

Cap. 4. AMPLIFICATOARE

Amplificatoarele sunt circuite electronice capabile să furnizeze, la ieșire, un semnal cu aceeași forma de undă ca cel de intrare, dar cu o putere mai mare (adică, un semnal amplificat). Schema bloc generală a unui amplificator arată că circuitul folosește semnalul de intrare (putere P_i) ca o comandă a puterii debitate în sarcină (putere P_o) de sursa de alimentare (fig. 1. a). Tranzistoarele și rezistorii din structura blocului amplificator absorb (consumă) de la sursele de alimentare o putere de c.c. (P_{abs}). Sub comanda semnalului de intrare (excitația circuitului), componentele sau dispozitivele active debitează o parte din puterea absorbită, în sarcină, sub forma puterii utile (de semnal sau de ieșire); diferența de putere absorbită de la sursele de alimentare este disipată în mediul înconjurător sub formă de căldură (P_d). Pentru orice tip de amplificator, amplificarea de putere,

$$A_p = \frac{P_o}{P_i},$$

este supraunitară, în timp ce randamentul circuitului sau eficiența procesului de amplificare a semnalelor,

$$\eta = \frac{P_o}{P_{abs}},$$

este subunitar. În concluzie, amplificatorul este un circuit (bloc funcțional) care realizează creșterea puterii semnalului, păstrând informația din semnalul original. Creșterea puterii semnalului se face pe seama energiei absorbite de la sursa de alimentare.

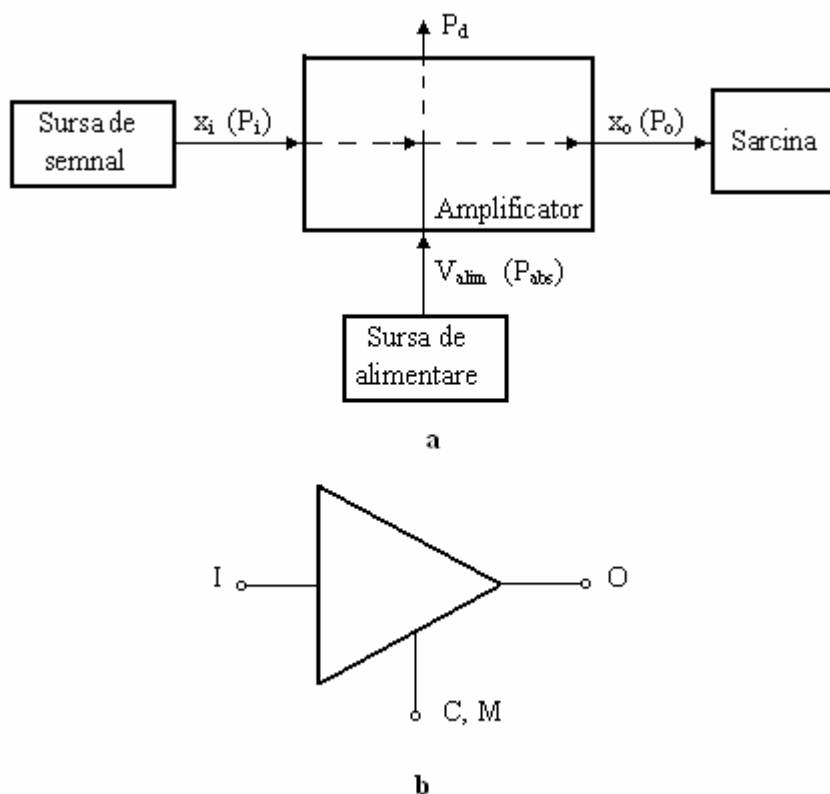


Fig. 1. **a.** Schema bloc generală a unui amplificator; **b.** Simbol grafic

Simbolul grafic folosit pentru reprezentarea unui amplificator (fig. 1. b) indică sensul de creștere a puterii semnalului; borna C sau M poate fi borna de masă sau borna comună circuitelor de intrare și de ieșire ale amplificatorului, în cazul închiderii unei bucle de reacție negativă.

Amplificatorul este prezent în majoritatea circuitelor care realizează alte funcții de prelucrare a semnalului (oscilatoare, stabilizatoare, modulatori, demodulatori, convertori). Se consideră că informația este conservată prin conservarea formei semnalului, ceea ce înseamnă că amplificatorul este un circuit liniar. Totuși, nu întotdeauna forma semnalului este păstrată riguros (forma semnalului sau *anvelopă*). Există situații în care amplificatorul este un circuit liniar, dar forma semnalului este afectată de distorsiunile de amplitudine sau de fază; funcția îndeplinită este tot cea de amplificare. Prin extensie, chiar și în domeniul circuitelor de impulsuri, unde forma semnalului poate fi ușor afectată, fără a se pierde informația, este folosită tot noțiunea de amplificator (amplificator de impulsuri). În acest capitol, termenul de amplificare se va referi numai la circuite analogice și la o prelucrare liniară sau cvasiliniară a semnalelor.

Clasificări ale amplificatoarelor

Pentru clasificarea amplificatoarelor, se folosesc diverse criterii. Astfel,

- după posibilitatea de transmitere a componentei continue a semnalelor:

- amplificatoare de c.c.
- amplificatoare de c.a.

- după gama de frecvențe:

- amplificatoare de audiofrecvență
- amplificatoare de videofrecvență
- amplificatoare de radiofrecvență
- amplificatoare de microunde

- după puterea transmisă sarcinii:

- amplificatoare de mică putere
- amplificatoare de putere mare

- după satisfacerea condiției de semnal mic:

- amplificatoare de semnal mic
- amplificatoare de semnal mare

- după tehnologia de realizare:

- amplificatoare cu componente discrete
- amplificatoare integrate monolitice sau hibride

- după tipul cuplajului între etaje:

- amplificatoare cu cuplaj direct sau rezistiv
- amplificatoare cu cuplaj capacitiv
- amplificatoare cu cuplaj optic
- amplificatoare cu cuplaj prin transformator.

4. 1. Amplificatoare de semnal mic

Circuitele de amplificare de semnal mic, indiferent de configurație, prezintă, ca o caracteristică generală, nivelul mic al semnalului în orice secțiune a amplificatorului. Într-un amplificator de semnal mic, se presupune îndeplinită condiția de semnal mic pentru toate tranzistoarele. Întrucât puterea consumată de la sursele de alimentare este nesemnificativă, iar distorsiunile neliniare sunt neglijabile, performanța funcțională și rezistențele de intrare și de ieșire reprezintă caracteristicile esențiale ale amplificatoarelor de semnal mic. Din caracteristicile de frecvență ale performanței funcționale, se extrag amplificarea în bandă și banda de trecere. De asemenea, caracteristicile de frecvență conțin informația referitoare la rezerva de stabilitate a circuitului și servesc ca bază pentru proiectarea circuitului de reacție negativă și a rețelei de compensare a răspunsului în frecvență. Factorul de zgomot al circuitului amplificator este un indicator de performanță cu atât mai important, cu cât semnalul furnizat la intrare este mai mic.

A. Caracteristici generale de regim armonic permanent

Amplificatoarele de semnal mic sunt circuite electronice liniare care nu modifică forma semnalului amplificat. Un amplificator ideal furnizează la ieșire replica amplificată și întârziată a semnalului de intrare. În domeniul timp, acest proces ideal de amplificare este descris prin relația

$$x_o(t) = A_0 \cdot x_i(t - \tau_g), \quad (\text{A.1})$$

unde A_0 este o constantă (pozitivă sau negativă), iar τ_g - numit timp de întârziere de grup, reprezintă timpul în care semnalul traversează structura amplificatoare.

În domeniul frecvență, pentru descrierea comportării amplificatorului în regim armonic permanent, se folosește amplificarea complexă (\underline{A}), definită ca raportul amplitudinilor complexe ale semnalelor de ieșire și de intrare, sau funcția de transfer $A(s)$, cu $s = j\omega$, definită ca raportul transformatelor Laplace ale semnalelor de ieșire și de intrare (condiții inițiale nule):

$$\underline{A} = \frac{\underline{X}_o}{\underline{X}_i} \text{ sau } A(s) = \frac{X_o(s)}{X_i(s)}. \quad (\text{A.2})$$

Funcția de transfer în frecvență poate fi exprimată prin modulul $A(\omega)$ și faza $\varphi(\omega)$:

$$\underline{A} = A(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega) = A(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)}, \quad (\text{A.3})$$

cu modulul

$$A(\omega) = \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)}, \quad (\text{A.4})$$

și faza

$$\varphi(\omega) = \operatorname{artg} \frac{Q(\omega)}{P(\omega)}. \quad (\text{A.5})$$

Un amplificator liniar ideal are o caracteristică $A(\omega)$ în care modulul este constant, iar caracteristica fazei arată o variație liniară cu frecvența. Amplificatoarele de semnal mic reale au caracteristici de frecvență care diferă de acelea ale amplificatorului ideal: modul amplificării are o

porțiune de nivel maxim și aproape constant pe un domeniu limitat de frecvențe (fig. A.1), iar faza amplificării este o funcție neliniară de frecvență.

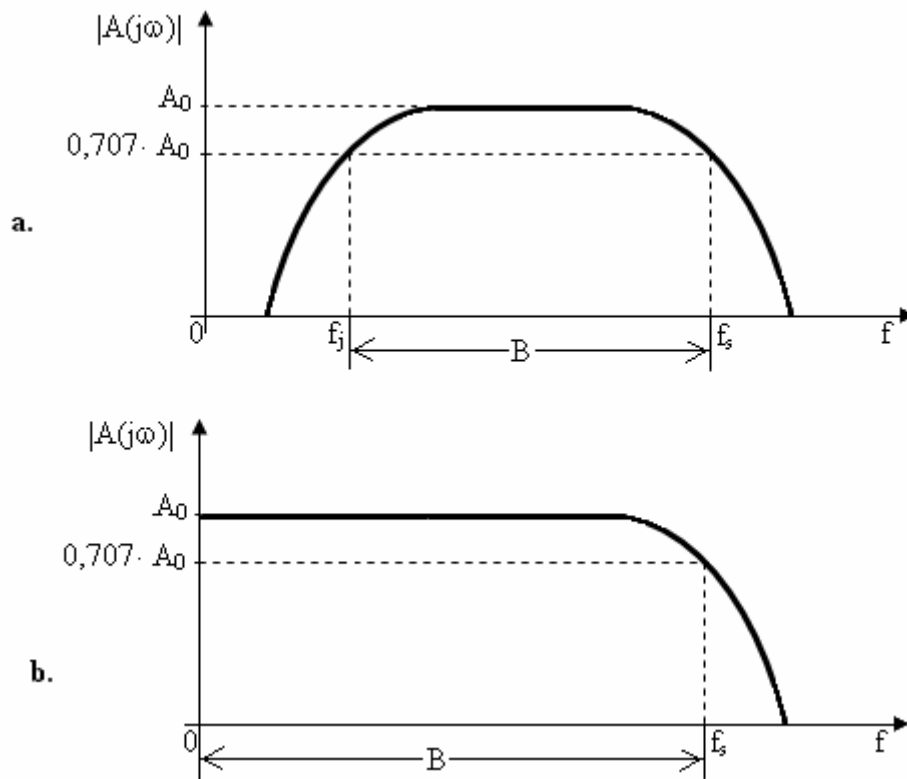


Fig. A.1. Caracteristicile modul-frecvență ale amplificatoarelor reale: **a.** de c.a. ; **b.** de c.c.

Caracteristica modul – pulsație poate fi reprezentată prin graficul modului amplificării $A(j\omega)$, ca în fig. A.1, sau prin graficul modului amplificării normate la valoarea maximă A_0 , ca în fig. A.2. Amplificarea normată poate fi exprimată în unități simple sau în unități logaritmice (decibeli).

Pe caracteristicile modului amplificării (fig. A.1) și amplificării normate (fig. A.2), sunt evidențiați doi parametri importanți pentru caracterizarea comportării amplificatoarelor de semnal mic în regim armonic permanent și anume: amplificarea în bandă, A_0 , și banda de frecvențe de trecere, B .

Amplificarea în bandă reprezintă valoarea maximă a modului amplificării în banda de frecvențe de trecere (notația generală, A_0).

Banda de frecvențe de trecere, B , este definită ca domeniul de frecvențe cuprins între frecvențele limită inferioară, f_j , și superioară, f_s . Frecvențele limită inferioară (sau limită de jos) și limită superioară (sau limită de sus) sunt definite prin relațiile:

$$\frac{|A(j\omega_j)|}{A_0} = 0,707 \text{ și } \frac{|A(j\omega_s)|}{A_0} = 0,707. \quad (\text{A.6})$$

Banda de frecvențe de trecere a unui amplificator de c.c. este determinată de frecvența limită superioară ($B = f_s$), iar în cazul unui amplificator de c.a., $B = f_s - f_j$.

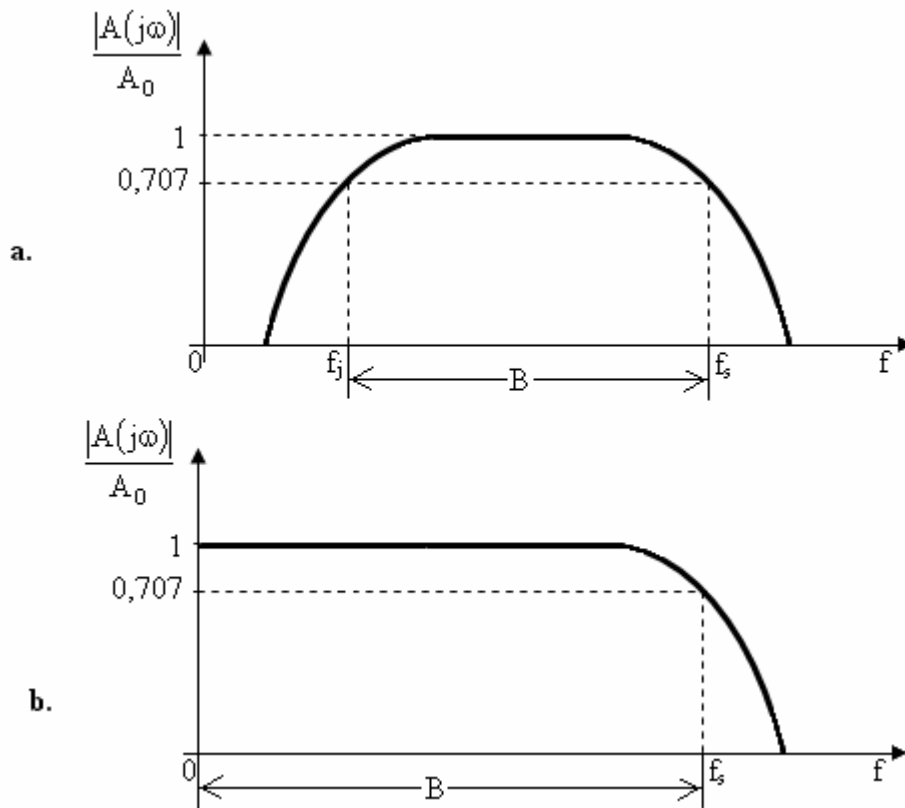


Fig. A.2. Caracteristica modul-frecvență a amplificării normale, pentru: **a.** amplificator de c.a.;
b. amplificator de c.c.

Construirea caracteristicilor de frecvență presupune aplicarea unui semnal armonic (sinusoidal sau cosinusoidal), cu amplitudine constantă și frecvență variabilă între limite mari, la intrarea amplificatorului și măsurarea amplitudinii semnalului de ieșire, pentru fiecare frecvență de intrare. Teoretic, la frecvențele din banda de trecere, amplificatorul răspunde la fel, amplitudinea și puterea semnalului de ieșire și, respectiv, modulul amplificării, având valoarea maximă. La frecvențele laterale benzii de trecere (mai joase și mai înalte), amplitudinea și puterea semnalului de ieșire scad, ca de altfel și modulul amplificării. Frecvențele limită de jos și, respectiv, de sus, sunt frecvențele plasate la capetele benzii de trecere, la care amplitudinea semnalului de ieșire și modulul amplificării scad la 0,707 din valoarea maximă atinsă în banda de trecere: $X_o(f_s) = 0,707 \cdot X_{o\max}$, $|A(j\omega_s)| = 0,707 \cdot A_0$. La aceleași frecvențe, puterea semnalului de ieșire este numai jumătate din valoarea maximă corespunzătoare frecvențelor din interiorul benzii. Pentru exemplificare, se consideră un amplificator de c.c., cu sarcină rezistivă, semnalul de ieșire fiind tensiunea de la bornele sarcinii. În banda de trecere, tensiunea de ieșire are valoarea efectivă maximă $U_{o\max}$ și puterea semnalului de ieșire este $P_{o\max} = U_{o\max}^2 / R_L$. La frecvența limită de sus, $U_o(f_s) = 0,707 \cdot U_{o\max}$ și

$P_o(f_s) = U_o^2(f_s) / R_L = [U_{o\max} / \sqrt{2}]^2 / R_L = 0,5 \cdot P_{o\max}$. Aceeași relație poate fi transcrisă și pentru frecvența limită inferioară, f_j : $U_o(f_j) = 0,707 \cdot U_{o\max}$ și $P_o(f_j) = U_o^2(f_j) / R_L = [U_{o\max} / \sqrt{2}]^2 / R_L = 0,5 \cdot P_{o\max}$.

Amplificatoarele pot fi de tip *neinversor* sau *inversor*, după cum faza amplificării la frecvențe medii, φ_{A0} , este egală cu 0 sau π : $\underline{A}_0 = A_0$ sau $\underline{A}_0 = -A_0$. Înseamnă că, în banda de trecere, semnalul de ieșire va fi în fază cu semnalul de intrare – în cazul amplificatoarelor neinversoare, sau defazat cu 180° – în amplificatoarele inversoare.

Produsul amplificare-bandă, P , este o caracteristică a amplificatorului, definită de produsul dintre amplificarea în bandă și banda de trecere:

$$P = A_0 \cdot B = A_0 \cdot (f_s - f_j), \text{ pentru amplificatoarele de c.a.}; \quad (A.7)$$

$$P = A_0 \cdot B = A_0 \cdot f_s, \text{ pentru amplificatoarele de c.c.} \quad (A.8)$$

Parametrul P al amplificatoarelor de c.c. este constant, ceea ce înseamnă că o amplificare în bandă mai mică este asociată cu o bandă de trecere mai largă și invers. În cazul amplificatoarelor de c.a., această afirmație poate fi considerată valabilă numai în cazul unei diferențe foarte mari între cele două frecvențe limită ($f_s \gg f_j$) sau atunci când frecvența f_j este foarte aproape de zero hertzi.

B. Reprezentarea tip cuadripol a amplificatorului

Sursa de semnal de la intrarea amplificatorului poate fi o sursă de tensiune sau o sursă de curent. Folosind un cuadripol pentru reprezentarea amplificatorului (fig. B.1. a și b), pot fi definite *impedanțele de intrare și de ieșire* ale amplificatorului:

$$\underline{Z}_i = \frac{\underline{U}_i}{\underline{I}_i}; \quad (A.9)$$

$$\underline{Z}_o = \frac{\underline{U}_o}{\underline{I}_2} \bigg|_{\underline{U}_s=0} \text{ sau } \underline{Z}_o = \frac{\underline{U}_o}{\underline{I}_2} \bigg|_{\underline{I}_s=0}, \quad (A.10)$$

în funcție de generatorul de semnal de la intrare (de tensiune sau de curent). În banda de trecere, impedanțele de intrare și de ieșire sunt pur rezistive și, de aceea, se folosesc termenii de *rezistență de intrare*, R_i , și *rezistență de ieșire*, R_o . Cu ajutorul rezistenței de intrare, poate fi estimat gradul de preluare a semnalului furnizat de sursa de semnal, la intrarea amplificatorului (raportul de transfer al semnalului de la sursă la intrarea circuitului), în banda de trecere. Pentru un semnal nul la sursă, circuitul de ieșire al amplificatorului poate fi caracterizat prin impedanța echivalentă, Z_o . Amplificatorul se comportă față de sarcină ca o sursă echivalentă de semnal (de tensiune sau de curent), comandată de semnalul de intrare, cu impedanța internă Z_o . Rezistența de ieșire dă măsura transferului semnalului amplificat, furnizat la ieșirea amplificatorului, sarcinii, în banda de trecere.

Parametrul sursei echivalente de semnal din circuitul de ieșire, care multiplică semnalul de intrare, este amplificarea circuitului.

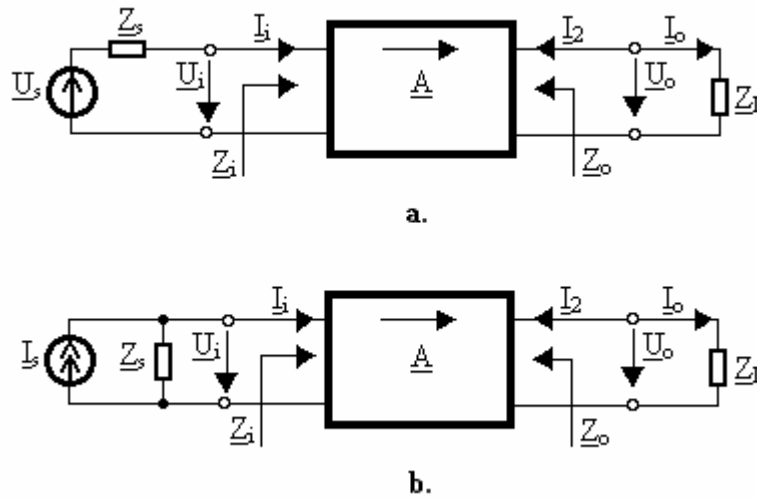


Fig. B.1. Reprezentarea tip cuadripol a amplificatorului cu: **a.** sursă de tensiune la intrare; **b.** sursă de curent la intrare

Pentru amplificatorul reprezentat printr-un cuadripol echivalent, ca în fig. B.1, pot fi definite *patru tipuri de amplificări*, pentru același circuit, în funcție de alegerea mărimii de ieșire și de intrare a amplificatorului (tensiunea sau curentul), după cum urmează:

- *amplificarea de tensiune*

$$\underline{A}_U = \frac{U_o}{U_i}, \quad (\text{A.11})$$

cu formele particulare: *amplificare de tensiune cu ieșirea în gol*,

$$\underline{A}_u = \left. \frac{U_o}{U_i} \right|_{Z_L = \infty}, \quad (\text{A.12})$$

și *amplificare globală de tensiune*,

$$\underline{A}_{Us} = \frac{U_o}{U_s}; \quad (\text{A.13})$$

- *amplificarea de curent*

$$\underline{A}_I = \frac{I_o}{I_i}, \quad (\text{A.14})$$

cu formele particulare: *amplificare de curent cu ieșirea în scurtcircuit*,

$$\underline{A}_i = \left. \frac{I_o}{I_i} \right|_{Z_L = 0}, \quad (\text{A.15})$$

și *amplificare globală de curent*,

$$\underline{A}_{Is} = \frac{I_o}{I_s}; \quad (\text{A.16})$$

- *impedanța de transfer*

$$\underline{Z}_M = \frac{\underline{U}_o}{\underline{I}_i}, \quad (\text{A.17})$$

cu formele particulare: *impedanța de transfer cu ieșirea în gol*,

$$\underline{Z}_m = \left. \frac{\underline{U}_o}{\underline{I}_i} \right|_{Z_L = \infty}, \quad (\text{A.18})$$

și *impedanța globală de transfer*,

$$\underline{Z}_{Ms} = \frac{\underline{U}_o}{\underline{I}_s}; \quad (\text{A.19})$$

- *admitanța de transfer*

$$\underline{Y}_M = \frac{\underline{I}_o}{\underline{U}_i}, \quad (\text{A.20})$$

cu formele particulare: *admitanța de transfer cu ieșirea în scurtcircuit*,

$$\underline{Y}_m = \left. \frac{\underline{I}_o}{\underline{U}_i} \right|_{Z_L = 0}, \quad (\text{A.21})$$

și *admitanța globală de transfer*,

$$\underline{Y}_{Ms} = \frac{\underline{I}_o}{\underline{U}_s}. \quad (\text{A.22})$$

Câștigul unui amplificator este amplificarea exprimată în unități logaritmice (decibeli).

Câștigul de putere, G_P , exprimă amplificarea de putere a amplificatorului și este definit prin relația

$$G_P = 10 \log_{10} A_P = 10 \log_{10} \frac{P_o}{P_i}. \quad (\text{A.23})$$

În cazul unui amplificator de tensiune cu sarcină rezistivă, în banda de trecere,

$$A_P = \frac{P_o}{P_i} = \frac{U_o^2 / R_L}{U_i^2 / R_i}. \quad (\text{A.24})$$

Pentru $R_i = R_L$,

$$A_P = \frac{P_o}{P_i} = \frac{U_o^2}{U_i^2} = |\underline{A}_{U0}|^2 \quad (\text{A.25})$$

și

$$G_P [\text{dB}] = 10 \log A_P = 20 \log |\underline{A}_{U0}|. \quad (\text{A.26})$$

Câștigul în tensiune exprimă amplificarea de tensiune în unități logaritmice, fie prin relația

$$G_U [\text{dB}] = 20 \log |\underline{A}_U|, \quad (\text{A.27})$$

pentru amplificarea propriu-zisă de tensiune, fie prin relația

$$G_U [\text{dB}] = 20 \log \frac{|\underline{A}_U(j\omega)|}{|\underline{A}_{U0}|}, \quad (\text{A.28})$$

în cazul amplificării normate.

Frecvențele limită de jos și, respectiv, de sus sunt denumite și *frecvențele de câștig* – 3dB, întrucât sunt frecvențele la care câștigul amplificatorului este mai mic cu 3 dB decât câștigul la frecvențele din banda de trecere:

$$G_U[\text{dB}] = 20 \log \frac{|A_U(j\omega_j)|}{A_{U0}} = 20 \log \frac{|A_U(j\omega_s)|}{A_{U0}} = 20 \log \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) = -3 \text{ dB}. \quad (\text{A.29})$$

Unitatea *decibelmilliwatt* (dBm) se folosește pentru exprimarea câștigului de putere în cazul raportării la o putere de referință de 1mW:

$$G_P[\text{mW}] = 10 \log (P_2/P_1) = 10 \log (P_2/1\text{mW}). \quad (\text{A.30})$$

Alte unități logaritmice sunt *Bell* [B] și *Neper* [N]:

$$G_P[\text{B}] = \log A_P = \log (P_o/P_i); \quad (\text{A.31})$$

$$G_P[\text{N}] = \ln A_P = \ln (P_o/P_i). \quad (\text{A.32})$$

Clasificarea amplificatoarelor de semnal mic

Există patru tipuri de amplificatoare de semnal mic:

- amplificatoare de tensiune ($A_{Us0} \cong A_{u0}$),
- amplificatoare de curent ($A_{Is0} \cong A_{i0}$),
- amplificatoare transadmitanța sau cu transfer de admitanța ($Y_{MS0} \cong Y_{m0}$),
- amplificatoare transimpedanța sau cu transfer de impedanța ($Z_{MS0} \cong Z_{m0}$).

Tipul de amplificator se stabilește la o frecvență din mijlocul benzii (frecvențe medii). Condiția de definiție a fiecărui tip de amplificator este dată în paranteză; pentru fiecare tip, se impune ca amplificarea globală în bandă să fie foarte apropiată de amplificarea în bandă a amplificatorului cu ieșirea în gol sau în scurtcircuit, după caz. Îndeplinirea acestei condiții este strâns legată de relația dintre rezistența de intrare a amplificatorului și rezistența internă a sursei de semnal și, respectiv, rezistența de ieșire a amplificatorului și rezistența de sarcină.

Determinarea impedanțelor de intrare și de ieșire (Z_i, Z_o) și a amplificării cu ieșirea în gol sau în scurtcircuit, după caz, permite modelarea amplificatorului cu un circuit echivalent simplu. Ca exemplu, în fig. B.2, este prezentat modelul general cu circuit echivalent al unui amplificator de tensiune (a) și modelul aceluiși amplificator valabil la frecvențe medii (b). Folosind modelul cu circuit echivalent pentru frecvențe medii (fig. B. 2. b), se obține expresia amplificării globale de tensiune,

$$\underline{A}_{Us0} = \frac{U_o}{U_s} = \frac{U_o}{U_i} \cdot \frac{U_i}{U_s} = \underline{A}_{U0} \cdot \frac{U_i}{U_s} = \underline{A}_{U0} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s} = \underline{A}_{u0} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s}. \quad (\text{A.33})$$

Din (A.33), rezultă că

$$A_{Us0} \cong A_{u0}, \quad (\text{A.34})$$

dacă sunt satisfăcute inegalitățile:

$$R_i \gg R_s \text{ și } R_o \ll R_L. \quad (\text{A.35})$$

Cele două condiții de mai sus arată că, într-un amplificator de tensiune (mărimă de intrare = tensiune, mărimă de ieșire = tensiune), se asigură transferul maxim de semnal de la sursa de semnal – la intrarea amplificatorului, și de la ieșirea amplificatorului – la sarcină. În cazul ideal, un amplificator de tensiune are rezistență de intrare infinită și rezistență de ieșire nulă ($R_i = \infty$ și $R_o = 0$). În același mod, se pune problema și pentru celelalte trei tipuri de amplificatoare de semnal mic.

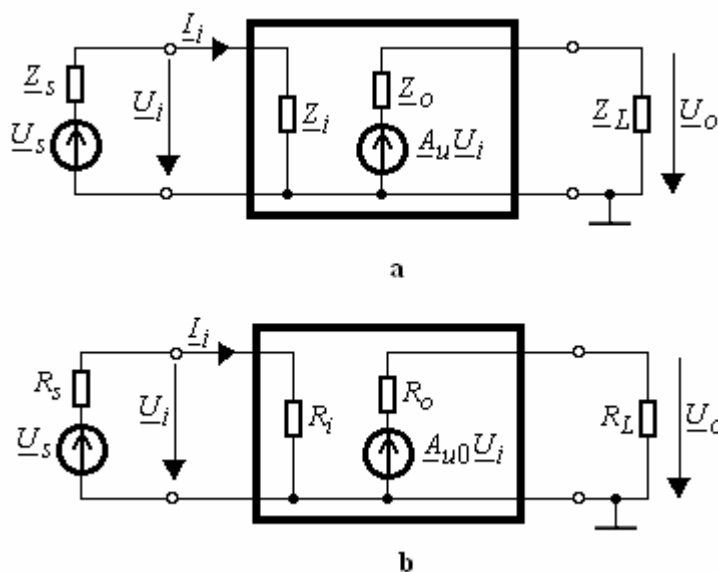


Fig. B.2. a. Modelul general cu circuit echivalent al unui amplificator de tensiune; b. modelul cu circuit echivalent al unui amplificator de tensiune, la frecvențe medii

Analiza unui amplificator de semnal mic, cu cuplaj RC (Exemplu)

Circuitele de amplificare de semnal mic, indiferent de configurație, prezintă ca o caracteristică generală nivelul mic al semnalului de ieșire în comparație cu valoarea absolută maximă pe care ar putea s-o atingă. Într-un amplificator de semnal mic, se presupune îndeplinită condiția de semnal mic pentru toate dispozitivele active. Se consideră un amplificator de semnal mic de c.a., cu o topologie simplă, constituit dintr-un singur etaj de amplificare, realizat cu TB în conexiunea EC. În amplificatorul din fig. 2.1.8., sursa de semnal este cuplată la intrarea etajului prin condensatorul C_1 , sarcina este cuplată la ieșirea etajului prin condensatorul C_3 , iar rezistența din emitor este decuplată la frecvențe medii și înalte, prin condensatorul C_2 .

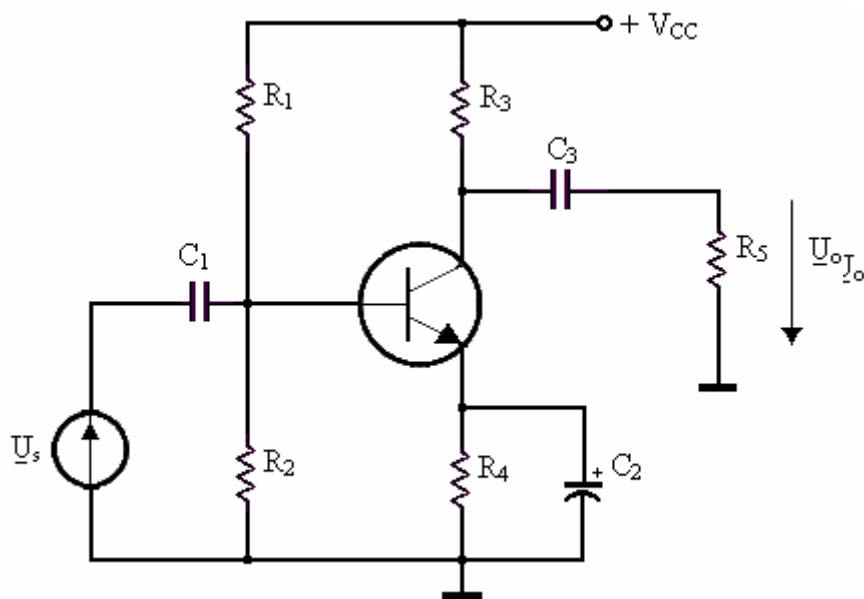


Fig. 2.1.8. Schema de principiu a unui amplificator de semnal mic cu TB în conexiunea EC

Pentru a preciza forma de prezentare a răspunsului în frecvență (performanței funcționale), se consideră că circuitul este un amplificator de tensiune. Schema de principiu a unui amplificator de semnal mic cu tranzistor MOS în conexiunea SC este asemănătoare.

În fig. 2.1.9, este ilustrat principiul amplificării unui semnal armonic. Tensiunea sinusoidală aplicată de la generator provoacă variații sinusoidale ale potențialului bazei și curentului de bază, în jurul nivelurilor de c.c. Datorită amplificării în curent a TB, variația curentului de bază are ca efect o variație mai mare a curentului de colector, în același sens. Variația curentului de colector provoacă variația în sens opus a tensiunii colector-emitor. Ilustrarea grafică din fig. 2.1.9 corespunde domeniului frecvențelor medii, unde condensatoarele externe (de cuplaj și de decuplare) nu afectează comportarea circuitului. Proiecțiile vârfurilor curentului de bază pe axele I_C și U_{CE} stabilesc variațiile vârf la vârf ale curentului de colector și tensiunii colector-emitor. În regim dinamic, punctul de funcționare se deplasează pe dreapta dinamică de sarcină (Δ_d), cu panta fixată de rezistența echivalentă de c.a. din colectorul tranzistorului, $R_C // R_L$.

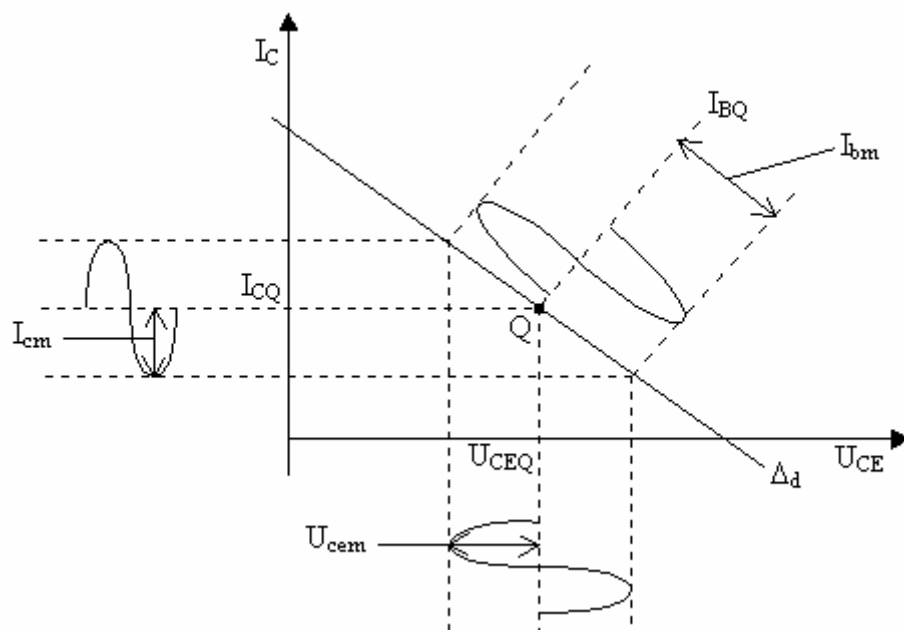


Fig. 2.1.9. Amplificarea semnalului

Circuitul echivalent general de c.a. al amplificatorului este prezentat în fig. 2.1.10. Tranzistorul a fost înlocuit cu modelul natural în Π , pentru a acoperi și domeniul frecvențelor înalte. Studiul comportării etajului la variația frecvenței unui semnal armonic de intrare (de amplitudine constantă) se va face pe domenii limitate de frecvență - joase, medii și înalte, ceea ce permite utilizarea unor circuite echivalente distincte, adecvate domeniului precizat de frecvență. Procedând în acest mod, se obține o simplificare a calculelor și, în același timp, este evidențiat efectul unor elemente de circuit sau ale modelului dispozitivului activ asupra caracteristicilor de frecvență ale performanței funcționale.

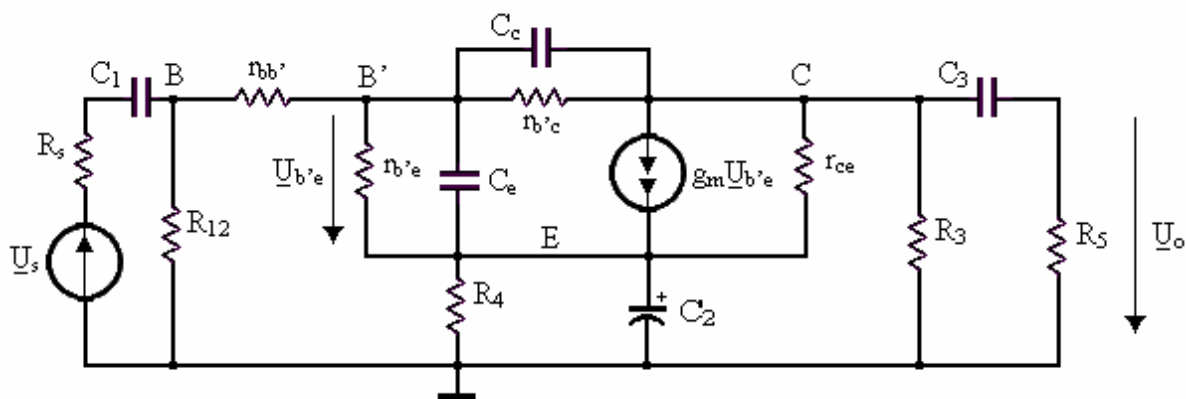


Fig. 2.1.10. Circuitul echivalent general de c.a. al amplificatorului

Ținând seama de valorile uzuale ale capacităților condensatoarelor de cuplaj și decuplare, ale capacităților interne ale dispozitivelor active, ca și de valorile celorlalte elemente de circuit de natură rezistivă (conectate la bornele dispozitivului sau conținute de modelele acestora), se poate admite că, în domeniul frecvențelor joase și medii, capacitățile interne sunt întreruperi, iar la frecvențe medii și înalte, condensatoarele de cuplaj și decuplare sunt scurtcircuitate.

Din circuitul echivalent dat în fig. 2.1.12, se obțin expresiile rezistenței de intrare,

și rezistenței de ieșire,

Pentru amplificarea globală de tensiune, se obține o primă formă,

din care rezultă, direct, amplificarea de tensiune în bandă a amplificatorului,

și amplificarea de tensiune în bandă a amplificatorului cu ieșirea în gol,

Expresiile simplificate ale amplificărilor se obțin în ipoteza că $r_{ce} \gg R_3$. Comparând ultimele două rezultate, se observă că, în cazul rezistențelor de sarcină foarte mari, amplificările de tensiune în bandă, cu sarcină și cu ieșirea în gol, au valori foarte apropiate.

Expresia amplificării de tensiune arată că, la frecvențe medii - unde efectul elementelor reactive ale TB și circuitului este nul, tensiunea de ieșire este defazată cu 180^0 față de tensiunea de intrare. Acest defazaj intrinsec caracterizează conexiunea EC a TB. Dacă sunt îndeplinite condițiile

$$R_{12} \gg (r_{bb'} + r_{b'e}) \text{ și } r_{ce} \gg R_3, \quad (2.1.74)$$

expresiile rezistențelor de intrare și de ieșire se simplifică și devin:

$$R_i \cong r_{b'b} + r_{b'e}, \quad (2.1.75)$$

$$R_o \cong R_3. \quad (2.1.76)$$

De asemenea, expresiile amplificării de tensiune se simplifică:

$$\underline{A}_{US0} \cong - \frac{g_m \cdot (R_3 // R_5) \cdot r_{b'e}}{r_{b'b} + r_{b'e}} \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i} = - \frac{\beta_0 \cdot (R_3 // R_5)}{R_s + r_{b'b} + r_{b'e}}, \quad (2.1.77)$$

$$\underline{A}_{u0} \cong - \frac{\beta_0 \cdot R_3}{r_{bb'} + r_{b'e}}. \quad (2.1.78)$$

Răspunsul la frecvențe joase. Cu scăderea frecvenței, reactanțele capacitorilor de cuplaj și de decuplare cresc, provocând scăderea modulului amplificării de tensiune și introducerea unui defazaj suplimentar al semnalului de ieșire în raport cu semnalul de intrare. Astfel, cu scăderea frecvenței, va crește pierderea de semnal pe reactanțele capacitorilor de cuplaj, ca și pe impedanța din emitor, variabilă cu frecvența. În raport cu frecvențele medii, prin C_1 și C_2 , se micșorează semnalul efectiv de intrare al amplificatorului (U_{be}), iar prin C_3 , apare o divizare a semnalului amplificat din colector, între reactanța capacitorului și sarcină (raportul de divizare scade odată cu scăderea frecvenței). Fiecare capacitor extern împreună cu rezistența circuitului aferent (văzută la borne) formează câte o celulă de filtrare RC trece-sus. Prin urmare, tensiunea de la ieșirea fiecărei celule va fi defazată în avans față de tensiunea de intrare a celulei, defazajul crescând cu frecvența (maximul de 90^0 corespunde frecvenței nule). Pentru domeniul frecvențelor joase, circuitul echivalent de c.a. este dat în fig. 2.1.13, în care s-a folosit modelul simplificat al TB.

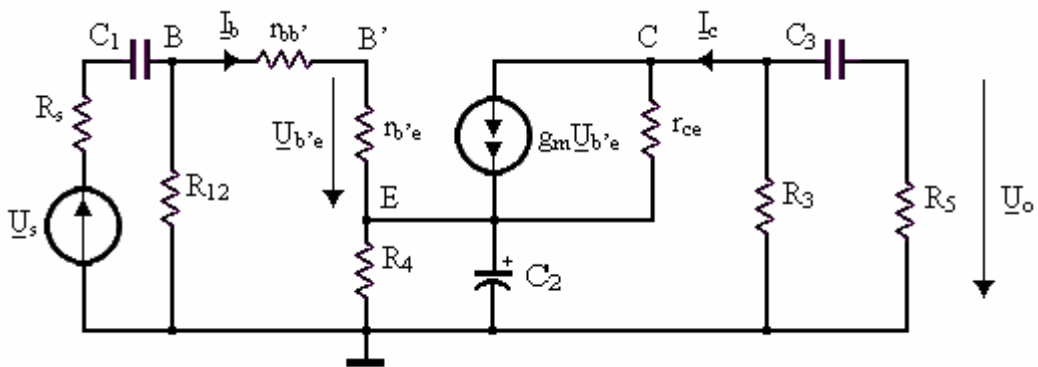


Fig. 2.1.13. Circuitul echivalent simplificat al amplificatorului, pentru frecvențe joase

Considerând, separat, fiecare celulă de FTS, poate fi determinată frecvența de tăiere inferioară a celei și, în final, frecvența limită de jos a amplificatorului - ca frecvența de tăiere inferioară a circuitului dominant la frecvențe joase. Celula cu frecvența de tăiere inferioară cea mai înaltă este considerată celulă dominantă la frecvențe joase. Pentru aceasta, se pasivizează sursa de semnal și se consideră, pe rând, un singur capacitor în circuit, ceilalți fiind scurtcircuitați, și se stabilește rezistența echivalentă din circuitul aferent capacitorului. Procedând astfel, din circuitul echivalent dat în fig. 2.1.13, se determină:

- pentru celula de FTS de intrare (C_1),

$$R_{ech1} = R_s + R_{12} // (r_{bb'} + r_{b'e}) \text{ și } f_{ij1} = 1/2\pi \cdot C_1 \cdot R_{ech1};$$

- pentru celula de FTS din emitor (C_2),

$$R_{ech2} = R_4 // [(R_s // R_{12}) + r_{bb'} + r_{b'e}] / (1 + \beta_0) \text{ și } f_{ij2} = 1/2\pi \cdot C_2 \cdot R_{ech2};$$

- pentru celula de FTS din colector (C_3),

$$R_{ech3} = R_5 + R_3 // r_{ce} \text{ și } f_{ij3} = 1/2\pi \cdot C_3 \cdot R_{ech3}.$$

Frecvența limită de jos a amplificatorului, f_j , va fi cea mai mare frecvență de tăiere dintre cele trei frecvențe de tăiere inferioare (f_{ij1} , f_{ij2} , f_{ij3}).

Frecvența limită de jos poate fi determinată din funcția de transfer a circuitului amplificator la frecvențe joase, fie folosind relația de definiție, fie stabilind polul dominant la frecvențe joase. Această ultimă cale permite obținerea relației dintre amplificările la frecvențe medii și joase și a caracteristicilor de frecvență la frecvențe joase. Funcția de transfer a circuitului amplificator la frecvențe joase evidențiază efectul combinat al condensatoarelor de cuplaj și decuplare asupra comportării amplificatorului în acest domeniu de frecvențe.

Comportarea unui amplificator de semnal mic, care conține n condensatoare de cuplaj și m condensatoare de decuplare, în domeniul frecvențelor joase, este descrisă printr-o funcție de transfer de forma

$$A_{US}(s) = A_{US0} \cdot \frac{s^n \cdot \prod_{j=1}^m (s + \omega_{zj})}{\prod_{k=1}^{n+m} (s + \omega'_{pk})}, \quad (2.1.79)$$

unde A_{US0} este dată de relația 2.1.77. Pulsățiile zerourilor sunt de valori mici (capacitățile capacitorilor de decuplare având valori mari), iar polii sunt distincți. În ipoteza că polii sunt distanțați și există un pol dominant de pulsație ω_{dj} , atunci

$$\omega_j = \omega_{dj}. \quad (2.1.80)$$

Pentru gama pulsațiilor din vecinătatea pulsației ω_{dj} , funcția de transfer a amplificatorului poate fi aproximată prin expresia

$$A_{US}(s) = \frac{A_{US0} \cdot s}{s + \omega_{dj}} \cong \frac{A_{u0} \cdot s}{s + \omega_j} \text{ sau } \underline{A}_{US} = \frac{\underline{A}_{US0}}{1 - j \frac{f_{dj}}{f}} \cong \frac{\underline{A}_{u0}}{1 - j \frac{f_j}{f}}. \quad (2.1.81)$$

Răspunsul la frecvențe înalte. La frecvențe înalte, capacitorii de cuplaj și de decuplare fiind veritabile scurtcircuite, răspunsul amplificatorului de semnal mic va fi influențat numai de capacitățile interne ale dispozitivului și de capacitatea parazită a montajului.

Pentru acest domeniu de frecvențe, circuitul echivalent simplificat de c.a este dat în fig. 2.1.14.a, care evidențiază o legătură inversă internă (reacție negativă internă), prin capacitatea C_c . Aplicând teorema lui Miller subcircuitului cu intrarea $\underline{U}_{b'e}$ și ieșirea \underline{U}_o , se obține circuitul echivalent simplificat unilateralizat (fără reacție) din fig. 2.1.14.b, unde $C_1 = C_c \cdot [1 - K_{U0}]$, iar $C_2 = C_c \cdot [1 + 1/K_{U0}]$, cu $K_{U0} = -g_m \cdot (r_{ce} // R_3 // R_5) \cong A_{U0}$, evaluat la frecvențe medii. Cu aceasta, capacitățile echivalente C_1 și C_2 au expresiile:

$$C_1 = C_c \cdot [1 + g_m \cdot (r_{ce} // R_3 // R_5)], \quad (2.1.82)$$

$$C_2 = C_c \cdot [1 + 1/g_m \cdot (r_{ce} // R_3 // R_5)] \cong C_c. \quad (2.1.83)$$

Capacitatea echivalentă

$$C_i = C_e + C_c \cdot [1 + g_m \cdot (r_{ce} // R_3 // R_5)] \quad (2.1.84)$$

reprezintă *capacitatea dinamică de intrare* a circuitului, întrucât valoarea acestei capacități depinde de modulul amplificării de tensiune la frecvențe medii, punând în evidență efectul Miller.

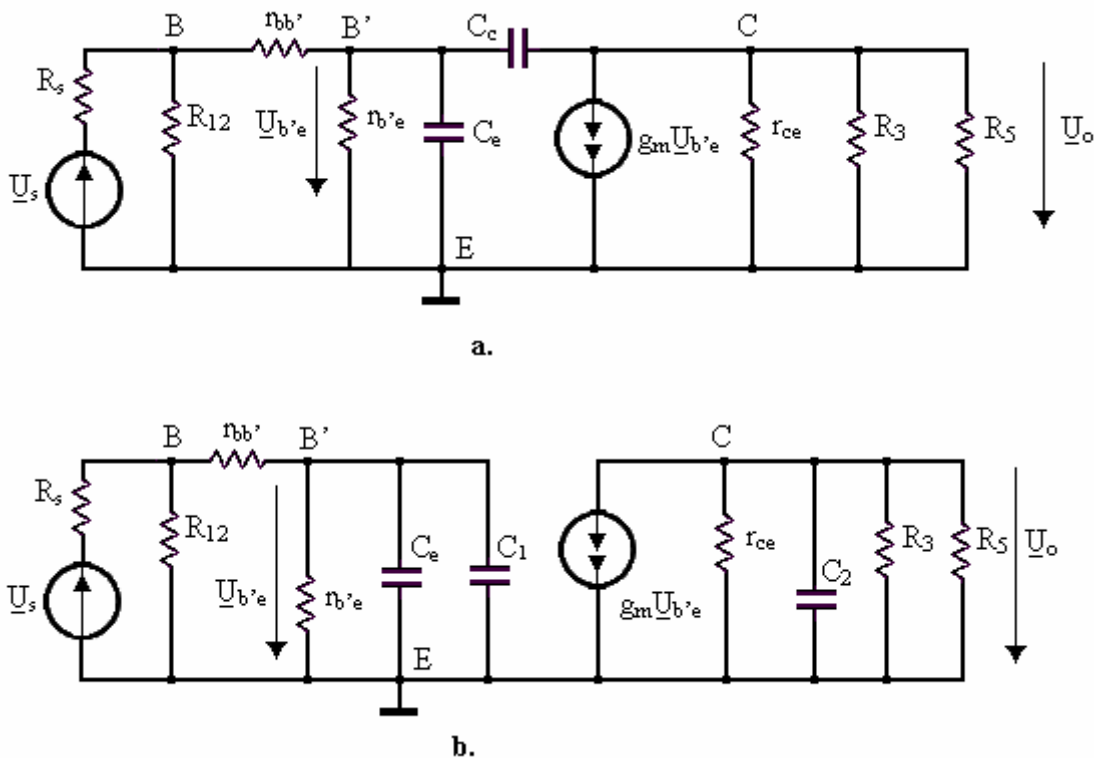


Fig. 2.1.14. **a.** Circuitul echivalent simplificat al amplificatorului, pentru frecvențe înalte; **b.**

Circuitul echivalent unilateralizat

Circuitul echivalent din fig. 2.1.14.b evidențiază două celule de filtrare RC tip trece-jos: o celulă este constituită din capacitatea C_1 și rezistența aferentă, iar cealaltă celulă – din capacitatea echivalentă C_2 și rezistența aferentă. Odată cu creșterea frecvenței, reactanțele capacităților scad, tensiunea de semnal din bază scade, ca și tensiunea de la bornele sarcinii, provocând scăderea modului amplificării de tensiune și introducerea unui defazaj suplimentar, față de comportarea de la frecvențele medii; tensiunea de la ieșirea unei celule de filtrare este defazată în urma tensiunii de intrare (minimul de -90° se atinge la frecvențe mult mai mari decât frecvența de tăiere a celulei). Pe măsură ce frecvența crește către capătul superior al benzii de trecere, una dintre cele două celule RC de FTJ va determina scăderea modului amplificării, începând de la o anumită frecvență. Celula dominantă la frecvențe înalte este celula cu frecvența de tăiere superioară cea mai joasă. Considerând, separat, fiecare celulă de FTJ, poate fi determinată frecvența de tăiere superioară a celei și, în final, frecvența limită de sus a amplificatorului - ca frecvența de tăiere superioară a circuitului dominant la frecvențe înalte.

Procedând astfel, se obține:

- pentru celula FTJ constituită cu C_1 ,

$$R_{ech4} = [(R_s // R_{12}) + r_{bb'}] / r_{b'e} \text{ și } f_{ts1} = 1 / 2\pi \cdot R_{ech4} \cdot C_1;$$

- pentru celula FTJ constituită cu C_2 ,

$$R_{ech5} = r_{ce} // R_3 // R_5 \text{ și } f_{ts2} = 1 / 2\pi \cdot R_{ech5} \cdot C_2.$$

Circuitul dominant la frecvențe înalte este circuitul RC caracterizat prin frecvența de tăiere cea mai mică și fixează frecvența limită de sus.

Frecvența limită de sus poate fi determinată din funcția de transfer a circuitului amplificator la frecvențe înalte, fie folosind relația de definiție, fie stabilind polul dominant la frecvențe înalte.

Funcția de transfer a circuitului, determinată pe circuitul echivalent din fig. 2.1.14.b, are expresia

$$A_{US}(s) = \frac{A_{US0} \cdot \omega_{p1} \cdot \omega_{p2}}{(s + \omega_{p1}) \cdot (s + \omega_{p2})}, \quad (2.1.85)$$

cu A_{US0} dată de (2.1.77), iar

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_{b'e} \cdot (r_{ce} // R_C // R_L)}, \quad (2.1.86)$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{C_i \cdot [r_{b'e} // (R_s // R_{12} + r_{bb'})]}. \quad (2.1.87)$$

Rezultate de o formă asemănătoare se obțin și în cazul unui amplificator de semnal mic cu tranzistor unipolar în conexiunea SC sau cu tranzistoare bipolare și unipolare în celelalte două conexiuni sau al cascadelor de amplificare. Diferențele constau numai în valoarea modului amplificării la frecvențe medii și localizarea polilor, datorate valorilor diferite ale parametrilor dinamici ai tranzistoarelor și capacităților condensatoarelor din circuit.

Generalizând rezultatele obținute, se poate spune că, în domeniul frecvențelor înalte, un amplificator de semnal mic realizat cu tranzistoare (bipolare și unipolare) are o comportare de filtru trece-jos, descrisă printr-o funcție de transfer cu toate zerourile la infinit și un număr n (care depinde de numărul etajelor) de poli reali negativi distincți, de forma

$$A_{US}(s) = A_{US0} \cdot \prod_{i=1}^n \frac{\omega_{pi}}{(s + \omega_{pi})}, \quad (2.1.88)$$

întrucât interacțiunea dintre etajele conectate în cascadă are ca efect depărtarea polilor.

Polul de pulsația cea mai mică determină limita superioară ω_s a benzii de trecere a amplificatorului. În ipoteza că polii funcției de transfer sunt distanțați și există un pol dominant p_{ds} ($\omega_{ds} = p_{ds}$, ω_{ds} fiind mult mai mică decât oricare dintre pulsațiile celorlalți poli), pulsația polului dominant va determina limita superioară ω_s a benzii de trecere,

$$\omega_{ds} = \omega_s. \quad (2.1.89)$$

Pentru gama pulsațiilor din vecinătatea limitei superioare a benzii de trecere, funcția de transfer a amplificatorului de semnal mic poate fi aproximată prin expresia

$$A_{US}(s) = \frac{A_{US0} \cdot \omega_{ds}}{s + \omega_{ds}} \cong \frac{A_{u0} \cdot \omega_s}{s + \omega_s} \text{ sau } \underline{A}_{US} = \frac{\underline{A}_{US0}}{1 + j \frac{f}{f_s}} \cong \frac{\underline{A}_{u0}}{1 + j \frac{f}{f_s}}. \quad (2.1.90)$$

C. Răspunsul în frecvență al unui amplificator de semnal mic

Comportarea amplificatorului de c.a. în jurul frecvențelor limită (f_j și f_s) sugerează modelarea amplificatorului cu ajutorul unui circuit echivalent care conține două blocuri: un bloc care modelează comportarea amplificatorului la frecvențe medii și înglobează caracteristicile circuitului de la frecvențe medii (A_0 , R_i și R_o) și un bloc tip filtru RC trece-sus (FTS) sau trece-jos (FTJ), după caz (FTS pentru studiul la frecvențe joase și FTJ pentru studiul la frecvențe înalte).

Se presupune cazul unui amplificatorului de c.a., de tensiune (amplificarea A_{U0} , $R_i \rightarrow \infty$, R_o). Pentru determinarea răspunsului la frecvențe joase al amplificatorului de c.a., se va folosi circuitul echivalent din fig. C.1, iar pentru răspunsul la frecvențe înalte al amplificatorului de c.a. (sau al unui amplificator de c.c.) - circuitul echivalent din fig. C.2.

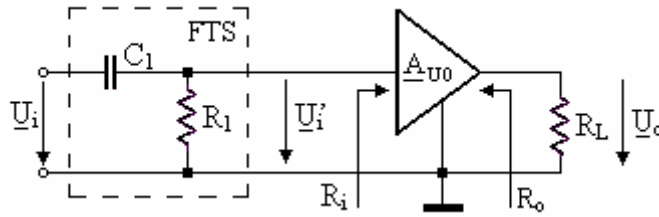


Fig. C.1. Circuitul echivalent la frecvențe joase al amplificatorului de c.a. R_o

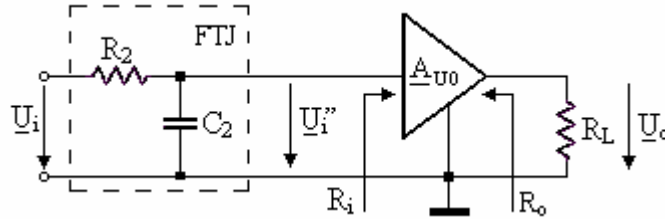


Fig. C.2. Circuitul echivalent la frecvențe înalte al amplificatorului de c.a. sau de c.c.

Din circuitul echivalent dat în fig. C.1, poate fi scrisă amplificarea de tensiune la frecvențe joase sub forma

$$\underline{A}_{U,j} = \frac{\underline{U}_o}{\underline{U}_i} = \frac{\underline{U}_o}{\underline{U}'_i} \cdot \frac{\underline{U}'_i}{\underline{U}_i} = \underline{A}_{U0} \cdot \underline{K}_j, \quad (C.1)$$

cu

$$\underline{K}_j = \frac{\underline{U}'_i}{\underline{U}_i} = \frac{R_1}{R_1 + 1/j\omega C_1} = \frac{1}{1 - j \frac{1}{2\pi f R_1 C_1}} = \frac{1}{1 - j \frac{f_j}{f}}. \quad (C.2)$$

În (C.2), s-a folosit notația

$$f_j = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}. \quad (C.3)$$

Introducând (C.2) în (C.1), se regăsește expresia amplificării la frecvențe joase din (2.1.81) care evidențiază polul dominant de la frecvențe joase, adică

$$\underline{A}_{U,j} = \frac{\underline{A}_{U0}}{1 - j \frac{f_j}{f}}. \quad (C.4)$$

Aplicând aceeași procedură circuitului echivalent la frecvențe înalte al amplificatorului de c.a. sau de c.c. (fig. C.2), se poate scrie:

$$\underline{A}_{U,s} = \frac{\underline{U}_o}{\underline{U}_i} = \frac{\underline{U}_o}{\underline{U}_i''} \cdot \frac{\underline{U}_i''}{\underline{U}_i} = \underline{A}_{U0} \cdot \underline{K}_s \quad (C.5)$$

unde indicele „s” din notația amplificării de tensiune are semnificația de amplificare la frecvențe înalte (superioare),

$$\underline{K}_s = \frac{\underline{U}_i''}{\underline{U}_i} = \frac{1/j\omega C_2}{R_2 + 1/j\omega C_2} = \frac{1}{1 + j\omega R_2 C_2} = \frac{1}{1 + j2\pi f R_2 C_2} = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_s}}, \quad (C.6)$$

iar

$$f_s = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}. \quad (C.7)$$

Se obține expresia amplificării de tensiune la frecvențe înalte de forma

$$\underline{A}_{U,s} = \frac{\underline{A}_{U0}}{1 + j \frac{f}{f_s}}, \quad (C.8)$$

care este identică cu (2.1.90), evidențiind polul dominant de la frecvențe înalte.

Subiecte pentru examen (Amplificatoare de semnal mic = ASM)

1. ASM. Caracteristici generale de regim armonic permanent: amplificarea în bandă, banda de frecvențe de trecere, produsul amplificare-bandă.
2. ASM. Reprezentarea tip cuadripol a amplificatorului: circuite echivalente, impedanța de intrare, impedanța de ieșire, amplificări; clasificarea ASM.
3. ASM. Răspunsul în frecvență: circuite echivalente la frecvențe joase ale amplificatorului de c.a. și la frecvențe înalte ale amplificatoarelor de c.a. și de c.c.; expresiile amplificărilor la frecvențe joase și înalte.
4. ARN. Schema bloc a ARN. Amplificarea în buclă închisă: amplificarea în bandă, banda de frecvențe de trecere, produsul amplificare-bandă.
5. ARN. Topologii de bază.