

LUCRAREA a III-a
SIMULAREA CIRCUITELOR INTEGRATE ANALOGICE

INTRODUCERE

Lucrarea își propune analiza și simularea funcționării circuitelor analogice fundamentale de tipul amplificatoarelor diferențiale, surselor de curent, referințelor de tensiune sau amplificatoarelor operaționale.

Capitolul destinat aplicațiilor amplificatoarelor operaționale analizează modul de operare al circuitelor liniare și neliniare elementare și de complexitate medie de tip amplificator sumator, de diferență sau de instrumentație, redresor sau comparator cu histerezis, verificarea rezultatelor teoretice fiind realizată prin simulare.

Evidențierea diferențelor dintre amplificatorul operațional ideal și cel real este realizată prin studiul parametrilor principali, măsura în care modelul idealizat aproximează situația concretă existentă în practică având o referire strictă la acești parametri.

Parte integrantă a multor circuite analogice, amplificatorul diferențial este studiat pe larg în capitolul al treilea. Este analizată funcționarea pe mod diferențial și mod comun a etajelor diferențiale elementare, bipolar și CMOS, evidențiindu-se diferențele importante între cele două variante tehnologice, concretizate într-o serie de avantaje și dezavantaje. Sunt studiate circuite mai complexe, prezentând avantajul unor parametri superiori: liniaritate, valoare mare a amplificării de mod diferențial sau domeniu extins de mod comun al tensiunii de intrare.

Considerând ca punct de plecare sursele de curent elementare, realizate în tehnologie bipolară sau CMOS, sunt analizate în capitolul următor o serie de circuite cu performanțe superioare, principalele obiective urmărite fiind creșterea rezistenței de ieșire în contextul păstrării unei excursii maxime a tensiunii la bornele sursei, îmbunătățirea rejecției tensiunii de alimentare sau reducerea dependenței de temperatură a curentului de ieșire.

Funcționarea referințelor de tensiune bipolare și CMOS elementare este analizată în capitolul destinat acestei clase de circuite. Dependența de temperatură și rejecția tensiunii de alimentare sunt studiate considerându-se două clase fundamentale: circuite fără corecția caracteristicii de temperatură și circuite cu corecția de ordin I a caracteristicii de temperatură.

În final, este realizată o prezentare sumară a programului PSpice Student utilizat pentru verificarea analizelor teoretice aferente fiecărui capitol.

CUPRINS

Introducere

Capitolul I. Aplicații ale amplificatoarelor operaționale

- 1.1. Introducere teoretică
 - 1.1.1. Amplificator inversor
 - 1.1.2. Configurație inversoare cu amplificare mărită
 - 1.1.3. Amplificator sumator inversor
 - 1.1.4. Amplificator de diferență
 - 1.1.5. Amplificator de instrumentație
 - 1.1.6. Amplificator cu reacție pozitivă controlată
 - 1.1.7. Redresor bialternanță 1
 - 1.1.8. Redresor bialternanță 2
 - 1.1.9. Comparator cu histerezis
- 1.2. Simularea circuitelor cu amplificatoare operaționale
 - 1.2.1. Amplificator inversor
 - 1.2.2. Configurație inversoare cu amplificare mărită
 - 1.2.3. Amplificator sumator inversor
 - 1.2.4. Amplificator de diferență
 - 1.2.5. Amplificator de instrumentație
 - 1.2.6. Amplificator cu reacție pozitivă controlată
 - 1.2.7. Redresor bialternanță 1
 - 1.2.8. Redresor bialternanță 2
 - 1.2.9. Comparator cu histerezis
- 1.3. Întrebări

Capitolul II. Parametrii amplificatoarelor operaționale

- 2.1. Introducere teoretică
 - 2.1.1. Tensiunea de decalaj (offset) de intrare, V_{IO}
 - 2.1.2. Curențul de polarizare, I_B
 - 2.1.3. Curențul de offset (decalaj) de intrare, I_{IO}
 - 2.1.4. Amplificarea în buclă deschisă, a
 - 2.1.5. Rezistența de intrare, R_i
 - 2.1.6. Rezistența de ieșire, R_o
 - 2.1.7. Curențul maxim de ieșire, I_{Omax}
 - 2.1.8. Tensiunea maximă de ieșire, V_{Omax}
 - 2.1.9. Slew-rate-ul, SR
- 2.2. Simularea circuitelor cu amplificatoare operaționale pentru determinarea parametrilor acestora
 - 2.2.1. Tensiunea de offset (decalaj) de intrare
 - 2.2.2. Curenții de intrare I_B^+ , I_B^- și curențul de decalaj de intrare, I_{IO}
 - 2.2.3. Amplificarea în buclă deschisă
 - 2.2.4. Rezistența de ieșire
 - 2.2.5. Tensiunea maximă de ieșire
 - 2.2.6. Curențul maxim de ieșire
 - 2.2.7. Viteza maximă de variație a semnalului de ieșire (slew-rate)
 - 2.2.8. Răspunsul în frecvență al unui amplificator inversor
- 2.3. Întrebări

Capitolul III. Amplificatoare diferențiale bipolare și CMOS

- 3.1. Introducere teoretică
 - 3.1.1. Amplificatorul diferențial bipolar elementar
 - 3.1.1.1. Funcționarea pe mod diferențial
 - 3.1.1.2. Funcționarea pe mod comun
 - 3.1.1.3. Domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare
 - 3.1.2. Amplificatorul diferențial bipolar elementar cu degenerare în emitor
 - 3.1.3. Amplificatorul diferențial CMOS elementar
 - 3.1.3.1. Funcționarea pe mod diferențial
 - 3.1.3.2. Funcționarea pe mod comun
 - 3.1.3.3. Domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare
 - 3.1.4. Amplificatorul diferențial CMOS elementar cu degenerare în sursă
 - 3.1.5. Structură paralel de amplificator diferențial pentru creșterea domeniului maxim al tensiunii de mod comun de intrare
 - 3.1.6. Amplificator diferențial bipolar cu sarcină activă
 - 3.1.7. Amplificator diferențial cu suma V_{GS} constantă
 - 3.1.8. Amplificator diferențial format din două etaje
 - 3.1.9. Amplificator diferențial cu reacție negativă
 - 3.1.10. Amplificator diferențial cu reacție negativă și AO
- 3.2. Simularea amplificatoarelor diferențiale bipolare și CMOS
 - 3.2.1. Amplificatorul diferențial bipolar elementar
 - 3.2.1.1. Funcționarea pe mod diferențial
 - 3.2.1.2. Funcționarea pe mod comun
 - 3.2.1.3. Domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare
 - 3.2.2. Amplificatorul diferențial bipolar elementar cu degenerare în emitor
 - 3.2.3. Amplificatorul diferențial CMOS elementar
 - 3.2.3.1. Funcționarea pe mod diferențial
 - 3.2.3.2. Funcționarea pe mod comun
 - 3.2.3.3. Domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare
 - 3.2.4. Amplificatorul diferențial CMOS elementar cu degenerare în sursă
 - 3.2.5. Structură paralel de amplificator diferențial pentru creșterea domeniului maxim al tensiunii de mod comun de intrare
 - 3.2.6. Amplificator diferențial bipolar cu sarcină activă
 - 3.2.7. Amplificator diferențial cu suma V_{GS} constantă
 - 3.2.8. Amplificator diferențial format din două etaje
 - 3.2.9. Amplificator diferențial cu reacție negativă
 - 3.2.10. Amplificator diferențial cu reacție negativă și AO
- 3.3. Întrebări

Capitolul IV. Surse de curent bipolare și CMOS

- 4.1. Introducere teoretică
 - 4.1.1. Surse de curent elementare
 - 4.1.1.1. Oglinda de curent bipolară
 - 4.1.1.2. Oglinda de curent CMOS
 - 4.1.1.3. Sursa de curent bipolară cu rezistențe în emitor
 - 4.1.1.4. Sursa de curent CMOS cu rezistențe în sursă
 - 4.1.1.5. Sursa de curent Widlar bipolară
 - 4.1.1.6. Sursa de curent utilizând V_{BE} ca referință
 - 4.1.1.7. Sursă de curent cu diodă Zener
 - 4.1.2. Surse de curent cu rezistență de ieșire mare
 - 4.1.3. Surse de curent cu autopolarizare
 - 4.1.3.1. Sursa de curent cu autopolarizare utilizând V_{BE} ca referință
 - 4.1.3.2. Sursa de curent îmbunătățită cu autopolarizare utilizând V_{BE} ca referință
 - 4.1.3.3. Sursă de curent cu autopolarizare cu diodă Zener
 - 4.1.3.4. Sursa de curent cu autopolarizare cu dependență negativă de temperatură
 - 4.1.3.5. Sursă de curent $PTAT$ cu autopolarizare

- 4.1.4. Surse de curent cu dependență redusă de temperatură
 - 4.1.4.1. Dependența de temperatură a tensiunii bază -emitor
 - 4.1.4.2. Sursă de curent cu autopolarizare și dependență redusă de temperatură
- 4.2. Simularea surselor de curent bipolare și CMOS
 - 4.2.1. Surse de curent elementare
 - 4.2.1.1. Oglinda de curent bipolară
 - 4.2.1.2. Oglinda de curent CMOS
 - 4.2.1.3. Oglinda de curent bipolară cu rezistențe în emitor
 - 4.2.1.4. Oglinda de curent CMOS cu rezistențe în sursă
 - 4.2.1.5. Sursă de curent cu diodă Zener
 - 4.2.2. Surse de curent cascod
 - 4.2.2.1. Oglindă de curent cascod CMOS
 - 4.2.3. Surse de curent cu autopolarizare
 - 4.2.3.1. Sursa de curent cu autopolarizare utilizând V_{BE} ca referință
 - 4.2.3.2. Sursa de curent îmbunătățită cu autopolarizare utilizând V_{BE} ca referință
 - 4.2.3.3. Sursă de curent cu diodă Zener cu autopolarizare
 - 4.2.3.4. Sursa de curent cu autopolarizare și dependență negativă de temperatură
 - 4.2.4. Surse de curent cu dependență redusă de temperatură
 - 4.2.4.1. Sursă de curent $PTAT$ cu autopolarizare
 - 4.2.4.2. Sursă de curent cu autopolarizare și dependență redusă de temperatură
- 4.3. Intrebări

Capitolul V. Referințe de tensiune bipolare și CMOS

- 5.1. Introducere teoretică
 - 5.1.1. Dependența de temperatură și de tensiunea de alimentare a referințelor de tensiune
 - 5.1.1.1. Obținerea unei tensiuni $CTAT$
 - 5.1.1.2. Obținerea unei tensiuni $PTAT$

Circuite cu corecția de ordin I a caracteristicii de temperatură – referința de tensiune bandgap

 - 5.1.1.3. Referință de tensiune bandgap elementară
 - 5.1.1.4. Referință de tensiune bandgap utilizând un AO – varianta I
 - 5.1.1.5. Referință de tensiune bandgap utilizând un AO – varianta a II-a
 - 5.1.1.6. Referință de tensiune bandgap cu tensiune de ieșire ajustabilă utilizând un AO
 - 5.1.1.7. Referință de tensiune cu diodă Zener
 - 5.1.1.8. Referință de tensiune bandgap cu funcționare în curent
 - 5.1.2. Circuit de stabilizare termică pentru referințe de tensiune
- 5.2. Simularea referințelor de tensiune bipolare și CMOS
 - 5.2.1. Dependența de temperatură a referințelor de tensiune

Circuite fără compensarea caracteristicii de temperatură

 - 5.2.1.1. Obținerea unei tensiuni $CTAT$
 - 5.2.1.2. Obținerea unei tensiuni $PTAT$

Circuite cu corecția de ordin I a caracteristicii de temperatură

 - 5.2.1.3. Referință de tensiune bandgap elementară
 - 5.2.1.4. Referință de tensiune bandgap utilizând un AO – varianta I
 - 5.2.1.5. Referință de tensiune bandgap utilizând un AO – varianta a II-a
 - 5.2.1.6. Referință de tensiune bandgap cu tensiune de ieșire ajustabilă utilizând un AO
 - 5.2.1.7. Referință de tensiune cu diodă Zener
 - 5.2.1.8. Referință de tensiune bandgap cu funcționare în curent
 - 5.2.2. Dependența de tensiunea de alimentare a referințelor de tensiune

Circuite fără compensarea caracteristicii de temperatură

 - 5.2.2.1. Obținerea unei tensiuni $CTAT$
 - 5.2.2.2. Obținerea unei tensiuni $PTAT$

Circuite cu corecția de ordin I a caracteristicii de temperatură

 - 5.2.2.3. Referință de tensiune bandgap elementară
 - 5.2.2.4. Referință de tensiune bandgap utilizând un AO – varianta I
 - 5.2.2.5. Referință de tensiune bandgap utilizând un AO – varianta a II-a
 - 5.2.2.6. Referință de tensiune cu diodă Zener
 - 5.2.3. Circuit de stabilizare termică
- 5.3. Intrebări

Capitolul VI. Descrierea programului Pspice Student

6.1. Introducere

6.2. Utilizarea programului Pspice Student

6.2.1. Desenarea circuitului

6.2.1.1. Inserarea unei componente noi

6.2.1.2. Interconectarea componentelor

6.2.1.3. Elemente de circuit

6.2.2. Tipuri de analize

6.2.2.1. Elemente obligatorii

6.2.2.2. Analiza tranzitorie (*Transient Analysis*)

6.2.2.3. Analiza *DC*

6.2.2.4. Analiza *DC Nested Sweep*

6.2.2.5. Analiza *AC Sweep*

6.2.3. Simularea circuitului și vizualizarea rezultatelor

CAPITOLUL I

APLICAȚII ALE AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE

1.1. Introducere teoretică

Amplificatorul operațional ideal este un amplificator de tensiune cu intrare diferențială și ieșire simplă, având următoarele valori ale parametrilor specifici:

- Curenți de polarizare a intrărilor nuli
- Amplificare în buclă deschisă infinită
- Impedanță de ieșire nulă
- Impedanță de intrare infinită
- Bandă de frecvență infinită

Parametrii amplificatoarelor operaționale reale aproximează în cele mai multe situații la joasă frecvență aceste valori idealizate. În majoritatea aplicațiilor, amplificatorul operațional este folosit în configurație cu reacție negativă. Pentru valori suficient de mari ale amplificării în buclă deschisă, performanțele în buclă închisă vor fi determinate în principal de elementele rețelei de reacție.

1.1.1. Amplificator inversor

În ipoteza simplificatoare a utilizării unui AO ideal, amplificarea circuitului inversor prezentat în Figura 1.1. este:

$$A = \frac{V_O}{V_I} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (1.1)$$

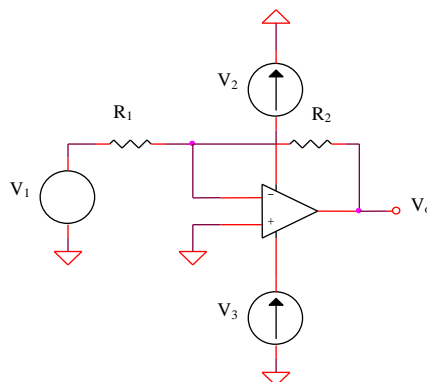


Figura 1.1: Amplificator inversor

1.1.2. Configurație inversoare cu amplificare mărită

Obținerea unei amplificări mari (1000) în contextul utilizării unui singur amplificator operațional și al unui raport rezonabil de rezistențe (< 100) implică utilizarea unei configurații inversoare modificate, conținând o rețea de reacție în "T" (Figura 1.2).

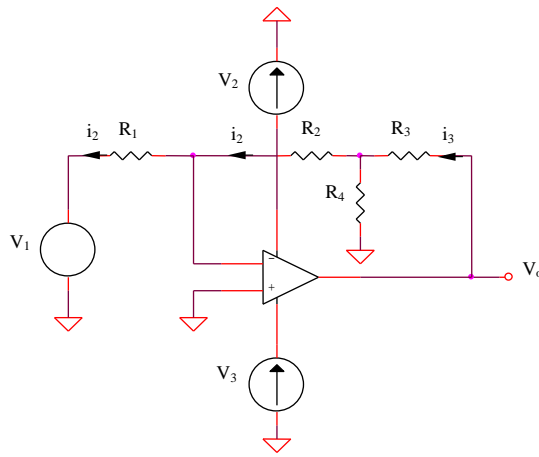


Figura 1.2: Configurație inversoare cu amplificare mărită

Expresia amplificării în buclă închisă este:

$$A = \frac{V_o}{V_I} = \frac{V_o}{i_3} \cdot \frac{i_2}{i_2 V_I} \quad (1.2)$$

Se obține:

$$A = - \frac{R_2 R_3 + R_2 R_4 + R_3 R_4}{R_1 R_4} \quad (1.3)$$

1.1.3. Amplificator sumator inversor

Insumarea ponderată a două semnale se poate realiza utilizând circuitul din Figura 1.3. Aplicând teorema superpoziției, tensiunea de ieșire a acestuia va avea expresia:

$$V_o = V_1 \left(- \frac{R_3}{R_1} \right) + V_2 \left(- \frac{R_3}{R_2} \right) \quad (1.4)$$

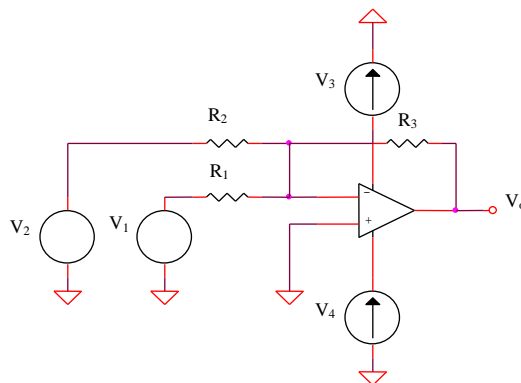


Figura 1.3: Amplificator sumator

1.1.4. Amplificator de diferență

Diferența ponderată a două semnale impune aplicarea acestora pe cele două intrări ale unui AO (Figura 1.4). Expresia tensiunii de ieșire este:

$$V_o = V_2 \left(- \frac{R_2}{R_1} \right) + V_1 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (1.5)$$

Cazul particular $R_1 = R_3$ și $R_2 = R_4$ implică amplificări egale ale celor două tensiuni de intrare:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_1 - V_2) \quad (1.6)$$

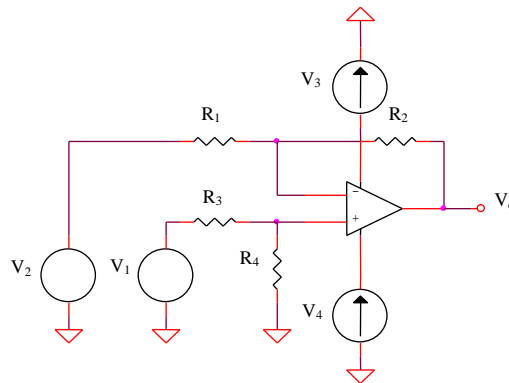


Figura 1.4: Amplificator de diferență

1.1.5. Amplificator de instrumentație

Obținerea unei amplificări ridicate a tensiunii diferențiale de intrare în contextul unor valori rezonabile ale rezistențelor din circuit este posibilă prin utilizarea unui circuit diferențial având două etaje. Amplificarea totală va fi egală cu produsul amplificărilor individuale.

Circuitul amplificatorului de instrumentație este prezentat în Figura 1.5.

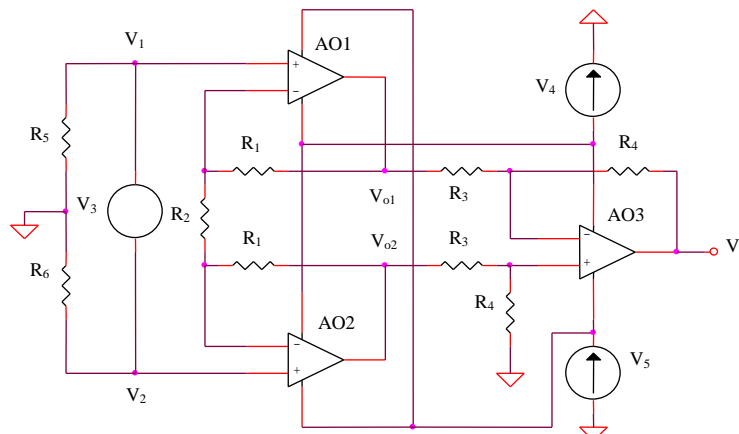


Figura 1.5: Amplificator de instrumentație

Aplicând teorema superpoziției pentru AO1 și AO2, se obțin expresiile potențialelor V_{o1} și V_{o2} :

$$V_{o1} = V_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) - V_2 \frac{R_1}{R_2} \quad (1.7)$$

$$V_{o2} = V_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) - V_1 \frac{R_1}{R_2} \quad (1.8)$$

Amplificatorul AO3, împreună cu rezistențele R_3 și R_4 constituie configurația particulară a amplificatorului de diferență din Figura 1.4, deci:

$$V_o = \frac{R_4}{R_3}(V_{o2} - V_{o1}) \quad (1.9)$$

Din cele trei relații anterioare se poate obține expresia amplificării circuitului din Figura 1.5:

$$A = \frac{V_o}{V_2 - V_1} = \frac{V_o}{V_3} = \left(I + 2 \frac{R_1}{R_2} \right) \frac{R_4}{R_3} \quad (1.10)$$

1.1.6. Amplificator cu reacție pozitivă controlată

Creșterea câștigului unui amplificator cu un singur etaj se poate realiza prin introducerea unei reacții pozitive controlate. Aplicând torema superpoziției pentru AO1 din Figura 1.6, se obține:

$$V_A = V_1 \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) + V_2 \left(I + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} + V_o \left(I + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad (1.11)$$

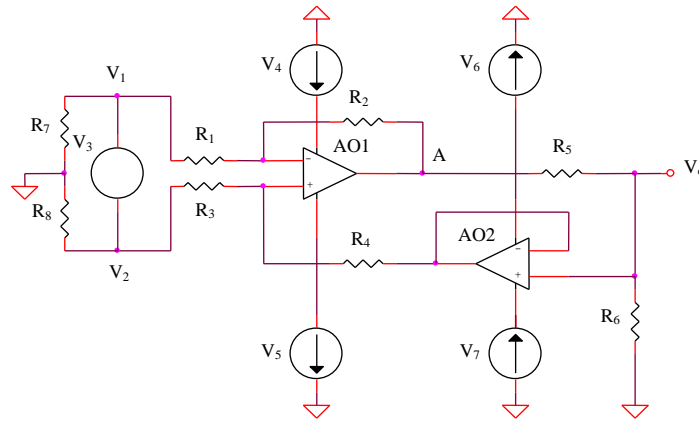


Figura 1.6: Amplificator cu reacție pozitivă controlată

Deoarece AO2 funcționează în configurație de repetor, rezistențele R_5 și R_6 formează un divizor ideal de tensiune, deci:

$$V_o = V_A \frac{R_6}{R_5 + R_6} \quad (1.12)$$

Eliminând V_A din relațiile (1.11) și (1.12) se obține:

$$V_o \left[\left(I + \frac{R_5}{R_6} \right) - \frac{I + \frac{R_2}{R_1}}{I + \frac{R_4}{R_3}} \right] = V_2 \frac{I + \frac{R_2}{R_1}}{I + \frac{R_4}{R_3}} - V_1 \frac{R_2}{R_1} \quad (1.13)$$

Condiția ca structura din Figura 1.6 să amplifice diferența $V_2 - V_1$ este ca amplificările celor două potențiale din membrul drept al relației (1.13) să fie egale, echivalent cu:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2} \quad (1.14)$$

ceea ce implică o amplificare având expresia:

$$A = \frac{V_o}{V_2 - V_1} = \frac{R_6 R_2}{R_5 R_1} \quad (1.15)$$

1.1.7. Redresor bialternanță 1

Circuitul redresorului bialternanță 1 este prezentat în Figura 1.7.

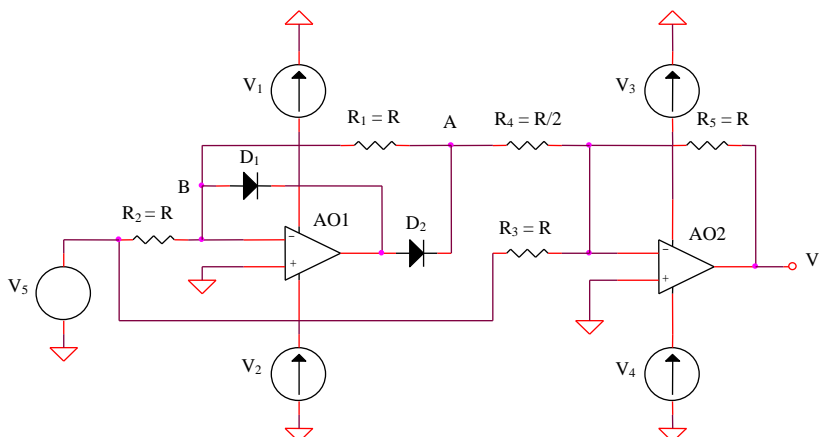


Figura 1.7: Redresor bialternanță 1

Aplicând o tensiune sinusoidală pe intrarea circuitului, există două cazuri distincte pentru care trebuie analizată starea diodelor D_1 și D_2 .

- $V_5 > 0$; D_1 deschisă, D_2 blocată

$$V_B = 0 \quad (1.16)$$

$$V_o = -\frac{R_5}{R_3} V_5 = -V_5 \quad (1.17)$$

- $V_5 < 0$; D_1 blocată, D_2 deschisă

$$V_A = -\frac{R_1}{R_2} V_5 \quad (1.18)$$

$$V_o = -\frac{R_5}{R_4} V_A - \frac{R_5}{R_3} V_5 = V_5 \quad (1.19)$$

Funcția globală realizată de circuitul din Figura 1.6 este, deci:

$$V_o = -|V_5| \quad (1.20)$$

1.1.8. Redresor bialternanță 2

Circuitul redresorului bialternanță 2 este prezentat în Figura 1.8.

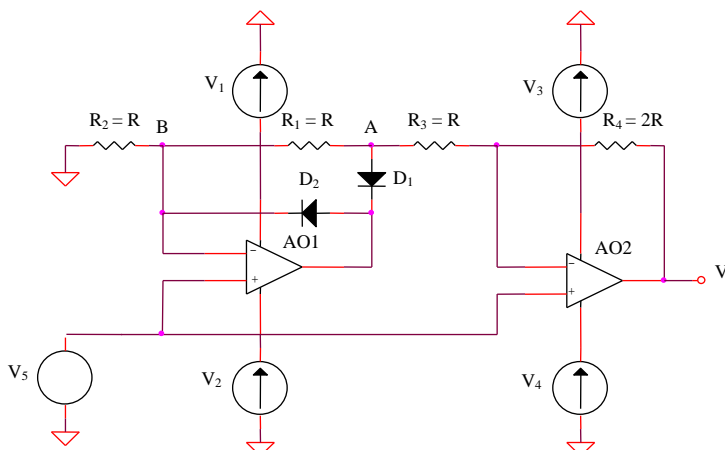


Figura 1.8: Redresor bialternanță 2

- $V_5 < 0$; D_1 deschisă, D_2 blocată

$$V_A = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)V_5 = 2V_5 \quad (1.21)$$

$$V_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)V_5 - \frac{R_4}{R_3}V_A = -V_5 \quad (1.22)$$

- $V_5 > 0$; D_1 blocată, D_2 deschisă

$$V_B = V_5 \quad (1.23)$$

$$V_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_1 + R_3}\right)V_5 - \frac{R_4}{R_1 + R_3}V_B = V_5 \quad (1.24)$$

rezultând aceeași funcție globală:

$$V_o = |V_5| \quad (1.25)$$

1.1.9. Comparator cu histerezis

Comutările parazite ale ieșirii unui comparator analogic în condițiile unui zgomot suprapus peste semnalul util de intrare pot fi eliminate prin realizarea unui histerezis implementat concret prin introducerea reacției pozitive $R_1 - R_2$. Circuitul comutatorului cu histerezis este prezentat în Figura 1.9.

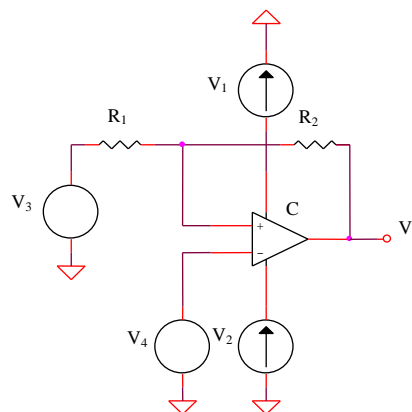


Figura 1.9: Comutator cu histerezis

Considerând V_{OM} , respectiv $-V_{OM}$ limitele extreme ale tensiunii de ieșire a comutatorului C , caracteristica cu histerezis a acestuia va avea forma din Figura 1.13.

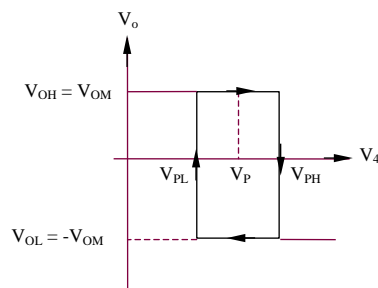


Figura 1.10: Caracteristica cu histerezis a comutatorului

Cele două praguri de comutare V_{PL} , respectiv V_{PH} au expresiile:

$$V_{PL} = V_3 \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{OH} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (1.29)$$

$$V_{PH} = V_3 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{OH} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (1.30)$$

deci o lățime a ferestrei de histerezis egală cu:

$$\Delta V_P = V_{PH} - V_{PL} = 2V_{OH} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (1.31)$$

și o abscisă centrală a acesteia exprimată prin:

$$V_P = \frac{V_{PL} + V_{PH}}{2} = V_3 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.32)$$

Efectul unui zgomot suprapus peste semnalul de intrare, având amplitudinea mai mică decât ΔV_P nu va produce comutări parazite ale ieșirii comparatorului (ca în cazul comparatorului clasic, fără histerezis).

1.2. Simularea circuitelor cu amplificatoare operaționale

Tensiunea de alimentare pentru toate circuitele următoare este de $\pm 9V$.

1.2.1. Amplificator inversor

Analiza de semnal mic

a. Se consideră circuitul din Figura 1.1. Tensiunea de intrare are o variație sinusoidală, amplitudinea de $5mV$ și frecvența $1kHz$, $R_1 = 100\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$. Amplificatorul operațional se alege de tipul $\mu A741$. Se realizează o analiză tranzitorie pentru intervalul $0 < t < 5ms$ și se vizualizează tensiunea de ieșire, determinându-se amplificarea circuitului;

b. Se repetă analiza de la punctul anterior, modificând R_1 la valoarea $1k\Omega$, și se notează noua amplificare obținută.

Analiza de semnal mare

c. În condițiile de la punctul a. se realizează o analiză *DC* de variabilă tensiunea de intrare (considerată acum sursă de tensiune de tip VSRC de $100mV$), cu un domeniu de variație cuprins între $-100mV$ și $100mV$. Din analiza caracteristicii de transfer obținute prin simulare se determină amplificarea circuitului, precum și excursia maximă de tensiune la ieșirea amplificatorului operațional;

d. Se repetă punctul anterior pentru $R_1 = 1k\Omega$ și $R_2 = 10k\Omega$;

e. Se compară rezultatele obținute anterior cu cele deduse în analiza teoretică.

1.2.2. Configurație inversoare cu amplificare mărită

a. Se realizează circuitul din Figura 1.2 pentru $R_1 = R_4 = 1k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 100k\Omega$, un amplificator operațional de tipul $\mu A741$ și o tensiune de intrare de amplitudine $1mV$ și o frecvență $100Hz$. Se alege o analiză tranzitorie pentru intervalul $0 < t < 50ms$, se vizualizează forma semnalului de ieșire, determinându-se amplificarea circuitului și se compară cu amplificarea teoretică;

b. Se pune în evidență efectul important al tensiunii de decalaj de intrare asupra funcționării circuitului, ca o consecință a amplificării foarte mari în tensiune.

1.2.3. Amplificator sumator inversor

a. Pentru circuitul din Figura 1.3 se consideră $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = R_3 = 10k\Omega$, AO de tip $\mu A741$, V_1 tensiune sinusoidală de amplitudine $100mV$ și frecvență $1kHz$ și V_2 tensiune continuă de IV . Se realizează o analiză tranzitorie pentru $0 < t < 5ms$ și se vizualizează tensiunea de ieșire, împreună cu tensiunile de intrare, V_1 și V_2 , evidențiindu-se funcția de însumare a circuitului.

b. Se repetă analiza anterioară, vizualizându-se doar tensiunea de ieșire. Se consideră suplimentar o analiză parametrică de variabilă tensiunea V_2 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între $-IV$ și IV , cu un pas de IV și se observă modificarea valorii de curent continuu a tensiunii de ieșire.

1.2.4. Amplificator de diferență

Se consideră circuitul de diferență din Figura 1.4, cu $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1k\Omega$. V_1 este o tensiune sinusoidală de amplitudine IV și frecvență $1kHz$, iar V_2 este o sursă de tensiune *PWL* având următoarea descriere:

T_1	V_1	T_2	V_2	T_3	V_3	T_4	V_4
0	$-IV$	0,5ms	$-IV$	0,501ms	IV	1ms	IV

T_5	V_5	T_6	V_6	T_7	V_7	T_8	V_8
1,001ms	$-IV$	1,5ms	$-IV$	1,501ms	IV	2ms	IV

T_9	V_9	T_{10}	V_{10}
2,001ms	$-IV$	2,5ms	$-IV$

Se realizează o analiză tranzitorie pentru intervalul $0 < t < 2,5ms$ și se vizualizează tensiunea de ieșire, evidențiindu-se funcția de scădere.

1.2.5. Amplificator de instrumentație

a. Pentru circuitul amplificator din Figura 1.5 se cunosc $R_1 = 5k\Omega$, $R_2 = R_3 = 1k\Omega$, $R_4 = 100k\Omega$, AO1, AO2 și AO3 de tipul $\mu A741$, iar V_3 tensiune sinusoidală având amplitudinea de $1mV$ și frecvența de $1kHz$. Se realizează o analiză tranzitorie pentru intervalul $0 < t < 5ms$ și se vizualizează tensiunea de ieșire, comparându-se amplificarea obținută cu cea estimată teoretic.

b. Se înlocuiește tensiunea de intrare V_3 descrisă la punctul anterior cu o sursă de tensiune *VAC* cu amplitudine de $1mV$ și se realizează o analiză *AC* pentru un domeniu de frecvențe cuprins între $10Hz$ și $1MHz$. Pe baza caracteristicii modul-frecvență simulate se determină frecvența limită superioară a întregului circuit.

1.2.6. Amplificator cu reacție pozitivă controlată

a. Se consideră amplificatorul din Figura 1.6 pentru care $R_1 = R_3 = R_5 = R_7 = R_8 = 1k\Omega$, $R_2 = R_4 = 10k\Omega$, $R_6 = 100k\Omega$. Tensiunea de intrare V_3 are o variație sinusoidală, amplitudinea de $1mV$ și frecvența $100Hz$. Se realizează o analiză tranzitorie pentru intervalul $0 < t < 50ms$ și se vizualizează tensiunea de ieșire, comparându-se amplificarea obținută cu cea estimată teoretic.

Observație: Alegerea unei valori reduse a frecvenței tensiunii de intrare se justifică prin banda redusă a amplificatorului – consecință a unei amplificări mari în tensiune.

b. Se repetă analiza anterioară pentru a amplitudine variabilă a tensiunii de intrare și se determină tensiunea maximă sinusoidală care poate fi reprodusă nedistorsionat la ieșirea amplificatorului operațional.

1.2.7. Redresor bialternanță 1

a. Se realizează circuitul din Figura 1.7 alegându-se $R_1 = R_2 = R_3 = R_5 = 1k\Omega$, $R_4 = 500\Omega$, AO1 și AO2 de tip $\mu A741$, D_1 și D_2 de tip *DIN4148* și o tensiune de intrare sinusoidală de amplitudine $500mV$ și frecvență $1kHz$. Se consideră o analiză tranzitorie pentru intervalul $0 < t < 5ms$ și se vizualizează tensiunea de ieșire;

b. Se inversează sensurile celor două diode și se vizualizează din nou tensiunea de ieșire;

c. Se repetă analiza de la punctul a. pentru o frecvență a semnalului de intrare de $10kHz$ și un domeniu corespunzător al analizei tranzitorii.

d. Se determină caracteristica de transfer a circuitului prin realizarea unei analize *DC* de variabilă tensiunea de intrare V_5 , având o descriere de tip *VSRC* cu amplitudine de IV și un domeniu de variație cuprins între $-IV$ și IV ;

1.2.8. Redresor bialternanță 2

Se repetă analizele de la punctul 1.2.2.1. pentru redresorul bialternanță din Figura 1.8, considerându-se $R_1 = R_2 = R_3 = 1k\Omega$ și $R_4 = 2k\Omega$.

1.2.9. Comparator cu histerezis

a. Se realizează circuitul din Figura 1.9, cu $R_1 = 0,001\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $V_3 = 2V$ și AO1 de tip $\mu A741$. Se aplică pe intrarea comutatorului fără histerezis ($R_1 \rightarrow 0$) un semnal triunghiular V_4 de tip *PWL* având descrierea următoare:

T_1	V_1	T_2	V_2	T_3	V_3	T_4
0	0	1m	4V	2m	0	3m

V_4	T_5	V_5	T_6	V_6	T_7	V_7
4V	4m	0	5m	4V	6m	0

Se vizualizează evoluția în timp a tensiunii de ieșire și modul de comutare al acesteia. Se determină pragurile de comutare V_{PL} și V_{PH} , precum și tensiunile la ieșirea comutatorului în cele două stări posibile, $V_{OL} = -8,6V$ și $V_{OH} = 8,6V$.

b. Se repetă analiza de la punctul a. pentru circuitul cu histerezis, înlocuindu-se valoarea foarte mică a rezistenței R_1 cu valoarea de 40Ω . Se remarcă existența unor praguri diferite de comutare în cele două sensuri, praguri ce definesc fereastra de histerezis și se compară valorile măsurate cu valorile rezultate din relațiile (1.29) și (1.30).

c. Utilizând un sumator de tip *SUM* existent în biblioteca programului Pspice Student se însumează cu semnalul triunghiular de la punctul a. un zgomot (modelat printr-un semnal sinusoidal de amplitudine $400mV$ și frecvență $10kHz$). Se reia analiza tranzitorie, observându-se apariția comutărilor parazite la ieșirea amplificatorului operațional.

d. Se repetă simularea de la punctul c. introducând un histerezis în caracteristica comutatorului prin modificarea rezistenței R_1 la valoarea 40Ω . Se remarcă dispariția comutărilor parazite cauzate de zgomotul suprapus peste tensiunea de intrare.

1.3. Intrebări

1. Care este rolul configurației inversoare cu amplificare mărită din Figura 1.2?
2. Ce avantaje prezintă sumatorul din Figura 1.3. față de sumatorul realizat doar cu elemente pasive?
3. Ce rol are reacția pozitivă controlată a circuitului din Figura 1.6?
4. Ce efect are asupra tensiunii de ieșire inversarea diodelor din circuitele redresoare bialternanță (Figurile 1.7 și 1.8)?
5. Ce avantaj major prezintă redresoarele cu amplificatoare operaționale față de circuitele simple, utilizând doar diode și rezistențe?
6. Ce rol are histerezisul circuitului din Figura 1.9?
7. Ce relație trebuie să existe între amplitudinea zgomotului suprapus peste semnalul util și lățimea ferestrei de histerezis pentru a se elimina complet comutățile parazite ale tensiunii de ieșire a comparatorului din Figura 1.9?

CAPITOLUL II

PARAMETRII AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE

2.1. Introducere teoretică

Principalii parametri care caracterizează funcționarea unui amplificator operațional, ale căror valori evaluează cantitativ abaterile acestuia de la idealitate, vor fi prezentați pe scurt în continuare.

2.1.1. Tensiunea de decalaj (offset) de intrare, V_{IO}

Reprezintă tensiunea care trebuie aplicată între intrările unui amplificator operațional pentru obținerea unei tensiuni continue nule la ieșire. Valorile tipice pentru un etaj bipolar sunt cuprinse în gama $\pm(1-5)mV$, iar pentru un etaj realizat în tehnologie CMOS - până la $\pm 20mV$

2.1.2. Curențul de polarizare, I_B

Reprezintă media aritmetică a curenților de intrare în amplificatorul operațional:

$$I_B = \frac{I_B^+ + I_B^-}{2} \quad (2.1)$$

I_B^+ și I_B^- fiind curenții de polarizare ai intrărilor neinversoare, respectiv inversoare. Pentru circuitele realizate în tehnologie bipolară, I_B depinde de punctul static de funcționare al tranzistoarelor de intrare și de factorul de amplificare în curent β al acestora. Valoarea curențului de polarizare este puternic influențată de tehnologia de realizare a amplificatorului operațional (pentru AO bipolare, I_B provine din curenții de bază ai tranzistoarelor etajului diferențial de intrare, deci are valori uzuale de zeci-sute de nA , în timp ce AO realizate în tehnologie CMOS au curenți de intrare extrem de reduși, cuprinși în gama $1-10pA$, practic neglijabili în majoritatea aplicațiilor uzuale).

2.1.3. Curențul de offset (decalaj) de intrare, I_{IO}

Se definește ca diferența curenților de polarizare a celor două intrări, fiind o măsură a asimetriei etajului diferențial de intrare:

$$I_{IO} = I_B^+ - I_B^- \quad (2.2)$$

Valorile tipice ale curențului de decalaj de intrare sunt de $(5-10)\%$ din valoarea curențului de polarizare.

Observație: Influența generatoarelor de eroare de la intrarea amplificatorului operațional se poate reprezenta folosind circuitul simplu din Figura 2.1. Tensiunea de decalaj se reprezintă printr-un generator echivalent de eroare V_{IO} (care poate fi plasat în serie cu oricare dintre bornele de intrare), iar I_B^+ și I_B^- reprezintă curenții de intrare în AO.

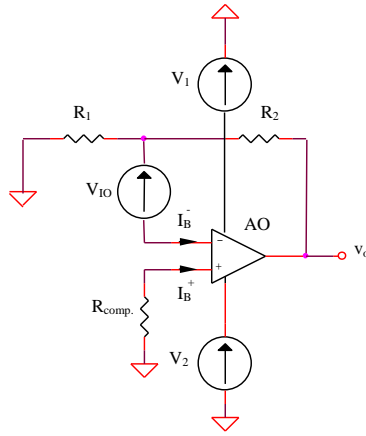


Figura 2.1: Efectul tensiunii de decalaj de intrare și a curenților de polarizare la un AO

2.1.4. Amplificarea în buclă deschisă, a

Se definește ca raportul dintre tensiunea de ieșire și tensiunea aplicată între intrările amplificatorului operațional. Reprezentarea simplificată a dependenței de frecvență pentru amplificarea în buclă deschisă a unui AO real utilizează doi parametri: a_0 , reprezentând amplificarea în bandă, măsurată în curent continuu sau la frecvențe foarte joase și f_0 , având semnificația polului dominant de joasă frecvență al amplificării în buclă deschisă.

$$a(jf) = \frac{a_0}{1 + j \frac{f}{f_0}} \quad (2.3)$$

Valorile uzuale pentru a_0 și f_0 sunt $10^5 - 10^6$, respectiv $1 - 10\text{Hz}$.

2.1.5. Rezistența de intrare, R_i

Corelată cu valorile curenților de polarizare a intrărilor amplificatorului operațional, rezistența de intrare depinde de configurația etajului de intrare, nivelul curenților de funcționare a acestuia și, în special, de tehnologia de realizare a AO. Amplificatoarele bipolare prezintă valori tipice ale R_i de ordinul $500\text{k}\Omega - 5\text{M}\Omega$, în timp ce pentru AO CMOS rezistența de intrare poate ajunge la $10^{12}\Omega$.

2.1.6. Rezistența de ieșire, R_o

Valoarea rezistenței de ieșire depinde de configurația etajului de ieșire al amplificatorului operațional și de alegerea circuitului de limitare a curentului utilizat la ieșire. Pentru amplificatoarele de uz general, are valoarea în gama $(20 - 200)\Omega$.

2.1.7. Curentul maxim de ieșire, I_{Omax}

Reprezintă valoarea maximă a curentului care poate fi debitat în sarcină de amplificatorul operațional, fiind de multe ori limitat superior la o anumită valoare prestabilită pentru a se preveni ambalarea termică a circuitului. Valorile tipice ale AO clasice sunt de ordinul zecilor de mA .

2.1.8. Tensiunea maximă de ieșire, V_{Omax}

Se definește ca valoarea maximă a tensiunii reproductibile nedistorsionat la ieșirea amplificatorului operațional, fiind legată de structura etajelor final și prefinal, cu valori uzuale mai mici cu $(0,5 - 2)\text{V}$ decât tensiunea de alimentare.

Pentru circuitele proiectate să funcționeze la tensiune redusă este necesară o valorificare cât mai eficientă a tensiunii de alimentare, concretizată în necesitatea obținerii unei excursii maxime a tensiunii la ieșire.

2.1.9. Slew-rate-ul, SR

Reprezintă viteza maximă de variație a semnalului de ieșire pentru un semnal treaptă aplicat la intrare (Figura 2.2). Unitatea uzuală de măsură este $\text{V}/\mu\text{s}$, SR având valori cuprinse între sub $1\text{V}/\mu\text{s}$ pentru amplificatoarele operaționale de uz general și peste $30\text{V}/\mu\text{s}$ pentru AO de viteză mare.

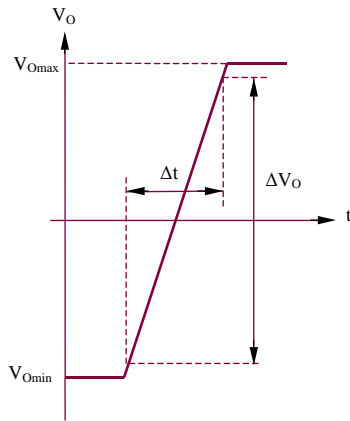


Figura 2.2: Principiul de măsură al SR

Pentru determinarea slew-rate-ului, circuitului i se aplică la intrare un semnal dreptunghiular de frecvență mare și amplitudine suficient de mare pentru ca ieșirea să își atingă valorile maxime în ambele sensuri. SR se definește ca fiind panta tranziției tensiunii de ieșire între valorile extreme:

$$SR = \frac{\Delta V_O}{\Delta t} \quad (2.4)$$

2.2. Simularea circuitelor cu amplificatoare operaționale pentru determinarea parametrilor acestora

Tensiunea de alimentare pentru toate circuitele următoare este de $\pm 9V$.

2.2.1. Tensiunea de offset (decalaj) de intrare

Circuitul de măsură este prezentat în Figura 2.3, amplificatorul operațional fiind de tipul $\mu A741$.

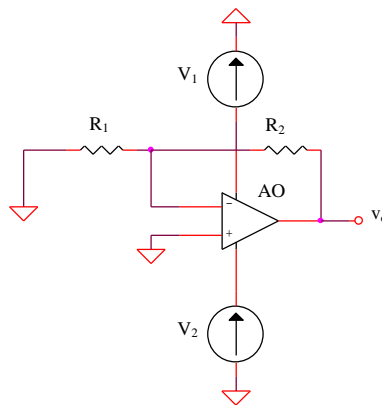


Figura 2.3: Circuitul de măsură pentru tensiunea de offset (decalaj) de intrare

Tensiunea de ieșire are expresia:

$$V_O \cong V_{IO} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (2.5)$$

Pentru valorile $R_1 = 100\Omega$ și $R_2 = 10k\Omega$, tensiunea de offset de intrare poate fi determinată utilizând expresia aproximativă:

$$V_{IO} \cong \frac{V_O}{100} \quad (2.6)$$

S-a impus circuitului o amplificare mare (100) datorită valorii reduse a V_{IO} .

Se realizează o analiză DC de variabilă temperatura, pentru $0 < t < 100^{\circ}C$, cu un pas de $1^{\circ}C$. Se determină valoarea tensiunii de offset de intrare la temperatura ambiantă, precum și coeficientul de variație cu temperatura al acesteia, definit astfel:

$$TC_{V_{IO}} = \frac{dV_{IO}}{dT} = \frac{\Delta V_{IO}}{\Delta t} \quad (2.7)$$

2.2.2. Curenții de intrare I_B^+ , I_B^- și curentul de decalaj de intrare, I_{IO}

Circuitul de măsură este prezentat în Figura 2.4; amplificatorul operațional este de tipul $\mu A741$, iar $R_1 = R_2 = 10M\Omega$.

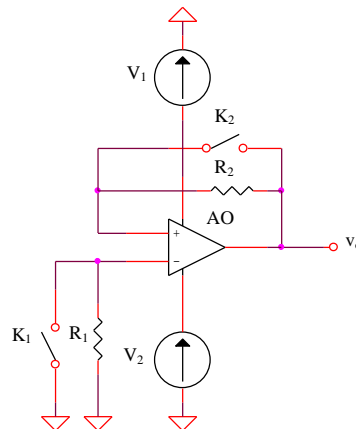


Figura 2.4: Circuit pentru măsura curenților de intrare și a curentul de decalaj de intrare

Prin scurtcircuitarea câte unei rezistențe se pot determina, alternativ, valorile celor doi curenți de intrare în amplificatorul operațional. Curentul de decalaj de intrare se determină menținând cele două comutatoare deschise. Valorile rezistențelor R_1 și R_2 s-au ales foarte mari datorită valorilor reduse ale curenților măsurați.

a. Determinarea I_B^- (K_1 deschis, K_2 închis)

Se realizează o analiză DC de variabilă temperatura, pentru $0 < t < 100^{\circ}C$, cu un pas de $1^{\circ}C$. Se determină curentului I_B^- la temperatura ambiantă, precum și coeficientul de variație cu temperatura al acestuia.

$$I_B^- = \frac{V_O}{R_1} \quad (2.8)$$

b. Determinarea I_B^+

K_1 închis, K_2 deschis

$$I_B^+ = \frac{V_O}{R_2} \quad (2.9)$$

c. Determinarea I_{IO}

K_1, K_2 deschise

$$I_{IO} = \frac{V_O}{R_{1,2}} \quad (2.10)$$

2.2.3. Amplificarea în buclă deschisă

Circuitul de măsură este prezentat în Figura 2.5.

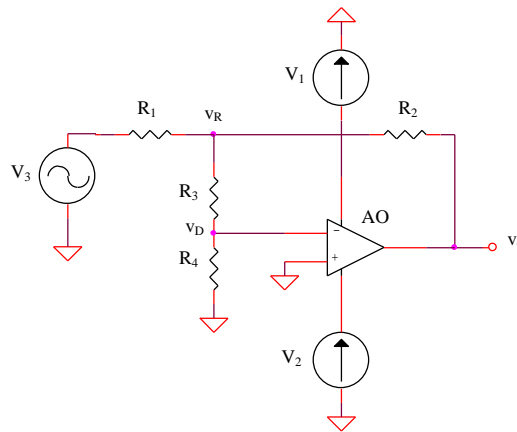


Figura 2.5. Circuit de măsură pentru amplificarea în buclă deschisă

Prezența polului la joasă frecvență în caracteristica de frecvență a amplificării în buclă deschisă impune măsurarea acesteia la foarte joasă frecvență sau în curent continuu. În această situație, pentru o măsurătoare în buclă deschisă apar probleme delicate de măsură, datorită valorilor mari ale amplificării, zgomotului și tensiunii de decalaj de intrare. Se preferă o măsurare în buclă închisă, utilizând un amplificator echivalent, care cuprinde amplificatorul real, însă are un câștig în buclă deschisă mult mai mic. Acest amplificator echivalent este folosit apoi într-o configurație inversoare cu amplificare unitară.

Dacă se cunosc mărimile V_R și V_O (practic egală cu V_3) și $R_1 = R_2 = R_3 = 100k\Omega$, $R_4 = 1k\Omega$, amplificarea în buclă deschisă a amplificatorului operațional se poate determina astfel:

$$\frac{V_D}{V_R} \cong \frac{I}{100}; a = -\frac{V_O}{V_D} \cong -100 \frac{V_O}{V_R} \quad (2.11)$$

a. Se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu amplitudinea de $5V$ și frecvența $1Hz$.

Se realizează o analiză tranzitorie pe intervalul $0-5s$ și se determină amplitudinea semnalului V_R , apoi se calculează amplificarea în buclă deschisă a AO utilizând relația (2.11) și $V_O = 5V$.

b. Se crește frecvența semnalului de intrare pentru a pune în evidență polul dominant de câțiva Hz al amplificatorului, prin variația lui V_R (deci, implicit, a câștigului a). Acest pol este situat la frecvența la care a a scăzut cu $3dB$ față de valoarea sa de curent continuu a_0 , echivalent cu o creștere a tensiunii V_R de $1,41$ ori față de valoarea sa de curent continuu.

Se realizează o analiză de tip AC liniară între $0,01Hz$ și $10Hz$, evidențiindu-se polul dominant al lui a . Pentru acest punct, sursa de intrare sinusoidală se înlocuiește cu o sursă VAC având amplitudinea de $5V$.

2.2.4. Rezistența de ieșire

Rezistența de ieșire în buclă deschisă a unui amplificator operațional se poate determina măsurând mai întâi rezistența de ieșire în buclă închisă, utilizând configurația inversoare tipică din Figura 2.6.

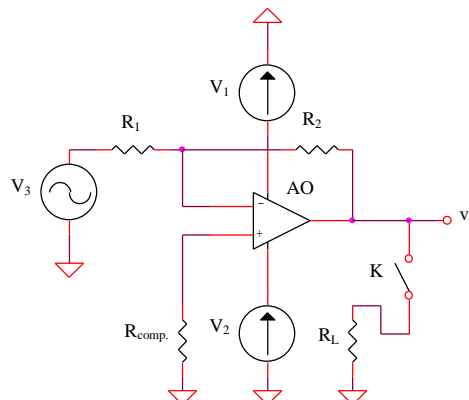


Figura 2.6: Circuitul de măsură pentru rezistența de ieșire

Notând cu V_O tensiunea de ieșire măsurată în gol și cu V_O' tensiunea de ieșire pe sarcina R_L , rezistența de ieșire în buclă închisă $R_{O'}$ se poate calcula cu formula:

$$R_{O'} = R_L \frac{V_O - V_O'}{V_O'} \quad (2.12)$$

Relația de legătură între rezistența de ieșire în buclă deschisă (R_O) și cea în buclă închisă ($R_{O'}$) este:

$$R_{O'} = \frac{R_O}{1 + a(j\omega)f(f\omega)} \quad (2.13)$$

Factorul de reacție $f(j\omega)$ pentru circuitul inversor din Figura 2.6, la joasă frecvență are expresia:

$$f(j\omega) \cong f_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.14)$$

Se consideră că amplificarea în buclă deschisă pentru $\mu A741$ are următoarea caracteristică aproximativă modul-frecvență.

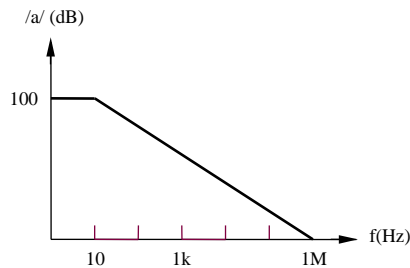


Figura 2.7: Caracteristica modul-frecvență a amplificării în buclă deschisă pentru $\mu A741$

a. Se realizează o analiză tranzitorie pentru intervalul $0 < t < 5ms$, considerându-se $R_1 = R_{comp} = 1k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_L = 39\Omega$ și o sursă de intrare sinusoidală cu amplitudinea de $20mV$ și frecvența $1kHz$. Se determină V_O și V_O' și se calculează $R_{O'}$ cu relația (2.12). Se determină valoarea rezistenței în buclă deschisă R_O utilizând relația (2.13) și caracteristica din Figura 2.7.

b. Se repetă punctul anterior pentru două frecvențe diferite ale tensiunii de intrare, $10kHz$ și $100kHz$, modificând corespunzător și intervalul de timp al analizei tranzitorii.

2.2.5. Tensiunea maximă de ieșire

Circuitul de măsură este prezentat în Figura 2.8, cu AO de tipul $\mu A741$, $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_{comp} = 1k\Omega$.

Se realizează o analiză tranzitorie pentru intervalul $0 < t < 5ms$ și se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu amplitudinea de $2V$ și frecvența $1kHz$. Se determină amplitudinea maximă a tensiunii de ieșire sinusoidale nedistorsionate.

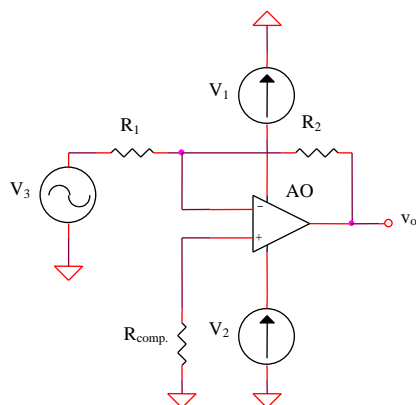


Figura 2.8: Circuit de măsură pentru tensiunea maximă de ieșire

2.2.6. Curentul maxim de ieșire

Circuitul de măsură și analiza sunt cele de la punctul anterior, singura modificare fiind reprezentată de introducerea unei rezistențe de sarcină de valoare redusă, care să permită intrarea în funcțiune a protecției la supracurent atașate ieșirii amplificatorului operațional. Se determină amplitudinea tensiunii de ieșire pentru $R_{L2} = 100\Omega$ și $R_{L1} = 10\Omega$ și se calculează curentul maxim debitat de ieșirea AO, comparându-se cele două rezultate obținute.

2.2.7. Viteza maximă de variație a semnalului de ieșire (slew-rate)

Circuitul de măsură este prezentat în Figura 2.8, considerându-se o tensiune de intrare dreptunghiulară de frecvență $1kHz$ și de amplitudine suficient de mare (IV) pentru ca ieșirea să își atingă valorile maxime în ambele sensuri (Figura 2.2). Se determină slew-rate-ul ca panta caracteristicii $V_O(t)$ (relația (2.4)).

Sugestie: se poate utiliza sursa de tensiune *PWL* de la paragraful 1.2.4.

2.2.8. Răspunsul în frecvență al unui amplificator inversor

Circuitul de măsură este prezentat în Figura 2.9, cu AO de tipul $\mu A741$, $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $R_{comp} = 500\Omega$.

a. Se consideră sursa de intrare V_3 de tip *AC* de amplitudine $50mV$ și se realizează o analiză AC pentru un interval de frecvențe $10Hz-10MHz$. Se vizualizează caracteristica modul frecvență a amplificatorului inversor din Figura 2.9, determinându-se frecvența limită superioară a configurației.

b. Se repetă punctul a. pentru $R_1 = 1k\Omega$ și $R_2 = 10k\Omega$ (corespunzând unei amplificări în tensiune a circuitului egale cu -10), respectiv $R_1 = 1k\Omega$ și $R_2 = 100k\Omega$ ($A = -100$).

c. Utilizând datele obținute anterior, se verifică relația $A f_s = ct$.

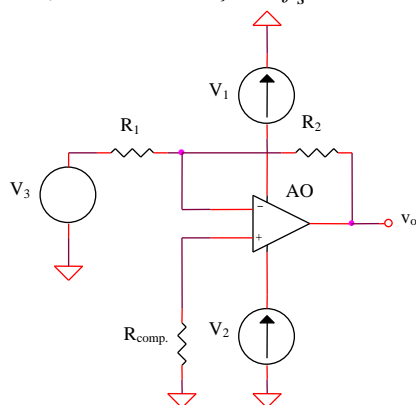


Figura 2.9: Amplificator inversor pentru determinarea răspunsului în frecvență

2.3. Întrebări

1. Care sunt parametrii importanți ai amplificatoarelor operaționale?
2. Care este cauza unei amplificări mari în circuitul de măsură al tensiunii de decalaj (Figura 2.3)?
3. De ce este necesară o valoare mare a rezistenței din circuitul de măsură a curenților de intrare în amplificatorul operațional (Figura 2.4)?
4. Explicați relațiile (2.8) – (2.10).
5. În ce condiții se măsoară viteza de creștere a semnalului de ieșire pentru un amplificator operațional?
6. Ce relație există între amplificarea unui circuit și frecvența sa limită superioară?

CAPITOLUL III

AMPLIFICATOARE DIFERENȚIALE

BIPOLARE ȘI CMOS

3.1. Introducere teoretică

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. Principala caracteristică a acestor circuite este reprezentată de capacitatea amplificării semnalelor diferențiale.

Liniaritatea amplificatorului diferențial elementar este redusă ca o consecință a caracteristicilor fundamentale neliniare ale tranzistoarelor bipolar și MOS, existând posibilitatea obținerii unei liniarități aproximative doar pentru un domeniu relativ restrâns al tensiunii de intrare.

O caracteristică importantă a amplificatoarelor diferențiale este reprezentată de domeniul de mod comun al tensiunii de intrare pentru care circuitul funcționează corect (tranzistoarele bipolare sunt în regim activ normal și tranzistoarele MOS funcționează uzual în saturație). În special pentru aplicațiile de joasă tensiune, factorul de utilizare a tensiunii de alimentare este foarte important, justificându-se proiectarea amplificatoarelor diferențiale pentru o funcționare de tip "rail-to-rail" (tensiunea de intrare poate evolua între valorile minimă și maximă ale tensiunii de alimentare).

3.1.1. Amplificatorul diferențial bipolar elementar

3.1.1.1. Funcționarea pe mod diferențial

Se consideră circuitul din Figura 3.1 cu $R_1 = R_2$ și $R_4 = R_5$.

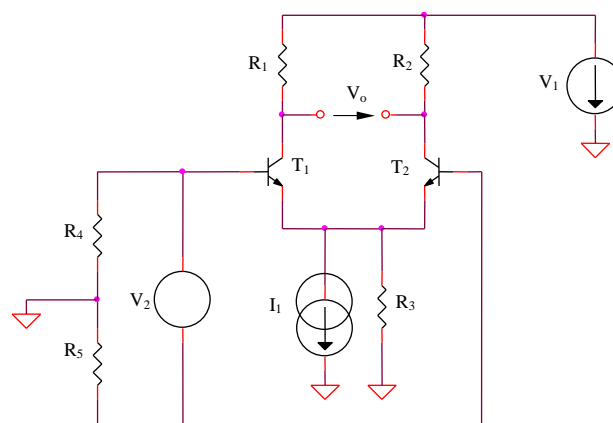


Figura 3.1: Amplificator diferențial bipolar elementar - funcționarea pe mod diferențial

Amplificarea de mod diferențial se determină utilizând semicircuitul de mod diferențial:

$$A_{dd} = -g_{m1}(R_1 // r_{o1}) \cong -\frac{I_T R_1}{2V_{th}} \quad (3.1)$$

3.1.1.2. Funcționarea pe mod comun

Excitarea pe mod comun a etajului diferențial este prezentată în Figura 3.2. Se consideră $R_1 = R_2$.

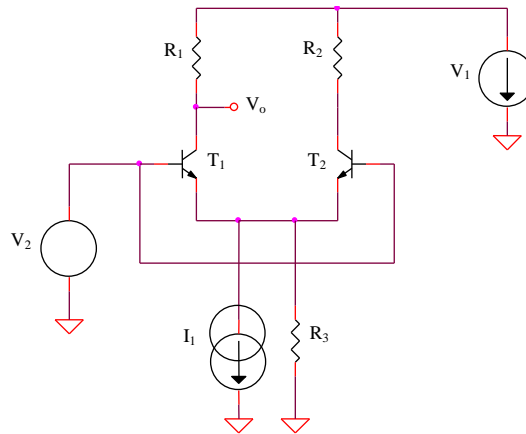


Figura 3.2: Amplificator diferențial bipolar elementar - funcționarea pe mod comun

Din analiza semicircuitului de mod comun al circuitului se determină expresia amplificării A_{cc} :

$$|A_{cc}| = \frac{\beta R_1}{r_{\pi 1} + (\beta + 1)2R_3} \cong \frac{R_1}{2R_3} \quad (3.2)$$

3.1.1.3. Domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare

Pentru determinarea intervalului posibil de variație al tensiunii de intrare de mod comun corespunzător funcționării tranzistoarelor circuitului în regim activ normal, este necesară implementarea concretă a sursei de curent I_1 (de exemplu printr-o oglindă de curent - Figura 3.3). Se consideră $R_1 = R_2$ și $R_4 = R_5$.

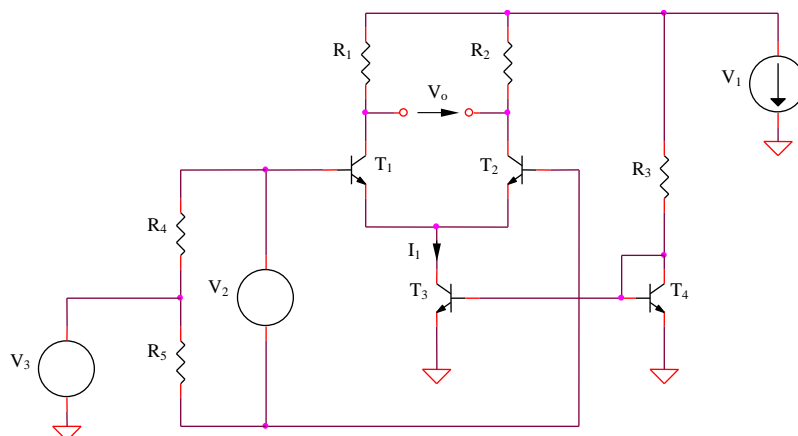


Figura 3.3: Amplificator diferențial bipolar elementar cu implementarea sursei de curent

Tensiunea de mod comun maximă admisibilă la intrarea amplificatorului diferențial este limitată de saturarea tranzistorului T_1 , având expresia:

$$V_{IC}^+ = V_1 - \frac{I_1 R_1}{2} - V_{CEsat1} + V_{BE1} \quad (3.3)$$

iar cea minimă de saturarea lui T_3 :

$$V_{IC}^- = V_{CEsat3} + V_{BE1} \quad (3.4)$$

3.1.2. Amplificatorul diferențial bipolar elementar cu degenerare în emitor

Se consideră circuitul din Figura 3.4 cu $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$, $R_5 = R_6$ și $R_7 \gg R_1, R_3$. Se determină (pe baza semicircuitelor) amplificările de mod diferențial și de mod comun ale amplificatorului diferențial din Figura 3.4.

$$A_{dd} = -\frac{\beta R_1}{r_{\pi 1} + (\beta + 1)R_3} \quad (3.5)$$

$$A_{cc} = -\frac{\beta R_1}{r_{\pi 1} + (\beta + 1)(R_3 + 2R_7)} \cong -\frac{R_1}{2R_7} \quad (3.6)$$

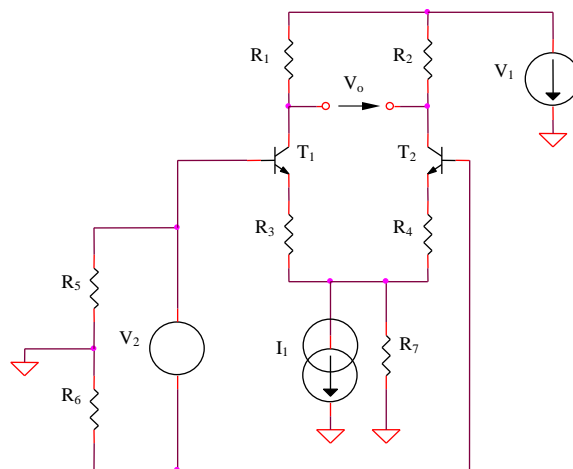


Figura 3.4: Amplificator diferențial bipolar elementar cu degenerare în emitor

3.1.3. Amplificatorul diferențial CMOS elementar

3.1.3.1. Funcționarea pe mod diferențial

Se consideră circuitul din Figura 3.5 cu $R_1 = R_2$ și $R_4 = R_5$.

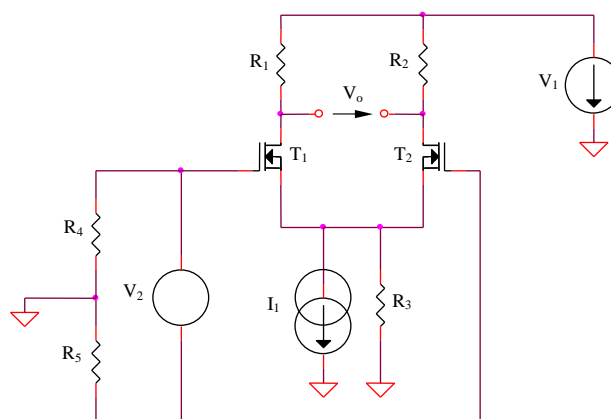


Figura 3.5: Amplificator diferențial CMOS elementar - funcționarea pe mod diferențial

Amplificarea A_{dd} se poate determina utilizând semicircuitul de mod diferențial al etajului din Figura 3.4. Se obține:

$$|A_{dd}| = g_m(R_1 // r_{ds1}) \cong K^{1/2} I_1^{1/2} R_1 \quad (3.7)$$

3.1.3.2. Funcționarea pe mod comun

Excitarea pe mod comun a etajului diferențial este prezentată în Figura 3.6, considerându-se o sarcină echilibrată a amplificatorului diferențial, $R_1 = R_2$ și $R_3 \gg R_1$.

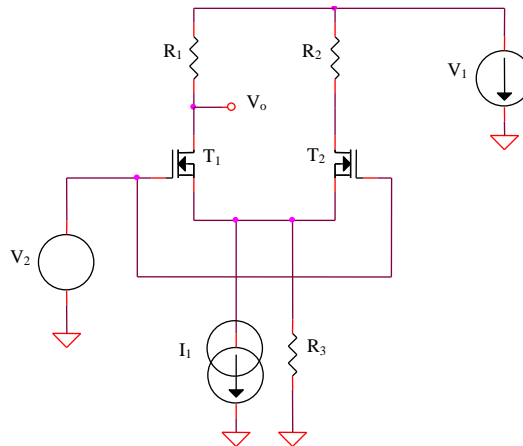


Figura 3.6: Amplificator diferențial CMOS elementar - funcționarea pe mod comun

Din analiza semicircuitului de mod comun al circuitului se determină expresia amplificării A_{cc} :

$$|A_{cc}| = \frac{g_m R_1}{1 + g_m 2R_3} \cong \frac{R_1}{2R_3} \quad (3.8)$$

3.1.3.3. Domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare

Pentru determinarea intervalului posibil de variație al tensiunii de intrare de mod comun, este necesară implementarea concretă a sursei de curent I_1 (de exemplu printr-o oglindă de curent - Figura 3.7 - cu $R_1 = R_2$ și $R_4 = R_5$).

Tensiunea de mod comun maximă admisibilă la intrarea amplificatorului diferențial este limitată de intrarea în regiunea liniară a tranzistorului T_1 :

$$V_{IC}^+ = V_1 - \frac{I_1 R_1}{2} - V_{DSsat} + V_T + \sqrt{\frac{I_1}{K}} \quad (3.9)$$

iar cea minimă de intrarea în regiunea liniară a tranzistorului T_3 :

$$V_{IC}^- = V_{DSsat} + V_T + \sqrt{\frac{I_1}{K}} \quad (3.10)$$

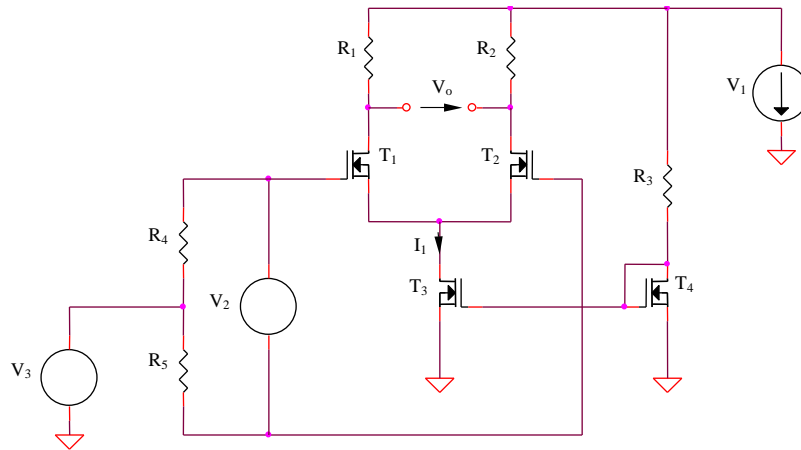


Figura 3.7: Amplificator diferențial CMOS elementar cu implementarea sursei de curent

3.1.4. Amplificatorul diferențial CMOS elementar cu degenerare în sursă

Se consideră circuitul din Figura 3.8 cu $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$, $R_5 = R_6$ și $R_7 \gg R_1, R_3$.

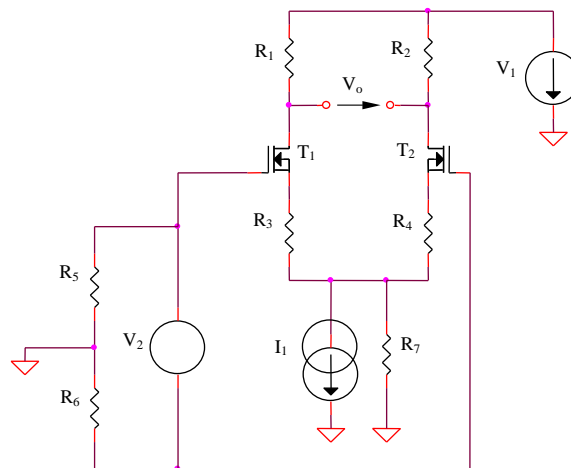


Figura 3.8: Amplificator diferențial CMOS elementar cu degenerare în sursă

Considerând o funcționare la semnal mic, se determină (pe baza semicircuitelor) amplificările de mod diferențial și de mod comun ale amplificatorului diferențial din Figura 3.8.

$$A_{dd} = -\frac{g_m R_1}{1 + g_m R_3} \quad (3.11)$$

$$A_{cc} = -\frac{g_m R_1}{1 + g_m (R_3 + 2R_7)} \cong -\frac{R_1}{2R_7} \quad (3.12)$$

3.1.5. Structură paralel de amplificator diferențial pentru creșterea domeniului maxim al tensiunii de mod comun de intrare

Se consideră circuitul din Figura 3.9, realizat prin conectarea în paralel a două etaje diferențiale complementare, unul realizat cu tranzistoare NMOS, celălalt cu tranzistoare PMOS ($R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ și $R_6 = R_7$). Rolul acestei conexiuni este extinderea domeniului de mod comun al tensiunii de intrare, necesară în special pentru aplicații de joasă tensiune.

Blocurile *DIFF1* și *DIFF2* furnizează tensiunile de ieșire diferențiale ale celor două amplificatoare complementare (NMOS, respectiv PMOS). Insumarea celor două tensiuni de ieșire (realizată cu blocul *SUM*) este echivalentă cu obținerea unei transconducențe totale a amplificatorului diferențial din Figura 3.9 egală cu suma celor două transconducențe individuale:

$$g_{m_t} = g_{m_n} + g_{m_p} \quad (3.13)$$

Similar analizei de la punctul 3.1.3.3., se obțin domeniile maxime de variație ale tensiunilor de mod comun de intrare pentru cele două amplificatoare diferențiale complementare, exprimate prin :

$$V_{ICn}^+ = V_I - \frac{I_1 R_I}{2} - V_{DSsat1} + V_T + \sqrt{\frac{I_1}{K}} \quad (3.14)$$

$$V_{ICn}^- = V_{DSsat3} + V_T + \sqrt{\frac{I_1}{K}} \quad (3.15)$$

$$V_{ICp}^+ = V_I - V_{DSsat6} - V_T - \sqrt{\frac{I_1}{K}} \quad (3.16)$$

$$V_{ICp}^- = \frac{I_1 R_I}{2} + V_{DSsat6} - V_T - \sqrt{\frac{I_1}{K}} \quad (3.17)$$

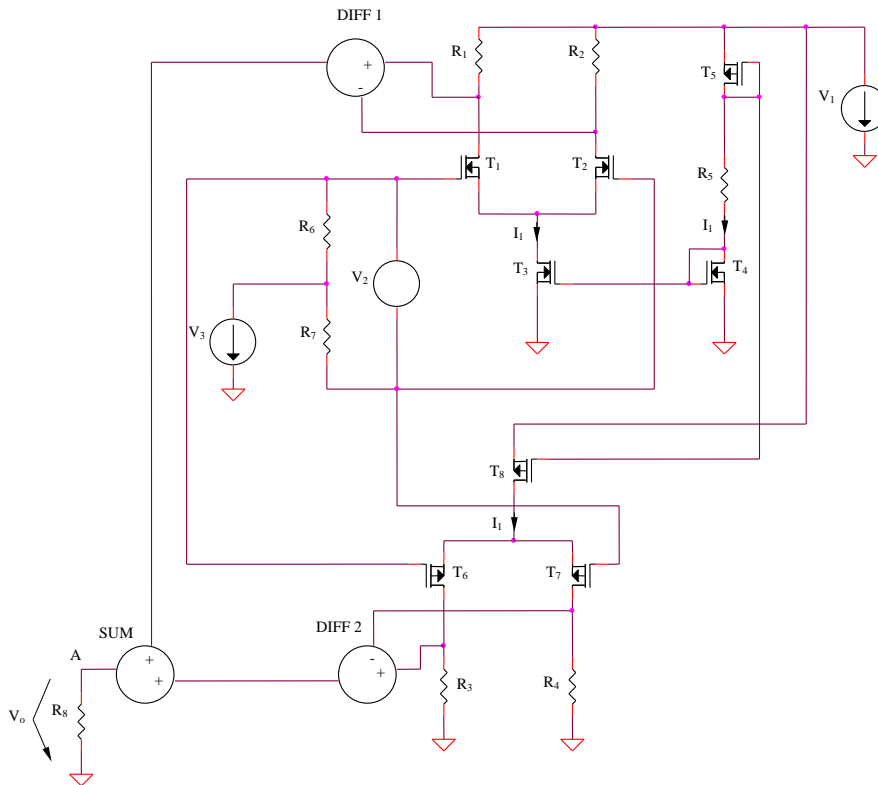


Figura 3.9: Structură paralel de amplificator diferențial pentru creșterea domeniului maxim al tensiunii de mod comun de intrare

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 acestora) pentru care cele două domenii se suprapun. Domeniul de mod comun de intrare pentru circuitul paralel va fi egal cu reuniunea celor două domenii individuale, putând fi extins chiar peste intervalul $[0; V_I]$. Presupunând $g_{m_n} = g_{m_p} = g_m$ și considerându-se limitele V_{ICn}^+ suficient de mare, respectiv V_{ICp}^- suficient de mică pentru a fi atinse, dependența transconductanței totale g_{m_t} a circuitului de tensiunea de mod comun de intrare este prezentată în tabelul următor:

Domeniu V_{IC}	<i>mic</i>	<i>mediu</i>	<i>mare</i>
AD NMOS	0	g_m	g_m
AD PMOS	g_m	g_m	0
AD paralel	g_m	$2 g_m$	g_m

Pentru completarea tabelului anterior s-a considerat ipoteza simplificatoare a unor transconductanțe constante ale celor două etaje.

Existența unei regiuni (a tensiunii de mod comun de intrare de valoare medie) pentru care ambele amplificatoare diferențiale sunt active are ca efect dublarea transconductanței totale a circuitului în acest domeniu.

3.1.6. Amplificator diferențial bipolar cu sarcină activă

Se consideră amplificatorul diferențial cu sarcină activă din Figura 3.10, având avantajul principal al obținerii unei amplificări de mod diferențial integrale în contextul unei ieșiri simple. Se consideră $R_3 = R_4$ și $X_C \ll R_I$ la frecvența de lucru.

Datorită excitației diferențiale a etajului, expresiile curenților de colector pentru tranzistoarele T_1 și T_2 sunt:

$$i_{C_{1,2}} = \pm g_m \frac{V_2}{2} \quad (3.18)$$

Deoarece $i_{C_4} = i_{C_3} = i_{C_1}$ și impedanța condensatorului C la frecvența de lucru este mult mai mică decât rezistența de sarcină ($R_I \parallel r_{o2} \parallel r_{o4}$), amplificarea de mod diferențial a circuitului va fi:

$$A_{dd} = \frac{V_o}{V_2} = g_m (R_I \parallel r_{o2} \parallel r_{o4}) \quad (3.19)$$

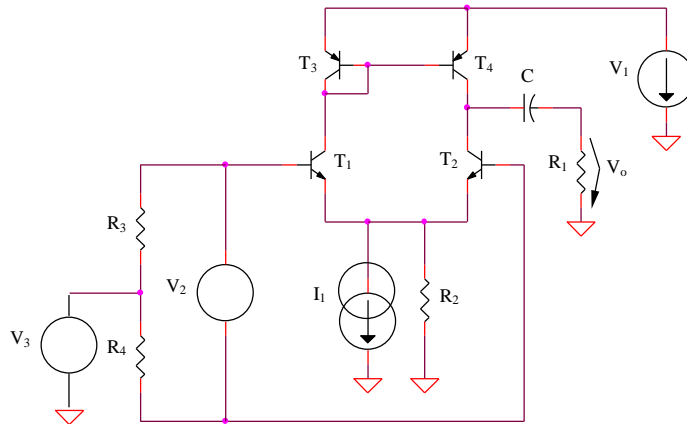


Figura 3.10: Amplificator diferențial cu sarcină activă

Pentru o funcționare în gol a amplificatorului diferențial ($R_I \rightarrow \infty$), se obține:

$$A_{dd \text{ gol}} = g_m \frac{r_o}{2} = 20V_A \quad (3.20)$$

3.1.7. Amplificator diferențial cu suma V_{GS} constantă

Se consideră amplificatorul diferențial din Figura 3.11 cu $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$, $R_5 = R_6$ și $V_2 = V_3$.

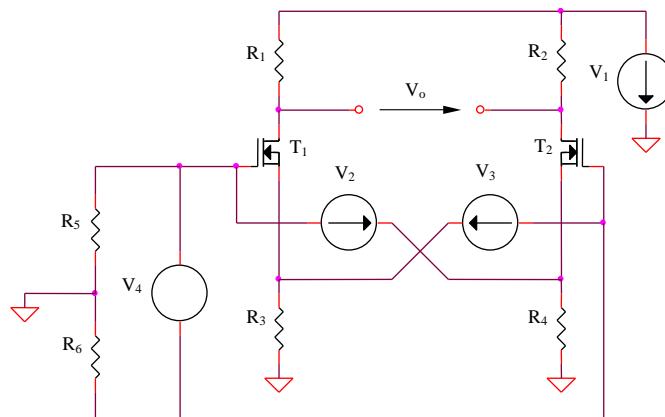


Figura 3.11: Amplificator diferențial cu suma V_{GS} constantă

Expresia tensiunii de intrare V_4 poate fi scrisă în două moduri:

$$V_4 = V_2 - v_{GS2} = v_{GS1} - V_2 \quad (3.21)$$

rezultând $v_{GS1} - v_{GS2} = 2V_4$ și $v_{GS1} + v_{GS2} = 2V_2$. Considerând o funcționare în saturație a tranzistoarelor schemei, tensiunea diferențială de ieșire este:

$$V_o = (i_{D2} - i_{D1})R_I = \frac{KR_I}{2} (v_{GS2} - v_{GS1}) (v_{GS1} + v_{GS2} - 2V_T) \quad (3.22)$$

deci:

$$A_{dd} = \frac{V_o}{V_4} = -2KR_I(V_2 - V_T) \quad (3.23)$$

Intr-o analiză de ordin I circuitul este aproximativ linear, mici distorsiuni fiind introduse de efectul de substrat (dependența tensiunii de prag de tensiunea substrat-sursă). Minimizarea acestor erori este posibilă prin implementarea celor două surse de tensiune V_2 și V_3 din Figura 3.11 ca tensiuni grilă-sursă ale unor tranzistoare în saturație, curentul I_0 fiind curentul de polarizare al celor două tranzistoare introduse suplimentar (Figura 3.12).

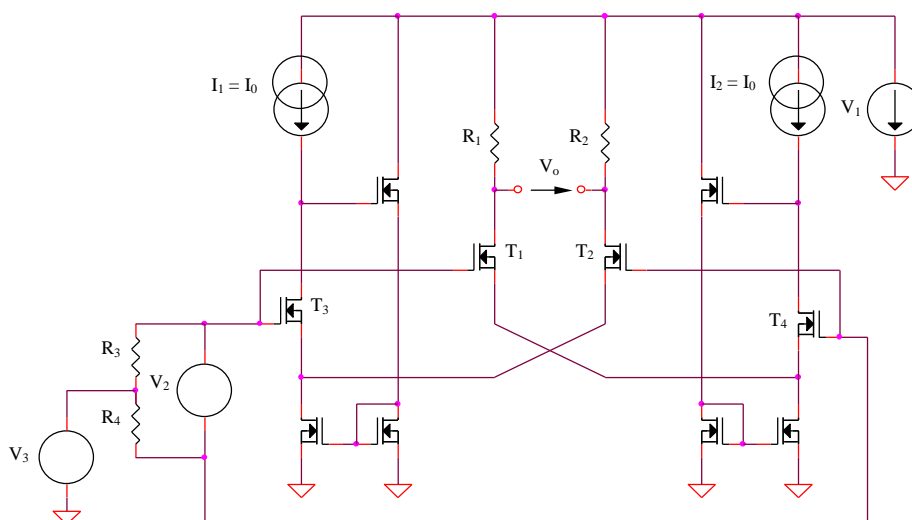


Figura 3.12: Amplificator diferențial cu suma V_{GS} constantă independent de V_T

Sursele de tensiune V_2 și V_3 din Figura 3.11 sunt reprezentate de tensiunile grilă-sursă ale tranzistoarelor T_3 și T_4 , polarizate la un curent constant I_0 .

$$V_2 = V_3 = V_T + \sqrt{\frac{2I_0}{K}} \quad (3.24)$$

Tranzistoarele T_1 și T_2 reprezintă etajul diferențial de bază, celelalte tranzistoare realizând închiderea curentilor $I_0 + I_{d1}$, respectiv $I_0 + I_{d2}$ spre sursa pozitivă de alimentare. Amplificarea de mod diferențial a circuitului are expresia:

$$A_{dd} = -2KR_I \sqrt{\frac{2I_0}{K}} = G_m R_I \quad (3.25)$$

G_m reprezentând transconductanța echivalentă a circuitului.

3.1.8. Amplificator diferențial format din două etaje

Se consideră amplificatorul diferențial din Figura 3.13 cu $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$, $R_7 = R_8$, $R_5, R_6 \ll R_1, R_3$. Amplificarea de mod diferențial a întregului circuit are expresia:

$$A_{dd} = A_{dd1} A_{dd2} = g_{m1} (R_1 // r_{\pi3} // r_{o1}) g_{m3} (R_3 // r_{o3}) \quad (3.26)$$

$$A_{dd} = \frac{I_1 I_2}{4V_{th}^2} (R_1 // r_{\pi3} // r_{o1}) (R_3 // r_{o3}) \quad (3.27)$$

Considerând o tensiune de intrare de mod comun, se obține:

$$A_{cc} \cong \frac{R_1 R_3}{4R_5 R_6} \ll 1 \quad (3.28)$$

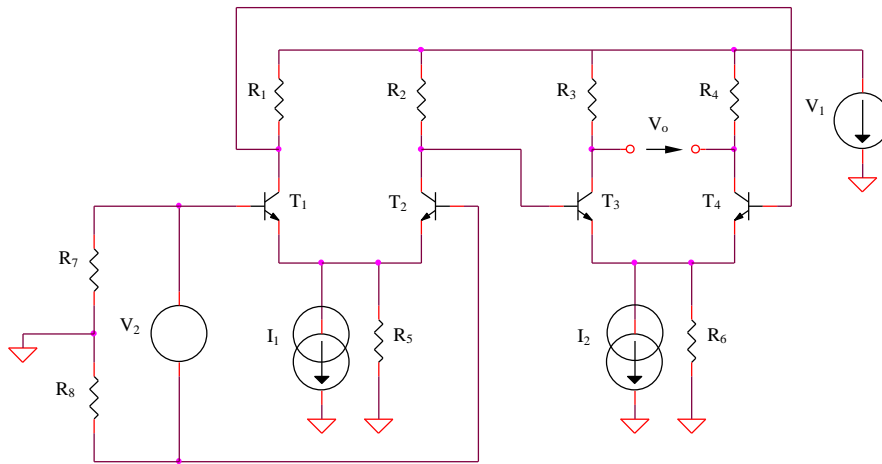


Figura 3.13: Amplificator diferențial format din două etaje - funcționare pe mod diferențial

3.1.9. Amplificator diferențial cu reacție negativă

Circuitul amplificatorului diferențial cu reacție negativă este prezentat în Figura 3.14, considerându-se $R_1 = R_2$, $R_4 = R_5$ și $R_6 = R_7$. Sursa de curent $T_3 - T_4 - D_1$ polarizează tranzistoarele etajului diferențial la curenți de colector egali:

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_4} \quad (3.29)$$

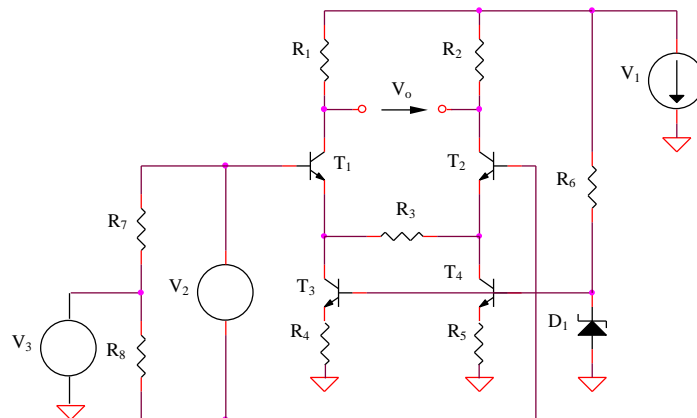


Figura 3.14: Amplificator diferențial cu reacție negativă - funcționare pe mod diferențial

Pentru o excitare diferențială a circuitului (Figura 3.14), mijlocul rezistenței R_3 este punct virtual de masă, deci semicircuitul de mod diferențial se va reduce la un etaj simplu de tip sarcină distribuită a cărui amplificare va avea expresia:

$$A_{dd} \cong -\frac{\beta(R_1 // r_{o1})}{r_{\pi 1} + (\beta + 1)R_3 / 2} \quad (3.30)$$

Amplificarea de mod comun a circuitului este:

$$A_{cc} \cong -\frac{R_1}{R_{o3}} \quad (3.31)$$

unde R_{o3} reprezintă rezistența dinamică din colectorul tranzistorului T_3 :

$$R_{o3} = r_{o3} \left(1 + \frac{\beta R_4}{r_{\pi 3} + R_4 + r_z} \right) \quad (3.32)$$

r_z fiind rezistența dinamică a diodei Zener.

3.1.10. Amplificator diferențial cu reacție negativă și AO

Se consideră amplificatorul diferențial cu AO din Figura 3.15, având $R_1 = R_2$, $R_4 = R_5$, $R_6 = R_7$ și $I_1 = I_2$.

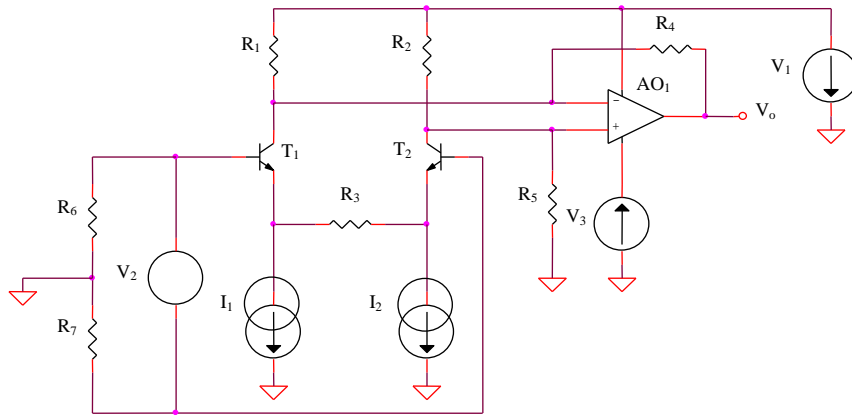


Figura 3.15: Amplificator diferențial cu reacție negativă și AO

Utilizând problema anterioară și considerând potențialele pe cele două intrări ale amplificatorului diferențial $V_2 / 2$, respectiv $-V_2 / 2$, se obțin expresiile celor doi curenți de colector:

$$i_{C_{1,2}} = \pm \frac{\beta(V_2 / 2)}{r_{\pi 1} + (\beta + 1)R_3 / 2} \cong \pm \frac{V_2}{R_3} \quad (3.33)$$

Amplificatorul operațional fiind considerat ideal, condiția de egalitate între cele două potențiale de intrare se poate scrie:

$$-i_{C_2}(R_1 // R_5) = -i_{C_1}(R_1 // R_5) + v_o \frac{R_1}{R_1 + R_5} \quad (3.34)$$

Pentru calculul potențialului pe borna inversoare s-a folosit superpoziția, considerând ca mărimi de intrare curentul i_{C_1} și tensiunea de ieșire V_o . Din cele două relații anterioare se obține:

$$A_{dd} = \frac{V_o}{V_2} = \frac{2R_5}{R_3} \quad (3.35)$$

3.2. Simularea amplificatoarelor diferențiale bipolare și CMOS

3.2.1. Amplificatorul diferențial bipolar elementar

3.2.1.1. Funcționarea pe mod diferențial

Se consideră circuitul din Figura 3.1, cu $R_1 = R_2 = R_4 = R_5 = 1k\Omega$, $R_3 = 100k\Omega$, T_1 și T_2 de tipul Q2N2222, I_1 sursă de curent constant de $1mA$ și V_1 sursă de curent continuu de $9V$.

Funcționarea la semnal mare

a. Se realizează o analiză DC de variabilă tensiunea de intrare V_2 (VSRC, amplitudine $0,2V$) pentru un interval de variație a acesteia cuprins între $-0,2V$ și $0,2V$. Se vizualizează tensiunea de ieșire a amplificatorului diferențial (între cele două colectoare).

Se va completa tabelul următor și se va determina eroarea de liniaritate pentru fiecare interval, comparându-se valorile amplificării diferențiale determinate experimental cu valoarea teoretică $|A_{dd\text{teor}}| = 40(I_1/2)R_1 = 20$.

V_2	$-100 \div -90mV$	$-90 \div -80mV$...	$80 \div 90mV$	$90 \div 100mV$
ΔV_o					
$A_{dd\text{exp.}} = \Delta V_o / 10mV$					
$\varepsilon_r = (A_{dd\text{exp.}} - A_{dd\text{teor.}}) / A_{dd\text{teor.}}$					

b. Pentru aceeași analiză de la punctul a., se vizualizează simultan cei doi curenți de colector, completându-se tabelul următor:

V_2	$-100mV$	$-90mV$...	$90mV$	$100mV$
I_{C1}					
I_{C2}					
$I_{C1} + I_{C2}$					

c. Se repetă analiza de la punctul a. (exceptând completarea tabelului), considerându-se suplimentar o analiză parametrică de variabilă curentul I_1 ($1mA$, $2mA$, $3mA$, $4mA$, $5mA$).

d. Se repetă analiza de la punctul b. (exceptând completarea tabelului), considerându-se suplimentar o analiză parametrică de variabilă curentul I_1 ($1mA$, $2mA$, $3mA$, $4mA$, $5mA$).

Funcționarea la semnal mic

e. Se modifică descrierea sursei de tensiune de intrare în sursă sinusoidală de amplitudine $1mV$ și frecvență $1kHz$ și se consideră o analiză tranzitorie pentru intervalul $0 < t < 5ms$. Se vizualizează tensiunea de ieșire și se determină pe baza acesteia amplificarea de mod diferențial.

Caracteristica modul-frecvență

f. Pentru stabilirea benzii de frecvență a amplificatorului diferențial se realizează o analiză AC pentru intervalul $10Hz - 1GHz$ (variație decadică), considerând pentru V_2 o sursă de tip VAC cu amplitudinea de $1mV$. Se vizualizează dependența de frecvență a modului amplificării de mod diferențial și se determină valoarea frecvenței limită superioară a acesteia.

g. Se repetă analiza de la punctul f. modificând $R_1 = R_2 = 10k\Omega$.

3.2.1.2. Funcționarea pe mod comun

Se consideră circuitul din Figura 3.2, cu $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $R_3 = 100k\Omega$, T_1 și T_2 de tipul Q2N2222, I_1 sursă de curent constant de $1mA$ și V_1 sursă de curent continuu de $9V$.

Funcționarea la semnal mare

a. Se realizează o analiză *DC* de variabilă tensiunea de intrare V_2 (*VSRC*, amplitudine IV) pentru un interval de variație a acesteia cuprins între 0 și $5V$. Se vizualizează tensiunea de ieșire de mod comun (în unul din cele două colectoare) și se determină amplificarea de mod comun a amplificatorului diferențial, comparându-se cu valoarea determinată teoretic, $A_{cc} \cong -R_1/2R_3$.

b. Se repetă analiza de la punctul a., modificându-se valoarea rezistenței R_3 la $1M\Omega$ și se determină noua valoare a amplificării de mod comun a etajului diferențial;

c. Se completează analiza de la punctul a. cu o analiză parametrică, considerând ca parametru tensiunea Early V_{Af} a tranzistorului bipolar. Domeniul de variație al tensiunii V_2 se stabilește cuprins între IV și $3V$. Se alege o variație a tensiunii Early cuprinsă între $50V$ și $100V$, cu un pas de $10V$ și se determină cele șase valori noi ale amplificării de mod comun a circuitului. Circuitul utilizat doar pentru acest punct este prezentat în Figura 3.16 ($R_3 = 10k\Omega$).

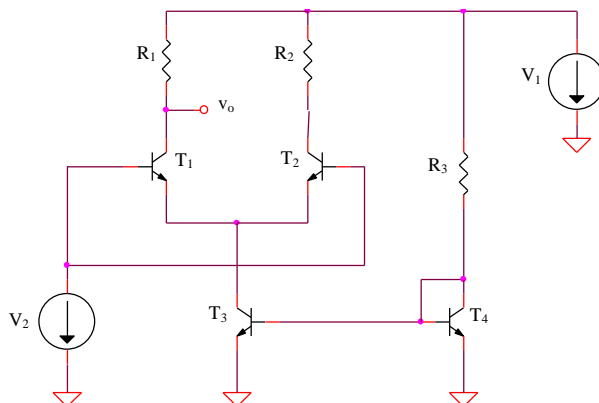


Figura 3.16: Amplificator diferențial bipolar pentru analiza parametrică a A_{cc}

Funcționarea la semnal mic

d. Se alege $R_3 = 1M\Omega$ și se modifică descrierea sursei de tensiune de intrare în susă sinusoidală de amplitudine $5V$ și frecvență $1kHz$, considerându-se o analiză tranzitorie pentru intervalul $0 < t < 5ms$. Se vizualizează tensiunea de ieșire și se determină pe baza acesteia amplificarea de mod comun.

e. Se repetă analiza de la punctul d. pentru o frecvență a semnalului de intrare de $100kHz$ și un interval corespunzător de simulare, notându-se noua valoare a amplificării de mod comun.

Caracteristica modul-frecvență

f. Pentru verificarea comportamentului în frecvență al amplificării de mod comun se realizează o analiză *AC* decadică pentru intervalul $10Hz$ - $1MHz$, considerând pentru V_2 o sursă de tip *VAC* cu amplitudinea de $5V$ și se vizualizează dependența de frecvență a modulului amplificării de mod comun.

3.2.1.3. Domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare

Se consideră circuitul din Figura 3.3, cu $R_1 = R_2 = R_4 = R_5 = 1k\Omega$, $R_3 = 8,4k\Omega$, $T_1 - T_4$ de tipul $Q2N2222$, V_1 , V_2 și V_3 surse de curent continuu de $9V$, $1mV$ și, respectiv, IV

a. Se realizează o analiză *DC* parametrică de variabilă tensiunea V_2 pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între $-0,2V$ și $0,2V$, considerând ca parametru tensiunea V_3 (domeniu de variație cuprins între $0,5V$ și IV , cu un pas de $0,IV$). Se determină limita minimă a tensiunii de mod comun de intrare ca fiind cea mai mică valoare a tensiunii V_3 pentru care circuitul amplifică normal.

b. Se repetă analiza anterioară, dar se consideră un domeniu de variație parametrică a tensiunii V_3 cuprins între $8V$ și $9V$, cu un pas de $0,2V$ și se determină limita maximă a tensiunii de mod comun de intrare.

3.2.2. Amplificatorul diferențial bipolar elementar cu degenerare în emitor

Funcționarea pe mod diferențial

Se consideră circuitul din Figura 3.4, cu $R_1 = R_2 = R_5 = R_6 = 1k\Omega$, $R_3 = R_4 = 200\Omega$, $R_7 = 100k\Omega$, T_1 și T_2 de tipul $Q2N2222$, I_1 sursă de curent constant de $1mA$ și V_1 sursă de curent continuu de $9V$.

Funcționarea la semnal mare

a. Se realizează o analiză DC de variabilă tensiunea de intrare V_2 (VSRC, amplitudine $0,5V$) pentru un interval de variație a acesteia cuprins între $-0,5V$ și $0,5V$. Se vizualizează tensiunea de ieșire a amplificatorului diferențial (între cele două colectoare).

Se va completa tabelul următor și se va determina eroarea de liniaritate pentru fiecare interval, comparându-se valorile amplificării diferențiale determinate experimental cu valoarea teoretică

$$|A_{dd\text{teor}}| = \beta R_1 / [r_{\pi 1} + (\beta + 1)R_3] \cong 3,98 \text{ (pentru } \beta = 255,9 \text{ - valoare implicită din modelul tranzistorului NPN).}$$

V_2	$-300 \div -280mV$	$-280 \div -260mV$...	$260 \div 280mV$	$280 \div 300mV$
ΔV_o					
$A_{dd\text{exp.}} = \Delta V_o / 20mV$					
$\varepsilon_r = (A_{dd\text{exp.}} - A_{dd\text{teor.}}) / A_{dd\text{teor.}}$					

b. Pentru aceeași analiză de la punctul a., se vizualizează simultan cei doi curenți de colector, completându-se tabelul următor:

V_2	$-300mV$	$-280mV$...	$280mV$	$300mV$
I_{C1}					
I_{C2}					
$I_{C1} + I_{C2}$					

c. Se repetă analiza de la punctul a. (exceptând completarea tabelului), considerându-se suplimentar o analiză parametrică de variabilă curentul I_1 ($2mA$, $3mA$, $4mA$, $5mA$).

Se remarcă reducerea dependenței amplificării circuitului de valoarea curentului de polarizare a acestuia, I_1 (a se vedea expresia teoretică a amplificării de la punctul a.). Pentru valori mari ale rezistenței R_3 se poate considera $r_{\pi 1} \ll (\beta + 1)R_3$, deci $|A_{dd\text{teor}}| \rightarrow R_1 / R_3$ (practic, independent de I_1).

d. Se repetă analiza de la punctul b. (exceptând completarea tabelului), considerându-se suplimentar o analiză parametrică de variabilă curentul I_1 ($2mA$, $3mA$, $4mA$, $5mA$).

Funcționarea la semnal mic

e. Se modifică descrierea sursei de tensiune de intrare în sursă sinusoidală de amplitudine $1mV$ și frecvență $1kHz$ și se consideră o analiză tranzitorie pentru intervalul $0 < t < 5ms$. Se vizualizează tensiunea de ieșire și se determină pe baza acesteia amplificarea de mod diferențial.

Caracteristica modul-frecvență

f. Pentru stabilirea benzii de frecvență a amplificatorului diferențial se realizează o analiză AC pentru intervalul $10Hz$ - $1GHz$ (variație decadică), considerând pentru V_2 o sursă de tip VAC cu amplitudinea de $1mV$. Se vizualizează dependența de frecvență a modului amplificării de mod diferențial și se determină valoarea frecvenței limită superioară a acesteia.

g. Se repetă analiza de la punctul f. modificând $R_1 = R_2 = 10k\Omega$.

3.2.3. Amplificatorul diferențial CMOS elementar

3.2.3.1. Funcționarea pe mod diferențial

Se consideră circuitul din Figura 3.5, cu $R_1 = R_2 = R_4 = R_5 = 1k\Omega$, $R_3 = 1M\Omega$, T_1 și T_2 de tipul IRF150, I_1 sursă de curent constant de $1mA$ și V_1 sursă de curent continuu de $9V$.

Funcționarea la semnal mare

a. Se realizează o analiză DC de variabilă tensiunea de intrare V_2 (VSRC, amplitudine $0,1V$) pentru un interval de variație a acesteia cuprins între $-0,1V$ și $0,1V$. Se vizualizează tensiunea de ieșire a amplificatorului diferențial (între cele două drene).

Se va completa tabelul următor și se va determina eroarea de liniaritate pentru fiecare interval, comparându-se valorile amplificării diferențiale determinate experimental cu valoarea teoretică $|A_{dd\text{teor}}| = \sqrt{KI} R_1 = 50$.

V_2	$0 \div 2mV$	$2 \div 4mV$...	$16 \div 18mV$	$18 \div 20mV$
ΔV_o					
$A_{dd\ exp.} = \Delta V_o / 2mV$					
$\varepsilon_r = (A_{dd\ exp.} - A_{dd\ teor.}) / A_{dd\ teor.}$					

b. Pentru aceeași analiză de la punctul a., se vizualizează simultan cei doi curenți de drenă, completându-se tabelul următor:

V_2	$-20mV$	$-18mV$...	$18mV$	$20mV$
I_{D1}					
I_{D2}					
$I_{D1} + I_{D2}$					

c. Se repetă analiza de la punctul a. (exceptând completarea tabelului), considerându-se suplimentar o analiză parametrică de variabilă curentul I_1 ($1mA, 2mA, 3mA, 4mA, 5mA$).

d. Se repetă analiza de la punctul b. (exceptând completarea tabelului), considerându-se suplimentar o analiză parametrică de variabilă curentul I_1 ($1mA, 2mA, 3mA, 4mA, 5mA$).

Funcționarea la semnal mic

e. Se modifică descrierea sursei de tensiune de intrare în sursă sinusoidală de amplitudine $1mV$ și frecvență $1kHz$ și se consideră o analiză tranzitorie pentru intervalul $0 < t < 5ms$. Se vizualizează tensiunea de ieșire și se determină pe baza acesteia amplificarea de mod diferențial.

Caracteristica modul-frecvență

f. Pentru stabilirea benzii de frecvență a amplificatorului diferențial se realizează o analiză AC pentru intervalul $10Hz - 1GHz$ (variație decadică), considerând pentru V_2 o sursă de tip VAC cu amplitudinea de $1mV$. Se vizualizează dependența de frecvență a modului amplificării de mod diferențial și se determină valoarea frecvenței limită superioară a acesteia.

g. Se repetă analiza de la punctul f. modificând $R_1 = R_2 = 10k\Omega$.

3.2.3.2. Funcționarea pe mod comun

Se consideră circuitul din Figura 3.6, cu $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $R_3 = 100k\Omega$, T_1 și T_2 de tipul IRF150, I_1 sursă de curent constant de $1mA$ și V_1 sursă de curent continuu de $9V$.

Funcționarea la semnal mare

a. Se realizează o analiză DC de variabilă tensiunea de intrare V_2 (VRSC, amplitudine IV) pentru un interval de variație a acesteia cuprins între 0 și $15V$. Se vizualizează tensiunea de ieșire de mod comun (în una din cele două drene) și se determină amplificarea de mod comun a amplificatorului diferențial, comparându-se cu valoarea determinată teoretic, $A_{cc} \cong -R_1 / 2R_3$.

b. Se repetă analiza de la punctul a., modificându-se valoarea rezistenței R_3 la $1M\Omega$ și se determină noua valoare a amplificării de mod comun a etajului diferențial;

c. Se completează analiza de la punctul a. cu o analiză parametrică (intervalul de variație al tensiunii V_2 fiind modificat la $3 \div 5V$), considerând ca parametru rezistența drenă-sursă a tranzistorului MOS. Se alege o variație a rezistenței R_{ds} cuprinsă între $200k\Omega$ și $400k\Omega$, cu un pas de $50k\Omega$ și se determină cele cinci valori noi ale amplificării de mod comun a circuitului. Circuitul utilizat doar pentru acest punct este prezentat în Figura 3.17 ($R_3 = 3k\Omega$).

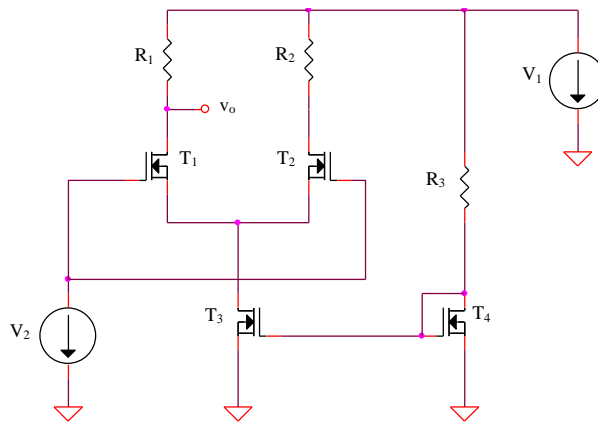


Figura 3.17: Amplificator diferențial CMOS pentru analiza parametrică a A_{cc}

Funcționarea la semnal mic

d. Revenind la circuitul din Figura 3.6, se modifică descrierea sursei de tensiune de intrare în surșă sinusoidală de amplitudine $5V$ și frecvență $1kHz$ și se consideră o analiză tranzitorie pentru intervalul $0 < t < 5ms$. Se vizualizează tensiunea de ieșire (în drena unui tranzistor) și se determină pe baza acesteia amplificarea de mod comun.

Caracteristica modul-frecvență

e. Pentru verificarea comportamentului în frecvență al amplificării de mod comun se realizează o analiză AC pentru intervalul $10Hz - 1MHz$, considerând pentru V_2 o sursă de tip VAC cu amplitudinea de $5V$ și se vizualizează dependența de frecvență a modulului amplificării de mod comun.

3.2.3.3. Domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare

Se consideră circuitul din Figura 3.7, cu $R_1 = R_2 = R_4 = R_5 = 1k\Omega$, $R_3 = 3k\Omega$, $T_1 - T_4$ de tipul IRF150 având efectuată în model modificarea tensiunii de prag la $0,8V$, V_1 , V_2 și V_3 surse de curent continuu de $3V$, $1mV$ și, respectiv, $1,5V$

a. Se realizează o analiză DC de variabilă tensiunea V_2 pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între $-0,2V$ și $0,2V$, considerând ca parametru tensiunea V_3 (domeniu de variație cuprins între $2,9V$ și $3,3V$, cu un pas de $0,4V$). Se determină limita maximă a tensiunii de mod comun de intrare ca fiind cea mai mare valoare a tensiunii V_2 pentru care circuitul amplifică normal.

b. Se repetă analiza anterioară, dar se consideră un domeniu de variație parametrică a tensiunii V_3 cuprins între $0,7V$ și $1,4V$, cu un pas de $0,4V$ și se determină limita minimă a tensiunii de mod comun de intrare.

3.2.4. Amplificatorul diferențial CMOS elementar cu degenerare în sursă

Funcționarea pe mod diferențial

Se consideră circuitul din Figura 3.8, cu $R_1 = R_2 = R_6 = R_7 = 1k\Omega$, $R_3 = R_4 = 200\Omega$, $R_5 = 100k\Omega$, T_1 și T_2 de tipul IRF150, I_1 sursă de curent constant de $1mA$ și V_1 sursă de curent continuu de $9V$.

Funcționarea la semnal mare

a. Se realizează o analiză DC de variabilă tensiunea de intrare V_2 (VSRC, amplitudine $0,3V$) pentru un interval de variație a acesteia cuprins între $-0,3V$ și $0,3V$. Se vizualizează tensiunea de ieșire a amplificatorului diferențial (între cele două drene).

Se va completa tabelul următor și se va determina eroarea de liniaritate pentru fiecare interval, comparându-se valorile amplificării diferențiale determinate experimental cu valoarea teoretică $|A_{ddteor}| = g_m R_1 / (1 + g_m R_3) \cong 4,5$.

V_2	$-200 \div -180mV$	$-180 \div -160mV$...	$160 \div 180mV$	$180 \div 200mV$
ΔV_o					
$A_{dd exp.} = \Delta V_o / 5mV$					
$\varepsilon_r = (A_{dd exp.} - A_{dd teor.}) / A_{dd teor.}$					

b. Pentru aceeași analiză de la punctul a., se vizualizează simultan cei doi curenți de drenă, completându-se tabelul următor:

V_2	$-200mV$	$-180mV$...	$180mV$	$200mV$
I_{D1}					
I_{D2}					
$I_{D1} + I_{D2}$					

c. Se repetă analiza de la punctul a. (exceptând completarea tabelului), considerându-se suplimentar o analiză parametrică de variabilă curentul I_1 ($1mA$, $2mA$, $3mA$, $4mA$, $5mA$).

Se remarcă reducerea dependenței amplificării circuitului de curentul de polarizare a acestuia, I_1 .

d. Se repetă analiza de la punctul b. (exceptând completarea tabelului), considerându-se suplimentar o analiză parametrică de variabilă curentul I_1 ($1mA$, $2mA$, $3mA$, $4mA$, $5mA$).

Funcționarea la semnal mic

e. Se modifică descrierea sursei de tensiune de intrare în sursă sinusoidală de amplitudine $1mV$ și frecvență $1kHz$ și se consideră o analiză tranzitorie pentru intervalul $0 < t < 5ms$. Se vizualizează tensiunea de ieșire și se determină pe baza acesteia amplificarea de mod diferențial.

Caracteristica modul-frecvență

f. Pentru stabilirea benzii de frecvență a amplificatorului diferențial se realizează o analiză AC pentru intervalul $10Hz$ - $1GHz$ (variație decadică), considerând pentru V_2 o sursă de tip VAC cu amplitudinea de $1mV$. Se vizualizează dependența de frecvență a modulului amplificării de mod diferențial și se determină valoarea frecvenței limită superioară a acesteia.

g. Se repetă analiza de la punctul f. modificând $R_1 = R_2 = 10k\Omega$.

3.2.5. Structură paralel de amplificator diferențial pentru creșterea domeniului maxim al tensiunii de mod comun de intrare

Se consideră circuitul din Figura 3.9, realizat prin conectarea în paralel a două etaje diferențiale complementare, unul realizat cu tranzistoare NMOS, celălalt cu tranzistoare PMOS. Rolul acestei conexiuni este extinderea domeniului de mod comun al tensiunii de intrare, necesară în special pentru aplicații de joasă tensiune.

Elementele circuitului sunt: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_6 = R_7 = 1k\Omega$, $R_5 = 4k\Omega$, $R_8 = 1M\Omega$, $T_1 - T_4$ de tipul *IRF150*, având modificată tensiunea de prag la $0,8V$, $T_5 - T_8$ de tipul *IRF9140*, având modificată tensiunea de prag la $-0,8V$ și factorul de aspect la $0,3/2\mu m$, respectiv $1,9/2\mu m$, V_1 , V_2 și V_3 surse de tensiune continuă de valori $3V$, $1mV$, respectiv $1,5V$.

a. Se realizează o analiză DC parametrică de variabilă tensiunea V_2 pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între $-0,2V$ și $0,2V$, considerând ca parametru tensiunea V_3 (domeniu de variație cuprins între $3,1V$ și $3,9V$, cu un pas de $0,4V$). Se vizualizează tensiunea diferențială de ieșire a amplificatorului NMOS și se determină limita maximă a tensiunii de mod comun de intrare ca fiind cea mai mare valoare a tensiunii V_3 pentru care circuitul amplifică normal.

b. Se realizează o analiză DC parametrică de variabilă tensiunea V_2 pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între $-0,2V$ și $0,2V$, considerând ca parametru tensiunea V_3 (domeniu de variație cuprins între $0,7V$ și $1,1V$, cu un pas de $0,4V$). Se vizualizează tensiunea diferențială de ieșire a amplificatorului NMOS și se determină limita minimă a tensiunii de mod comun de intrare ca fiind cea mai mică valoare a tensiunii V_3 pentru care circuitul amplifică normal.

c. Se realizează o analiză DC parametrică de variabilă tensiunea V_2 pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între $-0,2V$ și $0,2V$, considerând ca parametru tensiunea V_3 (domeniu de variație cuprins între $1,9V$ și $2,3V$, cu un pas de $0,4V$). Se vizualizează tensiunea diferențială de ieșire a amplificatorului PMOS și se determină limita maximă a tensiunii de mod comun de intrare ca fiind cea mai mare valoare a tensiunii V_3 pentru care circuitul amplifică normal.

d. Se realizează o analiză DC parametrică de variabilă tensiunea V_2 pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între $-0,2V$ și $0,2V$, considerând ca parametru tensiunea V_3 (domeniu de variație cuprins între $-0,6V$ și $-0,2V$ cu un pas de $0,4V$). Se vizualizează tensiunea diferențială de ieșire a amplificatorului PMOS și se determină

limita minimă a tensiunii de mod comun de intrare ca fiind cea mai mică valoare a tensiunii V_3 pentru care circuitul amplifică normal.

e. Se realizează o analiză *DC* parametrică de variabilă tensiunea V_2 pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între $-0,2V$ și $0,2V$, considerând ca parametru tensiunea V_3 (domeniu de variație cuprins între $-0,5V$ și $3,5V$, cu un pas de $0,4V$). Se vizualizează tensiunea de ieșire din punctul *A* a amplificatorului diferențial realizat prin cuplarea în paralel a celor două amplificatoare complementare și se determină domeniul maxim de mod comun al tensiunii de intrare. Pentru ce valori ale tensiunii de mod comun de intrare apar modificări majore ale caracteristicilor totale?

3.2.6. Amplificator diferențial bipolar cu sarcină activă

Se consideră amplificatorul diferențial cu sarcină activă din Figura 3.10, alegându-se $R_1 = 10k\Omega$, $R_2 = 100k\Omega$, $R_3 = R_4 = 1k\Omega$, $C = 1\mu F$, $T_1 - T_4$ de tipul *Q2N2222*, $V_1 = 9V$, $V_3 = 2V$ și $I_1 = 1mA$.

a. Pentru o sursă de tensiune intrare V_2 de tip sinusoidal cu amplitudinea de $1mV$ și frecvența de $1kHz$ se realizează o analiză tranzitorie pentru un interval $0 < t < 5ms$. Se vizualizează tensiunea de ieșire și se determină amplificarea de mod diferențial.

b. Se modifică amplitudinea tensiunii sinusoidale de intrare V_2 la $0,1mV$ și frecvența la $100Hz$, tensiunile Early ale celor 4 tranzistoare la $200V$ și rezistența de ieșire la $100M\Omega$. Se determină valoarea amplificării de mod diferențial în gol și se compară cu valoarea teoretică $A_{dd\ gol} = g_m r_o / 2 = 20V_A = 4000$.

c. Se realizează o analiză *AC* decadică pentru o frecvență cuprinsă între $10Hz$ și $1MHz$, determinându-se frecvența limită superioară a circuitului (pentru fiecare dintre cele două circuite anterioare - punctele a. și b.).

3.2.7. Amplificator diferențial cu suma V_{GS} constantă

Se consideră implementarea din Figura 3.12 a unui amplificator diferențial, alegându-se valorile $R_1 = R_2 = 2k\Omega$, $R_3 = R_4 = 1k\Omega$, toate tranzistoarele de tipul *IRF150*, $V_1 = 9V$, $V_2 = 100mV$, $V_3 = 5V$ și $I_1 = I_2 = I_0 = 1mA$.

a. Pentru determinarea amplificării de mod diferențial a circuitului se realizează o analiză *DC* de variabilă tensiunea de intrare V_2 , pentru un domeniu de variație a acesteia cuprins între $-100mV$ și $100mV$, cu un pas de $0,1mV$. Se vizualizează tensiunea diferențială de ieșire (între drenelile tranzistoarelor T_1 și T_2) și se notează valoarea amplificării de mod diferențial a circuitului, precum și domeniul maxim de liniaritate al tensiunii diferențiale de intrare.

b. Pentru stabilirea domeniului maxim al tensiunii de mod comun de intrare se utilizează circuitul din Figura 3.12 și se realizează o analiză *DC* de variabilă tensiunea de mod diferențial de intrare V_2 (domeniu de variație: $-100mV \div 100mV$), completată cu o analiză parametrică de variabilă tensiunea de mod comun de intrare V_3 , pentru un domeniu de variație a acesteia cuprins între $2,7V$ și $3V$ cu un pas de $0,4V$. Se vizualizează tensiunea diferențială de ieșire și se determină valoarea minimă a tensiunii de mod comun de intrare pentru care circuitul funcționează corect.

Deoarece sursele de curent I_1 și I_2 nu sunt implementate complet, valoarea maximă a tensiunii de mod comun de intrare pentru care circuitul funcționează normal nu se poate determina.

3.2.8. Amplificator diferențial format din două etaje

Se consideră amplificatorul diferențial din Figura 3.13, caracterizat prin $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 5k\Omega$, $R_5 = R_6 = 100k\Omega$, $R_7 = R_8 = 1k\Omega$, $T_1 - T_4$ de tipul *Q2N2222*, $I_1 = I_2 = 1mA$, $V_1 = 9V$ și V_2 o tensiune sinusoidală de amplitudine egală cu $0,02mV$ și frecvență $100Hz$.

Se realizează o analiză tranzitorie pentru intervalul $0 < t < 50ms$ și se determină amplificarea de mod diferențial a circuitului.

3.2.9. Amplificator diferențial cu reacție negativă

Circuitul amplificatorului diferențial este prezentat în Figura 3.14. Elementele schemei au următoarele valori $R_1 = R_2 = R_4 = R_5 = 10k\Omega$, $R_3 = R_6 = R_7 = R_8 = 1k\Omega$, $V_1 = 15V$, V_2 tensiune sinusoidală cu amplitudinea de $1mV$ și frecvența de $1kHz$ și $V_3 = 9V$. Tranzistoarele $T_1 - T_4$ sunt de tipul *Q2N2222*, iar dioda $D_1 - DIN750$.

a. Se realizează o analiză tranzitorie pentru intervalul $0 < t < 5ms$ și se vizualizează tensiunea de ieșire diferențială, determinându-se valoarea amplificării de mod diferențial a circuitului.

b. Pentru determinarea amplificării de mod comun a amplificatorului diferențial se realizează o analiză *DC* de variabilă tensiunea V_3 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între $8V$ și $11V$ (limitat de domeniul maxim de mod comun al tensiunii de intrare) și se determină valoarea amplificării de mod comun a circuitului. Se poate utiliza circuitul cu excitație diferențială din Figura 3.14 și pentru analiza comportamentului pe mod comun deoarece amplitudinea tensiunii diferențiale V_2 este mult mai mică decât valoarea tensiunii continue V_3 , erorile fiind, deci, neglijabile.

3.2.10. Amplificator diferențial cu reacție negativă și AO

Se consideră amplificatorul diferențial cu AO din Figura 3.15, având $R_1 = R_2 = R_6 = R_7 = 1k\Omega$, $R_3 = 10k\Omega$, $R_4 = R_5 = 100k\Omega$, T_1, T_2 de tipul *Q2N2222*, AO1 de tipul $\mu A741$, $I_1 = I_2 = 1mA$, $V_1 = V_3 = 15V$ și V_2 susă de tensiune sinusoidală cu amplitudinea de $1mV$ și frecvența de $1kHz$.

Se realizează o analiză tranzitorie pentru intervalul $0 < t < 5ms$ și se vizualizează tensiunea de ieșire V_o , determinându-se valoarea amplificării de mod diferențial a circuitului.

3.3. Intrebări

1. Cum se explică comportamentul neliniar al amplificatoarelor diferențiale bipolare și CMOS?
2. Ce mecanisme limitează domeniul maxim de mod comun al tensiunii de intrare a unui amplificator diferențial?
3. Ce tip de aplicații care utilizează amplificatoare diferențiale solicită un domeniu extins al tensiunii de mod comun de intrare?
4. Care este efectul introducerii rezistențelor în emitoarele/sursele tranzistoarelor amplificatorului diferențial classic?
5. Enunțați câteva metode de creștere a impedanței de intrare în amplificatorul diferențial bipolar, menționând avantajele și limitările acestora.
6. Ce dezavantaj major prezintă metoda conectării în paralel a două amplificatoare diferențiale complementare în vederea creșterii domeniului maxim al tensiunii de mod comun de intrare? Ce soluții există pentru eliminarea acestui inconvenient?
7. Ce relație există între amplificarea și răspunsul în frecvență al unui amplificator diferențial?
8. Cum este afectată liniaritatea amplificatorului diferențial din Figura 3.11 prin considerarea suplimentară a efectului de substrat?
9. Ce rol are implementarea particulară din Figura 3.12 a surselor de tensiune V_2 și V_3 din Figura 3.11?
10. Care este valoarea minimă a sursei V_3 din Figura 3.14 pentru ca amplificatorul diferențial să funcționeze corect?

CAPITOLUL IV

SURSE DE CURENT BIPOLARE ȘI CMOS

4.1. Introducere teoretică

O sursă ideală de curent constant este un element de circuit având curentul de ieșire independent de tensiunea de alimentare, temperatură și rezistența de sarcină. Reprezentarea simbolică a unei surse de curent reale conține un generator ideal de curent conectat în paralel cu o rezistență de valoare finită (rezistența de ieșire a sursei de curent).

Parametrii principali ai surselor de curent

Pentru o sursă de curent se definesc următoarele mărimi:

- **Curentul de ieșire** reprezintă valoarea curentului generat care, pentru sursa ideală de curent, trebuie să fie independent de tensiunea de alimentare, temperatură și rezistența de sarcină;
- **Sensibilitatea curentului de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare** se definește ca variația relativă a curentului de ieșire raportată la variația relativă a tensiunii de alimentare, $S_{I_O}^{V_{CC}} = (dI_O / I_O) / (dV_{CC} / V_{CC})$;
- **Rezistența de ieșire** reprezintă raportul dintre variația tensiunii de ieșire a sursei de curent și variația curentului de ieșire al acesteia, pentru tensiune de alimentare și temperatură constante. Creșterea rezistenței de ieșire este posibilă prin utilizarea configurațiilor cascod, cu dezavantajul creșterii tensiunii minime de ieșire a sursei de curent;
- **Coeficientul de variație cu temperatura** reprezintă raportul dintre variația curentului de ieșire al sursei de curent și variația temperaturii pentru rezistență de sarcină și tensiune de alimentare constante;
- **Tensiunea minimă de ieșire** este tensiunea minimă la ieșirea sursei de curent pentru care aceasta funcționează normal, fiind uzual limitată de intrarea în saturație a tranzistoarelor bipolare sau de trecerea în regiunea liniară a caracteristicii a tranzistoarelor MOS.

4.1.1. Surse de curent elementare

Prezintă avantajul simplității, având, însă, performanțe modeste: rezistență de ieșire redusă, sensibilitate ridicată a curentului de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare și dependență puternică de temperatură a curentului de ieșire.

4.1.1.1. Oglinda de curent bipolară

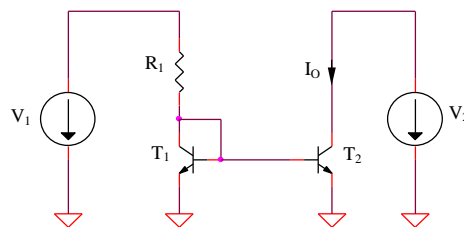


Figura 4.1: Oglinda de curent bipolară

a. Curentul de ieșire

$$I_O = \frac{V_1 - V_{BE1}}{R_1} \quad (4.1)$$

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

$$S_{I_O}^{V_I} \cong 1 \quad (4.2)$$

c. Rezistența de ieșire

$$R_O = r_{o2} = \frac{V_{A2}}{I_O} \quad (4.3)$$

d. Dependența de temperatură a curentului de ieșire

$$I_O = \frac{V_I - V_{BE1}}{R_I(T)} \quad (4.4)$$

e. Tensiunea minimă de ieșire

$$V_{O_{min}} = V_{CE_{sat2}} \quad (4.5)$$

4.1.1.2. Oglinda de curent CMOS

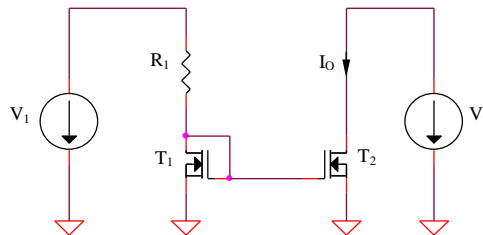


Figura 4.2: Oglinda de curent CMOS

a. Curentul de ieșire

$$I_O = \frac{V_I - V_{GS1}}{R_I} \quad (4.6)$$

$$V_I - V_{GS1} = \frac{KR_I}{2} (V_{GS1} - V_T)^2 \quad (4.7)$$

Se rezolvă ecuația de gradul doi, având ca necunoscută tensiunea V_{GS1} și se alege soluția $V_{GS1} > V_T$.

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

$$S_{I_O}^{V_I} \cong 1 \quad (4.8)$$

c. Rezistența de ieșire

$$R_O = r_{ds2} = \frac{1}{\lambda I_O} \quad (4.9)$$

d. Dependența de temperatură a curentului de ieșire

$$I_O(T) = \frac{V_I - V_{GS1}(T)}{R_1(T)} \quad (4.10)$$

e. Tensiunea minimă de ieșire

$$V_{O_{min}} = V_{DS_{sat2}} = V_{GS2} - V_T \quad (4.11)$$

4.1.1.3. Sursa de curent bipolară cu rezistențe în emitor

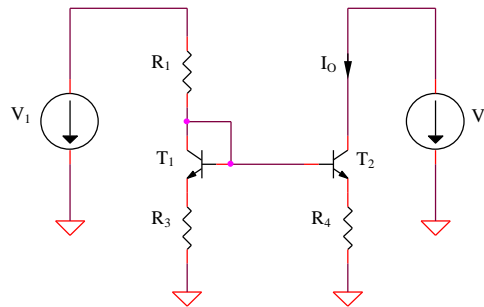


Figura 4.3: Sursa de curent bipolară cu rezistențe în emitor

a. Curentul de ieșire

$$I_O = \frac{R_3}{R_4} \frac{V_I - V_{BE1}}{R_1 + R_3} \quad (4.12)$$

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

$$S_{I_O}^{V_I} \cong 1 \quad (4.13)$$

c. Rezistența de ieșire

$$R_O \cong r_{o2} \left(1 + \frac{\beta R_4}{r_{\pi 2} + R_3 // R_1 + R_4} \right) \quad (4.14)$$

d. Dependența de temperatură a curentului de ieșire

$$I_O(T) = \frac{R_3}{R_4} \frac{V_I - V_{BE1}(T)}{R_1(T) + R_3(T)} \quad (4.15)$$

e. Tensiunea minimă de ieșire

$$V_{O_{min}} = V_{CE_{sat2}} + I_O R_4 \quad (4.16)$$

4.1.1.4. Sursa de curent CMOS cu rezistențe în sursă

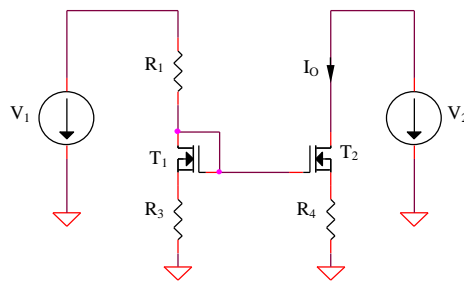


Figura 4.4: Sursa de curent CMOS cu rezistențe în sursă

a. Curentul de ieșire

$$I_O = \frac{R_3}{R_4} \frac{V_1 - V_{GS1}}{R_1 + R_3} \quad (4.17)$$

tensiunea V_{GS1} fiind soluția mai mare decât V_T a ecuației următoare:

$$V_1 = V_{GS1} + (R_1 + R_3) \frac{K}{2} (V_{GS1} - V_T)^2 \quad (4.18)$$

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

$$S_{I_O}^{V_1} \cong 1 \quad (4.19)$$

c. Rezistența de ieșire

$$R_O = r_{ds2} (1 + g_{m2} R_4) \quad (4.20)$$

d. Dependența de temperatură a curentului de ieșire

$$I_O(T) = \frac{R_3}{R_4} \frac{V_1 - V_{GS1}(T)}{R_1(T) + R_3(T)} \quad (4.21)$$

e. Tensiunea minimă de ieșire

$$V_{O_{min}} = V_{DS_{sat2}} + I_O R_4 \quad (4.22)$$

4.1.1.5. Sursa de curent Widlar bipolară

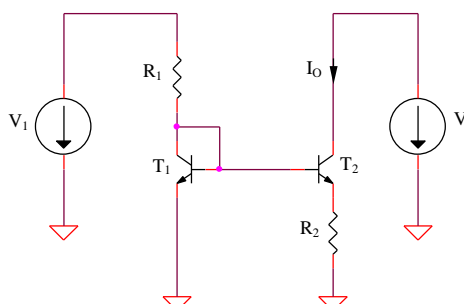


Figura 4.5: Sursa de curent Widlar bipolară

a. Curentul de ieșire

$$I_O = \frac{V_{th}}{R_2} \ln \frac{V_1 - V_{BE1}}{R_1 I_O} \quad (4.23)$$

Ecuția se rezolvă prin metoda iterativă.

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

$$S_{I_O}^{V_I} = \frac{I}{I + \frac{I_O R_2}{V_{th}}} \quad (4.24)$$

c. Rezistența de ieșire

$$R_O \cong r_{o2} \left(1 + \frac{\beta R_2}{r_{\pi 2} + R_2 + I / g_{m1}} \right) \quad (4.25)$$

d. Dependența de temperatură a curentului de ieșire

Se obține prin derivarea în raport cu T a ecuației implicite următoare și separarea termenului dI_O / dT :

$$I_O(T) = \frac{kT}{qR_2(T)} \frac{V_1 - V_{BE}(T)}{R_1(T)I_O(T)} \quad (4.26)$$

e. Tensiunea minimă de ieșire

$$V_{Omin} = V_{CEsat2} + I_O R_2 \quad (4.27)$$

4.1.1.6. Sursa de curent utilizând V_{BE} ca referință

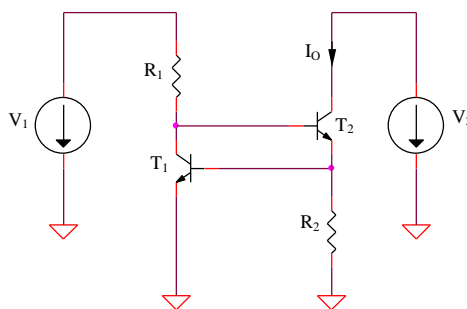


Figura 4.6: Sursa de curent utilizând V_{BE} ca referință

a. Curentul de ieșire

$$I_O = \frac{V_{BE1}}{R_2} = \frac{V_{th}}{R_2} \ln \frac{V_1 - V_{BE1} - V_{BE2}}{R_1 I_S} \quad (4.28)$$

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

$$S_{I_O}^{V_I} \cong \frac{V_{th}}{V_{BE}} \cong 0,04 \quad (4.29)$$

c. Dependența de temperatură a curentului de ieșire

$$I_O(T) = \frac{V_{BE_I}(T)}{R_2(T)} \quad (4.30)$$

d. Tensiunea minimă de ieșire

$$V_{O_{min}} = V_{CE_{sat2}} + V_{BE_I} \quad (4.31)$$

4.1.1.7. Sursă de curent cu diodă Zener

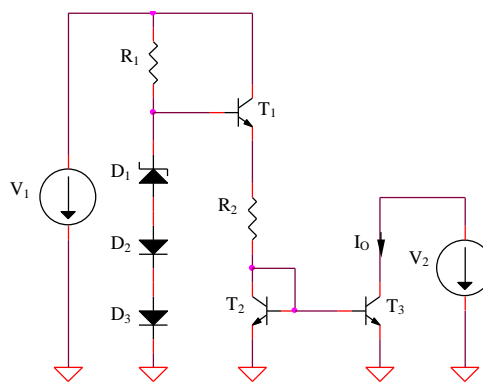


Figura 4.7: Sursă de curent cu diodă Zener

a. Curentul de ieșire

$$I_O = \frac{V_Z}{R_2} \quad (4.32)$$

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

$$S_{I_O}^{V_I} = \frac{r_z}{R_1} \frac{V_I}{V_{Z0}} \quad (4.33)$$

c. Rezistența de ieșire

$$R_O = r_{o3} \quad (4.34)$$

d. Dependența de temperatură a curentului de ieșire

$$I_O(T) = \frac{V_Z(T)}{R_2(T)} \quad (4.35)$$

e. Tensiunea minimă de ieșire

$$V_{O_{min}} = V_{CE_{sat3}} \quad (4.36)$$

4.1.2. Surse de curent cu rezistență de ieșire mare

Pentru creșterea rezistenței de ieșire a surselor de curent elementare se utilizează variantele cascod ale acestora, metoda prezentând dezavantajul creșterii tensiunii minime de ieșire pentru care circuitul funcționează corect. Există posibilitatea proiectării acestor surse pentru o excursie maximă a tensiunii de ieșire (esențială în aplicațiile de joasă tensiune), în contextul păstrării unei valori ridicate a rezistenței de ieșire prin polarizarea tranzistorului inferior al conexiunii cascod la limita de saturație.

Oglindă de curent cascod CMOS

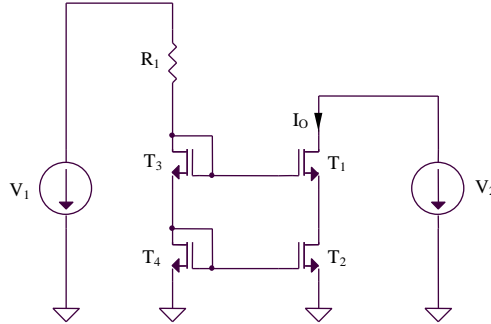


Figura 4.8: Sursă de curent cascod bipolară

a. Curentul de ieșire

$$V_1 = R_1 I_O + 2V_{GS4} = \frac{KR_1}{2} (V_{GS4} - V_T)^2 + 2V_{GS4} \quad (4.37)$$

Se rezolvă ecuația de gradul al doilea, având ca necunoscută tensiunea V_{GS4} , reținându-se soluția care asigură o polarizare în saturație a tranzistoarelor MOS, $V_{GS4} > V_T$.

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

$$S_{I_O}^{V_1} \cong 1 \quad (4.38)$$

c. Rezistența de ieșire

$$R_O \cong g_{m1} r_{ds1}^2 \quad (4.39)$$

d. Tensiunea minimă de ieșire

$$V_{Omin} = 2V_{GS1} - V_T \quad (4.40)$$

4.1.3. Surse de curent cu autopolarizare

Sursele de curent clasice cu autopolarizare derivă din corespondențele lor elementare, reducerea dependenței curentului de ieșire de tensiunea de alimentare presupunând utilizarea unei surse de curent realizate cu tranzistoare complementare celor constitutive sursei de curent elementare. Limitările sunt date de efectul Early pentru tranzistoarele bipolare și de efectul de modulare a lungimii canalului pentru tranzistoarele MOS. Realizarea unei variante îmbunătățite pentru sursa de curent cu autopolarizare necesită utilizarea unei surse de curent complementare de tip cascod.

4.1.3.1. Sursa de curent cu autopolarizare utilizând V_{BE} ca referință

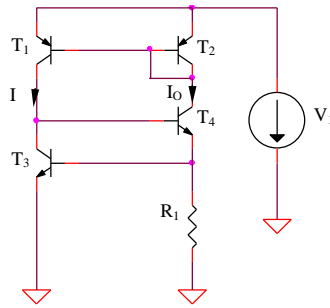


Figura 4.9: Sursa de curent cu autopolarizare utilizând V_{BE} ca referință

a. Curentul de ieșire

$$I_O = \frac{V_{BE3}}{R_I} \quad (4.41)$$

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

$$I_O = \frac{V_{th}}{R_I} \ln \left[\frac{I_O}{I_S} \left(1 + \frac{V_I}{V_A} \right) \right] \quad (4.42)$$

$$S_{I_O}^{V_I} = \frac{V_{th}}{V_{BE}} \frac{I}{I + \frac{V_A}{V_I}} \quad (4.43)$$

c. Dependența de temperatură a curentului de ieșire

$$I_O(T) = \frac{V_{BE3}(T)}{R_I(T)} \quad (4.44)$$

4.1.3.2. Sursa de curent îmbunătățită cu autopolarizare utilizând V_{BE} ca referință

a. Curentul de ieșire

$$I_O = \frac{V_{BE3}}{R_I} \quad (4.45)$$

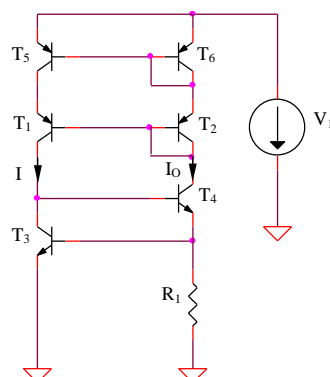


Figura 4.10: Sursa de curent îmbunătățită cu autopolarizare utilizând V_{BE} ca referință

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

$$I_O = \frac{V_{th}}{R_I} \ln \left(\frac{I_O}{I_S} \frac{V_{A5} + V_{BE5}}{V_{A6} + V_{BE5}} \right) \quad (4.46)$$

$$S_{I_O}^{V_I} = \frac{V_{th} V_I}{V_{BE}} \frac{V_{A5} - V_{A6}}{V_{A6}^2} \frac{dV_{BE5}}{dT} \quad (4.47)$$

c. Dependența de temperatură a curentului de ieșire

$$I_O(T) = \frac{V_{BE3}(T)}{R_I(T)} \quad (4.48)$$

4.1.3.3. Sursă de curent cu autopolarizare cu diodă Zener

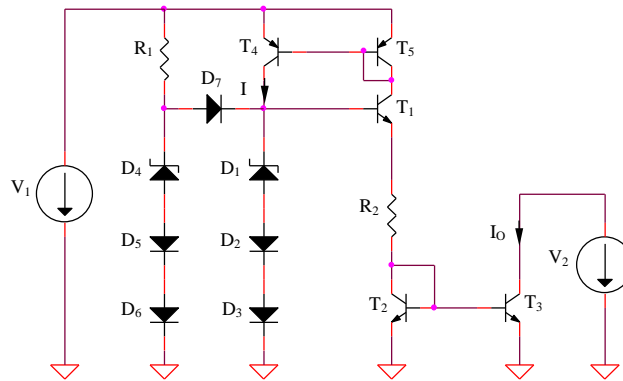


Figura 4.11: Sursă de curent cu autopolarizare cu diodă Zener

a. Curentul de ieșire

$$I_O = \frac{V_Z}{R_2} \quad (4.49)$$

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

$$I_O \cong \frac{I}{R_2} \left[V_{Z0} + r_Z I_O \left(1 + \frac{V_I - V_{Z0}}{V_A} \right) \right] \quad (4.50)$$

$$S_{I_O}^{V_I} \cong \frac{r_Z}{R_2} \frac{V_I}{V_A} \quad (4.51)$$

c. Rezistența de ieșire

$$R_O = r_{o3} \quad (4.52)$$

d. Dependența de temperatură a curentului de ieșire

$$I_O(T) = \frac{V_Z(T)}{R_2(T)} \quad (4.53)$$

e. Tensiunea minimă de ieșire

$$V_{Omin} = V_{CEsat3} \quad (4.54)$$

Diodele $D_4 - D_7$ și rezistența R_1 formează circuitul de pompare al sursei de curent, necesar pentru ieșirea din starea inițială, caracterizată prin $I_O = 0$.

4.1.3.4. Sursa de curent cu autopolarizare cu dependență negativă de temperatură

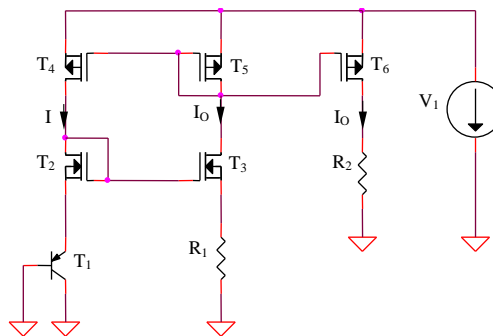


Figura 4.12: Sursa de curent cu autopolarizare cu dependență negativă de temperatură

a. Curentul de ieșire

$$I_O = \frac{|V_{BEI}|}{R_1} \quad (4.55)$$

S-au presupus toate tranzistoarele MOS identice (NMOS, respectiv PMOS).

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

$$I_O \cong \frac{V_{th}}{R_1} \ln \left[\frac{I_O}{I_S} (1 + \lambda V_I) \right] \quad (4.56)$$

$$S_{I_O}^{V_I} \cong \frac{V_{th}}{|V_{BE}|} \frac{1}{1 + \frac{I}{\lambda V_I}} \quad (4.57)$$

c. Dependența de temperatură a curentului de ieșire

$$I_O(T) = \frac{|V_{BEI}(T)|}{R_1(T)} \quad (4.58)$$

4.1.3.5. Sursă de curent PTAT cu autopolarizare

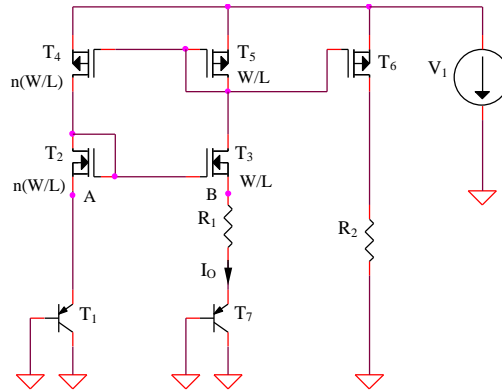


Figura 4.13: Sursă de curent PTAT cu autopolarizare

a. Curentul de ieșire

Considerând tranzistoarele T_1 și T_7 identice, rezultă:

$$I_O = \frac{|V_{BE1}| - |V_{BE7}|}{R_1} = \frac{V_{th}}{R_1} \ln(n) \quad (4.59)$$

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

$$I_O = \frac{V_{th}}{R_1} \ln \left[n \frac{1 + \lambda(V_1 - V_{BE1} - V_{GS2})}{1 + \lambda V_{GS5}} \right] \quad (4.60)$$

$$S_{I_O}^{V_1} \cong \frac{\lambda V_1}{\ln(n)} \quad (4.61)$$

c. Dependența de temperatură a curentului de ieșire

$$I_O(T) = \alpha \cdot T \quad (4.62)$$

4.1.4. Surse de curent cu dependență redusă de temperatură

Majoritatea surselor de curent descrise anterior prezintă o dependență importantă de temperatură, aproximativ liniară (pozitivă sau negativă). Insumarea a două tensiuni cu dependențe de temperatură complementare, astfel ponderate încât să se compenseze reciproc permite obținerea unui curent de ieșire cu un coeficient termic de valoare mult mai redusă. O serie de circuite cu dependență redusă de temperatură vor fi studiate în capitolul destinat referințelor de tensiune, principiul de bază al surselor de curent fiind similar.

4.1.4.1. Dependența de temperatură a tensiunii bază-emitor

Realizarea unor surse de curent cu dependență redusă de temperatură de tip bandgap se bazează pe compensarea dependenței negative de temperatură a tensiunii bază-emitor printr-o tensiune de tip PTAT (Proportional To Absolute Temperature). Problema fundamentală pentru studiul comportamentului termic al acestei clase de circuite este, deci, analiza dependenței de temperatură a V_{BE} .

Joncțiunea bază-emitor a unui tranzistor bipolar polarizată direct reprezintă sursa de tensiune uzuală pentru obținerea unui coeficient de temperatură negativ. Pentru un tranzistor bipolar se cunoaște dependența logaritmică a tensiunii bază-emitor de curentul de colector:

$$V_{BE}(T) = V_{th}(T) \ln \frac{I_C(T)}{I_S(T)} \quad (4.63)$$

unde $V_{th} = kT/q$ este tensiunea termică, având valoarea de $25,9mV$ pentru temperatura $T_0 = 298K$, T este temperatura absolută, K este constanta lui Bolzman, q este sarcina electronului, iar I_S este curentul de saturație al tranzistorului, cu o dependență puternică de temperatură:

$$I_S = CT^\eta \exp\left(-\frac{E_{G0}}{V_{th}}\right) \quad (4.64)$$

Mărima E_{G0} reprezintă energia benzii interzise a siliciului, extrapolată la temperatura zero absolut ($0K$), având valoarea $E_{G0} = 1,205V$, iar η este un parametru constant care caracterizează dependența de temperatură a mobilității siliciului. Într-o analiză de ordin I, energia benzii interzise se va presupune constantă față de variația temperaturii. Înlocuind (4.64) în (4.63) se obține:

$$V_{BE}(T) = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_C(T)}{CT^\eta} + E_{G0} \quad (4.65)$$

Particularizând expresia anterioară a dependenței de temperatură a tensiunii bază-emitor pentru $T = T_0$, rezultă:

$$V_{BE}(T_0) = \frac{kT_0}{q} \ln \frac{I_C(T_0)}{CT_0^\eta} + E_{G0} \quad (4.66)$$

Pentru eliminarea constantei C din expresia (4.65) și exprimarea $V_{BE}(T)$ în funcție de $V_{BE}(T_0)$ se înmulțește (4.66) cu T/T_0 și se scade din (4.65), obținându-se:

$$V_{BE}(T) = \frac{kT}{q} \ln \left[\frac{I_C(T)}{I_C(T_0)} \right] + \eta \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{T_0}{T} \right) + \frac{T}{T_0} V_{BE}(T_0) + E_{G0} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) \quad (4.67)$$

Dependența de temperatură a tensiunii bază-emitor are o formă relativ complexă, fiind funcție de tipul de polarizare a tranzistorului bipolar ($I_C(T)$). Considerând o dependență de temperatură uzuală a curentului de colector, $I_C(T) = \alpha \cdot T^\alpha$, α fiind un parametru constant față de variațiile temperaturii, se obține:

$$V_{BE}(T) = E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (\alpha - \eta) \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{T}{T_0} \right) \quad (4.68)$$

Primul termen al relației (4.68) este constant față de variația temperaturii, al doilea termen prezintă o scădere liniară cu temperatura care va fi compensată prin însumarea cu $V_{BE}(T)$ a termenului de tip $PTAT$. Ultimul termen, având o dependență logaritmică de T , va constitui principala cauză a dependenței de temperatură pentru curentul de ieșire al sursei de curent după corecția de ordin I a caracteristicii.

4.1.4.2. Sursă de curent cu autopolarizare și dependență redusă de temperatură

Circuitul sursei de curent este prezentat în Figura 4.14.

a. Curentul de ieșire și dependența de temperatură a acestuia

Deoarece:

$$V_{GS2} = V_T + \sqrt{\frac{2I_2}{\mu_n C_{ox} n(W/L)}} = V_T + \sqrt{\frac{2I_3}{\mu_n C_{ox} (W/L)}} = V_{GS3} \quad (4.69)$$

considerând tranzistoarele T_1 și T_7 identice, tensiunea la bornele rezistenței R_2 va avea o expresie de tip $PTAT$:

$$V_{R2} = R_2 \frac{V_{BE1} - V_{BE7}}{R_1} = V_{PTAT} = \frac{R_2}{R_1} V_{th} \ln(n) \quad (4.70)$$

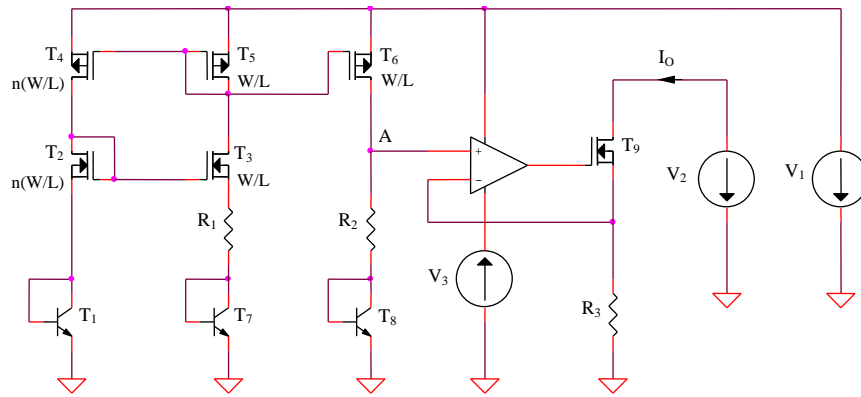


Figura 4.14: Sursă de curent cu autopolarizare și dependență redusă de temperatură

Condiția de anulare a termenului liniar dependent de temperatură al tensiunii bandgap $V_A = V_{PTAT} + V_{BE8}(T)$ (cea mai importantă componentă a dependenței de temperatură a curentului de ieșire) este, deci:

$$\frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} + \frac{R_2}{R_1} \frac{k}{q} \ln(n) = 0 \quad (4.71)$$

rezultând expresia tensiunii de referință V_A :

$$V_A(T) = E_{G0} + (\alpha - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (4.72)$$

Tranzistorul T_8 fiind polarizat la un curent de tip $PTAT$, constanta α va avea valoarea 1 . Curentul de ieșire al sursei din Figura 4.14 va avea, deci, următoarea dependență de temperatură:

$$I_O(T) = \frac{I}{R_3} \left[E_{G0} + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \right] \quad (4.73)$$

Observație:

Nerespectarea prin proiectare a condiției (4.71) 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 (4.71) devine inegalitate în unul din sensurile posibile.

4.2. Simularea surselor de curent bipolare și CMOS

4.2.1. Surse de curent elementare

4.2.1.1. Oglinda de curent bipolară

Se consideră oglinda de curent realizată în tehnologie bipolară din Figura 4.1. Rezistența R_1 are valoarea $10k\Omega$, tranzistoarele T_1 și T_2 sunt de tipul $Q2N2222$, V_1 și V_2 sunt surse de tensiune continuă de $9V$.

Rezistența de ieșire și tensiunea minimă de ieșire

a. Se realizează o analiză DC de variabilă tensiunea de ieșire V_2 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și $9V$, cu un pas de $0,1V$. Se vizualizează dependența curentului de ieșire I_O de tensiunea V_2 , determinându-se tensiunea minimă de ieșire a oglinzii de curent.

Panta caracteristicii pentru $V_2 > V_{2min}$ furnizează informații asupra rezistenței de ieșire a sursei de curent. Se va determina valoarea R_O , comparându-se cu valoarea determinată teoretic, corelată cu tensiunea Early din modelul asociat implicit tranzistorului utilizat.

b. Pentru a se evidenția dependența rezistenței de ieșire de tensiunea Early se completează analiza DC anterioară cu o analiză parametrică de variabilă tensiunea Early V_{Af} a tranzistorului bipolar; se consideră o variație a acesteia cuprinsă între $50V$ și $100V$, cu un pas de $10V$ și se determină cele 6 valori ale rezistenței de ieșire, corelându-se cu valorile teoretice corespunzătoare.

Sensibilitatea curentului de ieșire față de variația tensiunii de alimentare și tensiunea minimă de alimentare
c. Se realizează o analiză *DC* de variabilă tensiunea de alimentare V_1 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și $9V$, cu un pas de $0,1V$. Se vizualizează dependența curentului de ieșire I_O de tensiunea V_1 , determinându-se tensiunea minimă de alimentare.

Se determină conform definiției sensibilitatea curentului de ieșire față de variația tensiunii de alimentare analizându-se panta caracteristicii anterioare.

4.2.1.2. Oglinda de curent CMOS

Se consideră oglinda de curent realizată în tehnologie bipolară din Figura 4.2. Rezistența R_1 are valoarea $10k\Omega$, tranzistoarele T_1 și T_2 sunt de tipul *IRF150*, V_1 și V_2 sunt surse de tensiune continuă de $9V$.

Rezistența de ieșire și tensiunea minimă de ieșire

a. Se realizează o analiză *DC* de variabilă tensiunea de ieșire V_2 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și $9V$, cu un pas de $0,1V$. Se vizualizează dependența curentului de ieșire I_O de tensiunea V_2 , determinându-se tensiunea minimă de ieșire a oglinzii de curent.

Panta caracteristicii pentru $V_2 > V_{2min}$ furnizează informații asupra rezistenței de ieșire a sursei de curent. Se va determina valoarea R_o , comparându-se cu valoarea determinată teoretic, corelată cu rezistența drenă-sursă din modelul asociat implicit tranzistorului utilizat.

b. Pentru a se evidenția dependența rezistenței de ieșire de rezistența drenă-sursă se completează analiza *DC* anterioară cu o analiză parametrică de variabilă R_{ds} a tranzistorului MOS; se consideră o variație a acesteia cuprinsă între $50k\Omega$ și $100k\Omega$, cu un pas de $10k\Omega$ și se determină cele 6 valori ale rezistenței de ieșire, corelându-se cu valorile teoretice corespunzătoare.

Sensibilitatea curentului de ieșire față de variația tensiunii de alimentare și tensiunea minimă de alimentare

c. Se realizează o analiză *DC* de variabilă tensiunea de alimentare V_1 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și $9V$, cu un pas de $0,1V$. Se vizualizează dependența curentului de ieșire I_O de tensiunea V_1 , determinându-se tensiunea minimă de alimentare.

Se determină conform definiției sensibilitatea curentului de ieșire față de variația tensiunii de alimentare analizându-se panta caracteristicii anterioare.

4.2.1.3. Oglinda de curent bipolară cu rezistențe în emitor

Se consideră sursa de curent bipolară din Figura 4.3, având suplimentar $R_3 = R_4 = 1k\Omega$.

Se repetă analizele de la paragraful 4.2.1.1. și se determină creșterea rezistenței de ieșire a sursei de curent din Figura 4.3 față de oglinda elementară, dependență mai redusă a rezistenței de ieșire de tensiunea V_1 , precum și creșterea tensiunii minime de ieșire.

4.2.1.4. Oglinda de curent CMOS cu rezistențe în sursă

Se consideră sursa de curent CMOS din Figura 4.4, având suplimentar $R_3 = R_4 = 1k\Omega$.

Se repetă analizele de la paragraful 4.2.1.2. și se determină creșterea rezistenței de ieșire a sursei de curent din Figura 4.4 față de oglinda elementară, dependență mai redusă a rezistenței de ieșire de R_{ds} , precum și creșterea tensiunii minime de ieșire.

4.2.1.5. Sursă de curent cu diodă Zener

Se consideră sursa de curent din Figura 4.7, cu tranzistoarele $T_1 - T_3$ de tipul *Q2N2222*, diodele D_1 de tipul *DIN750*, D_2 și D_3 de tipul *DIN4148*, $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $V_1 = V_2 = 15V$.

Se repetă analiza de la paragraful 4.2.1.1 a. și c., extinzându-se domeniile de variație ale tensiunilor V_1 și V_2 până la $15V$ pentru a permite funcționarea diodei D_1 în zona de străpungere a caracteristicii.

4.2.2. Surse de curent cascod

4.2.2.1. Oglindă de curent cascod CMOS

Se consideră oglinda de curent cascod realizată în tehnologie CMOS din Figura 4.8. Rezistența R_I are valoarea $1k\Omega$, toate tranzistoarele sunt de tipul *IRF150*, V_1 și V_2 sunt surse de tensiune continuă de $9V$.

Rezistența de ieșire și tensiunea minimă de ieșire

a. Se realizează o analiză *DC* de variabilă tensiunea de ieșire V_2 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și $9V$, cu un pas de $0,1V$. Se vizualizează dependența curentului de ieșire I_O de tensiunea V_2 , determinându-se tensiunea minimă de ieșire și valoarea rezistenței de ieșire ale sursei de curent cascod.

b. Pentru a se evidenția dependența rezistenței de ieșire a oglinzii de curent cascod de rezistența r_{ds} a tranzistoarelor MOS se completează analiza *DC* anterioară cu o analiză parametrică de variabilă rezistența r_{ds} a tranzistorului MOS; se consideră o variație a acesteia cuprinsă între $50k\Omega$ și $100k\Omega$, cu un pas de $10k\Omega$.

Sensibilitatea curentului de ieșire față de variația tensiunii de alimentare și tensiunea minimă de alimentare

c. Se realizează o analiză *DC* de variabilă tensiunea de alimentare V_1 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și $9V$, cu un pas de $0,1V$. Se vizualizează dependența curentului de ieșire I_O de tensiunea V_1 , determinându-se tensiunea minimă de alimentare.

Se determină conform definiției sensibilitatea curentului de ieșire față de variația tensiunii de alimentare analizându-se panta caracteristicii anterioare.

4.2.3. Surse de curent cu autopolarizare

4.2.3.1. Sursa de curent cu autopolarizare utilizând V_{BE} ca referință

Se consideră sursa de curent din Figura 4.9. Toate tranzistoarele *nnp* sunt de tipul *Q2N2222*, cele *npn* fiind de tipul *Q2N2907A*, rezistența R_I are valoarea $1k\Omega$, iar V_1 este o tensiune continuă de $9V$.

a. Pentru determinarea sensibilității curentului de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare se realizează o analiză *DC* de variabilă tensiunea V_1 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și $9V$, cu un pas de $0,1V$. Se vizualizează dependența curentului I_O de tensiunea V_1 și se determină $S_{I_O}^{V_{CC}}$ analizându-se panta caracteristicii anterioare. Se remarcă creșterea tensiunii minime de alimentare ca o consecință a autopolarizării.

b. Se completează analiza anterioară cu o analiză parametrică de variabilă tensiunea Early a tranzistoarelor *npn*, al cărei domeniu de variație se alege cuprins între $30V$ și $100V$, cu un pas de $10V$. Se vizualizează dependența curentului I_O de tensiunea de alimentare, remarcându-se obținerea unei dependențe reduse a curentului de ieșire de tensiunea de alimentare, chiar pentru valori reduse ale tensiunii V_A .

4.2.3.2. Sursa de curent îmbunătățită cu autopolarizare utilizând V_{BE} ca referință

Se consideră sursa de curent din Figura 4.10. Toate tranzistoarele sunt de tipul *Q2N2222*, cele *npn* fiind de tipul *Q2N2907A*, rezistența R_I are valoarea $1k\Omega$, iar V_1 este o tensiune continuă de $9V$.

a. Se realizează o analiză *DC* de variabilă tensiunea V_1 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și $9V$, cu un pas de $0,1V$. Se vizualizează dependența curentului I_O de tensiunea V_1 și se determină $S_{I_O}^{V_{CC}}$ analizându-se panta caracteristicii anterioare. Se remarcă creșterea suplimentară a tensiunii minime de alimentare ca o consecință a autopolarizării, compensată însă de reducerea dependenței curentului de ieșire de tensiunea de alimentare.

b. Se completează analiza anterioară cu o analiză parametrică de variabilă tensiunea Early a tranzistoarelor *npn*, al cărei domeniu de variație se alege cuprins între $30V$ și $100V$, cu un pas de $10V$. Se vizualizează dependența curentului I_O de tensiunea de alimentare.

4.2.3.3. Sursă de curent cu diodă Zener cu autopolarizare

Se consideră sursa de curent din Figura 4.11, cu tranzistoarele $T_1 - T_3$ de tipul *Q2N2222*, $T_4 - T_5$ de tipul *Q2N2907A*, diodele D_1 și D_4 de tipul *DIN750*, D_2 , D_3 și $D_5 - D_7$ - de tipul *DIN4148*, $R_1 = 10k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $V_1 = V_2 = 15V$.

Se realizează o analiză *DC* de variabilă tensiunea de alimentare V_1 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și $15V$ cu un pas de $0,1V$. Pe baza caracteristicii obținute, se determină tensiunea minimă de alimentare și sensibilitatea curentului de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare.

4.2.3.4. Sursa de curent cu autopolarizare și dependență negativă de temperatură

Se consideră sursa de curent din Figura 4.12. T_1 este de tipul $Q2N2907A$, T_2 și T_3 - $IRF150$, $T_4 - T_6$ - $IRF9140$, $R_1 = R_2 = 1k\Omega$ și $V_1 = 15V$.

a. Se realizează o analiză DC de variabilă tensiunea V_1 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și $15V$, cu un pas de $0,1V$. Se vizualizează dependența curentului I_O de tensiunea V_1 și se determină $S_{I_O}^{V_1}$ analizându-se panta caracteristicii anterioare. Se remarcă creșterea tensiunii minime de alimentare ca o consecință a autopolarizării, compensată însă de reducerea dependenței curentului de ieșire de tensiunea de alimentare.

b. Se completează analiza anterioară cu o analiză parametrică de variabilă rezistența drenă-sursă a tranzistoarelor $PMOS$ al cărei domeniu de variație se alege cuprins între $50k\Omega$ și $100k\Omega$, cu un pas de $10k\Omega$. Se vizualizează dependența curentului I_O de tensiunea de alimentare și se determină cele 6 valori ale sensibilității.

c. Se realizează o analiză DC de variabilă temperatura pentru intervalul $0 < t < 100^\circ C$ și se observă dependența liniară negativă de temperatură a curentului de ieșire, similară celei a tensiunii bază-emitor.

4.2.4. Surse de curent cu dependență redusă de temperatură

4.2.4.1. Sursă de curent $PTAT$ cu autopolarizare

Se consideră sursa de curent din Figura 4.13. T_1 și T_7 sunt de tipul $Q2N2907A$, T_2 și T_3 - $IRF150$, $T_4 - T_6$ - $IRF9140$, $n = 10$, $R_1 = R_2 = 1k\Omega$ și $V_1 = 15V$.

a. Se repetă analiza de la paragraful 4.2.3.4., punctul c., remarcându-se dependența liniară crescătoare cu temperatura a curentului de ieșire.

b. Se va vizualiza dependența de temperatură a diferenței $V_A - V_B$ pentru două cazuri:

- T_2 și T_4 având factori de aspect egali, de valoare $n(W/L)$;
- T_2 având factorul de aspect W/L , iar $T_4 - n(W/L)$.

4.2.4.2. Sursă de curent cu autopolarizare și dependență redusă de temperatură

Se consideră sursa de curent din Figura 4.14. Tranzistoarele T_1 , T_7 și T_8 sunt de tipul $Q2N2222$, T_2 , T_3 și T_9 - $IRF150$, $T_4 - T_6$ - $IRF9140$, $n = 10$, $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 6,29k\Omega$, $V_1 = 9V$.

Datorită limitării programului $SPICE$ la o complexitate relativ redusă a circuitelor simulate, se va analiza doar partea din stânga a schemei din Figura 4.14, exceptând amplificatorul operațional, tranzistorul T_9 și rezistența R_3 . Curentul de ieșire al sursei de curent va depinde liniar de potențialul în punctul A , $I_{C_9} = V_A / R_3$, deci va avea aceeași dependență de temperatură cu V_A .

Se realizează o analiză DC de variabilă temperatura, pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și $100^\circ C$.

a. Se vizualizează curentul prin rezistența R_2 , remarcându-se dependența de tip $PTAT$ a acestuia.

b. Se determină dependența de temperatură a tensiunii bază-emitor pentru tranzistorul T_8 (aproximativ liniar negativ dependentă de temperatură).

c. Se vizualizează dependența de temperatură a tensiunii în punctul A pentru valorile rezistențelor menționate mai sus.

d. Se modifică rezistența R_2 la valoarea $5k\Omega$ și se determină noua dependență de temperatură a tensiunii în punctul A .

e. Se repetă punctul e. pentru $R_2 = 15k\Omega$.

4.3. Intre bări

1. Ce efect are introducerea celor două rezistoare în emitoarele/sursele tranzistoarelor oglindilor de curent bipolare/CMOS?
2. Ce ordin de mărime au curenții obținuți prin utilizarea surselor de curent de tip Widlar?
3. Deduceți expresia (4.24) a $S_{V_O}^{V_I}$ pentru sursele de curent din Figura 4.5.
4. Care este tensiunea minimă de alimentare a circuitului din Figura 4.6?
5. Deduceți expresia (4.29) a $S_{V_O}^{V_I}$ pentru sursa de curent din Figura 4.6.
6. Deduceți expresia (4.33) a $S_{V_O}^{V_I}$ pentru sursa de curent din Figura 4.7.
7. Ce limitări majore prezintă sursele de curent de tip cascod?
8. Ce avantaje importante au sursele de curent de tip cascod?
9. Indicați o metodă de reducere a tensiunii minime de ieșire pentru sursele de curent cascod implementate în tehnologie CMOS.
10. Ce diferență există între autopolarizarea simplă și autopolarizarea cascod?
11. Ce dezavantaje prezintă autopolarizarea cascod și în ce tip de aplicații nu pot fi utilizate sursele de curent cu acest tip de autopolarizare?
12. Deduceți expresia (4.43) a $S_{V_O}^{V_I}$ pentru sursa de curent din Figura 4.9.
13. Explicați pe scurt funcționarea circuitului de pompare al sursei de curent din Figura 4.11.
14. Deduceți expresiile (4.51) și (4.57) ale $S_{V_O}^{V_I}$ pentru sursele de curent din Figurile 4.11 și 4.12.
15. Cum va fi coeficientul de temperatură al tensiunii de referință a circuitului din Figura 14 pentru R_2 de valoare redusă? Dar pentru R_2 de valoare mare?

CAPITOLUL V

Referințe de tensiune bipolare și CMOS

5.1. Introducere teoretică

O referință de tensiune este un circuit care produce o tensiune cu dependență redusă de tensiune de alimentare, temperatură și curent de sarcină. Scăderea dependenței de tensiunea de alimentare se realizează prin autopolarizarea sursei de tensiune elementare, metoda uzuală fiind utilizarea unei oglinzi de curent complementare nucleu lui 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.

Parametrii fundamentali ai referințelor de tensiune

- Coeficientul de variație cu temperatura reprezintă variația tensiunii de referință raportată la variația temperaturii. Unitatea de măsură: $ppm/^{\circ}K$; poate fi îmbunătățit prin tehnici de corecție a caracteristicii și prin circuite de stabilizare termică;
- Sensibilitatea tensiunii de referință față de variațiile tensiunii de alimentare reprezintă eroarea relativă datorată modificării tensiunii de alimentare a referinței de tensiune. Este o mărime adimensională și se poate îmbunătăți prin autopolarizarea simplă sau cascod a circuitului;
- Rezistența de ieșire se definește ca raportul dintre variația relativă a tensiunii de ieșire și variația relativă a curentului de ieșire. Unitatea de măsură: Ω .

5.1.1. Dependența de temperatură și de tensiunea de alimentare a referințelor de tensiune

În funcție de tipul caracteristicii de temperatură a referințelor de tensiune se pot defini următoarele clase importante:

- Referințe de tensiune fără corecția caracteristicii de temperatură;
- Referințe de tensiune cu corecție de ordin I (liniare) a caracteristicii de temperatură;
- Referințe de tensiune cu corecție de ordin superior a caracteristicii de temperatură;

Considerând drept criteriu sensibilitatea tensiunii de referință față de variațiile tensiunii de alimentare, referințele de tensiune se pot clasifica astfel:

- Referințe de tensiune polarizate direct de la sursa de alimentare
- Referințe de tensiune cu autopolarizare simplă
- Referințe de tensiune cu autopolarizare cascod

Circuite fără compensarea caracteristicii de temperatură

Aceste circuite prezintă un coeficient de temperatură de valoare ridicată, de valoare negativă (*CTAT* - *Complementary To Absolute Temperature*) sau pozitivă (*PTAT* - *Proportional To Absolute Temperature*).

5.1.1.1. Obținerea unei tensiuni *CTAT*

Variantele uzuale de implementare a unei referințe de tensiune de tip *CTAT* sunt:

- Joncțiunea bază-emitor polarizată direct - prezintă o dependență aproximativ liniar negativă de temperatură, liniaritatea fiind afectată de prezența unui termen de eroare cu o dependență logaritmică de temperatură (relația (5.2));
- Dioda Zener - prezintă o dependență de temperatură pozitivă sau negativă, în funcție de mecanismul care stă la bază procesului de stabilizare;
- Extractorul de tensiune de prag - tensiunea de prag a tranzistorului MOS are o dependență de temperatură aproximativ liniară și negativă;

- Tensiunea grilă-sursă a unui tranzistor MOS funcționând în inversie slabă.

a. Joncțiunea bază-emitor

Se consideră circuitul din Figura 5.1.

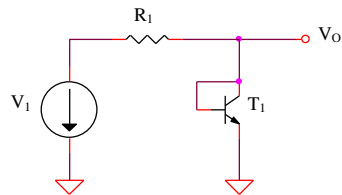


Figura 5.1: Joncțiunea bază-emitor

Expresia tensiunii de ieșire

$$V_O = V_{BE1} \quad (5.1)$$

Dependența de temperatură a tensiunii de ieșire

Pentru o polarizare a tranzistorului bipolar la un curent de colector de tip $PTAT^\alpha$, se obține (a se vedea demonstrația din capitolul anterior, relațiile (4.63)-(4.68)):

$$V_O(T) = V_{BE1}(T) = E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (\alpha - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (5.2)$$

Sensibilitatea tensiunii de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare

$$V_O = V_{th} \ln \frac{V_I - V_{BE}}{R_1 I_S} \quad (5.3)$$

$$S_{V_O}^{V_I} = \frac{V_{th}}{V_{BE}} \cong 4\% \quad (5.4)$$

b. Dioda Zener

Se consideră circuitul din Figura 5.2.

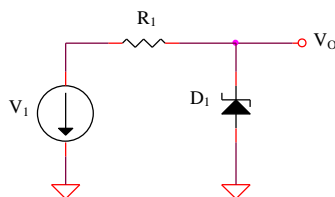


Figura 5.2: Dioda Zener

Expresia tensiunii de ieșire

$$V_O = V_Z \quad (5.5)$$

Dependența de temperatură a tensiunii de ieșire

$$V_O = V_{Z0} + a(T - T_0), \quad a < 0 \quad (5.6)$$

Sensibilitatea tensiunii de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare

$$V_O = V_{Z0} + r_Z \frac{V_I - V_{Z0}}{R_I} \quad (5.7)$$

$$S_{V_O}^{V_I} = \frac{r_Z}{R_I} \frac{V_I}{V_{Z0}} \quad (5.8)$$

c. Generator CTAT utilizând un extractor V_T - varianta I

Se consideră circuitul din Figura 5.3.

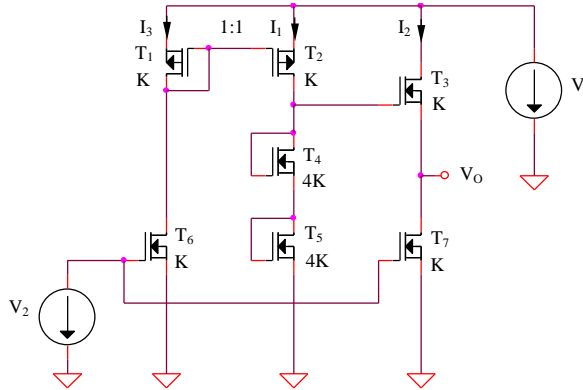


Figura 5.3: Generator CTAT utilizând un extractor V_T - varianta I

Expresia tensiunii de ieșire

Neglijând efectul de modulare a lungimii canalului se obține $I_1 = I_2 = I_3 = I$, deci:

$$V_O = 2V_{GS4} - V_{GS3} = 2 \left(V_T + \sqrt{\frac{2I}{4K}} \right) - \left(V_T + \sqrt{\frac{2I}{K}} \right) = V_T \quad (5.9)$$

Dependența de temperatură a tensiunii de ieșire

Tensiunea de prag a dispozitivelor MOS are o variație cu temperatura liniară și negativă:

$$V_O = V_T = V_{T0} + a(T - T_0), \quad a < 0 \quad (5.10)$$

d. Generator CTAT utilizând un extractor V_T - varianta a II-a

Se consideră circuitul din Figura 5.4.

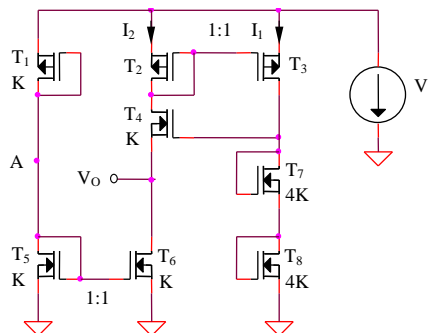


Figura 5.4: Generator CTAT utilizând un extractor V_T - varianta a II-a

Expresia tensiunii de ieșire

Similar circuitului anterior, se obține:

$$V_O = 2V_{GS7} - V_{GS4} = V_T \quad (5.11)$$

Dependența de temperatură a tensiunii de ieșire

$$V_O = V_T = V_{T0} + a(T - T_0), \quad a < 0 \quad (5.12)$$

5.1.1.2. Obținerea unei tensiuni PTAT

Metodele de obținere a unei tensiuni de tip PTAT sunt:

- Utilizarea unei diode Zener cu coeficient de temperatură pozitiv;
- Considerarea diferenței a două tensiuni bază-emitor pentru tranzistoare bipolare funcționând la densități de curent diferite;
- Considerarea diferenței a două tensiuni grilă-sursă pentru tranzistoare MOS funcționând în inversie slabă;
- Utilizarea unui bloc OVF (Offset Voltage Follower), prezentând avantajul înlocuirii necesității unei împerecheri riguroase a două rezistențe cu necesitatea realizării unui factor de transfer de valoare precisă al unei oglinzi de curent CMOS.

a. Dioda Zener

Analiza teoretică este identică cu cea de la paragraful 5.1.1.1b, singura diferență fiind valoarea pozitivă a constantei a .

b. Generator PTAT cu autopolarizare

Se consideră circuitul din Figura 5.5.

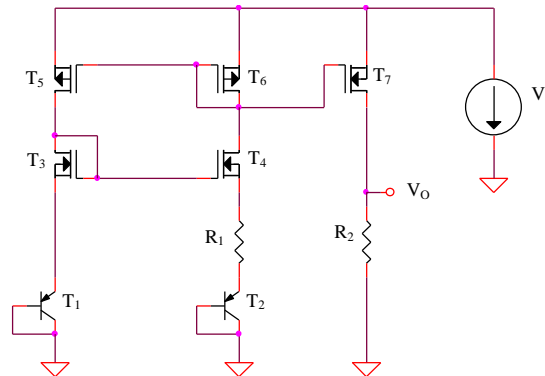


Figura 5.5: Generator PTAT cu autopolarizare

Expresia tensiunii de ieșire

Pentru o funcționare în regim activ normal a tranzistoarelor bipolare și în saturație a tranzistoarelor MOS, considerând $(W/L)_3 = (W/L)_5$, $(W/L)_4 = (W/L)_6$, rezultă $V_{GS3} = V_{GS4}$. T_1 și T_2 fiind identice, expresia tensiunii de ieșire este:

$$V_O = \frac{R_2}{R_1} \frac{|V_{BE1}| - |V_{BE2}|}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} V_{th} \ln \left[\frac{(W/L)_5}{(W/L)_6} \right] \quad (5.13)$$

Dependența de temperatură a tensiunii de ieșire

$$V_O = ct.T \quad (5.14)$$

Sensibilitatea tensiunii de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare

Considerarea efectului de modulare a lungimii canalului pentru tranzistoarele T_5 și T_6 conduce la obținerea următoarei relații mai exacte a tensiunii de ieșire:

$$V_O = \frac{R_2}{R_1} V_{th} \ln \left[\frac{(W/L)_5}{(W/L)_6} \frac{1 + \lambda(V_1 - V_{GS3} - |V_{BE1}|)}{1 + \lambda V_{GS6}} \right] \quad (5.15)$$

$$S_{V_O}^{V_I} \cong \frac{\lambda V_I}{\ln \left[\frac{(W/L)_5}{(W/L)_6} \right]} \quad (5.16)$$

S-a neglijat efectul de modulare a lungimii canalului pentru tranzistoarele T_3 și T_4 , deci s-a considerat valabilă relația $V_{GS_3} = V_{GS_4}$.

e. Generator PTAT utilizând un amplificator diferențial cu dezechilibru controlat

Se consideră circuitul din Figura 5.6, tranzistoarele T_1 și T_2 fiind identice.

Expresia tensiunii de ieșire

Potențialele celor două intrări ale amplificatorului operațional fiind egale, se obține:

$$V_O = \left(1 + \frac{R_3 + R_5}{R_4} \right) V_{th} \ln \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (5.17)$$

Dependența de temperatură a tensiunii de ieșire

$$V_O = ct \cdot T \quad (5.18)$$

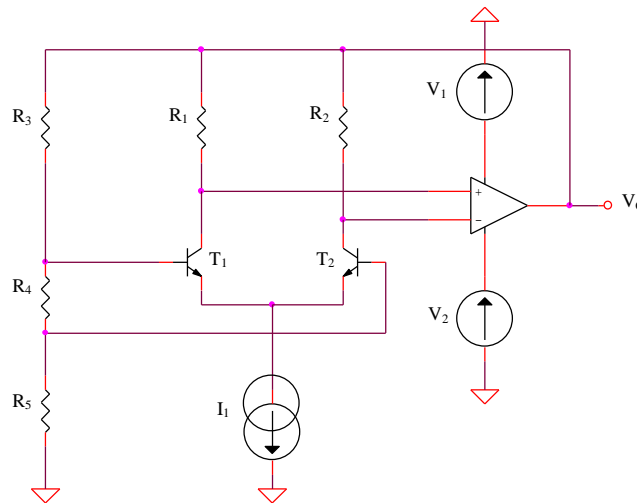


Figura 5.6: Generator PTAT utilizând un amplificator diferențial cu dezechilibru controlat

Circuite cu corecția de ordin I a caracteristicii de temperatură – referința de tensiune bandgap

5.1.1.3. Referință de tensiune bandgap elementară

Există multiple implementări ale referinței de tensiune bandgap elementare, o variantă cu autopolarizare fiind prezentată în Figura 5.7.

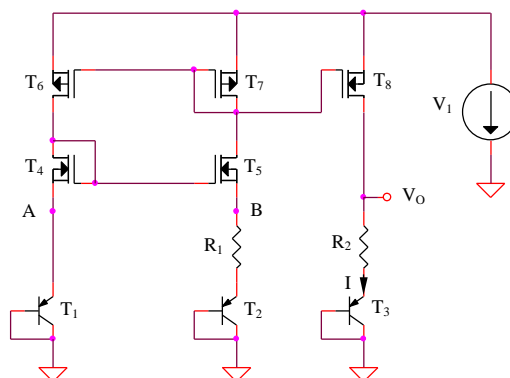


Figura 5.7: Referință de tensiune bandgap elementară

Expresia tensiunii de ieșire și dependența sa de temperatură

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:

$$\frac{(W/L)_4}{(W/L)_5} = \frac{(W/L)_6}{(W/L)_7} \quad (5.19)$$

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.

În analiza teoretică de mai jos se va studia prima posibilitate de proiectare, considerându-se respectată relația (5.19). Expresia tensiunii de ieșire a referinței de tensiune bandgap este:

$$V_O(T) = V_{BE3}(T) + \frac{R_2}{R_1} V_{th} \ln \left[\frac{(W/L)_6}{(W/L)_7} \right] \quad (5.20)$$

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

$$V_{BE}(T) = E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (\alpha - \eta) \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{T}{T_0} \right) \quad (5.21)$$

condiția de anulare a termenului liniar dependent de temperatură din expresia (5.34) este:

$$V_{BE}(T_0) - E_{G0} + \frac{R_2}{R_1} V_{th0} \ln \left[\frac{(W/L)_6}{(W/L)_7} \right] = 0 \quad (5.22)$$

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

$$V_O(T) = E_{G0} + (\alpha - \eta) \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{T}{T_0} \right) \quad (5.23)$$

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

$$V_O(T) = E_{G0} + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{T}{T_0} \right) \quad (5.24)$$

5.1.1.4. Referință de tensiune bandgap utilizând un AO – varianta I

Se consideră circuitul din Figura 5.8, tranzistoarele T_1 și T_2 fiind identice.

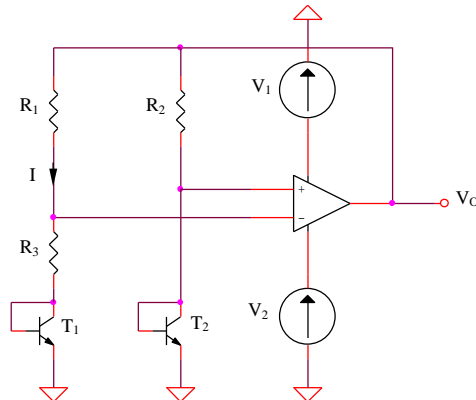


Figura 5.8: Referință de tensiune bandgap utilizând un AO – varianta I

Expresia tensiunii de ieșire și dependența sa de temperatură

$$V_O(T) = V_{BE_2}(T) + \frac{R_1}{R_3} V_{th} \ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right) \quad (5.25)$$

Considerând dependența de temperatură (5.2) a tensiunii bază-emitor și impunând condiția de anulare a termenului linear dependent de temperatură din expresia acestuia (similar relației (5.22)), se obține aceeași dependență logaritmică de temperatură a tensiunii de ieșire, exprimată prin (5.24) (deoarece tranzistoarele lucrează la un curent de colector de tip $PTAT$, $\alpha = 1$).

5.1.1.5. Referință de tensiune bandgap utilizând un AO – varianta a II-a

Se consideră circuitul din Figura 5.9, având tranzistoarele T_1 și T_2 identice.

Expresia tensiunii de ieșire și dependența sa de temperatură

$$V_O(T) = V_{BE_3}(T) + \left(1 + \frac{R_3 + R_5}{R_4}\right) V_{th} \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \quad (5.26)$$

Condiția de corecție de ordin I a caracteristicii de temperatură a referinței de tensiune ($\alpha = 1$) implică o tensiune de ieșire exprimată prin relația (5.24).

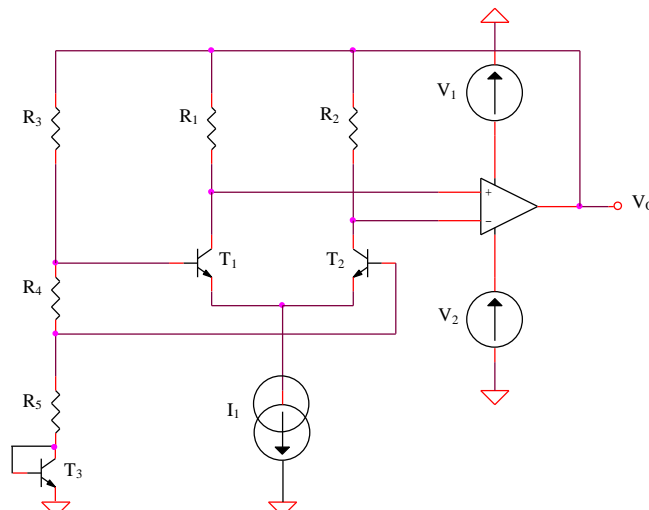


Figura 5.9: Referință de tensiune bandgap utilizând un AO – varianta a II-a

5.1.1.6. Referință de tensiune bandgap cu tensiune de ieșire ajustabilă utilizând un AO

Se consideră circuitul din Figura 5.10, având tranzistoarele T_1 și T_2 identice.

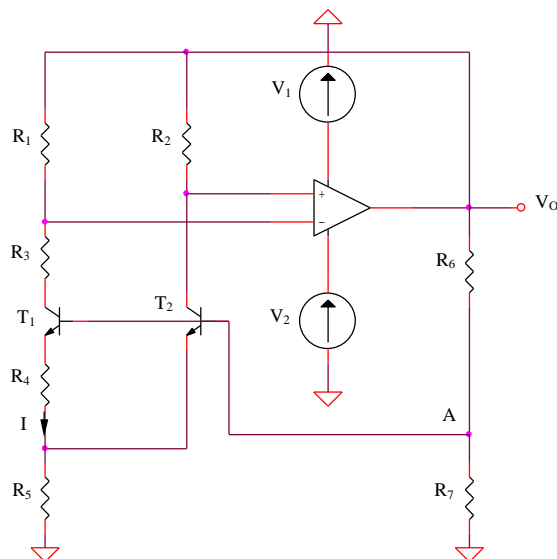


Figura 5.10: Referință de tensiune bandgap cu tensiune de ieșire ajustabilă utilizând un AO

Expresia tensiunii de ieșire și dependența sa de temperatură

Neglijând curenții de bază, se obține:

$$V_O(T) = \left(1 + \frac{R_6}{R_7}\right) \left[V_{BE2}(T) + \frac{R_5}{R_4} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{th} \ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right) \right] \quad (5.27)$$

Corecția de ordin I a caracteristicii ($\alpha = 1$) implică:

$$V_O(T) = \left(1 + \frac{R_6}{R_7}\right) \left[E_{G0} + (1 - \eta) V_{th} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \right] \quad (5.28)$$

deci o tensiune de ieșire ajustabilă prin reglarea raportului de rezistențe R_6 / R_7 .

5.1.1.7. Referință de tensiune cu diodă Zener

Se consideră circuitul din Figura 5.11.

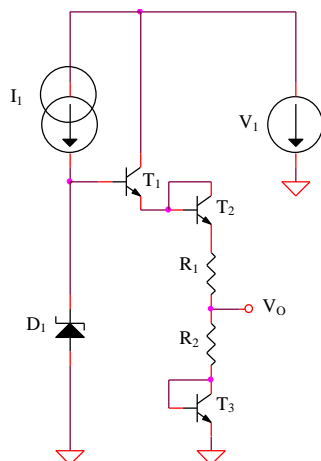


Figura 5.11: Referință de tensiune cu diodă Zener

Expresia tensiunii de ieșire și dependența sa de temperatură

$$V_O(T) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left[V_Z(T) + V_{BE}(T) \left(\frac{R_1}{R_2} - 2 \right) \right] \quad (5.29)$$

Considerând o dependență liniară de temperatură a tensiunii de stabilizare a diodei Zener, este posibilă alegerea raportului R_1/R_2 pentru anularea termenului liniar dependent de temperatură al $V_{BE}(T)$.

Observație: Pentru o diodă Zener cu coeficient de temperatură pozitiv, este necesar ca $R_1 > 2R_2$, în timp ce pentru diode Zener cu coeficient de temperatură negativ, inegalitatea se inversează.

5.1.1.8. Referință de tensiune bandgap cu funcționare în curent

Se consideră circuitul din Figura 5.12, cu $R_3 = R_4$.

Expresia tensiunii de ieșire și dependența sa de temperatură

Referindu-ne la posibilitățile de proiectare enunțate în paragraful 5.1.1.3, se alege pentru circuitul din Figura 5.12 varianta a doua, deci $I_{S2} > I_{S1}$. În acest caz, neglijând efectul de modulare a lungimii canalului, expresia tensiunii de ieșire a referinței de tensiune devine:

$$V_O(T) = (I_1 + I_4)R_2 \quad (5.30)$$

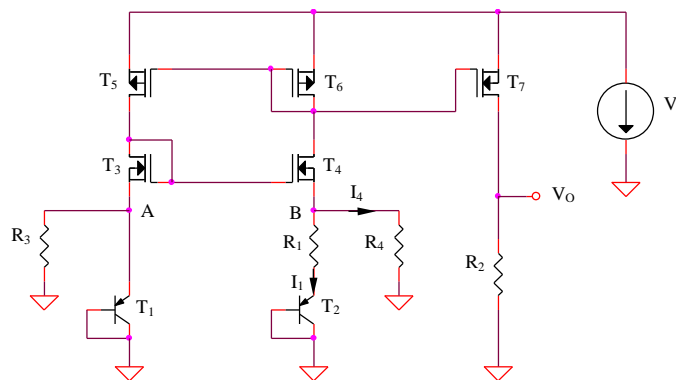


Figura 5.12: Referință de tensiune bandgap cu funcționare în curent

$$V_O(T) = \frac{R_2}{R_1} V_{th} \ln \left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \right) + \frac{R_2}{R_4} V_{BE1}(T) \quad (5.31)$$

deci va rezulta o dependență de temperatură a tensiunii de referință exprimată prin relația (5.24).

5.1.2. Circuit de stabilizare termică pentru referințe de tensiune

Îmbunătățirea suplimentară a comportamentului termic al referințelor de tensiune este posibilă prin limitarea domeniului maxim de variație a temperaturii cipului. O implementare posibilă a unui circuit de stabilizare termică este prezentată în Figura 5.13.

T_4 este tranzistorul de blocare termică care controlează puterea disipată pe capsulă prin comanda etajului Darlington T_1-T_2 . Pentru o temperatură a capsulei mai mică decât temperatura de echilibru, tranzistorul T_1 este în conducție puternică, curentul prin circuit fiind limitat doar de circuitul realizat cu T_3 și elementele aferente. Pentru temperaturi mici, căderea de tensiune pe R_4 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.

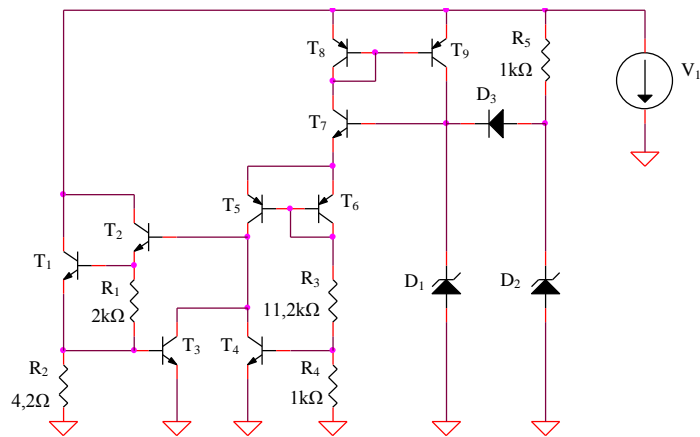


Figura 5.13: Circuit de stabilizare termică pentru referințe de tensiune

Circuitul de termostatare este format din T_4, T_6, T_7, R_3, R_4 și dioda Zener D_1 . Valorile rezistențelor R_3 și R_4 sunt astfel alese încât să rezulte pentru o temperatură a capsulei de $25^\circ C$ o tensiune la bornele rezistenței R_4 de valoare:

$$U_{R_4} = \frac{V_Z - 2V_{BE}}{R_3 + R_4} R_4 = 0,41V \quad (5.32)$$

insuficientă pentru deschiderea tranzistorului T_4 . O dată cu creșterea temperaturii, considerând că dioda Zener are un coeficient de temperatură pozitiv ($3mV/K$), iar tensiunea bază-emitor unul negativ ($-2,1mV/K$), căderea de tensiune pe rezistența R_4 va crește cu o rată:

$$\frac{1k\Omega}{1k\Omega + 11,2k\Omega} (3mV/K + 2 \times 2,1mV/K) = 0,6mV/K \quad (5.33)$$

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 $600mV$ la temperatura de $298K$, acesta va intra în conducție pentru o variație de temperatură față de $298K$ de valoare:

$$\Delta T = \frac{(600 - 410)mV}{(0,6 + 2,1)mV/K} = 70K \quad (5.34)$$

In consecință, temperatura de echilibru va fi:

$$T_{ech} = 298K + \Delta T = 368K \quad (5.35)$$

Diodele D_2, D_3 și rezistența R_5 formează circuitul de pomire, deconectat după intrarea diodei D_1 în regim de stabilizare prin blocarea diodei D_3 .

5.2. Simularea referințelor de tensiune bipolare și CMOS

5.2.1. Dependența de temperatură a referințelor de tensiune

Circuite fără compensarea caracteristicii de temperatură

5.2.1.1. Obținerea unei tensiuni CTAT

a. Joncțiunea bază-emitor

Se consideră circuitul din Figura 5.1, având $R_1 = 1k\Omega$, $V_1 = 9V$ și T_1 de tipul Q2N2222.

Se realizează o analiză DC de variabilă temperatura, pentru un domeniu de variație a acesteia cuprins între $0^\circ C$ și $100^\circ C$. Se vizualizează tensiunea de ieșire și se determină valoarea coeficientului de temperatură al acesteia.

b. Dioda Zener

Se consideră circuitul din Figura 5.2 pentru care $R_I = 1k\Omega$, $V_I = 15V$ și D_I de tipul *DIN750*.

Se realizează o analiză *DC* de variabilă temperatura, pentru un domeniu de variație a acesteia cuprins între $0^\circ C$ și $100^\circ C$. Se vizualizează tensiunea de ieșire și se determină valoarea coeficientului de temperatură al acesteia.

c. Generator CTAT utilizând un extractor V_T - varianta I

Se consideră circuitul din Figura 5.3 pentru care tranzistoarele $T_1 - T_2$ sunt de tipul *IRF9140*, $T_3 - T_7$ - *IRF150*, T_4 și T_5 au factorul de aspect de 4 ori mai mare decât al celorlalte tranzistoare NMOS, $V_I = 9V$ și $V_2 = 3V$.

Se realizează o analiză *DC* de variabilă temperatura, pentru un domeniu de variație a acesteia cuprins între $0^\circ C$ și $100^\circ C$. Se vizualizează tensiunea de ieșire și se determină valoarea coeficientului de temperatură al acesteia.

d. Generator CTAT utilizând un extractor V_T - varianta a II-a

Se consideră circuitul din Figura 5.4 pentru care tranzistoarele $T_1 - T_3$ sunt de tipul *IRF9140*, $T_4 - T_8$ - *IRF150*, T_7 și T_8 au factorul de aspect de 4 ori mai mare decât al celorlalte tranzistoare NMOS și $V_I = 9V$.

Se realizează o analiză *DC* de variabilă temperatura, pentru un domeniu de variație a acesteia cuprins între $0^\circ C$ și $100^\circ C$. Se vizualizează tensiunea de ieșire și se determină valoarea coeficientului de temperatură al acesteia.

5.2.1.2. Obținerea unei tensiuni PTAT

a. Generator PTAT cu autopolarizare

Se consideră circuitul din Figura 5.5, având T_1 și T_2 de tipul *Q2N2907A*, $T_3 - T_4$ - *IRF150*, $T_5 - T_7$ - *IRF9140*, T_5 având parametrul W de 10 ori mai mare decât al tranzistoarelor T_6 și T_7 , iar T_3 având W de 10 ori mai mare decât al tranzistorului T_4 , $R_1 = R_2 = 1k\Omega$ și $V_I = 15V$.

Se realizează o analiză *DC* de variabilă temperatura, pentru un domeniu de variație a acesteia cuprins între $0^\circ C$ și $100^\circ C$. Se vizualizează tensiunea de ieșire și se determină valoarea coeficientului de temperatură al acesteia.

b. Generator PTAT utilizând un amplificator diferențial cu dezechilibru controlat

Se consideră circuitul din Figura 5.6, cu T_1 și T_2 de tipul *Q2N2222*, amplificatorul operațional de tipul $\mu A741$, $R_1 = R_4 = R_5 = 1k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 5k\Omega$, $I_1 = 1mA$ și $V_I = V_2 = 9V$.

Se realizează o analiză *DC* de variabilă temperatura, pentru un domeniu de variație a acesteia cuprins între $0^\circ C$ și $100^\circ C$. Se vizualizează tensiunea de ieșire și se determină valoarea coeficientului de temperatură al acesteia.

Circuite cu corecția de ordin I a caracteristicii de temperatură

5.2.1.3. Referință de tensiune bandgap elementară

Se consideră circuitul din Figura 5.7, având $T_1 - T_3$ de tipul *Q2N2907A*, T_4 și T_5 - *IRF150*, $T_6 - T_8$ - *IRF9140*, $(W/L)_6 = 10(W/L)_7 = 10(W/L)_8$, $(W/L)_4 = 10(W/L)_5$, $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 8,35k\Omega$ și $V_I = 9V$.

Se realizează o analiză *DC* de variabilă temperatura, pentru un domeniu de variație a acesteia cuprins între $0^\circ C$ și $100^\circ C$.

a. Se vizualizează dependența de tip *PTAT* a tensiunii la bornele rezistenței R_2 și se determină coeficientul de temperatură al acesteia.

b. Se vizualizează dependența de tip *CTAT* a tensiunii V_{BE3} și se determină coeficientul de temperatură al acesteia.

c. Se vizualizează tensiunea de ieșire și se determină domeniile pentru care coeficientul de temperatură are valori pozitive, respectiv negative. Cât este temperatura de referință a circuitului?

d. Se modifică succesiv valoarea rezistenței R_2 la $15k\Omega$ și, respectiv, $5k\Omega$ și se determină noul comportament termic al referinței de tensiune.

5.2.1.4. Referință de tensiune bandgap utilizând un AO - varianta I

Se consideră circuitul din Figura 5.8, având T_1 și T_2 de tipul *Q2N2222*, $R_1 = 9,25k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $R_3 = 1k\Omega$, amplificatorul operațional de tipul $\mu A741$ și $V_I = V_2 = 9V$.

Se realizează o analiză *DC* de variabilă temperatura, pentru un domeniu de variație a acesteia cuprins între $0^\circ C$ și $100^\circ C$.

- Se vizualizează dependența de tip $PTAT$ a curentului I .
- Se vizualizează dependența de tip $PTAT$ a tensiunii la bornele rezistenței R_2 și se determină coeficientul de temperatură al acesteia.
- Se vizualizează dependența de tip $CTAT$ a tensiunii V_{BE_2} și se determină coeficientul de temperatură al acesteia.
- Se vizualizează tensiunea de ieșire și se determină domeniile pentru care coeficientul de temperatură are valori pozitive, respectiv negative. Cât este temperatura de referință a circuitului?
- Se modifică succesiv valoarea rezistenței R_1 la $15k\Omega$ și, respectiv, $5k\Omega$ și se determină noul comportament termic al referinței de tensiune.

5.2.1.5. Referință de tensiune bandgap utilizând un AO – varianta a II-a

Se consideră circuitul din Figura 5.9, cu T_1-T_3 de tipul $Q2N2222$, amplificatorul operațional de tipul $\mu A741$, $R_1 = R_4 = R_5 = 1k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 9,1k\Omega$, $I_1 = 1mA$ și $V_1 = V_2 = 9V$.

Se realizează o analiză DC de variabilă temperatura, pentru un domeniu de variație a acesteia cuprins între $0^\circ C$ și $100^\circ C$.

- Se vizualizează dependența de tip $PTAT$ a tensiunii la bornele rezistenței R_4 și se determină coeficientul de temperatură al acesteia.
- Se vizualizează dependența de tip $CTAT$ a tensiunii V_{BE_3} și se determină coeficientul de temperatură al acesteia.
- Se vizualizează tensiunea de ieșire și se determină valoarea coeficientului de temperatură.
- Se modifică succesiv valoarea rezistenței R_3 la $15k\Omega$ și, respectiv, $5k\Omega$ și se determină noul comportament termic al referinței de tensiune.

5.2.1.6. Referință de tensiune bandgap cu tensiune de ieșire ajustabilă utilizând un AO

Se consideră circuitul din Figura 5.10, având T_1 și T_2 de tipul $Q2N2222$, $R_1 = 8,65k\Omega$, $R_2 = \dots = R_5 = R_7 = 1k\Omega$, $R_6 = 3k\Omega$, amplificatorul operațional de tipul $\mu A741$ și $V_1 = V_2 = 15V$.

Se realizează o analiză DC de variabilă temperatura, pentru un domeniu de variație a acesteia cuprins între $0^\circ C$ și $100^\circ C$.

- Se vizualizează dependența de tip $PTAT$ a curentului I .
- Se vizualizează dependența de tip $PTAT$ a tensiunii la bornele rezistenței R_5 și se determină coeficientul de temperatură al acesteia.
- Se vizualizează dependența de tip $CTAT$ a tensiunii V_{BE_2} și se determină coeficientul de temperatură al acesteia.
- Se vizualizează tensiunea de ieșire și compară valoarea acesteia cu cea obținută în urma analizei teoretice. Se determină domeniile pentru care coeficientul de temperatură are valori pozitive, respectiv negative. Cât este temperatura de referință a circuitului?
- Se modifică valoarea rezistenței R_6 la valoarea de $4k\Omega$. Se determină noua valoare a tensiunii de referință și se compară cu valoarea teoretică.

5.2.1.7. Referință de tensiune cu diodă Zener

Se consideră circuitul din Figura 5.11, având T_1-T_3 de tipul $Q2N2222$, $R_1 = 1,43k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, D_1 de tipul $DIN750$, $I_1 = 1mA$ și $V_1 = 9V$.

Se realizează o analiză DC de variabilă temperatura, pentru un domeniu de variație a acesteia cuprins între $0^\circ C$ și $100^\circ C$.

- Se vizualizează dependența de tip $CTAT$ a tensiunii la bornele diodei D_1 și se determină coeficientul de temperatură al acesteia.
- Se vizualizează dependența de tip $CTAT$ a tensiunilor V_{BE_1} , V_{BE_2} și V_{BE_3} și se determină coeficientul de temperatură al acestora.
- Se vizualizează dependența de tip $PTAT$ a tensiunii la bornele rezistențelor R_1 și R_2 și se determină coeficientul de temperatură al acestora.
- Se vizualizează tensiunea de ieșire și se determină domeniile pentru care coeficientul de temperatură are valori pozitive, respectiv negative. Cât este temperatura de referință a circuitului?
- Se modifică succesiv valoarea rezistenței R_1 la $10k\Omega$ și, respectiv, $1k\Omega$ și se determină noul comportament termic al referinței de tensiune.

5.2.1.8. Referință de tensiune bandgap cu funcționare în curent

Se consideră circuitul din Figura 5.12, având T_1 și T_2 de tipul $Q2N2907A$, T_2 având curentul de saturație de 4 ori mai mare decât T_1 , $T_3 - T_4 - IRF150$, $T_5 - T_7 - IRF9140$, $R_1 = 620\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $R_3 = R_4 = 8k\Omega$ și $V_1 = 15V$.

Se realizează o analiză DC de variabilă temperatura, pentru un domeniu de variație a acesteia cuprins între $0^\circ C$ și $100^\circ C$.

a. Se vizualizează dependențele de temperatură pentru curenții prin rezistențele R_1 și R_4 (PTAT, respectiv CTAT) și se determină coeficienții de variație cu temperatura ai acestora.

b. Se vizualizează tensiunea de ieșire și se determină valoarea coeficientului de temperatură.

5.2.2. Dependența de tensiunea de alimentare a referințelor de tensiune

Circuite fără compensarea caracteristicii de temperatură

5.2.2.1. Obținerea unei tensiuni CTAT

a. Joncțiunea bază-emitor

Se consideră circuitul din Figura 5.1, având $R_1 = 1k\Omega$, $V_1 = 15V$ și T_1 de tipul $Q2N2222$.

Se realizează o analiză DC de variabilă tensiunea de alimentare V_1 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și 15V și se determină valorile tensiunii minime de alimentare și sensibilității tensiunii de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare.

b. Dioda Zener

Se consideră circuitul din Figura 5.2 pentru care $R_1 = 1k\Omega$, $V_1 = 15V$ și D_1 de tipul $DIN750$.

Se realizează o analiză DC de variabilă tensiunea de alimentare V_1 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și 15V și se determină valorile tensiunii minime de alimentare și sensibilității tensiunii de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare.

c. Generator CTAT utilizând un extractor V_T - varianta I

Se consideră circuitul din Figura 5.3 pentru care tranzistoarele $T_1 - T_3$ sunt de tipul $IRF9140$, $T_4 - T_7 - IRF150$, T_4 și T_5 au factorii de aspect de 4 ori mai mari decât ai celorlalte tranzistoare NMOS, $V_1 = 15V$ și $V_2 = 3V$.

Se realizează o analiză DC de variabilă tensiunea de alimentare V_1 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și 15V și se determină valorile tensiunii minime de alimentare și sensibilității tensiunii de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare.

d. Generator CTAT utilizând un extractor V_T - varianta a II-a

Se consideră circuitul din Figura 5.4 pentru care tranzistoarele $T_1 - T_3$ sunt de tipul $IRF9140$, $T_4 - T_8 - IRF150$, T_7 și T_8 au factorii de aspect de 4 ori mai mari decât ai celorlalte tranzistoare NMOS și $V_1 = 15V$.

Se realizează o analiză DC de variabilă tensiunea de alimentare V_1 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și 15V și se determină valorile tensiunii minime de alimentare și sensibilității tensiunii de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare.

5.2.2.2. Obținerea unei tensiuni PTAT

a. Generator PTAT cu autopolarizare

Se consideră circuitul din Figura 5.5, având T_1 și T_2 de tipul $Q2N2907A$, $T_3 - T_4 - IRF150$, $T_5 - T_7 - IRF9140$, $(W/L)_5 = 10(W/L)_6 = 10(W/L)_7$, $(W/L)_3 = 10(W/L)_4$, $R_1 = R_2 = 1k\Omega$ și $V_1 = 15V$.

Se realizează o analiză DC de variabilă tensiunea de alimentare V_1 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și 15V și se vizualizează tensiunea de ieșire.

b. Generator PTAT utilizând un amplificator diferențial cu dezechilibru controlat

Se consideră circuitul din Figura 5.6, cu T_1 și T_2 de tipul $Q2N2222$, amplificatorul operațional de tipul $\mu A741$, $R_1 = R_4 = R_5 = 1k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 5k\Omega$, $I_1 = 1mA$ și $V_1 = V_2 = 15V$.

Se realizează o analiză DC de variabilă tensiunea de alimentare V_1 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și 15V și se determină valorile tensiunii minime de alimentare și sensibilității tensiunii de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare.

Circuite cu corecția de ordin I a caracteristicii de temperatură

5.2.2.3. Referință de tensiune bandgap elementară

Se consideră circuitul din Figura 5.7, având $T_1 - T_3$ de tipul $Q2N2907A$, T_4 și T_5 - $IRF150$, $T_6 - T_8$ - $IRF9140$, $(W/L)_4 = 10(W/L)_5$, $(W/L)_6 = 10(W/L)_7 = 10(W/L)_8$, $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 8,35k\Omega$ și $V_1 = 15V$.

Se realizează o analiză DC de variabilă tensiunea de alimentare V_1 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și 15V și se determină valorile tensiunii minime de alimentare și sensibilității tensiunii de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare.

5.2.2.4. Referință de tensiune bandgap utilizând un AO – varianta I

Se consideră circuitul din Figura 5.8, având T_1 și T_2 de tipul $Q2N2222$, $R_1 = 9,25k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $R_3 = 1k\Omega$, amplificatorul operațional de tipul $\mu A741$ și $V_1 = V_2 = 15V$.

Se realizează o analiză DC de variabilă tensiunea de alimentare V_1 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și 15V și se determină valorile tensiunii minime de alimentare și sensibilității tensiunii de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare.

5.2.2.5. Referință de tensiune bandgap utilizând un AO – varianta a II-a

Se consideră circuitul din Figura 5.9, cu $T_1 - T_3$ de tipul $Q2N2222$, amplificatorul operațional de tipul $\mu A741$, $R_1 = R_4 = R_5 = 1k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 9,1k\Omega$, $I_1 = 1mA$ și $V_1 = V_2 = 15V$.

Se realizează o analiză DC de variabilă tensiunea de alimentare V_1 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și 15V și se determină valorile tensiunii minime de alimentare și sensibilității tensiunii de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare.

5.2.2.6. Referință de tensiune cu diodă Zener

Se consideră circuitul din Figura 5.11, având $T_1 - T_3$ de tipul $Q2N2222$, $R_1 = 1,43k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, D_1 de tipul $DIN750$, $I_1 = 1mA$ și $V_1 = 15V$.

a. Se realizează o analiză DC de variabilă tensiunea de alimentare V_1 , pentru un domeniu de variație al acesteia cuprins între 0 și 15V și se determină valorile tensiunii minime de alimentare și sensibilității tensiunii de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare.

b. Se înlocuiește sursa de curent ideală I_1 cu o rezistență de $1k\Omega$ și se repetă analiza anterioară, punându-se în evidență modificarea rejecției tensiunii de alimentare.

5.2.3. Circuit de stabilizare termică

Se consideră circuitul din Figura 5.13, având tranzistoarele $T_1 - T_4$ și T_7 de tipul $Q2N2222$, T_5 , T_6 , T_8 și T_9 - $Q2N2907A$, D_1 și D_2 - $DIN958A$, D_3 - $1N4148$, $R_1 = 2k\Omega$, $R_2 = 4,2\Omega$, $R_3 = 11,2k\Omega$, $R_4 = 1k\Omega$, $R_5 = 1k\Omega$ și $V_1 = 9V$.

Se realizează o analiză DC de variabilă temperatura, pentru un domeniu de variație a acesteia cuprins între $0^\circ C$ și $100^\circ C$. Se vizualizează curenții de colector ai tranzistoarelor T_4 (tranzistorul de comandă a declanșării protecției termice) și T_7 (tranzistorul de comandă a rezistenței de încălzire) și se determină valoarea aproximativă a temperaturii de declanșării protecției, precum și puterea disipată în rezistența de încălzire pentru temperaturi reduse ($t < 60^\circ C$).

5.3. Intrebări

1. Ce posibilități practice de implementare a unei surse de tensiune *PTAT* există?
2. Ce posibilități practice de implementare a unei surse de tensiune *CTAT* există?
3. Deduceți expresia (5.4) a $S_{V_0}^{V_I}$ pentru circuitul din Figura 5.1.
4. Deduceți expresia (5.8) a $S_{V_0}^{V_I}$ pentru circuitul din Figura 5.2.
5. Care este valoarea minimă a sursei de tensiune V_2 din Figura 5.3?
6. Ce relație trebuie să existe între factorii de aspect ai tranzistoarelor $T_3 - T_6$ din Figura 5.5 pentru ca $V_A = V_B$?
7. Deduceți expresia (5.17) a tensiunii de ieșire a circuitului din Figura 5.6.
8. Care este principiul de bază al corecției de ordin I a caracteristicii de temperatură?
9. Care posibilitate de proiectare dintre cele două enunțate în paragraful 5.1.1.3. conduce la obținerea unui circuit cu arie minimă?
10. Ce tip de dependență de temperatură are tensiunea de referință cu corecție de ordin I a caracteristicii?
11. Ce posibilitate de reglare a valorii tensiunii de referință există pentru circuitul din Figura 5.10?