

Etaj de amplificare elementar cu tranzistor bipolar în conexiune emitor comun

Circuitul echivalent natural π - hibrid (Giacoletto).....	1
Etaj de polarizare cu TB in conexiune emitor comun.....	2
Analiza de punct static de functionare	2
Raspunsul circuitului la frecvente medii.....	3
Raspunsul circuitului la frecvente joase.....	4
Raspunsul circuitului la înalta frecventa	6
Simulare SPICE.....	7
Punctul static de functionare (PSF) si parametrii de model pentru tranzistor:.....	7
Diagramele Bode de modul si faza	8
Calcul simbolic.....	8
PSF.....	8
Analiza la semnal mic	9
Aproximarea in banda	10
Aproximarea la joasa frecventa.....	10
Aproximarea la frecventa inalta	11

Circuitul echivalent natural π - hibrid (Giacoletto)

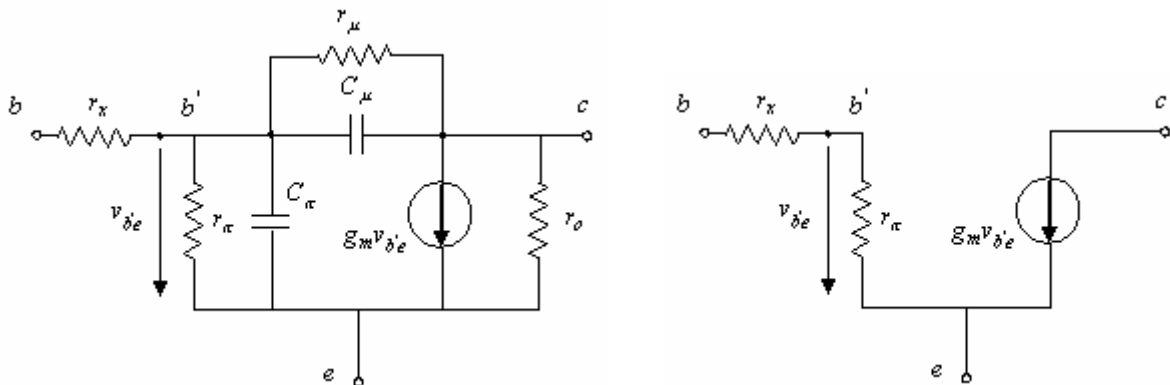


Fig. 1. Modelul de semnal mic natural π - hibrid al tranzistorului bipolar

Este cel mai utilizat circuit echivalent de semnal mic, valabil în toate conexiunile în care poate funcționa tranzistorul bipolar. Elementele sale au semnificații fizice clare, nu depind de frecvență și pot fi determinate ușor experimental.

Parametrii principali ai circuitului π - hibrid sunt:

1. Transconductanța (panta): $g_m = \frac{I_C}{U_T} \approx 40I_C \text{ (mA/V)}, \text{ cu } I_C [\text{mA}].$
2. Rezistența de intrare: $r_p = \frac{\beta}{g_m}$
3. Rezistența de ieșire: $r_o \approx \frac{U_A}{I_C}$ în care U_A este tensiunea Early.
4. Rezistența de reacție (colector-bază): $r_m = \beta r_o$

Etaj de polarizare cu TB in conexiune emitor comun

In schema din Fig.2 se prezinta amplificatorul în conexiune emitor comun, atacat de o sursa de semnal V_g cu rezistenta interna R_g si lucrând pe o sarcina rezistiva R_s , cuplata prin condensatorul de cuplaj C_s .

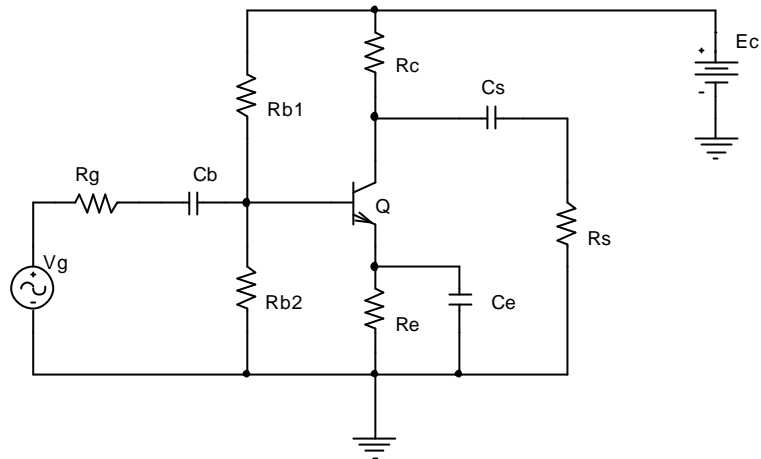


Fig. 2. Etaj de amplificare în conexiune emitor comun

Analiza de punct static de functionare

Se calculeaza sursa echivalenta de tensiune si rezistenta echivalenta în baza tranzistorului:

$$E_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} E_C, \quad R_B = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad \text{I. 1}$$

Curentul de colector se poate scrie:

$$I_C = \mathbf{b} I_B + (\mathbf{b} + 1) I_{CB_0} \quad \text{I. 2}$$

Pe circuitul de intrare aplicam K II:

$$E_B = V_{BE} + R_B I_B + R_E (I_C + I_B) = V_{BE} + (R_B + (\mathbf{b} + 1) R_E) I_B \quad \text{I. 3}$$

Eliminând variabila I_B între ecuatiile de mai sus, se obtine expresia exacta a curentului de colector:

$$I_C = \frac{\mathbf{b} (E_B - V_{BE}) + (\mathbf{b} + 1) (R_B + (\mathbf{b} + 1) R_E) I_{CB_0}}{R_B + (\mathbf{b} + 1) R_E} \quad \text{I. 4}$$

Termenul in I_{CB_0} este neglijabil la temperaturi normale, mai ales la tranzistoare cu siliciu, astfel încât se poate aproxima:

$$I_C \approx \frac{\mathbf{b} (E_B - V_{BE})}{R_B + (\mathbf{b} + 1) R_E} \quad \text{I. 5}$$

Tensiunea colector-emitor rezulta din relatia:

$$V_{CE} = E_C - R_C I_C - R_E I_E \approx E_C - (R_C + R_E) I_C \quad \text{I. 6}$$

Relatiile se pot utiliza pentru determinarea rapida a punctului static de functionare (PSF).

Rezistenta din emitor R_E are un rol important în stabilizarea PSF la variatiile temperaturii (a mediului ambiant si datorate încălzirii dispozitivului în cursul functionarii), actionând printr-un mecanism de reactie negativa serie în curent continuu. De asemenea, R_E reduce deplasarea PSF proiectat datorata dispersiei tehnologice a dispozitivului activ (parametrii \mathbf{b} , I_{CB_0}) si a tolerantelor elementelor pasive (rezistentele de polarizare). Astfel, R_E are în general un efect de *desensibilizare* a PSF. Pentru aceasta, la proiectare trebuiesc îndeplinite conditiile:

$$(\mathbf{b} + 1)R_E \gg R_B, R_E I_C \gg V_{BE}$$

Cunoscând valoarea lui I_C , se pot calcula parametrii circuitului de semnal mic g_m, r_p, r_o cu relatiile descrise în breviarul teoretic.

Exemplu de calcul:

Se considera urmatoarele valori ale elementelor schemei:

$$R_{B1} = 36k\Omega; R_{B2} = 15k\Omega; R_E = 2k\Omega; R_C = 2k\Omega; R_S = 2k\Omega;$$

$$C_B = C_E = 5mF; C_S = 100mF; E_C = 10V;$$

Pentru tranzistorul Q se considera în calcule $\mathbf{b} = 100; V_{BE} = 0.6V$

Se obtin urmatoarele valori de punct static de functionare:

$$I_C = 1.1mA; g_m = 44mA/V; r_p = 2.27k\Omega;$$

Raspunsul circuitului la frecvente medii

Schema de semnal mic a întregului etaj de amplificare se prezinta în Fig.3. Condensatoarele de cuplaj-separare C_B, C_E si C_S sunt considerate de reactanta neglijabila (scurtcircuit pe semnal) la frecventa de lucru. Modelul de semnal mic se considera simplificat, condensatoarele C_p, C_m se considera de reactanta neglijabila iar r_m este ∞ . Rezistenta r_o apare în paralel cu rezistentele R_C si R_S iar $r_o \gg R_C, R_S$ si atunci se poate neglija.

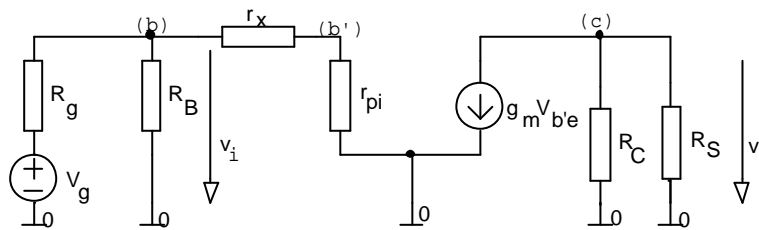


Fig. 3. Schema de semnal mic a etajului în conexiune emitor comun aproximatala frecvente medii

Se pot scrie relatiile:

$$v_o = -\mathbf{b}i_b (R_C \parallel R_S) \tag{I. 7}$$

$$v_i = (r_x + r_p) i_b \tag{I. 8}$$

Se obtine expresia amplificarii în mijlocul benzii (la frecvente medii) fata de intrare:

$$A_{ui} = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{\mathbf{b}(R_C \parallel R_S)}{(r_x + r_p)} \approx -g_m (R_C \parallel R_S) = -g_m R_{se} \tag{I. 9}$$

si cu $R_{se} = (R_C \parallel R_S)$ am notat (rezistenta echivalenta din colector pe semnal).

Daca etajul de amplificare lucreaza în gol ($R_s \rightarrow \infty$), rezulta:

$$A_{ui} = -g_m R_C \quad \text{I. 10}$$

Rezistenta de intrare în tranzistor este:

$$R_{it} = r_x + r_p \quad \text{I. 11}$$

Rezistenta de intrare în etaj este:

$$R_i = R_B \parallel R_t = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel R_{it} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel (r_x + r_p) \quad \text{I. 12}$$

Amplificarea în tensiune fata de generator va fi:

$$A_{ug} = \frac{v_o}{v_g} = A_{ui} \frac{v_i}{v_g} = A_{ui} \frac{R_i}{R_i + R_g} \approx -g_m R_{se} \frac{R_i}{R_i + R_g} \quad \text{I. 13}$$

In cazul unei surse ideale de tensiune, $R_g = 0$ si $A_{ug} = A_{ui}$.

Raspunsul circuitului la frecvente joase

In Fig.4 se prezinta schema echivalenta de semnal la frecvente joase, în care apar si capacitatile de cuplaj-separare din circuit. Pentru modelul tranzistorului în semnal mic se neglijeaza reactantele C_p , C_m si rezistentele r_m si r_0 au valori mari si pot fi neglijate.

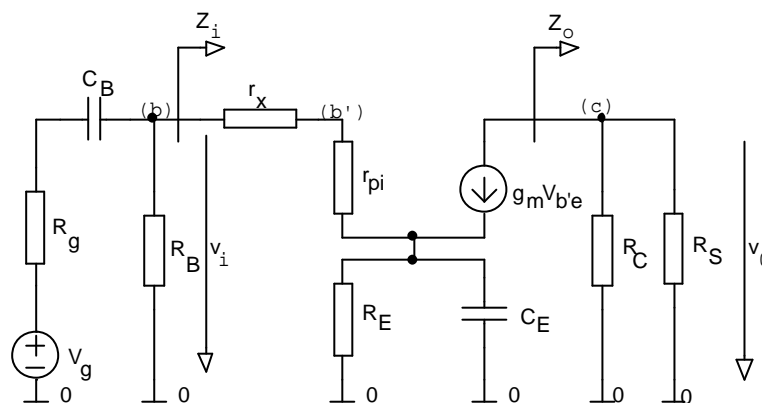


Fig. 4. Schema de semnal a etajului emitor comun la frecvente joase

Pentru impedanta Z_s se obtine expresia:

$$Z_s(s) = R_C \parallel \left(R_S + \frac{1}{sC_S} \right) = \frac{R_C (1 + sC_S R_S)}{1 + sC_S (R_C + R_S)} \quad \text{I. 14}$$

Impedanta grupului $R_E \parallel C_E$ din emitor este:

$$Z_E(s) = R_E \parallel \left(\frac{1}{sC_E} \right) = \frac{R_E}{1 + sR_E C_E} \quad \text{I. 15}$$

Utilizând expresia de mai sus, rezulta impedanta de intrare Z_i vazuta în baza tranzistorului:

$$Z_i(s) = \frac{v_i}{i_b} = r_p + r_x + (\mathbf{b} + 1) Z_E(s) \quad \text{I. 16}$$

Rezulta urmatoarea expresie:

$$Z_i(s) = \frac{r_p + r_x + (\mathbf{b} + 1) R_E + sC_E R_E (r_p + r_x)}{1 + sC_E R_E} \quad \text{I. 17}$$

sau în forma mai convenabila:

$$Z_i(s) = (r_p + r_x + (b+1)R_E) \cdot \frac{1 + s \frac{C_E R_E (r_p + r_x)}{r_p + r_x + (b+1)R_E}}{1 + s C_E R_E} \quad \text{I. 18}$$

Daca se definesc urmatoarele pulsatii caracteristice:

$$w_1 = \frac{1}{C_S R_S}; \quad w_2 = \frac{1}{C_S (R_C + R_S)}; \quad w_3 = \frac{r_p + r_x + (b+1)R_E}{(r_p + r_x)R_E C_E}; \quad w_4 = \frac{1}{R_E C_E} \quad \text{I. 19}$$

rezulta expresiile impedantelor Z_s si Z_i în functie de pulsatiile w_1, w_2 , respectiv w_3, w_4 :

$$Z_s(s) = R_C \frac{1 + \frac{s}{w_1}}{1 + \frac{s}{w_2}} \quad Z_i(s) = (r_p + r_x + (b+1)R_E) \cdot \frac{1 + \frac{s}{w_3}}{1 + \frac{s}{w_4}} \quad \text{I. 20}$$

Tensiunile de la intrare si iesire se pot exprima:

$$v_i = Z_i(s) i_b \quad \text{I. 21}$$

$$v_o = -Z_s(s) i_c = -Z_s(s) b i_b$$

Amplificarea în tensiune fata de intrare este:

$$A_{ui}(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} = -\frac{b Z_s(s)}{Z_i(s)} \quad \text{I. 22}$$

Utilizând relatia (27) si trecând la variabila pulsatie w , se poate scrie sub forma:

$$A_{ui}(s) = -\frac{b R_C}{r_p + r_x + (b+1)R_E} \cdot \frac{1 + \frac{s}{w_1}}{1 + \frac{s}{w_2}} \cdot \frac{1 + \frac{s}{w_4}}{1 + \frac{s}{w_3}} \quad \text{I. 23}$$

Daca se doreste exprimarea în functie de variabila complexa s , amplificarea ia forma:

$$A_{ui}(s) = -\frac{b R_C}{r_p + r_x + (b+1)R_E} \cdot \frac{w_2 w_3}{w_1 w_4} \cdot \frac{(s+w_1)(s+w_4)}{(s+w_2)(s+w_3)} \quad \text{I. 24}$$

sau echivalent:

$$A_{ui}(s) = -\frac{b R_C R_S}{(R_C + R_S)(r_p + r_x)} \cdot \frac{(s+w_1)(s+w_4)}{(s+w_2)(s+w_3)} \quad \text{I. 25}$$

In expresia raspunsului în frecventa al etajului în conexiune emitor comun se pun în evidenta zerourile w_1 si w_4 precum si polii w_2, w_3 .

Amplificarea în mijlocul benzii se poate obtine din relatia (30), daca se trece la limita pentru $w \rightarrow \infty$:

$$A_{uio} = \lim_{w \rightarrow \infty} A_{ui}(w) = -\frac{b R_C R_S}{(R_C + R_S)(r_p + r_x)} \simeq -g_m (R_C \parallel R_S) \quad \text{I. 26}$$

Aceasta coincide cu expresia amplificarii calculata de pe schema echivalenta în mijlocul benzii (la frecvente medii), în care condensatoarele sunt considerate scurtcircuitate pe semnal la frecventa de lucru.

Amplificarea la frecvente foarte joase si în curent continuu se obtine daca în expresia (29) se face trecerea la limita $w \rightarrow 0$:

$$A_{uio} = A_{ui}(0) = -\frac{b R_C}{r_p + r_x + (b+1)R_E} \simeq -\frac{R_C}{R_E} \quad \text{I. 27}$$

Amplificarea în curent continuu are aceeasi expresie cu cea a unui etaj cu sarcina distribuita (etaj în conexiune emitor comun, în care emitorul nu este decuplat la masa prin condensator).

Raspunsul circuitului la înalta frecventa

Schema echivalenta a etajului emitor comun la frecvente înalte este data în Fig.5. In schema apar capacitatile interne C_p si C_m precum si o capacitate la iesire C_o .

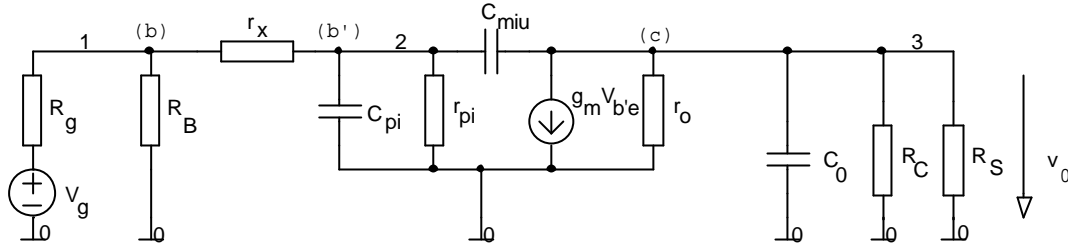


Fig. 5. Schema de semnal mic a etajului emitor comun la frecvente înalte

Capacitatea de la iesire C_o cuprinde capacitatea parazita colector-emitor a tranzistorului, capacitatea de intrare a etajului urmator (a sarcinii) si alte capacitati parazite.

Se poate înlocui portiunea de circuit de la intrare cu o sursa echivalenta de tensiune (Thèvenin) V_g' si având rezistenta internă R_g' . Se pot scrie relatiile:

$$V_g' = \frac{R_B}{R_g + R_B} V_g \quad \text{I. 28}$$

$$R_g' = R_g \parallel R_B + r_x \quad \text{I. 29}$$

Putem scrie ecuatiile TTN cu numerotarea nodurilor din figura avem sistemul de ecuatii:

$$\text{(nodul1)} (G_g + G_B + g_x)V_{10}(s) - g_x V_{20}(s) = G_g V_g$$

$$\text{(nodul2)} -g_x V_{10}(s) + (g_x + g_p + sC_p + sC_m)V_{20}(s) - sC_m V_{30}(s) = 0 \quad \text{I. 30}$$

$$\text{(nodul3)} -sC_m V_{20}(s) + (sC_m + g_o + sC_o + G_C + G_S)V_{30}(s) = -g_m V_{10}(s)$$

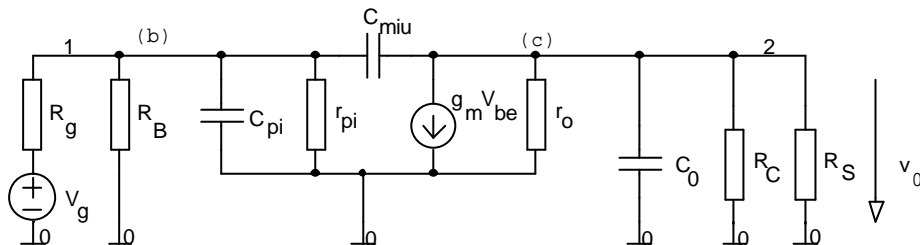


Fig. 6. Schema echivalenta simplificata la frecvente înalte

Daca vom considera schema de semnal mic simplificata cu $r_x=0$ si renumerotind nodurile avem:

$$\text{(nodul1)} (g_x + g_p + sC_p + sC_m)V_{10}(s) - sC_m V_{20}(s) = G_g V_g \quad \text{I. 31}$$

$$\text{(nodul2)} -sC_m V_{10}(s) + (sC_m + g_o + sC_o + G_C + G_S)V_{20}(s) = -g_m V_{10}(s)$$

Rezolvind sistemul obținem amplificarea în raport cu sursa de semnal:

$$A_{vg}(s) = \frac{V_{20}(s)}{V_{10}(s)} = \frac{-g_m + sC_m}{g_o + G_C + G_S + s(C_m + C_o)} \quad \text{I. 32}$$

S-au pus în evidență un pol și un zero de pulsație:

$$w_5 = \frac{g_m}{C_m}; \quad w_6 = \frac{g_o + G_C + G_S}{C_m + C_o} \quad \text{I. 33}$$

Cu aceste notații formula amplificării este:

$$A_{vg}(s) = \frac{C_m}{C_m + C_o} \frac{s + w_5}{s + w_6} \quad \text{I. 34}$$

Daca vom aproxima formula amplificarii calculata la frecvente mica vom calcula amplificarea in banda:

$$A_{vgo} = \lim_{\omega \rightarrow \infty} A_{vg}(\omega) = -g_m (R_C \parallel R_S) \quad \text{I. 35}$$

Daca vom aproxima formula amplificarii calculata la frecvente foarte inalta avem:

$$A_{vg\infty} = \frac{C_m}{C_m + C_0} \approx 1 \quad \text{I. 36}$$

Un calcul aproximativ se poate face folosind teorema Miller. Capacitatea de reactie interna a tranzistorului C_m se va reflecta la intrarea si la iesirea etajului prin doua capacitati echivalente:

$$C_{ei} = (1 - A_v) C_m \quad \text{I. 37}$$

$$C_{eo} = \frac{A_v - 1}{A_v} C_m \approx C_m \quad \text{I. 38}$$

Marimea A_v din relatiile de mai sus este amplificarea în banda a etajului emitor comun, cu expresia:

$$A_v = -g_m (R_C \parallel R_S) = -g_m R_s' \quad \text{I. 39}$$

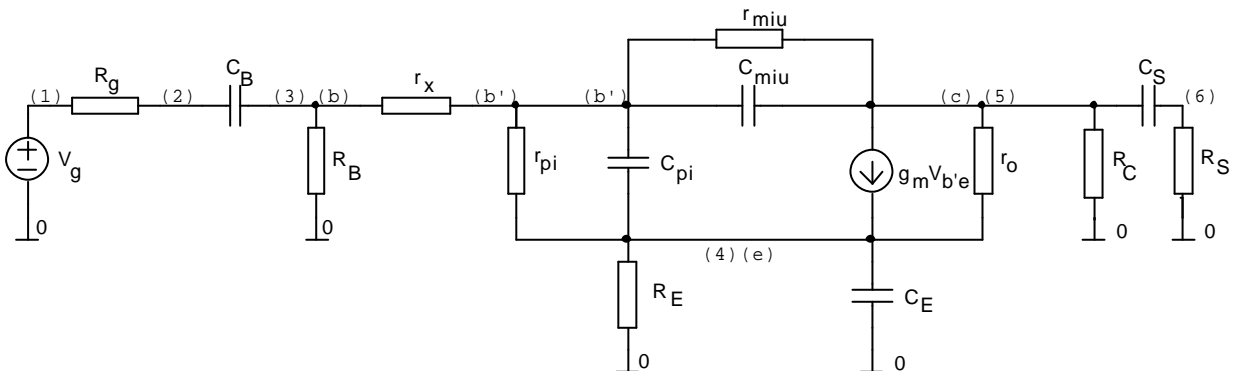
Capacitatile echivalente totale de la intrare si iesire vor fi:

$$C_i = C_p + C_{ei} = C_p + (1 + g_m R_s') C_m \quad \text{I. 40}$$

$$C_o = C_o' + C_m$$

Simulare SPICE

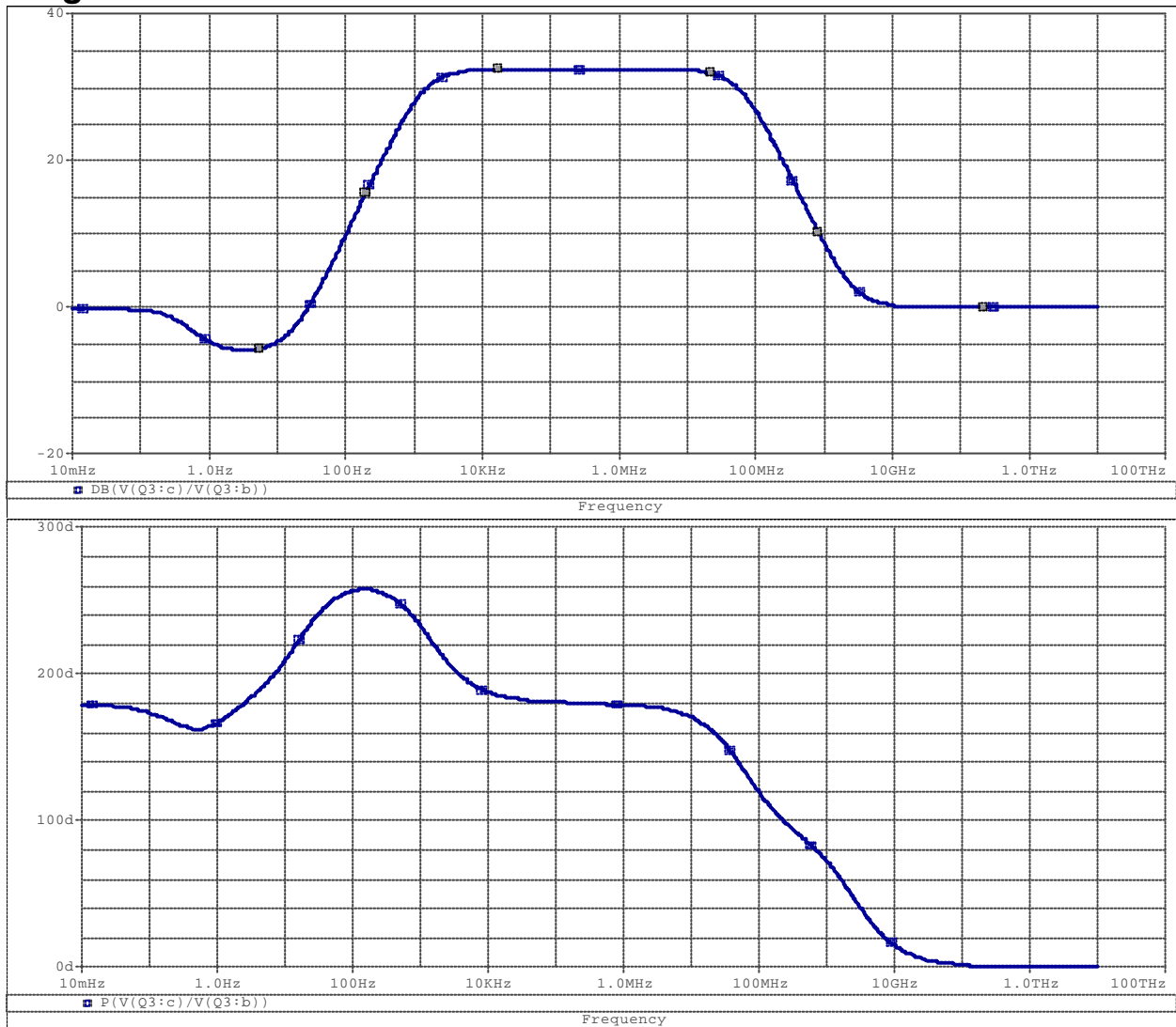
Schema de semnal mic valabila in toata gama de frecvente:



Punctul static de functionare (PSF) si parametrii de model pentru tranzistor:

MODEL	BC107A	RX	0.00E+00
IB	6.53E-06	RO	1.11E+05
IC	1.10E-03	CBE	3.93E-11
VBE	6.65E-01	CBC	2.62E-12
VBC	-4.93E+00	CJS	0.00E+00
VCE	5.60E+00	BETAAC	1.92E+02
BETADC	1.68E+02	CBX/CBX2	0.00E+00
GM	4.24E-02	FT/FT2	1.61E+08
RPI	4.53E+03		

Diagramele Bode de modul si faza



Calcul simbolic

PSF

```
> restart:with(Syrup):libname:="c:\maple/SCSlib",libname:
```

Schema de semnal mic valabila in toata gama de frecvente:

```
> TB_EC:=
"schema pentru TB in conexiune EC
Vcc vcc 0 Vcc
Vg ing 0 Vg
Rg ing inc Rc
Cb inc In Cb
Rb1 vcc In Rb1
Rb2 In 0 Rb2
Qnpn c In e BJT[pnp_dc_generic_model]
Rem e 0 Rem
Cem e 0 Cem
Rc vcc c Rc
Cs c Out Cs
```


Rs Out 0 Rs

.end":

Calculul simbolic:

> syrup(TB_EC, dc, 'curr','tens');

Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "schema pentru TB in conexiune EC" (ignoring this line)

syrup: There may be an unconnected component.

The following component(s) have zero current: {Vg, Rg, Rs}.

Curentul de colector:

> collect(simplify(eval(i[Rc],curr)),{Vcc,Vd});

$$\frac{Rb2 \beta_{dc} Vcc}{Rb2 \beta_{dc} Rem + Rem Rb1 \beta_{dc} + Rem Rb1 + Rem Rb2 + Rb1 Rb2} + \frac{\beta_{dc} (Rb2 + Rb1) Vd}{Rb2 \beta_{dc} Rem + Rem Rb1 \beta_{dc} + Rem Rb1 + Rem Rb2 + Rb1 Rb2}$$

Tensiunea colector - emitor:

> collect(simplify(eval(v[c]-v[e],tens)),{Vcc,Vd});

$$\frac{(\beta_{dc} Rc Rb2 - Rem Rb1 \beta_{dc} - Rem Rb1 - Rb1 Rb2) Vcc}{Rb2 \beta_{dc} Rem + Rem Rb1 \beta_{dc} + Rem Rb1 + Rem Rb2 + Rb1 Rb2} - \frac{(\beta_{dc} Rc Rb1 + \beta_{dc} Rc)}{Rb2 \beta_{dc} Re}$$

Neglijind curentul din baza (β_{dc} mare) putem calcula curentul de colector si tensiunea colector-emitor:

> limit(eval(i[Rc],curr),beta[dc]=infinity);

$$\frac{Rb2 Vcc + Rb1 Vd + Rb2 Vd}{Rem (Rb2 + Rb1)}$$

> collect(simplify(limit(eval(v[c]-v[e],tens),beta[dc]=infinity)),{Vcc,Vd});

$$\frac{(Rc Rb2 - Rem Rb1) Vcc}{Rem (Rb2 + Rb1)} - \frac{(Rc Rb1 + Rc Rb2 + Rem Rb1 + Rem Rb2) Vd}{Rem (Rb2 + Rb1)}$$

Analiza la semnal mic

> restart:with(Syrup):libname:="c:\maple/SCSlib",libname:

Schema de semnal mic valabila in toata gama de frecvente:

> TB_EC:=

"schema de semnal mic pentru TB in conexiune EC

Vcc vcc 0 0

Vg ing 0 Vg

Rg ing inc Rc

Cb inc In Cb

Rb1 vcc In Rb1

Rb2 In 0 Rb2

Qnpn c In e BJT[ac_generic_model]

Rem e 0 Rem

Cem e 0 Cem

Rc vcc c Rc

Cs c Out Cs

Rs Out 0 Rs

.end":

Calculul simbolic:

> syrup(TB_EC, ac, 'curr','tens');

Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "schema de semnal mic pentru TB in

conexiune EC" (ignoring this line)

Calculul functiei de transfer:

> **H:=eval(v[c]/v[In],tens):**

Expresia functiei de transfer este complicata. Exista 4 poli si 3 zerouri care determina comportarea circuitului in toata gama de frecventa. Se analizeaza circuitul simplificat in banda, la joasa frecventa si la inalta frecventa.

Aproximarea in banda

- se considera scurt circuit la frecventa de lucru capacitatile: Cb, Ce, Cs;
- se neglijeaza din modelul π -hibrid capacitatile Cpi (sc), Cmiu (gol) si rezistentele rmiu(gol) si ro(gol);

> **eval(v[c]/v[In],tens):**

limit(%,{Cs=infinity,Cb=infinity,Cem=infinity}):

limit(%,{cpi=0,cmiu=0,co=0,rmiu=infinity,ro=infinity}):

Hs:=simplify(%);

$$H_s := -\frac{R_c R_s r_{pi} g_m}{R_s r_{pi} + R_c r_{pi} + R_c r_x + R_s r_x}$$

Daca neglijam rezistenta rx, amplificarea este:

> **limit(%,{rx=0});**

$$-\frac{R_c R_s g_m}{R_c + R_s}$$

Aproximarea la joasa frecventa

- se iau in considera la frecventa de lucru capacitatile Cb, Ce, Cs;
- se neglijeaza din modelul π -hibrid capacitatile Cpi (sc), Cmiu (gol) si rezistentele rmiu(gol) si ro(gol);

> **eval(v[c]/v[In],tens):**

limit(%,{cpi=0,cmiu=0,co=0,rmiu=infinity,ro=infinity}):

Hs:=simplify(%):

Expresia lui Hs este un raport de doua polinoame in s.

- Calculam polii functiei de transfer Hs:

> **solve(collect(denom(Hs),s)=0,s);**

$$-\frac{1}{C_s(R_c + R_s)}, -\frac{g_m R_{em} r_{pi} + R_{em} + r_x + r_{pi}}{R_{em} C_{em} (r_{pi} + r_x)}$$

- Calculam zerourile functiei de transfer Hs:

> **solve(collect(numer(Hs),s)=0,s);**

$$-\frac{1}{C_s R_s}, -\frac{1}{R_{em} C_{em}}$$

- Calculam amplificarea in curent continuu Aui0:

> **limit(subs(s=I*omega, Hs),omega=0);limit(%,rx=0);**

$$-\frac{R_c g_m r_{pi}}{g_m R_{em} r_{pi} + R_{em} + r_x + r_{pi}}$$

$$-\frac{R_c g_m r_{pi}}{g_m R_{em} r_{pi} + R_{em} + r_{pi}}$$

Modelul este valabil numai pentru joasa frecventa. Daca crestem frecventa ar trebui sa regasim formula amplificarii in banda:

> `limit(subs(s=I*omega, Hs), omega=infinity); limit(%, rx=0);`

$$-\frac{Rs Rc gm rpi}{Rs rpi + Rs rx + Rc rx + Rc rpi}$$

$$-\frac{Rs Rc gm}{Rs + Rc}$$

Aproximarea la frecventa inalta

- se iau in considera la frecventa de lucru capacitatile Cb, Ce, Cs;
- se neglijeaza din modelul π -hibrid capacitatile Cpi (sc), Cmiu (gol) si rezistentele rmiu(gol) si ro(gol);

> `eval(v[c]/v[In], tens):`

`limit(%, {Cs=infinity, Cb=infinity, Cem=infinity}):`

`limit(%, {rmiu=infinity, ro=infinity}):`

`Hs:=simplify(%) :`

Expresia lui Hs este un raport de doua polinoame in s.

- Calculam zerourile functiei de transfer Hs:

> `solve(collect(numer(Hs), s)=0, s);`

$$\frac{gm}{cmiu}$$

- Calculam polii functiei de transfer Hs:

> `simplify({solve(collect(denom(Hs), s)=0, s) }) :`

> `collect(denom(Hs), s) :`

S-au gasit doi poli a caror valoare nu este intuitiva.

Daca neglijam rezistenta rx atunci circuitul are un singur pol:

> `solve(collect(denom(limit(Hs, rx=0)), s)=0, s);`

$$-\frac{Rc + Rs}{Rc cmiu Rs}$$

- Modelul este valabil pentru inalta frecventa. Daca scadem frecventa ar trebui sa regasim formula amplificarii in banda:

> `limit(subs(s=I*omega, Hs), omega=0); limit(%, rx=0);`

$$-\frac{Rs Rc gm rpi}{Rs rpi + Rs rx + Rc rx + Rc rpi}$$

$$-\frac{Rs Rc gm}{Rc + Rs}$$

- Neglijind rezistenta rx calculam amplificarea la frecventa mare:

> `limit(subs(s=I*omega, limit(Hs, rx=0)), omega=infinity);`
1

Diagrama Bode

Pentru valorile de model ale tranzistorului determinate in analiza Spice se traseaza diagrama Bode de modul si faza.

> `H1:=limit(H, {rmiu=infinity}):`

> `schema := {Rem=2000, Cem=5*10^(-6), Rc=2000, Rs=2000, Cs=10^(-4)};`

Etaj de amplificare elementar cu tranzistor bipolar în conexiune emitor comun

```
schema := { Rem = 2000, Rs = 2000, Cs =  $\frac{1}{10000}$ , Rc = 2000, Cem =  $\frac{1}{200000}$  }
```

```
> tranzistor:={gm=0.0424, rx=0, rpi=4530, cpi=3.93*10(-11) ,  
cmiu=2.62*10(-12) , ro=1.11*105 };
```

```
tranzistor := { cmiu = .2620000000 10(-11), rpi = 4530, rx = 0, gm = .0424, ro = 111000.00,  
cpi = .3930000000 10(-10) }
```

```
> Hs:=simplify(eval(H1,schema union tranzistor ));
```

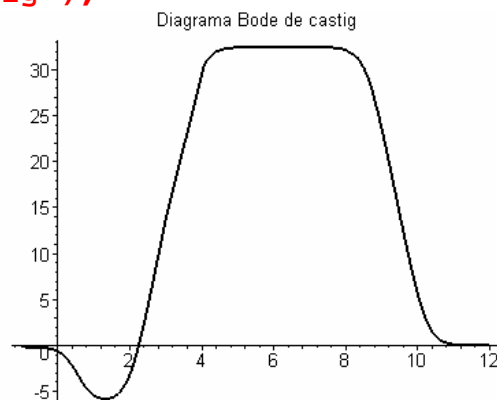
```
Hs :=
```

$$\frac{(s + 5.) (.263484991 10^9 s^2 - .4263598400 10^{21} - .4263996120 10^{19} s)}{.8678640380 10^{21} s + .263484991 10^9 s^3 + .1014750716 10^{18} s^2 + .2169346700 10^{22}}$$

```
> PZ[numeric](Hs,s);
```

z1	.1618 10 ¹¹
z2	-5.000
z3	-100.0
p1	-2.500
p2	-8548.
p3	-.3852 10 ⁹

```
>plot( {[log10(omega), 20*log10(abs(subs(s=I*omega,Hs)))] , omega=10(-1)..3}, [log10(omega), 20*log10(abs(subs(s=I*omega,Hs)))] , omega=103..8}, [log10(omega), 20*log10(abs(subs(s=I*omega,Hs)))] , omega=108..12], numpoints=300, color=black, thickness=2, title="Diagrama Bode de castig");
```



```
>plot( {[log10(omega), argument(subs(s=I*omega,Hs))]} , omega=10(-1)..3}, [log10(omega), argument(subs(s=I*omega,Hs))]} , omega=103..8}, [log10(omega), argument(subs(s=I*omega,Hs))]} , omega=108..12], numpoints=300, color=black, thickness=2, title="Diagrama Bode de faza");
```

