

2.4. Noțiunea de amplificator operațional

Amplificatorul operațional (AO) este un concept, care idealizează un tip de circuit:

- amplificator diferențial
- amplificare diferențială foarte mare
- amplificare nulă pe modul comun (rejecția totală a modului comun)
- impedanță de intrare foarte mare pe modul diferențial
- impedanță de ieșire foarte mică

Cel mai adesea, mai dorim ca AO să aibă

- ieșire asimetrică, cu impedanță de ieșire foarte mică
- bandă largă
- curenți de polarizare neglijabili

Modelul nu este legat de o realizare tehnologică anume (tuburi, tranzistoare, circuit integrat), ci de funcțiunea pe care dorim să o îndeplinească (descrisă mai sus). În mod evident, este o idealizare, care depinde de aplicația în care îl folosim. Același circuit poate să satisfacă cerințele unei aplicații și să nu fie suficient pentru alta.

Simbol:

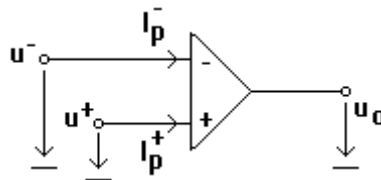


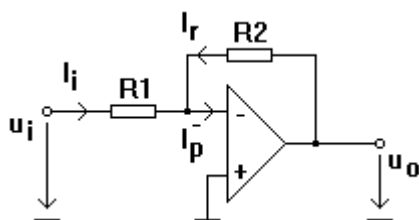
Figura 2.52: Simbolul AO

Caracteristica ideală intrare-ieșire:

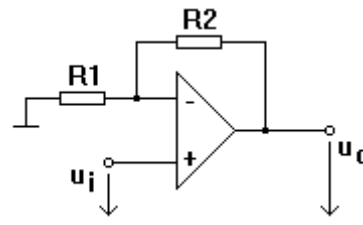
$$u_o = A(u^+ - u^-) \quad (2.54)$$

Alimentarea se poate face cu două surse sau cu o sursă.

Amplificatorul de bază (figura 2.52) nu se folosește niciodată ca atare, ci într-o structură de amplificator cu reacție (se va relua în capitolul 3), ca în figura 2.53. Calculul aproximativ al amplificării (inclusiv prin aplicarea teoriei reacției negative) furnizează valorile:



$$u_o = -\frac{R_2}{R_1} u_i$$



$$u_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_i$$

Figura 2.53: Scheme tipice de amplificator cu AO: inversor (a) și neinversor (b)

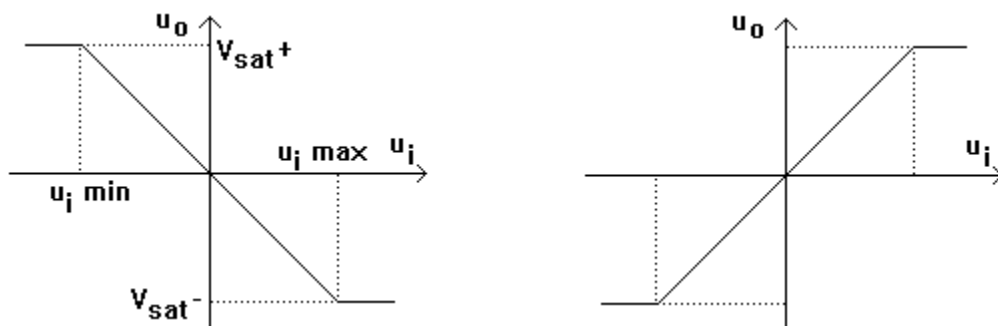


Figura 2.54: Caracteristicile intrare-ieșire ale circuitelor din figura 2.53

Elementul esențial în funcționarea circuitelor prezentate este reacția negativă, care asigură funcționarea liniară, cu parametri stabili (se va relua în capitolul 3).

Limitări ale modelului ideal:

- tensiuni de saturație a ieșirii, datorate tensiunilor de alimentare
- amplificare diferențială și impedanță de intrare limitate
- curenți de polarizare, impedanță de ieșire, amplificare de mod comun nenule
- neliniarități, limitări în comportarea dinamică

Caracteristica de frecvență adevărată a circuitului de bază este cea din figura 2.55 (linie continuă), în care frecvența de frîngere este, pentru multe AO integrate, de valoare foarte mică (de ordinul Hz). Caracteristica amplificatorului cu reacție este cea punctată (și acest aspect va fi reluat în capitolul 3).

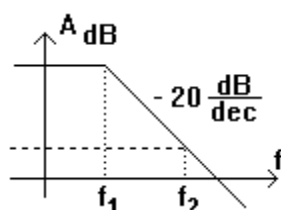


Figura 2.55: Caracteristica de frecvență a amplificatorului de bază și a celui cu reacție

Alte circuite simple în care este folosit AO: sumator, scăzător (amplificator al diferenței), integrator. Ele permit realizarea funcționii de calcul analogic.

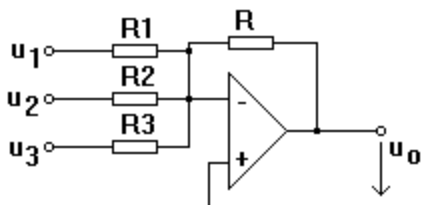


Figura 2.56: Sumator inversor cu AO

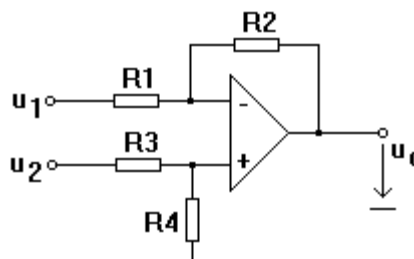


Figura 2.57: Calculul diferenței cu AO

Prin aplicarea principiului suprapunerii efectelor, se obțin ecuațiile de funcționare ale circuitelor din figurile 2.56, 2.57:

circuit sumator

$$u_o = -R(u_1 / R_1 + u_2 / R_2 + u_3 / R_3)$$

circuit scăzător

dacă este îndeplinită condiția: $R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3$, atunci

$$u_o = \frac{R_2}{R_1} \cdot (u_2 - u_1)$$

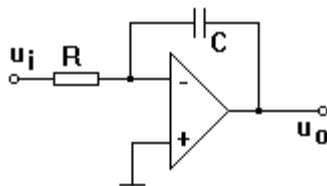


Figura 2.58: Integrator inversor cu AO

Pentru circuitul integrator (figura 2.58), modelul în timp și modelul frecvențial:

$$u_o(t) = -\frac{1}{RC} \cdot \int_0^t u_i(\tau) d\tau + u_o(0) \quad H(s) = -\frac{1}{sRC}$$

2.5 Analiza răspunsului la frecvență

Caracteristica amplificare-frecvență pe care o dorim are, cel mai adesea, aspectul din figura 2.59 sau 2.60 (în reprezentare logaritmică).

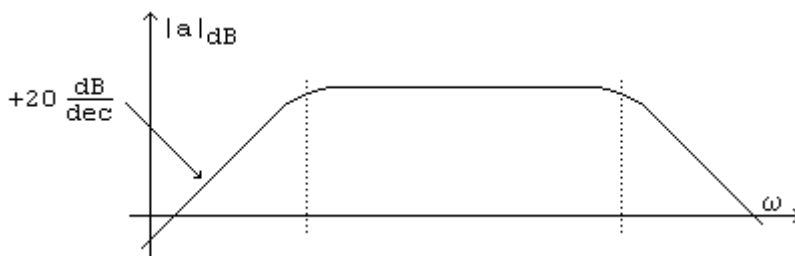


Figura 2.59: Caracteristica amplificare-frecvență a unui amplificator de c.a.

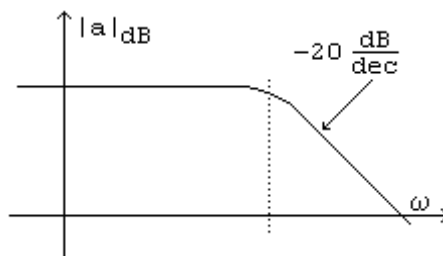


Figura 2.60: Caracteristica amplificare-frecvență a unui amplificator de c.c.

Într-o exprimare simplificată, înțelegem prin bandă intervalul în care amplificarea este constantă. Mai riguros, banda este intervalul în care amplificarea se menține peste valoarea 0,707 din valoarea maximă. La exprimarea logaritmică, se spune că în interiorul benzii amplificarea nu scade cu mai mult de 3dB față de valoarea maximă.

Limita benzii la frecvențe joase, dacă amplificatorul este de c.a., este dată de condensatoarele de cuplare și decuplare (eventual și de bobinele care ar avea rol similar, dar care se folosesc extrem de

rar). Limita la frecvențe înalte este dată de capacitățile parazite ale tranzistoarelor, care produc un efect de filtru trece-jos, precum și de capacitățile introduse intenționat de proiectant, cu același efect (altele decât cele de cuplare sau decuplare).

Problema de analiză a comportării în frecvență constă în determinarea alurii caracteristicilor și a limitelor benzii, pentru un circuit dat. Problema de proiectare constă în alegerea dispozitivelor potrivite și dimensionarea condensatoarelor, astfel încât să se obțină banda dorită de beneficiar.

2.5.1. Efectul condensatoarelor de cuplare și decuplare

Condensatorul de cuplare

Considerăm un amplificator cu modelul:

$$u_o(t) = Au_i(t),$$

în care presupunem că A are bandă mai largă decât cea limitată de condensatoare. Considerăm efectul condensatorului care cuplează generatorul la intrarea amplificatorului (poate fi condensator de cuplare între două etaje). Calculăm amplificarea ca funcție de frecvență, pe schema din figura 2.61.

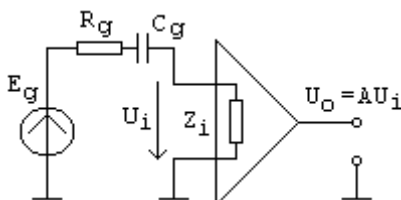


Figura 2.61: Schema de cuplare prin condensator a două etaje de amplificare

$$u_o = Au_i = A \frac{Z_i}{Z_i + R_g + \frac{1}{j\omega C_g}} E_g$$

Valoarea la frecvențe medii: $a_0 = A \frac{Z_i}{Z_i + R_g}$

$$a(\omega) = \frac{AZ_i}{Z_i + R_g} \cdot \frac{Z_i + R_g}{Z_i + R_g + \frac{1}{j\omega C_g}} = a_0 \cdot \frac{j\omega C_g (Z_i + R_g)}{1 + j\omega C_g (Z_i + R_g)} = a_0 \cdot \frac{j\omega T}{1 + j\omega T} \quad (2.55)$$

Facem notația: $T = C_g (Z_i + R_g)$ (T este o constantă de timp). Aspectul caracteristicii este cel din figura 2.62, în care am neglijat manifestările reactive la frecvențe mari, care nu sînt relevante pentru problema analizată (comportarea la frecvențe joase). Panta porțiunii înclinate este de $20 \frac{\text{dB}}{\text{dec}}$, iar

pulsația de frîngere a caracteristicii are valoarea $\omega_{\text{inf}} = \frac{1}{T}$. La această pulsație, diferența între valoarea amplificării și valoarea maximă din bandă este -3dB , deci pulsația de frîngere este chiar limita inferioară a benzii.

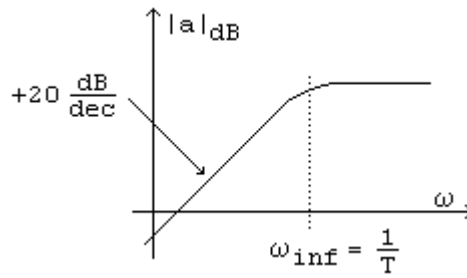


Figura 2.62: Aspectul caracteristicii amplificare frecvență, la frecvențe joase, amplificator de c.a.

Rezultă o regulă simplă de proiectare:

$$C_g = \frac{T}{Z_i + R_g} = \frac{1}{2\pi f_{inf}(Z_i + R_g)}. \quad (2.56)$$

Observații importante:

- $(Z_i + R_g)$ este chiar impedanța care se vede la bornele condensatorului.
- Relația de dimensionare (2.56) nu depinde în nici un fel de tipul circuitului de intrare, atîta vreme cît se cunoaște impedanța de intrare.

Condensatorul de decuplare din emitor (EC)

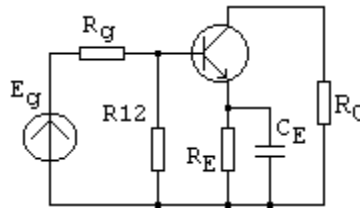


Figura 2.63: Amplificator cu TB, conexiunea EC, emitor decuplat prin condensator

Se face notația: $Z_E = R_E \parallel \frac{1}{j\omega C_E}$.

Impedanța de intrare în tranzistor are expresia: $Z_{i,T} = h_i + (h_f + 1)Z_E$

Amplificarea de tensiune în colector are expresia:

$$A_{uc} = \frac{U_s}{E_g} = -\frac{h_f R_C}{h_i + (h_f + 1)Z_E} \cdot \frac{R_{12}}{R_{12} + R_g} \cdot \frac{Z_{i,T}}{R_g \parallel R_{12} + Z_{i,T}}$$

Valoarea amplificării în bandă:

$$a_0 = -\frac{h_f R_C}{h_i} \cdot \frac{h_i \parallel R_{12}}{R_g + h_i \parallel R_{12}} = -\frac{h_f R_C}{h_i + R_g \parallel R_{12}} \cdot \frac{R_{12}}{R_{12} + R_g}$$

$$a(\omega) = -\frac{h_f R_C}{h_i + (h_f + 1)Z_E} \cdot \frac{R_{12}}{R_{12} + R_g} \cdot \frac{h_i + (h_f + 1)Z_E}{R_g \parallel R_{12} + h_i + (h_f + 1)Z_E} =$$

$$\begin{aligned}
&= -\frac{h_f R_C}{R_g \parallel R_{12} + h_i + (h_f + 1)Z_E} \cdot \frac{R_{12}}{R_{12} + R_g} = -\frac{h_f R_C}{R_g \parallel R_{12} + h_i + \frac{(h_f + 1)R_E}{1 + j\omega R_E C_E}} \cdot \frac{R_{12}}{R_{12} + R_g} = \\
&= -\frac{h_f R_C}{R_g \parallel R_{12} + h_i + (h_f + 1)R_E} \cdot \frac{R_{12}}{R_{12} + R_g} \cdot \frac{1 + j\omega C_E R_E}{1 + j\omega C_E (R_E \parallel \frac{R_g \parallel R_{12} + h_i}{h_f + 1})}
\end{aligned}$$

Caracteristica este dată de expresia de forma:

$$a(\omega) = a_1 \cdot \frac{1 + j\omega T_1}{1 + j\omega T_2}, \quad (2.57)$$

în care apar un “zero” și un „pol”: Zero la pulsația $\omega_1 = \frac{1}{C_E R_E} = \frac{1}{T_1}$ și pol la pulsația:

$$\omega_2 = \frac{1}{C_E (R_E \parallel \frac{h_i + R_g \parallel R_{12}}{h_f + 1})} = \frac{1}{C_E Z_{o,E}} = \frac{1}{T_2}.$$

Se constată că $T_1 > T_2$, deci $\omega_1 < \omega_2$, aspectul caracteristicii este cel din figura 2.64.

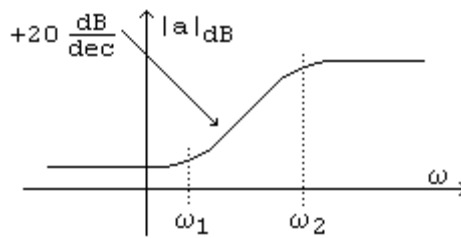


Figura 2.64: Caracteristica de frecvență (partea de joasă frecvență)

$$a_0 = -\frac{h_f R_C}{R_g \parallel R_{12} + h_i} \cdot \frac{R_{12}}{R_{12} + R_g}, \quad a_1 = -\frac{h_f R_C}{R_g \parallel R_{12} + h_i + (h_f + 1)R_E} \cdot \frac{R_{12}}{R_{12} + R_g}, \text{ cu } |a_1| < |a_0|$$

O interpretare intuitivă pentru pulsațiile de frîngere ține cont de impedanța de ieșire din emitor a etajului cu sarcină distribuită (prezența rezistorului îl face să aibă sarcină în emitor, cel puțin la

limita de jos a benzii): $Z_{oe} = R_E \parallel \frac{R_g \parallel R_{12} + h_i}{h_f + 1}$. Rezultă că

$$\omega_{\text{inf}} = \omega_2 = \frac{1}{C_E Z_{oe}}. \quad (2.58)$$

Observații importante:

- Z_{oe} este chiar impedanța care se vede la bornele condensatorului.
- Aceeași comportare se obține pentru etaj cu TEC, condensatorul de decuplare din sursă (C_3 din figura 2.45a).

Condensatorul de decuplare din bază(BC)

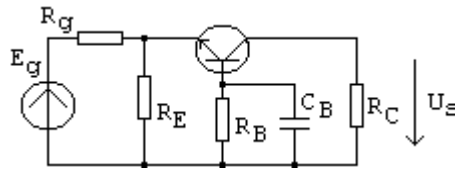


Figura 2.65: Amplificator cu TB, conexiunea BC, circuit echivalent de c.a.,

$$A_u = \frac{U_s}{E_g} = \frac{h_f R_C}{h_i + R_B + (h_f + 1)(R_g \parallel R_E)} \cdot \frac{R_E}{R_g + R_E} \cdot \frac{1 + j\omega C_B R_B}{1 + j\omega C_B [R_B \parallel (h_i + (h_f + 1)(R_g \parallel R_E))]}$$

(aceeași formă ca în (2.55), deci aspectul caracteristicii din figura 2.62). Rezultă:

$$\omega_{\text{inf}} = \frac{1}{C_B Z_b} \quad \text{sau} \quad f_{\text{inf}} = \frac{1}{2\pi C_B Z_b}, \quad (2.59)$$

în care $Z_b = R_B \parallel [h_i + (h_f + 1)(R_g \parallel R_E)]$ (impedanța care se vede la bornele condensatorului).

Concluzie

1. Formulare generală (problema de analiză): se calculează constanta de timp, ca produs dintre capacitatea de cuplare sau decuplare și impedanța care se vede la bornele sale. Pulsăția limită inferioară este inversul acestei constante de timp.
2. Pentru dimensionarea capacității (problema de proiectare): $C = \frac{1}{2\pi f_{\text{inf}} Z}$, unde Z este impedanța echivalentă care se vede la bornele condensatorului ((2.56), (2.58), (2.59)).
3. În problemele practice de proiectare, se alege un condensator dominant, potrivit cu regula 2, celelalte condensatoare se aleg mult mai mari (spre exemplu, de 10 ori). Prin această măsură, la limita de jos a benzii se manifestă efectul unui singur condensator, celelalte la frecvențe mai joase (altfel am obține o caracteristică mult mai complicată).

2.5.2 Funcționarea la frecvențe înalte: efectul capacităților parazite din tranzistor

Capacitățile parazite din circuit introduc o comportare de tip filtru trece-jos, astfel încât partea superioară a caracteristicii de frecvență rezultă ca în figura 2.60. Întrucât numărul lor este mare, caracteristica este complicată, dar aici avem în vedere doar cea mai mică frecvență de frîngere a caracteristicii. Principalele elemente reactive sînt:

- capacitățile parazite din modelul tranzistoarelor și altor dispozitive
- capacitățile introduse intenționat de fabricant, pentru a stabili limita de sus a benzii (atunci cînd dorim o bandă mai îngustă decît cea naturală a circuitului)
- capacitățile și inductanțele parazite ale traseelor din circuit, între dispozitive.

Elemente reactive importante, care influențează banda, pentru amplificatoare cu tranzistoare bipolare (exemplu reprezentativ):

- capacitatea colector-bază (capacitate de barieră, de ordinul picofarazilor)
- capacitatea bază-emitor (capacitate de difuzie, de ordinul sutei de picofarazi).

Pentru TEC-J și TEC-MOS, elemente reactive similare: capacitatea grilă-sursă și capacitatea grilă-drenă.

Metode de analiză a benzii:

- calcul direct, pe circuitul echivalent al amplificatorului;
- aplicarea teoremei Miller pentru echivalarea impedanțelor de reacție ale unui amplificator.

Evaluare prin calculul direct

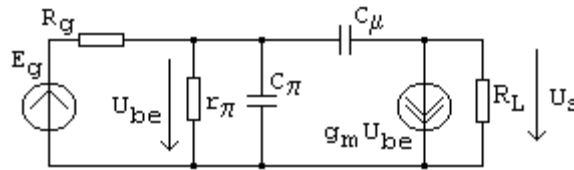


Figura 2.66: Circuitul echivalent de semnal mic, etaj cu TB, conexiunea EC

Evaluăm amplificarea de tensiune, pentru un amplificator cu un tranzistor bipolar, în conexiunea EC (circuit echivalent de semnal mic în figura 2.66). Elementele din compunerea modelului care au efect asupra benzii:

C_π - capacitate de difuzie, C_μ - capacitate de barieră (r_x înglobat în R_g).

Ecuatiile circuitului:

$$\frac{U_{be}}{Z_\pi} = \frac{E_g - U_{be}}{R_g} + \frac{U_s - U_{be}}{Z_\mu} \quad \text{- suma curenților în nodul bazei}$$

$$U_s = -R_L \left(g_m U_{be} + \frac{U_s - U_{be}}{Z_\mu} \right) \quad \text{- din suma curenților în nodul colectorului}$$

Se poate neglija, în nodul colectorului, curentul care pleacă prin C_μ (datorită efectului de amplificare al tranzistorului, curentul prin sarcină are valoare mult mai mare decât curenții interni):

$$U_s = -g_m R_L U_{be}$$

$$\text{Înlocuind în prima ecuație: } \frac{U_s}{-g_m R_L} \left(\frac{1}{Z_\pi} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{Z_\mu} \right) - \frac{U_s}{Z_\mu} = \frac{E_g}{R_g}$$

$$U_s \left(\frac{1}{Z_\pi} + \frac{1}{R_g} + \frac{1 + g_m R_L}{Z_\mu} \right) = -g_m R_L \frac{E_g}{R_g}$$

$$Z_\mu = \frac{1}{j\omega C_\mu} \quad \text{și} \quad Z_\pi = \frac{r_\pi \cdot \frac{1}{j\omega C_\pi}}{r_\pi + \frac{1}{j\omega C_\pi}} = \frac{r_\pi}{1 + j\omega C_\pi r_\pi}$$

$$\frac{U_s}{E_g} = -g_m R_L \frac{r_\pi}{R_g + r_\pi} \cdot \frac{1}{1 + j\omega(R_g \parallel r_\pi)(C_\pi + C_\mu(1 + g_m R_L))} \quad (2.60)$$

În ecuația de mai sus:

- $g_m R_L$ este amplificarea în tensiune a tranzistorului, la frecvențe joase;

- $g_m R_L \frac{r_\pi}{R_g + r_\pi}$ este amplificarea întregului etaj, la frecvențe joase;

$(R_g \parallel r_\pi) \cdot C_\pi$ este constanta de timp a circuitului de intrare (dacă neglijăm efectul C_μ)

Rezultă

$$\omega_{\text{sup}} = \frac{1}{(R_g \parallel r_{\pi})(C_{\pi} + C_{\mu}(1 + g_m R_L))} \quad (2.61)$$

Exemplu numeric: $C_{\mu}=5\text{pF}$, $C_{\pi}=100\text{pF}$, $g_m=80\text{mA/V}$, $R_L=1\text{k}$.

Amplificarea de tensiune la frecvențe joase este -80 . Datorită ei, efectul capacității de barieră C_{μ} devine de 4 ori mai mare decât cel al capacității de difuzie C_{π} .

Concluzii:

- prezența capacităților parazite induce o comportare de filtru trece-jos
- influența lui C_{μ} (reacție internă în tranzistor) crește odată cu amplificarea de frecvență joasă ($g_m R_L$)
- nu putem obține în același timp o amplificare mare și o bandă largă, peste limitele naturale ale tranzistorului.

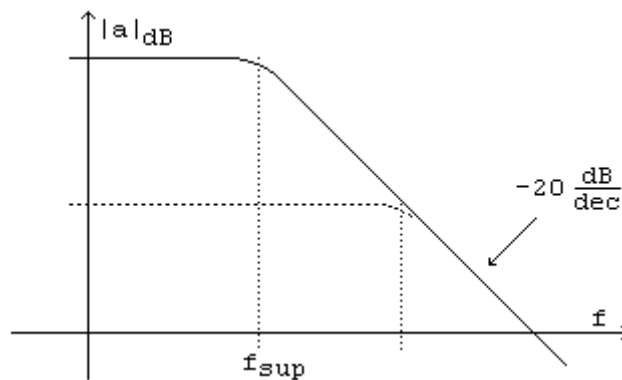


Figura 2.67: Produsul amplificare-bandă este constant

Pentru a obține o bandă mai largă:

- ne mulțumim cu o amplificare mai mică, în bandă (produsul amplificare-bandă este constant, ca în figura 2.67);
- utilizăm un generator cu impedanță internă mică (efect limitat, datorită r_x)

Amplificarea de curent

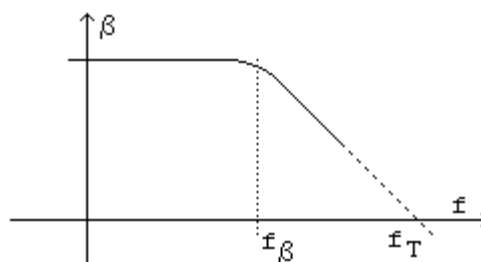


Figura 2.68: Amplificarea de curent a tranzistorului, funcție de frecvență

Efectul capacităților parazite se observă și în amplificarea de curent (semnal mare), prezentată ca funcție de frecvență în figura 2.68. Frîngerea caracteristicii are loc la frecvența f_{β} (la care valoarea adevărată a parametrului este cu 3dB mai mică decât valoarea din bandă, β_0). Expresia amplificării în curent, în jurul acestei frecvențe, este (figura 2.68):

$$\beta(f) = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \quad (2.62).$$

Pe porțiunea înclinată, produsul $\beta \cdot f$ este constant. De aici, parametrul $f_T = \beta \cdot f_\beta$ (numit frecvență de tăiere) pe care producătorul de dispozitive îl furnizează în catalog.

Concluzii practice:

- pentru multe tranzistoare (îndeosebi cele de frecvență joasă), nu cunoaștem valorile capacităților parazite din model (care intervin în expresia (2.61)). În schimb, fabricantul oferă valorile parametrilor β_0 și f_T . Din ei se poate deduce lărgimea benzii, odată ce am stabilit cât vrem să fie amplificarea de tensiune sau de curent a etajului;
- întrucât banda este mai largă pentru amplificări mici de tensiune, amplificarea în etajele de RF se obține cu mai multe etaje avînd amplificare de tensiune mică, legate în cascadă;
- pentru frecvențe mari, sînt preferate etajele BC (amplificare de curent unitară, deci bandă largă) și etajul cascod (tranzistorul conectat EC are amplificare de tensiune 1 și este urmat de BC);
- pentru a obține bandă mai îngustă, proiectantul adaugă un condensator, în poziție similară cu C_μ (colector-bază pentru TB și drenă-grilă pentru TEC).

Evaluare prin aplicarea teoremei Miller

Ipotezele teoremei:

- circuitul format din amplificatorul de bază și impedanța Z este stabil (figura 2.69a);
- amplificarea amplificatorului de bază nu este afectată de prezența impedanței Z .

Enunțul: în ipotezele de mai sus, circuitul din figura 2.69b este echivalent cu cel din 2.69a.



Figura 2.69: Circuitul din enunțul teoremei Miller și circuitul echivalent

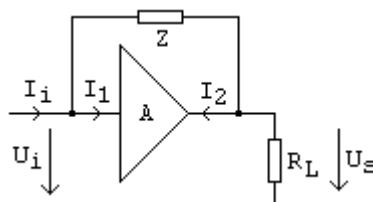


Figura 2.70: Circuit pentru demonstrarea teoremei Miller

Demonstrație: se evaluează curenții care circulă în schema din figura 2.70 și se demonstrează că sînt egali cu cei din 2.69b:

La intrare:
$$I_i = I_1 + \frac{U_i - U_s}{Z} = I_1 + \frac{U_i - AU_i}{Z} = I_1 + \frac{U_i}{\frac{Z}{1-A}}.$$

La ieșire:
$$I_2 = -\frac{U_s}{R_L} + \frac{U_i - U_s}{Z} = -\frac{U_s}{R_L} + \frac{\frac{U_s}{A} - U_s}{Z} = -\frac{U_s}{R_L} + \frac{U_s}{\frac{AZ}{1-A}}$$

Prin aplicarea teoremei Miller la etajul cu tranzistor bipolar, circuitul din figura 2.71b este echivalent cu modelul amplificatorului (figura 2.71a).

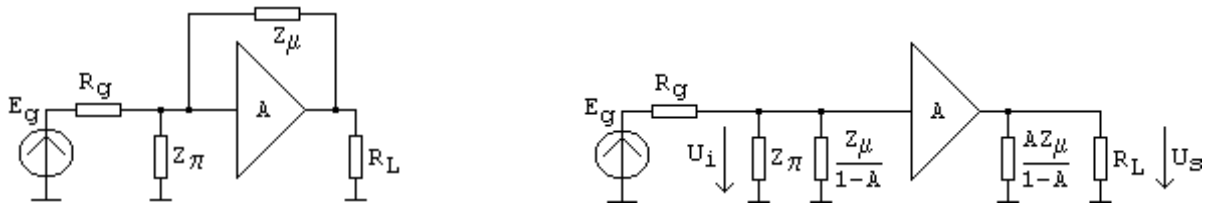


Figura 2.71: Modelul amplificatorului cu TB și circuitul echivalat prin teorema Miller

$$Z_\mu = \frac{1}{j\omega C_\mu}, \quad Z_\pi = r_\pi \parallel \frac{1}{j\omega C_\pi}, \quad A = -g_m R_L.$$

Ipoteză: A nu este afectat de Z_μ .

Se evaluează doar efectul Z_μ asupra intrării:

$$U_s = AU_i = AE_g \cdot \frac{Z_\pi \parallel \frac{Z_\mu}{1-A}}{R_g + Z_\pi \parallel \frac{Z_\mu}{1-A}}.$$

$$a(\omega) = \frac{U_s}{E_g} = A \cdot \frac{r_\pi}{r_\pi + R_g} \cdot \frac{1}{1 + j\omega(r_\pi \parallel R_g)(C_\pi + C_\mu(1-A))} \quad (2.63)$$

Concluzii:

- rezultat identic cu cel obținut prin calcul direct ((2.60) cu (2.63))
- influența capacității de barieră (valoarea mai mică) devine importantă pentru valori mari ale amplificării de tensiune.