

Calcul Simbolic Aplicat

Lucrari de laborator pentru disciplina

Dispozitive si Circuite Electronice

Calcul Simbolic Aplicat

Lucrari de laborator pentru disciplina Dispozitive si Circuite Electronice

❖ Analiza circuitelor cu tranzistor bipolar

Modele pentru tranzistor bipolar	[ModeleBJT]
Etaj de amplificare elementar cu TB in conexiune emitor comun	[TB-EC]
Etaj de amplificare elementar cu TB in conexiune colector comun	[TB-CC]

❖ Analiza circuitelor cu amplificator operational

Modele pentru amplificatorul operational	[ModeleAO]
Topologi elementare pentru AO in functionare liniara:	[LiniarAO]
Topologie inversoare	
Topologie neinversoare	
Topologie diferentiala	
Trigger Schmitt cu AO	[Trigger Schmitt]
Circuit activ de ordin I – integrator	[IntegratorAO]
Circuit activ de ordin I – derivator	[DerivatorAO]

❖ Analiza circuitelor cu reactie

Reactie in circuite electronice	[ReactieI]
Topologii de reactie	
Oscilatoare armonice. Criteriul Barkhausen	[Barkhausen]
Oscilatoare armonice cu retea Wien	[Barkhausen]
Retea Wien	
Circuit rezonant LC	[FTBII]
LC paralel	
LC serie	

❖ Descrierea pachetului Syrup

Help Syrup	[Syrup]
------------	---------

Modele pentru tranzistor bipolar

Circuitul echivalent natural p - hibrid (Giacoletto).....	1
Modele Syrup pentru tranzistor bipolar	2

Circuitul echivalent natural p - hibrid (Giacoletto)

Este cel mai utilizat circuit echivalent de semnal mic, valabil in toate conexiunile in care poate functiona tranzistorul bipolar. Acest circuit are avantajul ca elementele sale au semnificatii fizice clare, nu depind de frecventa si pot fi determinate usor experimental.

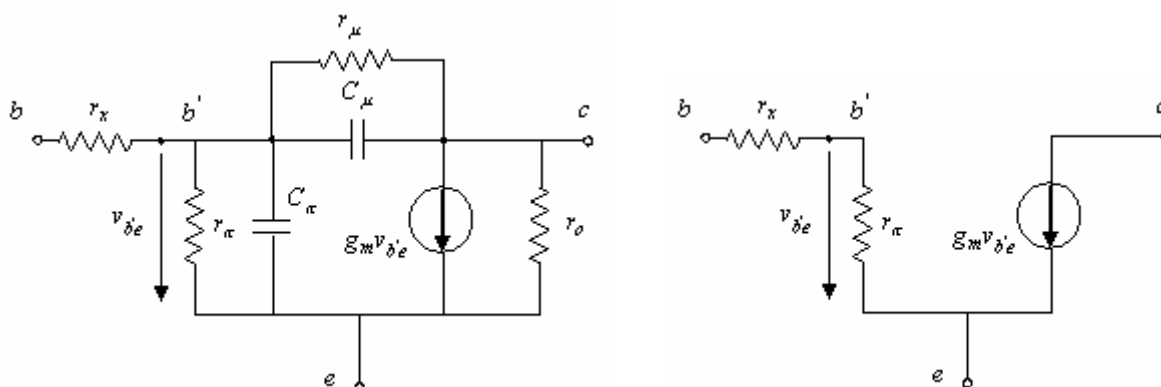


Fig. 1. Modelul de semnal mic natural **p** - hibrid al tranzistorului bipolar

Parametrii principali ai circuitului π - hibrid sunt:

1. Transconductanta (panta):

$$g_m = \frac{dI_C}{du_{BE}} = \frac{I_C}{U_T}$$

La temperatura normala de functionare ($t=25^0$) se utilizeaza frecvent relatia:

$$g_m \approx 40I_C \text{ (mA/V)}$$

daca curentul de colector se exprima in mA.

2. Rezistenta de intrare:

$$r_p = \frac{du_{BE}}{di_B} = \frac{du_{BE}}{di_C} \cdot \frac{di_C}{di_B} = \frac{\mathbf{b}}{g_m}$$

3. Rezistenta de iesire:

$$r_o = \frac{du_{CE}}{di_C} \approx \frac{U_A}{I_C}$$

in care U_A este tensiunea Early.

4. Rezistenta de reactie (colector-baza):

$$r_m = \frac{du_{CE}}{di_B} = \frac{du_{CE}}{di_C} \cdot \frac{di_C}{di_B} = \mathbf{b}r_o$$

Nu s-au mai dat expresiile dependentei capacitatilor C_p si C_m de punctul static de functionare.

Modele Syrup pentru tranzistor bipolar

```
> restart:
> with(Syrup):
> BJTHeader:=
"Libraria de modele utilizate pentru analiza simbolica a unor
* circuite Toate modelele vor avea urmatoarele notatii pentru
* terminale (conectori): c (colector), b (baza), e (emitor)
*Ordinea conectorilor este aceeași in toate modelele: c b e
*Modelul de curent continuu al tranzistorului npn
.subckt npn_dc_generic_model c b e
Vbe b e Vd
Ic e c -beta[dc]*i[Vbe]
.ends
*Modelul de curent continuu al tranzistorului pnp
.subckt pnp_dc_generic_model c b e
Vbe b e -Vd
Ic e c -beta[dc]*i[Vbe]
.ends
*Modelul pi-hibrid complet
.subckt ac_generic_model c b e
rx b bprim rx
rpi bprim e rpi
cpi bprim e cpi
rmiu bprim c rmiu
cmiu bprim c cmiu
gm c e bprim e gm
ro c e ro
.ends
*Modelul pi-hibrid simplificat cu sursa de tip VCCS
.subckt pihs_vc_generic c b e
rx b bprim rx
rpi bprim e rpi
gm c e bprim e gm
.ends
*Modelul pi-hibrid simplificat cu sursa de tip CCCS
.subckt pihs_cc_generic c b e
rx b bprim rx
rpi bprim e rpi
ic c e i[rpi]*beta[ac]
.ends
":

> `syrup/lib/BJT`:=makeckttable(BJT):
> save `syrup/lib/BJT`,`c:/maple/r6/mylib/syrup/lib/BJT.m";
```

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)

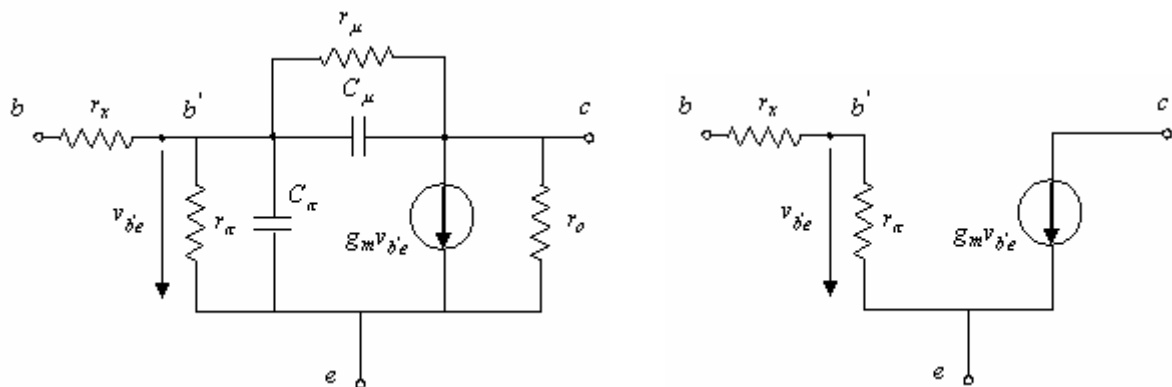


Fig. 1. Modelul de semnal mic natural π - hibrid al tranzistorului bipolar

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 .

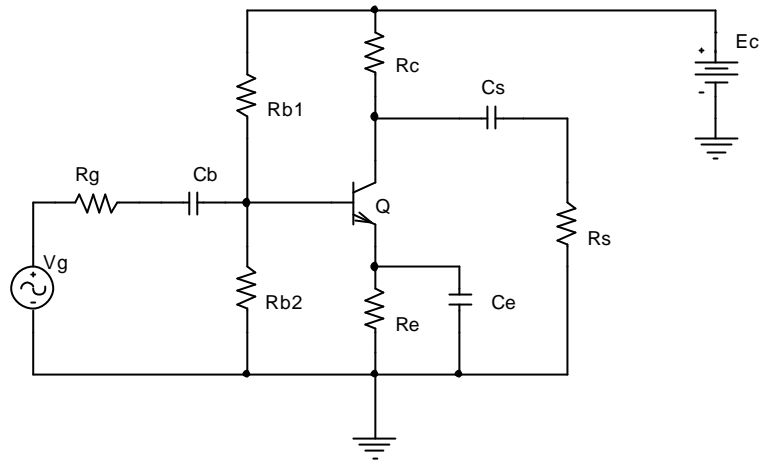


Fig. 2. Etaj de amplificare în conexiune emitor comun

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.

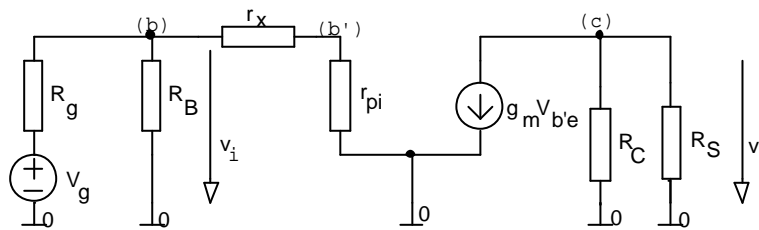


Fig. 3. Schema de semnal mic a etajului în conexiune emitor comun aproximatala frecvente medii

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.

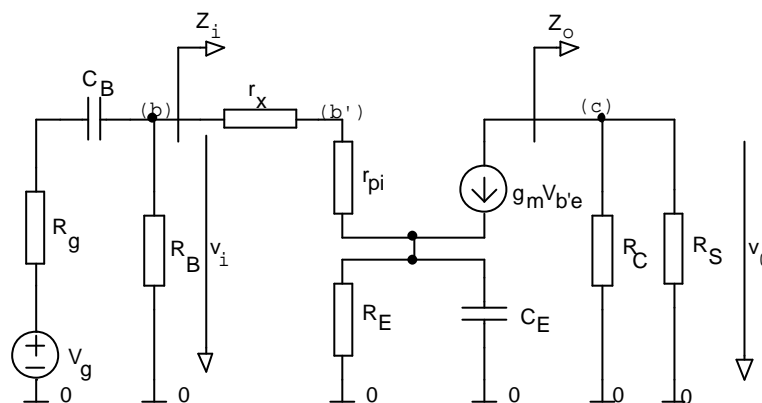


Fig. 4. Schema de semnal a etajului emitor comun la frecvente joase

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 .

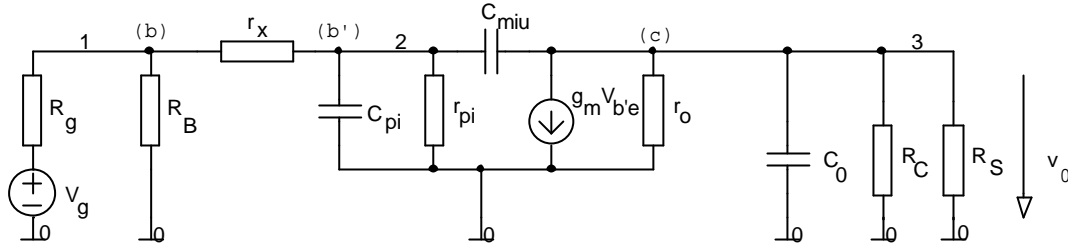


Fig. 5. Schema de semnal mic a etajului emitor comun la frecvente înalte

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 interna 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:

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

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

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

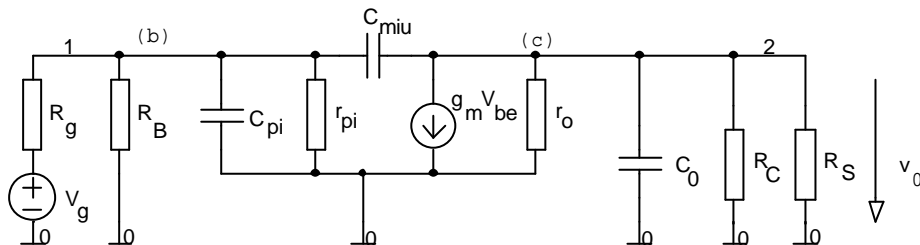


Fig. 6. Schema echivalenta simplificata la frecvente înalte

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 obtinem amplificarea in 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 in evidenta un pol si un zerou de pulsatie:

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

Cu aceste notatii formula amplificarii 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:

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

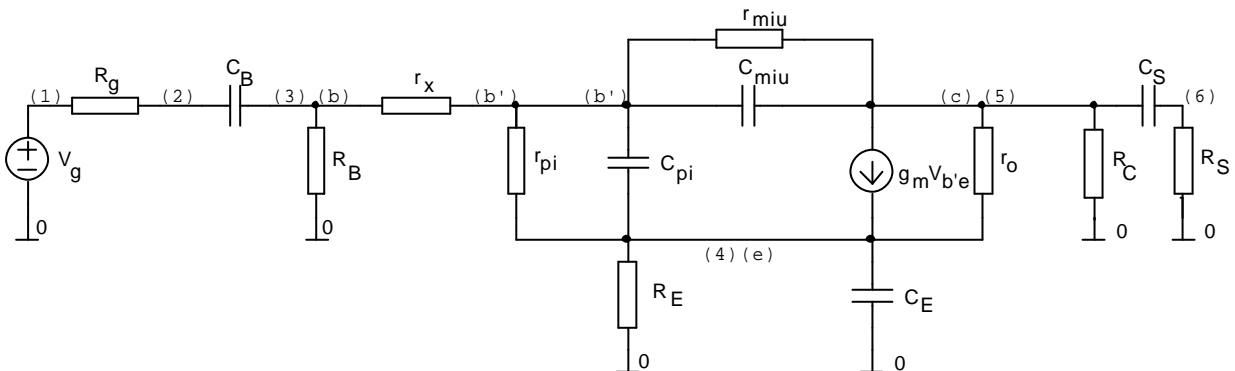
Capacitatile echivalente totale de la intrare si iesire vor fi:

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

$$C_o = C_o' + C_m$$

Simulare SPICE

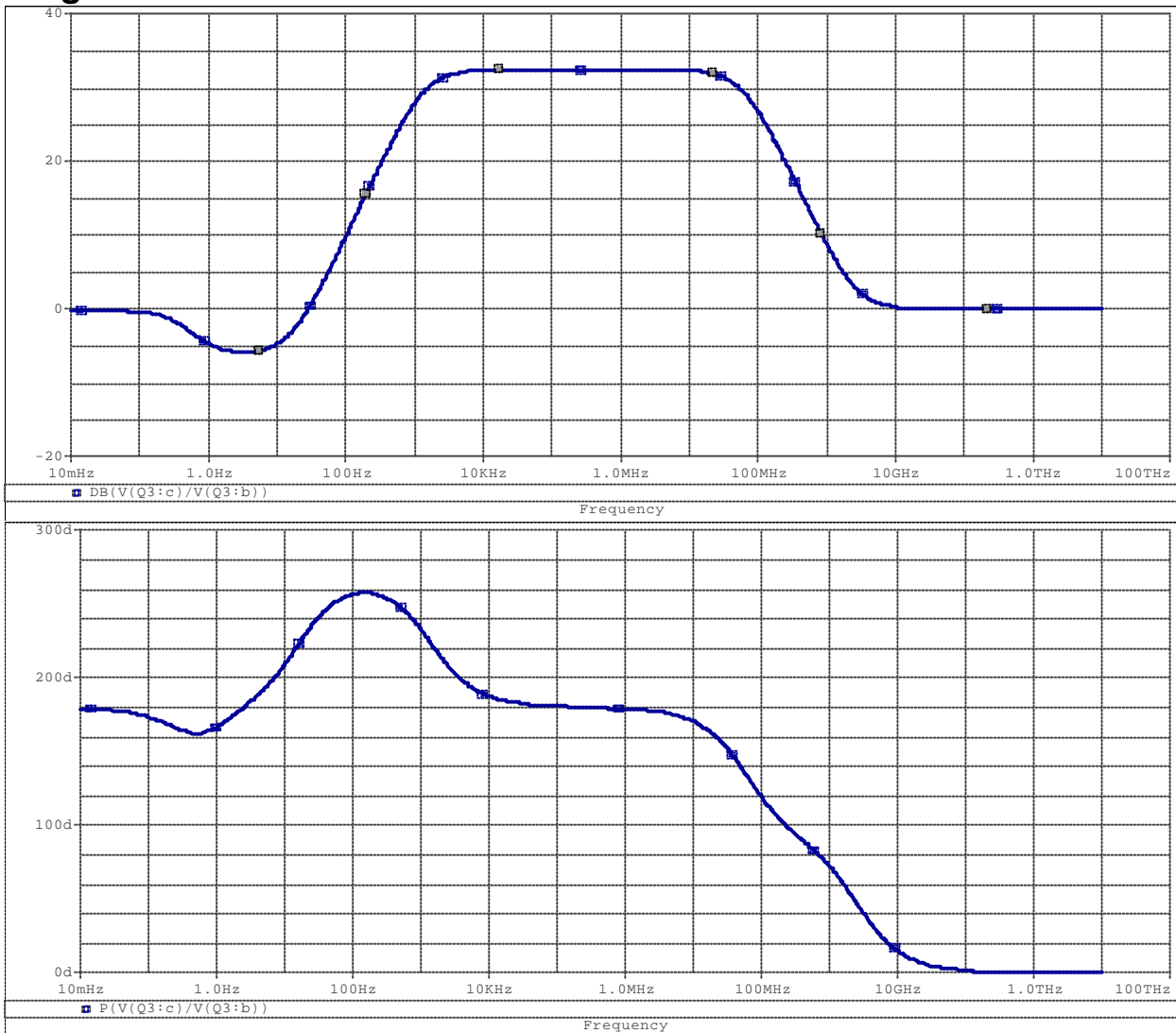
Schema de semnal mic valabila in toata gama de frecvente:



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:

> **syryp(TB_EC, dc, 'curr','tens');**

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

> **syryp(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 ));
```

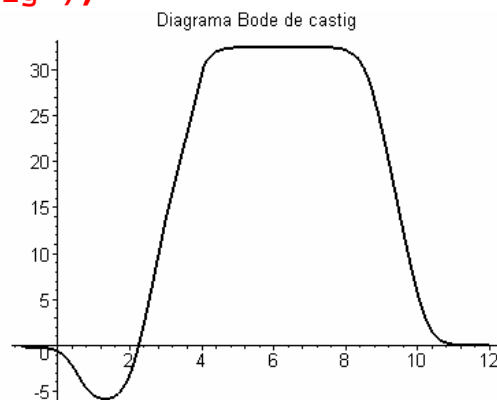
```
Hs :=
```

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

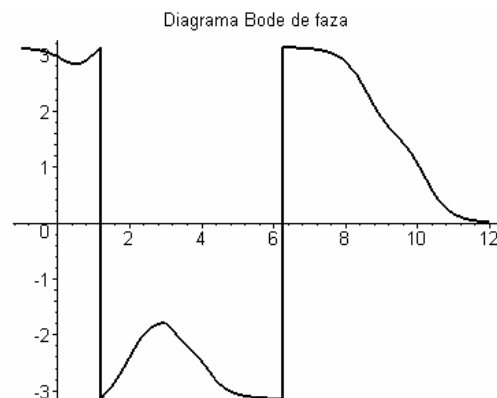
```
> PZ[numeric](Hs,s);
```

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");
```



Etaj de amplificare elementar cu tranzistor bipolar în conexiune colector comun (repetorul pe emitor)

Circuitul echivalent natural π - hibrid (Giacoletto).....	1
Etaj de polarizare cu TB in conexiune colector comun (repetorul pe emitor)	2
Analiza de punct static de functionare	2
Raspunsul circuitului la frecvente medii	2
Raspunsul circuitului la joasa frecventa	4
Raspunsul circuitului la înalta frecventa	5
Simulare SPICE.....	6
Punctul static de functionare (PSF) si parametrii de model pentru tranzistor:.....	6
Diagrame Bode de modul si faza	7
Calcul simbolic.....	7
PSF	7
Analiza la semnal mic	8
Aproximarea in banda	9
Aproximarea la joasa frecventa	9
Aproximarea la frecventa inalta	10

Circuitul echivalent natural π - hibrid (Giacoletto)

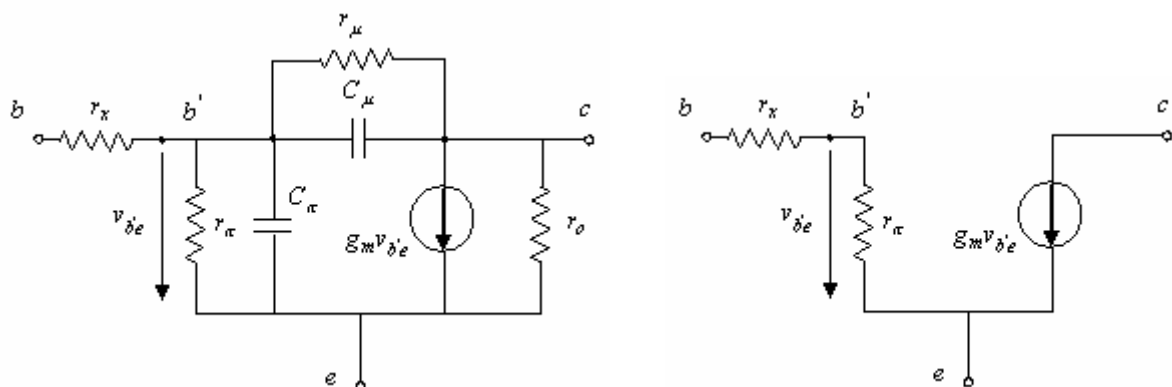


Fig. 1. Modelul de semnal mic natural π - hibrid al tranzistorului bipolar

Este cel mai utilizat circuit echivalent de semnal mic, valabil in toate conexiunile in care poate functiona tranzistorul bipolar. Elementele sale au semnificatii fizice clare, nu depind de frecventa si pot fi determinate usor experimental.

Parametrii principali ai circuitului π - hibrid sunt:

1. Transconductanta (panta): $g_m = \frac{I_C}{U_T} \approx 40I_C \text{ (mA/V)}, \text{ cu } I_C[\text{mA}].$
2. Rezistenta de intrare: $r_p = \frac{\mathbf{b}}{g_m}$
3. Rezistenta de iesire: $r_o \approx \frac{U_A}{I_C}$ în care U_A este tensiunea Early.
4. Rezistenta de reactie (colector-baza): $r_m = \mathbf{b}r_o$

Etaj de polarizare cu TB în conexiune colector comun (repetorul pe emitor)

În schema din Fig.2 este etajul în conexiune colector comun (denumit uzual și repetor pe emitor). Colectorul tranzistorului este cuplat direct la sursa de alimentare E_C , deci pe semnal este la potențialul masei. Semnalul de la ieșire se preia din emitor prin condensatorul de cuplaj C_C . Rezistența R_S reprezintă de regula rezistența de intrare în următorul etaj de amplificare, iar sursa de semnal reală de la intrare de rezistența R_g reprezintă ieșirea etajului de amplificare anterior.

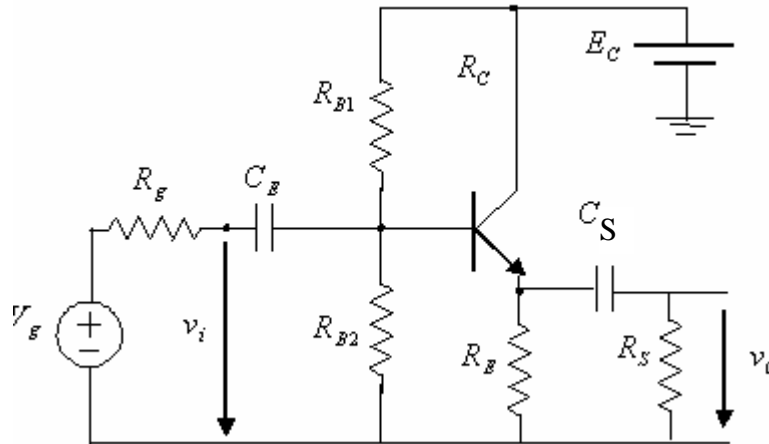


Fig. 2. Etaj în conexiune colector comun (repetor pe emitor)

Analiza de punct static de funcționare

Schema de polarizare este similară cu cea folosită în montajul emitor comun. Pentru determinarea curentului de colector și a tensiunii colector – emitor se folosește modul de calcul descris. Curentul de colector este:

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

unde $E_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} E_C$ și $R_B = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$. Tensiunea colector-emitor este:

$$V_{CE} = E_C - R_E I_E \approx E_C - R_E I_C \quad \text{III. 2}$$

Relațiile se pot utiliza pentru determinarea rapidă a punctului static de funcționare (PSF).

Răspunsul circuitului la frecvențe medii

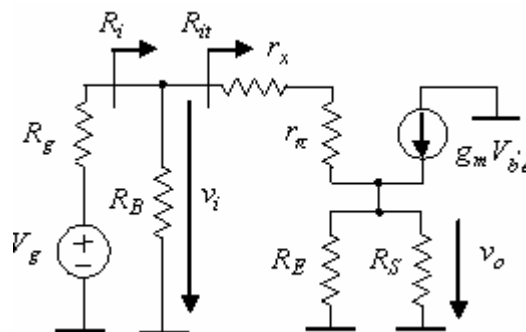


Fig. 3. Schema de semnal mic a repetorului pe emitor

Pe schema de semnal mic a circuitului din Fig.3 se pot scrie relațiile:

$$V_o = (b+1)(R_E \parallel R_S) I_b \quad \text{III. 3}$$

$$V_i = (r_p + r_x) I_b + (\mathbf{b} + 1)(R_E \parallel R_S) I_b \quad \text{III. 4}$$

Se obtine urmatoarea expresie a amplificarii fata de intrare:

$$A_{ui} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(\mathbf{b} + 1)(R_E \parallel R_S)}{r_p + r_x + (\mathbf{b} + 1)(R_E \parallel R_S)} \quad \text{III. 5}$$

Pentru valori uzuale ale elementelor schemei, avem $(\mathbf{b} + 1)(R_E \parallel R_S) \gg r_p + r_x$ si deci amplificarea rezulta subunitara, dar foarte aproape de 1: $A_{ui} \approx 1$. Repetorul pe emitor se utilizeaza ca etaj tampon între doua etaje de amplificare în tensiune, datorita valorilor rezistentei de intrare si de iesire. El joaca rolul de adaptor de impedanta, evitând pierderea de tensiune de semnal pe rezistenta de iesire la cuplajul între doua etaje cuplate în cascada. Astfel, la cuplarea prin repetor a mai multor etaje, amplificarea întregului lant de amplificare este practic egala cu produsul amplificariilor etajelor componente.

Rezistenta de intrare în tranzistor rezulta imediat:

$$R_{it} = \frac{V_i}{I_b} = r_p + r_x + (\mathbf{b} + 1)(R_E \parallel R_S) \quad \text{III. 6}$$

Se observa ca pentru valori uzuale, R_{it} rezulta de ordinul sutelor de kO.

Rezistenta de intrare în etaj cuprinde si rezistentele de polarizare din baza:

$$R_i = R_{it} \parallel R_{B1} \parallel R_{B2} \cong R_{B1} \parallel R_{B2} \quad \text{III. 7}$$

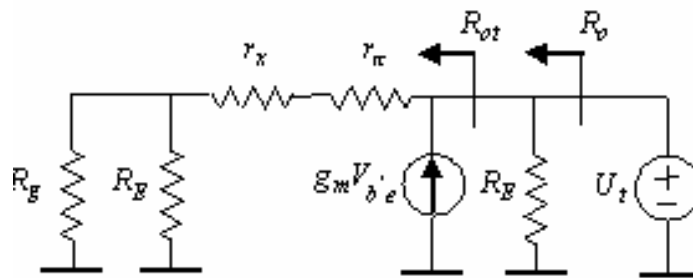


Fig. 4. Schema echivalenta pentru calculul rezistentelor de iesire

Rezistentele de iesire din tranzistor respectiv din etaj se pot calcula de pe schema echivalenta din Fig.4, în care etajul s-a pasivizat la intrare iar sarcina (rezistenta R_S) este înlocuita cu o sursa de semnal de test U_t , care da curentul de test I_t .

Se poate exprima curentul de test I_t astfel:

$$I_t = \frac{U_t}{R_o} = \frac{U_t}{R_E} + (\mathbf{b} + 1) \frac{U_t}{r_p + r_x + R_g \parallel R_B} \quad \text{III. 8}$$

de unde rezulta rezistenta de iesire din etaj:

$$R_o = \frac{U_t}{I_t} = R_E \parallel \frac{(r_p + r_x + R_g \parallel R_B)}{(\mathbf{b} + 1)} = R_E \parallel R_{ot} \cong R_{ot} \quad \text{III. 9}$$

în care R_{ot} este rezistenta de iesire din emitorul tranzistorului.

Deoarece în general $R_{ot} \ll R_E$, avem $R_o \cong R_{ot}$ (de ordinul zecilor de O).

Exemplu de calcul:

Se considera urmatoarele valori ale elementelor schemei:

$$R_{B1} = 10\text{kO} ; R_{B2} = 15\text{kO} ; R_E = 3.3\text{kO} ;$$

$$C_B = C_S = 100\text{nF} ; E_C = 12\text{V} ;$$

Pentru tranzistor se considera in calcule $\beta = 100$; ; $V_{BE} = 0.6\text{V}$

Se obtin urmatoarele valori de punct static de functionare:

$$I_C = 2\text{mA} ; V_{CE} = 5.4\text{V} ; g_m = 80\text{mA/V} ; r_p = 1.25\text{kO} ;$$

Rezistenta de intrare în tranzistor (în gol, $R_S = 8$): $R_i = r_p + (\beta + 1) R_E = 334\text{kO}$

Raspunsul circuitului la joasa frecventa

În schema de semnal mic a etajului în conexiune colector comun (repetor pe emitor) apar condensatoarele de cuplaj C_B și C_S (în baza și cu sarcina R_S).

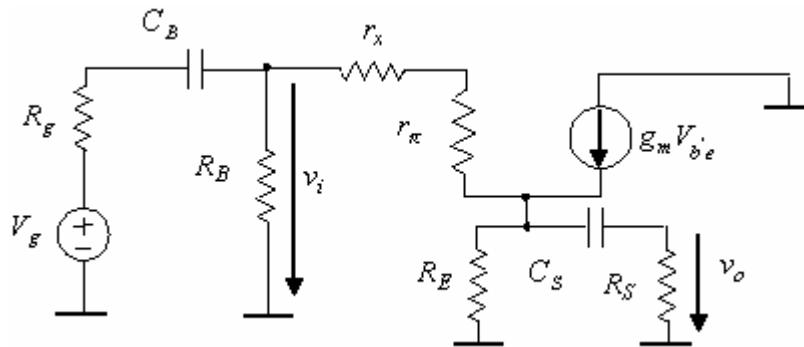


Fig. 5. Schema echivalentă a repetorului pe emitor la frecvențe joase

Vom analiza comportarea etajului la frecvențe joase, la care reactanțele celor două condensatoare de cuplaj nu mai sunt neglijabile. Am notat cu Z_B și Z_E impedanțele văzute în baza și respectiv în emitorul tranzistorului.

Impedanța Z_E are expresia:

$$Z_E(s) = \frac{R_E \left(R_S + \frac{1}{sC_S} \right)}{R_E + R_S + \frac{1}{sC_S}} = \frac{R_E (1 + sR_S C_S)}{1 + s(R_E + R_S) C_S} \quad \text{III. 10}$$

Tensiunea la ieșire se poate exprima:

$$V_o = \frac{R_S}{R_S + \frac{1}{sC_S}} V_E = \frac{sR_S C_S}{1 + sR_S C_S} V_E \quad \text{III. 11}$$

Tensiunile V_i și V_E se pot scrie în funcție de curenți:

$$\begin{aligned} V_i &= (r_p + r_x) I_b + (\mathbf{b} + 1) I_b Z_E(s) \\ V_E &= (\mathbf{b} + 1) I_b Z_E(s) \end{aligned} \quad \text{III. 12}$$

Se obține raportul:

$$\frac{V_E}{V_i} = \frac{(\mathbf{b} + 1) Z_E(s)}{r_p + r_x + (\mathbf{b} + 1) Z_E(s)} \quad \text{III. 13}$$

care se scrie detaliat sub forma următoare:

$$\frac{V_E}{V_i} = \frac{(\mathbf{b} + 1) R_E (1 + sR_S C_S)}{r_p + r_x + (\mathbf{b} + 1) R_E + sC_S [(R_E + R_S)(r_p + r_x) + (\mathbf{b} + 1) R_E R_S]} \quad \text{III. 14}$$

Amplificarea față de intrare va avea expresia:

$$A_{vi}(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_E} \cdot \frac{V_E}{V_i} = \frac{(\mathbf{b} + 1) R_E R_S C_S \cdot s}{r_p + r_x + (\mathbf{b} + 1) R_E + sC_S [(R_E + R_S)(r_p + r_x) + (\mathbf{b} + 1) R_E R_S]} \quad \text{III. 15}$$

Dacă se definește pulsția:

$$w_1 = \frac{r_p + r_x + (\mathbf{b} + 1) R_E}{[(R_E + R_S)(r_p + r_x) + (\mathbf{b} + 1) R_E R_S] C_S} \quad \text{III. 16}$$

amplificarea se poate scrie:

$$A_{vi}(s) = \frac{(\mathbf{b} + 1) R_E R_S}{(R_E + R_S)(r_p + r_x) + (\mathbf{b} + 1) R_E R_S} \cdot \frac{s}{s + w_1} \quad \text{III. 17}$$

Impedanța de intrare este:

$$Z_i(s) = \frac{V_i}{I_b} = r_p + r_x + (b+1)Z_E(s) = r_p + r_x + \frac{(b+1)R_E(1+sR_S C_S)}{1+s(R_E+R_S)C_S} \quad \text{III. 18}$$

Se poate exprima și raportul față de tensiunea sursei:

$$\frac{V_i}{V_g} = \frac{sC_B(R_B \parallel Z_i)}{1+sC_B(R_g+R_B \parallel Z_i)} \quad \text{III. 19}$$

dar explicitarea sa duce la o expresie destul de complicată.

Răspunsul circuitului la înalta frecvență

În Fig.6 se da schema echivalentă de semnal la frecvențe înalte a repetorului pe emitor, în care apar capacitățile interne ale tranzistorului.

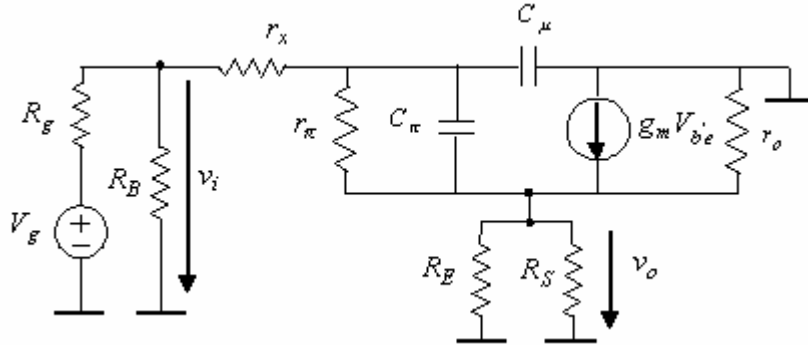


Fig. 6. Schema echivalentă a repetorului pe emitor la frecvențe înalte

Se observă că atât capacitatea C_{μ} cât și rezistența proprie de ieșire a tranzistorului r_o au un capăt la masa pe semnal; schema se poate reprezenta mai simplu ca mai jos:

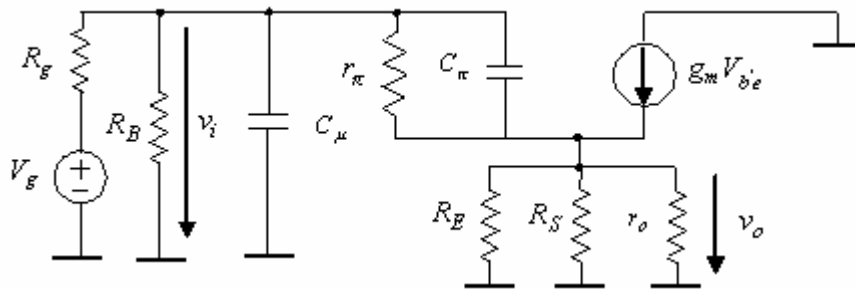


Fig. 7. Schema echivalentă simplificată

În această schemă se observă că etajul este unilateralizat, deci nu mai există reacție internă. Rezistența parazită r_x nu mai apare în schemă, având o valoare neglijabilă și complicând inutil expresia amplificării etajului.

Rezistențele R_E , R_S și r_o formează o rezistență echivalentă de sarcină R'_s :

$$R'_s = R_E \parallel R_S \parallel r_o \cong R_E \parallel R_S \quad \text{III. 20}$$

Din baza până la masa se poate scrie relația:

$$V_i = V_{be} + R'_s (Y_p V_{be} + g_m V_{be}) \quad \text{III. 21}$$

unde $Y_p = \frac{1}{Z_p}$ este admitanța grupului $r_p - C_p$ din baza. Expresia de mai sus devine:

$$V_i = [1 + R'_s (g_m + g_p + sC_p)] V_{be} \quad \text{III. 22}$$

Tensiunea la ieșire este:

$$V_o = R'_s (g_m + Y_p) V_{be} = R'_s (g_m + g_p + sC_p) V_{be} \quad \text{III. 23}$$

Se obține amplificarea etajului față de intrare:

$$A_{vi}(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R'_s (g_m + g_p + sC_p)}{1 + R'_s (g_m + g_p + sC_p)} \quad \text{III. 24}$$

Schema echivalenta la intrare daca se înlocuieste etajul cu impedanta sa echivalenta Z_i este:

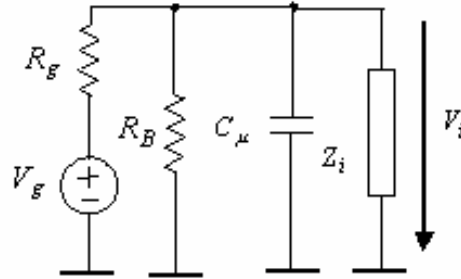


Fig. 8. Schema echivalenta raportata la intrare

Impedanta de intrare în baza se poate scrie:

$$Z_i(s) = \frac{V_i}{I_p} = \frac{V_i}{Y_p V_{be}} = \frac{1 + R'_s (g_m + g_p + sC_p)}{g_p + sC_p} \quad \text{III. 25}$$

Admitanta echivalenta totala vazuta de sursa de semnal este:

$$Y_{ech}(s) = g_B + sC_m + Y_i(s) = g_B + sC_m + \frac{g_p + sC_p}{1 + R'_s (g_m + g_p + sC_p)} \quad \text{III. 26}$$

Se poate atunci scrie si amplificarea fata de tensiunea sursei de semnal, dar expresia finala explicitata rezulta complicata:

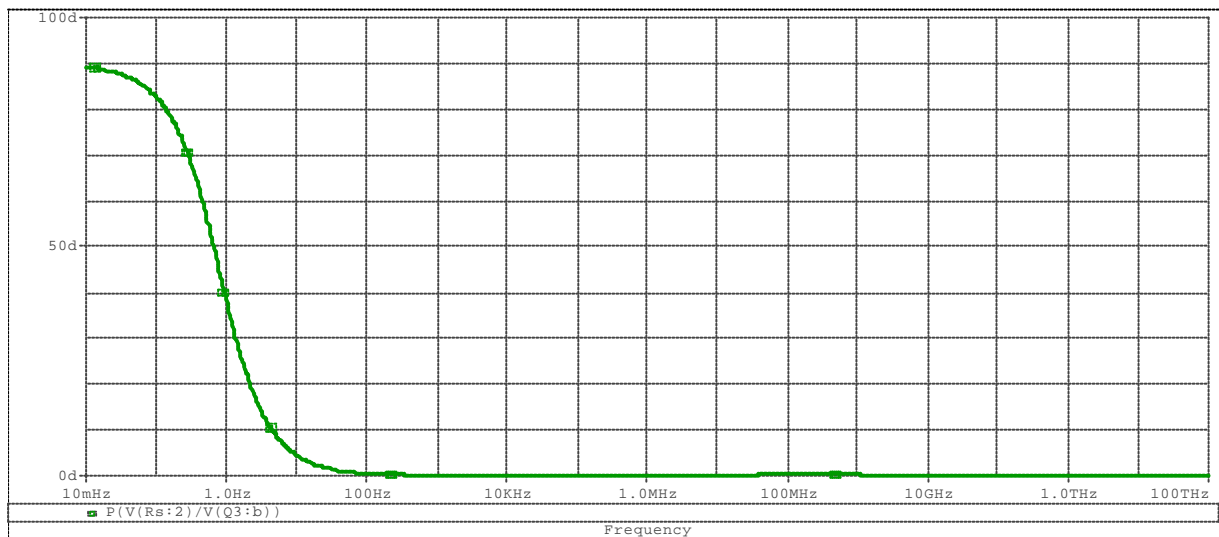
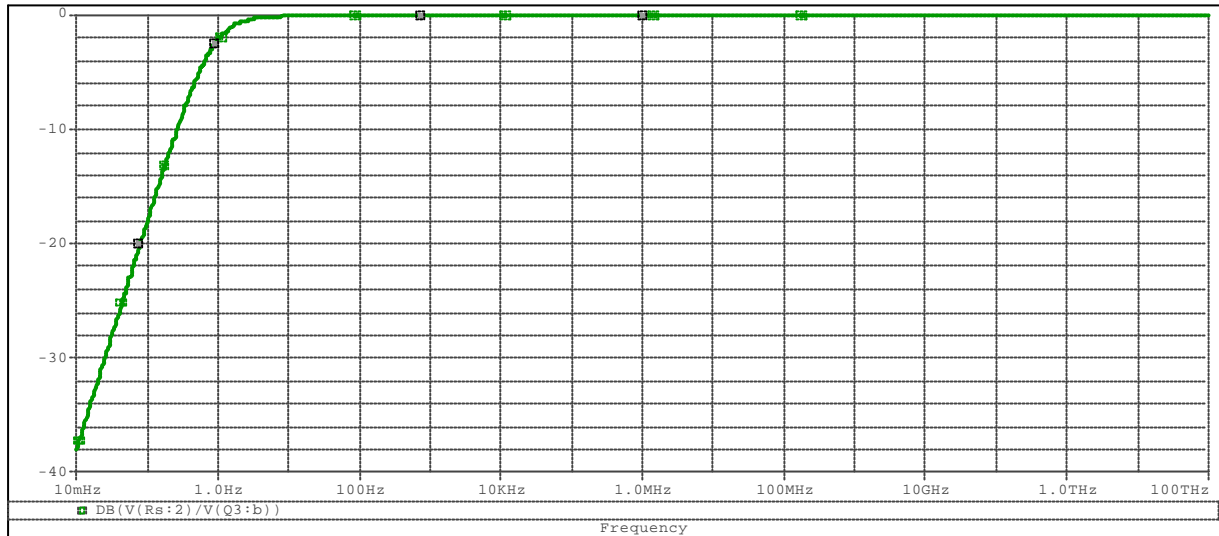
$$A_{vg}(s) = \frac{V_o}{V_g} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_g} = \frac{G_g}{G_g + Y_{ech}} A_{vi}(s) \quad \text{III. 27}$$

Simulare SPICE

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

MODEL	BC107A	RX	0.00E+00
IB	9.09E-06	RO	7.58E+04
IC	1.59E-03	CBE	4.80E-11
VBE	6.75E-01	CBC	2.77E-12
VBC	-4.05E+00	CJS	0.00E+00
VCE	4.73E+00	BETAAC	1.99E+02
BETADC	1.75E+02	CBX/CBX2	0.00E+00
GM	6.14E-02	FT/FT2	1.92E+08
RPI	3.24E+03		

Diagrame 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_CC:=
```

```
"schema pentru TB in conexiune CC
```

```
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 vcc In e BJT[pnp_dc_generic_model]
```

```
Rem e 0 Rem
```

```
Cs e Out Cs
```

```
Rs Out 0 Rs
```

```
.end":
```

Calculul simbolic:

```
> syrup(TB_CC, dc, 'curr', 'tens');
Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "schema pentru TB in conexiune CC"
(ignore 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[Rem], curr)), {Vcc, Vd});
```

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

Tensiunea colector - emitor:

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

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

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

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

$$i_{Rc}$$

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

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

Analiza la semnal mic

```
> restart:with(Syrup):libname:="c:\maple\SCSlib", libname:
Schema de semnal mic valabila in toata gama de frecvente:
```

```
> TB_CC:=
"schema de semnal mic pentru TB in conexiune CC
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 vcc In e BJT[ac_generic_model]
Rem e 0 Rem
Cs e Out Cs
Rs Out 0 Rs
.end":
```

Calculul simbolic:

```
> syrup(TB_CC, ac, 'curr', 'tens');
Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "schema de semnal mic pentru TB in
conexiune CC" (ignore this line)
Calculul functiei de transfer:
> H:=eval(v[Out]/v[In], tens):
```

Expresia funcției de transfer este complicată. Există 3 poli și 2 zerouri care determină comportarea circuitului în toată gama de frecvență. Se analizează circuitul simplificat în banda, la joasă frecvență și la înaltă frecvență.

Aproximarea în banda

- se consideră scurt circuit la frecvența de lucru capacitățile: C_b , C_e , C_s ;
- se neglijează din modelul π -hibrid capacitățile C_{pi} (sc), C_{miu} (gol) și rezistențele r_{miu} (gol) și r_o (gol);

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

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

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

`Hs:=simplify(%)`;

$$H_s := \frac{R_s R_{em} (1 + r_{pi} g_m)}{R_{em} r_x + g_m r_{pi} R_{em} R_s + R_{em} R_s + R_s r_x + r_{pi} R_{em} + r_{pi} R_s}$$

Dacă neglijăm rezistența r_x , amplificarea este:

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

$$\frac{R_s R_{em} (1 + r_{pi} g_m)}{g_m r_{pi} R_{em} R_s + R_{em} R_s + r_{pi} R_{em} + r_{pi} R_s}$$

1

Aproximarea la joasă frecvență

- se iau în considerație la frecvența de lucru capacitățile C_b , C_e , C_s ;
- se neglijează din modelul π -hibrid capacitățile C_{pi} (sc), C_{miu} (gol) și rezistențele r_{miu} (gol) și r_o (gol);

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

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

`Hs:=simplify(%)`;

Expresia lui H_s este un raport de două polinoame în s .

- Calculăm poliile funcției de transfer H_s :

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

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

- Calculăm zerourile funcției de transfer H_s :

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

0

- Calculăm amplificarea în curent continuu A_{ui0} :

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

0

0

Modelul este valabil numai pentru joasă frecvență. Dacă creștem frecvența ar trebui să regăsim formula amplificării în banda:

>

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

$$\frac{(1 + r_{pi} g_m) R_{em} R_s}{R_{em} r_x + g_m r_{pi} R_{em} R_s + R_{em} R_s + R_s r_x + r_{pi} R_{em} + r_{pi} R_s}$$

$$\frac{(1 + r_{pi} g_m) R_{em} R_s}{g_m r_{pi} R_{em} R_s + R_{em} R_s + r_{pi} R_{em} + r_{pi} R_s}$$

1

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[Out]/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);
```

$$-\frac{1 + r_{pi} g_m}{c_{pi} r_{pi}}$$

- 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);
```

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

- 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); limit(%, rpi=0);
```

$$\frac{(1 + r_{pi} g_m) R_{em} R_s}{R_{em} r_x + g_m r_{pi} R_{em} R_s + R_{em} R_s + R_s r_x + r_{pi} R_{em} + r_{pi} R_s}$$

$$\frac{(1 + r_{pi} g_m) R_{em} R_s}{r_{pi} R_s + R_{em} R_s + g_m r_{pi} R_{em} R_s + r_{pi} R_{em}}$$

1

- Neglijind rezistenta rx calculam amplificarea la frecventa mare:

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

1

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=3300, Rs=2000, Cs=10^(-4)};
```

$$schema := \{ Rem = 3300, Rs = 2000, Cs = \frac{1}{10000} \}$$

```
> tranzistor:={gm=0.0614, rx=0, rpi=3240, cpi=4.80*10^(-11),
cmiu=2.77*10^(-12), ro=7.58*10^4};
```

Etaj de amplificare elementar cu tranzistor bipolar în conexiune colector comun

```
tranzistor := { cmiu = .2770000000 10-11, rx = 0, cpi = .4800000000 10-10, rpi = 3240,
gm = .0614, ro = 75800.00 }
```

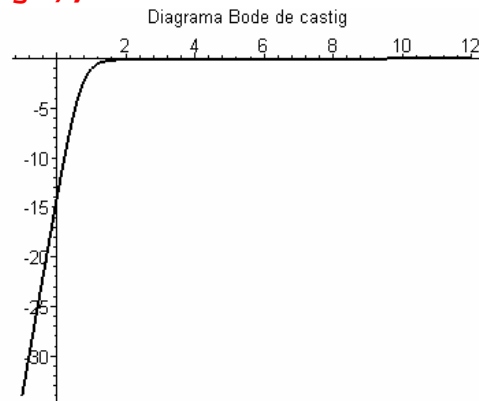
```
> Hs:=simplify(eval(H1,schema union tranzistor ));
```

$$Hs := 4169. \frac{s(243. s + .3124000000 10^{12})}{.1319622449 10^{16} s + .1013067 10^7 s^2 + .6545348312 10^{16}}$$

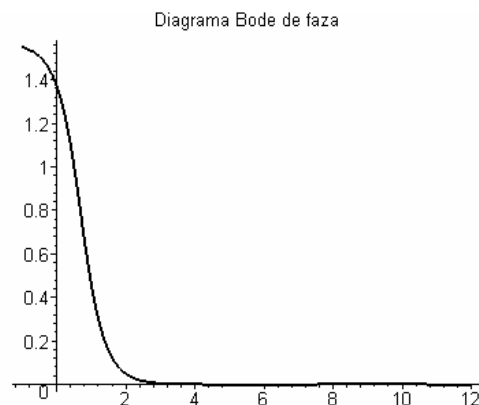
```
> PZ[numeric](Hs,s);
```

$$\begin{bmatrix} z1 & 0. \\ z2 & -.1285 10^{10} \\ p1 & -4.958 \\ p2 & -.1303 10^{10} \end{bmatrix}$$

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



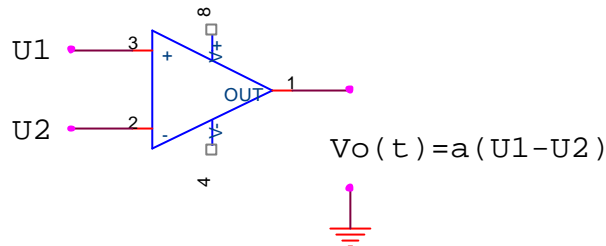
```
> plot( { [log10(omega), argument(subs(s=I*omega,Hs))] , omega=10^(-1)..10^3}, [log10(omega), argument(subs(s=I*omega,Hs))] , omega=10^3..10^8}, [log10(omega), argument(subs(s=I*omega,Hs))] , omega=10^8..10^12}], numpoints=300, color=black, thickness=2, title="Diagrama Bode de faza");
```



Modele pentru amplificatorul operational

Modele liniare	1
Modele neliniare	2
Model Spice pentru AO	3

Amplificatorul operational (AO) este un circuit (integrat sau discret) prevazut cu doua borne de intrare si o borna de iesire, furnizând la iesire o tensiune (fata de masa) egala cu replica amplificata a tensiunii *dintre* cele doua borne de intrare. Simbolul utilizat pentru AO este prezentat mai jos:

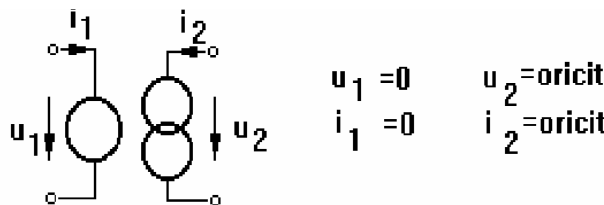


Amplificatorul operational realizeaza amplificare mare, banda de frecventa suficient de larga în aplicatii uzuale, impedanta de intrare mare si cea de iesire mica.

În functie de aplicatia concreta, modelul adoptat pentru AO poate fi diferit. Aceste modele se împart în doua categorii: liniare si neliniare.

Modele liniare

Cel mai simplu (si mai utilizat) model liniar este cel numit **nulator norator**; aceste doua cuvinte desemnând denumirile *uniportilor degenerati* ce modeleaza intrarea, respectiv iesirea amplificatorului operational. În acest model, denumit *amplificator operational ideal*, acceptabil în majoritatea aplicatiilor, se considera amplificarea, banda de frecventa si impedanta de intrare infinite, iar impedanta de iesire nula. Simbolul si relatiile matematice sunt prezentate mai jos:

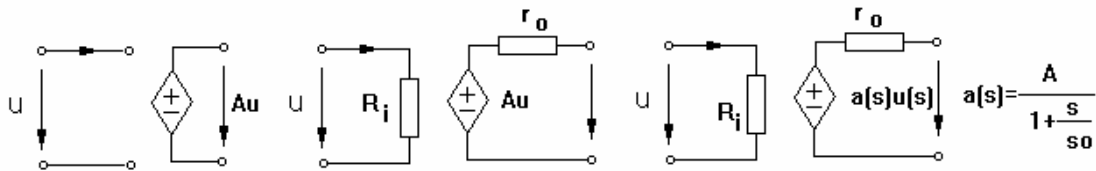


Se pot face o serie de observatii în legatura cu acest model:

- nulatorul si noratorul apar întotdeauna în pereche;
- noratorul are întotdeauna un terminal legat la masa;
- nulatorul impune doua restrictii semnalelor aplicate la bornele sale, iar noratorul nici una;
- pe model nu sunt precizate bornele de intrare inversoare si neinversoare, însa într-o aplicatie concreta ele se precizeaza în asa fel încât *stabilitatea* circuitului sa fie asigurata.

Analiza circuitelor cu AO se face în cazurile simple cu legile lui Kirchoff, iar în cazuri mai complicate cu metoda Nathan, care este în esenta o generalizare a teoremei tensiunilor nodale pentru circuite cu elemente degenerate. În ambele metode ideea este de a folosi cele 2 restrictii pe care le impune modelul nulator-norator.

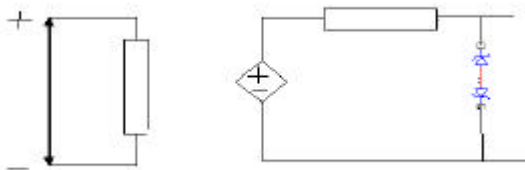
Un alt model liniar care se apropie din ce în ce mai mult de amplificatorul operational real, care are amplificare finita si dependenta de frecventa, impedanta de intrare mare, dar finita, impedanta de iesire mica, dar nenula este:



Modele neliniare

În cazul în care nivelul semnalului de intrare este suficient de mare pentru a obliga tensiunea de iesire sa atinga valoarea tensiunii de alimentare este necesara adoptarea unui model neliniar.

Cel mai simplu model neliniar pentru AO este:



Pentru a modela saturatia se cupleaza la circuit cele doua diode Zener. Deoarece circuitul este neliniar nu se poate folosi Laplace.

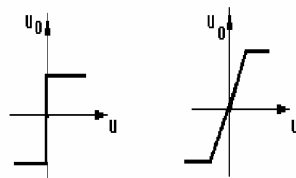
Pentru acest model avem relatiile:

$$U = \frac{aA}{s + a} V_I$$

$$\frac{dU(t)}{dt} + \alpha U(t) = \alpha A V_I$$

Doua sunt neliniaritatile principale care se manifesta în functionarea AO: intrarea în saturatie si viteza maxima de variatie a semnalului la iesire (slew-rate).

Prima este pusa în evidenta mai jos cu ajutorul unor caracteristici de tip comparator, respectiv de amplificator cu limitare:



A doua manifestare neliniara consta în aceea ca, în functionarea cu nivel mare al semnalului de intrare si la frecventa ridicata, semnalul de la iesirea AO nu mai reuseste sa urmareasca variatiile rapide ale semnalului aplicat la intrare, astfel încât forma tensiunii de iesire apare distorsionata (la frecvente foarte mari, practic triunghiulara). Se pune astfel în evidenta o viteza maxima de variatie a semnalului la iesirea AO, denumita *slew-rate* (SR), masurata în V/μs si care constituie un parametru de catalog. Pentru scopul acestei lucrari de laborator ne vom multumi cu un calcul simplu care ilustreaza relatia dintre acest parametru si marimile din circuit.

Sa presupunem ca la iesirea AO avem un semnal sinusoidal cu amplitudinea V_o si pulsatia ω_o :

$$v_o(t) = V_o \sin \omega_o t \tag{1}$$

Se stie ca viteza de variatie a unei marimi este data de derivata acesteia în raport cu timpul, în consecinta viteza de variatie a tensiunii la iesirea AO se calculeaza cu relatia:

$$\frac{dv_o}{dt} = V_o \omega_o \cos \omega_o t$$

de unde rezulta ca valoarea maxima a acesteia este:

$$SR = \left(\frac{dv_o}{dt} \right)_{\max} = V_o \omega_o \quad [V/\mu s]$$

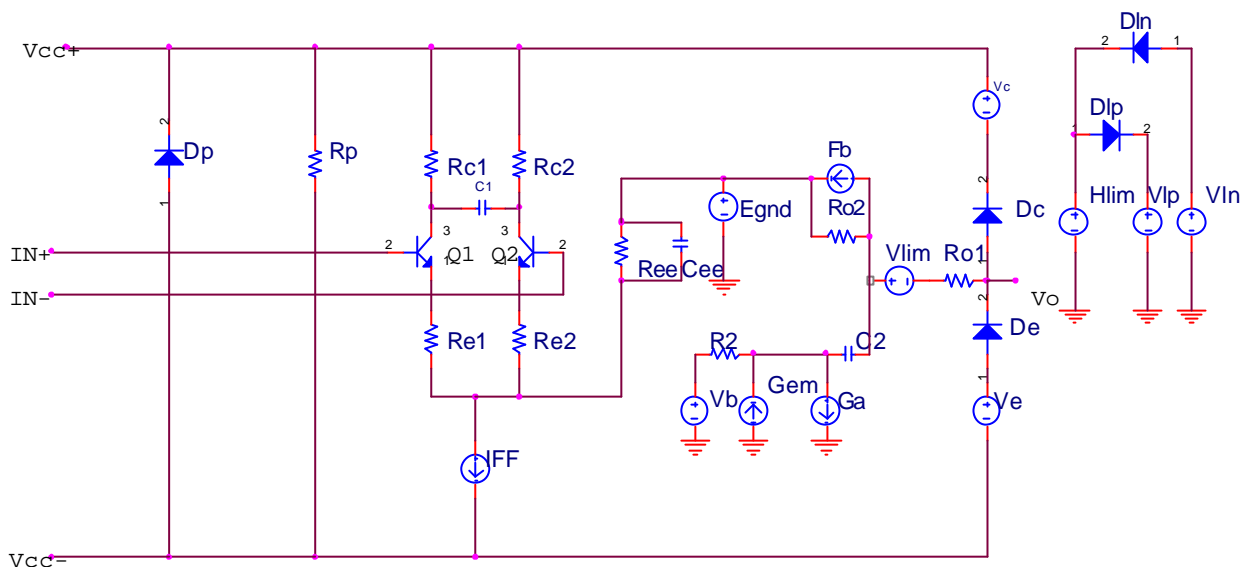
Se pot face acum o serie de observatii:

- aceasta manifestare neliniara apare mai întâi la trecerile prin zero ale semnalului de iesire;
- SR se determina măsurînd panta semnalului triunghiular de la iesire - într-o aplicatie concreta, cunoscînd valoarea tensiunii de alimentare (egala cu valoarea maxima la care ar putea ajunge V_o) si citind din catalog valoarea SR pentru amplificatorul operational folosit se poate determina valoarea maxima a frecventei de lucru pîna la care aceasta manifestare neliniara nu va apare, marime denumita *banda de câstig integral*:

$$W_{\max} = \frac{SR}{V^+}$$

Model Spice pentru AO

In macromodelul pentru AO de mai jos avem:



- Q1,Q2 constituie etajul diferential de intrare;
- Ree modeleaza impedanta de intrare pe modul comun;
- C1 modeleaza rezerva de faza, adaugand un defazaj suplimentar;
- Rp modeleaza puterea absorbita din sursele de alimentare;
- Ro1,Ro2 modeleaza impedanta de ie sire;
- Ga realizeaza trecerea de la etajul de intrare la etajul de iesire;

```
.subckt uA741 1 2 3 4 5
c1 11 12 8.661E-12
c2 6 7 30.00E-12
de 54 5 dy
dln 92 90 dx
dp 4 3 dx
egnd 99 0 poly(2),(3,0),(4,0) 0 .5 .5
fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 10.61E6 -1E3 1E3 10E6 -10E6
ga 6 0 11 12 188.5E-6
gcm 0 6 10 99 5.961E-9
iee 10 4 dc 15.16E-6
hlim 90 0 vlim 1K
q1 11 2 13 qx
q2 12 1 14 qx
r2 6 9 100.0E3
rc1 3 11 5.305E3
rc2 3 12 5.305E3
re1 13 10 1.836E3
re2 14 10 1.836E3
ree 10 99 13.19E6
ro1 8 5 50
ro2 7 99 100
rp 3 4 18.16E3
vb 9 0 dc 0
vc 3 53 dc 1
ve 54 4 dc 1
vlim 7 8 dc 0
vlp 91 0 dc 40
vln 0 92 dc 40
.model dx D(Is=800.0E-18 Rs=1)
.model dy D(Is=800.00E-18 Rs=1m Cjo=10p)
.model qx NPN(Is=800.0E-18 Bf=93.75)
.ends
```


Topologii elementare pentru AO in functionare liniara

Topologie inversoare

Scopul lucrarii	1
Calculul functiei de transfer	2
Metoda I:divizor de tensiune	2
MetodaII:ecuatii TTN	2
Metoda III: calcul simbolic	2
Analiza in cazul ideal.....	3
Analiza in cazul neideal.....	4
Analiza SPICE	5
Functionarea cu limitare.....	5
Limitarea unui semnal sinusoidal:	6
Diagrame Bode de castig si faza:.....	6

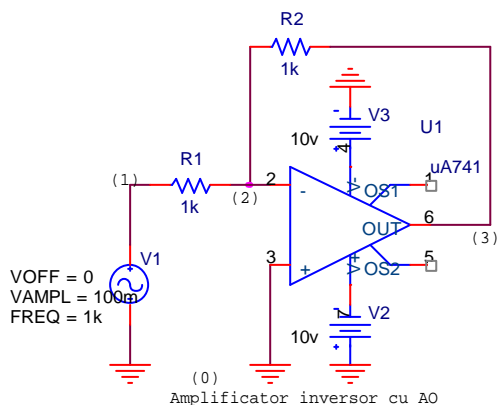
Topologie neinversoare

Scopul lucrarii	7
Calculul functiei de transfer	7
Metoda I: divizor de tensiune	7
MetodaII: ecuatii TTN	7
MetodaIII: calcul simbolic	8
Analiza in cazul ideal.....	9
Analiza in cazul neideal.....	10
Analiza SPICE	11
Functionarea cu limitare.....	11
Limitarea unui semnal sinusoidal:	12
Diagrama Bode de cistig si faza:.....	12
Modelarea AO	13
AO in bucla deschisa.....	13
Topologie inversoare.....	14
Topologie neinversoare.....	15

Topologie inversoare

Scopul lucrarii

Se doreste analiza circuitului din figura:



Componente:

R1=1kO

R2=1kO

Calculul functiei de transfer

Metoda I:divizor de tensiune

Calculul functiei de transfer folosind divizor de tensiune:

$$H(s) = -\frac{R2}{RI}$$

MetodaII:ecuatii TTN

Pentru circuitul cu nodurile din figura se scrieTTN:

- (1) $V_{10}(s)=E(s)$;
 - (2) $-G_1V_{10}(s)+(G_1+G_2)V_{20}(s)-G_2V_{30}(s)=0$;
 - (3) $V_{30}(s)=-AV_{20}(s)$;
- ecuatia de iesire: $V_{30}(s)=Y(s)$;

unde amplificatorul operational s-a modelat ca o sursa de tensiune comandata in tensiune.

In urma rezolvarii acestor ecuatii rezulta functia de transfer:

$$H(s) = -\frac{AR2}{ARI + RI + R2}$$

Metoda III: calcul simbolic

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

Caracterizarea circuitului

Descrierea circuitului folosind un netlist de tip spice

```
> AmpInversor:=
"Amplificatorul Inversor cu AO
R1 1 2 R1
R2 2 3 R2
E 3 0 0 2 A
Vg 1 0 Vg
.end";
AmpInversor := "Amplificatorul Inversor cu AO\nR1 1 2 R1\nR2 2 3 R2\nE 3 0 0 2 A \
\nVg 1 0 Vg\n.end"
```

Pentru circuit, calculul tensiunilor nodale si a curentilor prin laturi

```
> syrup(AmpInversor,dc,curenti,tensiuni):
Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "Amplificatorul Inversor cu AO"
(ignore this line)
> tensiuni;
```

$$\left\{ v_2 = \frac{R2 Vg}{A RI + RI + R2}, v_3 = -\frac{A R2 Vg}{A RI + RI + R2}, v_1 = Vg \right\}$$

```
> curenti;
```

$$\left\{ i_{R1} = \frac{Vg - \frac{R2 Vg}{A RI + RI + R2}}{RI}, i_{R2} = \frac{\frac{R2 Vg}{A RI + RI + R2} + \frac{A R2 Vg}{A RI + RI + R2}}{R2}, \right. \\ \left. i_E = \frac{Vg (A + 1)}{A RI + RI + R2}, i_{Vg} = -\frac{Vg (A + 1)}{A RI + RI + R2} \right\}$$

Calculul functiei de transfer H(s):

> **Ha:=eval(v[3]/v[1],tensiuni);**

$$Ha := -\frac{A R2}{RI + RI A + R2}$$

Analiza folosind TTN

Scriem TTN pentru circuitul echivalent al inversorului:

> **eqTTN:={ (Vg-v[2])*1/RI+(v[3]-v[2])*1/R2=0,v[3]=-A*v[2],v[1]=Vg};**

$$eqTTN := \left\{ \frac{Vg - v_2}{RI} + \frac{v_3 - v_2}{R2} = 0, v_1 = Vg, v_3 = -A v_2 \right\}$$

> **solTTN:=solve(eqTTN,{v[2],v[3],v[1]});**

$$solTTN := \left\{ v_2 = \frac{R2 Vg}{A RI + RI + R2}, v_3 = -\frac{A R2 Vg}{A RI + RI + R2}, v_1 = Vg \right\}$$

Funcția de transfer:

> **Ha:=eval(v[3]/v[1],solTTN);**

$$Ha := -\frac{A R2}{RI + RI A + R2}$$

Analiza in cazul ideal

Se considera o comportare in frecventa constanta.

Funcția de transfer calculata:

> **Ha;**

$$-\frac{A R2}{A RI + RI + R2}$$

Pentru amplificare infinaita relatia se poate aproxima:

> **H:=limit(Ha,A=infinity);**

$$H := -\frac{R2}{RI}$$

Evaluare numerica pentru R1=1000, R2=1000 in cele doua cazuri (amplificare infinita si amplificare finita):

> **Ainfinit:=evalf(eval(H,[R2=10^3,R1=10^3]));**

Afinit:=evalf(eval(Ha,[R2=10^3,R1=10^3,A=10^5]));

$$Ainfinit := -1.$$

$$Afinit := -.9999800004$$

La intrare aplicam un semnal sinusoidal:

> **Vg:=sin(w0*t);**

$$Vg := \sin(w0 t)$$

La iesire vom avea semnalul de la intrare inversat:

> **eval(limit(eval(v[3],tensiuni),A=infinity),[R2=10^3,R1=10^3]);**

evalf(eval(limit(eval(v[3],tensiuni),A=10^5),[R2=10^3,R1=10^3]));

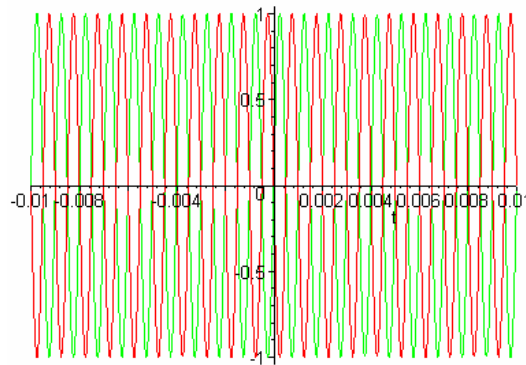
;

$$-\sin(w0 t)$$

$$-.9999800004 \sin(w0 t)$$

Reprezentarea grafica :semnalul de intrare (verde) si semnalul de iesire (rosu):

```
>plot([eval(limit(eval(v[3],tensiuni),A=infinity),[R2=10^3,R1=10^3,w0=2*Pi*10^3]),eval(eval(v[1],tensiuni),[w0=2*Pi*10^3])),t=-0.01..0.01);
```



Analiza in cazul neideal

Se considera o comportare depinzind de frecventa. Pentru amplificatorul operational s-a luat in considerare un singur pol (pol dominant).

```
> A:=A0/(1+s/p1);
```

$$A := \frac{A0}{1 + \frac{s}{p1}}$$

Pentru modelul considerat functia de transfer este:

```
> Ha;
```

$$-\frac{A0 R2}{\left(1 + \frac{s}{p1}\right) \left(\frac{A0 R1}{1 + \frac{s}{p1}} + R1 + R2\right)}$$

Pentru amplificare de cc finita si pentru valorile rezistentelor avem:

```
> Hs:=simplify(eval(Ha, [R2=10^3, R1=10^3, A0=10^5, p1=2*Pi*5*10^3]));
```

$$Hs := -500000000 \frac{\pi}{500010000 \pi + s}$$

```
> Bode[castig](evalf(Hs)); Bode[faza](evalf(Hs));
```

Diagrama Bode de castig

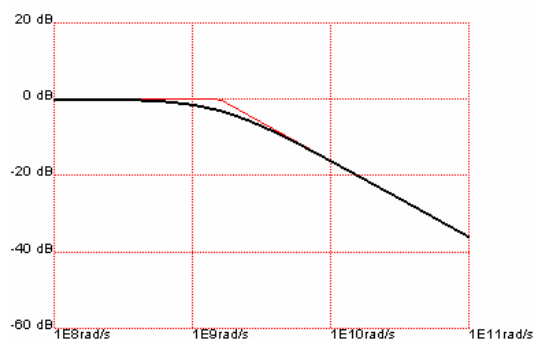
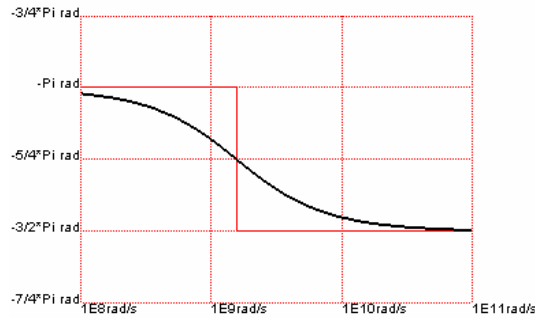


Diagrama Bode de faza

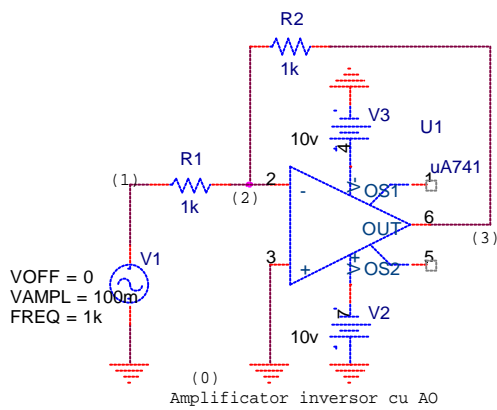


Amplificarea finita de c.c. a A.O. determina o scadere o amplificarii de c.c. a circ. invecisor.

```
> evalf(eval(Hs,s=I*0));
```

-0.9999800004

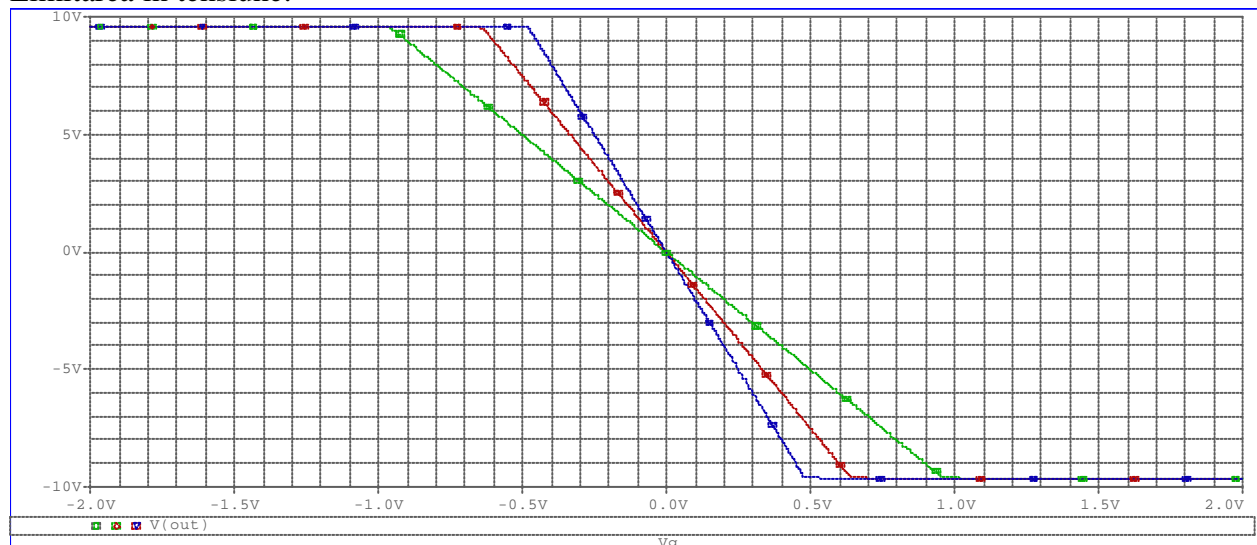
Analiza SPICE



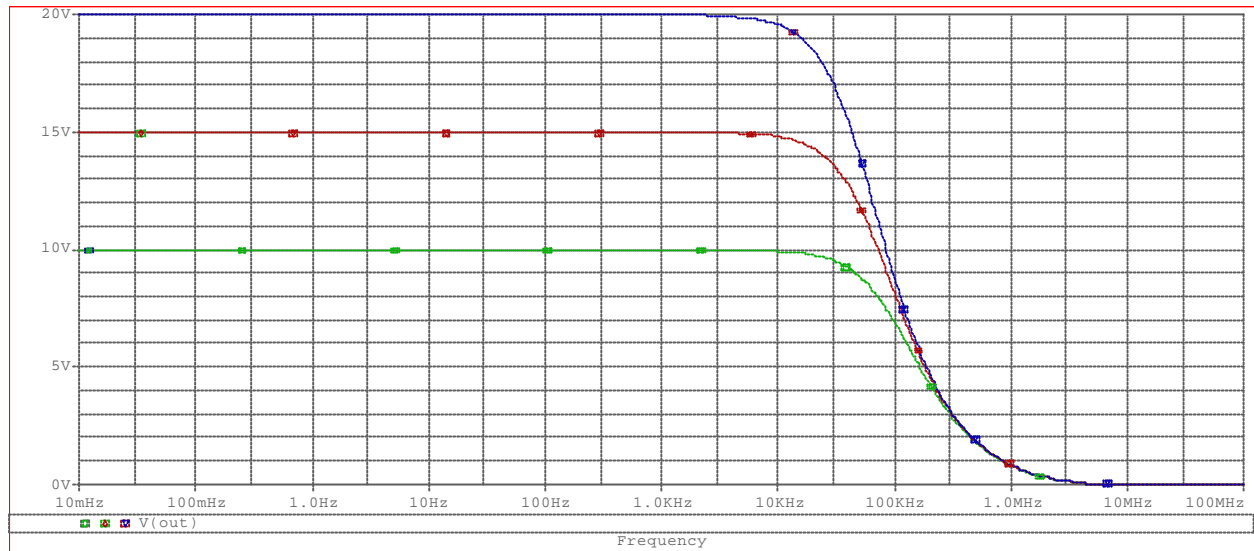
```
*Amplificator inversor cu AO
.lib "c:\msim62i\lib\jopamp.lib"
R1 in in- 1K
R2 in- out {Rval}
Vcc Vcc 0 10V
Vee Vee 0 -10V
Xopamp 0 in- Vcc Vee out upc741c
Vg in 0 dc 0 ac 100m sin(0 100m 10k)
.param Rval 1k
.step param Rval list 10k 15k 20k
.tran 1u 0.5m
.ac dec 100 0.01 100Meg
.dc Vg -2 2 1m
.probe
.end
```

Functionarea cu limitare

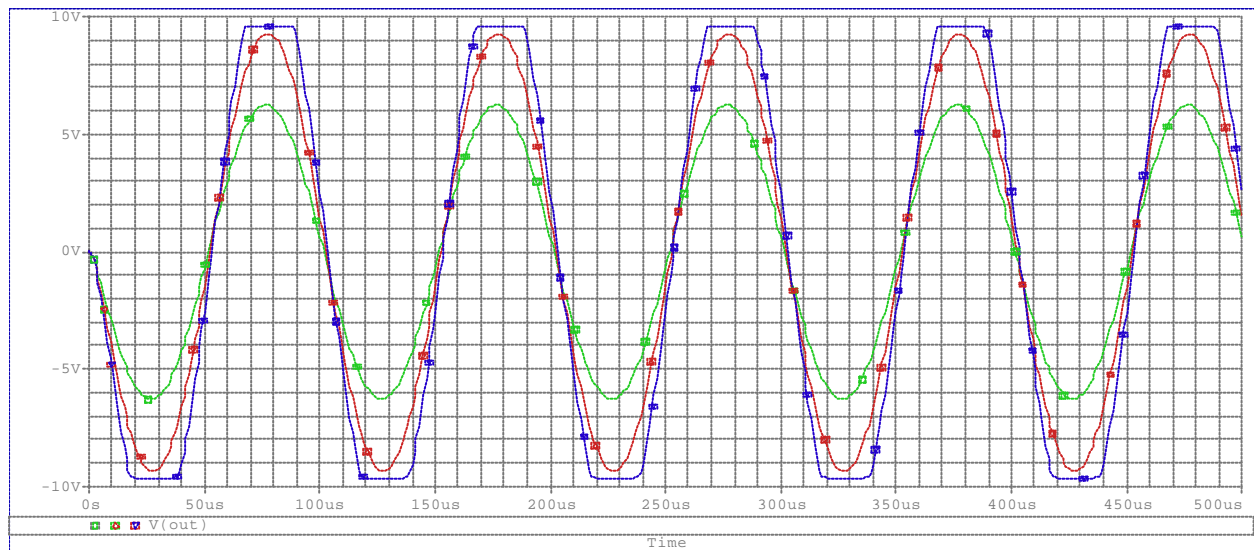
Limitarea in tensiune:



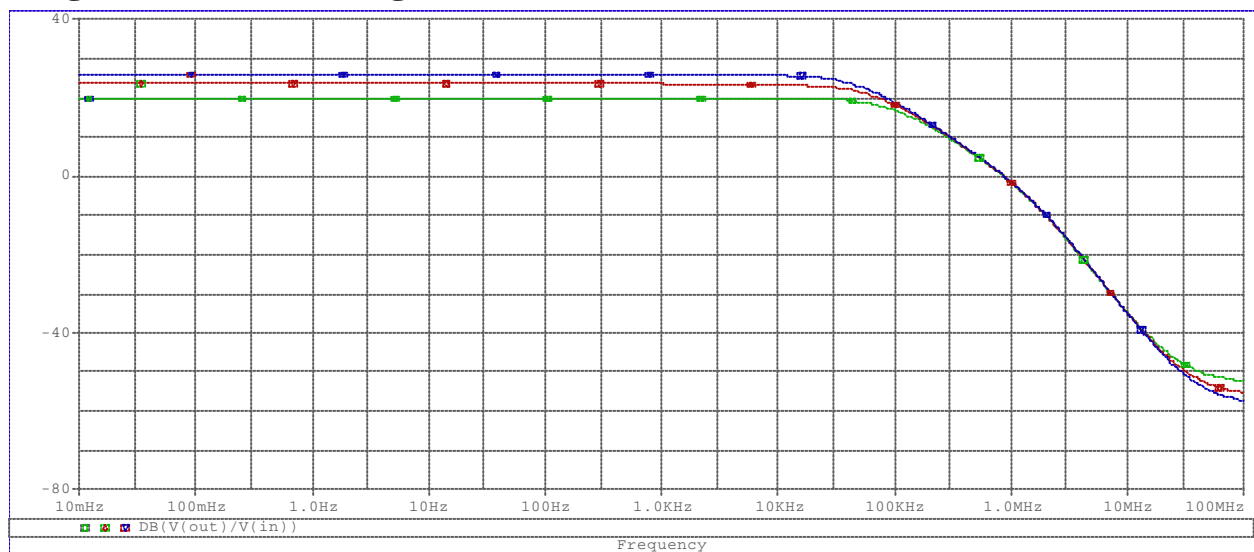
Limitarea in frecventa:

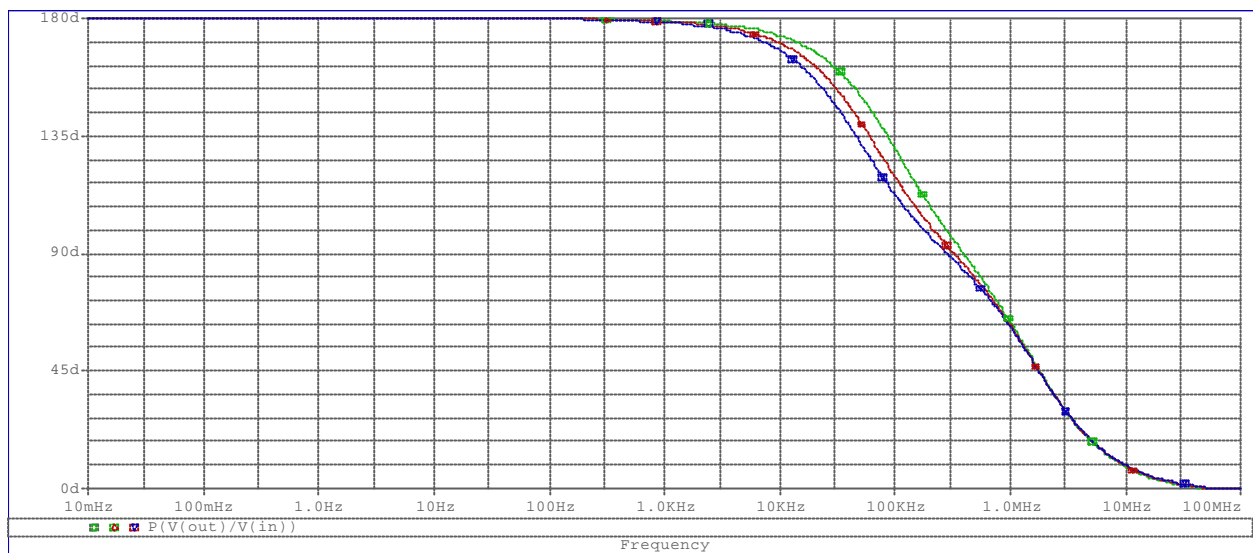


Limitarea unui semnal sinusoidal:



Diagrame Bode de castig si faza:

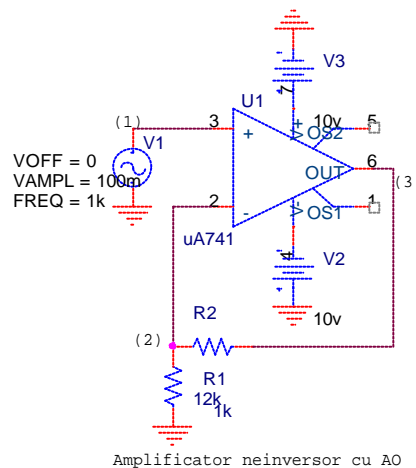




Topologie neinversoare

Scopul lucrării

Se dorește analiza circuitului din figura :



Amplificator neinversor cu AO

Componente:

R1=1kΩ,
R2=12kΩ;

Calculul funcției de transfer

Metoda I: divizor de tensiune

Calculul funcției de transfer folosind divizor de tensiune:

$$H(s) = \frac{R2 + R1}{R1}$$

Metoda II: ecuații TTN

Pentru circuitul din figura se scrie TTN:

- (1) $V_{10}(s) = E(s)$;
 - (2) $(G_1 + G_2)V_{20}(s) - V_{30}(s) = 0$;
 - (3) $V(s) = A(V_{10}(s) - V_{20}(s))$;
- ecuația de ieșire este: $V_{30}(s) = Y(s)$;

unde amplificatorul operațional s-a modelat ca o sursă de tensiune comandată în tensiune.

In urma rezolvarii acestor ecuatii rezulta functia de transfer:

$$H(s) = \frac{A}{1 + A \frac{R1}{R1 + R2}}$$

Metoda III: calcul simbolic

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

Caracterizarea circuitului

Descrierea circuitului folosind un netlist de tip spice

```
> AmpNeinversor:=
"Amplificatorul Neinversor cu AO
R1 0 Inminus R1
R2 Inminus Out R2
E Out 0 In Inminus A
Vg In 0 Vg
.end":
```

Pentru circuit, calculul tensiunilor nodale si a curentilor prin laturi

```
> syrup(AmpNeinversor,dc,curenti,tensiuni):
Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "Amplificatorul Neinversor cu AO"
(ignore this line)
syrup: There may be an unconnected component.
The following component(s) have zero current: {Vg}.
> tensiuni;
```

$$\left\{ v_{Out} = \frac{A Vg (R2 + R1)}{R1 + A R1 + R2}, v_{Inminus} = \frac{A Vg R1}{R1 + A R1 + R2}, v_{In} = Vg \right\}$$

```
> curenti;
```

$$\left\{ \begin{aligned} i_{R1} &= -\frac{A Vg}{R1 + A R1 + R2}, i_{R2} = \frac{\frac{A Vg R1}{R1 + A R1 + R2} - \frac{A Vg (R2 + R1)}{R1 + A R1 + R2}}{R2}, \\ i_E &= -\frac{A Vg}{R1 + A R1 + R2}, i_{Vg} = 0 \end{aligned} \right\}$$

Calculul functiei de transfer H(s):

```
> Ha:=eval(v[Out]/v[In],tensiuni);
```

$$Ha := \frac{A (R1 + R2)}{R2 + R1 + A R1}$$

Analiza folosind TTN

Scriem TTN pentru circuitul echivalent al inversorului:

```
> restart:with(Syrup):
> libname:="C:\maple/SCSlib","../DCElib",libname:
> eqTTN:={ (v[Out]-v[Inminus])*1/R2+(0-
v[Inminus])*1/R1=0,v[Out]=A*(v[In]-v[Inminus]),v[In]=Vg};
```

$$eqTTN := \left\{ \frac{v_{Out} - v_{Inminus}}{R2} - \frac{v_{Inminus}}{R1} = 0, v_{Out} = A (v_{In} - v_{Inminus}), v_{In} = Vg \right\}$$

```
> tensiuni:=solve(eqTTN,{v[Out],v[Inminus],v[In]});
tensiuni := { vOut =  $\frac{A Vg (RI + R2)}{RI A + RI + R2}$ , vIn = Vg, vInminus =  $\frac{RI A Vg}{RI A + RI + R2}$  }
```

Functia de transfer:

```
> H:=eval(v[Out]/v[In],tensiuni);
Ha :=  $\frac{A (RI + R2)}{R2 + RI + A RI}$ 
```

Analiza in cazul ideal

Se considera o comportare in frecventa constanta.

Functia de transfer calculata:

```
> Ha;
```

$$Ha = \frac{A (RI + R2)}{RI A + RI + R2}$$

Pentru amplificare infinaita relatia se poate aproxima:

```
> H:=limit(Ha,A=infinity);
H :=  $\frac{RI + R2}{RI}$ 
```

Evaluare numerica pentru R1=12000, R2=1000 in cele doua cazuri (amplificare infinita si amplificare finita):

```
> Ainfinite:=evalf(eval(H,[R2=12*10^3,R1=10^3]));
Afinit:=evalf(eval(Ha,[R2=12*10^3,R1=10^3,A=10^5]));
Afinit := 13.
Afinit := 12.99831022
```

La intrare aplicam un semnal sinusoidal:

```
> eval(v[In],tensiuni);
sin(w0 t)
```

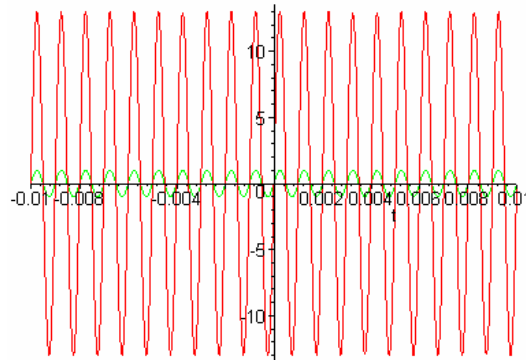
La iesire vom avea semnalul de la intrare amplificat:

```
>
eval(limit(eval(v[Out],tensiuni),A=infinity),[R2=12*10^3,R1=10^3]);
evalf(eval(limit(eval(v[Out],tensiuni),A=10^5),[R2=12*10^3,R1=10^3]));
13 sin(w0 t)
12.99831022 sin(w0 t)
```

Obs: Diferenta intre a considera o amplificare finita sau una infinita este mica!

Reprezentarea grafica: semnalul de intrarea (verde) si semnalul de iesire (rosu):

```
>
plot([eval(limit(eval(v[Out],tensiuni),A=infinity),[R2=12*10^3,R1=10^3,w0=2*Pi*10^3]),eval(eval(v[In],tensiuni),[w0=2*Pi*10^3])],t=-0.01..0.01);
```



Analiza in cazul neideal

Se considera o comportare depinzind de frecventa. Pentru amplificatorul operational s-a luat in considerare un sinur pol (pol dominant).

> $A := A0 / (1 + s / p1);$

$$A := \frac{A0}{1 + \frac{s}{p1}}$$

Pentru modelul considerat functia de transfer este:

> $H_a;$

$$\frac{A0 (R1 + R2)}{\left(1 + \frac{s}{p1}\right) \left(\frac{R1 A0}{1 + \frac{s}{p1}} + R1 + R2\right)}$$

Pentru amplificare de cc finita si pentru valorile rezestentelor avem:

> $H_s := \text{simplify}(\text{eval}(H_a, [R2=12*10^3, R1=10^3, A0=10^5, p1=2*Pi*5*10^3]));$

$$H_s := 13000000000 \frac{\pi}{1000130000 \pi + 13 s}$$

> $\text{Bode}[\text{castig}](\text{evalf}(H_s)); \text{Bode}[\text{faza}](\text{evalf}(H_s));$

Diagrama Bode de castig

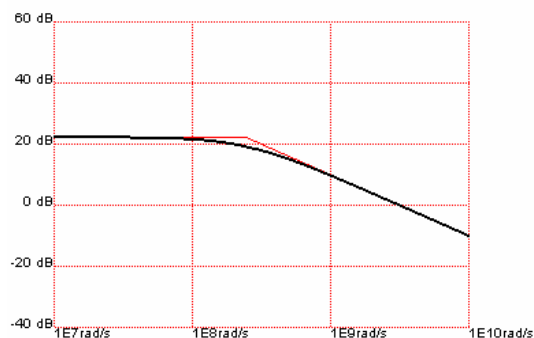
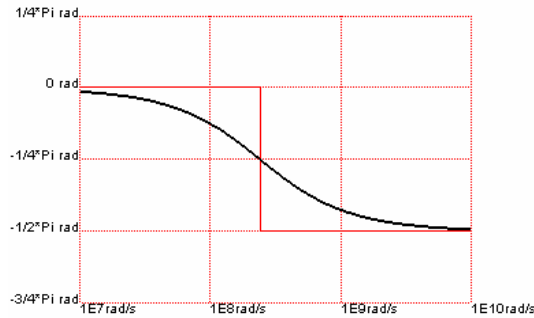


Diagrama Bode de faza

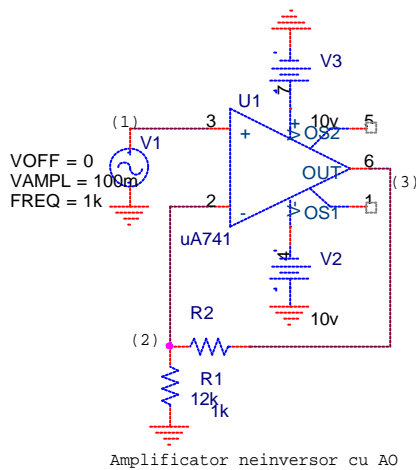


Amplificarea finita de c.c. a A.O. determina o scadere a amplificarii de c.c. a circ. neinversor.

```
> evalf(eval(Hs,s=I*0));
```

12.99831022

Analiza SPICE



***Amplificator neinversor cu AO**

.lib "c:\msim62i\lib\jopamp.lib"

R1 0 in- 1K

R2 in- out 10k

Vcc Vcc 0 10V

Vee Vee 0 -10V

Xopamp in+ in- Vcc Vee out upc741c

Vg in+ 0 dc 0 ac 100m sin(0 100m 10k)

.tran 1u 0.5m

.ac dec 100 0.01 100Meg

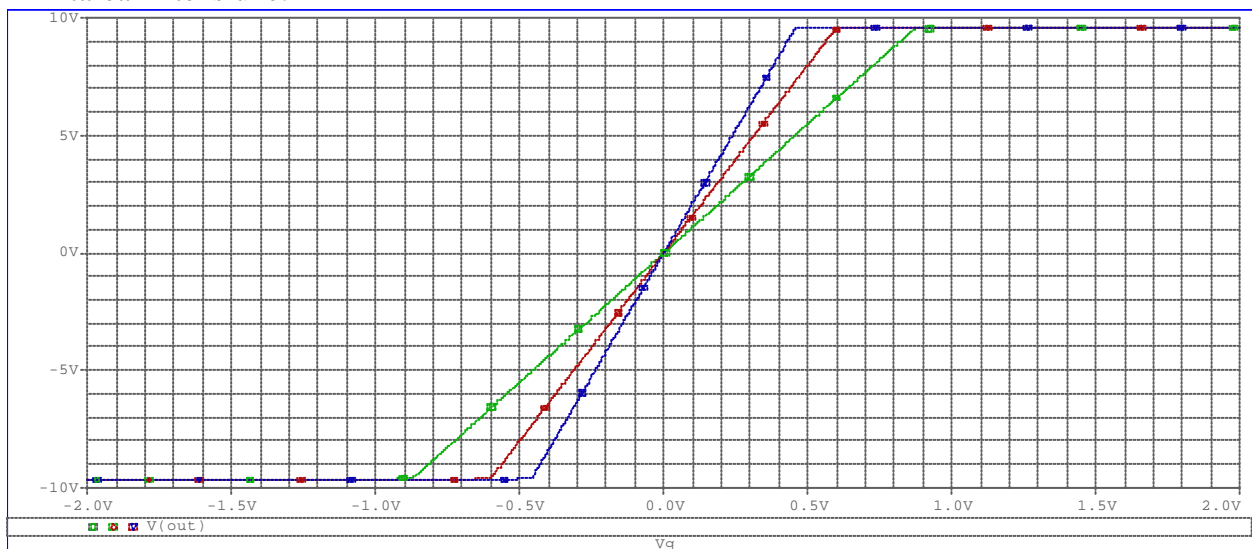
.dc Vg -2 2 1m

.probe

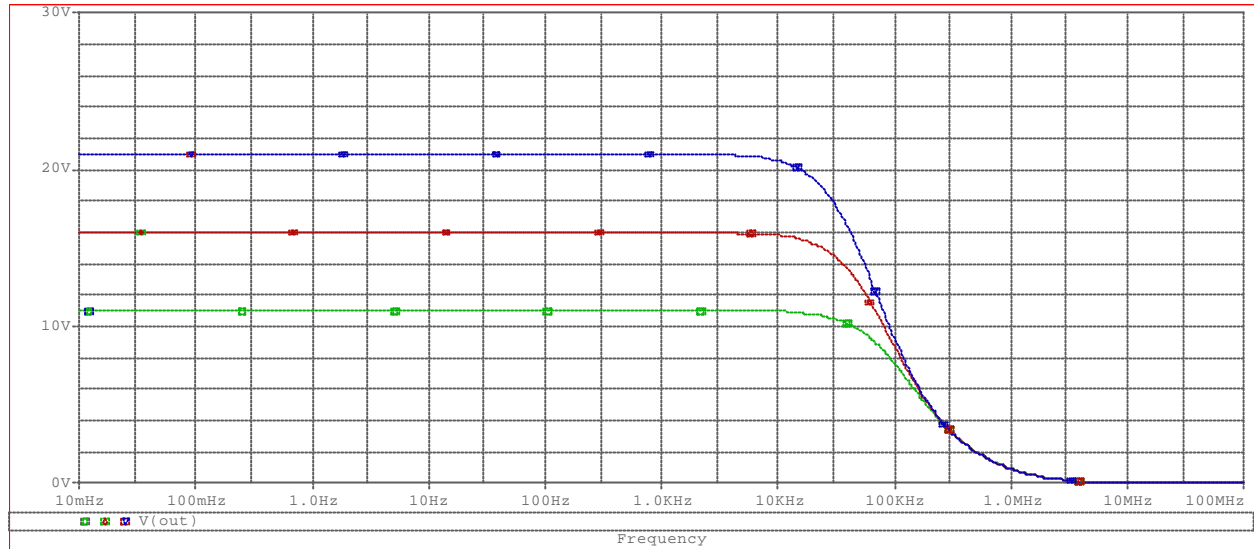
.end

Functionarea cu limitare

Limitarea in tensiune:



Limitarea in frecventa



Limitarea unui semnal sinusoidal:

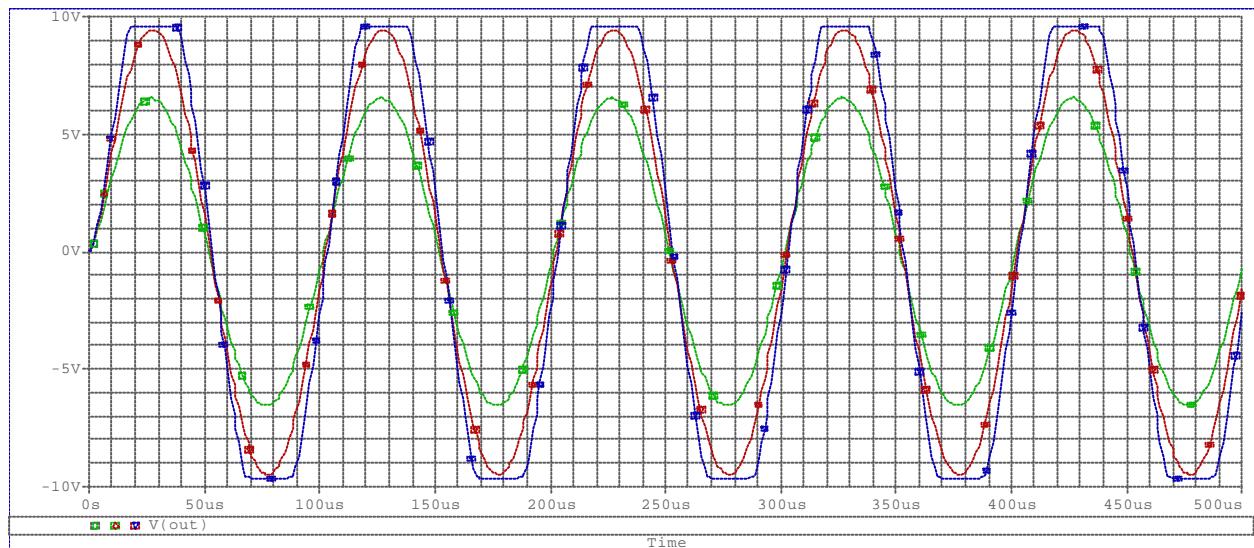
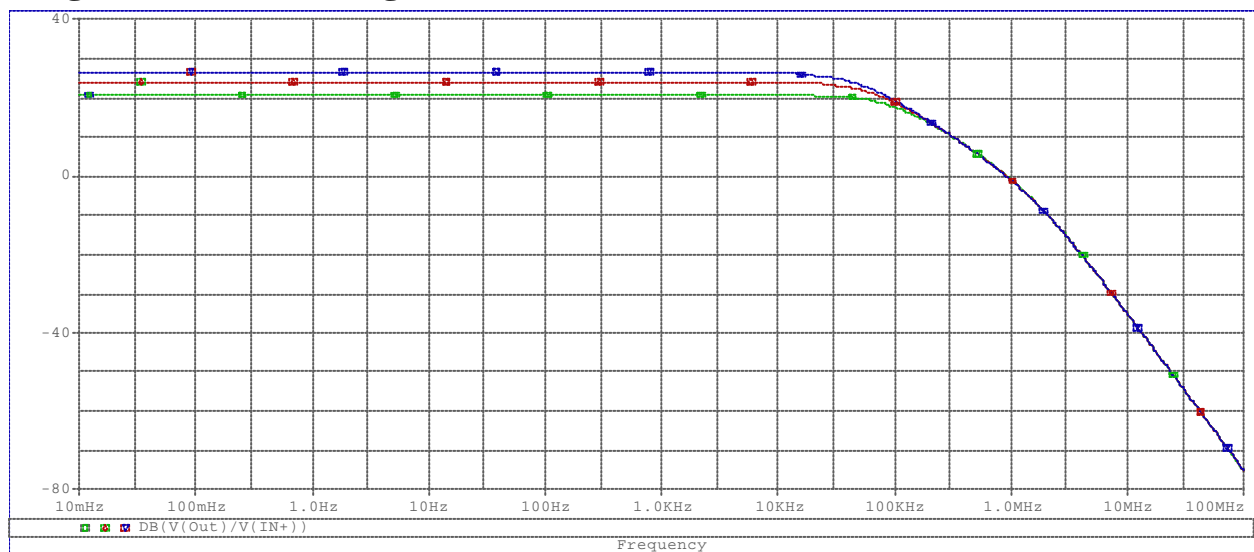
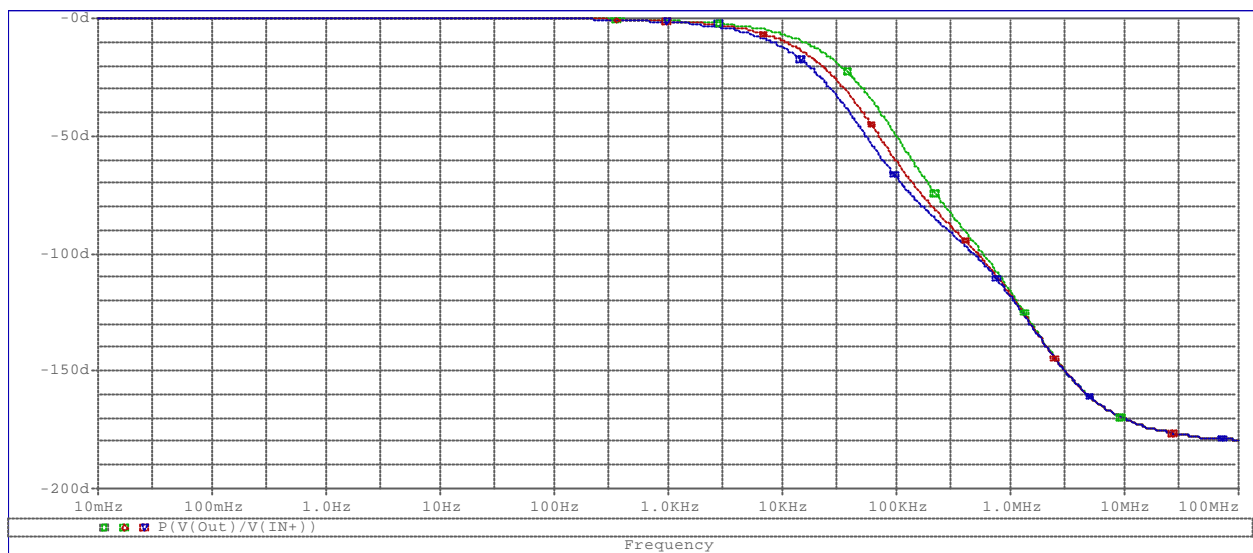


Diagrama Bode de cistig si faza:





Modelarea AO

AO in bucla deschisa

```
> restart:with(Syrup):
> circuitAO:=
"amplificator operational in bucla deschisa
Vin In 0
Vcc Vcc 0
Vee Vee 0
Xopamp In 0 Vcc Vee Out uA741
*Modelarea A.O.
.subckt uA741 In_plus In_minus Vcc_plus Vcc_minus Out
V Out 0 f(v[In_plus],v[In_minus],v[Vcc_plus],v[Vcc_minus])
.ends
.end":
> syrup(circuitAO,dc,curenti,tensiuni);
```

Modelarea amplificatorului operational se face la modul general, tensiunea de iesire depinde de tensiunile de intrare (nodul + si nodul -) si de tensiunile de alimentare Vcc si Vee printr-o functie in general neliniara.

```
> v[Out]:=eval(eval(v[Out],tensiuni),f=fsat);
          vOut := fsat(Vin, 0, Vcc, Vee)
```

Un model simplu este amplificator liniar cu saturatie:

```
> fsat:=(x1,x2,y1,y2)->piecewise(x1-x2<y1/A0 and y2/A0<x1-x2,
x2,A0*(x1-x2),y1/A0<=x1-x2,y1,x1-x2<=y2/A0,y2);
```

$$fsat := (x1, x2, y1, y2) \rightarrow \text{piecewise} \left(x1 - x2 < \frac{y1}{A0} \text{ and } \frac{y2}{A0} < x1 - x2, A0(x1 - x2), \frac{y1}{A0} \leq x1 - x2, y1, x1 - x2 \leq \frac{y2}{A0}, y2 \right)$$

```
> #fsat:=(x1,x2,y1,y2)->(y1-y2)/2*tanh(alpha*(x1-x2))+(y1+y2)/2;
```

Pentru conexiunea in bucla deschisa:

```
> Vout:=eval(eval(v[Out],tensiuni),f=fsat);
```

$$V_{out} := \begin{cases} A0 V_{in} & V_{in} - \frac{V_{cc}}{A0} < 0 \text{ and } \frac{V_{ee}}{A0} - V_{in} < 0 \\ V_{cc} & \frac{V_{cc}}{A0} \leq V_{in} \\ V_{ee} & V_{in} \leq \frac{V_{ee}}{A0} \end{cases}$$

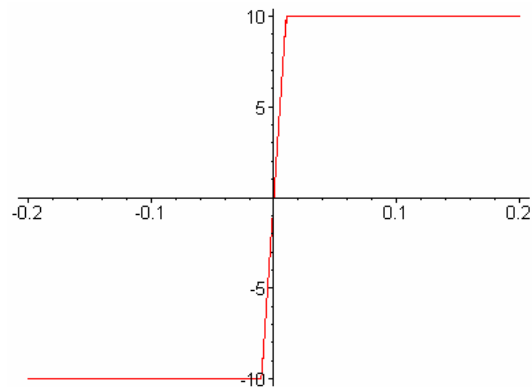
Consideram semnalul de intrare sinusoidal:

> `Vin:=V0*sin(2*Pi*f0*t);`

$$V_{in} := V_0 \sin(2 \pi f_0 t)$$

Caracteristica de intrare-iesire cu limitare:

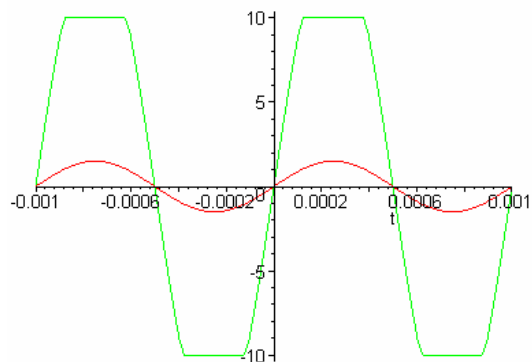
> `plot([eval(Vin,[V0=0.2,f0=10^3]),subs([V0=0.2,f0=10^3,A0=10^3,Vc
c=10,Vee=-10],Vout),t=0..0.001]);`



Obs: Amplificarea A0 a modelului este constanta. O modelare mai amanuntita poate considera amplificarea depinzind de frecventa.

Limitarea tensiunii de iesire:

> `plot({eval(10*Vin,[f0=10^3,V0=0.15]),eval(Vout,[f0=10^3,A0=10^2,
Vcc=10,Vee=-10,V0=0.15])},t=-0.001..0.001);`



Topologie inversoare

> `restart:with(Syrup):`

> `inversorAO:=`

`"amplificator operational inversor`

`Vin In 0`

`Vcc Vcc 0`

`Vee Vee 0`

`R1 In Inm`

`R2 Inm Out`

`Xopamp 0 Inm Vcc Vee Out uA741`

***Modelarea A.O.**

```
.subckt uA741 In_plus In_minus Vcc_plus Vcc_minus Out
V Out 0 f(v[In_plus],v[In_minus],v[Vcc_plus],v[Vcc_minus])
.ends
.end":
```

```
> sol:=syrup(inversorAO,dc,curenti,tensiuni):
```

Un model simplu este amplificator liniar cu saturatie:

```
> fsat:=(x1,x2,y1,y2)->(y1-y2)/2*tanh(alpha*(x1-x2))+(y1+y2)/2;
```

Tensiunea de iesire:

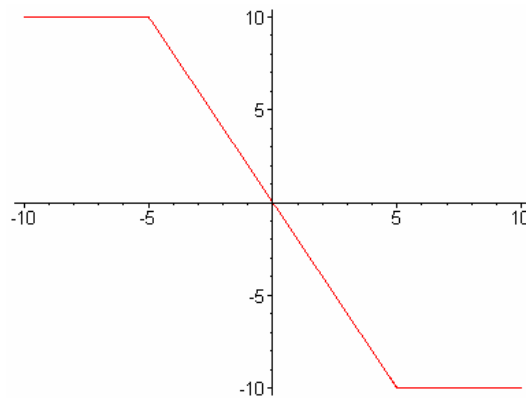
```
> Vout:=eval(eval(v[Out],tensiuni),f=fsat):
```

Consideram semnalul de intrare sinusoidal:

```
> Vin:=V0*sin(2*Pi*f0*t):
```

Caracteristica de intrare-iesire:

```
> plot([eval(Vin,[V0=10,f0=10^3]),eval(Vout,[V0=10,f0=10^3,Vcc=10,
Vee=-10,alpha=10^3,R1=1,R2=2]),t=0..0.001]);
```



Obs: caracteristica intrare - iesire este cu limitare si corespunde unui amplificator inversor.

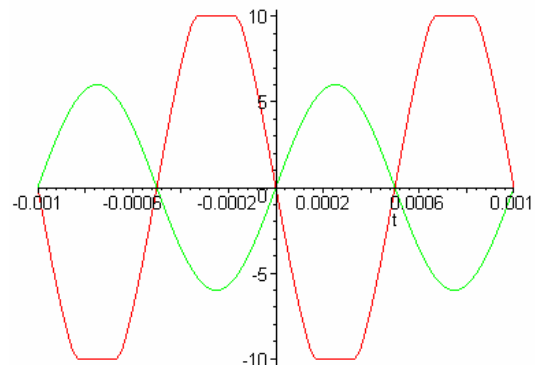
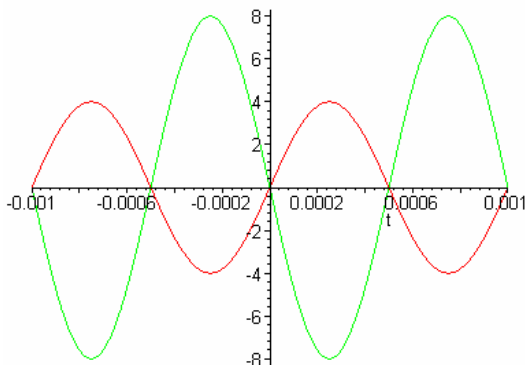
Pentru functionare liniara, amplificarea este $A=-2$ si este determinata de rezistentele R1 si R2.

Functionarea liniara (pentru tensiuni de intrare de amplitudine mica $V0 < V_{sat}/A$):

```
> plot({eval(Vin,[f0=10^3,V0=4]),eval(Vout,[f0=10^3,Vcc=10,Vee=-10,alpha=10^3,V0=4,R1=1,R2=2])},t=-0.001..0.001);
```

Limitarea tensiunii de iesire (pentru tensiuni de intrare de amplitudine mare $V0 > V_{sat}/A$):

```
> plot({eval(Vin,[f0=10^3,V0=6]),eval(Vout,[f0=10^3,Vcc=10,Vee=-10,alpha=10^3,V0=6,R1=1,R2=2])},t=-0.001..0.001);
```



Topologie neinversoare

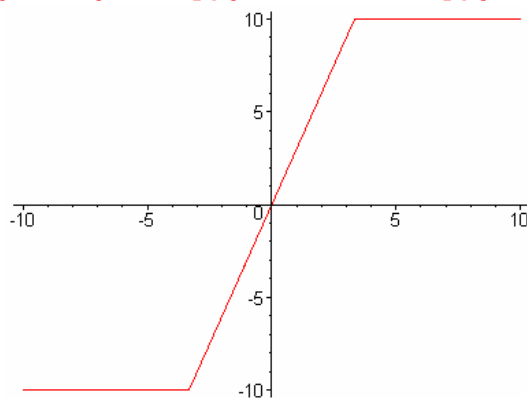
```
> restart:with(Syrup):
```

```
> neinversorAO:=
```

```
"amplificator operational neinversor
```

```
Vin In 0
```

```
Vcc Vcc 0
Vee Vee 0
R1 0 Inm
R2 Inm Out
Xopamp In Inm Vcc Vee Out uA741
*Modelarea A.O.
.subckt uA741 In_plus In_minus Vcc_plus Vcc_minus Out
V Out 0 f(v[In_plus],v[In_minus],v[Vcc_plus],v[Vcc_minus])
.ends
.end":
> sol:=syrup(neinversorAO,dc,curenti,tensiuni):
Un model simplu este amplificator liniar cu saturatie:
> fsat:=(x1,x2,y1,y2)->(y1-y2)/2*tanh(alpha*(x1-x2))+(y1+y2)/2;
Tensiunea de iesire:
> Vout:=eval(eval(v[Out],tensiuni),f=fsat):
Consideram semnalul de intrare sinusoidal:
> Vin:=V0*sin(2*Pi*f0*t):
Caracteristica de intrare-iesire:
> plot([eval(Vin,[V0=10,f0=10^3]),eval(Vout,[V0=10,f0=10^3,Vcc=10,
Vee=-10,alpha=10^3,R1=1,R2=2]),t=0..0.001]);
```

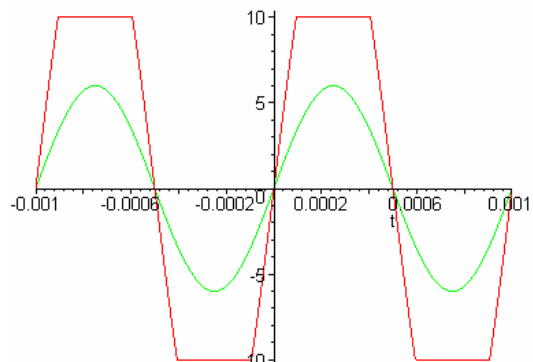
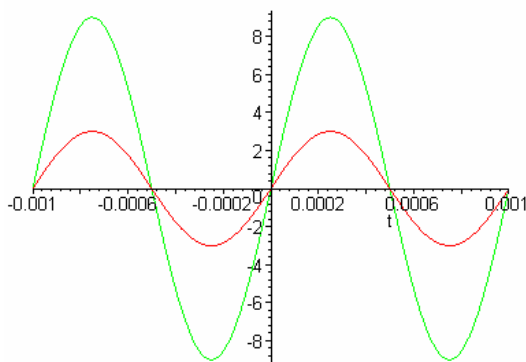


Obs: caracteristica intrare - iesire este cu limitare si corespunde unui amplificator neinversor. Pentru functionare liniara, amplificarea este $A=3$ si este determinata de rezistentele R1 si R2. Functionarea liniara (pentru tensiuni de intrare de amplitudine mica $V_0 < V_{sat}/A$):

```
> plot({eval(Vin,[f0=10^3,V0=3]),eval(Vout,[f0=10^3,Vcc=10,Vee=-10,alpha=10^3,V0=3,R1=1,R2=2])},t=-0.001..0.001);
```

Limitarea tensiunii de iesire (pentru tensiuni de intrare de amplitudine mare $V_0 > V_{sat}/A$):

```
> plot({eval(Vin,[f0=10^3,V0=6]),eval(Vout,[f0=10^3,Vcc=10,Vee=-10,alpha=10^3,V0=6,R1=1,R2=2])},t=-0.001..0.001);
```

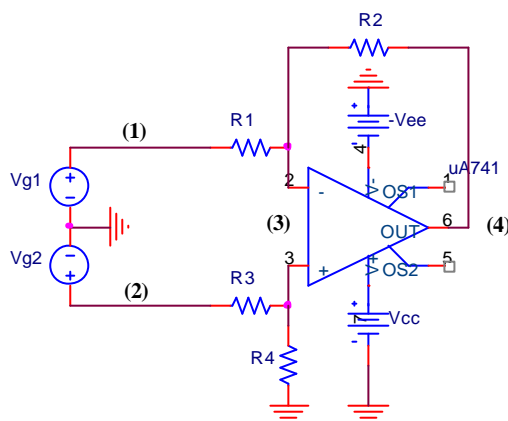


Topologie diferentiale

Scopul lucrarii.....	17
Calculul functiei de transfer.....	17
Analiza liniara.....	17
Calcul simbolic.....	18
Caracterizarea circuitului.....	18
Functii de transfer.....	18
Particularizari.....	18
Amplificator inversor.....	18
Amplificator neinversor.....	19
Amplificator diferential.....	19

Scopul lucrarii

Se doreste analiza circuitului reprezentind un A.O. conectat in topologie diferentiale ci in figura:



Calculul functiei de transfer

Analiza liniara

Circuitul are doua intrari notate V_{g1} si V_{g2} si o iesire. Fuctionarea schemei este liniara. Pentru a putea calcula semnalul de iesire pastram o singura sursa in intrare si restul le pasivizam:

- 1) daca $V_{g1}=0$, atunci vom obtine o structura neinversoare cu un divizor de tensiune $R3/R4$ rezultand functia de transfer:

$$H_2 = \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_1(R_3 + R_4)}$$

- 2) daca $V_{g2}=0$,atunci vom obtine o structura inversoare rezultand functia de transfer:

$$H_1 = -\frac{R_2}{R_1}$$

Prin suprapunerea efectelor putem calcula semnalul de iesire $Y(s)$:

$$Y(s) = H_1(s)V_{g1}(s) + H_2(s)V_{g2}(s) = -\frac{R_2}{R_1}V_{g1}(s) + \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_1(R_3 + R_4)}V_{g2}(s)$$

sau expresia pentru $y(t)$:

$$y(t) = A_1 \cdot V_{g1}(t) + A_2 \cdot V_{g2}(t) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_{g1}(t) + \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_1(R_3 + R_4)} \cdot V_{g2}(t)$$

Calcul simbolic

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

Caracterizarea circuitului

Descrierea circuitului folosind un netlist de tip spice

```
> Amp:=
"Amplificatorul cu AO
Vg1 1 0
Vg2 3 0
R1 1 2
R2 2 5
R3 3 4
R4 4 0
E 5 0 4 2 A
.end":
```

Pentru circuit, calculul tensiunilor nodale si a curentilor prin laturi

```
> syrup(Amp,ac,curenti,tensiuni);
```

$$\left\{ \begin{aligned} v_5 &= -\frac{A(-R1 R4 Vg2 + Vg1 R4 R2 - R2 R4 Vg2 + Vg1 R3 R2)}{R4 R2 + R4 R1 + R4 R1 A + R3 R2 + R3 R1 + R3 R1 A}, \\ v_2 &= \frac{Vg1 R4 R2 + Vg1 R3 R2 + R1 R4 A Vg2}{R4 R2 + R4 R1 + R4 R1 A + R3 R2 + R3 R1 + R3 R1 A}, v_4 = \frac{R4 Vg2}{R3 + R4}, v_3 = Vg2, \\ v_1 &= Vg1 \end{aligned} \right\}$$

Tensiunea de iesire este:

```
> Y:=collect(factor(eval(v[5],tensiuni)),{Vg1,Vg2});
```

$$Y := -\frac{A(R4 R2 + R3 R2) Vg1}{(R3 + R4)(R2 + R1 + R1 A)} - \frac{A(-R4 R1 - R4 R2) Vg2}{(R3 + R4)(R2 + R1 + R1 A)}$$

Pentru amplificare infinita:

```
> Y1:=collect(factor(limit(Y,A=infinity)),{Vg1,Vg2});
```

$$Y1 := -\frac{(R4 R2 + R3 R2) Vg1}{(R3 + R4) R1} - \frac{(-R4 R1 - R4 R2) Vg2}{(R3 + R4) R1}$$

Functii de transfer

Formula pentru calculul iesirii: $Y(s)=H1(s)Vg1(s)+H2(s)Vg2(s)$ unde

```
> H1:=limit(eval(v[5]/v[1],tensiuni), Vg2=0);
```

$$H1 := -\frac{R2 A}{R2 + R1 + R1 A}$$

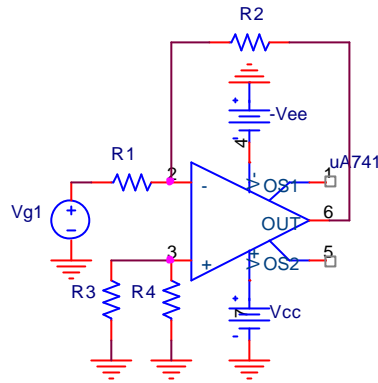
```
> H2:=factor(limit(eval(v[5]/v[3],tensiuni), Vg1=0));
```

$$H2 := \frac{A R4 (R1 + R2)}{(R3 + R4)(R2 + R1 + R1 A)}$$

Particularizari

Amplificator inversor

Schema inversorului:



Funcția de transfer calculată:

> **H1;**

$$-\frac{R2}{R1}$$

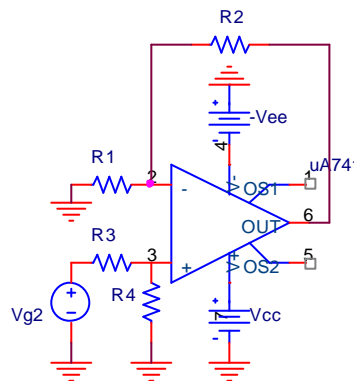
Pentru amplificare înfinită relația se poate aproxima:

> **limit(H1, A=infinity);**

$$-\frac{R2}{R1}$$

Amplificator neinvertor

Schema neinvertorului:



Funcția de transfer calculată:

> **H2;**

$$\frac{R2 + R3}{R3}$$

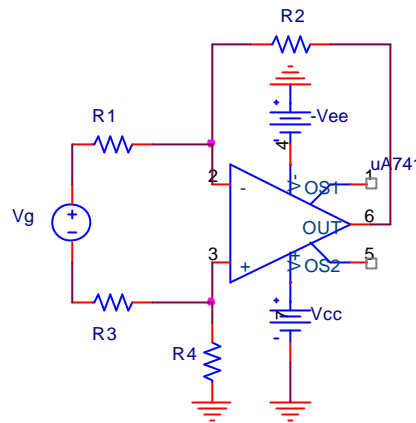
Pentru amplificare înfinită relația se poate aproxima:

> **limit(H2, A=infinity);**

$$\frac{R2 + R3}{R3}$$

Amplificator diferential

Schema montajului diferential:



Functia de transfer calculata:

> **H:=simplify(subs({Vg1=Vg/2, Vg2=-Vg/2},Y)/Vg);**

$$H := -\frac{1}{2} \frac{A (2 R4 R2 + R3 R2 + R4 R1)}{(R3 + R4) (R2 + R1 + R1 A)}$$

Pentru amplificare infinita relatia se poate aproxima:

> **limit(H,A=infinity);**

$$-\frac{1}{2} \frac{2 R4 R2 + R3 R2 + R4 R1}{(R3 + R4) R1}$$

O schema simplificata pentru amplificatorul diferential are rezistentele egale R3=R1, R4=R2.

In acest caz amplificarea este:

> **H:=simplify(subs({Vg1=Vg/2, Vg2=-Vg/2, R3=R1, R4=R2},Y)/Vg);**

$$H := -\frac{R2 A}{R2 + R1 + R1 A}$$

Pentru amplificare infinita relatia se poate aproxima:

> **limit(H,A=infinity);**

$$-\frac{R2}{R1}$$

Trigger Schmitt cu AO

Trigger Schmitt neinversor	1
Simulare Spice pentru trigger Schmitt neinversor	2
Trigger Schmitt inversor	3
Simulare Spice pentru trigger Schmitt neinversor	4

Trigger Schmitt neinversor

Trigger-ul Schmitt este un circuit cu AO având reacție pozitivă:

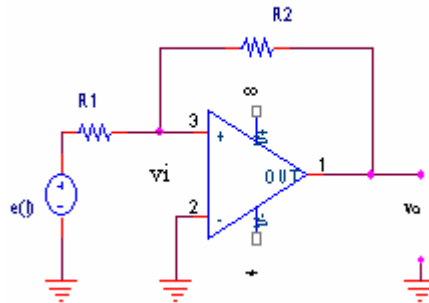


Fig.1 - Trigger Schmitt neinversor

Circuitul este neinversor deoarece semnalul de ieșire este în fază cu semnalul de la intrare, sursa de semnal se aplică pe intrarea neinversoare.

Pentru circuitul din figura 1 (circuit ce nu funcționează liniar, ci saturat, R_2 face reacția pozitivă) putem scrie relațiile între tensiuni:

$$(G_1 + G_2)V_i = G_1e(t) + G_2V_o$$

$$V_i = \frac{G_2}{G_1 + G_2}e(t) + \frac{G_2}{G_1 + G_2}V_o$$

sau

$$V_i = \frac{R_2}{R_1 + R_2}e(t) + \frac{R_1}{R_1 + R_2}V_o$$

unde:

$$V_o = \begin{cases} V_{sat}^+, & V_i > 0 \\ V_{sat}^-, & V_i < 0 \end{cases}$$

CAZ I: Presupunem $V_i > 0$; în acest caz $V_o = V_{sat}^+$

Aceasta implică:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2}e(t) + \frac{R_1}{R_1 + R_2}V_o > 0 \Rightarrow e(t) > -\frac{R_1}{R_2}V_{sat}^+$$

Cat timp:

$$e(t) > -\frac{R_1}{R_2}V_{sat}^+$$

tensiunea de ieșire rămâne neschimbată: $V_o = V_{sat}^+$

Dacă modificăm $e(t)$ astfel încât:

$$e(t) < -\frac{R_1}{R_2}V_{sat}^+$$

atunci circuitul comută și avem:

$$V_o = V_{sat}^- (V_i < 0)$$

CAZ II: Presupunem $V_i < 0$; in acest caz $V_o = V_{sat}^-$

Aceasta implica :

$$e(t) < -\frac{R1}{R2} V_{sat}^-$$

Cat timp relatia de mai sus e valabila tensiunea de iesire ramane neschimbata: $V_o = V_{sat}^-$.

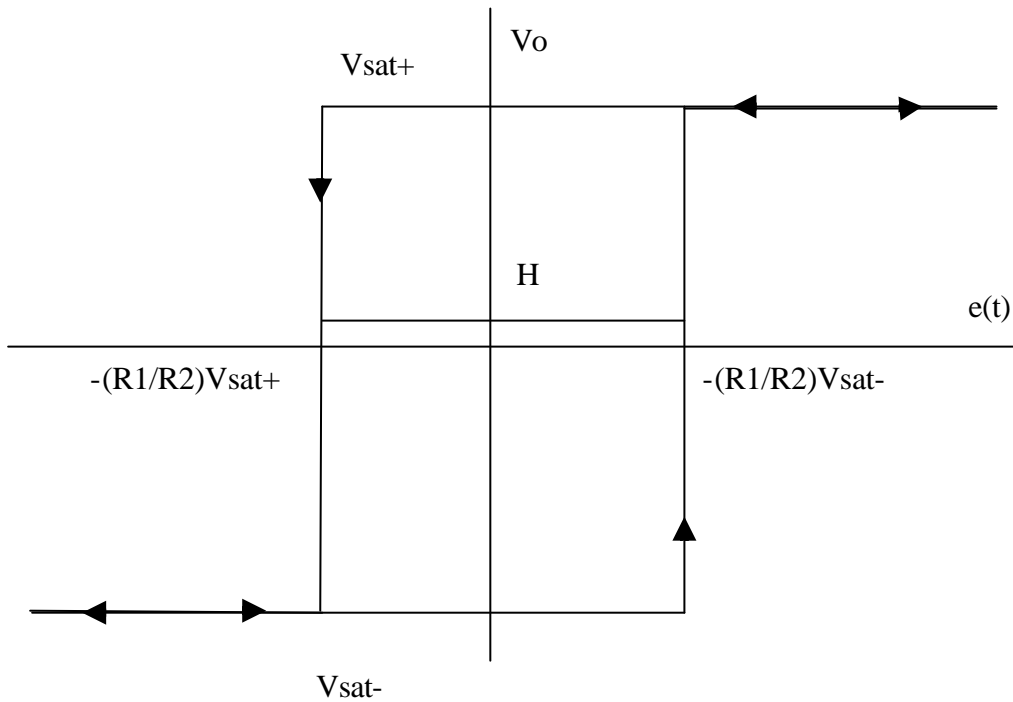
Daca modificam $e(t)$ astfel încât:

$$e(t) > -\frac{R1}{R2} V_{sat}^-$$

atunci circuitul comuta si avem:

$$V_o = V_{sat}^+ (V_i > 0)$$

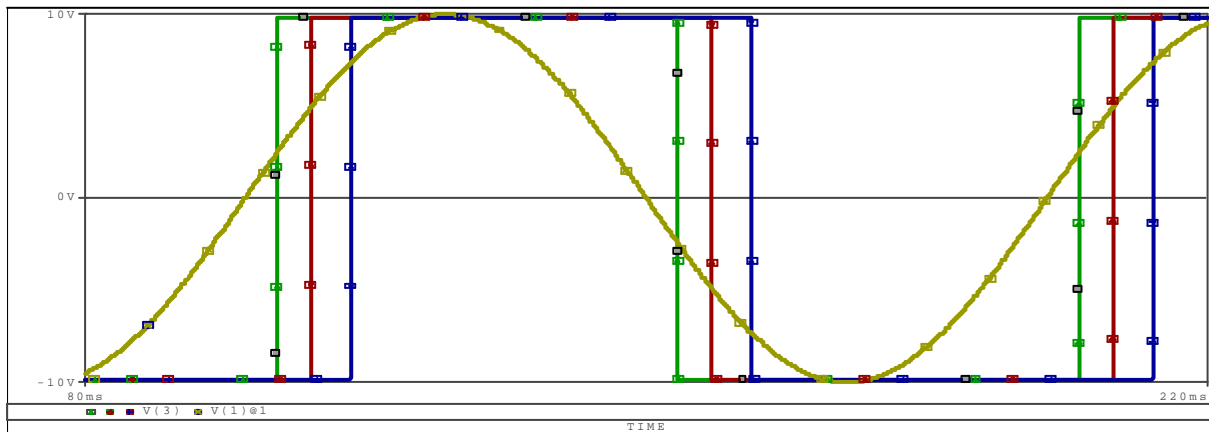
Reprezetând grafic cele doua situatii,se obtine figura de mai jos:



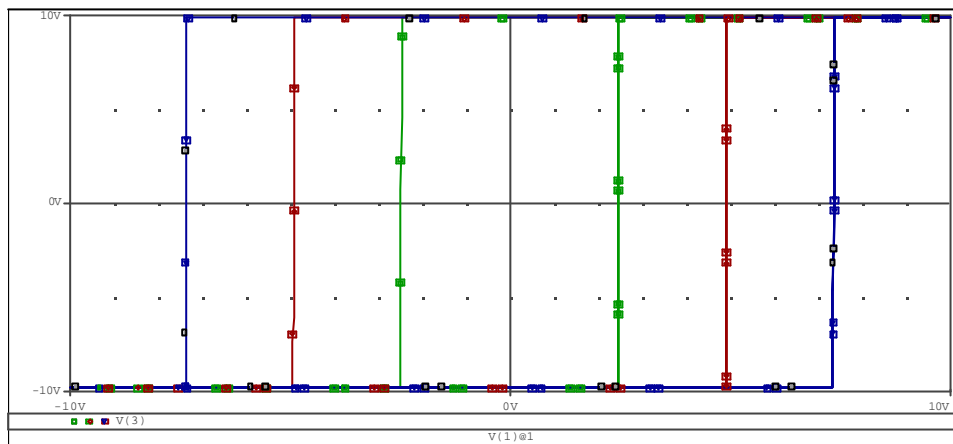
Latimea ferestrei de histerezis este: $H = -\frac{R1}{R2} (V_{sat}^+ - V_{sat}^-)$

Simulare Spice pentru trigger Schmitt neinversor

Se vizualizeaza dependenta lui V(3) functie de timp si V(1) este considerat reper:



Se vizualizeaza caracteristica intrare – iesire:



Trigger Schmitt inversor

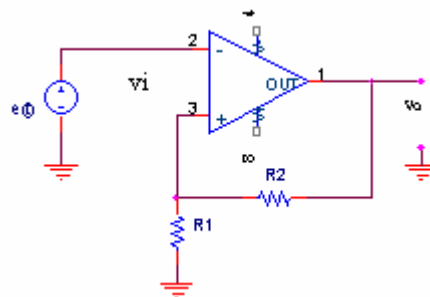
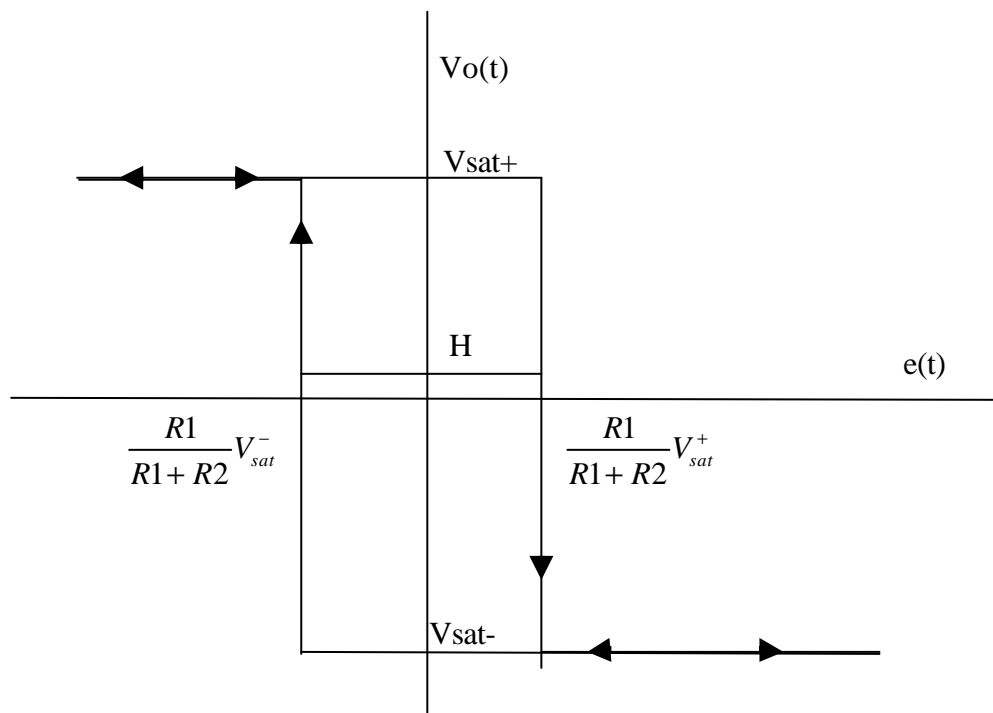


Fig.2 - Trigger Schmitt inversor

Circuitul se numeste inversor, deoarece tensiunea de la iesire este in antifaza cu tensiunea de la intrare (semnalul se aplica pe intrarea inversoare a AO).

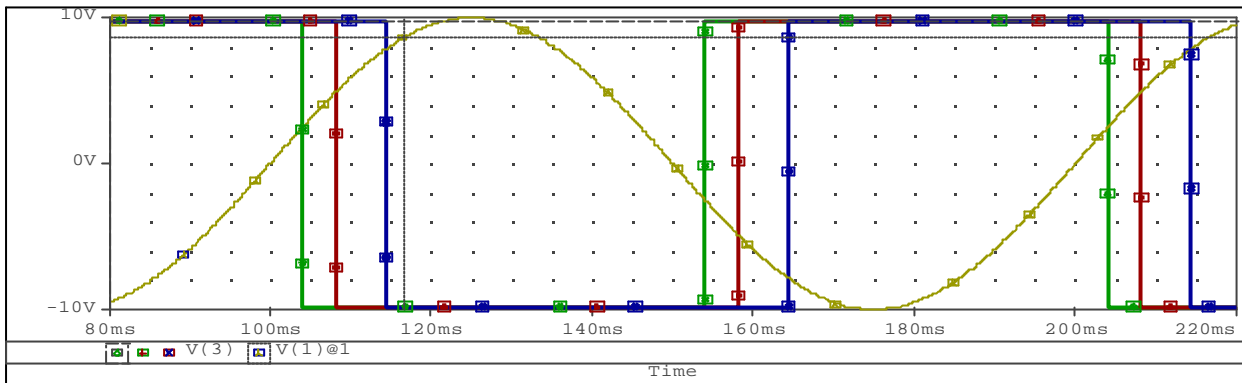
Circuitul se analizeaza similar cu trigger Schmitt neinversor si se obtine caracteristica de iesire:



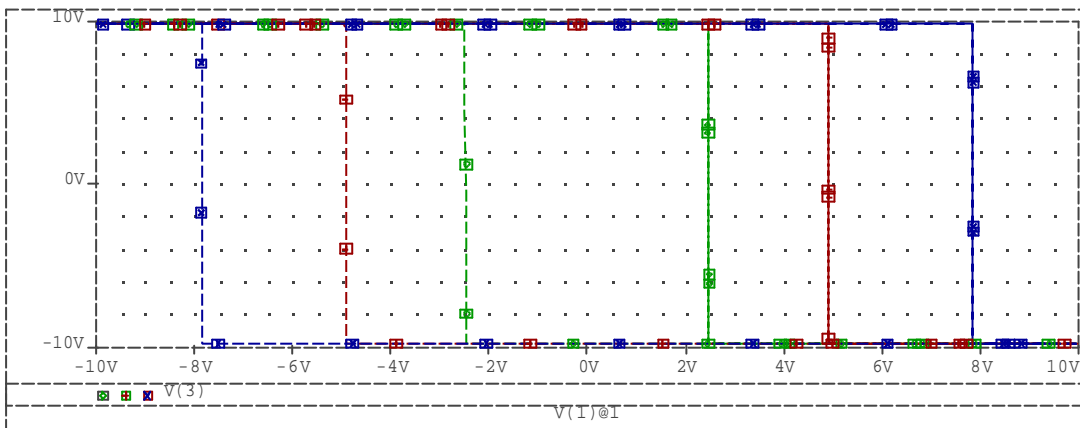
Latimea ferestrei de histerezis este:
$$H = \frac{R1}{R2 + R1} (V_{sat}^+ - V_{sat}^-).$$

Simulare Spice pentru trigger Schmitt neinvertor

Se vizualizeaza dependenta lui V(3) functie de timp si V(1) este considerat reper:



Se vizualizeaza caracteristica intrare –iesire:



Descrierea Spice pentru Trigger Schmitt inverter si neinvertor:

```
*Trigger Smitt neinvertor
V1 1 0 sin(0 10 10)
V2 4 0 10
V3 0 5 10
R1 2 1 {R1}
R2 3 2 10k
X1 2 0 4 5 3 uA741
.PARAM R1 = 5k
.STEP PARAM R1 LIST 2.5k 5k 7.5k
.TRAN 10u 0.22 0.08 10u
.PROBE
.END
```

```
*Trigger Smitt inverter
V1 1 0 sin(0 10 10)
V2 4 0 10
V3 0 5 10
R1 2 0 {R1}
R2 3 2 10k
X1 2 0 4 5 3 uA741
.PARAM R1 = 15k
.STEP PARAM R1 LIST 2.5k 5k 7.5k
.TRAN 10u 0.22 0.08 10u
.PROBE
.END
```

Circuit activ de ordin I – integrator

Scopul lucrării	1
Caracterizarea circuitului	2
Circuit real cu rezistența paralel.....	2
Descrierea circuitului	2
Calculul tensiunilor nodale și a curenților prin laturi	2
Calcularea funcției de transfer	2
Calcularea funcției de transfer pentru AO ideal.....	3
Descrierea folosind ecuațiile de stare a circuitului	3
Integrator	3
Descrierea circuitului	3
Calculul tensiunilor nodale și a curenților prin laturi	3
Calcularea funcției de transfer	4
Calcularea funcției de transfer pentru AO ideal.....	4
Descrierea folosind ecuațiile de stare a circuitului	4
Funcția de transfer $H(s)$	5
Funcția de transfer în regim permanent $H(j\omega)$	6
Răspuns în regim permanent.....	7
Răspunsul la semnal armonic.....	8
Răspunsul la semnal armonic de frecvență egală cu frecvența polului.....	8
Răspunsul la semnal armonic de frecvență înaltă	8
Răspuns de regim tranzitoriu	9
Răspunsul la semnal treaptă	9
Răspunsul la semnal dreptunghiular	10
Răspunsul la succesiune de impulsuri dreptunghiulare, bipolar - simetrice	11
Comportare ca integrator	11
Analiza PSPICE	12
Diagrama Bode de modul și fază pentru cele două circuite:.....	13
Funcția pondere.....	13
Comportare de integrator	14

Scopul lucrării

În lucrarea de față ne propunem analiza unui integrator cu AO cu condensator în bucla de reacție.

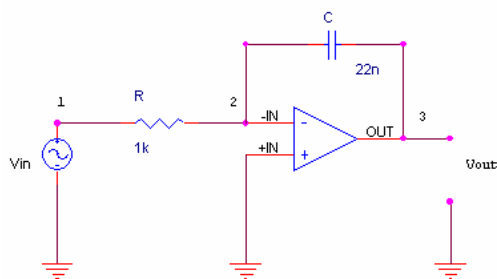


Fig .1
Integrator

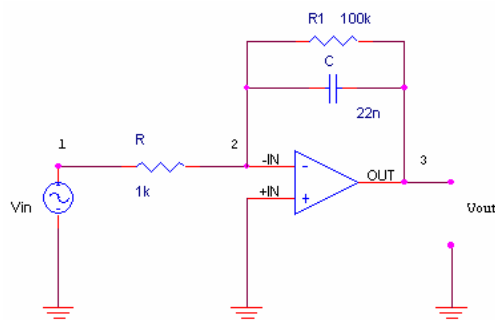


Fig.2
Circuitul
practic

Obs: -> În Fig1. se prezintă schema unui integrator cu AO, ideal.

-> În Fig2. se prezintă schema realizată practic, numit în continuare circuit.

Caracterizarea circuitului

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

Circuit real cu rezistenta paralel

Descrierea circuitului

```
> circuit:=
"Integrator cu AO
Vin 1 0 Vin
R 1 2 R
C 2 3 C
R1 2 3
E 3 0 0 2 A
.end":
```

Calculul tensiunilor nodale si a curenților prin laturi

```
> syrup(circuit,ac,'curenti','tensiuni'):
Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "Integrator cu AO" (ignoring this
line)
> tensiuni;
```

$$\left\{ \begin{aligned} v_1 = V_{in}, v_3 = -\frac{A R_1 V_{in}}{A R + R_1 + R + A s C R R_1 + s C R R_1}, \\ v_2 = \frac{R_1 V_{in}}{A R + R_1 + R + A s C R R_1 + s C R R_1} \end{aligned} \right\}$$

```
> curenti:
```

Calcularea functiei de transfer

Exista mai multe metode de calcul a functiei de transfer:

Metoda 1: folosind formula amplificarii

Stim ca functia de transfer a unui asemenea circuit este descrisa de formula:

$$H(s) = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}, \quad Z_2(s) = \frac{R_1 * \frac{1}{sC}}{R_1 + \frac{1}{sC}}, \quad Z_1(s) = R$$

Astfel functia de transfer devine:

$$H(s) = -\frac{\frac{R_1 * \frac{1}{sC}}{R_1 + \frac{1}{sC}}}{R} = -\frac{R * \frac{1}{R_1 * C}}{s + \frac{1}{R_1 * C}}$$

Notand: $a = \frac{1}{R * C}$ si $a_1 = \frac{1}{R_1 * C}$ va rezulta ca :

$$H(s) = -\frac{a}{s + a_1}$$

Metoda 2: folosind modelul nului-norator

Cu ajutorul modelului nului-norator al AO:

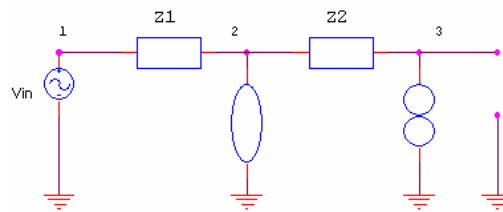


Fig .3
Modelul
nului
nimator

Scriind ecuatiile Kirchoff 1 si 2 pe circuit :

$$\begin{cases} V_{in} = Z_1 I \\ V_{out} = Z_2 I \end{cases} \quad \begin{cases} V_{in} = RI \\ V_{out} = (R1 \parallel \frac{1}{sC}) I \end{cases}$$

Obtinem aceeași funcție de transfer obținută cu metoda 1, Z1 și Z2 având aceeași formă.

Metoda 3: calcul simbolic

Folosind Maple și pachetul Syrup se obține:

```
> Hcircuit:=eval(v[3]/v[1],tensiuni);
```

$$H_{circuit} := -\frac{A R I}{A R + R I + R + A s C R I + s C R R I}$$

Calcularea funcției de transfer pentru AO ideal

```
> Hcircuitideal:=limit(Hcircuit,A=infinity);
```

$$H_{circuitideal} := -\frac{R I}{R (1 + s C R I)}$$

Descrierea folosind ecuațiile de stare a circuitului

1. Ecuații de stare

```
> syrup(circuit,tran,'curenti','tensiuni');
```

Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "Integrator cu AO" (ignoring this line)

$$\left\{ \frac{\partial}{\partial t} v_C(t) = -\frac{R v_C(t) + A R v_C(t) + R I v_C(t) - R I V_{in} - R I A V_{in}}{C R R I (A + 1)}, v_C(0) = 0 \right\}, \{ v_C(t) \}$$

2. Ecuații de ieșire

```
> tensiuni;
```

$$\{ v_1 = V_{in}, v_2 = \frac{v_C(t)}{A + 1}, v_3 = -\frac{A v_C(t)}{A + 1} \}$$

```
> curenti:
```

Integrator

Descrierea circuitului

```
> integrator:=
```

```
"Integrator cu AO
```

```
Vin 1 0 Vin
```

```
R 1 2 R
```

```
C 2 3 C
```

```
E 3 0 0 2 A
```

```
.end":
```

Calculul tensiunilor nodale și a curenților prin laturi

```
> syrup(integrator,ac,'curenti','tensiuni');
```

Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "Integrator cu AO" (ignoring this line)

```
> tensiuni;
```

$$\{ v_{Out} = -\frac{A V_{in}}{1 + s C R + A s C R}, v_{Ind} = \frac{V_{in}}{1 + s C R + A s C R}, v_{In} = V_{in} \}$$

> **curenti:**

Calcularea functiei de transfer

Exista mai multe metode de calcul a functiei de transfer

Metoda 1 folosind formula amplificarii

Stim ca functia de transfer a unui asemenea circuit este descrisa de formula:

$$H(s) = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}, \quad Z_2(s) = \frac{1}{s * C}, \quad Z_1(s) = G$$

Astfel functia de transfer devine:

$$H(s) = -\frac{1}{s * R * C}$$

Metoda 2: folosind modelul nulor-norator

Cu ajutorul modelului nulor-norator al AO:

Scriind ecuatiile Kirchoff 1 si 2 pe circuit :

$$\begin{cases} V_{in} = Z_1 I \\ V_{out} = Z_2 I \end{cases} \quad \begin{cases} V_{in} = R I \\ V_{out} = \frac{1}{s C} I \end{cases}$$

Obtinem aceeasi functie de transfer obtinuta cu metoda 1, Z1 si Z2 avand aceeasi forma.

Metoda 3: calcul simbolic

Folosind Maple si pachetul Syrup se obtine:

> **H:=eval(v[3]/v[1],tensiuni);**

$$H := -\frac{A}{1 + A s C R + s C R}$$

Calcularea functiei de transfer pentru AO ideal

> **Hideal:=limit(H,A=infinity);**

$$Hideal := -\frac{1}{s C R}$$

Descrierea folosind ecuatiile de stare a circuitului

1.Ecuatii de stare

> **syrup(integrator,tran,'curenti','tensiuni');**

Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "Integrator cu AO" (ignoring this line)

$$\{v_c(0) = 0, \frac{\partial}{\partial t} v_c(t) = \frac{-v_c(t) + Vin + A Vin}{R C (A + 1)}\}, \{v_c(t)\}$$

2. Ecuatii de iesire

> **tensiuni;**

$$\{v_1 = Vin, v_2 = \frac{v_c(t)}{A + 1}, v_3 = -\frac{A v_c(t)}{A + 1}\}$$

> **curenti:**

Pentru circuitul real daca consideram o gama de frecvente pentru care rezistenta R1 >> Zc(?):

> **limit(Hcircuitideal,R1=infinity);**

$$-\frac{1}{s C R}$$

Obs: calculind functia de transfer pentru circuitul real in gama de frecventa pentru care rezistenta R1 se poate neglija s-a obtinut aceeasi relatie.

Funcția de transfer H(s)

S-a calculat în secțiunea anterioară funcția de transfer pentru circuitul real (cu rezistența R1) și pentru integrator:

$$\text{integrator: } H(s) = -\frac{\alpha}{s} \text{ cu } \alpha = \frac{1}{RC}$$

$$\text{circuit: } H(s) = -\frac{\alpha}{s + \alpha} \text{ cu } \alpha = \frac{1}{RC}, \alpha 1 = \frac{1}{R1 C}$$

> **Hideal;Hcircuitideal;**

$$-\frac{1}{sCR}, -\frac{R1}{R(1+sCRI)}$$

Polii funcției de transfer:

> **RootOf(denom(Hideal)=0,s);RootOf(denom(Hcircuitideal)=0,s);**

$$0, -\frac{1}{CRI}$$

Evaluare numerică:

> **H:=eval(Hideal,[C=22*1E-9, R=10^3]);Hc:=eval(Hcircuitideal,[C=22*1E-9, R=10^3, R1=10^5]);PZ[numeric](Hc,s);**

$$H := -45454.54545 \frac{1}{s}, Hc := -100 \frac{1}{1 + .002200000 s} \quad [p1 \quad -454.5]$$

Polii funcției de transfer:

> **Bode[castig](H);Bode[faza](H); Bode[castig](Hc);Bode[faza](Hc);**

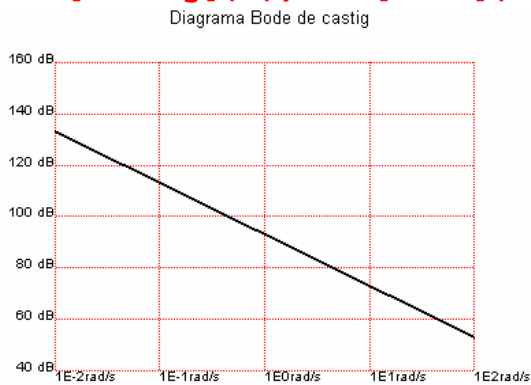


Diagrama Bode de faza

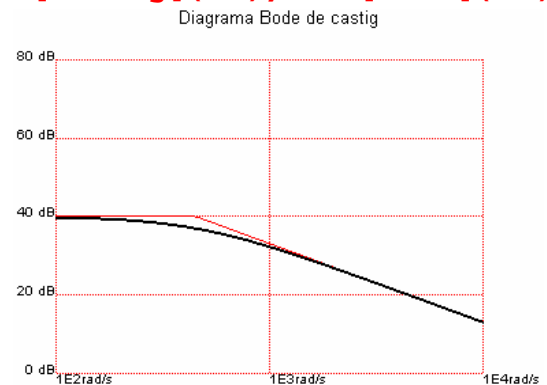
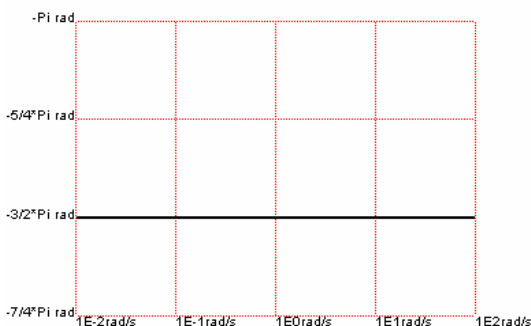
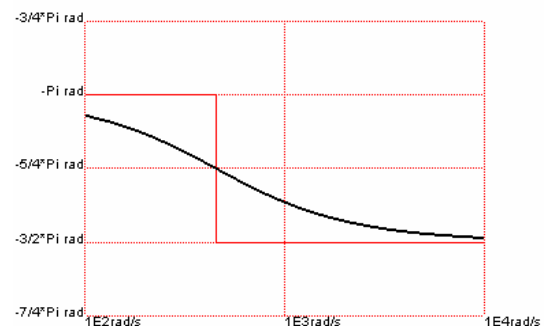


Diagrama Bode de faza



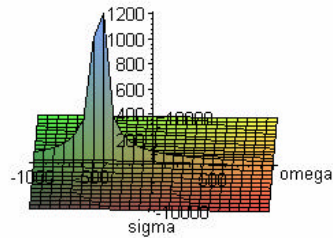
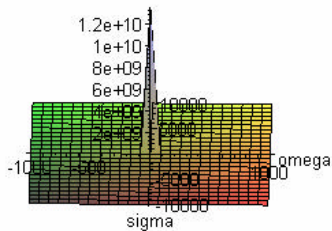
Interpretarea funcției de transfer:

> **plot3d(abs(eval(H,s=sigma+I*omega)),sigma=-1000..1000,omega=-10000..10000,axes=normal,title="Reprezentarea in spatiu a modulului f.d.t.");**
plot3d(abs(eval(Hc,s=sigma+I*omega)),sigma=-1000..1000,omega=-

```
10000..10000,axes=normal,title="Reprezentarea in spatiu a
modulului f.d.t.");
```

Reprezentarea in spatiu a modulului f.d.t.

Reprezentarea in spatiu a modulului f.d.t.



Funcția de transfer in regim permanent H(j?))

```
>Hoideal:=subs(s=I*omega,Hideal);Hocircuitideal:=subs(s=I*omega,H
circuitideal);
```

$$Hoideal := \frac{I}{\omega CR}, \quad Hocircuitideal := -\frac{RI}{R(1+I\omega CR)}$$

```
> #assume(R,positive):assume(R1,positive):assume(C,positive):
```

```
>abs_H0:=abs(limit(Hocircuitideal,omega=0));arg_H0:=argument(limi
t(Hocircuitideal,omega=0));
```

```
abs_Hinf:=abs(limit(Hocircuitideal,omega=infinity));arg_Hinf:=ar
gument(limit(Hocircuitideal,omega=infinity));
```

```
abs_Halpha:=abs(eval(Hocircuitideal,omega=1/(R1*C)));arg_Halpha:
=argument(eval(Hocircuitideal,omega=1/(R1*C)));alpha=eval(1/(R1*
C),[R=10^3, C=22*1E-9, R1=10^5]);
```

$$abs_H0 := \left| \frac{RI}{R} \right|, \quad arg_H0 := \text{argument} \left(-\frac{RI}{R} \right), \quad abs_Hinf := 0, \quad arg_Hinf := 0$$

$$abs_Halpha := \frac{1}{2} \sqrt{2} \left| \frac{RI}{R} \right|, \quad arg_Halpha := \frac{3}{4} \pi, \quad \alpha = 454.5454545$$

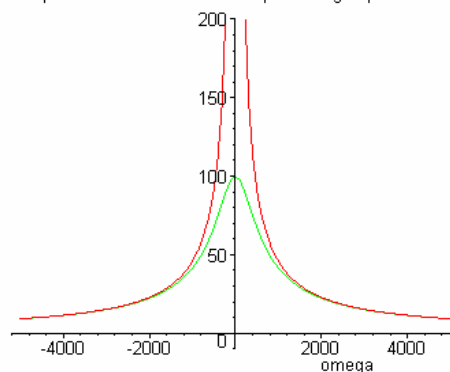
```
>plot( eval( [ abs(Hoideal), abs(Hocircuitideal) ] , [R=10^3,
C=22*1E-9, R1=10^5]), omega=-
```

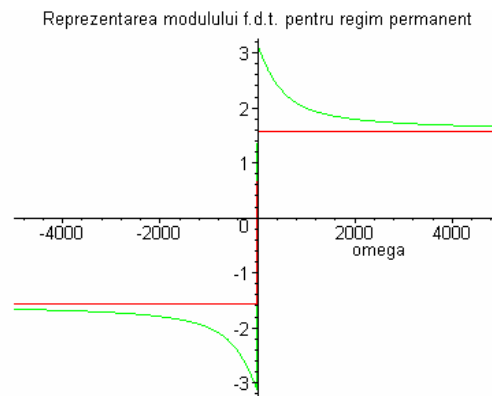
```
5000..5000,axes=normal,title="Reprezentarea modulului f.d.t.
pentru regim permanent", view=[DEFAULT, -10..200]);
```

```
plot( eval( [ argument(Hoideal), argument(Hocircuitideal) ] ,
[R=10^3, C=22*1E-9, R1=10^5]), omega=-
```

```
5000..5000,axes=normal,title="Reprezentarea modulului f.d.t.
pentru regim permanent");
```

Reprezentarea modulului f.d.t. pentru regim permanent





Raspuns in regim permanent

```
> restart;
> libname:="c:\maple\SCSlib", libname:
> F:=table([dir=FOURIER, inv=inttrans[invfourier]]):
```

Determinarea raspunsului de regim permanent sinusoidal al circuitului cu AO

Pentru circuite liniare lucrând în regim permanent sinusoidal functia de transfer are semnificatia de **amplificare generalizata**. Un semnal $e(t)=A\cos(\omega_0 t + j)$ aplicat la intrarea circuitului liniar descris de functia de transfer $H(s)$ se regaseste la iesire sub forma:

$$y(t) = A |H(s)|_{s=j\omega_0} \cos(\omega_0 t + j + \arg H(s)_{s=j\omega_0})$$

adica amplificat cu modulul functiei de transfer la frecventa ω_0 si defazat suplimentar cu argumentul functiei de transfer la aceasi frecventa ω_0 .

Pentru un semnal de intrare format prin sumarea unui numar de semnale sinusoidale:

$$e(t) = A_0 + \sum_{k=1}^N A_k \cos(\omega_{0k} t + j_k)$$

iesirea se poate calcula pe baza proprietatii de liniaritate:

$$y(t) = A_0 H(j0) + \sum_{k=1}^N A_k |H(j\omega_{0k})| \cos(\omega_{0k} t + j_k + \arg H(j\omega_{0k}))$$

Obs: Integratorul are in cc amplificare teoretica infinita. Realizat practic un astfel de circuit nu functioneaza. El practic integreaza o componenta continua parazita si se satureaza. Schema a doua este o varianta de realizare practica in care amplificarea la JF a fost limitata. Schema a doua se comporta ca integrator pentru frecvente mult mai mari decit $\alpha 1 = \frac{1}{RI C}$.

```
> Hs := -alpha / (s + alpha1);
```

$$Hs := -\frac{\alpha}{s + \alpha 1}$$

```
> Homega := subs(s = I * omega, Hs);
```

$$Homega := -\frac{\alpha}{I \omega + \alpha 1}$$

Atenuarea in cc este:

```
> limit(Homega, omega = 0);
```

$$-\frac{\alpha}{\alpha 1}$$

Raspunsul la semnal armonic

In acest caz expresia excitatiei $e(t)$ este de forma:

> $e := A0 * \cos(w * t);$

$$e := A0 \cos(w t)$$

Transformata Fourier a excitatiei $e(t)$ este:

> $E := F[dir](e, t, omega);$

$$E := A0 \pi \text{Dirac}(\omega + w) + A0 \pi \text{Dirac}(-\omega + w)$$

Transformata Fourier a excitatiei $y(t)$ este:

> $Y := H * E;$

$$Y := - \frac{\alpha (A0 \pi \text{Dirac}(\omega + w) + A0 \pi \text{Dirac}(-\omega + w))}{I \omega + \alpha 1}$$

Raspunsul $y(t)$ al circuitului la excitatiea $e(t)$ este:

> $y := \text{simplify}(\text{normal}(\text{convert}(F[\text{inv}](Y, omega, t), \text{trig}), \text{expanded}));$

$$y := - \frac{\alpha A0 (w \sin(w t) + \alpha 1 \cos(w t))}{w^2 + \alpha 1^2}$$

La acelasi rezultat se putea ajunge urmarind pasii de calcul:

$$H(jw) = \frac{a}{jw + a_1}$$

Modulul si faza functiei de transfer:

$$\begin{cases} |H(jw)| = \frac{a}{\sqrt{w^2 + a_1^2}} \\ \arg(H(jw)) = p - \text{arctg} \frac{w}{a_1} \end{cases}$$

Forma generala a raspunsului permanent:

$$y(t) = A_0 |H(jw)| \cos(wt + \arg(H(jw)))$$

Raspunsul permanent este:

$$y(t) = A_0 \frac{a}{\sqrt{w^2 + a_1^2}} \cos\left(wt + p - \text{arctg} \frac{w}{a_1}\right)$$

Raspunsul la semnal armonic de frecventa egala cu frecventa polului

> $e1 := \text{eval}(e, w = \alpha 1);$

$$e1 := A0 \cos(\alpha 1 t)$$

> $y1 := \text{simplify}(\text{eval}(y, w = \alpha 1));$

$$y1 := - \frac{1}{2} \frac{\alpha A0 (\sin(\alpha 1 t) + \cos(\alpha 1 t))}{\alpha 1}$$

Obs: Semnalul de iesire este defazat fata de intrare cu $-\frac{\pi}{4}$ si atenuat cu $-\frac{\alpha}{\alpha 1 \sqrt{2}}$ (cu $\frac{1}{\sqrt{2}}$ fata de atenuarea din banda).

Raspunsul la semnal armonic de frecventa inalta

> $e;$

$$A0 \cos(w t)$$

> $y;$

$$-\frac{\alpha A0 (w \sin(w t) + \alpha 1 \cos(w t))}{w^2 + \alpha 1^2}$$

> `limit(y,alpha1=0);`

$$-\frac{\alpha A0 \sin(w t)}{w}$$

Obs: iesirea este integrala intrarii!

Raspuns de regim tranzitoriu

> `restart:with(intttrans):`

> `libname:="c:\maple/SCSlib",libname:`

> `L:=table([dir=intttrans[laplace],inv=intttrans[invlaplace]]):`

> `assume(_alpha,positive):assume(_omega,positive):assume(_tau,positive):assume(_T,positive):`

Consideram circuitul liniar cu AO pentru care am determinat functia de transfer $H(s)$. Excitatiea este $e(t)$ si raspunsul este tensiunea $y(t)$. In situatia in care semnalul $e(t)$ este cauzal, circuitul functioneaza in regim tranzitoriu. In studiul comportarii de regim tranzitoriu se utilizeaza *transformata Laplace*. Vom nota cu $Y(s)$ transformata Laplace a semnalului $y(t)$ si cu $E(s)$ transformata Laplace a semnalului excitatie $e(t)$. Metodologia de calcul a raspunsului $y(t)$ la excitatiea $e(t)$ pentru un circuit este urmatoarea:

- Determinarea lui $E(s)$ din $e(t)$, folosind *transformata Laplace directa*.
- Determinarea lui $Y(s)$, folosind relatia $Y(s) = H(s) E(s)$.
- Determinarea lui $y(t)$ din $Y(s)$, folosind *transformata Laplace inversa*.

Pentru circuit functia de transfer este:

> `Hs:=-alpha/(s+alpha1);`

$$Hs := -\frac{\alpha}{s + \alpha 1}$$

Raspunsul la semnal treapta

In acest caz expresia excitatiea $e(t)$ este de forma:

> `e:=A0*Heaviside(t);`

$$e := A0 \text{Heaviside}(t)$$

- Transformata Laplace a excitatie $e(t)$ este:

> `E:=L[dir](e,t,s);`

$$E := \frac{A0}{s}$$

- Transformata Laplace a excitatie $y(t)$ este:

> `Y:=Hs*E;`

$$Y := -\frac{\alpha A0}{(s + \alpha 1)s}$$

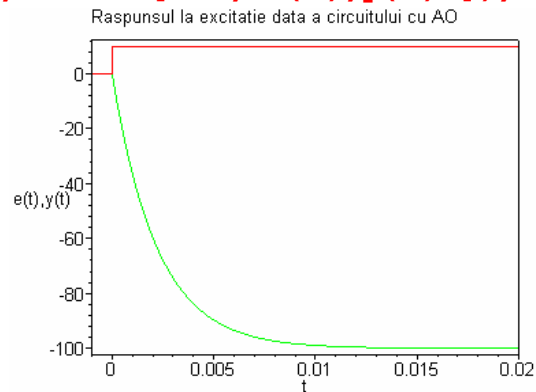
- Raspunsul $y(t)$ al circuitului la excitatiea $e(t)$ este:

> `y:=L[inv](Y,s,t)*Heaviside(t);`

$$y := -\alpha A0 \left(-\frac{e^{(-\alpha 1 t)}}{\alpha 1} + \frac{1}{\alpha 1} \right) \text{Heaviside}(t)$$

Se reprezita semnalele de intrare si iesire pentru valorile din schema ale rezistentelor si ale condensatorului:

```
> plot(eval([10*e, subs([alpha=1/(R*C), alpha1=1/(R1*C)],y)],
[A0=1,C=22*1E-9, R=10^3, R1=10^5]), t=-0.001..0.02,numpoints =
200,thickness=1,axes=box,title="Raspunsul la excitatie data a
circuitului cu AO",labels=["t","e(t),y(t)"]);
```



Raspunsul la semnal dreptunghiular

In acest caz expresia excitatie $e(t)$ este de forma:

```
> e:=A0*(Heaviside(t)-Heaviside(t-tau));
e := A0(Heaviside(t) - Heaviside(t - tau))
```

- Transformata Laplace a excitatie $e(t)$ este:

```
> E:=subs(_tau=tau,L[dir](subs(tau=_tau,e),t,s));
E := A0 \left( \frac{1}{s} - \frac{e^{(-s \tau)}}{s} \right)
```

- Transformata Laplace a excitatie $y(t)$ este:

```
> Y:=Hs*E;
```

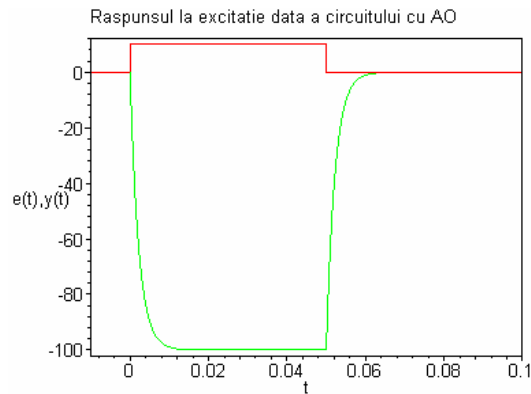
$$Y := -\frac{\alpha A0 \left(\frac{1}{s} - \frac{e^{(-s \tau)}}{s} \right)}{s + \alpha 1}$$

- Raspunsul $y(t)$ al circuitului la excitatie $e(t)$ este:

```
> y:=L[inv](Y,s,t)*Heaviside(t);
y := -\alpha A0 \left( \frac{(e^{\alpha 1 (-t + \tau)} - 1) \text{Heaviside}(t - \tau)}{\alpha 1} - \frac{e^{(-\alpha 1 t)} - 1}{\alpha 1} \right) \text{Heaviside}(t)
```

Se reprezita semnalele de intrare si iesire pentru valorile din schema ale rezistentelor si ale condensatorului:

```
> plot(eval([10*e, subs([alpha=1/(R*C), alpha1=1/(R1*C)],y)],
[A0=1,tau = 0.05, C=22*1E-9, R=10^3, R1=10^5]), t=-
0.01..0.1,numpoints = 200,thickness=1,axes=box,title="Raspunsul
la excitatie data a circuitului cu
AO",labels=["t","e(t),y(t)"]);
```



Raspunsul la succesiune de pulsuri dreptunghiulare, bipolar - simetrice

> **N:=10:**

In acest caz expresia excitatie $e(t)$ este de forma:

```
> e:=( -A0/2+A0*sum(Heaviside(t-n*T)-Heaviside(t-tau-n*T),n=0..N-1))*Heaviside(t):
```

• Transformata Laplace a excitatie $e(t)$ este:

```
> E:=subs([_tau=tau,_T=T],L[dir](subs([T=_T,tau=_tau],e),t,s)):
```

• Transformata Laplace a excitatie $y(t)$ este:

```
> Y:=Hs*E:
```

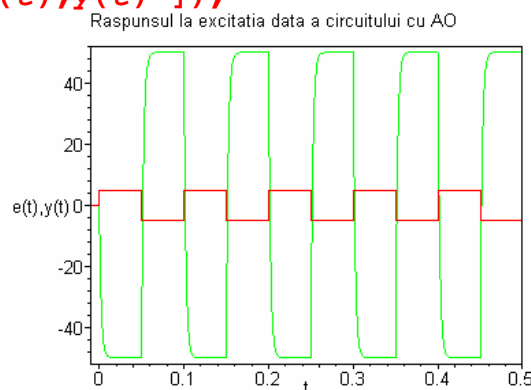
• Raspunsul $y(t)$ al circuitului la excitatie $e(t)$ este:

>

```
y:=subs([_tau=tau,_T=T,_alpha=alpha],L[inv](subs([T=_T,tau=_tau,alpha=_alpha],Y),s,t))*Heaviside(t):
```

Se reprezita semnalele de intrare si iesire pentru valorile din schema ale rezistentelor si ale condensatorului:

```
> plot(eval([10*e, subs([alpha=1/(R*C), alpha1=1/(R1*C)],y)], [A0=1,T = 0.1, tau = 0.05, C=22*1E-9, R=10^3, R1=10^5]), t=-0.01..0.5,numpoints = 200,thickness=1,axes=box,title="Raspunsul la excitatie data a circuitului cu AO",labels=["t","e(t),y(t)"]);
```

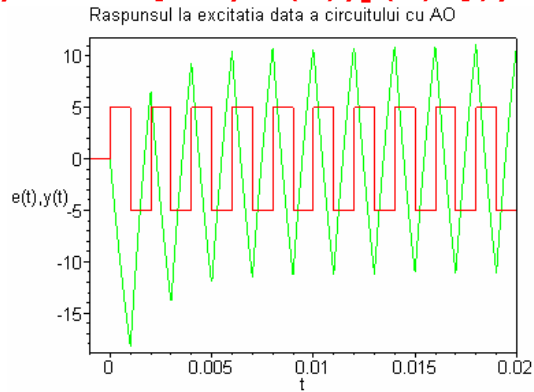


Comportare ca integrator

Se modifica frecventa semnalului dreptunghiular (perioada T) cu pastrarea unui factor de umplere de 50%. Se observa regimul tranzitoriu :

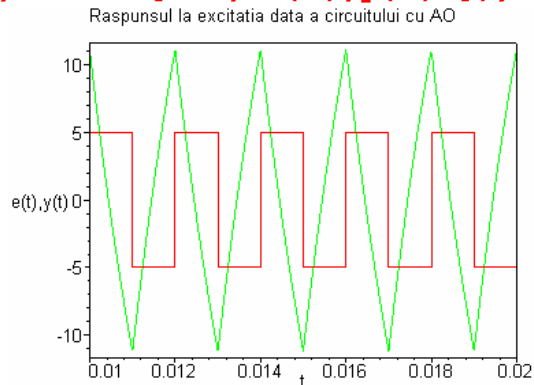
```
> plot(eval([10*e, subs([alpha=1/(R*C), alpha1=1/(R1*C)],y)], [A0=1,T = 0.002, tau = 0.001, C=22*1E-9, R=10^3, R1=10^5]), t=-0.001..0.02,numpoints = 200,thickness=1,axes=box,title="Raspunsul la excitatie data a
```

circuitului cu AO",labels=["t","e(t),y(t)"]];



Se vizualizeaza semnalul pe un interval de timp cind regimul tranzitoriu se poate considera stins:

```
> plot(eval([10*e, subs([alpha=1/(R*C), alpha1=1/(R1*C)],y)],
[A0=1,T = 0.002, tau = 0.001, C=22*1E-9, R=10^3, R1=10^5]),
t=0.01..0.02,numpoints =
200,thickness=1,axes=box,title="Raspunsul la excitatia data a
circuitului cu AO",labels=["t","e(t),y(t)"]];
```



Obs: Perioada la care se lucreaza este $T \ll \frac{2\pi}{\alpha 1}$.

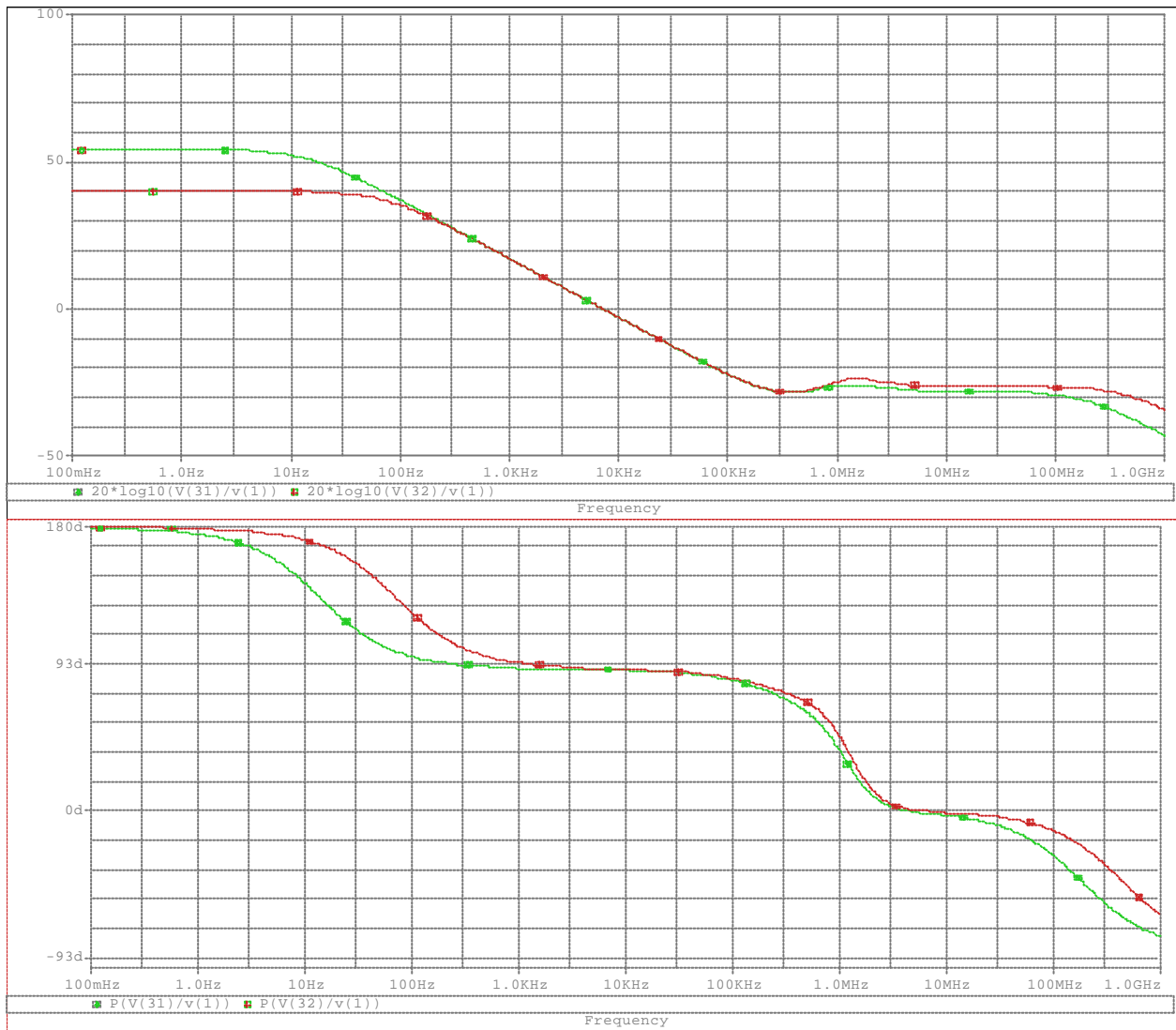
Analiza PSPICE

Descriere PSpice:

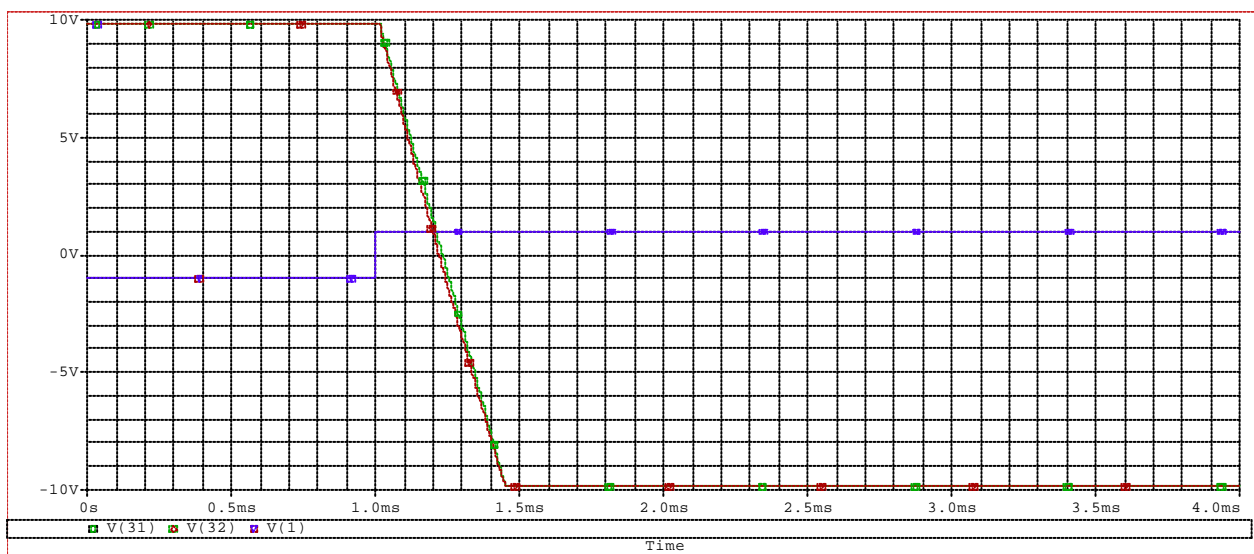
```
*circuit
VIN 1 0 AC 1
VCC+ VCC+ 0 10V
VCC- VCC- 0 -10V
R1 1 21 1K
C1 21 31 22N
XOPAMP1 0 21 VCC+ VCC- 31 uA741
R2 1 22 1K
C2 22 32 22N
Rcom 22 32 100K
XOPAMP2 0 22 VCC+ VCC- 32 uA741
.LIB "opamp.lib"
.AC dec 100 0.1 1000Meg
.PROBE
.END
```

```
*circuit
VIN 1 0 pulse(-1V 1V 0.3mS 1us 2us 0.3ms 0.602ms)
VCC+ VCC+ 0 10V
VCC- VCC- 0 -10V
R1 1 21 1K
C1 21 31 22N
XOPAMP1 0 21 VCC+ VCC- 31 uA741
R2 1 22 1K
C2 22 32 22N
Rcom 22 32 100K
XOPAMP2 0 22 VCC+ VCC- 32 uA741
.LIB "opamp.lib"
.TRAN 5us 150ms 0 10us
.PROBE
.END
```

Diagrama Bode de modul si faza pentru cele doua circuite:

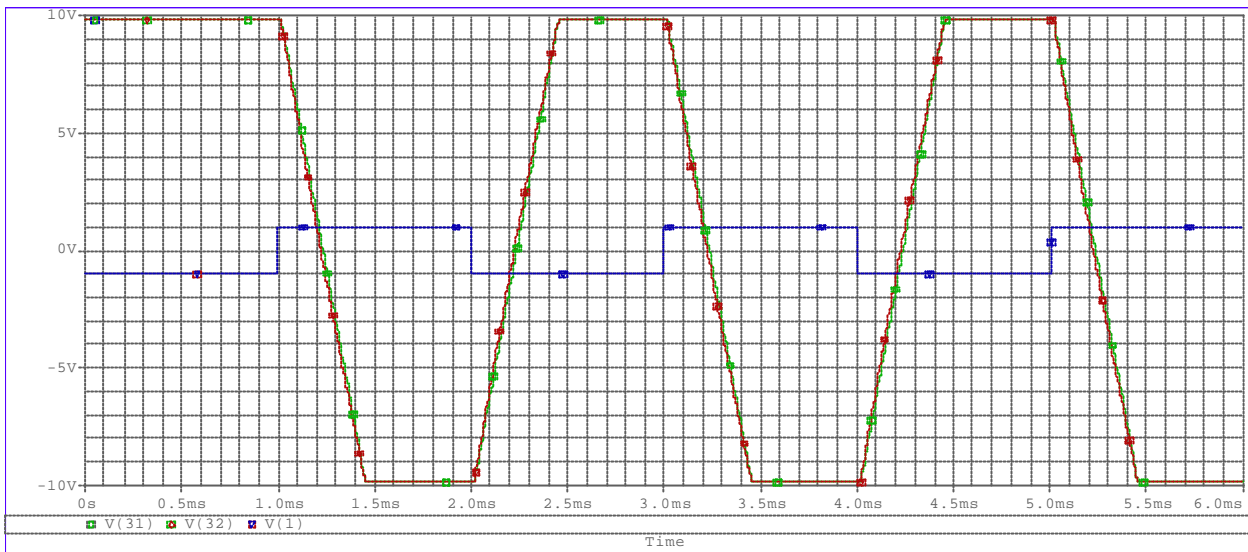


Funcția pondere

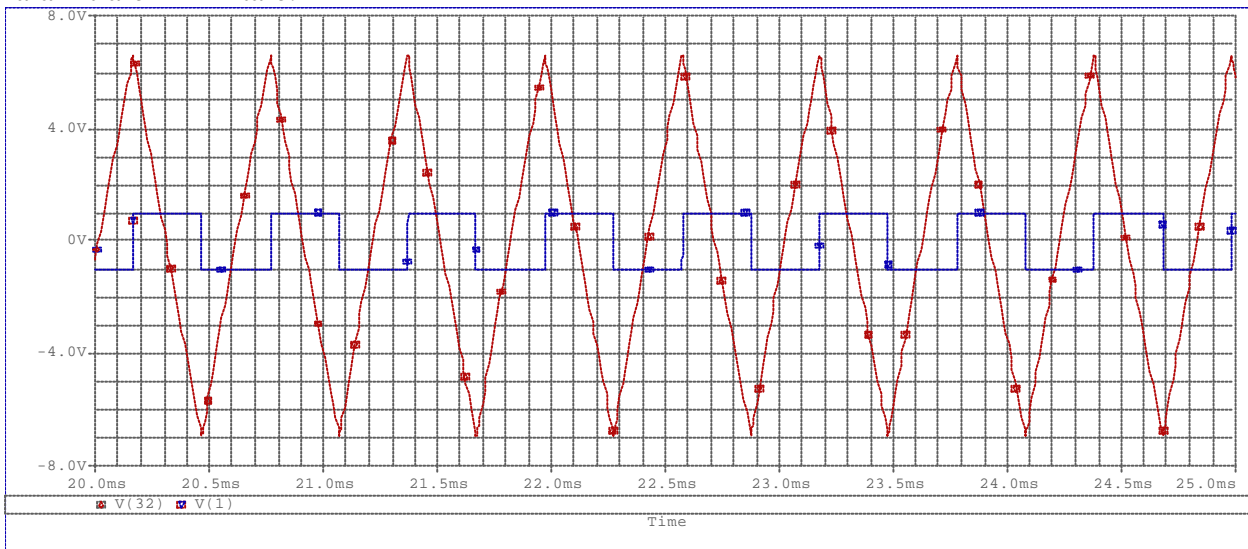


Comportare de integrator

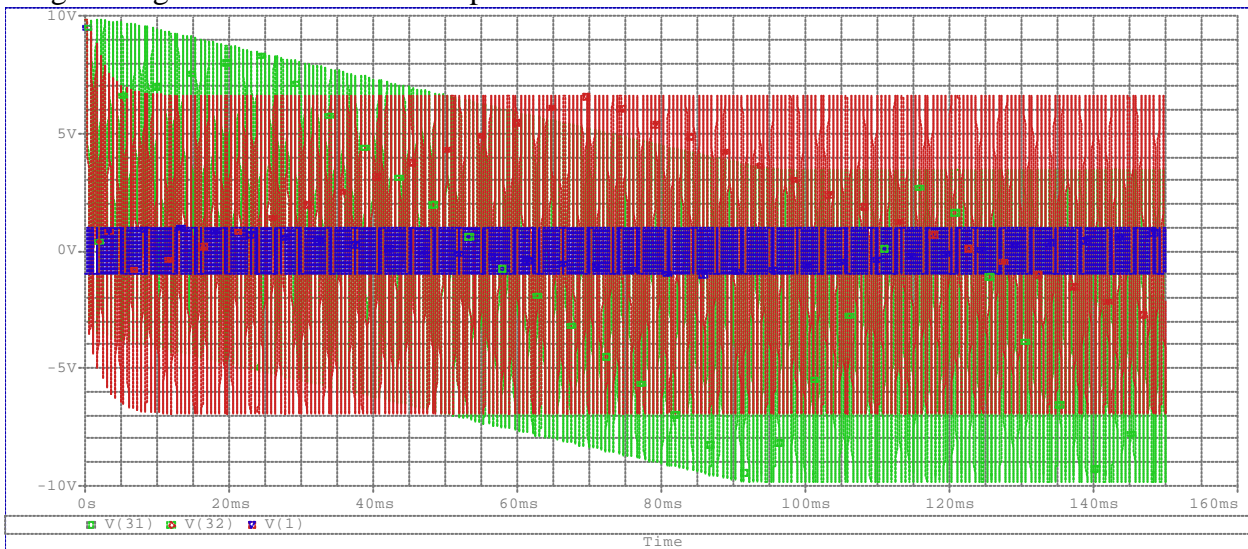
cu intrare in limitare:



fara intrare in limitare:



stingerea regimului tranzitoriu si amplificarea in c.c.

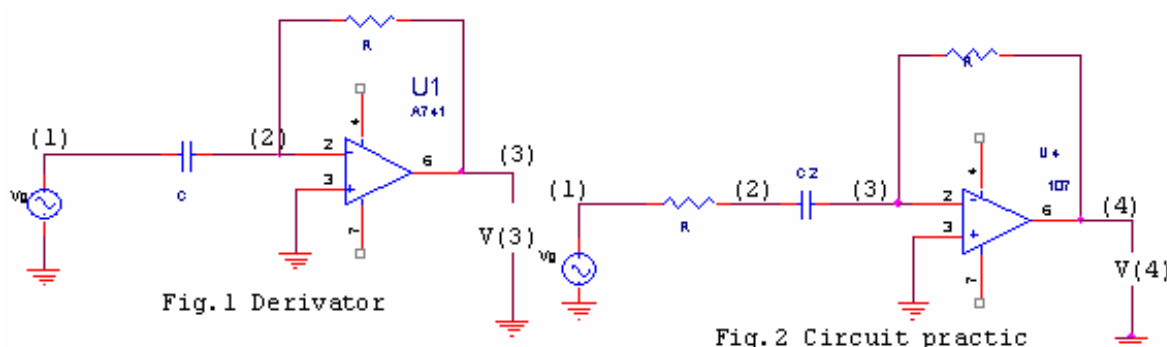


Circuit activ de ordin I – derivator

Scopul lucrării	1
Caracterizarea circuitului	2
Circuit real cu rezistența serie	2
Descrierea circuitului	2
Calculul tensiunilor nodale și a curenților prin laturi	2
Calcularea funcției de transfer	2
Calcularea funcției de transfer pentru AO ideal.....	3
Descrierea folosind ecuațiile de stare a circuitului	3
Derivator	4
Descrierea circuitului	4
Calculul tensiunilor nodale și a curenților prin laturi	4
Calcularea funcției de transfer pentru circuit.....	4
Calcularea funcției de transfer pentru AO ideal.....	5
Descrierea folosind ecuațiile de stare a circuitului	5
Funcția de transfer $H(s)$	5
Funcția de transfer în regim permanent $H(j\omega)$	7
Răspuns în regim permanent.....	8
Răspunsul la semnal armonic.....	9
Răspunsul la semnal armonic de frecvență joasă.....	10
Răspuns de regim tranzitoriu	10
Răspunsul la semnal treaptă	10
Răspunsul la semnal dreptunghiular	11
Răspunsul la succesiune de impulsuri dreptunghiulare, bipolar - simetrice	12
Comportarea derivatorului	12
Comportare ca derivator.....	12
Analiza PSPICE.....	13
Diagrama Bode de modul și fază pentru cele două circuite:.....	14
Funcția pondere.....	14
Comportare de derivator	14

Scopul lucrării

În lucrarea de față ne propunem analiza unui derivator cu AO cu condensator și rezistor în bucla de reacție.



Obs: -> În Fig1. se prezintă schema unui derivator cu AO, ideal.

-> În Fig2. se prezintă schema realizată practic, numită în continuare circuit.

Caracterizarea circuitului

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

Circuit real cu rezistenta serie

Descrierea circuitului

```
> circuit:=
"Derivator cu AO
Vg 1 0 Vg
r 1 2 r
C 2 3 C
R 3 4 R
E 4 0 0 3 A
.end":
```

Calculul tensiunilor nodale si a curenților prin laturi

```
> syrup(circuit,ac,'curenti','tensiuni');
Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "Derivator cu AO" (ignoring this line)
```

$$\left\{ v_1 = Vg, v_4 = -\frac{s C R A Vg}{s C R + A + 1 + A s C r + s C r}, v_2 = \frac{Vg (s C R + A + 1)}{s C R + A + 1 + A s C r + s C r}, \right. \\ \left. v_3 = \frac{s C R Vg}{s C R + A + 1 + A s C r + s C r} \right\}$$

```
> tensiuni;
```

$$\left\{ v_1 = Vg, v_4 = -\frac{s C R A Vg}{s C R + A + 1 + A s C r + s C r}, v_2 = \frac{Vg (s C R + A + 1)}{s C R + A + 1 + A s C r + s C r}, \right. \\ \left. v_3 = \frac{s C R Vg}{s C R + A + 1 + A s C r + s C r} \right\}$$

```
> curenti;
```

$$\left\{ i_E = \frac{s C (A + 1) Vg}{s C R + A + 1 + A s C r + s C r}, i_{Vg} = -\frac{s C (A + 1) Vg}{s C R + A + 1 + A s C r + s C r}, \right. \\ i_r = \frac{Vg - \frac{Vg (s C R + A + 1)}{s C R + A + 1 + A s C r + s C r}}{r}, i_C = \frac{s C (A + 1) Vg}{s C R + A + 1 + A s C r + s C r}, \\ \left. i_R = \frac{\frac{s C R Vg}{s C R + A + 1 + A s C r + s C r} + \frac{s C R A Vg}{s C R + A + 1 + A s C r + s C r}}{R} \right\}$$

Calcularea functiei de transfer

Exista mai multe metode de calcul a functiei de transfer:

Metoda 1: folosind formula amplificarii

Stim ca functia de transfer a unui asemenea circuit este descrisa de formula:

$$H(s) = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}, \quad Z_1(s) = r + \frac{1}{sC}, \quad Z_2(s) = R$$

Astfel functia de transfer devine:

$$H(s) = -\frac{R}{r + \frac{1}{sC}} = -\frac{s \cdot \frac{RC}{rC}}{s + \frac{1}{rC}} = -\frac{RC}{rC} \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{rC}}$$

Notand: $a = \frac{1}{RC}$ si $a_1 = \frac{1}{rC}$ va rezulta ca:

$$H(s) = -\frac{a_1 * s}{a * s + a_1}$$

Metoda 2: folosind modelul nului-norator

Cu ajutorul modelului nului-norator al AO:

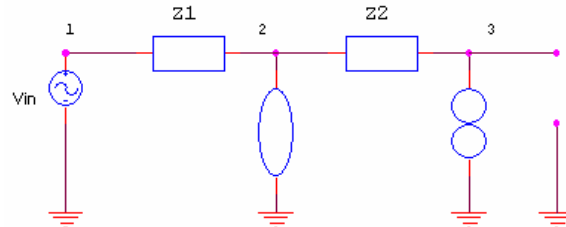


Fig .3
Modelul
nului-
norator

Scriind ecuatiile Kirchoff 1 si 2 pe circuit:

$$\begin{cases} V_{in} = Z_1 I \\ V_{out} = Z_2 I \end{cases} \quad \begin{cases} V_{in} = (r + \frac{1}{sC}) I \\ V_{out} = R I \end{cases}$$

Obtinem aceeași funcție de transfer obținută cu metoda 1, Z_1 și Z_2 având aceeași formă.

Metoda 3: calcul simbolic

Folosind Maple și pachetul Syrup se obține:

> **Hcircuit:=eval(v[4]/v[1],tensiuni);**

$$Hcircuit := -\frac{s C R A}{s C R + A + 1 + A s C r + s C r}$$

Calcularea funcției de transfer pentru AO ideal

> **Hcircuitideal:=limit(Hcircuit,A=infinity);**

$$Hcircuitideal := -\frac{s C R}{1 + s C r}$$

Descrierea folosind ecuațiile de stare a circuitului

1.Ecuatii de stare

> **syrup(circuit,tran,'curenti','tensiuni');**

Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "Derivator cu AO" (ignoring this line)

$$\{v_c(0) = 0, \frac{\partial}{\partial t} v_c(t) = \frac{A Vg + Vg - A v_c(t) - v_c(t)}{C (R + r + A r)}\}, \{v_c(t)\}$$

2. Ecuatii de iesire

> **tensiuni;**

$$\{v_2 = \frac{R Vg + r A v_c(t) + r v_c(t)}{R + r + A r}, v_4 = -\frac{A R (Vg - v_c(t))}{R + r + A r}, v_3 = \frac{R (Vg - v_c(t))}{R + r + A r}, v_1 = Vg\}$$

> **curenti;**

$$\left\{ i_{Vg} = -\frac{A Vg + Vg - A v_c(t) - v_c(t)}{R + r + A r}, i_r = \frac{Vg - \frac{R Vg + r A v_c(t) + r v_c(t)}{R + r + A r}}{r} \right\}$$

$$i_C = \frac{A V_g + V_g - A v_C(t) - v_C(t)}{R + r + A r}, i_R = \frac{\frac{R(V_g - v_C(t))}{R + r + A r} + \frac{A R(V_g - v_C(t))}{R + r + A r}}{R},$$

$$i_E = \frac{A V_g + V_g - A v_C(t) - v_C(t)}{R + r + A r}$$

Derivator

Descrierea circuitului

```
> derivator:=
"Derivator cu AO
Vin 1 0 Vin
R 2 3 R
C 1 2 C
E 3 0 0 2 A
.end":
```

Calculul tensiunilor nodale si a curentilor prin laturi

```
> syrup(derivator,ac,'curenti','tensiuni):
```

Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "Derivator cu AO" (ignoring this line)

```
> tensiuni;
```

$$\{v_1 = Vin, v_3 = -\frac{A Vin s C R}{s C R + A + 1}, v_2 = \frac{Vin s C R}{s C R + A + 1}\}$$

```
> curenti;
```

$$\left\{ i_C = \frac{s C Vin (A + 1)}{s C R + A + 1}, i_R = \frac{\frac{Vin s C R}{s C R + A + 1} + \frac{A Vin s C R}{s C R + A + 1}}{R}, i_E = \frac{s C Vin (A + 1)}{s C R + A + 1}, \right.$$

$$\left. i_{Vin} = -\frac{s C Vin (A + 1)}{s C R + A + 1} \right\}$$

Calcularea functiei de transfer pentru circuit

Exista mai multe metode de calcul a functiei de transfer:

Metoda 1: folosind formula amplificarii

Stim ca functia de transfer a unui asemenea circuit este descrisa de formula:

$$H(s) = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}, Z_1(s) = \frac{1}{s * C}, Z_2(s) = G$$

Astfel functia de transfer devine:

$$H(s) = -sRC$$

Metoda 2: folosind modelul nului-norator

Cu ajutorul modelului nului-norator al AO:

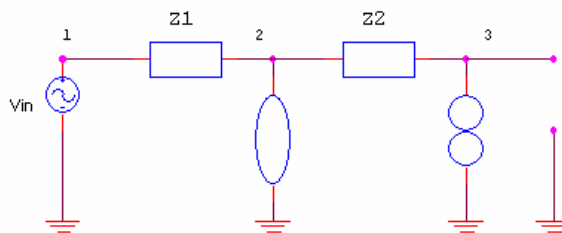


Fig .3
Modelul
nului
norator

Scriind ecuatiile Kirchoff 1 si 2 pe circuit obtinem:

$$\begin{cases} V_{in} = Z_1 I \\ V_{out} = Z_2 I \end{cases} \quad \begin{cases} V_{in} = \frac{1}{sC} I \\ V_{out} = RI \end{cases}$$

aceeasi functie de transfer obtinuta cu metoda 1, Z1 si Z2 avand aceeasi forma.

Metoda 3: calcul simbolic

Folosind Maple si pachetul Syrup se obtine:

> **H:=eval(v[3]/v[1],tensiuni);**

$$H := -\frac{A s C R}{s C R + A + 1}$$

Calcularea functiei de transfer pentru AO ideal

> **Hideal:=limit(H,A=infinity);**

$$Hideal := -s C R$$

Descrierea folosind ecuatiile de stare a circuitului

1.Ecuatii de stare

> **syrup(derivator,tran,'curenti','tensiuni');**

Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "Derivator cu AO" (ignoring this line)

$$\{v_c(0)=0, \frac{\partial}{\partial t} v_c(t) = \frac{V_{in} - v_c(t) + A V_{in} - A v_c(t)}{C R}\}, \{v_c(t)\}$$

2. Ecuatii de iesire

> **tensiuni;**

$$\{v_3 = -A V_{in} + A v_c(t), v_1 = V_{in}, v_2 = V_{in} - v_c(t)\}$$

> **curenti;**

$$\left\{ i_{V_{in}} = -\frac{V_{in} - v_c(t) + A V_{in} - A v_c(t)}{R}, i_E = \frac{V_{in} - v_c(t) + A V_{in} - A v_c(t)}{R}, \right. \\ \left. i_R = \frac{V_{in} - v_c(t) + A V_{in} - A v_c(t)}{R}, i_C = \frac{V_{in} - v_c(t) + A V_{in} - A v_c(t)}{R} \right\}$$

Pentru circuitul real daca consideram o gama de frecvente pentru care rezistenta R1 >>Zc(s):

> **limit(Hcircuitideal,r=0);**

$$-s C R$$

Obs: calculind functia de transfer pentru circuitul real in gama de frecventa pentru care rezistenta r se poate neglija s-a obtinut aceeasi relatie.

Functia de transfer H(s)

S-a calculat in sectiunea anterioara functia de transfer pentru circuitul real (cu rezistenta r) si pentru derivator:

$$\text{derivator: } H(s) = -\frac{s}{a}$$

$$\text{circuit: } H(s) = -\frac{a_1}{a} * \frac{s}{s+a_1} \text{ cu } a_1 = \frac{1}{rC}, a = \frac{1}{RC}$$

> **Hideal;Hcircuitideal;**

$$-s C R$$

$$-\frac{s C R}{1 + s C r}$$

Circuit activ de ordin I – derivator

Poliile functiei de transfer:

```
> RootOf(denom(Hcircuitideal)=0,s);
```

$$-\frac{1}{Cr}$$

Evaluare numerica:

```
> H:=eval(Hideal,[ C=22*1E-9, R=10^3]);Hc:=eval(Hcircuitideal,[ C=22*1E-9, R=10^3, r=100]);PZ[numeric](Hc,s);
```

$$H := -.000022000 s$$

$$Hc := -.000022000 \frac{s}{1 + .2200 \cdot 10^{-5} s}$$

$$\begin{bmatrix} z1 & 0. \\ p1 & -454500. \end{bmatrix}$$

Poliile functiei de transfer:

```
> Bode[castig](H);Bode[faza](H);
```

Diagrama Bode de castig

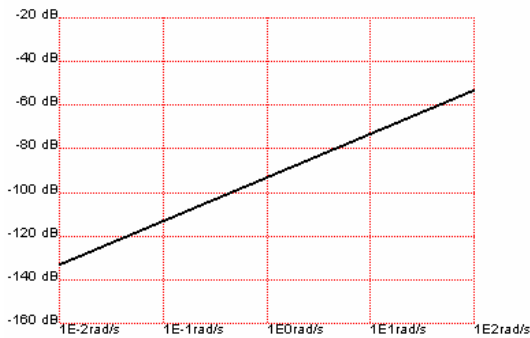


Diagrama Bode de faza

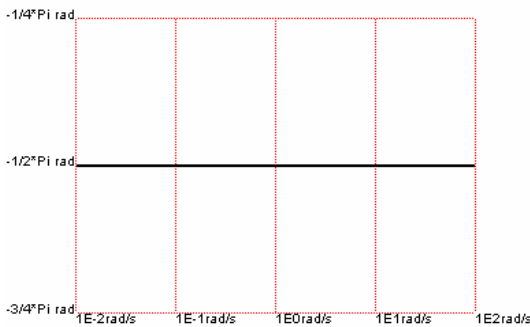


Diagrama Bode de castig

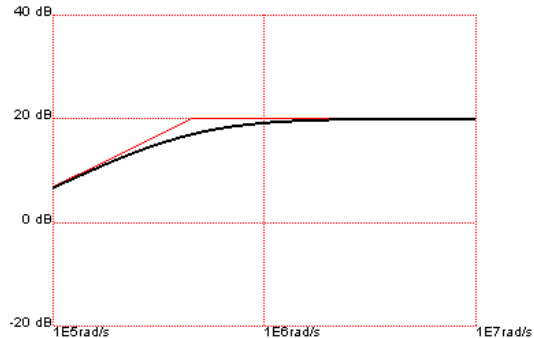
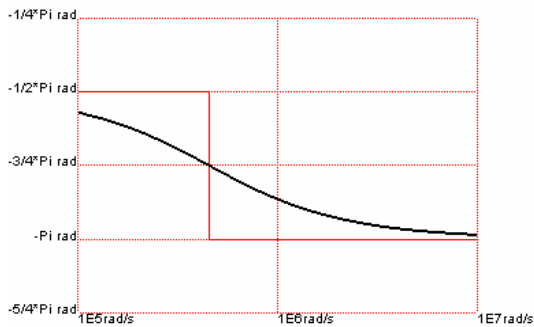


Diagrama Bode de faza



```
> Bode[polara](H);Bode[polara](Hc);
```

Diagrama polara

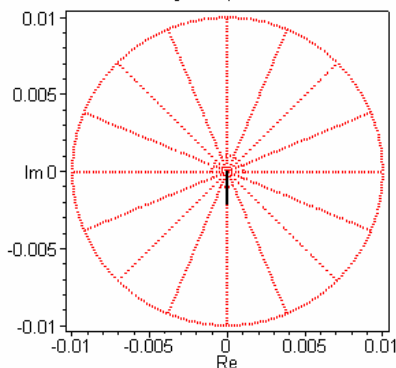
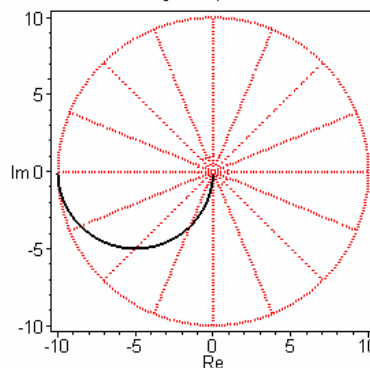


Diagrama polara

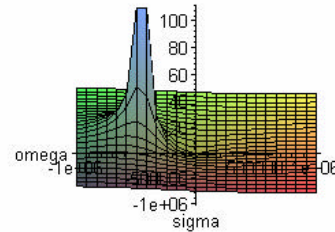
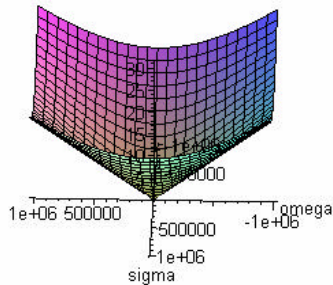


Interpretarea functiei de transfer:

```
> plot3d(abs(eval(H,s=sigma+I*omega)),sigma=-10^6..10^6,omega=-10^6..10^6,axes=normal,title="Reprezentarea in spatiu a modulului f.d.t.");
plot3d(abs(eval(Hc,s=sigma+I*omega)),sigma=-10^6..10^6,omega=-10^6..10^6,axes=normal,title="Reprezentarea in spatiu a modulului f.d.t.");
```

Reprezentarea in spatiu a modulului f.d.t.

Reprezentarea in spatiu a modulului f.d.t.



Funcția de transfer in regim permanent H(j?))

```
>
Hoideal:=subs(s=I*omega,Hideal);Hocircuitideal:=subs(s=I*omega,Hcircuitideal);
```

$$Hoideal := -I \omega C R$$

$$Hocircuitideal := \frac{-I \omega C R}{1 + I \omega C r}$$

```
> assume(R,positive):assume(r,positive):assume(C,positive):
```

```
>
```

```
abs_H0:=abs(limit(Hocircuitideal,omega=0));arg_H0:=argument(limit(Hocircuitideal,omega=0));
```

```
abs_Hinf:=abs(limit(Hocircuitideal,omega=infinity));arg_Hinf:=argument(limit(Hocircuitideal,omega=infinity));
```

```
abs_Halpha:=abs(eval(Hocircuitideal,omega=1/(r*C)));arg_Halpha:=argument(eval(Hocircuitideal,omega=1/(r*C)));alpha:=eval(1/(r*C),[R=10^3, C=22*1E-9, r=100]);
```

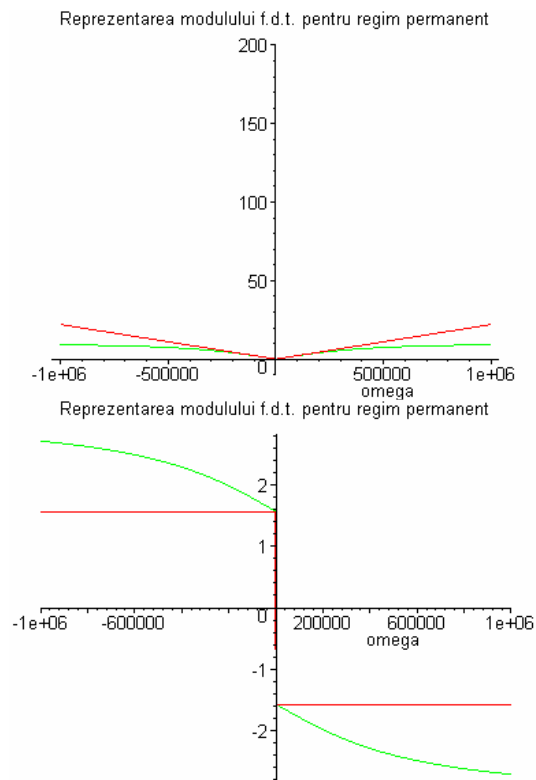
$$abs_H0 := 0, \quad arg_H0 := 0$$

$$abs_Hinf := \frac{R}{r}, \quad arg_Hinf := \pi$$

$$abs_Halpha := \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} R}{r}, \quad arg_Halpha := -\frac{3}{4} \pi$$

$$\alpha = 454545.4545$$

```
> plot( eval( [ abs(Hoideal), abs(Hocircuitideal) ] , [R=10^3, C=22*1E-9, r=100]), omega=-10^6..10^6,axes=normal,title="Reprezentarea modulului f.d.t. pentru regim permanent", view=[DEFAULT, -10..200]);
plot( eval( [ argument(Hoideal), argument(Hocircuitideal) ] , [R=10^3, C=22*1E-9, r=100]), omega=-10^6..10^6,axes=normal,title="Reprezentarea modulului f.d.t. pentru regim permanent");
```



Raspuns in regim permanent

> **restart:**

> **libname:="c:/maple/SCSlib", libname:**

> **F:=table([dir=FOURIER, inv=inttrans[invfourier]]):**

Pentru circuite liniare lucrând în regim permanent sinusoidal functia de transfer are semnificatia de **amplificare generalizata**. Un semnal $e(t)=A\cos(\omega_0 t + j)$ aplicat la intrarea circuitului linear descris de functia de transfer $H(s)$ se regaseste la iesire sub forma:

$$y(t) = A |H(s)|_{s=j\omega_0} \cos(\omega_0 t + j + \arg H(s)_{s=j\omega_0})$$

adica amplificat cu modulul functiei de transfer la frecventa ω_0 si defazat suplimentar cu argumentul functiei de transfer la aceasi frecventa ω_0 .

Pentru un semnal de intrare format prin sumarea unui numar de semnale sinusoidale:

$$e(t) = A_0 + \sum_{k=1}^N A_k \cos(\omega_{0k} t + j_k)$$

iesirea se poate calcula pe baza proprietatii de liniaritate:

$$y(t) = A_0 H(j0) + \sum_{k=1}^N A_k |H(j\omega_{0k})| \cos(\omega_{0k} t + j_k + \arg H(j\omega_{0k}))$$

Obs: Derivatorul are in IF amplificare teoretica infinita. Realizat practic un astfel de circuit nu functioneaza. El practic deriveaza o componenta de inalta frecventa parazita si se satureaza. Schema a doua este o varianta de realizare practica in care amplificarea la IF a fost limitata.

Schema a doua se comporta ca derivator pentru frecvente mult mai mici decit $\alpha = \frac{1}{rC}$.

> **Hs:=- (s*alpha)/(alpha*(s+alpha));**

$$Hs := - \frac{s \alpha 1}{\alpha (s + \alpha 1)}$$

> **Homega := subs (s = I * omega , Hs) ;**

$$Homega := \frac{-I \omega \alpha 1}{\alpha (I \omega + \alpha 1)}$$

Atenuarea in cc este:

> **limit (Homega , omega = 0) ;**

0

Raspunsul la semnal armonic

In acest caz expresia excitatiei $e(t)$ este de forma:

> **e := A0 * cos (w * t) ;**

$$e := A0 \cos(w t)$$

Transformata Fourier a excitatiei $e(t)$ este:

> **E := F [dir] (e , t , omega) ;**

$$E := A0 \pi \text{Dirac}(-\omega + w) + A0 \pi \text{Dirac}(\omega + w)$$

Transformata Fourier a excitatiei $y(t)$ este:

> **Y := Homega * E ;**

$$Y := \frac{-I \omega \alpha 1 (A0 \pi \text{Dirac}(-\omega + w) + A0 \pi \text{Dirac}(\omega + w))}{\alpha (I \omega + \alpha 1)}$$

Raspunsul $y(t)$ al circuitului la excitatiea $e(t)$ este:

> **y := simplify (normal (convert (F [inv] (Y , omega , t) , trig) , expanded)) ;**

$$y := - \frac{\alpha 1 A0 w (w \cos(w t) - \alpha 1 \sin(w t))}{\alpha (w^2 + \alpha 1^2)}$$

La acelasi rezultat se putea ajunge urmarind pasii de calcul:

$$H(j\omega) = - \frac{a_1}{a} \frac{j\omega}{j\omega + a_1}, \quad a_1 = \frac{1}{rC}, \quad a = \frac{1}{RC}$$

Modulul si faza functiei de transfer:

$$\begin{cases} |H(j\omega)| = \frac{a_1}{a} \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + (a_1)^2}} \\ \arg(H(j\omega)) = -\frac{p}{2} + \text{arctg}\left(\frac{a_1}{\omega}\right) \end{cases}$$

Forma generala a raspunsului permanent:

$$y(t) = A_0 |H(j\omega)| \cos(\omega t + \arg(H(j\omega)))$$

Raspunsul permanent este:

$$y(t) = A_0 \frac{a_1}{a} \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + (a_1)^2}} \cos\left(\omega t - \frac{p}{2} + \text{arctg}\left(\frac{a_1}{\omega}\right)\right)$$

Raspunsul la semnal armonic de frecventa egala cu frecventa polului

> **e1 := eval (e , w = alpha) ;**

$$e1 := A0 \cos(\alpha t)$$

> **y1 := simplify (eval (y , w = alpha)) ;**

$$y1 := - \frac{\alpha 1 A0 (\alpha \cos(\alpha t) - \alpha 1 \sin(\alpha t))}{\alpha^2 + \alpha 1^2}$$

Obs: Semnalul de iesire este defazat fata de intrare cu $-\frac{\pi}{4}$ si atenuat cu $\frac{1}{\sqrt{2}}$ in raport cu

atenuarea din banda.

Raspunsul la semnal armonic de frecventa joasa

> **e;**

$$A0 \cos(\omega t)$$

> **y;**

$$-\frac{\alpha_1 A0 \omega (\omega \cos(\omega t) - \alpha_1 \sin(\omega t))}{\alpha (\omega^2 + \alpha_1^2)}$$

> **limit(y,alpha1=infinity);**

$$\frac{A0 \omega \sin(\omega t)}{\alpha}$$

Obs: iesirea este derivata intrarii!

Raspuns de regim tranzitoriu

> **restart:with(inttrans);**

> **libname:="c:/maple/SCSlib", libname:**

> **L:=table([dir=inttrans[laplace],inv=inttrans[invlaplace]]):**

>

assume(_alpha,positive):assume(_omega,positive):assume(_tau,positive):assume(_T,positive):

Consideram circuitul liniar cu AO pentru care am determinat functia de transfer $H(s)$. Excitatie este $e(t)$ si raspunsul este tensiunea $y(t)$. In situatia in care semnalul $e(t)$ este cauzal, circuitul functioneaza in regim tranzitoriu. In studiul comportarii de regim tranzitoriu se utilizeaza *transformata Laplace*. Vom nota cu $Y(s)$ transformata Laplace a semnalului $y(t)$ si cu $E(s)$ transformata Laplace a semnalului excitatie $e(t)$. Metodologia de calcul a raspunsului $y(t)$ la excitatie $e(t)$ pentru un circuit este urmatoarea:

- Determinarea lui $E(s)$ din $e(t)$, folosind *transformata Laplace directa*.
- Determinarea lui $Y(s)$, folosind relatia $Y(s) = H(s) E(s)$.
- Determinarea lui $y(t)$ din $Y(s)$, folosind *transformata Laplace inversa*.

Pentru circuit functia de transfer este:

> **Hs := -(s*alpha)/(alpha*(s+alpha));**

$$Hs := -\frac{s \alpha_1}{\alpha (s + \alpha_1)}$$

Raspunsul la semnal treapta

In acest caz expresia excitatie $e(t)$ este de forma:

> **e:=A0*Heaviside(t);**

$$e := A0 \text{Heaviside}(t)$$

- Transformata Laplace a excitatie $e(t)$ este:

> **E:=L[dir](e,t,s);**

$$E := \frac{A0}{s}$$

- Transformata Laplace a excitatie $y(t)$ este:

> **Y:=Hs*E;**

$$Y := -\frac{\alpha 1 A 0}{\alpha (s + \alpha 1)}$$

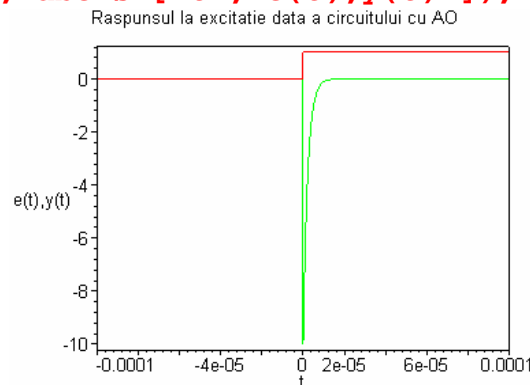
- Raspunsul $y(t)$ al circuitului la excitatia $e(t)$ este:

> `y:=L[inv](Y,s,t)*Heaviside(t);`

$$y := -\frac{\alpha 1 A 0 e^{(-\alpha 1 t)} \text{Heaviside}(t)}{\alpha}$$

Se reprezita semnalele de intrare si iesire pentru valorile din schema ale rezistentelor si ale condensatorului:

> `plot(eval([e,subs([alpha=1/(R*C), alpha1=1/(r*C)],y)], [A0=1,C=22*1E-9, R=10^3, r=100]), t=-0.0001..0.0001,numpoints = 200,thickness=1,axes=box,title="Raspunsul la excitatie data a circuitului cu AO",labels=["t","e(t),y(t)"]);`



Raspunsul la semnal dreptunghiular

In acest caz expresia excitatia $e(t)$ este de forma:

> `e:=A0*(Heaviside(t)-Heaviside(t-tau));`
 $e := A 0 (\text{Heaviside}(t) - \text{Heaviside}(t - \tau))$

- Transformata Laplace a excitatie $e(t)$ este:

> `E:=subs(_tau=tau,L[dir](subs(tau=_tau,e),t,s));`

$$E := A 0 \left(\frac{1}{s} - \frac{e^{(-s \tau)}}{s} \right)$$

- Transformata Laplace a excitatie $y(t)$ este:

> `Y:=Hs*E;`

$$Y := -\frac{s \alpha 1 A 0 \left(\frac{1}{s} - \frac{e^{(-s \tau)}}{s} \right)}{\alpha (s + \alpha 1)}$$

- Raspunsul $y(t)$ al circuitului la excitatia $e(t)$ este:

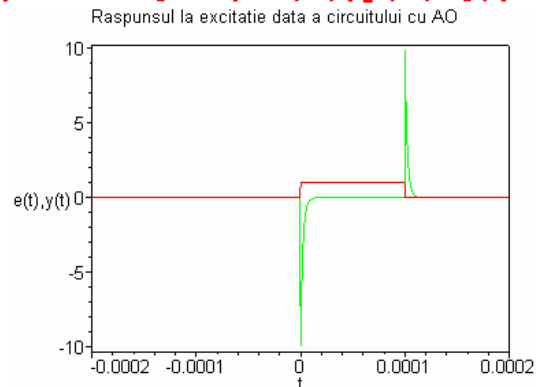
> `y:=L[inv](Y,s,t)*Heaviside(t);`

$$y := -\frac{\alpha 1 A 0 (-e^{(\alpha 1 (-t + \tau))} \text{Heaviside}(t - \tau) + e^{(-\alpha 1 t)} \text{Heaviside}(t))}{\alpha}$$

Se reprezita semnalele de intrare si iesire pentru valorile din schema ale rezistentelor si ale condensatorului:

> `plot(eval([e,subs([alpha=1/(R*C), alpha1=1/(r*C)],y)], [A0=1,tau = 0.0001, C=22*1E-9, R=10^3, r=100]), t=-`

```
0.0002..0.0002,numpoints =
200,thickness=1,axes=box,title="Raspunsul la excitatie data a
circuitului cu AO",labels=["t","e(t),y(t)");
```



Raspunsul la succesiune de pulsuri dreptunghiulare, bipolar - simetrice

> **N:=5:**

In acest caz expresia excitatie $e(t)$ este de forma:

```
> e:=(-A0/2+A0*sum(Heaviside(t-n*T)-Heaviside(t-tau-n*T),n=0..N-1))*Heaviside(t):
```

- Transformata Laplace a excitatie $e(t)$ este:

```
> E:=subs([_tau=tau,_T=T],L[dir](subs([T=_T,tau=_tau],e),t,s)):
```

- Transformata Laplace a excitatie $y(t)$ este:

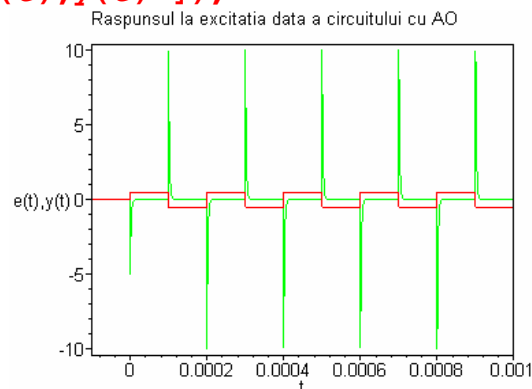
```
> Y:=Hs*E:
```

- Raspunsul $y(t)$ al circuitului la excitatie $e(t)$ este:

```
> y:=subs([_tau=tau,_T=T,_alpha=alpha],L[inv](subs([T=_T,tau=_tau,
alpha=_alpha],Y),s,t))*Heaviside(t):
```

Se reprezita semnalele de intrare si iesire pentru valorile din schema ale rezistentelor si ale condensatorului:

```
> plot(eval([e,subs([alpha=1/(R*C), alpha1=1/(r*C)],y)], [A0=1,T
=0.0002,tau = 0.0001, C=22*1E-9, R=10^3, r=100]), t=-
0.0001..0.001,numpoints=1000, thickness=1,
axes=box,title="Raspunsul la excitatia data a circuitului cu
AO",labels=["t","e(t),y(t)");
```



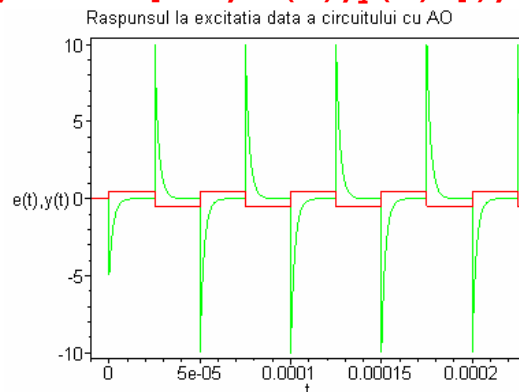
Comportarea derivatorului

Comportare ca derivator

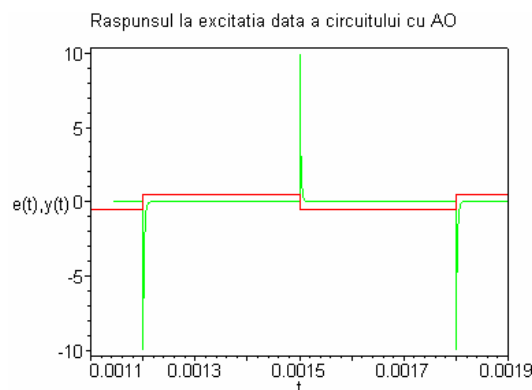
Se modifica frecventa semnalului dreptunghiular (perioada T) cu pastrarea unui factor de umplere de 50%. Se observa regimul tranzitoriu :

```
> plot(eval([e,subs([alpha=1/(R*C), alpha1=1/(r*C)],y)], [A0=1,T
```

```
=0.00005,tau = 0.000025, C=22*1E-9, R=10^3, r=100]), t=-
0.00001..0.00023,numpoints =
1000,thickness=1,axes=box,title="Raspunsul la excitatia data a
circuitului cu AO",labels=["t","e(t),y(t)"]);
```



```
> plot(eval([e,subs([alpha=1/(R*C), alpha=1/(r*C)],y)], [AO=1,T
=0.0006,tau = 0.0003, C=22*1E-9, R=10^3, r=100]),
t=0.0011..0.0019,numpoints =
1000,thickness=1,axes=box,title="Raspunsul la excitatia data a
circuitului cu AO",labels=["t","e(t),y(t)"]);
```



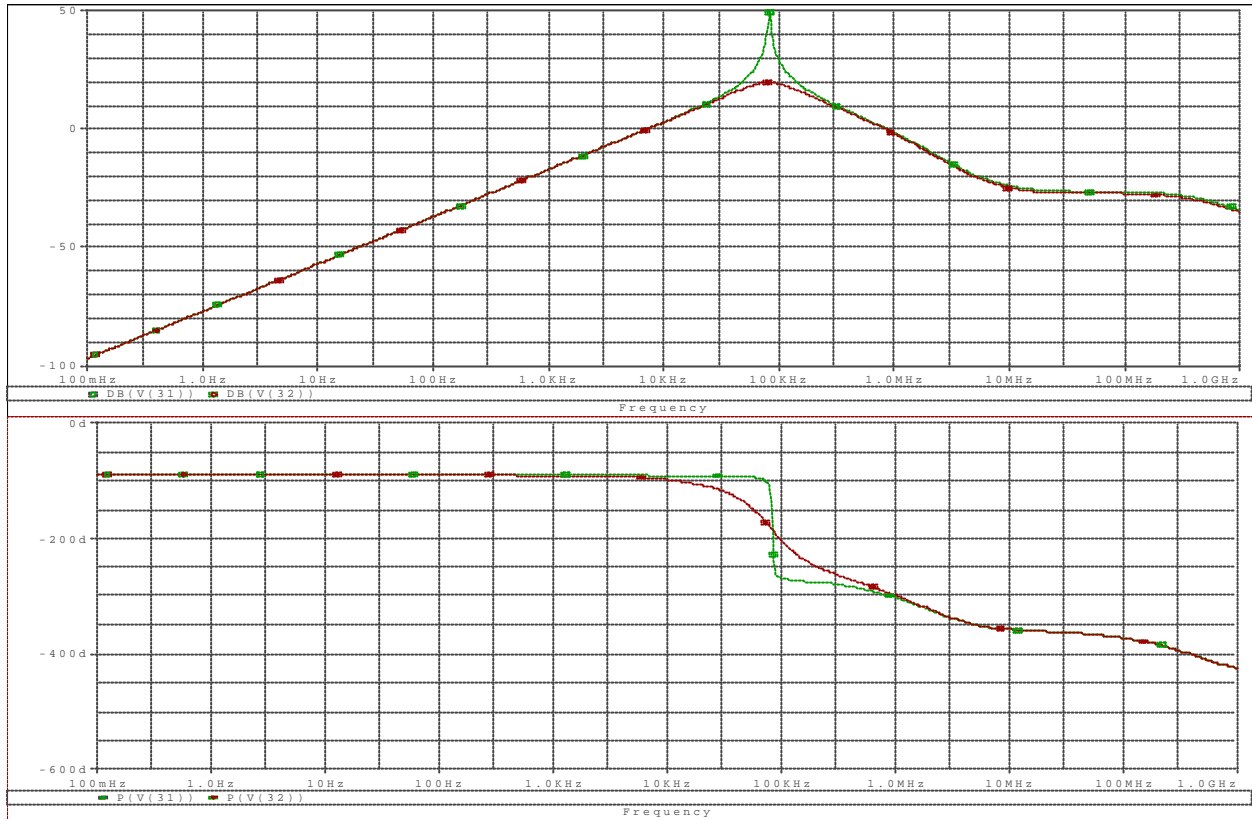
Analiza PSPICE

Descriere PSpice:

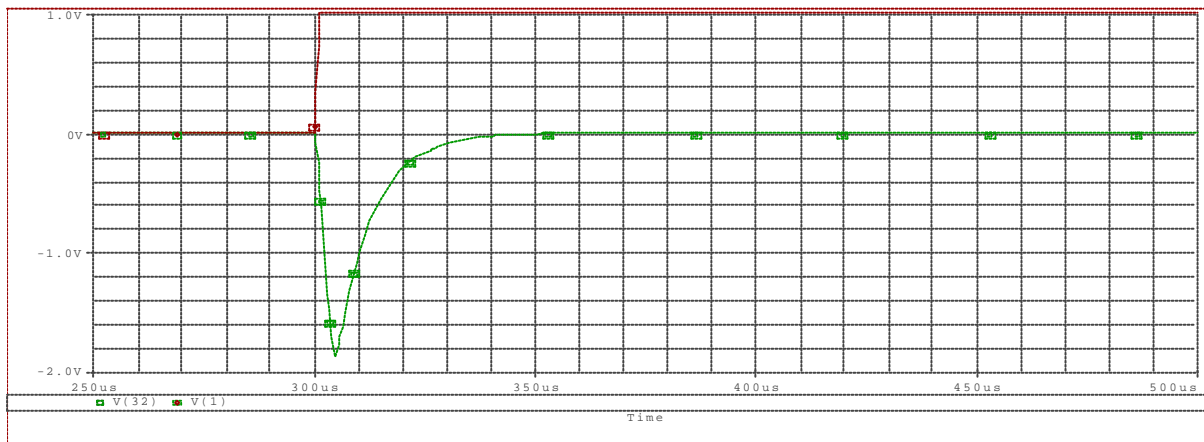
```
*circuit
VIN 1 0 AC 1
VCC+ VCC+ 0 10V
VCC- VCC- 0 -10V
C1 1 21 22N
R1 21 31 1K
XOPAMP1 0 21 VCC+ VCC- 31 uA741
C2 20 22 22N
R2 22 32 1K
Rcom 1 20 100
XOPAMP2 0 22 VCC+ VCC- 32 uA741
.LIB "opamp.lib"
.AC dec 100 0.1 1000Meg
.PROBE
.END
```

```
*circuit
VIN 1 0 pulse(-1V 1V 0.3mS 1us 2us 0.3ms 0.602ms)
VCC+ VCC+ 0 10V
VCC- VCC- 0 -10V
C1 1 21 22N
R1 21 31 1K
XOPAMP1 0 21 VCC+ VCC- 31 uA741
C2 20 22 22N
R2 22 32 1K
Rcom 1 20 100
XOPAMP2 0 22 VCC+ VCC- 32 uA741
.LIB "opamp.lib"
.TRAN 5us 150ms 0 10us
.PROBE
.END
```

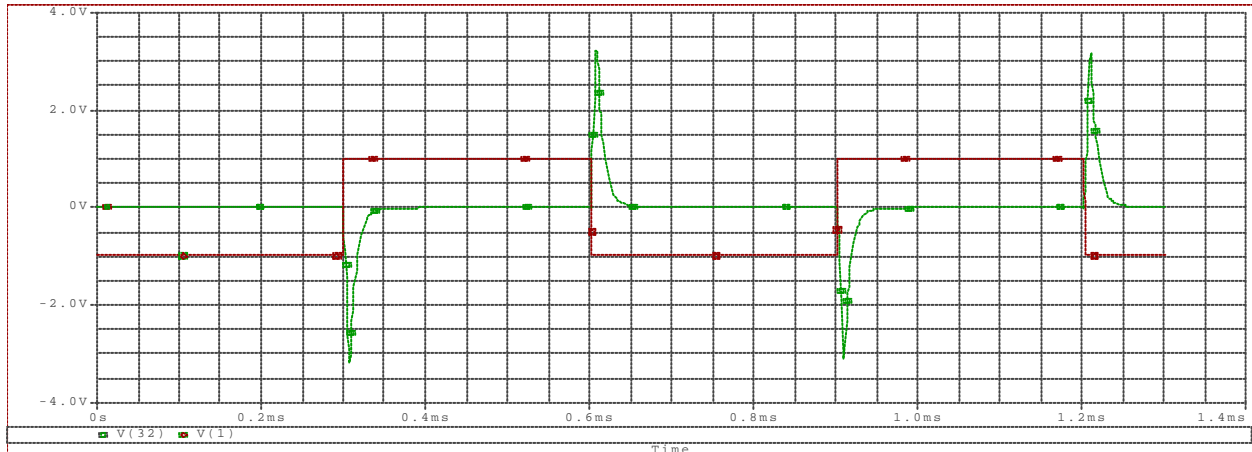
Diagrama Bode de modul si faza pentru cele doua circuite:



Funcția pondere



Comportare de derivator



Reactia in circuite electronice

Topologii de reactie

Principiul reactiei	1
Tipuri de reactie in circuitele electronice.....	3
Reactia cu comparare pe bucla si esantionare in nod.....	3
Reactia cu comparare in nod si esantionare pe bucla.....	4
Reactia cu comparare pe bucla si esantionare pe bucla.....	6
Reactia cu comparare in nod si esantionare in nod.....	7
Stabilitatea circuitelor cu reactie.....	8

Principiul reactiei

In cele ce urmeaza ne vom ocupa in principal de circuite liniare cu reactie.

Schema bloc a unui circuit cu reactie este prezentata in Fig.1:

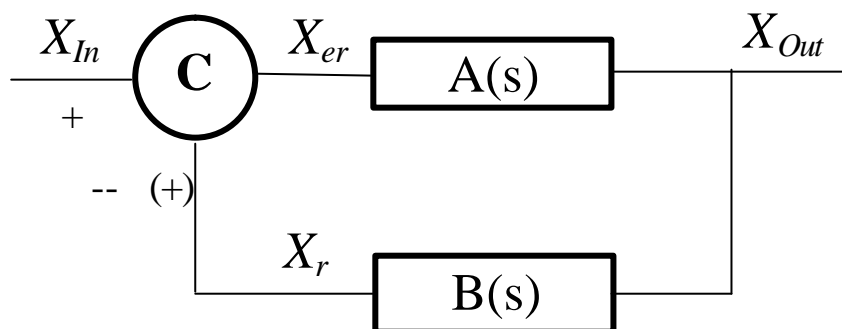


Fig. 1 Schema bloc a unui sistem cu reactie

Pe schema bloc anterioara, circuitul de pe calea directa are functia de transfer $A(s)$, circuitul de pe calea inversa are functia de transfer $B(s)$. Comparatorul este un sumator care poate furniza suma sau diferenta semnalelor X_{In} si X_r , in functie de semnul intrarii corespunzator lui X_r , din acest motiv fiind deseori utilizata denumirea de reactie *pozitiva* sau *negativa*.

In principiu functionarea unui asemenea circuit poate fi descrisa astfel: semnalul de iesire X_{Out} (tensiune sau curent) este prelucrat de circuitul situat pe calea inversa si "adus" la intrarea circuitului sub forma unui semnal de reactie X_r , unde se compara cu semnalul de intrare X_{In} , rezultatul fiind un semnal de eroare X_{er} , care este amplificat de circuitul de pe calea directa, rezultatul fiind chiar semnalul de iesire.

Functionarea unui circuit cu reactie depinde fundamental de modul in care se realizeaza comparatia si de natura circuitelor de pe calea directa si inversa. Semnalele de intrare si iesire din circuit pot fi atat tensiuni cat si curenti. Semnalul de reactie si semnalul de eroare sunt insa de acelasi tip cu cel de intrare (pentru a fi posibila comparatia). Din punct de vedere al structurii circuitelor cu reactie, in general circuitul de pe calea directa este activ (un amplificator), in timp ce circuitul de pe calea inversa (a carui functie de transfer este $B(s)$) este pasiv (retea de elemente

pasive). Exista insa si situatii in care atat pe calea directa cat si pe cea inversa sunt plasate circuite active.

Functia de transfer a circuitului cu reactie se calculeaza usor pe baza relatiilor care se stabilesc intre marimile din schema bloc anterioara.

> **restart:**

In cazul reactiei negative, aceste relatii sunt date de ecuatiile de mai jos:

> **eq:=**

**{X[er]=X[In]-X[r],
X[Out]=X[er]*A,
X[r]=X[Out]*B};**

$$eq := \{ X_{er} = X_{In} - X_r, X_{Out} = X_{er} A, X_r = X_{Out} B \}$$

> **semnale:=solve(eq, {X[Out],X[r],X[er]});**

$$semnale := \{ X_r = \frac{X_{In} A B}{1 + A B}, X_{er} = \frac{X_{In}}{1 + A B}, X_{Out} = \frac{X_{In} A}{1 + A B} \}$$

Functia de transfer a circuitului cu reactie negativa este:

> **Hrn:=eval(X[Out],semnale)/X[In];**

$$Hrn := \frac{A}{1 + A B}$$

In cazul reactiei pozitive, aceste relatii sunt date de ecuatiile de mai jos:

> **eq:=**

**{X[er]=X[In]+X[r],
X[Out]=X[er]*A,
X[r]=X[Out]*B};**

$$eq := \{ X_{er} = X_{In} + X_r, X_{Out} = X_{er} A, X_r = X_{Out} B \}$$

> **semnale:=solve(eq, {X[Out],X[r],X[er]});**

$$semnale := \{ X_{er} = -\frac{X_{In}}{-1 + A B}, X_{Out} = -\frac{X_{In} A}{-1 + A B}, X_r = -\frac{X_{In} A B}{-1 + A B} \}$$

Functia de transfer a circuitului cu reactie pozitiva este:

> **Hrp:=eval(X[Out],semnale)/X[In];**

$$Hrp := -\frac{A}{-1 + A B}$$

Din expresiile anterioare rezulta ca functia de transfer a sistemului cu reactie depinde de produsul $A B$, care reprezinta de fapt functia de transfer a sistemului cu bucla de reactie intrerupta ca in Fig.2

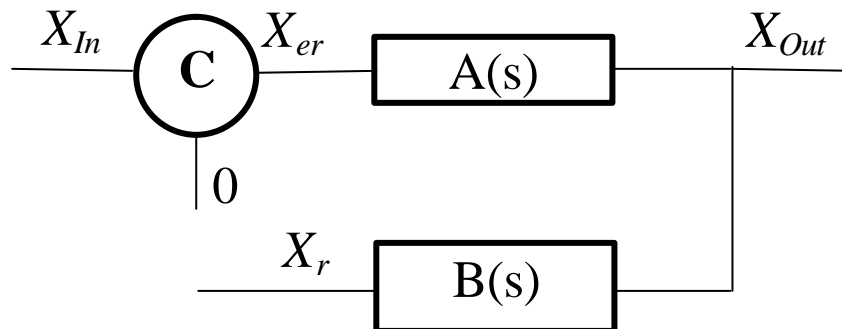


Fig. 2 Schema bloc a sistemului cu bucla de reactie intrerupta


```

> restart :
> eq:=
{X[er]=X[In],
X[Out]=X[er]*A,
X[r]=X[Out]*B};
      eq := {Xer = XIn, XOut = Xer A, Xr = XOut B}
> semnale:=solve(eq,{X[Out],X[r],X[er]});
      semnale := {Xer = XIn, XOut = XIn A, Xr = XIn A B}
> Hd:=eval(X[r],semnale)/X[In];
      Hd := A B
    
```

Trebuie mentionat insa ca in relatiile anterioare nu s-a tinut cont de efectelor cuplajelor (datorate impedantelor finite de intrare-iesire).

Tipuri de reactie in circuitele electronice

Pentru simplitate, vom trata numai reactia pozitiva, consideratiile in cazul reactiei negative fiind similare.

Asa cum s-a vazut in paragraful anterior, atat semnalul de intrare cat si semnalul de iesire poate avea atat semnificatie fizica de curent cat si de tensiune. In functie de tipul acestora, exista inasa urmatoarea clasificare:

- reactie cu comparare pe bucla si esantionare in nod;
- reactie cu comparare in nod si esantionare pe bucla;
- reactie cu comparare pe bucla si esantionare pe bucla;
- reactie cu comparare in nod si esantionare in nod.

Reactia cu comparare pe bucla si esantionare in nod

In acest caz, semnalele de intrare si iesire sunt tensiuni. Denumirea acestui tip de reactie se deduce imediat din topologia circuitului (Fig. 3). Atat circuitul de pe calea directa cat si cel de pe calea inversa poate fi modelat ca sursa de tensiune controlata in tensiune (STCT).

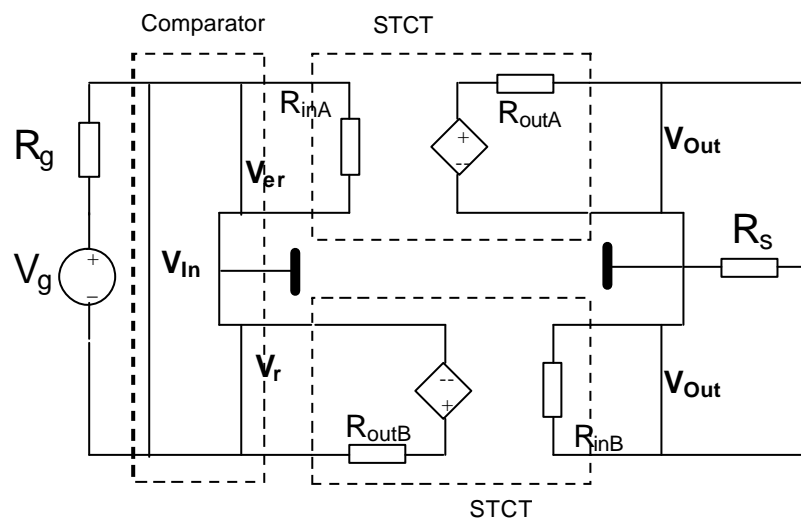


Fig. 3 Reactie cu comparare pe bucla si esantionare in nod (paralel - serie)

Analiza simbolica:

```
> restart:
> with(Syrup):
> ReactieCBEN:=
"Reactia cu Comparare pe bucla si Esantionare in nod
*Excitatie este o sursa de tensiune:
Vg IntG Inminus Vg
Rg Inplus IntG Rg
*Circuitul de pe calea directa este modelat cu STCT:
RinA Inplus 0 RinA
EA IntA 0 Inplus 0 A
RoutA Out IntA RoutA
*Circuitul de pe calea inversa este modelat cu STCT:
RinB Out 0 RinB
EB IntB 0 Out 0 B
RoutB Inminus IntB RoutB
*Impedanta de sarcina:
Rs Out 0 Rs
.end":
> syrup(ReactieCBEN,ac,curenti,tensiuni):
Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "Reactia cu Comparare pe bucla si
esantionare in nod" (ignoring this line)
> tensiuni:
> curenti:
```

Functia de transfer a circuitului cu reactie este de forma:

```
> Hrp:=simplify(eval((v[Out])/(v[Inplus]-v[Inminus]),tensiuni));
Hrp := A RinA RinB Rs/(Rs RoutA RoutB + Rs RoutA RinA + RinB RoutA RoutB
+ RinB RoutA RinA + RoutB RinB Rs - RinB Rs B A RinA + RinA RinB Rs)
```

In expresia anterioara se regasesc inclusiv efectelor cuplajelor intre circuite. Pentru a obtine formula caracteristica sistemelor cu reactie in cazul ideal este necesar ca sursele sa se apropie de situatia ideala (a se vedea observatiile de la sfarsitul paragrafului).

```
> Hrpideal:=simplify(limit(Hrp,{RinA=infinity,RoutA=0,RinB=infinity,
RoutB=0}));
```

$$Hrpideal := -\frac{A}{BA-1}$$

Reactia cu comparare in nod si esantionare pe bucla

In acest caz, semnalele de intrare si iesire sunt curenti. Denumirea acestui tip de reactie se deduce imediat din topologia circuitului (Fig. 4). Atat circuitul de pe calea directa cat si cel de pe calea inversa poate fi modelat ca sursa de curent controlata in curent (STCT).

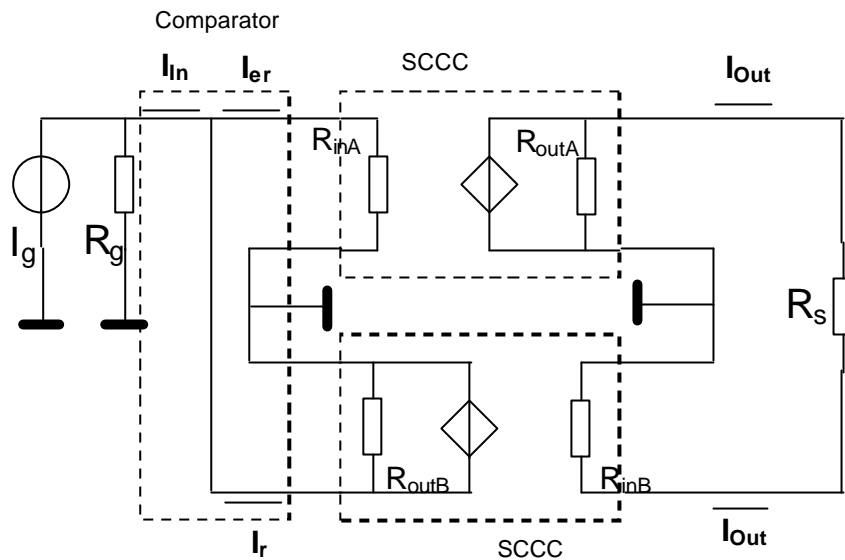


Fig. 4 Reactie cu comparare in nod si esantionare pe bucla (serie - paralel)

Analiza simbolica:

```

> restart:
> with(Syrup):
> ReactieCNEB:=
"Reactia cu Comparare in nod si Esantionare pe bucla
*Excitatie este o sursa de curent:
Ig 0 In Ig
Rg In 0 Rg
*Circuitul de pe calea directa este modelat cu SCCC:
RinA In 0 RinA
FA 0 Outplus RinA A
RoutA Outplus 0 RoutA
*Circuitul de pe calea inversa este modelat cu SCCC:
RinB Outminus 0 RinB
FB 0 In RinB B
RoutB In 0 RoutB
*Impedanta de sarcina:
Rs Outplus Outminus Rs
.end":
> syrup(ReactieCNEB,ac,curenti,tensiuni):
Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "Reactia cu Comparare in nod si
Esantionare pe bucla" (ignoring this line)
> tensiuni:
> curenti:
Functia de transfer a circuitului cu reactie este de forma:
> Hrp:=simplify(eval(i[Rs]/(Ig-i[Rg]),curenti));
Hrp := -A RoutA RoutB/(-Rs RinA - RinA RinB - RoutA RinA + A RoutA B RoutB
- RoutB RinB - RoutB RoutA - RoutB Rs)
    
```

In expresia anterioara se regasesc inclusiv efectelor cuplajelor intre circuite. Pentru a obtine formula caracteristica sistemelor cu reactie in cazul ideal este necesar ca sursele sa se apropie de situatia

ideala (a se vedea observatiile de la sfarsitul paragrafului).

```
>Hrpideal:=simplify(limit(eval(Hrp,{RoutA=RinA*KA,RoutB=RinB*KB}},{KA=infinity,KB=infinity}));
```

$$Hr_{ideal} := -\frac{A}{AB-1}$$

Reactia cu comparare pe bucla si esantionare pe bucla

In acest caz, semnalul de intrare este tensiune iar semnalul de iesire este curent. Denumirea acestui tip de reactie se deduce imediat din topologia circuitului (Fig. 5). Circuitul de pe calea directa este modelat cu curent controlata in tensiune (SCCT), iar cel de pe calea inversa poate fi modelat cu sursa de tensiune controlata in curent (STCC).

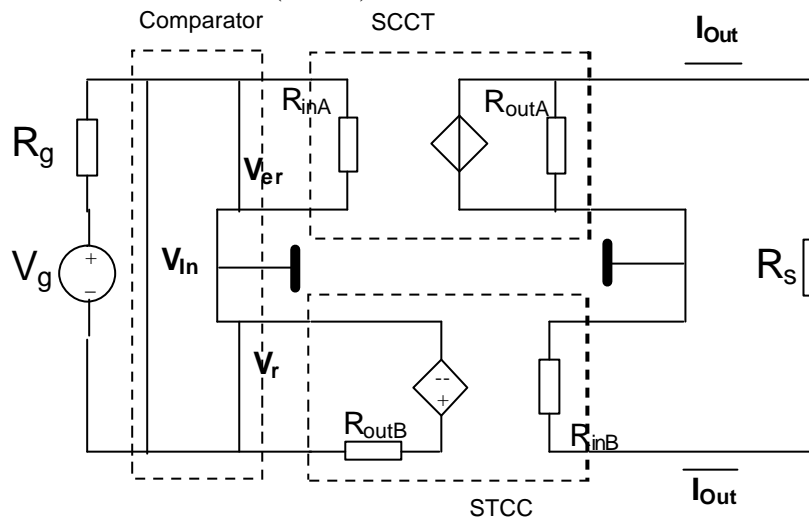


Fig. 5 Reactie cu comparare pe bucla si esantionare pe bucla (serie - serie)

Analiza simbolica:

```
> restart:
> with(Syrup):
> ReactieCBEB:=
"Reactia cu Comparare pe bucla si Esantionare pe bucla
*Excitatie este o sursa de tensiune:
Vg IntG Inminus Vg
Rg Inplus IntG Rg
*Circuitul de pe calea directa este modelat cu SCCT:
RinA Inplus 0 RinA
GA 0 Outplus Inplus 0 A
RoutA Outplus 0 RoutA
*Circuitul de pe calea inversa este modelat cu STCC:
RinB Outminus 0 Rb
HB IntB 0 RinB B
RoutB Inminus IntB RoutB
*Impedanta de sarcina:
Rs Outplus Outminus Rs
.end":
> syrup(ReactieCBEB,ac,curenti,tensiuni):
```

Functia de transfer a circuitului cu reactie este de forma:

```
> Hrp:=simplify(eval(i[Rs]/(v[Inplus]-v[Inminus]),curenti union tensiuni));
```

$$Hrp := \frac{A R_{outA} R_{inA}}{(R_{outA} R_{inA} + R_{inA} R_b + R_{inA} R_s - B A R_{outA} R_{inA} + R_s R_{outB} + R_b R_{outB} + R_{outA} R_{outB})}$$

In expresia anterioara se regasesc inclusiv efectelor cuplajelor intre circuite. Pentru a obtine formula caracteristica sistemelor cu reactie in cazul ideal este necesar ca sursele sa se apropie de situatia ideala (a se vedea observatiile de la sfarsitul paragrafului).

```
> limit(Hrp, {RinA=infinity, RoutA=infinity, RinB=infinity, RoutB=0});
```

$$\frac{A}{1 - AB}$$

Reactia cu comparare in nod si esantionare in nod

In acest caz, semnalul de intrare este curent, iar semnalul de iesire este tensiune. Denumirea acestui tip de reactie se deduce imediat din topologia circuitului (Fig. 6). Circuitul de pe calea directa poate fi modelat cu o sursa de tensiune controlata in curent (STCC), iar cel de pe calea inversa poate fi modelat cu o sursa de curent controlata in tensiune (SCCT).

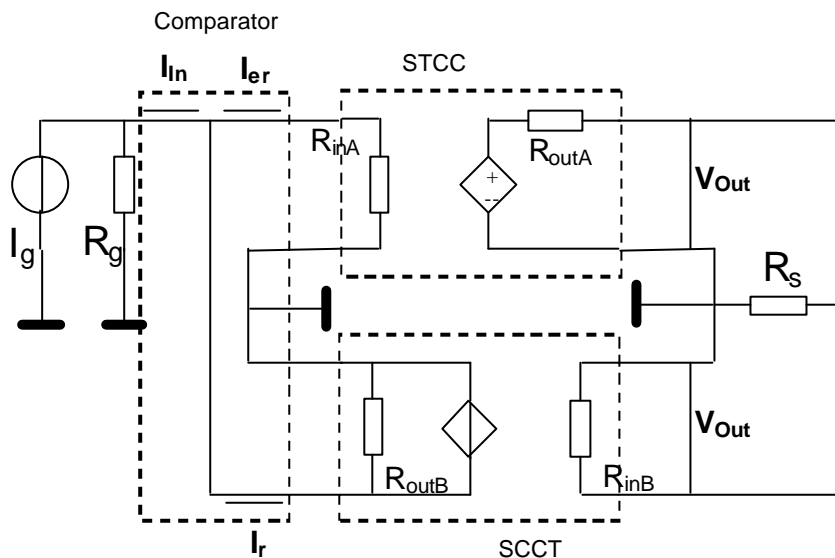


Fig. 6 Reactie comparare in nod si esantionare in nod (paralel - paralel)

Analiza simbolica:

```
> restart:
```

```
> with(Syrup):
```

```
> ReactieCNEN:=
```

```
"Reactia cu Comparare in nod si Esantionare in nod
```

```
*Excitatie este o sursa de curent:
```

```
Ig 0 In Ig
```

```
Rg In 0 Rg
```

```
*Circuitul de pe calea directa este modelat cu STCC:
```

```
RinA In 0 RinA
```

```
HA IntA 0 RinA A
```

```
RoutA Out IntA RoutA
```

***Circuitul de pe calea inversa este modelat cu SCCT:**

RinB Out 0 RinB

GB 0 In Out 0 B

RoutB In 0 RoutB

***Impedanta de sarcina:**

Rs Out 0 Rs

.end":

> syrup(ReactieCNEN,ac,curenti,tensiuni):

Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "Reactia cu Comparare in nod si Esantionare in nod" (ignoring this line)

> tensiuni:

> curenti:

Functia de transfer a circuitului cu reactie este de forma:

> Hrp:=simplify(eval(v[Out]/(Ig-i[Rg]),tensiuni union curenti));

Hrp := -A RinB Rs RoutB / (-RinA RinB RoutA - RoutB Rs RoutA - RoutB RinB RoutA

- RinA Rs RoutA - RinA RinB Rs + A B RinB Rs RoutB - RinB Rs RoutB)

In expresia anterioara se regasesc inclusiv efectelor cuplajelor intre circuite. Pentru a obtine formula caracteristica sistemelor cu reactie in cazul ideal este necesar ca sursele sa se apropie de situatia ideala (a se vedea observatiile de la sfarsitul paragrafului).

>

Hrpideal:=simplify(limit(Hrp,{RinA=0,RoutA=0,RinB=infinity,RoutB=infinity}));

$$Hrpideal := -\frac{A}{A B - 1}$$

Observatie. Situatia ideala pentru surse controlate consta in:

- STCT: impedanta de intrare infinita, impedanta de iesire zero
- SCCC: impedanta de intrare zero, impedanta de iesire infinita
- STCC: impedanta de intrare infinita, impedanta de iesire infinita
- SCCT: impedanta de intrare zero, impedanta de iesire zero

Stabilitatea circuitelor cu reactie

Pentru studiul stabilitatii circuitelor liniare cu reactie se utilizeaza unul din criteriile de analiza cunoscute: criteriul Nyquist, metoda locului radacinilor. Fara a aprofunda aceste criterii care constituie subiecte separate de discutie, trebuie spus ca stabilitatea este influentata de tipul reactiei (pozitiva sau negativa). Astfel este posibil ca un circuit cu reactie negativa sa constituie un amplificator selectiv, in timp ce circuitul cu reactie pozitiva sa constituie un oscilator. Foarte des, in circuitele cu reactie pe calea directa se gaseste un amplificator de tensiune si sau curent, care are o caracteristica de transfer neliniara (cu limitare). (exemplu uA741). In aceasta situatie pentru circuitul cu reactie exista multiple posibilitati, o parte fiind enumerate mai jos:

- circ. cu reactie are polii in semiplanul stang, caz in care este amplificator/circuit selectiv de tip FTB;
- circ. cu reactie are poli in semiplanul drept; in cazul in care sunt doi poli in semiplanul drept circuitul este oscilator, limitarea semnalului fiind facuta de caracteristica neliniara a amplificatorului.

Oscilatoare Armonice

Conditile de oscilatie. Criteriul Barkhausen

Oscilatorul armonic este un circuit electronic care genereaza un semnal sinusoidal, pe baza energiei furnizate de sursa de alimentare. In figura 1 se prezinta schema bloc a unui amplificator cu reactie pozitiva, care poate deveni oscilator in anumite conditii.

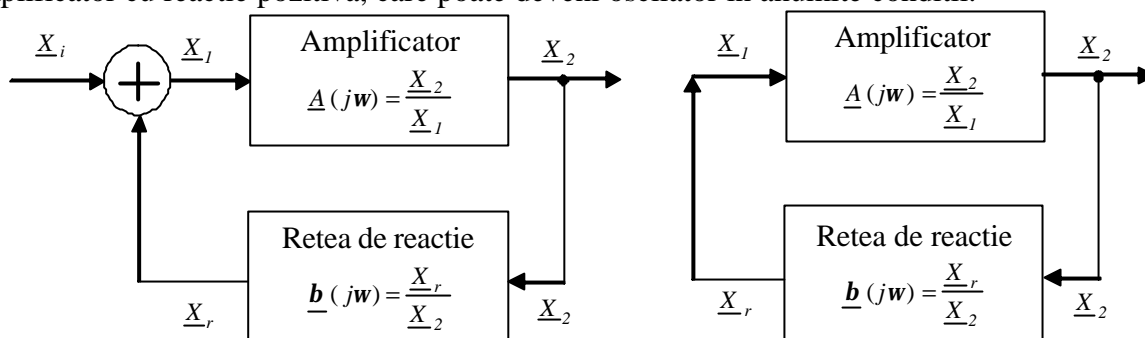


Fig.1 – Amplificator cu reactie pozitiva si structura de oscilator

In schemele bloc de mai sus, semnalele notate cu X_i pot fi tensiuni sau curenti. Amplificarea cu reactie rezulta:

$$\underline{A}_r = \frac{\underline{X}_2}{\underline{X}_i} = \frac{\underline{A}}{1 - \underline{b}\underline{A}}$$

Amplificatorul cu reactie pozitiva din Fig.1 devine oscilator daca fara semnal aplicat la intrare ($\underline{X}_i = 0$) se obtine semnal la iesire ($\underline{X}_2 \neq 0$), ceea ce echivaleaza cu conditia:

$$\underline{A}_r = \frac{\underline{X}_2}{\underline{X}_i} \rightarrow \infty$$

Aceasta duce la **conditia Barkhausen**:

$$\underline{b}\underline{A} = 1$$

Intuitiv, aceasta formula implica reproducerea semnalului pe bucla de reactie pozitiva. In general atat amplificarea A cit si factorul de transfer al retelei de reactie β sunt marimi complexe, astfel incit relatia Barkhausen intre numere complexe este echivalenta cu doua conditii reale:

conditia de modul sau amplitudine:

$$|\underline{b}||\underline{A}| = 1$$

conditia de argument sau faza:

$$\arg(\underline{b}) + \arg(\underline{A}) = \underline{j}_b + \underline{j}_A = 0$$

Frecventa de oscilatie ω_{osc} se determina din conditia de faza. Din conditia de modul se determina amplificarea minima necesara pentru producerea oscilatiilor. In majoritatea situatiilor practice, amplificarea A este un numar real, deci $\underline{j}_A = 0$ sau $\underline{j}_A = \underline{p}$. In acest caz frecventa de oscilatie este determinata numai de reseaua de reactie.

Pentru un oscilator trebuie in principal sa se determine:

- conditia de amorsare (startare) a oscilatiilor;
- frecventa de oscilatie: $f_{osc} = \omega_{osc} / 2\pi$;
- amplitudinea de oscilatie U_{osc} ;
- conditia de stabilitate dinamica a oscilatiilor.

In cadrul teoriei liniare a oscilatoarelor se pot stabili numai conditia de amorsare, frecventa de oscilatie si stabilitatea acesteia. Aceasta nu permite determinarea amplitudinii oscilatiilor stabile.

Oscilatoare armonice cu retea Wien

Retea Wien.....	2
Calculul functiei de transfer.....	2
Oscilator cu amplificator operational si retea Wien.....	3
Oscilator cu tranzistor bipolar si retea Wien.....	4
Punct Static de Functionare.....	5
Dimensionarea componentelor.....	5
Calcul Symbolic - Retea Wien.....	6
Caracterizarea circuitului.....	6
Ecuatii TTN.....	6
Functia de transfer H(s).....	6
Functia de transfer in regim permanent H(j?).....	7
Diagrame frecventiale.....	9
Calcul Symbolic - Oscilator cu AO si retea Wien.....	10
Caracterizarea circuitului.....	10
Ecuatii TTN.....	10
Functia de transfer H(s) in bucla deschisa.....	10
Frecventa de oscilatie.....	10
Conditia de oscilatie.....	10

Retea Wien

Structura retelei Wien cu atac in tensiune in forma generala este data mai jos:

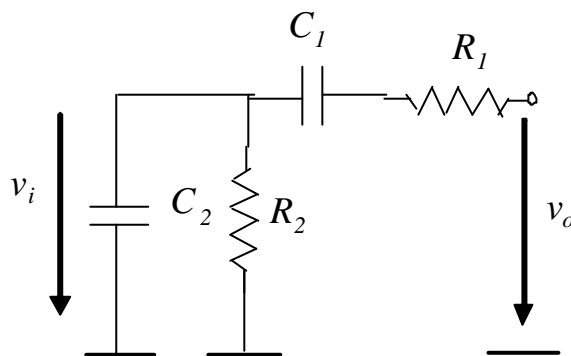


Fig.2 – Reteaua Wien cu atac în tensiune

Calculul functiei de transfer

Notam impedantele din ramurile retelei Wien cu:

$$Z_1(s) = R_1 + \frac{1}{sC_1}, \quad Z_2(s) = \frac{R_2}{1 + sR_2C_2}$$

Functia de transfer a retelei Wien in tensiune este:

$$H_w(s) = \frac{Z_2(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)} = \frac{s \frac{1}{R_1 C_2}}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_2 C_2} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Reteaua Wien este o retea RC selectiva cu functie de transfer de tip trece-banda. Pulsatia centrala (de maxim) este:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

La aceasta frecventa, functia de transfer ia valoarea maxima (reala):

$$H_w(\omega_0) = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}}$$

Din motive tehnice (la reglarea frecventei, rapoartele $\frac{R_1}{R_2}$ si $\frac{C_2}{C_1}$ trebuie mentinute constante pentru ca amplitudinea sa nu varieze), se utilizeaza mai frecvent reteaua Wien simetrica, la care:

$$R_1 = R_2 = R ; C_1 = C_2 = C$$

In acest caz particular, functia de transfer a retelei Wien devine:

$$H_w(s) = \frac{s \frac{1}{RC}}{s^2 + s \frac{3}{RC} + \left(\frac{1}{RC}\right)^2}$$

Notind pulsatia centrala (de oscilatie) cu $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ avem:

$$H_w(s) = \frac{s\omega_0}{s^2 + 3\omega_0 s + \omega_0^2}$$

La frecventa de oscilatie functia de transfer ia valoarea $H_w(\omega_0) = \frac{1}{3}$.

Expresiile modului si argumentului functiei de transfer sunt:

$$|H_w(\omega)| = \frac{\omega\omega_0}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + 9\omega^2\omega_0^2}} ; \arg(H_w(\omega)) = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{3\omega\omega_0}{\omega^2 - \omega_0^2}\right)$$

Oscilator cu amplificator operational si retea Wien

In figura 3 se da schema unui oscilator cu amplificator operational (AO) si retea Wien.

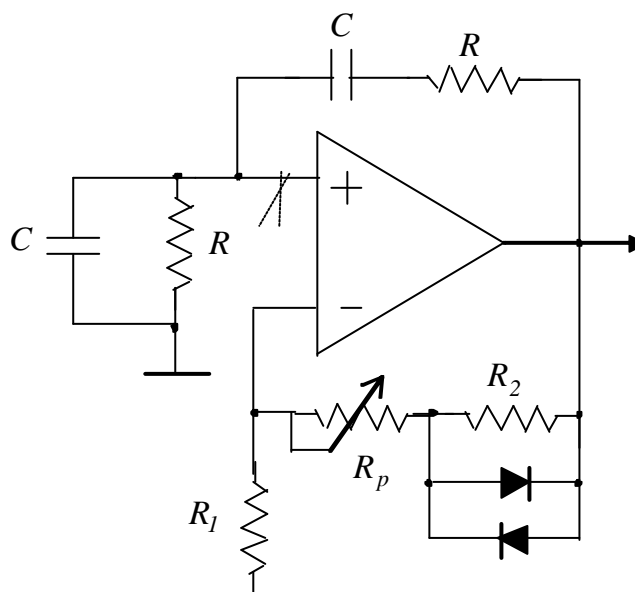


Fig. 3 – Oscilator cu amplificator operational si punte Wien

Reactia negativa este realizata prin rezistentele fixe R_1 si R_2 precum si prin potentiometrul R_p . Diodele plasate in antiparalel cu rezistenta R_2 realizeaza limitarea amplitudinii de oscilatie. Limitarea se face printr-un mecanism nelinier prin care la cresterea amplitudinii de oscilatie, scade amplificarea astfel incit sa se ajunga intr-un punct de oscilatie stabil, in care este satisfacuta exact conditia de oscilatie Barkhausen.

Amplificatorul operational lucreaza in configuratie de neinversor, avind amplificarea:

$$A_r = 1 + \frac{R_p + R_d}{R_1}$$

in care R_d este rezistenta dipolului nelinier format din rezistenta R_2 si cele doua diode, rezistenta de care depinde de valoarea amplitudinii de oscilatie.

Se considera ca amplificatorul operational nu introduce nici un defazaj la frecventa de oscilatie, astfel incit aceasta este determinata numai de catre reseaua Wien, legata in bucla de reactie pozitiva. Reteaua Wien lucreaza in gol, deoarece impedanta de intrare an AO este practic infinita. Pentru indeplinirea conditiei de oscilatie Barkhausen, trebuie sa avem amplificarea:

$$A_r = 3 \Rightarrow R_d + R_p = 2R_1$$

Oscilator cu tranzistor bipolar si retea Wien

In figura 4 se prezinta o schema tipica de oscilator RC cu tranzistoare bipolare si retea Wien.

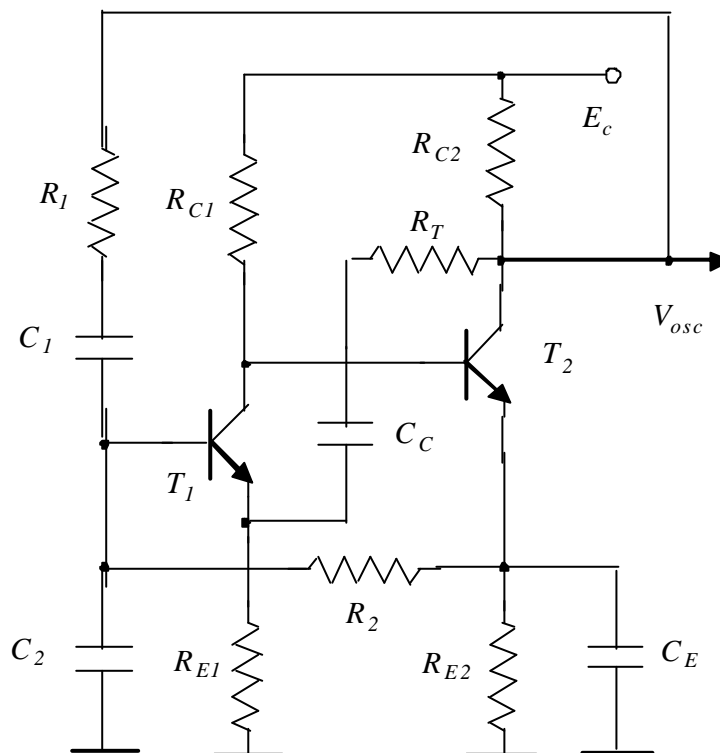


Fig. 4 – Oscilator cu tranzistor bipolar si retea Wien

Oscilatorul este format dintr-un amplificator cu doua etaje in conexiune emitor comun si doua bucle de reactie:

- o bucla de reactie negativa prin rezistentele R_T si R_{E1} (reactie cu esantionare in nod si comparare pe bucla, sau reactie de tensiune serie);
- o bucla de reactie pozitiva (reseaua Wien) formata din rezistentele R_1 si R_2 si capacitatile C_1 si C_2 . Aceasta retea este atacata in tensiune si cu iesirea in tensiune.

Limitarea amplitudinii de oscilatie este realizata de termistorul R_T . Stabilitatea PSF este asigurata in primul rind prin reactia negativa de curent continuu aplicat prin R_2 si R_{E2} . Capacitatile C_C si C_E sunt scurtcircuitate pe semnal (au reactanta neglijabila la frecventa de oscilatie).

Punct Static de Functionare

$$E_C = R_{C1}I_{C1} + V_{BE1} + V_{BE2} + R_2 \frac{I_{C1}}{b_1} + R_{E1}I_{C1}$$

$$E_C = R_{C1}I_{C1} + V_{BE2} + R_{E2}I_{C2}$$

din care rezulta curentii de colector:

$$I_{C1} = \frac{E_C - 2V_{BE}}{R_{C1} + R_{E1} + \frac{R_2}{b}}; \quad I_{C2} = \frac{E_C - V_{BE} - R_{C1}I_{C1}}{R_{E2}}$$

Amplificarea cu reactie a amplificatorului format din tranzistoarele T1 si T2 se poate aproxima cu inversul factorului de reactie negativa (divizorul rezistiv format din termistorul R_T si rezistenta fixa din emitor R_{E1}):

$$A_{vr} \approx \frac{1}{f} = 1 + \frac{R_T}{R_{E1}}$$

Deoarece emitorul lui T1 nu este decuplat la masa pe semnal (separat, T1 functioneaza ca etaj cu sarcina distribuita, cu amplificarea $A_{v1} \approx -\frac{R_{C1}}{R_{E1}}$), rezistenta de intrare in baza lui T1, care incarca

reteaua Wien este mult mai mare decit impedanta grupului R_1 - C_1 , astfel incit nu modifica functia de transfer a acesteia, si deci nici frecventa de oscilatie.

Considerind retea Wien simetrica ($R_1=R_2=R$; $C_1=C_2=C$), frecventa de oscilatie va fi:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC}$$

Dimensionarea componentelor

Se considera urmatoarele valori ale elementelor schemei:

$$R_{C1}=2.1k\Omega; R_{C2}=200\Omega; R_{E1}=1k\Omega; R_{E2}=200\Omega;$$

$$C_B=C_C=100nF; C_E=100\mu F; E_C=15V;$$

Pentru tranzistor consideram: $\beta=100$; $V_{BE}=0.6V$

Se obtin urmatoarele valori de punct static:

$$I_{C1}=4.3mA; g_{m1}=172mA/V; r_{p1}=580\Omega;$$

$$I_{C2}=27mA; g_{m2}=1080mA/V; r_{p2}=93\Omega;$$

Cele doua etaje asigura o amplificare suficient de mare astfel incit sa se poata considera ca aproximarea discutata este valabila; daca se considera ca termistorul are o rezistenta $R_T=2k\Omega$, rezulta amplificarea necesara sustinerii oscilatiilor:

$$A_{vr} \approx \frac{1}{f} = 1 + \frac{R_T}{R_{E1}} = 3$$

S-a considerat o retea Wien simetrica, avind $R_1=R_2=10k\Omega$ si $C_1=C_2=1.6nF$ cu frecventa de oscilatie $f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC} = 10kHz$. Prin retea de reactie formata din R_T si R_{E1} , amplitudinea semnalului la bornele termistorului este:

$$V_T = \frac{2}{3}V_{osc}$$

iar puterea disipata pe termistor este:

$$Pd = \frac{1}{2} \frac{V_T^2}{R_T} = \frac{2}{9} \frac{V_{osc}^2}{R_T}$$

Daca puterea disipata se considera $P_d=1.5mW$, rezulta amplitudinea de oscilatie:

$$V_{osc} = \sqrt{\frac{9R_T P_d}{2}}$$

Trebuie sa verificam ca nu apare o limitare a semnalului prin intrare in saturatie sau blocare a tranzistoarelor. Tensiunea minima in colector este:

$$V_{min}=V_{CE2}-V_{osc}=4.2-3.67=0.56V>V_{CEsat}, \text{ deci nu se intra in saturatie.}$$

Curentul minim prin tranzistor va fi:

$$I_{Cmin} = I_{C2} - \frac{V_{osc}}{R_{C2}} = 8.66mA \text{ si deci nu se intra in blocare.}$$

Calcul Simbolic - Retea Wien

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

Caracterizarea circuitului

Descrierea circuitului folosind un netlist de tip spice:

```
> reteaWien :=
"reteea Wien
Vg 1 0
R1 1 2
C1 2 3
R2 3 0
C2 3 0
.end":
```

Ecuatii TTN

Rezolvarea simbolica a ecuatiilor TTN:

```
> syrup(reteaWien, ac, 'curenti','tensiuni');
```

Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "reteea Wien" (ignoring this line)

$$\left\{ \begin{aligned} v_2 &= \frac{Vg (s C1 R2 + 1 + s C2 R2)}{s C1 R1 + s^2 C1 R1 C2 R2 + s C1 R2 + 1 + s C2 R2}, \\ v_3 &= \frac{s C1 R2 Vg}{s C1 R1 + s^2 C1 R1 C2 R2 + s C1 R2 + 1 + s C2 R2}, v_1 = Vg \end{aligned} \right\}$$

Functia de transfer H(s)

```
> Hs:=eval(v[3]/v[1],tensiuni);
```

$$Hs := \frac{s C1 R2}{s C1 R1 + s^2 C1 R1 C2 R2 + s C1 R2 + 1 + s C2 R2}$$

Zerourile functiei de transfer - un zerou in origine:

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

$$z := 0$$

Poli functiei de transfer - doi poli reali in semiplanul sting:

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

Calculul functiei de transfer de regim permanent:

> **Homega:=subs(s=I*omega,Hs);**

$$Homega := \frac{I \omega C1 R2}{I \omega C1 R1 - \omega^2 C1 R1 C2 R2 + I \omega C1 R2 + 1 + I \omega C2 R2}$$

Pulsatii pentru care este indeplinita conditia Barkhausen de faza:

> **assume(omega,positive);**
 > **assume(R1,positive);assume(R2,positive);**
 > **assume(C1,positive);assume(C2,positive);**
 > **omega0:=solve(Re(denom(Homega))=0,omega)[1];**

$$\omega_0 := \frac{\sqrt{R1 C1 C2 R2}}{R1 C1 C2 R2}$$

Calculul atenuarii la pulsatia determinata:

> **Homega0:=simplify(eval(Homega, omega=omega0));**

$$Homega0 := \frac{C1 R2}{R1 C1 + C1 R2 + C2 R2}$$

In cazul particular al unei retele Wien simetrice {R1=R2=R, C1=C2=C}, functia de transfer este:

> **Hw:=subs({R1=R,R2=R,C1=C,C2=C},Hs);**

$$Hw := \frac{s C R}{3 s C R + s^2 C^2 R^2 + 1}$$

Pozitia polilor si a zeroului:

> **solve(numer(Hw)=0,s);**

0

> **solve(denom(Hw)=0,s);**

$$\frac{1}{2} \frac{-3 + \sqrt{5}}{C R}, -\frac{1}{2} \frac{3 + \sqrt{5}}{C R}$$

Functia de transfer de regim permanent este:

> **Hwomega:=subs(s=I*omega,Hw);**

$$Hwomega := \frac{I \omega C R}{3 I \omega C R - R^2 \omega^2 C^2 + 1}$$

Determinarea pulsatiei pentru care se indeplineste conditia Barkhausen de oscilatie (faza)

> **assume(R,positive);assume(C,positive);**
 > **omega0:=simplify(solve(Re(denom(Hwomega))=0,omega)[1]);**

$$\omega_0 := -\frac{1}{R C}$$

Atenuarea pe bucla de reactie:

> **Hwomega0:=simplify(eval(Hwomega, omega=omega0));**

$$Hwomega0 := \frac{1}{3}$$

Functia de transfer in regim permanent H(j?)

> **restart:with(Syrup);**
 > **libname:="c://maple//SCSlib",libname:**
 > **Hs:=s*omega0/(s^2+3*s*omega0+omega0^2);**

$$Hs := \frac{s \omega_0}{s^2 + 3 s \omega_0 + \omega_0^2}$$

```
> Homega:=subs(s=I*omega, Hs);
```

$$Homega := \frac{I \omega \omega_0}{-\omega^2 + 3 I \omega \omega_0 + \omega_0^2}$$

Valori ale functiei de transfer $H(j \omega)$ pentru $\omega = \{0, \omega_0, \infty\}$:

```
> Hw0:=limit(Homega,omega=0);
```

```
Hinf:=limit(Homega,omega=infinity);
```

```
abs_Homega0:=simplify(abs(eval(Homega,omega=omega0)));
```

```
arg_Homega0:=simplify(argument(eval(Homega,omega=omega0)));
```

$$Hw0 := 0 \quad Hinf := 0$$

$$abs_Homega0 := \frac{1}{3} \quad arg_Homega0 := 0$$

Pulsatia de rezonanta:

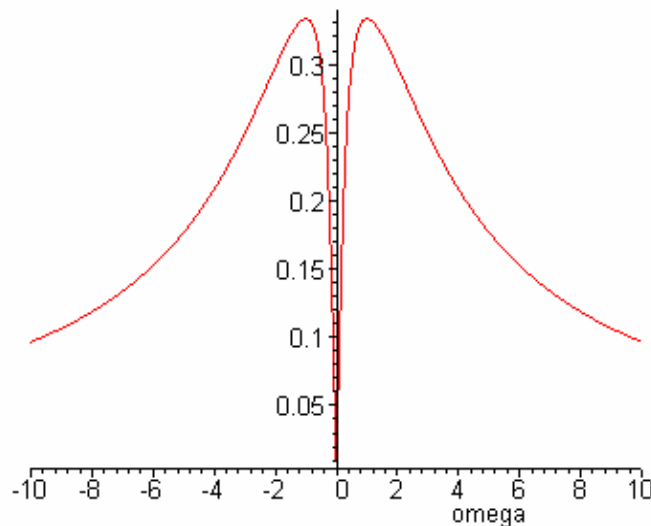
```
> plot(abs(eval(Homega,omega0=1)),omega=-10..10, axes=normal,
```

```
title="Reprezentarea modulului f.d.t. pentru regim permanent");
```

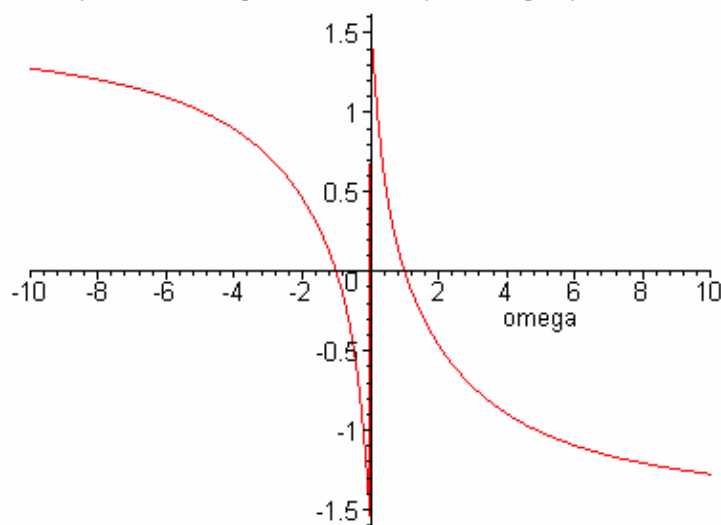
```
plot(argument(eval(Homega,omega0=1)), omega=-10..10,axes=normal,
```

```
title="Reprezentarea argumentului f.d.t. pentru regim permanent");
```

Reprezentarea modulului f.d.t. pentru regim permanent

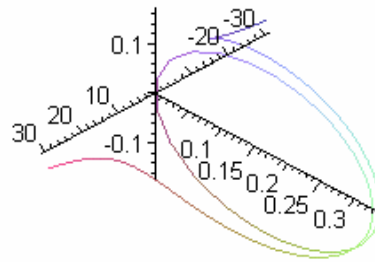


Reprezentarea argumentului f.d.t. pentru regim permanent



```
>plots[spacecurve]([omega,Re(eval(Homega,omega0=1)),Im(eval(Homega,omega0=1)),omega=-30..30],numpoints = 1000,axes=normal, title="Reprezentarea spatiala a F.D.T. in regim permanent" );
```

Reprezentarea spatiala a F.D.T. in regim permanent



Diagrame frecventiale

```
> Bode[castig](eval(Hs,omega0=1),numarpuncte=400);
Bode[faza](eval(Hs,omega0=1),numarpuncte=400);
```

Diagrama Bode de castig

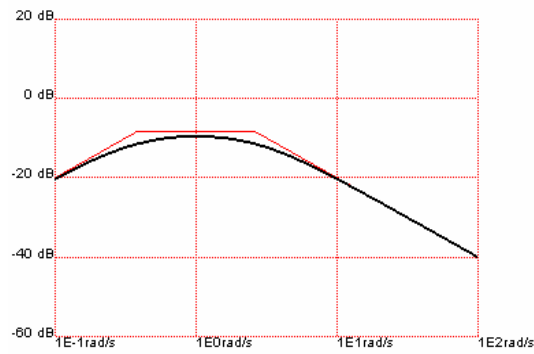
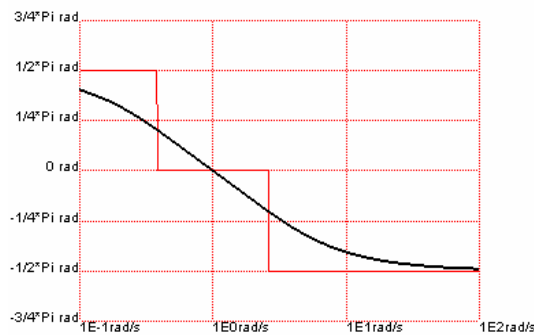
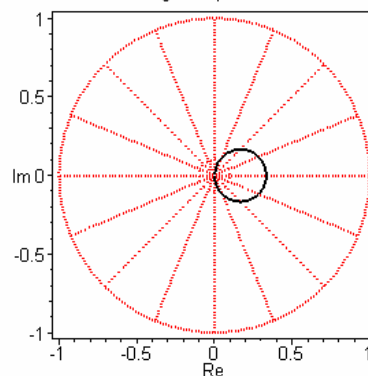


Diagrama Bode de faza



```
> Bode[polara](eval(Hs,omega0=1),numarpuncte=400);
```

Diagrama polara



Calcul Simbolic - Oscilator cu AO si retea Wien

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

Caracterizarea circuitului

Se considera circuitul in bucla deschisa avind la intrare aplicat o sursa de tensiune de test.

```
> oscilatorWien :=
"oscilator cu retea Wien
Vg 1 0
R3 2 0 R1
R4 2 3 Rd+Rp
E 3 0 1 2 A
R1 3 4 R
C1 4 5 C
R2 5 0 R
C2 5 0 C
.end":
```

Ecuatii TTN

Rezolvarea simbolica a ecuatiilor TTN:

```
> syrup(oscilatorWien, ac, 'curenti','tensiuni');
```

Functia de transfer H(s) in bucla deschisa

```
> Hs:=limit(eval(v[5]/v[1],tensiuni),A=infinity);
```

$$H_s := \frac{(R_d + R_p + R_1) s C R}{R_1 (1 + s^2 C^2 R^2 + 3 s C R)}$$

```
> Homega:=subs(s=I*omega,Hs);
```

$$H_{\omega} := \frac{I (R_d + R_p + R_1) \omega C R}{R_1 (1 - \omega^2 C^2 R^2 + 3 I \omega C R)}$$

Frecventa de oscilatie

Din conditia Barkhausen de faza se poate determina pulsatia de oscilatie care este solutia ecuatiei:

```
> assume(R1,positive);assume(Rp,positive);assume(Rd,positive);
omega0:=solve(argument(Homega)=0,omega);
ω0 := RootOf(-RootOf(argument(_Z)) + (I - 3 I RootOf(argument(_Z))) _Z
+ RootOf(argument(_Z)) _Z^2, label = _L4)/(R C)
```

Conditia de oscilatie

Din conditia Barkhausen de modul se poate determina o valoare pentru rezistenta Rp:

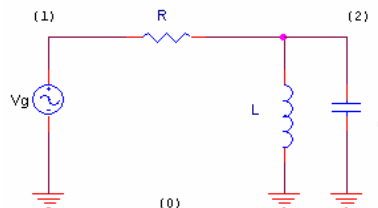
```
> Rp:=solve(eval(Homega,omega=1/(R*C))=1,Rp);
Rp := -Rd + 2 R1
```


Circuit rezonant – LC paralel

Scopul lucrarii	1
Descrierea circuitului	1
Ecuatii de stare	1
Ecuatii TTN	2
Calculul functiei de transfer H(s).....	2
Metoda I: divizor de tensiune	2
Metoda II: ecuatii TTN	3
Metoda III: folosind calcul simbolic	3
Functia de transfer in regim permanent H(j ω)	4
Diagrame frecventiale	6
Forma functiei de transfer la variatia pozitiei polilor.....	7
Raspuns de regim permanent	7
Raspunsul la semnal armonic	7
Raspunsul la semnal armonic de frecventa de rezonanta a filtrului	8
Comportarea circuitului in jurul frecventei de rezonanta.....	8
Raspuns de regim tranzitoriu.....	9
Raspunsul la semnal treapta (functia pondere)	10
Modificarea functiei pondere la variatia pozitiei polilor.....	10
Simulare SPICE a circuitului	11
Diagrama Bode de modul si faza	12
Raspuns tranzitoriu.....	12
Raspuns permanent	13

Scopul lucrarii

In lucrarea de fata ne propunem analiza unui circuit liniar de tip Trece Banda (TB) de ordin II cu grupare paralel bobina si condensator. Schema circuitului este:



Descrierea circuitului

> **restart:with(Syrup):**

Descrierea circuitului folosind un netlist de tip spice:

```
> FTB :=  
"filtru trece banda  
Vg 1 0  
R 1 2  
L 2 0  
C 2 0  
.end":
```

Ecuatii de stare

```
> restart:with(Syrup):FTB := "filtru trece banda\nVg 1 0\nR 1  
2\nL 2 0\nC 2 0\n.end":
```

Descrierea folosind ecuatii de stare a circuitului

1) **ecuatia de stare (vectorial):**

> **syryp(FTB, tran, 'curenti','tensiuni');**

$$\{v_C(0)=0, i_L(0)=0, \frac{\partial}{\partial t} v_C(t) = -\frac{i_L(t)R - Vg + v_C(t)}{CR}, \frac{\partial}{\partial t} i_L(t) = \frac{v_C(t)}{L}\},$$

$$\{v_C(t), i_L(t)\}$$

2) **ecuatii de iesire** se pot scrie in functie de tensiunile de noduri si curentii prin laturi:

> **tensiuni;**

$$\{v_1 = Vg, v_2 = v_C(t)\}$$

> **curenti;**

$$\{i_L = i_L(t), i_{Vg} = -\frac{Vg - v_C(t)}{R}, i_R = \frac{Vg - v_C(t)}{R}, i_C = -\frac{i_L(t)R - Vg + v_C(t)}{R}\}$$

Obs: Ordinul circuituluie este egal cu 2. Descrierea functionarii circuitului se face cu un sistem de 2 ecuatii diferentiale de ordin I. Variabilele de stare sunt: tensiunea pe condensator si curentul prin bobina. In functie de aceste variabile se exprima curentii si tensiunile din circuit.

Ecuatii TTN

> **restart:with(Syrup):FTB := "filtru trece banda\nVg 1 0\nR 1 2\nL 2 0\nC 2 0\n.end":**

Descrierea circuitului folosind Teorema Tensiunilor Nodale:

> **syryp(FTB, ac, 'curenti','tensiuni');**

> **tensiuni;**

$$\{v_2 = \frac{sL Vg}{s^2 CLR + R + sL}, v_1 = Vg\}$$

> **curenti;**

$$\left\{ \begin{aligned} i_L &= \frac{Vg}{s^2 CLR + R + sL}, i_{Vg} = -\frac{Vg(s^2 CL + 1)}{s^2 CLR + R + sL}, i_R = \frac{Vg - \frac{sL Vg}{s^2 CLR + R + sL}}{R}, \\ i_C &= \frac{s^2 CL Vg}{s^2 CLR + R + sL} \end{aligned} \right\}$$

Calculul functiei de transfer H(s)

Functia de transfer a unui sistem linar se poate calcula prin mai multe metode:

Metoda I: divizor de tensiune

Calculul functiei de transfer folosind divizor de tensiune:

$$H(s) = \frac{sL \parallel \frac{1}{sC}}{R + \left(sL \parallel \frac{1}{sC}\right)} = \frac{s \frac{1}{RC}}{s^2 + s \frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}}$$

Notam:

$$2a = \frac{1}{RC}, \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

Deci functia de transfer devine:

$$H(s) = \frac{2as}{s^2 + 2as + \omega_0^2}$$

Se defineste factorul de calitate :

$$Q = \frac{\omega_0}{2a}$$

In cazul nostru factorul de calitate este:

$$Q = R\sqrt{\frac{C}{L}}$$

Se calculeaza polii si zerourile functiei de transfer.

zerou

$$z = 0$$

poli:

$$p_1 = -a - \sqrt{a^2 - \omega_0^2}$$

$$p_2 = -a + \sqrt{a^2 - \omega_0^2}$$

In functie de factorul de calitate Q avem doua cazuri:

Cazul I ($Q < \frac{1}{2}$) avem doi poli reali distincti.

Cazul II: ($Q = \frac{1}{2}$) avem un pol dublu.

Cazul III ($Q > \frac{1}{2}$) avem poli complecsi conjugati.

Metoda II: ecuatii TTN

Pentru circuitul cu nodurile din figura se scrie TTN:

$$\begin{cases} V_{10}(s) = Vg(s) \\ -GV_{10}(s) + \left(G + \frac{1}{sL} + sC\right)V_{20}(s) = 0 \end{cases}$$

In urma calculelor obtinem aceeasi functie de transfer ca si prin metoda I:

$$H(s) = \frac{2as}{s^2 + 2as + \omega_0^2}$$

Metoda III: folosind calcul simbolic

Folosind Maple si pachetul Syrup se descrie circuitul

```
> restart:with(Syrup):FTB := "filtru trece sus\nVg 1 0\nR 1 2\nL
2 0\nC 2 0\n.end":
> libname:="c://maple//SCSlib",libname:
> syrup(FTB, ac, 'curenti','tensiuni'):
> Hs:=eval(v[2]/v[1],tensiuni);
```

$$Hs := \frac{sL}{s^2 CLR + R + sL}$$

```
> Hs:=sort(simplify(eval(Hs,[C=1/(2*R*alpha),
L=(2*R*alpha)/(omega0^2)])),s);
```

$$Hs := 2 \frac{\alpha s}{s^2 + 2 \alpha s + \omega 0^2}$$

Zerourile functiei de transfer:

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

$$z := 0$$

Polii functiei de transfer:

```
> p:={solve(denom(Hs)=0,s)};
```

$$p := \{-\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \omega 0^2}, -\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \omega 0^2}\}$$

Evaluare numerica:

```
> alpha:=1/(2*R*C):omega0:=1/sqrt(L*C):
```

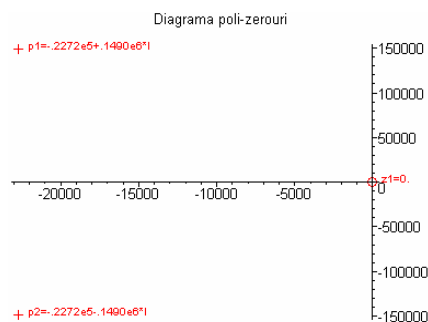
```
> H:=eval(Hs,[L=0.002, C=22*1E-9, R=1000]):
```

Polii si zerourile functiei de transfer:

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

$$\begin{bmatrix} z1 & 0. \\ p1 & -22720. + 149000. I \\ p2 & -22720. - 149000. I \end{bmatrix}$$

```
> PZ[grafic](H,s);
```

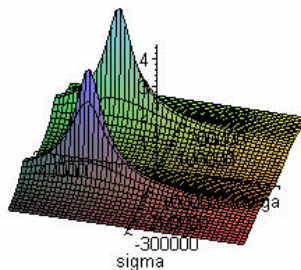


Interpretarea functiei de transfer:

```
> plot3d(abs(eval(H,s=sigma+I*omega)),sigma=-50000..50000,omega=-300000..300000,numpoints=2500,axes=normal,title="Reprezentarea in spatiu a modulului F.D.T.");
```

```
plot3d(argument(eval(H,s=sigma+I*omega)),sigma=-50000..50000,omega=-300000..300000,numpoints = 2500,axes=normal,title="Reprezentarea in spatiu pentru argumentul F.D.T.");
```

Reprezentarea in spatiu a modulului F.D.T.



Funcția de transfer in regim permanent H(j?)

```
> restart:with(Syrup):
```

```
> libname:="../SCSlib","../DCElib",libname:
```

```
> Hs := (2*alpha*s) / (s^2 + 2*alpha*s + omega0^2);
```

$$Hs := 2 \frac{\alpha s}{s^2 + 2 \alpha s + \omega_0^2}$$

```
> Homega := subs(s=I*omega, Hs);
```

$$Homega := \frac{2 I \alpha \omega}{-\omega^2 + 2 I \alpha \omega + \omega_0^2}$$

Valori ale functiei de transfer $H(j\omega)$ pentru $\omega = \{0, \omega_0, \infty\}$:

```
> H0 := limit(Homega, omega=0); Hinf := limit(Homega, omega=infinity);
```

```
abs_Homega0 := abs(simplify(eval(Homega, omega=omega0)));
```

```
arg_Homega0 := argument(simplify(eval(Homega, omega=omega0)));
```

$$H0 := 0$$

$$Hinf := 0$$

$$abs_Homega0 := 1, \quad arg_Homega0 := 0$$

```
> alpha := 1 / (2*R*C); omega0 := 1 / sqrt(L*C);
```

Pulsatia de rezonanta:

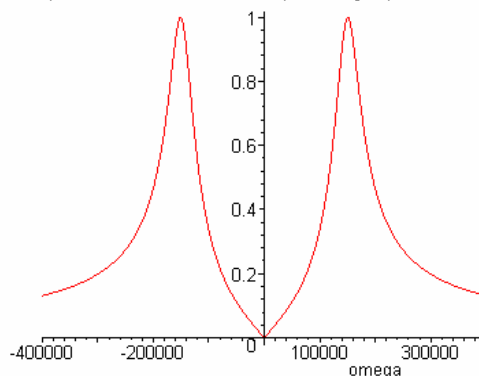
```
> val_omega0 := eval(omega0, [L=0.002, C=22*1E-9, R=1000]);
```

$$val_omega0 := 150755.6723$$

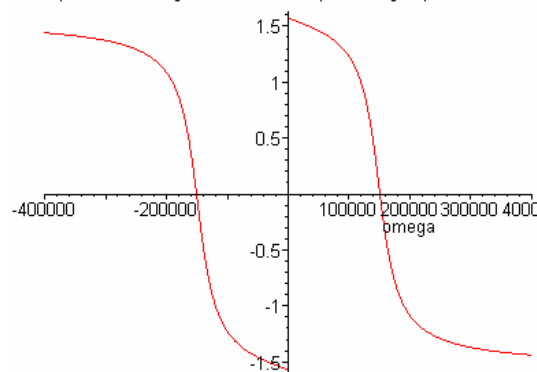
```
> plot(abs(eval(Homega, [L=0.002, C=22*1E-9, R=1000])), omega=-400000..400000, numpoints=200, axes=normal, title="Reprezentarea  
modulului F.D.T. pentru regim permanent");
```

```
plot(argument(eval(Homega, [L=0.002, C=22*1E-9, R=1000])), omega=-400000..400000, numpoints=200, axes=normal, title="Reprezentarea  
argumentului F.D.T. pentru regim permanent");
```

Reprezentarea modulului F.D.T. pentru regim permanent



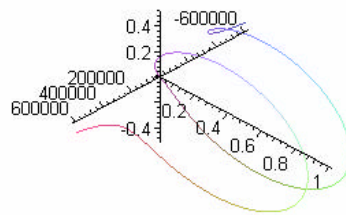
Reprezentarea argumentului F.D.T. pentru regim permanent



```
> plots[spacecurve]([omega, Re(eval(Homega, [L=0.002, C=22*1E-9, R=1000])), Im(eval(Homega, [L=0.002, C=22*1E-9, R=1000])), omega=-600000..600000], numpoints = 10000, axes=normal,
```

title="Reprezentarea spatiala a F.D.T. pentru regim permanent");

Reprezentarea spatiala a F.D.T. pentru regim permanent



Diagrame frecventiale

> restart; libname:="c://maple//SCSlib", "../DCElib", libname:

> Hs:=(2*alpha*s)/(s^2+2*alpha*s+omega0^2);

$$Hs := 2 \frac{\alpha s}{s^2 + 2 \alpha s + \omega_0^2}$$

> alpha:=1/(2*R*C):omega0:=1/sqrt(L*C):

> H:=eval(Hs,[L=0.002, C=22*1E-9, R=1000]):

> cat("omega0 = ",convert(eval(omega0,[L=0.002, C=22*1E-9, R=1000]),string)," rad/s");

"omega0 = 150755.6723 rad/s"

> Bode[castig](H,numarpuncte=400);Bode[faza](H,numarpuncte=400);

Diagrama Bode de castig

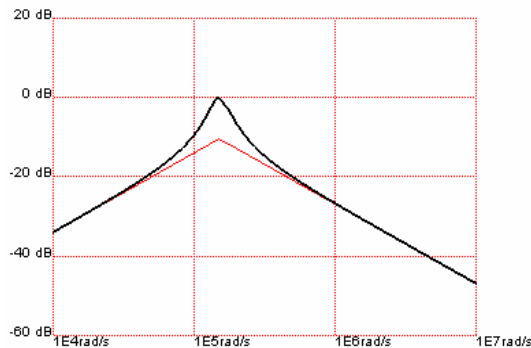
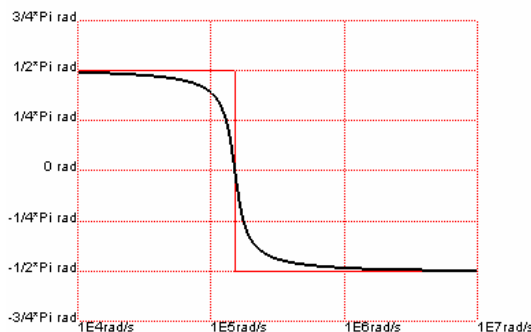


Diagrama Bode de faza

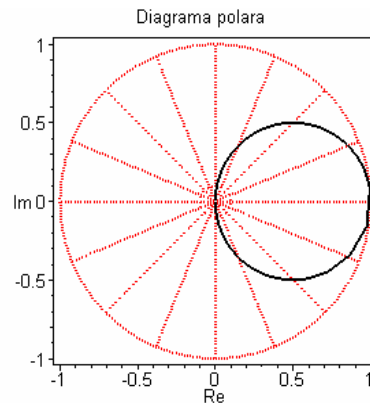


>cat("H(10^4)=",convert(20*log10(abs(eval(H,s=I*10^4))),string)," dB"); cat("arg(H(10^4))=",convert(argument(eval(H,s=I*10^4)),string)," grade");

"H(10^4)=-33.94285006dB"

"arg(H(10^4))=1.550710639grade"

> Bode[polara](H,numarpuncte=600);



Forma functiei de transfer la variatia pozitiei polilor

Pozitia polilor se modifica la modificarea valorii rezistentei R. Valoarea frecventei de rezonanta ramine constanta.

> z:=solve(numer(eval(subs(s=I*omega,Hs),[L=0.002,C=22*1E-9]))=0,omega):

> p:=solve(denom(eval(subs(s=I*omega,Hs),[L=0.002,C=22*1E-9]))=0,omega):

> plots[animate]([[(evalf(Im(p[1])),evalf(Re(p[1]))),[(evalf(Im(p[2])),evalf(Re(p[2])))]],R=50..800,frames=750,style=point):

plots[animate]([log10(omega),20*log10(abs(eval(subs(s=I*omega,Hs),[L=0.002,C=22*1E-9]))),omega=10^4..10^7],R=50..2000,frames=75,numpoints=750,title="Diagrama de cistig"):

plots[animate]([log10(omega),argument(eval(subs(s=I*omega,Hs),[L=0.002,C=22*1E-9])),omega=10^4..10^7],R=50..2000,frames=75,numpoints=750,title="Diagrama de faza"):

Raspuns de regim permanent

Pentru calculul raspunsului permanent se prefera efectuarea calculelor in domeniul frecventa (din motive de simplitate – convolutia din domeniul timp se inlocuieste cu produs in domeniul frecventa)

$$1) e(t) \rightarrow E(\mathbf{w}) = F\{e(t)\}$$

$$2) Y(\mathbf{w}) = E(\mathbf{w})H(\mathbf{w})$$

$$3) y(t) = F^{-1}\{Y(\mathbf{w})\}$$

> restart:libname:="c://maple//SCSlib",libname:

> F:=table([dir=inttrans[fourier],inv=inttrans[invfourier]]):

> Hs:=(2*alpha*s)/(s^2+2*alpha*s+omega0^2);

$$Hs := 2 \frac{\alpha s}{s^2 + 2 \alpha s + \omega_0^2}$$

> Homega:=subs(s=I*omega,Hs);

$$Homega := \frac{2 I \alpha \omega}{-\omega^2 + 2 I \alpha \omega + \omega_0^2}$$

Raspunsul la semnal armonic

In acest caz expresia excitatiei $e(t)$ este de forma:

> **e:=A0*cos(w*t);**

$$e := A0 \cos(\omega t)$$

Transformata Fourier a excitatie $e(t)$ este:

> **E:=F[dir](e,t,omega);**

$$E := A0 (\pi \text{Dirac}(-\omega + \omega) + \pi \text{Dirac}(\omega + \omega))$$

Transformata Fourier a excitatie $y(t)$ este:

> **Y:=H*omega*E;**

$$Y := \frac{2 I \alpha \omega A0 (\pi \text{Dirac}(-\omega + \omega) + \pi \text{Dirac}(\omega + \omega))}{-\omega^2 + 2 I \alpha \omega + \omega_0^2}$$

Raspunsul $y(t)$ al circuitului la excitatia $e(t)$ este:

> **y:=simplify(normal(convert(F[inv](Y,omega,t),trig),expanded));**

$$y := 2 \frac{\alpha A0 \omega (w^2 \sin(\omega t) + 2 \alpha \omega \cos(\omega t) - \omega_0^2 \sin(\omega t))}{w^4 - 2 w^2 \omega_0^2 + 4 \alpha^2 w^2 + \omega_0^4}$$

Obs: Formula de mai sus poate fi obtinuta si astfel. Se porneste de la functia de transfer $H(j\omega)$:

$$H(j\omega) = \frac{2a j\omega}{-\omega^2 + 2a j\omega + \omega_0^2}$$

Se calculeaza modulul si argumentul:

$$\begin{cases} |H(j\omega)| = \frac{2a\omega}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2a\omega)^2}} \\ \arg(H(j\omega)) = \frac{\pi}{2} - \text{arctg} \frac{2a\omega}{\omega_0^2 - \omega^2} \end{cases}$$

Raspunsul permanent este:

$$y(t) = A_0 |H(j\omega)| \cos(\omega t + \arg(H(j\omega)))$$

$$y(t) = A_0 \frac{2a\omega}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2a\omega)^2}} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \text{arctg} \frac{2a\omega}{\omega_0^2 - \omega^2}\right)$$

Raspunsul la semnal armonic de frecventa de rezonanta a filtrului

Se calculeaza raspunsul circuitului la frecventa egala cu frecventa de rezonanta a filtrului:

> **e1:=eval(e,w0=omega0);**

$$e1 := A0 \cos(\omega_0 t)$$

> **y1:=simplify(eval(y,w0=omega0));**

$$y1 := A0 \cos(\omega_0 t)$$

Comportarea circuitului in jurul frecventei de rezonanta

Pentru circuitul fizic s-au facut notatiile:

> **alpha:=1/(2*R*C):omega0:=1/sqrt(L*C):**

Pulsatia de rezonanta a circuitului este:

> **omega0_val:=eval(omega0, [L=0.002, C=22*1E-9, R=1000]);**

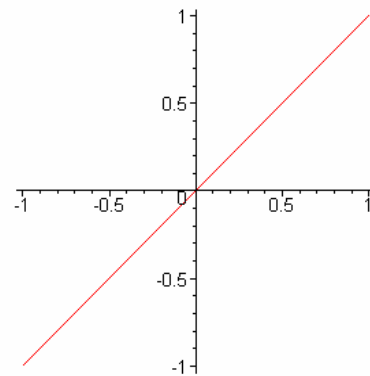
$$\omega_{0_val} := 150755.6723$$

Figura Lisajoux la frecventa de rezonanta a circuitului devine o dreapta:

> **plot(eval([e1,y1,t=-1/omega0_val*Pi..1/omega0_val*Pi],[L=0.002, C=22*1E-9, R=1000,A0=1]),title="Figura Lissajoux la frecventa de**

taiere a filtrului");

Figura Lissajoux la frecventa de taiere a filtrului



Vom urmarii modul in care se modifica semnalul de iesire din circuit (si figura Lisajoux) la variatia frecventei semnalului de intrare. Se alege o variatie a frecventei in jurul valorii frecventei de rezonanta.

```
> wd:=omega0_val*evalf([seq(10^(i/20),i=-10..10)]):
> INTERFACE_PLOT(ANIMATE(seq([CURVES(op(op(plot(eval(e,[A0=1,w0=wd
[i]]),t=-
Pi/wd[1]..Pi/wd[1],numpoints=200))[1])[1],COLOR(RGB,1,0,0)),CURVE
S(op(op(plot(eval(1.01*y,[A0=1,L=0.002,C=22*1E-
9,R=1000,w0=wd[i]]),t=-
Pi/wd[1]..Pi/wd[1],numpoints=200))[1])[1],COLOR(RGB,0,0,0)),TEXT(
[0,0.2],cat("w0=",convert(wd[i],string)),FONT(HELVETICA,8))],i=1.
.nops(wd)),AXESLABELS("t","e(t),y(t)"),TITLE("Forma de unda a
semnalelor excitatie (rosu) si raspuns (negru)"));
INTERFACE_PLOT(ANIMATE(seq([op(plot([eval(e,[A0=1,w0=wd[i]]),eval
(y,[A0=1,L=0.002,C=22*1E-9,R=1000,w0=wd[i]]),t=-
Pi/wd[i]..Pi/wd[i],color=black))[1],TEXT([0.2,0.2],cat("w0=",con
vert(wd[i],string)),FONT(HELVETICA,8))],i=1..nops(wd))),AXESLABEL
S("e(t)","y(t)"),TITLE("Figura Lissajoux"));
```

Forma de unda a semnalelor excitatie (rosu) si raspuns (negru)

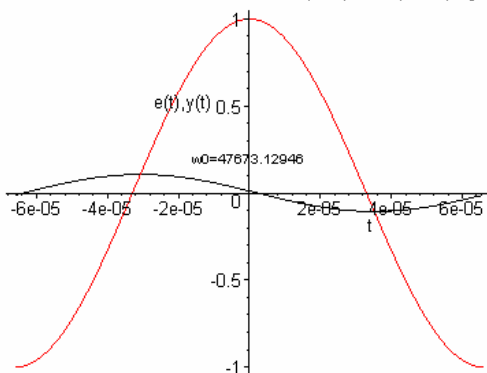
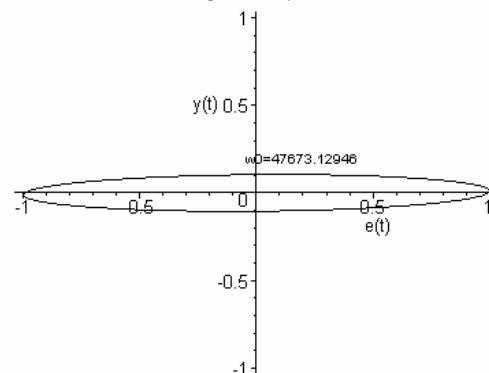


Figura Lissajoux



Raspuns de regim tranzitoriu

Pentru calculul raspunsului tranzitoriu se prefera efectuarea calculului in domeniul variabilei complexe "s" :

- 1) $e(t) \rightarrow E(s) = L\{e(t)\}$
- 2) $Y(s) = E(s)H(s)$
- 3) $y(t) = L^{-1}\{Y(s)\}$

```
> restart: libname:="c://maple//SCSlib", libname:
```

```
> L:=table([dir=inttrans[laplace],inv=inttrans[invlaplace]]):
```

>assume(_alpha,positive):assume(_omega,positive):assume(_tau,positive):assume(_T,positive):Hs:=(2*alpha*s)/(s^2+2*alpha*s+omega0^2);

$$Hs := 2 \frac{\alpha s}{s^2 + 2 \alpha s + \omega_0^2}$$

Raspunsul la semnal treapta (functia pondere)

In acest caz expresia excitatie e(t) este de forma:

> e:=A0*Heaviside(t);

$$e := A_0 \text{Heaviside}(t)$$

• Transformata Laplace a excitatie e(t) este:

> E:=L[dir](e,t,s);

$$E := \frac{A_0}{s}$$

• Transformata Laplace a excitatie y(t) este:

> Y:=Hs*E;

$$Y := 2 \frac{\alpha A_0}{s^2 + 2 \alpha s + \omega_0^2}$$

• Raspunsul y(t) al circuitului la excitatie e(t) este:

> y:=L[inv](Y,s,t)*Heaviside(t);

$$y := 2 \alpha A_0 \left(-\frac{1}{2} \frac{e^{(-\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} + \alpha)t}}{\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}} + \frac{1}{2} \frac{e^{(\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} - \alpha)t}}{\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}} \right) \text{Heaviside}(t)$$

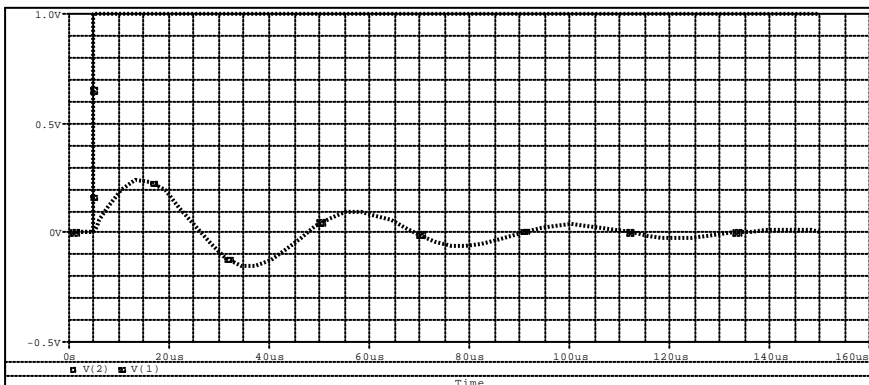
Modificarea functiei pondere la variatia pozitiei polilor

$$e(t) = A s(t), \quad E(s) = \frac{A}{s}, \quad Y(s) = H(s)E(s) = \frac{2a A}{s^2 + 2as + \omega_0^2} \quad \text{unde} \quad \begin{cases} 2a = \frac{1}{RC} \\ \omega_0^2 = \frac{1}{LC} \end{cases}$$

In functie de pozitia polilor distingem urmatoarele 3 cazuri:

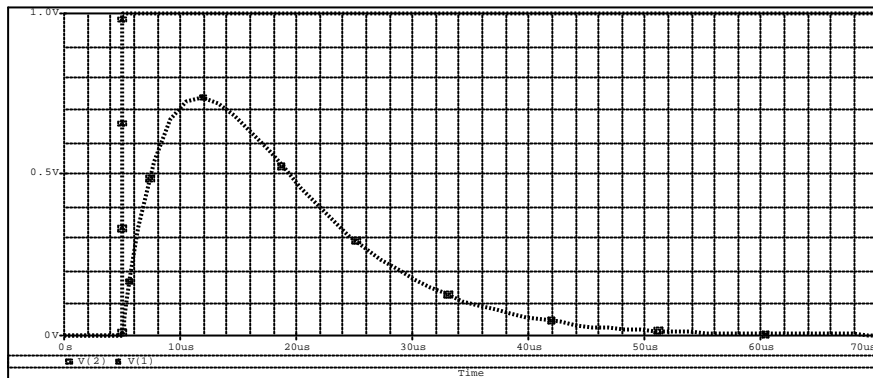
1) $a < \omega_0, \Delta < 0 \Rightarrow$ poli complex conjugati $(Q > \frac{1}{2})$

$$Y(s) = \frac{2aA}{(s+a)^2 + \omega_r^2} \quad \text{unde } \omega_r = \sqrt{\omega_0^2 - a^2} \quad y(t) = \frac{2aA}{\omega_r} e^{-at} \sin(\omega_r t) s(t)$$



2) $\mathbf{a} = \mathbf{w}_0$, $\Delta = 0 \Rightarrow$ radacini reale egale duble ($Q = \frac{1}{2}$)

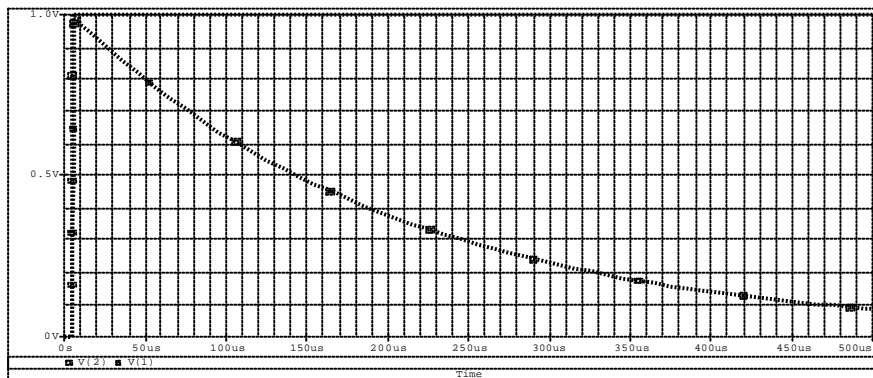
$$Y(s) = \frac{2\mathbf{a}A}{(s + \mathbf{a})^2} \quad y(t) = 2\mathbf{a}Ate^{-\mathbf{a}t}\mathbf{s}(t)$$



3) $\mathbf{a} > \mathbf{w}_0$, $\Delta > 0 \Rightarrow$ radacini reale distincte ($Q < \frac{1}{2}$)

$$Y(s) = \frac{k_1}{s + \mathbf{a}_1} + \frac{k_2}{s + \mathbf{a}_2}$$

$$y(t) = (k_1e^{-\mathbf{a}_1t} + k_2e^{-\mathbf{a}_2t})\mathbf{s}(t)$$



Simulare SPICE a circuitului

```
*Filtru Trece Banda de ordin 2
Vin 1 0 1 AC 1
R1 1 2 {R}
c1 2 0 22nF
L1 2 0 2mH
.PARAM R=10k
.STEP PARAM R LIST 10 150 1k
.PROBE
.AC DEC 100 10Hz 20MEGHZ
.END
```

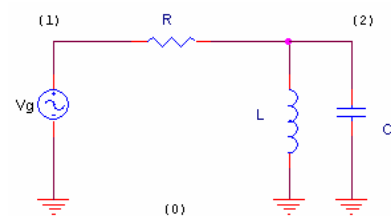
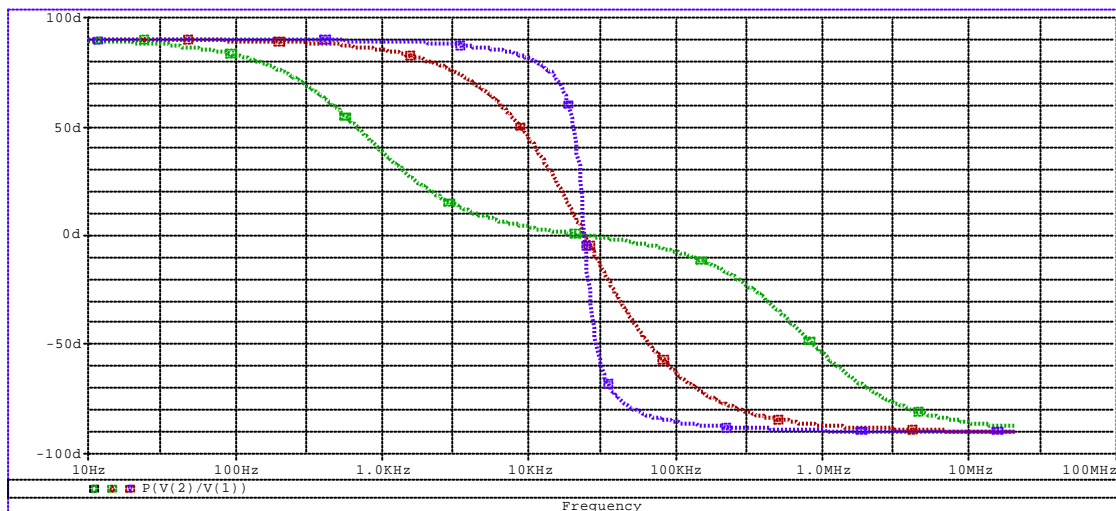
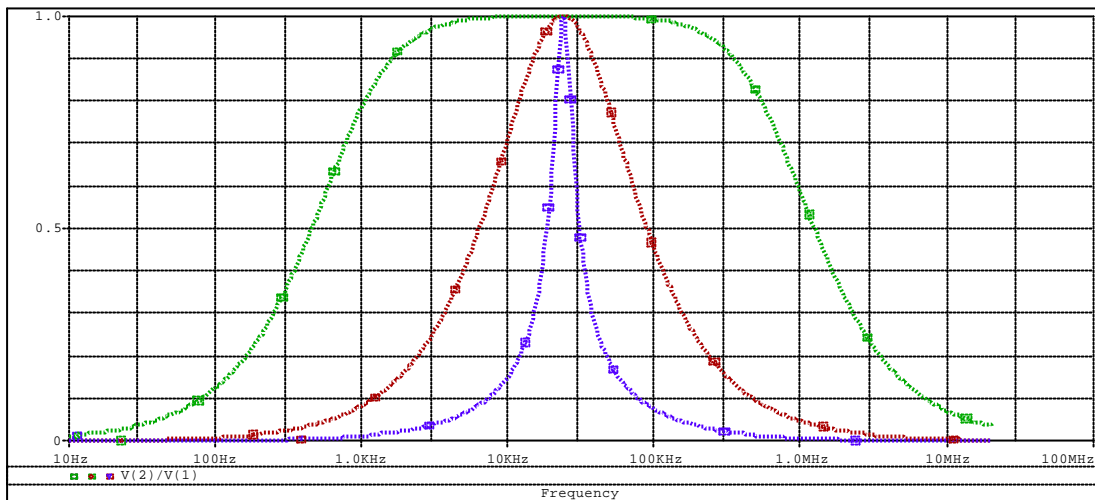


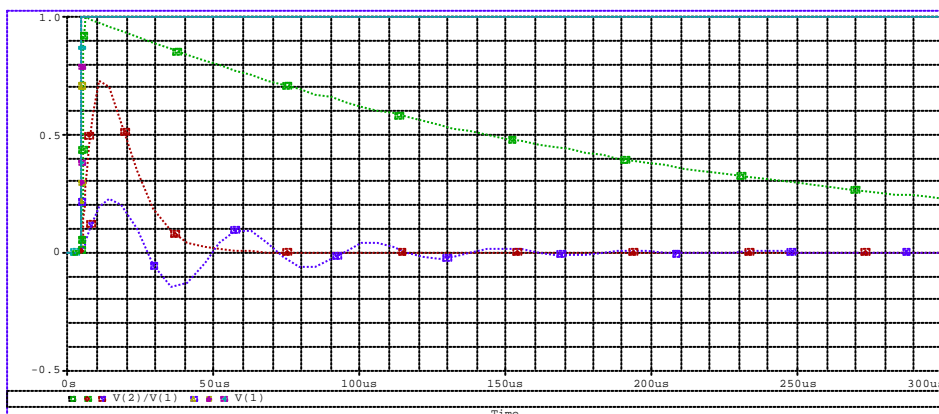
Diagrama Bode de modul si faza

S-au trasat pe acelasi grafic pentru mai multe valori ale rezistentei R: R=100 (verde), R=1500 (rosu) si R=1kO (albastru).



Raspuns tranzitoriu

Pentru aceleasi valori ale rezistentei s-a calculat $h(t)$ - functia pondere a circuitului:

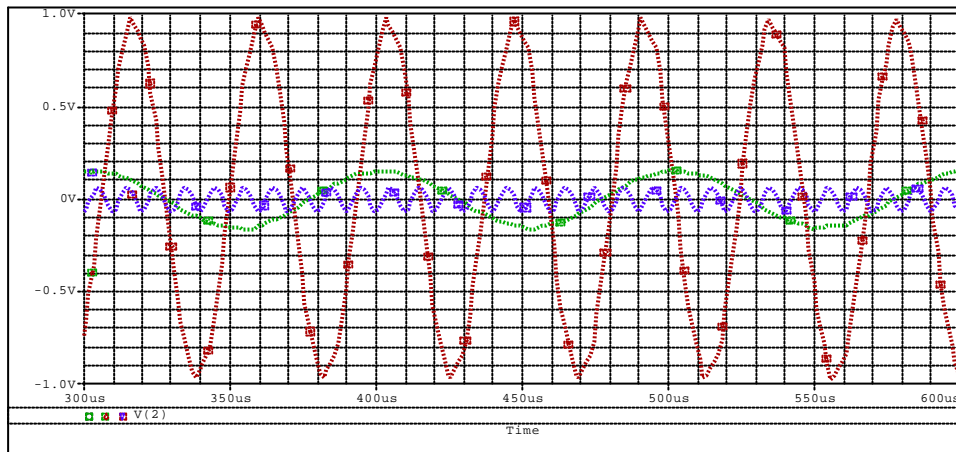


Raspuns permanent

Pentru circuitul cu $R=1k\Omega$ se aplica la intrare semnal sinusoidal de frecventa: $f=10\text{KHz}$ (verde), $f=22.9\text{KHz}$ (rosu) si $f=100\text{KHz}$ (albastru).

Se vizualizeaza semnalul de iesire dupa ce regimul tranzitoriu s-a stins:

```
* Filtru Trece Banda de ordin 2
Vin 1 0 1 SIN(0 1 {frecv})
R1 1 2 1k
c1 2 0 22nF
L1 2 0 2mH
.PARAM frecv=100khz
.STEP PARAM frecv LIST 10k 22.9k 100k
.PROBE
.TRAN 0.0001n 600u
.END
```

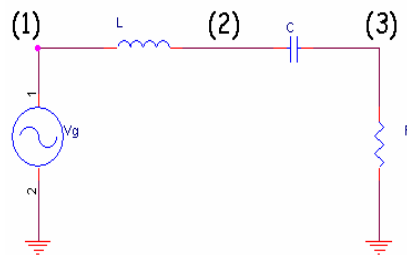


Circuit rezonant - LC serie

Scopul lucrarii.....	14
Caracterizarea circuitului.....	14
Ecuatii de stare.....	14
Ecuatii TTN.....	15
Calculul functiei de transfer H(s).....	15
Metoda I: divizor rezistiv.....	15
MetodaII: ecuatii TTN.....	16
Metoda III: calcul simbolic.....	16
Diagrame frecventiale.....	17
Simulare Spice.....	18
Functia pondere la variatia rezistentei R.....	14
Diagrame Bode de modul si faza la variatia rezistentei R.....	14

Scopul lucrarii

In lucrarea de fata ne propunem analiza unui circuit liniar de tip Trece Banda (TB) de ordinul II cu grupare serie bobina si condensator. Schema circuitului este:



Caracterizarea circuitului

:Descrierea circuitului folosind un netlist de tip spice

```
> restart:with(Syrup):  
> FTB :=  
"filtru trece banda  
Vg 1 0  
L 1 2  
C 2 3  
R 3 0  
.end":
```

Ecuatii de stare

```
> restart:with(Syrup):FTB := "filtru trece banda\nVg 1 0\nL 1  
2\nC 2 3\nR 3 0\n.end":
```

Descrierea folosind ecuatii de stare a circuitului

1) ecuatia de stare (vectorial):

```
> syrup(FTB, tran, 'curenti','tensiuni');
```

```
Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "filtru trece banda" (ignoring this  
line)
```

$$\left\{ \frac{\partial}{\partial t} i_L(t) = -\frac{-Vg + i_L(t)R + v_C(t)}{L}, \frac{\partial}{\partial t} v_C(t) = \frac{i_L(t)}{C}, v_C(0) = 0, i_L(0) = 0 \right\},$$

$$\{i_L(t), v_C(t)\}$$

2) **ecuatii de iesire** se pot scrie in functie de tensiunile de noduri si curentii prin laturi:

> **tensiuni;**

$$\{v_3 = i_L(t)R, v_2 = i_L(t)R + v_C(t), v_1 = Vg\}$$

> **curenti;**

$$\{i_{Vg} = -i_L(t), i_C = i_L(t), i_R = i_L(t), i_L = i_L(t)\}$$

Obs: Ordinul circuitului este egal cu 2. Descrierea functionarii circuitului se face cu un sistem de 2 ecuatii diferentiale de ordin I. Variabilele de stare sunt: tensiunea pe condensator si curentul prin bobina. In functie de aceste variabile se exprima curentii si tensiunile din circuit.

Ecuatii TTN

```
> restart:with(Syrup):FTB := "filtru trece banda\nVg 1 0\nL 1
2\nC 2 3\nR 3 0\n.end":
```

Descrierea circuitului folosind Teorema Tensiunilor Nodale:

```
> syrup(FTB, ac, 'curenti','tensiuni');
```

Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "filtru trece banda" (ignoring this line)

> **tensiuni;**

$$\{v_2 = \frac{Vg(sCR+1)}{s^2LC+sCR+1}, v_3 = \frac{sCVgR}{s^2LC+sCR+1}, v_1 = Vg\}$$

> **curenti;**

$$\left\{ i_L = \frac{sCVg}{s^2LC+sCR+1}, i_{Vg} = -\frac{sCVg}{s^2LC+sCR+1}, i_C = \frac{sCVg}{s^2LC+sCR+1}, \right.$$

$$\left. i_R = \frac{sCVg}{s^2LC+sCR+1} \right\}$$

Calculul functiei de transfer H(s)

Metoda I: divizor rezistiv

Calculul functiei de transfer folosind divizor de tensiune:

$$H(s) = \frac{sL + \frac{1}{sC}}{R + sL + \frac{1}{sC}} = \frac{s\frac{R}{L}}{s^2 + s\frac{R}{L} + \frac{1}{LC}}$$

Notam:

$$2a = \frac{R}{L}, \quad w_0^2 = \frac{1}{LC}$$

Deci functia de transfer devine:

$$H(s) = \frac{2as}{s^2 + 2as + w_0^2}$$

Se defineste factorul de calitate :

$$Q = \frac{w_0}{2a}$$

In cazul nostru factorul de calitate este:

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Se calculeaza polii si zerourile functiei de transfer.
zerou

$$z = 0$$

poli:

$$p_1 = -a - \sqrt{a^2 - \omega_0^2}$$

$$p_2 = -a + \sqrt{a^2 - \omega_0^2}$$

In functie de factorul de calitate Q avem doua cazuri:

Cazul I ($Q < \frac{1}{2}$ respectiv $R > 2\sqrt{\frac{L}{C}}$) avem doi poli reali distincti.

Cazul II: ($Q = \frac{1}{2}$ respectiv $R = 2\sqrt{\frac{L}{C}}$) avem un pol dublu.

Cazul III ($Q > \frac{1}{2}$ respectiv $R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$) avem poli complecsi conjugati.

Metoda II: ecuatii TTN

Pentru circuitul cu nodurile din figura se scrie TTN:

$$\begin{cases} V_{10}(s) = Vg(s) \\ -\frac{1}{sL}V_{10}(s) + \left(sC + \frac{1}{sL}\right)V_{20}(s) - sCV_{30}(s) = 0 \\ -sCV_{20}(s) + \left(sC + \frac{1}{sL}\right)V_{30}(s) = 0 \end{cases}$$

Rezolvind acest sistem ajungem la acelasi rezultat.

Metoda III: calcul simbolic

```
> restart:with(Syrup):FTB := "filtru trece banda\nVg 1 0\nL 1
2\nC 2 3\nR 3 0\n.end":
```

```
> libname:="c://maple//SCSlib",libname:
```

```
> syrup(FTB, ac, 'curenti','tensiuni'):
```

```
Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "filtru trece banda" (ignoring this
line)
```

```
> Hs:=eval(v[3]/v[1],tensiuni);
```

$$Hs := \frac{s C R}{1 + s C R + s^2 C L}$$

```
> Hs:=sort(simplify(eval(Hs,[C=(2*alpha)/(omega0^2*R),
L=R/(2*alpha)]),s);
```

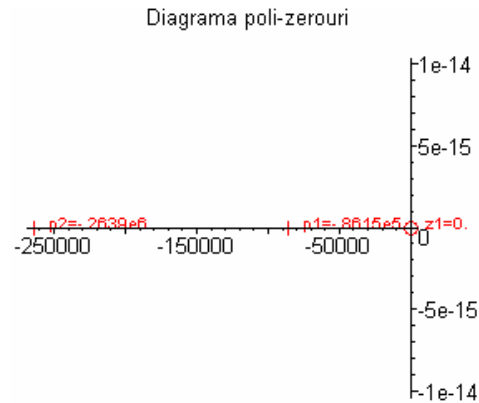
$$Hs := 2 \frac{\alpha s}{s^2 + 2 \alpha s + \omega_0^2}$$

Evaluare numerica:


```
> alpha:=R/(2*L):omega0:=1/sqrt(L*C):
> H:=eval(Hs,[L=0.002, C=22*1E-9, R=700]):
Polii si zerourile functiei de transfer:
> PZ[numeric](H,s);
```

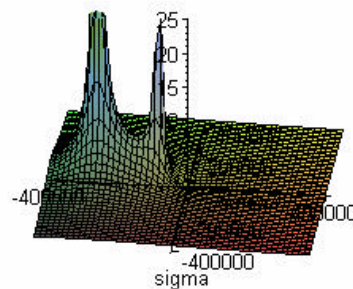
$$\begin{bmatrix} z1 & 0. \\ p1 & -86150. \\ p2 & -263900. \end{bmatrix}$$

```
> PZ[grafic](H,s);
```



```
> plot3d(abs(eval(H,s=sigma+I*omega)),sigma=-400000..400000,omega=-400000..400000,numpoints=2500,axes=normal,view=[DEFAULT, DEFAULT, 0..25],title="Reprezentarea in spatiu a modulului F.D.T.");
plot3d(argument(eval(H,s=sigma+I*omega)),sigma=-400000..400000,omega=-400000..400000,numpoints = 2500, axes=normal, title="Reprezentarea in spatiu pentru argumentul F.D.T.");
```

Reprezentarea in spatiu a modulului F.D.T.



Diagrame frecventiale

```
> restart:libname:="c://maple//SCSlib",libname:
> Hs:=(2*alpha*s)/(s^2+2*alpha*s+omega0^2);
```

$$Hs := 2 \frac{\alpha s}{s^2 + 2 \alpha s + \omega_0^2}$$

```
> alpha:=R/(2*L):omega0:=1/sqrt(L*C): cat("omega0 = ",convert(eval(omega0,[L=0.002, C=22*1E-9, R=700]),string)," rad/s");
"omega0 = 150755.6723 rad/s"
```

```
> Bode[castig](eval(Hs,[L=0.002, C=22*1E-9, R=700]),numarpuncte=400);Bode[faza](eval(Hs,[L=0.002, C=22*1E-9, R=700]),numarpuncte=400);
```

Diagrama Bode de castig

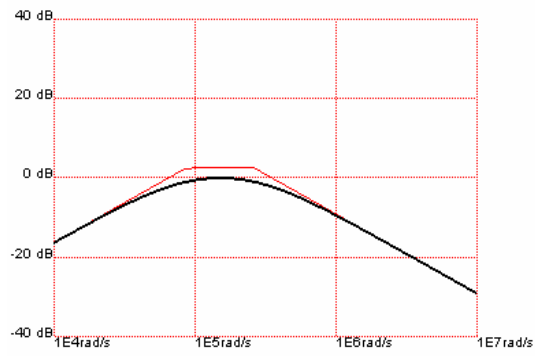
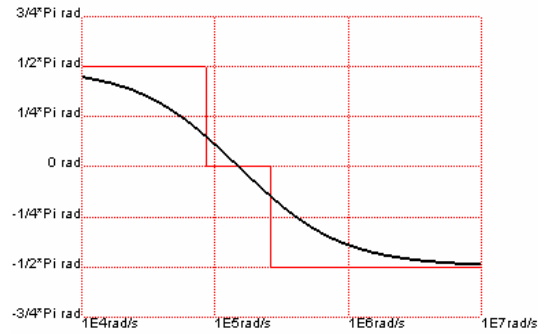
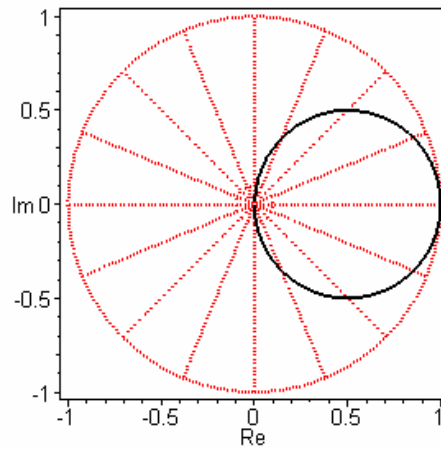


Diagrama Bode de faza

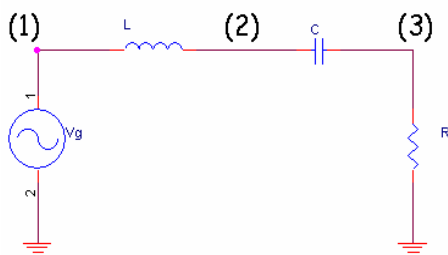


> Bode[polara](eval(Hs,[L=0.002,C=22*1E-9,R=700]),numarpuncte=400);

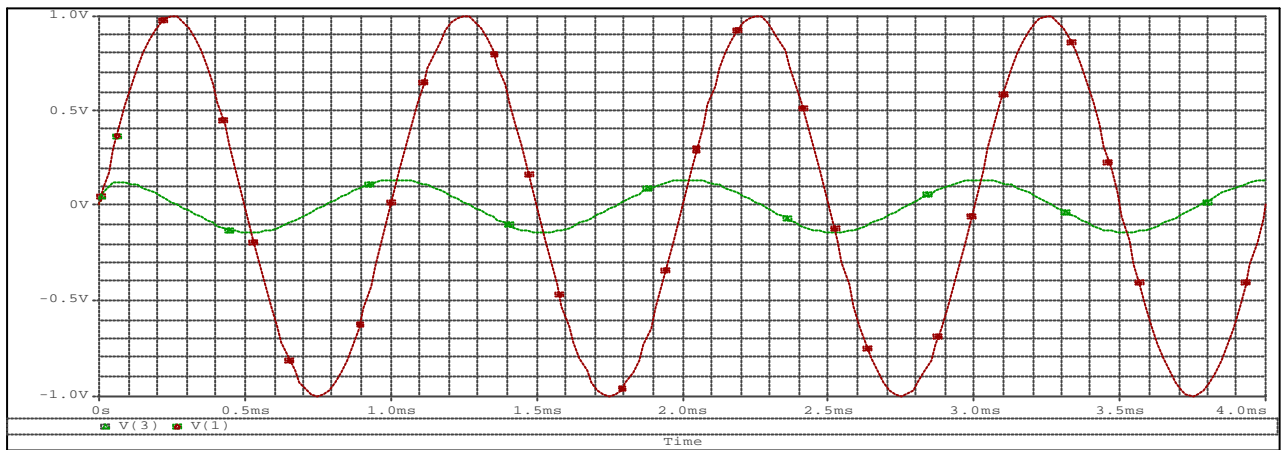
Diagrama polara



Simulare Spice



```
*FTB
Vg 1 0 SIN(0 1 1KHz)
L 1 2 0.0001
C 2 3 22n
R 3 0 1K
.tran 0.1m 4m 0 20u
.probe
.end
```

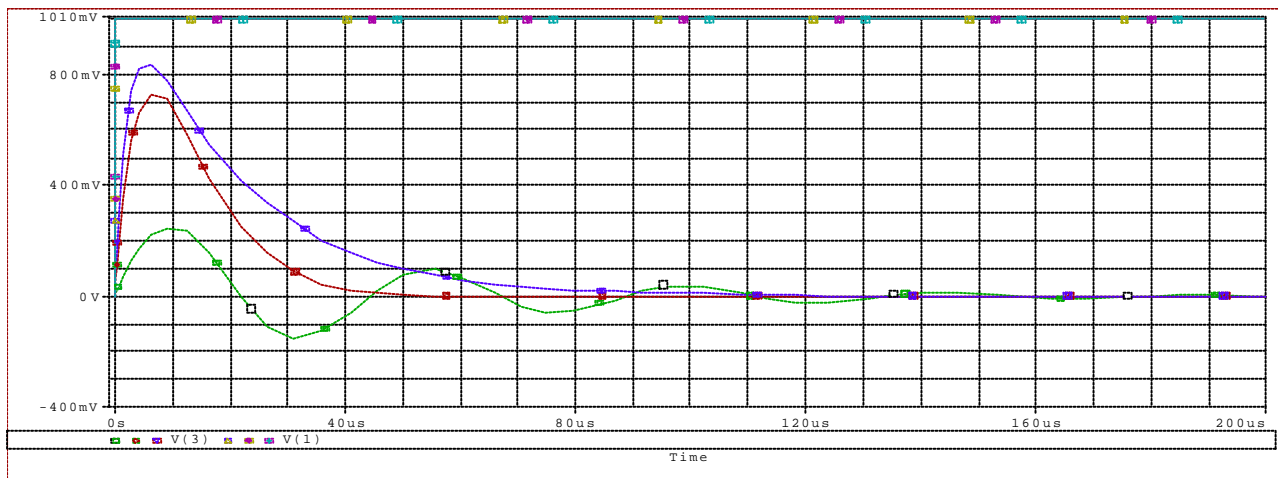


Funcția pondere la variația rezistenței R

```

*FTB
Vg 1 0 PULSE(0 1 1n 1n 0 600u 601m )
L 1 2 2m
C 2 3 22n
R 3 0 {R}
.PARAM R=10K
.STEP PARAM R LIST 100 603 1K
.PROBE
.TRAN 0.0001n 600u
.END

```



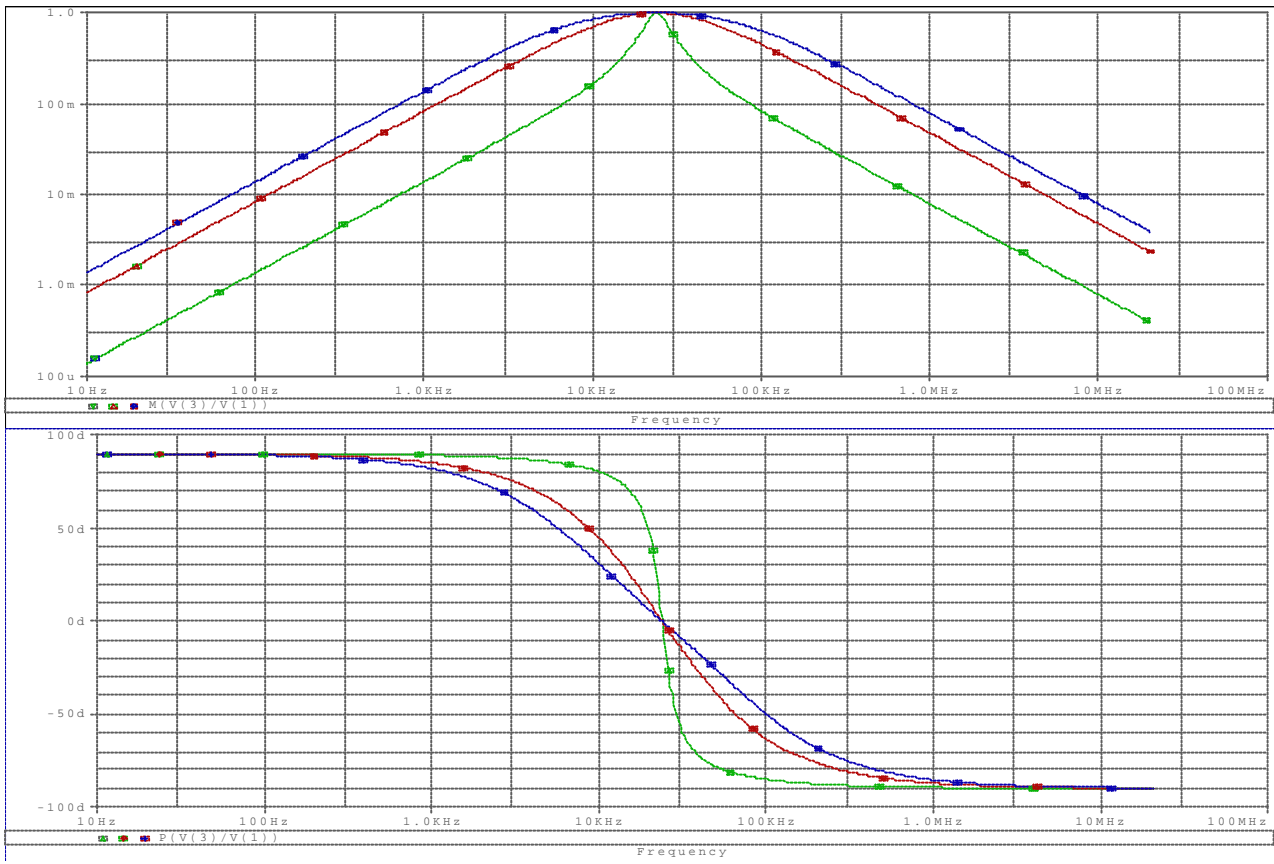
Diagrame Bode de modul și fază la variația rezistenței R

```

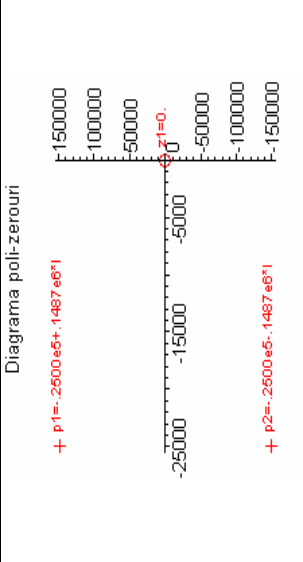

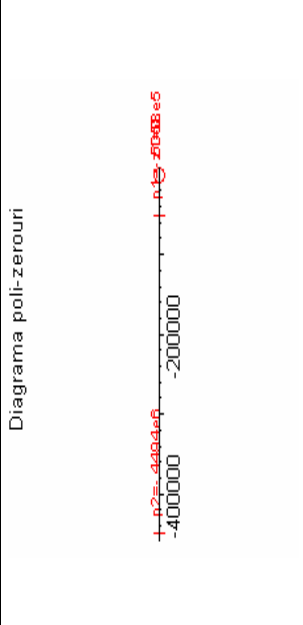
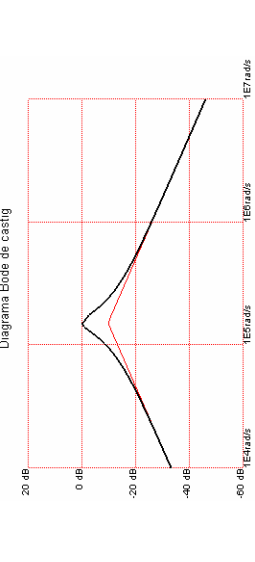
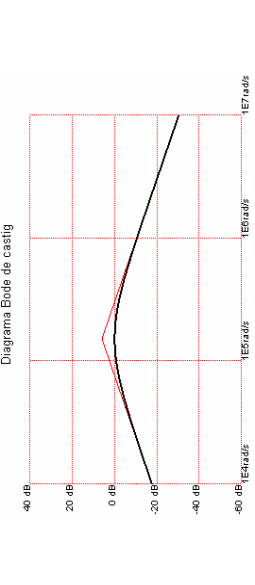
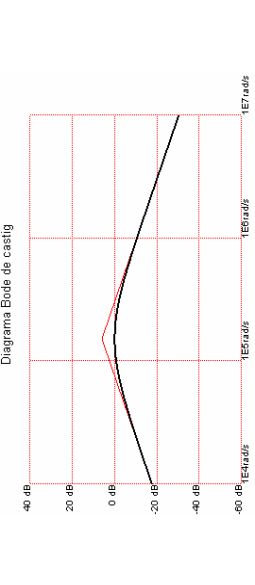
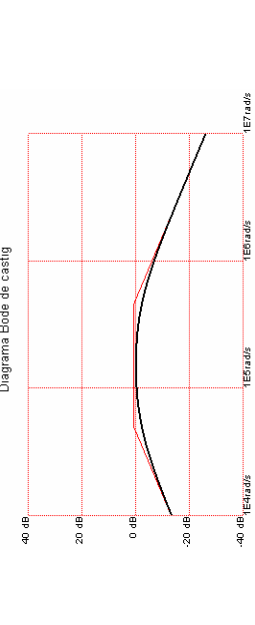
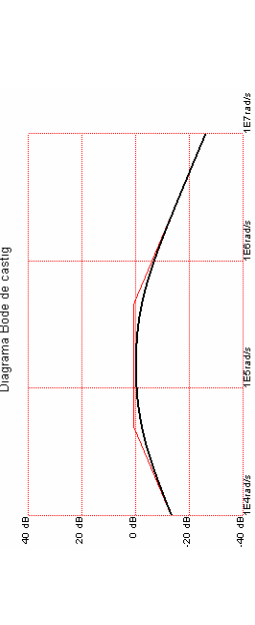
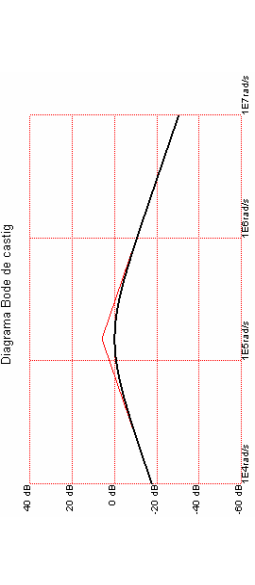
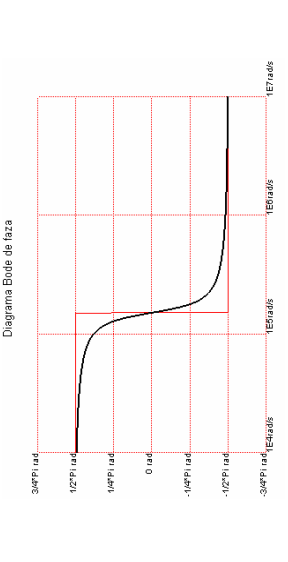
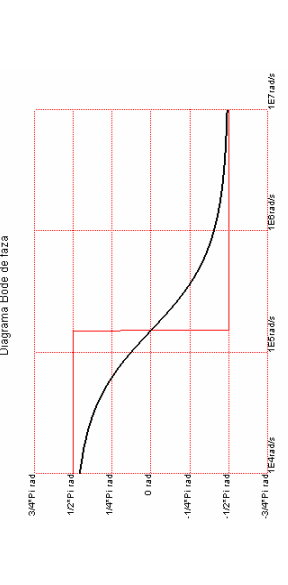
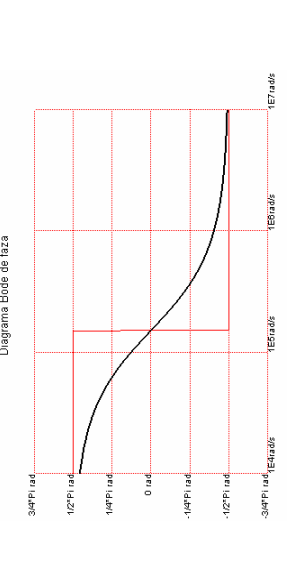
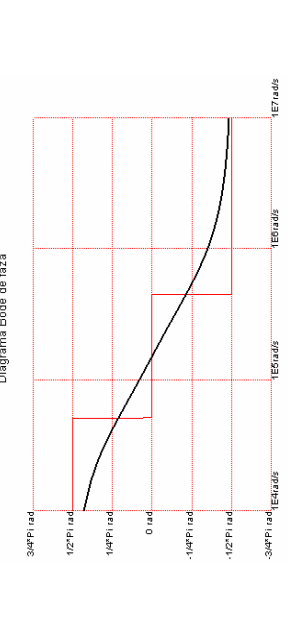
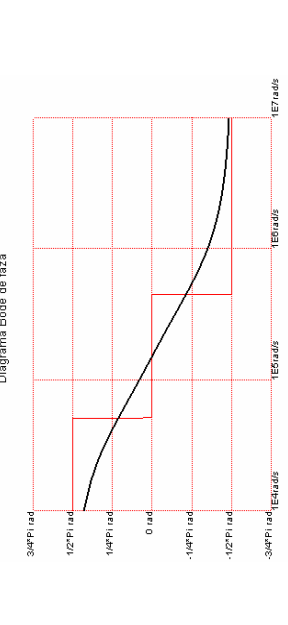
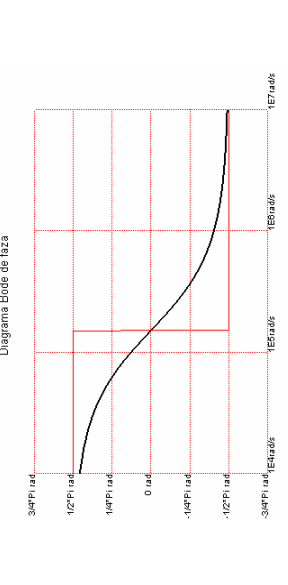
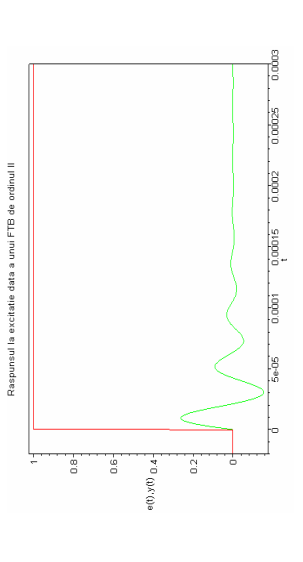
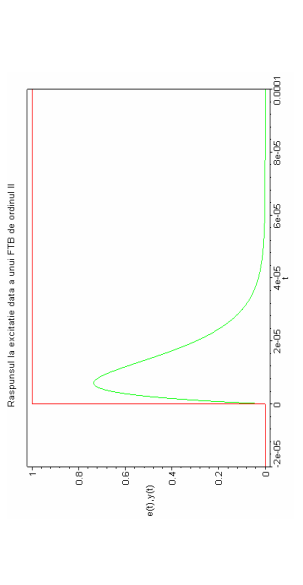
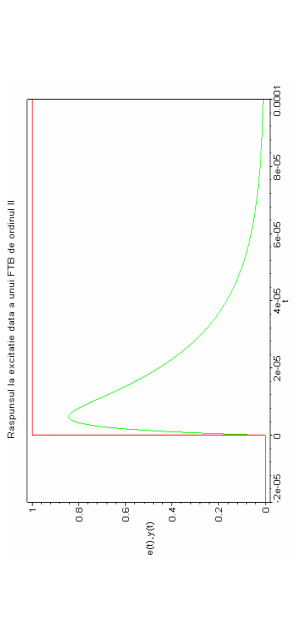
*FTB
Vg 1 0 AC 1
L 1 2 2m
C 2 3 22n
R 3 0 {R}
.PARAM R=10K
.STEP PARAM R LIST 100 603 1K
.AC DEC 100 10Hz 20MEGhz
.probe
.end

```

Circuit resonant LC



Comportarea circuitului la variatia lui R (pozitia poli-zerouri, diagramele Bode, functia pondera)

Valori	$L=0.002, C=22*1E-9, R=100$	$L=0.002, C=22*1E-9, R=603$	$L=0.002, C=22*1E-9, R=1k$
Poli-Zerouri	<p>Diagrama poli-zerouri</p> <p>$+ p1 = -.2500e5 + j.1487e8$</p> <p>$+ p2 = -.2500e5 - j.1487e8$</p> <p>$z1 = 0$</p> 	<p>Diagrama poli-zerouri</p> <p>$+ p1 = -.1508e5 + j.2107e8$</p> <p>$+ p2 = -.1508e5 - j.2107e8$</p> <p>$z1 = 0$</p> 	<p>Diagrama poli-zerouri</p> <p>$+ p1 = -.4404e5 + j.2506e8$</p> <p>$+ p2 = -.4404e5 - j.2506e8$</p> <p>$z1 = 0$</p> 
Modul	<p>Diagrama Bode de castig</p>  <p>Diagrama Bode de faza</p> 	<p>Diagrama Bode de castig</p>  <p>Diagrama Bode de faza</p> 	<p>Diagrama Bode de castig</p>  <p>Diagrama Bode de faza</p> 
Faza	<p>Diagrama Bode de castig</p>  <p>Diagrama Bode de faza</p> 	<p>Diagrama Bode de castig</p>  <p>Diagrama Bode de faza</p> 	<p>Diagrama Bode de castig</p>  <p>Diagrama Bode de faza</p> 
Rasp. Transitoriu	<p>Raspunsul la excitatie data a unui FTB de ordinul II</p> 	<p>Raspunsul la excitatie data a unui FTB de ordinul II</p> 	<p>Raspunsul la excitatie data a unui FTB de ordinul II</p> 

Syrup, un instrument de analiza de circuit simbolic

Sintaxa Syrup	1
Netlist	1
titlu	1
element	1
comentariu	1
definirea subcircuitului	2
end line	2
linie de continuare	2
linie element	2
nume	2
noduri	2
valoare	2
conditii initiale	2
sintaxa elementului	2
Reguli electrice	3
Exemple	3
Incarca Syrup	3
Exemplul I: Divizor rezistiv	3
Exemplul II: Puntea Wheatstone	4
Exemplul III: Retea de condensatoare	5
Exemplul IV: Circuit RC cascadat	7
Exemplul V: Divizor rezistiv cu rezistor neliniar	8
Exemplul VI: Semiconductori	8
Exemplul VII: Functie de transfer de tip biquad	9
Referinte	10
Contact	10

Sintaxa Syrup

Netlist

Un netlist Syrup este o succesiune de linii text ce descriu un circuit electric, formatul urmareste indeaproape netlistul SPICE. Netlistul Syrup se compune dintr-un titlu urmat de o succesiune de elemente, comentarii, definiri de subcircuit si un end line.

titlu

Titlul este prima linie in netlist. El trebuie sa existe; titlul poate sa nu contina text. O greseala comuna este de a se omite linia de titlu, ceea ce face ca o linie de element sa fie interpretata drept titlu si astfel sa fie ignorata. Pentru a indica aceasta posibilitate, Syrup tipareste orice titlu care nu este gol. doar daca **infolevel[syrup]** este setat cu 0.

element

Un element contine in general un nume, o succesiune de noduri, si optional o valoare si o conditie initiaala. Sintaxa elementelor disponibile este descrisa mai jos.

comentariu

Un comentariu are pe prima pozitie un asterix (*). Liniile de comentariu sunt ignorate.

definirea subcircuitului

Definirea subcircuitului este o succesiune de linii, prima linie este header si ultima linie este end line. Liniile dintre header si endline pot fi elemente, comentarii sau definiri de subcircuite. Header-ul incepe cu .SUBCKT sau .subckt. Sintaxa este descrisa mai jos.

end line

O lini end-line incepe cu .END sau .end, restul liniei este ignorat.

linie de continuare

Linia de continuare are semnul (+) in prima pozitie, restul liniei este atasat liniei anterioare.

linie element

Liniile element descriu elementele circuitului. O linie element, in general, contine un nume, o succesiune de noduri si optional o valoare si o conditie initiala.

nume

Caracterul initial al numelui elementului descris sunt tipice. Elemente diferite trebuie sa aiba nume diferite. Syrup recunoaste urmatoarele tipuri de elemente:

C:Capacitor	D:Diode	E:VCVS	F:CCCS	G:VCCS
H:CCVS	I:Current	J:JFET	K:Couple	L:Inductor
M:MOSFET	Q:Bipolay	R:Resistor	V:Voltage	X:Subckt

noduri

Toate elementele fundamentale au exact doua noduri; primul este nodul + si al doilea este nodul-. Curentul pozitiv ce trece prin dispozitiv este de la nodul+ catre nodul-. Nodurile pot fi numerice sau nume Maple neutilizate. Nodul 0 este masa.

valoare

- Valoarea unui element este optionala; daca este specificata poate fi orice expresie Maple valida sau un numar si nu trebuie sa contina spatii. Daca nu se specifica o valoare atunci in cazul standard este utilizat numele elementului drept valoare simbolica. Singura exceptie de la aceasta regula este pentru sursele comandate au valoarea implicita 1.
- pentru valoarea numerica se pot utiliza numere intregi sau reale cu un sufix optional desemnind o putere a lui 10, intr-un mod similar cu programele SPICE.

femto	pico	nano	micro	milli	kilo	mega	giga	tera
f,F	p,P	n,N	u,U	m,M	k,K	MEG	G	T
1e-15	1e-12	1e-9	1e-6	1e-3	1e+3	1e+6	1e+9	1e+12

- numerele reale sunt convertite la numere rationale.
- daca la apelul Syrup se doreste calcul simbolic, valorile numerice sunt ignorate si numele elementelor cu valori numerice sunt utilizate ca valori implicite.
- elementele nestandard, cum sunt rezistoarele neliniare, pot fi create prin definirea valorii elementului standard ca o expresie in care pot aparea tensiuni nodale si curenti.

conditii initiale

Conditiiile initiale sunt utilizate numai pentru capacitati si inductante intr-o analiza tranzitorie; este specificata prin expresia IC=<init> sau ic=<init> in linia elementului, unde <init> este o expresie Maple sau un numar. Nu trebuie sa existe spatii in expresie.

sintaxa elementului

Urmatorul tabel descrie sintaxa generala pentru un element.

```

<element> ::= <elem name> [<nodes>] [<control>] [<value>] [<init cond>]
           [<subckt>][(<args>)]
<elem name> ::= <elem type>[<string>] : must form an unassigned Maple
           name
<elem type> ::= {alphabetic character} : only some are predefined
<nodes> ::= <node> [<nodes>]
<node> ::= {name}|{nonegint} : a name must be unassigned
<control> ::= <elem name> : the name of the controlling
           element
<value> ::= {expr}|<metric>
<metric> ::= <number>{f|F|p|P|n|N|u|U|m|M|K|MEG|G|T}[<dimension>]
<dimension> ::= <string> : ignored by syrup
<init cond> ::= {i|I}{c|C} = <value> : initial condition
<args> ::= <arg> [, <args>] : optional arguments for a
           subcircuit
<arg> ::= {name}={expr}
<subckt> ::= {name} : the name of the corresponding
           .subckt
    
```

Tabelul urmatoar descrie sintaxa elementelor specifice.

```

C<string> <+node> <-node> [<value>] [<init cond>]
D<string> <+node> <-node> <subckt>[(<args>)]
E<string> <+node> <-node> <+cnode> <-cnode> [<value>]
F<string> <+node> <-node> <control> [<value>]
G<string> <+node> <-node> <+cnode> <-cnode> [<value>]
H<string> <+node> <-node> <control> [<value>]
I<string> <+node> <-node> [<value>]
J<string> <node> <node> <node> <subckt>[(<args>)]
K<string> L<string> L<string> [<value>]
L<string> <+node> <-node> [<value>] [<init cond>]
M<string> <node> <node> <node> <subckt>[(<args>)]
Q<string> <node> <node> <node> <subckt>[(<args>)]
R<string> <+node> <-node> [<value>]
V<string> <+node> <-node> [<value>]
X<string> [<nodes>] <subckt>[(<args>)]

<+node> ::= {positive node}
<-node> ::= {negative node}
<+cnode> ::= {positive control node}
<-cnode> ::= {negative control node}
    
```

Reguli electrice

Syrup nu verifica validitatea circuitelor, de exemplu nu verifica surse de curent conectate in serie cu valori diferite . Spre deosebire de SPICE, Syrup nu cere ca orice nod sa aiba o conexiune DC la masa; de fapt este acceptabil daca terminalul unui element se lasa in aer. Daca Syrup detecteaza o eroare de sintaxa afiseaza un mesaj de eroare. El poate tipari un mesaj de avertizare daca determina ca nu exista curent printr-un element. Aceasta nu este o eroare dar ne ajuta sa gasim conexiunile in gol.

Exemple

Incarca Syrup

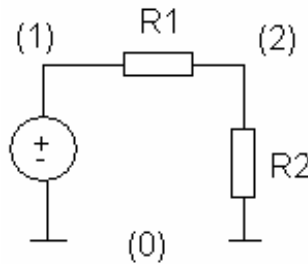
```

> restart:with(Syrup);
   [deindex, makecktable, printdeck, reindex, syrup ]
    
```

Exemplul I: Divizor rezistiv

Urmatorul exemplu ilustreaza capabilitatile lui syrup. In primul rind se face descrierea de circuit. Aceasta poate fi facuta in mai multe moduri: poate fi un fisier extern in format SPICE standard, o structura de tip TEXT, sau un sir de caractere in care apare de mai multe ori caracterul newline (\n). In acest tutorial toate descrierile de circuit se fac sub forma de string-uri. Caracterele newline se introduc utilizand <shift><enter> sau ca \n.

```
> divider :=
"Resistor Divider
V 1 0
R1 1 2
R2 2 0
.end":
```



Ca si in cazul SPICE, prima linie corespunde titlului si este ignorata. Sa observam ca nici un element nu are valoare introdusa. Programul SPICE nu ar fi acceptat, dar syrup utilizeaza in locul valorii unui element numele acestuia. In cele ce urmeaza se va rula syrup si se va specifica o analiza de curent continuu. Se va specifica un parametru optional care va fi asignat curentilor elementului.

```
> syrup(divider, dc, 'curr');
Syrup/parsedeck: Analyzing SPICE deck "Resistor Divider" (ignoring this
line)
```

$$\{ v_1 = V, v_2 = \frac{V R_2}{R_1 + R_2} \}$$

Sa observam ca syrup tipareste numele circuitului. Aceasta ajuta la detectarea erorii comune de a nu pune un titlu circuitului. Syrup returneaza potentialele nodurilor in forma simbolica. Sa tiparim acum curentii cu comanda urmatoare.

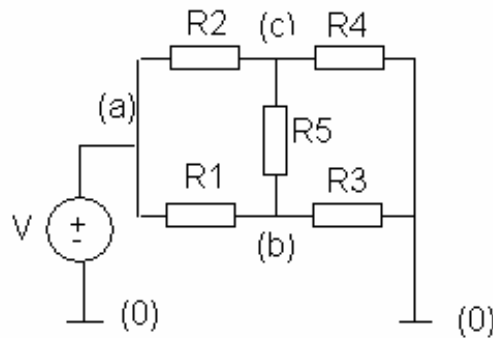
```
> curr;
```

$$\left\{ i_V = -\frac{V}{R_1 + R_2}, i_{R1} = \frac{V - \frac{V R_2}{R_1 + R_2}}{R_1}, i_{R2} = \frac{V}{R_1 + R_2} \right\}$$

Se observa deasemenea forma simbolica in care sunt returnati curentii.

Exemplul II: Puntea Wheatstone

Puntea Wheatstone, un circuit clasic s-a utlizat [1] pentru a ilustra capacitatea lui syrup de a rezolva un circuit. S aobservam ca in circuitul urmat nodurile se pot eticheta cu orice identificator Maple . Nodul 0, ca si la SPICE, corespunde masei.



```
> bridge := "
V a 0
R1 a b
R2 a c
R3 b 0
R4 c 0
R5 b c
.end":
> syrup(bridge, dc, 'curr');
{ va = V, vb = ((R1 R4 + R5 R2 + R4 R2 + R4 R5) R3 V) / (R3 R4 R2 + R5 R1 R2
+ R5 R1 R4 + R3 R2 R1 + R1 R4 R3 + R5 R3 R2 + R3 R4 R5 + R1 R4 R2), vc =
R4 V (R5 R1 + R3 R2 + R3 R1 + R3 R5) / (R3 R4 R2 + R5 R1 R2 + R5 R1 R4
+ R3 R2 R1 + R1 R4 R3 + R5 R3 R2 + R3 R4 R5 + R1 R4 R2) }
```

Se dorește determinarea valorii lui R4 care anulează curentul prin R5. Unul din modurile de a rezolva această problemă este să se asigneze ecuațiile de curenți și să se rezolve ecuația $i[R5]=0$ în raport cu R4.

```
> assign(curr);
> solve(i[R5], {R4});
```

$$\left\{ R4 = \frac{R3 R2}{R1} \right\}$$

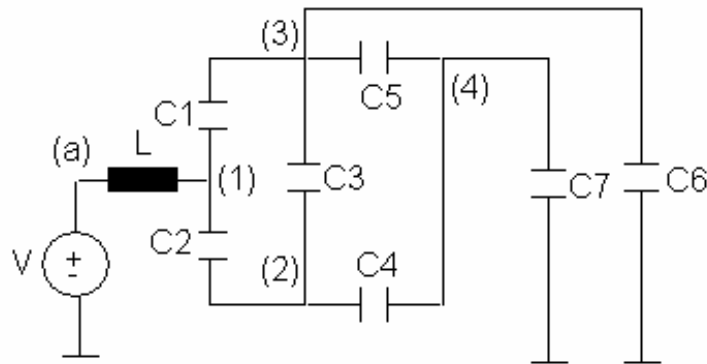
cea ce corespunde situației așteptate.

Exemplul III: Retea de condensatoare

Un tutorial SPICE comun [2] da, ca pe un exercițiu, o rețea de capacități și cere cititorului să determine capacitatea între nodul 1 și masă. Metoda sugerată este de a se adăuga o bobină și o sursă de tensiune serie, de a localiza frecvența de rezonanță printr-o analiză de tip *ac* și apoi de a determina capacitatea utilizând relația $\omega_0 = 1/L/C_{eff}$ în care ω_0 este frecvența naturală la rezonanță. Se utilizează în cazul de față aceeași metodă.

```
> capnet := "
V a 0 1
L a 1
C1 1 3 2uF
C2 1 2 3uF
C3 2 3 1uF
C4 2 4 1.5uF
C5 3 4 2.5uF
C6 3 0 3.5uF
C7 4 0 0.5uF
```

.end":



Acesta descriere nu este un standard SPICE deoarece cerea standard cerea o cale de curent continuu la masa pentru fiecare nod. Syrup face insa analiza corect. Acest tip de comportament al simulatorului este foarte util, dar impune deasemenea o rigoare in utilizare deoarece syrup nu reactioneaza daca un nod este lasat in aer.

Se face o analiza de tip *ac*.

> volt := syrup(capnet, ac);

$$volt := \{ v_1 = 1249000000 \frac{1}{2267 s^2 L + 1249000000},$$

$$v_2 = 954000000 \frac{1}{2267 s^2 L + 1249000000}, v_4 = 628000000 \frac{1}{2267 s^2 L + 1249000000},$$

$$v_3 = 558000000 \frac{1}{2267 s^2 L + 1249000000}, v_a = 1 \}$$

> assign(volt);

Syrup *s* intelege variabila *s* in mod standard (frecventa complexa). Se converteste la frecventa reala utilizand relatia $s = \sqrt{-1} \omega$.

> v1(s) := eval(v[1], s=sqrt(-1)*omega);

$$v1(s) := 1249000000 \frac{1}{-2267 \omega^2 L + 1249000000}$$

La rezonanta, $\omega^2 = \frac{1}{L C_{eff}}$. Evaluand expresia precedenta la aceasta frecventa se obtine:

> v1(omega0) := eval(v1(s), omega^2 = 1/L/Ceff);

$$v1(\omega_0) := 1249000000 \frac{1}{-2267 \frac{1}{C_{eff}} + 1249000000}$$

Rezonanta apare atunci cand numitorul se anuleaza. Rezolvand in raport cu *Ceff* se obtine,

> solve(denom(v1(omega0)), {Ceff});

$$\{ C_{eff} = \frac{2267}{1249000000} \}$$

In exemplul de mai sus, s-au utilizat valori numerice pentru majoritatea elementelor de circuit. Pentru o analiza pur simbolica, se utilizeaza parametrul optional '*symbolic*'.

> syrup(capnet, ac, symbolic):

> subs(%, s=sqrt(-1)*omega, v[1]):

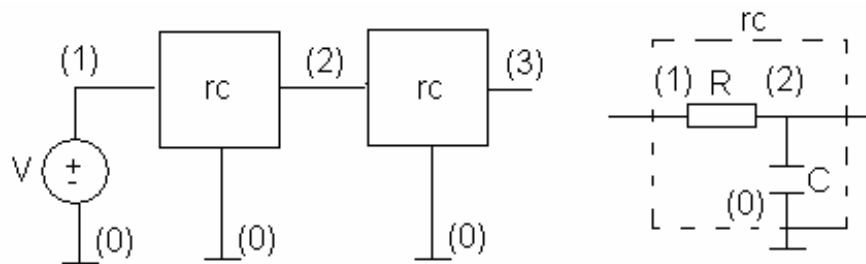
> subs(omega^2 = 1/L/Ceff, denom(%)):

> solve(%, {Ceff}): simplify(%);

syrup: Symbolic analysis, numeric values will be ignored

$$\{ C_{eff} = (C_2 C_7 C_6 C_4 + C_2 C_7 C_1 C_5 + C_2 C_7 C_3 C_6 + C_2 C_7 C_5 C_4 + C_5 C_7 C_1 C_4 + C_5 C_7 C_3 C_1 + C_5 C_7 C_3 C_2 + C_4 C_7 C_3 C_2 + C_6 C_3 C_2 C_4 + C_6 C_7 C_1 C_2 + C_6 C_7 C_3 C_1 + C_6 C_7 C_1 C_4 + C_6 C_1 C_5 C_4 + C_6 C_3 C_1 C_5 + C_6 C_3 C_2 C_5 + C_6 C_2 C_5 C_1 + C_6 C_3 C_1 C_4 + C_6 C_1 C_2 C_4 + C_5 C_6 C_2 C_4 + C_4 C_7 C_3 C_1 + C_4 C_7 C_1 C_2) / (C_1 C_5 C_4 + C_6 C_2 C_4 + C_3 C_2 C_5 + C_3 C_2 C_4 + C_5 C_2 C_4 + C_7 C_6 C_4 + C_7 C_2 C_5 + C_7 C_1 C_4 + C_7 C_1 C_2 + C_7 C_6 C_2 + C_7 C_3 C_1 + C_7 C_3 C_6 + C_7 C_3 C_4 + C_7 C_3 C_2 + C_3 C_6 C_5 + C_3 C_1 C_4 + C_2 C_5 C_6 + C_2 C_5 C_1 + C_5 C_6 C_4 + C_1 C_2 C_4 + C_7 C_5 C_4 + C_7 C_3 C_5 + C_3 C_6 C_4 + C_3 C_1 C_5) \}$$

Exemplul IV: Circuit RC cascadat



```
> DualRC := "
V 1 0
X1 1 2 rc
X2 2 3 rc
.subckt rc 1 2
R 1 2
C 2 0
.ends
.end":
> deqs := syrup(DualRC, tran, 'curr');
```

$$deqs := \left\{ \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} v_{C_{X1}}(t) &= \frac{-2 v_{C_{X1}}(t) + v_{C_{X2}}(t) + V}{CR}, & v_{C_{X1}}(0) &= 0, & v_{C_{X2}}(0) &= 0, \\ \frac{\partial}{\partial t} v_{C_{X2}}(t) &= -\frac{-v_{C_{X1}}(t) + v_{C_{X2}}(t)}{CR} \end{aligned} \right\}, \{ v_{C_{X1}}(t), v_{C_{X2}}(t) \}$$

Analiza tranzitorie foloseste tensiunile pe condensatoare si curentii prin bobine ca si variabile de stare. Se pot considera conditiile initiale pe aceste elemente de circuit, utilizand sintaxa SPICE; daca acestea nu se specifica, ca in exemplul de fata, ele sunt presupuse a fi zero. Aici syrup difera de SPICE, care utilizeaza rezultatele unei analize de tip dc ca si conditiile initiale implicite. Iesirea dintr-o analiza de tip tran este o secventa de doua tipuri de relatii; prima exprima ecuatiile diferentiale si conditiile initiale, iar a doua da variabilele de stare. Acest tip de iesire poate fi pasata direct functiei dsolve ca mai jos.

```
> dsol := dsolve(deqs);
```

$$dsol := \left\{ \begin{aligned} v_{C_{X2}}(t) &= -\frac{1}{2} \left(-\frac{1}{2} V + \frac{1}{10} \sqrt{5} V \right) e^{\left(-\frac{1}{2} \frac{(\sqrt{5}+3)t}{CR} \right)} \sqrt{5} \\ &+ \frac{1}{2} \left(-\frac{1}{2} V + \frac{1}{10} \sqrt{5} V \right) e^{\left(-\frac{1}{2} \frac{(\sqrt{5}+3)t}{CR} \right)} - \frac{1}{4} V (\sqrt{5} + 1) e^{\left(\frac{1}{2} \frac{(\sqrt{5}-3)t}{CR} \right)} \end{aligned} \right\}$$

$$-\frac{1}{20} V (\sqrt{5} + 1) \sqrt{5} e^{\left(\frac{1}{2} \frac{(\sqrt{5}-3)t}{CR}\right)} + V,$$

$$v_{C_{X1}}(t) = V + \left(-\frac{1}{2} V + \frac{1}{10} \sqrt{5} V\right) e^{\left(-\frac{1}{2} \frac{(\sqrt{5}+3)t}{CR}\right)} - \frac{1}{10} V (\sqrt{5} + 1) \sqrt{5} e^{\left(\frac{1}{2} \frac{(\sqrt{5}-3)t}{CR}\right)}$$

> **eval(curr, dsol):**

Sa presupunem ca dorim sa calculam energia totala disipata pe primul rezistor in timp ce condensatoarele se incarca de la 0 la V. Se substituie rezultatele obtinute la punctul precedent in ecuatiile de curent. Curentul prin primul rezistor:

> **iR := eval(i[R[X1]], %);**

$$iR := \frac{-\left(-\frac{1}{2} V + \frac{1}{10} \sqrt{5} V\right) e^{\left(-\frac{1}{2} \frac{(\sqrt{5}+3)t}{CR}\right)} + \frac{1}{10} V (\sqrt{5} + 1) \sqrt{5} e^{\left(\frac{1}{2} \frac{(\sqrt{5}-3)t}{CR}\right)}}{R}$$

Se integreaza de la 0 la infinit pentru a calcula energia disipata..

> **assume(R>0, C>0):**

> **Energy := R*int(iR^2, t=0..infinity);**

$$Energy := \frac{5}{6} V^2 C \sim$$

Exemplul V: Divizor rezistiv cu rezistor neliniar

Syrup permite orice expresie Maple valida pentru valorile componentelor; potentialele nodurilor si curentii prin sursele de tensiune se pot include in aceste expresii. Utilizarea acestei metode permite modelarea componentelor neliniare. Trebuie sa se mentioneze oricum, ca nu toate circuitele neliniare pot fi rezolvate cu Maple. Nu va asteptati ca o analiza de tip ac sa fie corecta atata timp cat presupune implicit ca toate componentele sunt liniare. Urmatorul exemplu este despre un divizor rezistiv, cu rezistorul de sus de valoare proportionala cu patrutul curentului prin el.

> **test := "**

V 1 0

R1 1 2 k*i[V]^2

R2 2 0

.end":

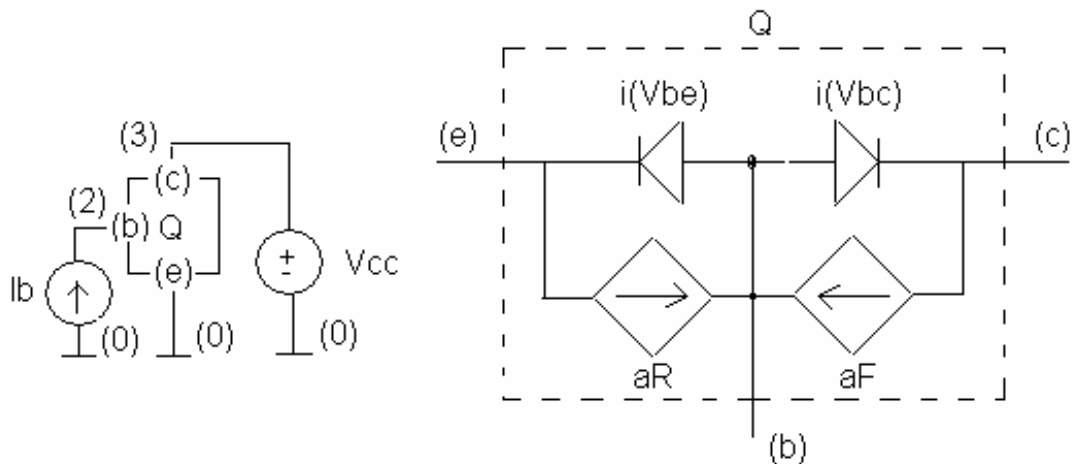
> **syrup(test, dc);**

$$\{v_1 = V, v_2 = -\text{RootOf}(k_Z^3 + V + _Z R2) R2\}$$

Exemplul VI: Semiconductori

Syrup nu ofera modele pentru semiconductoare. In schimb mapeaza elemente care sunt semiconductori SPICE catre subcircuite daca aceste elemente au nume care incep cu literele D, J, M, sau Q. Modelul semiconductorului trebuie dat ca o definitie de subcircuit.

Pentru modelul Ebers-Moll [3] al unui tranzistor npn se calculeaza factorul de amplificare in curent (beta).



se va calcula amplificarea in curent..

```
> map(assume,[Is,aF,aR], positive):
```

```
> semicon := "
```

```
Ib 0 2
```

```
Q 0 2 3 npn
```

```
Vcc 3 0
```

```
.subckt npn e b c
```

```
Vbe b e Vt*ln(i[Vbe]/Is+1)
```

```
Vbc b c Vt*ln(i[Vbc]/Is+1)
```

```
Feb e b Vbc aR
```

```
Fcb c b Vbe aF
```

```
.ends
```

```
.end":
```

```
> syrup(semicon,dc,'curr');
```

$$\left\{ v_2 = Vt \ln \left(\left(-Ib + e^{\frac{\text{RootOf}_{-Z Vt - Vt \ln \left(\frac{-Ib + e^{-Z Is} - 2 Is + aF Is - aR e^{-Z Is} + aR Is}{Is(aF - 1)} \right) + Vcc}}{Is} \right) \right. \right.$$

$$\left. \left. - 2 Is + aF Is - aR e^{\frac{\text{RootOf}_{-Z Vt - Vt \ln \left(\frac{-Ib + e^{-Z Is} - 2 Is + aF Is - aR e^{-Z Is} + aR Is}{Is(aF - 1)} \right) + Vcc}}{Is + aR Is}} \right) \right. \right.$$

$$\left. \left. (Is(aF - 1)) \right\}, v_3 = Vcc \right\}$$

```
> Ic := eval(i[Vcc],curr):
```

```
> hfe := diff(Ic,Ib):
```

Pentru $Vcc \gg Vt$, cazul intalnit in practica, exponentiala tinde catre zero.

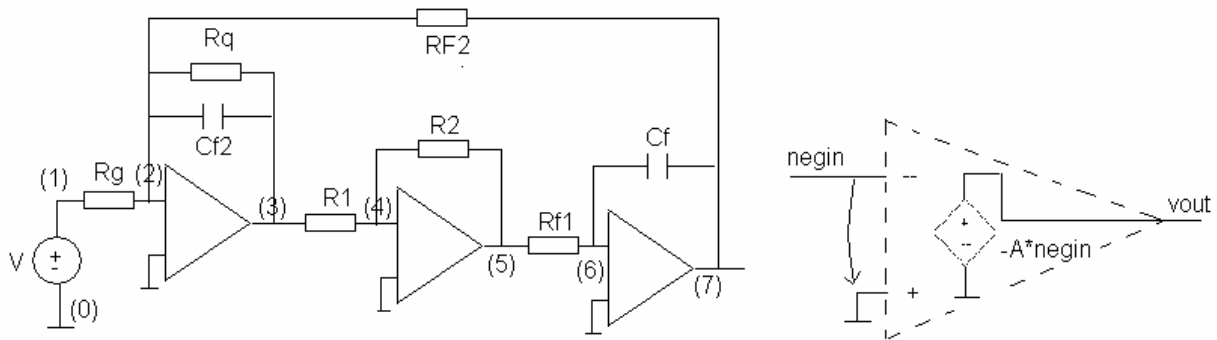
```
> eval(hfe, exp=0);
```

$$\frac{aF}{aF - 1}$$

cea ce corespunde cu rezultatul asteptat..

Exemplul VII: Functie de transfer de tip biquad

Syrup poate fi folosit pentru a determina functia de transfer a unui circuit prin efectuarea unei analize de tip ac. Urmatoarea descriere corespunde unui filtru activ de tip trece banda un biquad [4]. Amplificatoarele operationale sunt modelate ca surse de tensiune comandate in tensiune simple.



```
> biquad := `
Vin 1 0
Rg 1 2
X1 2 3 amp
Cf2 2 3
Rq 2 3
*Inverter
R1 3 4 1
R2 4 5 1
X2 4 5 amp
Rf1 5 6
Cf 6 7
X3 6 7 amp
RF2 7 2
.subckt amp negin vout
E1 vout 0 negin 0 -A
.ends
.end`:
```

```
> volt := syrup(biquad, ac):
```

Nodul 3 este iesirea din biquad. Cand castigul in bucla deschisa al amplificatorului operational tinde catre infinit,

```
> H := eval(v[3]/Vin, volt):
```

```
> limit(H, A=infinity);
```

$$-\frac{RF2 Rq s Cf Rf1}{Rg (s^2 Cf2 RF2 Rq Cf Rf1 + RF2 s Cf Rf1 + Rq)}$$

Referinte

- [1] T.C. Scott and M. Monagan: Maple in Education - Part II, Maple Technical Newsletter, MTN-1,1: pp. 71-72, (Spring 1994), Birkhauser.
- [2] W. Banzhaf: "Computer-Aided Circuit Analysis Using SPICE", Prentice-Hall, New Jersey, pp. 74-75, (1989)
- [3] J. J. Ebers and J. L. Moll, "Proceedings IRE," 42, 1761 (1954).
- [4] D. Lancaster "Active-Filter Cookbook", Howard W. Sams & Co., Indianapolis, pp. 159-164, (1975).

Contact

Joe Riel - A Symbolic Circuit Analysis Package
 email: joer@k-online.com
 joe.riel@incep.com
 http://www.k-online.com/~joer