

Capitolul 5

Amplificatoare de semnal mic cu tranzistoare bipolare și tranzistoare unipolare

5.1. Definirea parametrilor de bază Amplificatoare electronice

Un amplificator electronic este un bloc funcțional, la intrarea căruia se aplică semnalul $x_i(t)$, obținându-se la ieșire semnalul $x_o(t)$, așa cum s-a ilustrat în fig. 5.1. $x_i(t)$ și $x_o(t)$ pot fi tensiuni sau curenți. Parametrul cel mai important al unui amplificator este amplificarea, notată cu A . Între semnalul de intrare și cel de ieșire există relația:

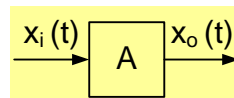


Fig. 5.1. Bloc de amplificare.

$$x_o(t) = A \cdot x_i(t - \tau) \quad (5.1)$$

În relația anterioară τ reprezintă întârzierea dintre cele două semnale. De remarcat că $x_i(t)$ și $x_o(t)$ au aceeași formă, însă puterea semnalului de ieșire este mai mare decât a celui de intrare.

Banda de frecvență a unui amplificator

Fie $A(j\omega)$ amplificarea în funcție de frecvență a unui amplificator ($\omega = 2\pi f$). Reprezentarea grafică pentru $|A| = |A(j\omega)|$, fig. 6.2, se numește caracteristica de frecvență a amplificatorului. În mijlocul benzii de lucru a amplificatorului, modulul amplificării este A_0 . Notăm cu:

$$a = \frac{\sqrt{2}}{2}$$

Banda de frecvență a amplificatorului este caracterizată de:

$$|A(j\omega)| \geq a \cdot A_0$$

În relația anterioară, egalitatea are loc la frecvențe joase pentru f_j (frecvența inferioară din banda amplificatorului) și la frecvențe înalte pentru f_s (frecvența superioară din banda amplificatorului), așa cum s-a ilustrat în fig. 5.2. În concluzie, banda amplificatorului - numită și banda la 3 dB (decibeli) - este:

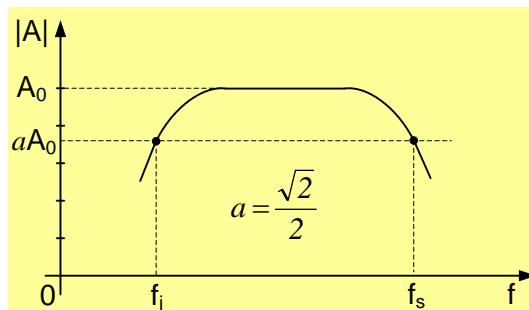


Fig. 5.2. Caracteristica de frecvență a unui amplificator.

$$B_{3dB} = [f_j, f_s]$$

Amplificarea în tensiune se poate exprima în decibeli, caz în care se mai numește și câștig în tensiune - G_v . Notăția provine din limba engleză, G_v - *gain voltage*.

$$G_v[dB] = 20 \cdot \lg |A_v(j\omega)| \quad (5.2)$$

Pentru $f = f_s$ sau $f = f_j$ (echivalent cu $\omega = \omega_j$ sau $\omega = \omega_s$), câștigul în tensiune este:

$$G_v(j\omega_j) = G_v(j\omega_s) = 20 \cdot \lg |A_v(j\omega_j)| = 20 \cdot \lg A_{vo} \cdot a = 20 \cdot \lg A_{vo} + 20 \cdot \lg \frac{\sqrt{2}}{2} = 20 \cdot \lg A_{vo} - 3 \text{ dB}$$

Ca urmare, **banda la 3 dB este banda de frecvență în care câștigul în tensiune nu scade cu mai mult de 3 dB față de câștigul în tensiune în mijlocul benzii.**

Conectarea în cascadă a etajelor de amplificare

Obținerea unei amplificări mari în tensiune, cu un singur etaj de amplificare nu este întotdeauna posibilă. Ca urmare, trebuie utilizate mai multe etaje de amplificare conectate în cascadă. Pentru amplificatorul de tensiune din fig. 5.3, realizat prin conectarea în cascadă a trei etaje de amplificare, amplificarea în tensiune și câștigul în tensiune sunt exprimate prin relațiile următoare:

$$A_v = \frac{V_4}{V_1} = \frac{V_2}{V_1} \cdot \frac{V_3}{V_2} \cdot \frac{V_4}{V_3} = A_{v1} \cdot A_{v2} \cdot A_{v3}$$

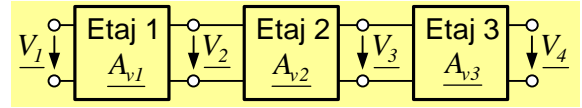


Fig. 5.3. Etaje de amplificare conectate în cascadă.

$$G_v[dB] = 20 \cdot \lg |A_v| = 20 \cdot \lg |A_{v1}| \cdot |A_{v2}| \cdot |A_{v3}| = \\ = 20 \cdot \lg |A_{v1}| + 20 \cdot \lg |A_{v2}| + 20 \cdot \lg |A_{v3}| = G_{v1}[dB] + G_{v2}[dB] + G_{v3}[dB]$$

Câștigul în putere are expresia:

$$G_p[dB] = 10 \cdot \lg |A_p| = 10 \cdot \lg \frac{P_o}{P_i}$$

Cuplarea etajelor de amplificare

- Cuplarea directă (în c. c.).
- Cuplarea prin condensator sau cuplaj RC. R și C formează un filtru trece sus – FTS, caracterizat de o frecvență f_j ce depinde de valorile pentru R și C. Semnalul sinusoidal furnizat de primul etaj va ajunge la intrarea celui de al doilea numai dacă are frecvența $f \geq f_j$. Etajele nu sunt cuplate în c. c., ceea ce înseamnă că dispozitivele din primul etaj au PSF-urile independente de cele din al doilea etaj. Masa etajelor este însă comună.
- Cuplaj prin transformator. În c. c. etajele sunt izolate. Acest tip de cuplaj se utilizează în amplificatoarele de putere (AP) și în cele de radiofrecvență (ARF) pentru adaptarea de impedanță.

6.2. Etaje fundamentale de amplificare cu TB

În această secțiune se vor prezenta etajele de amplificare cu un singur TB, clasificate după tipul de conexiune a dispozitivului:

- Etaj de amplificare cu TB în conexiunea **emitor comun**;
- Etaj de amplificare cu TB în conexiunea **sarcină distribuită** (uneori inclusă în conexiunea anterioară);
- Etaj de amplificare cu TB în conexiunea **colector comun**;
- Etaj de amplificare cu TB în conexiunea **bază comună**.

Tipul de conexiune al TB într-un etaj de amplificare se stabilește pe schema de curent alternativ și este determinat de borna ce se află conectată la masă. Excepție face conexiunea sarcină distribuită, la care TB nu are nici o bornă conectată la masă în schema de c. a.

În analiza de curent alternativ, la semnal mic a etajelor de amplificare cu TB se va considera funcționarea la frecvențe medii. Ca urmare, capacitățile de cuplare și de decuplare vor fi considerate C_∞ , iar capacitățile parazite ale dispozitivelor se vor neglija. Aceste simplificări vor permite o estimare rapidă a parametrilor etajelor de amplificare prin calcul manual. Rezultate mai precise, valabile într-o bandă de frecvență mai largă se pot obține prin simularea circuitului în SPICE.

Pentru TB se va utiliza modelul cu parametrii hibrizi în conexiunea EC, neglijându-se parametrul h_{re} .

5.2.1 Etajul de amplificare cu TB în conexiunea emitor comun (EC)

În fig. 5.4 sunt ilustrate: schema de principiu, schema de c. a. și schema echivalentă la semnal mic, frecvențe medii pentru un etaj de amplificare cu TB în conexiunea emitor comun.

Determinarea rezistenței de intrare

$$R_{BB} = (R_1 \parallel R_2) = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_{BB} \parallel h_{ie} \cong h_{ie} \quad (5.3)$$

Uzual, R_{BB} are valori de ordinul zecilor de $k\Omega$ iar h_{ie} de ordinul $k\Omega$, motiv pentru care s-a făcut aproximarea din relația anterioară.

Determinarea rezistenței de ieșire

Dacă R_C aparține circuitului, atunci rezistența de ieșire, R_o este:

$$R_o = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_i=0} = R_C \parallel h_{oe}^{-1} \cong R_C \quad (5.4)$$

deoarece R_C are valori uzuale de ordinul $k\Omega$, iar h_{oe}^{-1} are valori uzuale de ordinul zecilor de $k\Omega$.

Determinarea amplificării în tensiune

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-h_{fe} \cdot i_b \cdot (h_{oe}^{-1} \parallel R_C \parallel R_L)}{h_{ie} \cdot i_b} = -g_m \cdot (h_{oe}^{-1} \parallel R_C \parallel R_L)$$

Dacă se neglijează h_{oe}^{-1} , rezultă:

$$a_v \cong -g_m \cdot (R_C \parallel R_L) \quad (5.5)$$

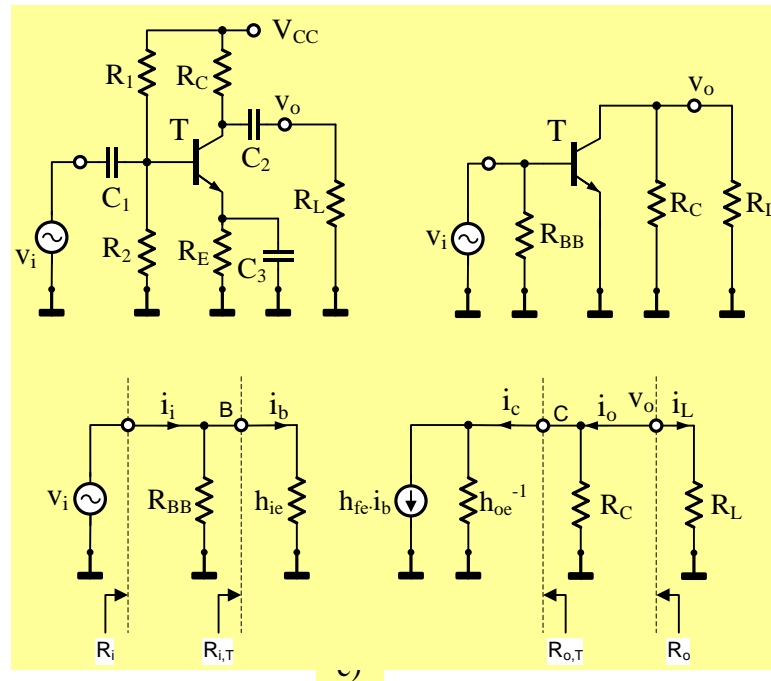


Fig. 5.4. Etaj de amplificare cu TB în EC: a) schema de principiu; b) schema de c. a.; c) Schema echivalentă la semnal mic, frecvențe medii.

Determinarea amplificării în curent

$$a_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_b}{i_i} \cdot \frac{i_c}{i_b} \cdot \frac{i_o}{i_c} = \frac{R_{BB}}{R_{BB} + h_{ie}} \cdot h_{fe} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L} \leq h_{fe} \quad (5.6)$$

Primul termen din expresia a_i poate fi aproximat cu 1. De remarcat că amplificarea în curent pentru acest circuit nu poate depăși h_{fe} .

În concluzie, etajele de amplificare cu TB în conexiunea EC se pot caracteriza astfel:

- rezistență de intrare și rezistență de ieșire moderate, uzual de ordinul $k\Omega$;
- amplificare în tensiune și amplificare în curent mari, uzual de ordinul multe zeci până la câteva sute.

Aplicația 5.1

Pentru circuitul din fig. 5.4a **se cunoaște**: $V_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_1 = R_2 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_C = 4 \text{ k}\Omega$, $R_E = 5,4 \text{ k}\Omega$, $R_L = 4 \text{ k}\Omega$; C_1 , C_2 și C_3 sunt C_∞ la frecvența de lucru; T ($h_{fe} = \beta_F = 100$, $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$, $I_{CBO} = 0$, $h_{oe} = h_{re} = 0$).

Se cere:

- PSF-ul și regimul său de funcționare pentru T;
- Parametrii dinamici pentru T;
- Schema electrică de curent alternativ;
- Schema electrică echivalentă la semnal mic și frecvențe medii;
- Parametrii de circuit în curent alternativ: rezistența de intrare, rezistența de ieșire, amplificarea în curent și amplificarea în tensiune;
- Rezultate obținute cu SPICE în curent continuu și regimul dinamic în banda de frecvență 1Hz – 1GHz.

Rezolvare

- Se scriu următoarele ecuații de c. c.:

Ecuția de transfer: $I_C = \beta_F \cdot I_B$

Ecuția de intrare: $V_{BB} = R_{BB} \cdot I_B + V_{BE} + R_E \cdot I_E$

unde, conform echivalării Thévenin a circuitului din fig. 6.5a:

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC}, \quad R_{BB} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2},$$

Ecuția de legătură: $I_E = I_C + I_B$

Ecuția de ieșire: $V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C - R_E \cdot I_E$

Pe baza ecuațiilor anterioare, rezultă expresiile analitice ale parametrilor:

$$I_C = \frac{\beta_F \cdot (V_{BB} - V_{BE})}{R_{BB} + (\beta_F + 1) \cdot R_E}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C - R_E \cdot I_E$$

Evaluare numerică:

$$I_C = \frac{100 \cdot (6 - 0,6)}{10 + (100 + 1) \cdot 5,4} = 0,972 \text{ mA} \approx 1 \text{ mA}$$

$$V_{CE} \approx 12 - 4 \cdot 1 - 5,4 \cdot 1 = 2,6 \text{ V}$$

T ($V_{BE} \approx 0,6 \text{ V}$, $V_{CE} \approx 2,6 \text{ V}$ și $I_C \approx 1 \text{ mA}$) se află în regiunea activă normală (RAN).

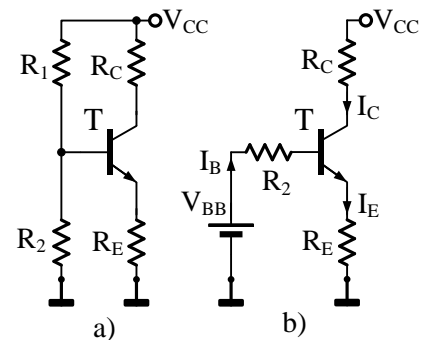


Fig. 5.5. Echivalarea Thévenin.

b) Parametrii dinamici:
$$g_m = \frac{I_C}{k \cdot T} \cong 40 \cdot I_C = 40 \cdot 1 = 40 \text{ mA/V}$$

$$h_{ie} = \frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{100}{40} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

c) Schema electrică de curent alternativ este prezentată în fig. 6.4.b.

d) Schema echivalentă la semnal mic și frecvențe medii este prezentată în fig. 6.4c.

e) Rezistența de intrare și cea de ieșire se determină cu relația (6.3), respectiv (6.4):

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_{BB} \parallel h_{ie} = \frac{R_{BB} \cdot h_{ie}}{R_{BB} + h_{ie}} = \frac{10 \cdot 2,5}{10 + 2,5} = 2 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_C = 4 \text{ k}\Omega$$

Amplificarea în tensiune și cea în curent se determină cu relația (6.5), respectiv (6.6):

$$a_v \cong -g_m \cdot (R_C \parallel R_L) = -40 \cdot \frac{4 \cdot 4}{4 + 4} = -80$$

$$a_i = \frac{R_{BB}}{R_{BB} + h_{ie}} \cdot h_{fe} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L} = \frac{10}{10 + 2,5} \cdot 100 \cdot \frac{4}{4 + 4} = 40$$

Observații

- 1 Rezistența de intrare și cea de ieșire au valori moderate.
- 2 Tranzistorul T fiind în conexiunea emitor comun, circuitul amplifică atât în tensiune cât și în curent.

Rezultate obținute prin simularea în SPICE

În fig. 5.6 este prezentată schema etajului cu TB în conexiunea EC, folosit pentru simulare.

Analiza de curent continuu

Potențialele continue ale nodurilor aferente

Nodul	Potențialul [V]
V(1)	0.000000e+000
V(2)	0.000000e+000
V(3)	5.888128e+000
V(4)	8.168305e+000
V(5)	5.233199e+000
V(6)	0.000000e+000
V(7)	1.200000e+001
V(8)	0.000000e+000
V(9)	0.000000e+000

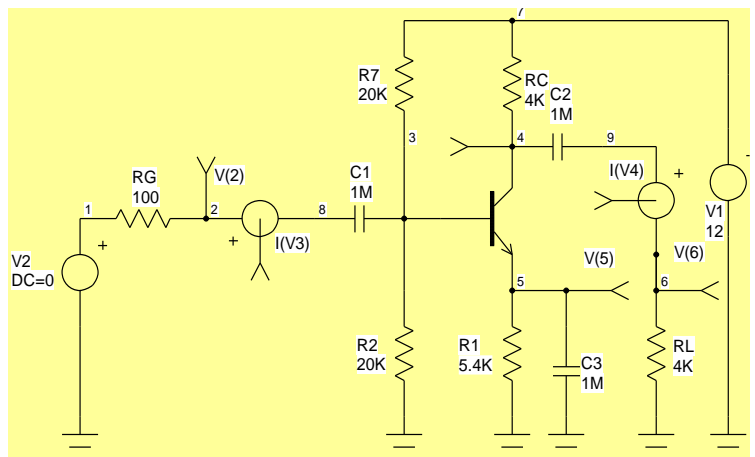


Fig. 5.6. Schema etajului cu TB simulat în SPICE.

Din potențialele prezentate se obține următorul PSF pentru T ($V_{BE} = 0,655 \text{ V}$, $V_{CE} = 2,935 \text{ V}$, $I_C = 0,969 \text{ mA}$). Rezultă că T este în RAN.

Analiza de curent alternativ

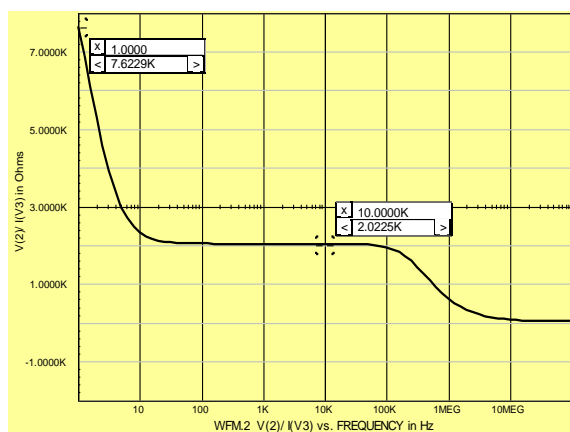


Fig. 5.7. Impedanța de intrare.

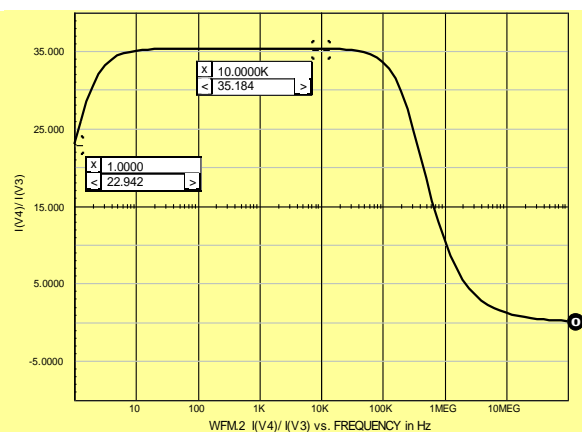


Fig. 5.8. Amplificarea în curent.

În fig. 5.7 este ilustrată dependența de frecvență a impedanței de intrare. Se observă că pentru frecvențe cuprinse între zeci de Hz și 100 kHz, impedanța de intrare este de aproximativ 2 k Ω , așa cum s-a obținut și prin calcul. La frecvențe mici, impedanța de intrare este mai mare deoarece capacitățile C_1 , C_2 și C_3 nu mai sunt C_∞ . La frecvențe mari, peste 100 kHz în acest caz, capacitățile parazite ale tranzistorului nu mai pot fi neglijate, acestea determinând o scădere a impedanței de intrare.

În fig. 5.8 s-a ilustrat amplificarea în curent funcție de frecvență. La frecvențe medii, valoarea amplificării în curent obținută prin simulare este $a_{iS} = 35,184$, fiind apropiată de cea obținută prin calcul ($a_i = 40$).

Din fig. 5.9 se observă că amplificarea în tensiune obținută prin simulare este $a_{vS} = 69,585$, de asemenea mai mică decât cea obținută prin calcul ($a_v = 80$).

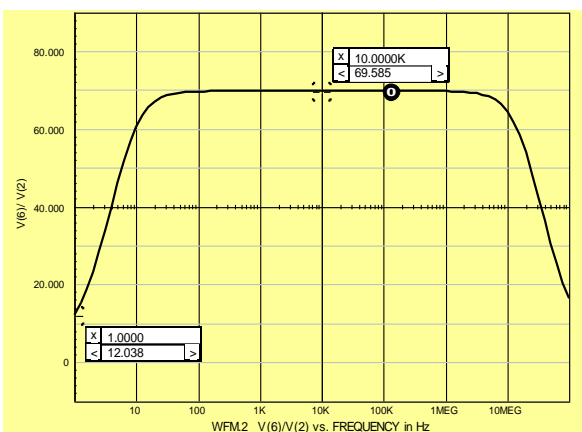


Fig. 5.9. Amplificarea în tensiune.

Observații și concluzii

1. Între valorile parametrilor circuitului obținute prin calcul și cele obținute din analiza prin simulare, sunt diferențe relativ mici, generate de aproximările de calcul și de modelul SPICE folosit pentru dispozitiv.
2. La frecvențe înalte, impedanța de intrare, amplificarea în curent și amplificarea în tensiune scad, ca urmare a influențelor capacităților parazite C_{be} și C_{bc} ale tranzistorului.

5.3.2. Etajul de amplificare cu TB în conexiunea sarcină distribuită (SD)

Dacă în circuitul din fig. 5.4a se elimină condensatorul de decuplare C_3 se obține un etaj de amplificare în conexiunea sarcină distribuită. În fig. 5.10a, b și c sunt ilustrate: schema de principiu, schema de curent alternativ, respectiv schema echivalentă la semnal mic, frecvențe medii pentru un astfel de etaj (s-a considerat $h_{re} = 0$), cu precizarea că s-a eliminat rezistorul R_L , considerând că sarcina circuitului este R_C .

Rezistența de intrare

$$R_{BB} = (R_1 \parallel R_2) = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2},$$

$$R_{i,T} = \frac{v_i}{i_b} = h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_E$$

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_{BB} \parallel R_{i,T} = R_{BB} \parallel [h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_E] \quad (5.7)$$

Rezistența de ieșire

$$R_{o,T} = \left. \frac{v_o}{i_c} \right|_{v_i=0} \cong h_{oe}^{-1} \cdot \left(1 + \frac{h_{fe} \cdot R_E}{R_E + h_{ie}} \right) \quad (5.8)$$

Dacă R_C nu aparține circuitului, rezistența de ieșire este foarte mare.

$$R_o = R_{o,T}$$

Dacă R_C aparține circuitului, atunci rezistența de ieșire este moderată:

$$R_o = R_{o,T} \parallel R_C \cong R_C$$

Dacă ieșirea este în emitor, atunci rezultă:

$$R'_{o,T} = \left. \frac{v_e}{i_e} \right|_{v_i=0} = \frac{-h_{ie} \cdot i_b}{-(h_{fe} + 1) \cdot i_b} \cong \frac{1}{g_m} \quad (5.9)$$

$R'_{o,T}$ este de ordinul zecilor de ohmi, fiind cea mai mică rezistență de ieșire a etajelor cu TB.

Amplificarea în tensiune

$$v_i = h_{ie} \cdot i_b + R_E \cdot (i_b + i_c)$$

$$v_o = -R_C \cdot i_c$$

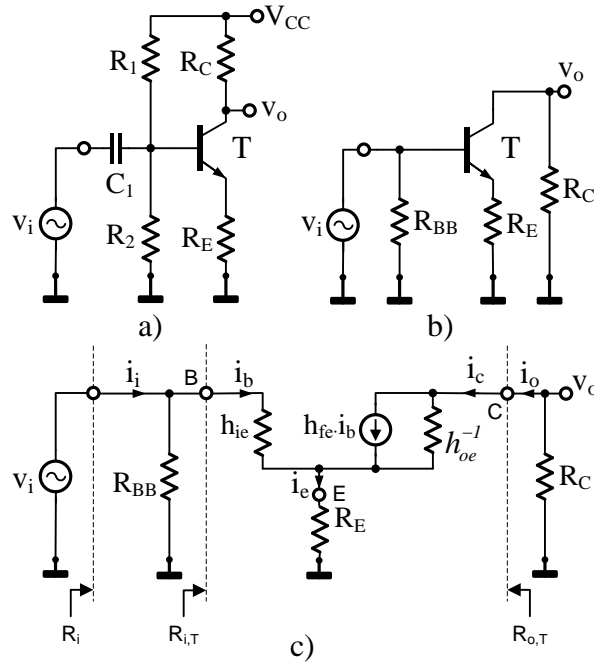


Fig. 5.10. Etaj de amplificare cu TB cu sarcină distribuită: a) schema de principiu; b) schema de c. a.; c) schema echivalentă la semnal mic, frecvențe medii.

Dacă:

$$R_C + R_E \ll h_{oe}^{-1} \quad \text{și} \quad \frac{1}{g_m} \ll R_E \quad (5.10)$$

rezultă:

$$a_v \cong -\frac{R_C}{\frac{1}{g_m} + R_E} \cong -\frac{R_C}{R_E} \quad (5.11)$$

De remarcat că în relația anterioară, amplificarea în tensiune nu depinde de PSF, ci numai de valorile celor două sarcini: R_E – sarcina din emitor și R_C – sarcina din colector. Ca urmare, dacă se respectă condițiile (5.10), atunci se poate utiliza etajul cu TB în conexiunea SD ca amplificator de tensiune de precizie.

Pentru $R_E = R_C$ rezultă $a_v = -1$, circuitul obținut fiind un amplificator inversor (semnalul de ieșire este în antifază cu cel de intrare).

Amplificarea transadmitanță

Dacă R_C nu face parte din circuit este utilă calcularea amplificării transadmitanță, care se poate aproxima după cum urmează pentru condițiile (5.10) îndeplinite:

$$a_y = \frac{i_o}{v_i} = \frac{-h_{fe} \cdot i_b \cdot \frac{h_{oe}^{-1}}{h_{oe}^{-1} + R_C}}{h_{ie} \cdot i_b + (h_{fe} + 1) \cdot i_b \cdot R_E} \cong -\frac{1}{\frac{1}{g_m} + R_E} \cong -\frac{1}{R_E} \quad (5.12)$$

Etajele de amplificare cu TB în conexiunea SD se caracterizează prin:

- rezistență de intrare mare (multe zeci de $k\Omega$ – sute de $k\Omega$);
- rezistență de ieșire în colector moderată, uzual de ordinul $k\Omega$, dacă R_C aparține circuitului;
- rezistență de ieșire în colector foarte mare, uzual de ordinul sutelor de $k\Omega$, dacă R_C nu aparține circuitului;
- rezistență de ieșire în emitor foarte mică, uzual de ordinul zecilor de Ω ;
- amplificare în tensiune mică, unități sau zeci;
- amplificare în curent moderată, uzual de ordinul zecilor.

Aplicația 5.2

În aplicația 5.1 se consideră că C_3 lipsește.

Se cere:

- PSF-ul și regimul său de funcționare pentru T;
- Parametrii dinamici pentru T;
- Schema electrică de curent alternativ;
- Schema electrică echivalentă la semnal mic și frecvențe medii;
- Parametrii de circuit în curent alternativ: rezistența de intrare și amplificarea în tensiune;

Rezolvare

- a), b) Identice cu cele din aplicația 5.1.
- c), d) Vezi fig. 5.10b, respectiv 5.10c.
- e) Rezistența de intrare se determină cu relația:

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_{BB} \parallel [h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_E] = \frac{10 \cdot 547,9}{10 + 547,9} = 9,82 \cong 10 k\Omega$$

Amplificarea în tensiune se determină cu relația (5.11):

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} \cong -\frac{R_C}{\frac{1}{g_m} + R_E} \cong -\frac{4}{\frac{1}{40} + 5,4} = -0,737 \cong -0,74$$

5.3.3. Etajul de amplificare cu TB în conexiunea colector comun (CC) sau repetor pe emitor

În fig. 5.11 sunt ilustrate: schema de principiu, schema de c. a. și schema echivalentă la semnal mic, frecvențe medii pentru un etaj de amplificare cu TB în conexiunea colector comun. Etajul este cunoscut și ca repetor pe emitor deoarece, uzual, amplificarea în tensiune este 1, tensiunea de la intrare fiind repetată la ieșire.

Rezistența de intrare

$$R_{BB} = (R_1 \parallel R_2) = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2},$$

$$R_{i,T} = \frac{v_i}{i_b} = h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot (R_E \parallel R_L)$$

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_{BB} \parallel R_{i,T} = R_{BB} \parallel [h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot (R_E \parallel R_L)] \quad (5.13)$$

Rezistența de ieșire

$$R_{o,T} = \left. \frac{v_e}{i_e} \right|_{v_i=0} = \frac{-h_{ie} \cdot i_b}{-(h_{fe} + 1) \cdot i_b} \cong \frac{1}{g_m} \quad (5.14)$$

$$R_o = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_i=0} = R_E \parallel R_{o,T} \cong R_{o,T} \cong \frac{1}{g_m} \quad (5.15)$$

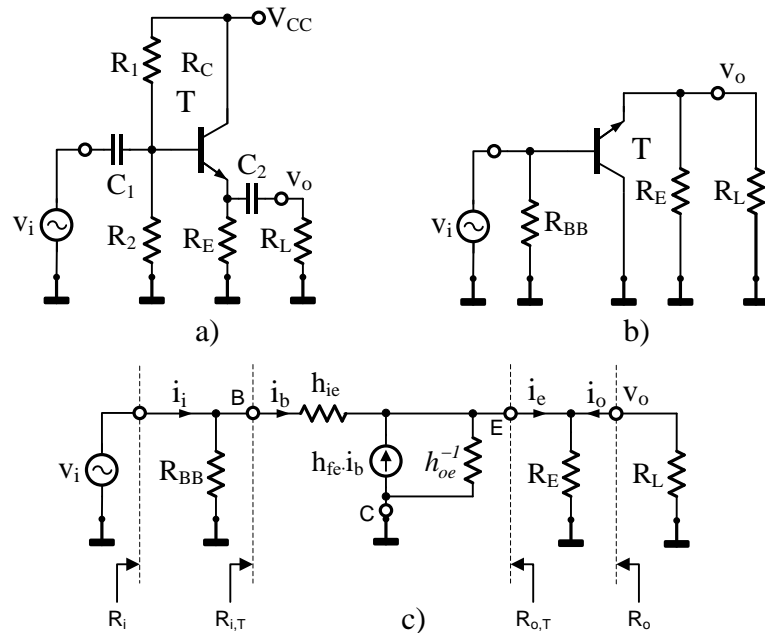


Fig. 5.11. Etaj de amplificare cu TB în conexiunea CC: a) schema de principiu; b) schema de c. a.; c) schema echivalentă la semnal mic, frecvențe medii.

Amplificarea în tensiune

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{(h_{fe} + 1) \cdot i_b \cdot (R_E \parallel R_L)}{h_{ie} \cdot i_b + (h_{fe} + 1) \cdot i_b \cdot (R_E \parallel R_L)} \cong \frac{(R_E \parallel R_L)}{\frac{1}{g_m} + (R_E \parallel R_L)} \quad (5.16)$$

Dacă se îndeplinește condiția: $\frac{1}{g_m} \ll (R_E \parallel R_L)$ rezultă: $a_v \cong 1$

Ca urmare, tensiunea de ieșire este egală cu cea de intrare, adică se repetă la ieșire tensiunea de la intrare, de unde și numele etajului: repetor pe emitor.

Caracterizarea etajelor de amplificare cu TB în conexiunea CC:

- rezistență de intrare mare (multe zeci de $k\Omega$ – sute de $k\Omega$);
- rezistență de ieșire foarte mică, uzual de ordinul zecilor de Ω ;
- amplificare în tensiune subunitară, uzual tinzând către 1;
- amplificare în curent moderată, uzual de ordinul zecilor.

Aplicația 5.3

Pentru circuitul din fig. 5.11a **se cunoaște**: $V_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_E = 5 \text{ k}\Omega$, $R_L = 1 \text{ k}\Omega$; C_1 și C_2 sunt C_∞ la frecvența de lucru; T ($h_{fe} = \beta_F = 100$, $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$, $I_{CBO} = 0$, $h_{oe} = h_{re} = 0$).

Se cere:

- PSF-ul și regimul său de funcționare pentru T;
- Parametrii dinamici pentru T;
- Schema electrică de curent alternativ;
- Schema electrică echivalentă la semnal mic și frecvențe medii;
- Parametrii de circuit în curent alternativ: rezistența de intrare, rezistența de ieșire și amplificarea în tensiune.

Rezolvare

- Curentul de colector se determină ca la aplicația 5.1.

$$I_C = \frac{\beta_F \cdot (V_{BB} - V_{BE})}{R_{BB} + (\beta_F + 1) \cdot R_E} = \frac{100 \cdot (6 - 0,6)}{50 + 101 \cdot 5} = 0,973 \text{ mA} \cong 1 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_E \cdot I_E = 12 - 5 \cdot 1 = 7 \text{ V}$$

T ($V_{BE} = 0,6 \text{ V}$, $V_{CE} = 7 \text{ V}$ și $I_C \approx 1 \text{ mA}$) se află în regiunea activă normală (RAN).

- Parametrii dinamici:

$$g_m \cong 40 \cdot I_C = 40 \cdot 1 = 40 \text{ mA/V}$$

$$h_{ie} = \frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{100}{40} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

- Vezi fig. 5.11a, respectiv 5.11b.

- Rezistența de intrare se determină cu relația (5.13)

$$R_{i,T} = [h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot (R_E \parallel R_L)] \cong 2,5 + 101 \cdot \frac{5 \cdot 1}{5 + 1} \cong 86,67 \text{ k}\Omega$$

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_{BB} \parallel R_{i,T} = \frac{50 \cdot 86,67}{50 + 86,67} = 31,71 \text{ k}\Omega$$

Utilizând relația (5.14) se determină rezistența de ieșire:

$$R_o = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_i=0} = R_E \parallel R_{o,T} = \frac{5 \cdot \frac{1}{40}}{5 + \frac{1}{40}} \cong \frac{1}{40} \cong 0,025 \text{ k}\Omega = 25 \Omega$$

Amplificarea în tensiune se determină cu relația (5.16):

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} \cong \frac{(R_E \parallel R_L)}{\frac{1}{g_m} + (R_E \parallel R_L)} = \frac{0,833}{0,025 + 0,833} = 0,971$$

5.3.4. Etajul de amplificare cu TB în conexiunea bază comună (BC) (23.11.2021)

În fig. 5.12 sunt ilustrate: schema de principiu, schema de c. a. și schema echivalentă la semnal mic, frecvențe medii pentru un etaj de amplificare cu TB în conexiunea bază comună.

Rezistența de intrare

$$R_{BB} = (R_1 \parallel R_2) = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}, \quad R_{i,T} = \frac{v_i}{-i_e} = \frac{-i_b \cdot h_{ie}}{(h_{fe} + 1) \cdot i_b} \cong \frac{1}{g_m}$$

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_{BB} \parallel R_{i,T} = R_{BB} \parallel \left(\frac{1}{g_m} \right) \cong \frac{1}{g_m} \quad (5.17)$$

Rezistența de ieșire

$$R_o = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_i=0} = (h_{oe}^{-1}) \parallel R_C \cong R_C \quad (5.18)$$

Dacă R_C nu aparține circuitului, atunci rezistența de ieșire este (h_{oe}^{-1}) .

Amplificarea în tensiune

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-h_{fe} \cdot i_b \cdot (R_E \parallel R_L \parallel h_{oe}^{-1})}{-h_{ie} \cdot i_b} \cong g_m \cdot (R_C \parallel R_L) \quad (5.19)$$

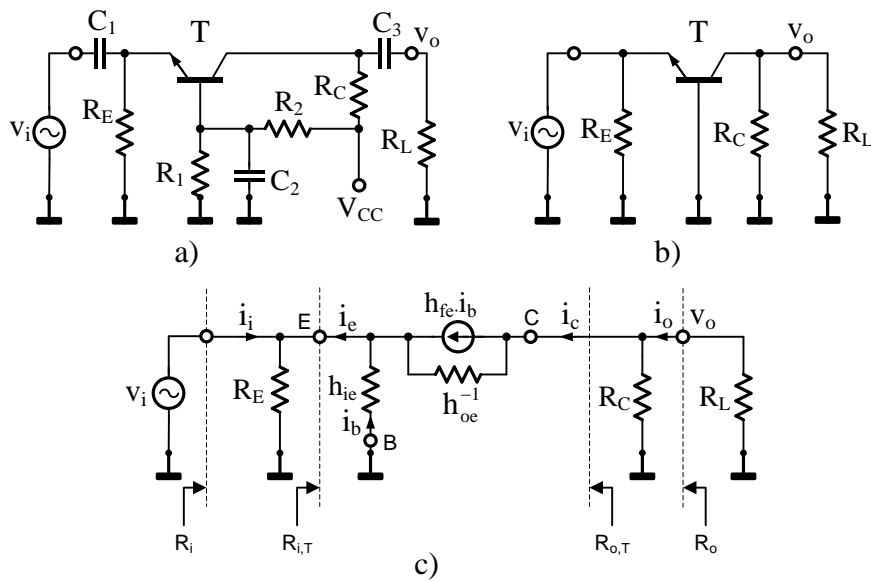


Fig. 5.12 Etaj de amplificare cu TB în conexiunea BC: a) schema de principiu; b) schema de c. a.; c) schema echivalentă la semnal mic, frecvențe medii.

Se observă că expresia amplificării în tensiune este identică cu cea a conexiunii EC, cu excepția semnului.

Amplificarea în curent

$$a_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_e}{i_i} \cdot \frac{i_c}{i_e} \cdot \frac{i_o}{i_c} = -\frac{R_E}{R_E + R_{i,T}} \cdot \frac{h_{fe}}{h_{fe} + 1} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L} \cong -\frac{R_C}{R_C + R_L} \quad (5.20)$$

De remarcat că a_i este subunitară.

În concluzie, etajele de amplificare cu TB în conexiunea BC se pot caracteriza astfel:

- rezistență de intrare mică (zeci de Ω – sute de Ω);
- rezistență de ieșire moderată, uzual de ordinul $k\Omega$ (dacă R_C nu aparține circuitului, atunci rezistența de ieșire este de ordinul zecilor de $k\Omega$);
- amplificare în tensiune mare, uzual de ordinul multe zeci până la câteva sute;
- amplificare în curent subunitară.

Aplicația 5.4

Pentru circuitul din fig. 5.12a se cunoaște:

$V_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_1 = R_2 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_C = 4 \text{ k}\Omega$, $R_E = 5,4 \text{ k}\Omega$, $R_L = 4 \text{ k}\Omega$; C_1 , C_2 și C_3 sunt C_∞ la frecvența de lucru; T ($h_{fe} = \beta_F = 100$, $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$, $I_{CBO} = 0$, $h_{oe} = h_{re} = 0$).

Se cere:

- PSF-ul și regimul său de funcționare pentru T;
- Parametrii dinamici pentru T;
- Schema electrică de curent alternativ;
- Schema electrică echivalentă la semnal mic și frecvențe medii;
- Parametrii de circuit în curent alternativ: rezistența de intrare, rezistența de ieșire, amplificarea în curent și amplificarea în tensiune;

Rezolvare

a) În curent continuu, circuitul este identic cu cel din aplicația 5.1. Rezultă:

T ($V_{BE} \approx 0,6 \text{ V}$, $V_{CE} \approx 2,6 \text{ V}$ și $I_C \approx 1 \text{ mA}$) se află în RAN.

b) Parametrii dinamici sunt identici cu cei din aplicația 5.1:

$$g_m \cong 40 \text{ mA/V} \quad \text{și} \quad h_{ie} \cong 2,5 \text{ k}\Omega$$

c), d) Schema de c. a. și schema echivalentă la semnal mic, frecvențe medii sunt prezentate în fig. 5.12b, respectiv 5.12c.

$$\begin{aligned} e) \quad R_i &= \frac{v_i}{i_i} \cong \frac{1}{g_m} = \frac{1}{40} = 0,025 \text{ k}\Omega = 25\Omega, \\ R_o &= \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_i=0} = h_{oe}^{-1} \parallel R_C \cong R_C = 4 \text{ k}\Omega, \\ a_v &= \frac{v_o}{v_i} \cong g_m \cdot (R_C \parallel R_L) = 40 \cdot 2 = 80 \end{aligned}$$

$$a_i = \frac{i_o}{i_i} = -\frac{R_E}{R_E + R_{i,T}} \cdot \frac{h_{fe}}{h_{fe} + 1} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L} = -\frac{5,4}{5,4 + \frac{1}{40}} \cdot \frac{100}{101} \cdot \frac{4}{4 + 4} = -0,4928$$

5.3. Etaje fundamentale de amplificare cu TEC-MOS

În această secțiune se va prezenta o sinteză a etajelor de amplificare cu un singur tranzistor TEC-MOS (cele cu TEC-J sunt similare), clasificate după tipul de conexiune a dispozitivului:

- conexiunea sursă comun (SC);
- conexiunea sarcină distribuită (SD);
- conexiunea drenă comun (DC);
- conexiunea poartă comună (GC).

5.3.1. Etajul de amplificare cu TEC-MOS în conexiunea sursă comună

În fig. 5.12 și 5.13 sunt ilustrate: schema de principiu, respectiv schema de c. a. și schema echivalentă la semnal mic, frecvențe medii pentru un etaj de amplificare cu TEC-MOS cu canal n indus, în conexiunea sursă comună. Expresiile pentru parametrii acestui amplificator sunt:

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_{GG} = R_1 \parallel R_2 \quad (5.21)$$

$$R_o = \frac{v_o}{i_o} = R_D \parallel r_{ds} \cong R_D \quad (5.22)$$

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_m \cdot (r_{ds} \parallel R_D \parallel R_L) \cong -g_m \cdot (R_D \parallel R_L) \quad (5.23)$$

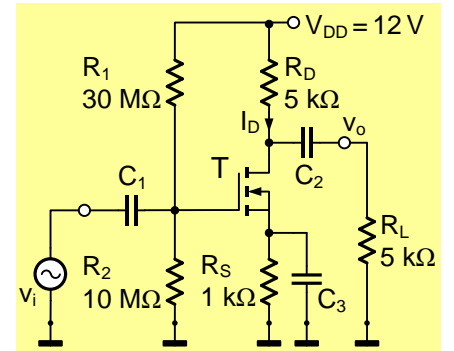


Fig. 5.12.

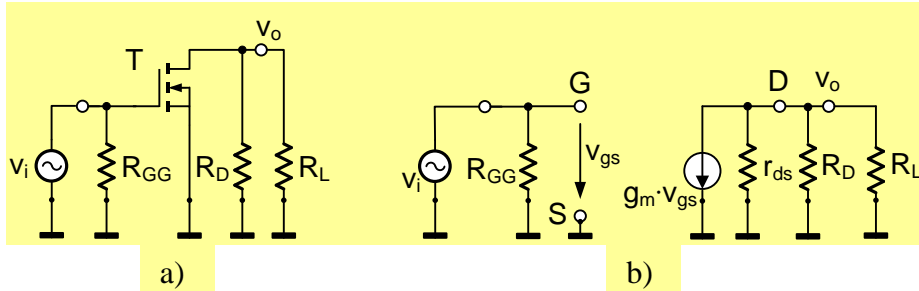


Fig. 5.13. a) schema de c. a.; b) schema echivalentă la semnal mic, frecvențe medii.

5.3.2. Etajul de amplificare cu TEC-MOS în conexiunea sarcină distribuită

Dacă la etajul anterior lipsește C_3 , atunci dispozitivul este în conexiunea SD. Parametrii acestui etaj se vor putea estima cu următoarele relații:

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_{GG} = R_1 \parallel R_2 \quad (5.24)$$

$$R_o = \frac{v_o}{i_o} \cong R_D \quad (5.25)$$

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{r_{ds} \parallel R_D \parallel R_L}{\frac{1}{g_m} + R_S} \cong -\frac{R_D \parallel R_L}{R_S} \quad (5.26)$$

Aproximația anterioară este valabilă pentru $r_{ds} \gg R_D$, R_L și $1/g_m \ll R_S$.

5.3.3. Etajul de amplificare cu TEC-MOS în conexiunea drenă comună

În fig. 5.14a și 5.14b sunt ilustrate: schema de principiu, respectiv schema de c. a. pentru un etaj de amplificare cu TEC-MOS cu canal n indus, în conexiunea drenă comună. Pentru parametrii acestui amplificator se obțin expresiile:

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_{GG} = R_1 \parallel R_2 \quad (5.27)$$

$$R_o = \frac{v_o}{i_o} = \frac{1}{g_m} \parallel R_S \cong \frac{1}{g_m} \quad (5.28)$$

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_S \parallel R_L}{\frac{1}{g_m} + (R_S \parallel R_L)} \leq 1 \quad (5.29)$$

5.3.4. Etajul de amplificare cu TEC-MOS în conexiunea poartă comună

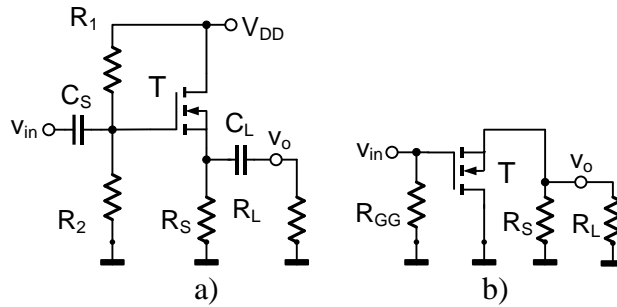


Fig. 5.14 Etaj de amplificare cu TEC-MOS în conexiunea drenă comună:
a) schema de principiu; b) schema de c. a.

În fig. 5.15a și 5.15b sunt ilustrate: schema de principiu, respectiv schema de c. a. pentru un etaj de amplificare cu TEC-MOS cu canal n indus, în conexiunea poartă comună. Pentru parametrii acestui amplificator se obțin expresiile:

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_S \parallel \frac{1}{g_m} \quad (5.30)$$

$$R_o = \frac{v_o}{i_o} = R_D \parallel r_{ds} \cong R_D \quad (5.31)$$

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} = g_m \cdot (R_D \parallel R_L) \quad (5.32)$$

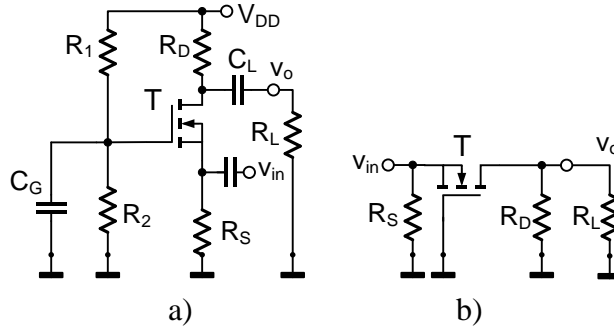


Fig. 5.15 Etaj de amplificare cu TEC-MOS în conexiunea poartă comună:
a) schema de principiu; b) schema de c. a.

Amplificatoare de semnal mic cu tranzistoare bipolare și tranzistoare unipolare

În tabelul 5.1 s-au comparat parametrii etajelor de amplificare cu TEC-MOS în cele patru conexiuni. Pentru rezistența de ieșire s-a considerat în paranteză cazul în care rezistorul conectat în drenă nu aparține circuitului.

Tabelul 5.1.

Conexiunea	R_i	R_o	a_v	a_i
SC	foarte mare	moderată (mare)	moderată	foarte mare
SD	foarte mare	moderată (mare)	mică	foarte mare
DC	foarte mare	mică	≤ 1	foarte mare
GC	mică	moderată (mare)	moderată	≤ 1

Elu. C10 Etaje cu TEC-MOS

Ap. S.x

$M_1 (\beta = 4 \text{ mA/V}^2, V_T = 2\text{V})$
 $C_1, C_2 \rightarrow C_\infty$

$V_{DD} = 15\text{V}$

$R_1 = 12\text{M}\Omega$, $R_2 = 3\text{M}\Omega$, $R_D = 2\text{k}\Omega$, $R_L = 2\text{k}\Omega$

V_i (input), V_o (output)

$I_G \approx 0$

a) PSF

$$V_G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_D = \frac{3}{3 + 12} \cdot 15 = 3\text{V}$$

$$V_{GS} = V_G = 3\text{V}$$

Ec. disp.: $I_D = \beta (V_{GS} - V_T)^2 = 4(3 - 2)^2 \Rightarrow I_D = 4 \text{ mA}$

$$V_{DS} = V_{DD} - R_D \cdot I_D = 15 - \frac{2\text{k}\Omega \cdot 4 \text{ mA}}{10^{-3}} = 15 - 8 = 7\text{V}$$

b) $g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \Big|_{\text{PSF}} = 2 \cdot \beta (V_{GS} - V_T) = 2 \cdot 4(3 - 2) = 8 \text{ mA/V}$

c) Sch. c.a.

$R_{GG} = (R_1 \parallel R_2) = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{12 \cdot 3}{12 + 3} = \frac{36}{15} = 2,4 \text{ M}\Omega$

d) Sch. echiv. la semnal mic, frecv. medii
 $M_1 \rightarrow$ model semnal mic

e) $a_v = -g_m (R_D \parallel R_L) = -8 \cdot 1 = -8$

$$-8 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot 1 \text{ k}\Omega = -8 \frac{1}{\Omega} \cdot 1 \text{ k}\Omega = -8$$

$R_i = R_{GG} = 2,4 \text{ M}\Omega$

Bibliografie

1. O. Dragomirescu, D. Moraru, *Componente și circuite electronice pasive*, Ed. BREN, București, 2003.
2. N. Drăgulănescu, C. Miroiu, D. Moraru, *ABC Electronica în imagini. Componente pasive*, Ed. Tehnică, București, 1990.
3. N. Drăgulănescu, *Agenda radioelectronistului*, ediția a II-a, Ed. Tehnică, București, 1989.
4. I. Liță, M. Răducu, *Componente și circuite pasive, Îndrumar de laborator*, Ed. Universității din Pitești, Pitești, 1997.
5. S. Pașca, N. Tomescu, I. Sztojanov, *Electronică analogică și digitală, vol. I*, Ed. Albastră, Cluj-Napoca, 2004.
6. D. Dascălu, A. Rusu, M. Profirescu, I. Costea, *Dispozitive și circuite electronice*, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1982.
7. G. Vasilescu, Ș. Lungu, *Electronică*, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1981.
8. David Comer, Donald Comer, *Fundamentals of Electronic Circuit Design*, John Wiley & Sons, Inc., USA, 2003.
9. Thomas L. Floyd, *Dispozitive electronice*, Ed. Teora, 2003.
10. M. Răducu, *Metode și tehnici de macromodelare a circuitelor electronice analogice*, teză de doctorat, Pitești, 2003.