + v_{DS3\text{sat}} = v_{GS1} + v_{GS3} - V_T = V_T + (\sqrt{2} + 1) \sqrt{\frac{I_O}{K}} \quad (3.19)$$

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

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

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  $R_I$ ). 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  $R_I$ ,  $(W/L)$ ,  $V_T$ ,  $I_D$ . 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).

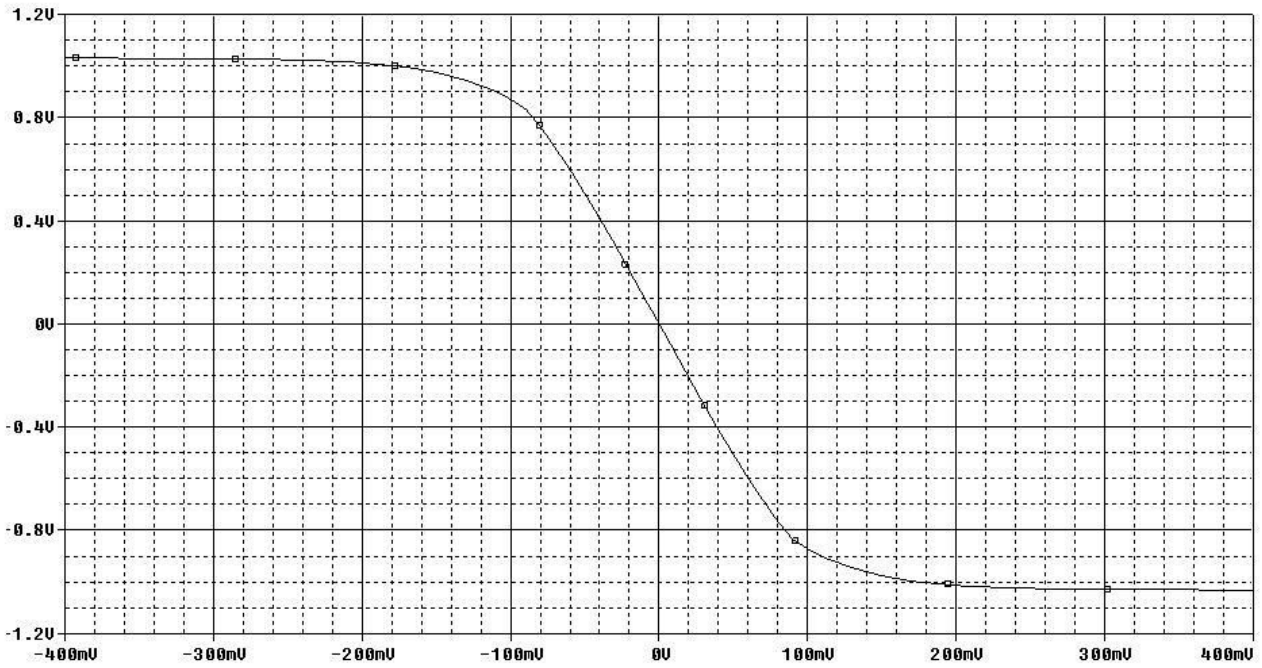


Figura 3.2a

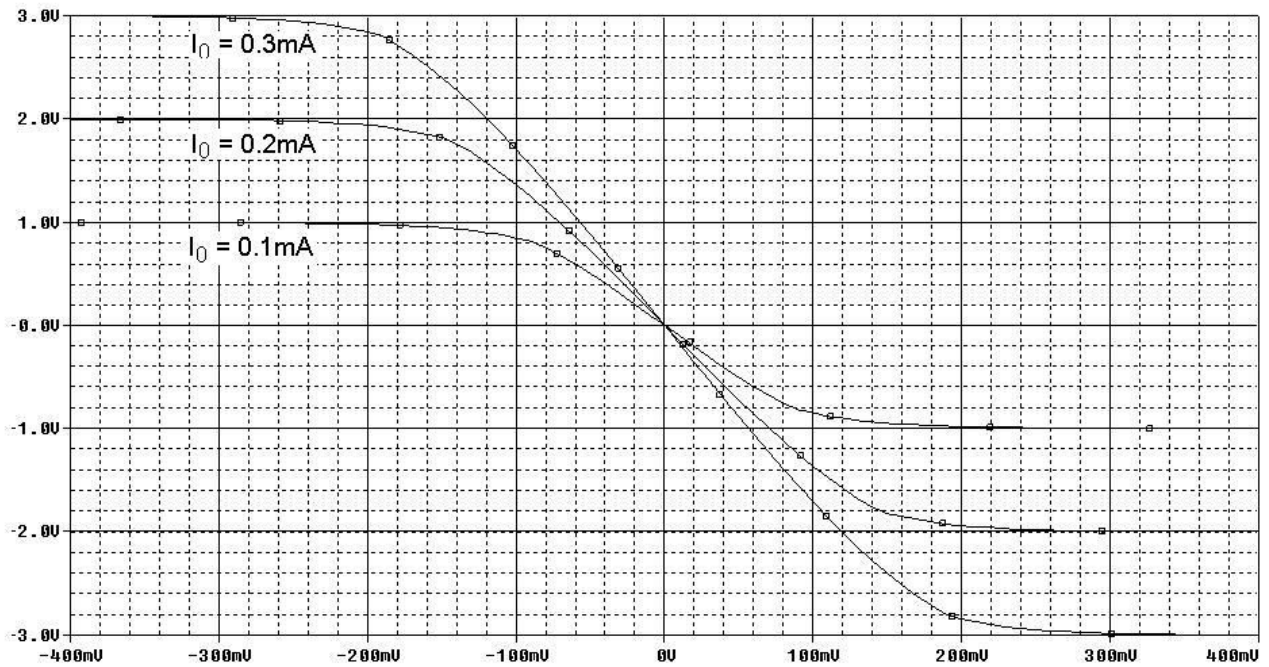


Figura 3.2b

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.

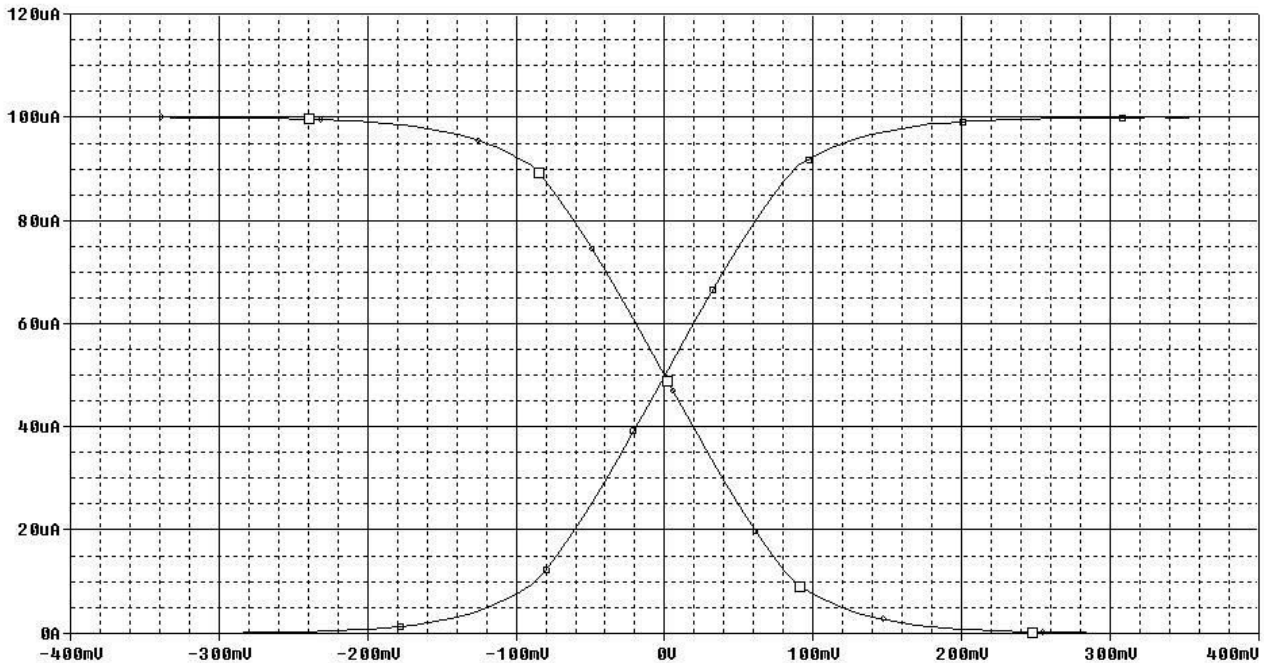


Figura 3.2c

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  $v_{ICmin} \cong 1,2V$ .



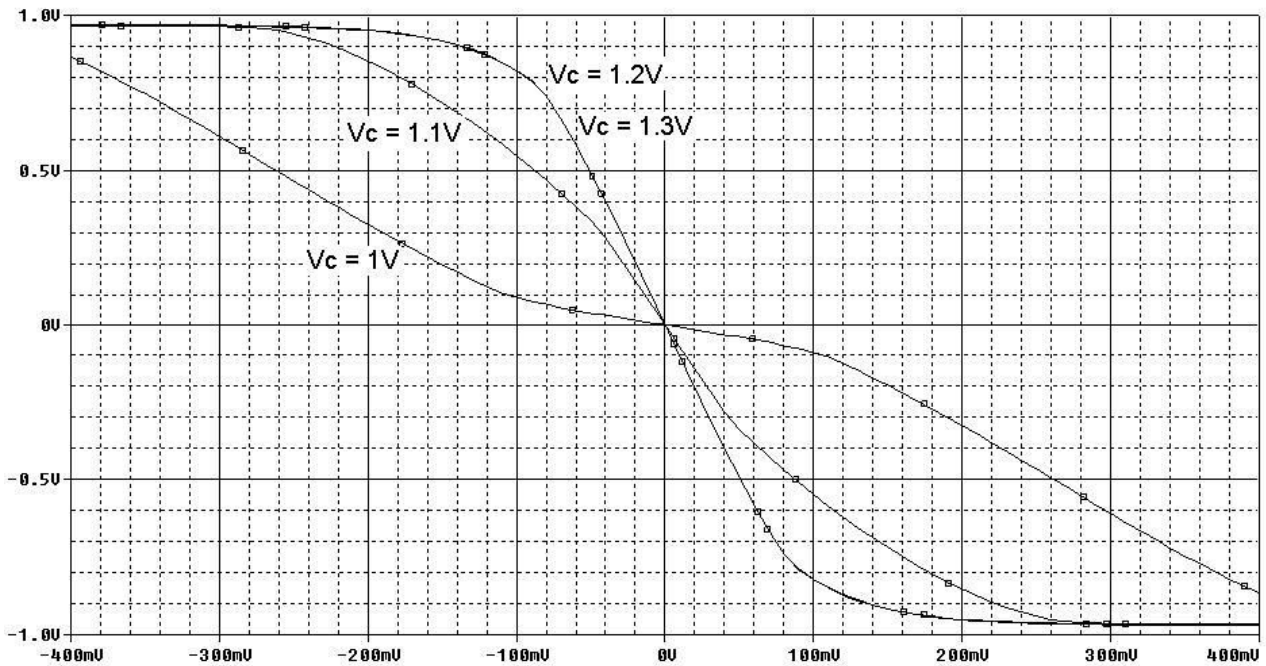


Figura 3.2d

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

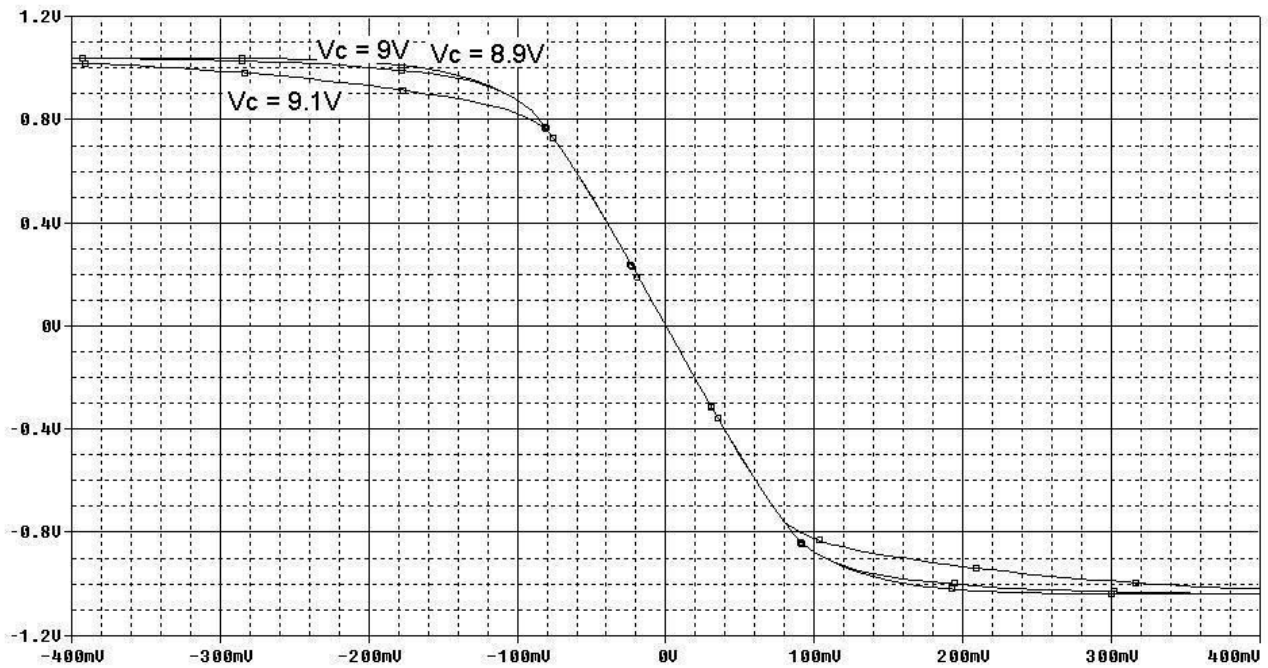


Figura 3.2e

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	$-5 \times 10^{-3}$	$-5,12 \times 10^{-3}$	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.

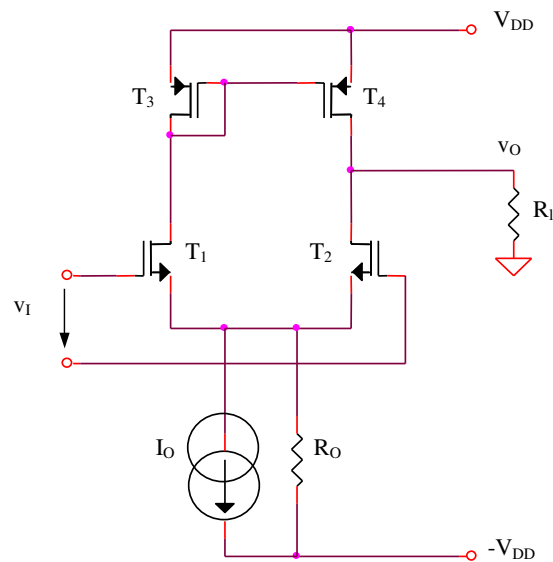


Figura 3.3

### Rezolvare

Expresia generală a amplificării de mod diferențial este:

$$A_{dd} = g_m (r_{ds2} \parallel r_{ds4} \parallel R_l) \quad (3.32)$$

Particularizând pentru  $R_1 \rightarrow \infty$  se obține:

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

### Problema 3.4

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

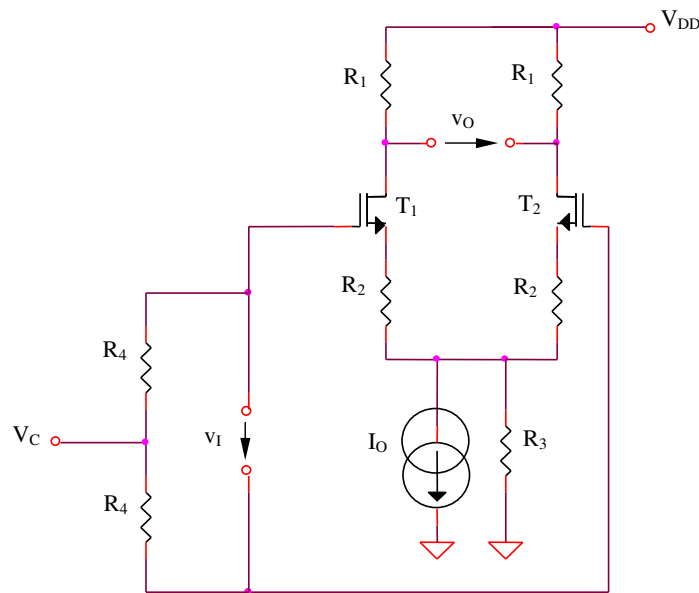


Figura 3.4

Să se determine:

- 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, 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.

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

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

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  $T_3$ :

$$v_{IC\min} = v_{GS1} + v_{DS3\text{sat}} + \frac{I_O R_2}{2} = v_{GS1} + v_{GS3} - V_T + \frac{I_O R_2}{2} = V_T + (\sqrt{2} + 1) \sqrt{\frac{I_O}{K}} + \frac{I_O R_2}{2} \quad (3.36)$$

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

$$v_{IC\max} = V_{DD} - \frac{I_O R_1}{2} - v_{DS1\text{sat}} + v_{GS1} = V_{DD} - \frac{I_O R_1}{2} + V_T \quad (3.37)$$

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.

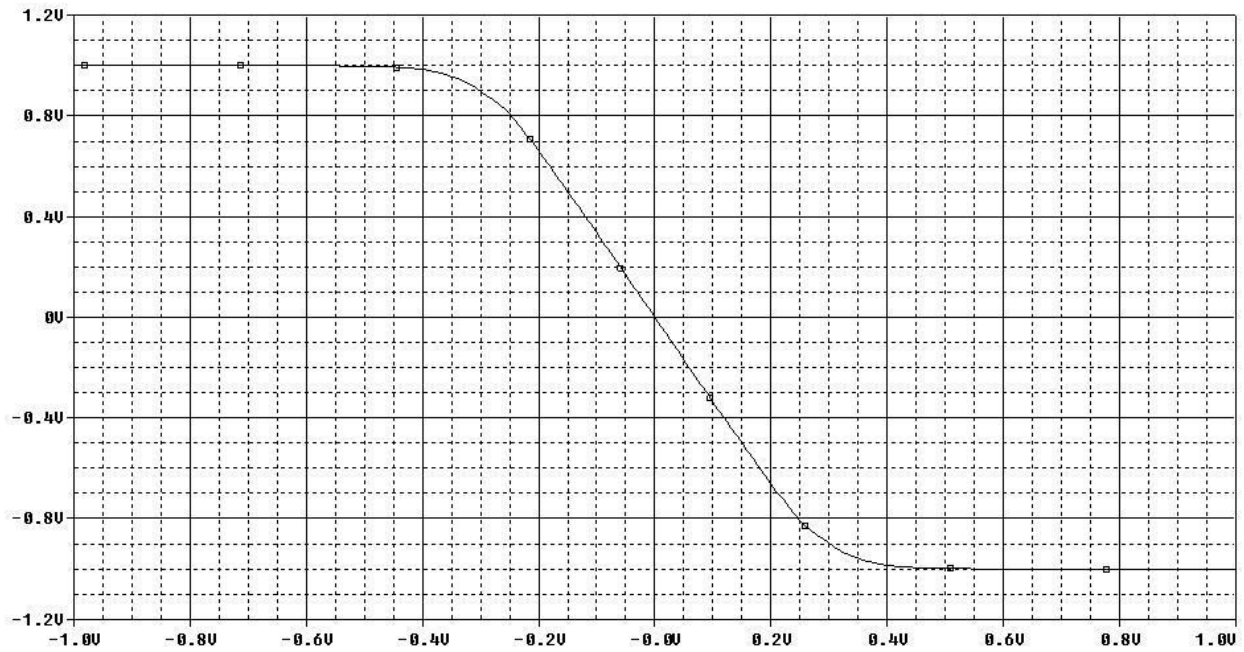


Figura 3.5a

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).

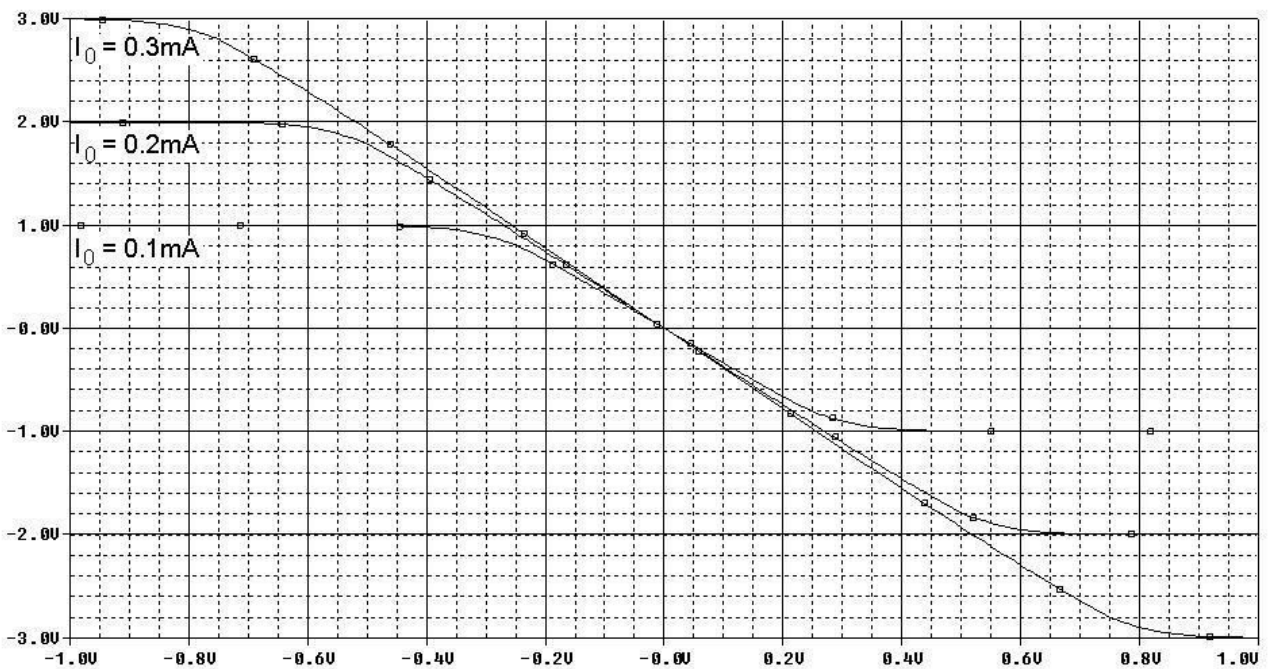


Figura 3.5b

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.

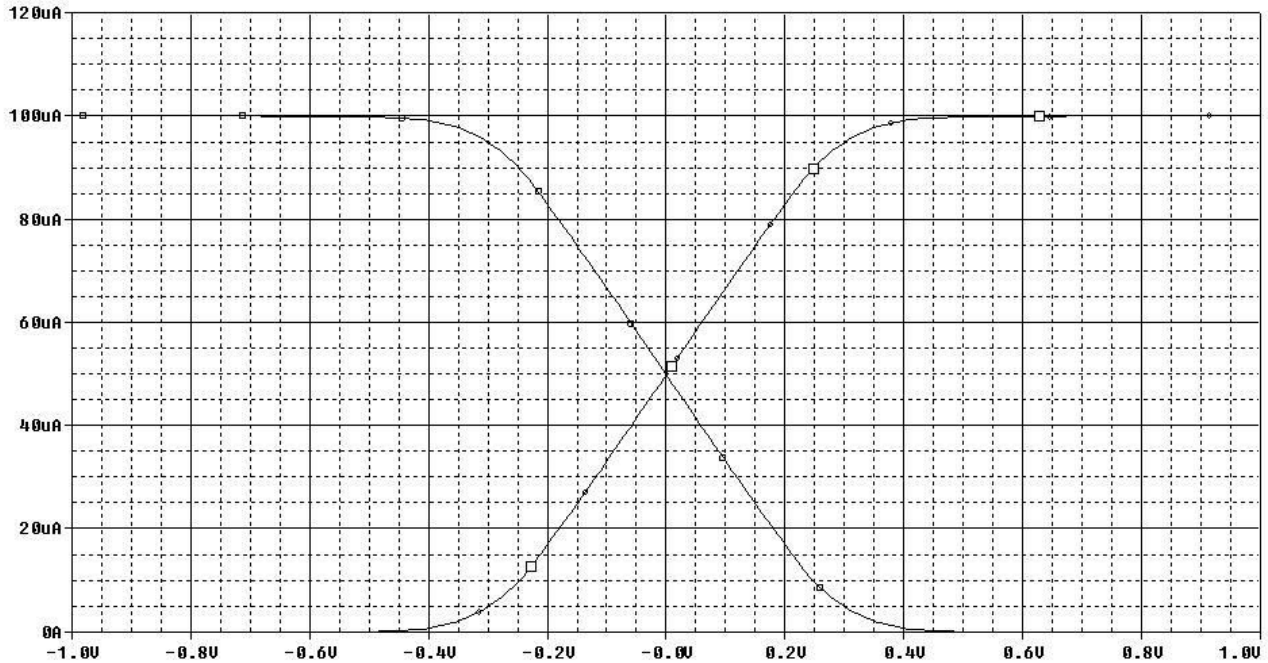


Figura 3.5c

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  $v_{ICmin} \cong 1,3V$ .

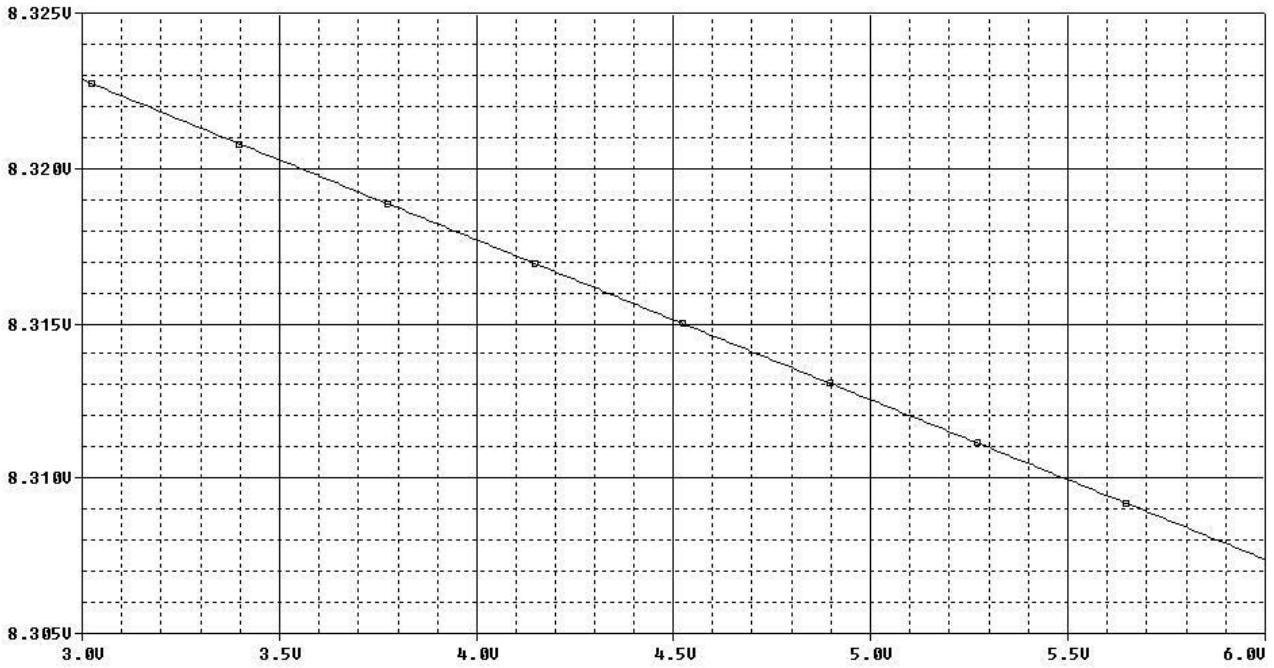


Figura 3.5d

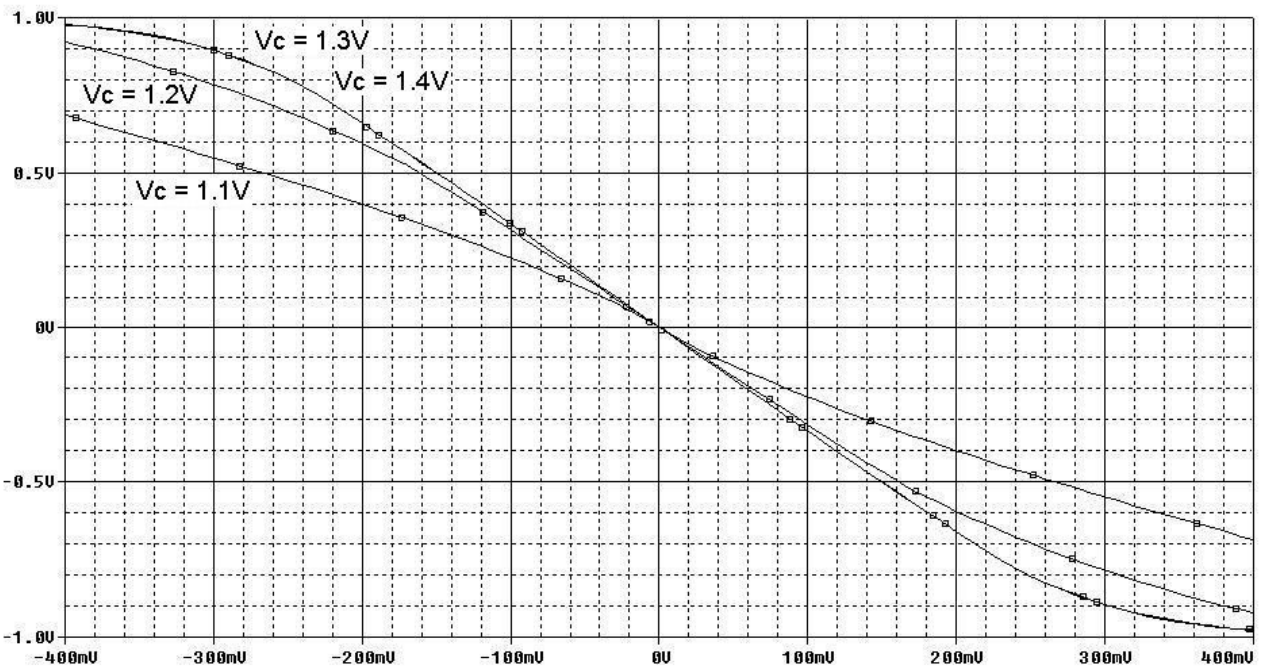


Figura 3.5e

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

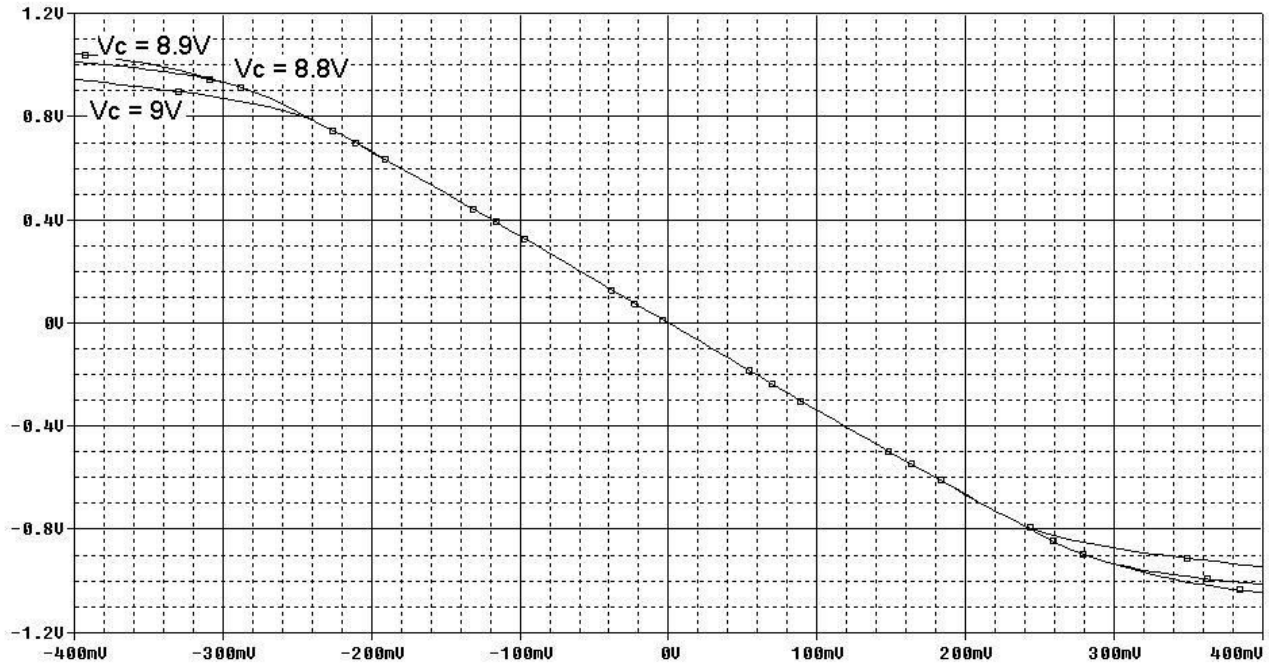


Figura 3.5f

Rezultatele obținute sunt centralizate în Tabelul 3.2.

Tabelul 3.2

<i>Param.</i>	<i>Semnificație</i>	<i>Valoare calcul manual</i>	<i>Valoare simulată</i>	<i>Eroare (%)</i>
$A_{dd}$	Amplificare de mod diferențial	-3,43	-3,38	1,46
$A_{cc}$	Amplificare de mod comun	$-5 \times 10^{-3}$	$-5,15 \times 10^{-3}$	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.

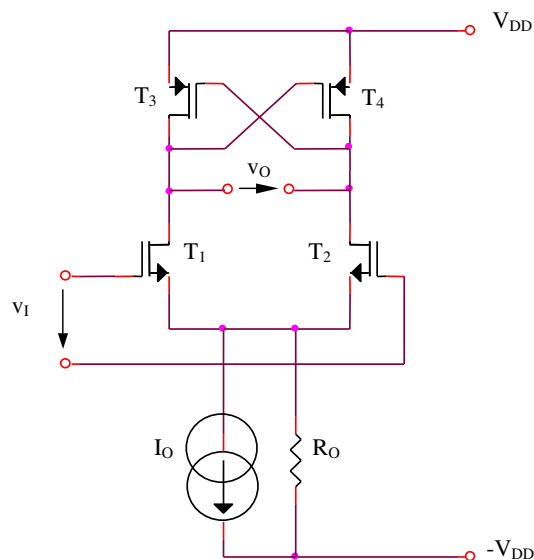


Figura 3.6

**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.

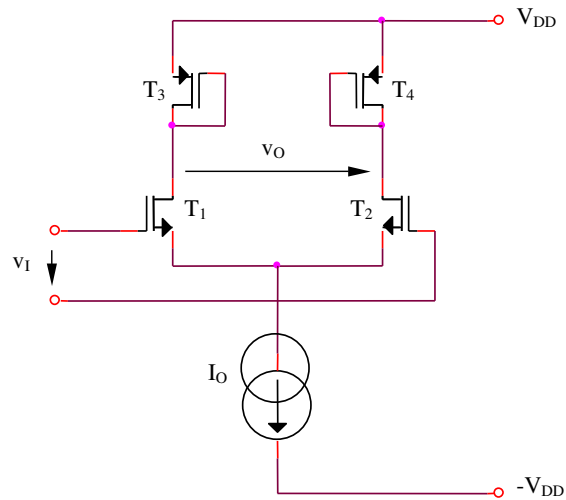


Figura 3.7

**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  $T_4$ .

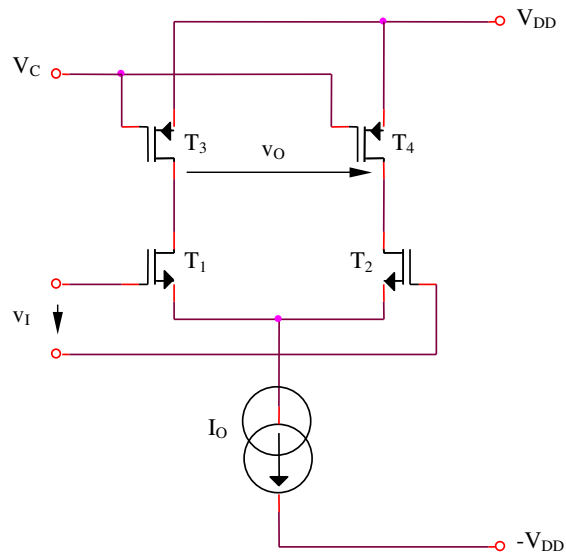


Figura 3.8

**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.

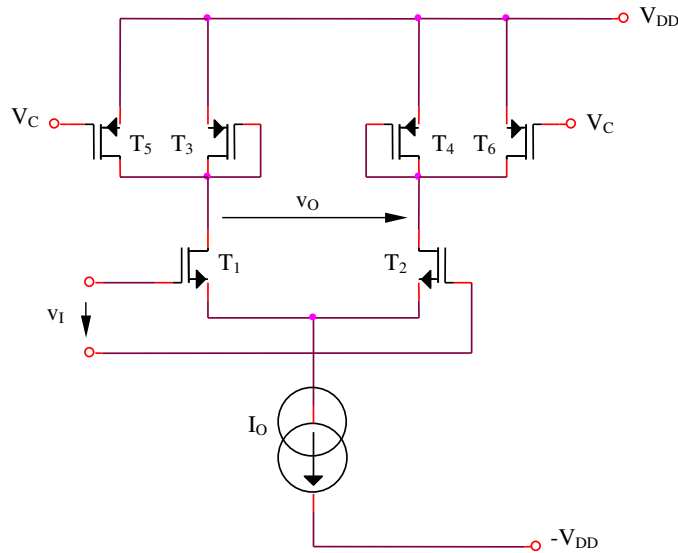


Figura 3.9

**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 transconductanței  $g_m$  a tranzistoarelor  $T_3$  și  $T_4$ . Amplificarea de mod diferențial are expresia:

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

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

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

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

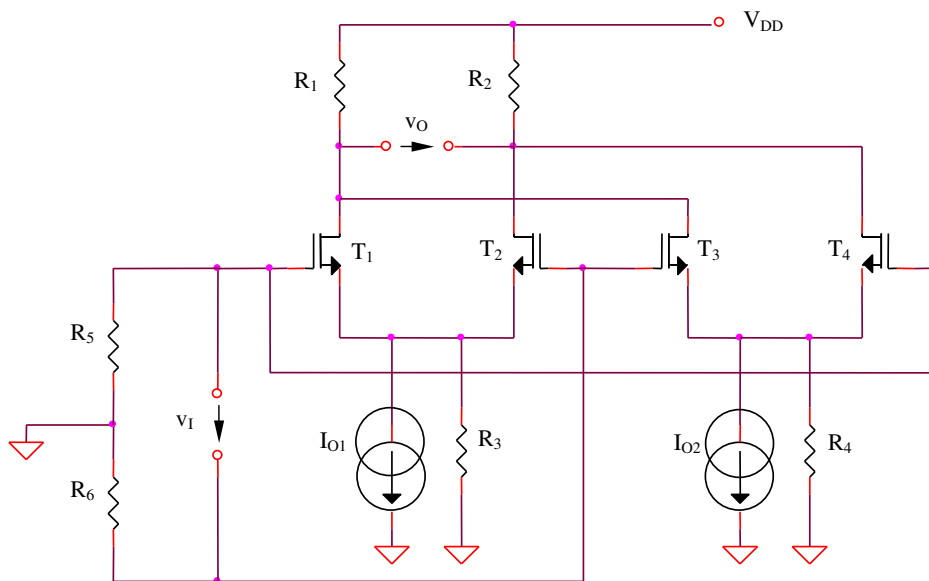


Figura 3.10a

**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 :

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

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

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:

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

echivalent cu:

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

Alegându-se, de exemplu,  $R_1 = R_2 = 10k\Omega$ ,  $K_{1,2} = 12 \times 10^{-3} \text{ A/V}^2$ ,  $K_{3,4} = 24 \times 10^{-3} \text{ A/V}^2$ ,  $I_{O1} = 0.1\text{mA}$  și  $I_{O2} = 0.8\text{mA}$  (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.

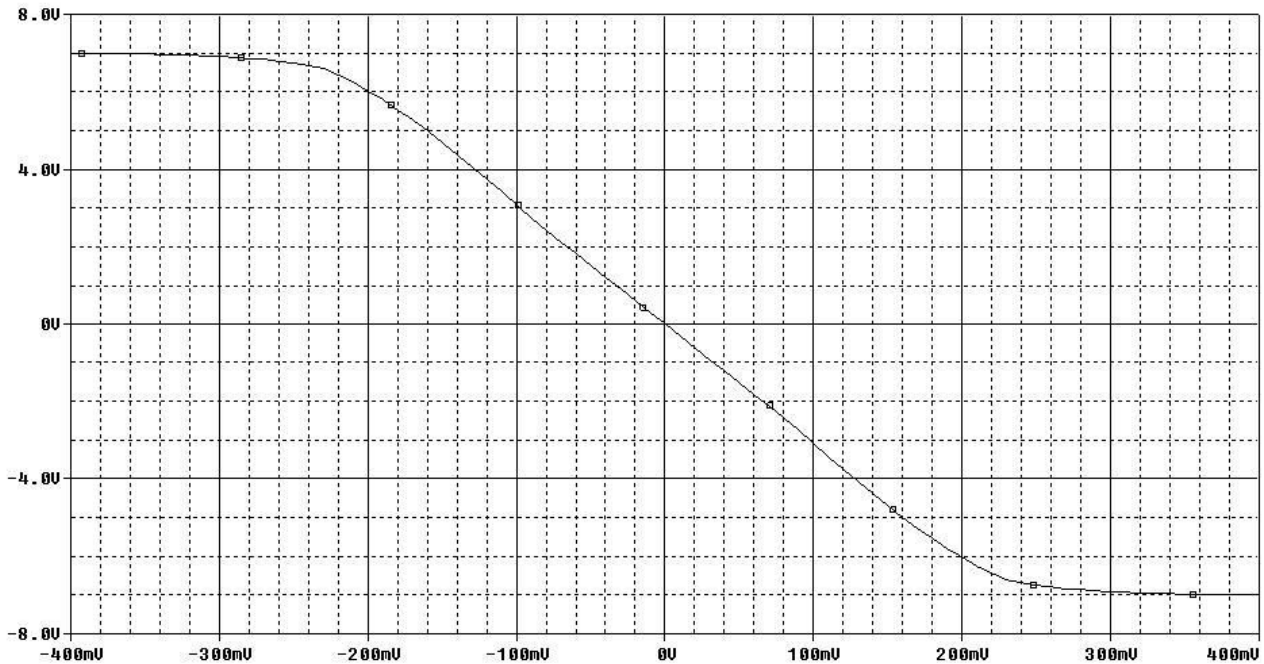


Figura 3.10b

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  $V_1 = V_2 = V$ .

- 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  $V_1$  și  $V_2$  de valoare  $V_a$ , iar al doilea sursele de tensiune de valoare  $V_b$ . Ce expresie va avea coeficientul total de distorsiuni al structurii diferențiale paralel? Se va considera că  $m(v_{GS} - V_T) \ll 1$ .

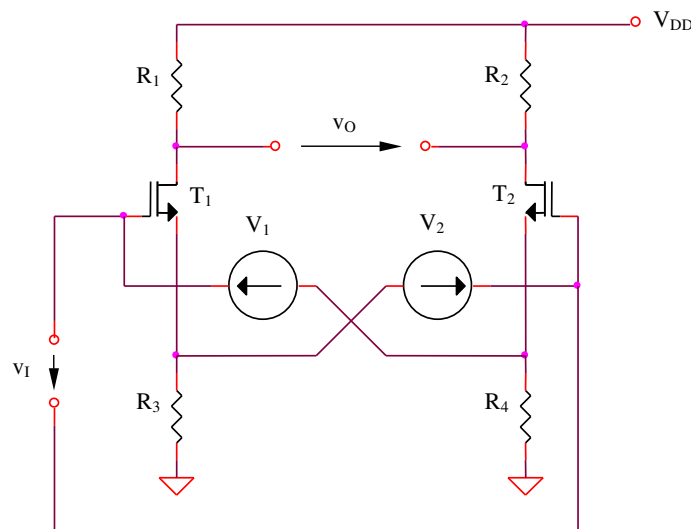


Figura 3.11a

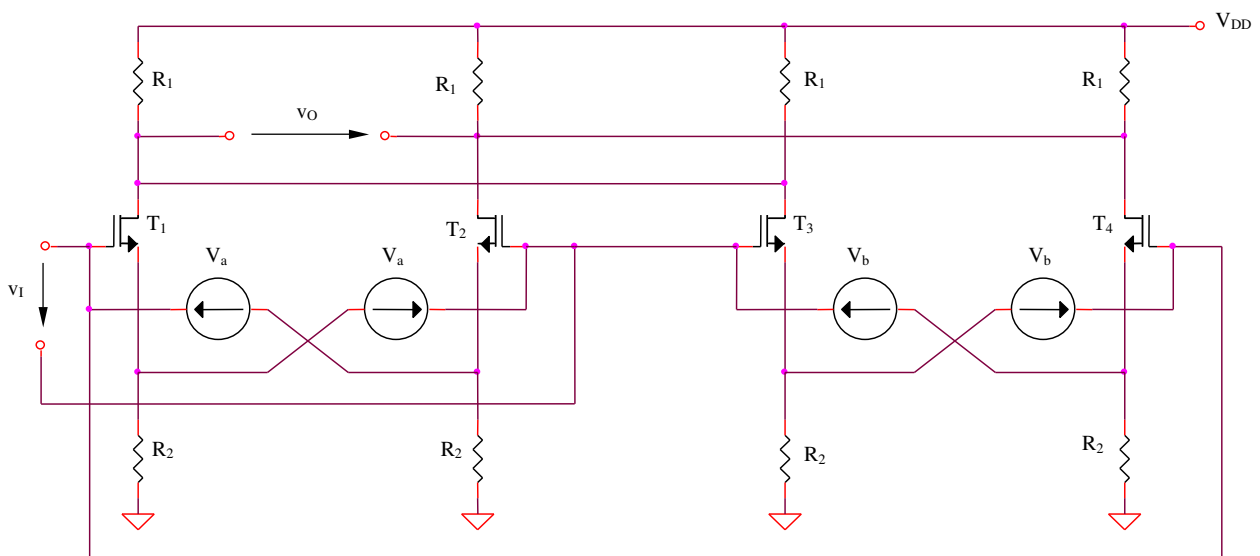


Figura 3.11b



**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:

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

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:

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

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 antiparelelor 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:

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

Îmbunătățirea 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  $T_4$ :

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

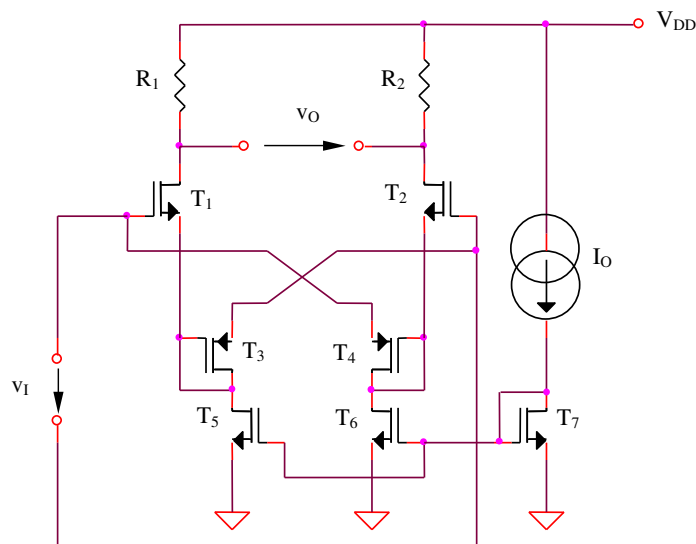


Figura 3.12

Inlocuind expresiile celor două surse de tensiune în relația generală (3.65) a amplificării de mod diferențial se obține:

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

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). În 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.

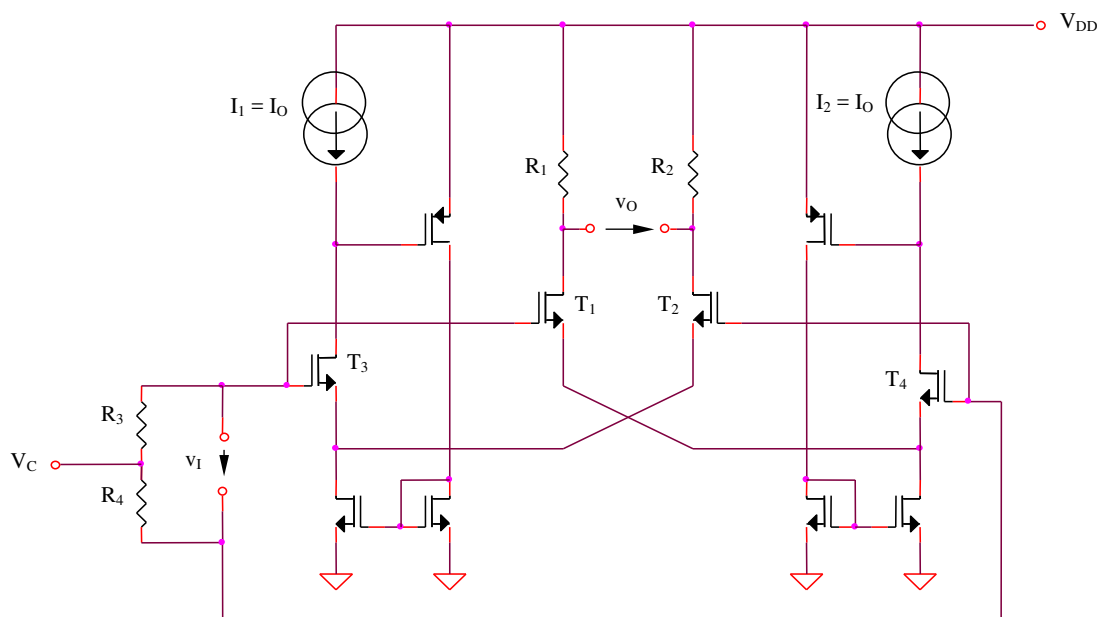


Figura 3.13

Deoarece:

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

rezultă:

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

**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,  $G_m = i_O / v_I = (i_2 - i_1) / v_I$ .

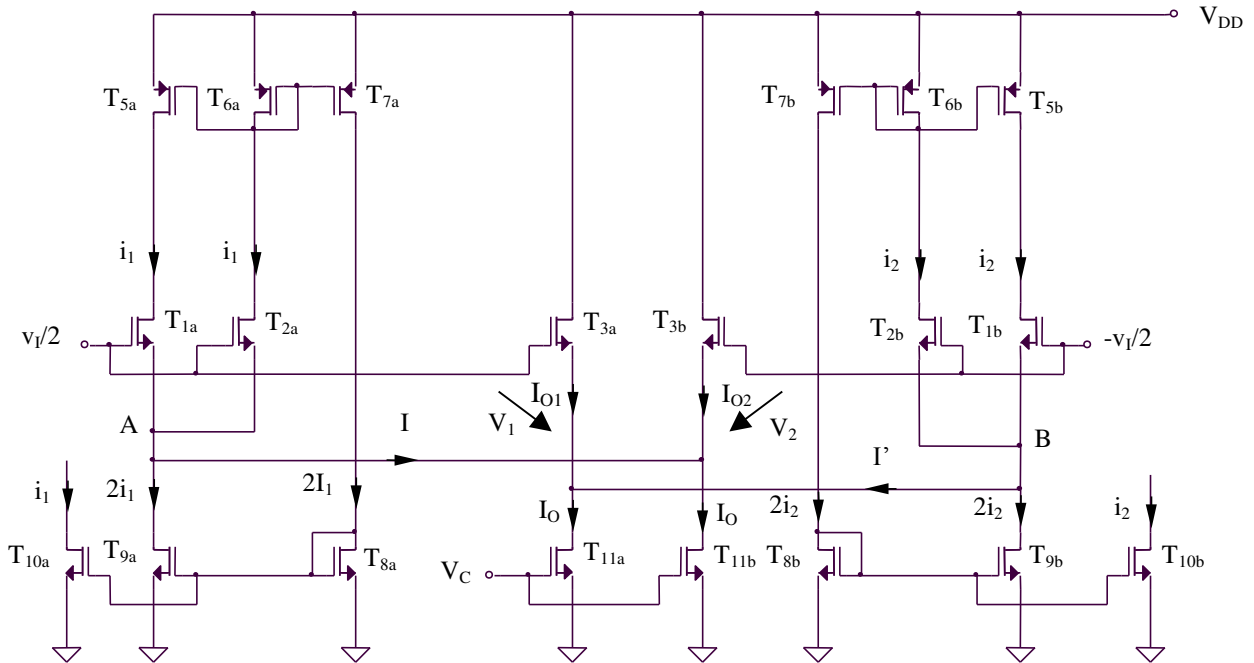


Figura 3.14

**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.

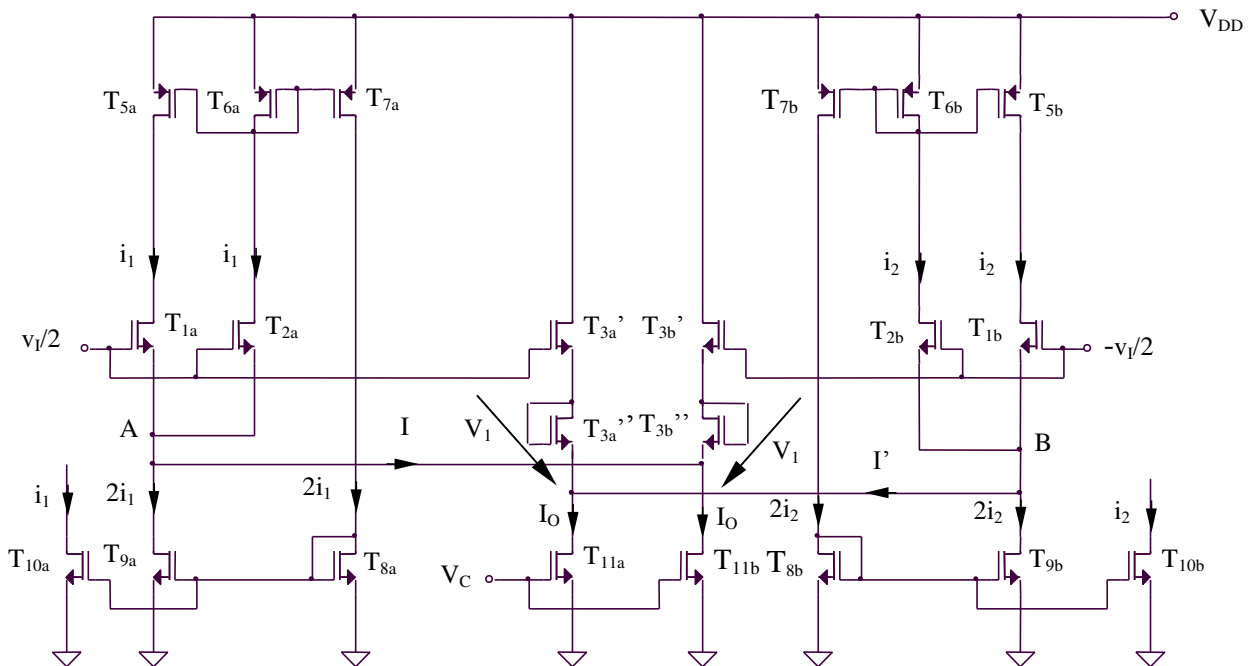


Figura 3.15

**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.



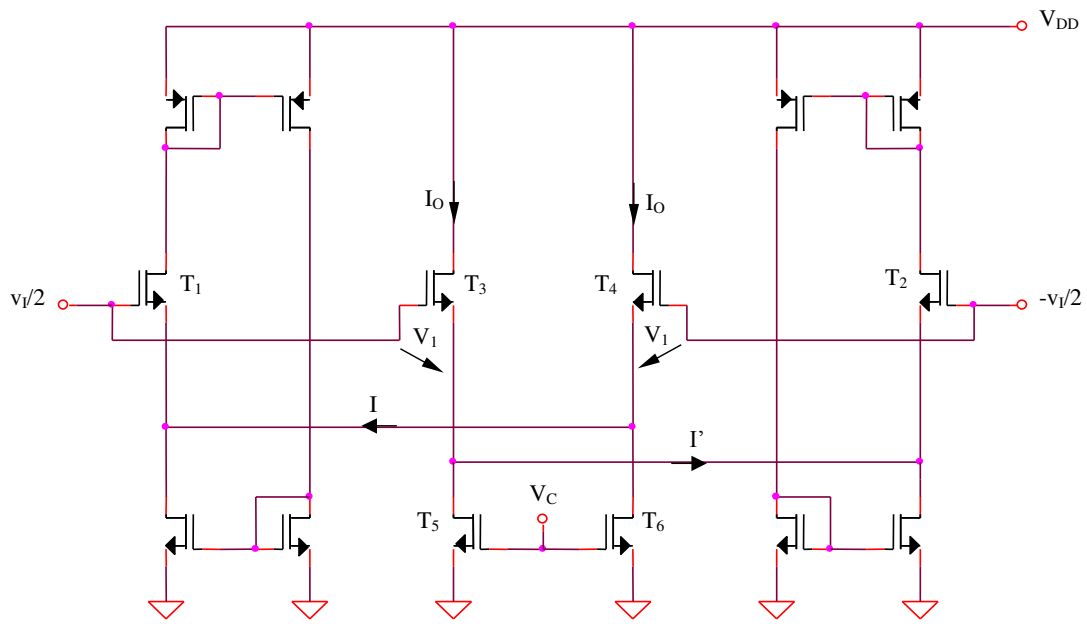


Figura 3.16

**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.

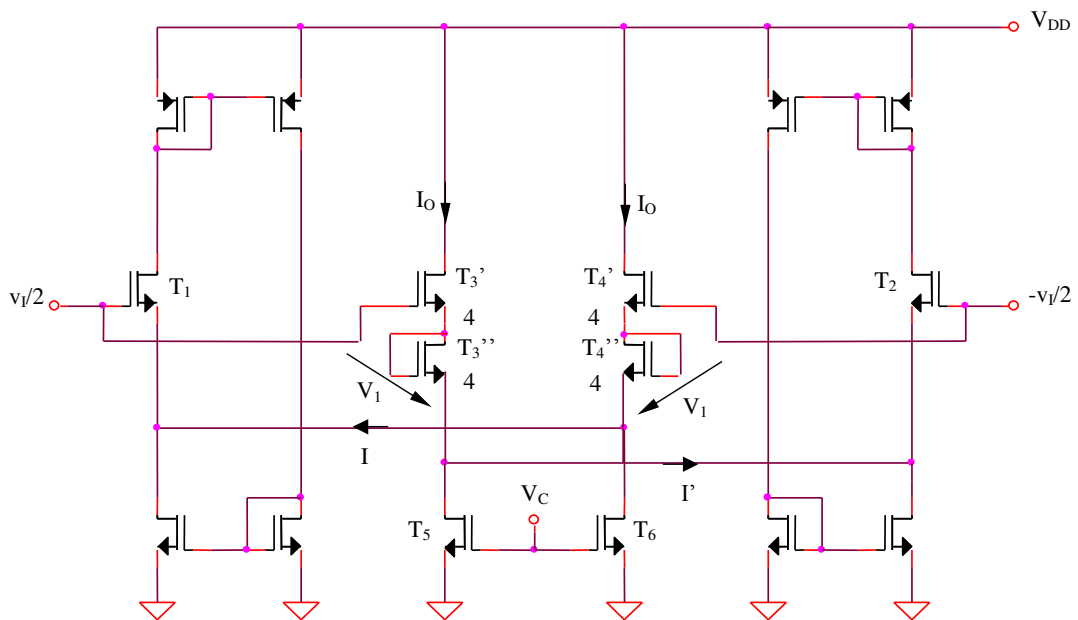


Figura 3.17



**Rezolvare**

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 *DIFF 1* și *DIFF 2* 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,  $G_m^T = G_m^{NMOS} + G_m^{PMOS}$ .

- Să se determine domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare al structurii diferențiale paralel prezentate
- Ce condiție trebuie impusă pentru ca domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare să includă intervalul  $[0, V_{CC}]$ ?

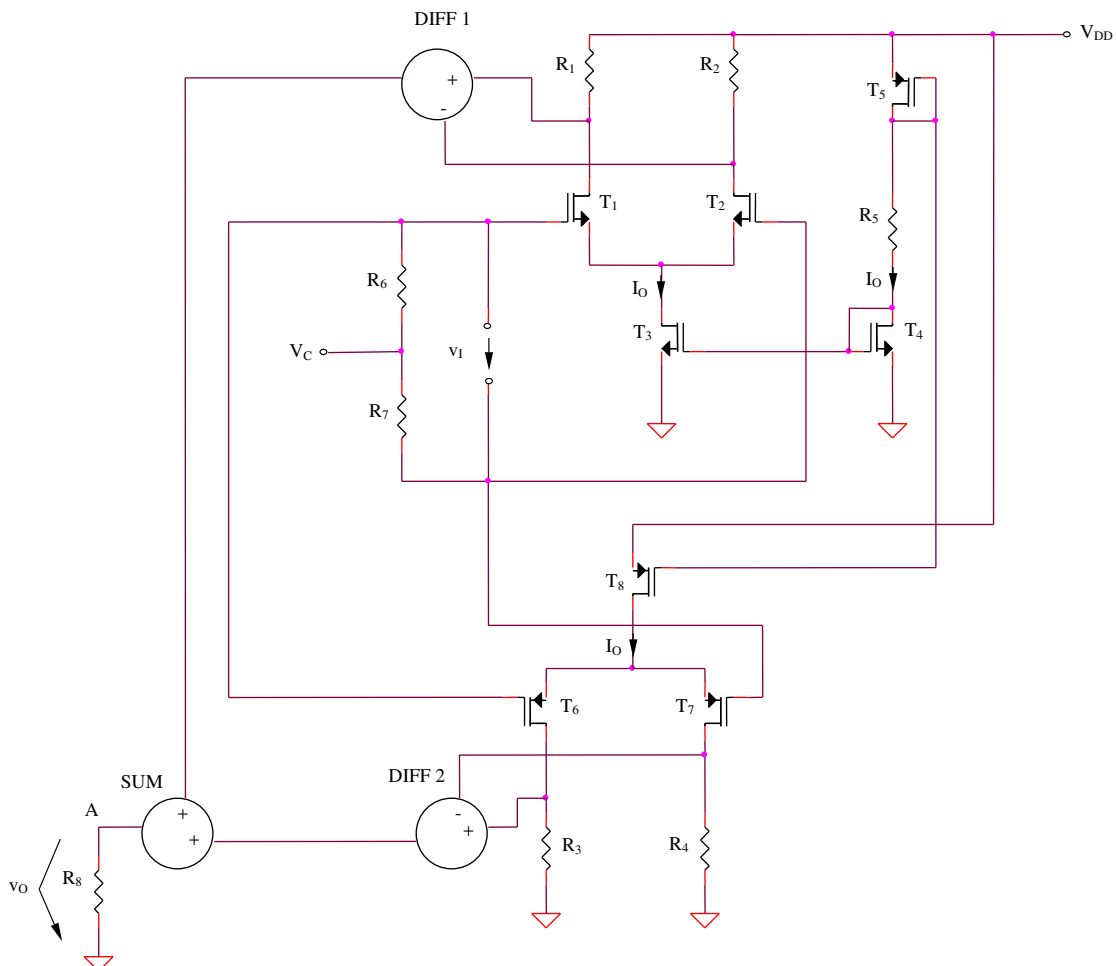


Figura 3.19a

**Rezolvare**

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

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

și:

$$v_{ICmin}^{NMOS} = v_{GS1} + v_{DS3sat} = v_{GS1} + v_{GS3} - V_T = V_T + (\sqrt{2} + 1) \sqrt{\frac{I_O}{K}} \quad (3.111)$$

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

$$v_{ICmax}^{PMOS} = V_{DD} - v_{SG6} - v_{SD8sat} = V_{CC} - v_{SG6} - v_{SG8} + V_T = V_{DD} - V_T - (\sqrt{2} + 1) \sqrt{\frac{I_O}{K}} \quad (3.112)$$

și:

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

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).

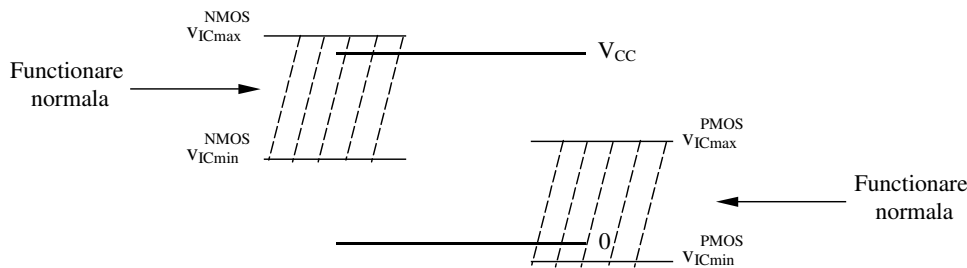


Figura 3.19b

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

$$v_{ICmax}^{NMOS} > V_{DD} \quad (3.114)$$

$$v_{ICmax}^{PMOS} > v_{ICmin}^{NMOS} \quad (3.115)$$

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

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  $3,3V$ .

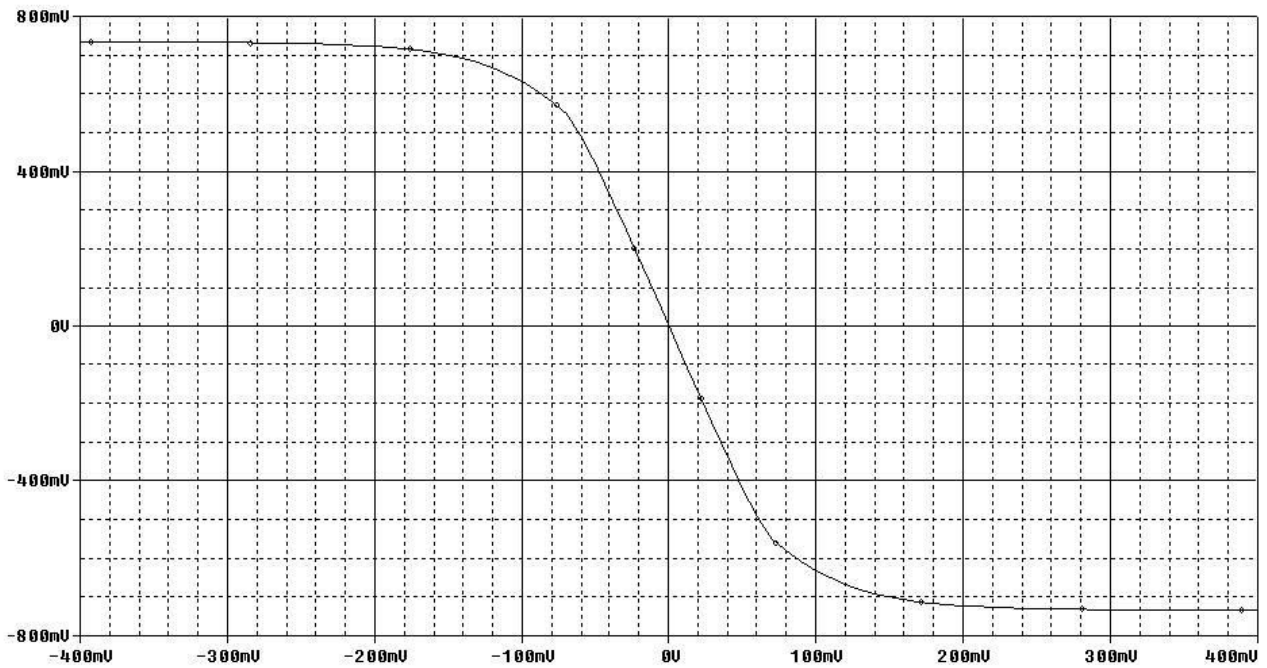


Figura 3.20a

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

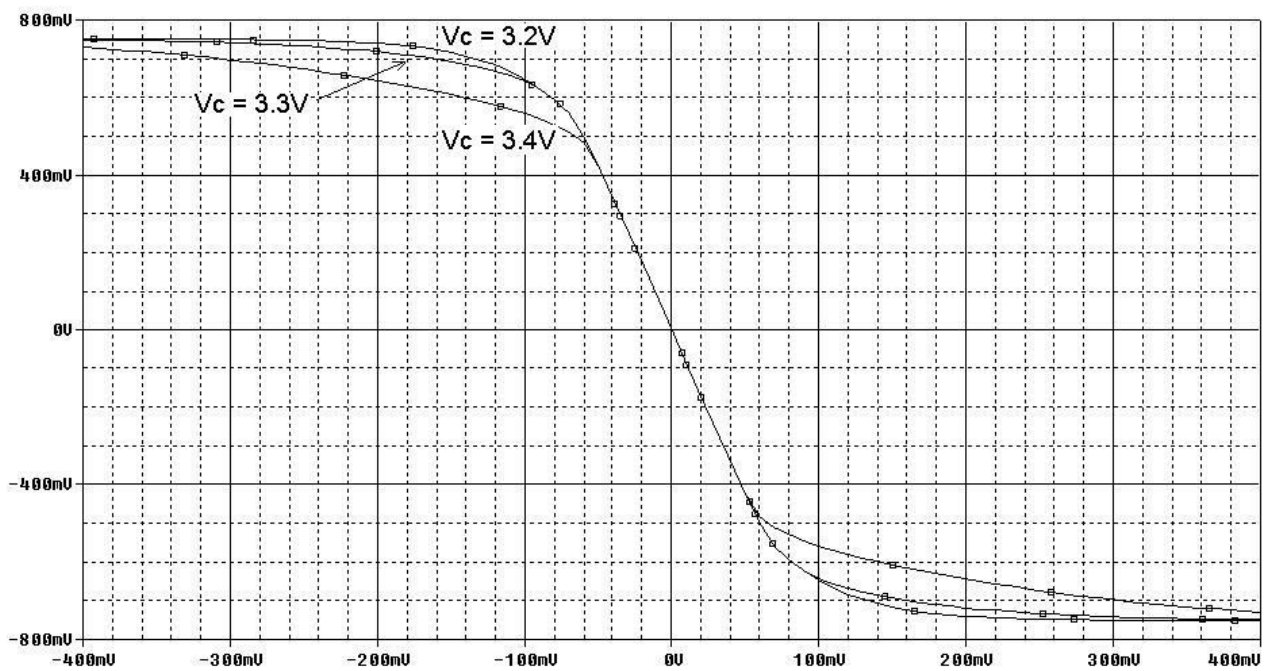


Figura 3.20b



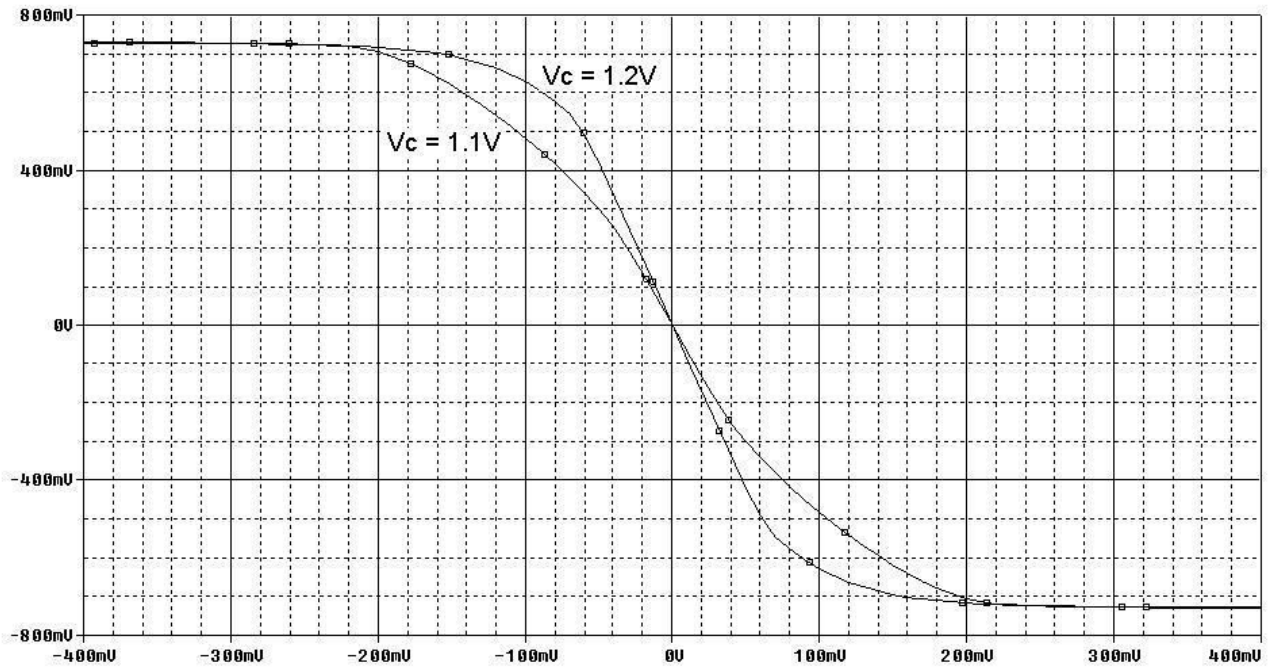


Figura 3.20c

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  $-0,4V$ .

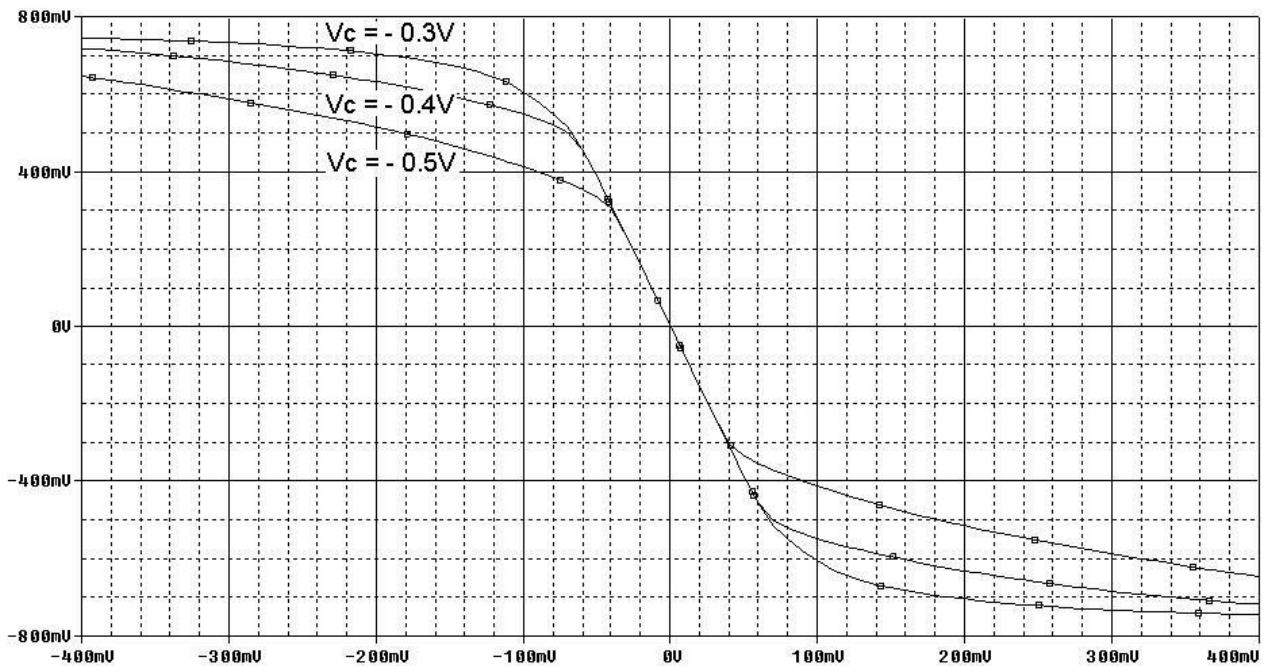


Figura 3.20d

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  $1,8V$ .

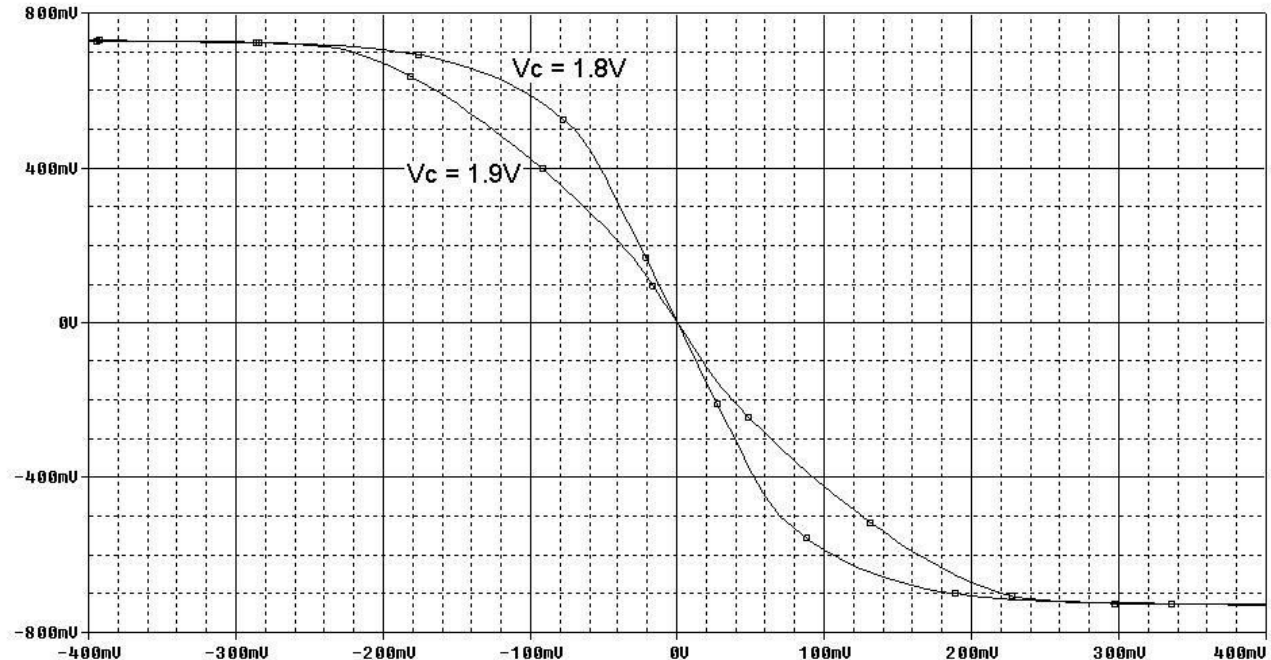


Figura 3.20e

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.

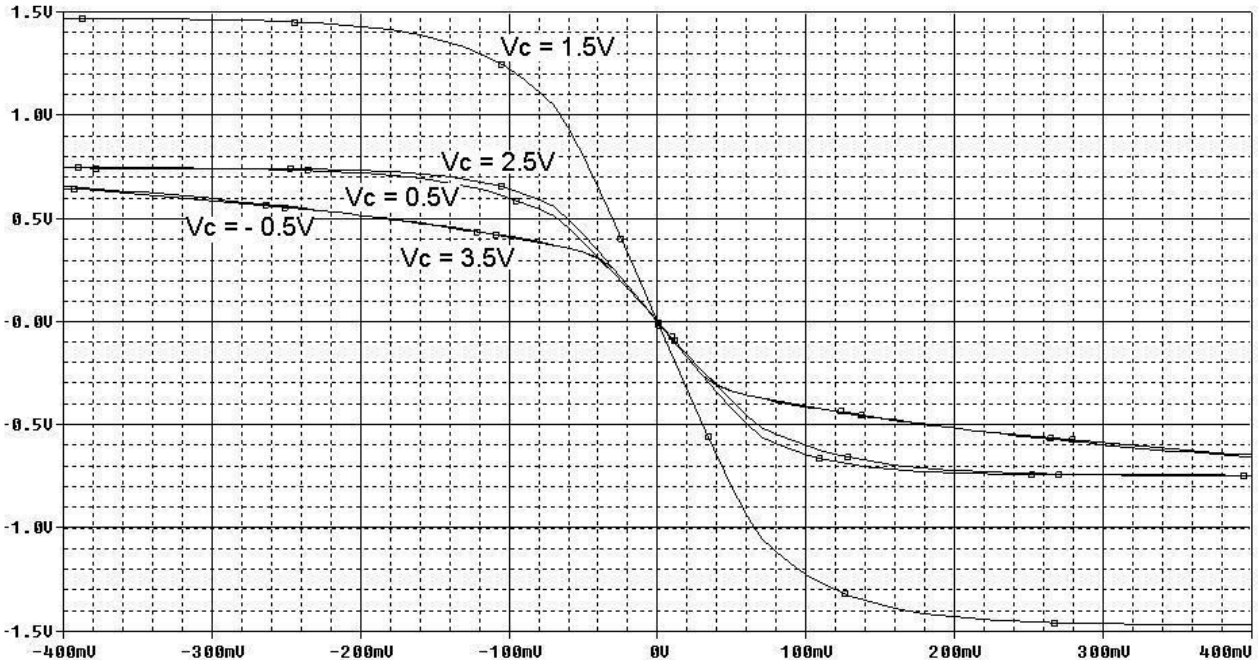


Figura 3.20f

### 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:

$$i_{D3} = i_{D4} = i_{D5} = i_{O2} \quad (3.121)$$

$$i_{D1} = i_{D2} = i_{O1} - i_{D3} = i_{O1} - i_{O2} \quad (3.122)$$

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

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

$$i_{D4} = i_{D5} = i_{O2} \quad (3.124)$$

$$i_{D3} = i_{O1}; i_{D1} = i_{D2} = 0 \quad (3.125)$$

$$i_O = i_{D1} + i_{D5} = i_{O2} \quad (3.126)$$

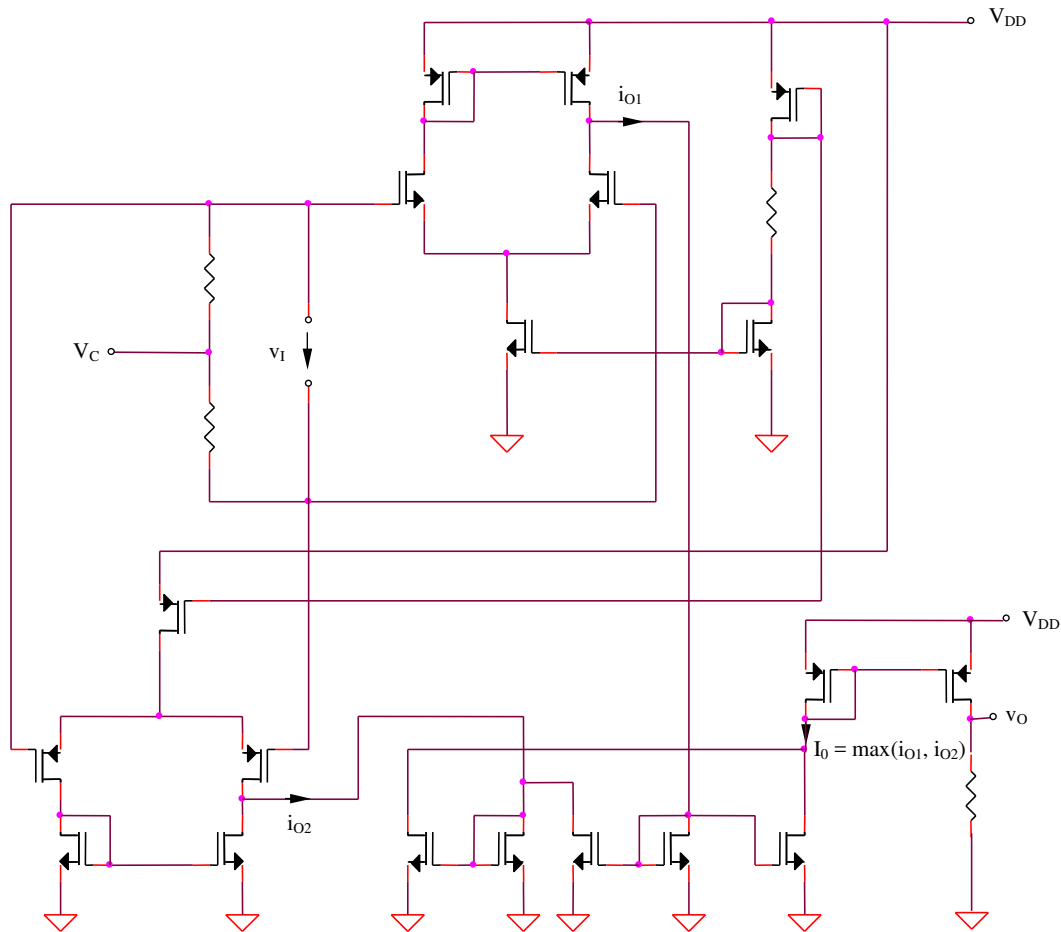


Figura 3.21a

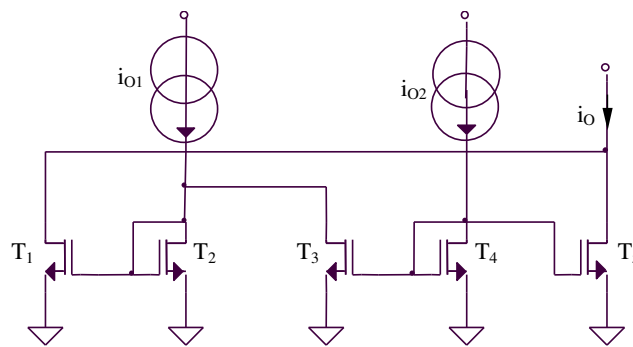


Figura 3.21b

Pentru domeniul tensiunilor medii de mod comun de intrare  $v_{ICmin}^{NMOS} < v_{IC} < v_{ICmax}^{PMOS}$ , circuitul de maxim din Figura 3.21b va selecta transconductanța cu valoarea cea mai mare dintre  $G_m^{PMOS}$  și  $G_m^{NMOS}$ , 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:  $v_{ICmin}^{PMOS} < v_{IC} < v_{ICmin}^{NMOS}$
- Domeniul al II-lea:  $v_{ICmin}^{NMOS} < v_{IC} < v_{ICmax}^{PMOS}$
- Domeniul al III-lea:  $v_{ICmax}^{PMOS} < v_{IC} < v_{ICmax}^{NMOS}$

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.

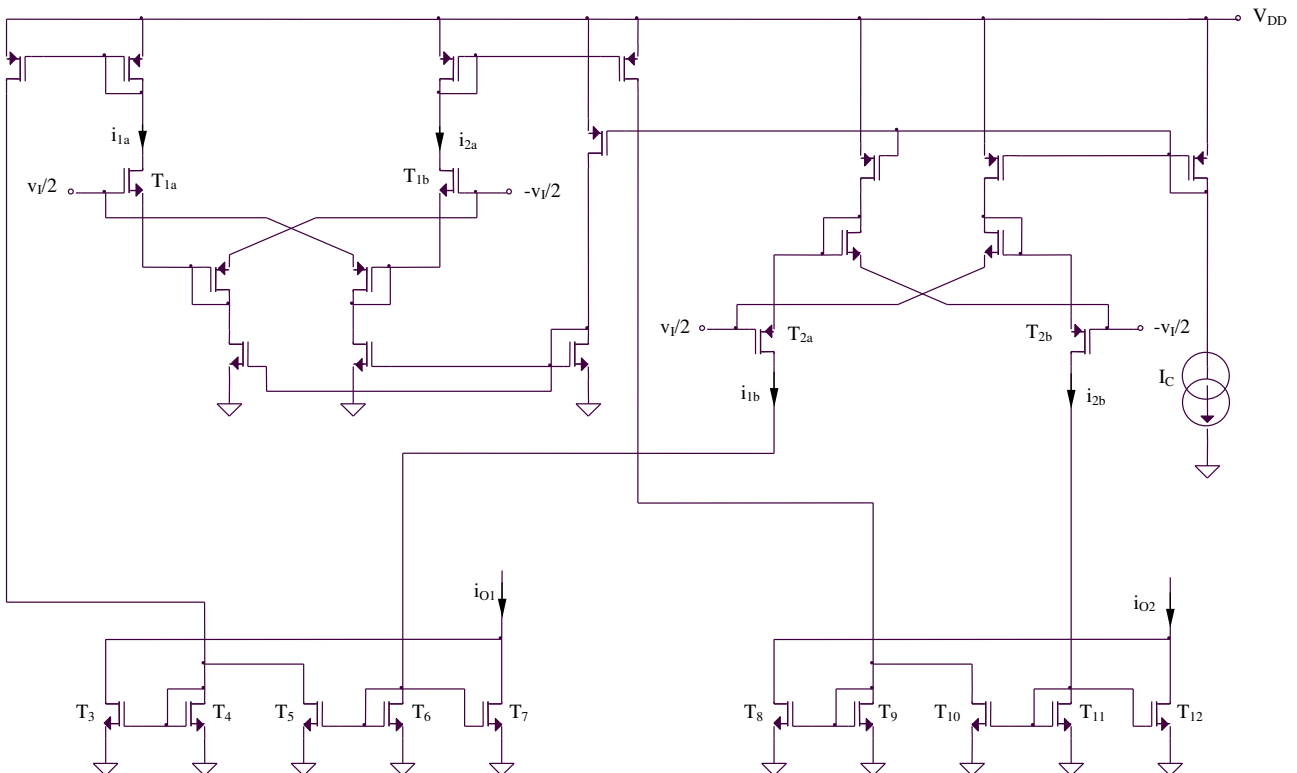


Figura 3.22

**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.

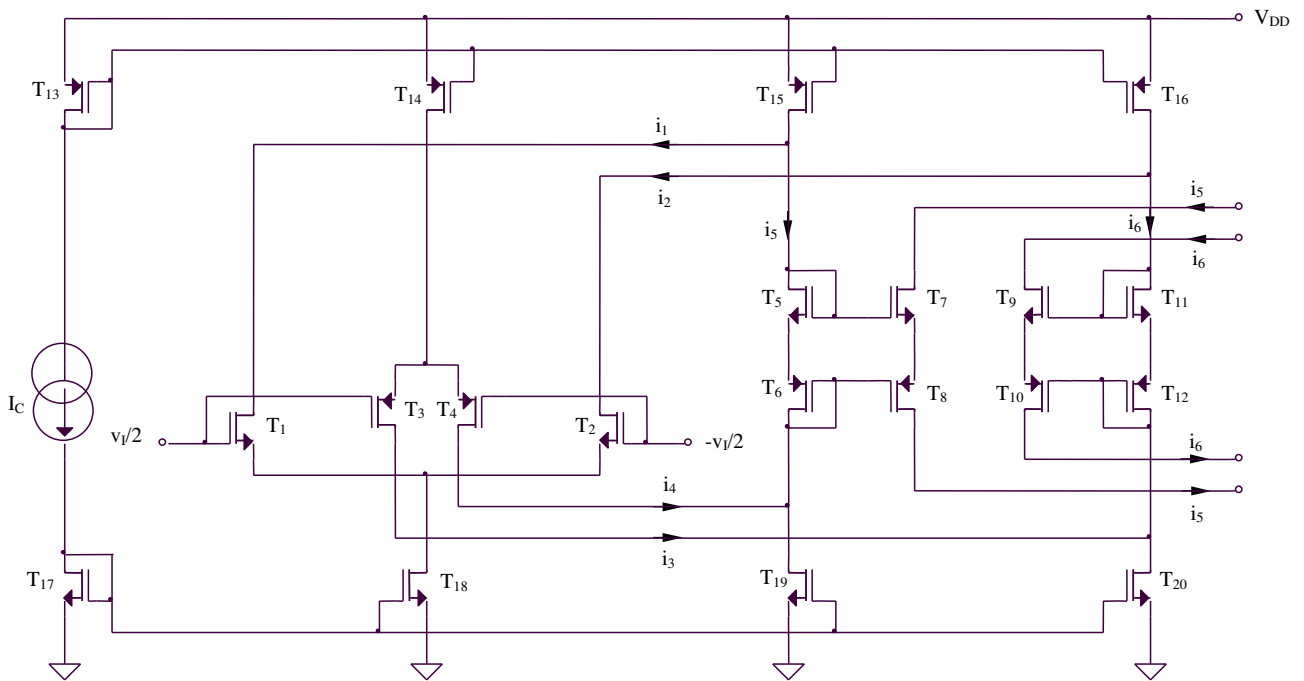


Figura 3.23

**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 minimumul 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  $i_O = i_1 - i_2 = i_4 - i_3 = G_m^{NMOS} v_I = G_m^{PMOS} v_I$ .

În 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.

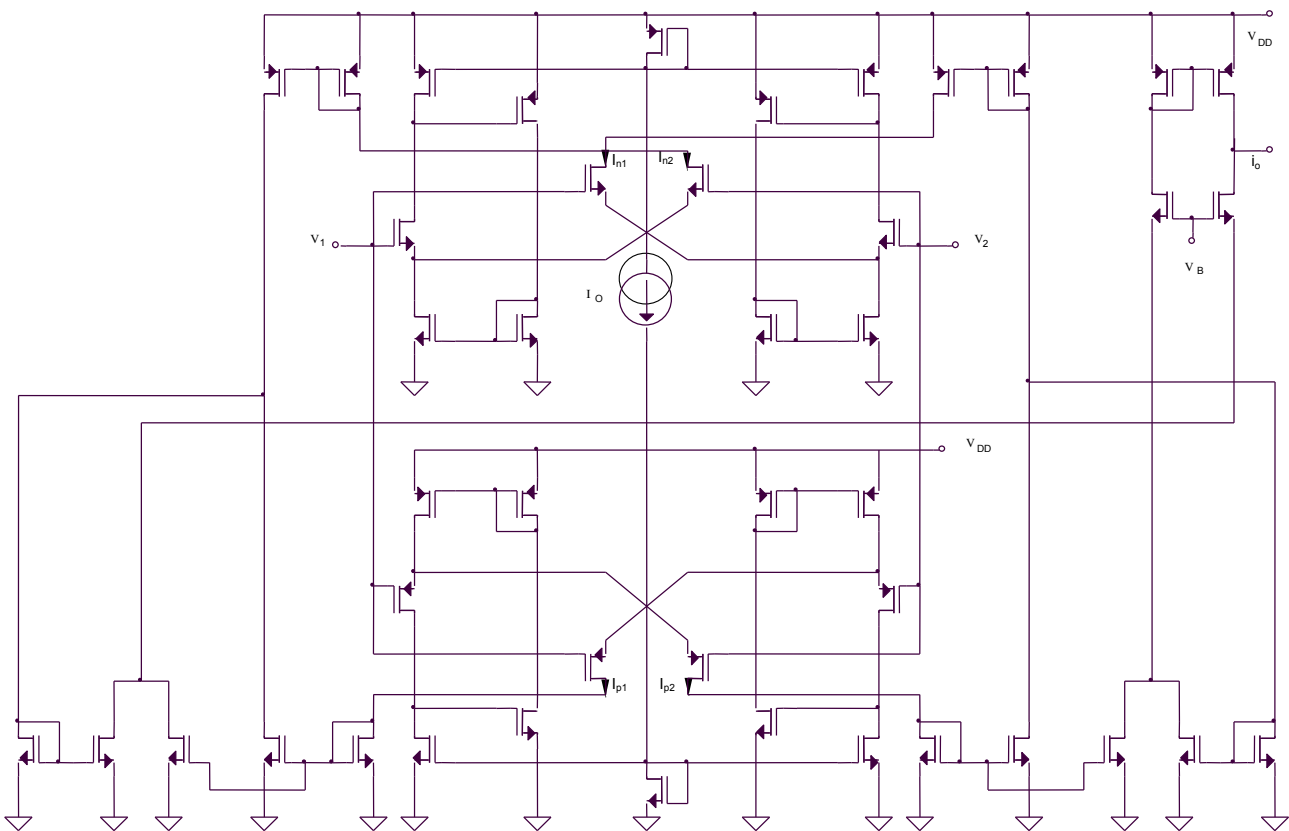


Figura 3.24

**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 maximumului 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.

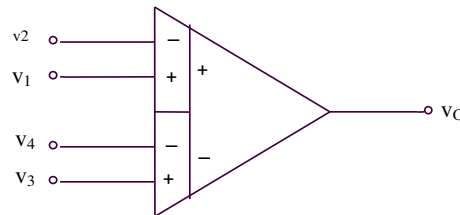


Figura 3.25a

**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:

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



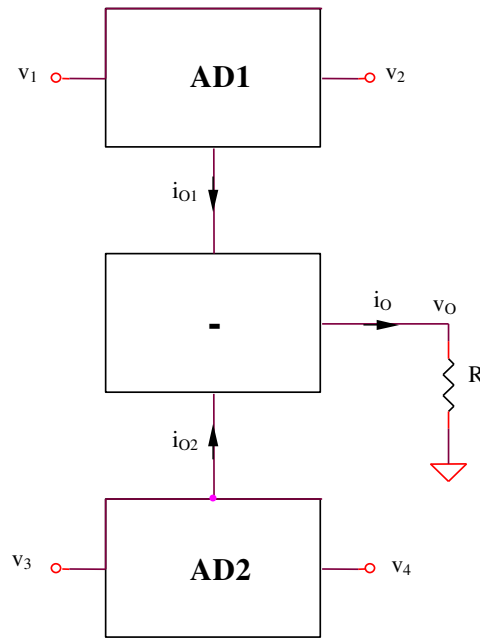


Figura 3.25b

**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.

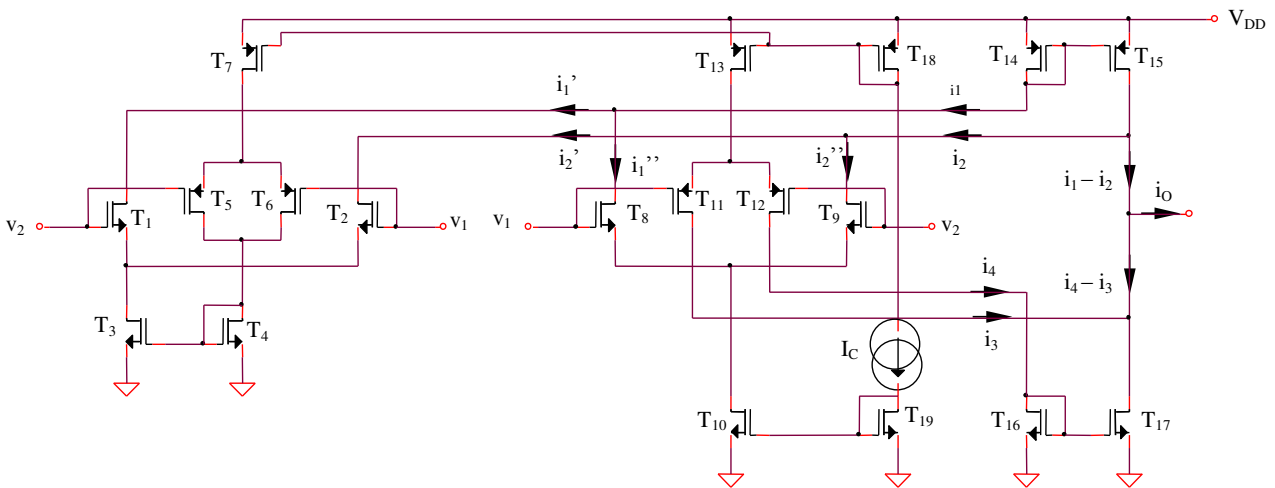


Figura 3.26

**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.



$$a = \frac{K}{\sqrt{2}\lambda^2 I_O} \quad (4.4)$$

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



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:

$$R_O' = r_{ds10} g_{m10} r_{ds6} // r_{ds11} g_{m11} r_{ds5} = \frac{1}{2} g_{m10} r_{ds10}^2 = \frac{2K}{\lambda^2 I_O} \sqrt{\frac{K}{I_O}} \quad (4.19)$$

$$a' = \frac{1}{2} g_{m1} g_{m10} r_{ds10}^2 = \frac{2K}{\lambda^2 I_O} \quad (4.20)$$

Creșterea importantă a  $R_O$  și a se datorează înlocuirii oglinzii de curent clasice cu varianta sa cascod.

Valoarea maximă a potențialului  $V_{C2}$  este fixată de funcționarea în saturație a tranzistorului  $T_6$ :

$$V_{C2\max} = V_{DD} - V_{SD6\text{sat.}} - V_{SG10} = V_{DD} - V_T - 2\sqrt{\frac{I_O}{K}} \quad (4.21)$$

In 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

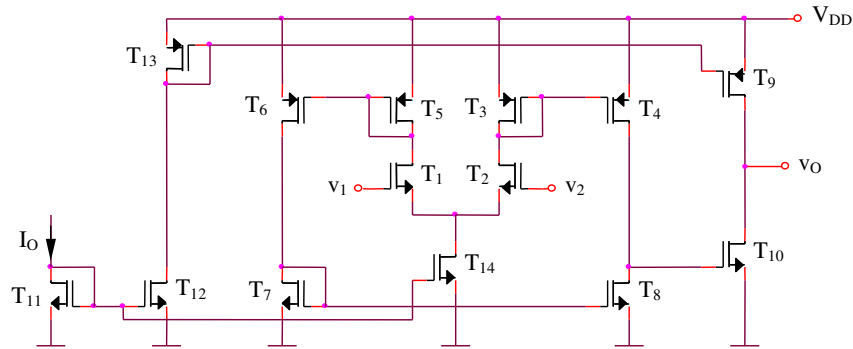


Figura 4.3

**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:

$$a = g_{m1}(r_{ds4} // r_{ds8})g_{m10}(r_{ds10} // r_{ds9}) = \frac{1}{4} g_{m1}g_{m10}r_{ds4}r_{ds10} = \frac{K}{\sqrt{2}\lambda^2 I_O} \quad (4.29)$$

**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

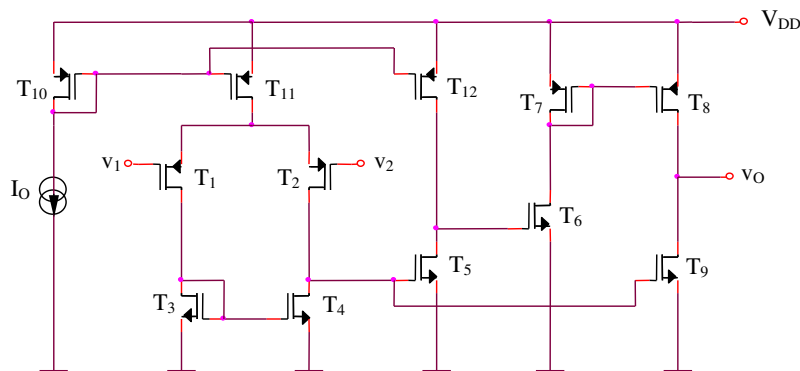


Figura 4.4

**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 transconductanței  $G_m = (i_{D2} - i_{D1}) / (v_2 - v_1)$ . 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?

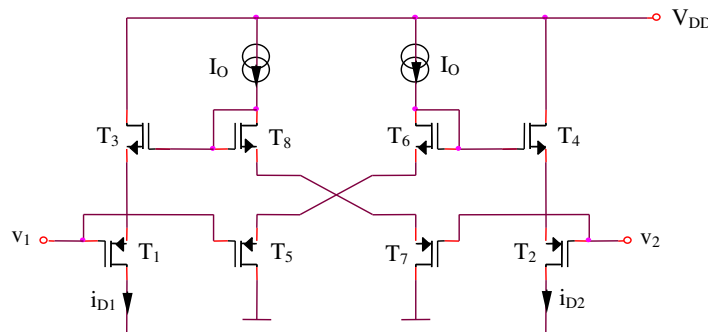


Figura 4.5a

**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.

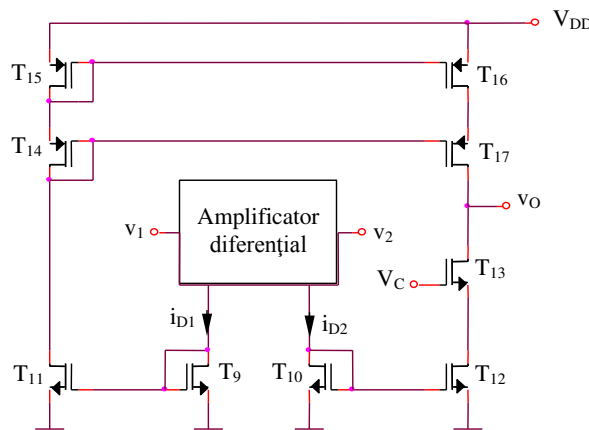


Figura 4.5b

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.

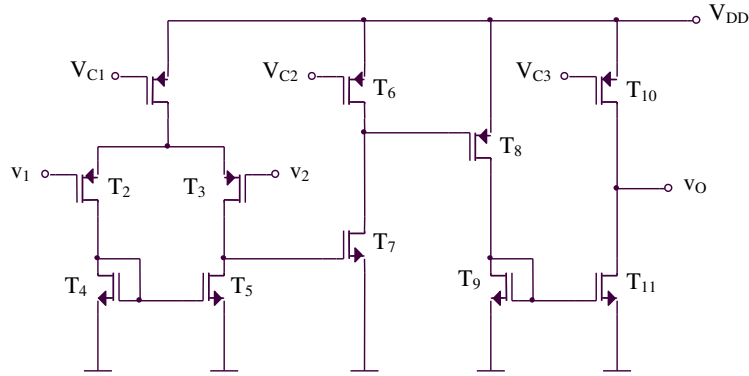


Figura 4.6

**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:

$$A_{dd1} = g_{m2}(r_{ds3} // r_{ds5}) \quad (4.46)$$

$$A_{dd2} = g_{m7}(r_{ds6} // r_{ds7}) \quad (4.47)$$

$$A_{dd3} = g_{m8}(r_{ds10} // r_{ds11}) \quad (4.48)$$

iar amplificarea întregii structuri 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.

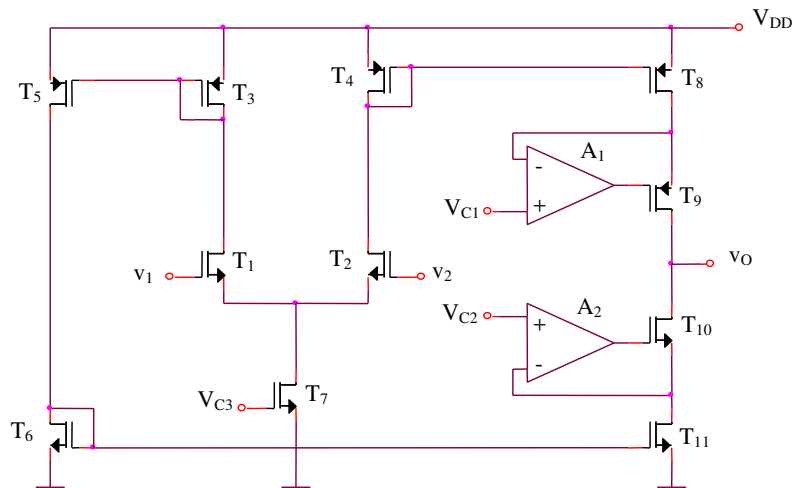


Figura 4.7

**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:

$$a = \frac{1}{2} g_{m1} g_{m10} r_{ds10}^2 \tag{4.51}$$

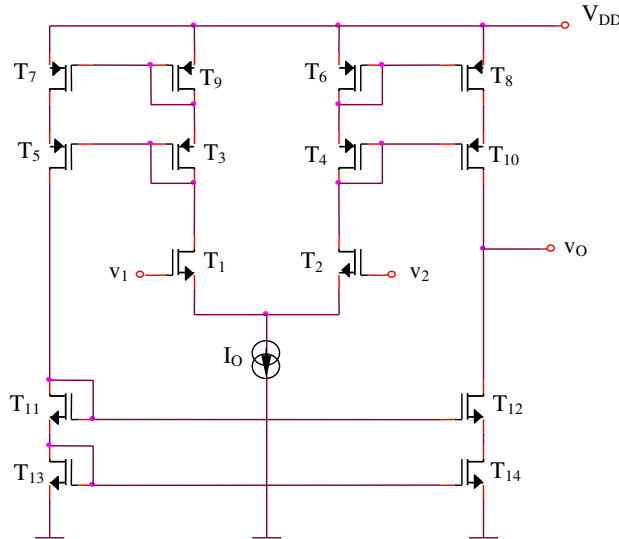


Figura 4.8

Dezavantajele circuitului sunt necesitatea alimentării la o tensiune relativ ridicată și domeniul restrâns al tensiunii de intrare de mod comun (valoarea maximă a acestuia):

$$v_{ICmax}^+ = V_{DD} - 2V_{SG3} - V_{DS1sat} + V_{GS1} = V_{DD} - V_T - 2\sqrt{\frac{I_O}{K}} \quad (4.52)$$

**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.

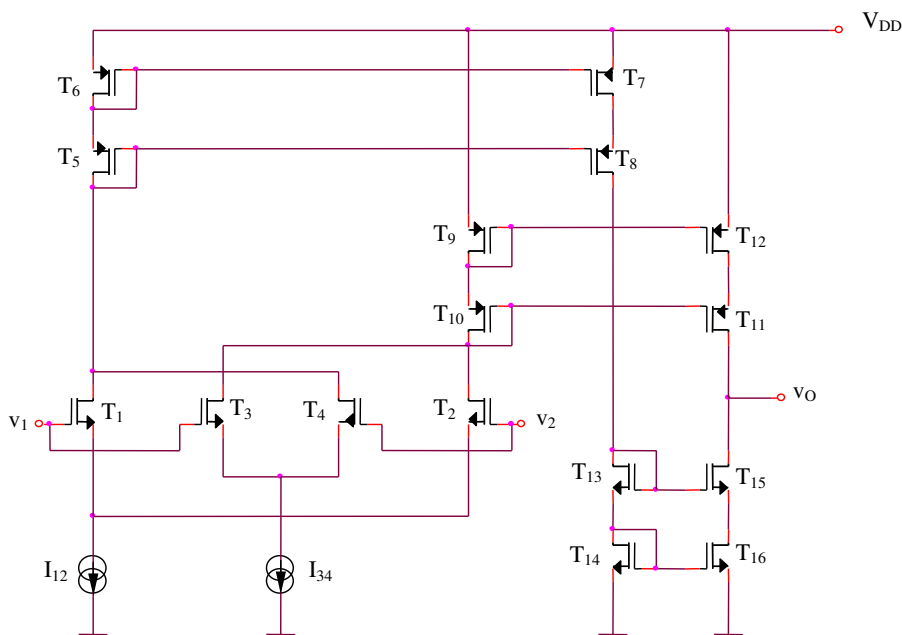


Figura 4.9

**Rezolvare**

Amplificatorul operațional din Figura 4.9 are ca etaj de intrare conexiunea antiparalel 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 antiparalel, 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:

$$a = \frac{1}{2} g_{m1} g_{m7} r_{ds7}^2 \quad (4.59)$$



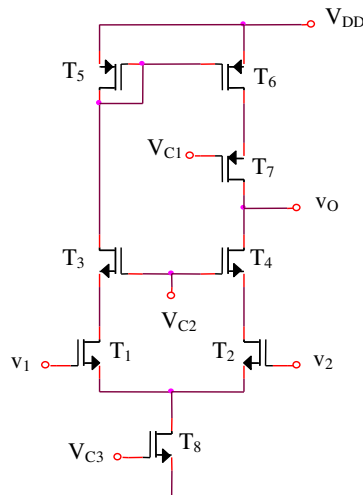


Figura 4.10

**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

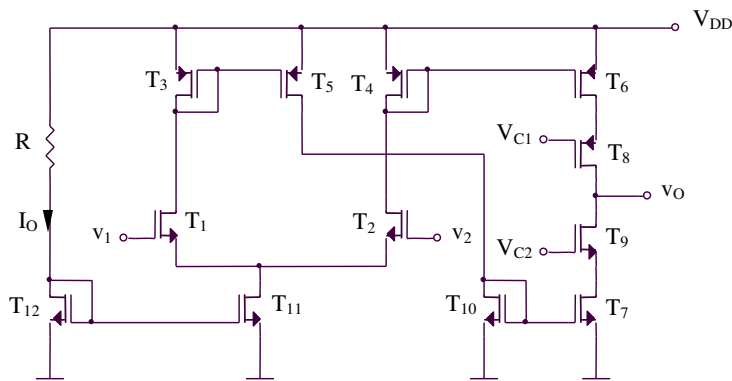


Figura 4.11

**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?

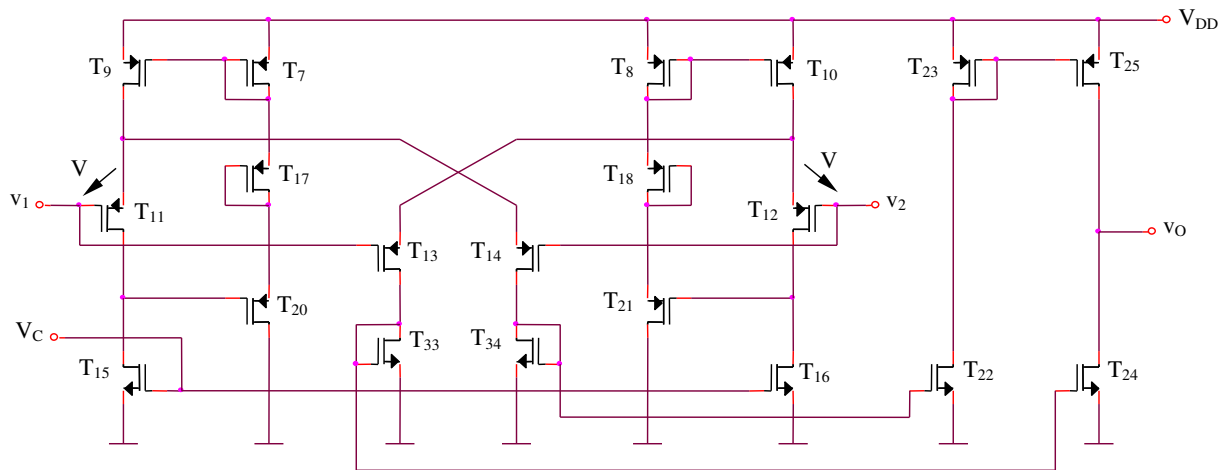


Figura 4.12a

**Rezolvare**

a. Schema simplificată a amplificatorului operațional din Figura 4.12a este prezentată în Figura 4.12b.

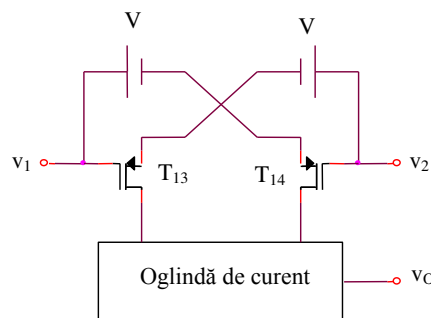


Figura 4.12b

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:

$$i_{D14} - i_{D13} = \frac{K}{2}(v_{SG14} - V_T)^2 - \frac{K}{2}(v_{SG13} - V_T)^2 = \frac{K}{2}(v_{SG14} - v_{SG13})(v_{SG13} + v_{SG14} - 2V_T) \quad (4.76)$$

Înlocuind 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.

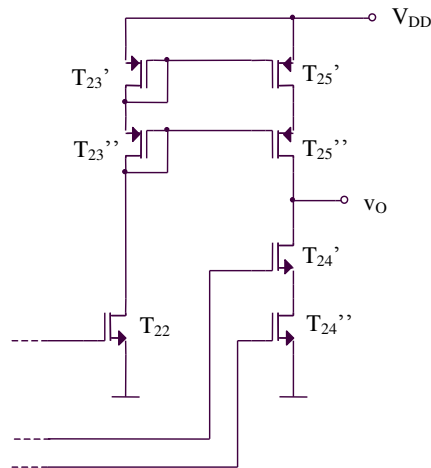


Figura 4.12c

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:

$$R_{O'} = g_{m25''} r_{ds25''} // g_{m24'} r_{ds24'} r_{ds24''} \quad (4.83)$$

$$R_{O'} \cong \frac{1}{2} g_{m25} r_{ds25}^2 \quad (4.84)$$

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).

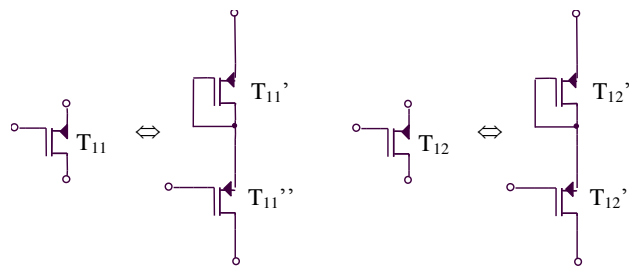


Figura 4.12d

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 amplificatorul diferențial de intrare în punctul static de funcționare.

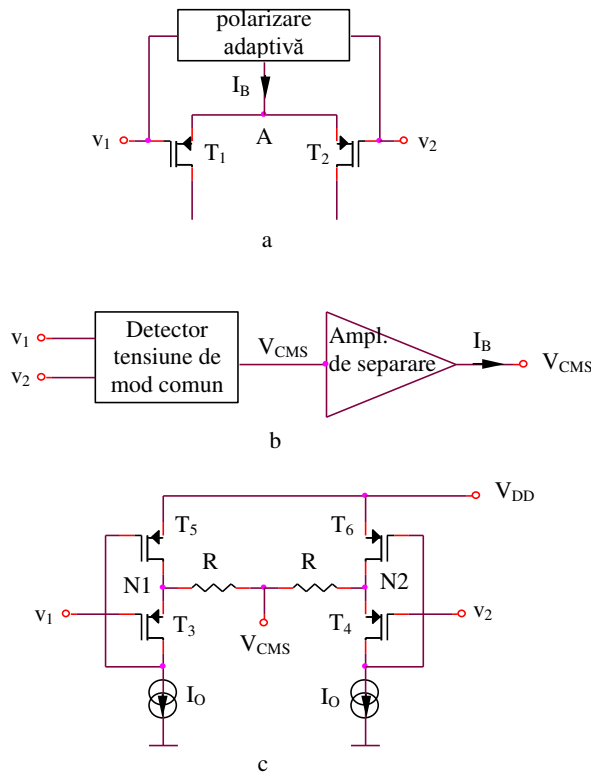


Figura 4.13

**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.

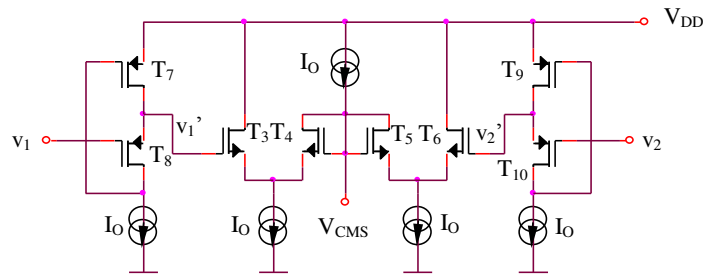


Figura 4.14

**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.

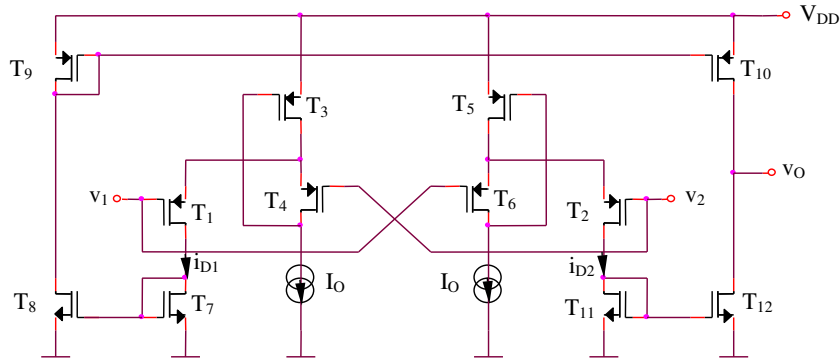


Figura 4.15

**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 transconductanței acestuia definită ca  $G_m = i_O / (v_1 - v_2)$ , unde  $i_O = (i_{D1} + i_{D3}) - (i_{D2} + i_{D4})$ .



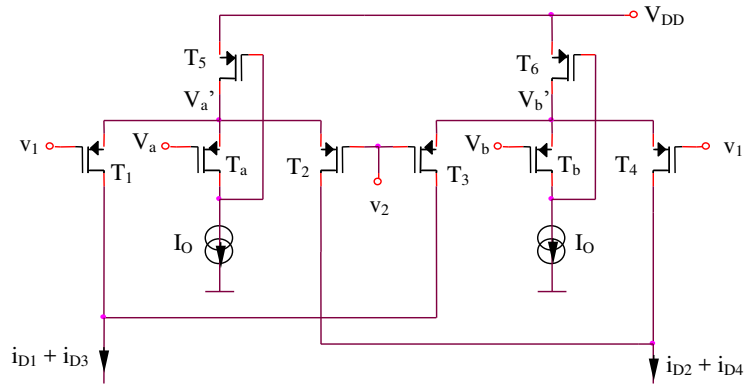


Figura 4.16

**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.

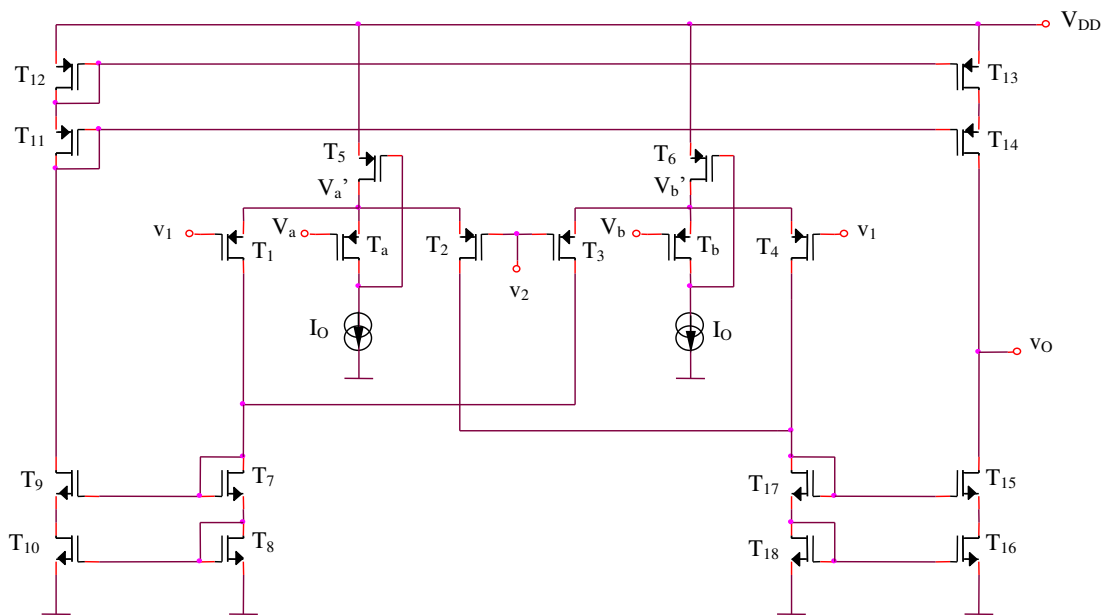


Figura 4.17

**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.

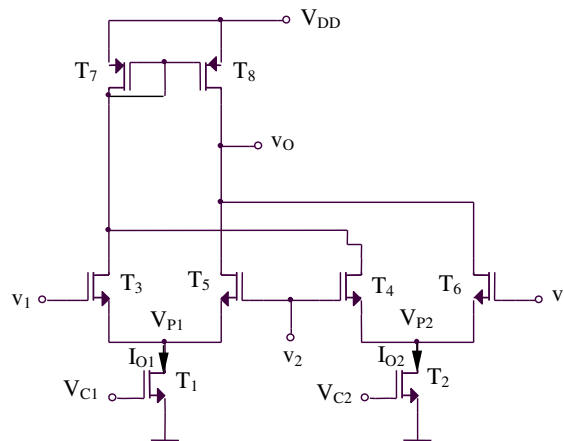


Figura 4.18

**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 curenți  $T_7 - T_8$ . 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:

$$a = KR_O(V_{P2} - V_{P1}) \quad (4.110)$$

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

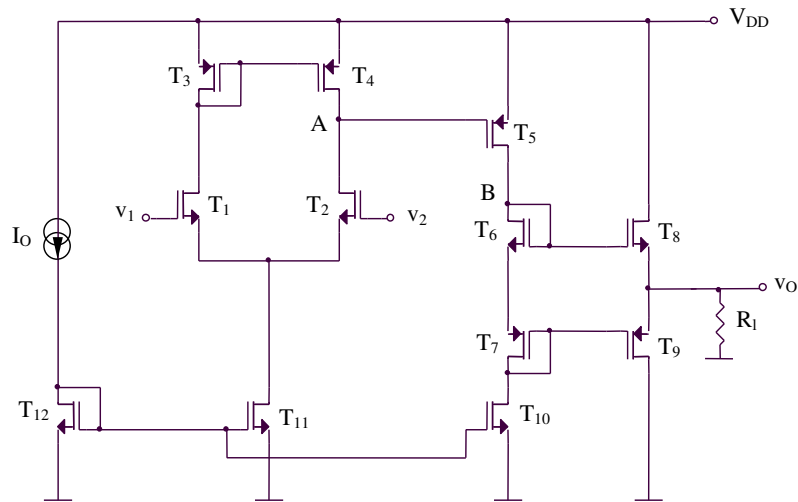


Figura 4.19

**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:

$$R_O = \frac{1}{g_{m8}} // \frac{1}{g_{m9}} = \frac{1}{2g_{m8}} = \frac{1}{2\sqrt{2KI_O}} \quad (4.123)$$

(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.

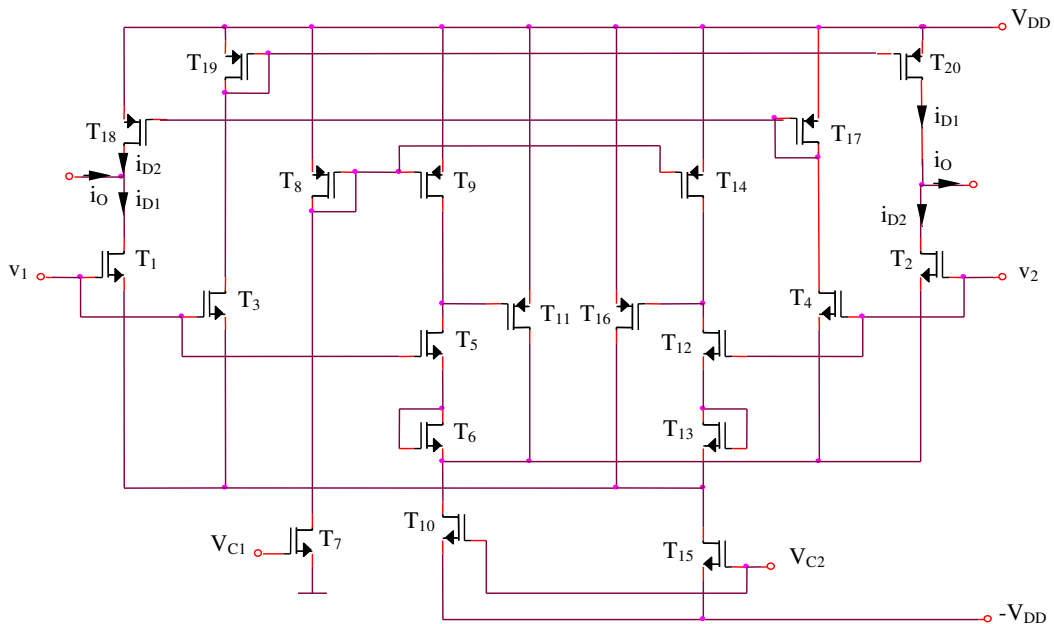


Figura 4.20

**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 oglinzile 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  $V_C$ . Deci:

$$V = V_{GS5} + V_{GS6} = 2 \left( V_T + \sqrt{\frac{2I_{D5}}{4K}} \right) = 2V_T + \sqrt{\frac{2}{K} \frac{K}{2} (V_{C1} - V_T)^2} = V_{C1} + V_T \quad (4.124)$$

deci, folosind relația (4.77) din problema 4.12:

$$G_m = 2KV_{C1} \quad (4.125)$$

$G_m$  fiind transconductanța circuitului,  $i_O = G_m(v_1 - v_2)$ . Se obține  $a = G_m(r_{ds2} // r_{ds20})$

Circuitul prezintă avantajul posibilității controlului valorii transconductanței  $G_m$  prin intermediul potențialului  $V_{C1}$ , precum și avantajul unei transconductanțe 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.

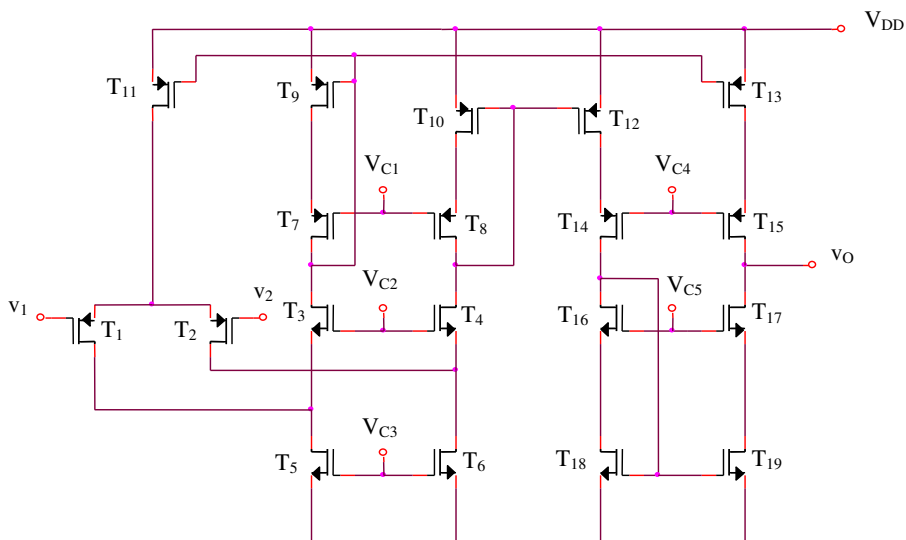


Figura 4.21

**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.  $I_{D1} = I_{D2} = I_O / 2$ ,  $I_{D11} = I_{D12} = I_O$ .

$$I_{D5} = I_{D6} = \frac{K}{2} (V_{DD} - V_{C2} - V_T)^2 \quad (4.132)$$

$$I_{D3} = I_{D4} = I_{D7} = \dots = I_{D10} = I_{D6} - I_{D2} \quad (4.133)$$

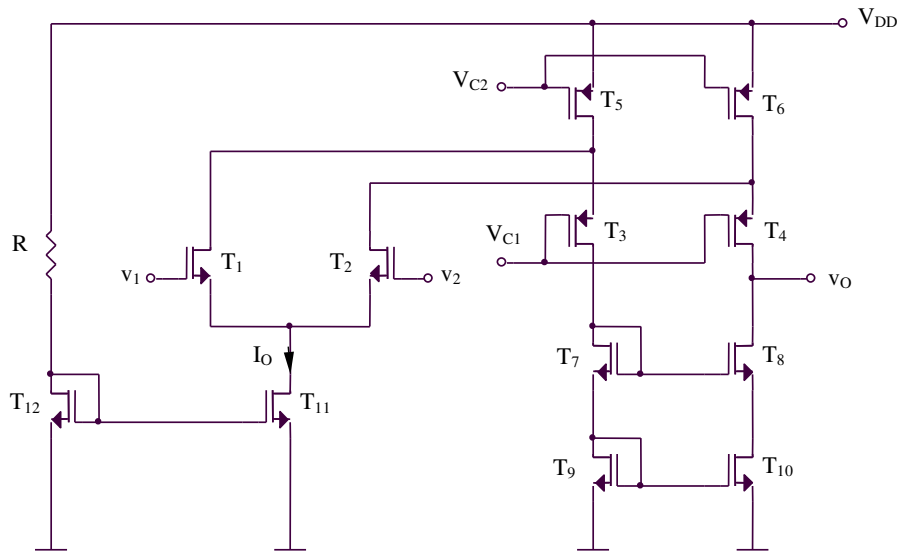


Figura 4.22

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:

$$v_{ICmax}^+ = V_{C1} + V_{SG3} - V_{DS1sat} + V_{GS1} = V_{C1} + V_{SG3} + V_T \tag{4.137}$$

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.

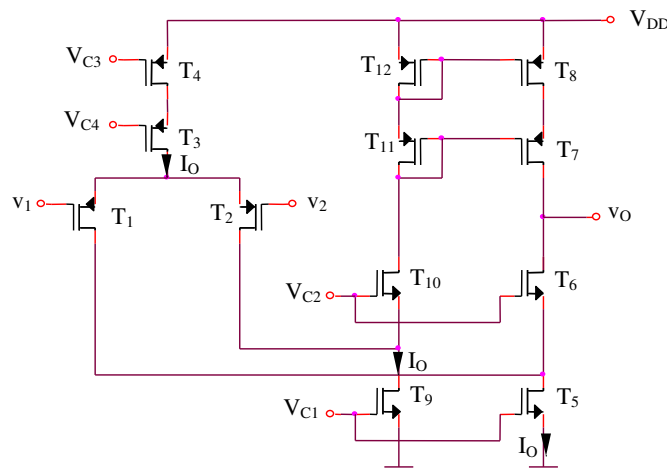


Figura 4.23

**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:

$$v_O = i_O R_O = i_O [r_{ds7} g_{m7} r_{ds8} // r_{ds6} g_{m6} (r_{ds5} // r_{ds1})] \quad (4.144)$$

deci:

$$a = g_{m1} [g_{m7} r_{ds8}^2 // g_{m6} r_{ds6} (r_{ds5} // r_{ds1})] = \frac{K}{\lambda^2 I_O} \quad (4.145)$$

**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.

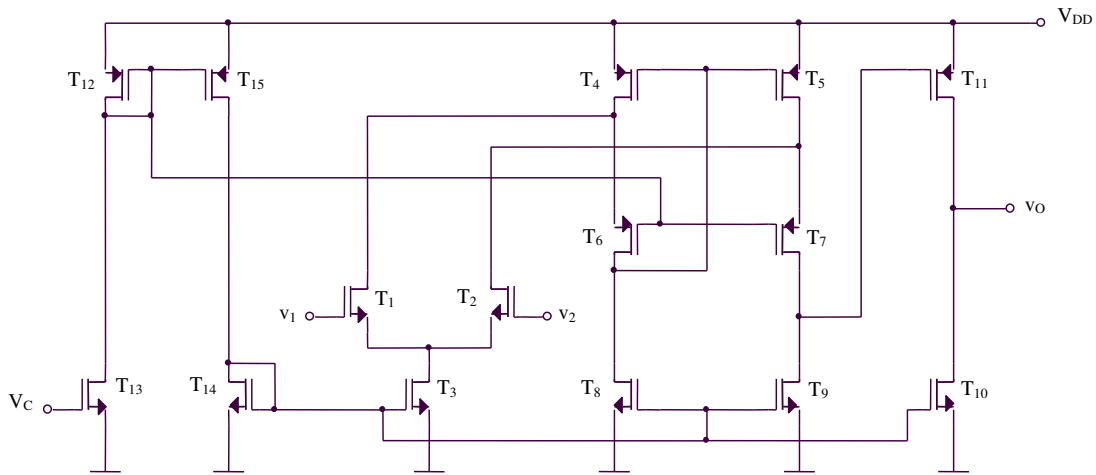


Figura 4.24

**Rezolvare**

Amplificatorul operațional este de tip cascodă întoarsă, amplificarea etajului diferențial  $T_1 - T_2$  fiind:

$$A_{dd1} = g_{m1} \{ r_{ds9} // r_{ds7} [1 + g_{m7} (r_{ds2} // r_{ds5})] \} \cong g_{m1} r_{ds9} \quad (4.146)$$

Amplificarea etajului al doilea, realizat cu tranzistorul  $T_{11}$  în configurația sursă comună are expresia:

$$A_{dd2} = g_{m11} (r_{ds10} // r_{ds11}) \quad (4.147)$$

Amplificarea întregii structuri este:

$$a = A_{dd1} A_{dd2} \quad (4.148)$$





Structura de amplificator operațional din Figura 4.26a este formată din etajul diferențial clasic realizat cu tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$ , curentul de ieșire al acestuia parcurgând sursa de curent  $T_3 - T_{10}$  realizată în varianta cascod pentru creșterea rezistenței de ieșire și, deci, a amplificării circuitului. Amplificarea va avea expresia:

$$a = g_{m1}R_O \tag{4.156}$$

$R_O$  fiind rezistența de ieșire a amplificatorului operațional, exprimată astfel:

$$R_O = r_{ds8} [1 + G_{m8}(r_{ds10} // r_{ds1})] // r_{ds6} (1 + G_{m6}r_{ds4}) \tag{4.157}$$

Inlocuirea tranzistoarelor clasice cu tranzistoarele de tip supercascodă, având o transconductanță echivalentă mult superioară conduce la o importantă creștere a rezistenței de ieșire a amplificatorului operațional și, implicit, a amplificării acestuia.

**Problema 4.27**

Se consideră amplificatorul operațional din Figura 4.27. Să se explice funcționarea circuitului și să se determine amplificarea acestuia. Toate tranzistoarele sunt identice, cu excepția  $T_{15}$  și  $T_{14}$  care au  $K_{15} = 4K_{14} = 4K$ . Potențialele  $V_{C1}$  și  $V_{C2}$  sunt constante și stabilite din exterior,  $V_{C2}$  fixând curenții de drenă ai tranzistoarelor  $T_4$  și  $T_5$  la valoarea  $I_{D4} = I_{D5} = I_O / 2$ . Ce relație există între potențialul  $V_{C2}$  și curentul  $I_O$ ?

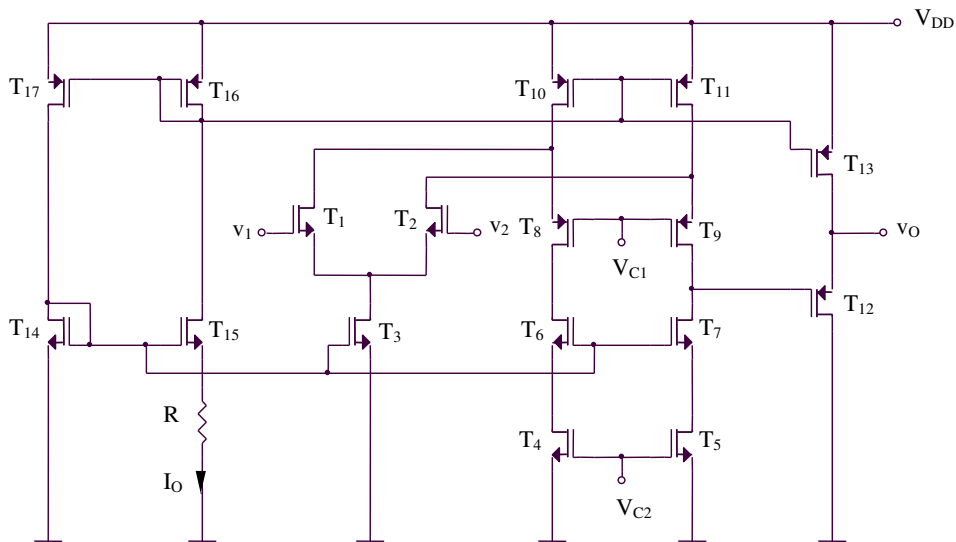


Figura 4.27

**Rezolvare**

Amplificatorul operațional prezentat în Figura 4.27 reprezintă o structură clasică de cascodă întoarsă, formată din:

- amplificatorul diferențial  $T_1$  și  $T_2$ ;

- 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 imdepanța 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:

$$a = g_{m1} \{ r_{ds7} g_{m7} r_{ds5} // [ r_{ds9} g_{m9} ( r_{ds11} // r_{ds2} ) ] \} \quad (4.165)$$