CARACTERISTICA REALĂ a JONCȚIUNII PN

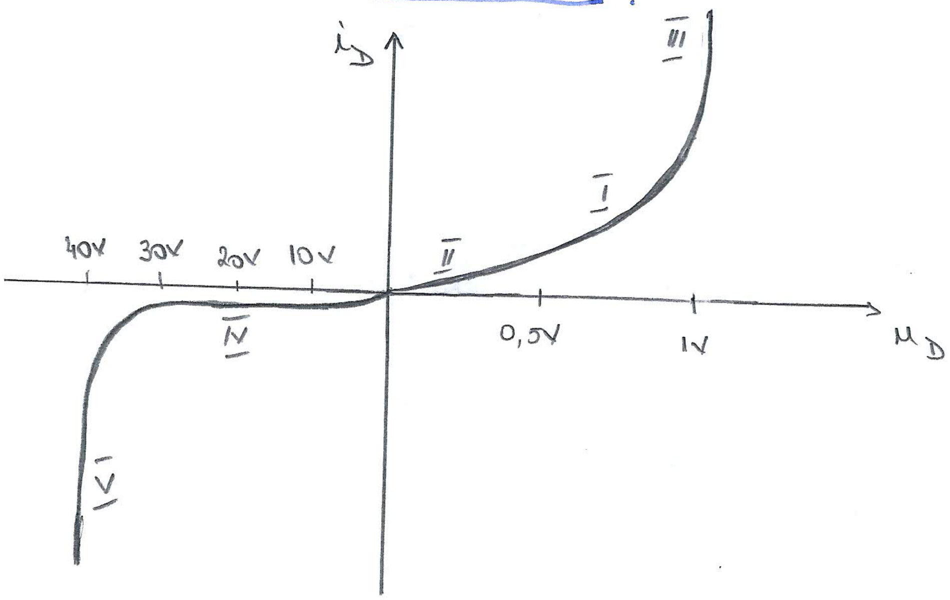
Caracteristica ideală a diodei:

$$i_D = i_0\left(e^{\frac{q u_D}{kT}} - 1\right) \quad (1)$$

i_0 - curentul de saturație al diodei
u_D - tensiunea de polarizare
k - constanta lui Boltzmann
q - sarcina electronului
T - temperatura în Kelvini

- i_0 se dublează la fiecare 10°C pentru Ge și la 6°C pentru Si
- i_0 este mult mai mic la Si decât la Ge (cca. 3 ordine de mărime)

Caracteristica unei diode reale:



Se deosebesc mai multe zone:

- zona I - este zona caracteristicii ideale în care este valabilă relația (1)
- zona II - zona curenților direcți de valoare mică; în acest caz, rezistența de trecere este mai mare și nu se mai pot neglija fenomenele de generare-recombinare din această regiune;

- se obține o caracteristică de tipul $e^{\frac{q u_D}{2kT}}$
- mai corect, se obține o caracteristică de tipul $e^{\frac{q u_D}{\eta kT}}$ cu valori pentru η de circa 1,2 pentru Ge și 1-1,5 pentru Si.

• Zona III

- zona curenților mari
- contează rezistențele zonelor neutre care au fost neglijate la prima analiză
- apare o tendință de liniarizare a caracteristicii

• Zona IV

- zona tensiunilor inverse mici (normale)
- curentul invers are mai multe componente:
  - curentul de saturație al joncțiunii (i_0 - constant)
  - curentul de generare din regiunea de trecere (crește odată cu creșterea valorii inverse a tensiunii aplicate)
  - curentul de pierderi la suprafață (dependent de tensiunea aplicată)
- ~~pierderile~~ ponderile acestor componente sunt diferite în funcție de material

• Zona V

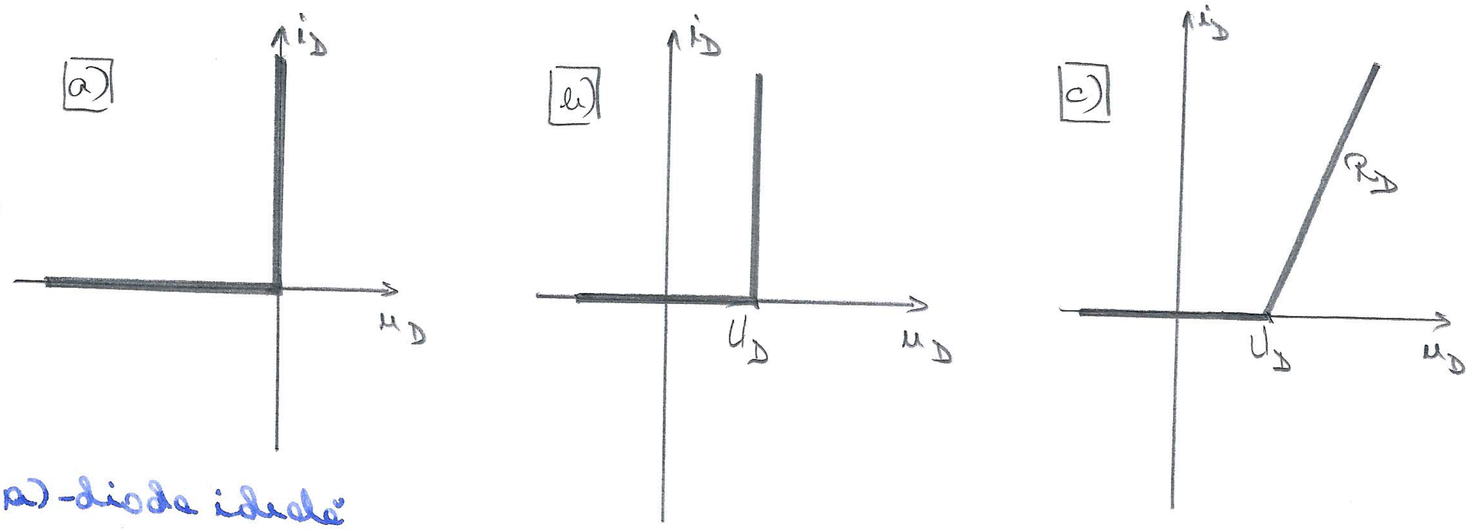
- zona tensiunilor inverse mari, în care curentul invers crește nelimitat (poate fi limitat doar de circuitul exterior)
- sunt 2 fenomene ce duc la creșterea puternică a curentului:
  - fenomenul Zener - constă în smulgerea de purtători din rețea prin câmp electric
  - fenomenul de multiplicare în avalanșă - constă în producerea de purtători prin generare sau prin câmp electric, accelerarea purtătorilor, ciocnirea cu rețeaua și smulgerea altor purtători.

$$|i_{invers}| = M i_0$$

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{u_D}{U_{str}}\right)^m}$$

M - coeficientul de multiplicare în avalanșă
U_{str} - tensiunea de străpungere a diodei (dependentă de concentrațiile de impurități)
m - exponent dependent de material (3 pentru Ge tip P+N, 4-7 pentru Ge tip PN+, Si)

Aproximarea caracteristicilor diodei



a) - dioda ideală
- sunt valabile relațiile: $\begin{cases} i_D = 0, & \text{dacă } u_D < 0 \\ u_D = 0, & \text{dacă } i_D > 0 \end{cases}$

b) dioda idealizată, cu tensiune de prag, U_D cu valori de 0,2-0,3V pentru Ge și 0,6V pentru Si (la curenți relativ mici)

c) dioda idealizată cu tensiune de prag și cu rezistență serie. (specifică diodelor care funcționează la curenți mari)

În toate cazurile practice, curentul invers se neglijează întotdeauna. Eventual, poate fi luată în considerare rezistența de pierderi, de valoare foarte mare.

JONCȚIUNEA PN în REGIM VARIABIL

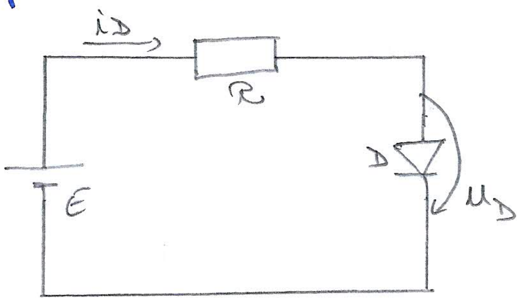
(MODELE DINAMICE)

În general, în cazul diodei semiconductoare, ca de altfel și la celelalte dispozitive de circuit, se realizează, mai întâi un regim static peste care se suprapun semnalele variabile pentru care se stabilește răspunsul circuitului.

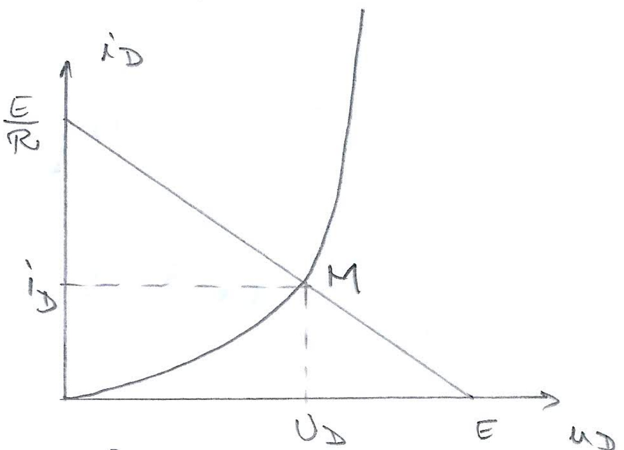
Cel mai simplu circuit de polarizare pentru stabilirea regimului de curent continuu este cel din prima figură.

Determinarea PSF, $M(U_D, i_D)$, (în jurul căruia se vor aplica semnalele variabile) se obține prin rezolvarea sistemului de ecuații:

$$\begin{cases} i_D = i_D(u_D) = i_0\left(e^{\frac{q u_D}{kT}} - 1\right) \\ E = R i_D + u_D \end{cases}$$

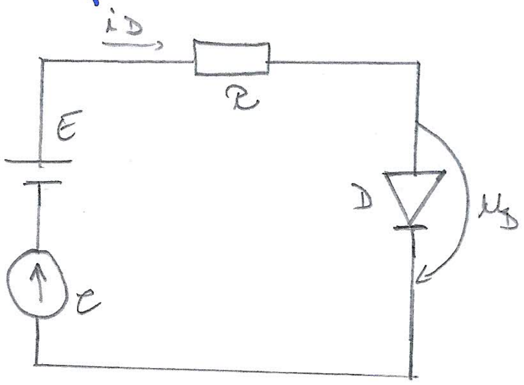


(Circuit de polarizare)



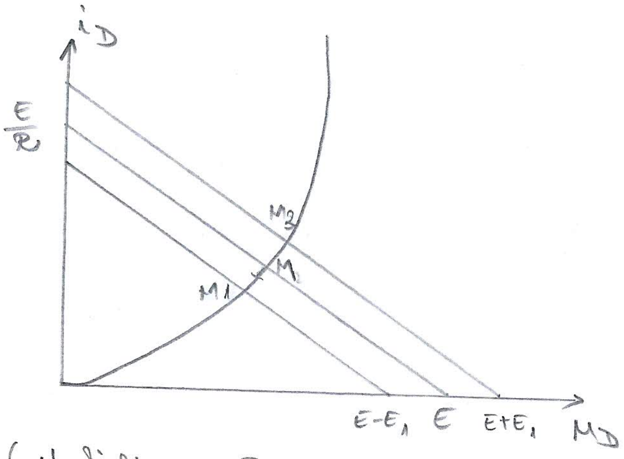
(Determinarea PSF)

Regimul dinamic se aplică peste regimul de curent continuu. Punctul de funcționare se deplasează în jurul PSF, iar pentru semnale variabile suficient de mici, comportarea diodei poate fi considerată liniară.



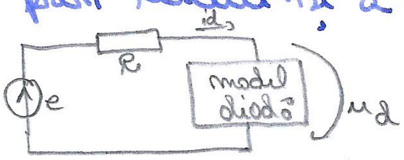
$e = E_0 \sin \omega t$

(Circuitul cu semnal variabil aplicat)



(Modificarea PSF în regim variabil)

Pentru determinarea comportării diodei în regim variabil, este necesar să se determine un model (schemă echivalentă) care să permită determinarea curentului prin circuit și a tensiunii variabile la bornele diodei, u_d



a) la frecvențe joase - se pot neglija fenomenele reactive și modelul va fi caracterizat printr-o rezistență dinamică)

Pentru determinarea acesteia, se consideră că peste valorile de curent continuu, se suprapun semnalele de regim variabil, adică:

$$\begin{cases} u_D = U_D + u_d \\ i_D = I_D + i_d \end{cases}$$

Pornind de la caracteristica diodei, se pot face următoarele dezvoltări:

$$i_D = I_0\left(e^{\frac{q u_D}{kT}}-1\right) = I_0\left(e^{\frac{q(U_D+u_d)}{kT}}-1\right) = I_0\left(e^{\frac{qU_D}{kT}}\cdot e^{\frac{q u_d}{kT}}-1\right)$$

$$= I_0\left(e^{\frac{qU_D}{kT}}\left(1+\frac{q u_d}{kT}\right)-1\right) = I_0\left(e^{\frac{qU_D}{kT}}-1\right)+I_0\frac{q u_d}{kT}e^{\frac{qU_D}{kT}}$$

Rezultă: $i_d = I_0 \frac{q u_d}{kT} e^{\frac{qU_D}{kT}}$

Rezistența dinamică a diodei va fi:

$$r_d = \frac{u_d}{i_d} = \frac{kT}{q}\cdot\frac{1}{I_0 e^{\frac{qU_D}{kT}}} = \frac{kT}{q(I_D+I_0)}$$

Se pot face aprecieri asupra valorilor pe care le poate lua această rezistență dinamică în diferite situații:

- la polarizare directă:

$U_D > 0$, $U_D \gg \frac{kT}{q} = 0,026V$

rezistența dinamică este:

$$r_d = \frac{kT}{q(i_D + i_0)} \cong \frac{kT}{q i_D} = \frac{V_T}{i_D}$$

$$r_d = \frac{V_T}{i_D} = \frac{26}{i_D}$$; $[\Omega] = \frac{[mV]}{[mA]}$, cu o valoare tipică de

26 Ω pentru un curent de 1 mA.

- la polarizare inversă:

$$U_D < 0 , \; |U_D| >> \frac{kT}{q} ,$$

rezistența dinamică este $r_d = \frac{kT}{q i_0}$ cu o valoare foarte mare

b) la frecvențe înalte - apar elemente capacitive determinate, pe de o parte, de sarcinile fixe ~~existente în regiunea de sarcină spațială~~ din (regiunea de trecere), iar pe de altă parte, datorită sarcinilor mobile din zonele în care are loc difuzia de purtători de sarcină.

b1) capacitatea de barieră - este determinată de sarcinile fixe rezultate în regiunea de trecere prin difuzia purtătorilor majoritari în zonele adiacente

Sarcina acumulată în regiunea de trecere = sarcină electron × concentrație × volum.

$$C_b = \frac{C_{b0}}{\sqrt{1 - \frac{U_D}{U_0}}} , \left[\text{unde } C_{b0} = \frac{2 N_a A \frac{n_n}{n_n + p_p} l_0}{2 U_0} \right]$$

În funcție de profilul de impurități se obțin relații de forma:

$$C_b = \frac{C_{b0}}{\left(1 - \frac{U_D}{U_0}\right)^m}$$, cu m având valori între 0,3 și 0,5

De regulă, această capacitate are efect negativ, în sensul că întârzie răspunsul la frecvențe înalte. Dar există și o utilizare sub forma de diodă varicap.

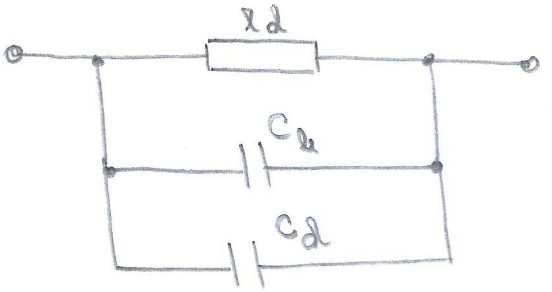
b 2) <u>capacitatea de difuzie</u> - este determinată de surplusul de sarcină obținut prin difuzie.

$$C_d = \frac{q}{kT}\tau_p i_D$$

~~Se constată că~~ : capacitatea de difuzie este proporțională cu curentul direct prin diodă.

Capacitatea de difuzie este mai importantă decât capacitatea de barieră în conducție directă și este neglijabilă la polarizarea inversă a diodei.

Circuitul echivalent al diodei la semnale mici și la frecvențe mari:



[În funcție de diferitele aplicații, se pot folosi modele simplificate. Astfel, la frecvențe joase, contează numai rezistența dinamică, iar la frecvențe mari contează numai capacitățile de barieră și de difuzie; în blocare, schema echivalentă se reduce la capacitatea de barieră.]

TBIP - MODELUL EARLY

Determinarea modelului Early se face presupunând aplicarea unor semnale variabile de nivel mic peste un regim de curent continuu realizându-se un regim cvasistaționar (cu semnale nu prea rapid variabile).

Se analizează mai întâi circuitul de intrare în care se ține seama de relația dintre curentul de intrare și cele două tensiuni aplicate pe joncțiuni.

a) Circuitul de intrare - se obține prin diferențierea ecuației ce reprezintă legătura dintre curentul de emitor (curentul de intrare) și tensiunile aplicate pe joncțiuni:

$$i_E = i_E(u_E, u_C)$$

Această relație se diferențiază în jurul unui PSF caracterizat prin parametrii $M(U_E, U_C, I_E, I_C)$:

$$\Delta i_E = \left.\frac{\partial i_E}{\partial u_E}\right|_M \Delta u_E + \left.\frac{\partial i_E}{\partial u_C}\right|_M \Delta u_C$$

Se explicitează Δu_E sub forma:

$$\Delta u_E = \frac{1}{\left.\frac{\partial i_E}{\partial u_E}\right|_M} \Delta i_E + \frac{1}{-\frac{\left.\frac{\partial i_E}{\partial u_E}\right|_M}{\left.\frac{\partial i_E}{\partial u_C}\right|_M}} \Delta u_C$$

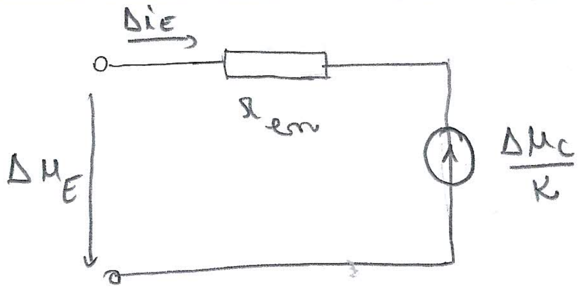
$$\boxed{\Delta u_E = r_{en} \Delta i_E + \frac{\Delta u_C}{K}}$$

r_{en} - rezistența naturală a emitorului

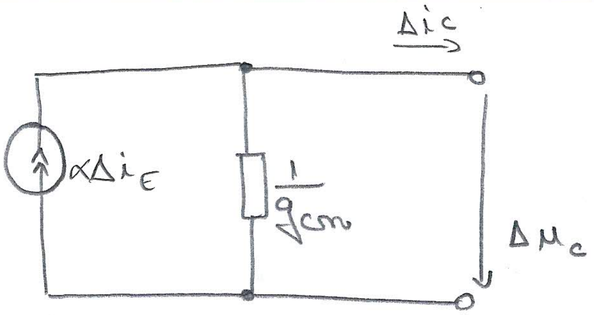
K - coeficientul de modulație a grosimii bazei.

$$r_{en} = \frac{0{,}026}{I_E} \text{ (valoare mică)}$$

K - valori tipice - $10^3 \div 10^5$ - valori relativ mari, adică influența ieșirii asupra intrării este un efect de ordinul al doilea



(Circuitul de intrare de tip Early)



(Circuitul de ieșire de tip Early)

b) Circuitul de ieșire - se deduce din relația fundamentală a tranzistorului în care se ține seama de dependența factorului de curent al tranzistorului de curentul de emitor și de tensiunea colector-emitor precum și de dependența curentului rezidual de tensiunea de colector-emitor:

$$i_C = \alpha_0 i_E + i_{C0} = \alpha_0 (i_E, u_C) i_E + i_{C0}(u_C)$$

Se diferențiază această relație în jurul unui PSF, M, și se obține:

$$\Delta i_C = \alpha_0 \Delta i_E + \left(i_E \frac{\partial \alpha_0}{\partial i_E} \right)_M \Delta i_E + \left(i_E \frac{\partial \alpha_0}{\partial u_C} \right)_M \Delta u_C + \left.\frac{\partial i_{C0}}{\partial u_C}\right|_M \Delta u_C$$

$$\Delta i_C = \left[\alpha_0 + \left(i_E \frac{\partial \alpha_0}{\partial i_E} \right)_M \right] \Delta i_E + \left[\left(i_E \frac{\partial \alpha_0}{\partial u_C} \right)_M + \left.\frac{\partial i_{C0}}{\partial u_C}\right|_M \right] \Delta u_C$$

Se poate scrie sub forma:

$$\boxed{\Delta i_C = \alpha \Delta i_E - g_{cm} \Delta u_C}$$

α - factor de amplificare în curent în conexiunea BC

g_{cm} - conductanța naturală a ~~emitorului~~, colectorului

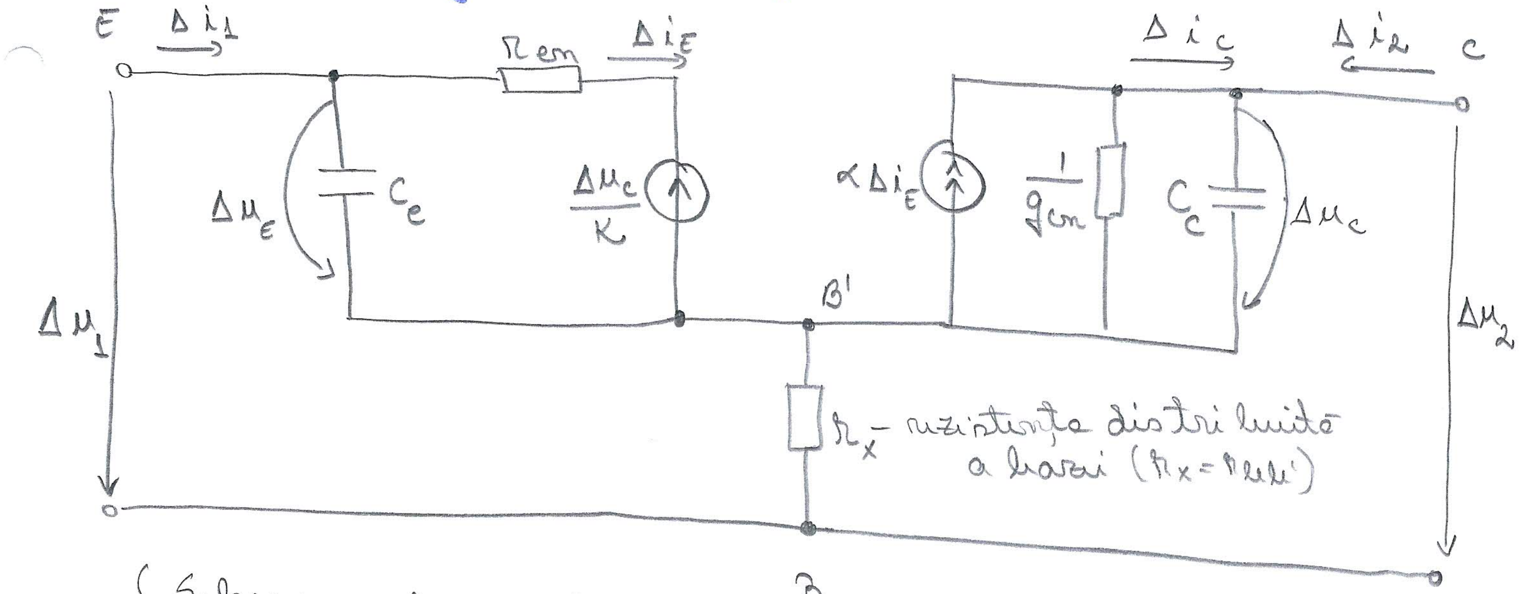
$$\alpha_0 = 1 - \frac{1}{2}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2 - \frac{w}{L_n} \cdot \frac{\sigma_n}{\sigma_p} \cong 1 - \frac{1}{2}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2$$

$$\frac{\partial \alpha_0}{\partial u_c} = -\frac{1}{2} \cdot 2 \cdot \frac{1}{L_p} \cdot \frac{w}{L_p} \cdot \frac{\partial w}{\partial u_c} = 2\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2\right)\frac{1}{w} \cdot \frac{\partial w}{\partial u_c} = -2(1-\alpha_0)\frac{1}{w} \cdot \frac{\partial w}{\partial u_c}$$

$$g_{cn} = -\left[\frac{\partial i_{co}}{\partial u_c}\Big|_M + \left(i_E \frac{\partial \alpha_0}{\partial u_c}\right)_M\right] = g_{co} + 2 i_E (1-\alpha_0)\frac{1}{w}\cdot\frac{\partial w}{\partial u_c}\Big|_M$$

$$g_{cn} = g_{co} + 2 i_E (1-\alpha_0)\frac{1}{w}\cdot\frac{\partial w}{\partial u_c}\Big|_M \frac{kT}{q}\,\frac{q}{kT} = g_{co} + \frac{2(1-\alpha_0)}{K r_{em}}$$

Având în vedere valorile mici ale lui g_{co}, precum și valoarea mare a factorului de modulație a grosimii bazei, K, se obțin valori mici pentru conductanța naturală a ~~emitorului~~ colectorului, de ordinul de mărime: $10^{-6} - 10^{-7}$ S, ce ce conferă tranzistorului bipolar caracterul de generator de curent și în regim dinamic.



(Schema echivalentă Early completată cu capacitățile joncțiunilor și cu rezistența distribuită a bazei)

Pentru circuitul Early elementele de circuit depind și de frecvență, ceea ce face dificilă utilizarea lui.

TBIP - MODELUL GIACOLETTO

Este un model pentru care parametrii nu depind de frecvență până la o valoare foarte mare a acestuia ($<0{,}5 f_\alpha$)

Se deduce din modelul Early care este dat de relațiile:

$$\begin{cases} \Delta u_E = r_{em} \Delta i_E + \dfrac{\Delta u_C}{K} & (1) \\ \Delta i_C = \alpha \Delta i_E - g_{cm} \Delta u_C & (2) \end{cases}$$

(1) se scrie astfel:

$$\Delta i_E = \frac{\Delta u_E}{r_{em}} - \frac{\Delta u_C}{K \cdot r_{em}}$$

sau astfel:

$$\Delta i_E = \frac{1-\alpha}{r_{em}} \Delta u_E + \frac{\alpha - \frac{1}{K}}{r_{em}} \Delta u_E + \frac{\Delta u_E - \Delta u_C}{K r_{em}} \quad (1')$$

(1') se rescrie utilizând notațiile specifice modelului Giacoletto:

$$\boxed{\Delta i_E = \frac{\Delta u_E}{r_\pi} + S \Delta u_E + \frac{\Delta u_E - \Delta u_C}{r_0}}$$

Analog, relația (2) a modelului Early se scrie:

$$\Delta i_C = \alpha \Delta i_E - g_{cm} \Delta u_C$$

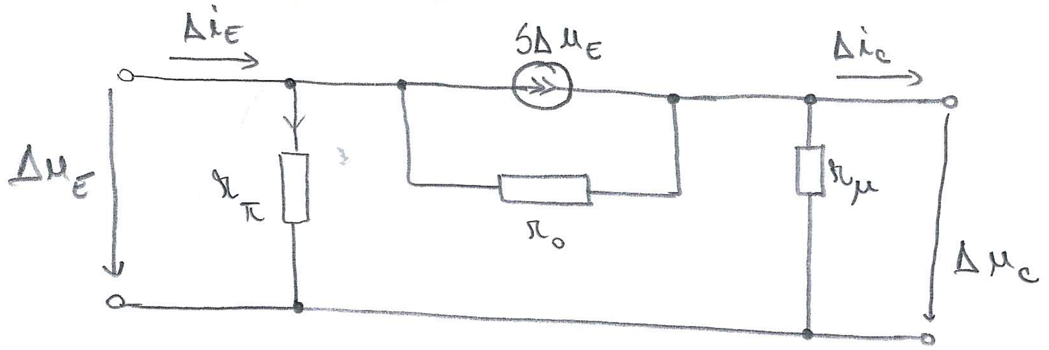
$$\Delta i_C = \alpha \left(\frac{\Delta u_E}{r_{em}} - \frac{\Delta u_C}{K \cdot r_{em}} \right) - g_{cm} \Delta u_C$$

$$\Delta i_C = \frac{\alpha - \frac{1}{K}}{r_{em}} \Delta u_E + \frac{\Delta u_E - \Delta u_C}{K \cdot r_{em}} - \left(g_{cm} - \frac{1-\alpha}{K \cdot r_{em}} \right) \Delta u_C \quad (2')$$

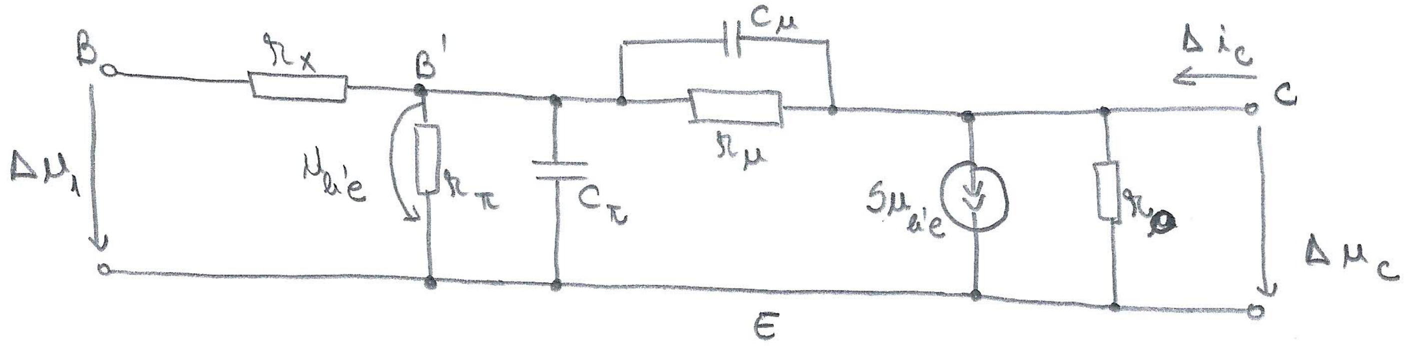
(2') se rescrie utilizând notațiile specifice modelului Giacoletto:

$$\boxed{\Delta i_C = S \Delta u_E + \frac{\Delta u_E - \Delta u_C}{r_0} - \frac{\Delta u_C}{r_\mu}}$$

Cele 2 relații obținute se desenează sub forma unui circuit:



Se desenează și circuitul echivalent Giacoletto pentru conexiunea emitor comun în care, în plus față de figura anterioară, s-au adăugat capacitățile joncțiunilor, precum și rezistența distribuită a bazei.



Interpretarea parametrilor:

Este utilă o discuție asupra parametrilor modelului Giacoletto pentru a vedea legătura acestora cu punctul static de funcționare (PSF).

- $$S = \frac{\alpha - \frac{1}{k}}{r_{en}} \cong \frac{\alpha}{r_{en}} \cong \frac{\alpha_0}{r_{en}} = \alpha_0 \frac{q}{kT} i_c \cong 40\, i_c$$

S - panta tranzistorului; se măsoară în $\frac{mA}{V}$; se calculează cu relația dată, atunci când curentul de colector din PSF se măsoară în mA

- când $i_c = 1mA \Rightarrow S = 40\,\frac{mA}{V}$.

- $$r_\pi = \frac{r_{en}}{1-\alpha} \cong \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot \frac{1}{S} = \frac{\beta}{S}$$

$r_\pi = \cancel{r_{be}}$ - reprezintă curentul local al joncțiunii emitor bază ; ~~este invers proporțională cu curentul de colector din PSF~~; are valori tipice de kΩ pentru i_c de ordinul mA ; pentru $i_c = 1mA$ și $\beta \cong \beta_0 = 100 \Rightarrow r_\pi = 2,5k\Omega$

$S r_\pi = \beta \cong \beta_0$ (legătura dintre 3 parametri importanți ai tranzistorului)

- $r_o = K r_{em} \cong K \frac{\alpha}{S} \cong K \frac{kT}{q i_c}$

r_o - rezistența internă a tranzistorului
- are valori tipice de $10^4 \ldots 10^5 \Omega$
- este puternic dependentă de curentul de colector din PSF și de frecvență.

- $$\frac{1}{r_\mu} = g_{cm} - \frac{1-\alpha}{K r_{em}} = g_{cm} - \frac{1-\alpha}{\alpha} \cdot \frac{1}{K} S = g_{co} + \frac{1-\alpha}{K r_{em}}$$

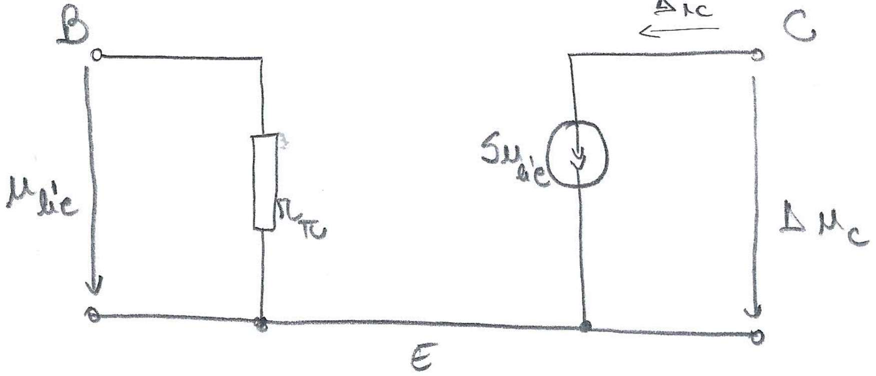
r_μ - contribuția joncțiunii colector bază blocate
- dependentă de PSF
- are valori tipice de $10^4 \ldots 10^5 \Omega$

- r_x - rezistența distribuită a bazei
  - are valori tipice de zeci-sute de Ω

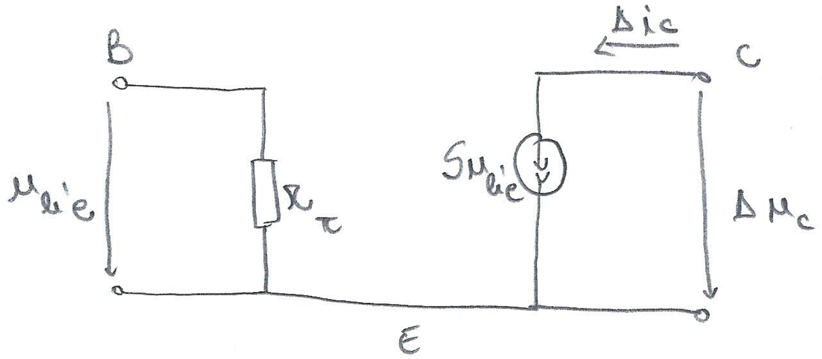
- C_π - capacitatea joncțiunii emitor bază cu valori tipice de $1 \div 10pF$
- C_μ - capacitatea joncțiunii colector bază cu valori tipice de $0,1 \div 5pF$

Având în vedere complexitatea schemei echivalente Giacoletto, adesea, se folosesc modele simplificate, în funcție de aplicația respectivă.

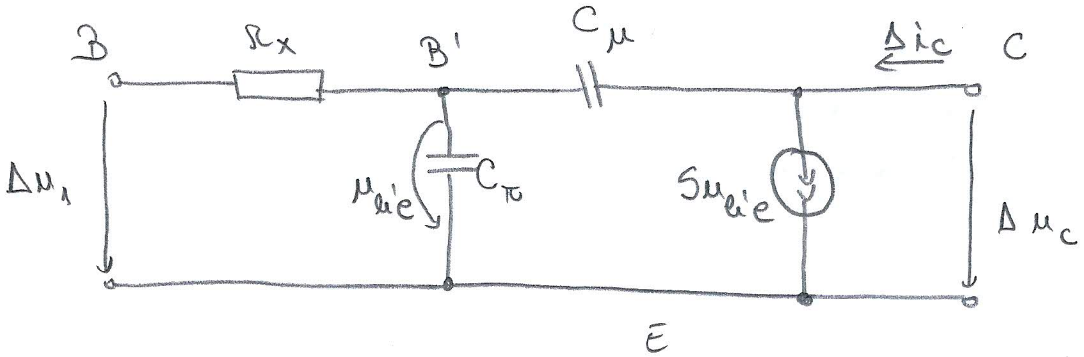
• Schema simplificată pentru frecvențe joase:



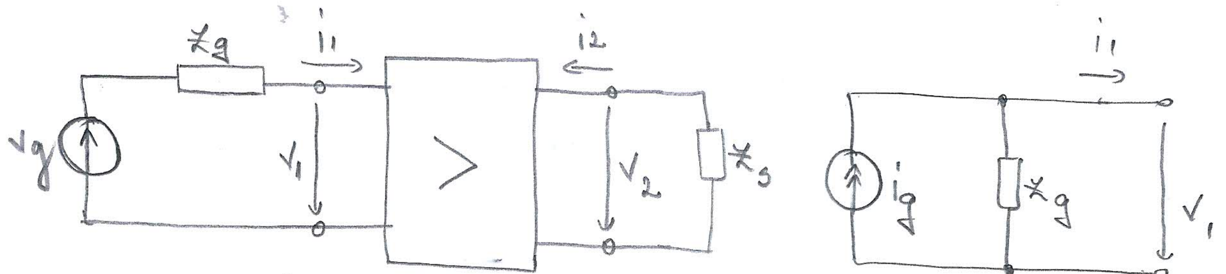
• Schema simplificată pentru amplificare mică:
(la fel ca sus)



• Schema simplificată pentru frecvențe înalte:



PARAMETRII de CUADRIPOL ai AMPLIFICATOARELOR



(Schema generală pt. un amplificator electronic)

• Mărimi ce caracterizează un amplificator

• amplificarea de tensiune

$$A_u = A = \frac{U_2}{U_1} \quad (\text{depinde de } Z_s)$$

• amplificarea de curent

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} \quad (\text{depinde de } Z_s)$$

• impedanța de intrare

$$Z_{int} = \frac{U_1}{i_1} \quad (\text{depinde de } Z_s)$$

• impedanța de ieșire:

$$Z_{ieș} = \frac{U_2}{i_2} \Bigg|_{E_g = 0;\ Z_g \neq 0;\ Z_s \to \infty}$$

(se anulează sursa de semnal, dar impedanța se internă Z_g rămâne în circuit)

• amplificarea globală de tensiune

$$A_{ug} = \frac{U_2}{E_g} \quad (\text{pentru excitație cu generator de tensiune})$$

• amplificarea globală de curent

$$A_{ig} = \frac{i_2}{i_g} \quad (\text{pentru excitație cu generator de curent})$$

- amplificarea de putere

$A_p = |A_u||A_i|$ (definită pentru sarcină rezistivă)

- amplificarea globală de putere

- definită ca raportul dintre puterea dată în sarcină și puterea debitată de sursa de semnal (în cele 2 situații de excitație posibile)

- Amplificator caracterizat prin parametrii de cuadripol

Orice amplificator, independent de structura sa, de numărul de elemente active sau pasive și de tipul acestora poate fi caracterizat global prin parametrii săi de cuadripol cu care se pot determina performanțele sale globale atunci când este comandat la intrare cu un generator de tensiune (sau de curent) și când lucrează pe o sarcină precizată, Z_s.

$$\boxed{\begin{cases} \underline{U}_1 = H_i \underline{I}_1 + H_r \underline{U}_2 \\ \underline{I}_2 = H_f \underline{I}_1 + H_o \underline{U}_2 \end{cases}}$$

Se pot scrie relațiile de legătură între mărimile de la intrarea și de la ieșirea circuitului:

$$\boxed{\begin{cases} \underline{U}_2 = -Z_s \underline{I}_2 \\ \underline{U}_g = \underline{U}_1 + Z_g \underline{I}_1 \\ \underline{I}_g = \dfrac{\underline{U}_1}{Z_g} + \underline{I}_1 \end{cases}}$$

Pentru circuitul de intrare, relațiile vor fi diferite, în funcție de modul de comandă a amplificatorului (cu generator de tensiune sau de curent)

- Amplificarea de curent:

$$\boxed{A_i = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = \frac{H_f}{1 + H_o Z_s}} \quad (1) \qquad \text{(se citi)}$$

- Impedanța de intrare

$\underline{U}_1 = H_i \underline{I}_1 + H_r \underline{U}_2$
dar $\underline{U}_2 = -Z_s \underline{I}_2$ $\Rightarrow$ $\underline{U}_1 = H_i \underline{I}_1 - H_r Z_s \underline{I}_2 = H_i \underline{I}_1 - H_r Z_s A_i \underline{I}_1$

$$\boxed{Z_{int} = \frac{U_1}{I_1} = H_i - H_r Z_s A_i} \quad (2) \quad \text{(se cere)}$$

sau:

$$\boxed{Z_{int} = H_i - H_r Z_s \cdot \frac{H_f}{1+H_o Z_s} = \frac{H_i + Z_s(H_i H_o - H_f H_r)}{1+H_o Z_s} = \frac{H_i + Z_s \Delta H}{1+H_o Z_s}} \quad (2')$$

(se cere)

- Amplificarea de tensiune:

$U_1 = Z_{int} \cdot I_1$

$U_2 = -Z_s \cdot I_2$

$$\Rightarrow \boxed{A_u = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{Z_s}{Z_{int}} \cdot A_i} \quad (3)$$

(se cere)

(3) – relație foarte importantă ce leagă 3 dintre mărimile ce caracterizează amplificatorul

sau

$$\boxed{A_u = -\frac{Z_s(\cancel{1+H_o Z_s}) \cdot H_f}{(H_i + Z_s \Delta H)(\cancel{1+H_o Z_s})} = -\frac{Z_s H_f}{H_i + Z_s \Delta H}} \quad (3') \quad \text{(se cere)}$$

(expresia generală a amplificării de tensiune a amplificatorului caracterizat prin parametrii de cuadripol)

- Amplificarea globală de tensiune:

$U_g = U_1 + Z_g I_1 = Z_{int} I_1 + Z_g I_1$

$U_2 = -Z_s I_2$

$$\Rightarrow \boxed{A_{ug} = \frac{U_2}{U_g} = -\frac{Z_s}{Z_s + Z_{int}} A_i} \quad (4) \quad \text{(nu cred că se cere)}$$

sau:

$$\boxed{A_{ug} = -\frac{Z_s H_f (\cancel{1+H_o Z_s})}{(\cancel{1+H_o Z_s})(H_i + Z_s \Delta H + Z_g(1+H_o Z_s))} = -\frac{Z_s H_f}{H_i + Z_s \Delta H + Z_g(1+H_o Z_s)}} \quad (4')$$

(nu cred că se cere)

Aceeaşi expresie se obţine şi dacă se observă că:

$$\boxed{A_{ug} = \frac{U_2}{U_g} = \frac{U_2}{U_1}\cdot\frac{U_1}{U_g} = A_u\cdot\frac{Z_{int}}{Z_{int}+Z_g}} \quad (4'')$$ (nu cred că se cere)

(s-a pus în evidenţă divizorul de tensiune între impedanţa Z_g şi impedanţa de intrare a amplificatorului)

- Amplificarea globală de curent

$$\boxed{A_{ig} = \frac{i_2}{i_g} = \frac{i_2}{i_1}\cdot\frac{i_1}{i_g} = A_i\,\frac{Z_g}{Z_g+Z_{int}}} \quad (5)$$ (nu cred că se cere)

(s-a pus în evidenţă divizorul de curent între impedanţa Z_g şi impedanţa de intrare a amplificatorului)

$$\boxed{A_{ig} = \frac{H_f Z_g}{Z_g(1+H_o Z_s)+H_i+Z_s\Delta H}} \quad (5')$$ (nu cred că se cere)

- Impedanţa de ieşire:

În cea de privinţă $Z_{ieş}$, în ambele cazuri se anulează generatorul de tensiune (sau de curent), dar impedanţa sa internă rămâne în circuit. Rezultă:

$$\left.\begin{aligned} &U_1 = -Z_g i_1 \\ \text{dar } &U_1 = H_i i_1 + H_r U_2 \end{aligned}\right| \Rightarrow i_1 = -\frac{H_r U_2}{Z_g+H_i}$$

$$i_2 = H_f i_1 + H_o U_2 \Rightarrow i_2 = -\frac{H_f H_r U_2}{Z_g+H_i} + H_o U_2$$

$$\boxed{Z_{ieş} = \left.\frac{U_2}{i_2}\right|_{\substack{U_g,\, i_g=0\\ Z_g\neq 0}} = \frac{H_i+Z_g}{\Delta H+Z_g H_o}} \quad (6)$$ (se cere)

Se pot distinge 2 cazuri particulare:

(a) comanda cu generator ideal de tensiune ($Z_g = 0$)

$$Z_{ieş}\Big|_{Z_g=0} = \frac{H_i}{\Delta H}$$

(b) comanda cu generator ideal de curent ($Z_g \to \infty$)

$$Z_{ieş}\Big|_{Z_g\to\infty} = \frac{1}{H_o}.$$

• <u>Amplificarea de putere</u>

$$A_p = |A_u||A_i|$$ (nu cred că se cere)

Relaţiile pot fi folosite pentru orice amplificator caracterizat prin parametrii H, indiferent de structura sa.

Aşadar, pentru circuitele elementare (EM, BM, CM), A_u, A_i, Z_{int}, $Z_{ieş}$ vor fi determinate cu relaţiile 3' şi 1, în care, în locul parametrilor H, vor fi introduşi parametrii hibrizi corespunzători. În funcţie de circuitele concrete de polarizare vor putea fi determinate A_{ug} sau A_{ig} şi apoi A_p numai pentru sarcini rezistive.

Având în vedere faptul că impedanţele de intrare şi de ieşire sunt afectate, uneori în mod esenţial, de rezistenţele din circuitele de polarizare în c.c, Z_{int} a schemei de principiu va fi notată cu Z_i (pentru schema EM), respectiv cu Z_{ib} (pentru schema BM) şi Z_{ic} (pentru schema CM) şi va fi calculată cu relaţia (2').

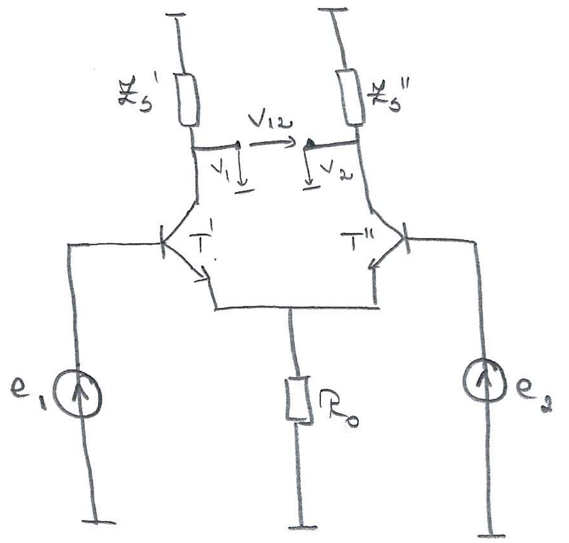
Similar, impedanţa de ieşire a schemei de principiu va fi notată cu Z_o (pentru EM), Z_{ob} (pentru BM) şi Z_{oc} (pentru CM) şi va fi calculată cu relaţia (6).

AMPLIFICATORUL DIFERENȚIAL cu TBIP

– deducerea amplificării de tensiune –

Caracteristica principală a AD este faptul că are două intrări și o ieșire și amplifică semnalele în antifază (de mod diferențial) și rejectează semnalele în fază (de mod comun)

Schema de principiu:



$$\begin{cases} u_1 = A_u' \cdot \dfrac{R_1}{R_1+R_2}\left(v_{id} + \dfrac{v_{ic}}{R_1}\right) \\ u_2 = A_u'' \cdot \dfrac{R_1}{R_1+R_2}\left(-v_{id} + \dfrac{v_{ic}}{R_2}\right) \\ u_{12} = \dfrac{A_u' \cdot R_1 + A_u'' \cdot R_2}{R_1+R_2} \cdot v_{id} + \dfrac{A_u' - A_u''}{R_1+R_2} v_{ic} \end{cases}$$

Cazuri particulare pentru amplificarea de tensiune

(*) Cazul AD simetric:

$$\begin{cases} T' \equiv T'' \Rightarrow h_f' = h_f'' = h_f \\ i_c' = i_c'' \Rightarrow h_i' = h_i'' = h_i \\ Z_s' = Z_s'' = Z_s \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} A_u' = A_u'' = A_u = -\dfrac{h_f Z_s}{h_i + \Delta h Z_s} \\ R_1 = R_2 = R \end{cases}$$

Rezultă: $\begin{cases} u_1 = \frac{1}{2} A_u \left(v_{id} + \frac{v_{ic}}{r} \right) \\ u_2 = \frac{1}{2} A_u \left(-v_{id} + \frac{v_{ic}}{r} \right) \\ u_{12} = A_u \cdot v_{id} \end{cases}$

(influență mică a tensiunii de mod comun $\Rightarrow r \to \infty$)

(*) Excitație diferențială simetrică

$\begin{cases} e_1 - e_2 = v_{id} \\ e_1 + e_2 = 0 \Rightarrow v_{ic} = 0 \end{cases}$

Rezultă:

$$\begin{cases} u_1 = A_u' \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{id} \\ u_2 = -A_u'' \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_{id} \\ u_{1-2} = \frac{A_u' \cdot R_1 + A_u'' \cdot R_2}{R_1 + R_2} v_{id} \end{cases}$$

Se notează amplificarea diferențială:

$$\begin{cases} A_d' = A_u' \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\ A_d'' = A_u'' \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \end{cases}$$

Rezultă: $\begin{cases} u_1 = A_d' \cdot v_{id} \\ u_2 = -A_d'' \cdot v_{id} \end{cases}$

În cazul unui AD simetric: $A_d' = A_d'' = A_d = \frac{1}{2} A_u$

(*) Excitație diferențială nesimetrică

$\begin{cases} e_1 = v_{id} \\ e_2 = 0 \Rightarrow v_{ic} = \frac{v_{id}}{2} \end{cases}$

Rezultă:

$$U_1 = A_u' \cdot \frac{R_1}{R_1+R_2}\left(v_{id} + \frac{v_{id}}{2R_1}\right) = A_d'\left(v_{id} + \frac{v_{id}}{2R_1}\right) =$$

$$= A_d' v_{id} \cdot \frac{2R_1+1}{2R_1} \cong A_d' v_{id}$$

- Se constată că, în cazul unui factor de rejecție mare, se obține practic aceeași amplificare ca și în cazul excitației simetrice.
- Se mai observă că, în cazul unui circuit simetric, $A_d = \frac{A_u}{2}$, ceea ce înseamnă că, pentru ieșire nesimetrică, se pierde jumătate din amplificarea pe care e capabil să o asigure tranzistorul T'.

Excitație pe modul comun

$$\begin{cases} e_1 - e_2 = 0 \Rightarrow v_{id} = 0 \\ e_1 = e_2 = v_{ic} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} U_1 = A_u' \cdot \frac{1}{R_1+R_2} \cdot v_{ic} \\ U_2 = A_u'' \cdot \frac{1}{R_1+R_2} \cdot v_{ic} \end{cases}$$

Se notează amplificările de mod comun:

$$\begin{cases} A'_{MC} = \frac{A_u'}{R_1+R_2} \\ A''_{MC} = \frac{A_u''}{R_1+R_2} \end{cases}$$

Rezultă: $\begin{cases} U_1 = A'_{MC}\, v_{ic} \\ U_2 = A''_{MC} \cdot v_{ic} \\ U_{1-2} = (A'_{MC} - A''_{MC})\, v_{ic} \end{cases}$

În cazul unui AD simetric $\Rightarrow A'_{MC} = A''_{MC} = A_{MC} = \frac{A_u}{2R}$

Din cele 2 moduri de excitație (simetrică și comun) se poate scrie pentru un circuit simetric: $\begin{cases} U_1(v_{id}) = A_d \cdot v_{id} \\ U_1(v_{ic}) = A_{MC} \cdot v_{ic} \end{cases}$

• Rezultă că, pentru a produce același efect la ieșire este necesar ca: $r \cdot V_{id} = V_{ic}$, ceea ce înseamnă că aceeași tensiune de ieșire este realizată de o tensiune de mod comun ~~de r ori~~ la intrare de r ori mai mare decât tensiunea pe mod diferențial la intrare.

• Raportul dintre tensiunea de mod comun și tensiunea de mod diferențial de la intrare care provoacă același efect la ieșire se numește factor de rejecție a modului comun (CMR)

AMPLIFICATORUL DIFERENȚIAL cu TBIP

– Deducerea impedanțelor de intrare –

- Caracteristici AD
- Schema de principiu

- Expresiile curenților de intrare:

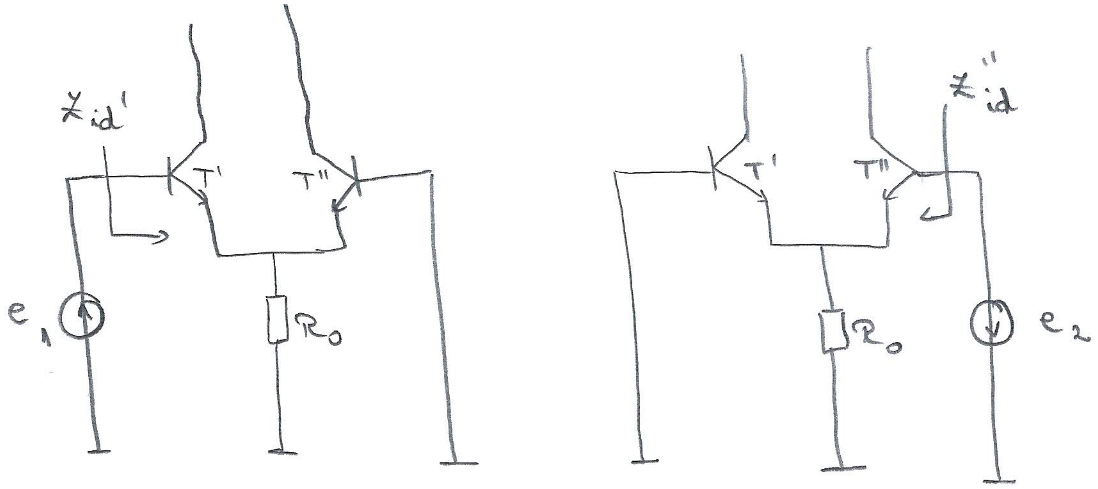
$$\begin{cases} i_b' = \dfrac{1}{Z_i'} \cdot \dfrac{R_1}{R_1+R_2}\left(v_{id} + \dfrac{v_{ic}}{R_1}\right) \\ i_b'' = \dfrac{1}{Z_i''} \cdot \dfrac{R_2}{R_1+R_2}\left(-v_{id} + \dfrac{v_{ic}}{R_2}\right) \end{cases}$$

în care:

$$\begin{cases} Z_i' = \dfrac{h_i' + Z_s' \Delta h'}{1 + h_o' Z_s'} \cong h_i' \\ Z_i'' = \dfrac{h_i'' + Z_s'' \Delta h''}{1 + h_o'' Z_s''} \cong h_i'' \end{cases}$$

Cazuri particulare:

(*) excitație nesimetrică (impedanța de intrare diferențială)



a) $\begin{cases} e_1 = v_{id} \\ e_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow v_{ic} = \dfrac{v_{id}}{2}$

Impedanța de intrare diferențială va fi:

$$Z_{id}' = \frac{e_1}{i_i'} = \frac{v_{id}}{\frac{1}{Z_i'}\cdot\frac{R_1}{R_1+R_2}\left(v_{id}+\frac{v_{id}}{2R_1}\right)} = \frac{\cancel{v_{id}}}{\frac{1}{Z_i'}\cdot\frac{R_1}{R_1+R_2}\cdot\cancel{v_{id}}\cdot\frac{2R_1+1}{2R_1}} =$$

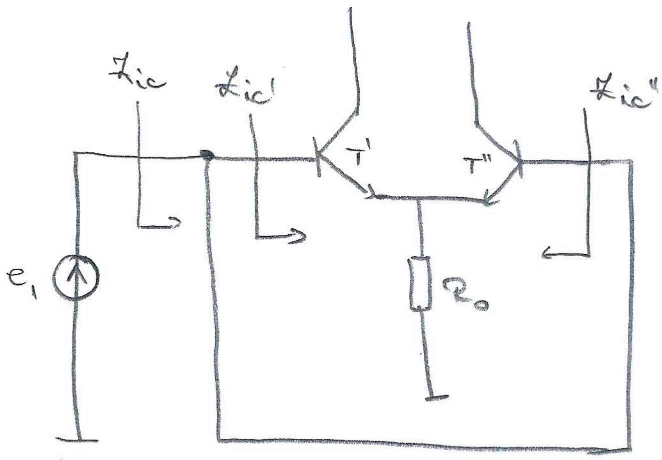
$$= Z_i'\cdot\frac{R_1+R_2}{R_1}\cdot\frac{2R_1}{2R_1+1} \cong Z_i'\cdot\frac{R_1+R_2}{R_1}$$

e) $\begin{cases} e_1 = 0 \\ e_2 = v_{id} \end{cases} \Rightarrow v_{ic} = \frac{v_{id}}{2}$

$$\Rightarrow Z_{id}'' = \frac{e_2}{i_i''} = Z_i''\cdot\frac{R_1+R_2}{R_2}.$$

Pentru un circuit simetric: $Z_{id}' = Z_{id}'' = 2Z_i$

(*) Excitație pe modul comun (impedanța de intrare pe modul comun)



$\begin{cases} v_{id} = 0 \\ e_1 = e_2 = v_{ic} \end{cases}$

$$\begin{cases} i_e' = \dfrac{1}{Z_i'} \cdot \dfrac{\cancel{R_1}}{R_1+R_2} \cdot \dfrac{v_{ic}}{\cancel{R_1}} = \dfrac{v_{ic}}{Z_i'(R_1+R_2)} \\[2ex] i_e'' = \dfrac{1}{Z_i''} \cdot \dfrac{\cancel{R_2}}{R_1+R_2} \cdot \dfrac{v_{ic}}{\cancel{R_2}} = \dfrac{v_{ic}}{Z_i''(R_1+R_2)} \end{cases}$$

Rezultă:

$$\begin{cases} Z_{ic}' = \dfrac{e_1}{i_e'} = \dfrac{v_{ic}}{\dfrac{v_{ic}}{Z_i'(R_1+R_2)}} = Z_i'(R_1+R_2) \\[3ex] Z_{ic}'' = \dfrac{e_1}{i_e'} = \dfrac{v_{ic}}{\dfrac{v_{ic}}{Z_i''(R_1+R_2)}} = Z_i''(R_1+R_2) \end{cases}$$

Impedanța de intrare pe modul comun va fi:

$$Z_{ic} = Z_{ic}' \| Z_{ic}'' = (R_1+R_2)\, Z_i' \| Z_i''$$

Pentru circuitul simetric: $Z_{ic} = 2R \cdot \dfrac{Z_i}{2} = R Z_i$,

unde $Z_i = \dfrac{h_i + \Delta h Z_s}{1 + h_o Z_s}$

• Pentru obținerea unor relații utile pentru impedanțele de intrare, se calculează coeficienții de rejecție:

$$r_1 = \frac{1+k_1}{2(1-k_1)} = \frac{1 + \dfrac{R_0}{R_0 + Z_{ie}''}}{2\left(1 - \dfrac{R_0}{R_0 + Z_{ie}''}\right)} = \frac{2R_0 + Z_{ie}''}{2 Z_{ie}''} = \frac{1}{2} + \frac{R_0}{Z_{ie}''}$$

Dar $Z_{ie}'' = \dfrac{h_i''}{h_f''}$ $\Rightarrow \begin{cases} r_1 \cong R_0 \dfrac{h_f''}{h_i''} \\[2ex] r_2 \cong R_0 \dfrac{h_f'}{h_i'} \end{cases}$

Se recalculează impedanțele de intrare diferențiale:

$$Z_{id}' = Z_i' \cdot \frac{r_1 + r_2}{r_1} = Z_i' \cdot \frac{\frac{\cancel{R_0} h_f''}{h_i''} + \frac{\cancel{R_0} h_f'}{h_i'}}{\frac{\cancel{R_0} h_f''}{h_i''}} =$$

$$= \cancel{Z_i'} \cdot \frac{h_i' h_f'' + h_i'' h_f'}{\cancel{h_i'} \cancel{h_f''}} \cdot \frac{\cancel{h_i''}}{h_f''} = h_i' + h_i'' \cdot \frac{h_f'}{h_f''}$$

$$Z_{id}'' = h_i'' + h_i' \cdot \frac{h_f''}{h_f'}$$

Dacă tranzistoarele sunt identice $(h_f' = h_f'') \Rightarrow$

$$\Rightarrow Z_{id}' = Z_{id}'' = h_i' + h_i''$$

Se recalculează impedanțele de intrare de mod comun:

$$Z_{ic}' = Z_i'(r_1 + r_2) = h_i'\left(R_0 \frac{h_f''}{h_i''} + R_0 \frac{h_f'}{h_i'}\right) =$$

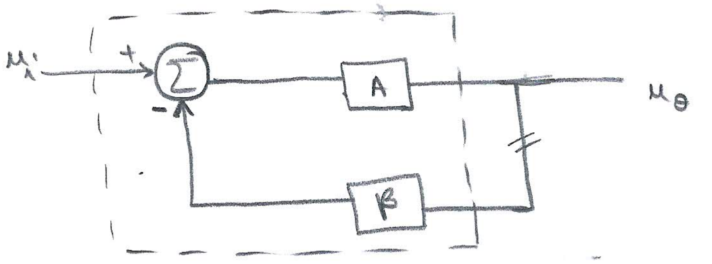
$$= R_0 h_f' + R_0 h_f'' \cdot \frac{h_i'}{h_i''}$$

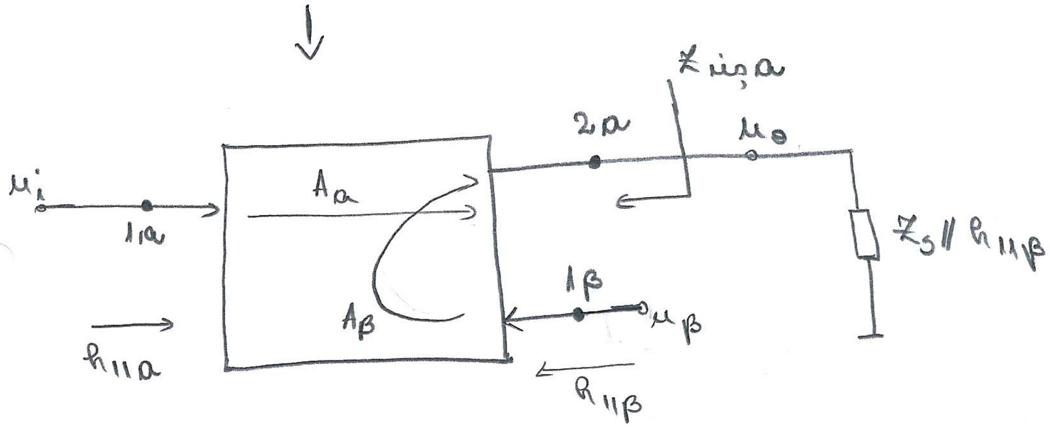
$$Z_{ic}'' = R_0 h_f'' + R_0 h_f' \cdot \frac{h_i''}{h_i'}$$

$$Z_{ic} = Z_{ic}' \| Z_{ic}''$$

Pentru un circuit simetric $\Rightarrow \left| \begin{array}{l} Z_{ic}' = Z_{ic}'' = 2 h_f R_0 \\ Z_{ic} = h_f R_0 \end{array} \right.$

REACȚIA SERIE
-Teoria triport-





- $h_{11a} = \left.\dfrac{u_i}{i_i}\right|_{2a,1\beta\,\perp}$

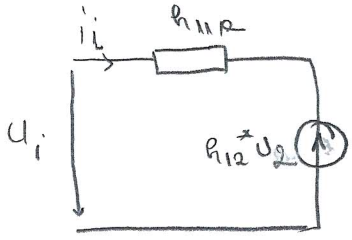
- $h_{11\beta} = \left.\dfrac{u_\beta}{i_\beta}\right|_{1a,2a\,\perp}$

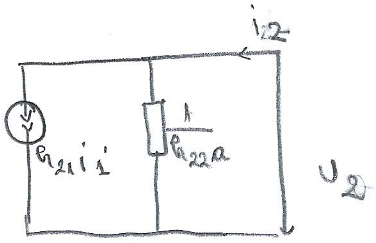
- $Z_{ieș\,a} = \left.\dfrac{u_o}{i_o}\right|_{1a,1\beta\,\perp}$

- $u_o = u_o(u_i)\Big|_{u_\beta=0} + u_o(u_\beta)\Big|_{u_i=0} =$

$$= u_i \cdot A_a(h_{11\beta}\|Z_s) + \underset{\substack{\uparrow\\ u_o}}{u_\beta} \cdot A_\beta(h_{11\beta}\|Z_s)$$

- $$\boxed{A_u(Z_s) = \frac{u_o}{u_i} = \frac{A_a(h_{11\beta}\|Z_s)}{1 - A_\beta(h_{11\beta}\|Z_s)}}$$



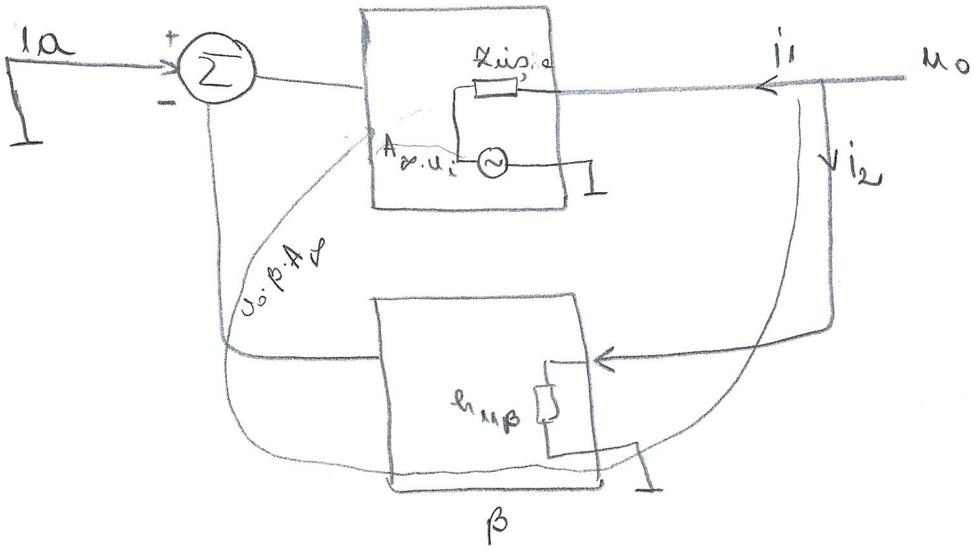


$$U_i = h_{11e} i_i + h_{12}^* U_2$$

$$\boxed{Z_{int} = \frac{U_i}{i_i} = \frac{U_i}{\frac{U_i - h_{12}^* U_2}{h_{11e}}} = \frac{U_i h_{11e}}{U_i - h_{12}^* U_2} = \frac{h_{11e}}{1 - h_{12}^* A_u(Z_s)}}$$

$$U_i = h_{11e} i_i + h_{12}^* U_2$$

$$\Rightarrow h_{12}^* = \frac{U_i}{U_2}\Big| = \frac{U_i}{U_\beta}\Big|_{\substack{i_i=0\\ u_2=0}}$$



$$Z_{ies} = \frac{u_o}{i_1 + i_2} = \frac{U_o}{\frac{U_o - A_\infty \cdot \beta \cdot U_o}{Z_{ies,e}} + \frac{U_o}{h_{11\beta}}} = \frac{h_{11\beta} Z_{ies,e}}{h_{11\beta} + Z_{ies,e} - A_\infty \beta h_{11\beta}}$$

$$= \frac{h_{11\beta} \| Z_{ies,e}}{1 - A_\beta(h_{11\beta})}, \text{ unde } A_\beta(h_{11\beta}) = \ldots$$

$$Z_{ies} = \frac{h_{11\beta} Z_{ies,e}}{h_{11\beta} + Z_{ies,e}} \cdot \frac{1}{1 - \underbrace{\frac{A_\infty \beta h_{11\beta}}{h_{11\beta} + Z_{ies,e}}}_{\to A_\beta(h_{11\beta})}}$$