

Universitatea Tehnică “Gheorghe Asachi” din Iași  
Facultatea de Inginerie Electrică, Energetică și Informatică Aplicată  
Departamentul Utilizări, Acționări și Automatizări Industriale

# CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE

**Curs**

**Conf.dr.ing. Costică NIȚUCĂ**

# Bibliografie selectivă

- Anca Manolescu s.a., *Circuite integrate liniare*, Editura Didactică și Pedagogică București, 1983.
- C. Bulucea, s.a., *Circuite integrate liniare*, Editura Tehnică, București, 1975.
- C. Popa, *Circuite integrate analogice. Surse de curent. Surse de tensiune*, Editura Matrix Rom, București, 1999.
- C. Harja, *Circuite integrate analogice. Curs*, Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” din Iași, [http://iota.ee.tuiasi.ro/~charja/CIA/CIA\\_Curs.pdf](http://iota.ee.tuiasi.ro/~charja/CIA/CIA_Curs.pdf)
- D. Știurcă, *Circuite integrate analogice*, Editura Matrix Rom, București, 1997.
- David L. Terrell, *Op amps. Design, application and troubleshooting*, Second edition, Elsevier Science (USA), Library of Congress cataloging in Publication Data, Butterworth-Heinemann, 1996.
- Dumitru Topan, *Bazele electrotehnicii. Curs*, Universitatea din Craiova, Facultatea de Automatică, Calculatoare și Electronică, <http://www.automation.ucv.ro/Romana/cursuri/beAB12/0%20Circuite%20electrice%20liniare.pdf>
- Gh. Pană, *Analog Integrated Circuits*, Course book, Transilvania University of Brașov, 1997, <http://vega.unitbv.ro/~pana/cia.c/Capitolul%201.pdf>
- Gh. Pană, *Analog Integrated Circuits*, Course book, Transilvania University of Brașov, 1997, <http://vega.unitbv.ro/~pana/cia.c/Capitolul%202.pdf>
- Paul R. Gray, Rober G. Meyer, *Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare*, Traducere Mircea Bodea, Editura Tehnică, București, 1983.
- R. Râpeanu, O. Chirica et.al. *Circuite integrate analogice*, Editura Tehnică, București, 1983
- Ron Mancini, (Editor), *Op amps for everyone. Design reference*, Texas Instruments Incorporated, Dallas, Texas - 75265, 2002.
- C. Nițucă, *Circuite integrate analogice. Note de curs*, Editura Tehnopress, Iași, 2019.

# Capitolul 1

## Clasificări, structură și noțiuni de bază specifice circuitelor integrate analogice

1.1. Introducere

1.2. Definiție și clasificări ale circuitelor integrate

1.3. Tipuri de capsule specifice circuitelor integrate analogice

1.4. Structura unui circuit integrat analogic

1.5. Breviar de calcul utilizat în teoria circuitelor integrate analogice

## 1.1. Introducere. Scurt istoric

- În anul 1904 John Ambrose Fleming (1849 – 1945), brevetează în Marea Britanie *diodă cu vid*.
- În anul 1908 Lee de Forest (1873 – 1961), în SUA *audionul - trioda cu vid*.
- Dispozitive cu vid multigrilă
- Mai multe dispozitive în același corp
- În anul 1940 a fost construit *primul amplificator operațional cu tuburi electronice*.
- În anul 1941 Karl Dale Swartzel Jr. de la laboratoarele Bell din SUA brevetează dispozitivul numit „*Amplificator sumator*” realizat din trei tuburi electronice și prevăzut *cu o singură intrare neinversoare*.

- În anul 1947 John R. Ragazzoni definește conceptul de *amplificator operațional cu două intrări* (inversoare și neinversoare);
- În anul 1952, George A. Philbrick Researches (GAP/R) - primele *amplificatoare operaționale comerciale* cu tuburi electronice cu vid:
  - două triode duble având un soclu cu 8 pini;
  - un câștin de aproximativ 20000;
  - un produs amplificare-bandă de aproximativ 1MHz;
  - o putere de disipație de 4,5W.

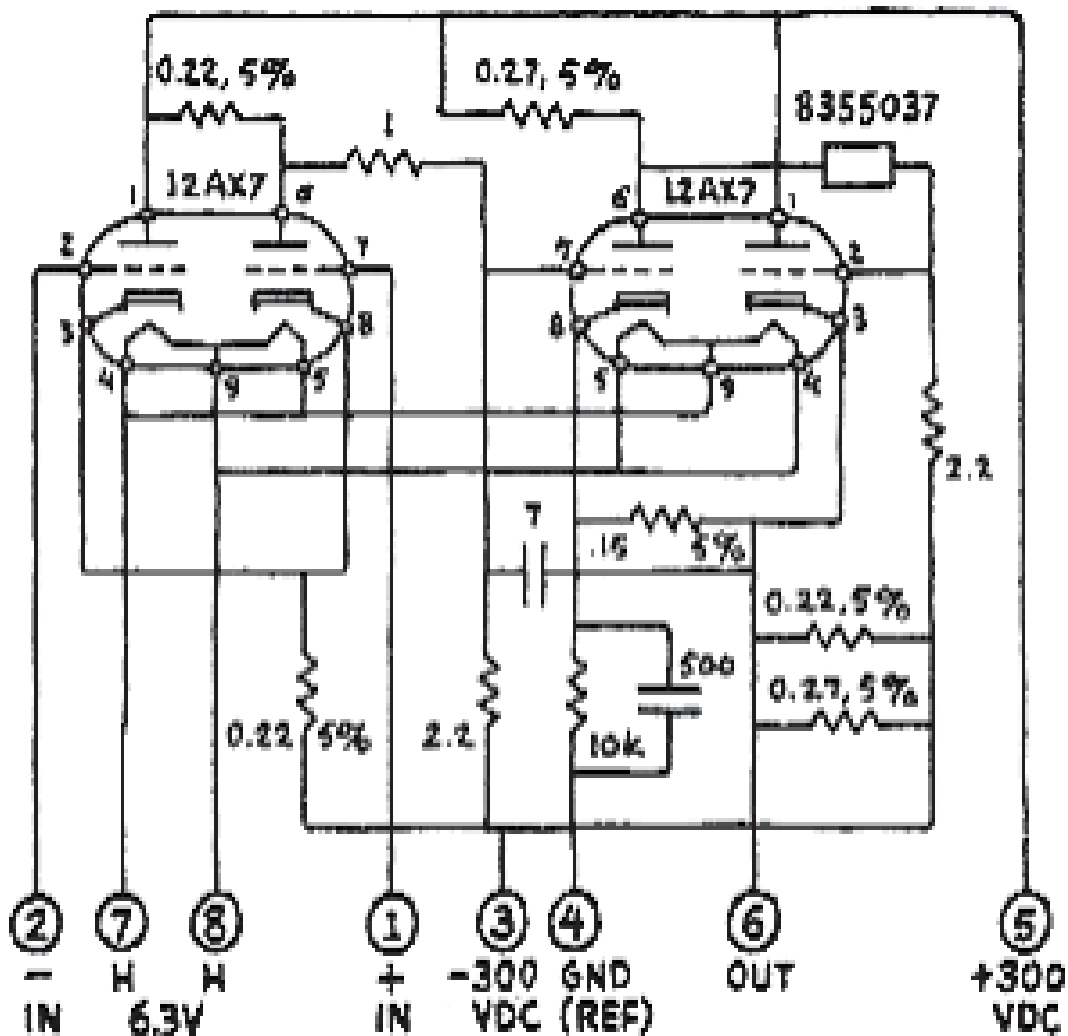


Fig. 1. Primul amplificator operațional cu tuburi electronice cu vid [3] [4].

- În anul 1947 John Bardeen (1908 – 1991), Walter Brattain (1902 – 1963) și William Shockley (1910 – 1989) de la Laboratoarele Bell din SUA, primul *tranzistor cu contact punctiform*, realizat din germaniu.
- Între anii 1948-1950, *tranzistorul cu joncțiuni* a lui Shokley, Sparks și Teal, precum și *tranzistorul cu efect de câmp* a lui Shokley;
- În anul 1954 primul *tranzistor cu siliciu* - Morris Tanenbaum de la Bell Labs;
- În anul 1961 GAP/R - *amplificator operațional* model GAP/R – P45, realizat cu tranzistoare bipolare.

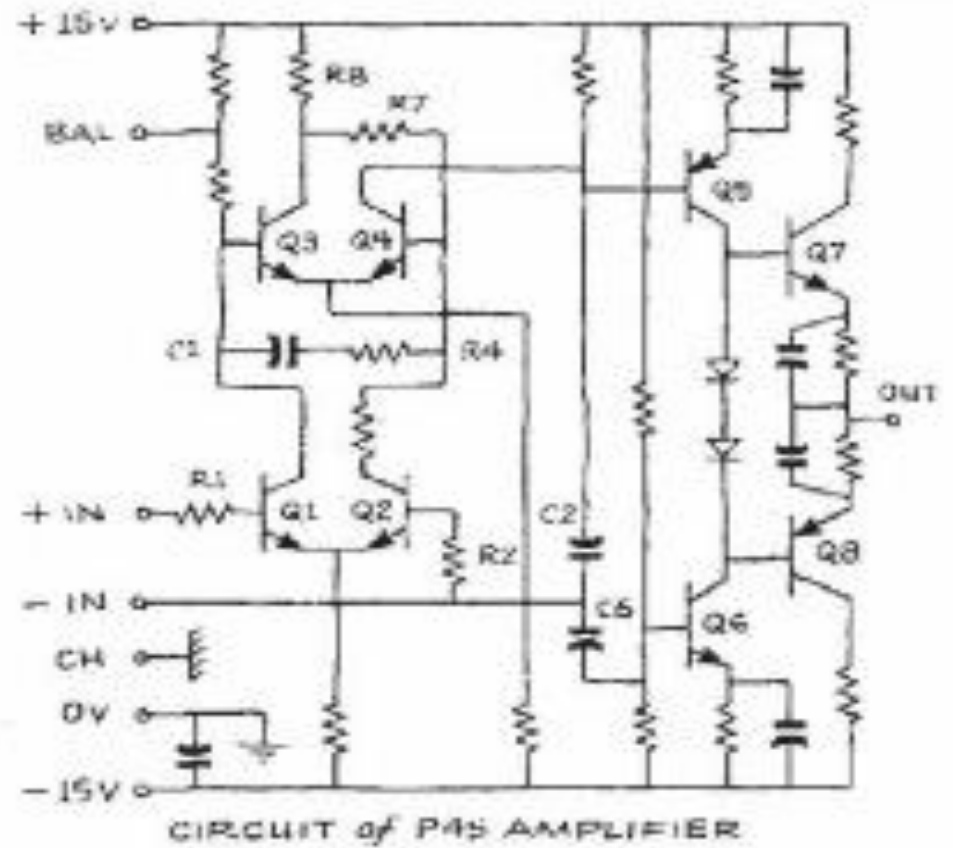
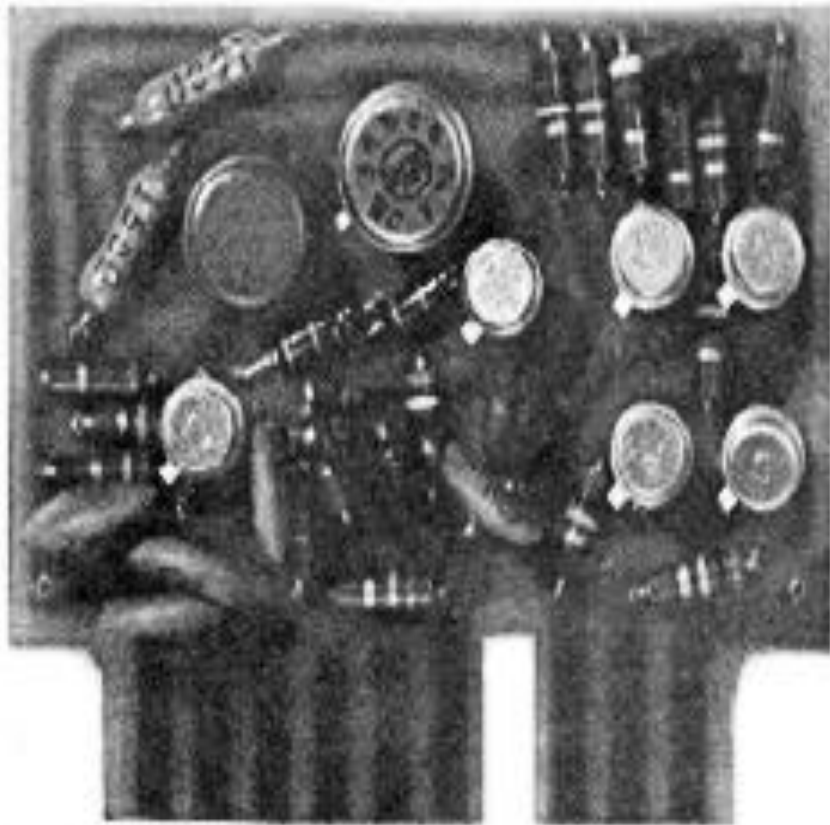


Fig. 1.2. Amplificator operațional realizat cu tranzistoare bipolare [3] [4].

- *Primul circuit integrat* (proiectat în anul 1958 de Jack Kilby de la Texas Instruments, respectiv în anul 1959 de Robert Noyce de la Fairchild Semiconductor),
- *Primul circuit integrat*, unanim recunoscut -  $\mu$ A702 realizat în 1962 la Fairchild Semiconductor și proiectat de Robert J. Widlar. În 1965 apare  $\mu$ A709, proiectat de Robert Widlar.
- Circuitul  $\mu$ A709 din prima generație devine standard și este produs timp de decenii.
- 1967 – LM101 (din generația a 2-a) de la National Semiconductor;
- După 1967 au apărut, aproape zilnic, tipuri noi de AO;
- 1968 -  $\mu$ A741;
- 1985 – tehn. CB (Complementary Bipolar);
- 1992 – tehn. XFCB (eXtra Fast Complementary Bipolar)

# 1.2. Definiere și clasificări ale circuitelor integrate

## Circuitul integrat

### Clasificare:

- **Din punct de vedere al modului de prelucrare a semnalului:**
  - *circuite integrate analogice;*
  - *circuite integrate digitale (numerice);*
  - *circuite integrate de interfață .*
- **Din punct de vedere al funcției de transfer:**
  - *circuite integrate liniare;*
  - *circuite integrate neliniare.*
- **Din punct de vedere a realizării tehnologice:**
  - *circuite integrate monolite;*
  - *circuite integrate peliculare;*
  - *circuite integrate hibride.*
- **Din punct de vedere al tehnologiei de fabricație:**
  - *tehnologie bipolară;*
  - *tehnologie MOS;*
  - *tehnologie BiCMOS .*

## 1.3. Tipuri de capsule specifice circuitelor integrate analogice

În funcție de materialul utilizat: metalice, ceramice sau din plastic.

În funcție de modul de dispunere a pinilor unei capsule [5]:

- circuite integrate cu pinii dispuși pe un contur circular;
- circuite integrate cu capsula simplu aliniată – SIL (Single In Line);
- circuite integrate cu capsula dublu aliniată – DIL (Dual In Line);
- circuite integrate cu capsula cvadruplu aliniată – QIL (Quad In Line).

În funcție de forma capsulei : rotundă, dreptunghiulară, plată.

În funcție de modul cum pot fi plantate pe cablajul imprimat:

- capsulă DIP (Dual in Line Package) – pentru cablaj cu găuri;
- capsulă SMT (Surface Mount Technology) - plantare direct pe suprafața cablajului).

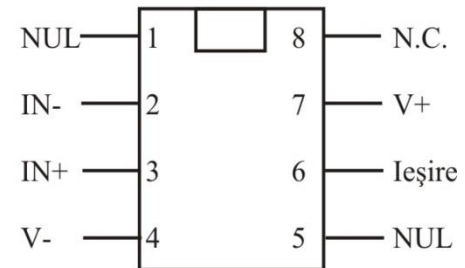
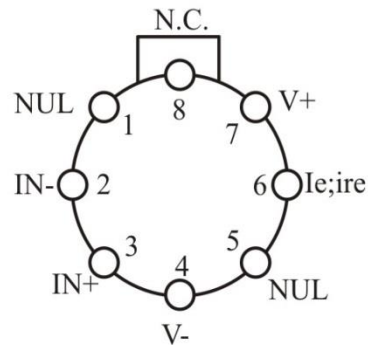
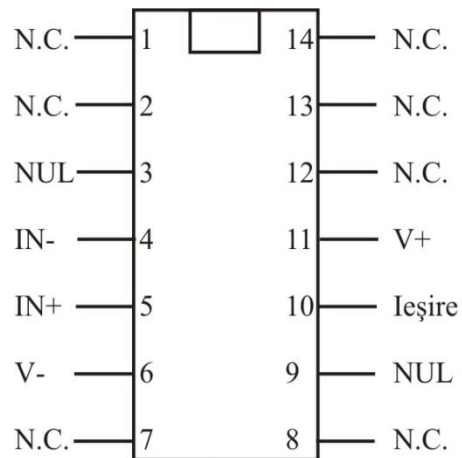
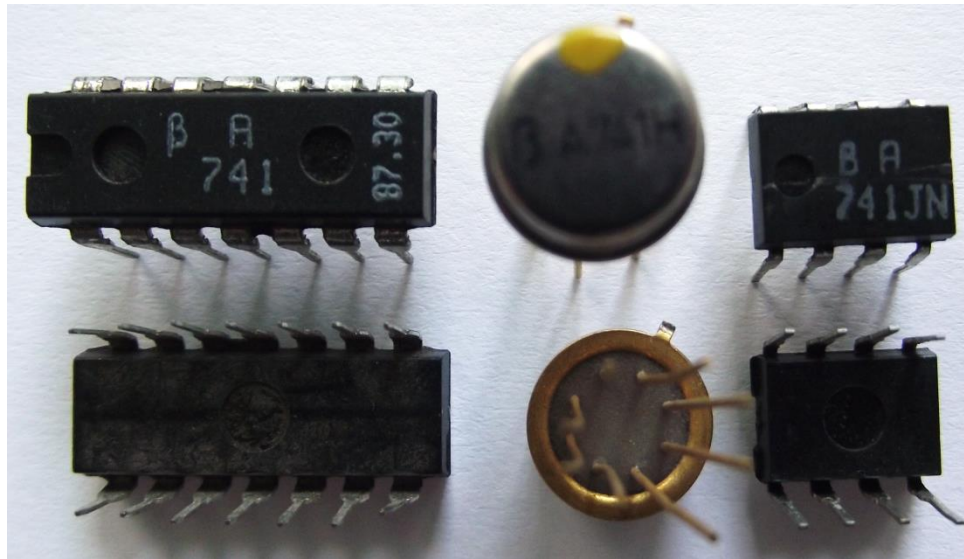


Fig. 1.3. Tipuri de capsule.

## 1.4. Structura unui circuit integrat analogic

- Circuitele integrate analogice: *liniare* sau *neliniare*,
- Amplificatoarele - *amplificatoarele operaționale*.

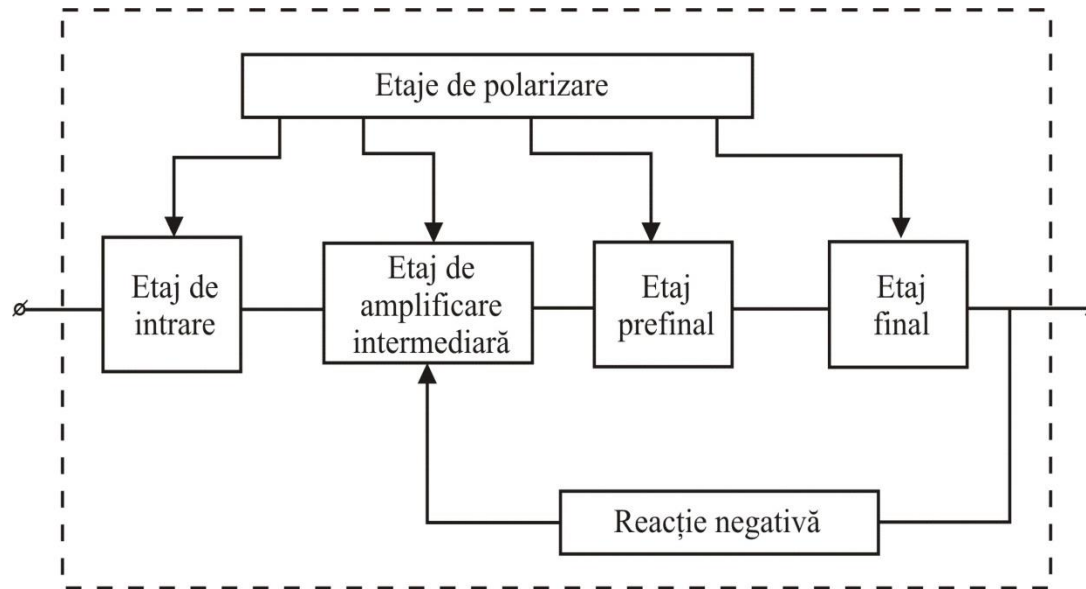
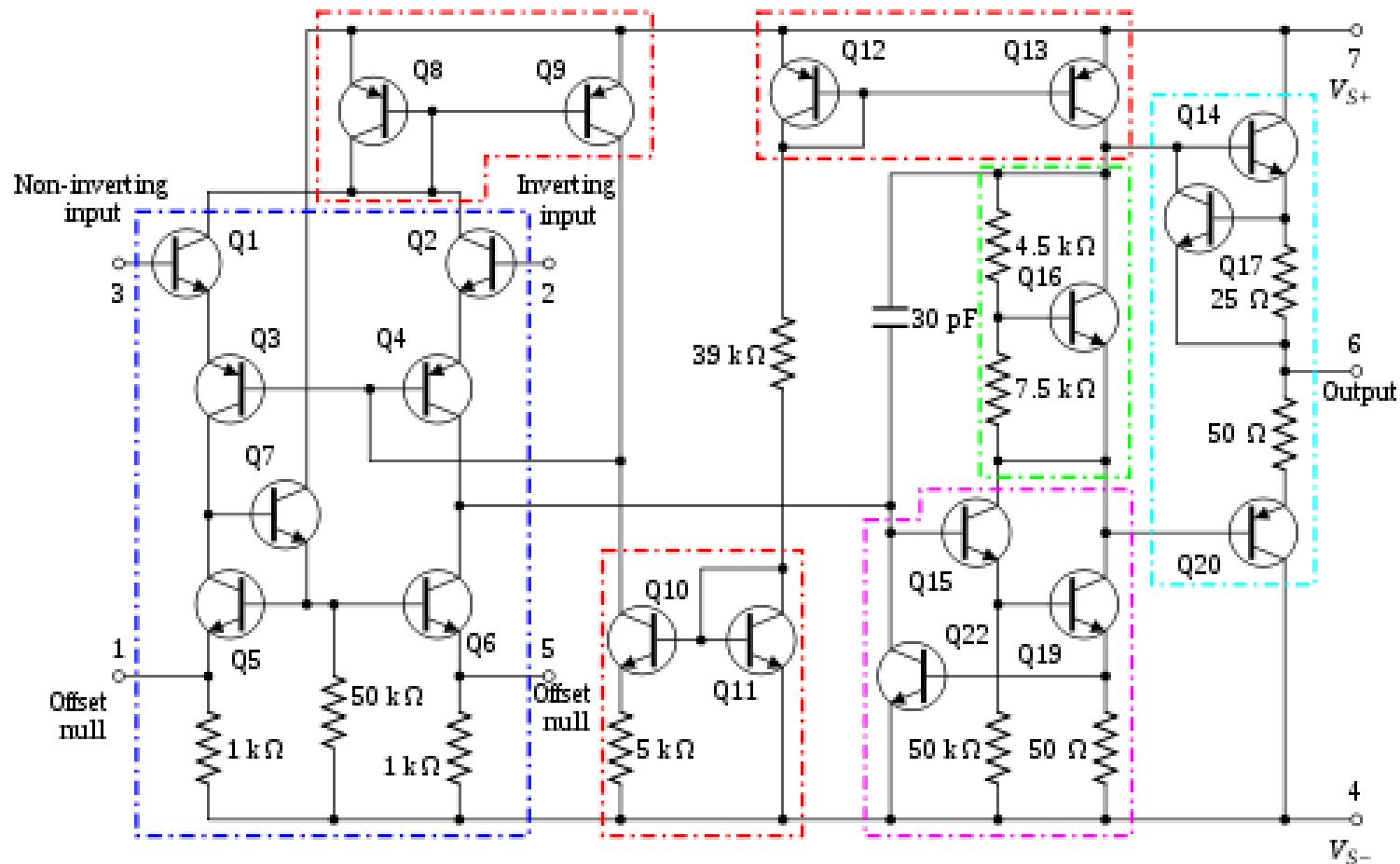


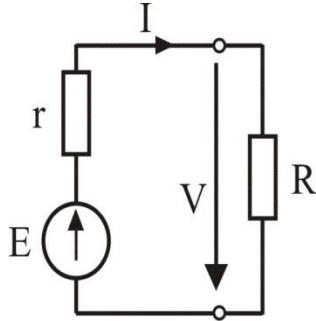
Fig 1.4. Structura tipică a unui amplificator integrat.



Structura interna a unui amplificator operațional AO-741

## 1.5. Breviar de calcul

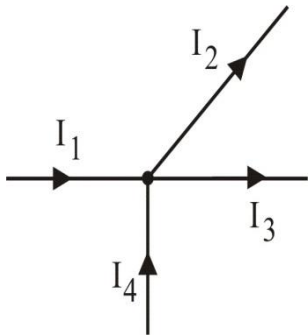
### 1. Legea lui Ohm



$$V = IR, \quad I = \frac{V}{R}, \quad R = \frac{V}{I}$$
$$V = IR, \quad I = \frac{V}{R}, \quad R = \frac{V}{I}$$

Fig 1.5. Legea lui Ohm aplicată unei singure componente, respectiv întregului circuit.

### 2. Prima teoremă a lui Kirchhoff

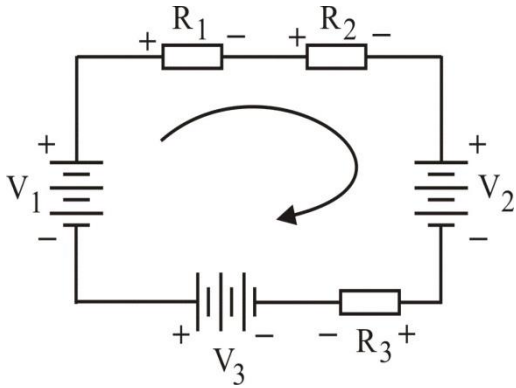


$$\sum I_i = \sum I_o$$

$$I_1 + I_4 = I_2 + I_3 \quad \text{sau} \quad I_1 + I_4 - I_2 - I_3 = 0$$

Fig 1.6. Circuit pentru exemplificarea primei teoreme a lui Kirchhoff.

### 3. A doua teoremă a lui Kirchhoff



$$\sum V_k = \sum V_k$$

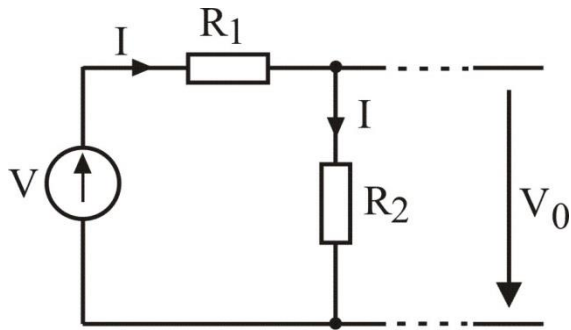
$$V_1 - V_2 + V_3 = V_{R1} + V_{R2} + V_{R3}$$

sau

$$V_1 - V_{R1} - V_{R2} - V_2 - V_{R3} + V_3 = 0$$

Fig 1.7. Circuit pentru exemplificarea celei de a doua teoreme a lui Kirchhoff.

### 4. Regula divizorului de tensiune

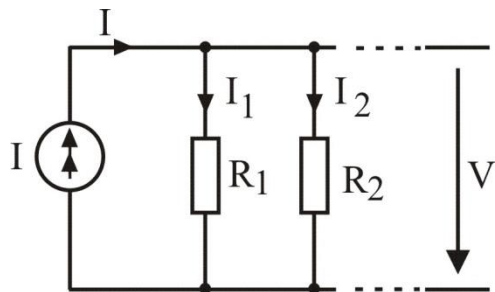


$$I = \frac{V}{R_1 + R_2} \quad V_0 = IR_2$$

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V$$

Fig 1.8. Circuit pentru exemplificarea divizorului de tensiune.

## 5. Regula divizorului de curent



$$I = I_1 + I_2$$

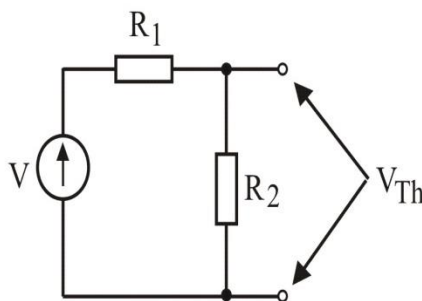
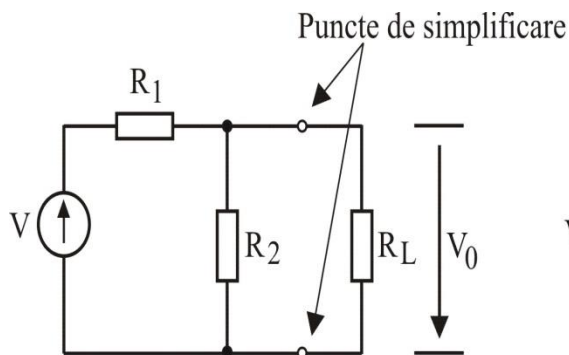
$$V = I_1 R_1 = I_2 R_2$$

$$I_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I$$

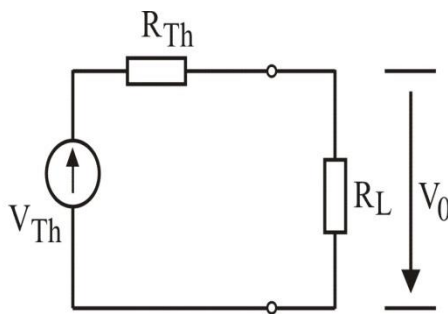
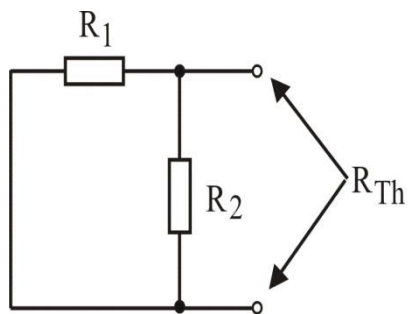
$$I_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} I$$

Fig 1.9. Circuit pentru exemplificarea divizorului de curent.

## 6. Teorem lui Thévenin



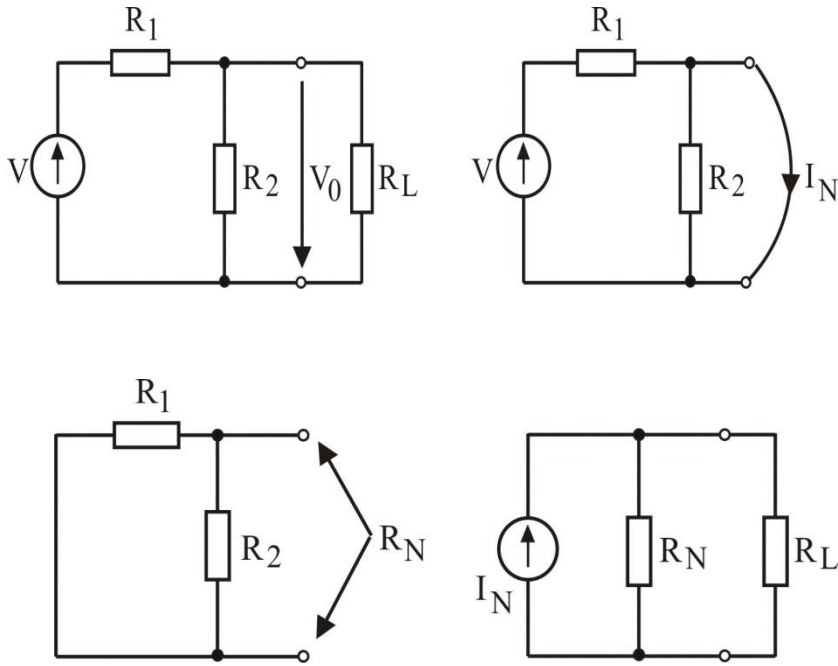
$$V_{Th} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V$$



$$R_{Th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_1 \square R_2$$

Fig 1.10. Circuit pentru exemplificarea teoremei lui Thévenin

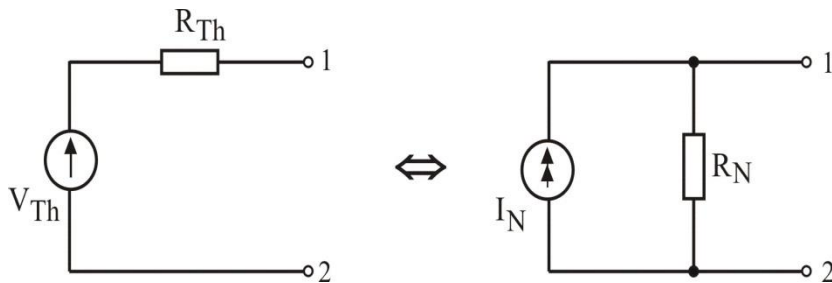
## 7. Teorem lui Norton



$$I_{TN} = \frac{V}{R_1}$$

$$R_N = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_1 \square R_2$$

Fig 1.11. Circuit pentru exemplificarea teoremei lui Norton:



$$R_{Th} = R_N, \quad V_{Th} = I_N R_N, \quad \frac{V_{Th}}{R_{Th}} = I_N$$

Fig 1.12. Echivalența dintre schemele echivalente Thévenin și Norton:

## 8. Teorem superpoziției sau suprapunerii de efecte

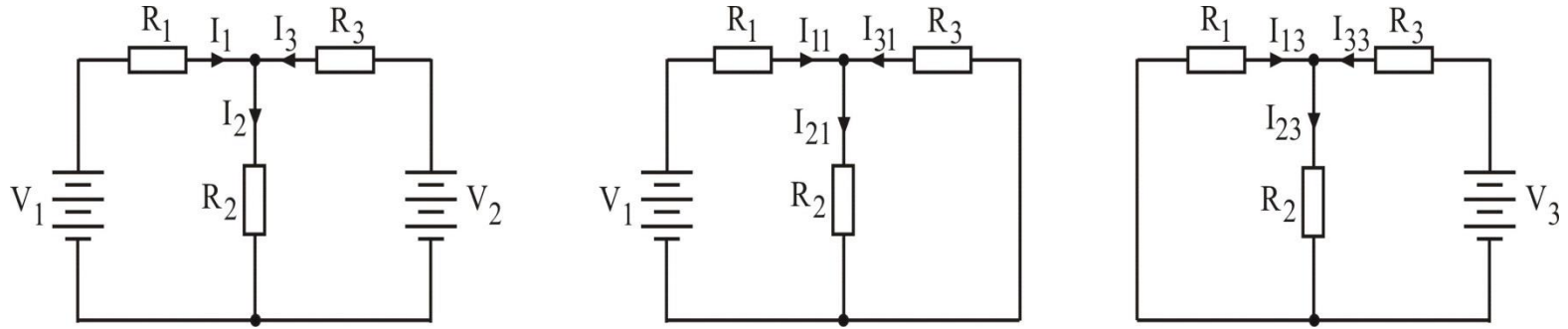


Fig 1.13. Circuit pentru exemplificarea teoremei superpoziției

$$I_{11} = \frac{V_1}{R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}} = \frac{V_1}{R_1 + R_2 \parallel R_3},$$

$$I_{13} = \frac{V_3}{R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{V_3}{R_3 + R_1 \parallel R_2} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

$$I_{21} = \frac{V_1}{R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{V_1}{R_1 + R_2 \parallel R_3} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3},$$

$$I_{23} = \frac{V_3}{R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{V_3}{R_3 + R_1 \parallel R_2} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

$$I_{31} = \frac{V_1}{R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3} = \frac{V_1}{R_1 + R_2 \parallel R_3} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3},$$

$$I_{23} = \frac{V_3}{R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{V_3}{R_3 + R_1 \parallel R_2}.$$

$$I_1 = I_{11} + I_{13},$$

$$I_2 = I_{21} + I_{23},$$

$$I_3 = I_{31} + I_{33}.$$

# Capitolul 2

**Etaje constructive de bază ale circuitelor integrate analogice**

## 2.1. Introducere

## 2.2. Surse de curent constant

2.2.1. Sursa de curent simplă

2.2.2. Sursa simplă cu câștig de curent

2.2.3. Sursa de curent standard

2.2.4. Sursa de curent Widlar

2.2.5. Sursa de curent Wilson

2.2.6. Sursa de curent cascodă

2.2.7. Sursa de curent cu ieșire multiplă

2.2.8. Surse de curent cu sarcini active

2.2.9. Surse de curent independente de tensiunea de alimentare

2.2.9.1. Circuite de polarizare cu referință de tensiune bază-emitor

2.2.9.2. Circuite de polarizare bootstrap cu referință de tensiune bază-emitor

2.2.9.3. Circuite de polarizare bootstrap cu referință tensiune termică

2.2.9.4. Circuite de polarizare cu referință Zener

## 2.1. Introducere

## 2.2. Surse de curent constant

### 2.2.1. Sursa de curent simplă

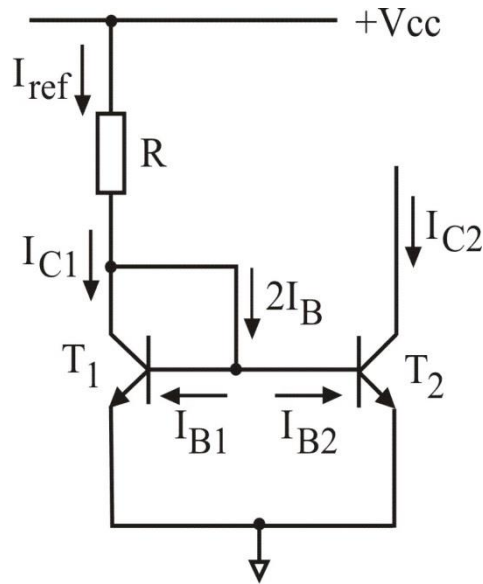


Fig. 2.1. Sursa de curent simplă.

Se consideră tranzistoarele T1 și T2 identice

Dependența curentului de colector de tensiunea colector-emitor se neglijează (Efectul Early)

$$I_{C1} = I_{C2}$$

$$I_{ref} - I_{C1} = 2 \frac{I_{C1}}{\beta}$$

$$I_{C1} = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{2}{\beta}} = I_{C2}$$

Dacă factorul  $\beta$  prezintă valori mari, atunci curentul de colector al tranzistorului T2 va fi egal cu curentul de referință:

$$I_{C2} \approx I_{ref} = \frac{V_{cc} - V_{BE(on)}}{R}$$

Valoarea curentului de colector variază proporțional cu tensiunea colector-emitor

$$I_C = I_S \left( \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) \right)$$

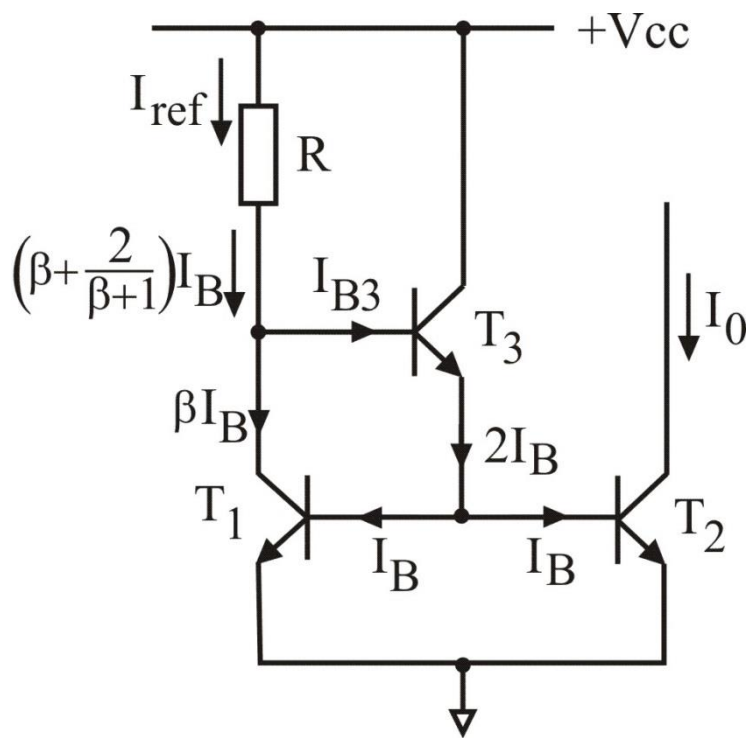
Raportul curenților

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{1 + \frac{V_{BE2}}{V_A}}{1 + \frac{V_{CE1}}{V_A}}$$

Valoarea rezistenței de ieșire

$$R_0 = r_{02} \square \frac{V_A}{I_0}$$

### 2.2.2. Sursa simplă cu câștig de curent



$$I_0 = I_{C2} = \beta I_B$$

$$I_{ref} = I_{C1} + I_{B3} = \beta I_B + \frac{2I_B}{\beta + 1}$$

$$\frac{I_0}{I_{ref}} = \frac{\beta}{\beta + \frac{2}{\beta + 1}} = \frac{\beta}{1 + \frac{2}{\beta(\beta + 1)}}$$

Fig. 2.3. Sursa simplă cu câștig de curent.

$$I_{ref} = \frac{V_{cc} - 2V_{BE}}{R}$$

### 2.2.3. Sursa de curent standard

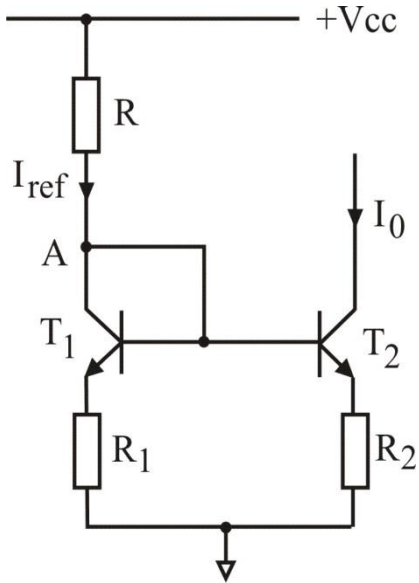


Fig. 2.4. Sursa de curent standard.

$$I_0 = I_{C2} = I_{S2} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$$

$$I_{ref} = I_{C1} = I_{S1} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$$

$$\frac{I_0}{I_{ref}} = \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = \frac{A_2}{A_1} = n$$

*Calculul factorului de transfer în curent.*

$$V_{BE1} + R_1 I_{ref} = V_{BE2} + R_2 I_0$$

$$I_0 = \frac{1}{R_2} \left( R_1 I_{ref} + V_{BE1} - V_{BE2} \right)$$

Diferența de tensiune bază-emitor

$$I_0 = I_{C2} = I_{S2} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \Rightarrow V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_0}{I_{S2}}\right)$$

$$I_{ref} = I_{C1} = I_{S1} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \Rightarrow V_{BE1} = V_T \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_{S1}}\right)$$

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_0} \frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right)$$

Raportul celor doi curenți

$$\frac{I_0}{I_{ref}} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{\Delta V_{BE}}{R_2 I_{ref}} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{V_T}{R_2 I_{ref}} \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_0} \frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right)$$

Valoarea curentului de referință

$$I_{ref} = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R + R_1}$$

Curentul de ieșire

$$I_0 = \frac{R_1}{R_2} I_{ref}$$

Rezistența de ieșire

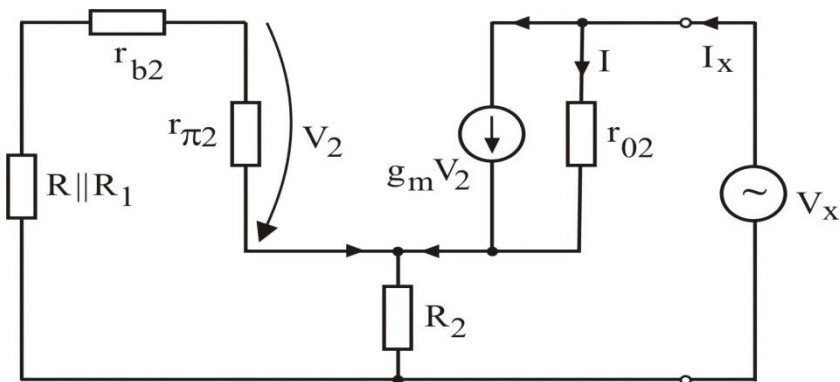


Fig. 2.5. Circuitul echivalent de semnal mic al sursei standard de curent.

$$R_o = \frac{V_x}{I_x} \cong r_{o2} \left( 1 + \frac{\beta R_2}{R_2 + R \parallel R_1 + r_{b2} + r_{\pi 2}} \right)$$

## 2.2.4. Sursa de curent Widlar

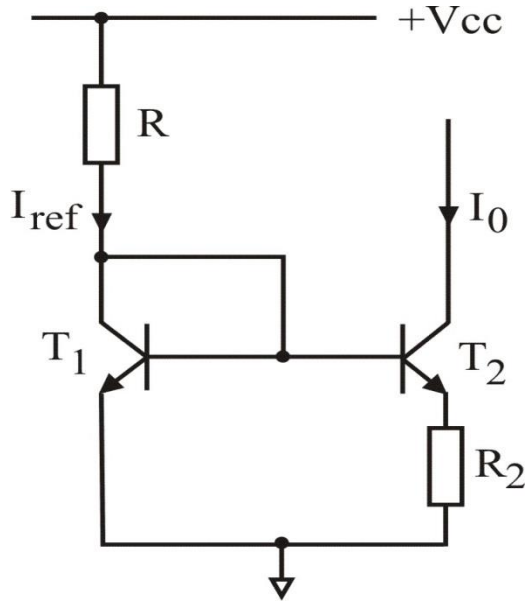


Fig. 2.6. Sursa de curent Widlar.

Curentului de ieșire se impun condițiile

$$I_{S1} = I_{S2} \quad R_1 = 0$$

$$\frac{I_0}{I_{ref}} = \frac{V_T}{R_2 I_{ref}} \ln \left( \frac{I_{ref}}{I_0} \right)$$

$$I_0 = \frac{V_T}{R_2} \ln \left( \frac{I_{ref}}{I_0} \right)$$

Rezistența de ieșire

$$R_0 = \frac{V_x}{I_x} \cong r_{02} \left( 1 + \frac{\beta R_2}{R_2 + r_{x2} + r_{\pi 2}} \right)$$

## 2.2.5. Sursa de curent Wilson

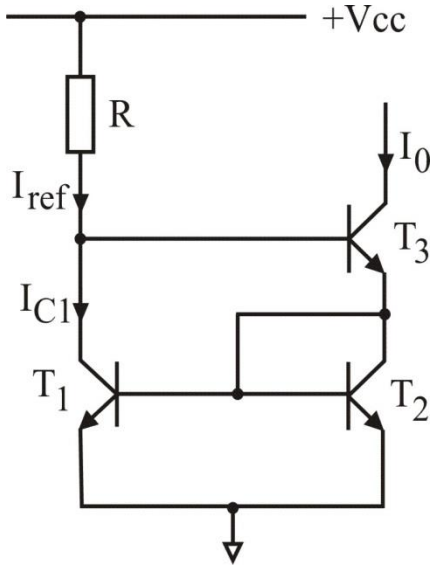


Fig. 2.7. Sursa de curent Wilson.

Dacă se notează  $I_{B1} = I_{B2} = I$

$$\frac{I_0}{I_{ref}} = \frac{\beta \frac{\beta + 2}{\beta + 1}}{\beta + \frac{\beta + 2}{\beta + 1}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2 + 2\beta}}$$

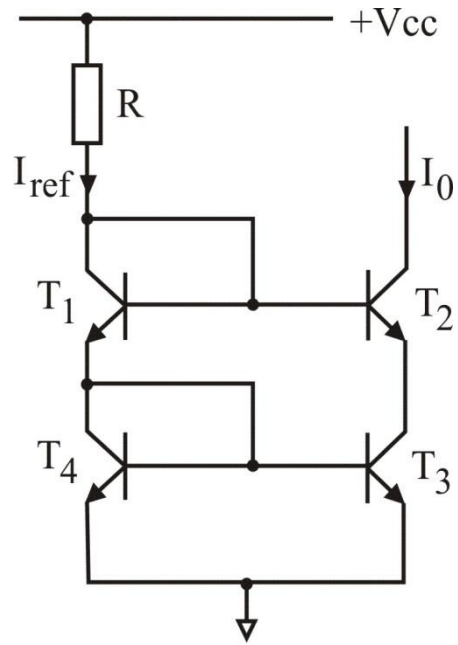
Curentul de ieșire

$$I_0 = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{2}{\beta^2 + 2\beta}}$$

Rezistența de ieșire

$$R_0 \cong \beta \frac{r_{02}}{2}$$

## 2.2.6. Sursa de curent cascodă



Rezistența de ieșire

$$R_0 \cong \beta \frac{V_A}{I_0} = \beta_0 r_0$$

Fig. 2.8. Sursa de curent cascodă.

## 2.2.7. Sursa de curent cu ieșire multiplă

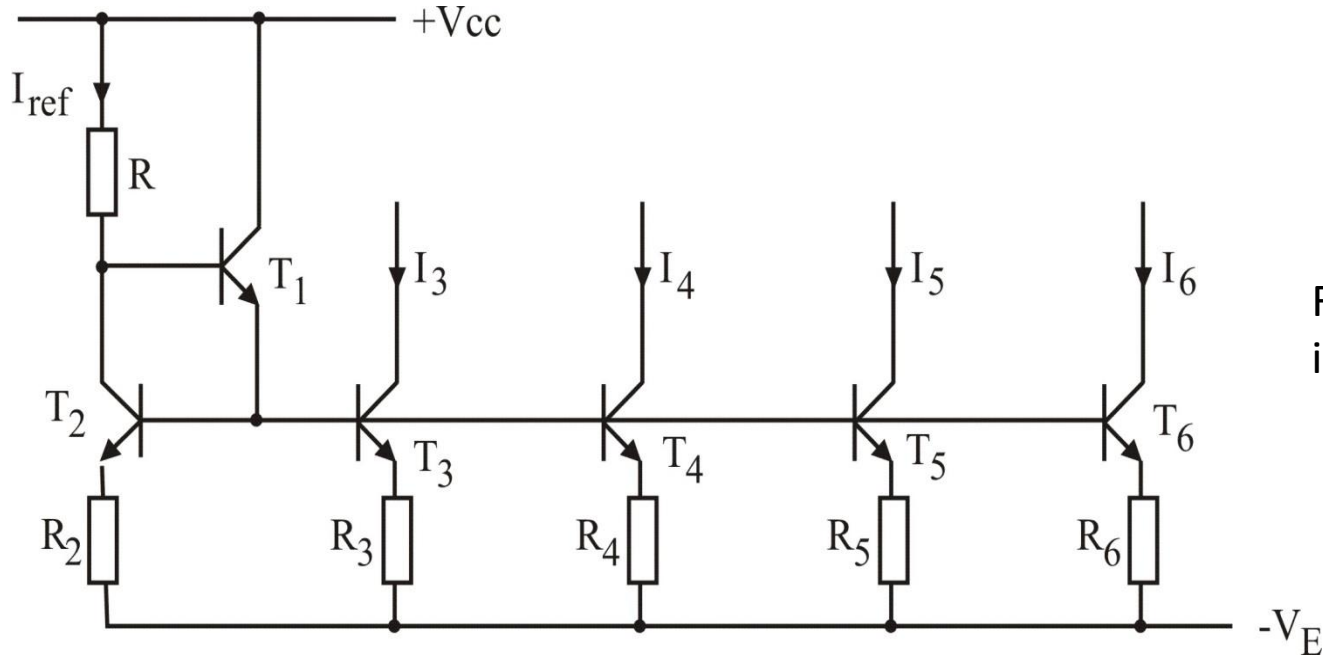


Fig. 2.9. Sursa de curent cu ieșire multiplă.

Dacă se neglijează și curenții de bază

$$V_{BE2} - V_{BE3} = V_T \ln \left( \frac{I_{C2} I_{S3}}{I_{C3} I_{S2}} \right) = V_T \ln \left( \frac{jA_2 A_3}{jA_3 A_2} \right) = 0$$

$$V_{BE2} + R_2 I_{ref} = V_{BE3} + R_3 I_3 = V_{BE4} + R_4 I_4 = V_{BE5} + R_5 I_5 = V_{BE6} + R_6 I_6$$

$$V_{BE2} = V_{BE3} = V_{BE4} = V_{BE5} = V_{BE6}$$

$$R_2 I_{ref} = R_3 I_3 = R_4 I_4 = R_5 I_5 = R_6 I_6$$

Pentru a asigura diferite valori ale curenților la ieșire, rezistoarele  $R_3 \dots R_6$  pot fi dimensionate cu relațiile:

$$R_3 = \frac{R_2 I_{ref}}{I_3}; R_4 = \frac{R_2 I_{ref}}{I_4}; R_5 = \frac{R_2 I_{ref}}{I_5}; R_6 = \frac{R_2 I_{ref}}{I_6}.$$

### 2.2.8. Surse de curent cu sarcini active

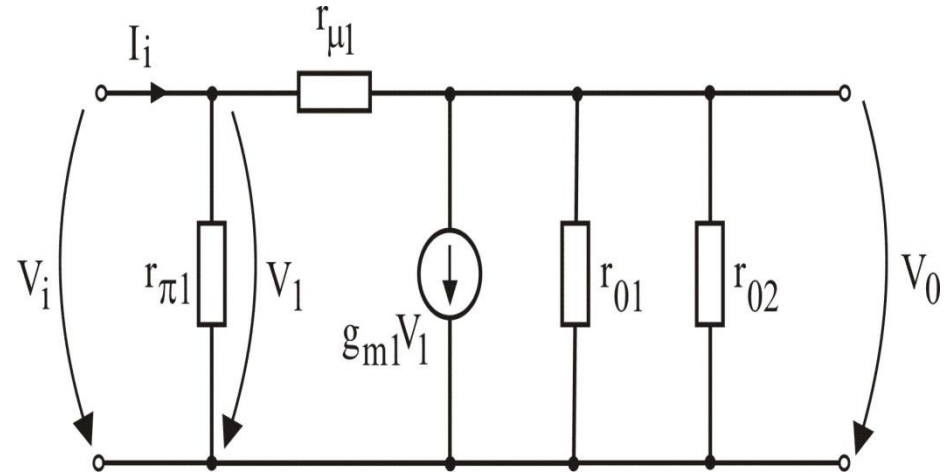
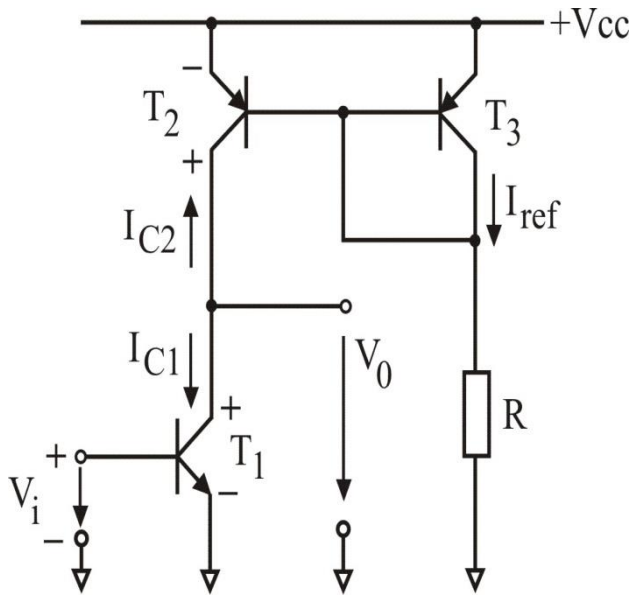


Fig. 2. 10. Amplificator cu emitorul comun cu sarcină activă.

Fig. 2.11. Schema echivalentă a amplificatorului cu sarcină activă.

Amplificarea în tensiune

$$A_u = \frac{V_o}{V_i} = - \frac{g_{m1}}{(g_{o1} - g_{o2})} = - \frac{g_{m1}}{\left( \frac{1}{r_{o1}} - \frac{1}{r_{o2}} \right)}$$

Rezistența de intrare

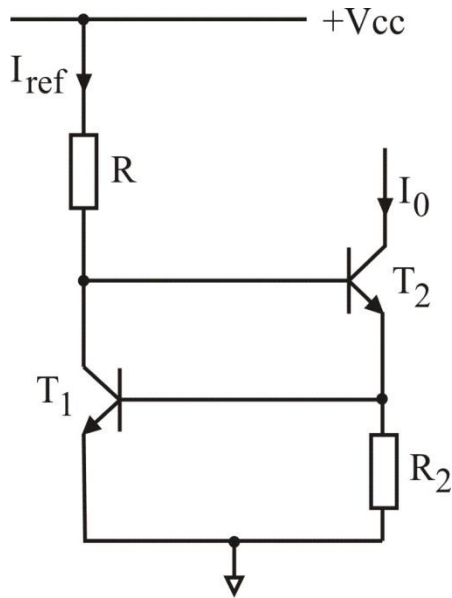
$$R_i \cong \frac{r_{\pi 1}}{2}$$

Rezistența de ieșire

$$R_i = r_{o1} \square r_{o2}$$

## 2.2.9. Surse de curent independente de tensiunea de alimentare

### 2.2.9.1. Circuite de polarizare cu referință de tensiune bază-emitor



Curentul de ieșire

$$I_0 = \frac{V_{BE1}}{R_2} = \frac{V_T}{R_2} \ln \left( \frac{I_{ref}}{I_{S1}} \right)$$

Fig. 2.12. Circuit de polarizare cu referință  $V_{BE}$

## 2.2.9.2. Circuite de polarizare bootstrap cu referință de tensiune bază-emitor

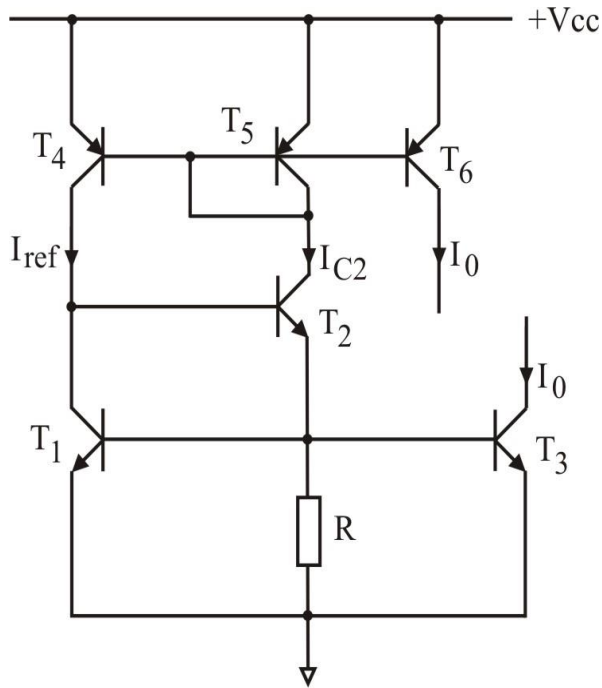


Fig. 2.13. Circuit de polarizare bootstrap cu referință  $V_{BE}$

Curentul din colectorul tranzistorului T2

$$I_{C2} = \frac{V_T}{R} \ln \left( \frac{I_{ref}}{I_{S1}} \right)$$

Se impune condiția pentru sursa simplă  $I_{ref} = I_{C2}$  și neglijând curenții de bază și efectul Early, avem:

$$V_{BE3} = RI_{C2} = R \frac{V_T}{R} \ln \left( \frac{I_{ref}}{I_{S1}} \right) = V_{BE1}$$

$$V_{BE3} = V_T \ln \left( \frac{I_0}{I_{S3}} \right)$$

Dacă ariile tranzistoarelor T1 și T3 sunt egale, rezultă egalitatea:

$$I_0 = I_{C2} = I_{ref} \cdot$$

### 2.2.9.3. Circuite de polarizare bootstrap cu referință tensiune termică

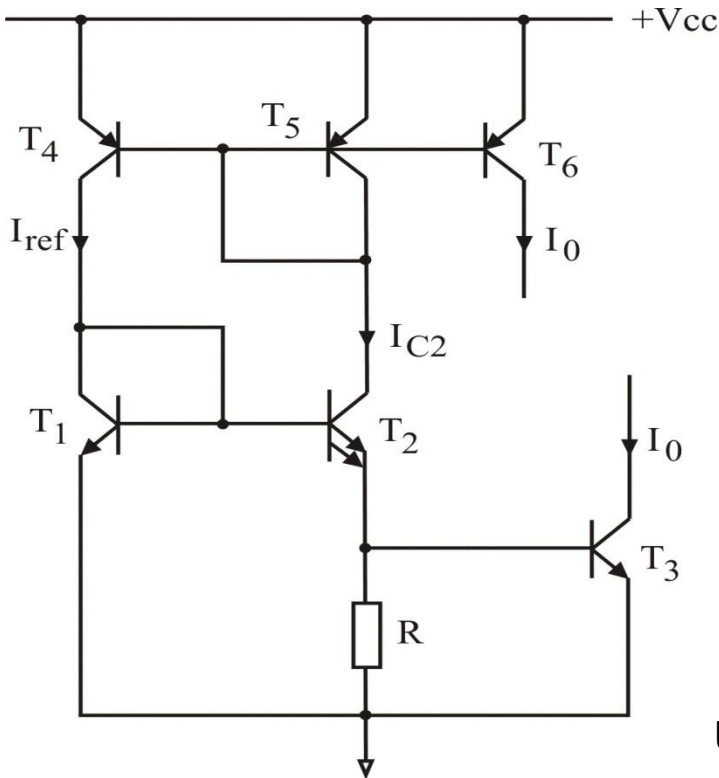


Fig. 2.14. Circuit de polarizare bootstrap cu referință  $V_T$

$$I_{C2} = I_{ref} \quad I_{C1} = I_{ref}$$

$$I_{C1} = I_{C2} \quad I_{S2} = 2I_{S1}$$

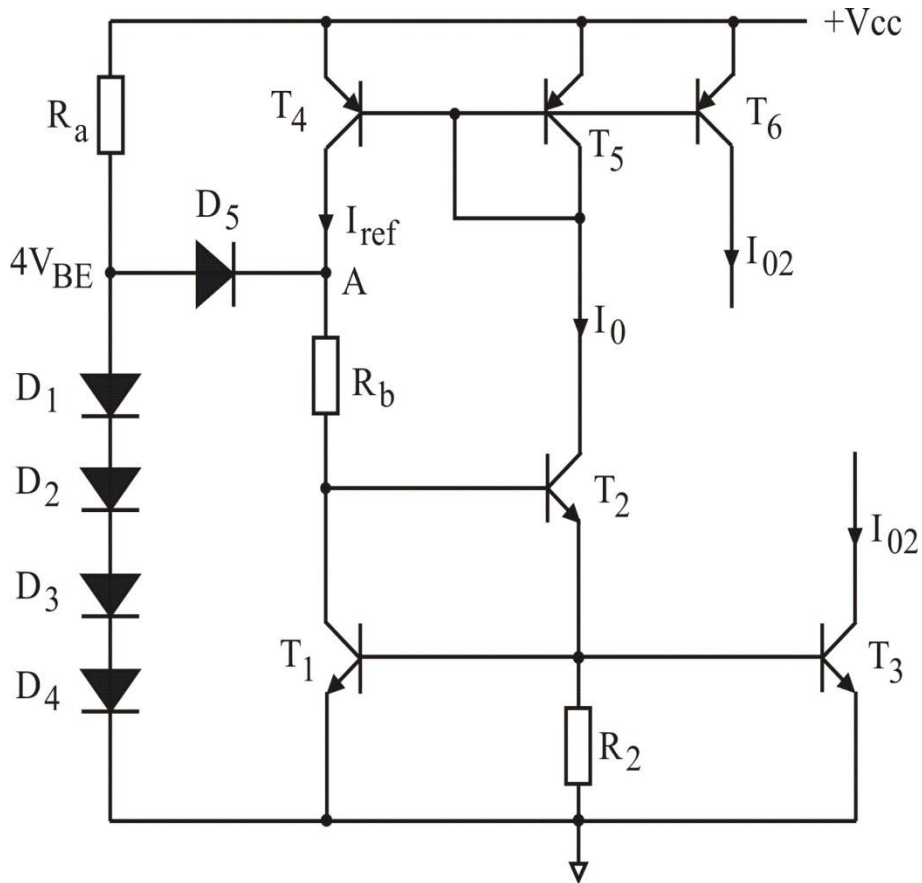
Căderea de tensiune pe rezistența  $R_2$  :  $V_x = V_T \ln 2$ .

Curentul de ieșire:

$$I_0 = I_{C2} = \frac{V_T}{R_2} \ln 2$$

Un aspect al circuitelor bootstrap constă în aceea că prezintă o comportare bistabilă, având tranzistoarele fie în conducție, fie blocate, stabilirea uneia din cele două stări având loc în mod aleator la cuplarea tensiunii de alimentare [2].

Pentru o funcționare sigură acestor circuite li se adaugă un circuit suplimentar, *de pornire sau de amorsare*, prin care se evită ca circuitul cu autopolarizare să rămână în una din situațiile descrise mai sus.



Tensiunile față de masă în punctul A și în baza tranzistorului T2

$$V_{A0} = 4V_{BE} - V_{BE} = 3V_{BE}$$

$$V_{B20} = 2V_{BE}$$

Prin rezistorul  $R_b$  va circula un curent de amorsare a circuitului cu valoarea:

$$I_b = \frac{V_{BE}}{R_b}$$

Fig. 2.15. Circuit de polarizare bootstrap prevăzut cu circuit de pornire (amorsare).

### 2.2.9.4. Circuite de polarizare cu referință Zener

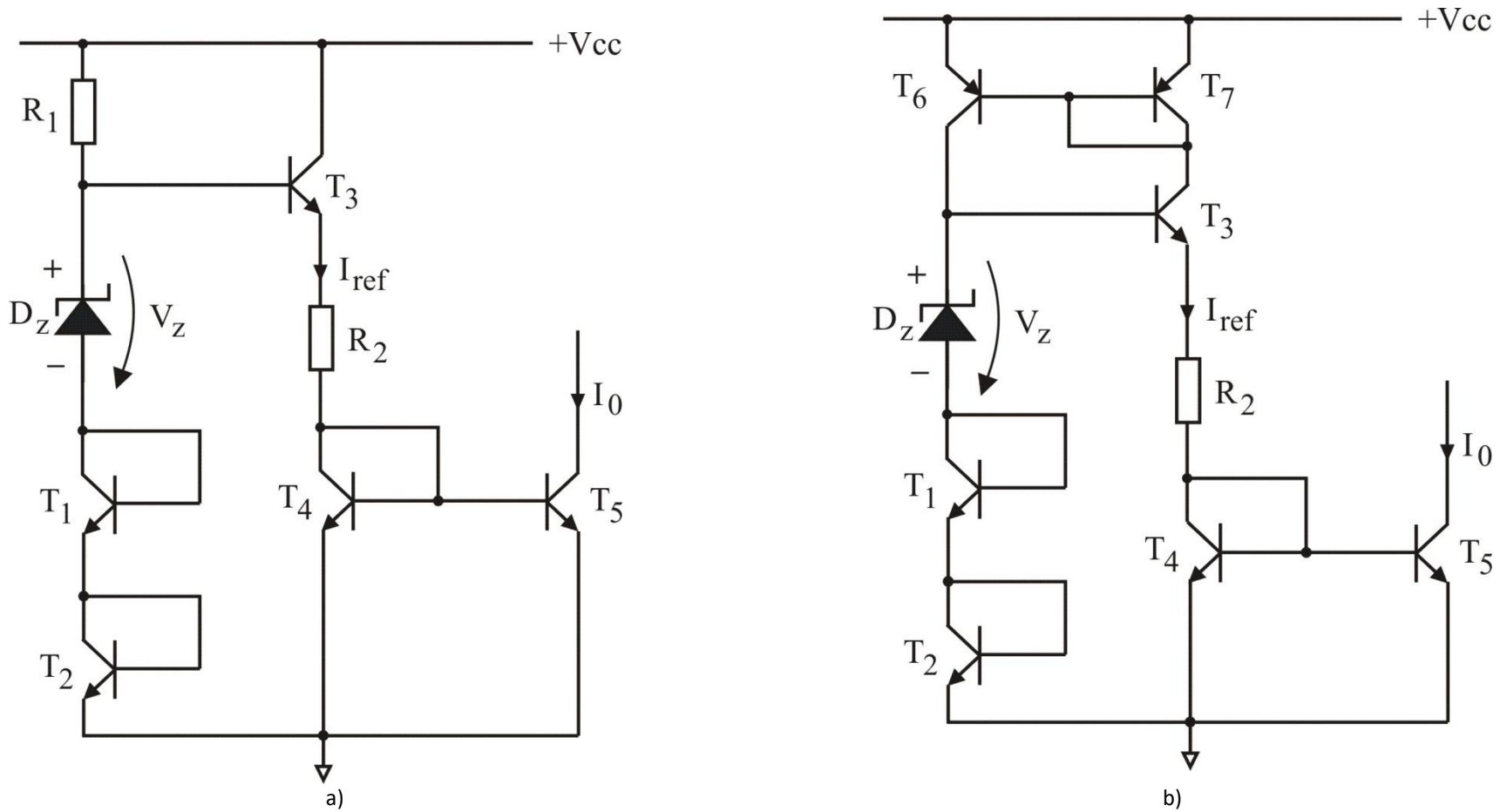


Fig. 2.16. Circuit de polarizare bootstrap cu referință Zener: a - schema de bază; b - schema bootstrap.

În vederea îmbunătățirii comportării cu temperatura s-a creat un nou tip de circuit de polarizare prin utilizarea ca referință o diodă Zener.

Curentul de referință

$$I_{ref} = \frac{V_Z + V_{BE1} + V_{BE2} - V_{BE3} - V_{BE4}}{R_2} = \frac{V_Z}{R_2}$$

Fiind un circuit bootstrap și această schema de polarizare cu referință  $V_T$  necesită și un circuit de amorsare, fig. 2.16 b), care prezintă dezavantajul că are nevoie de o tensiune de alimentare mai mare decât tensiunea Zener .

## 2.3. Surse de tensiune și referințe de tensiune

2.3.1. Surse de tensiune

2.3.2. Referințe de tensiune

2.3.2.1. Referințe de tensiune cu diodă Zener

2.3.2.2. Referințe de tensiune de tip „bandă interzisă”

## 2.3. Surse de tensiune și referințe de tensiune

### 2.3.1. Surse de tensiune

Se definesc următoarele mărimi [6]:

*Reistența de ieșire* – reprezintă raportul dintre variația tensiunii de ieșire a sursei de tensiune și variația curentului de sarcină, când tensiunea de intrare și temperatura sunt constante;

$$r_o = - \left. \frac{dV_o}{dI_o} \right|_{V_{IN}=const.; T=const.}$$

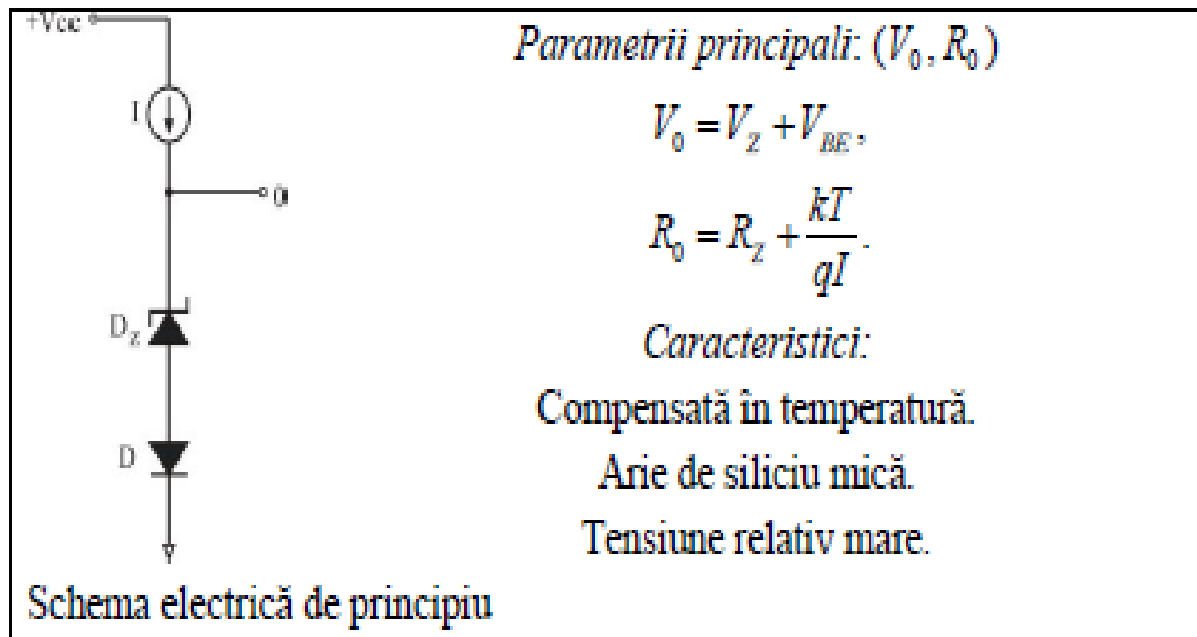
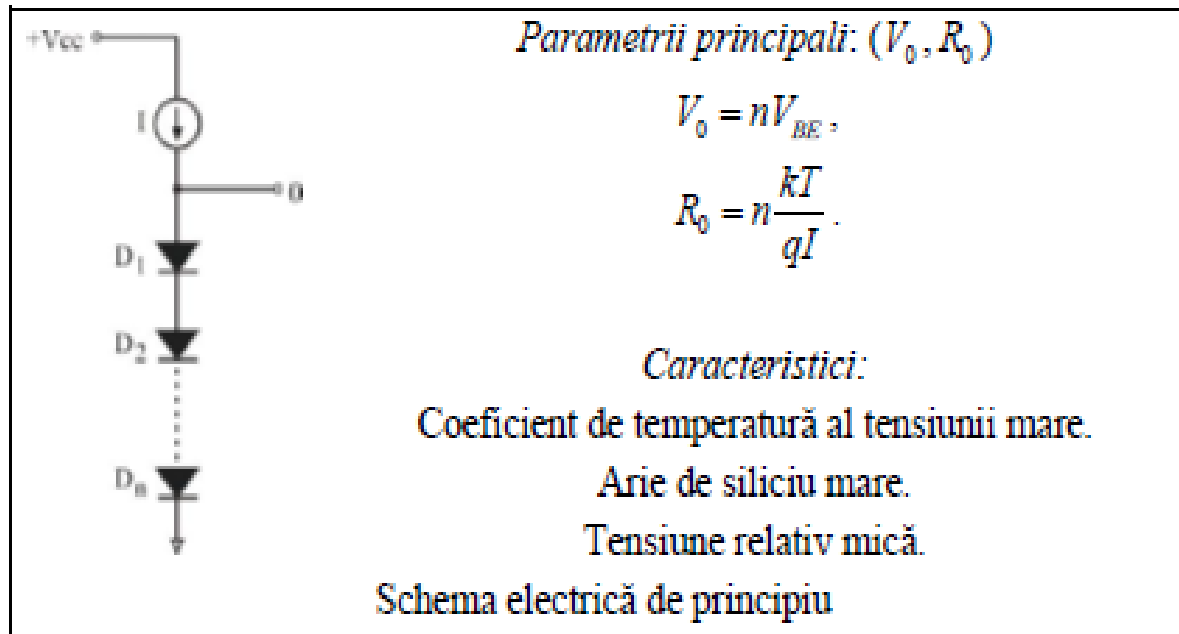
*Rejecția tensiunii de alimentare* – reprezintă raportul dintre variația tensiunii de ieșire a sursei de tensiune și variația tensiunii de alimentare la un curent de sarcină constant și temperatură constantă:

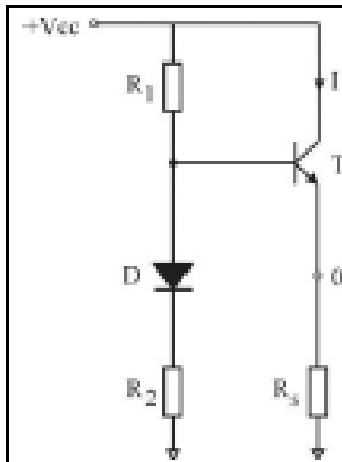
$$PSRR = \left. \frac{dV_o}{dV_{IN}} \right|_{I_o=const.; T=const.}$$

*Coeficientul de variație cu temperatura* – reprezintă raportul dintre variația tensiunii de ieșire a sursei de tensiune și variația temperaturii pentru un curent de sarcină constant și tensiune de intrare constantă:

$$TC_{V_o} = \left. \frac{dV_o}{dT} \right|_{I_o=const.; V_{IN}=const.}$$

*Surse de tensiune utilizate în circuitele integrate lineare [7].*





Parametrii principali:  $(V_0, R_0)$

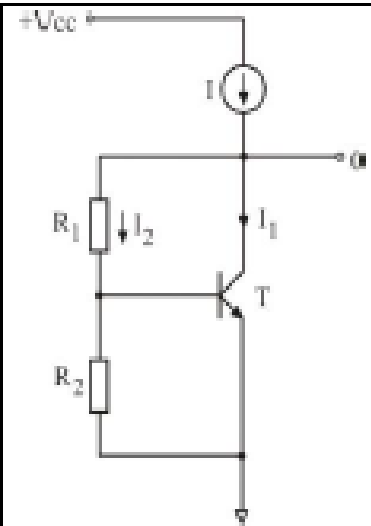
$$V_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{cc} - V_{BE})$$

$$R_0 = \frac{kT}{qI} + \frac{1}{\beta} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Caracteristici:

Total nestabilizată în raport cu Vcc.

Schema electrică de principiu



Parametrii principali:  $(V_0, R_0)$

$$V_0 = V_{BE} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

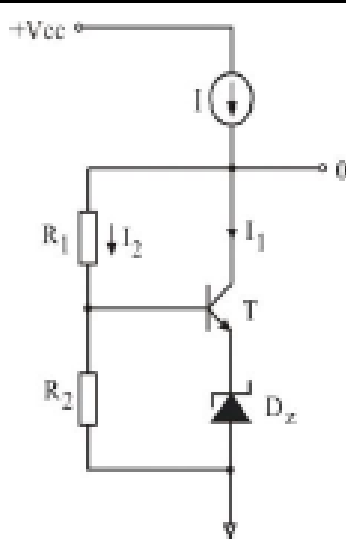
$$R_0 = \frac{R_1}{\beta_0} + \frac{R_1 + R_2}{g_m R_2}$$

$$g_m = \frac{qI_1}{kT}$$

Caracteristici:

Folosește reacția șunt-șunt.

Schema electrică de principiu



Parametrii principali:  $(V_0, R_0)$

$$V_0 = (V_z + V_{BE}) \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right),$$

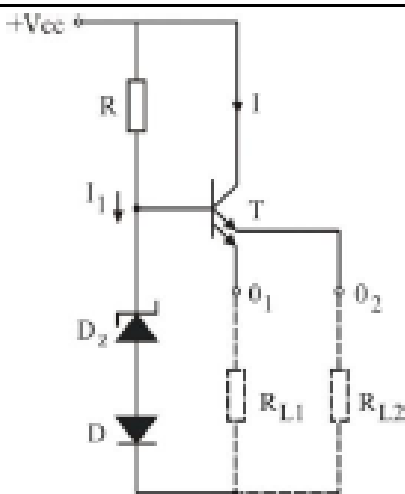
$$R_0 = \frac{R_1}{\beta_0} + \frac{R_1 + R_2}{g_m R_2},$$

$$g_m = \frac{qI_1}{kT}.$$

Caracteristici:

Furnizează  $V_0 > V_z$  fără a folosi diode Zener speciale.

Schema electrică de principiu



Parametrii principali:  $(V_0, R_0)$

$$V_{01} = V_{02} = V_z,$$

$$R_{01} = R_{02} = \frac{kT}{qI} + \frac{1}{\beta} \left[ R \parallel \left( R_z + \frac{kT}{qI_1} \right) \right],$$

$$g_m = \frac{qI_1}{kT}.$$

Caracteristici:

Sursă dublă.

Folosește un tranzistor multiemitor.

Schema electrică de principiu

În ceea ce înseamnă realizarea surselor de tensiune, există două tehnici [6]:

1. utilizarea tranzistorului ca transformator de impedanță;
2. folosirea unui amplificator cu reacție negativă.

1)

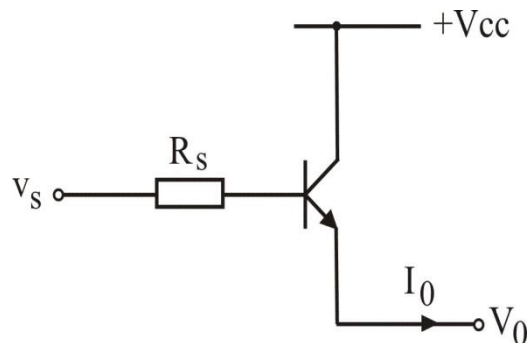


Fig. 2.18. Schema transformării de impedanță cu tranzistor bipolar.

Expresia *rezistenței de ieșire*:

$$r_o = \frac{V_x}{I_x} = \frac{R_s + r_\pi}{\beta + 1}$$

iar expresia variației tensiunii de ieșire:

$$\Delta V_o = - \left[ \frac{(I_{o2} - I_{o1}) R_s}{\beta + 1} + V_T \ln \frac{I_{o2}}{I_{o1}} \right]$$

2)

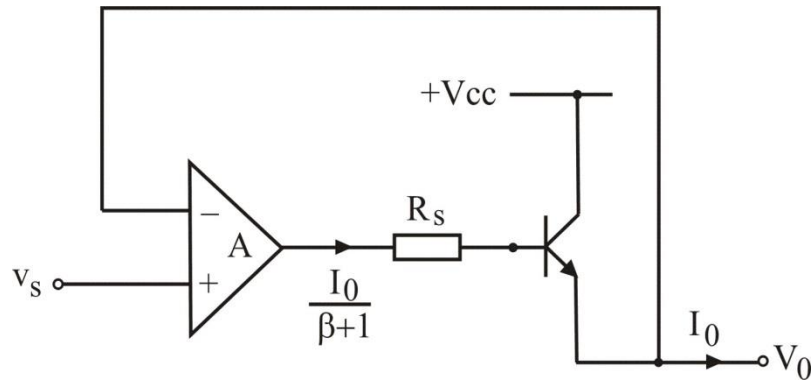


Fig. 2.19. Schema transformării de impedanță amplificator cu reacție negativă cu etaj de ieșire cu tranzistor bipolar.

Tensiunea de ieșire la bornele amplificatorului

$$V_o = (V_s - V_o) a - I_o R_s \quad \text{sau} \quad V_o = V_s \frac{a}{1+a} - I_o R'_s$$

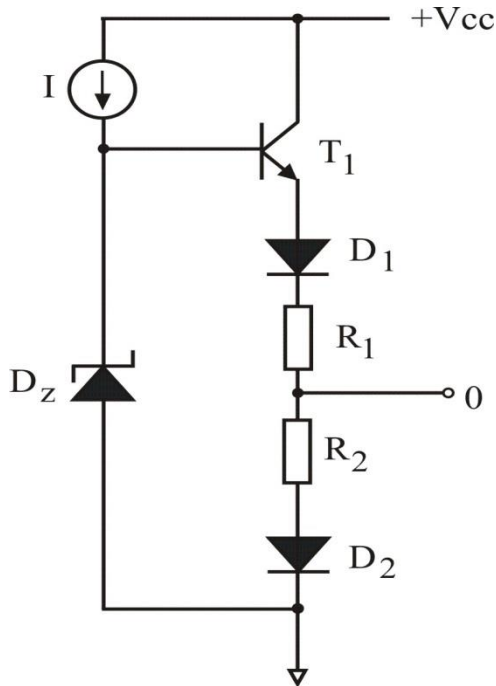
$$R'_s = \frac{R_s}{1+a} \quad \text{reprezintă rezistența de ieșire în buclă închisă a circuitului.}$$

Expresia *rezistenței de ieșire* a sursei de tensiune va fi de forma:

$$R'_o = \frac{\frac{R_s + r_\pi}{\beta + 1}}{a + 1}$$

## 2.3.2. Referințe de tensiune

### 2.3.2.1. Referințe de tensiune cu diodă Zener



Curentul de emitorul tranzistorului T1

$$I_1 = \frac{V_Z - 3V_{BE}}{R_1 + R_2}$$

Tensiunea de ieșire

$$V_o = R_2 I_1 + V_{BE} = \frac{V_Z R_2 + V_{BE} (R_1 - 2R_2)}{R_1 + R_2}$$

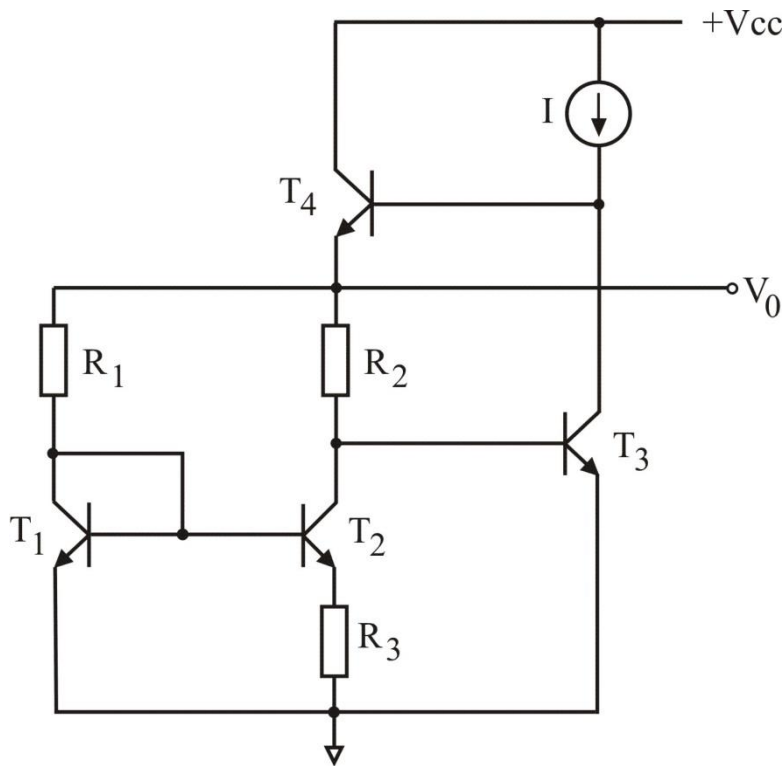
Rezistența de ieșire

$$R_o = R_2 \square \left( R_1 + \frac{r_\pi + r_z}{\beta + 1} \right)$$

Fig. 2.20. Referință de tensiune realizată cu diodă Zener (compensată în temperatură).

### 2.3.2.2. Referințe de tensiune de tip „bandă interzisă”

Pentru a elimina dezavantajele utilizării unei tensiuni de alimentare mai mari decât tensiunea la care lucrează dioda Zener, respectiv nivelul mare de zgomot, se apelează la noi soluții de realizare a unei referințe de tensiune care să prezinte coeficient de temperatură scăzut.



Tensiunea de ieșire va fi de forma:

$$V_o = V_{BE} + \frac{R_2}{R_3} V_T \ln \frac{R_2}{R_1} = V_{BE} + KV_T$$

Fig. 2.21. Referință de tip bandă interzisă Widlar.

## 2.4. Etaje de amplificare diferențiale

2.4.1. Parametrii amplificatoarelor diferențiale

2.4.2. Caracteristica statică de transfer a amplificatoarelor diferențiale

2.4.3. Efectele nesimetriei etajului de amplificare diferențial

2.4.3.1. Tensiunea de offset la intrare pentru etajul amplificator diferențial

2.4.3.2. Curentul de offset la intrare pentru etajul amplificator diferențial

2.4.4. Amplificatoare diferențiale cu sarcini active

## 2.5. Etaje de deplasare a nivelului de curent continuu

## 2.4. Etaje de amplificare diferențiale

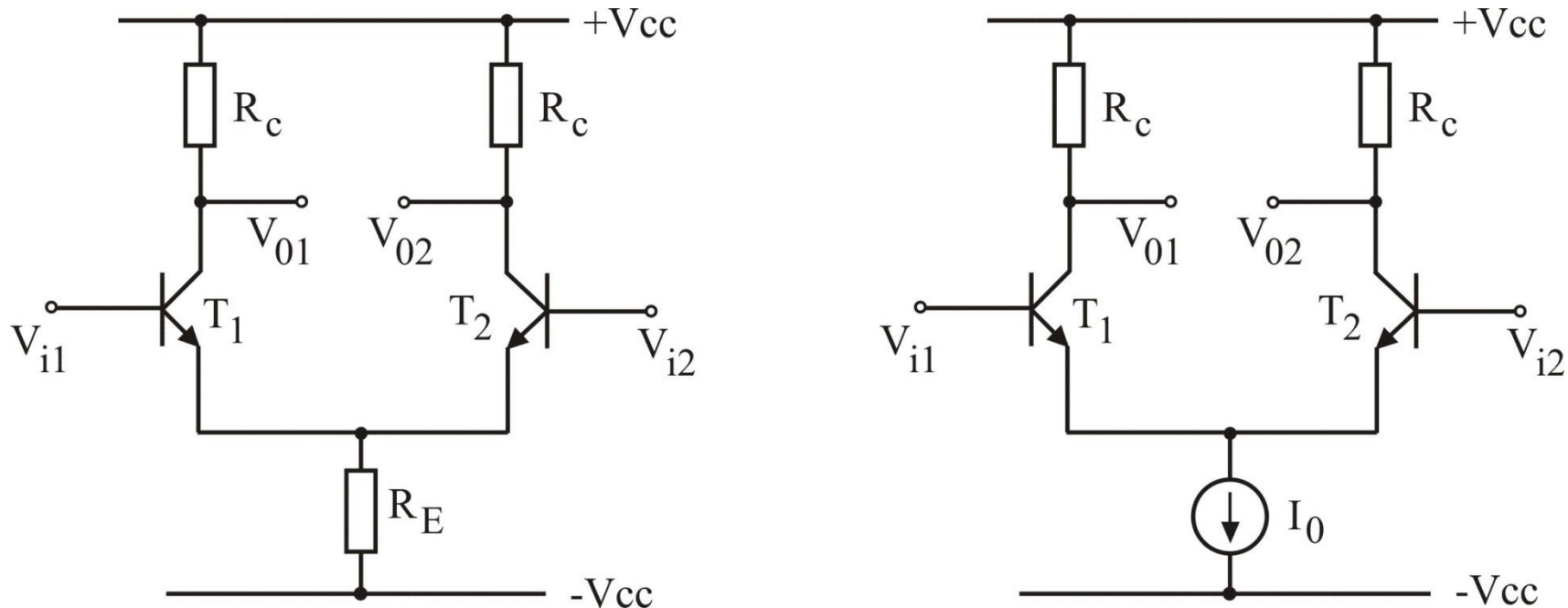


Fig. 2.22. Schema unui etaj de amplificare diferențial realizat cu tranzistoare bipolare:  
a - cu rezistență în emitoarele comune; b - cu sursă de curent constant.

Etajele de amplificare diferențiale se regăses cel mai adesea în configurația circuitelor integrate analogice, atât ca etaje de intrare, dar și ca etaje intermediare de amplificare. Un avantaj al acestor circuite constă în faptul că pot fi conectate în cascadă, direct, fără capacități de cuplaj.

### 2.4.1. Parametrii amplificatoarelor diferențiale

*Tensiunile de mod comun* reprezintă semisuma tensiunilor măsurate în raport cu masa, în două puncte omoloage circuitului.

*Tensiunile de mod diferențial* reprezintă semidiferența tensiunilor față de masă, în două puncte omoloage ale circuitului.

De regulă, *semnalele de mod diferențial sunt semnale utile*, iar *semnalele de mod comun sunt perturbatoare*. În condițiile de mai sus, se definesc *parametrii caracteristici* [2], [3], [4], [5]:

- tensiunea de intrare de mod diferențial:

$$V_{id} = \frac{V_{i1} - V_{i2}}{2}$$

- tensiunea de intrare de mod comun:

$$V_{ic} = \frac{V_{i1} + V_{i2}}{2}$$

- tensiune de ieșire de mod diferențial:

$$V_{od} = \frac{V_{o1} - V_{o2}}{2}$$

- tensiunea de ieșire de mod comun:

$$V_{oc} = \frac{V_{o1} + V_{o2}}{2}$$

Tensiunilor de mod diferențial și de mod comun, de intrare și de ieșire le corespund patru tipuri de amplificări [2], [3], [4], [5]:

- amplificarea de mod diferențial:

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

- amplificarea de mod comun:

$$A_{cc} = \left. \frac{V_{oc}}{V_{id\setminus c}} \right|_{V_{id}=0}$$

- amplificarea de transfer de la modul diferențial la modul comun:

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

- amplificarea de transfer de la modul comun la modul diferențial:

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

Întrucât semnanle utile sunt cele de mod diferențial, *etajele de amplificare diferențiale trebuie să maximizeze valoarea amplificării de mod diferențial și să minimizeze valoarea amplificării de mod comun.*

Capacitatea amplificatorului diferențial de a separa efectul util al tensiunii de intrare de mod diferențial de efectul perturbator al tensiunii de intrare de mod comun poartă numele de *factor de discriminare*, fiind definit de relația:

$$F = \frac{A_{dd}}{A_{cc}}$$

Capacitatea amplificatorului diferențial de a separa tensiunea de ieșire diferențială datorată tensiunii de intrare diferențiale de tensiunea de ieșire diferențială datorată unei tensiuni de intrare de mod comun se definește prin *factorul de rejecție a modului comun*. RRMC este caracteristic etajelor de amplificare neîmperecheate perfect și este de forma:

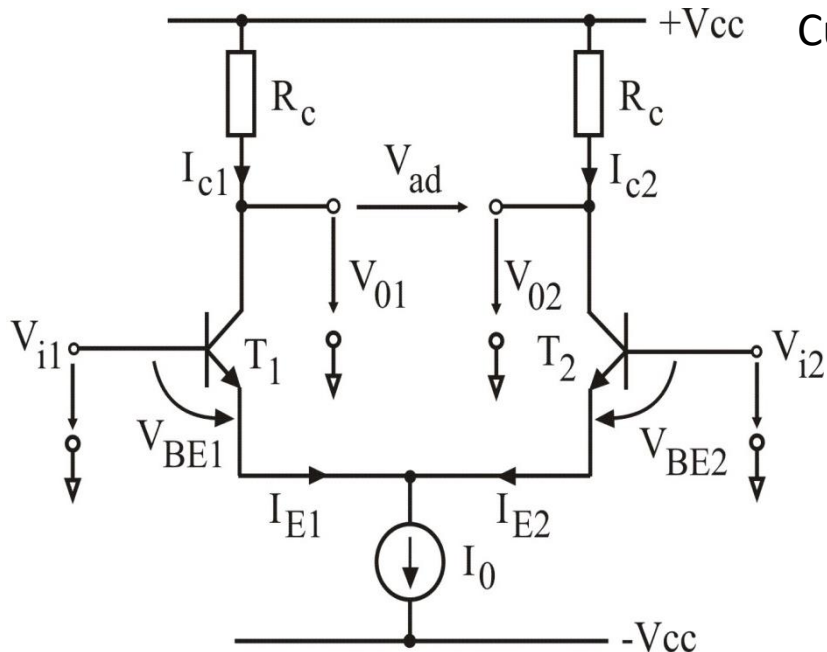
$$RRMC = \frac{A_{dd}}{A_{dc}}$$

În mod similar se definește și *factorul de rejecție a modului diferențial*:

$$RRMD = \frac{A_{cc}}{A_{cd}}$$

## 2.4.2. Caracteristica statică de transfer a amplificatoarelor diferențiale

Caracteristica statică de transfer a unui etaj de amplificare diferențial reprezintă dependența dintre curenții de colector  $I_{c1}$  și  $I_{c2}$  ai celor două tranzistoare și tensiunea de intrare diferențială,  $V_{id}$



Curentul sursei de curent  $I_o$  va fi de forma [2], [3], [5]:

$$I_o = I_{E1} + I_{E2}$$

$$I_{E1} = \frac{I_{C1}}{\alpha}$$

$$I_{E2} = \frac{I_{C2}}{\alpha}$$

În aceste condiții:

$$I_o = \frac{1}{\alpha} (I_{C1} + I_{C2})$$

Fig. 2.23. Schema unui etaj de amplificare diferențial cu sursă de curent în emitoarele comune ale tranzistoarelor.

Curenții de colector ai celor două tranzistoare pot fi exprimați în funcție de tensiunea bază-emitor prin relațiile:

$$I_{C1} = \frac{\alpha I_o}{1 + \frac{I_{C2}}{I_{C1}}}$$

$$I_{C2} = \frac{\alpha I_o}{1 + \frac{I_{C1}}{I_{C2}}}$$

Având în vedere caracteristica exponențială a tranzistorului, curenții de colector vor avea forma:

$$I_{C1} = \frac{\alpha I_o}{1 + \exp\left(-\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{V_T}\right)}$$

$$I_{C2} = \frac{\alpha I_o}{1 + \exp\left(\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{V_T}\right)}$$

Prin aplicarea legii lui Kirchhoff pe bucla care conține tensiunile de bază, rezultă:

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_{i1} - V_{i2} = V_{id}$$

$$I_{C1} = \frac{\alpha I_o}{1 + \exp\left(-\frac{V_{id}}{V_T}\right)}$$

$$I_{C2} = \frac{\alpha I_o}{1 + \exp\left(\frac{V_{id}}{V_T}\right)}$$

În aceste condiții:

$$I_{C1} + I_{C2} = \alpha I_o$$

$$I_{C1} - I_{C2} = \alpha I_o \left( \frac{1}{1 + \exp\left(-\frac{V_{id}}{V_T}\right)} - \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{V_{id}}{V_T}\right)} \right) = \alpha I_o \tanh\left(\frac{V_{id}}{2V_T}\right)$$

Altfel scris, curenții de colector ai celor două tranzistoare vor avea relațiile:

$$I_{C1} = \frac{\alpha I_o}{2} \left[ 1 + \tanh \left( \frac{V_{id}}{2V_T} \right) \right]$$

$$I_{C2} = \frac{\alpha I_o}{2} \left[ 1 - \tanh \left( \frac{V_{id}}{2V_T} \right) \right]$$

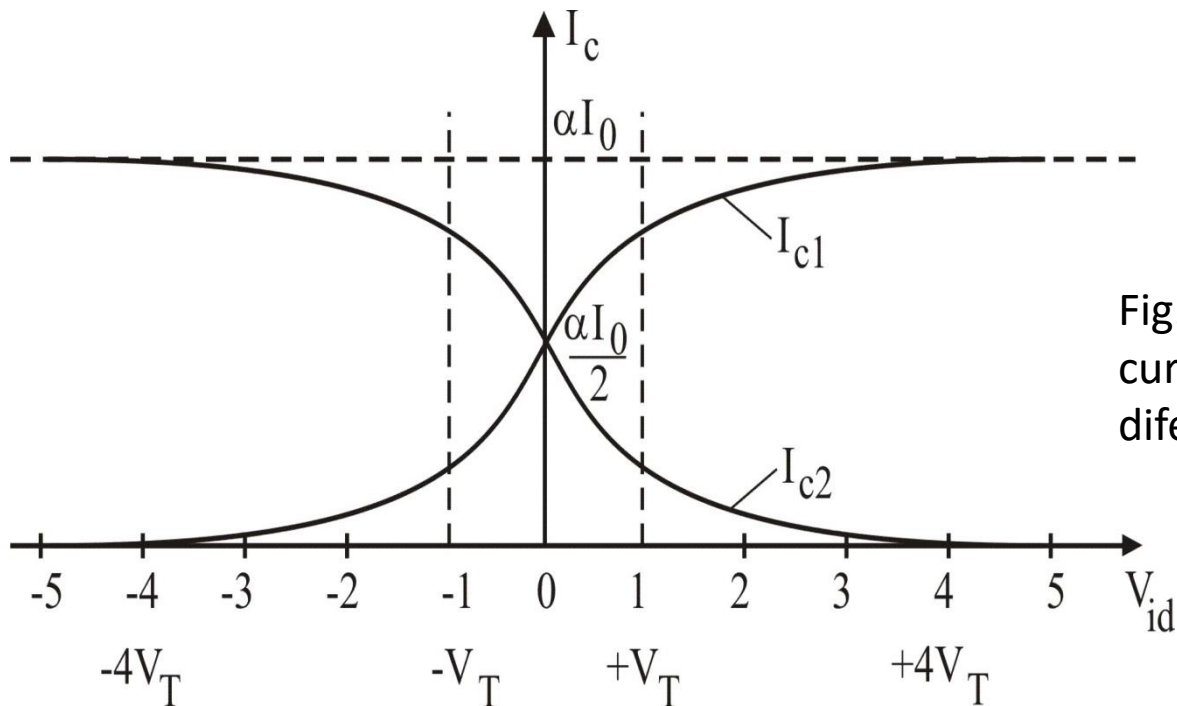


Fig. 2.24. Caracteristicile de transfer curent-tensiune a amplificatorului diferențial.

Se remarcă unele *particularități* [1], [2], [3], [5]:

- *caracteristicile de transfer sunt liniare în jurul punctului static de funcționare*

$$V_X = V_{X1} - V_{X2} = \pm V_T$$

ceea ce înseamnă că regiunea de funcționare liniară corespunde unei tensiuni de intrare diferențiale de  $2V_T$  vârf-la-vârf, de aproximativ 50mV, la o temperatură de 27°C.

- *panta caracteristicilor de transfer, reprezentând transconductanța etajului diferențial:*

$$g_m = \frac{dI_{C1}}{dV_{id}} = \frac{I_{C1}}{V_T} \frac{\exp\left(-\frac{V_{id}}{V_T}\right)}{1 + \exp\left(-\frac{V_X}{V_T}\right)}$$

Valoarea maximă a transconductanței se obține în punctul static de funcționare

$$g_{m,\max} = \frac{\alpha I_o}{4V_T}$$

- tensiunile de ieșire  $V_{01}$  și  $V_{02}$  se pot calcula în funcție de curenții de colector:

$$V_{01} = V_{cc} - R_C I_{C1}$$

$$V_{02} = V_{cc} - R_C I_{C2}$$

Tensiunea diferențială:

$$V_{od} = \alpha I_0 R_C \operatorname{th} \left( \frac{-V_{id}}{2V_T} \right)$$

- extinderea domeniului tensiunilor de intrare* pentru care etajul amplificator diferențial se comportă liniar, se poate realiza prin introducerea unor rezistențe  $R_E$  în serie cu emitoarele tranzistoarelor T1 și T2. În această situație, panta echivalentă a etajului devine:

$$g_{m,echiv} = \frac{g_m}{1 + g_m R_E}$$

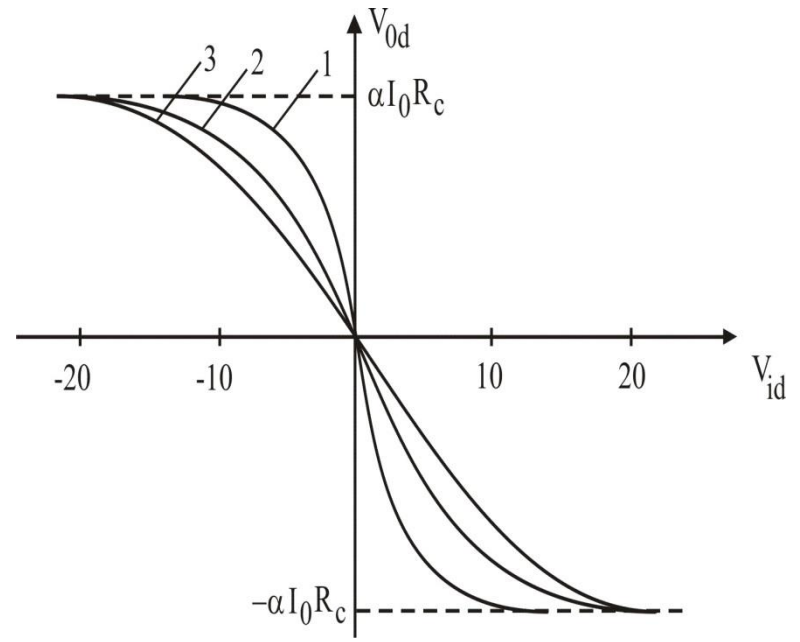
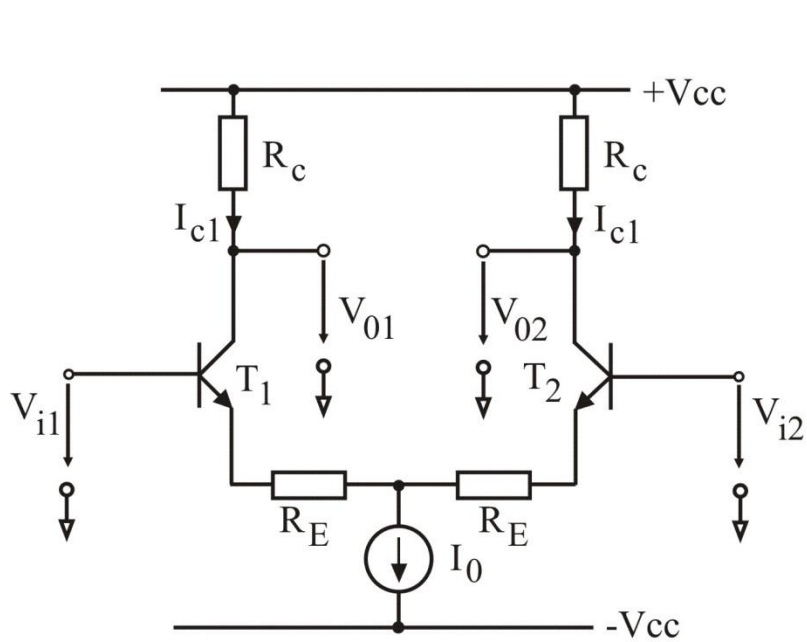


Fig. 2.26. Etaj de amplificare diferențial cu rezistențe de liniarizare în emitoarele tranzistoarelor: a – schema de principiu; b – caracteristica de transfer tensiune-tensiune

### 2.4.3. Efectele nesimetriei etajului de amplificare diferențial

Practica amplificatoarelor diferențiale pune în evidență existența unor imperfecțiuni a ceea ce înseamnă tehnologia de realizare a grosimii straturilor, nivele diferite de dopare a bazei și colectorului tranzistoarelor, arii de emitor diferite, aspecte traduse prin asimetrii între rezistoarele de colector și tranzistoarele etajului. Asimetriile date de neîmperecherile componentelor acestuia împreună cu variația cu temperatura (drift-ul) a elementelor componente, generează la ieșirea amplificatorului diferențial tensiuni diferențiale de curent continuu, care nu pot fi deosebite de cele produse de semnalele utile

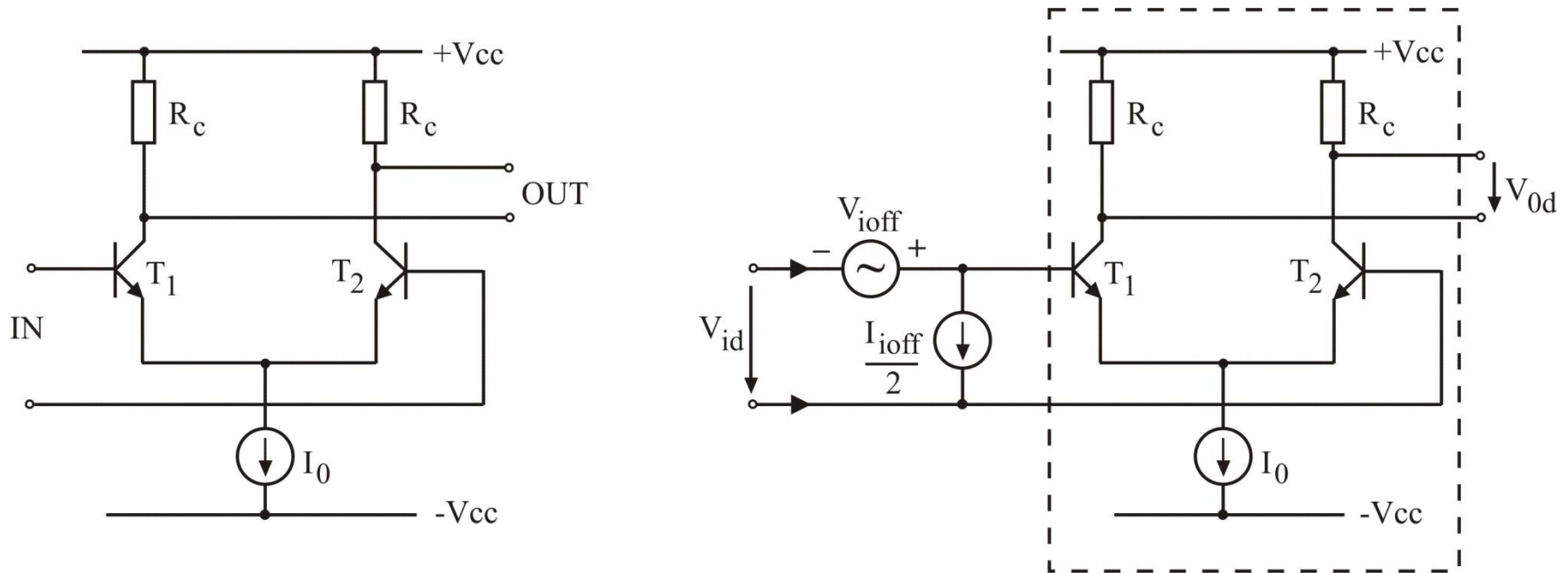


Fig. 2.27. Etaj de amplificare diferențial: a – schema de principiu; b – modul de conectare a tensiunii și curentului de offset la intrare.

### 2.4.3.1. Tensiunea de offset la intrare pentru etajul amplificator diferențial

Tensiunea de offset la intrare este egală cu acea valoare a tensiunii de intrare diferențiale care trebuie aplicată la intrarea etajului diferențial pentru a aduce la zero tensiunea diferențială de la ieșire [1], [2], [5].

Dacă se aplică legea a doua a lui Kirchhoff pe bucla de la intrare, tensiunea de offset va avea forma:

$$V_{i\text{off}} = V_{BE1} - V_{BE2}$$

$$V_{i\text{off}} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} - V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} = V_T \ln \left( \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \right)$$

Condiția ca tensiunea diferențială de ieșire să fie nulă, este necesar ca:

$$I_{C1} R_{C1} = I_{C2} R_{C2} \quad \text{sau} \quad \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{R_{C2}}{R_{C1}}$$

$$V_{i\text{off}} = V_T \ln \left( \frac{R_{C2}}{R_{C1}} \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \right)$$

$$V_{ioff} = V_T \ln \left( \frac{R_C - \frac{\Delta R_C}{2}}{R_C + \frac{\Delta R_C}{2}} \cdot \frac{I_S - \frac{\Delta I_S}{2}}{I_S + \frac{\Delta I_S}{2}} \right)$$

Dacă presupunem că  $\Delta R_C \ll R_C$  și  $\Delta I_S \ll I_S$

expresia tensiunii de offset la intrare va avea forma:

$$V_{ioff} = V_T \ln \left[ \left( 1 - \frac{\Delta R_C}{R_C} \right) \left( 1 - \frac{\Delta I_S}{I_S} \right) \right]$$

$$V_{ioff} = -V_T \left( \frac{\Delta R_C}{R_C} + \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)$$

### 2.4.3.2. Curentul de offset la intrare pentru etajul amplificator diferențial

Curentul de offset la intrare este egal cu diferența celor doi curenți de bază ai tranzistoarelor[1]:

$$I_{ioff} = I_{B1} - I_{B2} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} - \frac{I_{C2}}{\beta_2}$$

$$I_{C1} = I_C + \frac{\Delta I_C}{2} \quad \text{respectiv} \quad \beta_1 = \beta + \frac{\Delta \beta}{2}$$

$$I_{C2} = I_C - \frac{\Delta I_C}{2} \quad \beta_2 = \beta - \frac{\Delta \beta}{2}$$

$$I_{ioff} = \frac{I_C + \frac{\Delta I_C}{2}}{\beta + \frac{\Delta \beta}{2}} - \frac{I_C - \frac{\Delta I_C}{2}}{\beta - \frac{\Delta \beta}{2}}$$

Neglijând termenii de ordin superior

$$I_{ioff} = \frac{I_C}{\beta} \left( \frac{\Delta I_C}{I_C} - \frac{\Delta \beta}{\beta} \right)$$

Având în vedere condiția ca tensiunea de ieșire să fie zero, avem:

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{R_{C2}}{R_{C1}} \Rightarrow \frac{\Delta I_C}{I_C} = - \frac{\Delta R_C}{R_C}$$

În aceste condiții

$$I_{ioff} = - \frac{I_C}{\beta} \left( \frac{\Delta I_C}{I_C} + \frac{\Delta \beta}{\beta} \right)$$

## 2.4.4. Amplificatoare diferențiale cu sarcini active

Etajele de amplificare diferențiale cu sarcini rezistive prezintă o amplificare mare cu cât valoarea rezistenței  $R_c$  are o valoare mai mare. Realizarea rezistenței  $R_c$  de valoare mare implică utilizarea unei suprafețe mult mai mari din aria de siliciu a monoliturii, dar și o tensiune de alimentare a amplificatorului mult mai mare decât în mod obișnuit, astfel ca tranzistorul să lucreze în regiunea activă normală.

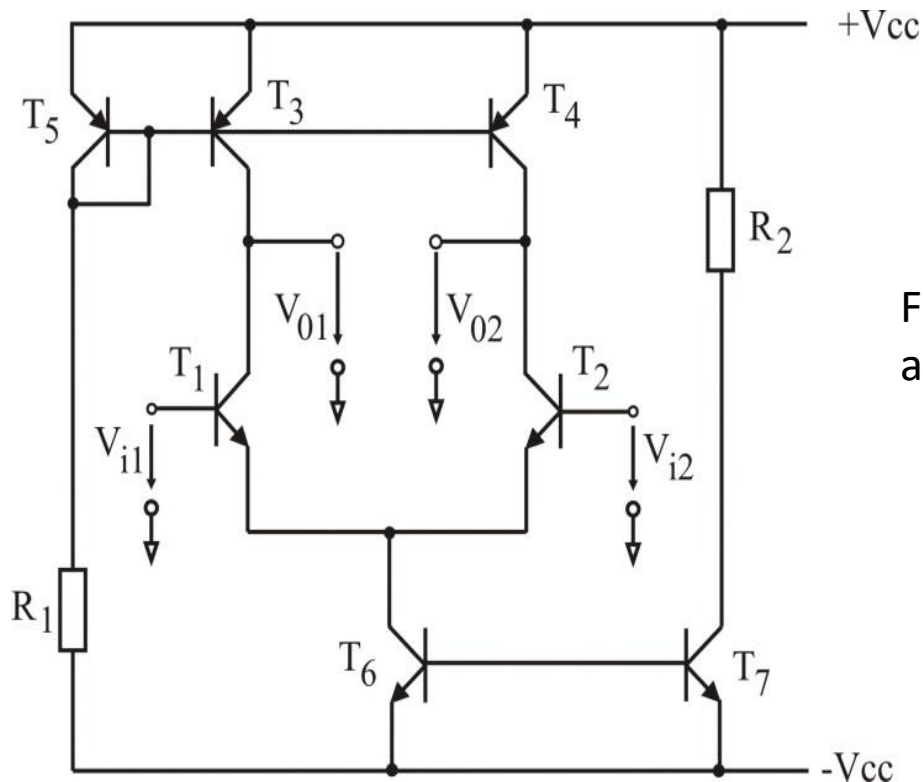


Fig. 2.28. Schema de principiu a unui amplificator diferențial sarcină activă.

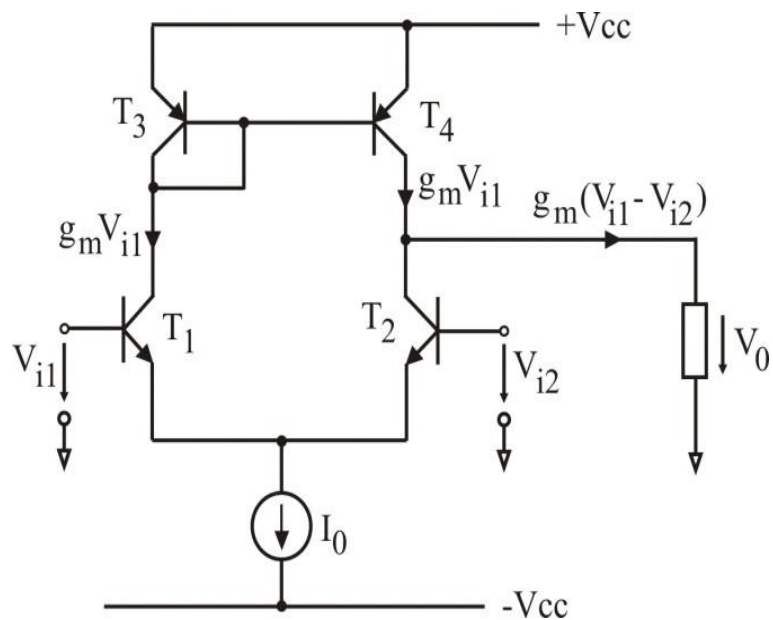


Fig. 2.29. Schema unui amplificator diferențial sarcină activă și ieșire asimetrică.

În regim dinamic vom avea relațiile:

- curentul de ieșire 
$$I_L = 2g_m \left( \frac{V_x}{2} \right) = g_m V_x$$

- tensiunea de ieșire 
$$V_0 = I_L R_L = g_m V_x R_L$$

- amplificarea diferențială 
$$A_{dd} = \frac{V_0}{V_x} = g_m R_L$$

## 2.5. Etaje de deplasare a nivelului de curent continuu

În proiectarea circuitelor integrate analogice, cuplarea între etaje în curent continuu se realizează în mod direct, prin asigurarea unei compatibilități a nivelului de curent continuu de la ieșirea unui etaj cu cel de la intrarea în etajul următor. Pentru a asigura această condiție, între etajele de amplificare se utilizează *etaje de deplasare a nivelului de curent continuu*, cu rol de a modifica nivelul de ieșire de curent continuu, asigurând în același timp și o atenuare minimă a nivelului de semnal.

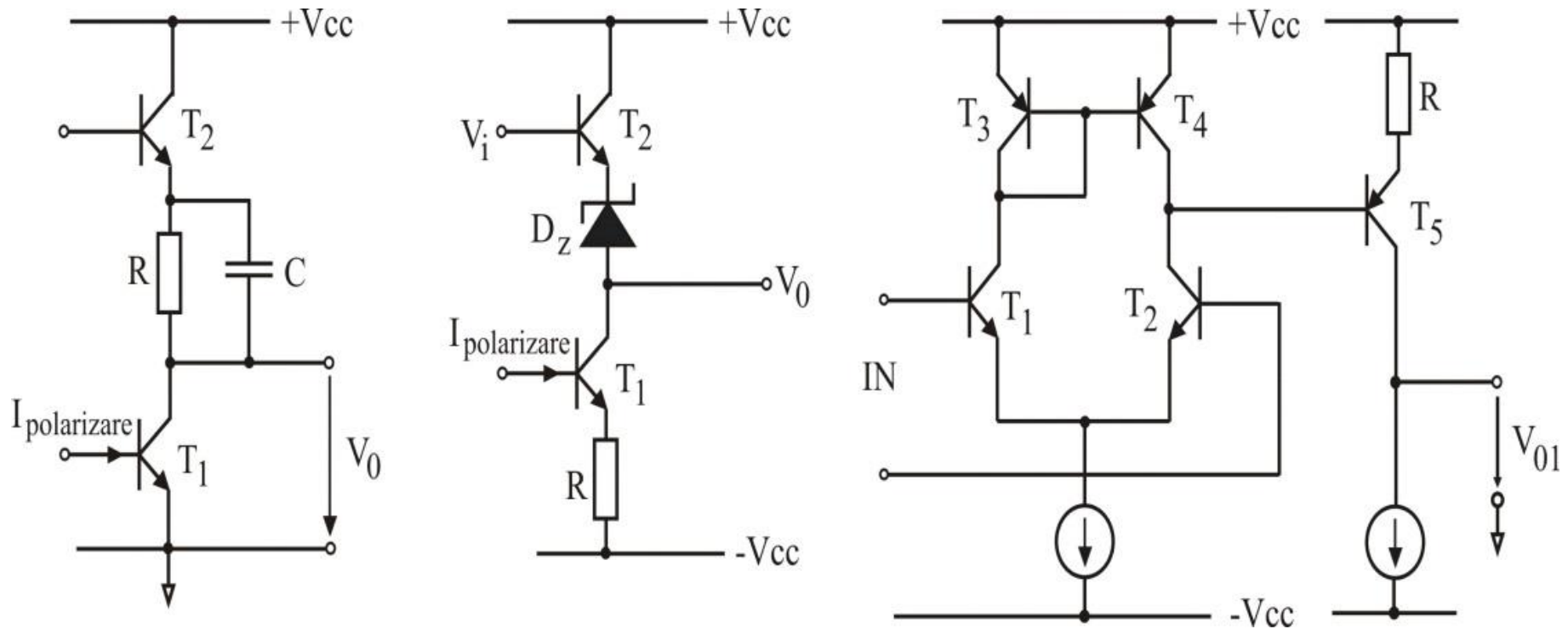


Fig. 2.30. Etaje de deplasare a nivelului de curent continuu: a – cu circuit pasiv; b – cu diodă Zener; c – cu tranzistor pnp.

## 2.6. Etaje de ieșire

### 2.6.1. Etaje de ieșire clasă A

#### 2.6.1.1. Etaje de ieșire colector comun

#### 2.6.1.2. Etaje de ieșire emitor comun

#### 2.6.1.3. Etaje de ieșire bază comună

### 2.6.2. Etaje de ieșire clasă B

#### 2.6.2.1. Caracteristica de transfer

#### 2.6.2.2. Bilanțul energetic

#### 2.6.2.3. Etaje de ieșire contratimp clasă B realizată cu tranzistoare compuse

### 2.6.3. Etaje de ieșire în contratimp clasă A-B

#### 2.6.3.1. Protecția la scurtcircuit a tranzistoarelor etajelor de ieșire

## 2.6. Etaje de ieșire

### 2.6.1. Etaje de ieșire clasă A

#### 2.6.1.1. Etaje de ieșire colector comun

Etajul de ieșire colector comun, cunoscut și sub denumirea de repetor pe emitor este configurația cea mai indicată din punct de vedere tehnologic, întrucât asigură în același timp și o polarizare mai ușoară a etajului final.

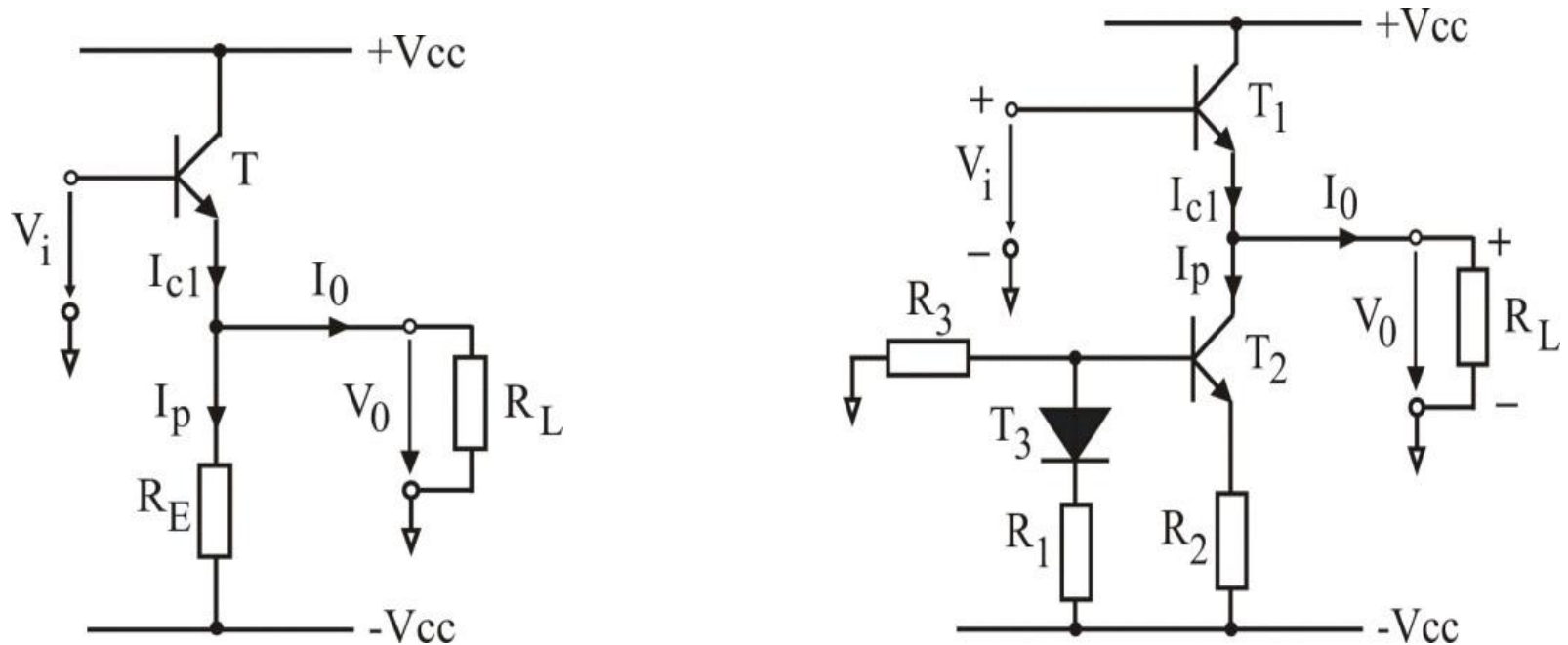


Fig. 2.31. Etaje de ieșire repetor pe emitor: a – polarizat cu rezistență; b – polarizat cu sursă de curent.

## Caracteristica de transfer

Caracteristica de transfer poate fi determinată de forma [1], [5]:

$$V_i = V_{BE1} + V_0$$

$$V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_S} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C1}}{I_S}$$

$$I_{C1} = I_p + \frac{V_0}{R_L}$$

$$V_i = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_p + \frac{V_0}{R_L}}{I_S} + V_0 = V_T \ln \left( \frac{I_p + \frac{V_0}{R_L}}{I_S} \right) + V_0$$

## Aspecte energetice

Dacă la intrarea etajului de ieșire din fig. 2.31 b), se aplică un semnal sinusoidal, puterea disipată de către elementele circuitului va prezenta o variație în timp. În aceste condiții devine de interes *puterea disipată instantanee*, respectiv *puterea disipată medie*.

Transferul maxim de putere se realizează atunci când rezistența de sarcină prezintă o valoare optimă, de forma:

$$R_L = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{I_p} \cong \frac{V_{CC}}{I_p}$$

amplitudinea tensiunii de ieșire:

$$V_0 = kV_{cc}$$

amplitudinea curentului de ieșire:

$$I_0 = \frac{V_0}{R_L} = k \frac{V_{cc}}{R_L} \cong kI_p$$

În condițiile de mai sus se determină *valoarea puterii disipate de către tranzistorului T1*

- puterea instantanee disipată: 
$$P_{D1} = V_{CE1} I_{C1}$$
- puterea instantanee disipată pentru un semnal de intrare sinusoidal va fi de forma:

$$P_{D1} = (V_{cc} - V_0 \sin \omega t) (I_p - I_0 \sin \omega t)$$

$$P_{D1} = V_{cc} I_p (1 - k^2 \sin^2 \omega t) = V_{cc} I_p \left( 1 - k^2 \left( \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \right) \right) = V_{cc} I_p \left( \left( 1 - \frac{k^2}{2} \right) + \left( \frac{k^2}{2} \cos 2\omega t \right) \right)$$

Puterea disipată medie a tranzistorului T1

$$P_{D1} = V_{cc} I_p \left( 1 - \frac{k^2}{2} + \frac{k^2}{2} \int_0^T \cos 2\omega dt \right) = V_{cc} I_p \left( 1 - \frac{k^2}{2} \right)$$

Pentru calculul puterii disipate de tranzistorul T2 se procedează în mod similar, rezultând:

- puterea instantanee disipată:  $P_{D2} = V_{CE2} I_{C2} = V_{cc} I_p (1 + k \sin \omega t)$

- puterea disipată medie a tranzistorului T2  $P_{D2} = V_{cc} I_p \left( 1 + k \int_0^T \sin 2\omega dt \right) = V_{cc} I_p$

Puterea media absorbită de la sursele de alimentare va avea relația:

$$P_A = V_{cc} I_p \int_0^T (2 + k \sin \omega t) dt = 2V_{cc} I_p$$

Puterea utilă instantanee

$$p_0 = V_0 I_0 (V_0 \sin \omega t)(I_0 \sin \omega t) = V_0 I_0 \frac{(1 - 2 \cos \omega t)}{2}$$

Puterea utilă

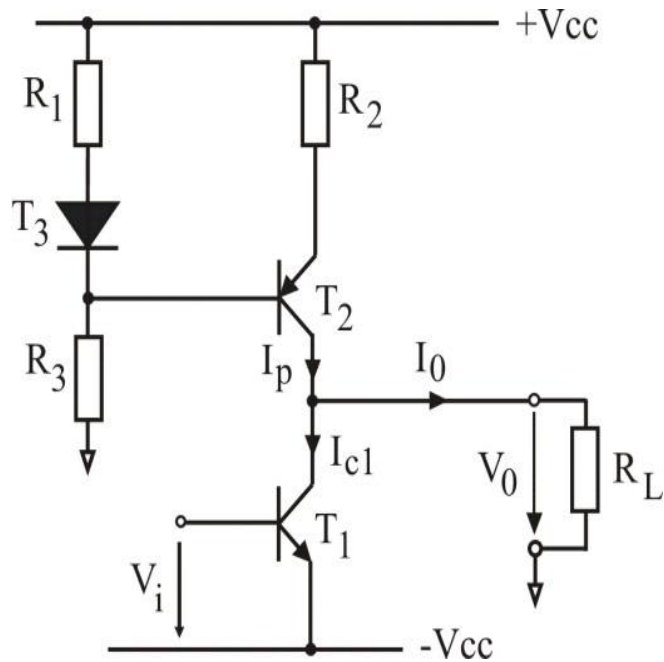
$$P_0 = \int_0^T p_0 dt = \frac{1}{2} V_0 I_0 = \frac{1}{2} k^2 V_{cc} I_p$$

Randamentul energetic

$$\eta = \frac{P_0}{P_A} = \frac{1}{4} k^2 = 0,25k^2$$

### 2.6.1.2. Etaje de ieșire emitor comun

Etajul de ieșire cu emitor comun nu prezintă la fel de mare interes precum cel de repetor pe emitor tocmai din cauza caracteristicilor neliniare și rezistenței de ieșire mare. Totuși, etajul de ieșire emitor comun prezintă unele avantaje cum ar fi: câștig mare în curent și tensiune de ieșire de valoare ridicată, fiind utilizate ca etaje de comandă la etajele de ieșire.



Exprimarea funcției de transfer poate fi făcută prin relațiile:

$$I_0 = I_p - I_{C1}$$

$$I_0 = \frac{V_0}{R_L}$$

$$V_0 = -R_L \left( I_S \exp \frac{V_i}{V_T} - I_p \right)$$

Fig. 2.32. Etaj de ieșire cu emitor comun.

### 2.6.1.3. Etaje de ieșire bază comună

Etajul de ieșire cu baza comună este o configurație care se utilizează în aplicații speciale, din cauza dezavantajului dat de câștigul curențiar în curent, care face ca etajul să furnizeze același curent ca cel al etajului final. Etajul de ieșire cu baza comună prezintă totuși avantajul unei tensiuni de străpungere ridicată față de alte etaje (în mod tipic cu valoare dublă), ceea ce îl recomandă pentru lucru cu tensiuni înalte de ieșire. Un alt avantaj constă în faptul că această configurație se comportă bine în frecvență, chiar și pentru impedanțe de sarcină relativ mari.

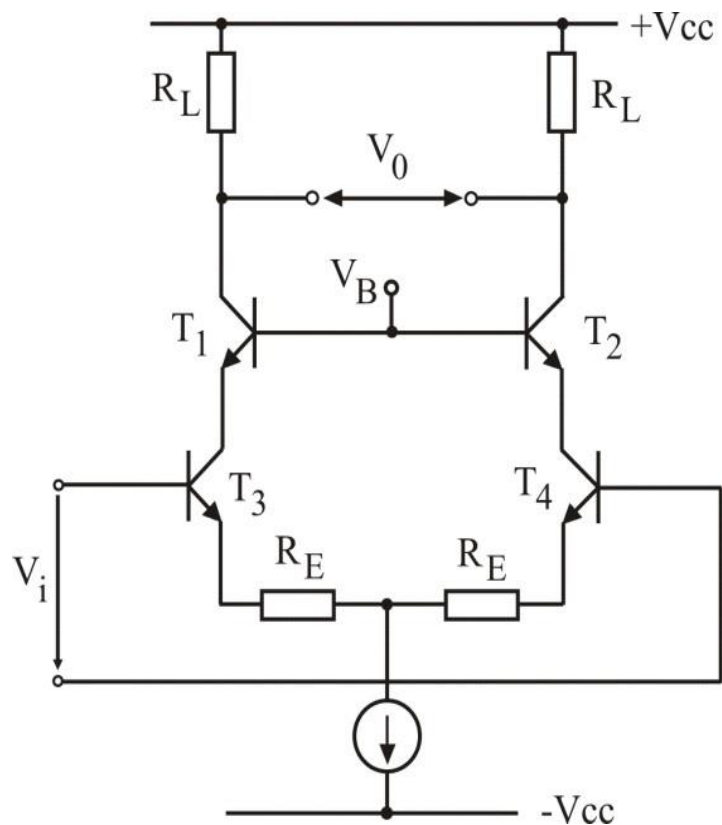


Fig. 2.33. Etaj de ieșire cu baza comun.

## 2.6.2. Etaje de ieșire clasă B

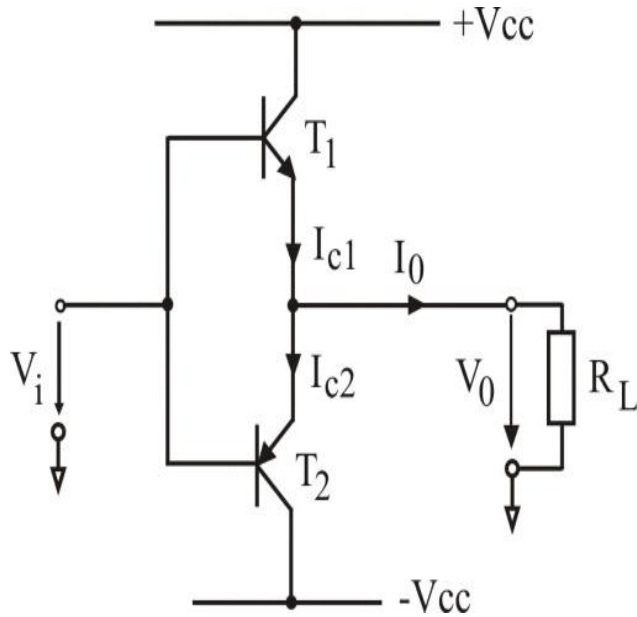


Fig. 2.34. Etaj de ieșire contratimp clasă B.

Configurația unui asemenea etaj de ieșire în clasă B este realizată din două dispozitive active care, la apariția unui semnal la intrarea etajului, cele două dispozitive conduc alternativ, câte unul pe fiecare semialternanță, de unde provine și denumirea de *etaj contratimp*.

Valoarea maximă a tensiunii de ieșire pe sarcină este aproximativ egală cu valoarea tensiunii de alimentare

$$V_{0 \max} = V_{CC} - V_{CES} \cong V_{CC}$$

iar tensiunea de ieșire va avea o relație de forma:

$$V_0 = kV_{0 \max} = kV_{CC}$$

Amplitudinea curentului în sarcină:

$$I_0 = \frac{V_0}{R_L} = k \frac{V_{CC}}{R_L} = I_{C1} = I_{C2} = I_C$$

### 2.6.2.1. Caracteristica de transfer

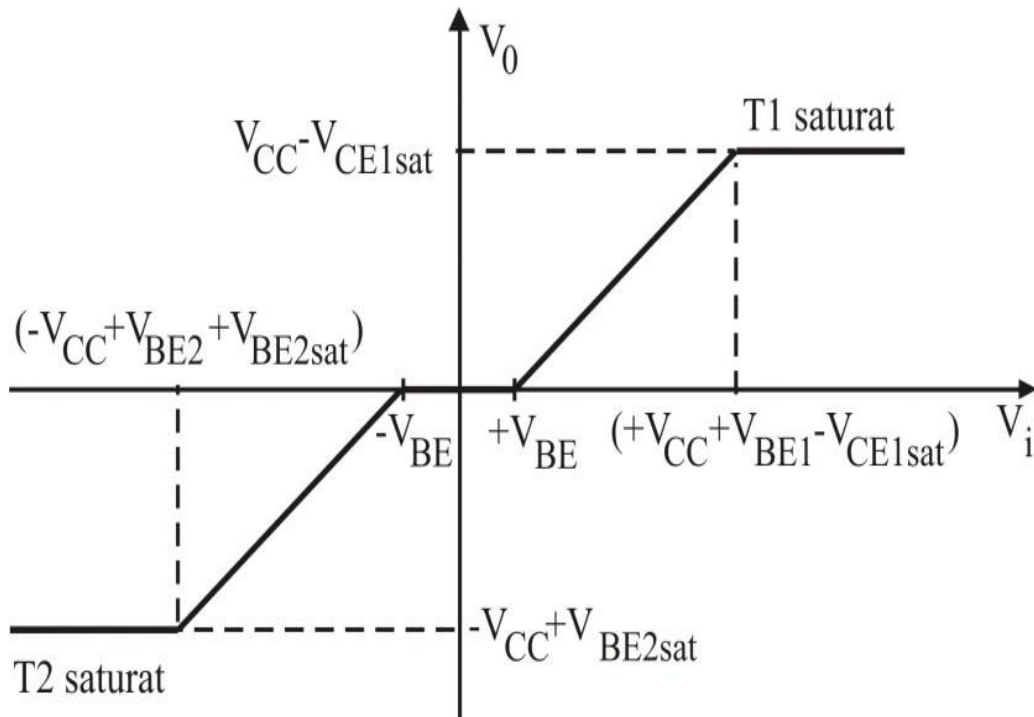


Fig. 2.35. Caracteristica de transfer a etajului de ieșire contratimp clasă B.

Se observă trei regimuri de funcționare în funcție de nivelul tensiunii de intrare

Un aspect caracteristic al acestor etaje de ieșire este *neliniaritatea* sau „*zona moartă*” din jurul originii, corespunzător trecerii conducției de pe un tranzistor pe celălalt, având ca rezultat *distorsiuni de trecere*.

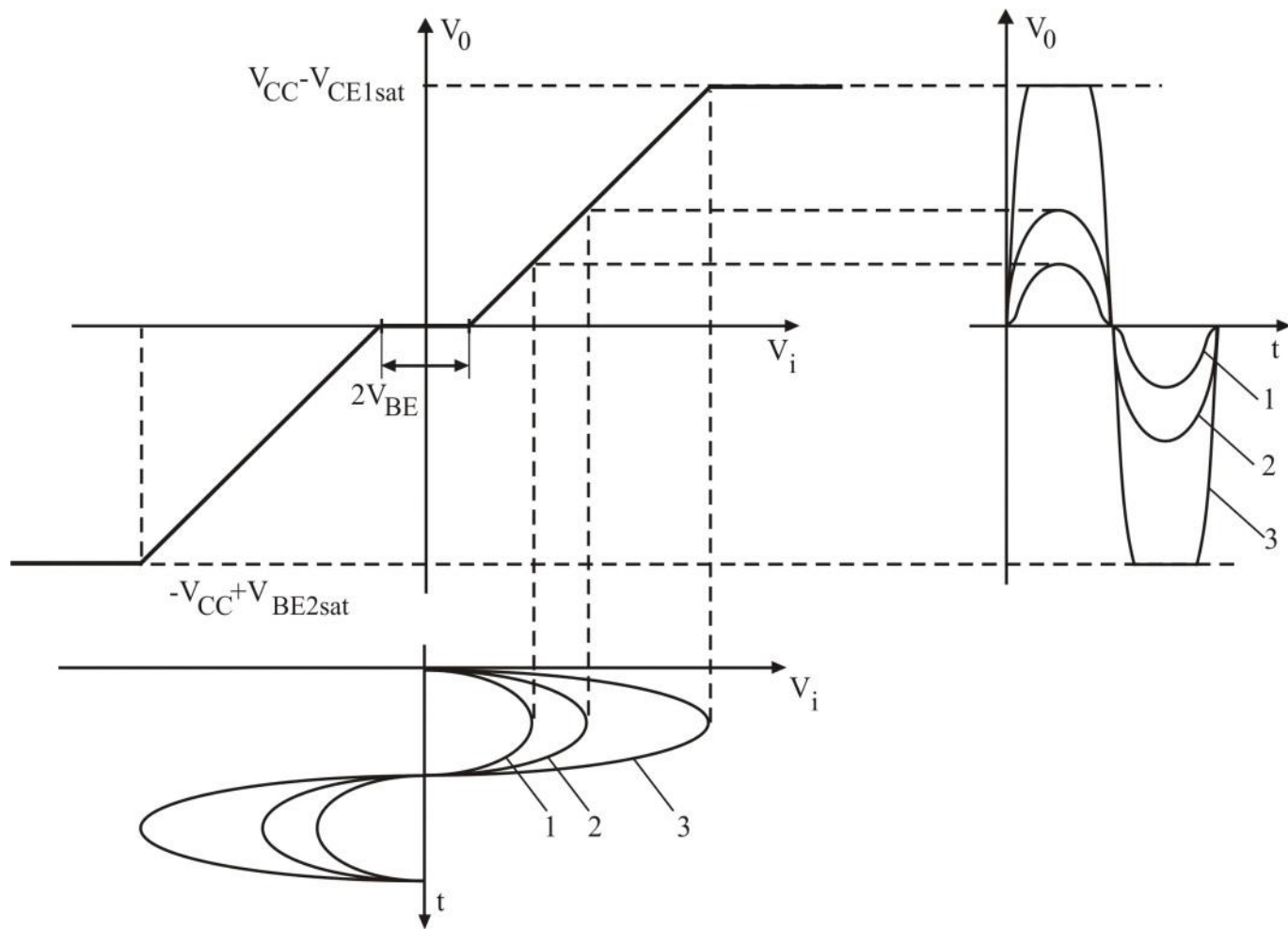


Fig. 2.36. Formele de undă ale tensiunii de ieșire corespunzătoare unui etaj de ieșire contratimp clasă B, pentru semnale de intrare de diverse amplitudini.

## 2.6.2.2. Bilanțul energetic

Calculul puterii medii absorbite de la sursele de alimentare [1], [2] [3], [4]:

Valoarea medie a curentului debitat din cele două surse este de forma:

$$I_{sursă} = \frac{1}{T} \int_0^T I_C(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_C \sin \omega t d(\omega t) = \frac{1}{\pi} I_C$$

$$I_{sursă} = \frac{1}{\pi} k \frac{V_{CC}}{R_L}$$

Puterea medie absorbită de la cele două surse de alimentare va avea relația:

$$P_A = 2V_{CC} I_{sursă} = \frac{2}{\pi} k \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

sau

$$P_A = k P_{A \max}$$

unde:

$$P_{A \max} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

Calculul puterii utile și a randamentului [1], [2] [3], [4]:

Puterea utilă medie debitată de sarcină este de forma:

$$P_0 = \frac{1}{2} \frac{V_0}{I_0} \quad \text{sau} \quad P_0 = \frac{1}{2} k^2 \frac{V_{CC}^2}{R_L} = k^2 P_{0 \max} \quad \text{unde:} \quad P_{0 \max} = \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

atunci puterea utilă medie va fi de forma:

$$P_0 = \frac{\pi}{4} k^2 P_{0 \max}$$

Expresia randamentului va putea fi scrisă astfel:

$$\eta = \frac{P_0}{P_{A \max}} = \frac{\pi}{4} k$$

Calculul puterii medii disipate de tranzistoare [1], [2] [3], [4]:

Puterea disipată medie totală disipată de ambele tranzistoare ale etajului de ieșire în clasă B se poate scrie sub forma:

$$P_{DT} = P_A - P_0 = P_{A \max} \left( k - \frac{\pi}{4} k^2 \right)$$

Pentru valoarea lui  $k=0,637$  puterea disipată maximă este:

$$P_{DT \max} = \left[ \frac{2}{\pi} - \frac{\pi}{4} \left( \frac{2}{\pi} \right)^2 \right] P_{A \max} = \frac{1}{\pi} P_{A \max} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{cc}^2}{R_L}$$

Pentru valoarea lui  $k=1$  puterea disipată maximă va fi:

$$P_{DT \max} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{cc}^2}{R_L} = \frac{4}{\pi^2} P_{0 \max} \cong 0,4 P_{0 \max}$$

Sau altfel scris

$$P_{0 \max} = \frac{\pi^2}{4} P_{DT \max} = \frac{\pi^2}{4} P_{DT \text{ adm}} \cong 0,25 P_{DT \text{ adm}}$$

Valoarea minimă admisibilă a rezistenței de sarcină poate fi scrisă astfel:

$$R_{L \min \text{ admis}} = \frac{1}{2} \frac{V_{cc}^2}{P_{0 \max}} = \frac{V_{cc}^2}{5P_{DT \text{ adm}}}$$

Ceea ce înseamnă că dacă rezistența de sarcină scade sub o anumită valoare minimă admisibilă, puterea disipată de tranzistoare depășește limita maximă admisibilă, în consecință, tranzistoarele se vor distruge.

### **2.6.2.3. Etaje de ieșire contratimp clasă B realizate cu tranzistoare compuse**

Un dezavantaj pe care îl prezintă etajul de ieșire în contratimp realizat cu tranzistoare complementare, constă în faptul că, etajul prefinal care lucrează în clasă A, ajunge să disipe o putere relativ ridicată.

Acest inconvenient poate fi eliminat prin utilizarea de tranzistoare compuse în configurația etajului final contratimp clasă B.

## Etaje de ieșire contratimp clasă B realizate cu tranzistoare compuse

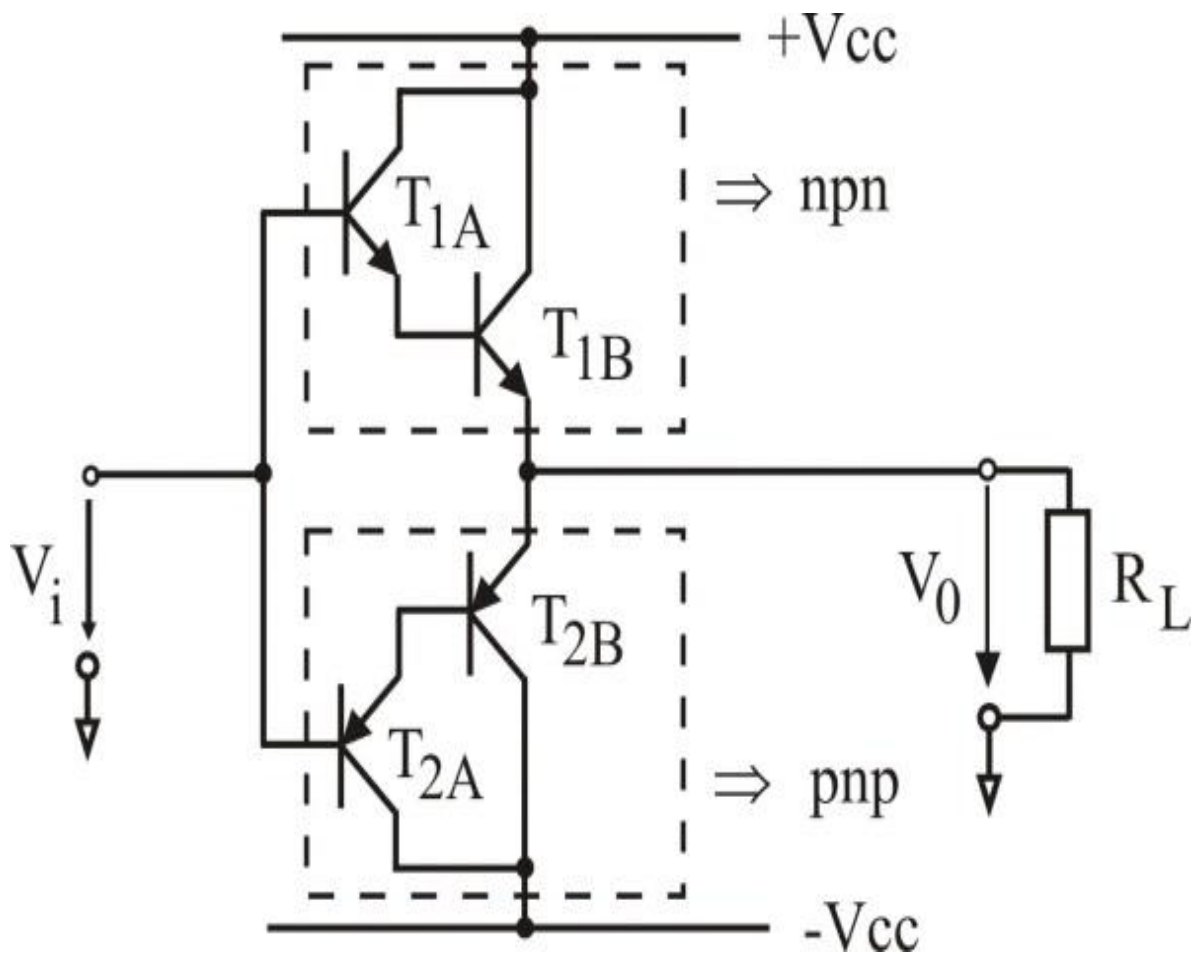


Fig. 2.38. Etaje de ieșire clasă B cu tranzistoare în configurație Darlington.

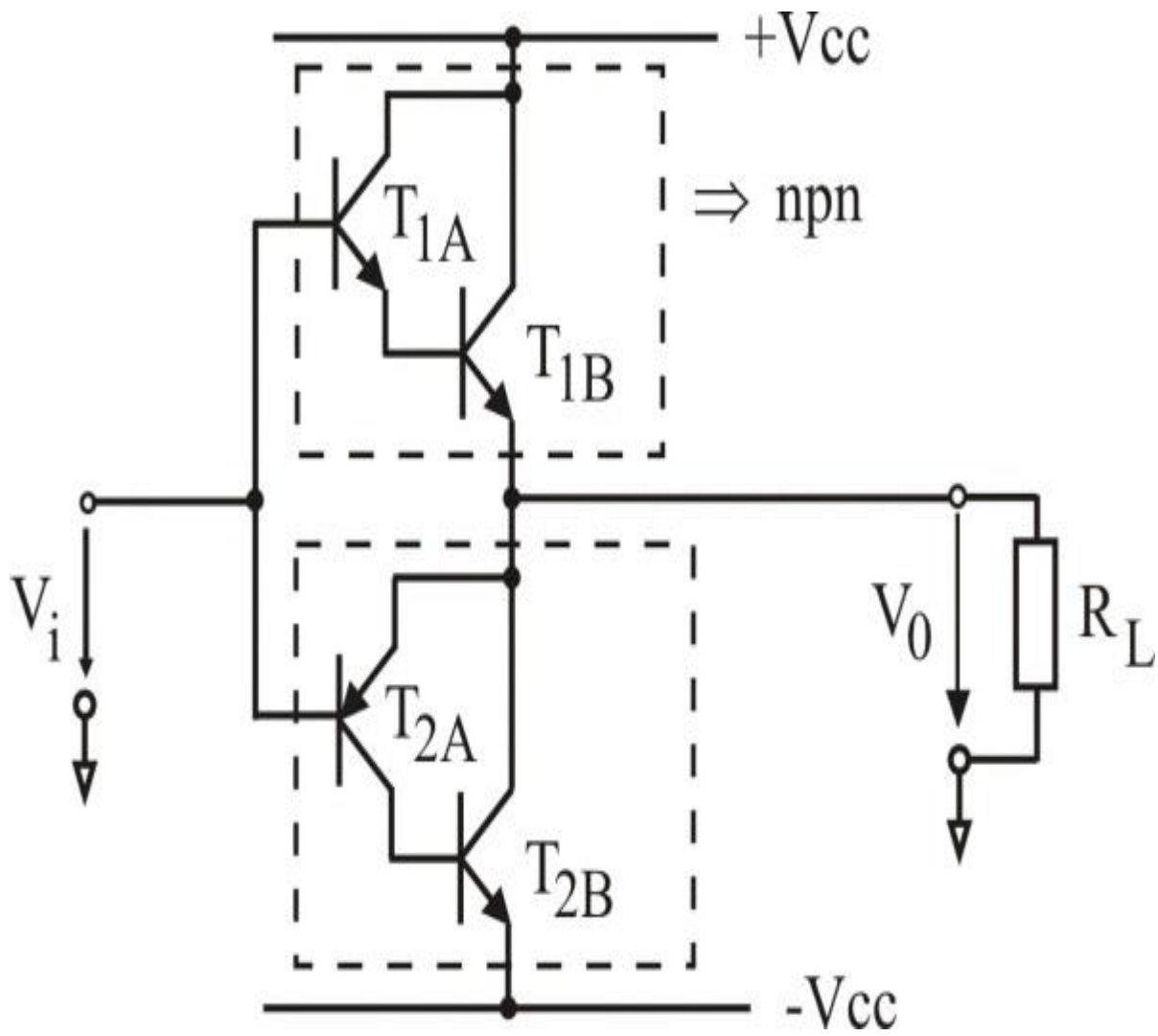


Fig. 2.39. Etaje de ieșire clasă B cu tranzistoare cvasicomplementare.

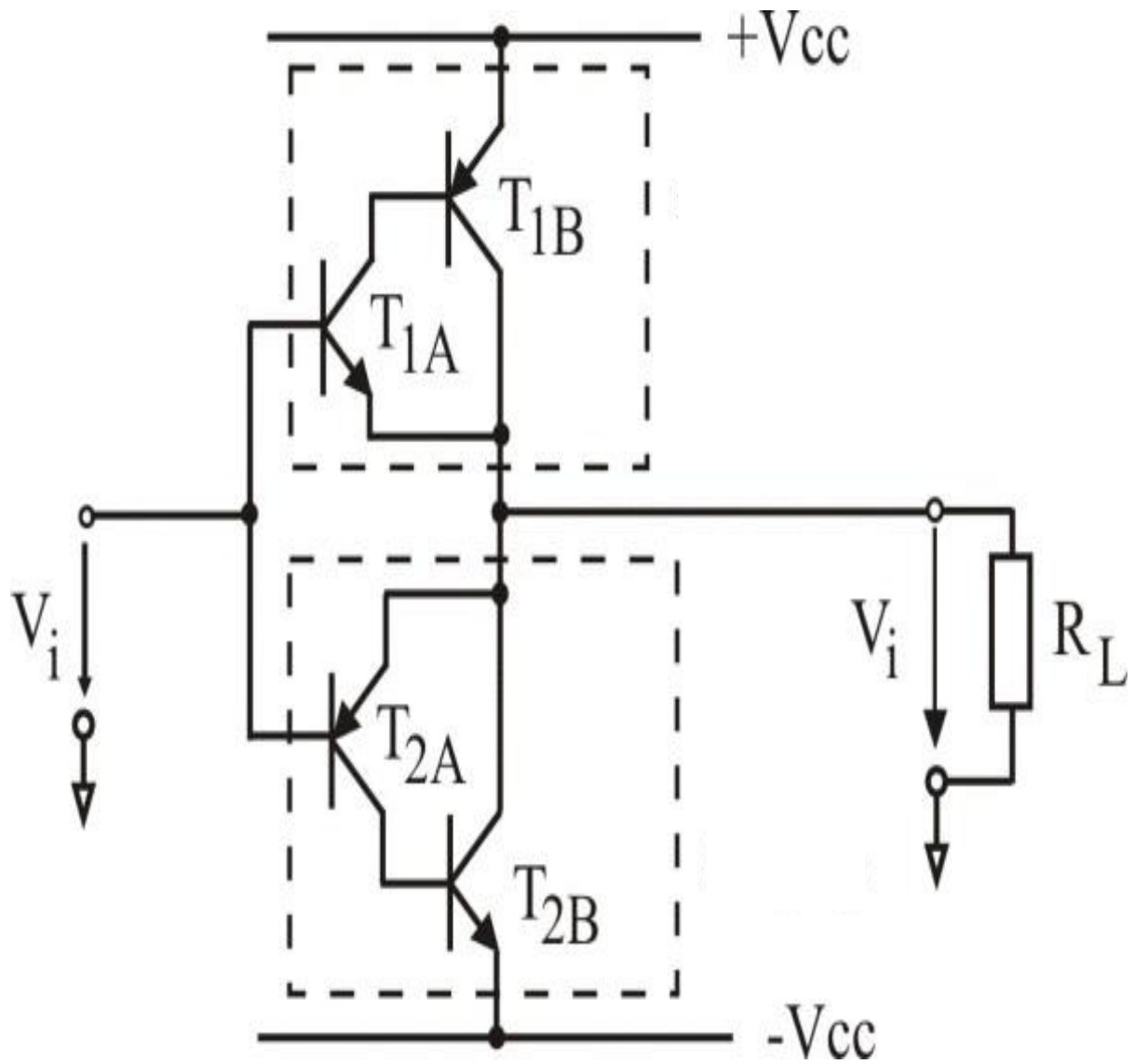


Fig. 2.40. Etaje de ieșire clasă B cu tranzistoare cu simetrie complementară.

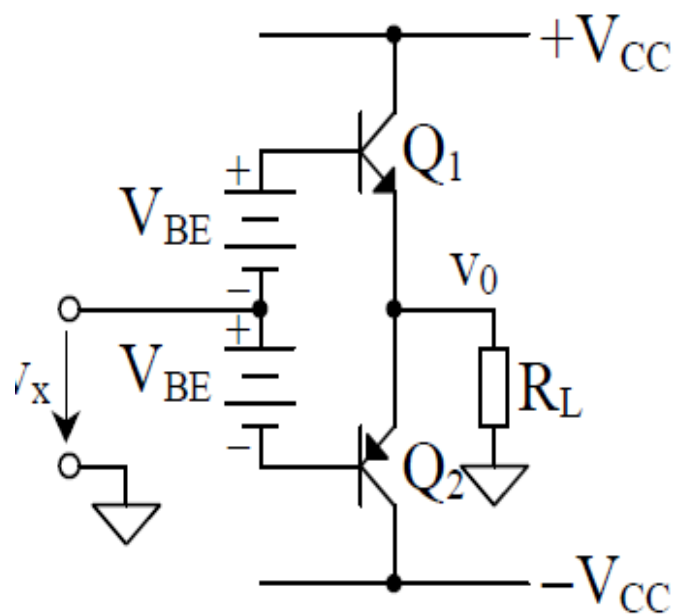
## 2.6.3. Etaje de ieșire contratimp clasă A-B

Etajul prefinal trebuie să îndeplinească o serie de **condiții**, cum ar fi:

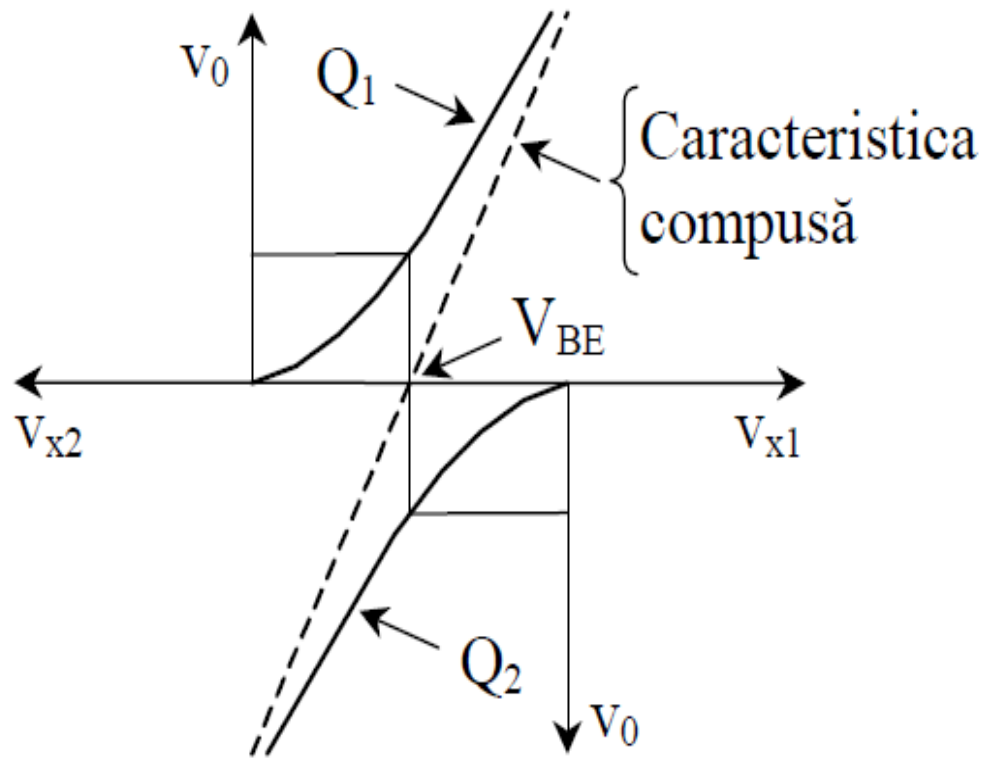
- asigurarea unei **prepolarizări** a tranzistoarelor finale în vederea funcționării lor în clasă A-B, prin realizarea unui **compromis** optim **între lățimea zonei moarte și puterea disipată în repaus**;
- să asigure **randament** cât mai bun printr-o utilizare cât mai optimă a factorului de utilizare a tensiunii de alimentare;
- să evite **ambalarea termică** prin asigurarea unui regim stabil cu temperatura;
- să permită un **control precis** al curentului de prepolarizare (repaus).

Prepolarizarea tranzistoarelor finale:

- prin intermediul unui rezistor conectat între bazele tranzistoarelor finale;
- prin utilizarea a două joncțiuni polarizate direct;
- prin utilizarea unei diode multiplicatoare.



**(a)**

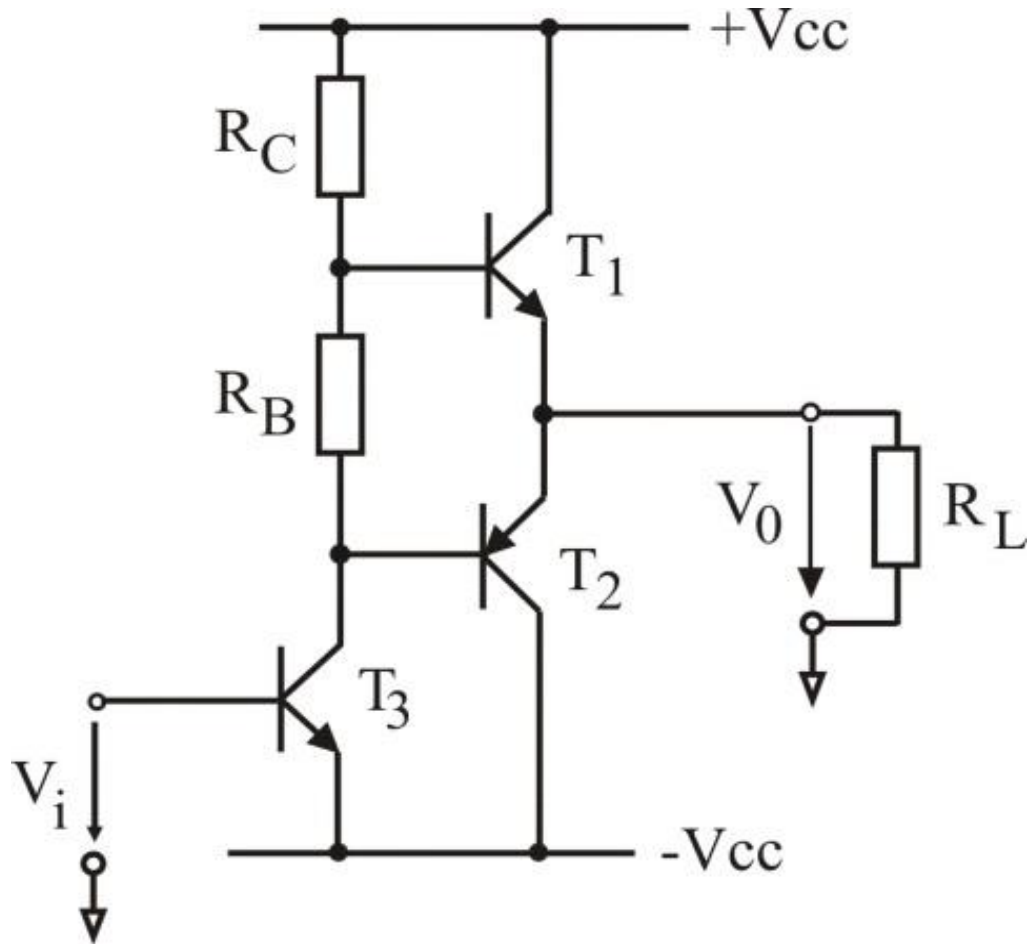


**(b)**

Etaje de ieșire în contratimp clasă A-B: (a) – schema de principiu; (b) – caracteristica de transfer compusă.

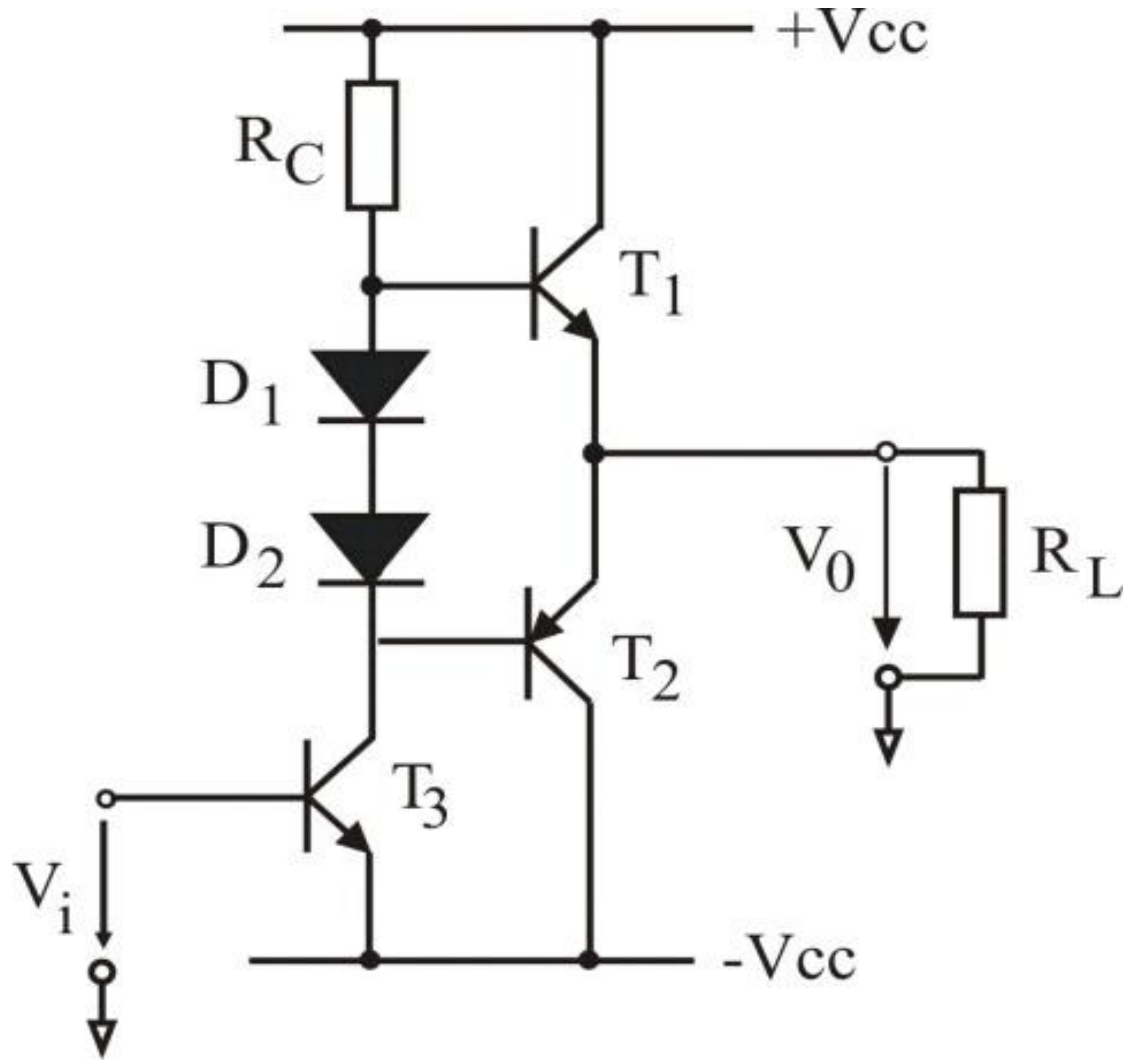
## Prepolarizarea etajului final

Prepolarizarea cu rezistor



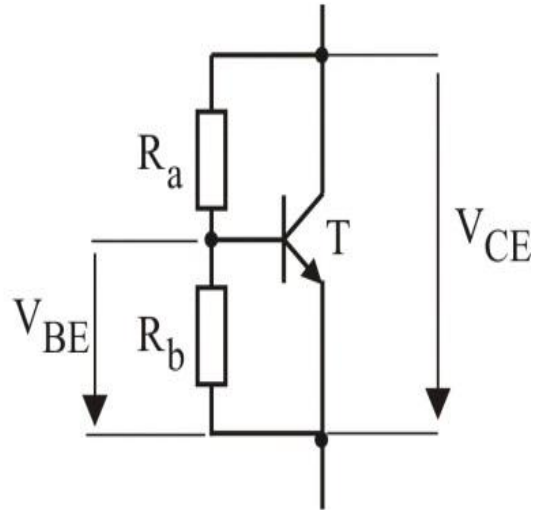
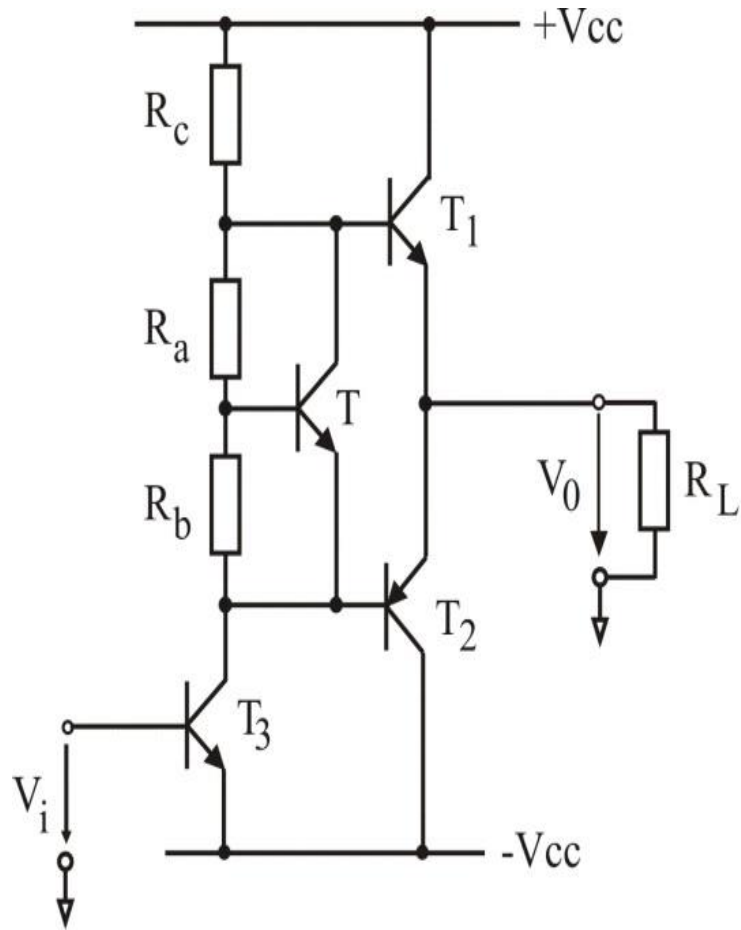
Circuit de polarizare cu rezistor.

# Prepolarizarea cu diode



Circuit de polarizare diode.

## Prepolarizarea cu diode multiplicatoare



Circuit de polarizare cu diodă multiplicatoare: a – schema de principiu; b – schema de principiu a unei diode multiplicative.

Dacă pentru tranzistorul T se neglijează curentul de bază, atunci se poate scrie:

$$\frac{V_{BE}}{V_{CE}} = \frac{R_b}{R_b + R_a}$$

altfel scris

$$V_{CE} = V_{BE} \left( 1 + \frac{R_a}{R_b} \right)$$

### 2.6.3.1. Protecția la scurtcircuit a tranzistoarelor etajelor de ieșire

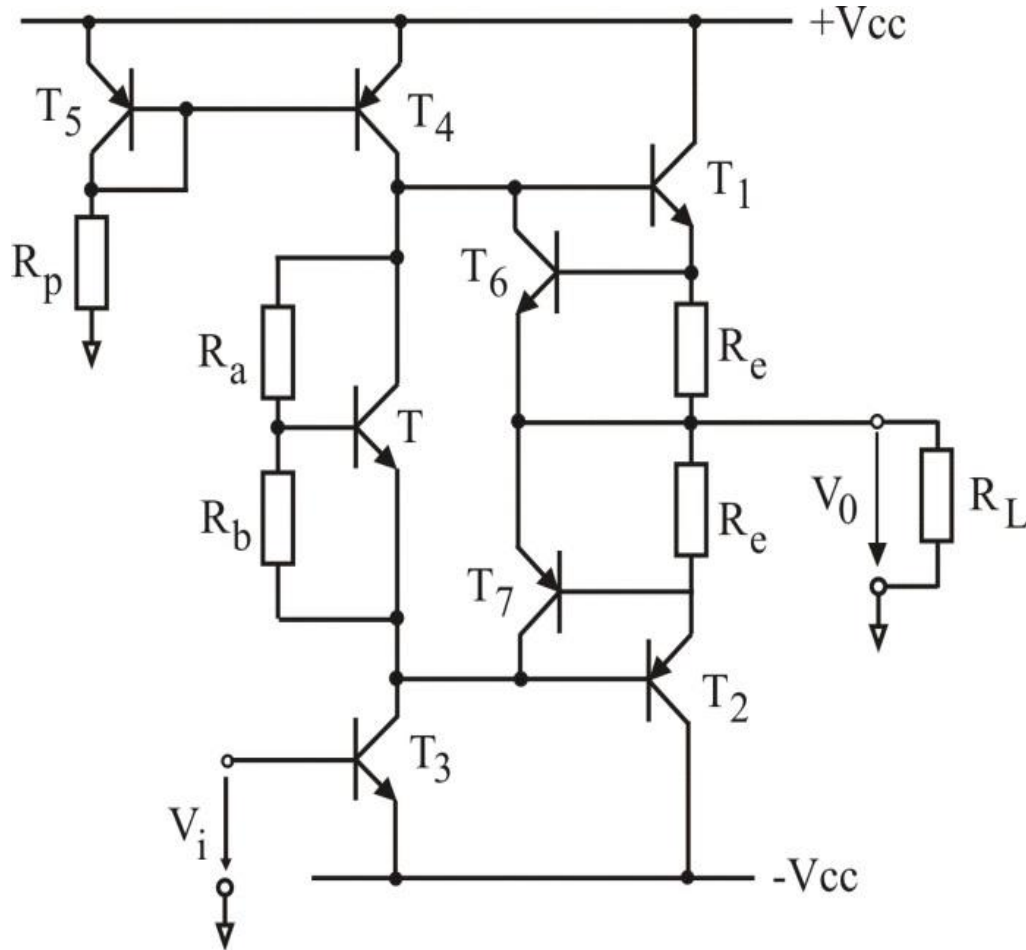


Fig. 2.44. Etaj de ieșire clasa A-B prevăzut cu circuit de protecție la scurtcircuit.

O caracteristică importantă specifică etajelor de ieșire o constituie protecția tranzistoarelor finale la scurtcircuit, astfel încât să se evite distrugerea tranzistoarelor finale în cazul unui scurtcircuit la ieșire.

În practică există o serie de circuite simple sau complexe care asigură limitarea curentului de ieșire, fie prin utilizarea unor rezistențe de protecție, fie prin utilizarea unor circuite neliniare, diode sau tranzistoare.

Curentul de ieșire nu poate depăși valoarea:

$$I_{0SC} = \frac{V_{BE}}{R_e}$$

# Capitolul 3

## Parametrii amplificatoarelor operaționale

3.1. Noțiuni generale

3.2. Structura internă de principiu a unui amplificator operațional

3.3. Definierea parametrilor amplificatoarelor operaționale

## 3.1. Noțiuni generale

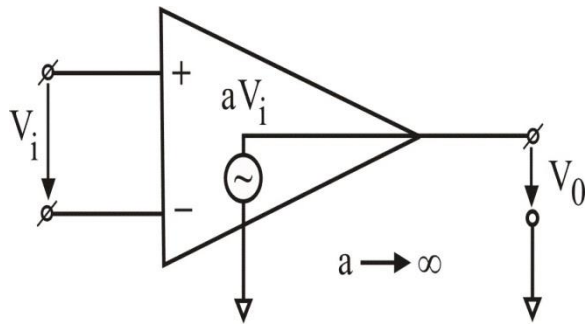


Fig. 3.1. Simbolul unui amplificator operațional ideal.

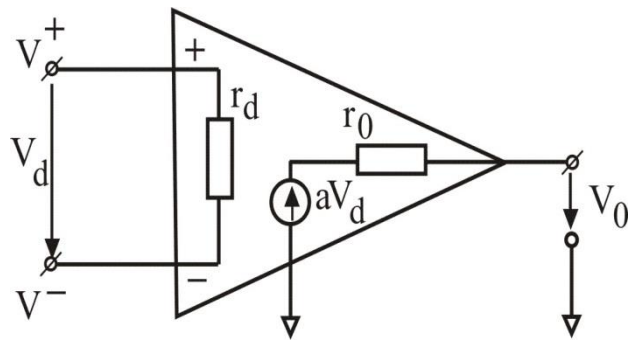


Fig. 3.2. Modelul de circuit al amplificatorului operațional.

Tensiunea diferențială aplicată la bornele de intrare ale circuitului operațional:

$$V_d = V^+ - V^-$$

Funcție de transfer:

$$V_0 = AV_d = A(V^+ - V^-)$$

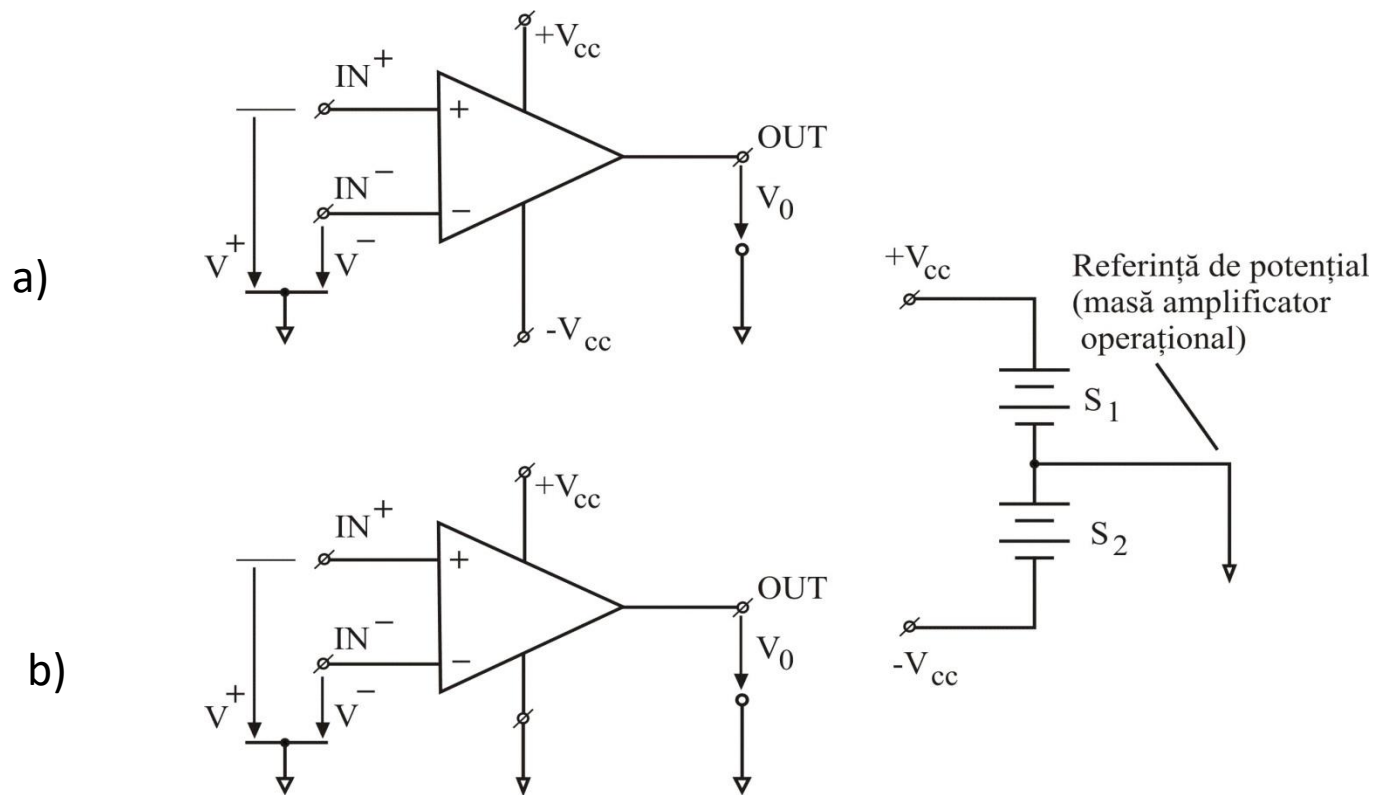


Fig. 3.3. Modul de alimentare a amplificatorului operațional:  
 a – alimentare simetrică; b – alimentare asimetrică.

## 3.2. Structura internă de principiu a unui amplificator operațional

*Amplificatoarele operaționale ideale* proprietăți [1]:

- amplificarea în tensiune infinită;
- impedanță de intrare infinită;
- impedanța de ieșire zero;
- banda de frecvență infinită;
- caracteristica de transfer liniară și simetrică;
- tensiunea de ieșire zero pentru tensiunea de intrare zero;
- revenire instantanee din saturație.

*Amplificatoarele operaționale reale* diferă de cele ideale prin introducerea unor limitări [1]:

- limitarea domeniului de frecvență a semnalelor care pot fi amplificate cu precizie;
- existența unei limite inferioare a semnalului de curent continuu de intrare ce poate fi sesizat la ieșire;
- existența unei limite superioare ale valorilor impedanțelor ce pot fi folosite în rețeaua de reacție negativă a amplificatorului.

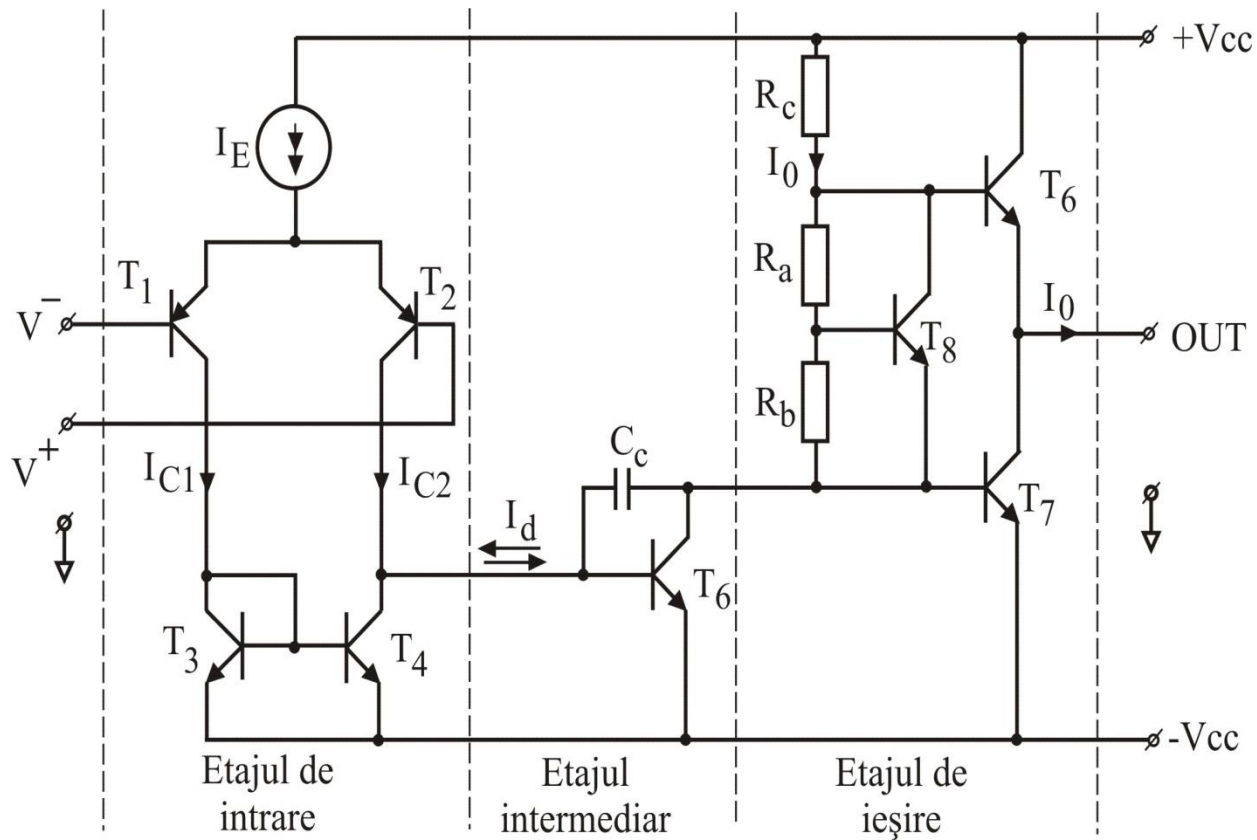
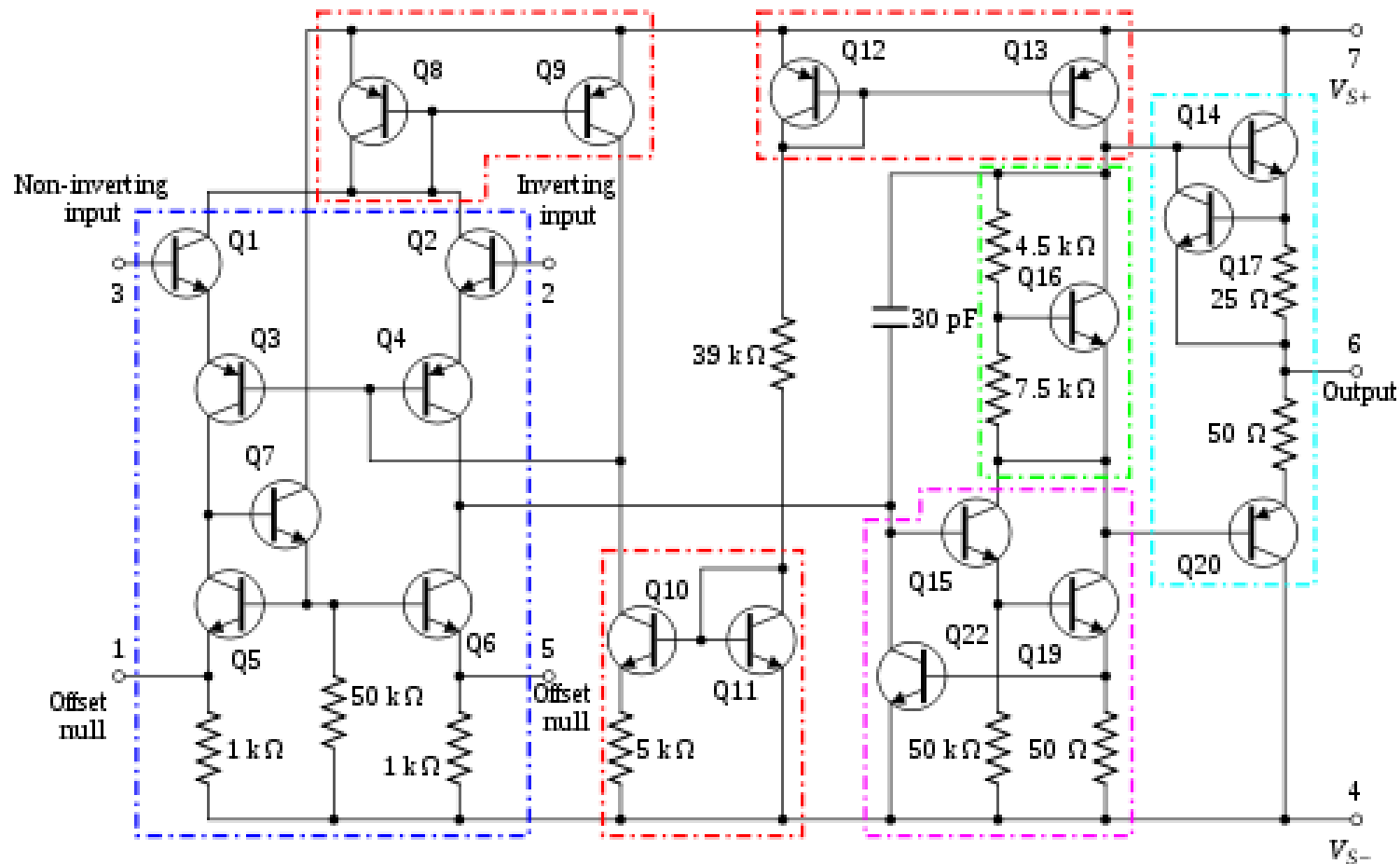


Fig. 3.4. Structura internă simplificată a unui amplificator operațional.

## Funcționarea etajelor



Structura interna a unui amplificator operațional AO-741

### 3.3. Definirea parametrilor amplificatoarelor operaționale

Parametrii cei mai semnificativi [1], [2], [5], [6], [7], [8]:

*Tensiunea de alimentare* – reprezintă valoarea maximă nepericuloasă a tensiunii care se poate aplica între bornele de alimentare ale amplificatorului operațional și masă.

*Curentul de polarizare la intrare,  $I_B$*  reprezintă valoarea medie a celor doi curenți de intrare, când tensiunea de ieșire este zero

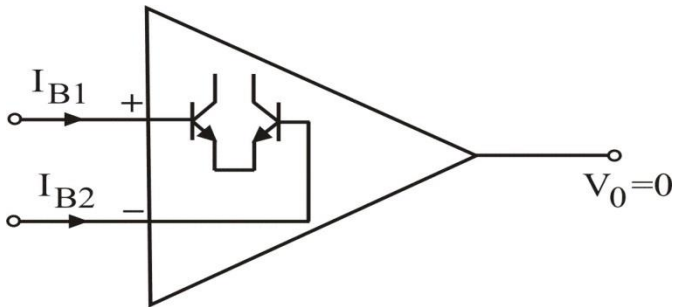


Fig. 3.5. Reprezentare schematică pentru definirea curenților de polarizare ai unui etaj de intrare realizat cu tranzistoare bipolare.

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

*Curentul de decalaj (offset) la intrare* reprezintă diferența dintre cei doi curenți de intrare când tensiunea de ieșire este zero.

$$I_{ID} = I_{B1} - I_{B2}$$

*Tensiunea de decalaj (offset) la intrare* reprezintă tensiunea continuă care ar trebui aplicată între terminalele de intrare pentru a aduce tensiunea de ieșire la zero.

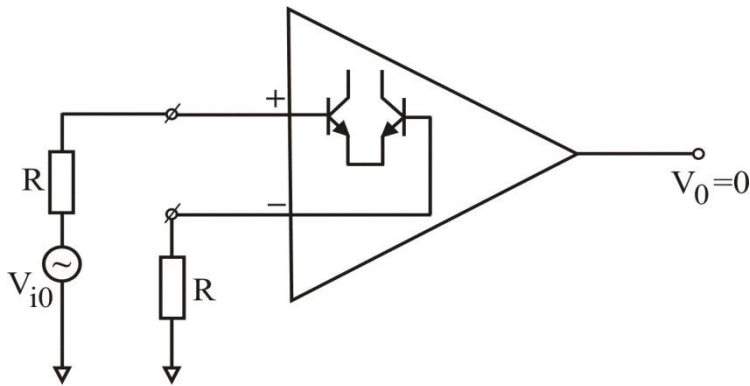


Fig. 3.6. Reprezentare schematică pentru definirea tensiunii de decalaj la intrare.

*Impedanța de intrare* reprezintă raportul dintre variația tensiunii de intrare și variația corespunzătoare a curentului de intrare prin una din intrări, când cealaltă intrare este conectată la masă.

*Impedanța de ieșire* reprezintă raportul dintre variația tensiunii de ieșire și variația corespunzătoare a curentului de ieșire pentru tensiuni de ieșire apropiate de zero.

*Curentul de ieșire de scurtcircuit* reprezintă valoarea maximă disponibilă a curentului de ieșire cu ieșirea scurtcircuitată la masă sau la una din bornele tensiunii de alimentare.

*Amplificarea (câștigul) de tensiune diferențială de semnal de intrare* reprezintă raportul dintre variația vârf-la-vârf a tensiunii de ieșire și variația tensiunii diferențiale de intrare.

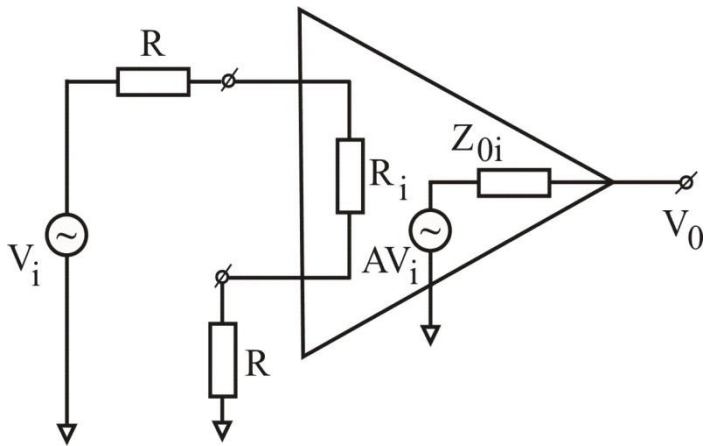


Fig. 3.7. Reprezentare schematică pentru definirea câștigului diferențial în buclă închisă.

*Tensiunea maximă de ieșire* reprezintă tensiunea maximă vârf-la-vârf care poate fi obținută la ieșire, fără afectarea formei de undă, când componenta continuă este zero.

*Raportul de rejecție de mod comun (RRMC), CMMR (Common-Mode Rejection Ratio)*, reprezintă raportul dintre amplificarea pe mod diferențial și amplificarea pe mod comun.

*Factorul de rejecție al tensiunii de alimentare (Power Supply Voltage Ratio)*, reprezintă raportul dintre variația tensiunii de decalaj de intrare și variația tensiunii de alimentare, care determină aceeași modificare a tensiunii de ieșire.

*Viteza maximă de variație a semnalului de ieșire, (Slew rate, SR)*, reprezintă viteza de variație a semnalului de ieșire a unui amplificator operațional în condițiile aplicării unui semnal traptă la intrare.

*Răspunsul în frecvență* a amplificatoarelor operaționale poate fi definit pe trei frecvențe caracteristice:

- $f_s$  frecvența corespunzătoare funcționării în regim sinusoidal și semnal mic pentru care amplificarea în buclă deschisă se reduce cu 3 dB față de valoarea maximă; valori tipice 700 kHz ... 1 MHz;
- $f_u$ , frecvența amplificării unitare la semnal mic, ; valori tipice 5 ... 10 MHz;
- $f_{omax}$ , frecvența maximă corespunzătoare unui semnal sinusoidal aplicat la intrarea amplificatorului operațional pentru care se obține tensiunea de ieșire maximă, nedistorsionată. Această frecvență mai este numită și frecvența de răspuns maximă.

*Zgomotul echivalent de intrare* al amplificatoarelor operaționale reprezintă valoarea măsurată la ieșire raportată la intrare, parametrii fiind de regulă fie *tensiune echivalentă de zgomot* fie *curentul echivalent de zgomot*

*Distorsiunile armonice totale plus zgomotul*, THD+N (Total Harmonic Distortion plus Noise), este parametrul care compară conținutul de armonici al semnalului de ieșire cu cel al semnalului de intrare, altfel spus, THD+N reprezintă suma componentelor armonice fără fundamentală, raportată la fundamentală.

*Separarea între canale* este specifică amplificatoarelor operaționale duale sau cvadruple, fiind reprezentată prin raportul dintre tensiunea la ieșirea amplificatorului operațional care lucrează și cea de la ieșirea amplificatorului operațional care nu lucrează.

# Capitolul 4

## Configurații de bază ale amplificatoarelor operaționale

### 4.1. Aspecte privind reacția

### 4.2. Configurații de bază ale amplificatorului operațional (AO)

4.2.1. Amplificatorul inversor

4.2.2. Amplificatorul neinversor

4.2.3. Repetorul de tensiune

4.2.4. Amplificatorul diferențial

4.2.5. Amplificatorul diferențial echilibrat

4.2.6. Amplificatorul logaritmic

4.2.7. Circuitul integrator

4.2.8. Circuitul derivator

### 4.3. Circuite comparatoare cu AO

4.3.1. Circuitul comparator de tensiune pozitivă și negativă

4.3.2. Comparatorul cu fereastră

4.3.3. Comparator detector de tensiune

4.3.4. Comparatorul de tensiune cu histerezis

## 4.1. Aspecte privind reacția

### **Avantaje** [1], [2]:

- stabilizează câștigul amplificatorului operațional față de modificările parametrilor dispozitivelor active induse de variațiile surselor de alimentare, de variațiile de temperatură și de îmbătrânire;
- permite proiectantului să modifice impedanțele de intrare și de ieșire în funcție de nevoi;
- permite reducerea distorsiunilor formei de undă produse de amplificatorul operațional fără reacție;
- determină creșterea benzii de frecvență a amplificatorului operațional.

### **Dezavantaje:**

- câștigul amplificatorului operațional se reduce aproape proporțional cu mărimea avantajelor pe care le obține;
- apariția unor tendințe de oscilație a montajului dacă acesta nu este proiectat cu acuratețe.

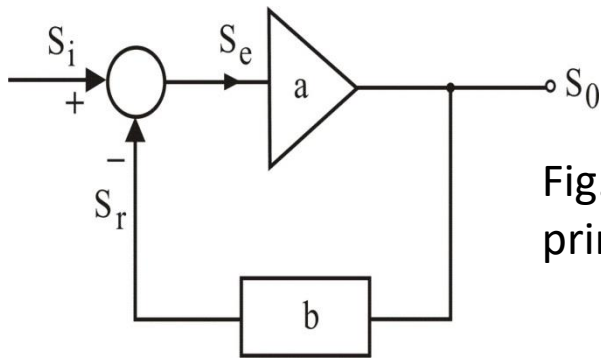


Fig. 4.1. Schema de principiu a reacției ideale.

Semnalul de intrare	$S_i$
Semnalul de ieșire	$S_o$
Rețea de reacție	$b$
Semnalul de reacție	$S_r$

- Semnal de eroare  $S_e = S_i - S_r$
- Semnalul de ieșire  $S_o = aS_e$
- Semnalul de reacție  $S_r = bS_o$

Prin înlocuirea semnalului de eroare în ec. semnalului de reacție, avem:

$$S_e = S_i - bS_o$$

$$S_o = aS_i - abS_o$$

$$\frac{S_o}{S_i} = A = \frac{a}{1 + ab}$$

Care reprezintă *ecuația fundamentală a circuitelor cu reacție negativă*

**A** este câștigul cu buclă închisă.

Definim câștigul buclei sau transmisia pe buclă  $T = ab$

În aceste condiții, *ecuația fundamentală a circuitelor cu reacție negativă, devine:*

$$\frac{S_o}{S_i} = A = \frac{a}{1 + T}$$

Dacă  $T \ll 1$

Atunci Amplificarea în buclă închisă devine:

$$A \approx \frac{1}{T}$$

## 4.2. Configurații de bază ale amplificatorului operațional

### 4.2.1. Amplificatorul inversor

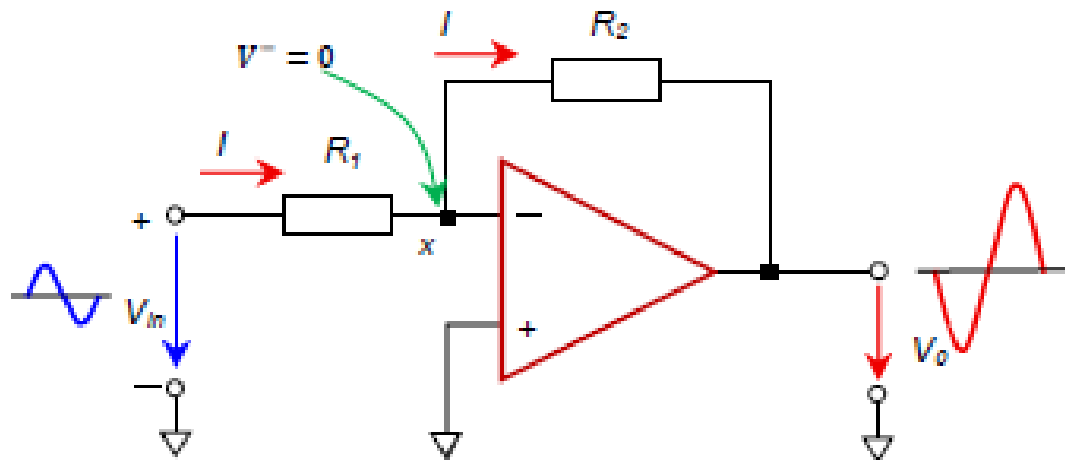


Fig. 4.2. Schema de principiu a unui amplificator inversor.

$$V_i - V_x = IR_1 \quad V_x - V_o = IR_2 \quad V_i = IR_1 \quad -V_o = IR_2$$

$$I = \frac{V_i}{R_1}$$

$$I = \frac{V_o}{R_2}$$

$$I = \frac{V_i}{R_1} = \frac{V_o}{R_2}$$

$$A = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Care reprezintă  
amplificarea în buclă  
închisă a  
amplificatorului  
inversor

## 4.2.2. Amplificatorul neinversor

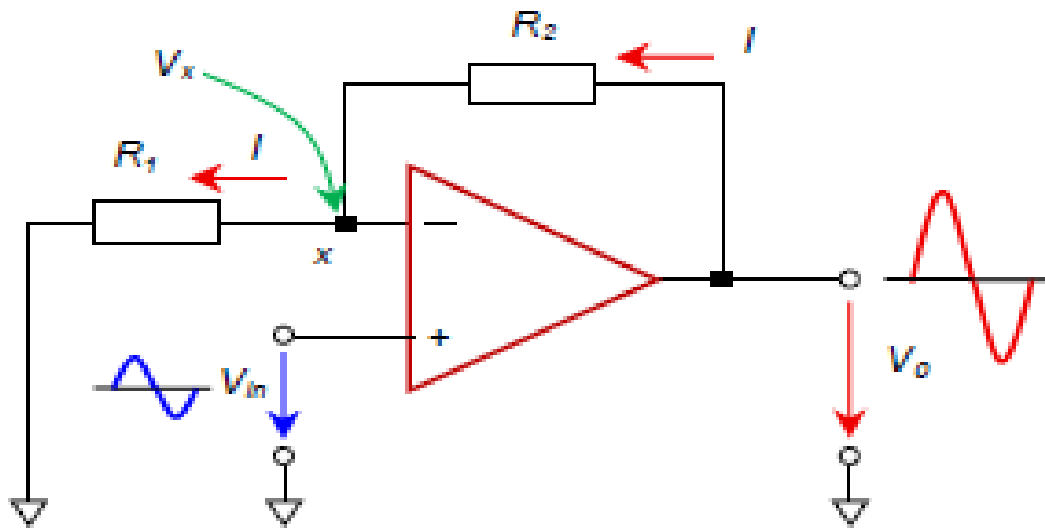


Fig. 4.3. Schema de principiu a unui amplificator neinversor.

$$V_0 - V_i = IR_2 \quad V_x - 0 = IR_1 \quad V_0 - V_i = IR_2 \quad V_i - 0 = IR_1$$

$$I = \frac{V_0 - V_i}{R_2} = \frac{V_0}{R_2} - \frac{V_i}{R_2}$$

$$I = \frac{V_i}{R_1}$$

$$I = \frac{V_0}{R_2} - \frac{V_i}{R_2} = \frac{V_i}{R_1}$$

$$A = \frac{V_0}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Care reprezintă amplificarea în buclă închisă a amplificatorului neinversor

### 4.2.3. Repetorul de tensiune

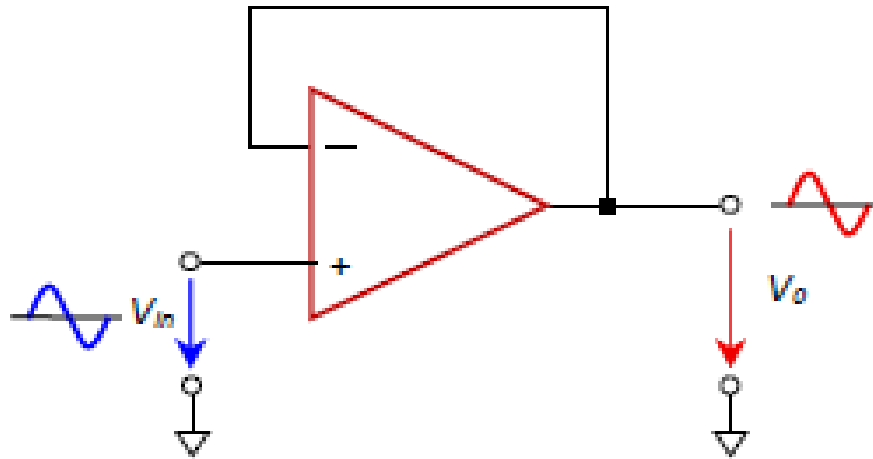


Fig. 4.4. Schema de principiu a unui repetor de tensiune.

$$A = 1$$

cea ce înseamnă că amplificarea în buclă închisă este egală cu unitatea, respectiv *ieșirea repetă tensiunea de intrare*.

Rolul unei asemenea configurații constă în utilizarea ca element de izolare între sursele de semnal și sarcinile acestora, atunci când se dorește menținerea semnalului de intrare la un anumit nivel fără alterarea acestuia.

## 4.2.4. Amplificatorul diferențial

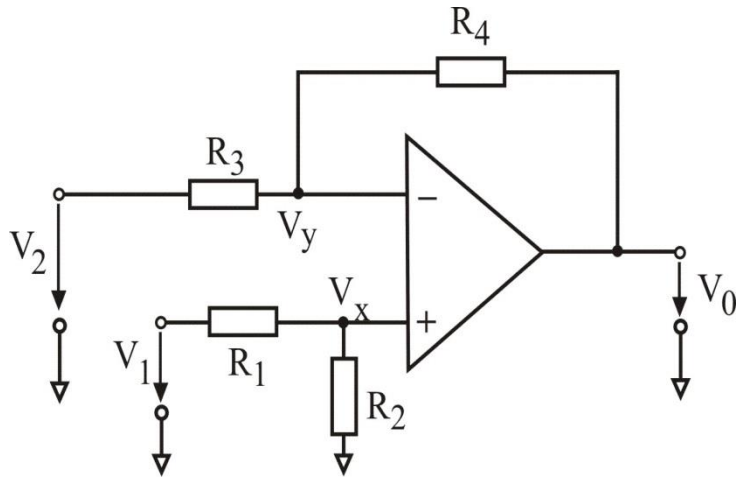


Fig. 4.5. Schema de principiu a unui amplificator diferențial.

Amplificatorul diferențial amplifică diferența tensiunilor de intrare  $V_1$ , respectiv  $V_2$

Prin combinarea celor două surse de semnal, la ieșirea acestuia va rezulta un semnal de ieșire:

$$V_0 = A_1 V_1 - A_2 V_2$$

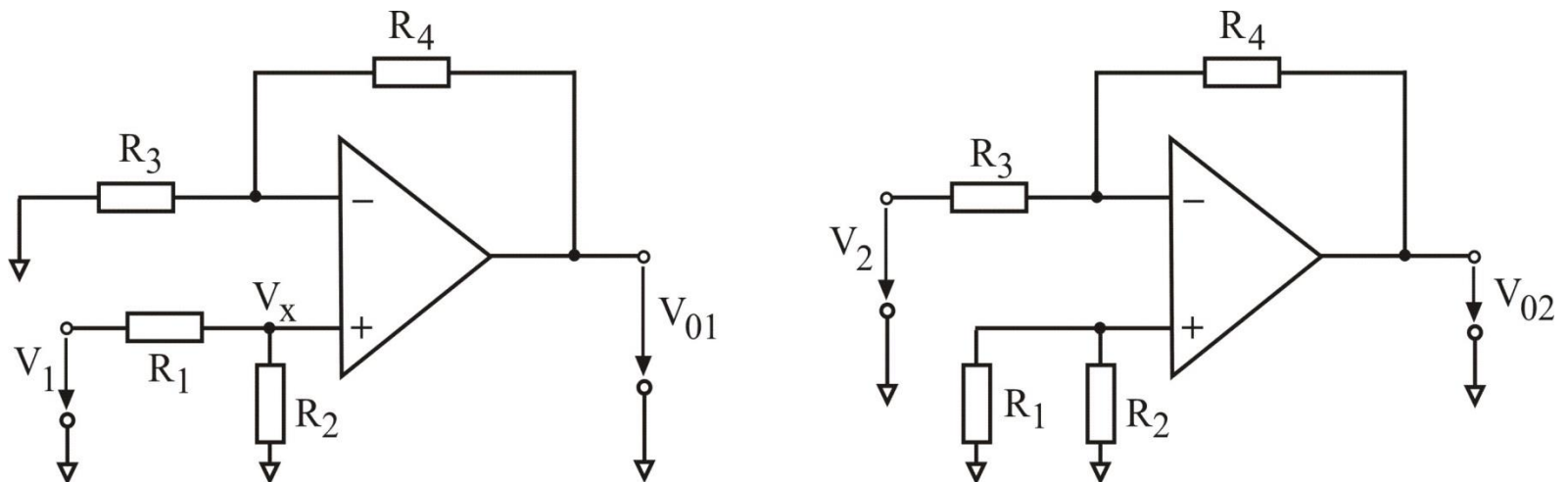


Fig. 4.6. Transformarea schemei amplificatorului diferențial prin aplicarea teoremei superpoziției

Prin aplicarea teoremei superpoziției, vor rezulta două circuite echivalente. În aceste condiții vom avea:

$$V_x = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1$$

$$V_{01} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_x$$

$$V_{01} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_3} \cdot V_x$$

$$V_{02} = -\frac{R_4}{R_3} V_2$$

$$V_{01} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) \left(\frac{R_3 + R_4}{R_3}\right) V_1 - \frac{R_4}{R_3} V_2$$

## 4.2.5. Amplificatorul diferențial echilibrat

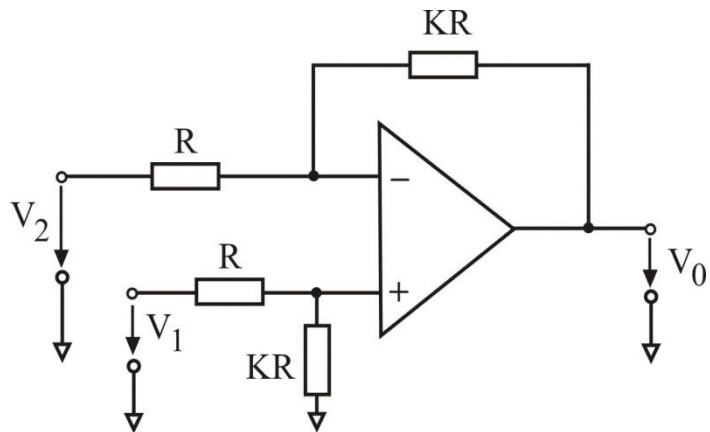


Fig. 4.7. Schema de principiu a unui amplificator diferențial echilibrat.

$$|A_1| = |A_2| = K \quad \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = K$$

În cazul amplificatorului diferențial echilibrat rezistențele se aleg conform relațiilor:

$$R_1 = R,$$

$$R_2 = KR_1 = KR,$$

$$R_3 = R,$$

$$R_4 = KR_3 = KR.$$

iar tensiunea la ieșirea amplificatorului diferențial va fi:

$$V_0 = K(V_1 - V_2)$$

## 4.2.6. Amplificatorul logaritmic

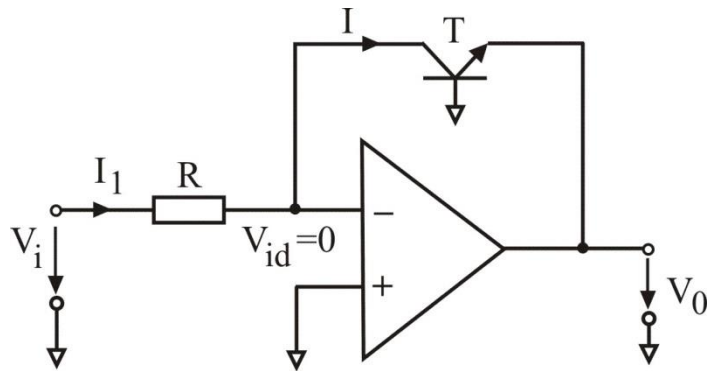


Fig. 4.8. Schema de principiu a unui amplificator logaritmic.

$$I_1 = \frac{V_1}{R} = I_C = I_S \left( \exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right)$$

$$V_0 = -V_{BE}$$

$$V_0 = -V_T \ln \frac{V_1}{I_S R}$$

După cum se observă acest tip de amplificator oferă la ieșire o tensiune proporțională cu logaritmul natural al tensiunii de intrare.

## 4.2.7. Amplificatorul integrator

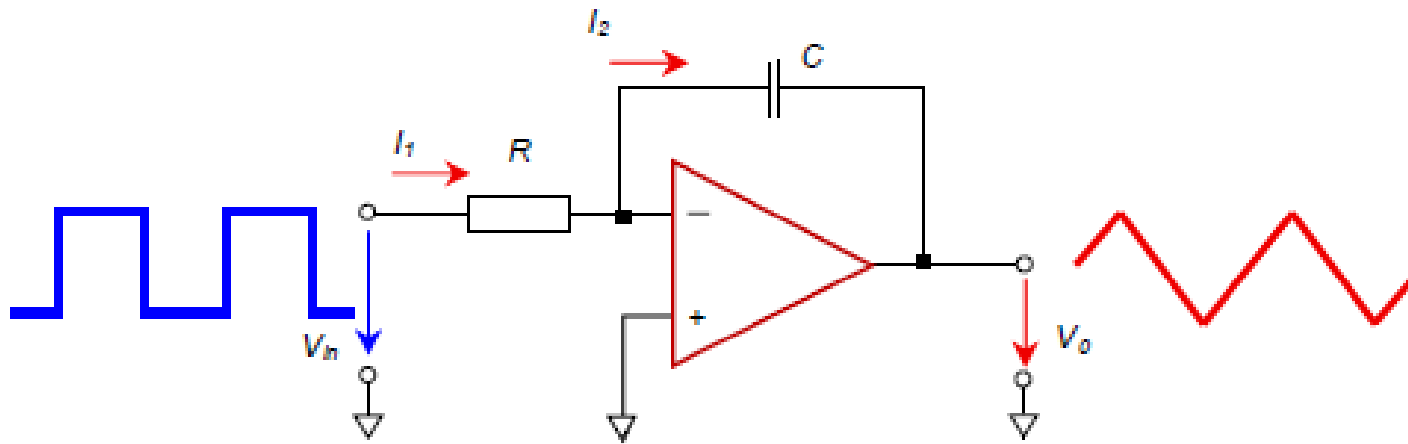


Fig. 4.9. Schema de principiu a unui integrator.

$$I_1 = \frac{V_1}{R} = I_2$$

$$V_0 = -\frac{1}{C} \int_0^t I_2 dt + V_0(0)$$

$$V_0(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_1(t) dt + V_0(0)$$

## 4.2.8. Amplificatorul derivator

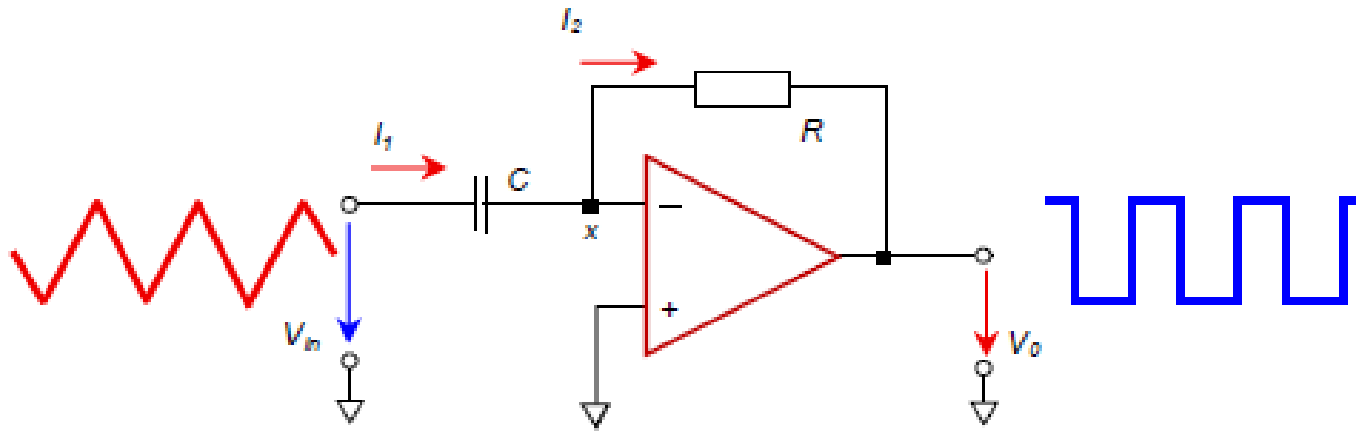


Fig. 4.10. Schema de principiu a unui derivator.

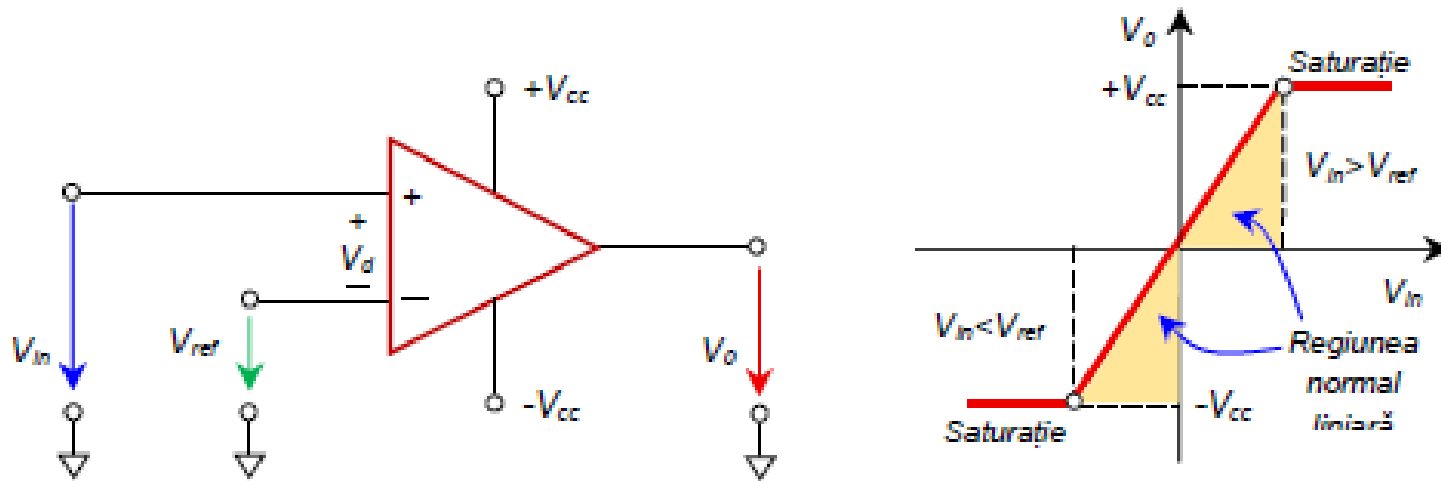
$$I_1 = C \frac{dV_1}{dt} = I_2$$

$$V_0 = -RI_2 = -RC \frac{dV_1}{dt}$$

## 4.3. Circuite comparatoare cu AO

O altă aplicație a amplificatorului operațional este dată de circuitul comparator. Rolul este de a compara un nivel de tensiune analogică cu un alt nivel de tensiune analogică sau cu o tensiune de referință prestabilită  $V_{ref}$  (*valori aplicate pe cele două intrări*) și de a furniza la ieșirea acestuia un *semnal* în funcție de rezultatul comparației între cele două tensiuni.

Amplificatorul operațional va lucra în regiunea neliniară, întrucât variațiile celor două intrări  $V_{in}$  și  $V_{ref}$  îl determină să se comporte ca un **circuit digital bistabil**; prin declanșarea sa determină să prezinte două stări de ieșire posibile ( $+V_{cc}$  sau  $-V_{cc}$ ). Dacă  $V_{in} > V_{ref}$ , circuitul comută către  $+V_{cc}$  ( $V_o = +V_{cc}$ ), iar dacă  $V_{in} < V_{ref}$ , acesta comută către  $-V_{cc}$  ( $V_o = -V_{cc}$ ),



Modul de comutație al unui circuit comparator.

Tensiunea de referință poate fi realizată în mai multe moduri:

- printr-un divizor rezistiv de tensiune (fix - fig. 9.34 a) sau variabil - fig. 9.34 b));
- o sursă separată de tensiune (o baterie - fig. 9.34 c));
- prin intermediul unei diode Zener (fig. 9.34 d)).

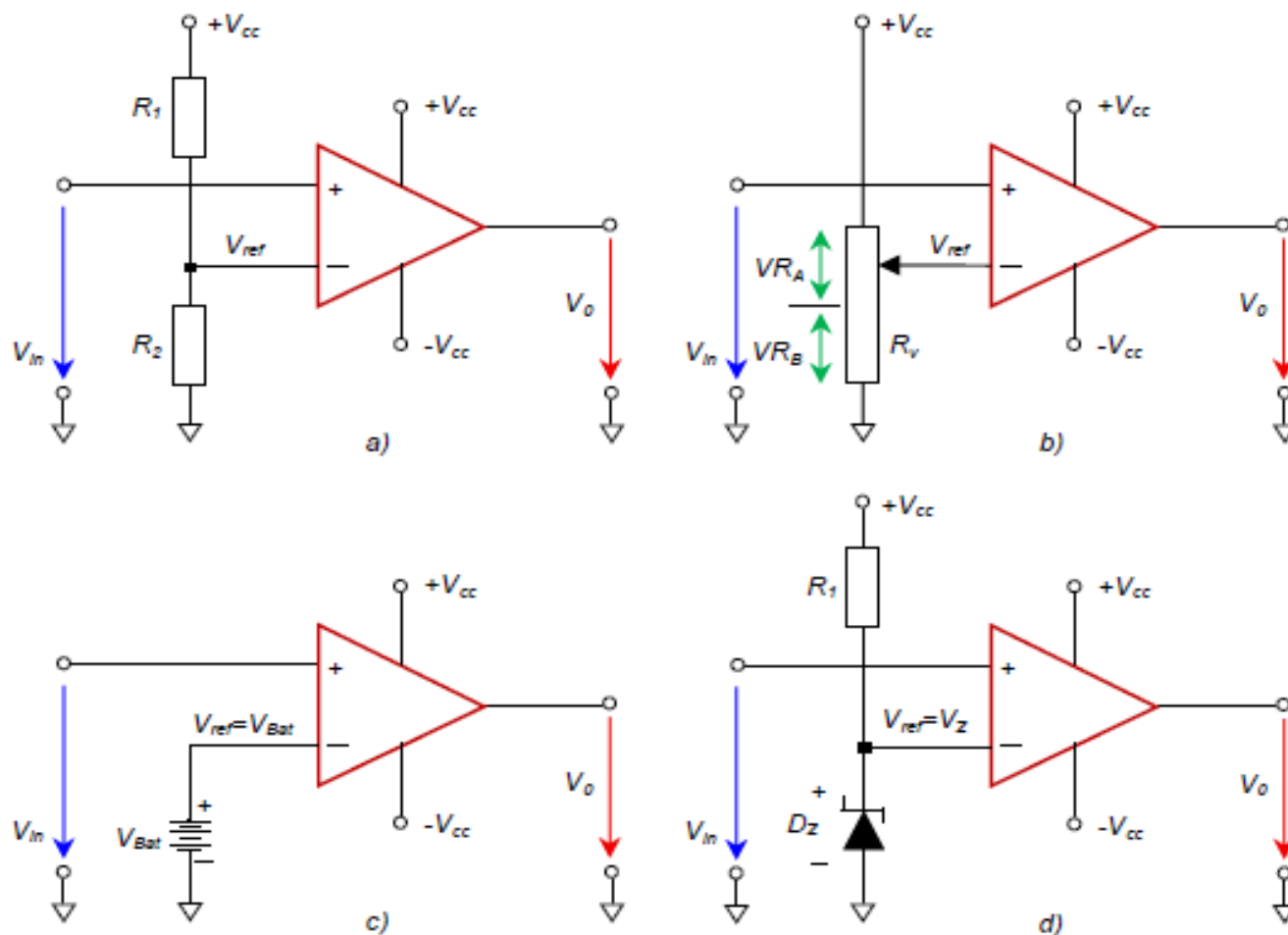


Fig. 9.34. Modul de obținere a unei tensiuni de referință.

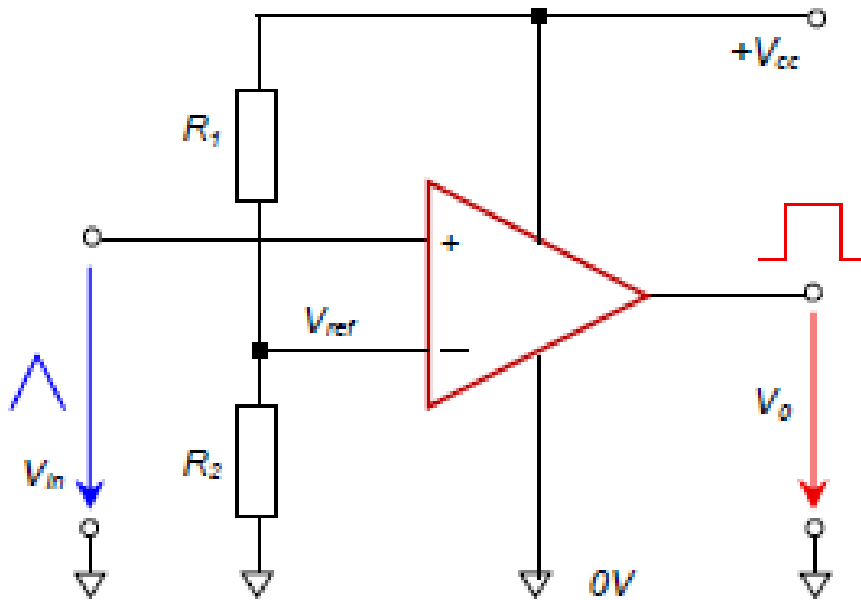
$$V_{ref} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{cc}$$

$$V_{ref} = \frac{R_B}{R_A + R_B} V_{cc}$$

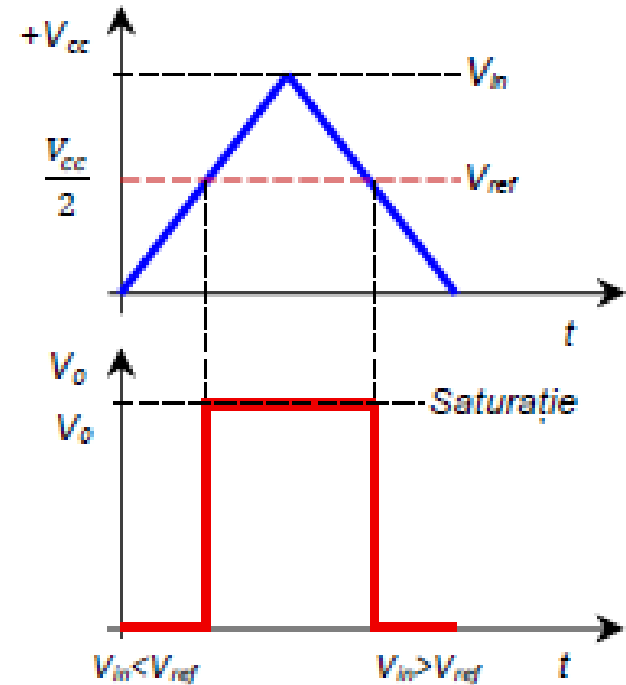
### 4.3.1. Circuitul comparator de tensiune pozitivă și negativă

În funcție de modul de utilizare a intrărilor amplificatorului operațional (conectarea tensiunii de intrare, respectiv tensiunii de referință), proprietatea de bază a circuitului comparator poate fi dezvoltată fie pentru detectarea unei tensiuni de intrare pozitivă, fie pentru una negativă.

#### Comparatorul de tensiune pozitivă (comparator neinversor)



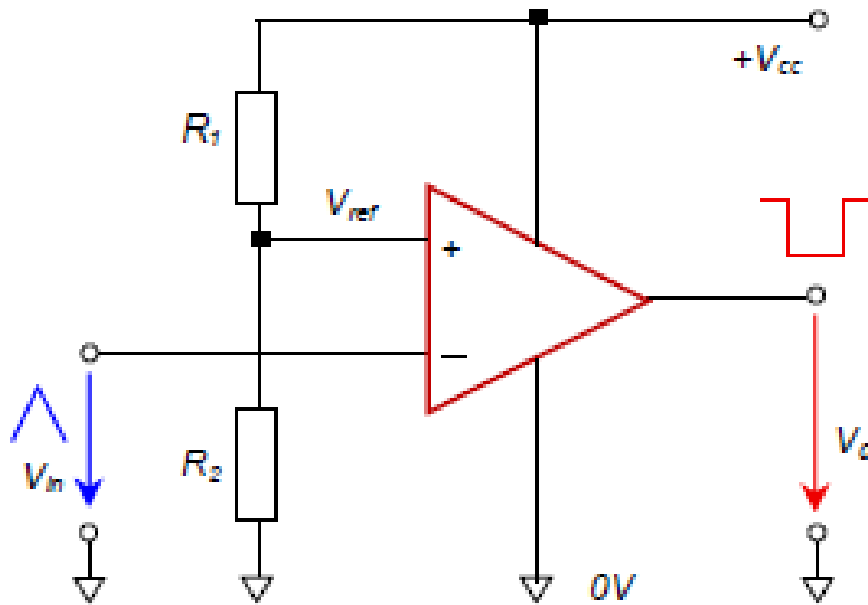
a)



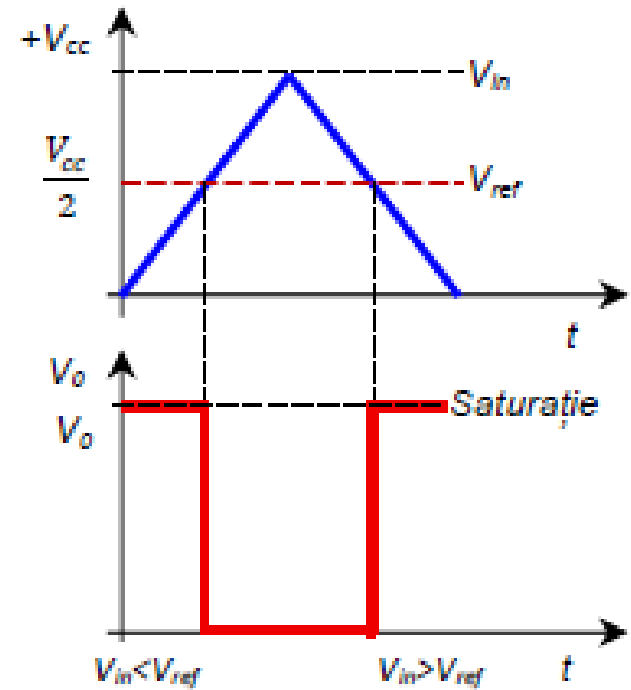
b)

Comparator de tensiune pozitivă.

## Comparator de tensiune negativă (comparator inversor)



a)



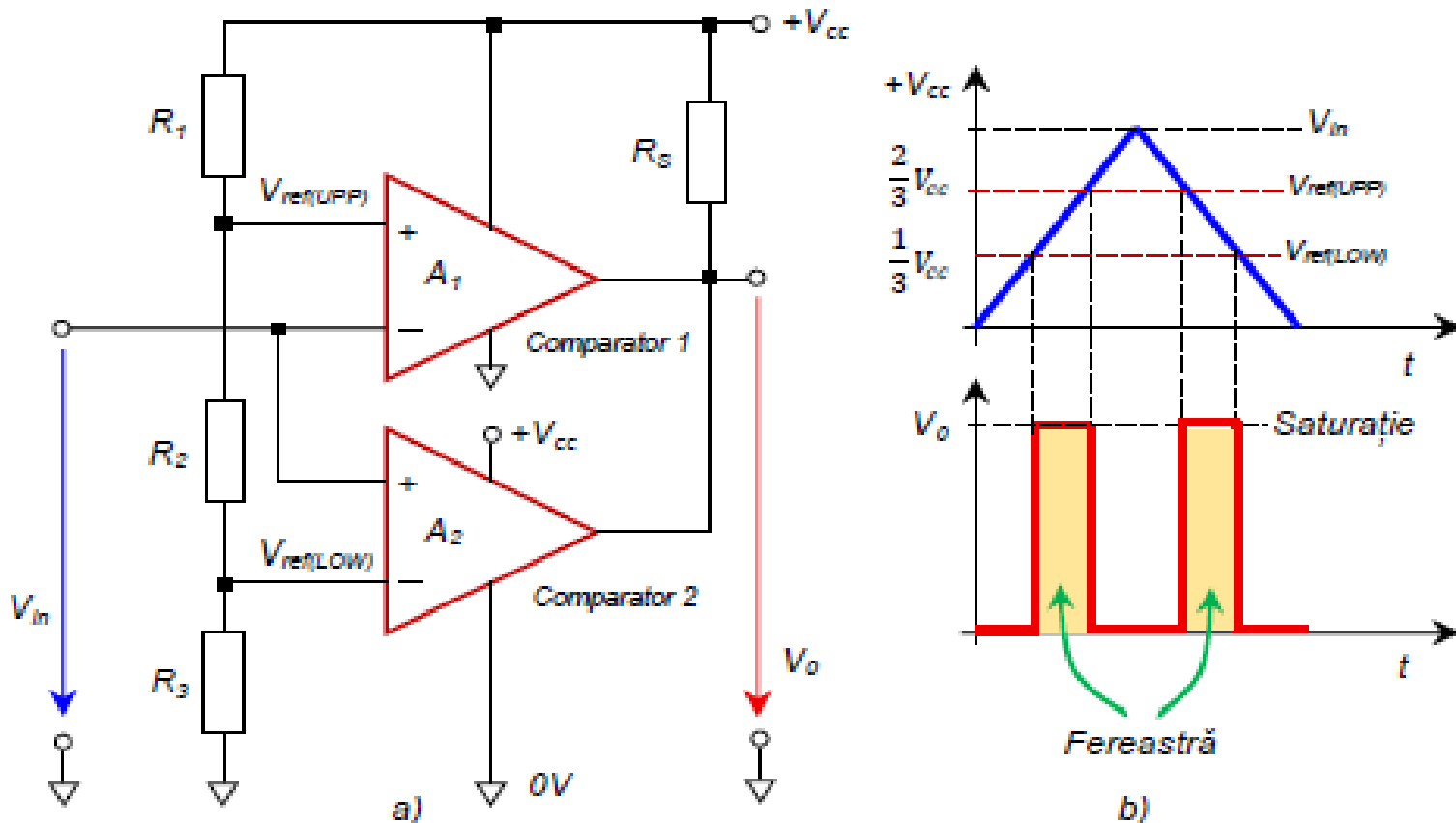
b)

Comparator de tensiune negativă.

### 4.3.2. Comparatorul cu fereastră

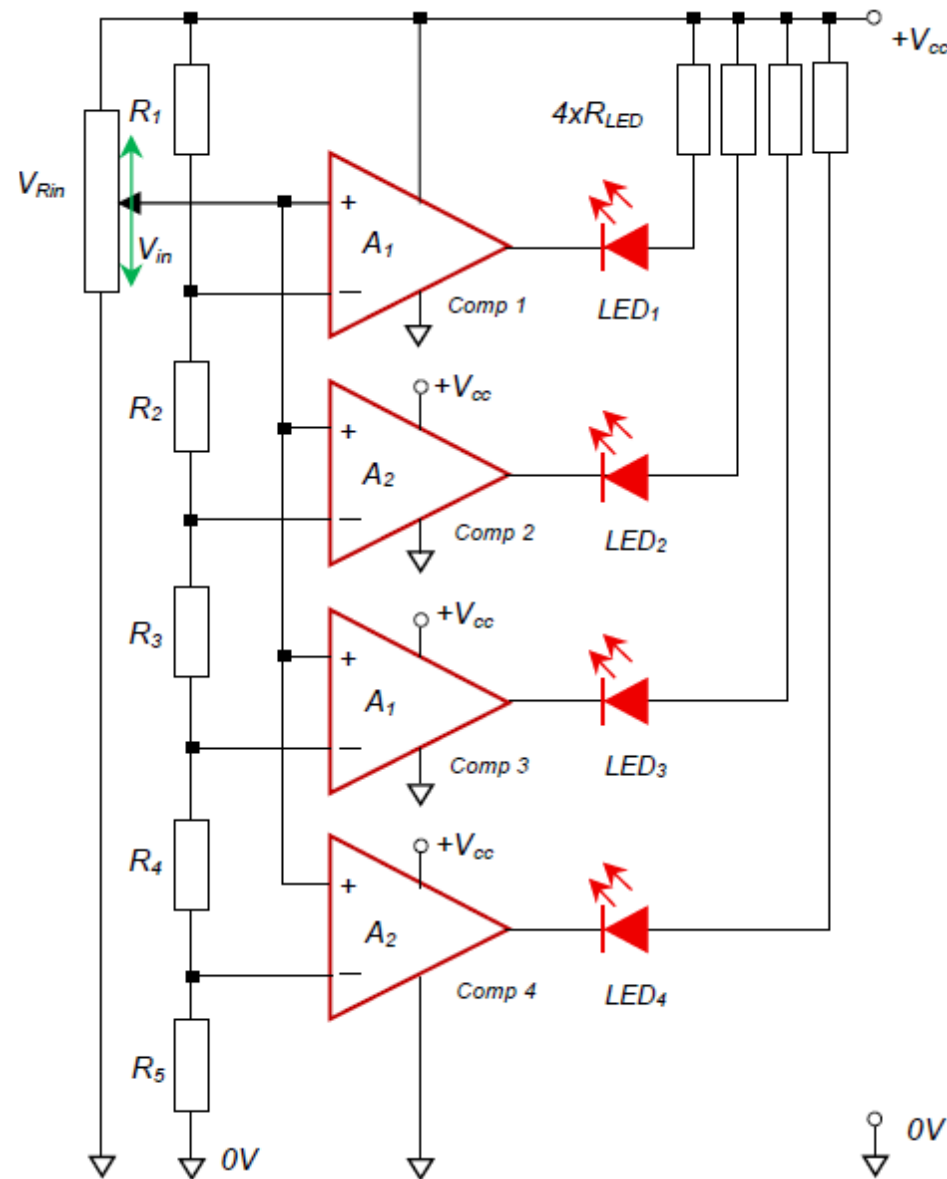
Noua configurație de comparator va avea două tensiuni de referință prestabilite date de utilizarea a două comparatoare de tensiune.

Un comparator va declanșa la un prag de tensiune superior,  $V_{ref(UPP)}$ , iar celălalt va declanșa la detectarea unui prag de tensiune inferior,  $V_{ref(LOW)}$ . Cele două praguri joacă rolul de referință de tensiune superioară și inferioară sau de tip fereastră



Comparator cu fereastră.

### 4.3.3. Comparator detector de tensiune



În funcție de modul cum se vor alege valorile rezistoarelor din divizorul de tensiune se va putea măsura nivelul de tensiune al unei baterii sau vizualiza un semnal variabil (audio). Dacă se consideră valorile rezistoarelor egale, atunci tensiunile de referință pe fiecare comparator vor fi împărțite în mod egal, astfel: *comp 1* –  $1/5V_{cc}$ , *comp 2* –  $2/5V_{cc}$ , *comp 3* –  $3/5V_{cc}$ , *comp 4* –  $4/5V_{cc}$ , față de  $5/5V_{cc}$ , care este de fapt  $V_{cc}$ . Pe măsură ce tensiunea de intrare comună crește, ieșirea fiecărui comparator comută la rândul său, începând de la comparatorul  $A_4$  către  $A_1$ .

Fig. 9.38. Comparator detector de tensiune.

### 4.3.4. Comparatorul de tensiune cu histerezis

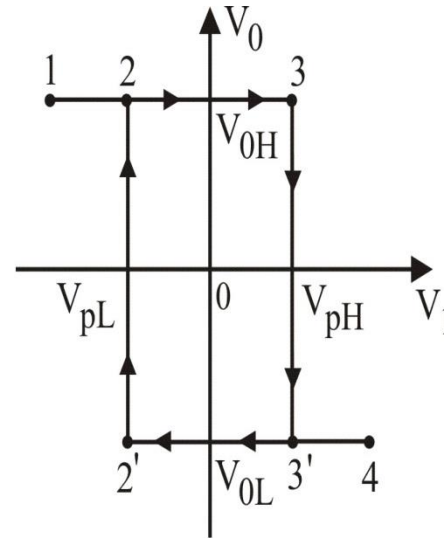
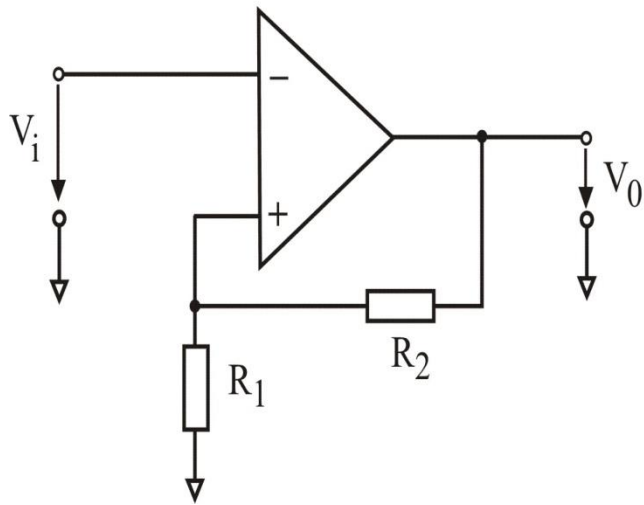


Fig. 4.11. Comparatorul de tensiune cu histerezis

Tensiunea de prag se obține din tensiunea de ieșire prin divizorul rezistiv  $R_1$ ,  $R_2$ , rezultând două valori de forma:

$$V_{PH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{0H}$$

$$V_{PL} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{0L}$$

# Capitolul 5

## Configurații de bază privind stabilizarea tensiunii de c.c

5.1. Introducere

5.2. Stabilizatoare cu diode stabilizatoare

5.3. Stabilizatoare de tensiune cu element de reglaj serie

5.4. Stabilizatoare de tensiune cu element de reglaj derivație

5.5. Stabilizatoare de tensiune cu amplificator operațional

5.7. Stabilizatoare în comutație

5.7.1. Stabilizatoare în comutație coborâtoare de tensiune

5.7.2. Stabilizatoare în comutație ridicătoare de tensiune

5.7.3. Stabilizatoare în comutație inversoare de polaritate

# Configurații de bază privind stabilizarea tensiunii de c.c

## 5.1. Introducere

**Stabilizatoarele de tensiune** continuă prezintă două mari categorii: **liniare** și **în comutație**.

*Stabilizatoarele liniare:*

- *stabilizatoare parametrice*, realizate cu diode Zener;
- *stabilizatoare cu reacție*, realizate cu tranzistoare bipolare, amplificatoare operaționale sau circuite integrate dedicate.
  - *cu amplificator de eroare;*
  - *fără amplificator de eroare.*

În funcție de poziția elementului de reglare a tensiunii de ieșire față de rezistența de sarcină:

- *stabilizatoare serie;*
- *stabilizatoare derivație;*
- *stabilizatoarele de tensiune duble.*

*Stabilizatoarele în comutație:*

- *ridicătoare de tensiune;*
- *coborâtoare de tensiune;*
- *inversoare de polaritate.*

## 5.2. Stabilizatoare cu diode stabilizatoare

Stabilizatoarele de tensiune cu diode stabilizatoare se bazează pe **proprietatea diodelor Zener**, care la polarizare inversă, în zona de străpungere, **prezintă o tensiune aproximativ constantă la variații mari ale curentului**.

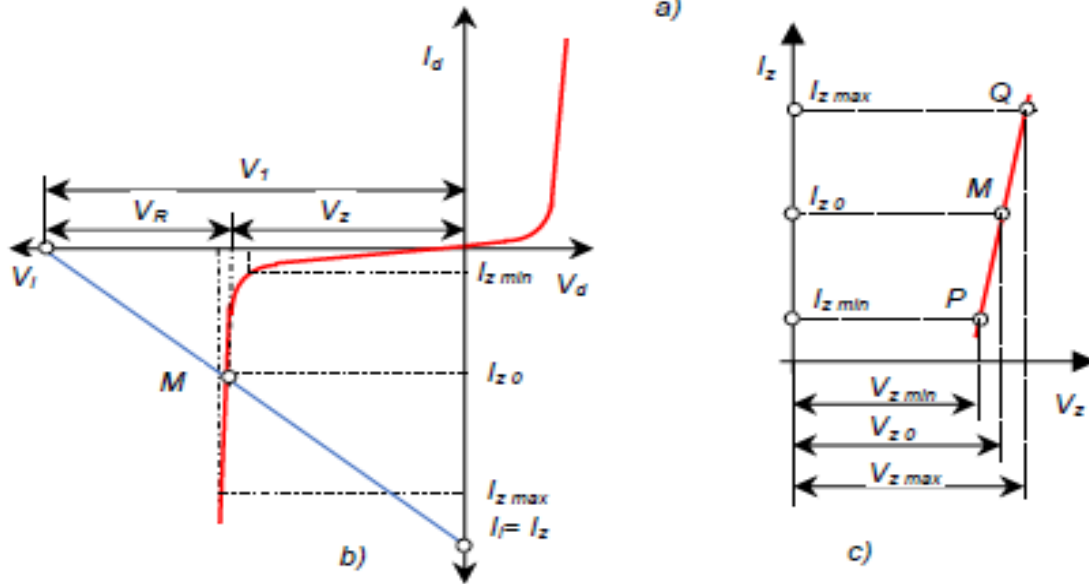
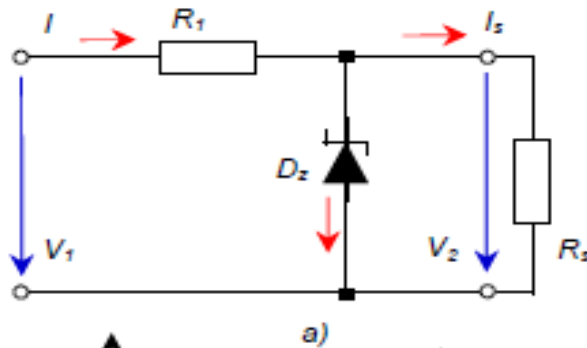
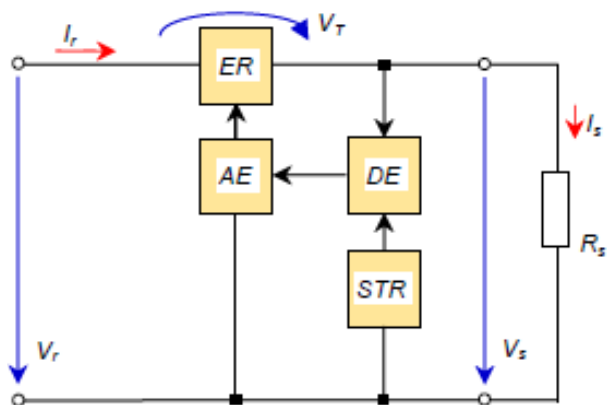


Fig. 5.1. Stabilizator cu diodă Zener.

a) - schema electrică; b) - caracteristica curent-tensiune pentru dioda Zener; c) - caracteristica de stabilizare.

### 5.3. Stabilizatoare de tensiune cu element de reglaj serie



$ER$  - elementul de reglaj serie,  $AE$  - amplificatorul de eroare,  $DE$  - detectorul de eroare (comparator), iar  $STR$  - sursă de tensiune de referință.

Fig. 5.2. Schema bloc a unui stabilizator de tensiune continuă cu element de reglaj derivație.

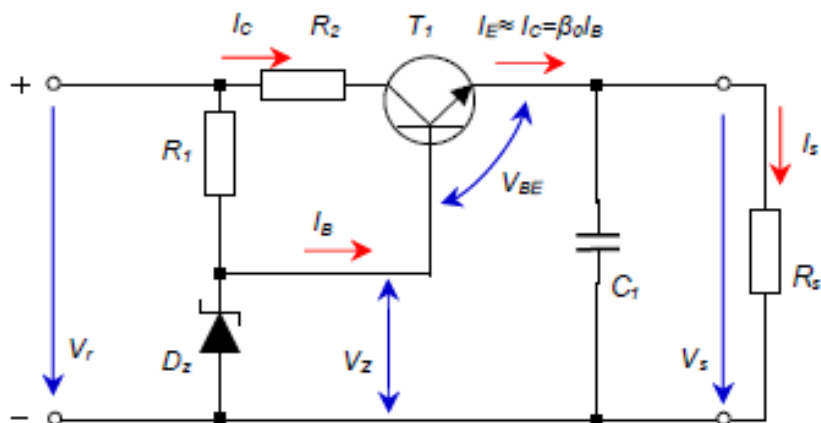


Fig. 5.3. Schema unui stabilizator de tensiune continuă cu element de reglaj serie fără amplificator de eroare.

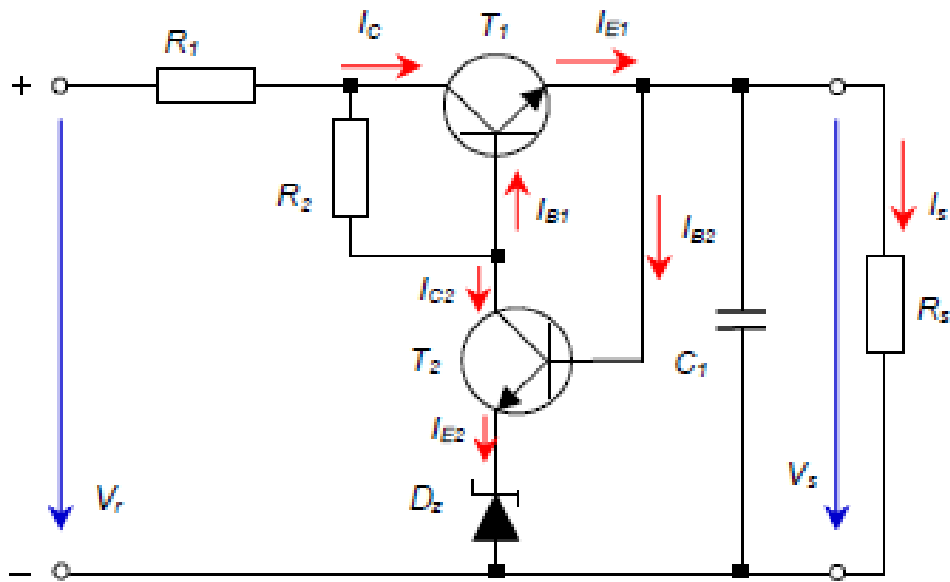


Fig. 5.4. Schema unui stabilizator de tensiune continuă cu element de reglaj serie cu amplificator de eroare.

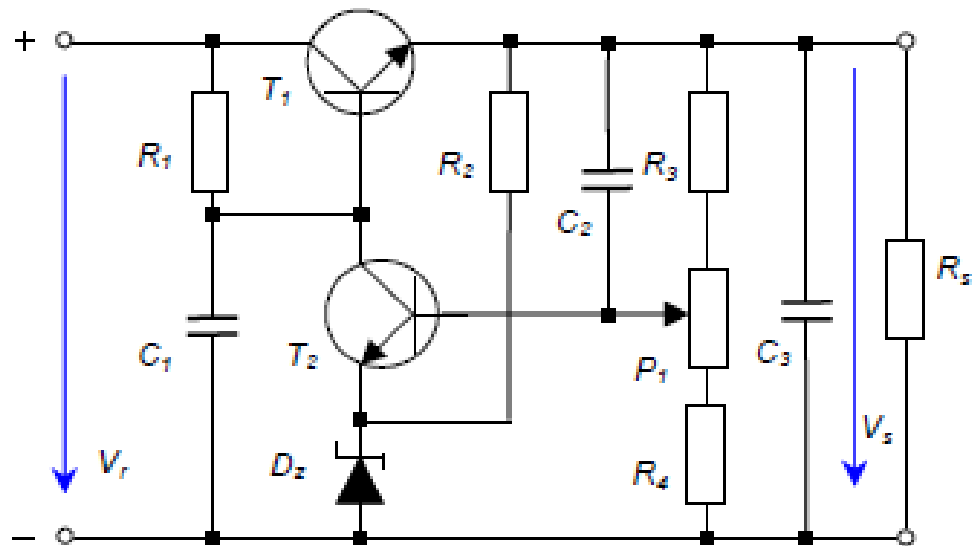
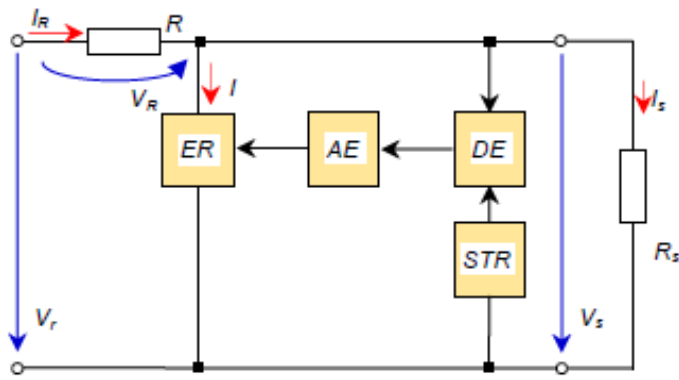


Fig. 5.5. Schema electrică a stabilizatorului de tensiune cu posibilitatea de reglaj a tensiunii de ieșire.

## 5.4. Stabilizatoare de tensiune cu element de reglaj derivație



Rezistorul de balast  $R$ , elementul de reglaj derivație  $ER$ , amplificatorul de eroare  $AE$ , detectorul de eroare (comparator)  $DE$  și sursă de tensiune de referință  $STR$ .

Fig. 5.6. Schema bloc a unui stabilizator de tensiune continuă cu element de reglaj derivație.

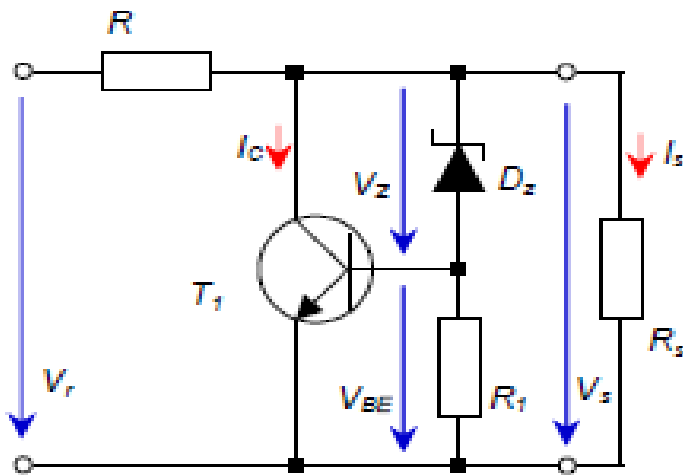


Fig. 5.7. Schema unui stabilizator cu element de reglaj derivație, fără amplificator de eroare

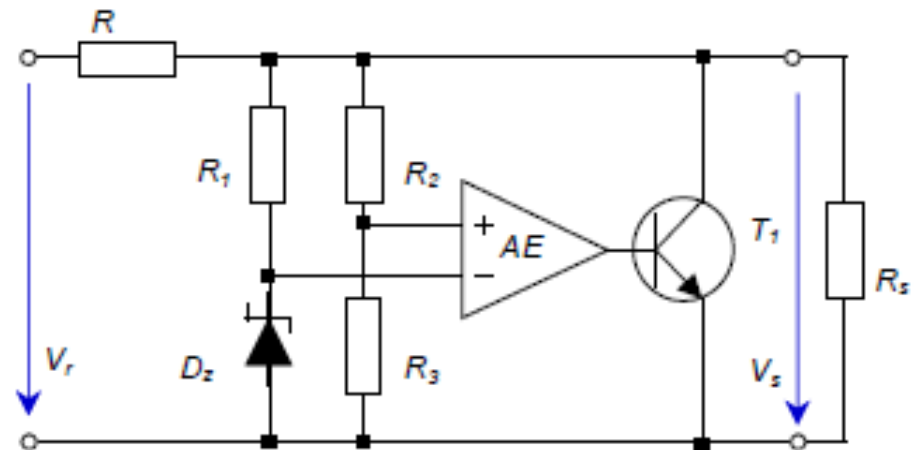


Fig. 5.8. Schema unui stabilizator cu element de reglaj derivație cu amplificator de eroare.

## 5.5. Stabilizatoare de tensiune cu amplificator operațional

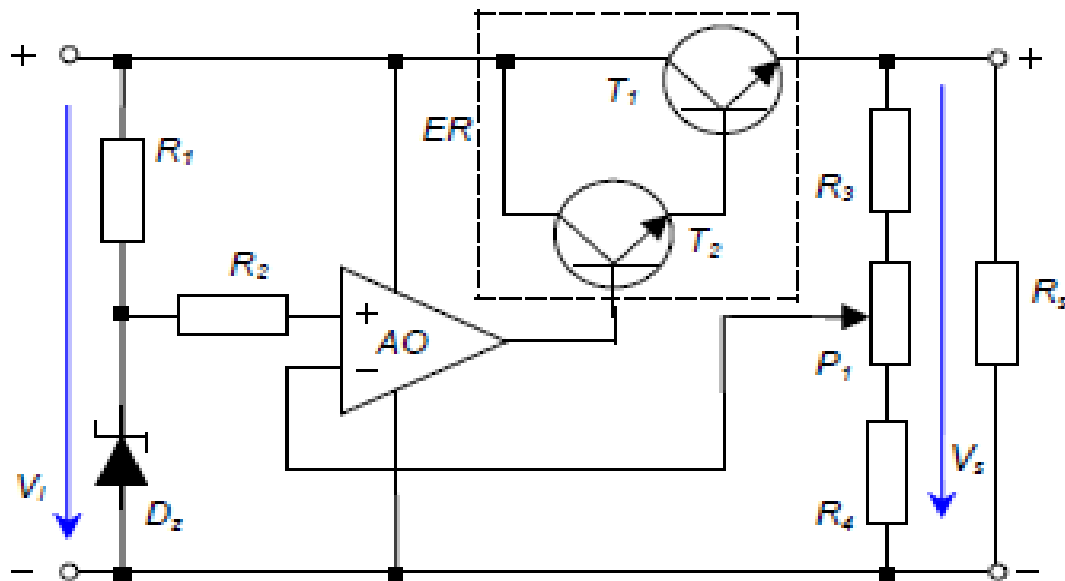


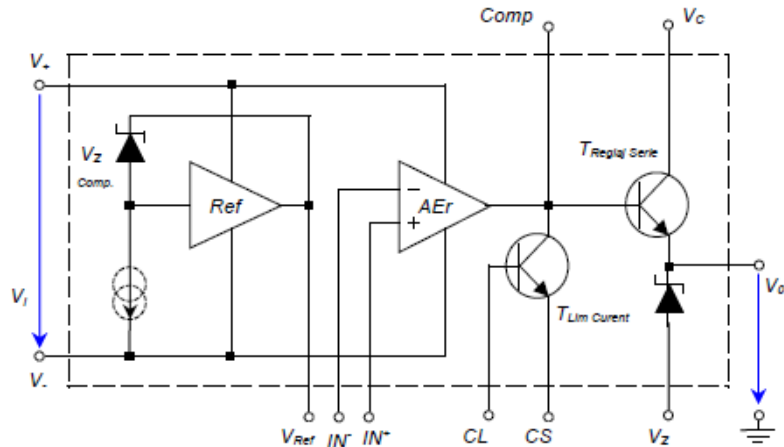
Fig. 5.9. Schema electrică a stabilizatorului de tensiune cu amplificator operațional.

Intrarea neinversoare a AO este menținută la un potențial constant dat de dioda stabilizatoare  $D_z$ , ca element de referință. În același timp, intrarea inversoare va primi un semnal de eroare proporțional cu tensiunea de ieșire dată de divizorul rezistiv  $R_3, P_1, R_4$ .

Ieșirea AO este conectată la baza elementului regulator  $ER$  serie format din tranzistorul  $T_1$  și  $T_2$  în structură Darlington. Semnalul furnizat de AO este proporțional cu diferența tensiunilor de pe cele două intrări, scopul acestuia fiind acela de a menține tensiunea de ieșire constantă la variația tensiunii de intrare, respectiv a curentului prin rezistorul de sarcină.

## 5.6. Stabilizatoare de tensiune integrate monolitice

Stabilizatoare de tensiune integrate din prima generație (LM 304, LM 305, LM 723,  $\beta$ A723).



Etajul tensiune de referință compensată termic, amplificatorul de eroare, tranzistorul regulator serie și circuitul de limitare a curentului de ieșire

Fig. 5.10. Structura internă a circuitului integrat LM 723

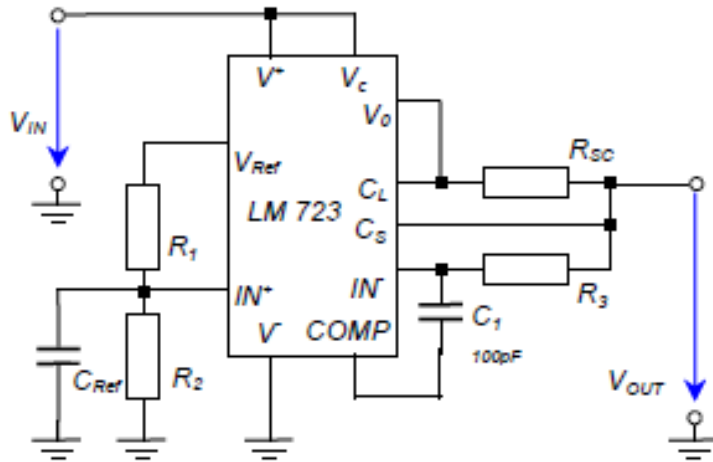


Fig. 5.11. Schema unui stabilizator de tensiune scăzută cu LM723

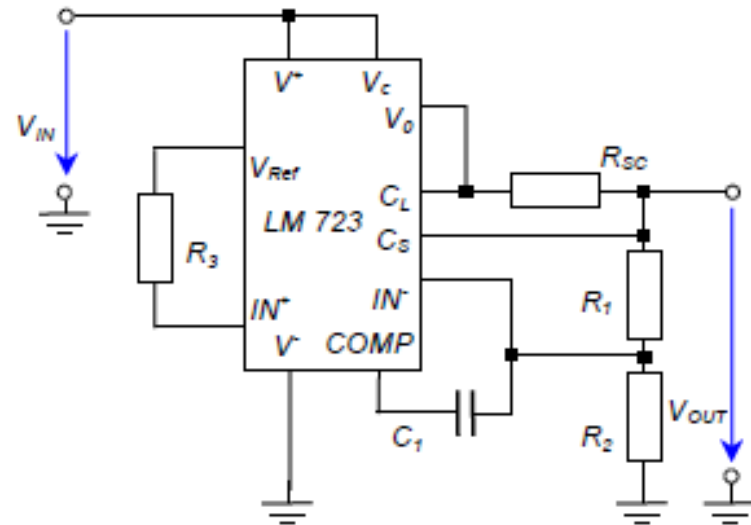


Fig. 5.12. Schema unui stabilizator de tensiune mare cu LM 723.

Stabilizatoare de tensiune integrate din a doua generație (LM 338, LM 350, LM 317, LM 337 etc.).

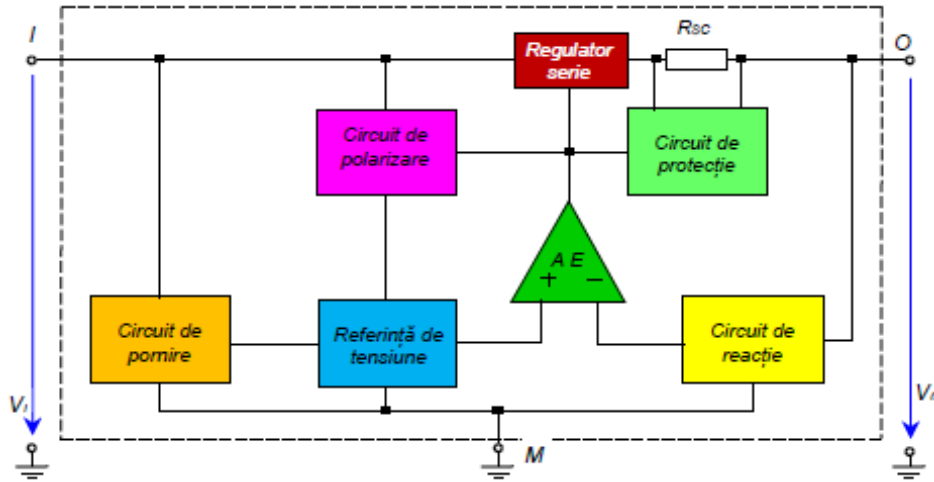


Fig. 5.13. Schema bloc a unui regulator de tensiune din a doua generație.

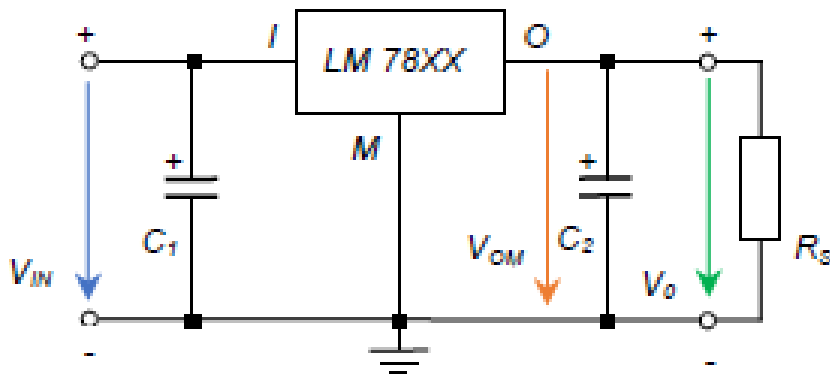


Fig. 5.14. Schema electrică a unui stabilizator de tensiune pozitivă

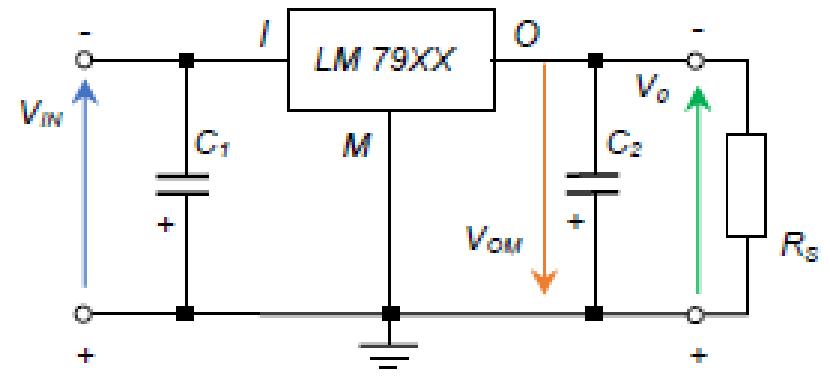
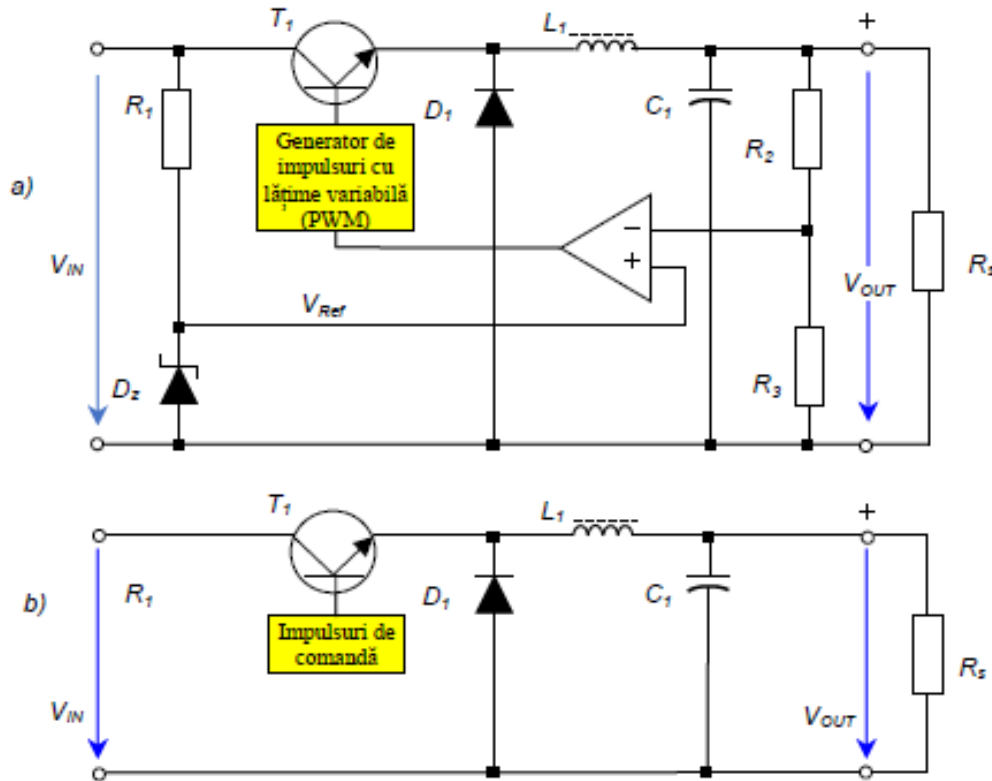


Fig. 5.15. Schema electrică a unui stabilizator de tensiune negativă.

## 5.7. Stabilizatoare în comutație

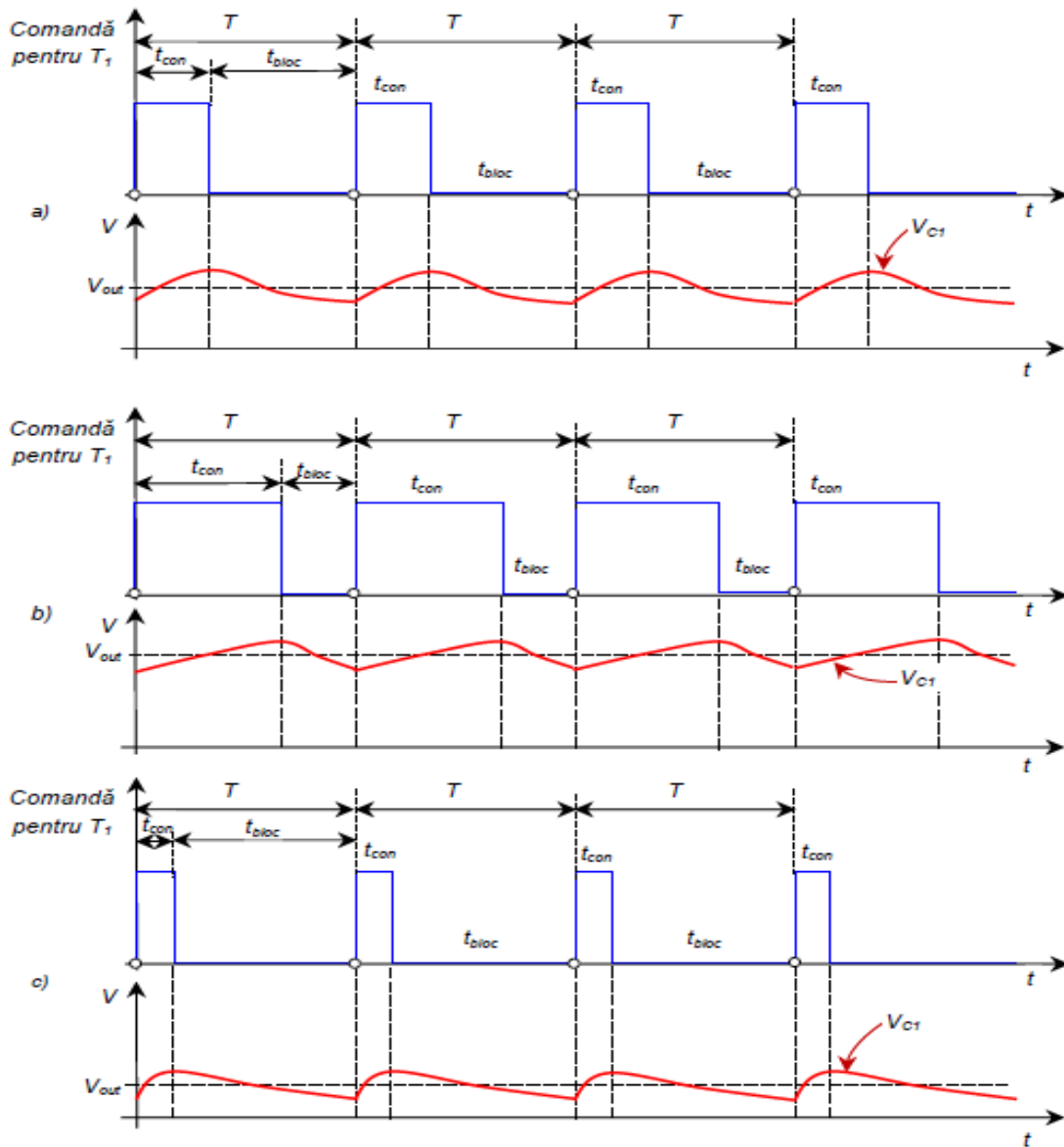
### 5.7.1. Stabilizatoare în comutație coborâtoare de tensiune



Rolul tranzistorului  $T_1$  este de a comuta tensiunea de intrare cu un factor de comandă determinat de condițiile impuse de sarcina circuitului stabilizator, iar filtrul realizat din bobina  $L_1$  și condensatorul  $C_1$  are rolul de a obține o valoare medie a tensiunii în comutație. Cantitatea de energie pe care o acumulează  $L_1$  este eliberată în circuit prin intermediul diodei  $D_1$ .

Fig. 5.19. Stabilizatorul în comutație coborâtor de tensiune.

a) circuitul tipic; b) circuitul echivalent simplificat.



Dacă tensiunea de ieșire tinde să scadă, timpul de conducție al tranzistorului  $T_1$  crește, determinând încărcarea suplimentară a condensatorului  $C_1$ , prin care se compensează tendința de scădere.

Dacă tensiunea de ieșire tinde să crească, timpul de conducție al tranzistorului  $T_1$  scade, permițând condensatorului  $C_1$ , să se descarce suficient pentru a compensa tendința de creștere

Fig. 5.20. Formele de undă pentru stabilizatorul în comutație coborât de tensiune

## 5.7.2. Stabilizatoare în comutație ridicătoare de tensiune

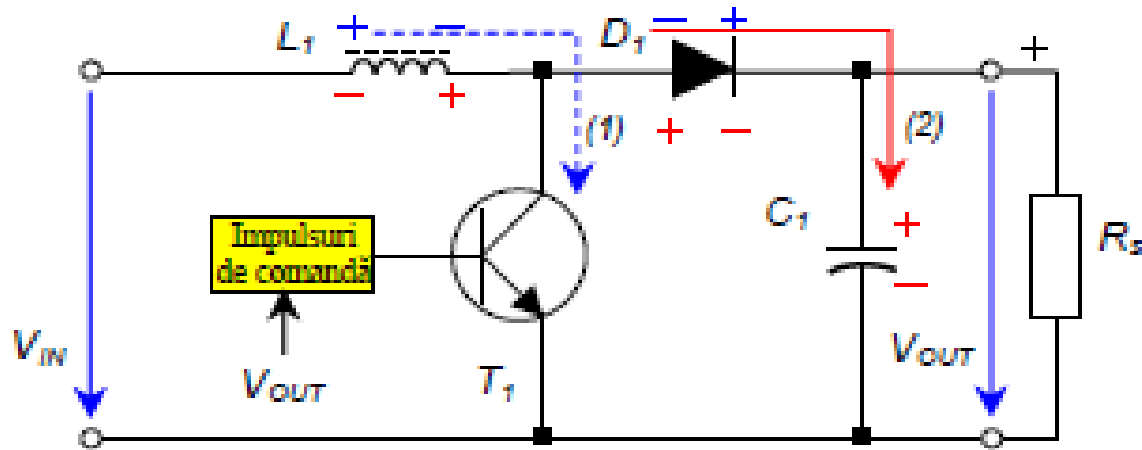
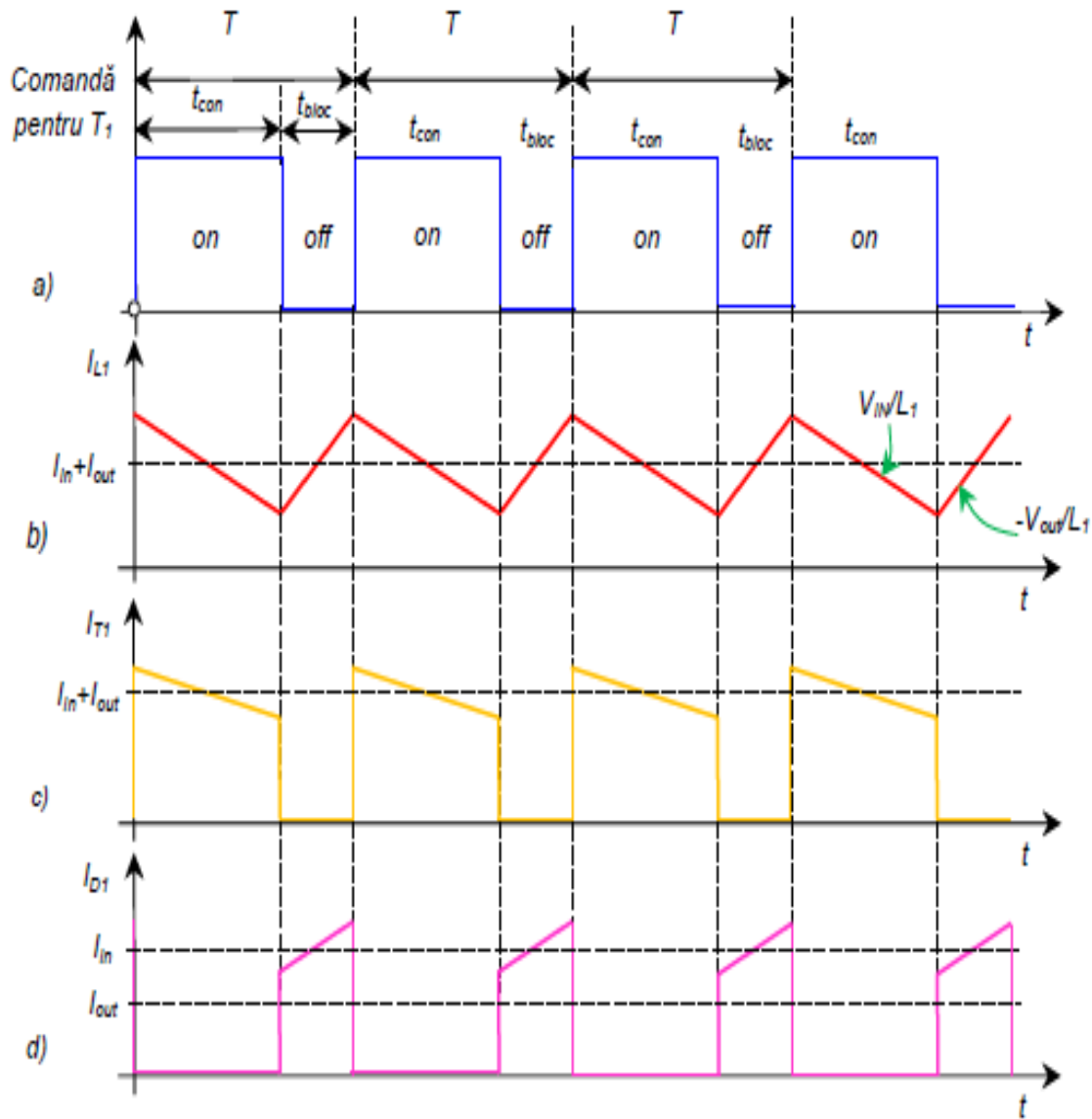


Fig. 5.21. Circuitul echivalent simplificat al unui stabilizator în comutație ridicător de tensiune.

Când tranzistorul  $T_1$  este în conducție, căderea de tensiune pe inductanța  $L_1$  crește instantaneu până la  $V_{IN} - V_{CE(Sat)}$ , iar câmpul magnetic al bobinei crește rapid (traseul (1), fig. 8.21). În timpul cât  $T_1$  conduce ( $t_{cond}$  sau *on*), tensiunea pe bobină scade sub valoarea maximă inițială. Cu cât este mai îndelungat timpul în care  $T_1$  conduce, cu atât mai mult scade tensiunea pe bobină. Când tranzistorul  $T_1$  se blochează ( $t_{bloc}$  sau *off*), câmpul magnetic al bobinei nu mai este menținut, polaritatea acestuia se inversează, tensiunea corespunzătoare se adaugă la tensiunea de intrare,  $V_{IN}$ , iar la ieșire va rezulta o tensiune mai mare decât cea de la intrare. În timpul cât tranzistorul  $T_1$  este blocat, dioda  $D_1$  este polarizată direct, permițând încărcarea condensatorului  $C_1$  (traseul (2), fig. 8.21). Pulsațiile tensiunii de ieșire datorate încărcărilor și descărcărilor succesive ale condensatorului  $C_1$  vor fi reduse în mare parte de filtrarea realizată prin intermediul circuitului  $L_1 C_1$  [M. Albu, 2007]



Perioadele de conducție ( $t_{cond}$  sau  $on$ ), respectiv blocare ( $t_{bloc}$  sau  $off$ ) ale tranzistorului  $T_1$  sunt reprezentate printr-un semnal dreptunghiular cu lățime variabilă (PWM), fig. 8.22 a).

Modul de variație al curentului prin inductanța  $L_1$ , cu pantă de scădere pe timpul conducție și pantă de creștere pe timpul de blocare al tranzistorului  $T_1$ , este dat în fig. 8.22 b).

În fig. 8.22 c) se prezintă forma de undă a curentului pentru  $T_1$ , iar fig. 8.22 d) forma de undă a curentului prin dioda  $D_1$  în timpul de comutație on/off a tranzistorului  $T_1$ .

Fig. 5.22. Formele de undă pentru stabilizatorul în comutație ridicător de tensiune.

### 5.7.3. Stabilizatoare în comutație inversoare de polaritate

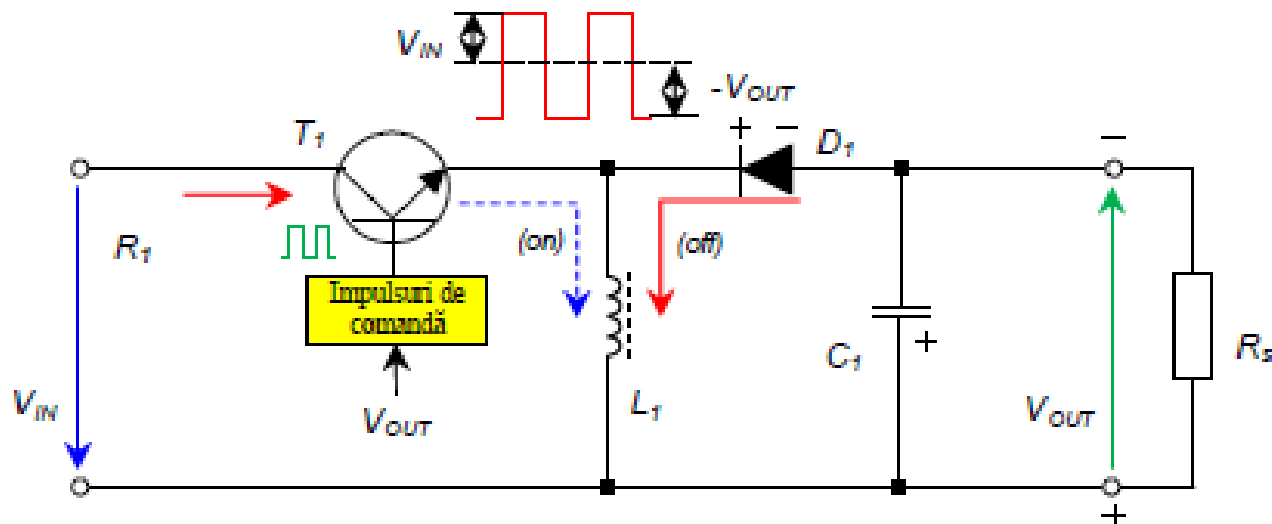


Fig. 5.23. Circuitul echivalent simplificat al unui stabilizator în comutație inversor de polaritate.

Când tranzistorul  $T_1$  începe să conducă, căderea de tensiune de pe inductanța  $L_1$  ajunge la  $V_{IN} - V_{CE(Sat)}$ , iar câmpul magnetic al acesteia crește foarte rapid. Atâta timp cât  $T_1$  conduce, dioda  $D_1$  este polarizată invers și căderea de tensiune pe bobină scade sub valoarea maximă inițială. Când tranzistorul  $T_1$  se blochează, câmpul magnetic al bobinei nu mai este susținut, iar polaritatea acesteia se inversează. Din această cauză, dioda devine polarizată direct, condensatorul  $C_1$  se încarcă, iar la ieșirea circuitului apare o tensiune negativă. Datorită comutărilor repetate ale tranzistorului  $T_1$ , condensatorul  $C_1$  se încarcă și descarcă repetitiv, iar pulsațiile de tensiune de la bornele lui sunt filtrate de grupul  $L_1C_1$ . Cu cât timpul în care tranzistorul  $T_1$  conduce este mai scurt, cu atât este mai mare tensiune de ieșire și invers [Th. L. Floyd, 2012].

