

ALEXANDRU  
ȘTEFAN

CONSTANTIN  
STRÎMBU

# SEMNALE ȘI CIRCUITE ELECTRONICE

- *îndrumar de laborator* -

1

*Analiza semnalelor*

Editura Academiei Aviației și Apărării Antiaeriene  
“ Henri Coandă ”

BRAȘOV  
2000

Recenzent științific	col. dr. ing. Gheorghe PRICOP
Procesare text	șef lucrări ing. Constantin. STRÎMBU
Grafica	șef lucrări ing. Constantin. STRÎMBU
Verificare text	șef lucrări ing. Alexandru ȘTEFAN șef lucrări ing. Constantin. STRÎMBU asistent ing. Liliana BIDU
Multiplicare	m.m. Aurel CREȚU

## Cuprins

### VOLUM I

Cuvânt înainte	3
L1 ANALIZA SPECTRALĂ A SEMNALULUI PERIODIC DREPTUNGHILAR .....	5
L2 ANALIZA SPECTRALĂ A SEMNALELOR PERIODICE ( partea I ) .....	17
L3 ANALIZA SPECTRALĂ A SEMNALELOR PERIODICE ( partea II ) .....	19
L4 ANALIZA SPECTRALĂ A IMPULSULUI VIDEO .....	25
L5 ANALIZA SPECTRALĂ A IMPULSULUI DE RADIOFRECVENȚĂ .....	31
L6 MODULAȚIA ÎN AMPLITUDINE .....	37
L7 MODULAȚIA ÎN FRECVENȚĂ .....	43
L8 DETECȚIA SEMNALELOR MODULATE ÎN AMPLITUDINE DETECTOARE CU DIODE .....	47
L9 CIRCUITE DE LIMITARE ; LIMITATOARE DE MAXIM .....	57
L10 CIRCUITE DE LIMITARE ; LIMITATOARE DE MINIM .....	65
L11 CIRCUITE DE LIMITARE ; LIMITATOARE ( BILATERALE ) DE MAXIM ȘI DE MINIM	73
L12 CIRCUITE PASIVE ( RC ) DE PRELUCRARE A IMPULSURILOR ( partea I ) .....	79
L13 ANALIZA CU AJUTORUL CALCULATORULUI A FUNCȚIONĂRII CIRCUITELOR PASIVE ( RC ) DE PRELUCRARE A IMPULSURILOR .....	93
L14 CIRCUITUL OSCILANT SERIE ( C.O.S. ) .....	103
L15 CIRCUITUL OSCILANT DERIVAȚIE ( C.O.D. ) .....	117

## VOLUM II

L16	DETERMINAREA PUNCTULUI STATIC DE FUNȚIONARE AL UNUI ETAJ DE AMPLIFICARE CU TRANZISTORUL ÎN CONEXIUNEA E.C. ....	135
L17	STUDIUL AMPLIFICATOARELOR CU UNUL ȘI DOUĂ ETAJE , CU TRANZISTOR BIPOLAR ÎN CONEXIUNEA EMITOR COMUN .....	149
L18	STUDIUL REACȚIE NEGATIVE LA AMPLIFICATOARE CU UNUL ȘI DOUĂ ETAJE CU TRANZISTOARE BIPOLARE ÎN CONEXIUNEA EMITOR COMUN .....	167
L19	REALIZAREA PRACTICĂ A UNUI AMPLIFICATOR ÎN CONEXIUNEA E.C. ....	185
L20	CIRCUITUL BASCULANT ASTABIL ( C.B.A.) .....	209
L21	ANALIZA FUNȚIONĂRII C.B.A. CU AJUTORUL CALCULATORULUI .....	223
L22	CIRCUITUL BASCULANT MONOSTABIL ( C.B.M.) .....	229
L23	ANALIZA FUNȚIONĂRII C.B.M. CU AJUTORUL CALCULATORULUI .....	245
L24	ANALIZA FUNȚIONĂRII C.B.B. CU AJUTORUL CALCULATORULUI .....	249
	ANEXA I .....	297
	ANEXA II .....	305
	PROTECTIE .....	
	BBLIOGRAFIE .....	

## LUCRAREA 1

### ANALIZA SPECTRALĂ A SEMNALULUI PERIODIC DREPTUNGHIULAR

#### 1.1. Scopul lucrării :

Reprezentarea spectrului unui semnal periodic dreptunghiular ;

Determinarea lățimii de bandă a semnalului ;

#### 1.2. Materiale și aparatură necesare :

Lucrarea de laborator se va desfășura cu ajutorul unui calculator personal ce are instalat programul *Pspice* ( versiunea 5.3 ) pentru mediul *Windows*

#### 1.3. Considerații teoretice :

Pentru a înțelege reprezentările grafice ale spectrului semnalului de studiat oferim un exemplu de calcul și de simulare .

Pașii algoritmului sunt următorii:

- Scrierea expresiei matematice a semnalului; Reprezentarea grafică a evoluției în timp a semnalului;
- Dezvoltarea în serie Fourier trigonometrică S.F.T. a semnalului ;
- Dezvoltarea în serie Fourier armonică S.F.A. a semnalului ;
- Reprezentarea spectrului de amplitudine și de fază ;
- Determinarea lățimea de bandă a semnalului ;
- Utilizarea simulării în *Pspice* ;

a) Expresia matematică a semnalului este următoarea

$$x(t) = \begin{cases} A & 0 < t < t_1 \\ 0 & t_1 < t < T \end{cases} \quad q = \frac{t_1}{T} \text{ (factorul de umplere)} \quad (1.1)$$

Reprezentarea în timp a semnalului este prezentată în *figura 1.1*.

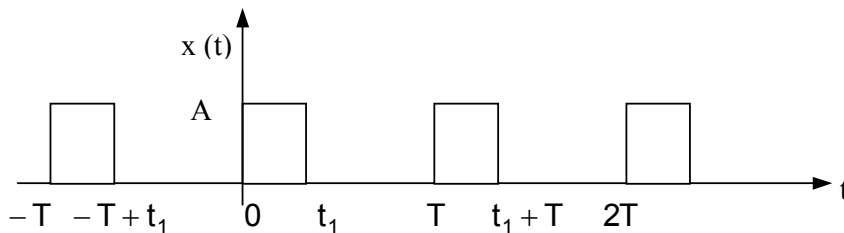


Fig. 1.1 Semnalul periodic dreptunghiular

b) Din reprezentarea grafică ( precum și din expresia matematică) observăm că  $x(t)$  nu este nici pară nici impară .

În consecință vom calcula toți termenii seriei Fourier trigonometrice. S.F.T.

$$x(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n \omega_0 t) + \sum_{n=1}^{\infty} S_n \sin(n \omega_0 t) \quad (1.2)$$

$$C_0 = \frac{1}{T} \int_T x(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} A dt = A \frac{t_1}{T} = q A \quad (1.3)$$

$$C_n = \frac{2}{T} \int_T x(t) \cos(n \omega_0 t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{t_1} A \cos(n \omega_0 t) dt = \frac{2A}{n \omega_0 T} \left( \sin(n \omega_0 t) \right)_0^{t_1} = \frac{2A}{n \omega_0 T} \sin(n \omega_0 t_1)$$

$$\text{Cum } \omega_0 = \frac{2\pi}{T}$$

$$C_n = \frac{2A}{n\omega_0 T} \sin(n\omega_0 t_1) = \frac{A}{n\pi} \sin(n\omega_0 t_1) = \frac{A}{n\pi} \sin(2\pi nq) = 2qA \sin c(2\pi nq) \quad (1.4)$$

$$\text{unde : } \sin c(f(x)) = \frac{\sin(f(x))}{f(x)}$$

$$S_n = \frac{2}{T} \int_T x(t) \sin(n\omega_0 t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{t_1} A \sin(n\omega_0 t) dt = -\frac{2A}{n\omega_0 T} (\cos(n\omega_0 t)) \Big|_0^{t_1} =$$

$$= -\frac{2A}{n\omega_0 T} (\cos(n\omega_0 t)) \Big|_0^{t_1} = -\frac{2A}{n\omega_0 T} (\cos n\omega_0 t_1 - 1) = \frac{A}{n\pi} (1 - \cos 2\pi nq) \quad (1.5)$$

$$c) \text{ S.F.A. } x(t) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos(n\omega_0 t + \varphi_n) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_0 t + \varphi_n) \quad (1.6)$$

$$A_0 = C_0 = qA \quad (1.7)$$

$$A_n = \sqrt{C_n^2 + S_n^2} = \frac{A}{n\pi} \sqrt{2 - 2\cos n\omega_0 t_1} = \frac{4A}{n\omega_0 T} \left| \sin \frac{n\omega_0 t_1}{2} \right| = 2qA \sin c(\pi nq) \quad (1.8)$$

$$\varphi_n = -\arctg \frac{S_n}{C_n} = -\arctg \left( \frac{1 - \cos 2\pi nq}{\sin 2\pi nq} \right) = -\arctg \left( \frac{2 \sin^2 \pi nq}{2 \sin \pi nq \cos \pi nq} \right) = -\pi nq \quad (1.9)$$

d) Forma armonică a dezvoltării Fourier ne oferă posibilitatea de a reprezenta spectrul de amplitudini al semnalului  $A_n = f(\omega)$  sau  $A_n = f(f)$

Pentru a realiza această reprezentare grafică amintim că:

- *Spectrul unui semnal periodic este discret.*

$$- |A_k| > |A_{k+1}| \quad k \in [1 \dots \infty), \quad \lim_{k \rightarrow \infty} A_k = 0$$

Valorile amplitudinilor armonice precum și frecvențele lor sunt următoarele:

1<sup>0</sup> Componenta continuă - ( la frecvența  $f = 0$ )

$$A_0 = C_0 = qA$$

2<sup>0</sup> Armonica fundamentală (fundamentală) - ( la frecvența  $f = f_0 = \frac{1}{T}$ ,  $n = 1$ )

$$A_1 = 2qA \sin c(\pi q) = \frac{2A}{\pi} \sin \pi q$$

3<sup>0</sup> Armonica de ordinul doi - ( la frecvența  $f = 2f_0 = \frac{2}{T}$ ,  $n = 2$ )

$$A_2 = 2qA \sin c(2\pi q) = \frac{A}{\pi} \sin 2\pi q$$

4<sup>0</sup> Armonica de ordinul trei - ( la frecvența  $f = 3f_0 = \frac{3}{T}$ ,  $n = 3$ )

$$A_3 = 2qA \sin c(3\pi q) = \frac{2A}{3\pi} \sin 3\pi q$$

.....

Armonica de ordinul  $k$  - ( la frecvența  $f = k f_0 = \frac{k}{T}$ ,  $n = k$  )

$$A_k = 2qA \sin c(k\pi q) = \frac{2A}{k\pi} \sin k\pi q$$

iar semnalul  $x(t)$  scris sub forma S.F.A. este :

$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos(n\omega_0 t + \varphi_n) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_0 t + \varphi_n) = qA + \\ &+ \frac{2A}{\pi} \sin(\pi q) \cos(\omega_0 t + \varphi_1) + \frac{A}{\pi} \sin(2\pi q) \cos(2\omega_0 t + \varphi_2) + \dots \\ &+ \frac{2A}{k\pi} \sin(k\pi q) \cos(k\omega_0 t + \varphi_k) + \dots + \frac{2A}{n\pi} \sin(n\pi q) \cos(n\omega_0 t + \varphi_n) + \end{aligned}$$

Ordinul , (  $k$  ) al armonicelor care se anulează se determină astfel:

$$A_k = 0 \Rightarrow 2qA \sin c(k\pi q) = 0 \Rightarrow \sin k\pi q = 0 \Rightarrow k\pi q = m\pi \text{ unde } m \in Z \Rightarrow k = \frac{m}{q}$$

Pentru a realiza reprezentările grafice ale amplitudinii și a defazajului considerăm cazul particular în care  $q = \frac{1}{2}$ .

În acest caz

$$C_0 = A_0 = \frac{A}{2} ; C_n = \frac{A}{n\pi} \sin(\pi n) = 0 ; S_n = \begin{cases} 0 & \text{daca } n = 2k \quad k \in N^* \\ \frac{2A}{(2k+1)\pi} & \text{daca } n = 2k+1 \quad k \in N \end{cases}$$

$$A_n = |S_n| ; \varphi_n = -\arctg \frac{S_n}{C_n} = -\arctg \left( \frac{\sin \frac{\pi n}{2}}{\cos \frac{\pi n}{2}} \right) = \begin{cases} 0 & \text{daca } n = 2k \quad k \in N^* \\ -\frac{\pi}{2} & \text{daca } n = 2k+1 \quad k \in N \end{cases}$$

sau

$$\left\{ \begin{array}{l} A_0 = \frac{A}{2} \\ A_1 = \frac{2A}{\pi} \quad \varphi_1 = -\frac{\pi}{2} \quad \text{pentru } f_1 = f_0 \\ A_2 = 0 \quad \varphi_2 = 0 \quad \text{pentru } f_2 = 2f_0 \\ A_3 = -\frac{2A}{3\pi} \quad \varphi_3 = -\frac{\pi}{2} \quad \text{pentru } f_3 = 3f_0 \\ A_4 = 0 \quad \varphi_4 = 0 \quad \text{pentru } f_4 = 4f_0 \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} A_5 = \frac{2A}{5\pi} \quad \varphi_5 = -\frac{\pi}{2} \quad \text{pentru } f_5 = 5f_0 \\ A_6 = 0 \quad \varphi_6 = 0 \quad \text{pentru } f_6 = 6f_0 \quad \dots\dots \\ A_7 = -\frac{2A}{7\pi} \quad \varphi_7 = -\frac{\pi}{2} \quad \text{pentru } f_7 = 7f_0 \\ A_8 = 0 \quad \varphi_8 = 0 \quad \text{pentru } f_8 = 8f_0 \end{array} \right.$$

Reprezentarea grafică a spectrului de amplitudini este prezentată în figura 1.2 .

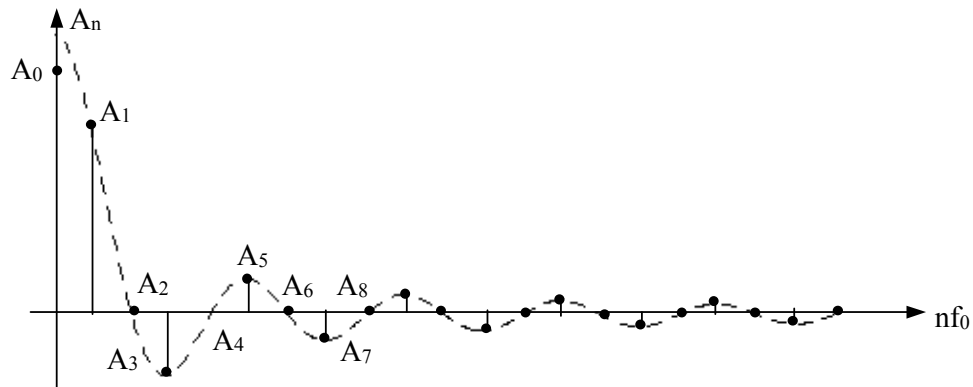


Fig. 1.2 Spectrul de amplitudini al semnalului periodic dreptunghiular

Reprezentarea grafică a modului spectrului de amplitudini și de fază este prezentată în figura 1.3

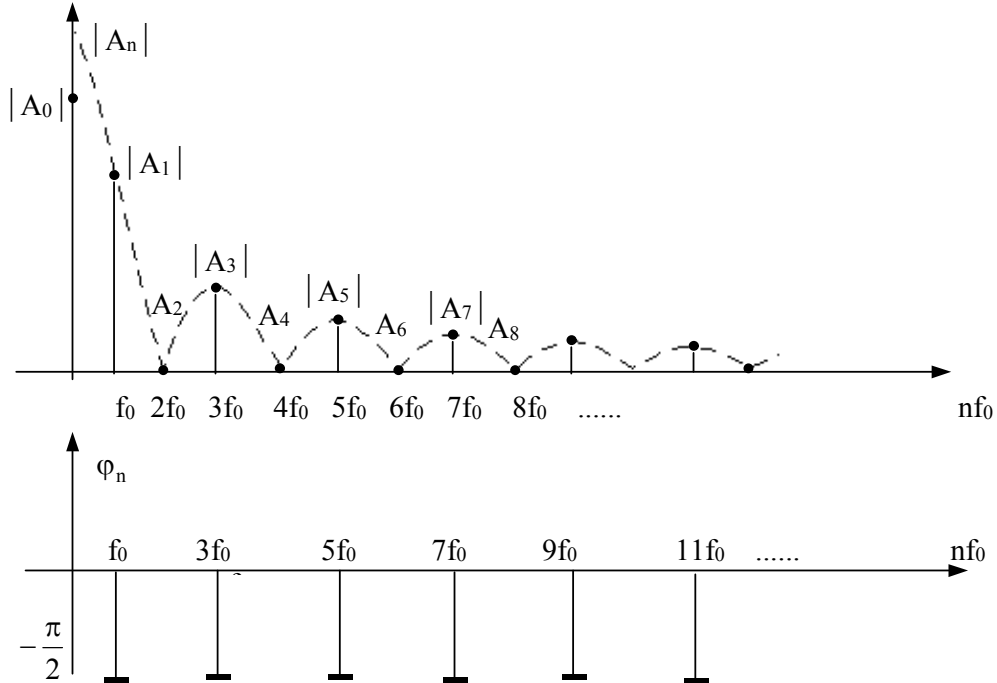


Fig.1.3 Modul spectrului de amplitudini și spectrul de fază ale semnalului periodic dreptunghiular

e) Din punct de vedere al calculului lărgimii de bandă a semnalului importantă este prima armonică nulă (primul punct de trecere prin zero al spectrului sau prima trecere prin zero a înfășurătoarei semnalului) , care se obține pentru  $m = 1$ .

Lărgimea de bandă este  $B = \left[ 1, \frac{f_0}{q} \right] [\text{Hz}]$ .

Numărul armonicelor cuprinse în bandă este  $\left[ \frac{1}{q} - 1 \right]$ .



f) Pentru a realiza simularea în *PSpice* trebuie să particularizăm caracteristicile electrice ale semnalului .

Considerăm  $A = 10V$  ,  $T = 2ms$  ,  $t_1 = 1ms$

*Programul scris în editorul Notepad este următorul :*

**Semnal periodic dreptunghiular**

**V I 1 0 PULSE(0V. 10V. 0ms. 0.1us. 0.1us. 0.9998ms. 2ms)**

**R 1 0 1K**

**.FOUR 500 10 V(1)**

**.TRAN 0.01ms 100ms**

**.PROBE**

**.END**

Reprezentarea în timp a semnalului este prezentată în *figura 1.4*.

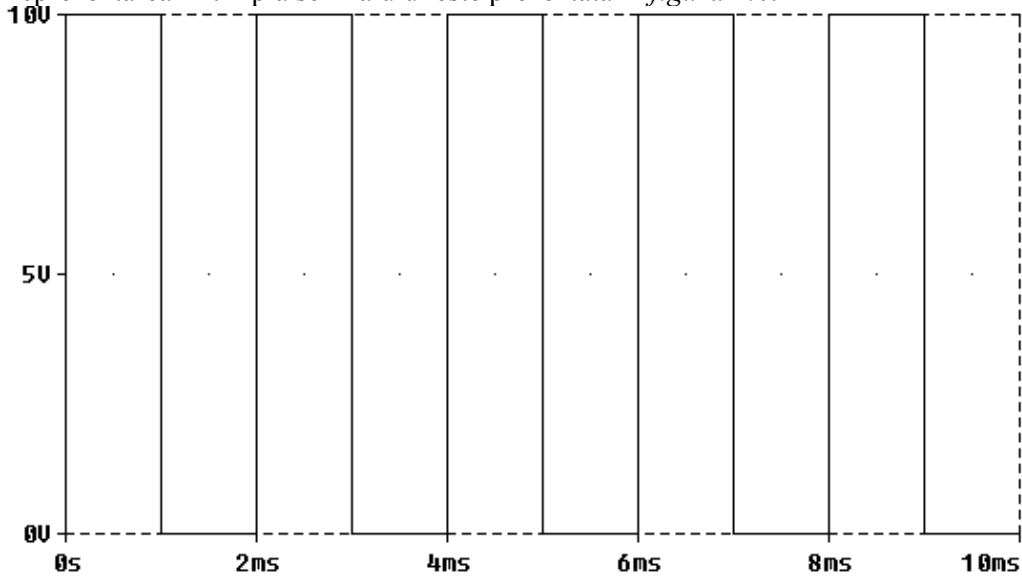


Fig.1.4 Reprezentarea în timp a semnalului periodic dreptunghiular obținută prin simulare

Observații asupra reprezentării spectrale a semnalelor periodice în *Pspice* :

Analiza Fourier se poate realiza utilizând trei posibilități

**A) Seria Fourier, utilizând comanda .FOUR într-un fișier scris în Notepad și analizat în PSpice .**

**B) Transformata Fourier , utilizând opțiunea corespunzătoare în utilitarul Probe.**

**C) Circuitul electric desenat în Schematics.**

A) În cazul de față instrucțiunea **.FOUR** apare în program , astfel :

**.FOUR < frecvență fundamentală > [ număr de armonici ] < variabila de ieșire >**

Frecvență fundamentală este :  $f_0 = 500 \text{ Hz}$  ( *trebuie în prealabil calculată* ) .

Analiza Fourier se face luând ca date de pornire rezultatele analizei regimului tranzitoriu de

pe ultimele  $\frac{1}{f_0} = \frac{1}{500\text{Hz}} = 2\text{ms}$  ale acesteia .

Durata analizei regimului tranzitoriu (determinată de **<momentul final>** din sintaxa

instucțiunii **.TRAN** ) trebuie să fie cel puțin  $\frac{1}{f_0} = \frac{1}{500\text{Hz}} = 2\text{ms}$ .

În cazul de față **< moment final > = 100ms**.

În fișierul de ieșire **NUME.OUT** apar următoarele rezultate.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(1)  
**DC COMPONENT = 4.979900E+00**

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+02	6.366E+00	1.000E+00	-3.618E-01	0.000E+00
2	<b>1.000E+03</b>	<b>4.021E-02</b>	6.316E-03	<b>-9.113E+01</b>	<b>-9.077E+01</b>
3	1.500E+03	2.122E+00	3.333E-01	-1.086E+00	-7.237E-01
4	<b>2.000E+03</b>	<b>4.023E-02</b>	6.320E-03	<b>-9.226E+01</b>	<b>-9.190E+01</b>
5	2.500E+03	1.273E+00	2.000E-01	-1.809E+00	-1.448E+00
6	<b>3.000E+03</b>	<b>4.027E-02</b>	6.326E-03	<b>-9.339E+01</b>	<b>-9.303E+01</b>
7	3.500E+03	9.094E-01	1.429E-01	-2.534E+00	-2.172E+00
8	<b>4.000E+03</b>	<b>4.033E-02</b>	6.334E-03	<b>-9.452E+01</b>	<b>-9.416E+01</b>
9	4.500E+03	7.073E-01	1.111E-01	-3.258E+00	-2.896E+00
10	<b>5.000E+03</b>	<b>4.040E-02</b>	6.346E-03	<b>-9.565E+01</b>	<b>-9.528E+01</b>

În linia de comandă **.FOUR** este precizat numărul de armonici ce se calculează (10)

Studiind acest fișier putem face următoarele observații :

1) Cum  $A = 10\text{V}$ ,  $q = \frac{1}{2}$  componenta continuă are valoarea  $A_0 = C_0 = qA = 5\text{V}$

Valoarea obținută prin simulare este **DC COMPONENT = 4.979900E+00 V**

2) Armonicile de ordin par sunt nule.  $A_{2k} = 0$ .

Observăm că amplitudinile armonicilor pare obținute prin simulare nu sunt nule. Valorile lor sunt aproximativ **4.0E-02 V**, foarte mici, putând fi considerate nule.

3) Armonicile de ordin impar au valoarea  $A_{2k+1} = \frac{2A}{(2k+1)\pi} \sin \frac{(2k+1)\pi}{2}$ ;  $k \in \mathbb{N}$

1<sup>o</sup> Armonica fundamentală (fundamentală) - ( la frecvența  $f = f_0 = 500\text{Hz}$ ,  $n = 1$   $k = 0$ )

$A_1 = \frac{2A}{\pi} \sin \frac{\pi}{2} = \frac{2A}{\pi} \cong 6.366\text{V}$ . Valoarea obținută prin simulare este **6.366E+00 V**

2<sup>o</sup> Armonica de ordinul trei - ( la frecvența  $f = 3f_0 = 1500\text{Hz}$ ,  $n = 3$   $k = 1$ )

$A_3 = \frac{2A}{3\pi} \sin \frac{3\pi}{2} = -\frac{2A}{3\pi} \cong 2.122\text{V}$ . Valoarea obținută prin simulare este **2.122E+00 V**

3<sup>o</sup> Armonica de ordinul cinci - ( la frecvența  $f = 5f_0 = 2500\text{Hz}$ ,  $n = 5$   $k = 2$ )

$A_5 = \frac{2A}{5\pi} \sin \frac{5\pi}{2} = \frac{2A}{5\pi} \cong 1.273\text{V}$ . Valoarea obținută prin simulare este **2.122E+00 V**

4<sup>o</sup> Armonica de ordinul șapte - ( la frecvența  $f = 7f_0 = 3500\text{Hz}$ ,  $n = 7$   $k = 3$ )

$A_7 = \frac{2A}{7\pi} \sin \frac{7\pi}{2} = -\frac{2A}{7\pi} \cong 0.909\text{V}$ . Valoarea obținută prin simulare este **9.094E-01 V**

5<sup>o</sup> Armonica de ordinul nouă - ( la frecvența  $f = 9f_0 = 4500\text{Hz}$ ,  $n = 9$   $k = 4$ )

$A_9 = \frac{2A}{9\pi} \sin \frac{9\pi}{2} = \frac{2A}{9\pi} \cong 0.707\text{V}$ . Valoarea obținută prin simulare este **7.073E-01 V**

.....  
 În acest fel am verificat teoretic rezultatele obținute prin simulare. Eroarea cea mai mare am obținut-o pentru calculul amplitudinilor armonicilor de ordin par ( teoretic nule).

4) Diferența de fază dintre două a armonici consecutive este de  $90^0$ . Valorile obținute prin

simulare sunt apropiate de această valoare.

**B) Transformata Fourier** este calculată de *Probe* folosind un algoritm de calcul rapid FFT(Fast Fourier Transformation) aplicat datelor rezultate în urma unei analize a regimului tranzitoriu.

*Observații:*

a) De data aceasta se utilizează toate datele din intervalul de timp ( < **momentul final** > , [ **momentul inițial** ] din sintaxa instrucțiunii **.TRAN** ) în care s-a făcut analiza regimului tranzitoriu .

b) Rezultatele analizei Fourier obținute prin FFT pentru semnale periodice sunt astfel ponderate încât să permită obținerea acelorași rezultate ca și în cazul comenzii **FOUR** ( serie Fourier).

c) În *Probe* se reprezintă doar  $|A_n|$  . Spre exemplu în cazul analizei unui semnal

dreptunghiular înfășurătoarea este de forma  $|\sin c x| = \left| \frac{\sin x}{x} \right|$ .

d) Un semnal sinusoidal de amplitudine  $x[V]$  și frecvență  $y[Hz]$  va fi transformat în domeniul frecvență într-un triunghi isoscel (în loc de segment de dreaptă) cu baza situată pe axa pe care se reprezintă frecvența . Înălțimea triunghiului este egală cu  $x[V]$  ( în cazul unui semnal nesinusoidal egală cu amplitudinea armonicii respective), baza triunghiului este axată pe frecvența de  $y[Hz]$  (în cazul unui semnal nesinusoidal egală cu frecvența armonicii respective) având lățimea bazei egală cu  $\frac{2}{T}$  ( T fiind durata analizei regimului tranzitoriu).

$\Delta f = \frac{1}{T}$  este rezoluția în frecvență .

Spectrul de amplitudini a semnalului este reprezentat în *figura 1.5*.

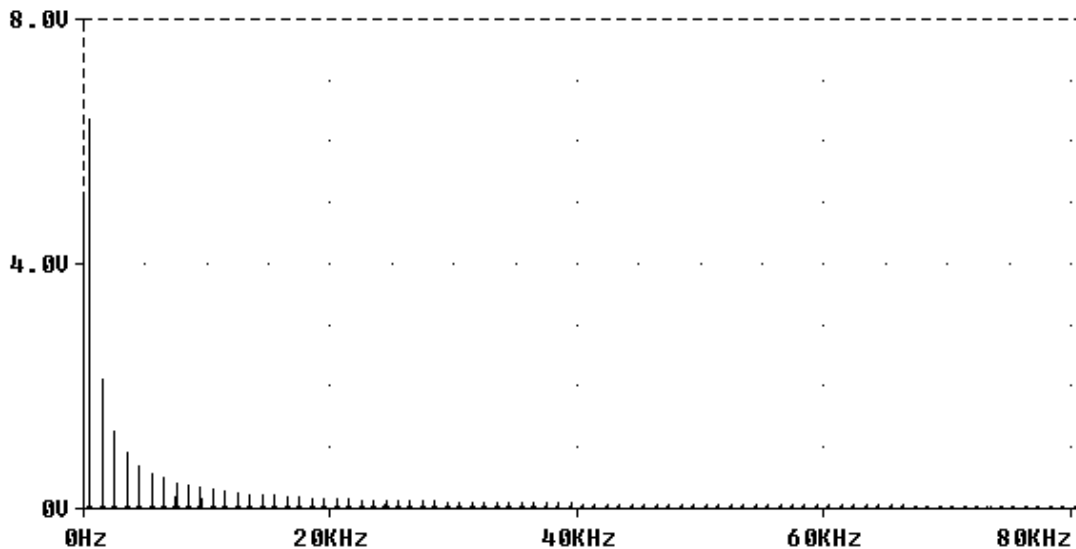


Fig.1.5. Modulul spectrului de amplitudini a semnalului dreptunghiular obținut cu ajutorul utilitarului *Probe*

Pentru a analiza mai bine spectrul de frecvență limităm superior domeniul frecvențelor afișate la 2kHz – *figura 1.6*.

Pe grafic se poate remarca observația 3).

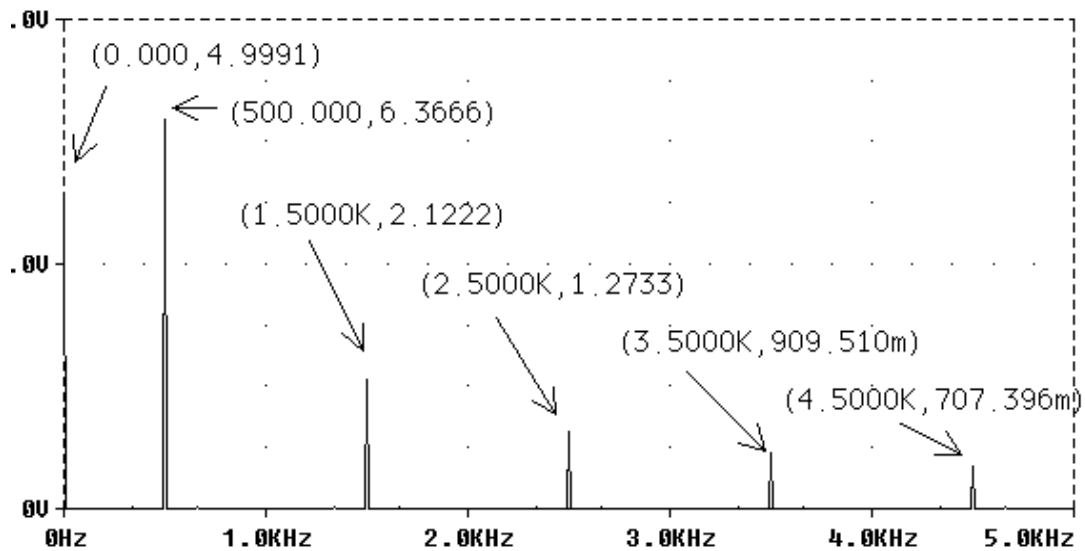


Fig.1.6 Spectrul de amplitudini a semnalului dreptunghiular ( limitat superior la 5 kHz )  
obținut cu ajutorul utilitarului *Probe*

Observăm că :

- 1) Armonicile de ordin par sunt nule.  $A_{2k} = 0$  (la frecvențele 1kHz , 2kHz , 3kHz , 4kHz..)
- 2) Amplitudinile armonicelor impare precum și valoarea componentei continue au valori foarte apropiate de cele obținute prin analiza programului și afișate în fișierul de ieșire **NUME.OUT**

Pentru a sesiza că într-adevăr în locul segmentelor de dreaptă ( ce simbolizează amplitudinea armonicii ) în *Probe* se reprezintă un triunghi isoscel restrângem domeniul frecvențelor afișate în jurul frecvenței de 1kHz- *figura 1.7*.

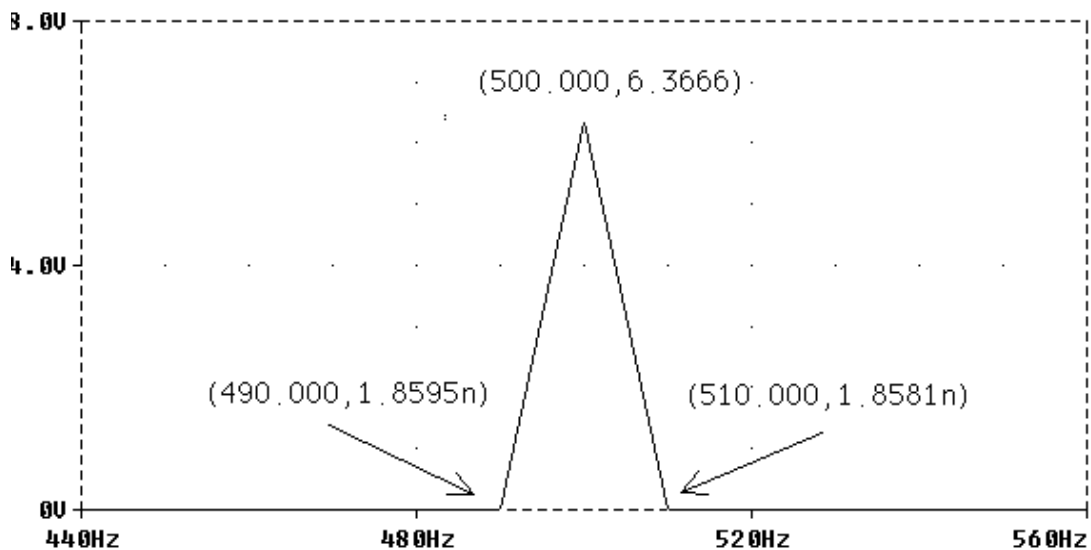


Fig.1.7 Reprezentarea detaliată a fundamentalei ( rezoluția în frecvență ,  $\Delta f = 10\text{Hz}$  )

Cum rezoluția în frecvență  $\Delta f = \frac{1}{T} = \frac{1}{100\text{ms}} = 10\text{Hz}$ , lățimea bazei triunghiului este egală

cu  $\frac{2}{T} = 20\text{Hz} = 510\text{Hz} - 490\text{Hz}$ .

Modificând durata analizei regimului tranzitoriu  $T=10\text{ms}$  rezoluția în frecvență

crește  $\Delta f = \frac{1}{T} = \frac{1}{10\text{ms}} = 100\text{Hz}$ , lățimea bazei triunghiului fiind egală cu  $2\Delta f = 200\text{Hz}$  -

vezi figura 1.8

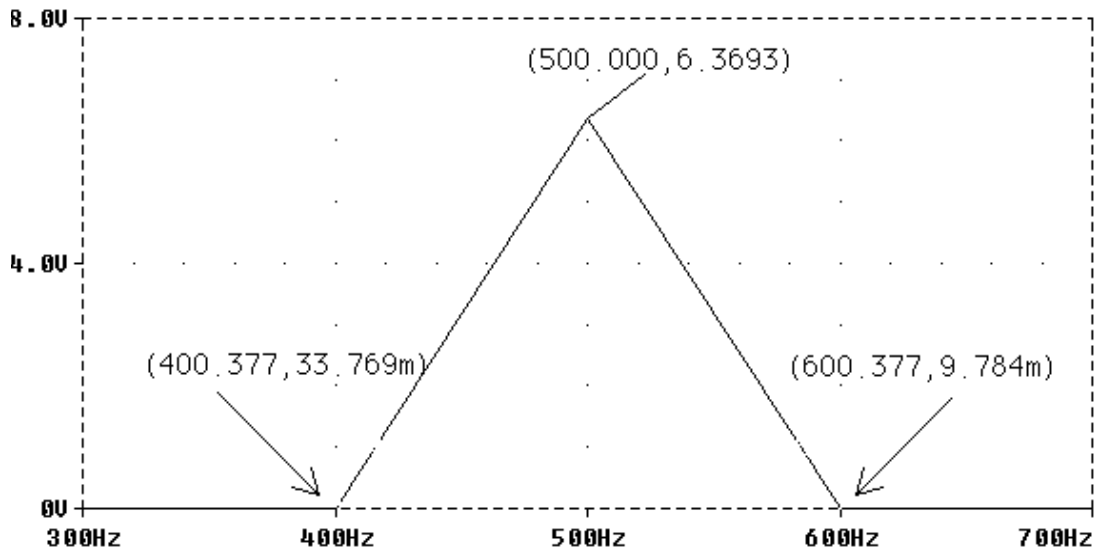


Fig 1.8. Reprezentarea detaliată a fundamentalei ( rezoluția în frecvență ,  $\Delta f = 100\text{Hz}$  )

Este deci preferabil ca durata analizei regimului tranzitoriu , T să fie cât mai mare .

C) Programul *Schematics* este un editor grafic de circuite ( scheme) care permite utilizatorului să-și deseneze circuitul într-o formă adecvată analizei *PSpice*.

Pentru a analiza semnalul dreptunghiular periodic schema necesară este prezentată în figura 1.9.

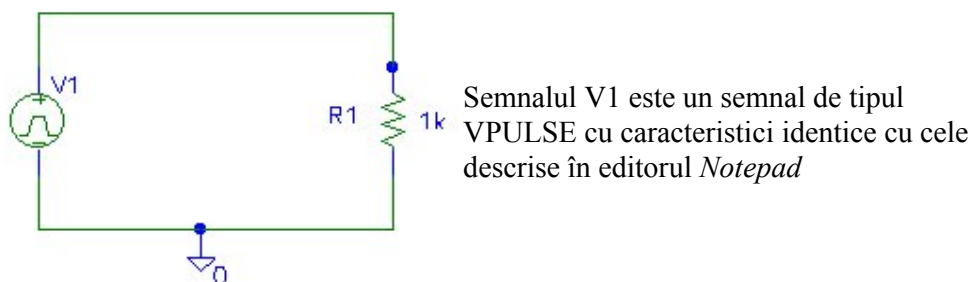


Fig.1.9 Schema electrică utilizată la analiza semnalul dreptunghiular periodic

Datorită faptului că s-a dorit o analiză a regimului tranzitoriu precum și o analiză Fourier fișierul de ieșire este următorul:

```

**** 05/07/99 09:00:40 ***** Evaluation PSpice (Jan 1993) *****
* C:\COSTEL\A.SCH
**** CIRCUIT DESCRIPTION
*****
* Schematics Version 5.3 - January 1993
* Fri May 07 09:00:39 1999
** Analysis setup **
.tran/OP 1us 100ms
.four 500hz 10 v([$N_0001])
* From [SCHEMATICS NETLIST] section of msim.ini:
.lib dc3eval.lib
.INC "C:\COSTEL\A.net"
**** INCLUDING C:\COSTEL\A.net ****
* Schematics Netlist *
V_V1 $N_0001 0
+PULSE 0v 10v 0.1us 0.1us 0.1us 0.9998ms 2ms
R_R1 0 $N_0001 1k
**** RESUMING C:\COSTEL\A.cir ****
.INC "C:\COSTEL\A.als"
**** INCLUDING C:\COSTEL\A.als ****
* Schematics Aliases *
.ALIASES
V_V1 V1(+= $N_0001 -=0)
R_R1 R1(1=0 2=$N_0001)
.ENDALIASES
**** RESUMING C:\COSTEL\A.cir ****
.probe
.END

```

```

**** 05/07/99 09:00:40 ***** Evaluation PSpice (Jan 1993) *****
* C:\COSTEL\A.SCH
**** INITIAL TRANSIENT SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C
*****
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
($N_0001) 0.0000
VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME CURRENT
V_V1 0.000E+00
TOTAL POWER DISSIPATION 0.00E+00 WATTS

```

```

**** 05/07/99 09:00:40 ***** Evaluation PSpice (Jan 1993) *****
* C:\COSTEL\A.SCH
**** OPERATING POINT INFORMATION TEMPERATURE = 27.000 DEG C
*****
**** 05/07/99 09:00:40 ***** Evaluation PSpice (Jan 1993) *****
* C:\COSTEL\A.SCH
**** FOURIER ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V($N_0001)
DC COMPONENT = 5.000000E+00

```

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+02	6.366E+00	1.000E+00	-9.000E-02	0.000E+00
2	<b>1.000E+03</b>	<b>2.603E-11</b>	4.089E-12	<b>-9.000E+01</b>	<b>-8.991E+01</b>
3	1.500E+03	2.122E+00	3.333E-01	-2.700E-01	-1.800E-01
4	<b>2.000E+03</b>	<b>2.603E-11</b>	4.089E-12	<b>-9.000E+01</b>	<b>-8.991E+01</b>
5	2.500E+03	1.273E+00	2.000E-01	-4.500E-01	-3.600E-01
6	<b>3.000E+03</b>	<b>2.603E-11</b>	4.089E-12	<b>-9.000E+01</b>	<b>-8.991E+01</b>
7	3.500E+03	9.095E-01	1.429E-01	-6.300E-01	-5.400E-01
8	<b>4.000E+03</b>	<b>2.603E-11</b>	4.089E-12	<b>-9.000E+01</b>	<b>-8.991E+01</b>
9	4.500E+03	7.074E-01	1.111E-01	-8.100E-01	-7.200E-01
10	<b>5.000E+03</b>	<b>2.603E-11</b>	4.089E-12	<b>-9.000E+01</b>	<b>-8.991E+01</b>

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.287984E+01 PERCENT  
JOB CONCLUDED  
TOTAL JOB TIME 414.46

Comparând rezultatele analizei Fourier ( obținute prin dezvoltarea în Serii Fourier ) cu cele obținute prin metodele anterioare se observă că acestea sunt mai apropiate de cele calculate teoretic .

Vizualizarea spectrului se poate obține prin *Probe* , ( spectrul obținut prin aplicarea **transformatei Fourier** datelor rezultate în urma unei analize a regimului tranzitoriu) *figura 1.10*.

Se observă că rezultatele obținute sunt **foarte apropiate** de cele obținute la punctul C

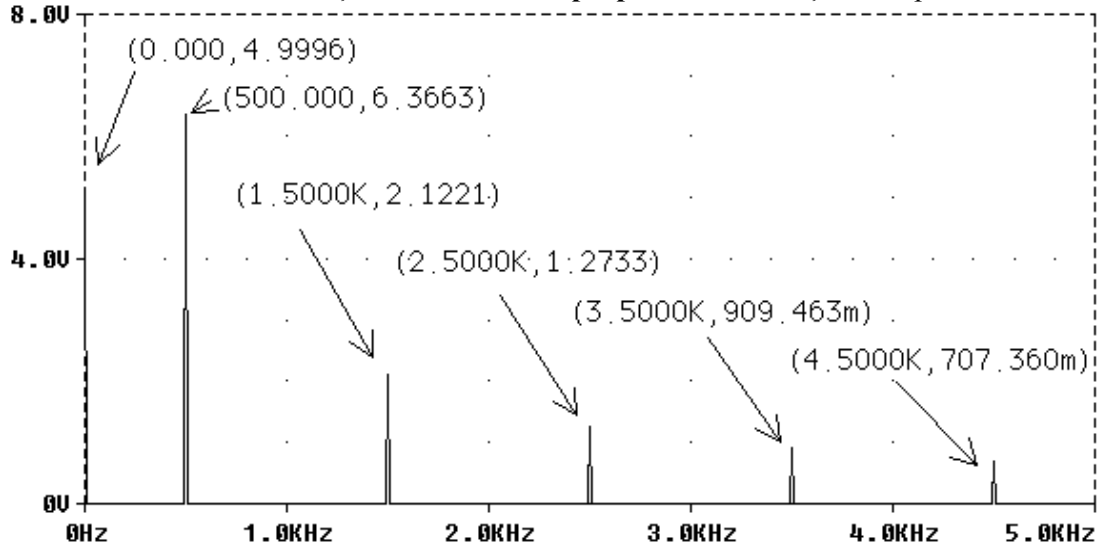


Fig. 1.10 Spectrul de amplitudini a semnalului dreptunghiular obținut cu ajutorul utilitarului *Probe* ( în urma analizei în *Schematics*)

#### 1.4. Desfășurarea lucrării :

Se vor analiza două semnale periodice dreptunghiulare cu următorii parametrii :

$$A_1 = A_2 = 10V , T_1 = T_2 = 2ms , q_1 = 0,25 , q_2 = 0,2 ;$$

- 1.4.1. Se calculează valorile amplitudinilor primelor zece armonici ale celor două semnale ;
- 1.4.2. Se determină analitic lărgimile de bandă a celor două semnale ;
- 1.4.3. Se scrie programul în editorul *Notepad* corespunzător primului semnal ;
- 1.4.4. Se compară valorile amplitudinilor armonicilor prezentate în fișierul de ieșire **NUME.OUT** cu cele obținute în urma calculelor de la pct. 1.4.1.;
- 1.4.5. Se vizualizează spectrul cu ajutorul utilitarului *Probe* ;
- 1.4.6. Se compară valorile amplitudinilor armonicilor obținute în *Probe* cu cele obținute în urma calculelor de la pct. 1.4.1.;
- 1.4.7. Se reiau pct. 1.4.3. – 1.4.6 pentru cel de -al doilea semnal ;

## 1.5. Conținutul referatului :

1.5.1. Expresiile matematice ale primelor zece armonici ale celor două semnale , obținute prin calcul matematic , precum și valorile lor numerice ;

1.5.2. Fișierele rezultate în urma simulării în *Pspice* ( **NUME CIR.** , **NUME OUT.** **NUME DAT.** ) salvate fie într-un director propriu ( de exemplu : 3Raa. , 3 Av. , 3Rdlc. ) fie pe dischetă ;

1.5.3. Concluzii desprinse în urma comparării spectrelor obținute prin metode diferite ( analitic și simulare) .



## LUCRAREA 2

### ANALIZA SPECTRALĂ A SEMNALELOR PERIODICE ( partea I)

#### 2.1. Scopul lucrării :

- Reprezentarea spectrului pentru următoarele semnale periodice , utilizând simularea în *Pspice*:
  - a) Funcția de comutație ;
  - b) Funcția triunghiular periodică , cu componentă continuă nulă ;
  - c) Funcția dinte de fierăstrău ;
- Determinarea lățimii de bandă a semnalelor ;

#### 2.2. Materiale și aparatură necesare :

Lucrarea de laborator se va desfășura cu ajutorul unui calculator personal ce are instalat programul *Pspice* ( versiunea 5.3 ) pentru mediul *Windows* .

#### 2.3. Considerații teoretice :

- a) Funcția de comutație - *figura 2.1*.

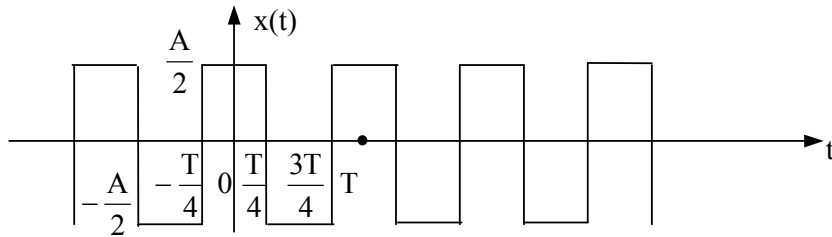


Fig 2.1 Funcția de comutație

Expresia matematică a semnalului este următoarea 
$$x(t) = \begin{cases} \frac{A}{2} & |t| < \frac{T}{4} \\ 0 & |t| > \frac{T}{4} \end{cases}$$

- b) Funcția triunghiular periodică , cu componentă continuă nulă – *figura 2.2*.

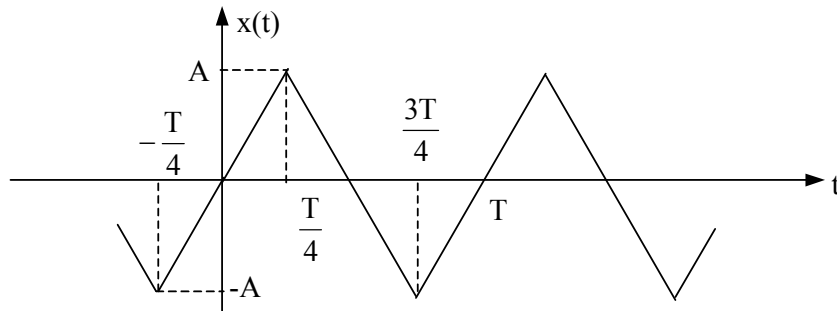


Fig.2.2 Funcția triunghiular periodică cu componentă continuă nulă

Expresia matematică a semnalului este următoarea :

$$x(t) = \begin{cases} \frac{4A}{T}t & |t| < \frac{T}{4} \\ -\frac{4A}{T}\left(t - \frac{T}{2}\right) & |t| > \frac{T}{4} \end{cases}$$

c) Funcția dinte de fierăstrău – figura 2.3.

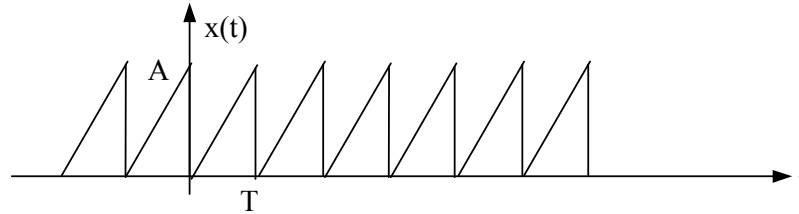


Fig.2.3 Funcția dinte de fierăstrău

Expresia matematică a semnalului este următoarea :

$$x(t) = \frac{A}{T} t \quad 0 < t < T$$

#### 2.4. Desfășurarea lucrării :

Se vor analiza două semnale periodice dreptunghiulare cu următorii parametrii :

$$A_1 = A_2 = 10V, T_1 = T_2 = 2ms, q_1 = 0,25, q_2 = 0,2 ;$$

2.4.1. Se realizează analiza spectrală ( analitică) a semnalelor conform algoritmului prezentat în LUCRAREA 1 ;

2.4.2. Se calculează valorile amplitudinilor primelor zece armonici și a lărgimii de bandă , pentru fiecare semnal

*Observație :*

*Valorile numerice ale parametrilor semnalelor rămân la alegerea studenților !*

2.4.3. Se scrie programul în editorul *Notepad* corespunzător primului semnal ( funcția de comutație)

2.4.4. Se compară valorile amplitudinilor armonicelor prezentate în fișierul de ieșire **NUME.OUT** cu cele obținute în urma calculelor de la pct. 2.4.2.;

2.4.5. Se vizualizează spectrul și se determină lărgimea de bandă cu ajutorul utilitarului *Probe*.

2.4.6. Se compară valorile amplitudinilor armonicelor și a benzii obținute în *Probe* cu cele obținute în urma calculelor de la pct. 2.4.2.;

2.4.7. Se reiau pct. 2.4.3. – 2.4.6 pentru cel de -al doilea semnal (funcția triunghiular periodică , cu componentă continuă nulă ) ;

2.4.8. Se reiau pct. 2.4.3. – 2.4.6 pentru cel de -al treilea semnal (funcția dinte de fierăstrău).

#### 2.5. Conținutul referatului :

2.5.1. Analiza spectrală a celor trei semnale , precum și reprezentările spectrelor , deduse pe cale analitică ;

2.5.2. Valorile amplitudinilor primelor zece armonici și a lărgimii de bandă , pentru cele trei semnale ;

2.5.3. Fișierele rezultate în urma simulării în *Pspice* ( **NUME CIR. , NUME OUT. NUME DAT.**  ) salvate fie într-un director propriu ( de exemplu : 3Raa. , 3 Av. , 3Rdlc. ) fie pe dischetă ;

2.5.4. Concluzii desprinse în urma comparării spectrelor obținute prin metode diferite ( analitic și simulare) .

## LUCRAREA 3

### ANALIZA SPECTRALĂ A SEMNALELOR PERIODICE ( partea II )

#### 3.1. Scopul lucrării :

- Reprezentarea spectrului pentru următoarele semnale periodice , utilizând simularea în *Pspice*:

- Sinusoidă redresată monoalternanță ;
  - Sinusoidă redresată în dublă alternanță ;
- Determinarea lățimii de bandă a semnalelor .

#### 3.2. Materiale și aparatură necesare :

Lucrarea de laborator se va desfășura cu ajutorul unui calculator personal ce are instalat programul *Pspice* ( versiunea 5.3 ) pentru mediul *Windows*

#### 3.3. Considerații teoretice :

a) Sinusoidă redresată monoalternanță – figura 3.1.

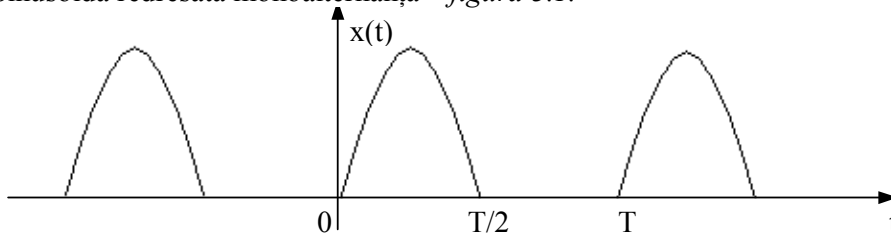


Fig.3.1 Funcția (semnalul ) sinusoidă redresată monoalternanță

Expresia matematică a semnalului este următoarea :

$$x(t) = \begin{cases} A \sin(\omega_0 t) & 0 < t < \frac{T}{2} \\ 0 & \frac{T}{2} < t < T \end{cases}$$

b) Sinusoidă redresată în dublă alternanță – figura 3.2.

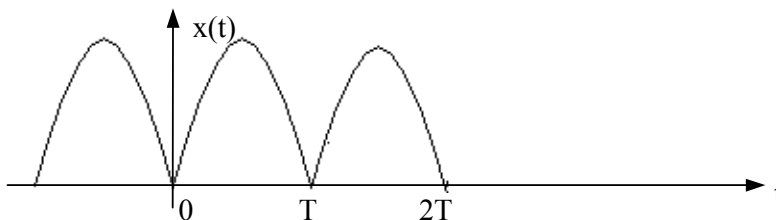


Fig.3.2 Funcția (semnalul ) sinusoidă redresată în dublă alternanță

Expresia matematică a semnalului este următoarea :

$$x(t) = A \sin(\omega_0 t) \quad 0 < t < T$$

unde , **Atenție** ,  $\omega_0 = \frac{\pi}{T}$

*Observație :*

Deoarece analiza spectrală și simularea în *Pspice* a semnalului redresat monoalternanță poate ridica unele probleme , prezentăm în continuare un model de calcul :

$$\text{S.F.A. } x(t) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos(n \omega_0 t + \varphi_n) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n \omega_0 t + \varphi_n)$$

Funcția nu este nici pară nici impară

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} A \sin(\omega_0 t) dt = \frac{A}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \sin(\omega_0 t) dt = \frac{A}{\pi}$$

$$C_n = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} x(t) \cos(n \omega t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} A \sin(\omega_0 t) \cos(n \omega_0 t) dt = \frac{2A}{T} I$$

Calculăm I

$$\begin{aligned} I &= \int_0^{\frac{T}{2}} \sin(\omega_0 t) \cos(n \omega_0 t) dt = \frac{1}{n \omega_0} \int_0^{\frac{T}{2}} \sin(\omega_0 t) [\sin(n \omega_0 t)]' dt = \frac{1}{n \omega_0} \left[ \left( \sin(\omega_0 t) \sin(n \omega_0 t) \right) \Big|_0^{\frac{T}{2}} - \right. \\ &\quad \left. - \omega_0 \int_0^{\frac{T}{2}} \cos(\omega_0 t) \sin(n \omega_0 t) dt \right] = \frac{1}{n \omega_0} \left[ (\sin \pi \sin n \pi - 0) - \omega_0 \int_0^{\frac{T}{2}} \cos(\omega_0 t) \sin(n \omega_0 t) dt \right] = \\ &= -\frac{1}{n} \int_0^{\frac{T}{2}} \cos(\omega_0 t) \sin(n \omega_0 t) dt = -\frac{1}{n^2 \omega_0} \int_0^{\frac{T}{2}} \cos(\omega_0 t) [\cos(n \omega_0 t)]' dt = \\ &= -\frac{1}{n^2 \omega_0} \left[ (\cos \pi \cos n \pi - 1) + \omega_0 \int_0^{\frac{T}{2}} \sin(\omega_0 t) \cos(n \omega_0 t) dt \right] = -\frac{1}{n^2 \omega_0} [1 + (-1)^n] + \frac{1}{n^2} I \end{aligned}$$

$$\text{Deci } I = \frac{1 + (-1)^n}{\omega_0 (1 - n^2)}$$

$$\text{și } C_n = A \frac{1 + (-1)^n}{\pi (1 - n^2)} = \begin{cases} \frac{2A}{\pi [1 - (2k)^2]} & n = 2k \quad n \in \mathbb{N}^* \\ 0 & n = 2k + 1 \quad n \in \mathbb{N} \end{cases}$$

Observăm că pentru  $n=1$  apare o nedeterminare de tipul  $\frac{0}{0}$ .

Vom calcula valoarea lui  $C_n$  pentru  $n=1$ .

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} x(t) \cos(\omega t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} A \sin(\omega_0 t) \cos(\omega_0 t) dt = \frac{A}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \sin(2 \omega_0 t) dt = \\ &= -\frac{A}{T} \frac{1}{2 \omega_0} \left[ \cos(2 \omega_0 t) \right]_0^{\frac{T}{2}} = -\frac{A}{4 \pi} [\cos 2 \pi - 1] = 0 \end{aligned}$$

Deci :

$$\begin{cases} C_1 = 0, & \text{la } f_1 = f_0 \\ C_2 = -\frac{2A}{3\pi}, & \text{la } f_2 = 2f_0 \\ C_3 = 0 & \text{la } f_3 = 3f_0 \\ C_4 = -\frac{2A}{15\pi}, & \text{la } f_4 = 4f_0 \end{cases} \begin{cases} C_5 = 0 & \text{la } f_5 = 5f_0 \\ C_6 = -\frac{2A}{35\pi}, & \text{la } f_6 = 6f_0 \\ C_7 = 0 & \text{la } f_7 = 7f_0 \\ C_8 = -\frac{2A}{63\pi}, & \text{la } f_8 = 8f_0 \end{cases}$$

$$\begin{aligned} S_n &= \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} x(t) \sin(n\omega_0 t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} A \sin(\omega_0 t) \sin(n\omega_0 t) dt = \frac{A}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \cos(n-1)\omega_0 t dt - \\ &- \frac{A}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \cos(n+1)\omega_0 t dt = \frac{A}{T\omega_0} \left[ \frac{1}{n-1} \left( \sin(n-1)\omega_0 t \Big|_0^{\frac{T}{2}} \right) - \frac{1}{n+1} \left( \sin(n+1)\omega_0 t \Big|_0^{\frac{T}{2}} \right) \right] = \\ &= \frac{A}{2\pi} \left[ \frac{1}{n-1} \sin \pi(n-1) - \frac{1}{n+1} \sin \pi(n+1) \right] \end{aligned}$$

Observăm că pentru  $\forall n \in \mathbb{N} - \{1\} \Rightarrow S_n = 0$ .

Pentru  $n=1$  apare o nedeterminare de tipul  $\frac{0}{0}$ .

$$S_1 = \frac{A}{2\pi} \left[ \frac{\sin(0)}{0} - 0 \right]$$

Vom calcula valoarea lui  $S_n$  pentru  $n=1$ .

$$S_1 = \frac{2A}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \sin^2(\omega_0 t) dt = \frac{A}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} [1 - \cos(2\omega_0 t)] dt = \frac{A}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} dt - \frac{A}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \cos(2\omega_0 t) dt = \frac{A}{2}$$

Obținem că :

$$\begin{cases} |A_1| = \sqrt{C_1^2 + S_1^2} = S_1 = \frac{A}{2}, & \text{la } f_1 = f_0 \\ |A_2| = \sqrt{C_2^2 + S_2^2} = C_2 = \frac{2A}{3\pi}, & \text{la } f_2 = 2f_0 \\ |A_3| = \sqrt{C_3^2 + S_3^2} = 0 & \text{la } f_3 = 3f_0 \\ |A_4| = \sqrt{C_4^2 + S_4^2} = C_4 = \frac{2A}{15\pi}, & \text{la } f_4 = 4f_0 \end{cases} \begin{cases} |A_5| = \sqrt{C_5^2 + S_5^2} = 0 & \text{la } f_5 = 5f_0 \\ |A_6| = \sqrt{C_6^2 + S_6^2} = C_6 = \frac{2A}{35\pi}, & \text{la } f_6 = 6f_0 \\ |A_7| = \sqrt{C_7^2 + S_7^2} = 0 & \text{la } f_7 = 7f_0 \\ |A_8| = \sqrt{C_8^2 + S_8^2} = C_8 = \frac{2A}{15\pi}, & \text{la } f_8 = 8f_0 \end{cases}$$

$$\varphi_n = -\arctg \frac{S_n}{C_n} = \begin{cases} -\frac{\pi}{2} & n=1 \\ 0 & n \in \mathbb{N}^* \end{cases}$$

$$\text{Deci } A_1 = \frac{A}{2}, A_{2k+1} = 0 \quad k \in \mathbb{N}^* \quad A_{2k} = C_{2k} = \frac{2A}{\pi(4n^2 - 1)} \quad k \in \mathbb{N}^*$$

$$\text{și } x(t) = \frac{A}{\pi} + \frac{A}{2} \sin(\omega_0 t) - \frac{2A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{4n^2 - 1} \cos(2n\omega_0 t)$$

Reprezentarea spectrală este prezentată în figura 3.3

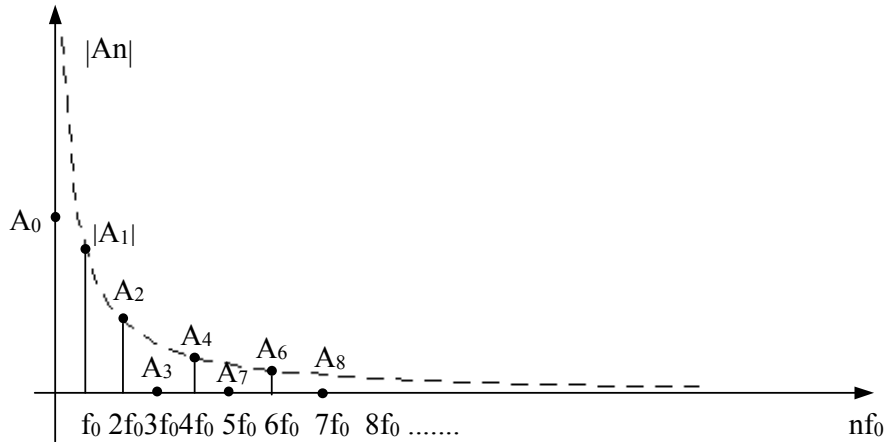


Fig.3.3 Reprezentarea spectrală  $A_n = f(f)$  a semnalului sinusoidă redresată monoalternanță

Pentru a realiza simularea în *PSpice* trebuie să particularizăm caracteristicile electrice ale semnalului .

Considerăm  $A = 10V$  ,  $f_0 = 50Hz$

*Programul scris în editorul Notepad este următorul :*

```

Redresor monoalternanță
V1 1 0 SIN(0V 10V 50Hz)
DR 1 2 DINT
R1 2 0 1K
.MODEL DINT D
.TRAN 0.1ms 100ms 0ms 0.1ms
.FOUR 50Hz 10 V(2)
.PROBE
.END

```

În fișierul de ieșire NUME.OUT apar următoarele rezultate.:

```

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(2)
DC COMPONENT = 2.843430E+00

```

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE ( DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	4.552E+00	1.000E+00	1.522E-03	0.000E+00
2	1.000E+02	2.094E+00	4.600E-01	-9.000E+01	-9.000E+01
3	<b>1.500E+02</b>	<b>1.399E-01</b>	3.074E-02	1.799E+02	1.799E+02
4	2.000E+02	4.036E-01	8.867E-02	-8.999E+01	-8.999E+01
5	<b>2.500E+02</b>	<b>8.045E-02</b>	1.767E-02	1.799E+02	1.799E+02
6	3.000E+02	1.640E-01	3.603E-02	-8.999E+01	-8.999E+01
7	<b>3.500E+02</b>	<b>5.519E-02</b>	1.212E-02	1.798E+02	1.798E+02
8	4.000E+02	8.479E-02	1.863E-02	-8.995E+01	-8.995E+01
9	<b>4.500E+02</b>	<b>4.110E-02</b>	9.029E-03	1.798E+02	1.798E+02
10	5.000E+02	4.921E-02	1.081E-02	-8.992E+01	-8.992E+01

Reprezentarea în timp a semnalelor (neredresat și redresat monoalternanță) este prezentată în figura 3.4.

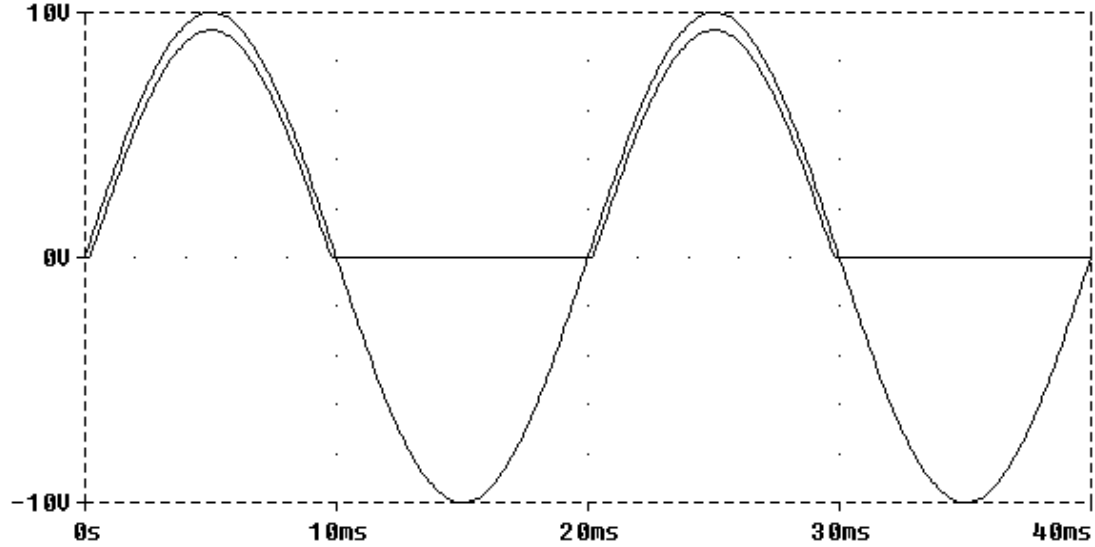


Fig. 3.4 Reprezentarea în timp a semnalelor neredresat și redresat monoalternanță obținută în urma simulării

Spectrul de amplitudini a semnalului este reprezentat în figura 3.5

Pentru a observa mai bine spectrul de frecvență limităm superior domeniul frecvențelor afișate la 800Hz .

Se pot compara amplitudinile armonicelor afișate în fișierul de ieșire **NUME.OUT** cu cele obținute prin *Probe* .

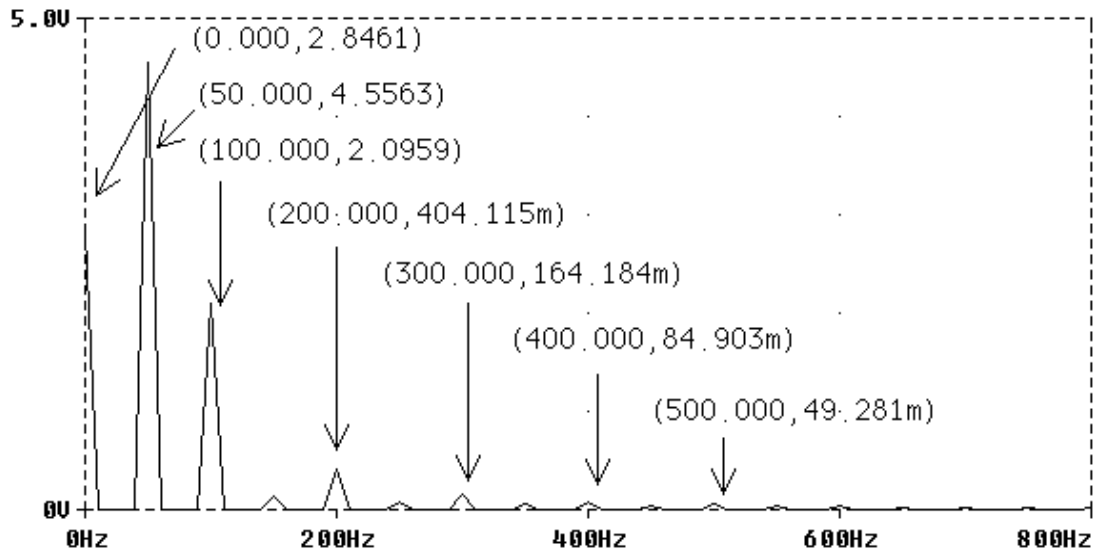


Fig. 3.5. Spectrul de amplitudini a semnalului redresat monoalternanță ( limitat superior la 800 kHz ) obținut cu ajutorul utilitarului *Probe*

### 3.4. Desfășurarea lucrării :

Se vor analiza semnalele periodice cu următorii parametri :

- a) Sinusoidă redresată monoalternanță ;  $A = 5V$  ,  $f_0 = 1kHz$
- b) Sinusoidă redresată în dublă alternanță ;  $A = 5V$  ,  $f_0 = 1kHz$

3.4.1. Se realizează analiza spectrală ( analitică ) a semnalului redresat în dublă alternanță conform algoritmului prezentat în LUCRAREA 1.

*Important!*

*Se compară cele două spectre ( al semnalului redresat monoalternanță și al semnalului redresat bialternanță ) din punct de vedere al existenței armonicii fundamentale .*

3.4.2. Se calculează valorile amplitudinilor primelor zece armonici și a lărgimii de bandă , pentru fiecare semnal ;

3.4.3. Se desenează schema electrică necesară analizei spectrale a primului semnal , utilizând simularea în *PSpice* .

3.4.4. Se scrie programul în editorul *Notepad* corespunzător primului semnal ( sinusoidă redresată monoalternanță ) ;

3.4.5. Se compară valorile amplitudinilor armonicilor prezentate în fișierul de ieșire **NUME.OUT** cu cele obținute în urma calculelor de la pct. 3.4.2.;

3.4.6. Se vizualizează spectrul și se determină lărgimea de bandă cu ajutorul utilitarului *Probe* ;

3.4.7. Se compară valorile amplitudinilor armonicilor și a benzii obținute în *Probe* cu cele obținute în urma calculelor de la pct. 3.4.2.;

3.4.8. Se reiau pct. 3.4.3. – 3.4.7 pentru cel de -al doilea semnal ( sinusoidă redresată în dublă alternanță )

### 3. 5. Conținutul referatului :

3.5.1. Analiza spectrală a sinusoidei redresate în dublă alternanță , precum și reprezentarea spectrului , dedusă pe cale analitică ;

3.5.2. Valorile amplitudinilor primelor zece armonici și a lărgimii de bandă , pentru cele două semnale ;

3.5.3. Fișierele rezultate în urma simulării în *Pspice* ( **NUME CIR.** , **NUME OUT.** **NUME DAT.** ) salvează fie într-un director propriu ( de exemplu : 3Raa. , 3 Av. , 3Rdlc. ) fie pe dischetă ;

3.5.4. Concluzii desprinse în urma comparării spectrelor obținute prin metode diferite ( analitic și simulare ) ;



## LUCRAREA 4

### ANALIZA SPECTRALĂ A IMPULSULUI VIDEO

#### 4.1. Scopul lucrării :

- Reprezentarea spectrului impulsului video , utilizând simularea în *Pspice*;
- Determinarea lăţimii de bandă a semnalului ;
- Influenţa duratei impulsului asupra benzii ;

#### 4.2. Materiale şi aparatură necesare :

Lucrarea de laborator se va desfăşura cu ajutorul unui calculator personal ce are instalat programul *Pspice* ( versiunea 5.3 ) pentru mediul *Windows*

#### 4.3. Consideraţii teoretice :

a) Reprezentarea grafică şi expresia matematică a impulsului video sunt prezentate în figura 4.1.

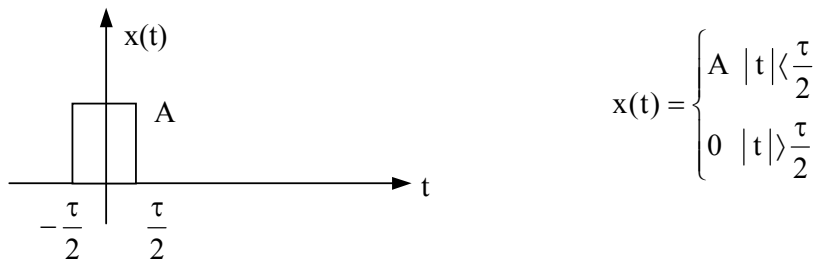


Fig.4.1 Impulsul video ( simetric )

Cum  $x(t) = x(-t) \Rightarrow x(t)$  e pară . Deci  $X(j\omega) = A(\omega)$  unde :

$$A(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cos \omega t dt = \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} A \cos \omega t dt = 2A \int_0^{\frac{\tau}{2}} \cos \omega t dt = \frac{2A}{\omega} \sin \frac{\omega \tau}{2} = \tau A \operatorname{sinc} \frac{\omega \tau}{2}$$

iar funcţia de densitate spectrală este:  $X(j\omega) = A(\omega) = A\tau \operatorname{sinc} \frac{\omega \tau}{2}$

şi modulul densităţii spectrale de amplitudine este :  $|X(j\omega)| = \left| \tau A \operatorname{sinc} \frac{\omega \tau}{2} \right|$

Reprezentare grafică a densităţii spectrale de amplitudine este prezentată în figura 4.2

În cazul acestui semnal se consideră că lărgimea lui de bandă se întinde de la zero până la prima frecvenţă la care spectrul de amplitudini se anulează .

$$X(j\omega) = A\tau \operatorname{sinc} \frac{\omega \tau}{2} = 0 \Rightarrow \sin \frac{\omega \tau}{2} = 0 \Rightarrow \frac{\omega \tau}{2} = k\pi \Rightarrow \omega = \frac{2k\pi}{\tau} \Rightarrow f = \frac{k}{\tau} \quad k \in \mathbb{N}$$

$$\text{Deci } B = \left[ 0, \frac{1}{\tau} \right] [\text{Hz}]$$

*Observație:*

- Banda ( lărgimea de bandă ) depinde doar de durata impulsului .
- Cu cât durata impulsului este mai mare cu atât banda de frecvență este mai mică ( îngustă ) și amplitudinea spectrală mai mare .
- Cu cât durata impulsului este mai mică cu atât banda de frecvență este mai mare ( largă ) și amplitudinea spectrală mai mică .

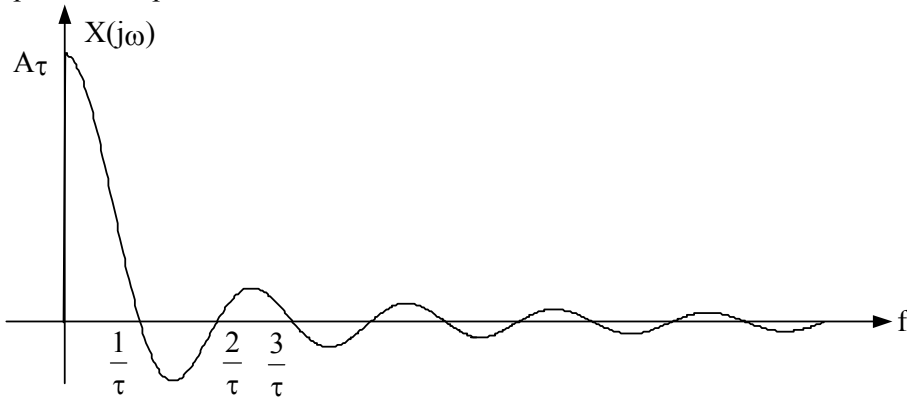
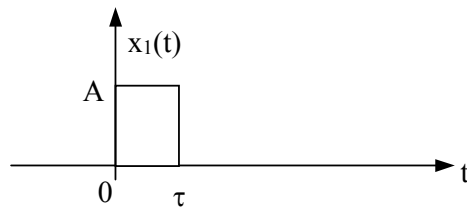


Fig.4.2 Densitatea spectrală de amplitudine a impulsului video ( simetric )

În cazul în care analizăm un impuls video - vezi *figura 4.3* - ce își păstrează nemodificate valorile amplitudinii și duratei fiind doar întârziat în timp obținem următoarele rezultate :



$$x_1(t) = \begin{cases} A & 0 < t < \tau \\ 0 & t > \tau \end{cases}$$

Fig.4.3 Impulsul video

$$X_1(j\omega) = A(\omega) - j B(\omega) \quad \text{unde} \quad A(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cos \omega t dt; B(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \sin \omega t dt;$$

și deci

$$A(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cos \omega t dt = \int_0^{\tau} A \cos \omega t dt = \frac{A}{\omega} \sin \omega \tau, B(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \sin \omega t dt = \\ = \int_0^{\tau} A \sin \omega t dt = -\frac{A}{\omega} (\cos \omega \tau - 1)$$

iar modulul densității spectrale:

$$|X_1(j\omega)| = \sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)} = \left| \tau A \operatorname{sinc} \frac{\omega \tau}{2} \right|$$

*Observație :*

- Modulul densității spectrale de amplitudine pentru cele două semnale este identic . Deci oricare două semnale care diferă doar prin *întârziere în timp* , au modulele densităților spectrale de amplitudine *egale* .
- Banda de frecvență pentru cele două semnale este *aceeași* .
- Diferența dintre cele două semnale din punct de vedere a analizei spectrale constă în *spectrul de fază* .

Reprezentarea grafică a modulului densității spectrale de amplitudine este prezentată în figura 4.4

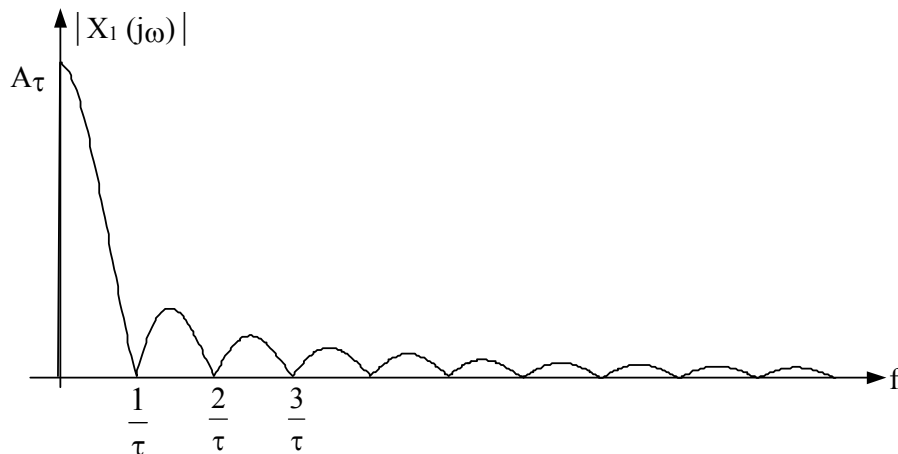


Fig.4.4 Modulul densității spectrale de amplitudine a impulsului video

Pentru a realiza analiza în *Pspice* , particularizăm impulsul conform figurii 4.5

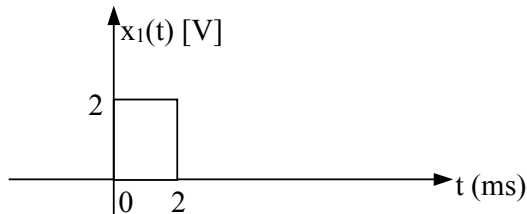


Fig.4.5 Impulsul video obținut în urma simulării

Programul scris în editorul Notepad este următorul :

**impuls video**

**VI 1 0 PWL(0ms,0v 0.06us,2v 2.0ms,2v 2.00006ms 0v 100ms,0v)**

**R1 0 1K**

**.TRAN 1ms 100ms 0ms 0.1ms**

**.PROBE**

**.END**

Reprezentare grafică a modulului densității spectrale de amplitudine este prezentată în figura 4.6

Observații asupra simulării analizei Fourier în *PSpice*:

- Curba obținută este de tipul  $|X(j\omega)| = \left| \tau A \operatorname{sinc} \frac{\omega\tau}{2} \right|$  , deci este reprezentat *modulul densității spectrale de amplitudine* ( în *PSpice* nu se poate reprezenta *sinc x* ci doar *modulul acestei funcții* ) .
- Valoarea maximă a transformatei Fourier este  $A\tau = 2V \cdot 2ms = 4mV$  (măsurat 78,114 mV) , care înmulțită cu factorul de corecție  $\frac{T}{2} = \frac{0,1s}{2}$  dă o valoare (3,9057 mV) apropiată de cea teoretică .

c) Valoarea maximă apare la frecvența de 10 Hz , care reprezintă *rezoluția* în domeniul

$$\text{frecvență } \Delta f = \frac{1}{T} = \frac{1}{100\text{ms}} = 10\text{Hz}$$

d) Primul punct de trecere prin zero ( care ne dă informații asupra lărgimii de bandă ) are loc

la frecvența  $f = \frac{1}{\tau} = 500\text{Hz}$ . Deci , din valoarea indicată pe grafic 510 Hz trebuie scăzută rezoluția (10Hz)

e) Scopul principal al simulării în *PSpice* fiind obținerea unor informații *calitative* (forma grafică a reprezentării modului densității spectrale de amplitudine ) nu ne interesează atât de mult valorile absolute ale amplitudinilor. Din această cauză încercăm să obținem o *rezoluție cât mai mică , adică T cât mai mare* ( în instrucțiunea **.TRAN** ) .

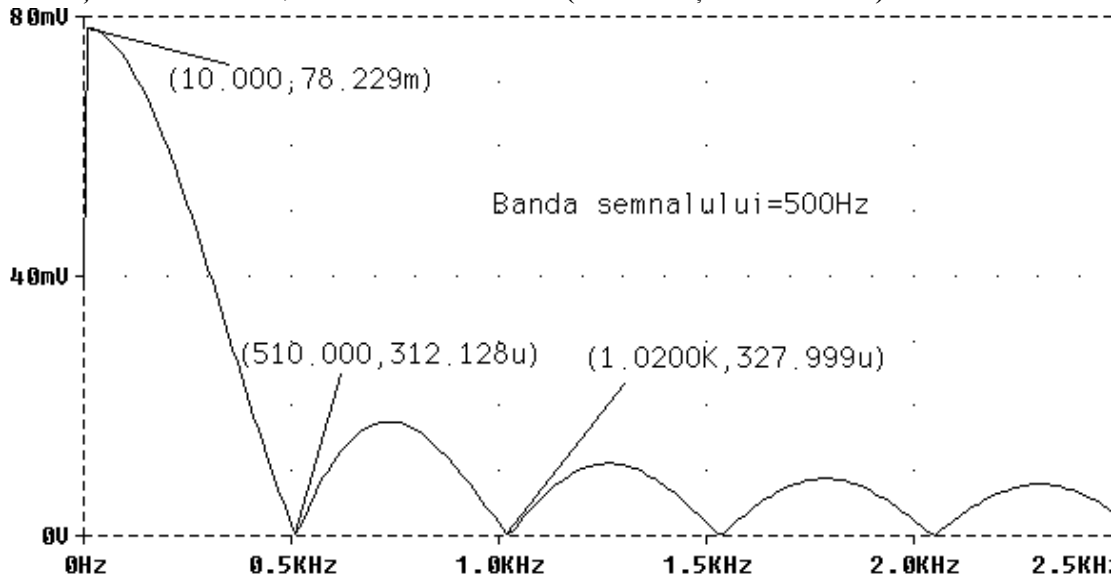


Fig.4.6 Modulul densității spectrale de amplitudine a impulsului video obținut cu ajutorul utilitarului *Probe*

Pentru a compara banda a două impulsuri video de aceeași amplitudine și durată diferită , considerăm exemplul :  $\tau_1 = 2\text{ms}$  ,  $\tau_2 = 4\text{ms}$

Conform observației precedente avem că :

Lărgimea de bandă a semnalului se întinde de la zero până la prima frecvență la care

spectrul de amplitudini se anulează adică ,  $B = \left[ 0, \frac{1}{\tau} \right] [\text{Hz}]$

Deci :

$$B_1 = \left[ 0, \frac{1}{\tau_1} \right] = 500\text{Hz}$$

$$B_2 = \left[ 0, \frac{1}{\tau_2} \right] = 250\text{Hz}$$

adică  $B_1 = 2B_2$

Folosind *PSpice* pentru analiza semnalelor de mai sus obținem următoarele rezultate :

Programul scris în editorul *Notepad* este următorul :

**comparație bandă impulsuri video**

**V1 1 0 PULSE (0v 1V. 1ms. 0.02us. 0.02us. {t} 6ms)**

**R1 1 0 1K**

**.PARAM t=2ms**

**.STEP PARAM t 2ms 4ms 2ms**

**V2 2 0 PWL(0ms,0v 0.06us,2v 5.0ms,2v 5.00006ms,0v 100ms,0v)**

**R2 2 0 1K**

**E3 3 0 POLY (2) 1 0 2 0 0.0 0.0 0.0 0.0 1.0**

**R3 3 0 1K**

**.TRAN 1ms 100ms**

**.PROBE**

**.END**

Reprezentare grafică a modului densității spectrale de amplitudine este prezentată în figura 4.7

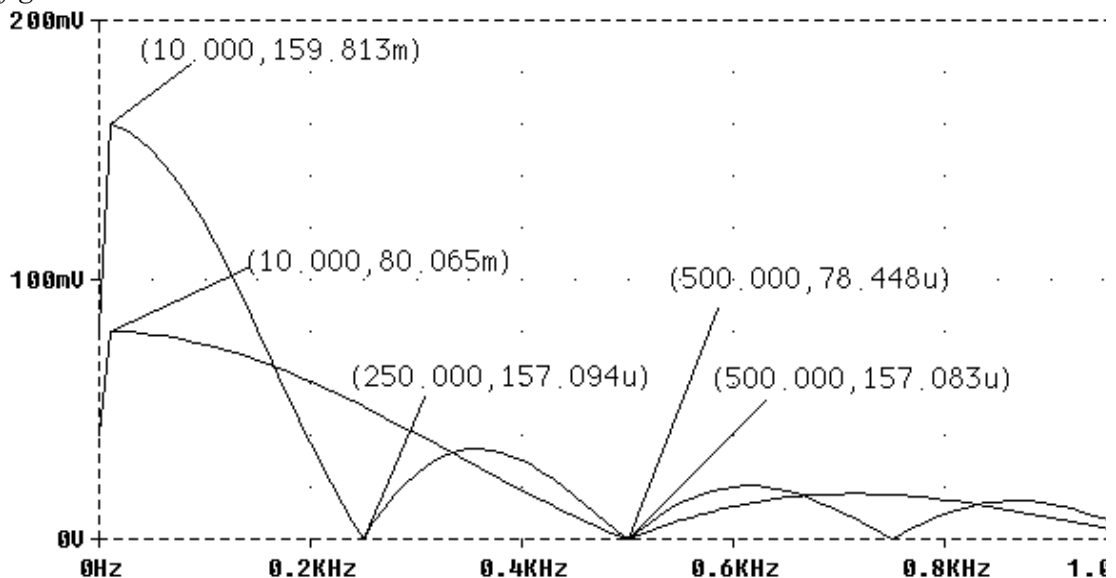


Fig.4.7 Modulul densității spectrale de amplitudine a două impulsuri video obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

#### 4.4. Desfășurarea lucrării :

Se vor analiza impulsurile video cu următorii parametrii :

a)  $x_1(t)$  ;  $A_1=5V$  ,  $\tau_1 = 5ms$

b)  $x_2(t)$  ;  $A_2=5V$  ,  $\tau_2 = 10ms$

4.4.1. Se reprezintă grafic modulul densității spectrale de amplitudine , pentru cele două impulsuri conform modelului teoretic de la pct. 4.3.

4.4.2. Se calculează lărgimea de bandă pentru fiecare semnal ;

4.4.3. Se scrie programul în editorul *Notepad* corespunzător analizei primului semnal ;

4.4.4. Se vizualizează spectrul și se determină lărgimea de bandă cu ajutorul utilitarului *Probe* ;

4.4.5. Se compară valorile benzilor obținute în *Probe* cu cele obținute în urma calculelor de la pct. 4.4.2.;

4.4.6. Se reiau pct. 4.4.3. – 4.4.5 pentru cel de -al doilea semnal ;

#### **4.5. Conținutul referatului :**

4.5.1. Reprezentarea grafică a modulului densității spectrale de amplitudine , pentru cele două impulsuri ;

4.5.2. Fișierele rezultate în urma simulării în *Pspice* ( **NUME CIR. , NUME OUT. NUME DAT.** ) salvate fie într-un director propriu ( de exemplu : 3Raa. , 3 Av. , 3Rdlc. ) fie pe dischetă ;

4.5.3. Concluzii desprinse în urma comparării spectrelor obținute prin metode diferite ( analitic și simulare) .

## LUCRAREA 5

### ANALIZA SPECTRALĂ A IMPULSULUI DE RADIOFRECVENȚĂ

#### 5.1. Scopul lucrării :

- Reprezentarea spectrului impulsului radio, utilizând simularea în *Pspice*;
- Determinarea lățimii de bandă a semnalului ;
- Transmiterea concomitentă pe același canal de comunicații a mai multor impulsuri video ;

#### 5.2. Materiale și aparatură necesare :

Lucrarea de laborator se va desfășura cu ajutorul unui calculator personal ce are instalat programul *Pspice* ( versiunea 5.3 ) pentru mediul *Windows*

#### 5.3. Considerații teoretice :

a) Expresia matematică a impulsului de radiofrecvență este următoarea:

$$x_r(t) = \begin{cases} A \cos(\Omega_0 t) & |t| < \frac{\tau}{2} \\ 0 & |t| > \frac{\tau}{2} \end{cases} \quad \text{si } T_0 = \frac{2\pi}{\Omega_0} \ll \frac{\tau}{2}$$

Observăm că putem scrie că :

$$x_r(t) = x_v(t) \cos(\Omega_0 t)$$

$$\text{unde } x_v(t) = \begin{cases} A & |t| < \frac{\tau}{2} \\ 0 & |t| > \frac{\tau}{2} \end{cases}$$

$x_v(t)$  este impulsul video .

$$\text{Putem scrie de asemenea că } x_r(t) = \frac{1}{2} x_v(t) e^{j\Omega_0 t} + \frac{1}{2} x_v(t) e^{-j\Omega_0 t}$$

Folosindu-ne de proprietatea de deplasare a spectrului (modularea)

$$F^{-1}\{X(\omega - \omega_0)\} = e^{-j\omega_0 t} x(t) \Rightarrow X(\omega - \omega_0) = F\{e^{-j\omega_0 t} x(t)\}$$

$$\text{unde } F\{x(t)\} = X(j\omega), x(t) = x_v(t)$$

obținem :

$$X_r(j\omega) = \frac{1}{2} X_v[j(\omega - \Omega_0)] + \frac{1}{2} X_v[j(\omega + \Omega_0)] = \frac{A\tau}{2} \left[ \text{sinc} \frac{(\omega - \Omega_0)\tau}{2} + \text{sinc} \frac{(\omega + \Omega_0)\tau}{2} \right]$$

și

$$|X_r(j\omega)| = \frac{A\tau}{2} \left| \text{sinc} \frac{(\omega - \Omega_0)\tau}{2} + \text{sinc} \frac{(\omega + \Omega_0)\tau}{2} \right|$$

Pentru a ne folosi de ajutorul simulării cu *Pspice* vom analiza impulsul de radiofrecvență cu următoarea expresie matematică :

$$x_{r1}(t) = \begin{cases} A \cos(\Omega_0 t) & 0 < t < \tau \\ 0 & t > \tau \end{cases} \quad \text{si } T_0 = \frac{2\pi}{\Omega_0} \ll \tau, \text{ deoarece modulul densității spectrale}$$

de amplitudine pentru cele două semnale  $x_{r1}(t)$ ,  $x_r(t)$  este identic (observăm că

$$x_{r1}(t) = x_r\left(t - \frac{\tau}{2}\right)$$

Programul scris în editorul Notepad este următorul :

**impuls de radiofrecvență**

**V 1 0 SIN(0V 1V 5KHZ 0.0 0.0 90.0)**

**R 1 0 1K**

**VP 2 0 PWL ( 0ms 0v 0.1us 2v 2ms 2v 2.0001ms 0v20ms 0v)**

**R1 2 0 1K**

**E 3 0 POLY(2) 1 0 2 0 0.0 0.0 0.0 0.0 1.0**

**R4 3 0 1K**

**.TRAN 0.01ms 40ms 0ms**

**.PROBE**

**.END**

Observăm că în acest caz semnalul definit mai sus este particularizat astfel :

$A = 2 \text{ V}$  ,  $f_0 = 5 \text{ KHz}$  ,  $\tau = 2 \text{ ms}$

Reprezentarea în timp a semnalului este prezentată în *figura 5.1* , iar modulul funcției de densitate spectrală este prezentată în graficul din *figura 5.2*

Observăm că are loc o deplasare a spectrului spre frecvențe înalte ( în jurul lui  $\Omega_0$  ) .

În *PSpice* nu se pot reprezenta valorile negative ale frecvențelor .

Pentru a determina banda de frecvență vom studia spectrul doar în jurul lui  $\Omega_0$  .

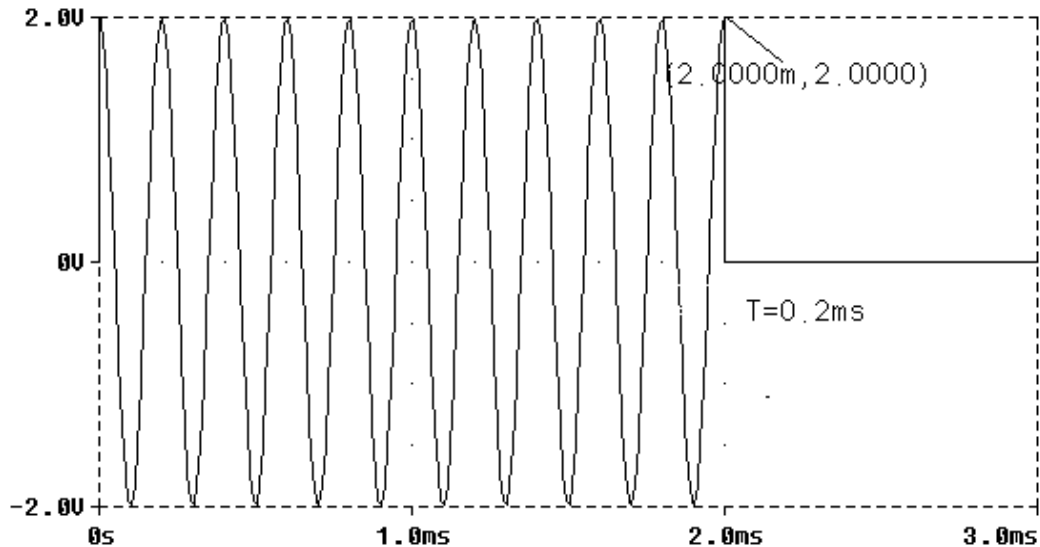


Fig.5.1 Reprezentarea în timp a semnalului de radiofrecvență , obținută în urma simulării

*Observație :*

-Banda impulsului radio este de două ori mai largă decât banda impulsului video

$$B_r = 2B_v = \frac{2}{\tau}$$

-Banda impulsului radio este axată pe frecvența  $\Omega_0$  . Avem de a face de fapt cu o modulație în amplitudine unde semnalul modulator este semnalul video, semnalul purtător fiind un semnal cosinusoidal cu frecvență foarte mare.



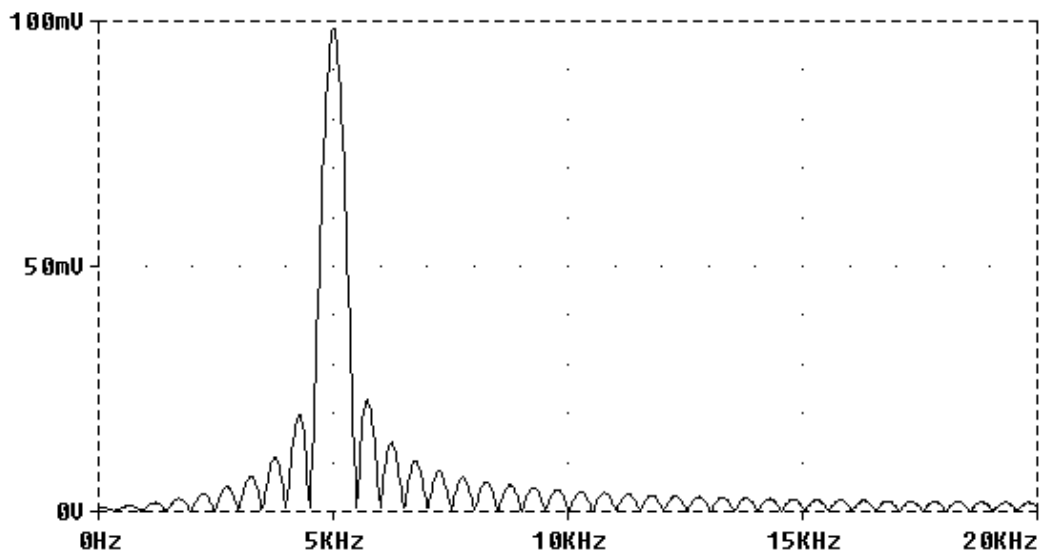


Fig. 5.2 Modulul densității spectrale de amplitudine a semnalului de radiofrecvență, obținut cu ajutorul utilitarului *Probe*

Modulul funcției de densitate spectrală este prezentată în graficul din *figura 5.3* (am restrâns domeniul frecvențelor în jurul frecvenței  $\Omega_0$ ).

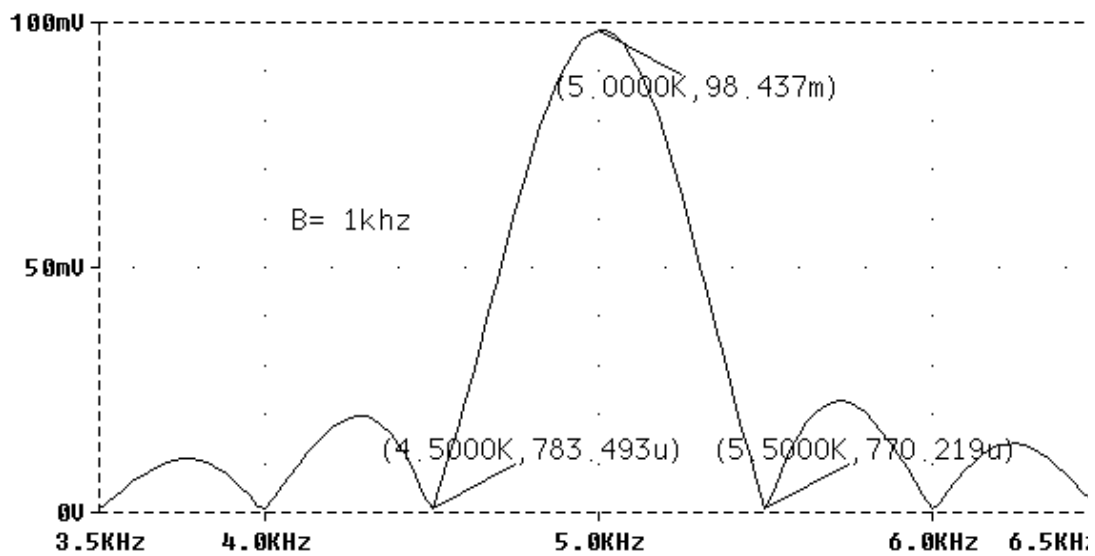


Fig.5.3 Modulul densității spectrale de amplitudine a semnalului de radiofrecvență, restrâns în jurul frecvenței  $\Omega_0$ , obținut cu ajutorul utilitarului *Probe*

*Observație :*

În cazul în care se dorește să se transmită în același timp 5 semnale video de amplitudine 1V și durată de 1ms pe un același canal de comunicații , fără a fi interferențe între aceste semnale , simularea în *PSPICE* este următoarea :

- Banda semnalelor video este egală cu  $B_v = \frac{1}{\tau} = 1\text{kHz}$  . Pentru a nu interfera se vor transmite semnale radio .

- Cum  $B_r = \frac{2}{\tau} = 2\text{kHz}$  , pentru a evita interferența , trebuie alese frecvențele (pulsățiile)

semnalelor purtătoare  $F_{0,i}$  , astfel încât :

$$(F_{0,i+1} - F_{0,i}) \gg B_r .$$

Dacă alegem  $F_{0,1} = 50\text{kHz}$  , pentru a respecta condiția precedentă vom considera :

$F_{0,1} = 50\text{kHz}$  ,  $F_{0,2} = 60\text{kHz}$  ,  $F_{0,3} = 70\text{kHz}$  ,  $F_{0,4} = 80\text{kHz}$  ,  $F_{0,5} = 90\text{kHz}$

*Programul scris în editorul Notepad este următorul :*

**transmitere concomitentă**

**V1 1 0 SIN(0V 1V 50KHZ 0.0 0.0 90.0)**

**R1 1 0 1K**

**VP 2 0 PWL ( 0ms 0v 0.1us 1v 1ms 1v 1.0001ms 0v4ms 0v)**

**R 2 0 1K**

**E1 3 0 POLY(2) 1 0 2 0 0.0 0.0 0.0 0.0 1.0**

**R10 3 0 1K**

**V2 4 0 SIN(0V 1V 60KHZ 0.0 0.0 90.0)**

**R2 4 0 1K**

**V3 6 0 SIN(0V 1V 70KHZ 0.0 0.0 90.0)**

**R3 6 0 1K**

**V4 8 0 SIN(0V 1V 80KHZ 0.0 0.0 90.0)**

**R4 8 0 1K**

**V5 10 0 SIN(0V 1V 90KHZ 0.0 0.0 90.0)**

**R5 10 0 1K**

**E2 5 0 POLY(2) 4 0 2 0 0.0 0.0 0.0 0.0 1.0**

**R11 5 0 1K**

**E3 7 0 POLY(2) 6 0 2 0 0.0 0.0 0.0 0.0 1.0**

**R12 7 0 1K**

**E4 9 0 POLY(2) 8 0 2 0 0.0 0.0 0.0 0.0 1.0**

**R13 9 0 1K**

**E5 11 0 POLY(2) 10 0 2 0 0.0 0.0 0.0 0.0 1.0**

**R14 11 0 1K**

**.TRAN 0.1ms 4ms 0ms**

**.PROBE**

**.END**

Funcția de densitate spectrală este prezentată în graficul din *figura 5.4*

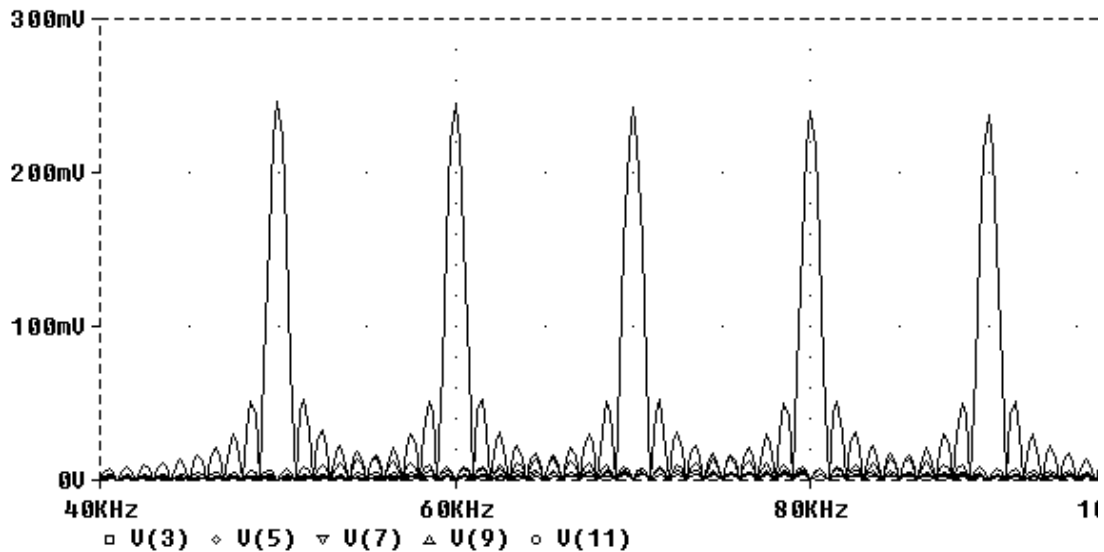


Fig.5.4 Modulul densității spectrale de amplitudine a celor cinci impulsuri video, obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

#### 5.4. Desfășurarea lucrării :

a) Se va analiza impulsul de radiofrecvență cu următorii parametri :

$$A = 1V , f_0 = 1kHz , \tau = 5ms ;$$

5.4.1. Se determină analitic , lărgimea de bandă a impulsului , precum și frecvența ei centrală ;

5.4.2. Se scrie programul în editorul *Notepad* corespunzător analizei semnalului ;

5.4.3. Se vizualizează spectrul și se determină lărgimea de bandă cu ajutorul utilitarului *Probe* ;

5.4.4. Se compară valoarea benzii obținută în *Probe* cu cea obținută în urma calculelor de la pct. 5.4.1.;

b) Se va analiza transmitera concomitentă , pe același canal de comunicație a 3 (trei) impulsuri video de amplitudine 1V și durată de 5ms .

5.4.5. Se determină banda impulsurilor video ;

5.4.6. Se determină banda impulsurilor de radiofrecvență corespunzătoare ;

5.4.7. Se determină frecvențele semnalelor purtătoare , alese astfel încât să nu apară fenomenul de interferență ;

5.4.8. Se scrie programul în editorul *Notepad* corespunzător analizei fenomenului de transmitere concomitentă ;

5.4.9. Se vizualizează funcția de densitate spectrală cu ajutorul utilitarului *Probe* , verificându-se absența fenomenului de interferență;

## **5.5. Conținutul referatului :**

5.5.1. Reprezentarea grafică a modulului densității spectrale de amplitudine , pentru impulsul de radiofrecvență ;

5.5.2. Fișierele rezultate în urma simulării în *Pspice* ( **NUME CIR.** , **NUME OUT.** **NUME DAT.** ) salvate fie într-un director propriu ( de exemplu : 3Raa. , 3 Av. , 3Rdlc. ) sau pe dischetă ;

5.5.3. Concluzii desprinse în urma comparării spectrelor obținute prin metode diferite ( analitic și simulare) ;

## LUCRAREA 6

### MODULAȚIA ÎN AMPLITUDINE

#### 6.1. Scopul lucrării :

Reprezentarea unui semnal M.A. în funcție de timp  $x_{MA} = f(t)$  și de frecvență (spectrul) , utilizând simularea în *PSpice*

#### 6.2. Materiale și aparatură necesare :

Lucrarea de laborator se va desfășura cu ajutorul unui calculator personal ce are instalat programul *Pspice* ( versiunea 5.3 ) pentru mediul *Windows*

#### 6.3. Considerații teoretice :

##### 6.3.1. Generalități

În procesul de modulație intervin următoarele semnale :

- Semnalul modulator  $x_0(t)$  – cel ce conține informația ;
- Semnalul purtător  $x_p(t)$  – asupra căruia se transferă informația ;
- Semnalul modulator  $x_M(t)$  – semnalul rezultat prin acțiunea semnalului modulator asupra semnalului purtător ;

Modulația constă în modificarea unui parametru al semnalului purtător de către semnalul modulator ce urmează a fi transmis , având ca rezultat deplasarea spectrului de frecvență al acestuia din urmă în domeniul frecvențelor înalte .

După natura semnalului purtător poate exista :

- Modulație cu purtător sinusoidal ;
- Modulație cu purtător în impulsuri ;

Vom face câteva referiri asupra modulației cu purtător sinusoidal

În acest caz purtătorul are expresia  $x_p(t) = A_p \cos(\Omega_p t + \Phi_p)$  (6.1)

Cum semnalul modulator poate modifica unul din cei trei parametri electrici ce definesc semnalul purtător se obțin trei tipuri de modulație :

- Modulația în amplitudine (M.A.)
- Modulația în frecvență (M.F.)
- Modulația în fază (M.  $\Phi$ . sau M.P.)

În cazul modulației în amplitudine , amplitudinea semnalului purtător nu mai este constantă , ea suferind o dependență liniară cu semnalul modulator .

Fie  $A(t)$  amplitudinea instantanee a semnalului purtător.

$$A(t) = A_p + k x_0(t) \quad (6.2)$$

unde  $-k-$  este constanta modulatorului de amplitudine .

Din (6.1) și (6.2) obținem:

$$x_M(t) = [A_p + k x_0(t)] \cos(\Omega_p t + \Phi_p) \quad (6.3)$$

Aceasta reprezintă forma cea mai generală a unui semnal modulat în amplitudine deoarece asupra semnalului nu s-a introdus nici o restricție .

Examinăm două cazuri particulare ale semnalului modulator :

6.3.2. Semnalul modulator este un semnal sinusoidal

$$x_0(t) = a_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (6.4)$$

Din (6.3) și (6.4) obținem:

$$x_{MA}(t) = [A_p + k x_0(t)] \cos(\Omega_p t + \Phi_p) = [A_p + k a_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)] \cos(\Omega_p t + \Phi_p)$$

În ipoteza în care  $k=1$ , obținem :

$$\begin{aligned} x_{MA}(t) &= A_p \left[ 1 + \frac{a_0}{A_p} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \right] \cos(\Omega_p t + \Phi_p) = \\ &= A_p [1 + m \cos(\omega_0 t + \varphi_0)] \cos(\Omega_p t + \Phi_p) = \\ &= A_p \cos(\Omega_p t + \Phi_p) + \frac{mA_p}{2} \cos[(\Omega_p + \omega_0)t + (\Phi_p + \varphi_0)] + \\ &+ \frac{mA_p}{2} \cos[(\Omega_p - \omega_0)t + (\Phi_p - \varphi_0)] \end{aligned} \quad (6.5)$$

$$\text{unde } m = \frac{a_0}{A_p} \langle 1 \text{ este indice (grad) de modulație} \rangle \quad (6.6)$$

*Observație:*

$$\text{În relația (6.6) se îndeplinesc condițiile : } \Omega_p \gg \omega_0 \quad A_p \gg a_0 \quad (6.7)$$

Se constată că spectrul semnalului M.A. conține trei componente spectrale :

- Componenta centrală de frecvență  $\Omega_p$  și amplitudine  $A_p$  ;

- Două componente de frecvențe  $(\Omega_p + \omega_0)$  și  $(\Omega_p - \omega_0)$  și de amplitudine  $\frac{mA_p}{2}$  care se numesc componente laterale (inferioară și superioară) ;

*Important!* : Banda de frecvențe ocupată de semnalul M.A. este :

$$B_{MA} = 2\omega_0 \quad (6.8)$$

6.3.3. Semnalul modulator este o sumă de semnale sinusoidale

$$x_0(t) = \sum_{k=1}^{k=n} a_k \cos(\omega_k t + \varphi_k) \quad (6.9)$$

Din (6.3) și (6.9) obținem :

$$\begin{aligned} x_{MA}(t) &= A_p \cos(\Omega_p t + \Phi_p) + \\ &+ \sum_{k=1}^{k=n} \frac{m_k A_p}{2} \cos[(\Omega_p + \omega_k)t + (\Phi_p + \varphi_k)] + \frac{m_k A_p}{2} \cos[(\Omega_p - \omega_k)t + (\Phi_p - \varphi_k)] \end{aligned} \quad (6.10)$$

*Observație:*

În relația (6.10) se îndeplinesc condițiile :

$$(\Omega_p - \omega_n) \gg \omega_n \quad \text{sau } \Omega_p \gg 2\omega_n \quad (6.11)$$

Se constată că semnalul M.A. conține două benzi laterale (inferioară și superioară) în locul celor două componente laterale ca în cazul precedent

*Important!* : Banda de frecvențe ocupată de semnalul M.A.este :

$$B_{MA} = 2\omega_n, \quad (6.12)$$

fiind dublă față de banda mesajului ( a semnalului modulator)  $B_0 = \omega_n$

### 6.3.3. Simularea în PSpice

Cum pentru semnale modulate în amplitudine nu există o instrucțiune care să o definească drept sursă independentă suntem obligați să o definim ca o sursă comandată .

Pentru aceasta ne folosim de relația :

$$x_{MA}(t) = A_p [1 + m \cos(\omega_0 t + \varphi_0)] \cos(\Omega_p t + \Phi_p)$$

Vom considera cazul particular în care  $\varphi_0 = \Phi_p = 0$  , obținând :

$$x_{MA}(t) = A_p [1 + m \cos(\omega_0 t)] \cos(\Omega_p t)$$

Vom defini ca surse independente de tensiune :

$$\text{Semnalul purtător } x_p(t) = A_p \cos(\Omega_p t), \quad \text{semnalul } V_1$$

$$\text{Semnalul modulator } x_0(t) = a_0 \cos(\omega_0 t), \quad \text{semnalul } V_2$$

*Important!*

*Amplitudinea semnalului modulator simulat ca  $V_2$  va fi considerată egală cu unitatea.*

Amplitudinea “reală” va fi dedusă conform (6.6) :

$$m = \frac{a_0}{A_p} \Rightarrow a_0 = m A_p$$

Vom defini ca surse comandate de tensiune următoarele două semnale :

$$x_1(t) = 1 + m x_0(t) = 1 + m \cos(\omega_0 t), \quad \text{semnalul } E_1$$

$$x_{MA}(t) = x_p(t)x_1(t) = A_p [1 + m \cos(\omega_0 t)] \cos(\Omega_p t), \quad \text{semnalul } E_2$$

Pentru ambele cazuri vom utiliza instrucțiunea POLY

*Programul scris în editorul Notepad este următorul :*

#### **Modulație în amplitudine**

**V1 1 0 SIN( 0V 5V 50KHZ 0ms 0.0 90.0)**

**R1 1 0 1K**

**V2 2 0 SIN( 0V 1V 1KHZ 0ms 0.0 90.0)**

**R2 2 0 1K**

**E1 3 0 POLY(1) 2 0 (1.0 0.4)**

**R3 3 0 1K**

**E2 4 0 POLY(2) 3 0 1 0 (0.0 0.0 0.0 0.0 1.0)**

**R4 4 0 1K**

**.TRAN 40us 4ms 0ms 40us**

**.PROBE**

**.END**

Observăm că în acest caz semnalul definit mai sus este particularizat astfel :

$$A_p = 5 \text{ V} , F_p = 50 \text{ KHz} , f_0 = 1 \text{ KHz} , m = 0.4$$

În figura 6.1 este prezentată schema electrică în urma căreia se obține semnalul modulat în

amplitudine .

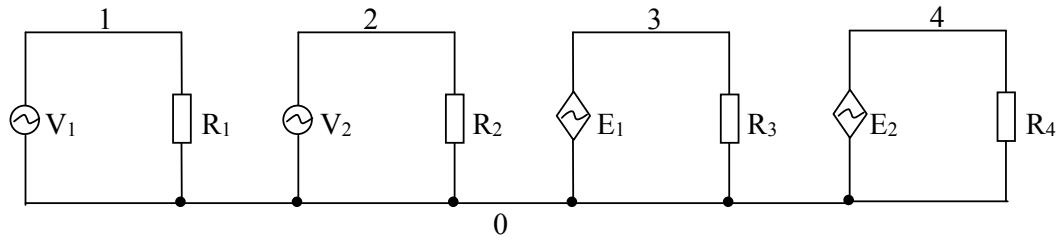


Fig. 6.1 Schema electrică utilizată pentru simularea semnalului M.A.

Reprezentarea în timp și frecvență a semnalului este prezentată în *figurile 6.2*, respectiv *6.3*.

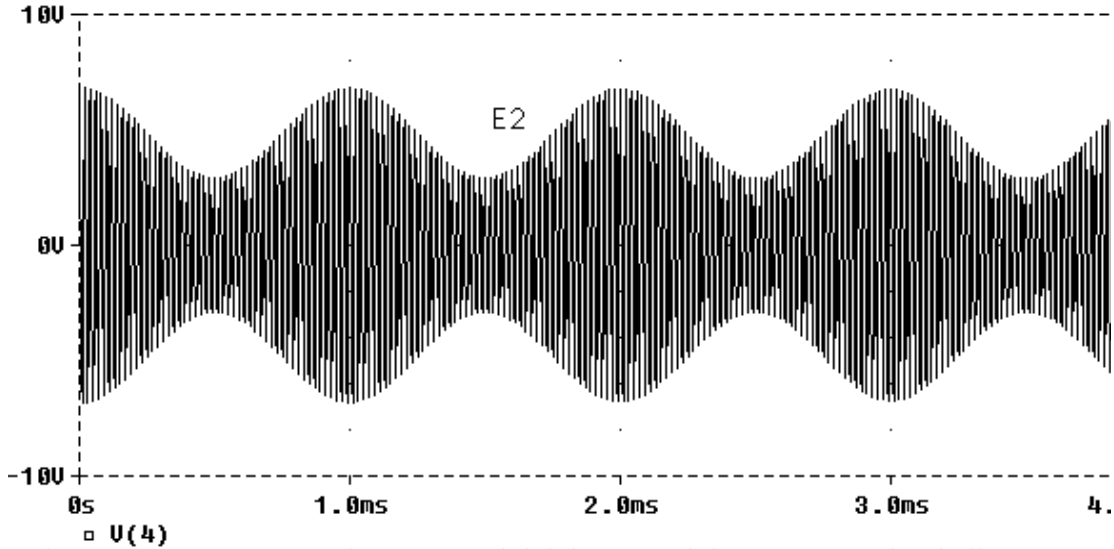


Fig.6. 2 Reprezentarea în timp a semnalului M.A. , obținută în urma simulării

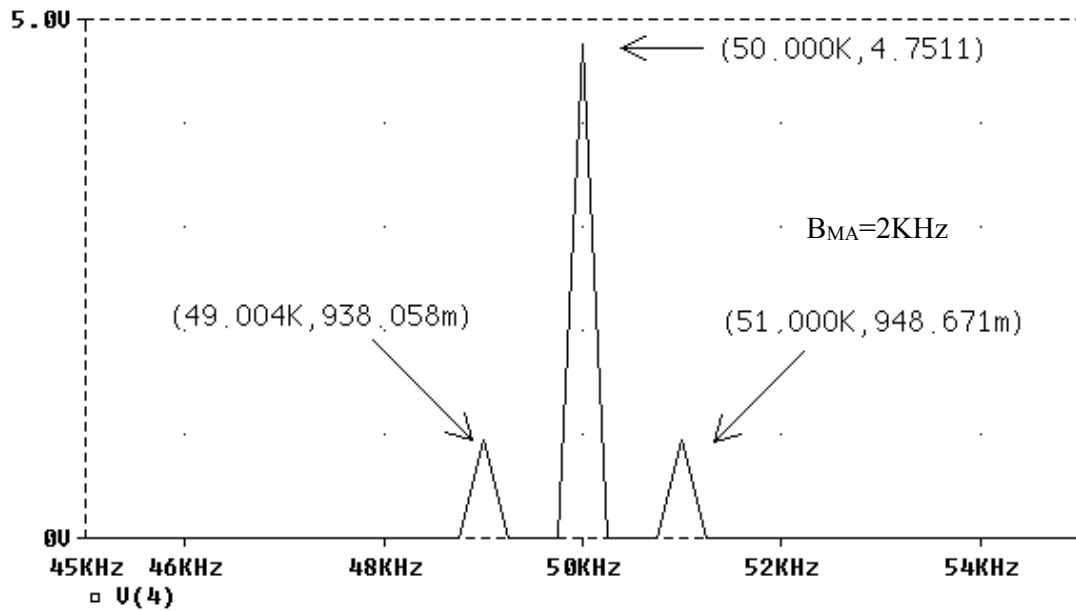


Fig.6.3 Spectrul semnalului M.A. , obținut cu ajutorul utilitarului *Probe*



#### 6.4. Desfășurarea lucrării :

a) Se va simula un semnal M.A. cu următorii parametrii :

$$A_p = 10V, f_0 = 5\text{ kHz}, F_p = 100\text{ kHz}, m = 0.5 ;$$

6.4.1. Se desenează schema electrică în urma căreia se obține semnalul M.A. ;

6.4.2. Se scrie programul în editorul *Notepad* corespunzător analizei semnalului ;

6.4.3. Se vizualizează semnalul modulator , purtător și M.A. spectrul cu ajutorul utilitarului *Probe* ;

6.4.4. Se vizualizează spectrul și se determină lărgimea de bandă  $B_{MA}$  cu ajutorul utilitarului *Probe* ;

b) Se va simula un semnal supramodulat

*Parametrii electrici ai semnalului supramodulat rămân la alegerea studenților .*

6.4.5. Se scrie programul în editorul *Notepad* corespunzător analizei semnalului ;

6.4.6. Se vizualizează semnalul M.A. cu ajutorul utilitarului *Probe* ;

#### 6.5. Conținutul referatului :

6.5.1. Expresia matematică a semnalului M.A. ;

6.5.2. Se calculează valorile amplitudinilor celor trei componente spectrale ale semnalului M.A. precum și frecvențele lor ;

6.5.3. Se reprezintă grafic variația în timp a semnalului M.A. precum și spectrul acestuia ;

6.5.4. Schema electrică utilizată pentru simulare ;

6.5.5. Fișierele rezultate în urma simulării în *Pspice* ( **NUME CIR.** , **NUME OUT.** **NUME DAT.** ) salvează fie într-un director propriu ( de exemplu : 3Raa. , 3 Av. , 3Rdlc. ) fie pe dischetă ;

6.5.6. Concluzii desprinse în urma comparării spectrelor obținute prin metode diferite ( analitic și simulare) ;

6.5.7. Se reprezintă grafic semnalul supramodulat ;



## LUCRAREA 7

### MODULAȚIA ÎN FRECVENȚĂ

#### 7.1. Scopul lucrării :

- Reprezentarea unui semnal M.F. în funcție de timp  $x_{MF} = f(t)$  și de frecvență (spectrul), utilizând simularea în *PSpice* ;
- Determinarea lărgimii de bandă a semnalului M.F.;

#### 7.2. Materiale și aparatură necesare :

Lucrarea de laborator se va desfășura cu ajutorul unui calculator personal ce are instalat programul *PSpice* ( versiunea 5.3 ) pentru mediul *Windows*

#### 7.3. Considerații teoretice :

A modula în frecvență semnalul purtător ,  $x_p(t) = A_p \cos(\Omega_p t + \Phi_p)$  înseamnă a crea o dependență liniară între frecvența instantanee a purtătorului modulat și semnalul modulator  $x_0(t)$  , conform relației :

$$\Omega(t) = \Omega_p + k_f x_0(t) \quad (7.1)$$

$k_f$  – fiind constanta modulatorului

Cum frecvența instantanee  $\Omega(t)$  este definită ca viteza de variație a fazei în timp obținem

$$\Omega(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (7.2)$$

de unde rezultă că

$$\Phi(t) = \int \Omega(t) dt \quad (7.3)$$

Din (7.1) și (7.3) obținem :

$$\Phi(t) = \int \Omega(t) dt = \Omega_p t + k_f \int x_0(t) dt + \Phi_p \quad (7.4)$$

$$\text{și deci } x_{MF}(t) = A_p \cos \Phi(t) = A_p \cos \left[ \Omega_p t + k_f \int x_0(t) dt + \Phi_p \right] \quad (7.5)$$

Expresia (7.4) reprezintă forma cea mai generală de reprezentare a unui semnal M.F. în domeniul timp .

Cum  $\Phi_p$  este o constantă arbitrară ea poate fi considerată și egală cu zero .

Dacă  $x_0(t)$  este nul pentru  $t < 0$  atunci limitele de integrare sunt 0 și t

$$\text{Notând } g(t) = \int_0^t x_0(t) dt \quad (7.6)$$

Expresia (7.5) devine :

$$x_{MF}(t) = A_p \cos \left[ \Omega_p t + k_f g(t) \right] = A_p \cos \left[ \Omega_p t \right] \cos \left[ k_f g(t) \right] - A_p \sin \left[ \Omega_p t \right] \sin \left[ k_f g(t) \right] \quad (7.7)$$

*Observație :*

Evaluarea spectrului de frecvențe al semnalului M.F. este complicată din punct de vedere matematic din cauză că  $g(t)$  apare în argumentul funcțiilor trigonometrice .

$$\text{Dacă este satisfăcută condiția : } k_f |g(t)|_{\max} \ll \frac{\pi}{2} \quad (7.8)$$

atunci expresia (7.7) se simplifică mult , spectrul determinându-se cu ușurință .

$$\text{În cazul în care } k_f |g(t)|_{\max} > \frac{\pi}{2} \quad (7.9)$$

analiza spectrală pentru un  $x_0(t)$  oarecare devine dificilă .

Dacă se va considera că semnalul modulator este sinusoidal analiza se va simplifica , iar rezultatele vor fi concludente pentru proprietățile modulației în frecvență .

### 7.3.1. Modulația în frecvență (M.F.) de bandă îngustă

În acest caz este valabilă aproximația (7.8)

$$\text{Se observă că putem scrie } \begin{cases} \cos[k_f g(t)] \approx 1 \\ \sin[k_f g(t)] \approx k_f g(t) \end{cases} \quad (7.10)$$

$$\text{Din (7.6) și (7.8) obținem } x_{MF}(t) = A_p \cos[\Omega_p t] - k_f A_p g(t) \sin[\Omega_p t] \quad (7.11)$$

*Observație :*

Spectrul semnalului M.F.de bandă îngustă este similar cu cel al semnalului M.A.

### 7.3.2. Modulația în frecvență (M.F.)de bandă largă

În acest caz este valabilă relația (7.9).

Cum  $x_0(t) = a_0 \cos(\omega_0 t)$  din (7.1) obținem

$$\Omega(t) = \Omega_p + k_f a_0 \cos(\omega_0 t) = \Omega_p + \Delta\Omega \cos(\omega_0 t) \quad (7.12)$$

$$\text{unde } \Delta\Omega = k_f a_0 , \quad (7.13)$$

se numește deviație de frecvență a semnalului M.F. , măsurând depărtarea maximă a frecvenței instantanee  $\Omega(t)$  față de  $\Omega_p$  .

Din (7.3) obținem expresia fazei instantanee

$$\Phi(t) = \int \Omega(t) dt = \Omega_p t + \frac{\Delta\Omega}{\omega_0} \sin(\omega_0 t) = \Omega_p t + \beta \sin(\omega_0 t) \quad (7.14)$$

iar expresia semnalului M.F. devine

$$x_{MF}(t) = A_p \cos[\Omega_p t + \beta \sin(\omega_0 t)] \quad (7.15)$$

$$\text{unde } \beta = \frac{\Delta\Omega}{\omega_0} , \quad (7.16)$$

se numește indicele de modulație în frecvență (variază invers proporțional cu frecvența semnalului modulator).

Expresia (7.15) devine

$$x_{MF}(t) = A_p \cos[\Omega_p t] \cos[\beta \sin(\omega_0 t)] - A_p \sin[\Omega_p t] \sin[\beta \sin(\omega_0 t)] \quad (7.17)$$

Dezvoltând în serii Fourier funcțiile  $\cos[\beta \sin(\omega_0 t)]$  și  $\sin[\beta \sin(\omega_0 t)]$

obținem :

$$\begin{cases} \cos[\beta \sin(\omega_0 t)] = J_0(\beta) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(\beta) \cos[2k \omega_0 t] \\ \sin[\beta \sin(\omega_0 t)] = 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(\beta) \sin[(2k+1) \omega_0 t] \end{cases} \quad (7.18)$$

unde coeficienții  $J_k(\beta)$  reprezintă valorile funcțiilor Bessel ,  $J_k(x)$  , de speța întâi și de ordinul k, calculate pentru  $x = \beta$  .

Din (7.17) și (7.18) obținem

$$x_{MF}(t) = A_p J_0(\beta) \cos \Omega_p t + A_p \sum_{n=1}^{\infty} [J_n(\beta) \cos(\Omega_p + n \omega_0)t + (-1)^n J_n(\beta) \cos(\Omega_p - n \omega_0)t] \quad (7.19)$$

Din punct de vedere teoretic , banda semnalului M.F. este infinită .

Practic începând cu un anumit rang , amplitudinile componentelor laterale devin ne semnificative , banda efectivă a semnalului putându-se calcula cu una din relațiile :

$$B_{MF} = 2(1 + \beta)\omega_0 \quad \text{sau} \quad B_{MF} = 2(1 + \beta + \sqrt{\beta})\omega_0 \quad (7.20)$$

Prezentăm un exemplu de utilizarea a simulatorul *PSpice* la reprezentarea în funcție de timp  $x_{MF} = f(t)$  și de frecvență (spectrul ) a unui semnal M.F.

Ne folosim de instrucțiunea **SFFM** ce descrie o sursă de semnal modulată în frecvență.

*Programul scris în editorul Notepad este următorul :*

**Modulație în frecvență**

**V1 1 0 SFFM( 0V 1V 25KHZ 6.0 1KHZ)**

**R1 1 0 1K**

**V2 2 0 SIN( 0V 1V 1KHZ 0s 0.0 90.0)**

**R2 2 0 1K**

**.TRAN 1us 5ms 0ms 1us**

**.PROBE**

**.END**

Cum expresia unui semnal M.F.este  $x_{MF}(t) = A_p \cos[\Omega_p t + \beta \sin(\omega_0 t)]$  unde  $\beta = \frac{\Delta\Omega}{\omega_0}$  ,

se observă că semnalul este particularizat astfel :

$A_p = 1V$  ,  $F_p = 25KHz$  ,  $f_0 = 1KHz$  ,  $\beta = 6.0$

Reprezentarea în timp a semnalului (V1) este prezentată în *figura 7.1*.

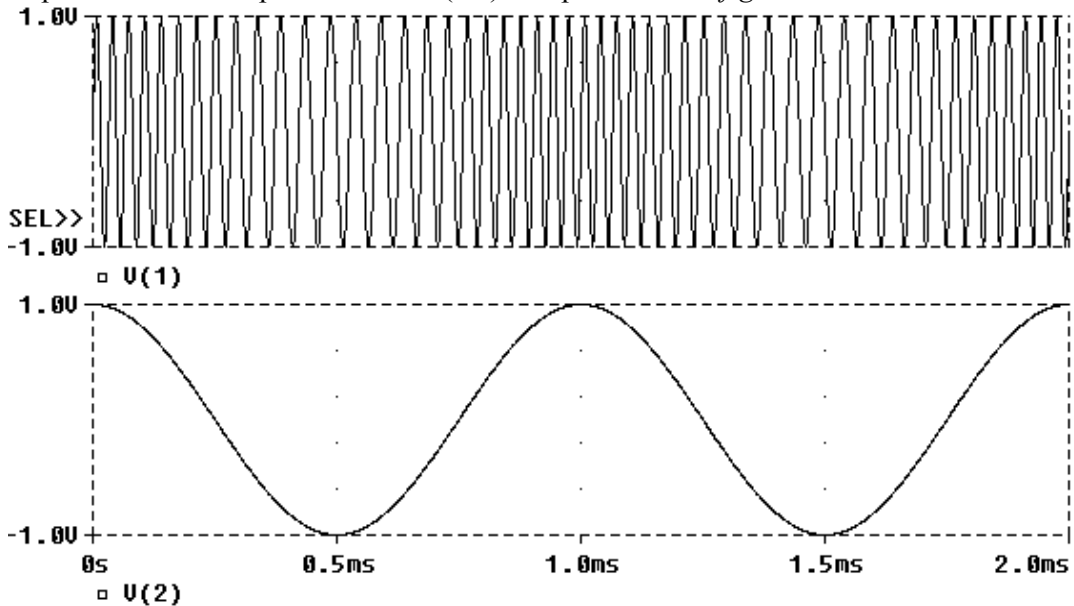


Fig.7.1 Reprezentarea în timp a semnalului M.F. , obținută în urma simulării

În program am inclus suplimentar o instrucțiune ce oferă posibilitatea de a vizualiza un semnal (V2) cu frecvență egală cu a modulatorului , putându-se astfel observa mai bine

modul de variație a frecvenței semnalului M.F.

Spectrul semnalului este prezentat în figura 7.2.

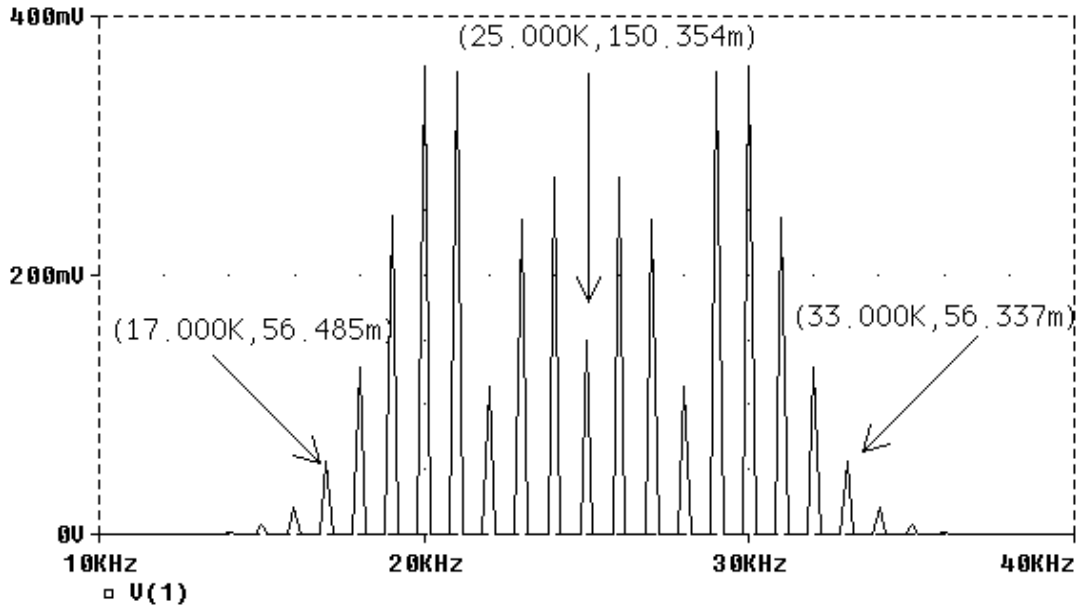


Fig 7.2 Spectrul semnalului M.F. , obținut cu ajutorul utilitarului *Probe*

Conform (7.20) ,

$$B_{MF} = 2(1 + \beta)\omega_0 \quad \text{sau} \quad B_{MF} = 2(1 + \beta + \sqrt{\beta})\omega_0 ,$$

obținem 16 kHz sau 18 kHz .

Din figura 7.2 observăm că în cazul în care s-a utilizat prima aproximare în bandă au fost reținute primele opt armonici situate de o parte și alta a componentei centrale situate la frecvența de 25 kHz .

#### 7.4. Desfășurarea lucrării :

Se va realiza reprezentarea în funcție de timp  $x_{MF} = f(t)$  și de frecvență (spectrul) a unui semnal M.F. cu următorii parametrii :

$$A_p = 2 \text{ V}, F_p = 30 \text{ kHz}, f_0 = 2 \text{ kHz}, \beta = 7.0$$

7.4.1. Se determină analitic , lărgimea de bandă a semnalului M.F. ;

7.4.2. Se scrie programul în editorul *Notepad* corespunzător analizei semnalului ;

7.4.3. Se vizualizează evoluția semnalului în timp , spectrul și se determină lărgimea de bandă cu ajutorul utilitarului *Probe* ;

7.4.4. Se compară valoarea benzii obținută în *Probe* cu cea obținută în urma calculelor de la pct. 7.4.1.;

#### 7.5. Conținutul referatului :

7.5.1. Fișierele rezultate în urma simulării în *Pspice* ( **NUME CIR. , NUME OUT. NUME DAT.**  ) salvate fie într-un director propriu ( de exemplu : 3Raa. , 3 Av. , 3Rdlc. ) fie pe dischetă ;

## LUCRAREA 8

### DETECȚIA SEMNALELOR MODULATE ÎN AMPLITUDINE ; DETECTOARE CU DIODE

#### 8.1. Scopul lucrării :

- Detecția semnalelor M.A., utilizând simularea în *Pspice* ;
- Detecția impulsului de radiolocație, utilizând simularea în *Pspice* ;

#### 8.2. Materiale și aparatură necesare :

Lucrarea de laborator se va desfășura cu ajutorul unui calculator personal ce are instalat programul *Pspice* ( versiunea 5.3 ) pentru mediul *Windows*

#### 8.3. Considerații teoretice :

##### 8.3.1. Generalități

*Demodulația este procesul invers modulației și reprezintă separarea celor două semnale, modulator, respectiv purtător – combinate inițial.*

Prin detecție (demodulația semnalelor M.A.) trebuie să obținem informația aflată în *anvelopa semnalului* - deci practic trebuie să urmărim doar valorile maxime ale semnalului M.A.

##### 8.3.2. Schema bloc a detectorului – figura 8.1

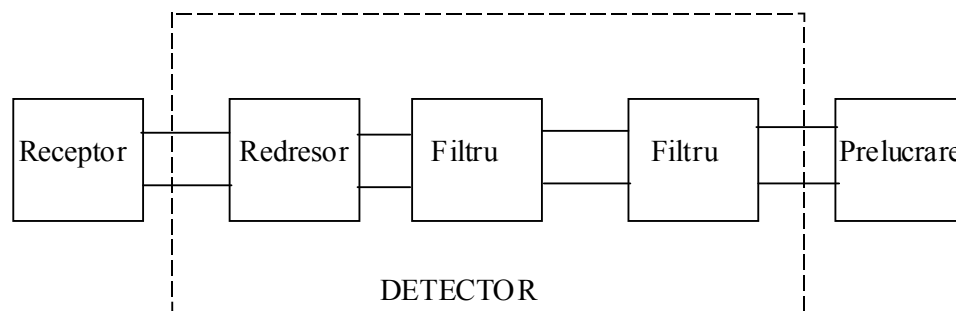


Fig.8.1 Schema bloc a detectorului

Receptorul este un circuit care asigură recepția semnalului M.A astfel încât la intrarea detectorului să avem semnalul M.A

$$\begin{aligned} x_{MA}(t) &= A_p [1 + m \cos(\omega_0 t + \varphi_0)] \cos(\Omega_p t + \Phi_p) = \\ &= A_p \cos(\Omega_p t + \Phi_p) + \frac{mA_p}{2} \cos[(\Omega_p + \omega_0)t + \Phi_p + \varphi_0] + \\ &+ \frac{mA_p}{2} \cos[(\Omega_p - \omega_0)t + \Phi_p - \varphi_0] \end{aligned} \quad (8.1)$$

##### 8.3.3 Rolul circuitului de redresare – figura 8.2

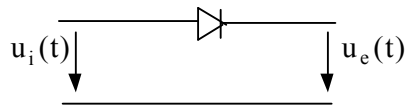


Fig.8.2 Circuitul de redresare

Fie  $u_i(t) = U_M \sin \omega t$

Reprezentările grafice le obținem tot cu ajutorul simulării în Pspice – figura 8.3

unde  $V(1) = u_i(t)$  ,  $V(2) = u_e(t)$

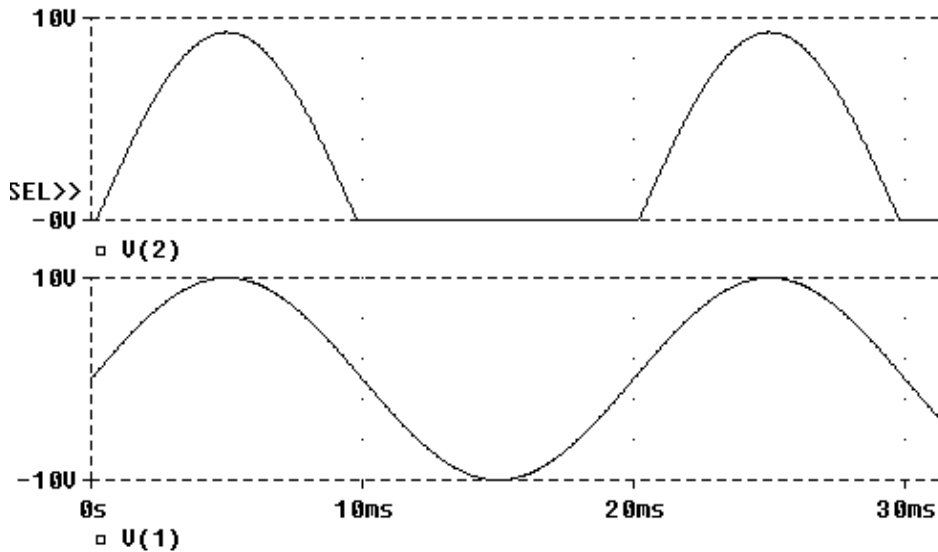


Fig.8.3 Semnalul de intrare ( sinusoidă ) –  $V(1)$  - și cel de la ieșirea redresorului ( redresat monoalternanță ) –  $V(2)$

S-au făcut următoarele aproximări :

- Caracteristica diodei s-a considerat liniară în zona de conducție
- S-a neglijat tensiunea de deschidere a diodei

În cazul în care semnalul de intrare este semnalul modulat în amplitudine , obținem la ieșire semnalul din – figura 8.4

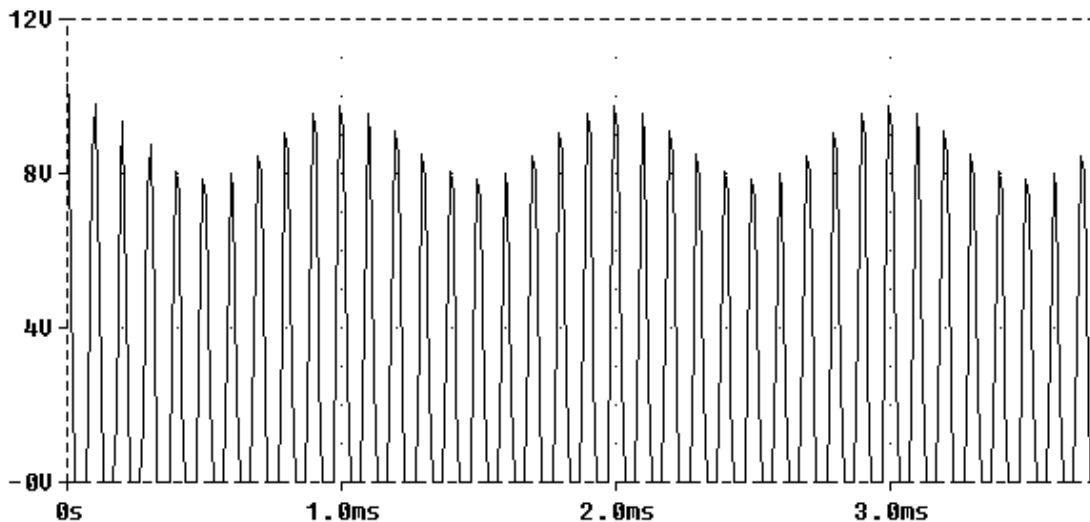


Fig.8.4 Semnalul obținut la ieșirea circuitului de redresare , în cazul în care la intrare este un semnal M.A.



*Observație :*

Pentru a urmări valorile maxime ale semnalului M.A. – a obține de fapt înfășurătoarea semnalului , trebuie să nu permitem semnalului odată ajuns într-un maxim să scadă în zero. Acest lucru se va realiza cu ajutorul circuitului de filtrare

### 8.3.4 Rolul circuitului de filtrare – figura 8.5

Acest circuit lasă să treacă doar semnalul de frecvență joasă - semnalul modulator

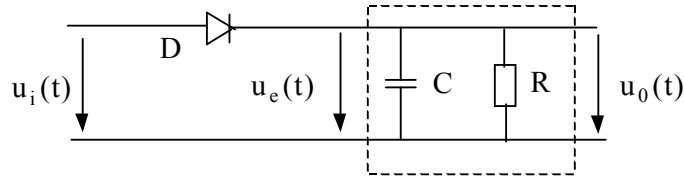


Fig.8.5 Circuit de redresare ( D ) , urmat de un filtru capacitiv ( R,C )

#### 8.3.4.1. Analizăm circuitul în ipoteza în care semnalul de intrare este sinusoidal

$$u_i(t) = U_M \sin \omega t$$

În cazul acestei analize s-au făcut următoarele aproximări :

- 1) Caracteristica diodei s-a considerat liniară în zona de conducție
- 2) S-a neglijat tensiunea de deschidere a diodei
- 3)  $r_d = 0$
- 4)  $R_i = \infty$

Cazul a)

Dioda conduce – figura 8.6

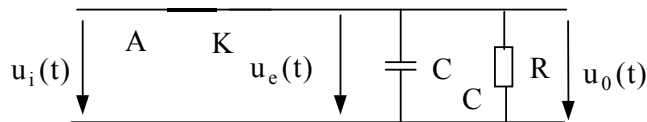


Fig.8.6 Circuitul de redresare și de filtrare în ipoteza în care dioda conduce ( comutator închis)

Se obțin următoarele expresii ale mărimilor electrice din circuit :

$$u_0(t) = u_i(t) \tag{8.2}$$

$$i_R(t) = \frac{U_M}{R} \sin \omega t \tag{8.3}$$

$$i_C(t) = C \frac{du_i}{dt} = \omega C U_M \cos \omega t \tag{8.4}$$

*Concluzii :*

- Dioda conduce atâta timp cât  $V_A > V_K$
- Semnalul de la ieșire urmărește semnalul de la intrare
- Condensatorul se încarcă până la valoarea maximă  $U_M$

Cazul b)

Dioda este blocată – figura 8.7

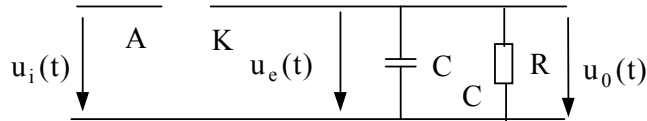


Fig.8.7 6 Circuitul de redresare și de filtrare în ipoteza în care dioda este blocată ( comutator deschis)

Dioda se blochează când  $u_C(t) = U_M$

$$V_K = u_C(t), \quad V_A = u_i(t)$$

iar condensatorul se descarcă prin rezistor și în acest caz obținem :

$$u_o(t) = u_C(t) = U_M e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (8.5)$$

$$\tau = RC \quad \text{constanta de timp a detectorului} \quad (8.6)$$

Temă :

Să se demonstreze formula ( 8.5 )

Indicație :

Se studiază circuitul din - figura 8.8 , punând condiția inițială  $u_C(0) = U_M$

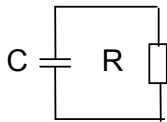


Fig.8.8 Circuit R C

Reprezentările grafice ale semnalului  $u_o(t)$  sunt prezentate în figura 8.9

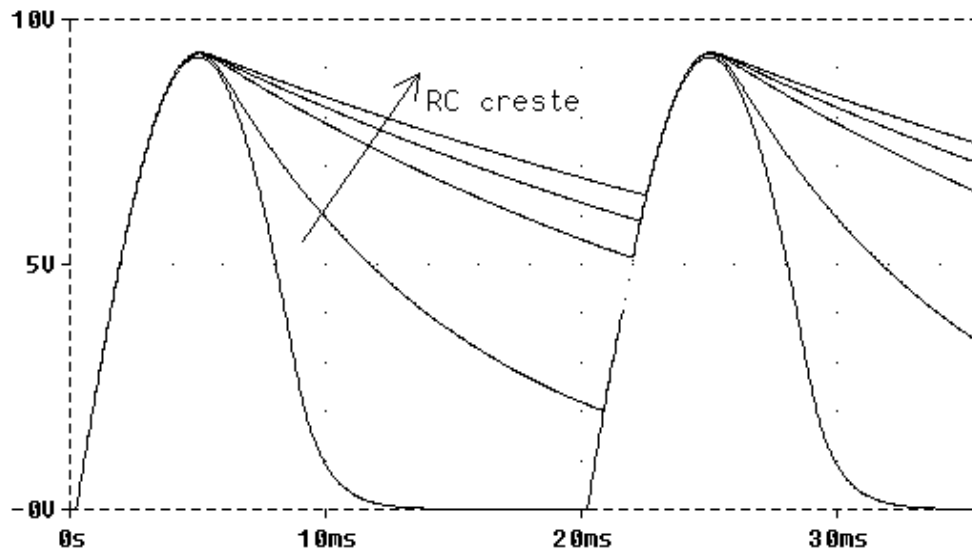


Fig.8.9 Semnalul obținut la ieșirea circuitului , în cazul în care la intrare este un semnal sinusoidal . Se observă modul în care se modifică forma semnalului de la ieșire , în funcție de constanta de timp a circuitului

Concluzii :

- Dioda este blocată atâta timp cât  $V_A < V_K$  ;
- Semnalul de la ieșire urmărește semnalul de pe condensator ;
- Condensatorul se descarcă prin rezistor ;

8.3.4.2. Analizăm circuitul în ipoteza în care semnalul de intrare este M.A.

Semnalul la ieșire prezentat în – figura 8.10

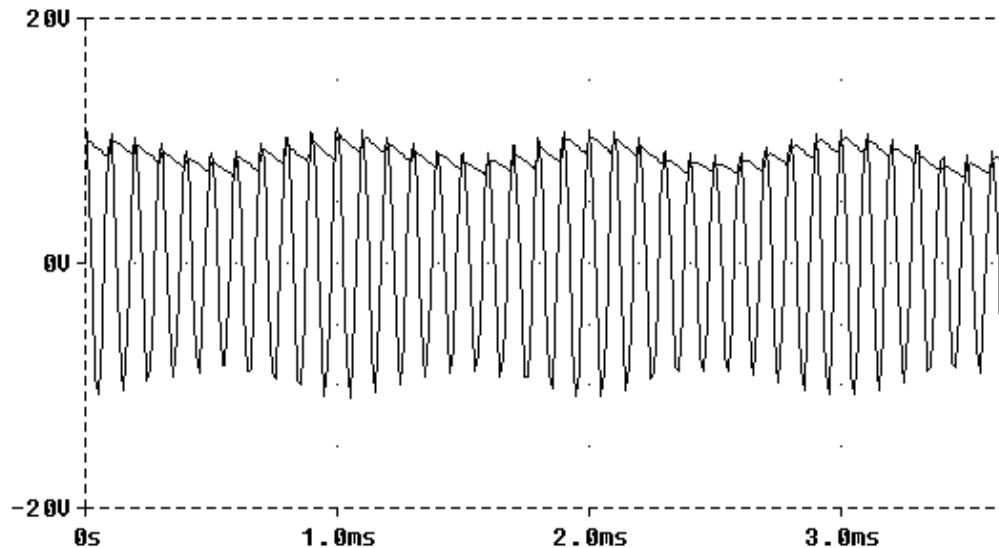


Fig 8.10 Semnalul obținut la ieșirea circuitului de , în cazul în care la intrare este un semnal M.A.

Se observă cum acesta încearcă să urmărească semnalul de intrare (de asemanea reprezentat )

### 8.3.5 Proiectarea filtrului

Constanta de timp trebuie să îndeplinească următoarele condiții :

$$a) \tau \gg T_p = \frac{1}{f_p} \quad (8.7)$$

Dacă nu se respectă această condiție apar distorsiuni ca în – figura 8.11

$$b) \tau \ll T_0 = \frac{1}{f_0} \quad (8.8)$$

Dacă nu se respectă această condiție apar distorsiuni de neurmărire ca în – figura 8.12

În concluzie , trebuie respectată condiția :

$$\frac{1}{f_0} \gg \tau \gg \frac{1}{f_p} \quad (8.9)$$

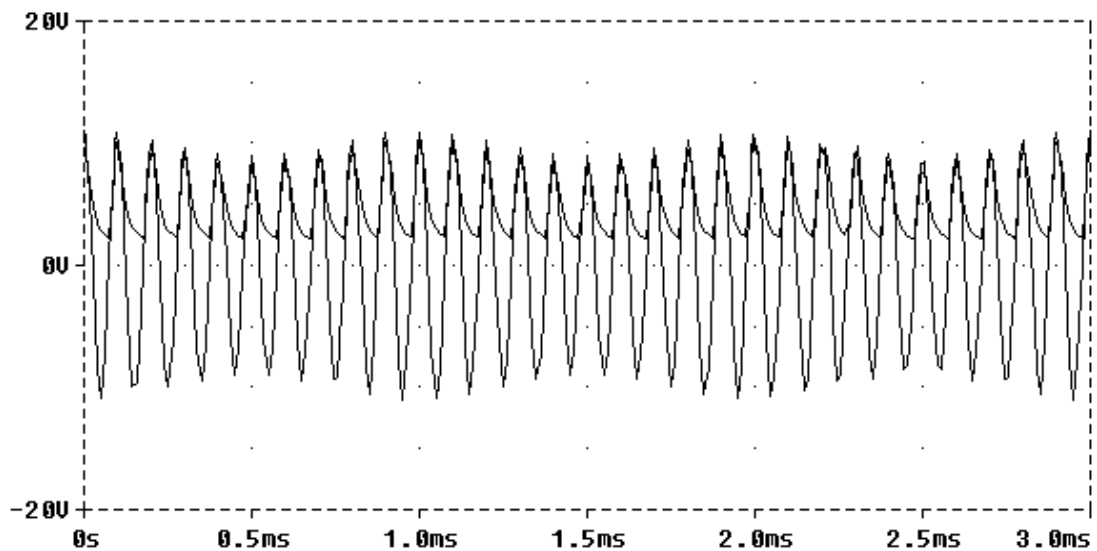


Fig.8.11 Semnalul obținut la ieșirea circuitului , în cazul în care constanta de timp a circuitului este prea mică ; Se observă cum condensatorul se descarcă pe durata perioadei  $T_p$  a semnalului purtător

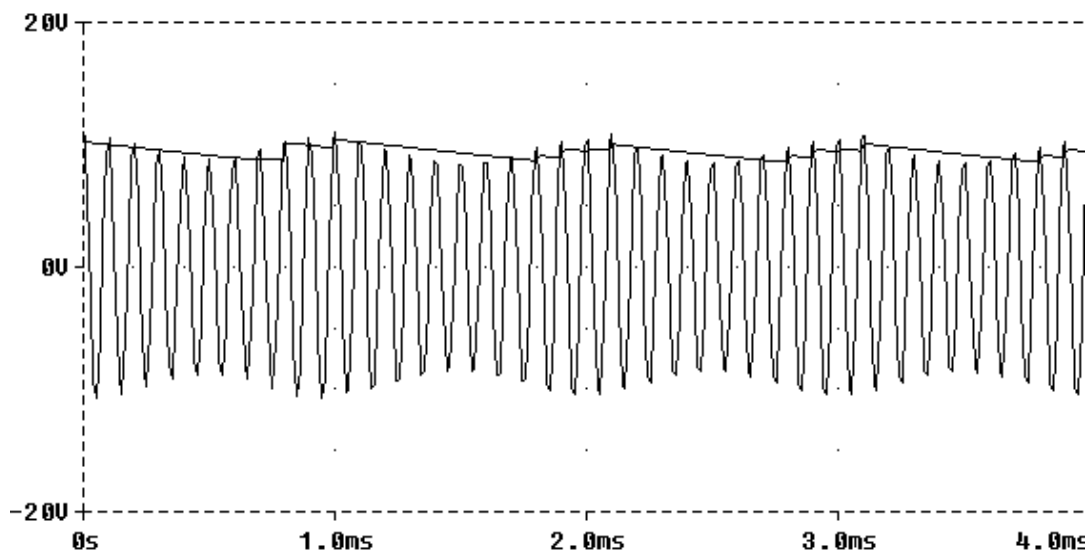


Fig. 8.12 Semnalul obținut la ieșirea circuitului , în cazul în care constanta de timp a circuitului este prea mare ; Se observă apariția distorsiunilor de neurmărire

### 8.3.6 Alegerea diodei redresoare

$$\text{Din condiția } A_p(1-m) > U_\gamma \quad (8.10)$$

este de preferat să folosim diode de germaniu . ( Au tensiunea de prag mai mică decât a diodelor de siliciu )

*Consecință:*

$m$  - ( indicele de modulație) trebuie să fie cât mai mic ( scade și puterea suplimentară necesară emiterii semnalului)

### 8.3.7 Rolul condensatorului de anulare a componentei continue a semnalului

Semnalul de la ieșirea detectorului  $u_0(t)$  este prezentat în - *figura 8.13*.

Prin comparație cu semnalul modulator ( prezentat în aceeași figură ) acesta are componentă continuă .

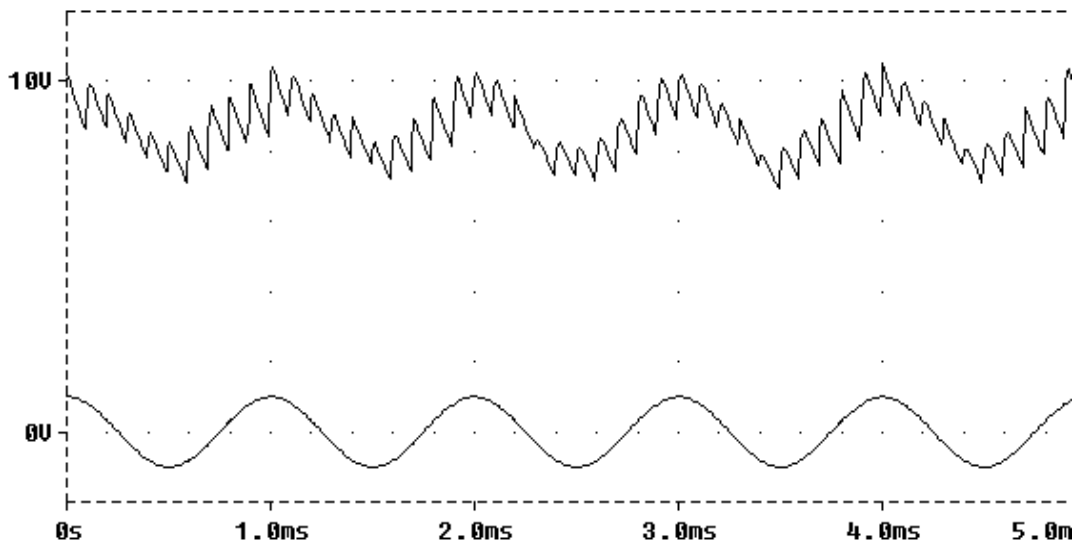


Fig. 8.13 Semnalul de la ieșirea circuitului ( cu componentă continuă ) și semnalul modulator ( fără componentă continuă )

Anularea componentei continue a semnalului se face utilizând circuitul din - *figura 8.14*

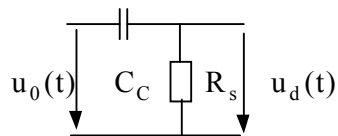


Fig.8.14 Circuit de eliminare a componentei continue

Semnalul la ieșirea detectorului va avea forma din - *figura 8.15*

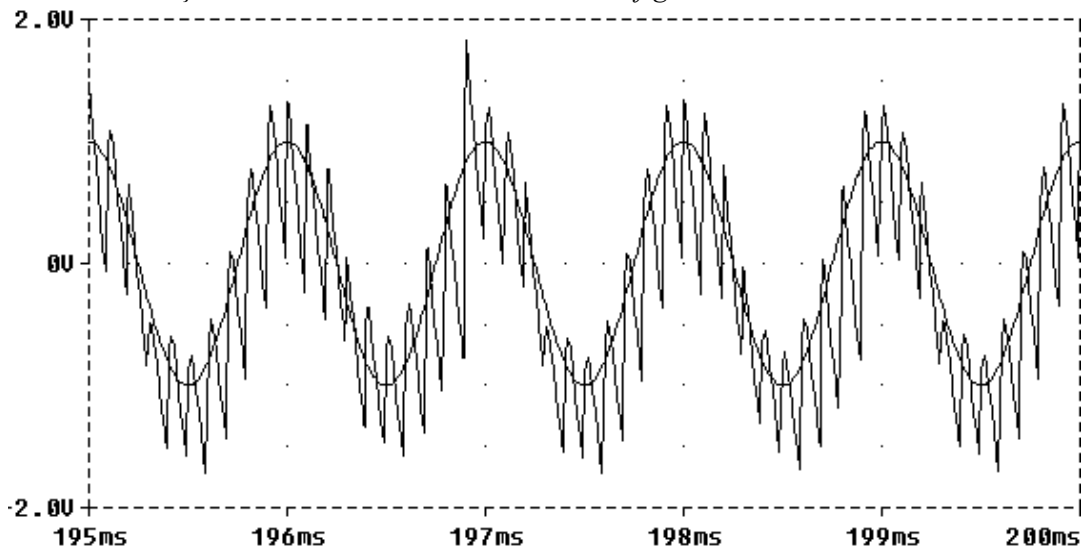


Fig.8.15 Semnalul de la ieșirea circuitului ( fără componentă continuă ) și semnalul modulator

În concluzie schema detectorului cu dioda serie arată ca în figura 8.16

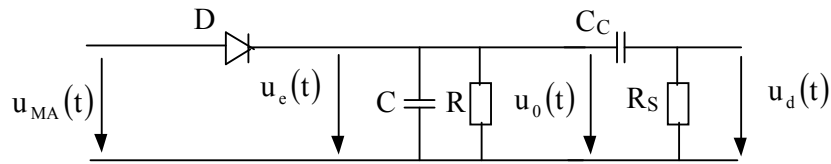


Fig.8.16 Schema detectorului cu dioda serie

Schema electrică utilizată pentru simularea detecției este prezentată în figura 8.17.

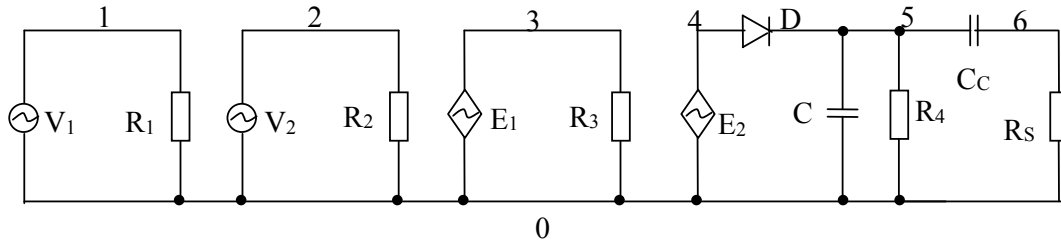


Fig.8.17 Schema electrică a detectorului cu dioda serie utilizată pentru simularea detecției

*Observație :*

Se recunoaște schema electrică utilizată pentru obținerea semnalului modulat în amplitudine ( vezi LUCRAREA 7 ), completată cu schema detectorului ;

$E_2$  este semnalul M.A.

*Programul scris în editorul Notepad este următorul :*

**Demodulație în amplitudine**

**V1 1 0 SIN( 0V 10V 10KHZ 0ms 0.0 90.0)**

**R1 1 0 1K**

**V2 2 0 SIN( 0V 1V 1KHZ 0ms 0.0 90.0)**

**R2 2 0 1K**

**E1 3 0 POLY(1) 2 0 (1.0 0.1)**

**R3 3 0 1K**

**E2 4 0 POLY(2) 3 0 1 0 (0.0 0.0 0.0 0.0 1.0)**

**DR 4 5 DINT**

**R4 5 0 1K**

**C 5 0 2.1uF**

**C\_C 5 6 0.2mF**

**R\_S 6 0 1K**

**.TRAN 40us 4ms 0ms 40us**

**.PROBE**

**.END**

Observăm că în acest caz semnalul definit mai sus este particularizat astfel :

$A_p = 10V$  ,  $F_p = 10KHz$  ,  $f_0 = 1KHz$  ,  $m = 0.1$

#### **8.4. Desfășurarea lucrării :**

Se va realiza detecția unui semnal M.A cu următoarele caracteristici

$$A_p = 8V , f_p = 50KHz , f_0 = 2KHz , m = 0.12$$

- 8.4.1. Se scrie programul în editorul *Notepad* corespunzător analizei semnalului ;
- 8.4.2. Se vizualizează evoluția în timp , a semnalului detectat cu ajutorul utilitarului *Probe* ;
- 8.4.3. Se verifică dacă filtrul RC a fost corect proiectat , astfel încât să nu apară distorsiuni la semnalul de ieșire ( demodulat ) ;
- 8.4.4. Se compară semnalul modulator , cu cel obținut prin detecție cu ajutorul utilitarului *Probe*;

#### **8.5. Conținutul referatului :**

- 8.5.1. Schema electrică a detectorului cu dioda serie ;
- 8.5.2. Schema electrică utilizată pentru simulare ( cu toate nodurile circuitului marcate!);
- 8.5.3. Fișierele rezultate în urma simulării în *Pspice* ( **NUME CIR. , NUME OUT. NUME DAT.** ) salvate fie într-un director propriu ( de exemplu : 3Raa. , 3 Av. , 3Rdlc. ) fie pe dischetă ;





## LUCRAREA 9

### CIRCUITE DE LIMITARE ; LIMITATOARE DE MAXIM

#### 9.1. Scopul lucrării :

Înțelegerea funcționării circuitelor de limitare de maxim ,utilizând simularea în *PSpice*

#### 9.2. Materiale și aparatură necesare :

Lucrarea de laborator se va desfășura cu ajutorul unui calculator personal ce are instalat programul *Pspice* ( versiunea 5.3 ) pentru mediul *Windows*

#### 9.3. Considerații teoretice :

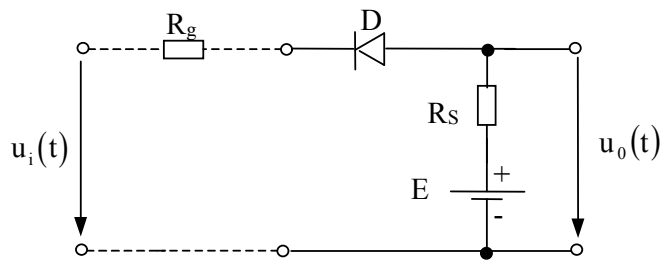
Limitatoarele de maxim au două variante constructive:

- cu dioda în serie cu sursa de semnal ;
- cu dioda în paralel cu sursa de semnal ;

Vom analiza funcționarea acestor circuite doar ca limitatoare de semnale sinusoidale .

##### 9.3.1.Limitatoare de maxim cu dioda în serie cu sursa de semnal

Schema electrică a unui astfel de circuit este prezentată în *figura 9.1*.



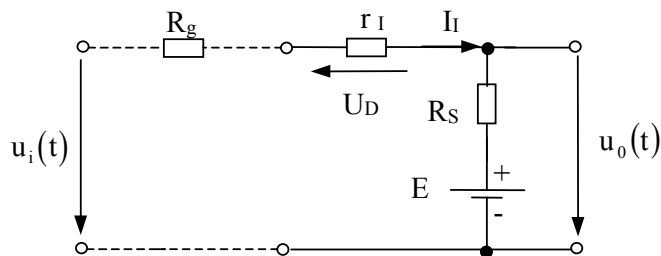
Notății :

- $u_i(t)$  - semnalul de intrare
- $u_o(t)$  - semnalul de ieșire
- $R_g$  - rezistența generatorului (de valoare mică - 50  $\Omega$ )
- $R_s$  - rezistența de sarcină - limitează curentul prin diodă
- $E$  - valoarea tensiunii de limitare

Fig.9.1 Schema electrică a unui limitator de maxim cu dioda serie

##### 9.3.1.1. Determinarea amplitudinii semnalului de intrare , pentru care dioda conduce .

Considerăm că dioda este blocată - *figura 9.2*.



Notății :

- $r_i$  - rezistența inversă a diodei (de valoare foarte mare - sute  $M\Omega$ )
- $I_i$  -curentul invers prin diodă (de valoare foarte mică -pA , nA )
- $U_D$  - valoarea tensiunii directe pe diodă

Fig.9.2 Schema echivalentă a limitatorului de maxim cu dioda serie în cazul în care dioda este blocată

*Observație :*

În acest caz am înlocuit dioda printr-o rezistență de valoare foarte mare străbătută de curentul invers  $I_I$  de valoare mică – vezi *figura 9.3*.

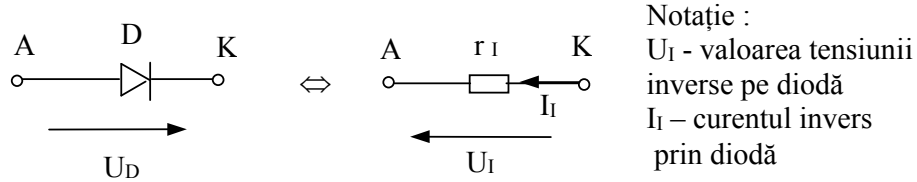


Fig.9.3 Schema echivalentă simplificată a unei diode blocate

Aplicând teorema a doua a lui Kirchhoff în circuitul din *figura 9.2* obținem :

$U_D = E - u_i(t) + (R_s + R_g)I_I$  și datorită faptului că  $I_I$  are o valoare foarte mică , tensiunea pe diodă poate fi aproximată prin relația :

$$U_D \approx E - u_i(t) \quad (9.1)$$

Funcționarea circuitului este dată de deschiderea și blocarea alternativă a diodei în funcție de semnalul de intrare și de tensiunea de limitare  $E$  .

Pentru ca dioda să conducă este necesar ca  $U_D > U_\gamma$  unde  $U_\gamma$  este tensiunea de deschidere a diodei ( $U_\gamma \approx 0,7V$  pentru diodele din Si ,  $U_\gamma \approx 0,2V$  pentru diodele din Ge )

Așadar:

- Pentru ,  $u_i(t) < E - U_\gamma$  dioda este în stare de conducție, și (9.2)

- Pentru ,  $u_i(t) > E - U_\gamma$  dioda este blocată. (9.3)

*Observație :*

Pentru a se utiliza un asemenea circuit pe post de limitator de maxim este necesar ca  $E < U_i$  , unde  $U_i$  este amplitudinea semnalului de intrare .

### 9.3.1.2. Determinarea semnalului de la ieșirea circuitului când dioda conduce .

Pentru a determina forma semnalului la ieșirea circuitului când dioda conduce,  $u_i(t) < E - U_\gamma$  , considerăm dioda ca fiind echivalentă cu o rezistență de valoare mică  $r_D$  , înseriată cu o sursă de tensiune continuă  $U_\gamma$  , ca în *figura 9.4* .

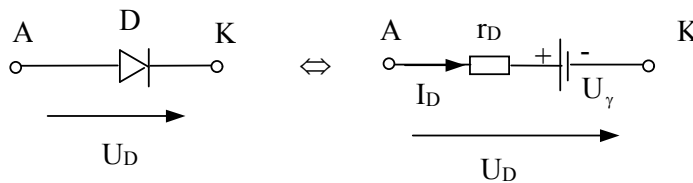
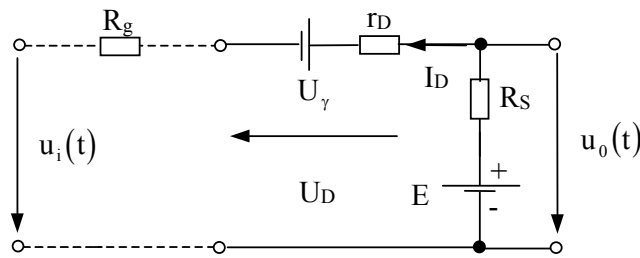


Fig.9.4 Schema echivalentă simplificată a unei diode în conducție

În acest caz circuitul de limitare arată ca în *figura 9.5*.



Notății :

$r_D$  - rezistența directă a diodei (de valoare mică -  $\Omega$ )  
 $I_D$  -curentul direct prin diodă (a cărui valoare valoare -mA este limitată de  $R_s$ )  
 $U_D$  - valoarea tensiunii directe pe diodă

Fig.9.5 Schema echivalentă a limitatorului de maxim cu dioda serie în cazul în care dioda este în conducție

Aplicând teorema a doua a lui Kirchhoff în circuitul din *figura 9.5* obținem:

$$\begin{cases} u_i(t) - u_o(t) + U_\gamma + (r_D + R_g)I_D = 0 \\ u_o(t) - E + R_s I_D = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_D = \frac{E - u_o(t)}{R_s} \\ u_o(t) = \frac{R_s}{R_s + R_g + r_D} \left[ u_i(t) + U_\gamma + \frac{R_g + r_D}{R_s} E \right] \end{cases}$$

$$\text{Dar cum : } \begin{cases} R_g \ll R_s \\ r_D \ll R_s \end{cases} \Rightarrow$$

$$u_o(t) \approx u_i(t) + U_\gamma \quad (9.4)$$

*Observație :*

Forma semnalului de ieșire când dioda este în stare de conducție, este asemănătoare cu cea a semnalului de intrare.

### 9.3.1.3. Determinarea semnalului de la ieșirea circuitului când dioda este blocată

Pentru a determina forma semnalului la ieșirea circuitului când dioda este blocată ,  $u_i(t) > E - U_\gamma$  folosim schema din *figura 9.2* .

Aplicând teorema a doua a lui Kirchhoff obținem :

$u_o(t) = E + R_s I_1$  și datorită faptului că  $I_1$  are o valoare foarte mică , tensiunea de la ieșire poate fi aproximată prin relația :

$$u_o(t) \approx E = ct \quad (9.5)$$

*Observație :*

În acest caz apare fenomenul de limitare

### 9.3.2 . Limitatoare de maxim cu dioda în paralel cu sursa de semnal

Schema electrică a unui astfel de circuit este prezentată în *figura 9.6*.

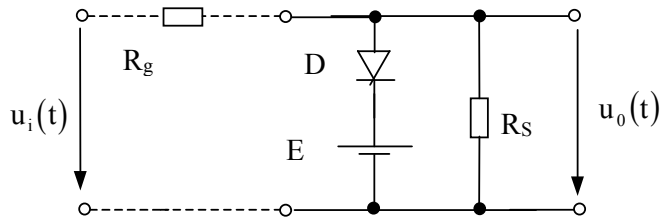


Fig.9.6 Schema electrică a unui limitator de maxim cu dioda paralel

#### 9.3.2.1. Determinarea amplitudinii semnalului de intrare , pentru care dioda conduce .

Considerăm că dioda este blocată - *figura 9.7*.

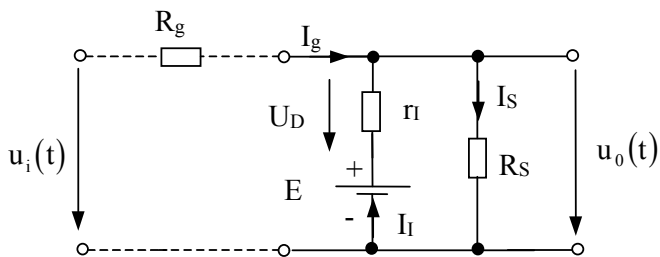


Fig.9.7 Schema echivalentă a limitatorului de maxim cu dioda paralel în cazul în care dioda este blocată

Aplicând teorema a doua a lui Kirchhoff în circuitul din *figura 9.7* obținem :

$U_D \approx u_i(t) - E$ , datorită faptului că  $R_g$  are o valoare foarte mică .

Pentru ca dioda să conducă este necesar ca  $U_D > U_\gamma$  .

Așadar:

- Pentru ,  $u_i(t) > E + U_\gamma$  dioda este în stare de conducție (9.6)

- Pentru ,  $u_i(t) < E + U_\gamma$  dioda este blocată. (9.7)

*Observație :*

Pentru a se utiliza un asemenea circuit pe post de limitator de maxim este necesar ca  $E < U_i$  , unde  $U_i$  este amplitudinea semnalului de intrare .

#### 9.3.2.2. Determinarea semnalului de la ieșirea circuitului când dioda conduce

Pentru a determina forma semnalului la ieșirea circuitului când dioda conduce,  $u_i(t) > E + U_\gamma$ , considerăm dioda ca fiind echivalentă cu o rezistență de valoare mică  $r_D$  , înseriată cu o sursă de tensiune continuă  $U_\gamma$  , ca în *figura 9.8* .

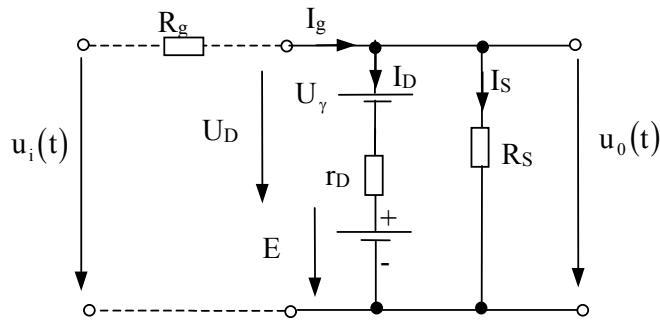


Fig.9.8 Schema echivalentă a limitatorului de maxim cu dioda paralel în cazul în care dioda este în conducție

Aplicând teorema a doua a lui Kirchhoff în circuitul din *figura 9.8* obținem:

$u_0(t) - U_\gamma - E - r_D I_D = 0$  Dar, cum  $r_D$  are o valoare foarte mică rezultă că:

$$u_0(t) \approx E + U_\gamma \quad (9.8)$$

*Observație :*

*În acest caz apare fenomenul de limitare*

### 9.3.2.3. Determinarea semnalului de la ieșirea circuitului când dioda este blocată .

Pentru a determina forma semnalului la ieșirea circuitului când dioda este blocată

$u_i(t) < E + U_\gamma$  folosim schema din *figura 9.7* .

Aplicând teoremele lui Kirchhoff obținem :

$$\begin{cases} u_i(t) = u_0(t) + R_g I_g \\ I_s = I_i + I_g \end{cases}$$

și datorită faptului că  $I_i$  și  $R_g$  au o valoare foarte mică , tensiunea de la ieșire poate fi aproximată prin relația :

$$u_i(t) \approx u_0(t) \quad (9.9)$$

*Observație :*

*Forma semnalului de ieșire când dioda este în stare de conducție, este asemănătoare cu cea a semnalului de intrare.*

### 9.3.3.Simularea în Pspice

#### 9.3.3.1. Limitatoare de maxim de semnal sinusoidal cu dioda în serie

Considerăm circuitul din *figura 9.1*.

Sursa de semnal generează un semnal sinusoidal cu următorii parametrii electrici :

$$U_i = 15V , f = 4kHz$$

Considerăm că :  $R_g = 50\Omega$  ,  $R_s = 2k\Omega$  ,  $E = 5V$

Programul scris în editorul Notepad este următorul :

**Limitator de maxim cu dioda serie**

**u<sub>i</sub> 1 0 sin 0V 5V 4kHz**

**R<sub>g</sub> 1 2 50**

**D 3 2 DINT**

**R<sub>s</sub> 3 4 2k**

**E 4 0 3V**

**.MODEL DINT D**

**.TRAN 20us 1ms 0s 1us**

**.PROBE**

**.END**

Reprezentarea grafică a semnalelor considerate importante pentru analiza circuitului de limitare sunt prezentate cu ajutorul utilitarului *Probe* în figura 9.9.

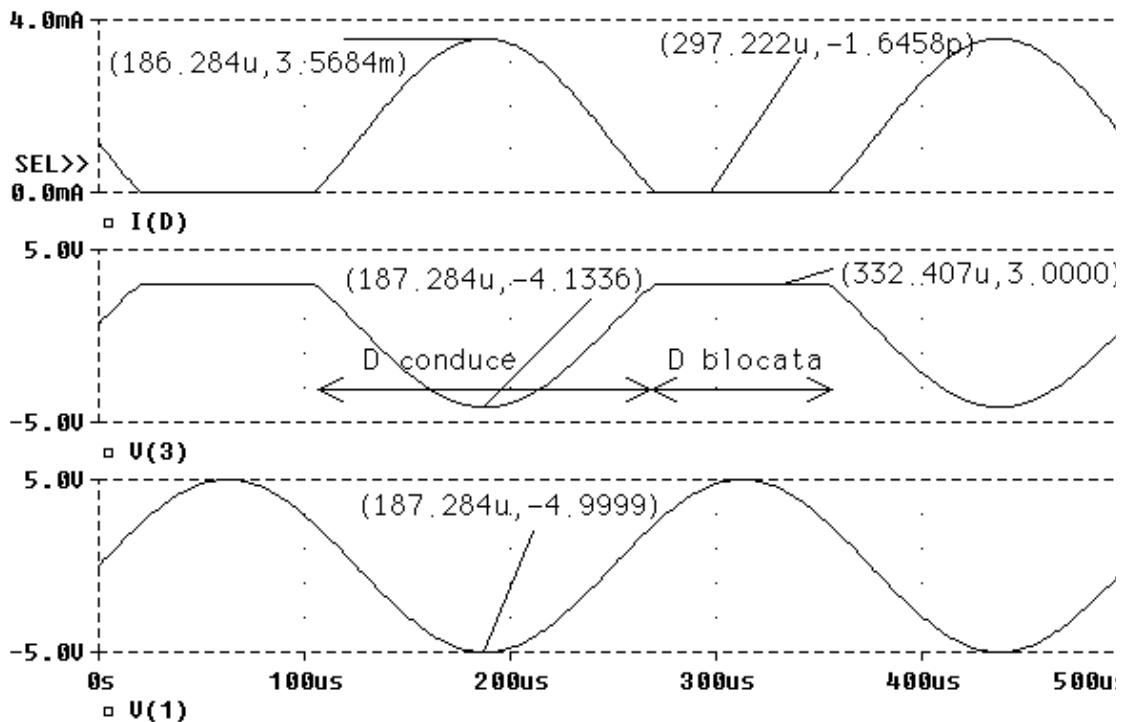


Fig. 9.9 Vizualizarea semnalelor la un limitator de maxim cu dioda serie , obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

**V(1)** – Semnalul ( tensiunea ) de la intrare ;

**V(3)** – Semnalul ( tensiunea ) de la ieșire ;

**I(D)** – Curentul prin diodă ;

*Observații :*

a) În *Schematics*, (secțiunea DRAW-GET NEW PART), nu avem detalii despre tipul de semiconductor din care este construită dioda . În schimb, în utilitarul *PROBE*, se poate vizualiza curentul prin dioda aflată în conducție **I(D)** .

Apelând la facilitățile utilitarului *Probe*, activăm cursorul și afișăm minimum semnalului (-1,4445 pA) . Această valoare corespunde zonei de blocare a diodei , putând afla astfel valoarea curentului invers  $-I_1$  prin diodă .Cum valoarea acestui curent este de ordinul pA÷nA, pentru diode cu siliciu , respectiv  $\mu$ A pentru diode cu germaniu rezultă că dioda este siliciu .

Toate diodele folosite ulterior în analiza diferitelor tipuri de limitatoare sunt de același tip , D 1N4148 , din siliciu .

În practică se utilizează diode din germaniu , deoarece au tensiunea de deschidere mai mică deoarece semnalul de ieșire este mai puțin influențat - vezi (9.4)  $u_0(t) \approx u_i(t) + U_\gamma$

- b) Pe grafice sunt notate zonele de conducție și de blocare a diodei .
- c) Pe durata de blocare a diodei , valoarea tensiunii de la ieșire este egală cu cea a tensiunii de limitare ,  $E = 3V$  .
- d) Pe durata de conducție a diodei , semnalul de la ieșire **V(3)** are forma semnalului de la intrare **V(1)** . Pentru a afla valoarea amplitudinii tensiunii de la ieșire , la un moment dat , apelăm la (9.4)  $u_0(t) \approx u_i(t) + U_\gamma$  .

*Exemplu :*

În momentele de minim ale semnalului de intrare , amplitudinea semnalului de la ieșire se calculează astfel :

$$U_0 = -5V + 0,7V = -4,3V$$

9.3.3.2.Limitatoare de maxim de semnal sinusoidal cu dioda în paralel  
Valorile pieselor din circuit , precum și sursa de semnal sunt identice cu cele de la limitatoarele cu dioda în serie .

*Programul scris în editorul Notepad este următorul :*

**Limitator de maxim cu dioda paralel**

**u<sub>i</sub> 1 0 sin 0V 10V 4kHz**

**R<sub>g</sub> 1 2 50**

**D 2 3 DINT**

**R<sub>s</sub> 2 0 2k**

**E 3 0 3V**

**.MODEL DINT D**

**.TRAN 20us 1ms 0s 1us**

**.PROBE**

**.END**

Reprezentarea grafică a semnalelor considerate importante pentru analiza circuitului de limitare sunt prezentate cu ajutorul utilitarului *Probe* în figura 9.10.

*Observații :*

- a) Pe grafice sunt notate zonele de conducție și de blocare a diodei .
- b) Pe durata de blocare a diodei , semnalul de la ieșire **V(3)** are forma semnalului de la intrare **V(1)** . Pentru a afla valoarea amplitudinii tensiunii de la ieșire , la un moment dat , apelăm la (9.9)  $u_i(t) \approx u_0(t)$  .
- c) Pe durata de conducție a diodei , valoarea tensiunii de la ieșire este egală conform (9.8) cu  $u_0(t) \approx E + U_\gamma$  ,  $E \approx 3,08V$  .
- d) Se observă ca pe durata de conducția a diodei amplitudinea curentului prin diodă este mult mai mare (  $I_{D \text{ paralel}} \approx 26mA$  ), comparativ cu curentul prin diodă în cazul limitatorului cu dioda serie (  $I_{D \text{ serie}} \approx 3,5mA$  ), pentru aceeași valoare a rezistenței de sarcină .

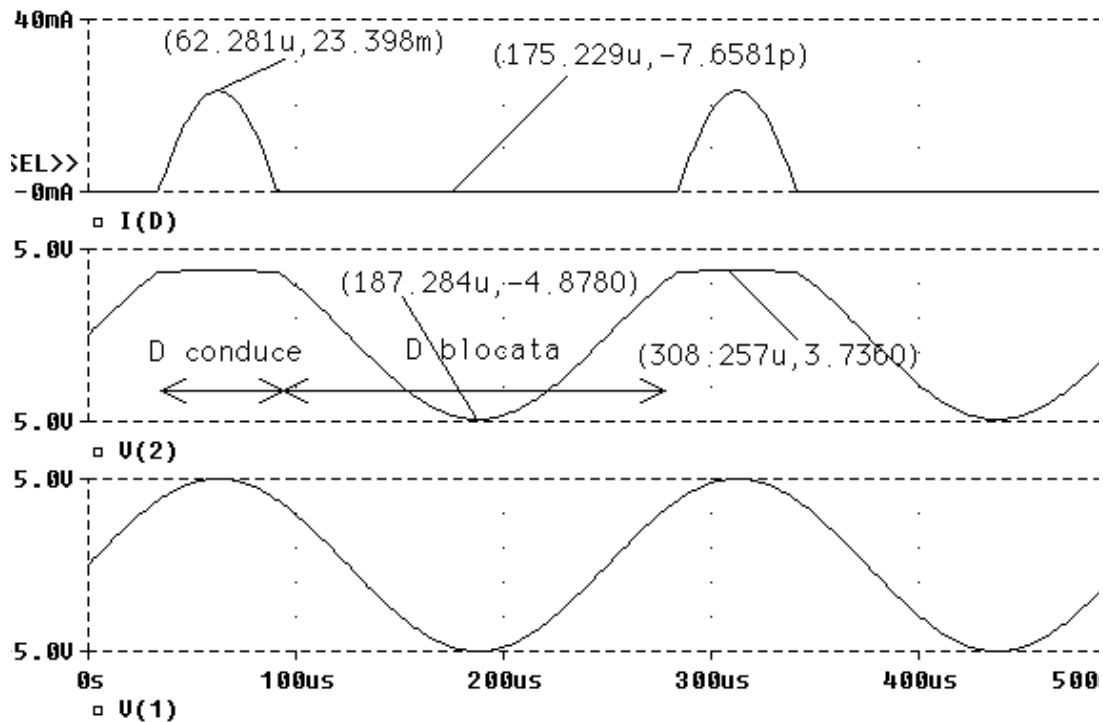


Fig. 9.10 Vizualizarea semnalelor la un limitator de maxim cu dioda paralel , obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

V(1) – Semnalul ( tensiunea ) de la intrare ;

V(3) – Semnalul ( tensiunea ) de la ieșire ;

I(D) – Curentul prin diodă

#### 9.4. Desfășurarea lucrării :

a) Se va realiza simularea funcționării unui limitator de maxim cu dioda serie în care :

$$u_i(t) = U_i \sin(2\pi f t) , U_i = 10 \text{ V} , f = 10 \text{ kHz}$$

$$R_s = 5 \text{ k}\Omega , R_g = 50 \Omega , E = 3 \text{ V}$$

9.4.1. Se desenează schema electrică a limitatorului de maxim cu dioda serie necesară scrierii programului în *Notepad* ( pe schemă se notează nodurile circuitului ) ;

9.4.2. Se scrie programul în editorul *Notepad* corespunzător simulării funcționării circuitului

9.4.2. Se vizualizează evoluția în timp , a semnalului de la ieșirea limitatorului și a curentului prin diodă cu ajutorul utilitarului *Probe* ;

9.4.3. Se verifică dacă curentul prin diodă nu depășește valoarea maxim admisibilă ( pentru dioda D 1N4148 ,  $I_{MAX} = 200 \text{ mA}$  ) ;

b) Se va realiza simularea funcționării unui limitator de maxim cu dioda paralel în care :

$$u_i(t) = U_i \sin(2\pi f t) , U_i = 7 \text{ V} , f = 5 \text{ kHz}$$

$$R_s = 10 \text{ k}\Omega , R_g = 50 \Omega , E = 2 \text{ V}$$

9.4.4. Se reiau pct.9.4.1. – 9.4.2. adaptate pentru varianta de limitator cu dioda în paralel ;

#### 9.5. Conținutul referatului :

9.5.1. Schemele electrice ale celor două tipuri de limitatoare de maxim utilizate pentru simulare ( cu toate nodurile circuitului marcate! ) ;

9.5.2. Fișierele rezultate în urma simulării în *Pspice* ( **NUME CIR.** , **NUME OUT.** **NUME DAT.** ) salvate fie într-un director propriu ( de exemplu : 3Raa. , 3 Av. , 3Rdlc. ) fie pe dischetă .



## LUCRAREA 10

### CIRCUITE DE LIMITARE ; LIMITATOARE DE MINIM

#### 10.1. Scopul lucrării :

Înțelegerea funcționării circuitelor de limitare de minim ,utilizând simularea în *PSPice*

#### 10.2. Materiale și aparatură necesare :

Lucrarea de laborator se va desfășura cu ajutorul unui calculator personal ce are instalat programul *Pspice* ( versiunea 5.3 ) pentru mediul *Windows*

#### 10.3. Considerații teoretice :

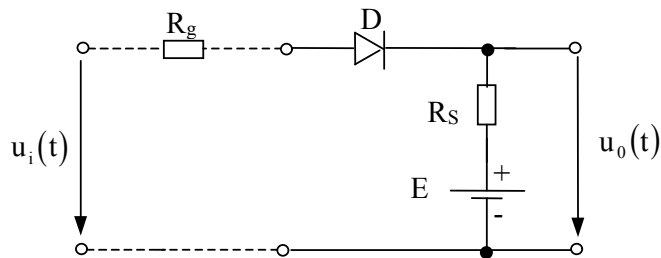
Limitatoarele de maxim au două variante constructive:

- cu dioda în serie cu sursa de semnal ;
- cu dioda în paralel cu sursa de semnal ;

Vom analiza funcționarea acestor circuite doar ca limitatoare de semnale sinusoidale .

##### 10.3.1.Limitatoare de minim cu dioda în serie cu sursa de semnal

Schema electrică a unui astfel de circuit este prezentată în *figura 10.1*.



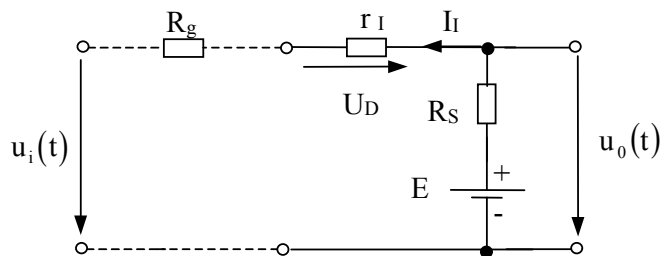
Notații :

- $u_i(t)$  - semnalul de intrare
- $u_o(t)$  - semnalul de ieșire
- $R_g$  - rezistența generatorului (de valoare mică -  $50 \Omega$ )
- $R_s$  - rezistența de sarcină - limitează curentul prin diodă
- $E$  - valoarea tensiunii de limitare

Fig.10.1 Schema electrică a unui limitator de minim cu dioda serie

##### 10.3.1.1. Determinarea amplitudinii semnalului de intrare , pentru care dioda conduce .

Considerăm că dioda este blocată - *figura 10.2*.



Notații :

- $r_i$  - rezistența inversă a diodei (de valoare foarte mare - sute  $M\Omega$ )
- $I_i$  -curentul invers prin diodă (de valoare foarte mică - $\mu A$  ,  $nA$  )
- $U_D$  - valoarea tensiunii directe pe diodă

Fig.10.2 Schema echivalentă a limitatorului de minim cu dioda serie în cazul în care dioda este blocată

Aplicând teorema a doua a lui Kirchoff în circuitul din *figura 10.2* obținem :

$U_D = u_i(t) - E + (R_s + R_g)I_1$  și datorită faptului că  $I_1$  are o valoare foarte mică , tensiunea pe diodă poate fi aproxumată prin relația :

$$U_D \approx u_i(t) - E \quad (10.1)$$

Funcționarea circuitului este dată de deschiderea și blocarea alternativă a diodei în funcție de semnalul de intrare și de tensiunea de limitare  $E$  .

Pentru ca dioda să conducă este necesar ca  $U_D > U_\gamma$  unde  $U_\gamma$  este tensiunea de deschidere a diodei ( $U_\gamma \approx 0,7V$  pentru diodele din Si ,  $U_\gamma \approx 0,2V$  pentru diodele din Ge )

Așadar:

- Pentru ,  $u_i(t) > E + U_\gamma$  dioda este în stare de conducție (10.2)

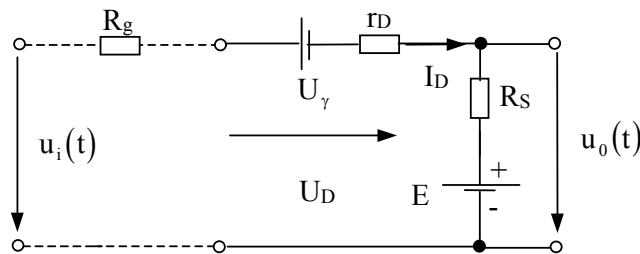
- Pentru ,  $u_i(t) < E + U_\gamma$  dioda este blocată. (10.3)

*Observație :*

Pentru a se utiliza un asemenea circuit pe post de limitator de minim este necesar ca  $E < U_i$  , unde  $U_i$  este amplitudinea semnalului de intrare .

### 10.3.1.2. Determinarea semnalului de la ieșirea circuitului când dioda conduce .

Pentru a determina forma semnalului la ieșirea circuitului când dioda conduce,  $u_i(t) > E + U_\gamma$  , folosim schema din *figura 10.3*.



Notății :

$r_D$  - rezistența directă a diodei (de valoare mică -  $\Omega$ )  
 $I_D$  -curentul direct prin diodă (a căru valoare valoare -mA este limitată de  $R_s$ )  
 $U_D$  - valoarea tensiunii directe pe diodă

Fig.10.3 Schema echivalentă a limitatorului de minim cu dioda serie în cazul în care dioda este în conducție

Aplicând teorema a doua a lui Kirchoff în circuitul din *figura 10.3* obținem:

$$\begin{cases} u_i(t) - u_o(t) - U_\gamma - (r_D + R_g)I_D = 0 \\ u_o(t) = E + R_s I_D = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_D = \frac{u_o(t) - E}{R_s} \\ u_o(t) = \frac{R_s}{R_s + R_g + r_D} \left[ u_i(t) - U_\gamma + \frac{R_g + r_D}{R_s} E \right] \end{cases}$$

$$\text{Dar cum : } \begin{cases} R_g \ll R_s \\ r_D \ll R_s \end{cases} \Rightarrow$$

$$u_o(t) \approx u_i(t) - U_\gamma \quad (10.4)$$

*Observație :*

Forma semnalului de ieșire când dioda este în stare de conducție, este asemănătoare cu cea a semnalului de intrare.

### 10.3.1.3. Determinarea semnalului de la ieșirea circuitului când dioda este blocată

Pentru a determina forma semnalului la ieșirea circuitului când dioda este blocată  $u_i(t) < E + U_\gamma$  folosim schema din *figura 10.2*.

Aplicând teorema a doua a lui Kirchhoff obținem :

$u_0(t) = E - R_s I_1$  și datorită faptului că  $I_1$  are o valoare foarte mică , tensiunea de la ieșire poate fi aproximată prin relația :

$$u_0(t) \approx E = ct \quad (10.5)$$

*Observație :*

*În acest caz apare fenomenul de limitare*

### 10.3.2 . Limitatoare de minim cu dioda în paralel cu sursa de semnal

Schema electrică a unui astfel de circuit este prezentată în *figura 10.4*.

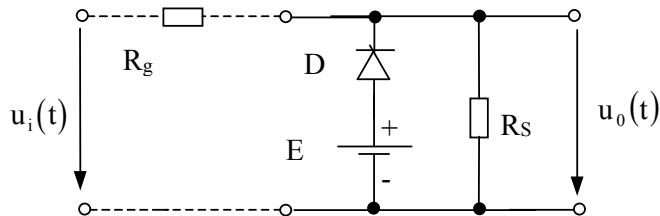


Fig.10.4 Schema electrică a unui limitator de minim cu dioda paralel

#### 10.3.2.1. Determinarea amplitudinii semnalului de intrare , pentru care dioda conduce .

Considerăm că dioda este blocată - *figura 10.5*.

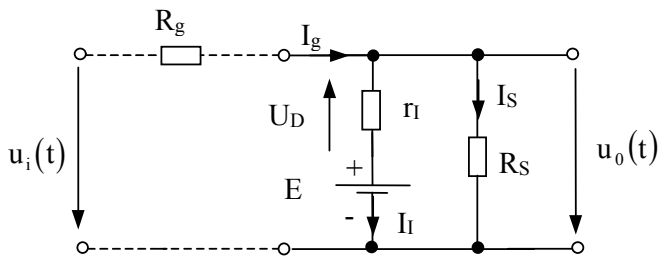


Fig.10.5 Schema echivalentă a limitatorului de minim cu dioda paralel în cazul în care dioda este blocată

Aplicând teorema a doua a lui Kirchhoff în circuitul din *figura 10.5* obținem :

$U_D \approx E - u_i(t)$ , datorită faptului că  $R_g$  are o valoare foarte mică .

Pentru ca dioda să conducă este necesar ca  $U_D > U_\gamma$  .

Așadar:

- Pentru ,  $u_i(t) < E - U_\gamma$  dioda este în stare de conducție (10.6)

- Pentru ,  $u_i(t) > E - U_\gamma$  dioda este blocată. (10.7)

*Observație :*

Pentru a se utiliza un asemenea circuit pe post de limitator de maxim este necesar ca  $E < U_i$  , unde  $U_i$  este amplitudinea semnalului de intrare .

### 10.3.2.2. Determinarea semnalului de la ieșirea circuitului când dioda conduce

Pentru a determina forma semnalului la ieșirea circuitului când dioda conduce,  $u_i(t) < E - U_\gamma$ , considerăm dioda ca fiind echivalentă cu o rezistență de valoare mică  $r_D$ , înseriată cu o sursă de tensiune continuă  $U_\gamma$ , ca în *figura 10.6*.

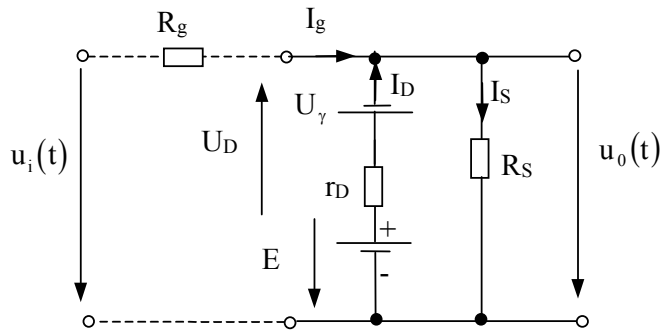


Fig.10.6 Schema echivalentă a limitatorului de minim cu dioda paralel în cazul în care dioda este în conducție

Aplicând teorema a doua a lui Kirchoff în circuitul din *figura 10.6* obținem:  
 $u_o(t) + U_\gamma - E + r_D I_D = 0$  Dar, cum  $r_D$  are o valoare foarte mică rezultă că:

$$u_o(t) \approx E - U_\gamma \quad (10.8)$$

*Observație :*

*În acest caz apare fenomenul de limitare*

### 10.3.2.3. Determinarea semnalului de la ieșirea circuitului când dioda este blocată .

Pentru a determina forma semnalului la ieșirea circuitului când dioda este blocată ,  $u_i(t) > E - U_\gamma$  folosim schema din *figura 10.5* .

Aplicând teoremele lui Kirchoff obținem :

$$\begin{cases} u_i(t) = u_o(t) + R_g I_g \\ I_g = I_1 + I_s \end{cases}$$

și datorită faptului că  $I_1$  și  $R_g$  au o valoare foarte mică , tensiunea de la ieșire poate fi aproximată prin relația :

$$u_i(t) \approx u_o(t) \quad (10.9)$$

*Observație :*

*Forma semnalului de ieșire când dioda este blocată, este asemănătoare cu cea a semnalului de intrare.*

### 10.3.3. Simularea în Pspice

Circuitele de limitare de minim vor avea aceași parametrii ca și în cazul simulării circuitelor de maxim – vezi LUCRAREA 9

### 10.3.3.1. Limitatoare de minim de semnal sinusoidal cu dioda în serie

Considerăm circuitul din *figura 10.1*.

Programul scris în editorul Notepad este următorul :

**Limitator de minim cu dioda serie**

**u<sub>i</sub> 1 0 sin 0V 5V 4kHz**

**R<sub>g</sub> 1 2 50**

**D 3 2 DINT**

**R<sub>s</sub> 3 4 2k**

**E 4 0 3V**

**.MODEL DINT D**

**.TRAN 20us 1ms 0s 1us**

**.PROBE**

**.END**

Reprezentarea grafică a semnalelor considerate importante pentru analiza circuitului de limitare sunt prezentate cu ajutorul utilitarului *Probe* în *figura 10.7*

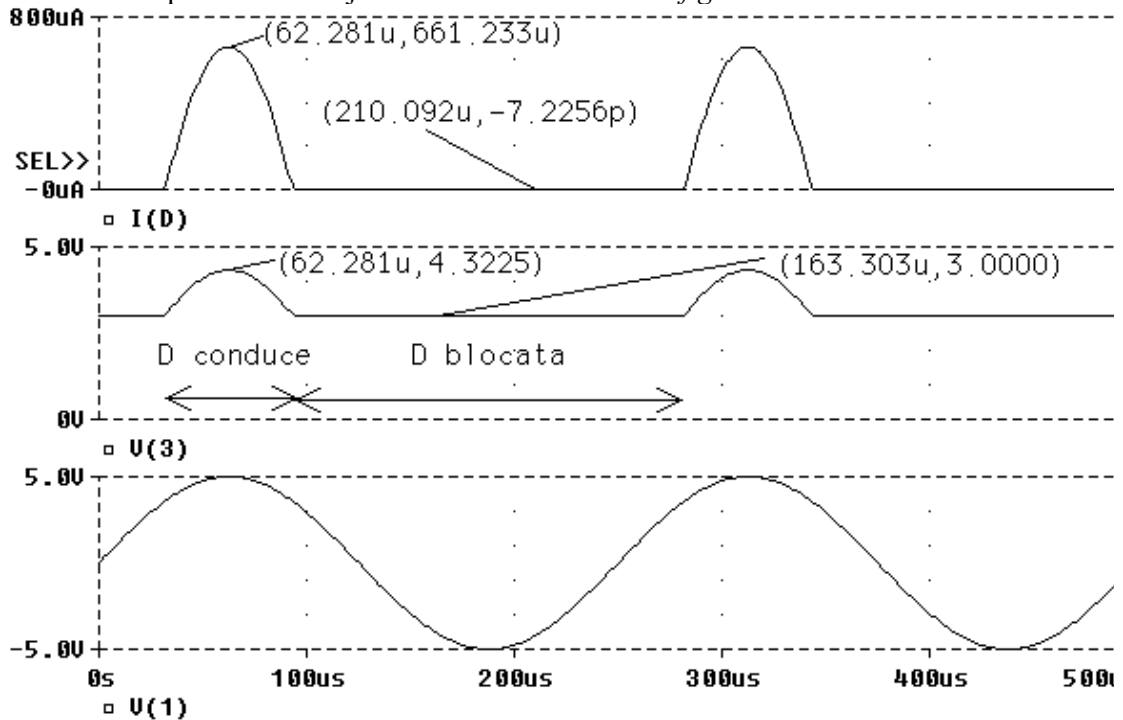


Fig. 10.7 Vizualizarea semnalelor la un limitator de minim cu dioda serie , obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

**V(1)** – Semnalul ( tensiunea ) de la intrare ;

**V(3)** – Semnalul ( tensiunea ) de la ieșire ;

**I(D)** – Curentul prin diodă ;

*Observații :*

- a) Pe grafice sunt notate zonele de conducție și de blocare a diodei .
- b) Pe durata de blocare a diodei , valoarea tensiunii de la ieșire este egală cu cea a tensiunii de limitare ,  $E = 3V$  .
- c) Pe durata de conducție a diodei , semnalul de la ieșire **V(3)** are forma semnalului de la intrare **V(1)** .

Pentru a afla valoarea amplitudinii tensiunii de la ieșire , la un moment dat , apelăm la (10.4) :  $u_o(t) \approx u_i(t) - U_\gamma$  .

*Exemplu :*

În momentele de maxim ale semnalului de intrare , amplitudinea semnalului de la ieșire se calculează astfel :

$$U_0 = 5V - 0,7V = 4,3V$$

### 10.3.3.2. Limitatoare de minim de semnal sinusoidal cu dioda în paralel

Considerăm circuitul din *figura 10.4.*

*Programul scris în editorul Notepad este următorul :*

**Limitator de minim cu dioda paralel**

**$u_i$  1 0 sin 0V 10V 4kHz**

**Rg 1 2 50**

**D 3 2 DINT**

**R<sub>s</sub> 2 0 2k**

**E 3 0 3V**

**.MODEL DINT D**

**.TRAN 20us 1ms 0s 1us**

**.PROBE**

**.END**

Reprezentarea grafică a semnalelor considerate importante pentru analiza circuitului de limitare sunt prezentate cu ajutorul utilitarului *Probe* în *figura 10.8.*

*Observații :*

- a) Pe grafice sunt notate zonele de conducție și de blocare a diodei .
- b) Pe durata de blocare a diodei , semnalul de la ieșire **V(3)** are forma semnalului de la intrare **V(1)** . Pentru a afla valoarea amplitudinii tensiunii de la ieșire , la un moment dat , apelăm la (10.9)  $u_i(t) \approx u_o(t)$  .
- c) Pe durata de conducție a diodei , valoarea tensiunii de la ieșire este egală conform (10.8) cu  $u_o(t) \approx E - U_\gamma$  ,  $E \approx 2,2V$  .
- d) Se observă ca pe durata de conducția a diodei amplitudinea curentului prin diodă este mult mai mare (  $I_{D \text{ paralel}} \approx 187mA$  ), comparativ cu curentul prin diodă în cazul limitatorului cu dioda serie (  $I_{D \text{ serie}} \approx 0,66mA$  ), pentru aceeași valoare a rezistenței de sarcină .

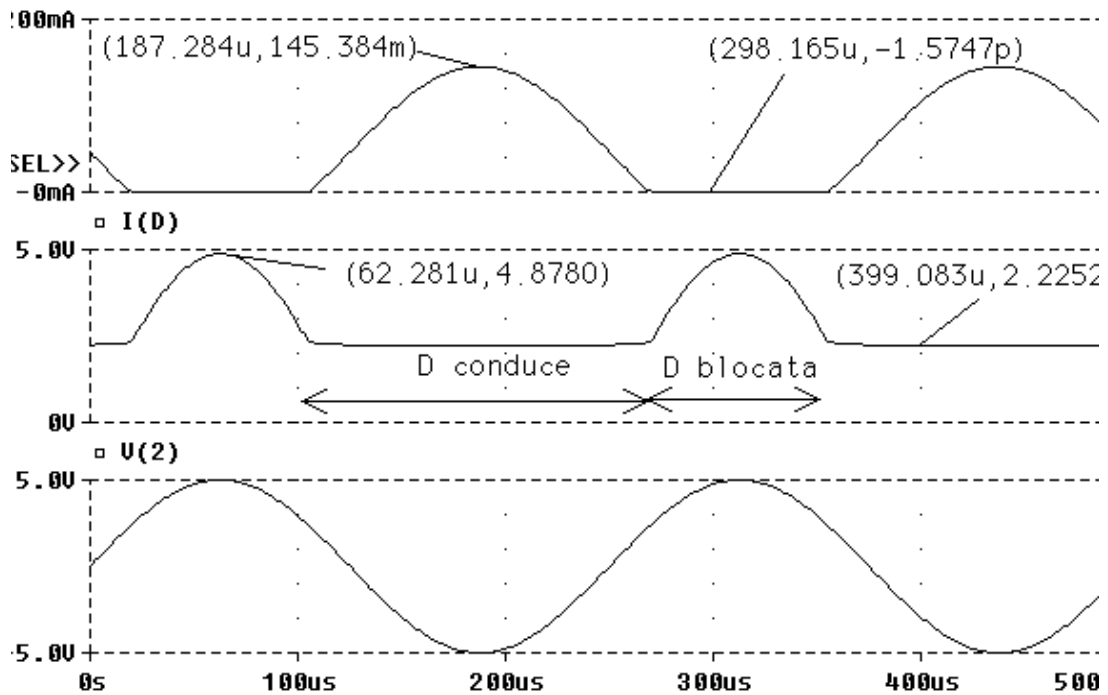


Fig. 10.8 Vizualizarea semnalelor la un limitator de minim cu dioda paralel , obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

**V(1)** – Semnalul ( tensiunea ) de la intrare ;

**V(3)** – Semnalul ( tensiunea ) de la ieșire ;

**I(D)** – Curentul prin diodă ;

#### 10.4. Desfășurarea lucrării :

a) Se va realiza simularea funcționării unui limitator de minim cu dioda serie în care :

$$u_i(t) = U_i \sin(2\pi f t) , U_i = 10V , f = 10kHz$$

$$R_s = 5k\Omega , R_g = 50\Omega , E = 3V$$

10.4.1. Se desenează schema electrică a limitatorului de minim cu dioda serie necesară scrierii programului în *Notepad* ( pe schemă se notează nodurile circuitului ) ;

10.4.2. Se scrie programul în editorul *Notepad* corespunzător simulării funcționării circuitului ;

10.4.3. Se vizualizează evoluția în timp , a semnalului de la ieșirea limitatorului și a curentului prin diodă cu ajutorul utilitarului *Probe* ;

10.4.4. Se verifică dacă curentul prin diodă nu depășește valoarea maxim admisibilă ( pentru dioda D 1N4148 ,  $I_{MAX} = 200 mA$  ) ;

b) Se va realiza simularea funcționării unui limitator de minim cu dioda paralel în care :

$$u_i(t) = U_i \sin(2\pi f t) , U_i = 7V , f = 5kHz$$

$$R_s = 10k\Omega , R_g = 50\Omega , E = 2V$$

10.4.4. Se reiau pct.10.4.1. – 10.4.4. adaptate pentru varianta de limitator cu dioda în paralel ;

## **10.5. Conținutul referatului :**

10.5.1. Schemele electrice ale celor două tipuri de limitatoare de minim utilizate pentru simulare ( cu toate nodurile circuitului marcate!);

10.5.2. Fișierele rezultate în urma simulării în *Pspice* ( **NUME CIR.** , **NUME OUT.** **NUME DAT.** ) salvate fie într-un director propriu ( de exemplu : 3Raa. , 3 Av. , 3Rdlc. ) fie pe dischetă ;



## LUCRAREA 11

CIRCUITE DE LIMITARE ;  
LIMITATOARE ( BILATERALE ) DE MAXIM ȘI DE MINIM

### 11.1. Scopul lucrării :

Înțelegerea funcționării circuitelor de limitare ( bilaterale ) de maxim și de minim ,utilizând simularea în *PSpice*

### 11.2. Materiale și aparatură necesare :

Lucrarea de laborator se va desfășura cu ajutorul unui calculator personal ce are instalat programul *Pspice* ( versiunea 5.3 ) pentru mediul *Windows*

### 11.3. Considerații teoretice :

#### 11.3.1. Generalități

Analizăm funcționarea unor limitatoare de maxim și de minim a cărei schemă electrică este prezentată în *figura 11.1*

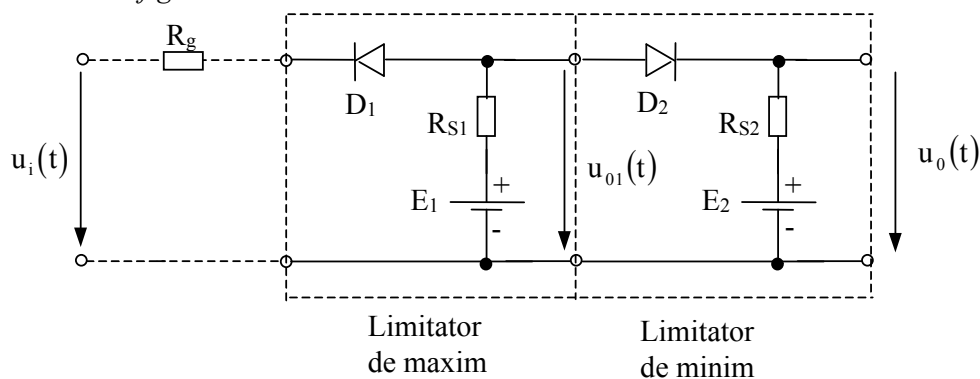


Fig.11.1 Schema electrică a unui limitator de maxim și de minim cu dioda serie

Se observă că avem de a face cu un limitator de maxim cu dioda serie ( $D_1$ ) legat în cascadă cu un limitator de minim cu dioda serie ( $D_2$ ) .

Semnalul de ieșire al limitatorului de maxim  $u_{01}(t)$ , constituie semnalul de intrare al limitatorului de minim .

#### Observație :

Pentru a se utiliza un asemenea circuit pe post de limitator de maxim și de minim este necesar ca :

$$E_1 > E_2, \quad (11.1)$$

#### 11.3.2.. Determinarea semnalului de la ieșirea circuitului $u_o(t)$

Pentru a determina condițiile în care cele două diode sunt în conducție sau sunt blocate , precum și valoarea semnalului de ieșire pentru aceste cazuri , apelăm la concluziile obținute în LUCRĂRILE 9 și 10 .

Din (9.2) și (9.4)  
 -  $D_1$  conduce dacă  $u_i(t) < E_1 - U_\gamma$  și  $u_{o1}(t) \approx u_i(t) + U_\gamma$  (11.2)

Din (9.3) și (9.5)  
 -  $D_1$  este blocată dacă  $u_i(t) > E_1 - U_\gamma$  și  $u_{o1}(t) \approx E_1 = ct$  (11.3)

Din (10.2) și (10.4)  
 -  $D_2$  conduce dacă  $u_{o1}(t) > E_2 + U_\gamma$  și  $u_o(t) \approx u_{o1}(t) - U_\gamma$  (11.4)

Din (10.3) și (10.5)  
 -  $D_2$  este blocată dacă  $u_{o1}(t) < E_2 + U_\gamma$  și  $u_o(t) \approx E_2 = ct$  (11.5)

Funcționarea circuitului este dată de deschiderea și blocarea alternativă a celor două diode în funcție de semnalul de intrare și de tensiunile de limitare  $E_1$  și  $E_2$ .

Printr-o analiză simplă a ecuațiilor (11.1) - (11.5) observăm că :

a) Atâta timp cât  $D_1$  este blocată dioda  $D_2$  nu poate decât să conducă , semnalul de la ieșire este limitat superior .

*Demonstrație :*

$D_1$  blocată , din (11.3) obținem că  $u_{o1}(t) \approx E_1 = ct$ .

Pentru ca  $D_2$  să fie blocată ar trebui ca – din (11.5) -  $u_{o1}(t) < E_2 + U_\gamma$  , adică  $E_1 < E_2 + U_\gamma$  ceea ce contravine condiției (11.1) ( Tensiunea de deschidere a diodei o considerăm neglijabilă în raport cu valorile tensiunilor de limitare ) .

Deci când  $D_1$  blocată  $D_2$  conduce , adică pentru  $u_i(t) > E_1 - U_\gamma$  semnalul de ieșire este :

$$u_o(t) \approx u_{o1}(t) - U_\gamma = E_1 - U_\gamma \quad (11.6)$$

b) Atâta timp cât  $D_1$  conduce dioda  $D_2$  poate să conducă sau să fie blocată , semnalul se la ieșire urmărește semnalul de la intrare sau sau limitat inferior .

*Demonstrație :*

$D_1$  conduce  $u_i(t) < E_1 - U_\gamma$  , din (11.2) obținem că  $u_{o1}(t) \approx u_i(t) + U_\gamma$ .

- Dacă  $u_{o1}(t) > E_2 + U_\gamma$  sau  $u_i(t) + U_\gamma > E_2 + U_\gamma$  adică  $u_i(t) > E_2$  obținem că :

$$u_o(t) \approx u_{o1}(t) - U_\gamma \approx u_i(t) + U_\gamma - U_\gamma \approx u_i(t)$$

- Dacă  $u_{o1}(t) < E_2 + U_\gamma$  sau  $u_i(t) + U_\gamma < E_2 + U_\gamma$  adică  $u_i(t) < E_2$  obținem că  $u_o(t) \approx E_2$

Deci când  $D_1$  conduce și  $D_2$  conduce , adică pentru  $E_2 < u_i(t) < E_1 - U_\gamma$  semnalul de ieșire este :

$$u_o(t) \approx u_i(t) \quad (11.7)$$

Deci când  $D_1$  conduce și  $D_2$  este blocată , adică pentru  $u_i(t) < E_2$  semnalul de ieșire este :

$$u_o(t) \approx E_2 \quad (11.8)$$

În concluzie :

- $u_i(t) < E_2 \Rightarrow u_o(t) \approx E_2$        $D_1$  conduce și  $D_2$  este blocată , *limitare inferioară*
- $E_2 < u_i(t) < E_1 - U_\gamma \Rightarrow u_o(t) \approx u_i(t)$        $D_1$  și  $D_2$  conduc
- $u_i(t) > E_1 - U_\gamma \Rightarrow u_o(t) \approx E_1 - U_\gamma$        $D_1$  blocată  $D_2$  conduce , *limitare superioară*

### 10.3.3. Simularea în Pspice

Simularea o vom realiza desenând direct schema circuitului în *Schematics* vezi *figura 11.2*  
Sursa de semnal generează un semnal sinusoidal cu următorii parametri electrici :

$$U_i = 20V , f = 4kHz$$

$$\text{Considerăm că : } R_g = 50\Omega , R_{S1} = R_{S2} = 2k\Omega , E_1 = V_4 = 10V , E_2 = V_5 = -5V$$

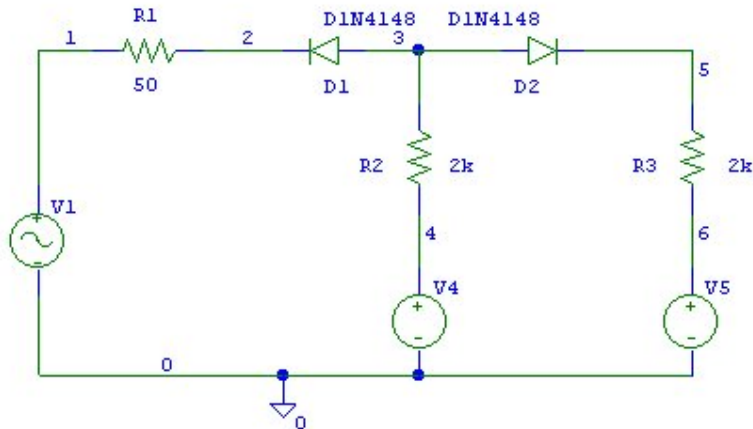


Fig. 11.2 Schema electrică a unui limitator de maxim și de minim cu dioda serie , desenată în *Schematics*

Reprezentarea grafică a semnalelor considerate importante pentru analiza circuitului de limitare sunt prezentate cu ajutorul utilitarului *Probe* în *figura 11.3*

*Observații :*

- a) Pe grafice sunt notate zonele de conducție și de blocare a diodei .
- b) Pe durata de conducție a celor două diode semnalul de la ieșire urmărește semnalul de la intrare ( variație sinusoidală ) .
- c) Pe durata în care  $D_1$  conduce și  $D_2$  este blocată , semnalul de la ieșire **V(5)** este limitat inferior la valoarea ,  $E_2 = -5V$  .
- d) Pe durata în care  $D_1$  este blocată și  $D_2$  conduce , semnalul de la ieșire **V(5)** este limitat superior la valoarea ,  $E_1 = 2,15V$  .

$$\text{Conform (11.6) ar trebui ca } u_o(t) \approx E_1 - U_\gamma \approx 9,2V$$

Pentru a oferi o explicație analizăm fenomenul pe schema echivalentă a circuitului ( diodele înlocuite cu modelele lor liniare ) vezi *figura 11.4*

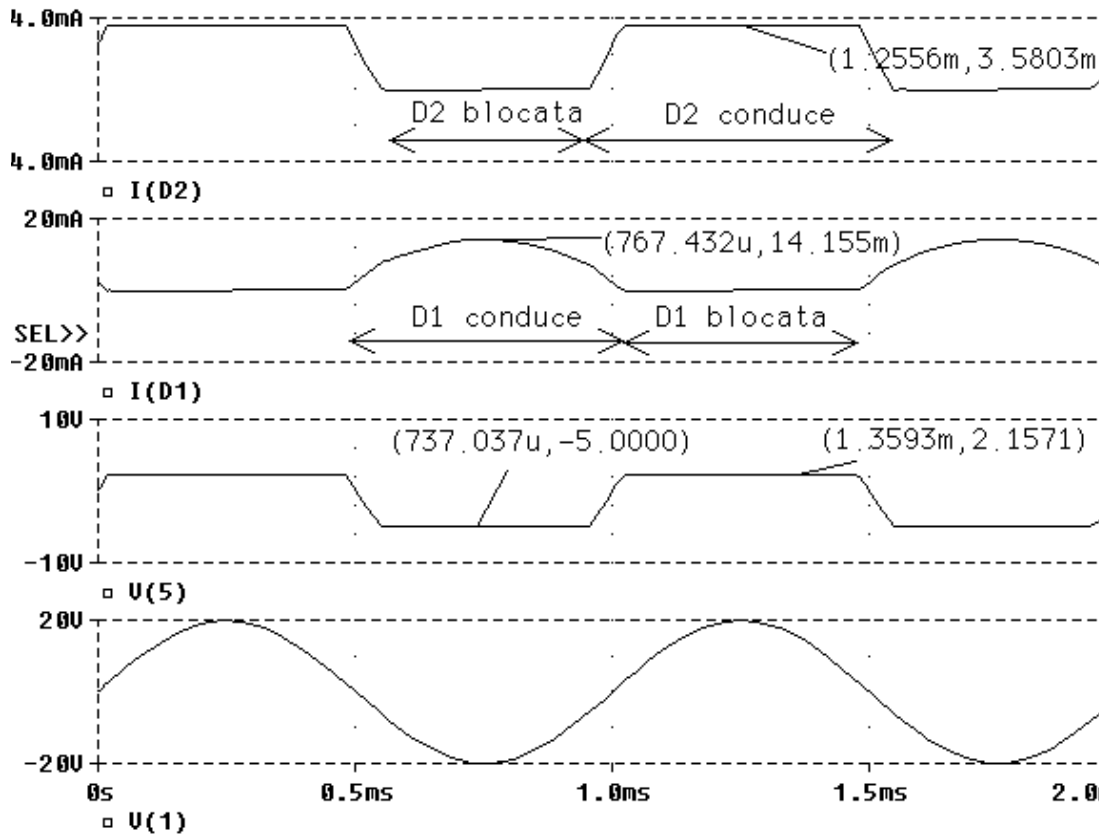


Fig. 11.3 Vizualizarea semnalelor la un limitator de maxim și de minim , obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

- V(1) – Semnalul ( tensiunea ) de la intrare ;
- V(5) – Semnalul ( tensiunea ) de la ieșire ;
- I(D1) – Curentul prin dioda D1 ; I(D2) – Curentul prin dioda D2

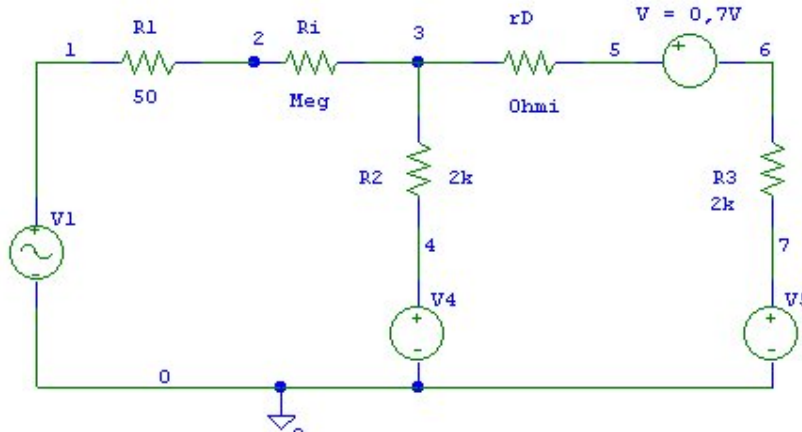


Fig. 11.4 Schema electrică echivalentă a unui limitator de maxim și de minim ( D1 blocată , D2 conduce ) , desenată în *Schematics*

Scriind teorema a doua a lui Kirchhoff în circuitul din dreapta obținem :

$$u_0(t) = E_1 - V_\gamma - I_D (r_D + R_2) \text{ și cum } r_D \ll R_2 \text{ numeric rezultă că :}$$

$$u_0(t) \approx 10 - 0,7 - 2 \cdot 3,58 \approx 2,14V \text{ apropiată de valoarea obținută prin simulare .}$$

Pentru a observa mai clar fenomenele de limitare , vom prezenta în *figura 11.5* doar tensiunile de intrare , ieșire și de limitare superioară .

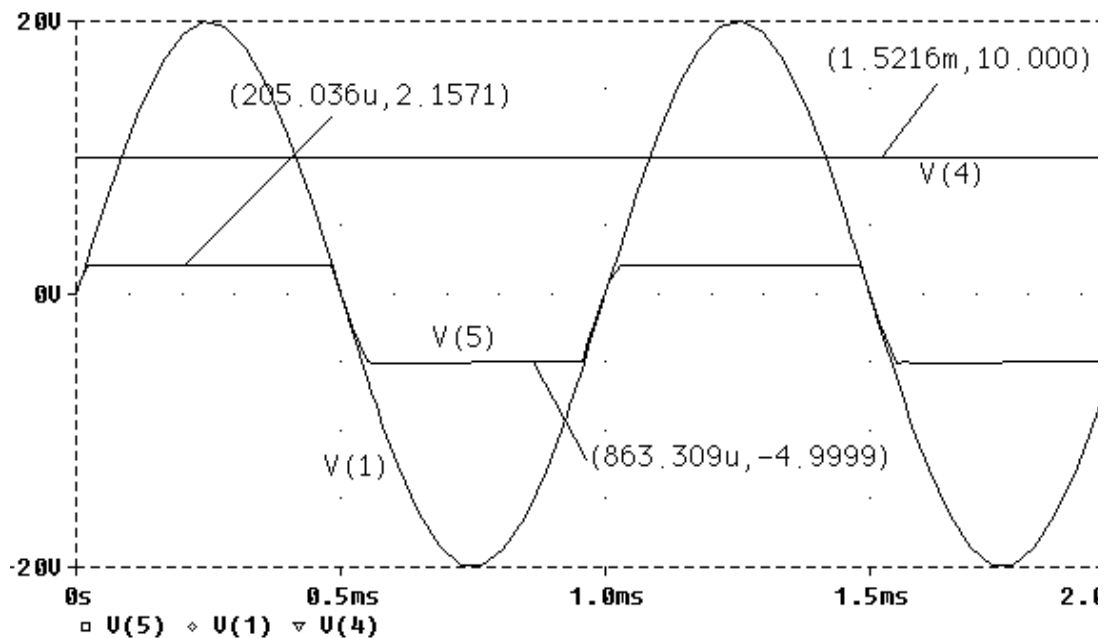


Fig. 11.5 Vizualizarea semnalelor la un limitator de maxim și de minim , obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

**V(1)** – Semnalul ( tensiunea ) de la intrare ;**V(5)** – Semnalul ( tensiunea ) de la ieșire ;**V(4)** – Semnalul ( tensiunea ) de limitare superioară ;

e) Pentru ca semnalul de ieșire să fie limitat superior la o valoare cât mai apropiată de valoarea impusă trebuie să micșorăm valoarea rezistenței  $R_2 = 100 \Omega$  .  
 Reprezentarea grafică a semnalelor considerate importante sunt prezentate cu ajutorul utilitarului *Probe* în *figura 11.6*

Se observă că pe durata în care  $D_1$  este blocată și  $D_2$  conduce , semnalul de la ieșire **V(5)** este limitat superior la valoarea ,  $E_1 = 8,56V$  mult mai apropiată de valoarea fixată de 10 V

*Important :*

Se observă că amplitudinea maximă a curentului prin dioda  $D_1$  este  $I_{D1} = 176 \text{ mA}$  .  
 Se verifică dacă curentul prin diodă nu depășește valoarea maxim admisibilă ( pentru dioda D 1N4148 ,  $I_{MAX} = 200 \text{ mA}$  )

Dacă  $I_{D1} > I_{MAX}$  , se mărește valoarea rezistenței  $R_2$  , chiar dacă semnalul de ieșire va fi limitat superior la o valoare sensibil mai mică decât cea aleasă (  $E_1$  )

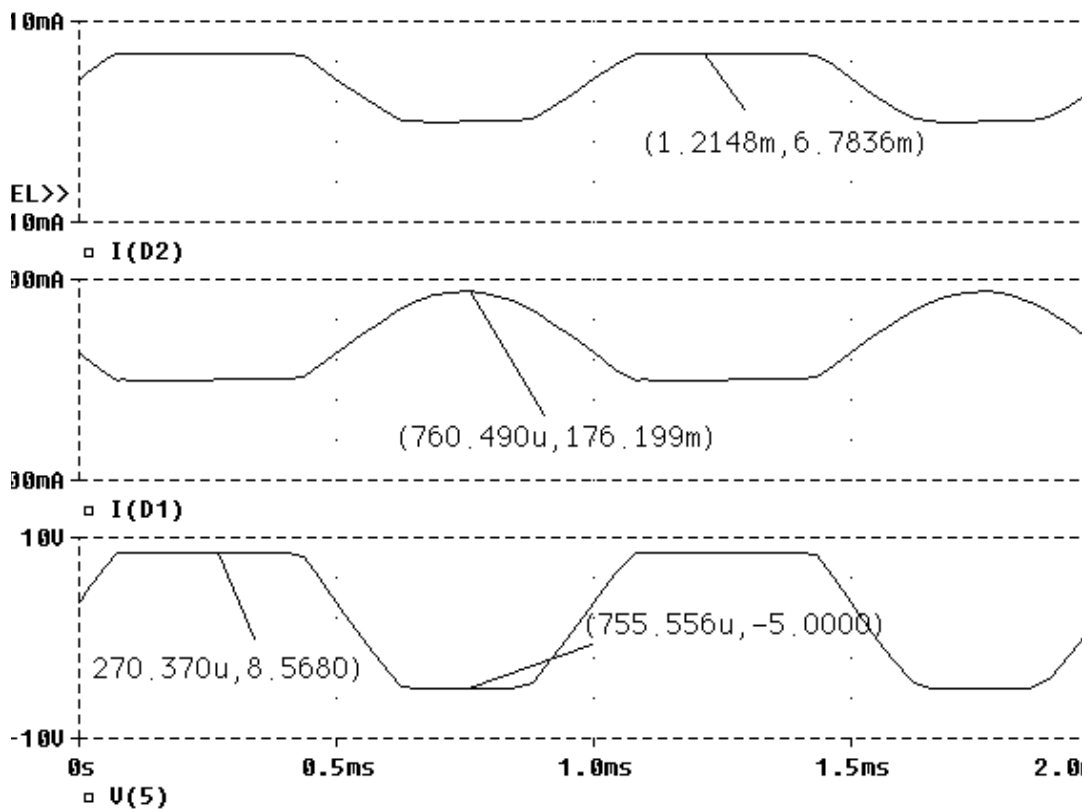


Fig. 11.6 Vizualizarea semnalelor la un limitator de maxim și de minim , obținute ca ajutorul utilitarului *Probe* ( $R_2 = 100 \Omega$ )  
**V(5)** – Semnalul ( tensiunea ) de la ieșire ;  
**I(D1)** – Curentul prin dioda  $D_1$  ; **I(D2)** – Curentul prin dioda  $D_2$

#### 11.4. Desfășurarea lucrării :

Se va realiza simularea funcționării unui limitator de minim și de maxim în care :

$$u_i(t) = U_i \sin(2\pi f t) , \quad U_i = 10 \text{ V} , f = 10 \text{ kHz}$$

$$R_g = 50 \Omega , R_{S1} = R_{S2} = 1 \text{ k}\Omega , E_1 = 8 \text{ V} , E_2 = 0 \text{ V}$$

11.4.1. Se desenează schema electrică a limitatorului de minim și de maxim în *Schematics* ;

11.4.2. Se vizualizează evoluția în timp , a semnalului de la ieșirea limitatorului și a curenților prin diodă cu ajutorul utilitarului *Probe* ;

11.4.3. Se verifică dacă curenții prin diodă nu depășește valoarea maxim admisibilă ( pentru dioda D 1N4148 ,  $I_{MAX} = 200 \text{ mA}$  ) ; În cazul în care se întâmplă acest lucru se micșorează valoarea rezistenței  $R_2$  .

Se vizualizează din nou semnalele , punându-se în evidență parametrii electrici ai acestora .

#### 11.5. Conținutul referatului :

11.5.1. Schemele electrice ale limitatorului de maxim și de minim utilizate pentru simulare

11.5.2. Fișierele rezultate în urma simulării în *Pspice* ( **NUME CIR.** , **NUME OUT.**

**NUME DAT.** ) salvate fie într-un director propriu ( de exemplu : 3Raa. , 3 Av. , 3Rdlc. ) fie pe dischetă .

## LUCRAREA 12

### CIRCUITE PASIVE ( RC ) DE PRELUCRARE A IMPULSURILOR ( partea I )

#### 12.1. Scopul lucrării :

- Studiul circuitelor RC de derivare și integrare ;
- Recunoașterea circuitelor de derivare și integrare ;
- Determinarea constantei de timp a circuitelor ;
- Vizualizarea formelor de undă , la ieșirea din circuit ;

#### 12.2. Materiale și aparatură necesare :

- Montaj experimental ( *figura 12. 11* ) ;
- Reofori ;
- Generator de frecvență E-0502 ( Versatester ) ;
- Osciloscop E – 0103 ;

#### 12.3. Considerații teoretice :

##### 12.3.1. Generalități

În circuitele de impulsuri se dorește deseori să se obțină semnale de diferite forme ( exponențiale , liniar variabile , triunghiulare ... ) , rezultate din semnale dreptunghiulare. Acest lucru se poate realiza cu ajutorul unor circuite elementare , compuse din elemente pasive , condensator și rezistor , circuite descrise matematic în continuare . Schema electrică a unui astfel de circuit este prezentată în *figura 12.1* ;

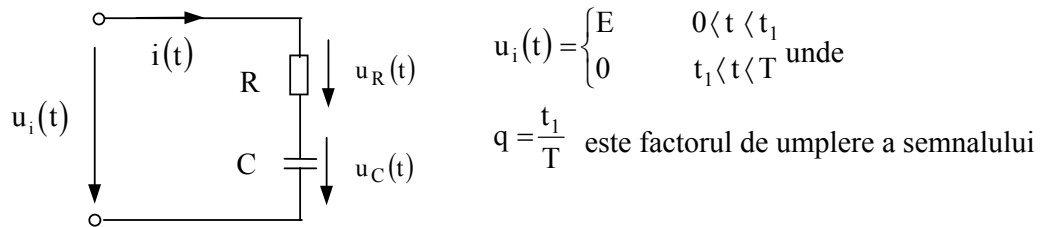


Fig.12.1 Circuit RC de prelucrare a semnalului dreptunghiular  $u_i(t)$

Pentru a determina matematic , forma de undă a semnalelor de pe rezistor , respectiv condensator , analizăm circuitul separat pentru cele două intervale de timp ce caracterizează semnalul de intrare.

$$a) t \in (0, t_1) \quad u_i(t) = E$$

Scrind ecuația lui Kirchhoff pentru circuitul *din figura 12.1* obținem :

$$E = R i + \frac{1}{C} \int i dt \quad \text{unde} \quad (12.1)$$

$$\begin{cases} u_R(t) = R i \\ u_C(t) = \frac{1}{C} \int i dt \Rightarrow i(t) = C \frac{du_C(t)}{dt} \end{cases} \quad (12.2)$$

Obținem o ecuație diferențială de ordinul I neomogenă

$$\frac{du_c}{dt} + \frac{1}{RC}u_c = \frac{E}{RC} \quad (12.3)$$

$$\text{cu condiția inițială } u_c(0)=0 \quad (12.4)$$

*Rezolvare :*

Rezolvăm ecuația omogenă

$$\frac{du_c}{dt} + \frac{1}{\tau}u_c = 0 \quad (12.5)$$

unde  $\tau = RC$  este constanta de timp a circuitului .

$$\text{Soluția ecuației este } u_c(t) = K e^{-\frac{1}{\tau}t} \quad (12.6)$$

unde  $K$  este constanta de integrare .

Pentru a rezolva ecuația neomogenă (12.3) aplicăm metoda variației constantelor :

Considerăm constanta  $K$  variabilă :  $K \rightarrow K(t)$  . În acest caz soluția ecuației devine :

$$u_c(t) = K(t) e^{-\frac{1}{\tau}t} \quad (12.7)$$

Cum această soluție generală verifică ecuația neomogenă (12.3) , obținem :

$$K'(t) e^{-\frac{1}{\tau}t} = \frac{E}{\tau} \Rightarrow K(t) = E e^{\frac{1}{\tau}t} + K_1 \quad \text{adică}$$

$$u_c(t) = E + K_1 e^{-\frac{1}{\tau}t} \quad (12.8)$$

Din condiția inițială  $u_c(0)=0$  obținem  $K_1 = -E$  și în final

$$u_c(t) = E \left( 1 - e^{-\frac{1}{\tau}t} \right) \quad (12.9)$$

$$u_R(t) = E e^{-\frac{1}{\tau}t} \quad (12.10)$$

$$i(t) = \frac{E}{R} e^{-\frac{1}{\tau}t} \quad (12.11)$$

*Observație :*

-  $u_c(0) = 0$  Condiția inițială – condensatorul este descărcat .

-  $u_R(0^+) = E$  Imediat după ce tensiunea de intrare are valoarea  $E$  , tensiunea pe rezistor atinge valoarea maximă .

-  $i(0^+) = \frac{E}{R}$  Imediat după ce tensiunea de intrare are valoarea  $E$  , are loc un salt de curent , acesta atingând valoarea maximă .

-  $\lim_{t \rightarrow \infty} u_c(t) = E$  ,  $\lim_{t \rightarrow \infty} u_R(t) = 0$  Condensatorul tinde să se încarce la valoarea maximă a tensiunii , adică la valoarea  $E$  , iar tensiunea pe rezistor , sau curentul prin circuit , tind spre zero .

Practic se consideră condensatorul încărcat dacă tensiunea pe armăturile lui ajunge la valoarea de 90% (95%) din valoarea lui  $E$  .

Considerând că  $t_1 \rightarrow \infty$  ( semnalul de intrare este de forma treaptă unitate ) , graficele semnalelor sunt prezentate în *figura 12.2*



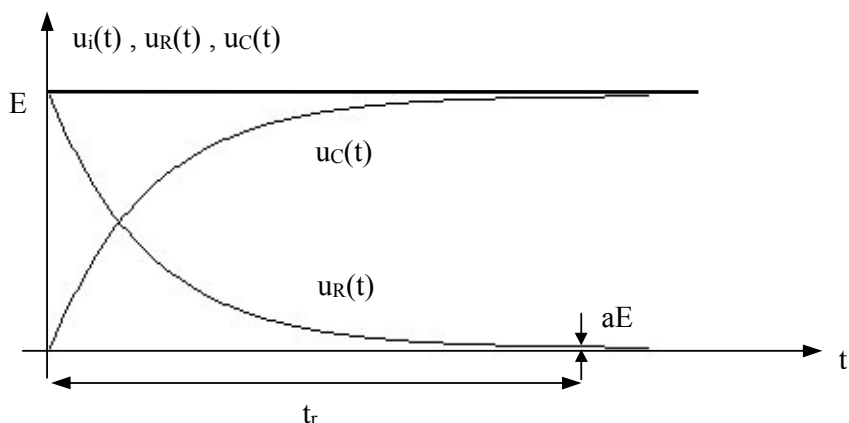


Fig. 12.2 Evoluția semnalelor de pe condensator  $u_C(t)$  și rezistor  $u_R(t)$ , semnalul de intrare  $u_i(t)$  fiind treaptă unitate

Considerăm  $t_r$  durata convențională de încărcare a condensatorului. Determinarea duratei se face astfel:

$$u_R(t_r) = aE \Rightarrow aE = E e^{-\frac{t_r}{\tau}} \Rightarrow t_r = -\tau \ln a \quad (12.12)$$

$$1^0 \text{ Dacă } a = 10\% \quad t_r = \tau \ln 10 \approx 2,3\tau$$

$$2^0 \text{ Dacă } a = 5\% \quad t_r = \tau \ln 20 \approx 3\tau$$

$$b) t \in (t_1, T) \quad u_i(t) = 0$$

Pornim de la premiza ideală că până la momentul  $t_1$  condensatorul s-a încărcat la valoarea  $E$ . Considerăm că studiul se face în ipoteza că  $t_1 = 0$  (pentru ușurarea calculului matematic).

În urma scrierii ecuației lui Kirchhoff pentru circuitul din figura 12.1 obținem o ecuație diferențială de ordinul I omogenă

$$\frac{du_C}{dt} + \frac{1}{RC} u_C = 0 \quad (12.13)$$

$$\text{cu condiția inițială } u_C(0) = E \quad (12.14)$$

a cărei soluție este:

$$u_C(t) = E e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (12.15)$$

$$u_R(t) = -u_C(t) = -E e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (12.16)$$

$$i(t) = -\frac{E}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (12.17)$$

*Observație:*

-  $u_C(0) = E$  Condiția inițială – condensatorul este încărcat.

-  $u_R(0^+) = -E$  Imediat după ce tensiunea de intrare are valoarea 0 (zero), tensiunea pe rezistor atinge valoarea minimă ( $-E$ ).

-  $i(0^+) = -\frac{E}{R}$  Imediat după ce tensiunea de intrare are valoarea  $E$ , are loc un salt de curent, acesta atingând valoarea minimă.

-  $\lim_{t \rightarrow \infty} u_C(t) = 0$ ,  $\lim_{t \rightarrow \infty} u_R(t) = 0$  Condensatorul tinde să se descarce, iar tensiunea pe rezistor sau curentul prin circuit, tind spre zero.

Determinarea duratei convenționale de descărcare a condensatorului se realizează identic ca la fenomenul de încărcare , observând că acestea sunt egale , deoarece constantele de încărcare , descărcare  $\tau = RC$  sunt aceleași .

Considerând că  $T = 2t_1$  (sau  $q = \frac{1}{2}$ ) , graficele semnalelor sunt prezentate în *figura 12.3*

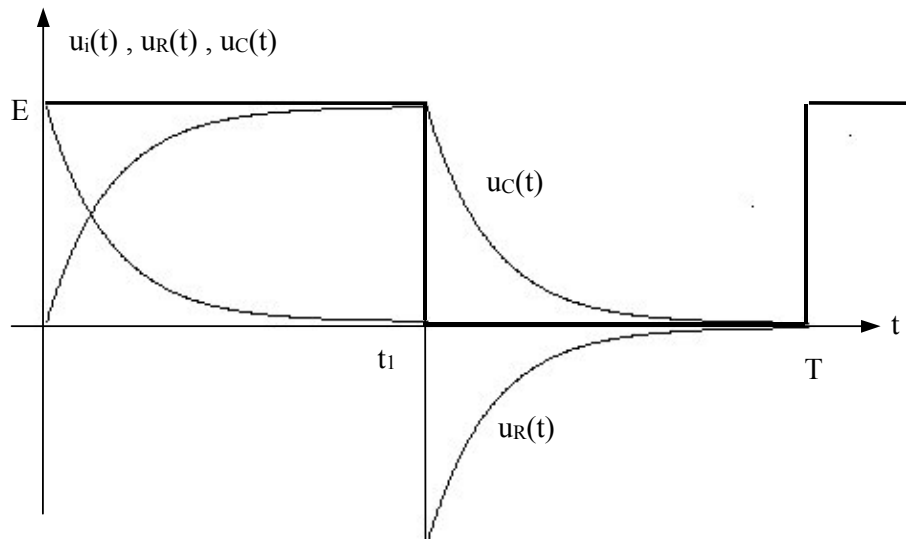


Fig. 12.3 Evoluția semnalelor de pe condensator  $u_C(t)$  și rezistor  $u_R(t)$  , semnalul de intare  $u_i(t)$  fiind dreptunghiular

### 12.3.2. Circuitul RC de derivare

Funcția acestui circuit este de a furniza la ieșire o tensiune proporțională cu derivata ( panta ) semnalului de la intare . Semnalul de la ieșire ,  $u_0(t)$  se culege de pe rezistor - *figura 12.4*

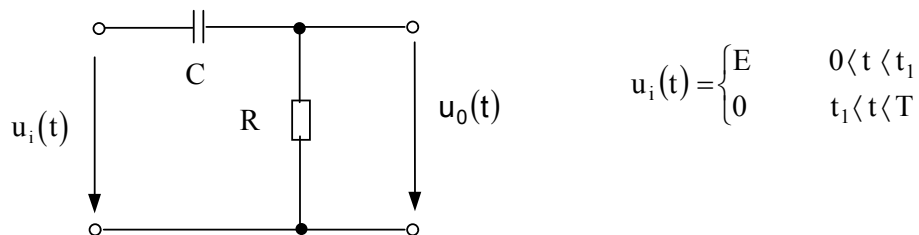


Fig.12.4 Circuit RC de derivare

*Important !*

*Nu orice circuit a cărui schemă este prezentată în figura 12.4 este circuit de derivare . Trebuie îndeplinită condiția*

$$\tau = RC \ll T \quad (12.18)$$

Deoarece există această condiție , condensatorul se va încărca foarte rapid la valoarea maxim posibilă  $E$  .

Matematic putem scrie că :

$$u_C(t) \gg u_R(t) \quad (12.19)$$

Cum  $\begin{cases} u_i(t) = u_R(t) + u_C(t) \\ u_0(t) = u_R(t) \end{cases}$ , din (12.2) și (12.19) obținem:

$$\begin{cases} u_i(t) \approx u_C(t) = \frac{1}{C} \int i dt \Rightarrow i(t) = C \frac{du_i(t)}{dt} \\ u_0(t) = u_R(t) = R i(t) = RC \frac{du_i(t)}{dt} \end{cases}$$

În concluzie  $u_0(t) = \tau \frac{du_i(t)}{dt}$  (12.20)

Reprezentarea grafică a semnalelor ce caracterizează un circuit de derivare sunt prezentate în figura 12.5

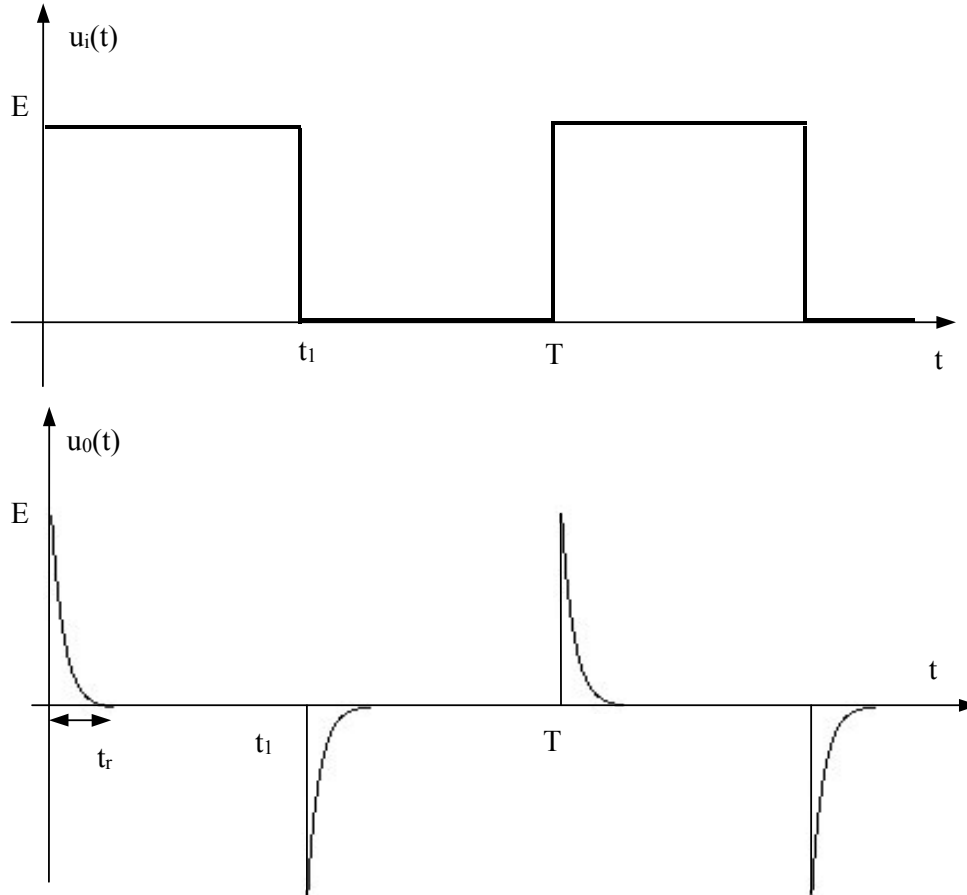


Fig. 12.5 Semnalul de intrare  $u_i(t)$  și de ieșire  $u_0(t) = u_R(t)$  pentru un circuit RC de derivare

*Observații :*

- În reprezentările grafice am considerat că semnalul de intrare are factorul de umplere

$q = \frac{1}{2}$ . Din (12.12) și (12.18) se obține că  $t_r \ll \frac{T}{2} \ll t_1$ .

În cazul în care  $q \neq \frac{1}{2}$  un asemenea circuit se comportă ca circuit de derivare dacă  $t_r \ll \min\{t_1, (T - t_1)\}$ . (12.21)

- Pentru a utiliza un asemenea circuit ca circuit de derivare se pot urmări două aspecte :

a) Dacă circuitul este dat ( valorile rezistenței și condensatorului sunt nemodificabile ), pentru a îndeplini condiția (12.21) se modifică parametrii semnalului de intrare ( fie perioada  $T$ , fie durata impulsului  $t_1$  ).

b) Dacă semnalul de intrare este dat ( frecvența, respectiv factorul de umplere sunt constante ), pentru a îndeplini condiția (12.21) se modifică fie valorile rezistenței fie ale condensatorului ( de preferat este a se modifica valoarea capacității ).

- Din (12.20)  $u_o(t) = \tau \frac{du_i(t)}{dt}$  rezultă că lățimea semnalului de la ieșire ( $t_r$ ) este direct

proporțională cu constanta de timp a circuitului.

-În cazul în care luăm în calcul și rezistența internă a sursei de tensiune  $R_g$  schema circuitului este prezentată în figura 12.6.

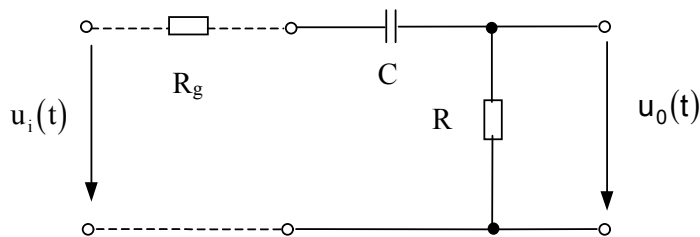


Fig.12.6 Circuit RC de derivare în care este inclusă și rezistența internă  $R_g$  a sursei

Noua constantă de timp a circuitului este  $\tau' = (R + R_g)C$  (12.22)

În acest caz impulsul de la ieșire devine mai lat, amplitudinea lui, în momentul inițial scăzând – vezi figura 12.7.

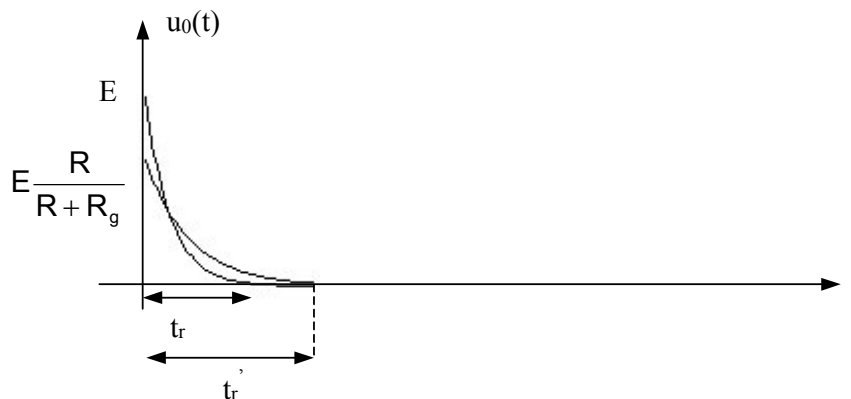


Fig. 12.7 Variația semnalului de la ieșirea unui circuit RC de derivare, funcție de rezistența internă  $R_g$  a sursei

### 12.3.3. Circuitul RC de integrare

Funcția acestui circuit este de a furniza la ieșire o tensiune proporțională cu integrala

semnalului aplicat la intrare . Semnalul de la ieșire ,  $u_0(t)$  se culege de pe condensator - *figura 12.8*

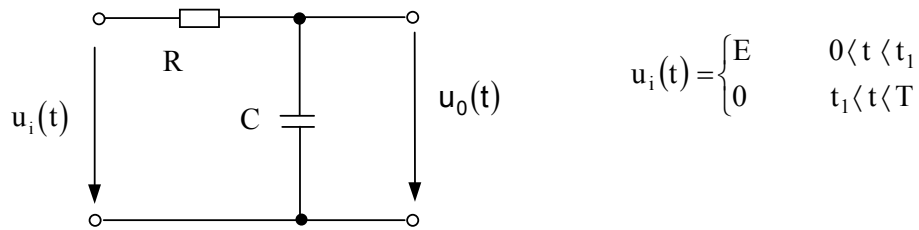


Fig.12.8 Circuit RC de integrare

*Important !*

*Nu orice circuit a cărui schemă este prezentată în figura 12.8 este circuit de integrare . Trebuie îndeplinită condiția*

$$\tau = RC \gg T \quad (12.23)$$

Deoarece există această condiție , condensatorul se va încărca destul de încet la valoarea maxim posibilă  $E$  .

Matematic putem scrie că :

$$u_R(t) \gg u_C(t) \quad (12.24)$$

Cum  $\begin{cases} u_i(t) = u_R(t) + u_C(t) \\ u_0(t) = u_C(t) \end{cases}$  , din (12.2) și (12.24) obținem:

$$\begin{cases} u_i(t) \approx u_R(t) = R i(t) \Rightarrow i(t) = \frac{u_i(t)}{R} \\ u_0(t) = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{RC} \int u_i(t) dt \end{cases}$$

$$\text{În concluzie } u_0(t) = \frac{1}{\tau} \int u_i(t) dt \quad (12.25)$$

Reprezentarea grafică a semnalelor ce caracterizează un circuit de derivare sunt prezentate în *figura 12.9*

*Observații :*

- În reprezentările grafice am considerat că semnalul de intrare are factorul de umplere

$q = \frac{1}{2}$  . Am ales  $t_r \approx 2T$  , lucru ce contravine condiției (12.23) .

Am realizat această reprezentare grafică cu scopul de a pune încă o dată în evidență fenomenele de descărcare și încărcare a condensatorului .

Respectând condiția (12.23) semnalul de la ieșire va avea o variație liniară ( condensatorul neavând timp să se încarce la tensiunea maximă , semnalul de la ieșire va cuprinde doar partea liniară a acestei variații) vezi *figura 12.10* .

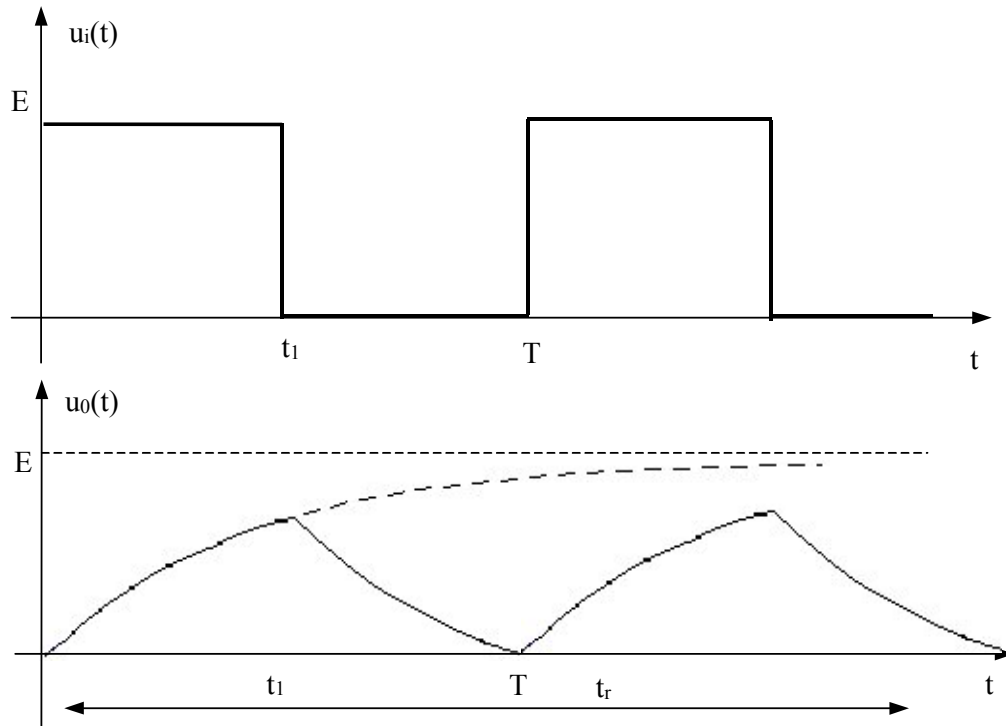


Fig. 12.9 Semnalul de intrare  $u_i(t)$  și de ieșire  $u_o(t) = u_c(t)$  pentru un circuit RC care are structura unui circuit de integrare , dar nu respectă condiția condiția  $\tau \gg$

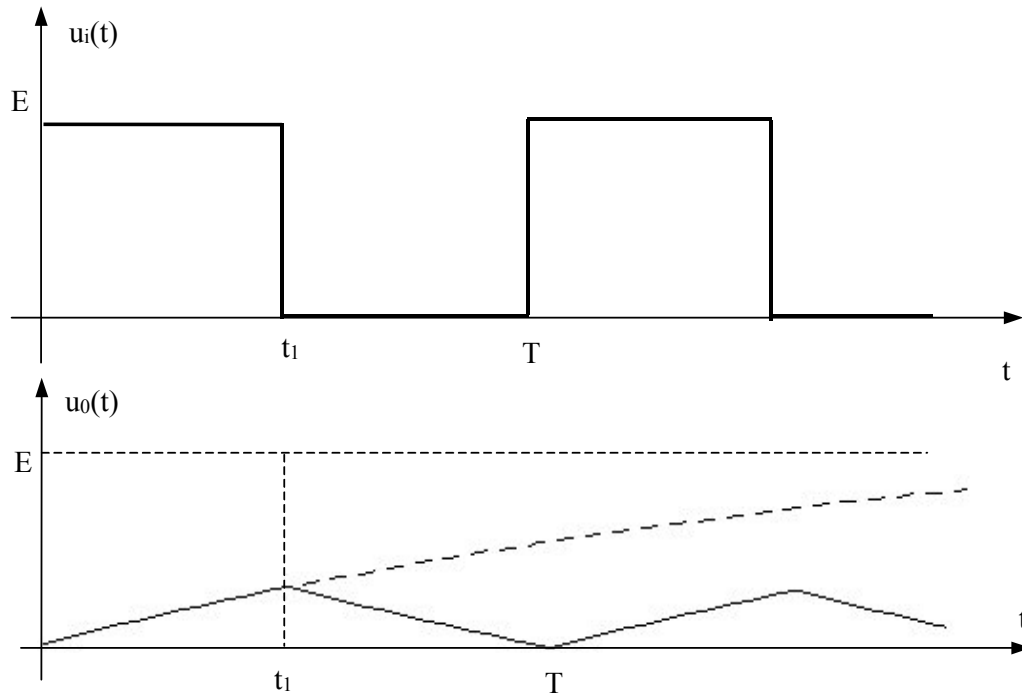


Fig. 12.10 Semnalul de intrare  $u_i(t)$  și de ieșire  $u_o(t) = u_c(t)$  pentru un circuit RC de integrare .

- Din (12.25)  $u_o(t) = \frac{1}{\tau} \int u_i(t) dt$  rezultă că amplitudinea semnalului de la ieșire ( $t_r$ )

este invers proporțională cu constanta de timp a circuitului. Pe de altă parte se va observa în urma efectuării lucrării de laborator, că semnalul de la ieșire nu va mai atinge valoarea de zero volți, deoarece condensatorul nu mai are timp să se descarce.

În cazul în care  $q \neq \frac{1}{2}$  un asemenea circuit se comportă ca circuit de derivare dacă

$$t_r \gg t_1 \quad (12.26)$$

- Pentru a utiliza un asemenea circuit ca circuit de integrare se pot analiza două aspecte:

a) Dacă circuitul este dat (valorile rezistenței și condensatorului sunt constante), pentru a îndeplini condiția (12.23) se modifică parametrii semnalului de intrare (fie perioada  $T$ , fie durata impulsului  $t_1$ ).

b) Dacă semnalul de intrare este dat (frecvența, respectiv factorul de umplere sunt constante), pentru a îndeplini condiția (12.23) se modifică fie valorile rezistenței fie ale condensatorului (de preferat este a se modifica valoarea capacității).

#### 12.4. Desfășurarea lucrării:

12.4.1. Se identifică aparatele necesare lucrării;

12.4.2. Montajul experimental este prezentat în *figura 12.11*.

Se identifică circuitele de derivare respectiv de integrare;

12.4.3. Montajul de derivare

- Pregătirea teoretică a experimentului

1) Pentru fiecare din cele 9 variante ale circuitului de derivare se calculează valoarea constantei de timp -  $\tau$  - a circuitului.

Exemplu:  $\tau_{33d} = R_{33d} C_{33d} = 470 \mu s$

2) Pentru fiecare variantă a circuitului se calculează *limita maximă teoretică* a frecvenței semnalului de intrare, pentru ca circuitul să se comporte ca circuit de derivație.

Conform (12.18)  $\tau = RC \ll T$  obținem:

$$\tau \ll T \Rightarrow f \ll \frac{1}{\tau} \Rightarrow f_{\text{max teoretic}} = \frac{1}{\tau}$$

$$\text{Exemplu: } f_{\text{max teoretic } 33d} = \frac{1}{\tau_{33d}} \approx 2,12 \text{ kHz}$$

3) Pentru fiecare variantă a circuitului se calculează *limita maximă practică* a frecvenței semnalului de intrare, pentru ca circuitul să se comporte ca circuit de derivație.

Conform (12.21)  $t_r \ll \min\{t_1, (T - t_1)\}$ .

Cum de la versatester se poate obține doar un semnal de intrare cu  $q = \frac{1}{2}$  condiția devine:

$$t_r \ll \frac{T}{2} \Rightarrow f \ll \frac{1}{2t_r} \Rightarrow f_{\text{max}} = \frac{1}{2t_r} \quad \text{Alegând: } t_r \approx 2,3 \tau \text{ obținem:}$$

$$f_{\text{max}} = \frac{1}{4,6 \tau}$$

$$\text{Exemplu: } f_{\text{max } 33d} = \frac{1}{4,6 \tau_{33d}} \approx 460 \text{ Hz}$$

4) Pentru fiecare variantă a circuitului se calculează *limita minimă practică* a frecvenței semnalului de intrare .

Acest calcul are următoarea logică : cu cât frecvența semnalului de intrare este mai mică pentru un circuit dat , cu atât semnalul de la ieșire va fi mai îngust . Pentru a obține pe osciloscop o imagine clară a fenomenului ( pe aceeași valoare a bazei de timp a osciloscopului să vizualizăm cel puțin o perioadă a semnalului de intrare , iar semnalul de ieșire să fie lizibil ) impunem practic următoarea limită minimă a frecvenței ( maximă a perioadei ) :

$$t_r \gg \frac{t_1}{5} = \frac{T}{10} \Rightarrow f \gg \frac{1}{10 t_r} \Rightarrow f_{\min} = \frac{1}{10 t_r} \approx \frac{1}{23 \tau}$$

Exemplu :  $f_{\min 33d} = \frac{1}{23 \tau_{33d}} \approx 92\text{Hz}$

În consecință , pentru cele 9 variante de circuite de derivare se completează un tabel – *tabel 12.1*

$\tau = RC$	$f_{\text{maxteoretic}} = \frac{1}{2\tau}$	$f_{\text{max}} = \frac{1}{4.6\tau}$	$f_{\text{min}} = \frac{1}{23\tau}$
$\tau_{11d} = R_{1d} C_{1d} = \dots$			
$\tau_{12d} = R_{1d} C_{2d} = \dots$			
.....	.....	.....	.....
$\tau_{33d} = R_{3d} C_{3d} = \dots$	1kHz	460Hz	90Hz

Tab.12.1

- Desfășurarea lucrării

- a) Se conectează versatesterul la bornele 1 – 3 ale circuitului .
- b) Se conectează osciloscopul la bornele 9 - 10 ale circuitului .

*Observație :*

În cazul în care osciloscopul are două canale unul din ele se va conecta la bornele 1 – 3 ale circuitului pentru a vizualiza în paralel atât semnalul de la intrare cât și cel de la ieșire .

*Important :*

Pe osciloscop se va vizualiza și componenta continuă ( dacă ea există ) a semnalelor .  
( Comutatorul pe poziția DC)

- c) Se realizează circuitul derivator ce conține elementele  $C_{2d}$  ,  $R_{2d}$  .
- d) Amplitudinea semnalului de la intrare ( semnal dreptunghiular ) se reglează la valoarea de 2V .
- e) Se reglează frecvența semnalului de intrare conform calculelor din *tabelul 12.1* ,  
 $f \in (f_{\min} , f_{\max})$  .
- f) Se vizualizează semnalul de la ieșire ; se trasează graficul .

*Important :*

Scopul lucrării nu este acela de a modifica frecvența semnalului de intrare pentru ca fiecare din cele 9 ( nouă ) posibile circuite RC să devină circuite de derivare .

Acest lucru se poate realiza foarte simplu , utilizând datele din *tabelul 12.1* .

Scopul lucrării este de a ne convinge că nu orice circuit dat este circuit de derivare .  
Pentru aceasta vom proceda astfel :



- g) Se menține nemodificată valoarea frecvenței semnalului de la intrare . Se realizează pe rând celelalte 8 ( opt) circuite posibile . Se vizualizează și se desenează celelalte opt forme de undă .
- h) Se compară parametrii electrici ai celor 9 semnale obținute la ieșirea circuitului .

#### 12.4.4. Montajul de integrare

- Pregătirea teoretică a experimentului

1) Pentru fiecare din cele 9 variante ale circuitului de integrare se calculează valoarea constantei de timp -  $\tau$  - a circuitului .

Exemplu :  $\tau_{33i} = R_{3i} C_{3i} = 470 \mu s$

2) Pentru fiecare variantă a circuitului se calculează *valoarea optimă* a frecvenței semnalului de intrare , pentru ca circuitul să se comporte ca circuit de integrare .

Conform (12.23)  $\tau = RC \gg T \Rightarrow f \gg \frac{1}{\tau}$  .

Pentru a obține această valoare optimă procedăm astfel :

Cum de la versatester se poate obține doar un semnal de intrare cu  $q = \frac{1}{2}$  condiția (12.23)

devine  $\tau \gg \frac{T}{2}$  . Interesându-ne ca pe durata impulsului ( în acest caz  $t_1 = \frac{T}{2}$  )

condensatorul să nu aibă timp să se încarce , sau altfel spus pe durata impulsului , tensiunea de la ieșire să cuprindă doar variația liniară a tensiunii de pe condensator , condiția devine :

$t_r \gg \frac{T}{2}$  .

Alegând :  $t_r \approx 2,3 \tau$  obținem :  $f \gg \frac{1}{4,6 \tau} \Rightarrow f_{\min} = \frac{1}{4,6 \tau}$  .

Pentru a obține pe osciloscop o imagine clară a fenomenului impunem următoarea valoare optimă a frecvenței :  $f_{\text{optim}} = 4 f_{\min}$

Exemplu :  $f_{\min 33i} = \frac{1}{4,6 \tau_{33i}} \approx 463 \text{Hz}$  ,  $f_{\text{optim } 33i} \approx 1.85 \text{kHz}$

În consecință , pentru cele 9 variante de circuite de derivare se completează un tabel – *tabel 12.2*

$\tau = RC$	$f_{\min} = \frac{1}{4,6 \tau}$	$f_{\text{optim}} = 4f_{\min}$
$\tau_{11i} = R_{1i} C_{1i} = \dots$		
$\tau_{12i} = R_{1i} C_{2i} = \dots$		
.....	.....	.....
$\tau_{33i} = R_{3i} C_{3i} = \dots$	460Hz	1.84 kHz

Tab.12.2

- Desfășurarea lucrării

- a) Se conectează versatesterul la bornele 1 – 3 ale circuitului .
- b) Se conectează osciloscopul la bornele 9 - 10 ale circuitului .

*Observație :*

În cazul în care osciloscopul are două canale unul din ele se va conecta la bornele 1 – 3 ale circuitului pentru a vizualiza în paralel atât semnalul de la intrare cât și cel de la ieșire .

*Important :*

*Pe osciloscop se va vizualiza și componenta continuă ( dacă ea există ) a semnalelor .  
( Comutatorul pe poziția DC )*

- c) Se realizează circuitul integrator ce conține elementele  $C_{2i}$  ,  $R_{2i}$  .
- d) Amplitudinea semnalului de la intrare ( semnal dreptunghiular ) se reglează la valoarea de  $2V$  .
- e) Se reglează frecvența semnalului de intrare la valoarea  $f_{optim}$  conform calculelor din tabelul 12.2 .
- f) Se vizualizează semnalul de la ieșire ; se trasează graficul .

*Important :*

*Scopul lucrării nu este acela de a modifica frecvența semnalului de intrare pentru ca fiecare din cele 9 ( nouă ) posibile circuite RC să devină circuite de integrare .*

*Acest lucru se poate realiza foarte simplu , utilizând datele din tabelul 12.2 .*

*Scopul lucrării este de a ne convinge că nu orice circuit dat este circuit de derivare .*

*Pentru aceasta vom proceda astfel :*

g) Se menține nemodificată valoarea frecvenței semnalului de la intrare .

Se realizează pe rând celelalte 8 ( opt ) circuite posibile . Se vizualizează și se desenează celelalte opt forme de undă .

h) Se compară parametrii electrici ai celor 9 semnale obținute la ieșirea circuitului .

#### **12.4. Conținutul referatului :**

12.4.1. Scopul lucrării ;

12.4.1. Prezentarea aparatului folosit ;

12.4.1. Desen cu schița montajului ;

12.4.1. Tabelele 12.1 , 12.2 ;

12.4.1. Graficele de la ieșirea circuitului de derivare ;

12.4.1. Graficele de la ieșirea circuitului de integrare ;

12.4.1. Concluzii .

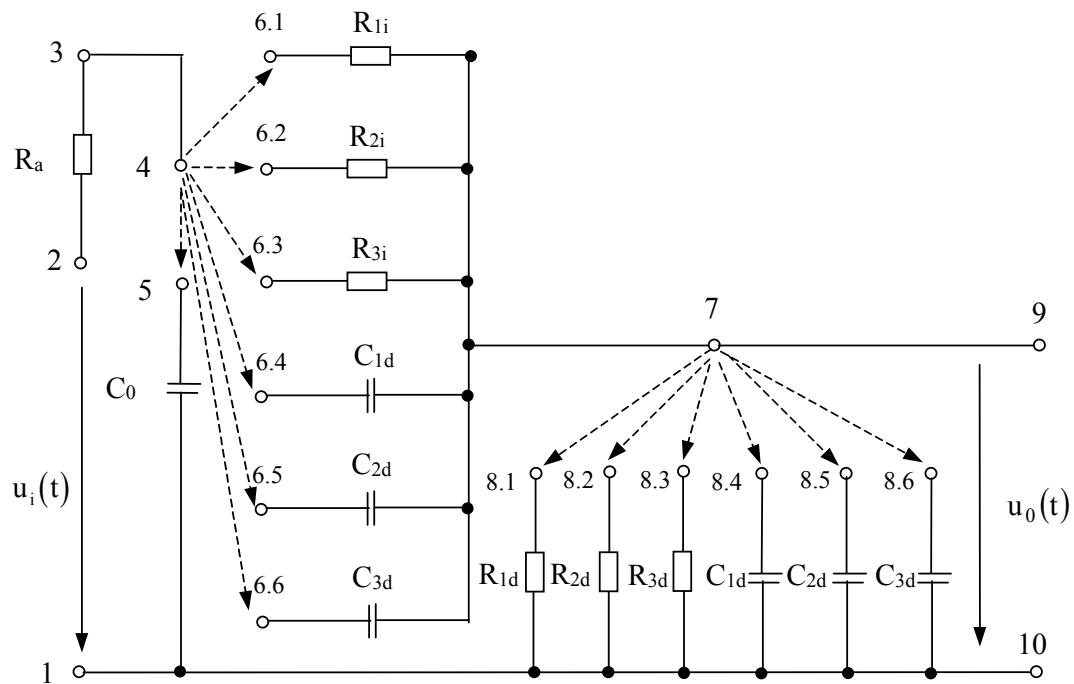


Fig.12.11 Montaj utilizat în studiul circuitelor de integrare și derivare

$R_a$  - rezistor ce simulează rezistența internă a generatorului  $C_0$  – capacitate parazită

Circuite de integrare

$R_{1i} = 1\text{k}\Omega$ ,  $C_{1i} = 100\text{pF}$

$R_{2i} = 10\text{k}\Omega$ ,  $C_{2i} = 1\text{nF}$

$R_{3i} = 100\text{k}\Omega$ ,  $C_{3i} = 4,7\text{nF}$

Circuite de derivare

$C_{1d} = 100\text{pF}$ ,  $R_{1d} = 1\text{k}\Omega$

$C_{2d} = 1\text{nF}$ ,  $R_{2d} = 10\text{k}\Omega$

$C_{3d} = 4,7\text{nF}$ ,  $R_{3d} = 100\text{k}\Omega$



## LUCRAREA 13

### ANALIZA CU AJUTORUL CALCULATORULUI A FUNCȚIONĂRII CIRCUITELOR PASIVE ( RC ) DE PRELUCRARE A IMPULSURILOR

#### 13.1. Scopul lucrării :

Analiza funcționării circuitelor de derivare și de integrare prin simulare în *Pspice*

#### 13.2. Materiale și aparatură necesare :

Lucrarea de laborator se va desfășura cu ajutorul unui calculator personal ce are instalat programul *Pspice* ( versiunea 5.3 ) pentru mediul *Windows*

#### 13.3. Considerații teoretice :

13.3.1. Funcționarea circuitelor de derivare și de integrare .

Generalități asupra funcționării circuitelor de derivare și de integrare se regăsesc în LUCRAREA 12

13.3.2. Simularea funcționării circuitelor de derivare .

Schema unui circuit de derivare este prezentată în *figura 13.1*

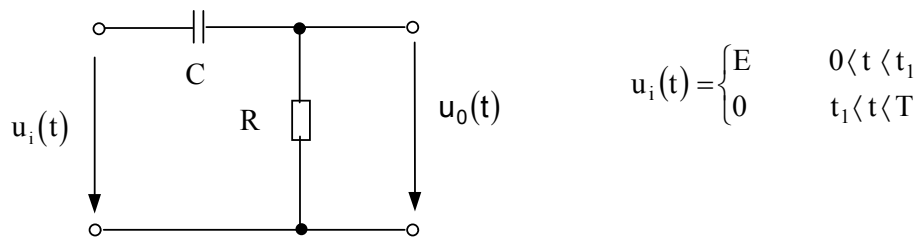


Fig.13.1 Circuit RC de derivare

Amintim că trebuie îndeplinită condiția (12.18) :  $\tau = RC \ll T$

Pentru a realiza simularea alegem parametrii circuitului și ai semnalului de intrare astfel :

$E = 5V$  ,  $R_g = 50\Omega$  ,  $T = 1ms$  ,  $q = \frac{1}{2}$  ,  $C = 10nF$  ,  $R = 10k\Omega$  ,

unde  $R_g$  – rezistența internă a sursei semnalului de intrare .

În acest caz condiția este îndeplinită , deoarece  $\tau = RC = 0.1ms \ll T = 1ms$

*Programul scris în editorul Notepad este următorul :*

**circuit RC derivatie**

**V<sub>i</sub> 1 0 PULSE 0V 5V 10ns 10ns 10ns 0.5ms 1ms**

**R<sub>g</sub> 1 2 50**

**C 2 3 5n**

**R 3 0 10k**

**.TRAN 1ms 5ms**

**.PROBE**

**.END**

Reprezentarea grafică a semnalelor de la intrarea respectiv ieșirea unui circuit de derivare obținute cu ajutorul utilitarului *Probe* sunt prezentate în *figura 13.2*

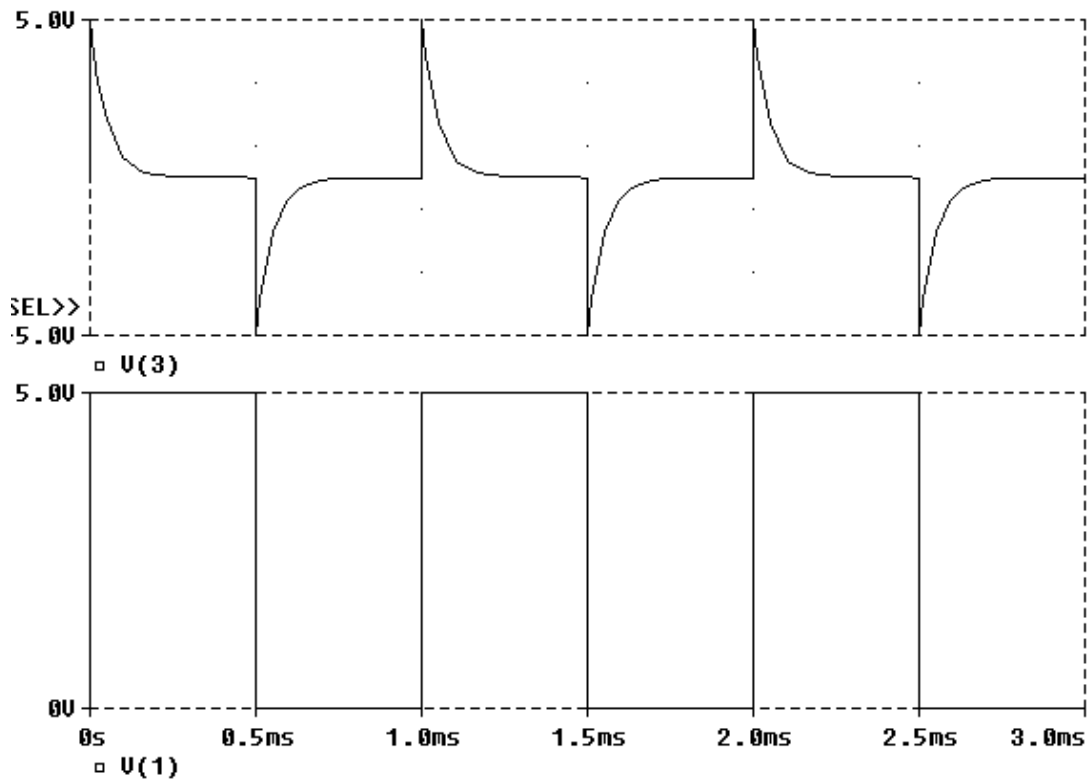


Fig.13.2 Semnalele de intrare **V(1)** , respectiv ieșire **V(3)** ale unui circuit de derivare obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

Vom analiza în continuare influența valorii rezistentorelor  $R_g$  ,  $R$  și a condensatorului  $C$  , asupra semnalului de ieșire .

a) Influența rezistorului  $R$

Pentru a realiza simularea alegem parametrii circuitului și ai semnalului de intrare astfel :

$$E = 5V , R_g = 50\Omega , T = 1ms , q = \frac{1}{2} , C = 5nF , R = \begin{cases} R_1 = 1k\Omega \\ R_2 = 10k\Omega \\ R_3 = 100k\Omega \end{cases}$$

$$\text{Calculând constanta de timp a circuitului , obținem : } \tau = \begin{cases} \tau_1 = 5\mu s \\ \tau_2 = 50\mu s \\ \tau_3 = 500\mu s \end{cases}$$

Se observă că pentru varianta în care  $R = R_3$  nu se mai respectă condiția (12.18) , în consecință circuitul nu se mai comportă ca un circuit de derivare .

*Programul scris în editorul Notepad este următorul :*

**circuit RC derivatie**

**\*cu R variabil\***

**V<sub>i</sub> 1 0 PULSE 0V 5V 10ns 10ns 10ns 0.5ms 1ms**

**R<sub>g</sub> 1 2 50**

**C 2 3 5n**

**R 3 0 {R}**

**.PARAM R=1k**

**.STEP PARAM R LIST 1k 10k 100k**

**.TRAN 1ms 5ms**

**.PROBE**

**.END**

Reprezentarea grafică a semnalelor de la intrarea respectiv ieșirea unui circuit de derivare , funcție de valoarea rezistorului R , obținute cu ajutorul utilitarului *Probe* sunt prezentate în figura 13.3

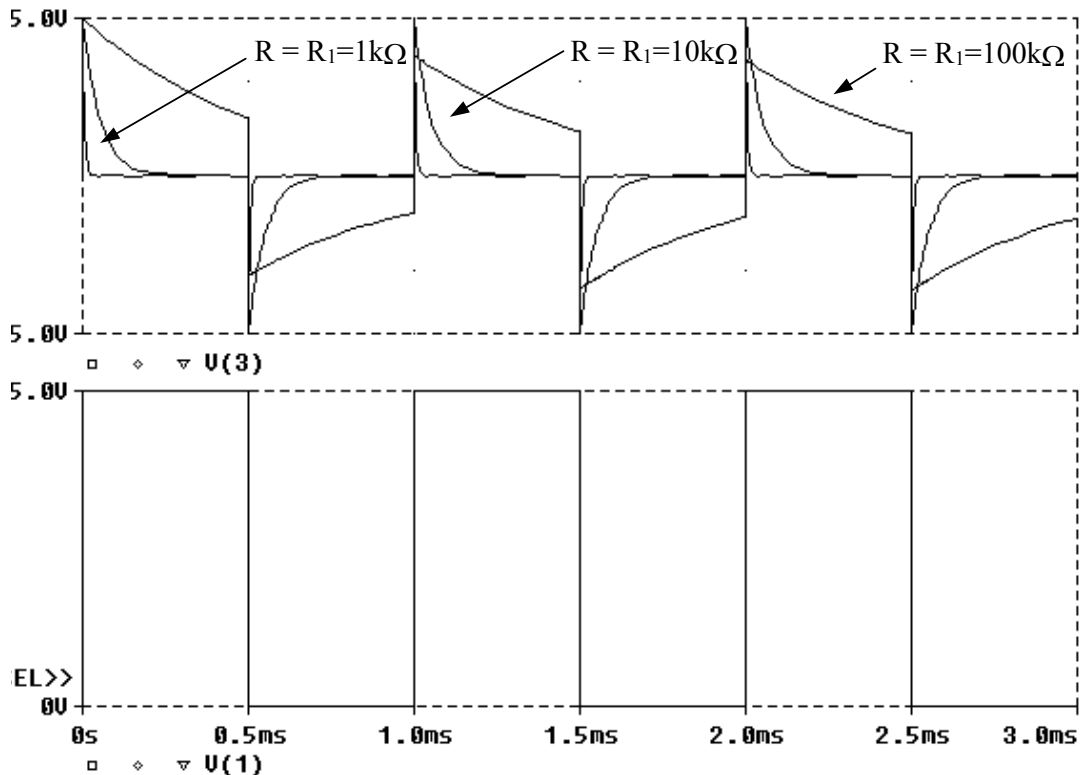


Fig.13.3 Semnalele de intrare **V(1)** , respectiv ieșire **V(3)** funcție de valoarea rezistorului R , ale unui circuit de derivare obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

b) Influența condensatorului C

Pentru a realiza simularea alegem parametrii circuitului și ai semnalului de intrare astfel :

$$E=5V , R_g=50\Omega , T=1ms , q=\frac{1}{2}, R_2=10k\Omega , C=\begin{cases} C_1=1nF \\ C_2=5nF \\ C_3=100nF \end{cases}$$

$$\text{Calculând constanta de timp a circuitului , obținem : } \tau = \begin{cases} \tau_1=10\mu s \\ \tau_2=50\mu s \\ \tau_3=1ms \end{cases}$$

Se observă că pentru varianta în care  $C=C_3$  nu se mai respectă condiția (12.18) , în consecință circuitul nu se mai comportă ca un circuit de derivare .

*Programul scris în editorul Notepad este următorul :*

**circuit RC derivatie**

**\*cu C variabil\***

**V<sub>i</sub> 1 0 PULSE 0V 5V 10ns 10ns 10ns 0.5ms 1ms**

**R<sub>g</sub> 1 2 50**

**C 2 3 {C}**

**R 3 0 10k**

```

.PARAM C=1n
.STEP PARAM C LIST 1n 5n 100n
.TRAN 1ms 5ms
.PROBE
.END

```

Reprezentarea grafică a semnalelor de la intrarea respectiv ieșirea unui circuit de derivare, funcție de valoarea condensatorului  $C$ , obținute cu ajutorul utilitarului *Probe* sunt prezentate în figura 13.4

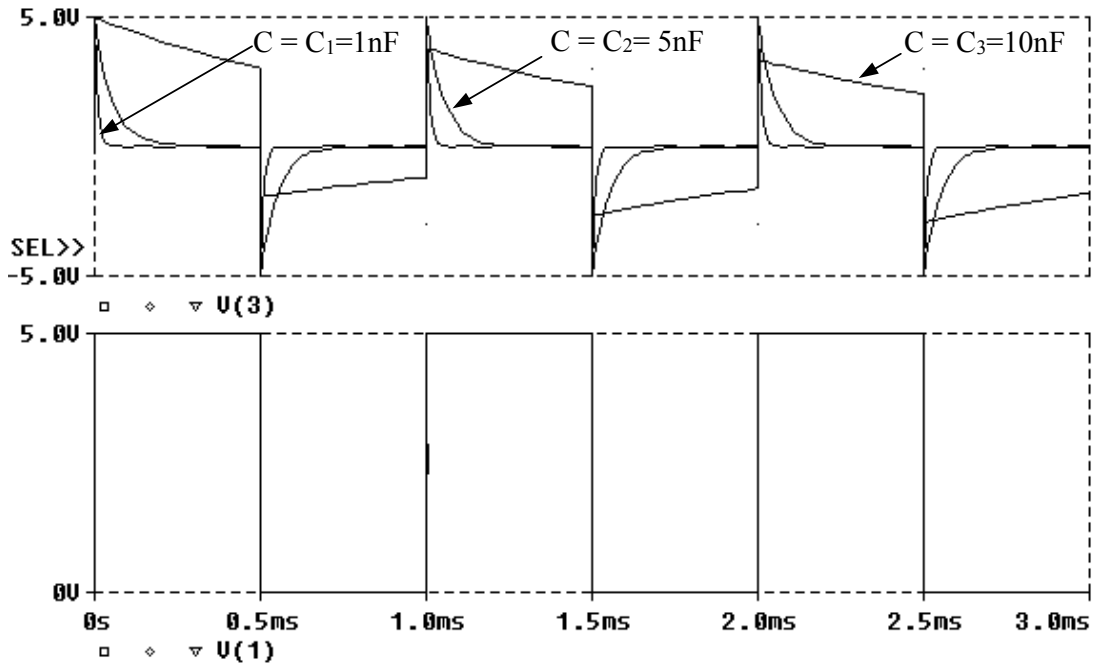


Fig.13.4 Semnalele de intrare  $V(1)$ , respectiv ieșire  $V(3)$  funcție de valoarea condensatorului  $C$ , ale unui circuit de derivare obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

c) Influența rezistenței interne a sursei ce generează semnalul de intrare  $R_g$

Pentru a realiza simularea alegem parametrii circuitului și ai semnalului de intrare astfel :

$$E=5V, R_g = \begin{cases} R_{g1} = 50 \\ R_{g2} = 5k\Omega, T=1ms, q=\frac{1}{2}, C=5nF, R=10k\Omega \\ R_{g3} = 10k\Omega \end{cases}$$

Programul scris în editorul Notepad este următorul :

**circuit RC derivatie**

**\*cu  $R_g$  variabil\***

**$V_i$  1 0 PULSE 0V 5V 10ns 10ns 10ns 0.5ms 1ms**

**$R_g$  1 2 { $R_{in}$ }**

**C 2 3 5n**

**R 3 0 10k**

**.PARAM  $R_g$  =50**

**.STEP PARAM  $R_g$  LIST 50 5k 10k**

**.TRAN 1ms 5ms**

**.PROBE**

**.END**



Reprezentarea grafică a semnalelor de la intrarea respectiv ieșirea unui circuit de derivare , funcție de valoarea rezistorului  $R_g$  , obținute cu ajutorul utilitarului *Probe* sunt prezentate în *figura 13.5*

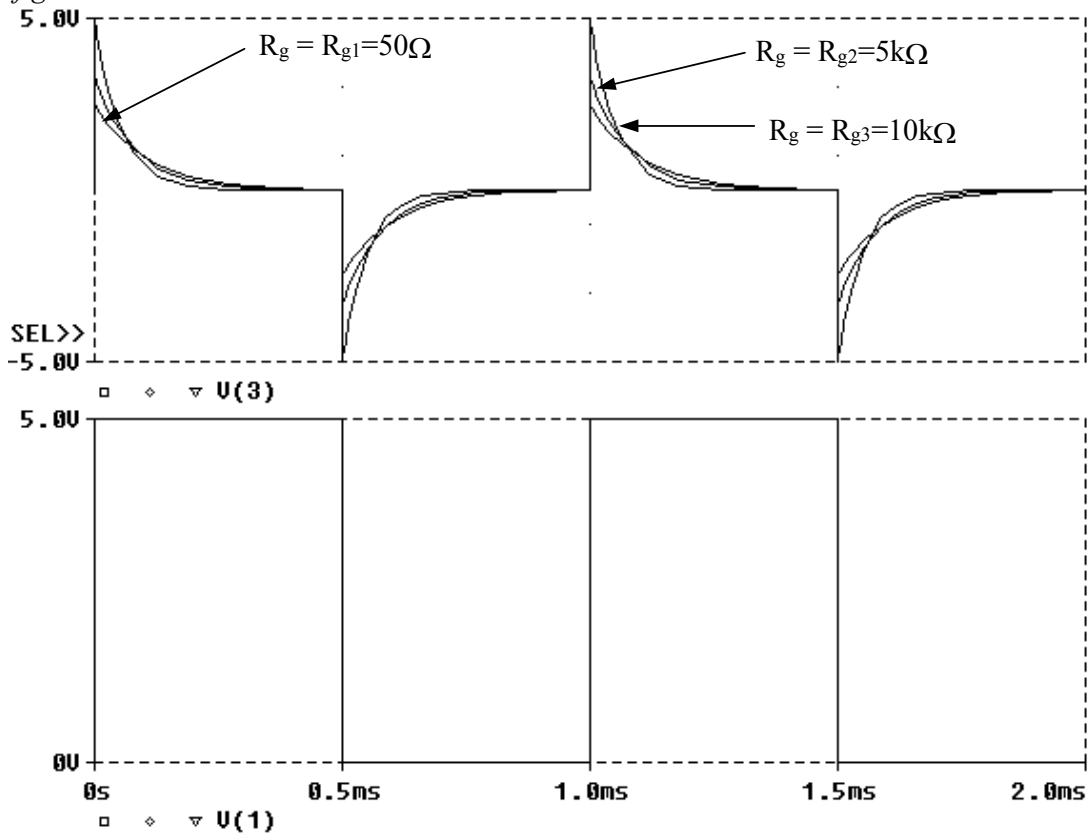


Fig.13.5 Semnalele de intrare  $V(1)$  , respectiv ieșire  $V(3)$  funcție de valoarea rezistorului  $R_g$  , ale unui circuit de derivare obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

Se observă cum impulsul de la ieșire devine mai lat și amplitudinea lui , la momentul inițial scade o dată cu creșterea rezistenței interne a sursei semnalului de intrare

### 13.3.3. Simularea funcționării circuitelor de integrare .

Schema unui circuit de integrare este prezentată în *figura 13.6*

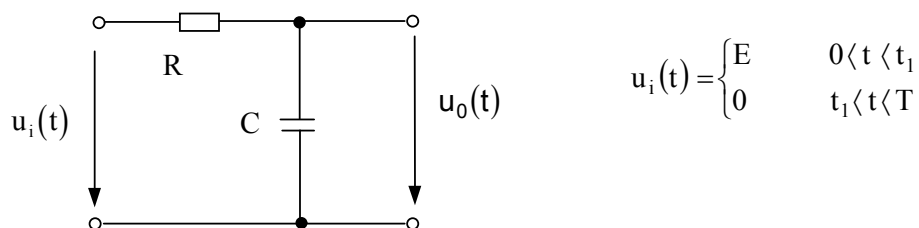


Fig.13.6 Circuit RC de integrare

Amintim că trebuie îndeplinită condiția (12.23)  $\tau = RC \gg T$

Pentru a realiza simularea alegem parametrii circuitului și ai semnalului de intrare astfel :

$E = 5V$  ,  $R_g = 50\Omega$  ,  $T = 2ms$  ,  $q = \frac{1}{4}$  ,  $C = 100nF$  ,  $R = 10k\Omega$  ,

unde  $R_g$  – rezistența internă a sursei semnalului de intrare .

Alegând un semnal de intrare cu un factor de umplere  $q \neq \frac{1}{2}$  amintim că un asemenea circuit se comportă ca circuit de derivare dacă este îndeplinită condiția (12.26):  $t_r \gg t_1$ . În acest caz condiția este îndeplinită, deoarece  $t_r \approx 3RC \approx 3\text{ ms} \gg t_1 = 0,5\text{ ms}$

Programul scris în editorul Notepad este următorul :

**circuit RC integrare**

**V<sub>i</sub> 1 0 PULSE 0V 5V 10ns 10ns 10ns 0.5ms 2ms**

**R<sub>g</sub> 1 2 50**

**R 2 3 10k**

**C 3 0 100n**

**.TRAN 1ms 10ms**

**.PROBE**

**.END**

Reprezentarea grafică a semnalelor de la intrarea respectiv ieșirea unui circuit de integrare obținute cu ajutorul utilitarului Probe sunt prezentate în figura 13.7

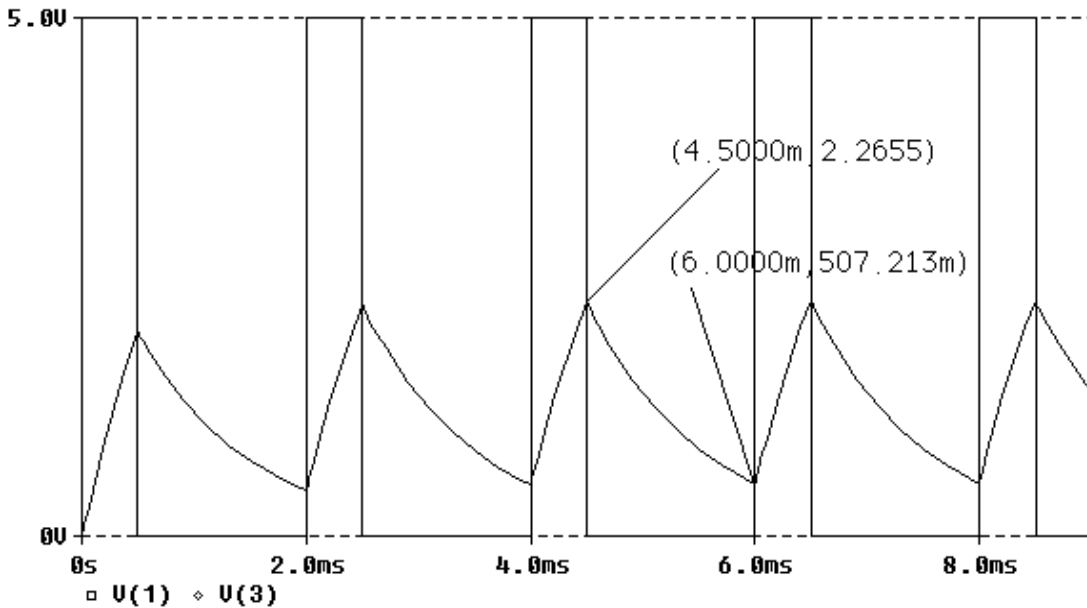


Fig.13.7 Semnalele de intrare V(1), respectiv ieșire V(3) ale unui circuit de integrare obținute cu ajutorul utilitarului Probe

*Observație :*

Semnalul de la ieșire nu va mai atinge valoarea de zero volți, deoarece condensatorul nu mai are timp să se descarce :  $V_{\min} = 507\text{ mV}$ .

După câteva perioade, semnalul de ieșire se stabilizează.

Vom analiza în continuare influența valorii rezistențelor  $R_g$ ,  $R$  și a condensatorului  $C$ , asupra semnalului de ieșire.

a) Influența rezistorului R

Pentru a realiza simularea alegem parametrii circuitului și ai semnalului de intrare astfel :

$$E = 5\text{ V}, R_g = 50\ \Omega, T = 2\text{ ms}, q = \frac{1}{4}, C = 100\text{ nF}, R = \begin{cases} R_1 = 1\text{ k}\Omega \\ R_2 = 10\text{ k}\Omega \\ R_3 = 40\text{ k}\Omega \end{cases}$$

Calculând constanta de timp a circuitului , obținem :  $\tau = \begin{cases} \tau_1 = 100\mu s \\ \tau_2 = 1ms \\ \tau_3 = 4ms \end{cases}$

Se observă că pentru varianta în care  $R = R_1$  nu se mai respectă condiția (12.26) , în consecință circuitul nu se mai comportă ca un circuit de integrare .

Programul scris în editorul Notepad este următorul :

**circuit RC integrare**

**\*cu R variabil\***

**V<sub>i</sub> 1 0 PULSE 0V 5V 10ns 10ns 10ns 0.5ms 2ms**

**R<sub>g</sub> 1 2 50**

**R 2 3 {R}**

**C 3 0 100n**

**.PARAM R=10k**

**.STEP PARAM R LIST 1K 10k 40k**

**.TRAN 1ms 30ms**

**.PROBE**

**.END**

Reprezentarea grafică a semnalelor de la intrarea respectiv ieșirea unui circuit de integrare , funcție de valoarea rezistorului R , obținute cu ajutorul utilitarului *Probe* sunt prezentate în figura 13.8

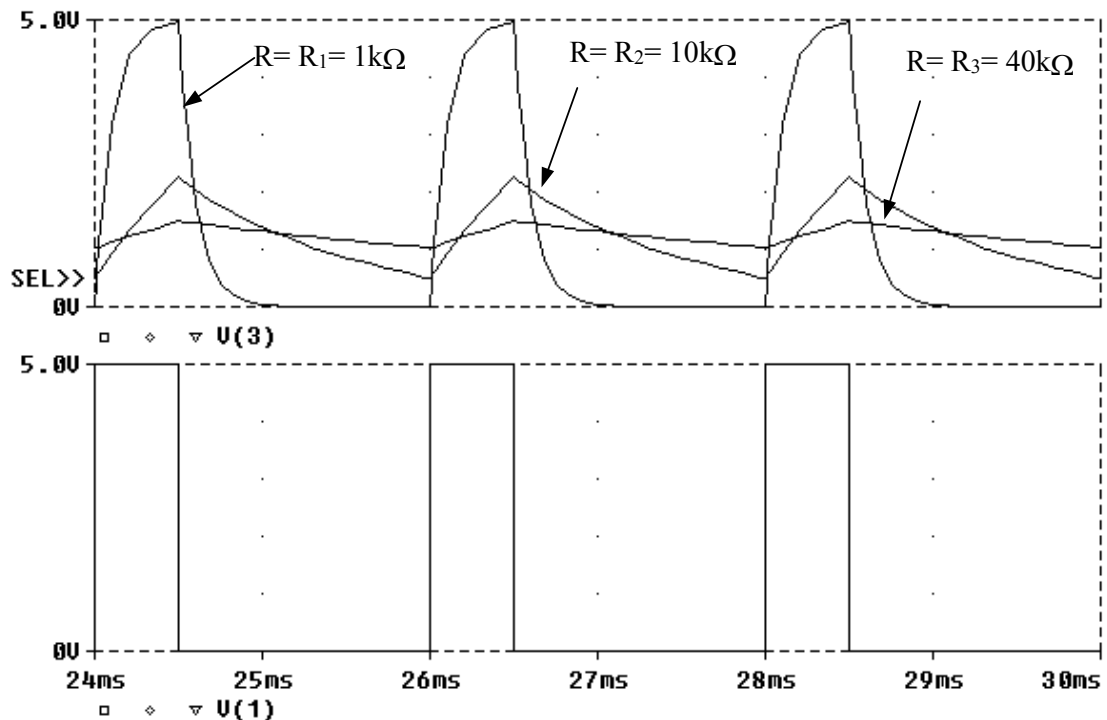


Fig.13.8 Semnalele de intrare **V(1)** , respectiv ieșire **V(3)** funcție de valoarea rezistorului R , ale unui circuit de integrare obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

b) Influența condensatorului C

Pentru a realiza simularea alegem parametrii circuitului și ai semnalului de intrare astfel :

$$E=5V, R_g=50\Omega, T=1ms, q=\frac{1}{2}, R=10k\Omega, C=\begin{cases} C_1=10nF \\ C_2=100nF \\ C_3=200nF \end{cases}$$

$$\text{Calculând constanta de timp a circuitului, obținem : } \tau = \begin{cases} \tau_1=100\mu s \\ \tau_2=1ms \\ \tau_3=2ms \end{cases}$$

Se observă că pentru varianta în care  $C=C_1$  nu se mai respectă condiția (12.26), în consecință circuitul nu se mai comportă ca un circuit de derivare.

Programul scris în editorul Notepad este următorul :

**circuit RC integrare**

**\*cu C variabil\***

**V<sub>i</sub> 1 0 PULSE 0V 5V 10ns 10ns 10ns 0.5ms 1ms**

**R<sub>g</sub> 1 2 50**

**R 2 3 10K**

**C 3 0 {C}**

**.PARAM C=100n**

**.STEP PARAM C LIST 10n 100n 200n**

**.TRAN 1ms 30ms**

**.PROBE**

**.END**

Reprezentarea grafică a semnalelor de la intrarea respectiv ieșirea unui circuit de integrare, funcție de valoarea condensatorului C, obținute cu ajutorul utilitarului Probe sunt prezentate în figura 13.9

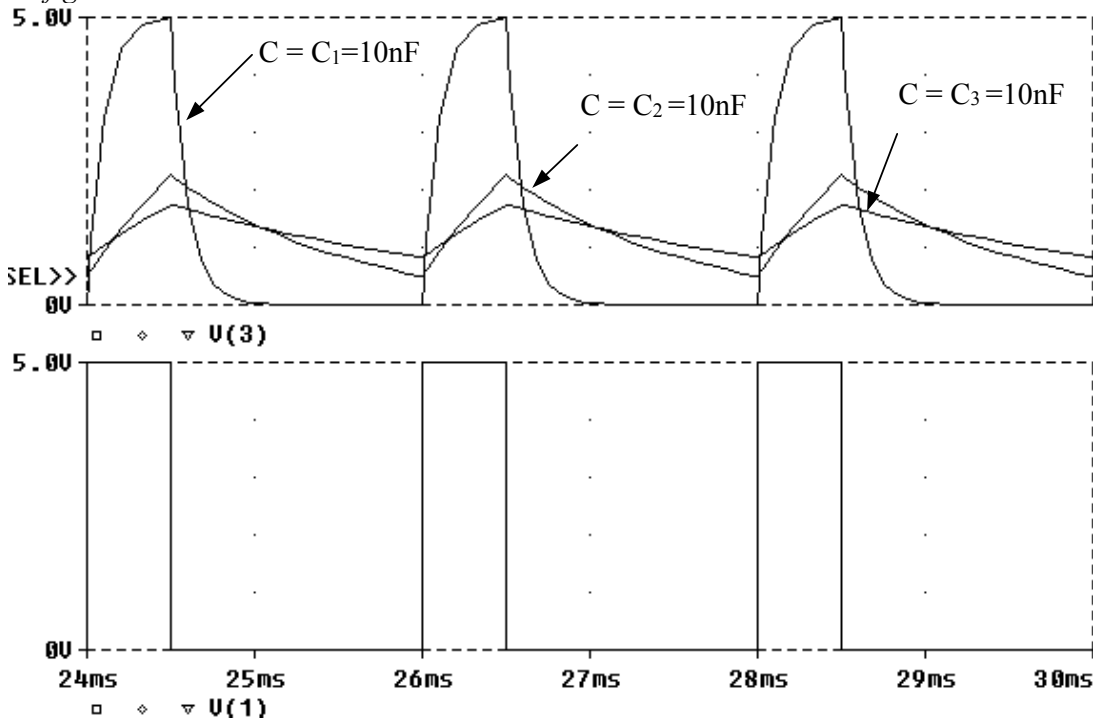


Fig.13.9 Semnalele de intrare V(1), respectiv ieșire V(3) funcție de valoarea condensatorului C, ale unui circuit de integrare obținute cu ajutorul utilitarului Probe

Se observă că pentru varianta în care  $C=C_1$  nu se mai respectă condiția (12.26), în consecință circuitul nu se mai comportă ca un circuit de derivare.

c) Influența rezistenței interne a sursei ce generează semnalul de intrare  $R_g$

Pentru a realiza simularea alegem parametrii circuitului și ai semnalului de intrare astfel :

$$E=5V, R_g = \begin{cases} R_{g1}=50 \\ R_{g2}=5k\Omega, T=2ms, q=\frac{1}{4}, C=100nF, R=10k\Omega \\ R_{g3}=10k\Omega \end{cases}$$

Programul scris în editorul Notepad este următorul :

**circuit RC integrare**

**\*cu  $R_g$  variabil\***

**$V_i$  1 0 PULSE 0V 5V 10ns 10ns 10ns 0.5ms 1ms**

**$R_g$  1 2 {Rin}**

**R 2 3 10k**

**C 3 0 100n**

**.PARAM Rg =50**

**.STEP PARAM Rg LIST 50 5k 10k**

**.TRAN 1ms 5ms**

**.PROBE**

**.END**

Reprezentarea grafică a semnalelor de la intrarea respectiv ieșirea unui circuit de integrare, funcție de valoarea rezistorului  $R_g$ , obținute cu ajutorul utilitarului *Probe* sunt prezentate în figura 13.10

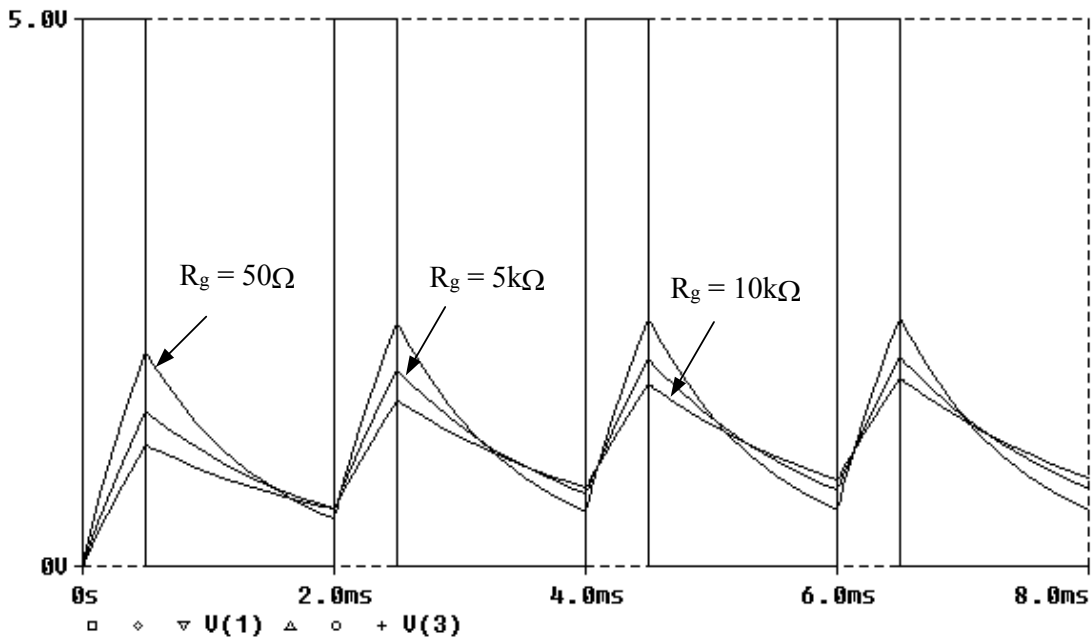


Fig.13.10 Semnalele de intrare  $V(1)$ , respectiv ieșire  $V(3)$  funcție de valoarea rezistorului  $R_g$ , ale unui circuit de integrare obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

### 13.4. Desfășurarea lucrării :

a) Simularea funcționării unui circuit de derivare  
Parametrii semnalului de intrare sunt următorii :

$$E=5V, R_g=50\Omega, T=1ms, q=\frac{1}{4}.$$

Valoarea rezistenței este  $R = 1k\Omega$

Se determină o valoare a condensatorului  $C$  pentru care circuitul RC se va comporta ca un circuit de de derivare .

13.4.1. Se desenează schema electrică a circuitului de derivare ;

13.4.2. Se scrie programul în editorul *Notepad* corespunzător analizei circuitului ;

13.4.3. Se vizualizează semnalele de intrare , respectiv ieșire cu ajutorul utilitarului *Probe* ;

13.4.4. Se determină o valoare a condensatorului  $C_1$  pentru care circuitul nu mai este un circuit de derivare ;

13.4.5. Se scrie programul în editorul *Notepad* corespunzător analizei circuitului pentru cele două valori ale condensatorului  $C$  și  $C_1$  ;

13.4.6. Se vizualizează semnalele de intrare , respectiv ieșire cu ajutorul utilitarului *Probe* ;

13.4.7. Se realizează simularea circuitului de derivare utilizând *Schematics* ;

b) Simularea funcționării unui circuit de integrare

Parametrii semnalului de intrare sunt următorii :

$$E=5V, R_g=50\Omega, T=10ms, q=\frac{1}{5}.$$

Valoarea rezistenței este  $R = 2k\Omega$

Se determină o valoare a condensatorului  $C$  pentru care circuitul RC se va comporta ca un circuit de de integrare .

13.4.8. Se desenează schema electrică a circuitului de integrare ;

13.4.9. Se scrie programul în editorul *Notepad* corespunzător analizei circuitului ;

13.4.10. Se vizualizează semnalele de intrare , respectiv ieșire cu ajutorul utilitarului *Probe* ;

13.4.11. Se determină o valoare a condensatorului  $C_1$  pentru care circuitul nu mai este un circuit de integrare .

13.4.12. Se scrie programul în editorul *Notepad* corespunzător analizei circuitului pentru cele două valori ale condensatorului  $C$  și  $C_1$  ;

13.4.13. Se vizualizează semnalele de intrare , respectiv ieșire cu ajutorul utilitarului *Probe* ;

13.4.14. Se realizează simularea circuitului de integrare utilizând *Schematics* ;

### 13.5. Conținutul referatului :

13.5.1. Schemele electrice ale circuitelor de derivare și de integrare ;

13.5.2. Fișierele rezultate în urma simulării în *Pspice* ( **NUME CIR.** , **NUME OUT.**

**NUME DAT.** ) salvate fie într-un director propriu ( de exemplu : 3Raa. , 3 Av. , 3Rdlc. ) fie pe dischetă ;

## LUCRAREA 14

### CIRCUITUL OSCILANT SERIE ( C.O.S.)

#### 14.1. Scopul lucrării :

Studiul circuitelor oscilante serie ;

- Determinarea frecvenței de rezonanță -  $f_0$  - ;
- Determinarea factorului de calitate -  $Q$  - ;
- Determinarea rezistenței de pierderi a circuitului -  $R$  - ;
- Ridicarea curbei de rezonanță ;
- Determinarea lărgimii de bandă -  $B_{3dB}$  - ;

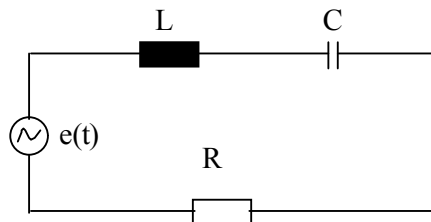
#### 14.2. Materiale și aparatură necesare :

- Montaj experimental ( *figura 14.9* ) ;
- Reofori , rezistor ;
- Generator de frecvență E-0502 ( Versatester ) ;
- Osciloscop E – 0103 ;
- Milivoltmetru de joasă frecvență E – 0204 M ;

#### 14.3. Considerații teoretice :

##### 14.3.1. Generalități

Circuitul format dintr-o bobină și un condensator legate în serie între ele și în serie cu un generator de tensiune sinusoidală , formează un circuit oscilant serie - vezi *figura 14.1* .



Mărimile ce caracterizează un C.O.S. sunt :

- $L$  – inductanța bobinei
- $C$  – capacitatea condensatorului
- $R$  – rezistența totală de pierderi

Fig. 14.1 Schema unui circuit oscilant serie R.L.C.

Tensiunea de intrare ( de excitație ) are expresia :

$$e(t) = E \cos \omega_g t \quad (14.1)$$

unde

$E$  – amplitudinea semnalului

$$f_g = \frac{\omega_g}{2\pi} \text{ - frecvența semnalului}$$

Prin circuit circula un curent ce are aceeași frecvență cu cea a tensiunii de excitație

$$i(t) = I \cos(\omega_g t - \varphi) \quad (14.2)$$

unde

$$I = \frac{E}{Z_s} \text{ - amplitudinea curentului} \quad (14.3)$$

$$Z_s = \sqrt{R^2 + \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} = \sqrt{R^2 + X^2} \text{ - modulul impedanței circuitului} \quad (14.4)$$

$$\varphi = \arctg \frac{X}{R} \quad - \text{ defazajul dintre curent și tensiune } \quad (14.5)$$

#### 14.3.2. Frecvența proprie de rezonanță a C.O.S.

Pentru ca un circuit să se afle la rezonanță trebuie îndeplinită condiția :

$$\text{Im} \{ \bar{Z}_S \} = 0 \quad (14.6)$$

unde  $\bar{Z}_S$  este impedanța circuitului .

În cazul particular al circuitului oscilant serie cum

$$\bar{Z}_S = R + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) = R + j(X_L - X_C) = R + jX = \text{Re} \{ \bar{Z}_S \} + j \text{Im} \{ \bar{Z}_S \} \quad (14.7)$$

condiția ( 14.6) devine

$$X = 0 \quad (14.8)$$

Din ( 14.8) se obține expresia frecvenței la care C.O.S. este la rezonanță , cunoscută și sub

$$\text{denumirea de formula lui Thompson } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (14.9)$$

#### 14.3.3. Consecințele fenomenului de rezonanță asupra CO.S.

- Impedanța circuitului devine minimă și pur rezistivă

$$Z_0 = R \quad (14.10)$$

- Curentul  $i(t)$  este în fază cu tensiunea  $e(t)$  , amplitudinea lui având valoarea maximă

$$\varphi = 0 \quad (14.11)$$

$$i(t) = \frac{E}{R} \cos \omega_0 t = I_0 \cos \omega_0 t \quad (14.12)$$

- Puterea electrică absorbită de circuit de la sursă este maximă

$$P_a = EI_0 = RI_0^2 \quad (14.13)$$

#### 14.3.4. Rezonanța tensiunilor . Supratensiuni .

Tensiunile pe elementele reactive ( bobină și condensator ) sunt egale între ele , în antifază , depășind cu mult valoarea tensiunii furnizate de generator – fenomen ce poartă numele de *rezonanță a tensiunilor* .

Aplicând circuitului din figura 14.1 legea a doua a lui Kirchoff obținem :

$$e(t) = u_L(t) + u_R(t) + u_C(t)$$

Cum  $u_R(t) = Ri(t)$  și la rezonanță  $e(t) = Ri(t)$  ( vezi 14.12 ) obținem :

$$u_L(t) = -u_C(t) \text{ sau în complex } \bar{U}_L = -\bar{U}_C$$

Amplitudinile tensiunilor sunt :

$$U_{L0} = U_{C0} = I_0 X_L = I_0 X_C \quad (14.14)$$

Diagrama liniară a căderilor de tensiune din circuitul serie este reprezentată în *figura 14.2* , iar diagrama vectorială în *figura 14.3* .

Pentru ambele grafice am ales ca origine de fază curentul care circulă prin circuit .



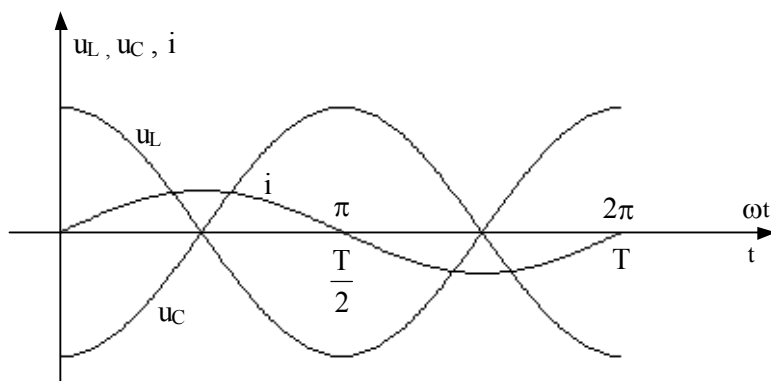


Fig.14.2 Diagrama liniară a căderilor de tensiune într-un C.O.S. la rezonanță

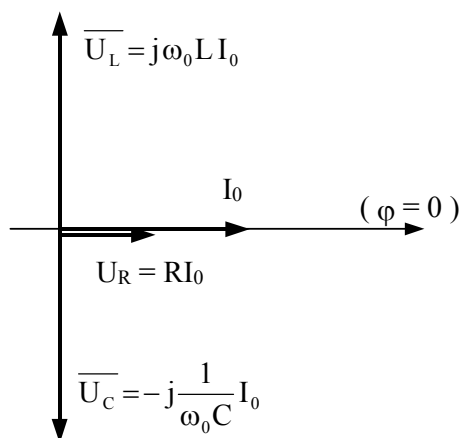


Fig.14.3 Diagrama vectorială a căderilor de tensiune într-un C.O.S. la rezonanță

*Observație :*

- Tensiunea pe bobină este decalată ( în urmă ) cu  $90^0$  față de curentul din circuit .
- Tensiunea pe condensator este decalată ( înainte ) cu  $90^0$  față de curentul din circuit .
- Tensiunea pe rezistor este în fază cu curentul din circuit .

#### 14.3.5. Factorul de calitate al circuitului .

Calitatea circuitului se apreciază prin factorul de calitate –  $Q$  – care este un număr abstract , definit astfel :

$$Q = \omega_0 \frac{L}{R} = \omega_0 \frac{1}{RC} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{R} Z_C \quad (14.15)$$

unde

$$Z_C = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ - impedanța caracteristică a circuitului} \quad (14.16)$$

În acest caz din ( 14.14) și ( 14.15) obținem :

$$U_{L0} = U_{C0} = QE \quad (14.17)$$

Factorul de calitate al circuitului poate fi pus în evidență la rezonanță , măsurând amplitudinea tensiunilor pe elementele reactive

$$Q = \frac{U_{L0}}{E} = \frac{U_{C0}}{E} \quad (14.18)$$

#### 14.3.6. Curba de rezonanță .

Comportarea circuitului la diverse frecvențe poate fi pusă în evidență prin modul de variație a modului impedanței în funcție de frecvența semnalului de excitație :

$$Z_S = f(f) \text{ sau } Z_S = f(\omega) \text{ vezi figura 14.4 .}$$

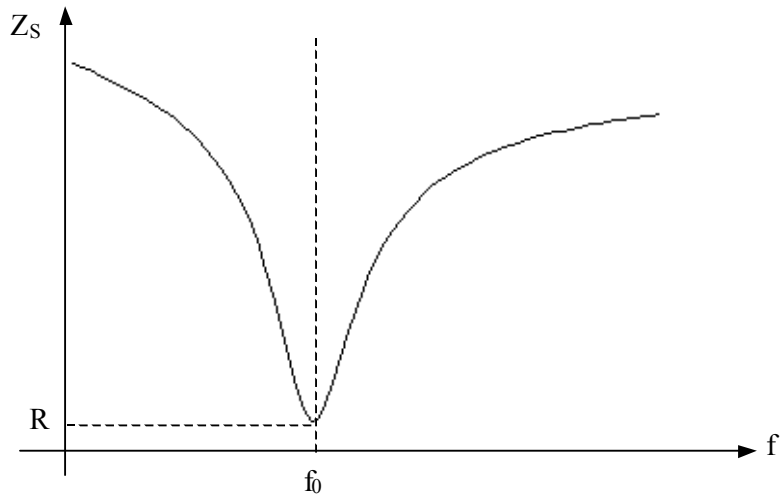


Fig.14.4 Variația modului impedanței C.O.S. în funcție de frecvență

Curba de rezonanță a C.O.S. este reprezentarea grafică a dependenței amplitudinii curentului din circuit funcție de frecvența semnalului de excitație :

$$I = f(f) \text{ sau } I = f(\omega) - \text{vezi figura 14.5 .}$$

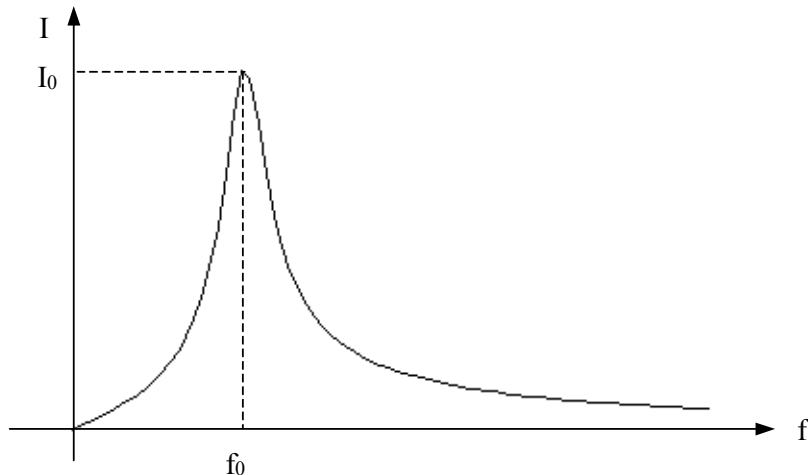


Fig.14.5 Curba de rezonanță a C.O.S.

Curba de rezonanță prezintă *caracteristica de frecvență* a circuitului

*Observație :*

Circuitul oscilant serie prezintă într-o bandă îngustă de frecvențe o impenanță mică (minimă) respectiv o valoare mare (maximă) a curentului .

În mod curent curba de rezonanță este reprezentată și de dependența amplitudinii curentului din circuit funcție de dezacordul relativ  $\beta$  al circuitului  $I = f(\beta)$ - vezi figura 14.6 .

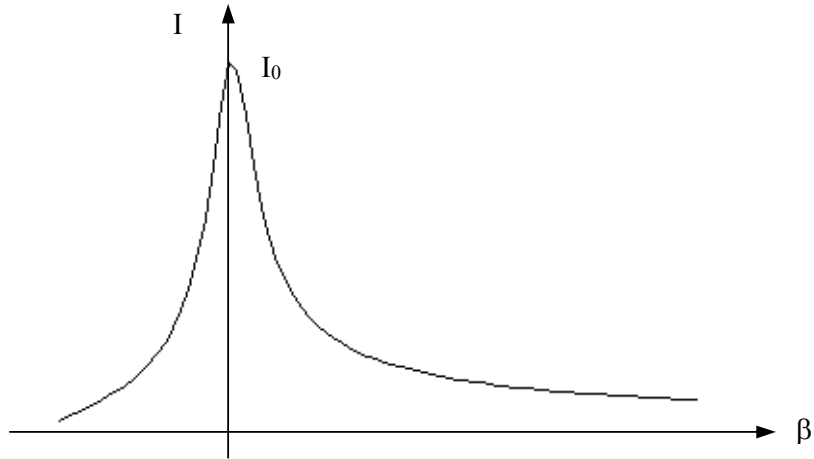


Fig.14.6 Curba de rezonanță a C.O.S. , funcție de dezacordul relativ

Dezacordul relativ este definit astfel :

$$\beta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \quad (14.19)$$

În aceste caz obținem :

$$\text{Reactanța circuitului} \quad X = \beta L \omega_0 \quad (14.20)$$

$$\text{Impedanței circuitului} \quad \bar{Z}_s = R(1 + j\beta Q) \quad (14.21)$$

$$\text{Modulul impedanței circuitului} \quad Z_s = R\sqrt{1 + (\beta Q)^2} \quad (14.22)$$

$$\text{Amplitudinea curentului} \quad I = \frac{E}{R\sqrt{1 + (\beta Q)^2}} \quad (14.23)$$

$$\text{Defazajul dintre curent și tensiune} \quad \varphi = \arctg(\beta Q) \quad (14.24)$$

*Observație :*

- În jurul rezonanței  $\omega \approx \omega_0$  expresia dezacordului relativ se simplifică :

$$\beta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{(\omega + \omega_0)(\omega - \omega_0)}{\omega\omega_0} \approx \frac{2\omega_0(\Delta\omega)}{\omega_0^2} \approx \frac{2(\Delta\omega)}{\omega_0} = \frac{2(\Delta f)}{f_0} \quad (14.25)$$

și în acest caz :

$$\text{Reactanța circuitului} \quad X \approx 2L(\Delta\omega) \quad (14.26)$$

$$\text{Modulul impedanței circuitului} \quad Z_s \approx R\sqrt{1 + 4Q^2\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2} \quad (14.27)$$

$$\text{Defazajul dintre curent și tensiune} \quad \varphi = \arctg\left(\frac{2Q}{f_0}\Delta f\right) \quad (14.28)$$

- Departe de rezonanță  $\omega \gg \omega_0$  expresia dezacordului relativ este următoarea :

$$\beta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{\omega}{\omega_0} \left[ 1 - \left( \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right] \approx \frac{\omega}{\omega_0} \quad (14.29)$$

și în acest caz deoarece  $\beta Q \gg 1$  obținem :

$$\text{Modulul impedanței circuitului} \quad Z_s \approx \beta QR \quad (14.30)$$

$$\text{Defazajul dintre curent și tensiune} \quad \varphi = \arctg(\beta Q)$$

*Concluzie :*

- La frecvențe îndepărtate de rezonanță impedanța circuitului variază practic liniar cu dezacordul

- Comportarea circuitelor oscilante în majoritatea aplicațiilor prezintă interes doar în jurul frecvenței de rezonanță :  $f_0 \pm 5\%$

- Forma caracteristicii de frecvență pune în evidență calitatea de *selectivitate* a C.O.S.

- În cazul acestei experiențe de laborator se va pune în evidență variația tensiunii pe condensator  $U_C = f(f)$  . Această variație este , în jurul frecvenței de rezonanță aproape identică cu variația curentului în funcție de frecvență ( vezi problema 1 ) .

Datorită acestui fapt vom putea considera că practic curba de rezonanță este reprezentată de variația  $U_C = f(f)$

#### 14.3.7. Selectivitatea circuitului serie

Curba de rezonanță ne arată că circuitul se comportă în - jurul frecvenței de rezonanță - *ca un filtru* .

Eficacitatea de filtrare a curentilor și tensiunilor , după frecvență se numește *selectivitate* și se apreciază astfel :

- prin raportul dintre amplitudinea curentului din circuit , la frecvența  $f$  , și amplitudinea curentului la rezonanță – *selectivitate în curent* -  $s_I = f(\omega) = f(f)$

$$s_I = \frac{I}{I_0} \Big|_{E=\text{const.}} \quad (14.31)$$

- prin raportul dintre amplitudinea tensiunii la bornele bobinei , la frecvența  $f$  , și amplitudinea aceleiași tensiuni , la rezonanță – *selectivitate în tensiune* -  $s_U = f(\omega) = f(f)$

$$s_U = \frac{U}{U_{L0}} \Big|_{E=\text{const.}} \quad (14.32)$$

*Observație :*

- Circuitul serie fiind un “*amplificator de tensiune*” , principala lui caracteristică este “*curba de răspuns*” în tensiune  $U_L = f(f)$  iar nu curba de răspuns în curent  $I = f(f)$

Din această cauză principalul parametru îl constituie *selectivitate în tensiune* și nu *selectivitate în curent* .

- În apropierea frecvenței de rezonanță cele două curbe de selectivitate se vor suprapune

$$s_U = \frac{U}{U_{L0}} \approx \frac{L\omega I}{L\omega_0 I_0} = \frac{\omega}{\omega_0} \frac{I}{I_0} = \frac{\omega}{\omega_0} s_I \approx s_I \quad (14.33)$$

Ecuția curbei de selectivitate  $s = f(\omega) = f(f)$  se deduce din ecuația curbei de rezonanță a circuitului :

$$s_U = \frac{I}{I_0} = \frac{\frac{E}{Z_s}}{\frac{E}{Z_0}} = \frac{Z_0}{Z_s} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\beta Q)^2}} \quad (14.34)$$

*Observație :*

- În jurul rezonanței  $\omega \approx \omega_0$  ,  $\beta \approx \frac{2(\Delta f)}{f_0}$  și în acest caz :

$$s \approx \frac{1}{\sqrt{1 + 4Q^2 \left( \frac{\Delta f}{f_0} \right)^2}} \quad (14.35)$$

- Departe de rezonanță  $\omega \gg \omega_0$  ,  $\beta \approx \frac{\omega}{\omega_0}$  ,  $\beta Q \gg 1$  și în acest caz :

$$s \approx \frac{1}{\beta Q} \quad (14.36)$$

#### 14.3.8. Expresia logaritmică a selectivității . Atenuarea .

Din cauza marilor variații ale selectivității cu frecvența , precizia reprezentării grafice a curbei de selectivitate este nesatisfăcătoare la scala obișnuită , adoptându-se în acest caz reprezentarea logaritmică .

*Observație :*

În acustică , variația minimă de intensitate sonoră , perceptibilă pentru o ureche normală – mijlocie , fără încordarea atenției , este de 25,9 % , corespunzătoare unui raport de energii sau puteri acustice

$$\frac{W_1}{W_2} = \frac{P_1}{P_2} = 1,259 \quad (14.37)$$

În acustică s-a adoptat acest raport ca unitate de măsurare a nivelurilor sonore din următoarele motive :

- valoarea lui pusă sub forma  $1,259 = 10^{0,1}$  este o expresie comod de mânuit în calcule ;
- corespunde în mod natural legii fiziologice generale ale lui Weber – Fechner :  
”Intensitatea senzației crește cu logaritmul excitației”

Ulterior această unitate a fost adoptată în toate domeniile tehnicii .

*Definiție :*

Unitatea logaritmică de măsurare a rapoartelor de puteri electrice este “decibelul” – logaritmul zecimal al raportului unitate :

$$\lg \frac{P_1}{P_2} = 0,1 \lg 10 = 0,1 \quad (14.38)$$

unde  $P_1$  – puterea de la intrarea circuitului ,  $P_2$  – puterea de la ieșirea circuitului

Numărul de decibeli corespunzător unui raport oarecare de puteri  $\frac{P_1}{P_2}$  se calculează cu relația

$$X = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} \quad [\text{dB}] \quad (14.39)$$

În domeniul mărimilor electrice, pentru a defini în dB raportul logaritmic a două tensiuni sau curenți ne folosim de relația :

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2}$$

Dacă cele două tensiuni  $U_1$  și  $U_2$  se aplică succesiv aceleiași rezistențe ( impedanțe ), sau simultan la două rezistențe ( impedanțe ) identice, în care se produc curenții  $I_1$  și  $I_2$ , atunci:

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2} = \frac{\frac{U_1^2}{R}}{\frac{U_2^2}{R}} = \left( \frac{U_1}{U_2} \right)^2 \text{ sau } \frac{P_1}{P_2} = \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2} = \frac{R I_1^2}{R I_2^2} = \left( \frac{I_1}{I_2} \right)^2$$

În baza relațiilor de mai sus obținem :

$$X = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} = 20 \lg \frac{I_1}{I_2} \quad [\text{dB}] \quad (14.40)$$

*Concluzie :*

La un număr dat de decibeli raportul puterilor corespunde cu pătratul raporturilor tensiunilor respectiv curenților, ca în *tabelul 14.1*

$\frac{P_1}{P_2}$	1,259	1,585	1,995	2,512	3,162	3,981	5,012	6,310	7,943	10	100
X [dB]	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	20
$\frac{U_1}{U_2}$	1,122	1,259	1,413	1,585	1,778	1,995	2,239	2,512	2,818	3,162	10
$\frac{I_1}{I_2}$											

Tab 14.1 Corespondența dintre un număr dat de decibeli și raportul puterilor și al pătratului raportului tensiunilor respectiv curenților .

*Observație :*

În tehnică se folosește încă o unitate logaritmică de măsurare a raportului de puteri *neperul* .

Numărul de neperi corespunzător unui raport oarecare de puteri  $\frac{P_1}{P_2}$  se calculează cu relația :

$$X = \ln \frac{P_1}{P_2} = 2,3 \lg \frac{P_1}{P_2} \quad [\text{N}] \quad (14.41)$$

Corespondența dintre cele două unități de măsurare este următoarea :

$$\begin{aligned} 1\text{N} &= 8,686\text{dB} \\ 1\text{dB} &= 0,1151\text{N} \end{aligned} \quad (14.42)$$

Definiție :

Atenuarea circuitului – a – , la frecvența f este reprezentată de expresia :

$$a = \lg \frac{P_0}{P} = \lg \frac{R I_0^2}{R I^2} = 2 \lg \frac{I_0}{I} = 2 \lg \frac{1}{s} \quad [\text{B}] \quad (14.43)$$

$$a = 20 \lg \frac{1}{s} \quad [\text{dB}] \quad (14.44)$$

Coropondența dintre atenuare și selectivitate este dat în tabelul 14.2.

s	1	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{10}$	$\frac{1}{20}$	$\frac{1}{30}$	$\frac{1}{50}$	$\frac{1}{100}$	$\frac{1}{1000}$	$\frac{1}{10000}$
a [dB]	0	3	6	12	20	26	29,5	33,4	40	60	80

Tab 14.2 Coropondența dintre atenuare și selectivitate

#### 14.3.8. Banda de frecvență .

Deoarece atât procesul de emisie cât și cel de recepție a energiei electromagnetice necesită un *spectru de frecvențe* , grupat simetric în jurul frecvenței de bază , circuitele oscilante trebuie să asigure o *trecere cât mai uniformă* a întregului *spectru* de frecvență .

Datorită selectivității circuitelor oscilante componentele spectrului întâmpină rezistențe diferite la trecerea prin monaj , cele mărginașe fiind dejavantajate față de cele centrale . Întrucât aportul de energie al fiecărei componete este proporțional cu pătratul amplitudinii curentului , curba de rezonanță schimbă repartiția inițială a energiei spectrului , redistribuind-o altfel .

S-a convenit să se adopte ca “ *bandă de trecere* ” să fie spectrul de frecvențe format din componentele a căror putere electrică este minimum 50 % din puterea componentei centrale ce are frecvența de rezonanță .

Potrivit acestei convenții , lărgimea “ benzii de trecere ” – B – este condiționată de relația :

$$\frac{P}{P_0} = 0,5 ; \frac{R I^2}{R I_0^2} = 0,5 ; \frac{I}{I_0} = \frac{1}{\sqrt{2}} ; \quad (14.44)$$

În acest caz banda corespunde unei selectivități – nivel standard – este egală cu :

$$s = \frac{1}{\sqrt{2}} ; a = 3\text{dB} ; \frac{1}{\sqrt{1+(\beta Q)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} ; \beta Q = \pm 1 \quad (14.46)$$

Determinarea benzii de trecere ( la o atenuare de trei decibeli a=3 dB ) – B<sub>3dB</sub> – se poate realiza prin două metode :

- Grafic

Banda de frecvență în limitele căreia curentul prin circuit ( tensiunea pe condensator sau pe bobină , datorită observației anterioare ) are valoarea mai mare sau cel puțin egală cu 0,707 din valoarea la rezonanță se numește *bandă de trecere* – vezi figura 14.7 .

$$B_{3\text{dB}} = f_2 - f_1 \quad (14.47)$$

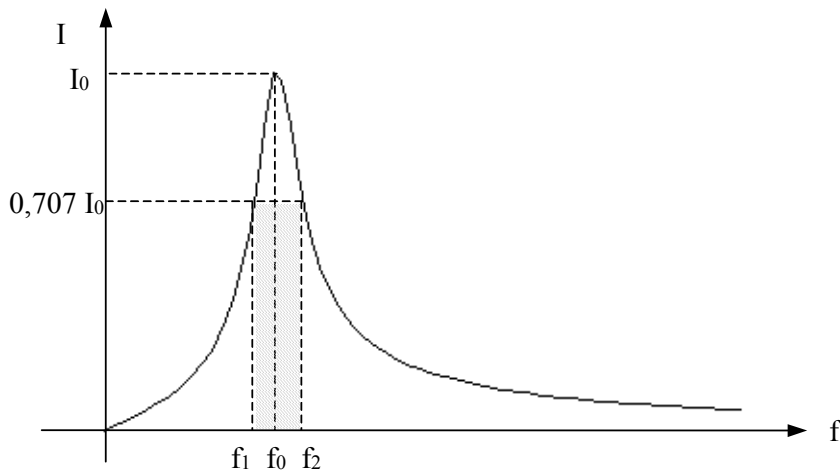


Fig.14.7 Determinarea grafică a benzii de frecvență la o atenuare de 3dB

- Analitic

$$B_{3dB} = \frac{f_0}{Q} \quad (14.48)$$

*Observație :*

Pentru a modifica banda de frecvență a circuitului , fără a-i modifica frecvența de rezonanță se montează în serie cu bobina și condensatorul o rezistență  $R_1$  .

În acest caz noul factor de calitate al circuitului are următoarea expresie :

$$Q' = \frac{1}{R + R_1} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (14.49)$$

Lărgimea de bandă a circuitului crește , devenind mai puțin selectiv

*Observație :*

În unele cazuri se folosește “ *bandă de trecere* ” definită la selectivitatea  $s = \frac{1}{2}$  ,

corespunzătoare unei atenuări de șase decibeli  $a = 6 \text{ dB}$  ) –  $B_{6dB}$  .

În acest caz :

$$\frac{1}{\sqrt{1 + (\beta Q)^2}} = \frac{1}{2} ; \beta Q = \pm \sqrt{3} \quad (14.50)$$

Expresia benzii de trecere ( la o atenuare de șase decibeli ,  $a = 6 \text{ dB}$  ) –  $B_{6dB}$  – este următoarea :

$$B_{6dB} = \sqrt{3} \frac{f_0}{Q} = \sqrt{3} B_{3dB} \quad (14.51)$$

La o selectivitate oarecare –  $s$  – banda de trecere are expresia :

$$B_s = (\beta Q)_s B_{3dB} \quad (14.52)$$



#### 14.4. Probleme pregătitoare :

14.4.1. Pentru a argumenta matematic folosirea rezonanței tensiunilor pentru determinarea frecvenței de rezonanță -  $f_0$  - a C.O.S. să se rezolve următoarea problemă :

Să se calculeze și să se reprezinte grafic , dependența de frecvență ( pulsație) a amplitudinii tensiunii pe bobină și pe condensator  $U_L = f(\omega)$  ,  $U_C = f(\omega)$  , în cazul unui un C.O.S.

*Răspuns ;*

$$\omega_L = \frac{1}{RC\sqrt{Q^2 - \frac{1}{2}}} , \quad |U_L(\omega_L)| = U_{L\max} = \frac{QE}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}$$

$$\omega_C = \frac{R\sqrt{Q^2 - \frac{1}{2}}}{L} , \quad |U_C(\omega_C)| = U_{C\max} = \frac{QE}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}$$

*Observații :*

a)  $\omega_C \leq \omega_0 \leq \omega_L$  unde  $\omega_0 = \frac{1}{LC}$

b) Cum în realitate circuitele oscilante au un factor de calitate foarte bun , se pot face următoarele aproximări :

$$\omega_C = \omega_0 = \omega_L ; \quad |U_{L0}| = |U_{C0}| = QE$$

14.4.2. Determinarea rezistenței de pierderi a unui C.O.S.

Un circuit serie acordat , este alimentat pe frecvența de rezonanță de la un generator de tensiune . După înserierea unui rezistor  $R_1$  tensiunea la bornele condensatorului scade de - n - ori .

Să se determine valoarea rezistenței de pierderi - R - a circuitului acordat .

*Răspuns ;*

Nu se modifică frecvența de rezonanță a circuitului .

$$R = \frac{R_1}{n-1}$$

14.4.3. Influența aparatelor de măsură (  $R_V$  - rezistența internă ,  $C_V$  - capacitatea internă) asupra frecvenței de rezonanță a C.O.S.

Fie un C.O.S. cu elementele R , L , C cunoscute . Pentru măsurarea frecvenței de rezonanță -  $f_0$  - se montează în paralel cu condensatorul un voltmetru . Care este noua frecvență de rezonanță ( măsurată ) a circuitului dacă voltmetrul este caracterizat doar de :

a) Rezistența internă  $R_V$  ;

b) Capacitate internă  $C_V$  ;

Răspuns ;

$$a) \omega_r = \omega_0 \sqrt{1 - \left(\frac{Z_C}{R_V}\right)^2}$$

Observații :

1) Cum de obicei  $Z_C$  este de ordinul  $k\Omega$  , iar  $R_V$  de ordinul  $M\Omega$  obținem că

$$1 - \left(\frac{Z_C}{R_V}\right)^2 \approx 1 \Rightarrow \omega_r \approx \omega_0$$

2) Pentru a influența cât mai puțin frecvența de rezonanță a C.O.S. se folosesc aparate de măsură cu rezistența internă  $R_V$  cât mai mare .

$$b) \omega_r = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{C_V}{C}\right)^2}}$$

Observație :

1) Pentru ca  $\omega_r \approx \omega_0$  trebuie ca  $C_V \ll C$

2) Pentru a influența cât mai puțin frecvența de rezonanță a C.O.S. se folosesc aparate de măsură cu capacitatea internă  $C_V$  cât mai mică .

#### 14.5. Desfășurarea lucrării :

14.5.1. Se identifică aparatele necesare lucrării ;

14.5.2. Montajul experimental este prezentat în *figura 14.9*.

14.5.3. Pregătirea experimentului

Componentele din montaj ce se folosesc în cadrul C.O.S. sunt  $L_1$  ,  $C_1$  .

- La bornele 1 – 1' se conectează versatesterul ;

- La bornele condensatorului  $C_1$  se conectează milivoltmetrul sau osciloscopul ;

- Se scurtcircuitează bornele rezistorului  $R_1$  cu un reofor ;

14.5.4. Alegerea amplitudinii semnalului

Cu tasta corespunzătoare valorii 100kHz – 1MHz a comutatorului 5 a versatesterului apăsată se reglează amplitudinea  $E$  la valoarea 1V .

14.5.5. Realizarea rezonanței

- Se modifică frecvența semnalului de excitație până când milivolmetrul indică valoarea maximă . În cazul utilizării osciloscopului se urmărește ca amplitudinea tensiunii de la bornele condensatorului să fie maximă .

- Se citesc și se notează în *tabelul 14.1* valorile caracteristice rezonanței :  $f_0$  ,  $U_{L0}$  .

- Se calculează ( conform 14.18 și 14.23 ) și se notează în *tabelul 14.3* factorul de calitate  $Q$  și lărgimea de bandă  $B_{3dB}$

	$R_1 = 0$		$R_1 = \dots\dots\Omega$	
1	$f_0$	[kHz]	$f_0$	[kHz]
2	$U_{C0}$	[V]	$U'_{C0}$	[V]
3	$Q = \frac{U_{C0}}{E}$		$Q' = \frac{U'_{C0}}{E}$	
4	$B_{3dB} = \frac{f_0}{Q}$	[kHz]	$B'_{3dB} = \frac{f_0}{Q'}$	[kHz]
5	$0,707 U_{C0}$	[V]	$0,707 U'_{C0}$	[V]
6	$f_2$	[kHz]	$f_2$	[kHz]
7	$f_1$	[kHz]	$f_1$	[kHz]
8	$B_{3dB} = f_2 - f_1$	[kHz]	$B_{3dB} = f_2 - f_1$	[kHz]

Tabelul 14.3

14.5.6. Ridicarea curbei de rezonanță

Se modifică frecvența semnalului de intrare ( cu ajutorul versatesterului ) cu valori din 10 în 10 kHz , simetrice față de frecvența de rezonanță găsită anterior .

Se citesc valorile tensiunii  $U_C$  , notându-se în *tabelul 14.4* .

Grafiul  $U_C = f(f)$  se reprezintă în *figura 14.8*

f [kHz]						$f_0 = \dots$					
$U_C$ [V] $R_1 = 0$						$U_{C0} = \dots$					
$U_C$ [V] $R_1 = \dots[\Omega]$						$U'_{C0} = \dots$					

Tabelul 14.4

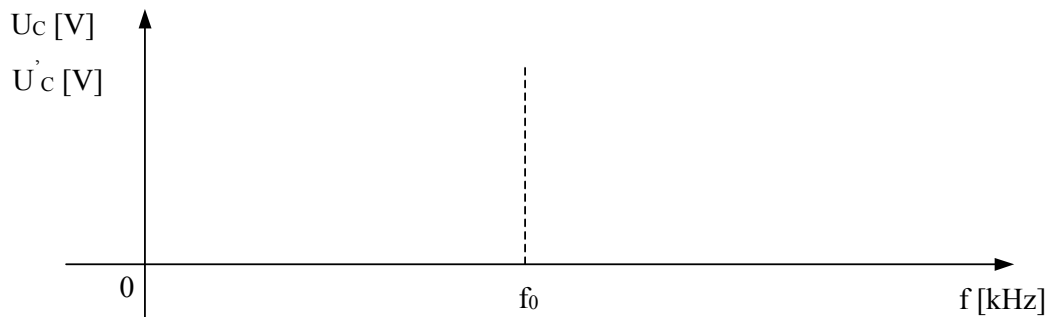


Figura 14.8 Caracteristica de frecvență și banda de trecere

Rezistența de pierderi :  $R = \frac{R_1}{n-1} = \dots[\Omega]$  ,  $n = \frac{U_{C0}}{U'_{C0}}$

#### 14.5.7. Determinarea lărgimii de bandă $B_{3dB}$

- Se calculează  $0,707 U_{C0}$
- Se notează în *tabelul 14.1*
- Se dezacordează circuitul până când tensiunea atinge valoarea  $0,707 U_{C0}$
- Se notează în *tabelul 14.1* cele două frecvențe  $f_1$ ,  $f_2$ .
- Banda de trecere se reprezintă în *figura 14.8*

#### 14.5.8. Determinarea rezistenței de pierderi a C.O.S.

- Se reduce circuitul la rezonanță
- În locul reoforului de la bornele rezistorului  $R_1$  se montează un rezistor de valoare cunoscută  $R_1$ . Se citește și se notează în *tabelul 14.1* noua valoare a tensiunii pe condensator  $U_{C0}$

14.5.9. Cu rezistorul  $R_1$  în montaj se reiau punctele 14.5.6. și 14.5.7.

#### 14.5. Conținutul referatului :

- Scopul lucrării ;
- Aparatura folosită și caracteristicile acesteia (  $R_V$ ,  $C_V$  ) ;
- Rezolvarea problemelor pregătitoare ;
- Desen cu schema electrică a montajului ;
- Tabelele 14.1 , 14.2 ;
- Curbele de rezonanță ( pe același grafic ) ;
- Se compară rezultatele obținute la determinarea lărimii de bandă  $B_{3dB}$  ;

$$B_{3dB} = \frac{f_0}{Q} \quad \text{determinare analitică}$$

$$B_{3dB} = f_2 - f_1 \quad \text{determinare grafică}$$

- Comparați  $B_{3dB}$  cu  $B'_{3dB}$ . Explicați eventuala diferență dintre ele .
- În acest experiment s-a neglijat influența  $R_V$  și  $C_V$  a versatesterului . Interpretați rezultatele obținute dacă nu s-ar fi neglijat aceste mărimi .
- ( În realitate frecvența de rezonanță a circuitului este ca măsurată ? Argumentați . )

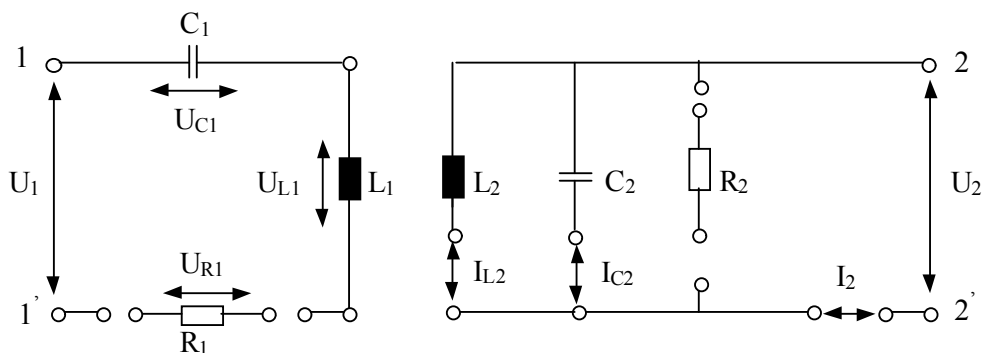


Fig.14.9 Montaj experimental utilizat la studiul circuitelor oscilante

## LUCRAREA 15

### CIRCUITUL OSCILANT DERIVAȚIE ( C.O.D.)

#### 15.1. Scopul lucrării :

Analiza funcționării C.O.D. prin simulare în *Pspice*

- Determinarea frecvenței de rezonanță -  $f_d$  - ;
- Determinarea factorului de calitate -  $Q$  - ;
- Ridicarea curbei de rezonanță ;
- Determinarea lărgimii de bandă -  $B_{3dB}$  - ;

#### 15.2. Materiale și aparatură necesare :

Lucrarea de laborator se va desfășura cu ajutorul unui calculator personal ce are instalat programul *Pspice* ( versiunea 5.3 ) pentru mediul *Windows*

#### 15.3. Considerații teoretice :

##### 15.3.1. Generalități

Circuitul format dintr-o bobină și un condensator legate în paralel între ele formează un circuit oscilant derivație - vezi figura 15.1 .

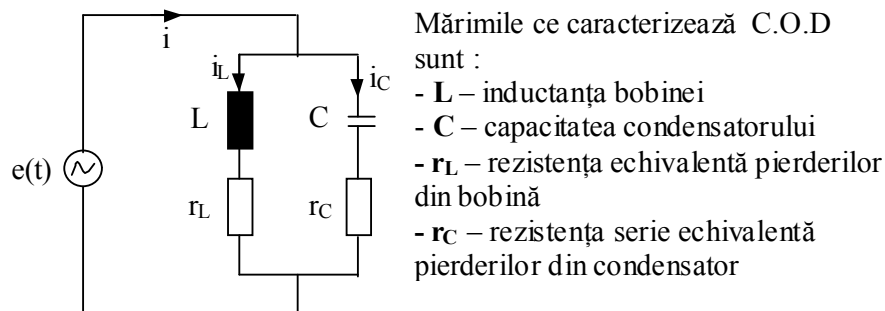


Fig. 15.1 Schema unui circuit oscilant derivație

Tensiunea de intrare ( de excitație ) are expresia :

$$e(t) = E \cos \omega_g t$$

unde

$E$  – amplitudinea semnalului

$$f_g = \frac{\omega_g}{2\pi} \text{ - frecvența semnalului}$$

Impedanțele celor două ramuri sunt :

$$\bar{Z}_L = r_L + j\omega L ; Z_L = \sqrt{r_L^2 + (\omega L)^2} \quad (15.1)$$

$$\bar{Z}_C = r_C - j\frac{1}{\omega C} ; Z_C = \sqrt{r_C^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}} \quad (15.2)$$

Ambele impedanțe fiind supuse aceleiași tensiuni  $\bar{E}$  curenții din cele două ramuri au valorile

$$\bar{I}_L = \frac{\bar{E}}{r_L + j\omega L}; I_L = \frac{E}{\sqrt{r_L^2 + (\omega L)^2}}; \varphi_L < 0 \quad (15.3)$$

Curentul prin bobină este defazat înaintea tensiunii de la bornele circuitului ;

$$\bar{I}_C = \frac{\bar{E}}{r_C - j\frac{1}{\omega C}}; I_C = \frac{E}{\sqrt{r_C^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}}}; \varphi_C > 0 \quad (15.4)$$

Curentul prin condensator este defazat în urma tensiunii de la bornele circuitului ;  
Curentul debitat de generator va fi egal cu suma curenților din cele două ramuri

$$\bar{I} = \bar{I}_L + \bar{I}_C \quad (15.5)$$

*Observație :*

Condensatoarele folosite în C.O.D. fiind de bună calitate , rezistența serie de pierderi este foarte mică , în comparație cu rezistența de pierderi a bobinelor .

*Exemplu :*

La o frecvență de 1MHz pentru un condensator de calitate de 250 pF , având tangenta de pierderi în valoare de  $\text{tg } \delta = 3.8 \cdot 10^{-4}$  ( pierderile în condensator depind de natura dielectricului ) , rezistența de pierderi este :

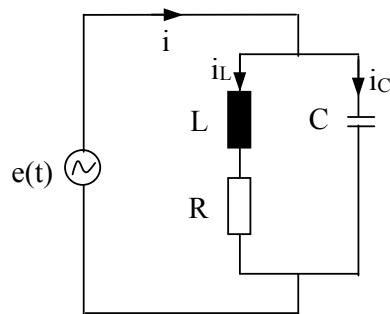
$$(r_C) = \frac{\text{tg } \delta}{\omega C} \approx 0.242 \Omega$$

Pentru o inductanță în valoare de 180  $\mu\text{H}$  , rezistența de pierderi este  $r_L = 5 \Omega$

$$\text{Deci } \frac{r_L}{r_C} \approx 20$$

Pentru simplificarea calculelor și a reprezentărilor grafice se neglijează rezistența de pierderi  $r_C$  a condensatorului , în schimb se majorează corespunzător rezistența de pierderi  $r_L$  a bobinei , astfel încât pierderile energetice din circuit să rămână aceleași .

În acest caz schema unui circuit oscilant derivație este prezentată în figura 15.2



Mărimile ce caracterizează C.O.D sunt :

- L – inductanța bobinei
- C – capacitatea condensatorului
- R – rezistența echivalentă pierderilor din circuit

Fig. 15.2 Schema simplificată a unui circuit oscilant derivație

Impedanțele celor două ramuri sunt :

$$\bar{Z}_L = R + j\omega L ; Z_L = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \quad (15.6)$$

$$\bar{Z}_C = -j\frac{1}{\omega C} ; Z_C = \frac{1}{\omega C} \quad (15.7)$$

Curenții din cele două ramuri au valorile :

$$- \quad \bar{I}_L = \frac{\bar{E}}{R + j\omega L}; \quad I_L = \frac{E}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}; \quad \text{tg}(\varphi_L) = \frac{\omega L}{R} \quad (15.8. a)$$

Curentul prin bobină este defazat înaintea tensiunii de la bornele circuitului ;

$$- \quad \bar{I}_C = j\omega C \bar{E}; \quad I_C = \omega C E; \quad \varphi_C = \frac{\pi}{2} \quad (15.8. b)$$

Curentul prin condensator este defazat în urma tensiunii de la bornele circuitului cu  $90^\circ$  ;

Diagrama vectorială liniară a curenților din circuitul derivație este reprezentată în *figura 15.3* iar diagrama liniară în *figura 15.4* .

Pentru ambele grafice am ales ca origine de fază tensiunea furnizată de generator .

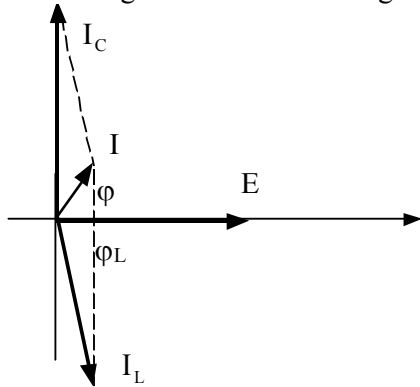


Fig.15.3 Diagrama vectorială a curenților într-un C.O.D.

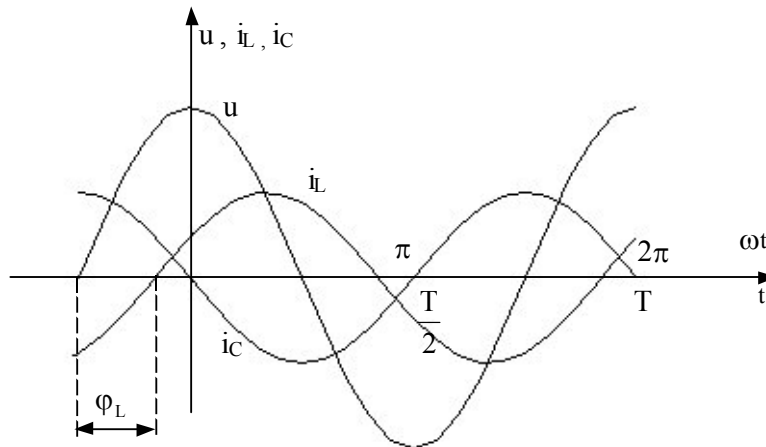


Fig.15.4 Diagrama liniară a curenților într-un C.O.D.

Impedanța circuitului derivație este :

$$\bar{Z}_d = \frac{\bar{Z}_C \bar{Z}_L}{\bar{Z}_C + \bar{Z}_L} = \frac{\left(-j\frac{1}{\omega C}\right)(R + j\omega L)}{\bar{Z}_s} = \frac{L}{C} \frac{1 - j\frac{R}{\omega L}}{R(1 + j\beta Q)} = \frac{L}{RC} \frac{1 - j\frac{1}{Q} \frac{\omega_s}{\omega}}{1 + j\beta Q} \quad (15.9)$$

unde Q – factorul de calitate al circuitului oscilant serie

$\omega_s$  - frecvența de rezonanță a circuitului oscilant serie

### 15.3.2. Frecvența proprie de rezonanță a C.O.D.

Pentru ca un circuit să se afle la rezonanță trebuie îndeplinită condiția ( 14.6) adică

$$\text{Im} \{ \bar{Z}_d \} = 0$$

Din ( 15.8) obținem  $\beta Q + \frac{1}{Q} \frac{\omega_s}{\omega} = 0$  de unde rezultă că :

$$\omega_d = \omega_s \sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}} \quad (15.10)$$

În conformitate cu (15.9) se observă că frecvența rezonanței derivație coincide aproape – la circuitele cu Q serie mare ( $Q > 10$ ) – cu frecvența rezonanței serie .

$$f_d \approx f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (15.11)$$

### 15.3.3. Consecințele fenomenului de rezonanță asupra C.O.D.

- Impedanța circuitului devine maximă

$$Z_0 = \frac{1}{R} \frac{L}{C} \quad (15.12)$$

Impedanța de rezonanță poartă și numele de *rezistență dinamică* , expresia ei putând fi exprimată astfel :

$$Z_0 = QL\omega_s = \frac{L^2\omega_s^2}{R} = Q^2 R \quad (15.13)$$

- Curentul  $i(t)$  furnizat de generator este în fază cu tensiunea  $e$  , amplitudinea lui având valoarea minimă

$$i(t) = \frac{E}{QL\omega_s} \cos \omega_0 t = I_0 \cos \omega_0 t \quad (15.14)$$

### 15.3.4. Rezonanța curenților . Supraintensități .

Curenții din cele două ramuri ( bobină și condensator ) sunt egali între ei , în antifază , depășind cu mult valoarea curentului furnizat de generator – fenomen ce poartă numele de *rezonanță a curenților* .

Amplitudinile curenților sunt :

$$I_{C0} = \frac{E}{X_C} = \frac{E}{X_L} = \frac{E}{L\omega_s} \quad (15.15)$$

$$I_{L0} = \frac{E}{\sqrt{R^2 + (L\omega_s)^2}} = \frac{E}{L\omega_s \sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}}} \approx \frac{E}{L\omega_s} \quad (15.16)$$

Comparând curenții din cele două ramuri cu curentul furnizat de generator obținem :

$$\frac{I_{C0}}{I_0} = \frac{I_{L0}}{I_0} = Q \quad (15.17)$$

Prin urmare *circuitul derivație “ amplifică ” - la rezonanță - de Q ori curentul sursei ce-l excită* .



Observații :

- Datorită faptului că  $R \neq 0$  curenții  $I_{L0}$  și  $I_{C0}$  au amplitudini *aproape egale*, fiind decași unul față de altul cu *aproape  $180^\circ$*

- Între ei există relația :

$$I_{C0} = I_{L0} \sin \varphi_L = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}}} \quad (15.18)$$

- Cu cât factorul de calitate al circuitului – Q- este mai mare cu atât  $I_{L0}$  se apropie ca amplitudine de  $I_{C0}$  iar  $\varphi_L \rightarrow 90^\circ$ .

- Doar în cazul ideal -  $R=0$  - acești curenți vor avea amplitudini egale și ar oscila în antifază

Diagrama liniară a curenților din circuitul derivație este reprezentată în *figura 15.5*, iar diagrama vectorială în *figura 15.6*. (Diagrame ridicate în ipoteza ideală în care pierderile din circuit sunt nule)

Pentru ambele grafice am ales ca origine de fază tensiunea furnizată de generator.

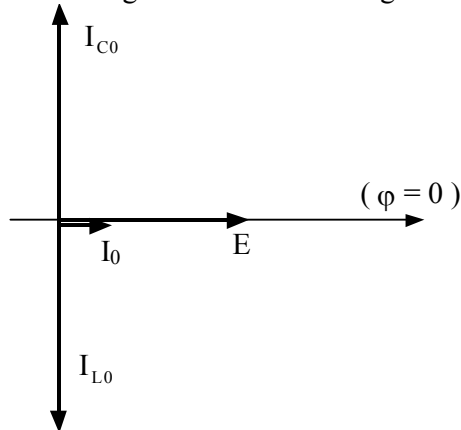


Fig.15.5 Diagrama vectorială a curenților într-un C.O.D. la rezonanță ( $R = 0$ )

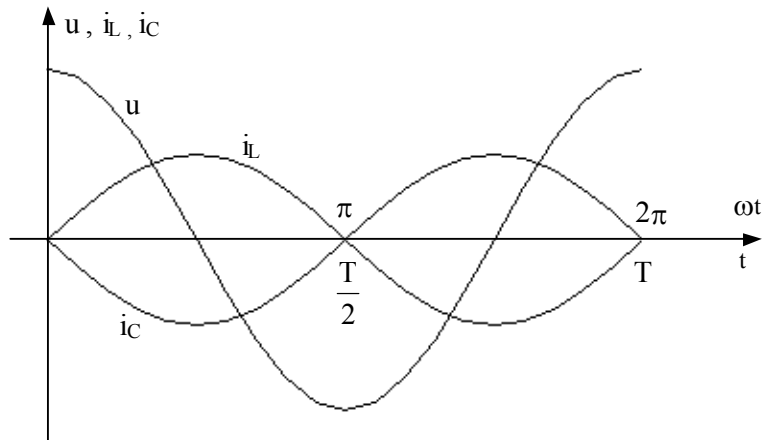


Fig.15.6 Diagrama liniară a curenților într-un C.O.D. la rezonanță ( $R = 0$ )

### 15.3.5. Curba de rezonanță .

Comportarea circuitului la diverse frecvențe poate fi pusă în evidență prin modul de variație a modului impedanței în funcție de frecvența semnalului de excitație .

Expresia impedanței circuitului derivație este conform ( 15.8)  $\bar{Z}_d = \frac{L}{C} \frac{1 - j \frac{1}{Q} \frac{\omega_s}{\omega}}{\bar{Z}_s}$  , ea

putând fi simplificată ținând cont de faptul că factorul de calitate al circuitelor oscilante este foarte bun .

$$\bar{Z}_d \approx \frac{L}{C} \frac{1}{\bar{Z}_s} \quad (15.19)$$

Curentul produs de generator va avea valoarea :

$$\bar{I} = \frac{\bar{E}}{\bar{Z}_d} = \frac{\bar{E}}{\frac{L}{C} \bar{Z}_s} \quad (15.20)$$

Prin urmare comportarea circuitului derivație , la diverse frecvențe , poate fi dedusă din cea a circuitului serie .

Curba de variație a impedanței  $Z_d = f(f)$  va fi asemenea curbei de rezonanță  $I = f(f)$  a circuitului serie - vezi figura 15.7

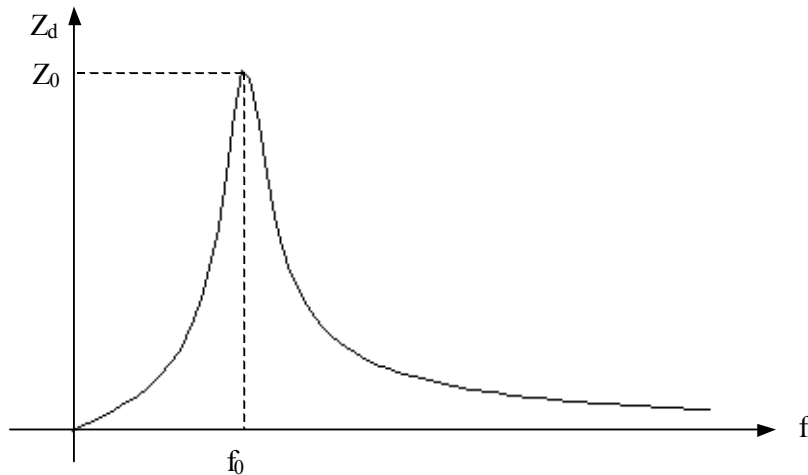


Fig.15.7 Variația modului impedanței C.O.D. în funcție de frecvență

Caracteristica de frecvență – *curba de rezonanță* -  $I = f(f)$  va fi asemenea curbei de variație  $Z_s = f(f)$  a circuitului serie - vezi figura 15.8.

*Observație :*

Circuitul oscilant derivație prezintă într-o bandă îngustă de frecvențe o impedanță mare (maximă) , respectiv o valoare mică ( minimă ) a curentului .

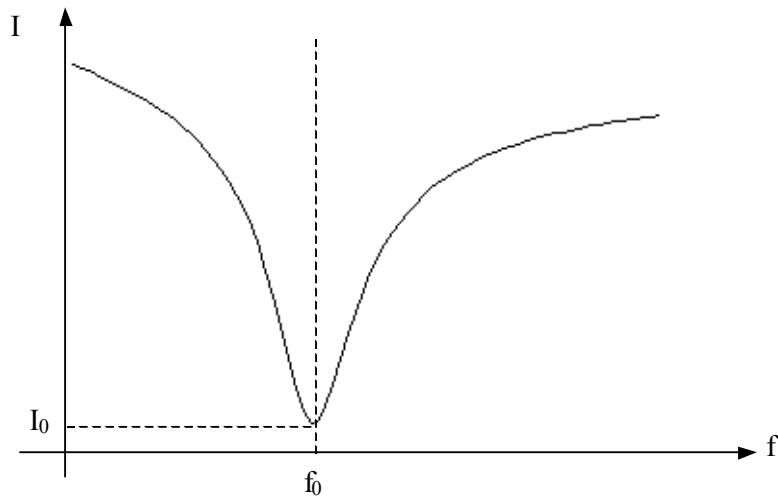


Fig.15.8 Curba de rezonanță a C.O.D.

### 15.3.6. Selectivitatea circuitului derivație

Curba de rezonanță ne arată că circuitul se comportă în jurul frecvenței de rezonanță - *ca un filtru* .

Eficacitatea de filtrare a curenților , după frecvență se apreciază la circuitul derivație prin raportul dintre amplitudinea minimă  $I_0$  a curentului exterior – la rezonanță - și amplitudinea  $I$  a aceluiași curent la o frecvență oarecare  $f$  :

$$s_1 = \left. \frac{I_0}{I} \right|_{E=\text{const.}} \quad (15.21)$$

Ecuția curbei de selectivitate  $s_1 = f(\omega) = f(f)$  se deduce din ecuația curbei de rezonanță a circuitului :

$$s_1 = \frac{\frac{E}{Z_0}}{\frac{E}{Z_d}} = \frac{Z_d}{Z_0} = \frac{\frac{L}{C} \frac{1}{Z_s}}{\frac{L}{C} \frac{1}{R}} = \frac{1}{\sqrt{1+(\beta Q)^2}} \quad (15.22)$$

Prin urmare selectivitatea circuitului derivație are aceeași expresie a circuitului serie .

*Important :*

Practic , de cele mai multe ori un generator cu o rezistență internă  $R_g$  de valoare mare ( sursă de curent ) debitează pe un circuit derivație . Tensiunea  $V_d = I Z_d$  reținută de circuit la bornele lui constituie “*răspunsul circuitului*” . Întrucât  $Z_d$  este o impedanță cu un pronunțat caracter selectiv , iar  $I$  este constant ( generatorul este o sursă de curent ) rezultă că răspunsul circuitului va fi și el selectiv .

Luând în calcul influența rezistenței interne a sursei , expresia selectivității devine :

$$s = \frac{1}{\sqrt{1+(\beta Q_{ef})^2}} \quad (15.23)$$

unde

$$Q_{ef} = \frac{Q}{1 + \frac{Z_0}{R_g}} \quad (15.24)$$

este factorul de calitate efectiv al circuitului .

*Observație :*

Cu cât  $R_g \gg Z_0$  cu atât selectivitatea circuitului se îmbunătățește .De aceea se folosesc surse de curent care au rezistența internă de ordinul  $M\Omega$  -lor .

### 15.3.7. Banda de frecvență .

Determinarea benzii de trecere ( la o atenuare de trei decibeli  $a=3\text{ dB}$  ) –  $B_{3\text{dB}}$  – se poate realiza, ca și în cazul circuitului serie prin două metode :

- Grafic

Banda de frecvență în limitele căreia tensiunea la bornele circuitului derivație  $V=IZ_d$  are valoarea mai mare sau cel puțin egală cu  $0,707$  din valoarea acestei tensiuni la frecvența de rezonanță  $V_0=I_0 Z_0$ , se numește *bandă de trecere* .

$$B_{3\text{dB}} = f'_2 - f'_1$$

O altă variantă grafică este de a utiliza curba de variație a impedanței  $Z_d=f(f)$  . Banda de trecere este situată în limitele de frecvență în care impedanța derivație are valoarea mai mare sau cel puțin egală cu  $0,707$  din valoarea acestei impedanță –  $Z_0$  - la frecvența de rezonanță .

$$B_{3\text{dB}} = f_2 - f_1$$

*Observație :*

- În cazul utilizării variantei de determinare a benzii în care se utilizează curba de variație a impedanței , valoarea acesteia este influențată de rezistența generatorului ( dacă este prea mică )

$$\text{În acest caz } B_{3\text{dB}} = (f_2 - f_1) \left( 1 + \frac{Z_0}{R_i} \right) \quad (15.25)$$

- Analitic

$$B_{3\text{dB}} = \frac{f_d}{Q}$$

*Observații :*

- Când influența negativă a rezistenței generatorului ( este prea mică ) asupra selectivității nu poate fi neglijată , atunci expresia benzii este următoarea :

$$B_{3\text{dB}} = \frac{f_d}{Q_{\text{ef}}} = \frac{f_d}{Q} \left( 1 + \frac{Z_0}{R_i} \right) \quad (15.26)$$

- La o selectivitate  $s = \frac{1}{2}$  - corespunzătoare unei atenuări de atenuări șase decibeli  $a=6\text{ dB}$

banda de trecere va fi mai largă .

$$B_{6\text{dB}} = \sqrt{3} \frac{f_0}{Q} = \sqrt{3} B_{3\text{dB}}$$

## 15.4. Analiza funcționării C.O.D. prin simulare în Pspice

15.4.1. Generatorul de semnal este o sursă de tensiune cu rezistență internă mică ( de exemplu un versatester)

Pentru a realiza simularea funcționării C.O.D. utilizăm schema din *figura 15.9* ( obținută în *Schematics* )

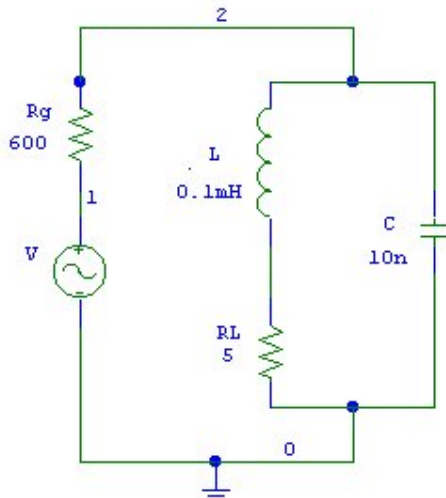


Fig.15.9 Schema unui C.O.D. ( sursa de semnal este un generator de tensiune )  
obținută în *Schematics*

Teoretic obținem că :

$$f_d \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \approx 159,2 \text{ kHz} , \quad Q = \frac{1}{R_L} \sqrt{\frac{L}{C}} = 20 , \quad Z_0 = \frac{1}{R} \frac{L}{C} = Q^2 R = 2 \text{ k}\Omega ,$$

$$Q_{ef} = \frac{Q}{1 + \frac{Z_0}{R_g}} = 4,61 , \quad I_0 = \frac{E}{R_g + Z_0} = 0,38 \text{ mA} , \quad I_{L0} = I_{C0} = Q I_0 = 7,6 \text{ mA}$$

$$B_{3dB} = \frac{f_d}{Q_{ef}} = \frac{f_d}{Q} \left( 1 + \frac{Z_0}{R_i} \right) = 34,53 \text{ kHz} , \quad B_{6dB} = \sqrt{3} B_{3dB} = 59,8 \text{ kHz}$$

*Observații :*

Generatorul de semnal – v – este de forma  $e(t) = E \cos \omega_g t$  , unde  $E = 1 \text{ V}$  ,  $f_g = 100 \text{ kHz}$  , fiind caracterizat de o rezistență internă  $R_g = 600 \Omega$

Supunem circuitul unei analize în curent alternativ ( **AC** ) , cu următorii parametrii :

- Start freq = 50 kHz ; End freq = 250kHz ; Total pts = 10. 000 , de tip liniar .

15.4.1.1. Determinarea frecvenței de rezonanță -  $f_d$  -

În figura 15.10 se reprezintă caracteristica de frecvență – curba de rezonanță -  $I=f(f)$   
 Se observă că în urma simulării se obțin rezultate apropiate de cele calculate teoretic:  
 $f_d \approx 159,11\text{kHz}$ ,  $I_0 = 0,384\text{mA}$  ;

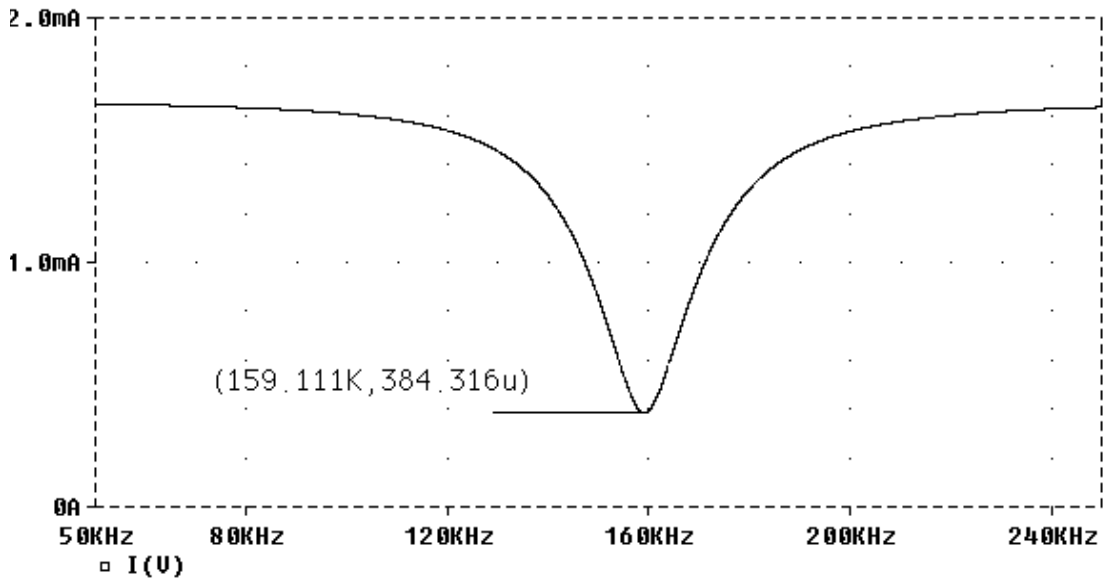


Fig.15.10 Curba de rezonanță a C.O.D , ( sursa de semnal este un generator de tensiune )  
 obținută cu ajutorul utilitarului Probe

15.4.1.2. Determinarea lărgimii de bandă  $B_{3dB}$  ,  $B_{6dB}$  ;

În figura 15.11 se reprezintă caracteristica  $V_d = IZ_d = f(f)$  cu ajutorul căreia se poate  
 determina grafic lărgimea de bandă .

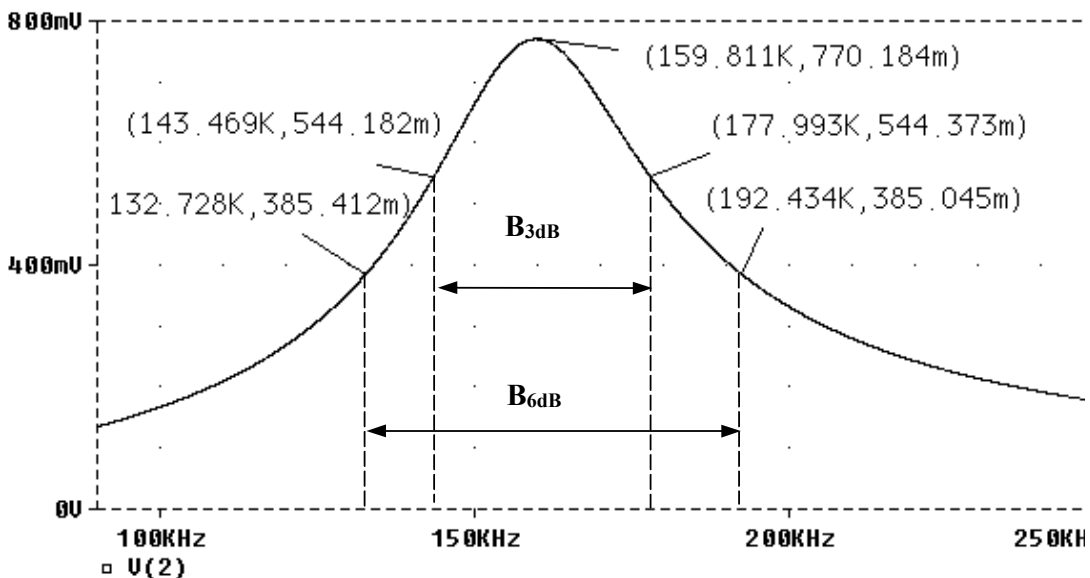


Fig.15.11 Curba de rezonanță a C.O.D , ( sursa de semnal este un generator de tensiune )  
 obținută cu ajutorul utilitarului Probe

Se observă că în urma simulării se obțin rezultate apropiate de cele calculate teoretic:

$B_{3dB} = 34,52 \text{ kHz}$  ,  $B_{6dB} = 59,7 \text{ kHz}$  valori apropiate de cele calculate teoretic ;

În figura 15.12 se reprezintă curba de variație a impedanței  $Z_d = f(f)$  , cu ajutorul căreia se poate , de asemenea , determina grafic lărgimea de bandă

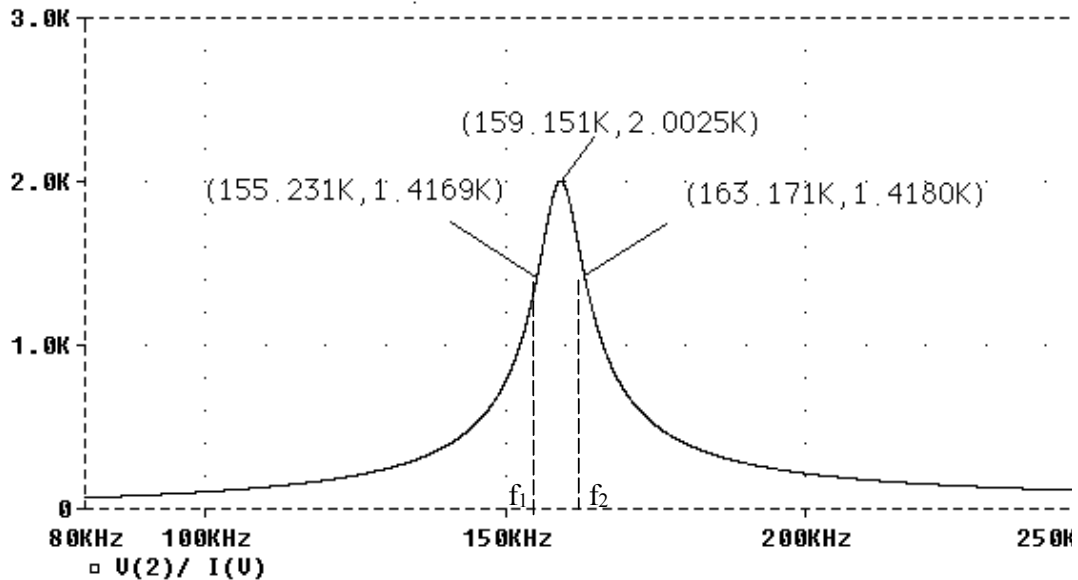


Fig.15.12 Curba de variație a impedanței  $Z_d = f(f)$  a C.O.D , ( sursa de semnal este un generator de tensiune ) obținută cu ajutorul utilitarului Probe

Se observă că în urma simulării se obțin rezultate apropiate de cele calculate teoretic:

$$Z_0 = 2,0025 \text{ k}\Omega \text{ , } B_{3dB} = (f_2 - f_1) \left( 1 + \frac{Z_0}{R_i} \right) = 7,94 \left( 1 + \frac{2000}{600} \right) \text{ kHz} = 34,4 \text{ kHz}$$

#### 15.4.1.3. Punerea în evidență a fenomenului de rezonanță curenților .

În figura 15.13 se obțin caracteristicile  $I_L = f(f)$  ,  $I_C = f(f)$  ,  $I = f(f)$

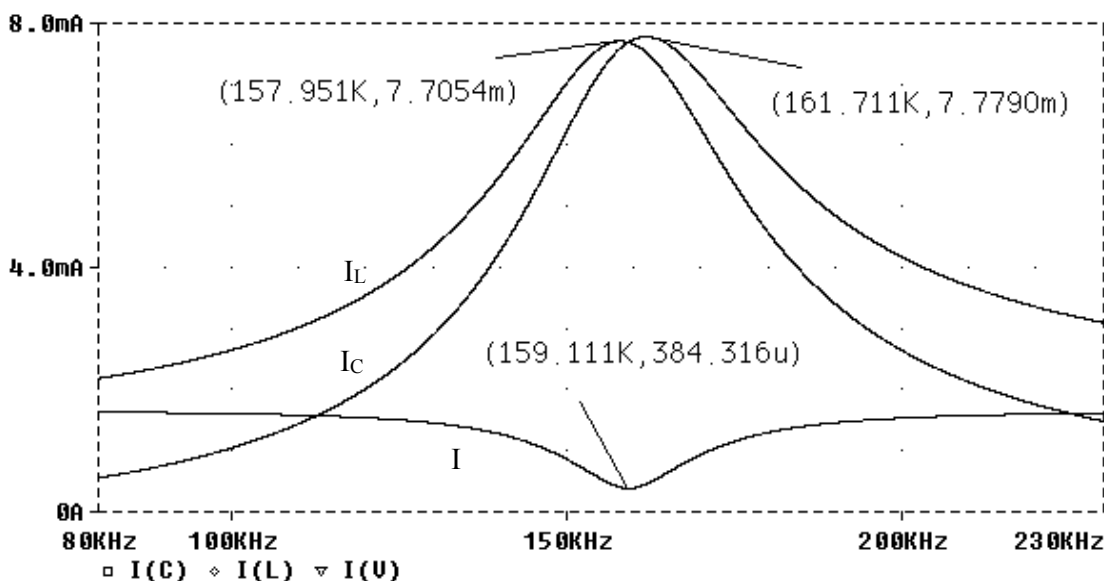


Fig.15.13 Caracteristicile  $I_L = f(f)$  ,  $I_C = f(f)$  ale unui C.O.D , ( sursa de semnal este un generator de tensiune ) obținute cu ajutorul utilitarului Probe

Din această reprezentare grafică se observă că în urma simulării se obțin următoarele rezultate :  $I_{L0} \approx 7,70\text{mA}$  ,  $I_{C0} \approx 7,77\text{mA}$  valori apropiate de cele calculate teoretic ; Frecvențele la care valorile curenților prin bobină sau condensator sunt maxime sunt diferite față de  $f_d$  .

$$f_L = 157,95\text{kHz} , f_C = 161,71\text{kHz}$$

15.4.2. Generatorul de semnal este o sursă de curent cu rezistență internă mare

Pentru a realiza simularea funcționării C.O.D. utilizăm schema din *figura 15.14* ( obținută în *Schematics* )

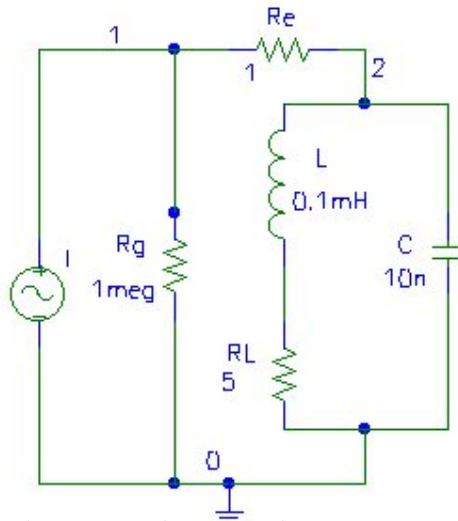


Fig.15.14 Schema unui C.O.D. ( sursa de semnal este un generator de curent ) obținută în *Schematics*

Se observă că nu modificăm circuitul oscilant derivație .

Teoretic obținem că :

$$f_d \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \approx 159,2\text{kHz} , Q = \frac{1}{R_L} \sqrt{\frac{L}{C}} = 20 , Z_0 = \frac{1}{R} \frac{L}{C} = Q^2 R = 2\text{k}\Omega ,$$

$$Q_{ef} = \frac{Q}{1 + \frac{Z_0}{R_g}} = 19,96 \approx Q , I_0 = \frac{R_g}{R_g + Z_0} I = 0,998\text{mA} , I_{L0} = I_{C0} = Q I_0 = 19,96\text{mA}$$

$$B_{3dB} = \frac{f_d}{Q_{ef}} = 7,97\text{kHz} , B_{6dB} = \sqrt{3} B_{3dB} = 13,8\text{kHz}$$

*Observații :*

- Generatorul de semnal – v – este de forma  $i(t) = I \cos \omega_g t$  , unde  $I = 1\text{mA}$  ,  $f_g = 100\text{kHz}$  , fiind caracterizat de o rezistență internă  $R_g = 1\text{M}\Omega$  .

- Pentru a putea vizualiza variația curentului total al circuitului introducem o rezistență de valoare foarte mică  $R_e = 1\Omega$

Supunem circuitul unei analize în curent alternativ ( AC ) , cu aceiași parametrii utilizați în paragraful 15.4.1.



15.4.2.1. Determinarea frecvenței de rezonanță -  $f_d$  -

În figura 15.15 se reprezintă caracteristica de frecvență – curba de rezonanță -  $I=f(f)$   
 Se observă că în urma simulării se obțin rezultate apropiate de cele calculate teoretic:  
 $f_d \approx 159,031\text{kHz}$ ,  $I_0 = 0,998\text{mA}$  ;

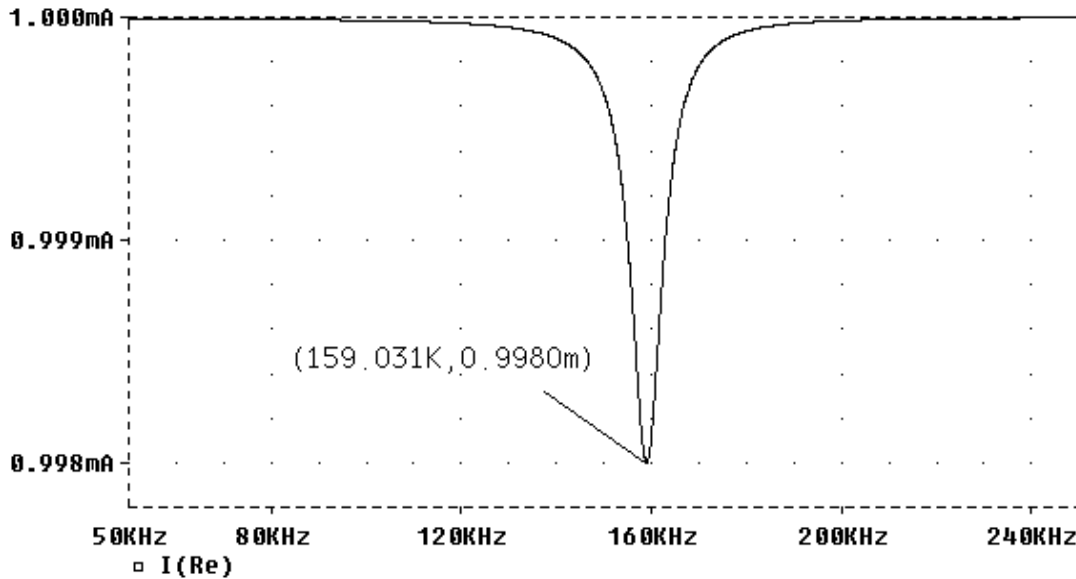


Fig.15.15 Curba de rezonanță a C.O.D , ( sursa de semnal este un generator de curent )  
 obținută cu ajutorul utilitarului Probe

15.4.2.2. Determinarea lărgimii de bandă  $B_{3dB}$  ,  $B_{6dB}$  ;

În figura 15.16 se reprezintă caracteristica  $V_d = IZ_d = f(f)$  cu ajutorul căreia se poate  
 determina grafic lărgimea de bandă .

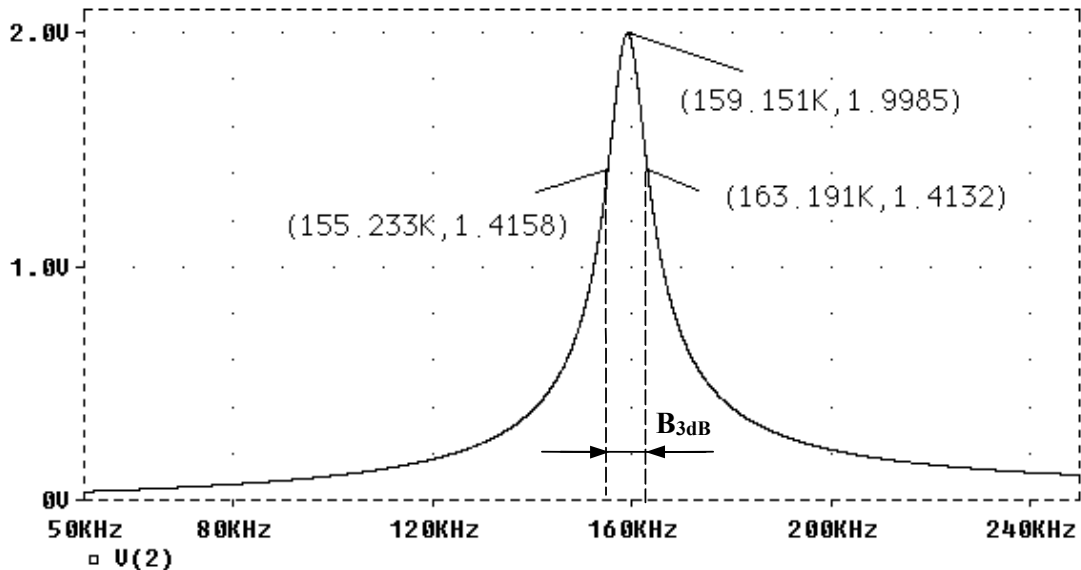


Fig.15.16 Curba de rezonanță a C.O.D , ( sursa de semnal este un generator de curent )  
 obținută cu ajutorul utilitarului Probe

Se observă că în urma simulării se obțin rezultate apropiate de cele calculate teoretic:  
 $B_{3dB} = 7,9958\text{kHz}$  , valoare apropiată de cea calculată teoretic ;

În figura 15.17 se reprezintă curba de variație a impedanței  $Z_d = f(f)$ , cu ajutorul căreia se poate, de asemenea, determina grafic lărgimea de bandă

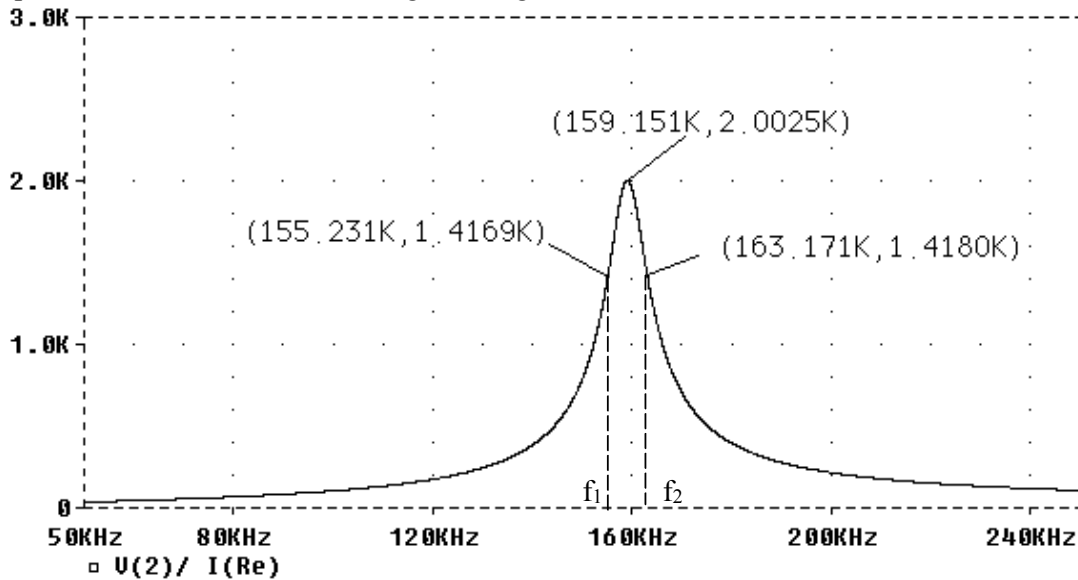


Fig.15.17 Curba de variație a impedanței  $Z_d = f(f)$  a C.O.D, ( sursa de semnal este un generator de curent ) obținută cu ajutorul utilitarului *Probe*

Se observă că în urma simulării se obțin rezultate apropiate de cele calculate teoretic:

$$Z_0 = 2,0025 \text{ k}\Omega, \quad B_{3\text{dB}} = (f_2 - f_1) \left( 1 + \frac{Z_0}{R_i} \right) = 7,941 \left( 1 + \frac{2}{1000} \right) \text{ kHz} = 7,956 \text{ kHz}$$

Se observă că într-adevăr circuitul este mult mai selectiv în cazul în care rezistența internă a generatorului este mult mai mare decât impedanța circuitului derivație.

#### 15.4.2.3. Punerea în evidență a fenomenului de rezonanță curenților .

În figura 15.18 se obțin caracteristicile  $I_L = f(f)$ ,  $I_C = f(f)$

Din această reprezentare grafică se observă că cele două curbe aproape se confundă, din cauză că rezistența internă a sursei de curent este foarte mare .

Pentru a pune în evidență diferențele ( minore ) dintre maximele celor două curbe, limităm domeniul frecvențelor, în jurul frecvenței de rezonanță vezi figura 15.19.

În urma simulării se obțin următoarele rezultate :  $I_{L0} \approx 19,966 \text{ mA}$ ,  $I_{C0} \approx 19,991 \text{ mA}$  valori apropiate de cele calculate teoretic ;

Frecvențele la care valorile curenților prin bobină sau condensator sunt maxime sunt foarte puțin diferite față de  $f_d$  .

$$f_L = 159,05 \text{ kHz}, \quad f_C = 159,25 \text{ kHz}$$

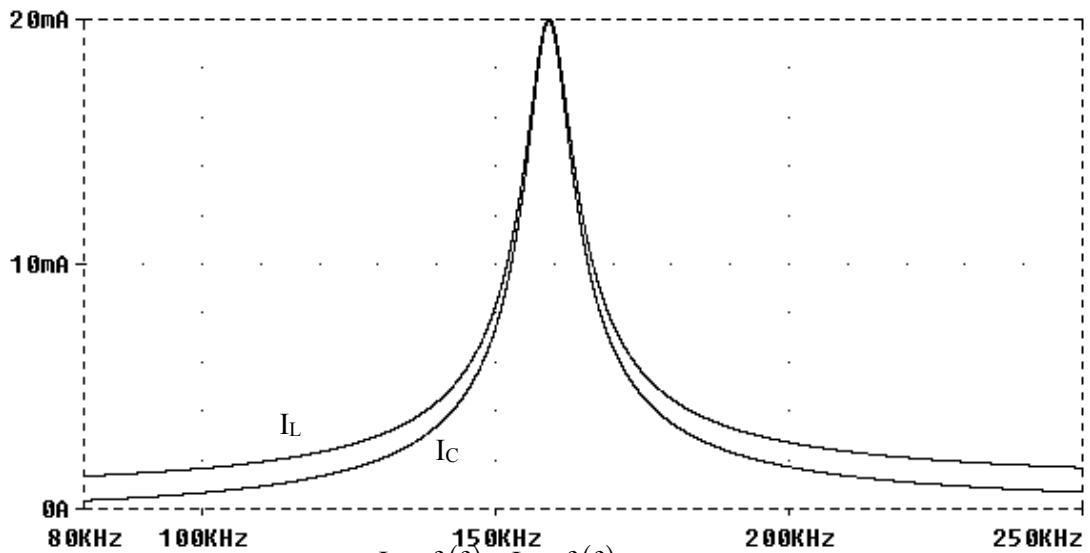


Fig.15.18 Caracteristicile  $I_L = f(f)$ ,  $I_C = f(f)$  ale unui C.O.D, ( sursa de semnal este un generator de curent ) obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

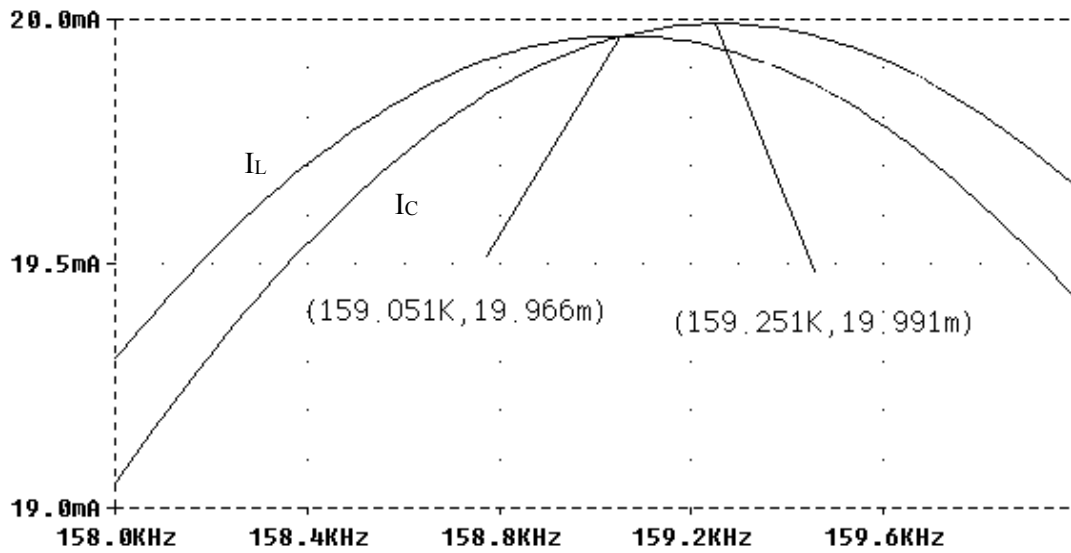


Fig.15.19 Valorile maxime ale caracteristicilor  $I_L = f(f)$ ,  $I_C = f(f)$  ale unui C.O.D, ( sursa de semnal este un generator de curent ) obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

### 15.4.3. Reprezentarea în timp a semnalelor caracteristice unui C.O.D.

#### 15.4.3.1. Variația curenților prin circuit la rezonanță – figura 15.20 .

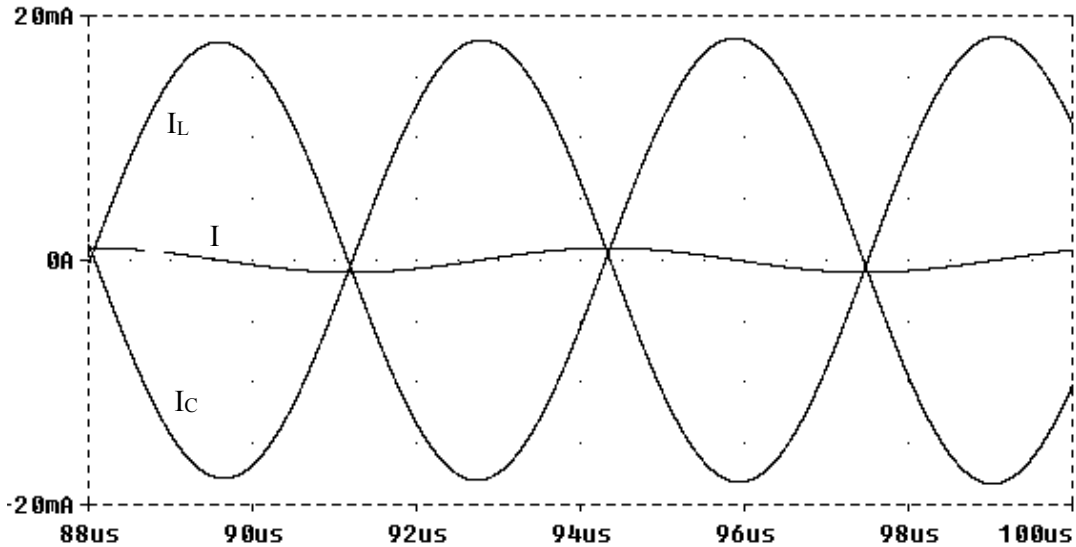


Fig.15.20 Variația curenților prin C.O.D la rezonanță ,( sursa de semnal este un generator de curent ) obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

#### Observații :

- Curenții prin bobină , respectiv condensator sunt în antifază , având amplitudinile maxime.
- Curentul total prin circuit are amplitudine minimă .

#### 15.4.3.2. Variația curenților prin circuit la frecvență diferită de $f_d$ – figura 15.21 .

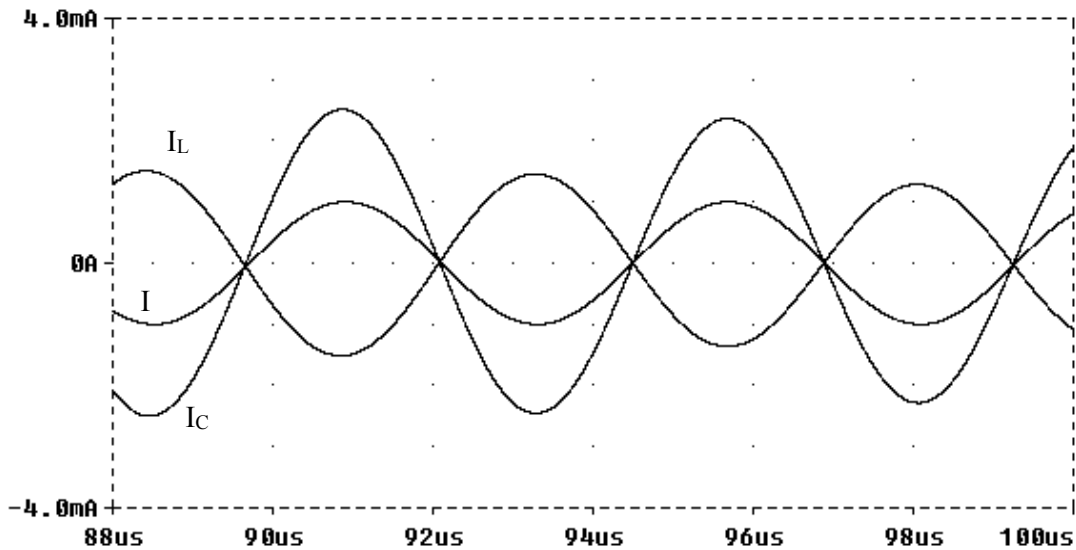


Fig.15.21 Variația curenților prin C.O.D la  $f = 209 \text{ kHz} \neq f_d$  ,( sursa de semnal este un generator de curent ) obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

*Observații :*

- Curenții prin bobină , respectiv condensator sunt practic , ( datorită valorii mici a rezistenței de pierderi ) în antifază .
- Amplitudinile curenților prin bobină , respectiv condensator nu mai ating valorile maxime .
- Curentul total prin circuit nu mai are amplitudine minimă .

15.4.3.3. Variația curenților prin ramura cu inductanța , la diverse frecvențe – *figura 15.22*

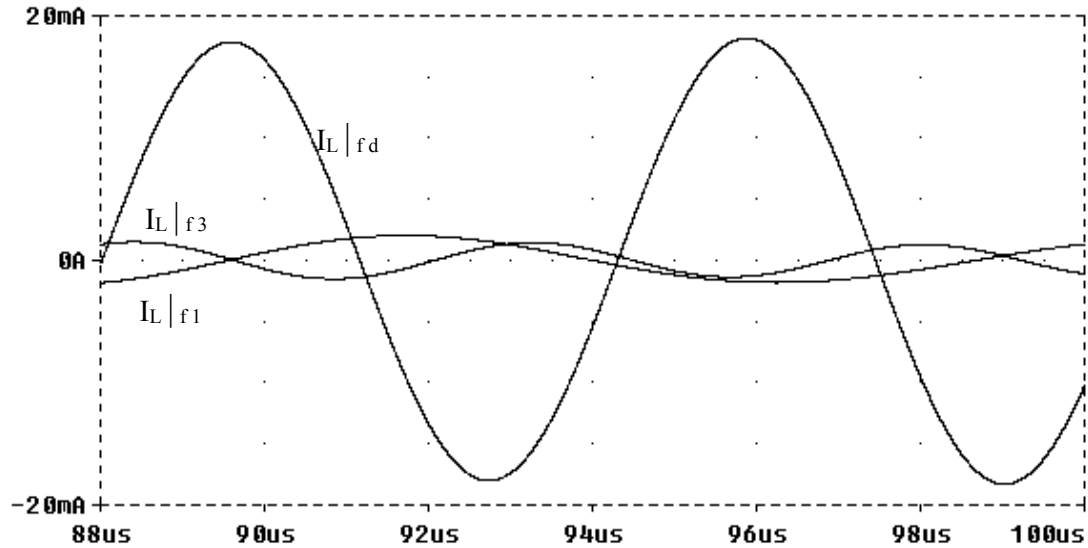


Fig.15.22 Variația curentului  $I_L$  - prin ramura ce conține bobina - a unui C.O.D la frecvențele :  $f_1 = 109 \text{ kHz} \neq f_d$  ,  $f_2 = f_d = 159 \text{ kHz}$ ,  $f_3 = 209 \text{ kHz}$  ( sursa de semnal este un generator de curent ) obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

*Observații :*

- Curentul prin bobină are amplitudinea maximă la frecvența de rezonanță .
- Cum  $f_1$  , respectiv  $f_3$  sunt egal depărtate de frecvența de rezonanță , amplitudinile curentului prin bobină sunt aproape egale .

### 15. 5. Desfășurarea lucrării:

Se va analiza ( la alegere ) funcționarea unui circuit derivație caracterizat de următorii parametrii :

- a)  $L = 1\text{mH}$ ,  $C = 1\text{nF}$ ,  $R = (r_L) = 10\Omega$
- b)  $L = 0,1\text{mH}$ ,  $C = 100\text{pF}$ ,  $R = (r_L) = 5\Omega$
- c)  $L = 2\text{mH}$ ,  $C = 80\text{pF}$ ,  $R = (r_L) = 4\Omega$

Analiza unui asemenea circuit impune realizarea tuturor calculelor și a simulărilor exemplificate în paragrafele 15.4.1. , 15.4.2. , 15.4.3.

## 15.6. Conținutul referatului :

15.6.1. Schema circuitului derivație ales ;

15.6.2 .Valorile numerice ale următorilor parametri ai circuitului , pentru cele două variante de surse de semnal ( sursă de tensiune și sursă de curent ) :

$f_d$  ,  $Q$  ,  $Z_0$  ,  $Q_{ef}$  ,  $I_0$  ,  $I_{L0}$  ,  $I_{C0}$  ,  $B_{3dB}$  ,  $B_{6dB}$

15.6.3. Fișierele rezultate în urma simulării în *Pspice* ( **NUME CIR.** , **NUME OUT.** , **NUME DAT.** ) salvate fie într-un director propriu ( de exemplu : 3Raa. , 3 Av. , 3Rdlc. ) fie pe dischetă ;



ALEXANDRU  
ȘTEFAN

CONSTANTIN  
STRÎMBU

# SEMNALE ȘI CIRCUITE ELECTRONICE

- *îndrumar de laborator* -

2

*Analiza circuitelor*

Editura Academiei Aviației și Apărării Antiaeriene  
“ Henri Coandă ”

BRAȘOV  
2000



Recenzent științific	col. dr. ing. Gheorghe PRICOP
Procesare text	șef lucrări ing. Constantin. STRÎMBU student Iulian BUDILEANU student Cezar RĂDAN
Grafica	șef lucrări ing. Constantin. STRÎMBU student Iulian BUDILEANU student Cezar RĂDAN
Verificare text	șef lucrări ing. Alexandru ȘTEFAN șef lucrări ing. Constantin. STRÎMBU asistent ing. Liliana BIDU
Multiplicare	m.m. Aurel CREȚU

## LUCRAREA 16

### DETERMINAREA PUNCTULUI STATIC DE FUNCȚIONARE ( P.S.F. – ul) AL UNUI ETAJ DE AMPLIFICARE CU TRANZISTORUL ÎN CONEXIUNEA E.C.

#### 16.1. Scopul lucrării :

- Măsurarea P.S.F. – ul , pentru un etaj de amplificare cu T.B. în conexiunea E.C. ;
- Verificarea practică a modalităților de modificare a P.S.F. – ul ;
- Alegerea valorii optime a P.S.F. – ul ;

#### 16.2. Materiale și aparatură necesare :

- Montaj experimental ( *figura 16.10* ) ;
- Reofori ;
- Sursă stabilizată de tensiune I – 4105 ;
- Multimetru digital E 0302 sau E 0304 ;
- MAVO - 35 ;

#### 16.3. Considerații teoretice :

##### 16.3.1 Punctul static de funcționare ( P.S.F. ) al unui tranzistor bipolar

Schema de polarizare a unui tranzistor bipolar în conexiunea emitor comun ( E.C.) este prezentată în *figura 16.1* .

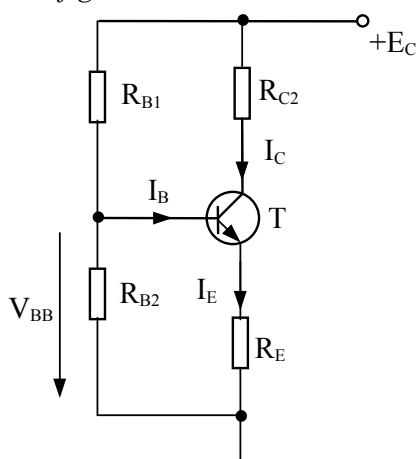


Fig.16.1. Schema de polarizare a unui tranzistor bipolar ( npn ) – cu divizor rezistiv în bază – în conexiunea E.C.

Amintim că :

- Polarizarea bazei tranzistorului se realizează prin intermediul unui divizor rezistiv  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$

$$- \quad V_{BB} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} E_C \quad ( 16.1 )$$

- Rezistorul  $R_E$  joacă rolul unei reacții negative de curent serie , în acest fel curentul de colector  $I_C$  va depinde foarte puțin de variațiile factorului de amplificare al tranzistorului(  $\beta$  )

- Condiția pe care trebuie să o îndeplinească  $R_E$  este următoarea :

$$(\beta+1)R_E \gg \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad (16.2)$$

- Ecuația dreptei de sarcină este următoarea :

$$E_C = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E \quad (16.3)$$

$$\text{Cum } \begin{cases} I_E = I_C + I_B \\ I_C = \beta I_B \\ \beta \gg 1 \end{cases} \Rightarrow I_E \approx I_C \quad (16.4)$$

putem scrie că :

$$E_C = (R_C + R_E) I_C + V_{CE} \quad (16.5)$$

$$- \quad V_{BB} = V_{BE} + R_E I_C \quad (16.6)$$

- Punctul static de funcționare ( P.S.F. ) al unui tranzistor bipolar este obținut prin intersecția dreptei de sarcină , cu caracteristica de ieșire a tranzistorului  $I_C = f(V_{CE})|_{I_B = ct}$  vezi figura 16.2.

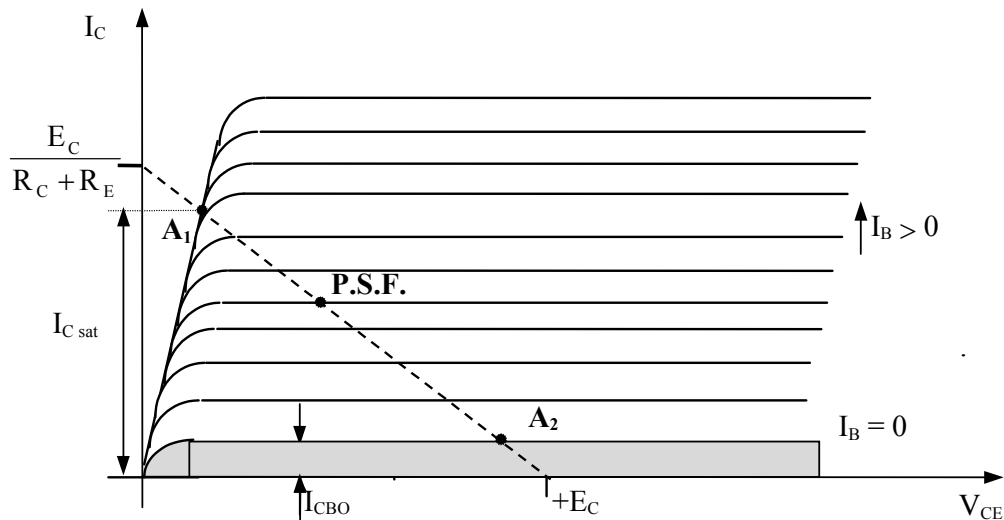


Fig.16.2. Poziționarea P.S.F. –ului unui tranzistor npn în zona activă .

$A_1$  punct de intrare în saturație ;  $A_2$  punct de intrare în blocare

*Observație :*

Punctele de intersecție ale dreptei de sarcină cu axele sunt :

$$- \quad I_{C_{max}} = \frac{E_C}{R_C + R_E} \quad (16.7)$$

fiind obținut din ( 16.5) cu condiția  $V_{CE} = 0$  ( tranzistorul saturat )

$$- \quad V_{CE_{max}} = E_C \quad (16.8)$$

fiind obținut din ( 16.5) cu condiția  $I_C = 0$  ( tranzistorul blocat )

- Punctul static de funcționare ( P.S.F. ) al unui tranzistor bipolar este determinat de valorile mărimilor  $(I_C, V_{CE})$  pentru o aceeași valoare  $I_B$  sau  $V_{BE}$ .

- Având circuitul dat ( se cunosc valorile rezistențelor și tipul tranzistorului ) valorile P.S.F.-ului se pot determina astfel :

Din ( 16.1 ) , ( 16.3 ) , ( 16.6 ) obținem :

$$\begin{cases} I_C = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} E_C - \frac{V_{BE}}{R_E} \\ V_{CE} = E_C - (R_C + R_E) I_C \\ I_B = \frac{I_C}{\beta} \end{cases} \quad ( 16.9 )$$

- Impunându – se valoarea P.S.F.-ului și cunoscându – se tipul tranzistorului , se pot determina ( proiecta ) valorile rezistențelor din circuitul de polarizare .

16.3.2 Alegerea punctul static de funcționare ( P.S.F. ) al unui tranzistor bipolar.

Pentru a utiliza tranzistorul ca amplificator în clasă A , P.S.F. – ul trebuie astfel ales încât să îndeplinească următoarele condiții :

- Tranzistorul să intre la fel de greu în saturație cât și în blocare . Deci P.S.F.- ul trebuie să fie situat aproximativ la jumătatea drepte de sarcină , adică

$$V_{CE} \approx \frac{E_C}{2} \quad ( 16.10 )$$

$I_C$  se alege de ordinul mA ( pentru un tranzistor de joasă putere și joasă frecvență , de exemplu BC 107 )

- Puterea maximă disipată de tranzistor pe sarcină ( care este în P.S.F. ) să fie mai mică decât valoarea maximă admisibilă ( care este dată în cataloagele de tranzistoare ) .

$$P = I_C V_{CE} < P_{tot} \quad ( 16.11 )$$

16.3.3 Reglajul punctul static de funcționare ( P.S.F. ) la valoarea dorită .

În funcție de valorile celor patru rezistoare de polarizare (  $R_{B1}$  ,  $R_{B2}$  ,  $R_E$  ,  $R_C$  ) P.S.F. – ul se poate deplasa pe dreapta de sarcină .

Cunoscând tipul tranzistorului ( implicit se cunosc parametrii de c.c. ai tranzistorului ) valorile (  $I_C$  ,  $V_{CE}$  ) se pot modifica funcție de valorile rezistențelor de polarizare .

16.3.3.1. Influența  $R_C$  asupra P.S.F. – ului - (  $I_C$  ,  $V_{CE}$  )

- Curentul de colector  $I_C$  este independent de valoarea rezistenței de colector  $R_C$  .

Din ( 16.9 ) ,  $I_C = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} E_C - \frac{V_{BE}}{R_E}$  se observă că acest curent este independent de  $R_C$  .

*Explicație fizică :*

Tranzistorul bipolar este un generator de curent constant între emitor și colector :  $I_C = \beta I_B$

$I_C$  va depinde ca valoare doar :

- de tranzistor (  $\beta$  )
- de  $I_B$  ( deci de circuitul de intrare  $R_{B1}$  ,  $R_{B2}$  )

*Observație :*

$I_C$  este independent de  $R_C$  atâta timp cât amplificatorul rămâne în clasa A de funcționare .

- Tensiunea colector – emitor  $V_{CE}$  variază invers cu variația rezistenței de colector  $R_C$  .

Din ( 16.9 ) ,  $V_{CE} = E_C - (R_C + R_E)I_C$  se observă că o dată cu creșterea valorii lui  $R_C$  valoarea tensiunii  $V_{CE}$  scade iar o dată cu creșterea acesteia valoarea tensiunii crește ( bineînțeles că valoarea tensiunii de alimentare  $E_C$  rămâne constantă )

*Important :*

Dreapta de sarcină se modifică atunci când se modifică  $R_C$  - vezi figura 16.3 .

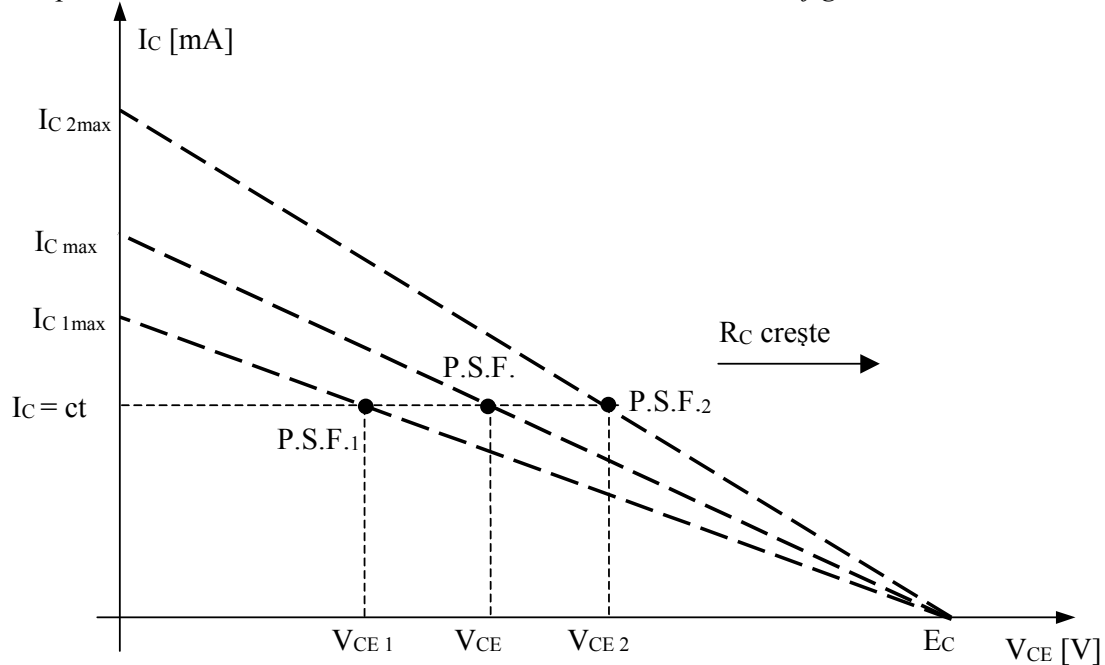


Fig. 16.3 Dreapta de sarcină și P.S.F. - ul funcție de variația  $R_C$

### 16.3.3.2. Influența divizorului rezistiv $R_{B1}$ , $R_{B2}$ din baza tranzistorului asupra P.S.F.-ului ( $I_C$ , $V_{CE}$ )

Modificând valoarea unei rezistențe , se modifică valoarea tensiunii de polarizare a bazei

tranzistorului  $V_{BB}$  – vezi - ( 16.1)  $V_{BB} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} E_C$  .

*Variația tensiunii de polarizare a bazei tranzistorului  $V_{BB}$  are ca efect modificarea atât a valorii tensiunii  $V_{CE}$  , cât și a curentului  $I_C$  .*

*Explicație fizică :*

Caracteristica de intrare a tranzistorului fiind asemănătoare cu a unei diode , amintim că  $I_B$  variază exponențial cu  $V_{BE}$  . Modificând  $V_{BB}$  se va modifica și  $V_{BE}$  și deci și curentul de bază  $I_B$  .

Cum  $I_C = \beta I_B$  , o mică variație (  $\mu A$  ) a lui  $I_B$  va duce la o modificare semnificativă , de  $\beta$  ori ( mA ) în același sens a lui  $I_C$  .

Din ecuația dreptei de sarcină vezi - ( 16.5)  $E_C = (R_C + R_E)I_C + V_{CE}$  se observă că cele două mărimi ce definesc P.S.F. -ul  $(I_C, V_{CE})$  variază în antifază , adică :

$V_{CE}$  crește ca valoare ,  $I_C$  scade în valoare , P.S.F. -ul coboară pe dreapta de sarcină ;  
 $V_{CE}$  scade ca valoare ,  $I_C$  crește în valoare , P.S.F. -ul urcă pe dreapta de sarcină ;

*Important :*

Dreapta de sarcină rămâne constantă atunci când se modifică divizorul rezistiv  $R_{B1}$  ,  $R_{B2}$  din baza tranzistorului - vezi figura 16.4 .

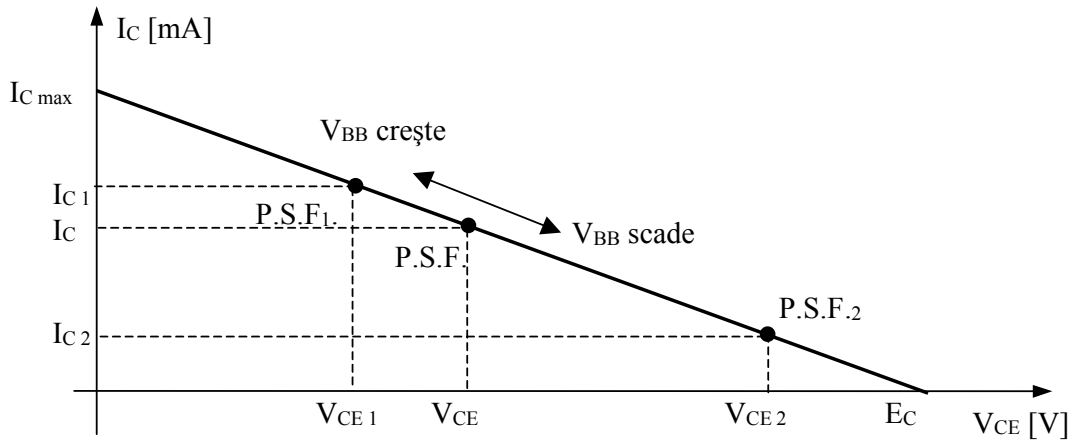


Fig. 16.4 Dreapta de sarcină și P.S.F. - ul , funcție de variația  $V_{BB}$

Schematic acest fenomen poate fi prezentat astfel :

$$V_{BB} \uparrow \begin{cases} R_{B2} \uparrow (R_{B1} = ct) \\ \text{sau} \\ R_{B1} \downarrow (R_{B2} = ct) \end{cases} \Rightarrow V_{BE} \uparrow (\text{jonctiunea bază - emitor mai puternic polarizată}) \Rightarrow$$

$$(I_B \uparrow) \Rightarrow (I_C = \beta I_B \uparrow) \Rightarrow (V_{CE} \downarrow)$$

$$V_{BB} \downarrow \begin{cases} R_{B2} \downarrow (R_{B1} = ct) \\ \text{sau} \\ R_{B1} \uparrow (R_{B2} = ct) \end{cases} \Rightarrow V_{BE} \downarrow (\text{jonctiunea bază - emitor mai slab polarizată}) \Rightarrow$$

$$(I_B \downarrow) \Rightarrow (I_C = \beta I_B \downarrow) \Rightarrow (V_{CE} \uparrow)$$

#### 16.4. Desfășurarea lucrării :

16.4.1. Se identifică aparatele necesare lucrării ;

16.4.2. Montajul experimental este prezentat în *figura 16.10*. Se identifică de pe montaj schema analizată .

16.4.3. Pregătirea lucrării ;

- Se conectează miliampermetrul ( MAVO ) la bornele 16 – 18 ale circuitului ( pentru măsurarea curentului de colector  $I_C$  ) ;
- Se conectează voltmetrul ( MAVO ) la bornele 22 (23) – 24 (25) ale circuitului ( pentru măsurarea tensiunii  $V_{CE}$  ) ;
- Se conectează voltmetrul ( MAVO ) la bornele 7 – 2 ale circuitului ( pentru măsurarea tensiunii  $V_{BB}$  ) ;
- Se conectează sursa de alimentare la bornele 31 – 34 ale circuitului ( 15 V ) ;
- Se conectează reofori , la bornele 5 – 6 , respectiv 11 – 12 ale circuitului ;
- Se identifică rezistențele ce formează circuitul de polarizare al tranzistorului ;

$$\begin{aligned} R_{B1} &= R_1 = 1 \text{ k}\Omega , \\ R_{B2} &= R_{21} + R_{22} + R_{23} + R_{24} = 12.1 \text{ k}\Omega , \\ R_C &= R_{31} + R_{32} + R_{33} + R_{34} = 4 \text{ k}\Omega , \\ R_E &= R_4 + R_{51} + R_{52} = 540 \Omega \end{aligned} \quad (16.12)$$

16.4.4. Influența rezistenței din colectorul tranzistorului , asupra P.S.F. – ului ;

- Se modifică valoarea rezistenței de colector ( celelalte rezistoare rămân nemodificate , cu aceleași valori ca în 16.12) astfel :

$$\begin{aligned} R_{C1} &= R_{31} + R_{32} + R_{33} + R_{34} = 4 \text{ k}\Omega , \\ R_{C2} &= R_{32} + R_{33} + R_{34} = 3 \text{ k}\Omega , \\ R_{C3} &= R_{33} + R_{34} = 2 \text{ k}\Omega , \\ R_{C4} &= R_{34} = 1 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Se citesc și se notează – în *tabelul 16.1* valorile P.S.F.-ului .

Poziția reoforilor	-----	13-14	13-15	13-16
$R_C = \dots$	$R_{C1} = R_{34} + R_{33} + R_{32} + R_{31}$	$R_{C2} = R_{34} + R_{32} + R_{31}$	$R_{C3} = R_{34} + R_{31}$	$R_{C4} = R_{34}$
$I_C$ [mA]				
$V_{CE}$ [V]				

Tabelul 16.1 Modul de variație al P.S.F.-ului (  $I_C$  ,  $V_{CE}$  ) funcție de variația  $R_C$

- Se desenează dreapta de sarcină poziționând-o pe caracteristica de ieșire a tranzistorului , pentru cele patru cazuri analizate .

*Exemplu :*

$$n = 1 , V_{CC} = (R_{C1} + R_E)I_C + V_{CE1} , R_{C1} = 4\text{k}\Omega , R_E = 540\Omega ,$$

$$I_{C1\max} = \frac{V_{CC}}{(R_{C1} + R_E)} \approx 3.3 \text{ mA} , V_{CE1\max} = V_{CC} = 15 \text{ V}$$

Valorile intersecției dreptelor de sarcină cu cele două axe se trec în *tabelul 16.2*.

$R_C = \dots$	$R_{C1} = R_{34} + R_{33} + R_{32} + R_{31}$	$R_{C2} = R_{34} + R_{32} + R_{31}$	$R_{C3} = R_{34} + R_{31}$	$R_{C4} = R_{34}$
$I_{C1 \max}$ [mA]				
$V_{CE1 \max}$ [V]				

Tabelul 16.2 Punctele de intersecție ale dreptei de sarcină ( $I_{C \max}$ ,  $V_{CE \max}$ ) cu axele, funcție de variația  $R_C$ .

c) Se poziționează P.S.F.-ul pe dreptele de sarcină corespunzătoare ca în *figura 16.5*

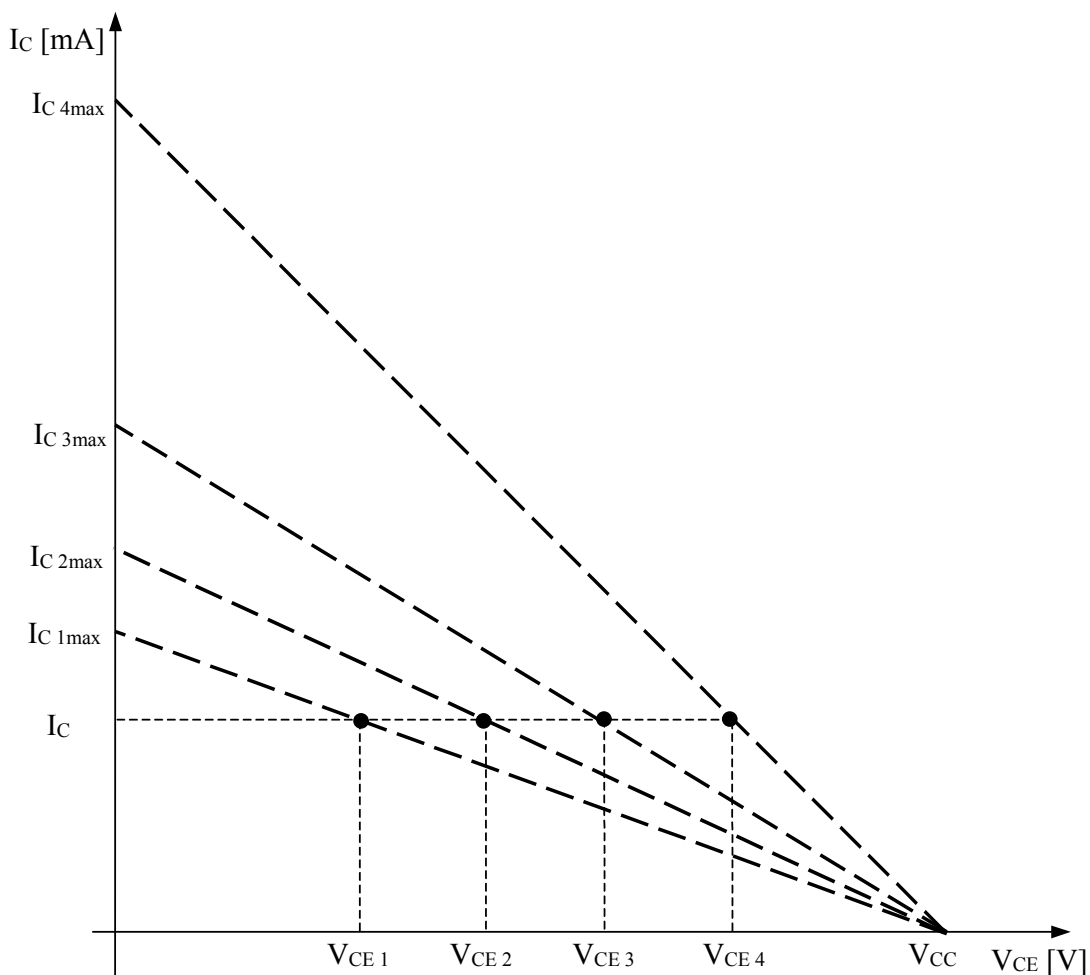


Fig. 16.5 Dreapta de sarcină și P.S.F. al amplificatorului în E.C., funcție de variația  $R_C$

d) Concluzii .

De exemplu : - modul în care variază  $I_C$  cu modificarea rezistenței de colector ;  
 - modul în care variază  $V_{CE}$  cu modificarea rezistenței de colector ;  
 - dintre cele patru P.S.F. -uri se alege cel care este situat cel mai aproape de cazul ideal ( la jumătatea dreptei de sarcină) .



16.4.5. Influența rezistenței din baza tranzistorului -  $R_{B2}$  -, asupra P.S.F. - ul ;

a ) Pentru fiecare valoare a rezistenței  $R_C$  ( vezi 16.4.4.) se modifică valoarea rezistenței de polarizare a bazei tranzistorului ,  $R_{B2}$  ( valorile celorlalte rezistoare  $R_{B1}$  ,  $R_E$  rămân nemodificate – cu aceleași valori ca în 16.12 ) astfel :

a1)  $R_{C1} = R_{31} + R_{32} + R_{33} + R_{34} = 4 \text{ k}\Omega$  ,

$R_{B21} = R_{21} + R_{22} + R_{23} + R_{24} = 13.1 \text{ k}\Omega$  ,

$R_{B22} = R_{22} + R_{23} + R_{24} = 11.6 \text{ k}\Omega$  ,

$R_{B23} = R_{23} + R_{24} = 9.4 \text{ k}\Omega$  ,

$R_{B24} = R_{24} = 4.7 \text{ k}\Omega$  ,

Se citesc și se notează – în *tabelul 16.3* valorile P.S.F.-ului .

$R_C = R_{C1} = R_{34} + R_{33} + R_{32} + R_{31} = 4\text{k}\Omega$				
Poziția reoforilor , pentru modificarea rezistorului $R_{B2}$	-----	7-8	7-9	7-10
$R_{B2} = \dots$	$R_{B2} = R_{24} + R_{23} + R_{22} + R_{21}$	$R_{B2} = R_{24} + R_{23} + R_{22}$	$R_{B2} = R_{24} + R_{23}$	$R_{B2} = R_{24}$
$I_C$ [mA]				
$V_{CE}$ [V]				
$V_{BB}$ [V]				

Tabelul 16.3 Modul de variație al P.S.F.-ului (  $I_C$  ,  $V_{CE}$  ) funcție de variația  $R_{B1}$  , pentru  $R_C = 4\text{k}\Omega$

Se poziționează P.S.F.-ul pe dreapta de sarcină corespunzătoare ( calculată la 16.4.4.) ca în *figura 16.6*

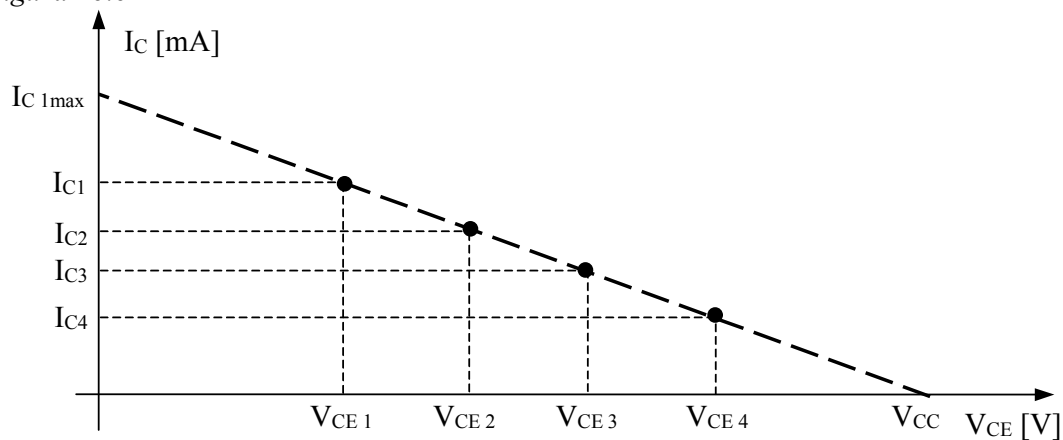


Fig. 16.6 Dreapta de sarcină și P.S.F. al amplificatorului în E.C. , funcție de variația  $R_{B2}$  , pentru  $R_C = 4\text{k}\Omega$

$$a_2) R_{C2} = R_{31} + R_{32} + R_{34} = 3 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{B21} = R_{21} + R_{22} + R_{23} + R_{24} = 13.1 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{B22} = R_{22} + R_{23} + R_{24} = 11.6 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{B23} = R_{23} + R_{24} = 9.4 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{B24} = R_{24} = 4.7 \text{ k}\Omega,$$

Se citesc și se notează – în *tabelul 16.4* valorile P.S.F.-ului .

R <sub>C</sub> = R <sub>C2</sub> = R <sub>31</sub> + R <sub>32</sub> + R <sub>34</sub> = 3 kΩ , reofor 13 - 14				
Poziția reoforilor , pentru modificarea rezistorului R <sub>B2</sub>	-----	7-8	7-9	7-10
R <sub>B2</sub> = ....	R <sub>B2</sub> = R <sub>24</sub> + R <sub>23</sub> + R <sub>22</sub> + R <sub>21</sub>	R <sub>B2</sub> = R <sub>24</sub> + R <sub>23</sub> + R <sub>22</sub>	R <sub>B2</sub> = R <sub>24</sub> + R <sub>23</sub>	R <sub>B2</sub> = R <sub>24</sub>
I <sub>C</sub> [mA]				
V <sub>CE</sub> [V]				
V <sub>BB</sub> [V]				

Tabelul 16.4 Modul de variație al P.S.F.-ului ( I<sub>C</sub> , V<sub>CE</sub> ) funcție de variația R<sub>B2</sub> , pentru R<sub>C</sub> = 3kΩ

Se poziționează P.S.F.-ul pe dreapta de sarcină corespunzătoare ( calculată la 16.4.4.) ca în *figura 16.7*

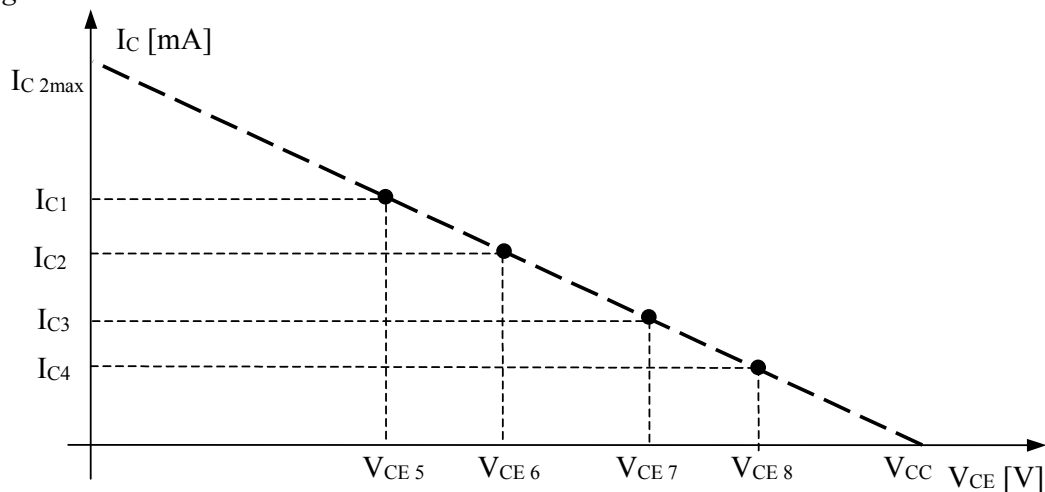


Fig. 16.7 Dreapta de sarcină și P.S.F. al amplificatorului în E.C. , funcție de variația R<sub>B2</sub> , pentru R<sub>C</sub> = 3kΩ

$$a_3) R_{C3} = R_{31} + R_{34} = 2 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{B21} = R_{21} + R_{22} + R_{23} + R_{24} = 13.1 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{B22} = R_{22} + R_{23} + R_{24} = 11.6 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{B23} = R_{23} + R_{24} = 9.4 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{B24} = R_{24} = 4.7 \text{ k}\Omega,$$

Se citesc și se notează – în *tabelul 16.5* valorile P.S.F.-ului .

$R_C = R_{C3} = R_{31} + R_{34} = 2 \text{ k}\Omega$ , reofor 13 - 15				
Poziția reoforilor , pentru modificarea rezistorului $R_{B2}$	-----	7-8	7-9	7-10
$R_{B2} = \dots$	$R_{B2} = R_{24} + R_{23} + R_{22} + R_{21}$	$R_{B2} = R_{24} + R_{23} + R_{22}$	$R_{B2} = R_{24} + R_{23}$	$R_{B2} = R_{24}$
$I_C$ [mA]				
$V_{CE}$ [V]				
$V_{BB}$ [V]				

Tabelul 16.5 Modul de variație al P.S.F.-ului ( $I_C$ ,  $V_{CE}$ ) funcție de variația  $R_{B2}$ , pentru  $R_C = 2 \text{ k}\Omega$

Se poziționează P.S.F.-ul pe dreapta de sarcină corespunzătoare ( calculată la 16.4.4.) ca în *figura 16.8*

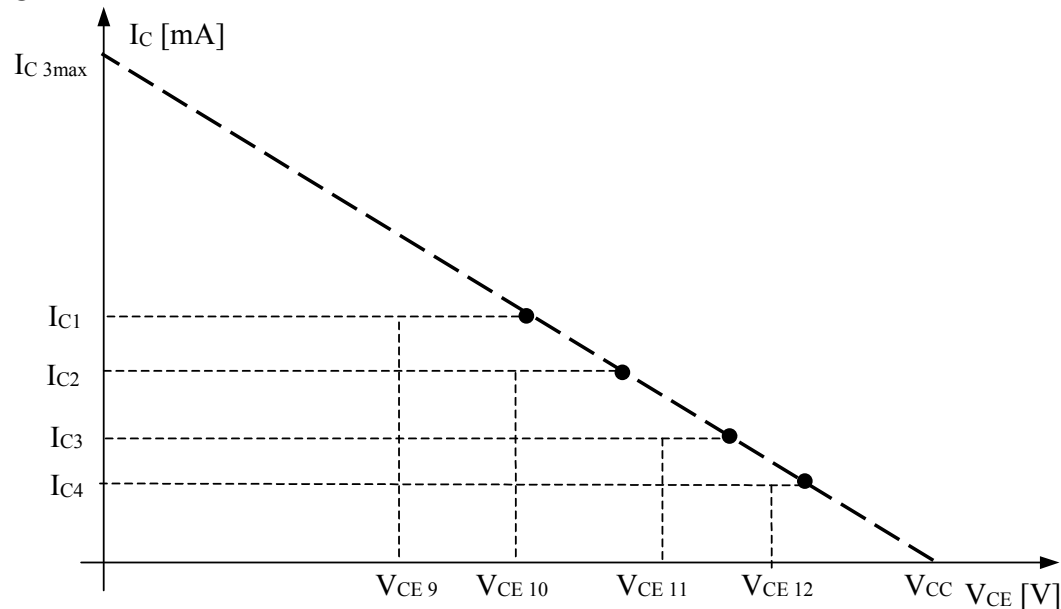


Fig. 16.8 Dreapta de sarcină și P.S.F. al amplificatorului în E.C. , funcție de variația  $R_{B2}$ , pentru  $R_C = 2 \text{ k}\Omega$

a)  $R_{C4} = R_{34} = 1 \text{ k}\Omega$ ,

$R_{B21} = R_{21} + R_{22} + R_{23} + R_{24} = 13.1 \text{ k}\Omega$  ,

$R_{B22} = R_{22} + R_{23} + R_{24} = 11.6 \text{ k}\Omega$  ,

$R_{B23} = R_{23} + R_{24} = 9.4 \text{ k}\Omega$  ,

$R_{B24} = R_{24} = 4.7 \text{ k}\Omega$  ,

Se citesc și se notează – în *tabelul 16.6* valorile P.S.F.-ului .

$R_C = R_{C4} = R_{34} = 1 \text{ k}\Omega$ , reofor 13 - 16				
Poziția reoforilor , pentru modificarea rezistorului $R_{B2}$	-----	7-8	7-9	7-10
$R_{B2} = \dots$	$R_{B2} = R_{24} + R_{23} + R_{22} + R_{21}$	$R_{B2} = R_{24} + R_{23} + R_{22}$	$R_{B2} = R_{24} + R_{23}$	$R_{B2} = R_{24}$
$I_C$ [mA]				
$V_{CE}$ [V]				
$V_{BB}$ [V]				

Tabelul 16.6 Modul de variație al P.S.F.-ului ( $I_C$ ,  $V_{CE}$ ) funcție de variația  $R_{B2}$ , pentru  $R_C = 1 \text{ k}\Omega$

Se poziționează P.S.F.-ul pe dreapta de sarcină corespunzătoare (calculată la 16.4.4.) ca în figura 16.9

d) Concluzii .

De exemplu :

- modul în care variază  $I_C$  cu modificarea rezistenței din baza tranzistorului , la aceeași valoare a rezistenței de colector ;
- modul în care variază  $V_{CE}$  cu modificarea rezistenței din baza tranzistorului , la aceeași valoare a rezistenței de colector ;
- modul în care variază  $V_{BB}$  cu modificarea rezistenței din baza tranzistorului , la aceeași valoare a rezistenței de colector ;
- dintre cele șaisprezece P.S.F. –uri se alege cel care este situat cel mai aproape de cazul ideal ( la jumătatea drepte de sarcină) și  $I_C$  cât mai mare.

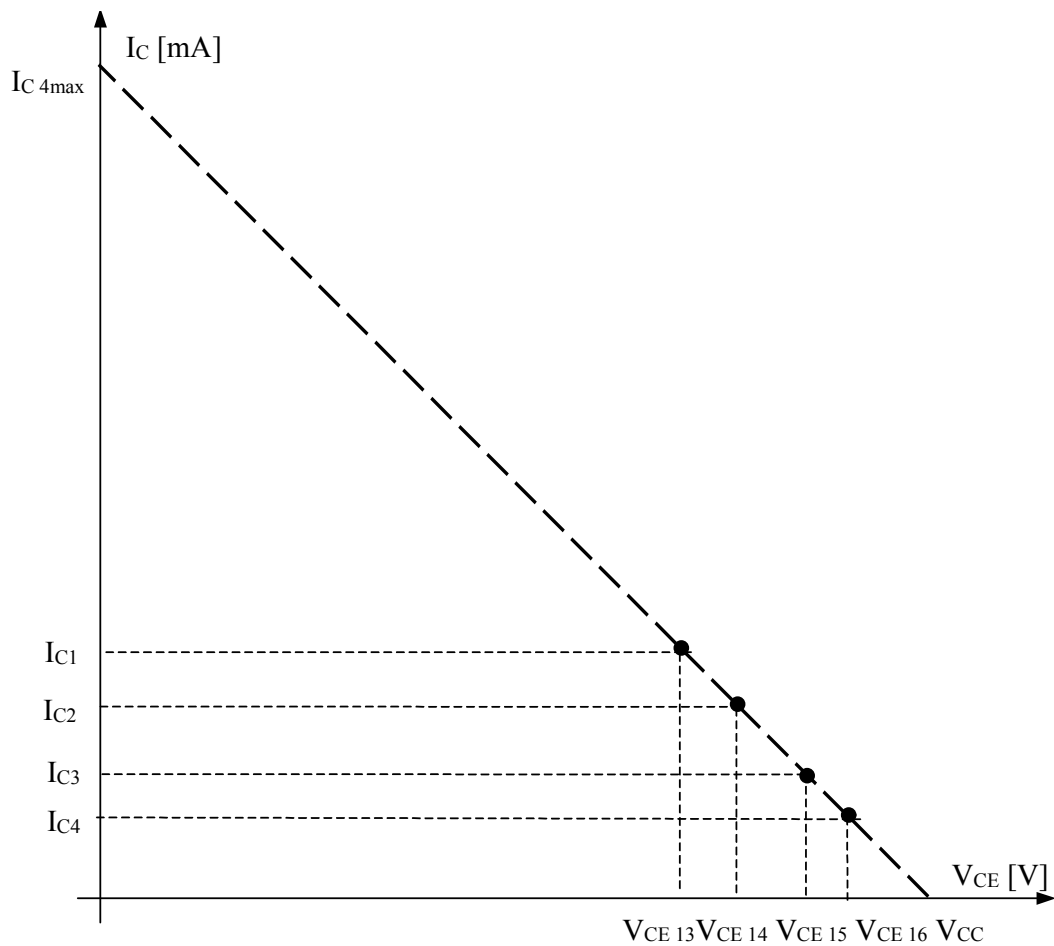


Fig. 16.9 Dreapta de sarcină și P.S.F. al amplificatorului în E.C. , funcție de variația  $R_{B2}$  , pentru  $R_C = 1k\Omega$

### 16.5. Conținutul referatului :

- 16.5.1 Scopul lucrării ;
- 16.5.2. Desen cu schema electrică a montajului ;
- 16.5.3. Tabelele cu valorile măsurate ale P.S.F.- ului ;
- 16.5.4. Graficele cu poziționarea P.S.F.- ului pe dreptele de sarcină ;
- 16.5.5. Concluzii ;

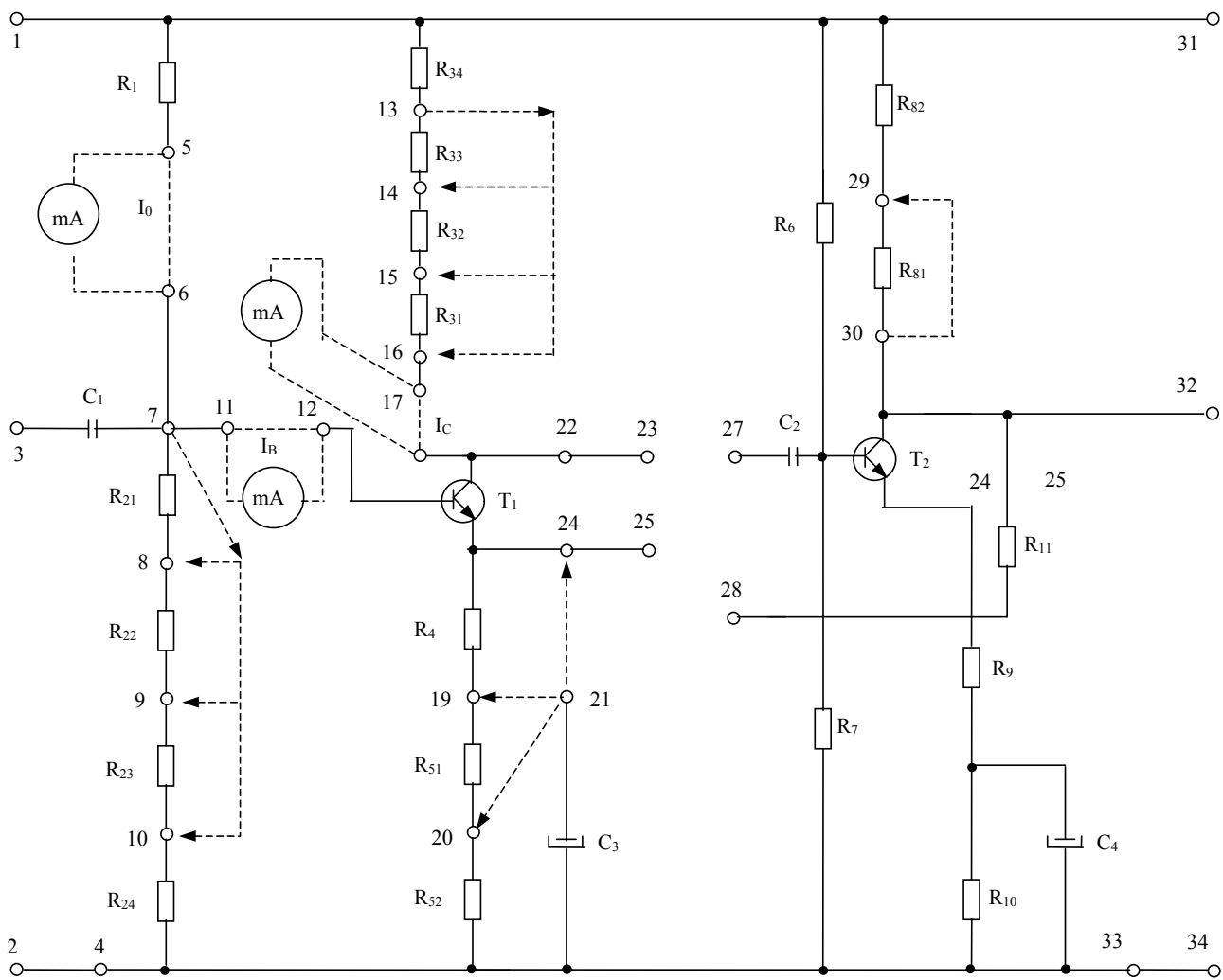


Fig. 16.10 Montajul experimental utilizat la determinarea P.S.F. – ul unui etaj de amplificare cu tranzistorul în conexiunea E.C.



## LUCRAREA 17

### STUDIUL AMPLIFICATOARELOR CU UNUL ȘI DOUĂ ETAJE , CU TRANZISTOR BIPOLAR ÎN CONEXIUNEA EMITOR COMUN .

#### 17.1. Scopul lucrării :

Studiul amplificatorului cu un etaj , cu tranzistorul în conexiunea E.C.

- Determinarea amplificării în tensiune -  $A_{V1}$  - ;
- Punerea în evidență a defazajului existent între semnalul de intrare și cel de ieșire ;
- Influența rezistorului din colectorul tranzistorului asupra amplificării în tensiune ;
- Determinarea valorii maxime a amplitudinii semnalului de intrare , pentru care amplificatorul lucrează în clasa A ;

Studiul amplificatorului cu două etaje , cu tranzistoarele în conexiunea E.C.

- Determinarea amplificării în tensiune -  $A_{V2}$  - a celor două etaje ;
- Punerea în evidență a defazajului existent între semnalele de la ieșirea celor două etaje ;
- Influența rezistorului din colectorul tranzistorului asupra amplificării în tensiune ;
- Determinarea valorii maxime a amplitudinii semnalului de intrare , pentru care amplificatorul lucrează în clasa A ;

#### 17.2. Materiale și aparatură necesare :

- Montaj experimental ( *figura 16.10* ) ;
- Reofori ;
- Sursă stabilizată de tensiune I – 4105 ;
- Osciloscop E 0103 B ;
- Generator de frecvență E-0502 ( Versatester ) ;

#### 17.3. Considerații teoretice :

##### 17.3.1. Generalități

O funcție importantă pe care o poate îndeplini un tranzistor este cea de amplificare.

Cu ajutorul unui tranzistor se poate obține o amplificare în putere , în tensiune , sau curent . De cele mai multe ori , semnalele electrice nu sunt suficient de intense pentru prelucrarea informațiilor ce le poartă , de aceea este necesară în prealabil amplificarea acestora până la un nivel necesar aplicației .

În cazul general , un amplificator este un *cuadripol activ* prevăzut cu o poartă de intrare și o poartă de ieșire , capabil să redea la ieșire semnale electrice *identice ca formă* cu cele aplicate la intrare , dar de putere mai mare .

Pentru a îndeplini această funcție , un amplificator trebuie prevăzut cu o sursă de energie electrică , pe seama căreia se obține sporul de putere de la ieșire și cu elemente active capabile să transforme în energie de curent alternativ o parte din energia absorbită de la sursa de alimentare .

Pentru ca de la un tranzistor să se poată obține amplificare , schema electrică în care este inclus trebuie să-i asigure polarizarea în regiunea activă de lucru .

Pe de altă parte schema electrică trebuie să permită funcționarea corectă a tranzistorului în regim dinamic.

Pentru a îndeplini aceste cerințe analiza respectiv proiectarea unui amplificator impune parcurgerea a două etape :



a) Analiza ( Proiectarea ) în curent continuu (c.c.)

Pentru analiza unei scheme electrice trebuie avut în vedere comportarea elementelor componente în c.c.

- Condensatoarele care au o reactanță foarte mare (infinită) ( $X_C = \frac{1}{\omega C}$ ;  $\omega = 0 \rightarrow X_C = \infty$ )

se consideră că întrerup circuitul în care apar.

Dacă schema analizată este formată din mai multe etaje de amplificare legate între ele prin condensatoare de cuplaj , analiza ( proiectarea ) se va face pentru fiecare etaj în parte .

În acest caz se determină P.S.F.- ul pentru fiecare etaj care trebuie să situeze tranzistorului în zona sa activă de funcționare.

b) Analiza ( Proiectarea ) în curent alternativ (c.a.)

Ținând cont de comportarea elementelor în c.a. schema electrică a amplificatorului se modifică , analiza efectuându-se pe schema de principiu a amplificatorului . Aceste modificări se datorează comportării elementelor pasive (datorită impedanțelor lor) la frecvențele de lucru .

Prin urmare , schema de principiu (de c.a.) este o schemă corespunzătoare regimului dinamic, provenită din schema electrică a circuitului , fiind valabilă numai pentru acest regim .

Regulile de care trebuie să se țină seama la trecerea de la schema electrică la schema de principiu sunt următoarele :

- Toate sursele de alimentare se pasivizează , adică se înlocuiesc cu scurtcircuite .
- Toate condensatoarele ce la frecvența de lucru au reactanța neglijabilă se înlocuiesc cu scurtcircuite .

Lucrând pe schema de principiu se deduc mărimile ce caracterizează un amplificator ( $A_V$  ,  $A_I$  ,  $R_I$  ,  $R_0$  .)

17.3.2. Conexiunile fundamentale ale tranzistorului bipolar.

Conexiunile în care poate fi legat într-un circuit un tranzistor bipolar (T.B.) sunt în număr de trei – vezi figurile 17.1.a,b,c,

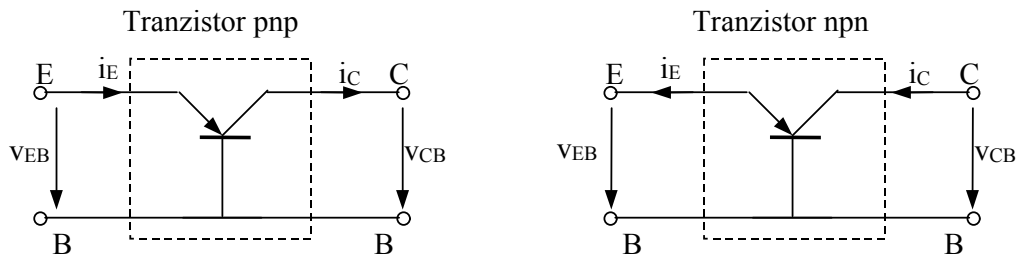


Fig. 17.1.a Conexiunea bază comună B.C.

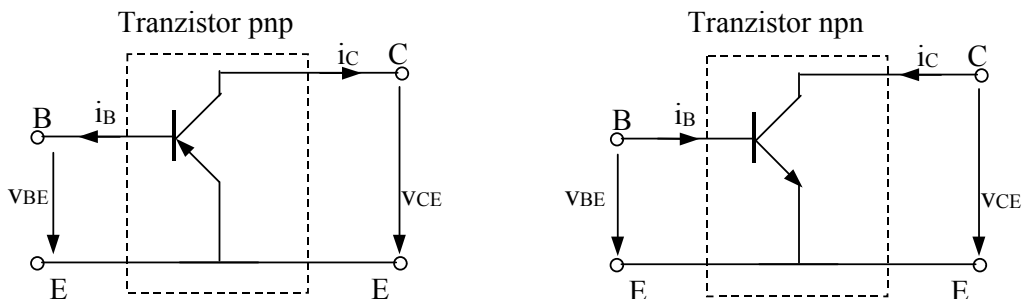


Fig. 17.1.b Conexiunea emitor comun E.C.

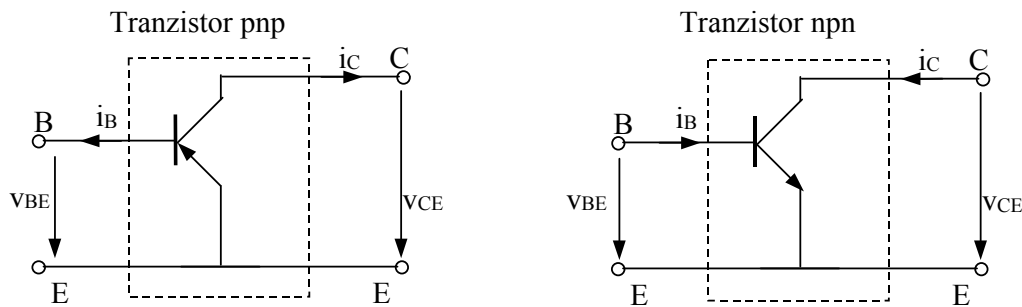


Fig.17.1.c Conexiunea emitor comun C.C.

### 17.3.3. Circuitul echivalent Giacoletto al unui tranzistor bipolar.

Obținerea unui asemenea circuit echivalent pentru tranzistor , sau circuit echivalent natural , s-a realizat prin interpretarea fenomenelor fizice care au loc în dispozitiv. În consecință toate mărimile ce intervin într-o asemenea schemă - *figura 17.2.* - nu sunt măsurabile.

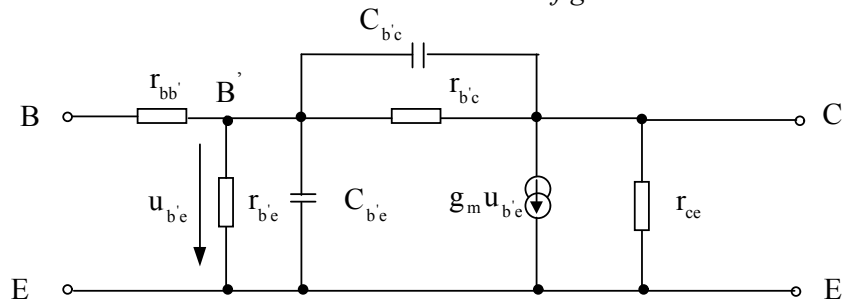


Fig. 17.2 Circuitul echivalent Giacoletto al unui tranzistor bipolar

Se observă că circuitul echivalent este reprezentat în conexiunea E.C.

Pentru ca circuitul să fie complet ar mai trebui figurate și capacitățile parazite dintre terminale (care sunt exterioare capsulei) :  $C_{be}$  ,  $C_{bc}$  ,  $C_{ce}$  .

Pentru a putea înțelege semnificația elementelor componente din circuitul Giacoletto se interpretează fenomenele fizice ce au loc în tranzistor .

Astfel :

- punctul  $B'$  corespunde regiunii active a bazei , rezistența  $r_{bb'}$  fiind rezistența extrinsecă a bazei , având valoarea în jur de  $100 \Omega$  .
- joncțiunea bază - emitor fiind polarizată direct poate fi echivalată cu o rezistență  $r_{b'e}$  de câteva sute de  $\Omega$  , în paralel cu capacitatea de difuzie  $C_{b'e}$  de ordinul a sute de pF .
- joncțiunea bază - colector fiind polarizată invers poate fi echivalată cu o rezistență  $r_{b'c}$  de valoare foarte mare , de ordinul  $1M\Omega$  în paralel cu capacitatea de barieră  $C_{b'c}$  de ordinul a câtorva pF.
- fenomenul de transport al purtătorilor prin bază , se realizează cu ajutorul generatorului de curent  $g_m U_{b'e}$  și a rezistenței  $r_{ce}$  de ordinul a zeci de  $k\Omega$  .
- coeficientul de proporționalitate  $g_m$  se numește panta tranzistorului și se definește ca raport dintre creșterea infimitezimală a curentului de colector și creșterea infimitezimală a tensiunii bază - emitor ce o generează , celelalte mărimi fiind constante.

Acest circuit este destul de complicat pentru a fi utilizat comod în calcule . Din acest motiv în paragrafele următoare se vor prezenta condițiile pentru care circuitul poate fi simplificat

#### 17.3.4. Circuitul echivalent hibrid al unui tranzistor bipolar.

Datorită faptului că nu este recomandabil să se determine prin calcul elementele circuitului echivalent trebuie să recurgem la acei parametri ai tranzistorului ce pot fi mășurați .

În acest caz vom folosi parametrii de cuadripol , măsurabili direct prin măsurători electrice la bornele dispozitivului.

Dintre parametrii de cuadripol cei mai potriviți pentru studiul tranzistorului sunt parametrii hibridi (parametrii definiți la joasă frecvență) .

*Observație :*

*Parametrii hibridi ai tranzistorului sunt caracteristici regimului de semnal mic și de joasă frecvență .*

Ecuțiile ce definesc un cuadripol prin parametrii hibridi sunt următoarele :

$$\begin{aligned} v_i &= h_{11}i_i + h_{12}v_o \\ i_o &= h_{21}i_i + h_{22}v_o \end{aligned} \quad (17.1.)$$

Parametrii hibridi sunt definiți după cum urmează :

- impedanța de intrare cu ieșirea în scurtcircuit

$$h_{11} = \frac{v_i}{i_i} (v_o = 0) \quad (17.2)$$

- factorul de transfer în tensiune invers , cu intrarea în gol

$$h_{12} = \frac{v_i}{v_o} (i_i = 0) \quad (17.3.)$$

- factorul de transfer (de amplificare) în curent direct , cu ieșirea în scurtcircuit

$$h_{21} = \frac{i_o}{i_i} (v_o = 0) \quad (17.4)$$

- admitanța de ieșire cu intrarea în gol

$$h_{22} = \frac{i_o}{v_o} (i_i = 0) \quad (17.5)$$

Trebuie precizat că întrucât toți parametrii hibridi sunt parametrii de curent alternativ , condiția de scurtcircuit se referă doar la regimul variabil și se realizează prin conectarea între bornele respective a unui condensator de valoare foarte mare.

Modelarea cu parametrii hibridi se aplică tranzistorului în orice conexiune . Totuși , pentru analiza de circuit nu este necesar să folosim mai multe seturi de parametrii hibridi , unul singur fiind suficient deoarece înlocuirea tranzistorului între cele trei borne cu orice circuit echivalent este complet independentă de modul de conectare al tranzistorului în circuit .

Setul de parametrii hibridi ales este cel corespunzător conexiunii E.C. aceasta fiind cea mai des întâlnită - vezi *figura 17.3.*

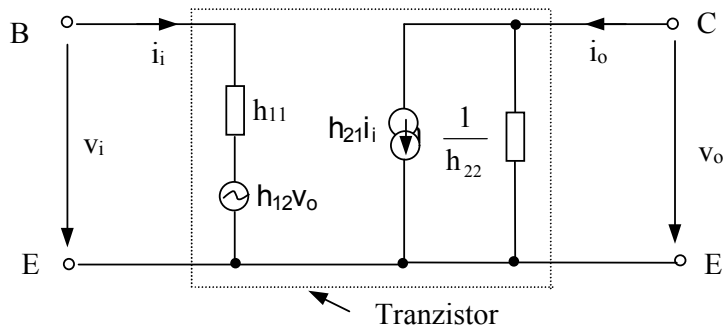


Fig . 17.3 Schema echivalentă hibridă a tranzistorului bipolar ( npn ) în conexiune E.C.

### 17.3.5. Analiza condițiilor în care se studiază etajele de amplificare.

Studiul de față se realizează pentru niște condiții particulare .  
Cadrul restrictiv este definit prin următoarele premize:

- Se consideră că etajul de amplificare este format dintr – un singur tranzistor.
- Semnalul de intrare este un semnal alternativ , de amplitudine mică .
- Frecvența semnalului de intrare se consideră suficient de joasă pentru a neglija efectul capacităților tranzistorului . În acest caz se poate folosi schema echivalentă hibridă a tranzistorului , precum și legătura ce există între aceasta și parametrii circuitului natural .
- Analiza etajului se limitează la punerea în evidență a tipului de amplificare ( în tensiune -  $A_V$  - sau în curent -  $A_I$  -) precum și interacțiunile acestuia cu sursa de semnal (rezistența de intrare -  $R_1$  -) și cu sarcina (rezistența de ieșire -  $R_0$  -).

Pentru a pune în evidență legătura dintre cele două circuite echivalente ale tranzistorului - cel natural și cel hibrid – realizăm un circuit natural simplificat al tranzistorului .  
Pentru a realiza această schemă pornim de la următoarea constatare : dacă două impedanțe se află în paralel , cea care este mult mai mare ( în modul) poate fi neglijată , fără a afecta considerabil rezultatul final . Cum acest studiu se face pentru frecvențe joase putem considera că reactanțele celor două capacități din circuitul Giacoletto ,  $C_{b'c}$  , respectiv  $C_{b'e}$  sunt mult mai mari decât valoarea rezistențelor  $r_{b'c}$  ,  $r_{b'e}$  .  
În consecință în schema simplificată vezi *figura 17.4* . nu vor apărea cele două capacități .

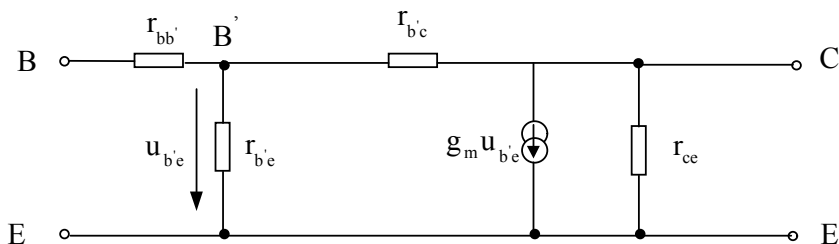


Fig. 17.4 Circuitul echivalent Giacoletto ( simplificat ) al unui tranzistor bipolar la frecvențe joase .

Prin compararea celor două scheme din *figurile 17.3. și 17.4.* obținem :

$$h_{11} = r_{bb'} + r_{b'e} ; \quad h_{21} = g_m r_{b'e} ; \quad h_{12} = \frac{r_{b'e}}{r_{b'c}} ; \quad h_{22} = \frac{2}{r_{ce}} ; \quad (17.6)$$

Observații:

- $h_{21} = g_m r_{b'c} = \beta_F$  , adică amplificarea în curent la semnale mici cu ieșire în scurtcircuit ( $h_{21}$ ) este egală cu amplificarea în curent la semnale mari ( $\beta_F$ ) .
- în cazul în care se neglijează efectul modulării bazei , adică se consideră că :

$$r_{b'c} = \infty ; r_{ce} = 0$$

obținem :

$$h_{12} = h_{22} = 0 \quad (17.7.)$$

În consecință schema echivalentă hibridă a tranzistorului este prezentată în *figura 17.5*.

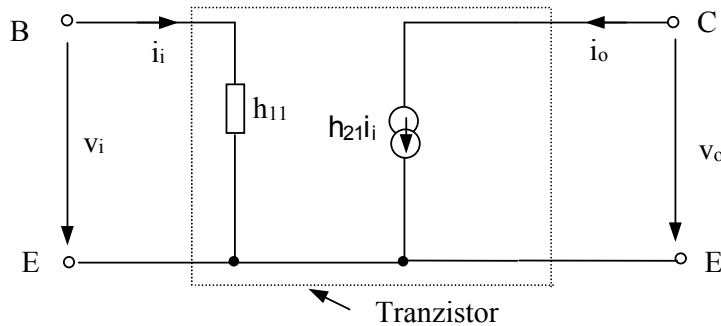


Fig . 17.5 Schema echivalentă hibridă simplificată a tranzistorului bipolar ( npn ) în conexiune E.C.

### 17.3.6. Etajul cu tranzistor în conexiunea emitor comun (E.C.)

#### 17.3.6.1. Schema electrică

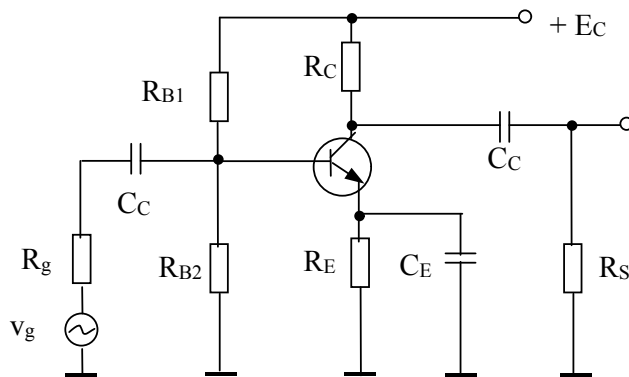


Fig 17.6 Schema unui amplificator în conexiunea E.C.

Se presupune că atât condensatorul de decuplare  $C_E$  cât și condensatoarele de blocare a componentei continue  $C_C$  au capacitatea suficient de mare pentru a se comporta ca niște scurtcircuite la frecvența minimă a benzii .

### 17.3.6.2. Schema de principiu (de regim dinamic)

Ținând cont de comportarea în c.a. a condensatoarelor și a sursei de alimentare obținem schema din *figura 17.7*.

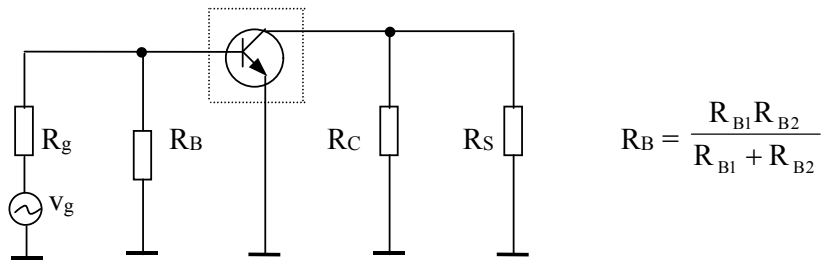


Fig 17.7. Schema echivalentă dinamică ( de c.a. ) a amplificatorului în E.C.

Pentru a putea determina valorile celor patru parametri studiați se va înlocui tranzistorul cu schema lui echivalentă hibridă – *figura 17.8*.

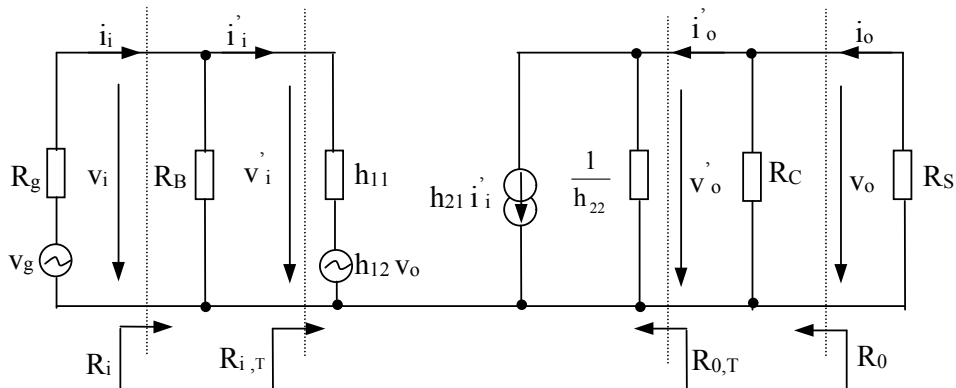


Fig.17.8. Schema echivalentă în c.a. a amplificatorului în conexiunea E.C.

$v_g$  = tensiunea furnizată de generator ;  $v_i$  = tensiunea de intrare în amplificator  
 $v_i$  = tensiunea de intrare în tranzistor ;  $v_o$  = tensiunea de ieșire din tranzistor  
 $v_o$  = tensiunea de ieșire din amplificator

$R_i$  = rezistența de intrare a amplificatorului ;  $R_{i,T}$  = rezistența de intrare a tranzistorului  
 $R_{0,T}$  = rezistența de ieșire a tranzistorului ;  $R_0$  = rezistența de ieșire a amplificatorului

### 17.3.6.3. Determinarea rezistenței (impedanței) de intrare $R_i$ a etajului E.C.

În cadrul schemei echivalente hibride cu care se înlocuiește tranzistorul vom considera

$$h_{12} = h_{22} = 0$$

Prin definiție  $R_i = \frac{v_i}{i_i}$ . (17.8.)

Pentru a observa modul în care se calculează această mărime (aplicând legile lui Kirchoff) se alege din schema integrală doar acea parte a circuitului necesară studiului . Astfel se obține schema din *figura 17.9*

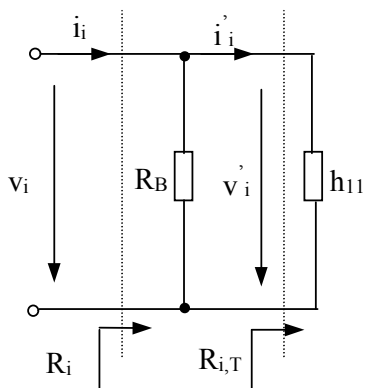


Fig. 17.9 Schema echivalentă necesară determinării rezistenței de intrare a amplificatorului în conexiunea E.C.

$$R_{i,T} = \frac{v'_i}{i'_i} = h_{11} = h_{11} \quad (17.9.)$$

$$R_i = R_B \parallel R_{i,T} = \frac{h_{11} R_B}{h_{11} + R_B} \quad (17.10.)$$

Cum  $R_B > h_{11}$  ( $R_B = \text{zeci de k}\Omega$ , iar  $h_{11} \cong \text{câțiva k}\Omega$ ) obținem :

$$R_i \leq h_{11} \quad (17.11.)$$

*Concluzie:*

Rezistența de intrare a etajului E.C. are o valoare moderată . Etajul poate fi atacat fie în tensiune , fie în curent.

### 17.3.6.4 Determinarea rezistenței (impedanței) de ieșire $R_0$ a etajului E.C.

Considerăm că semnalul de intrare este curentul  $i_i$  și definim rezistența de ieșire astfel :

$$\text{Prin definiție } R_0 = \frac{v_o}{i_o} \Big|_{i_i = 0} \quad (17.12.)$$

Considerăm  $h_{12} = 0$

Pentru a calcula valoarea acestei mărimi ne folosim de schema din *figura 17.10*

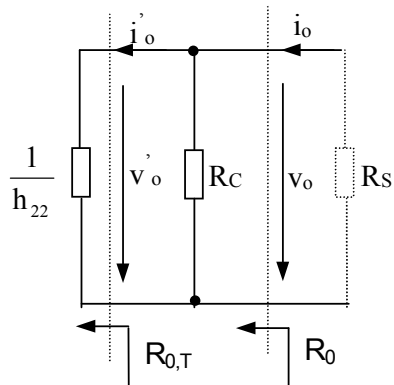


Fig. 17.10 Schema echivalentă necesară determinării rezistenței de ieșire a amplificatorului în conexiunea E.C.

$$R_0 = R_C \parallel \frac{1}{h_{22}} = \frac{R_C}{1 + h_{22} R_C} \quad (17.13.)$$

Cum  $R_C \ll \frac{1}{h_{22}}$  obținem :

$$R_0 \leq R_C \quad (17.14.)$$

*Concluzii:*

- Rezistența de ieșire a etajului E.C. are o valoare moderată . Nu se poate afirma categoric dacă etajul este “citat” în tensiune sau curent .

- Dacă  $R_S < R_C$  etajul lucrează aproape în scurtcircuit și furnizează sarcinii un curent aproape egal cu curentul de colector.

- Dacă  $R_S > R_C$  etajul lucrează practic în gol și furnizează o tensiune foarte apropiată de cea maximă pe care o poate da etajul la un semnal de intrare precizat.

### 17.3.6.5. Determinarea amplificării de tensiune $A_V$ a etajului E.C.

Admițând că etajul este atacat de un generator de tensiune  $v_g$  cu rezistența internă  $R_g$  și că  $h_{12} = 0$  definim:

Amplificarea de tensiune este raportul dintre tensiunea la ieșire  $v_0$  și tensiunea furnizată de la generator  $v_g$  :

$$A_V = \frac{v_0}{v_g} . \quad (17.15.)$$

Simplificând schema din figura 17.8. pentru cazul particular al acestor calcule obține schema din figura 17.11.

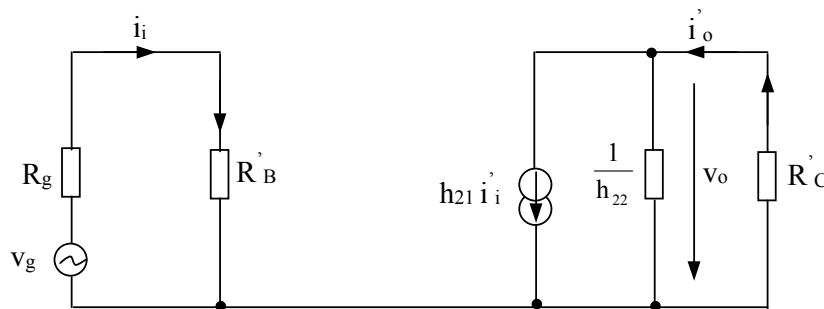


Fig. 17.11 Schema echivalentă necesară determinării amplificării în tensiune a amplificatorului în conexiunea E.C.

În circuit apar următoarele rezistențe echivalente :

$$R'_C = R_C \parallel R_S = \frac{R_C R_S}{R_C + R_S} \text{ străbătută de curentul } i'_o .$$

$$R'_B = R_B \parallel h_{11} = \frac{R_B h_{11}}{R_B + h_{11}} \text{ străbătută de curentul } i_i .$$

Din schema din figura 17.8. ( $h_{12} = 0$ ) avem că :

$$i_i h_{11} = (i_i - i'_o) R_B \Rightarrow i_i = i'_o \frac{R_B + h_{11}}{R_B} \quad (17.16.)$$

În circuitul de la intrare avem că :



$$v_g = i_1(R_g + R'_B); \text{ Din (19.6.)} \Rightarrow v_g = i_1 \left( 1 + \frac{h_{11}}{R_B} \right) (R_g + R'_B) \quad (17.17.)$$

În circuitul de ieșire avem că :

$$v_0 + i_1 R'_C = 0; (i_0 - h_{21} i_1) \frac{1}{h_{22}} + i_0 R'_C = 0 \Rightarrow v_0 = -i_0 h_{21} \frac{R'_C}{1 + h_{22} R'_C} \quad (17.18.)$$

Din (17.7.) și (17.8.) obținem :

$$A_V = - \frac{h_{21} R'_C}{(1 + h_{22} R'_C) \left( 1 + \frac{h_{11}}{R_B} \right) (R_g + R'_B)} \quad (17.19.)$$

În funcție de valorile tipice întâlnite într-un etaj de amplificare E.C. se poate simplifica formula de calcul a amplificării , fără ca eroarea introdusă în calcul să fie semnificativă .

a) Cum  $\frac{1}{h_{22}} \gg R'_C \Rightarrow$

$$A_V = - \frac{h_{21} R'_C}{\left( 1 + \frac{h_{11}}{R_B} \right) (R_g + R'_B)} \quad (17.20.)$$

b) Cum  $R_B \geq h_{11} \Rightarrow 1 + \frac{h_{11}}{R_B} \approx 1$  ;  $R'_B \approx h_{11}$  obținem :

$$A_V = - \frac{h_{21} R'_C}{(R_g + h_{11})} \quad (17.21.)$$

c) Cum  $R_g \ll h_{11}$  obținem :

$$A_V = - \frac{h_{21}}{h_{11}} R'_C \quad (17.22.)$$

*Concluzii:*

- Tensiunea din colectorul tranzistorului (de ieșire) este în antifază cu cea furnizată de generator (sau cu semnalul din baza tranzistorului – de intrare.)
- Modulul amplificării este proporțional cu  $R'_C$  rezistență ce nu poate fi mărită prea mult deoarece este limitată de efectul pe care îl are  $R_C$  asupra P.S.F. - ului .
- Mărimea amplificării este foarte sensibilă la condițiile de lucru (tensiune de alimentare , temperatură )

17.3.6.6. Determinarea amplificării de curent  $A_I$  a etajului E.C.

Dacă același etaj este atacat de un generator de curent cu rezistența internă  $R_G$  (a cărei valoare este foarte mare ) și că  $h_{12} = h_{22} = 0$  , definim :

Amplificarea în curent este raportul dintre curentul la ieșire  $i_0$  și curentul furnizat de generator,  $i_g$  :

$$A_I = \frac{i_0}{i_g} \quad (17.23.)$$

Simplificând schema din *figura 17.8.* pentru cazul particular al acestor calcule obține schema din *figura 17.12.*

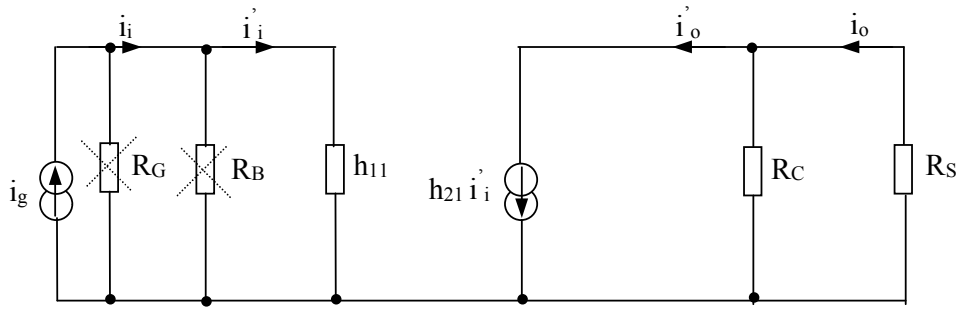


Fig. 17.12 Schema echivalentă necesară determinării amplificării în curent a amplificatorului în conexiunea E.C.

*Observație :*

Pentru a nu mai apela la calcule complicate vom face de la început ipotezele simplificatoare

- Cum  $R_B > h_{11}$  considerăm curentul ce străbate rezistorul  $R_B$  ca fiind nesemnificativ comparativ cu cel ce străbate rezistorul  $h_{11}$ . În consecință

$$i_i = i_i' \quad (17.24.)$$

- Cum  $R_G$  are o valoare foarte mare apelând la aceleași considerente ca mai sus obținem că :

$$i_g = i_i' \quad (17.25)$$

În circuitul de intrare avem că :  $i_g = i_i'$

În circuitul de ieșire avem că :

$$\left. \begin{array}{l} i_o R_S + (i_o - i_o') R_C = 0 \\ i_o' = h_{21} i_i' \end{array} \right\} \Rightarrow i_o = h_{21} \frac{R_C}{R_C + R_S} i_i'$$

$$i_o = h_{21} \frac{R_C}{R_C + R_S} i_i' \quad (17.26.)$$

Din ecuațiile de mai sus obținem că :

$$A_I = h_{21} \frac{R_C}{R_C + R_S} \quad (17.27.)$$

*Concluzie:*

Valoarea maximă a amplificării în curent -  $h_{21}$  - este atinsă în condiții de scurtcircuit virtual ( $R_S \ll R_C$ )

### 17.3.6.7. Concluzii asupra amplificatorului în conexiunea E.C.

- În practică etajul E.C. este des întâlnit în configurații de etaje E.C. așezate în cascadă deoarece  $R_i \approx h_{11}$  (câțiva  $k\Omega$ ).

- Avantajul principal al etajului constă în faptul că are o amplificare puternică atât în tensiune cât și în curent, deci amplifică substanțial în putere

$$A_V = -\frac{h_{21}}{h_{11}} R_C', \quad A_I = h_{21} \frac{R_C}{R_C + R_S}$$

- Cu mai multe etaje E.C. așezate în cascadă se poate mări foarte mult puterea semnalului de la ieșire.

## 17.4. Desfășurarea lucrării :

17.4.1. Se identifică aparatele necesare lucrării ;

17.4.2. Montajul experimental este prezentat în *figura 16.10*. Se identifică de pe montaj schema analizată .

17.4.3. Pregătirea lucrării ;

a) Se conectează reofori , la bornele 5 – 6 , 11 – 12 , 17 – 17 ale circuitului ;

b) Se introduce în circuit condensatorul  $C_3$  ( se conectează un reofor la bornele 21 – 24 )

c) Se conectează sursa de alimentare la bornele 31 – 34 ale circuitului ( 15 V ) ;

d) Se conectează versatesterul ( ce oferă semnalul sinusoidal de la intrare ) , la bornele 3 – 2 ale circuitului ;

17.4.4. Determinarea amplificării în tensiune –  $A_{v1}$  – a etajului cu un tranzistor  $T_1$  ;

Se aleg valorile rezistoarelor ce polarizează tranzistorul  $T_1$  astfel :

$$a) R_{B1} = R_1 = 68 \text{ k}\Omega ,$$

$$R_{B2} = R_{22} + R_{23} + R_{24} = 11.6 \text{ k}\Omega , \quad (17.28)$$

$$R_C = R_{C1} = R_{31} + R_{32} + R_{33} + R_{34} = 4 \text{ k}\Omega ,$$

$$R_{E1} = R_4 + R_{51} + R_{52} = 540 \Omega$$

În consecință se montează un reofor la bornele 7 – 8 ale circuitului ;

Se conectează un canal al osciloscopului la intrarea etajului ( la bornele 3 – 2 ) și alt canal la ieșirea acestuia ( la bornele 22 – 26 )

Se alege :  $V_i = 5\text{mV}$  ( amplitudinea semnalului de intrare ) ,  $f \in (1..2)\text{kHz}$  ( frecvența semnalului de intrare )  $v_i = V_i \sin(2\pi f t)$

Semnalul de la ieșire are următoarea formă matematică :

$$v_o = V_o + v_o = V_o + V_o \sin[(2\pi f t) - \varphi]$$

unde

-  $V_o = V_{CE} + R_E I_C$  este componenta continuă a semnalului de la ieșire ,  $(V_{CE} , I_C)$  fiind determinate în LUCRAREA 16 ;

-  $v_o = v_{ce} = V_o \sin[(2\pi f t) - \varphi] = V_{ce} \sin[(2\pi f t) - \varphi]$  este componenta alternativă a semnalului de la ieșire ;  $V_o = V_{ce}$  este amplitudinea semnalului de la ieșirea primului etaj de amplificare , iar  $\varphi$  este defazajul dintre semnalul de intrare și cel de ieșire ;

Amplificarea în tensiune este  $A_{v1} = \frac{V_o}{V_i}$

- Se vizualizează pe osciloscop cele două semnale ;

- Se citesc și se notează în *tabelul 17.1* amplitudinile celor două semnale ;

- Se calculează amplificarea în tensiune .

### Atenție

Pentru a vizualiza pe osciloscop doar componenta alternativă a semnalului de la ieșire , osciloscopul lucrează cu comutatorul pe poziția **AC**

- Se desenează cele două semnale , pe același grafic , punându-se în evidență amplitudinile diferite , precum și defazajul  $\varphi$  existent între ele ;

- Se vizualizează pe osciloscop semnalul de ieșire  $v_o = V_o + v_o = V_o + V_o \sin[(2\pi f t) - \varphi]$  măsurându-se valoarea componentei continue a semnalului  $V_o = V_{CE} + R_E I_C$ .

### Atenție

Pentru a vizualiza pe osciloscop semnalul de la ieșire în totalitatea lui , osciloscopul lucrează cu comutatorul pe poziția **DC**

- Valoarea componentei continue se notează în *tabelul 17.1* .

- Se reprezintă grafic  $v_o = V_o + v_o = V_o + V_o \sin[(2\pi f t) - \varphi]$  punându-se în evidență amplitudinea componentei alternative , precum și valoarea componentei continue ;

- Se determină valoarea maximă a semnalului de intrare pentru care amplificatorul lucrează în clasa A astfel :

Se mărește treptat de la versatester valoarea amplitudinii semnalului de la intrare , urmărindu-se pe osciloscop ( *comutatorul tot pe DC* ) momentul în care tranzistorul intră în blocare sau saturație ( semnalul de ieșire începe să fie distorsionat ) .

- Se notează în *tabelul 17.1* valoarea maximă a amplitudinii semnalului de intrare  $V_{i\max}$  pentru care tranzistorul nu mai lucrează în clasa A și starea în care ajunge tranzistorul ( blocare sau saturație ) .

- Se reprezintă grafic  $v_o = V_o + v_o = V_o + V_o \sin[(2\pi f t) - \varphi]$  în cazul în care  $V_i = V_{i\max}$  ( pe același grafic pentru care  $V_i = 5\text{mV}$  )

Se modifică valoarea rezistorului din colectorul tranzistorului după cum urmează :

b)  $R_{C2} = R_{32} + R_{33} + R_{34} = 3 \text{ k}\Omega$  ,

c)  $R_{C3} = R_{33} + R_{34} = 2 \text{ k}\Omega$  ,

d)  $R_{C4} = R_{34} = 1 \text{ k}\Omega$

Valorile celorlalte rezistoare rămân nemodificate .

Se reiau experimentele de la pct.a) , pentru cele trei variante ale rezistenței din colector .

$R_C = \dots$	$R_{C1} = R_{34} + R_{33} + R_{32} + R_{31}$	$R_{C2} = R_{34} + R_{32} + R_{31}$	$R_{C3} = R_{34} + R_{31}$	$R_{C4} = R_{34}$
$V_i$ [mV]				
$V_o$ [V]				
$A_v$				
$V_o$ [V]				
$V_{i\max}$ [mV]				
Starea tranzistorului				

$R_{B1} = R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  ,  $R_{B2} = R_{22} + R_{23} + R_{24} = 11.6 \text{ k}\Omega$  ,  $R_{E1} = R_4 + R_{51} + R_{52} = 54$

Tabelul 17.1

e) Concluzii .

De exemplu : - modul în care variază  $A_v$  cu modificarea rezistenței de colector ;

- modul în care variază  $V_{i\max}$  ( plaja amplitudinii semnalului de intrare ) cu modificarea rezistenței de colector , pentru ca semnalul de ieșire să nu fie distorsionat ;

17.4.5. Determinarea amplificării în tensiune –  $A_{V2}$  – a etajului cu două tranzistoare  $T_1$  și  $T_2$

Se aleg valorile rezistoarelor ce polarizează tranzistorul  $T_1$  conform (17.1) :

$$\begin{aligned} R_{B1} &= R_1 = 68 \text{ k}\Omega , \\ R_{B2} &= R_{22} + R_{23} + R_{24} = 11.6 \text{ k}\Omega , \\ R_C &= R_{C1} = R_{31} + R_{32} + R_{33} + R_{34} = 4 \text{ k}\Omega , \\ R_{E1} &= R_4 + R_{51} + R_{52} = 540 \Omega \end{aligned}$$

Se aleg valorile rezistoarelor ce polarizează tranzistorul  $T_2$  astfel :

$$\begin{aligned} \text{a) } R_{B3} &= R_6 = 68 \text{ k}\Omega , \\ R_{B4} &= R_7 = 12 \text{ k}\Omega , \\ R_C &= R_{C5} = R_{82} = 2.2 \text{ k}\Omega , \\ R_{E2} &= R_9 + R_{10} = 550 \Omega \end{aligned} \quad (17.29)$$

În consecință se montează un reofor la bornele 29 – 30 ale circuitului ;

Se conectează un canal al osciloscopului la ieșirea primului etaj ( la bornele 22 – 26 ) ale circuitului ;

Se alege :  $V_i = 1\text{mV}$  ( amplitudinea semnalului de intrare ) ,  $f \in (1..2)\text{KHZ}$  ( frecvența semnalului de intrare )

Se vizualizează pe osciloscop ( *comutatorul pe poziția AC* ) semnalul de la ieșirea primului etaj , calculându-se amplificarea în tensiune :

$$A_{V1} = \frac{V_o}{V_i} = \dots$$

Se conectează la ieșirea primului etaj , un al doilea etaj de amplificare (  $T_2$  ) .

În consecință se montează un reofor la bornele 23 – 27 ale circuitului ;

Se observă că amplitudinea semnalului de la ieșirea primului etaj de amplificare va scădea ;

Se calculează în acest caz amplificarea în tensiune :

$$A'_{V1} = \frac{V'_o}{V_i} = \dots$$

Scăderea amplitudinii semnalului de la ieșire și implicit a amplificării în tensiune are drept cauză modificarea rezistenței de sarcină a etajului de amplificare . Aceasta micșorându-se , ( în acest caz  $R'_C = R_{C1} \parallel R_{i2} \parallel R_{OSCILOSCOP}$  ) se micșorează și amplificarea în tensiune .

Se conectează un canal al osciloscopului la ieșirea celui de-al doilea etaj ( la bornele 32 – 34 ) ale circuitului ;

- Se vizualizează pe osciloscop cele două semnale ( de la ieșirile celor două etaje ) ;

- Se citesc și se notează în *tabelul 17.2* amplitudinile celor două semnale ;

- Se calculează amplificarea în tensiune pentru cele două etaje separat .

$$A_{V1} = \frac{V_{o1}}{V_i} ; A_{V2} = \frac{V_{o2}}{V_i}$$

- Se desenează cele două semnale , pe același grafic , punându-se în evidență amplitudinile diferite , precum și defazajul existent între ele ;

- Se determină valoarea maximă a semnalului de intrare pentru care amplificatorul lucrează în clasa A astfel :

Se mărește treptat de la versatester valoarea amplitudinii semnalului de la intare , urmărindu-se pe osciloscop momentul în care tranzistoarele intră în blocare sau saturație ( semnalele de ieșire încep să fie distorsionate) .

- Se notează în *tabelul 17.2* valoarea maximă a amplitudinii semnalului de intrare  $V_{i\max}$  pentru care tranzistoarele nu mai lucrează în clasa A .

*Atenție*

Se observă *dacă* cele două etaje nu mai lucrează în clasa A pentru *aceeași* valoare a amplitudinii semnalului de intrare .

Se modifică valoarea rezistorului din colectorul tranzistorului  $T_2$  după cum urmează :

b)  $R_C = R_{C6} = R_{82} + R_{81} = 3.2 \text{ k}\Omega$  ,

Valorile celorlalte rezistoare rămân nemodificate .

Se reiau experimentele de la pct.a)

$R_C = \dots$	$R_{C5} = R_{82}$	$R_{C6} = R_{82} + R_{81}$
$V_i$ [mV]		
$V_{o1}$ [V] Înainte de legarea celui de-al doilea etaj		
$V_{o1}$ [V] După legarea celui de-al doilea etaj		
$A_{V1}$ Înainte de legarea celui de-al doilea etaj		
$A_{V1}$ După legarea celui de-al doilea etaj		
$V_{o2}$ [V]		
$A_{V2}$		
$V_{i\max}$ [mV]		
Starea tranzistorului		

$R_{B1} = R_1 = 68 \text{ k}\Omega$  ,

$R_{B2} = R_{22} + R_{23} + R_{24} = 11.6 \text{ k}\Omega$  ,

$R_C = R_{C1} = R_{31} + R_{32} + R_{33} + R_{34} = 4 \text{ k}\Omega$  ,

$R_{E1} = R_4 + R_{51} + R_{52} = 540 \Omega$

$R_{B3} = R_6 = 68 \text{ k}\Omega$  ,

$R_{B4} = R_7 = 12 \text{ k}\Omega$  ,

$R_{E2} = R_9 + R_{10} = 550 \Omega$

Tabelul 17.2

c) Concluzii .

De exemplu : - modul în care variază  $A_{V1}$  odată cu conectarea celui de-al doilea etaj ;

- modul în care variază  $A_{V1}$  ,  $A_{V2}$  cu modificarea rezistenței de colector a tranzistorului  $T_2$  ;

- modul în care variază  $V_{i\max}$  ( plaja amplitudinii semnalului de intrare ) cu modificarea rezistenței de colector a tranzistorului  $T_2$  , pentru ca semnalele de ieșire să nu fie distorsionate ;

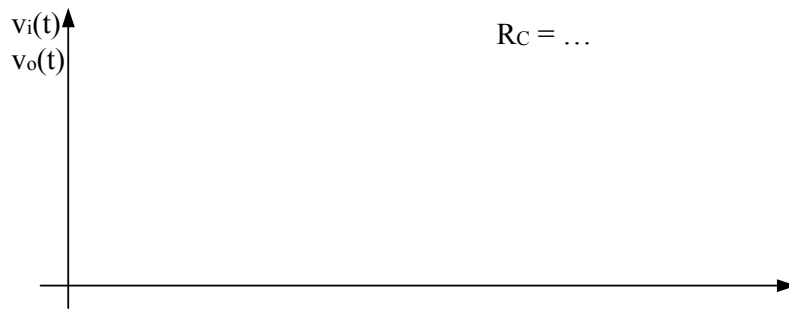
### 17.5. Conținutul referatului :

17.5.1 Scopul lucrării ;

17.5.2. Desen cu schema electrică a montajului ;

17.5.3. Tabelele 17.1 și 17.2 ;

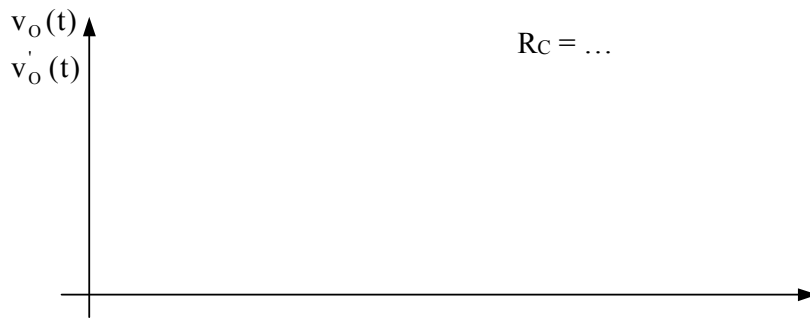
17.5.4. Reprezentările grafice ( pentru cele patru valori ale rezistenței din colectorul tranzistorului  $T_1$  ) ce caracterizează primul etaj de amplificare :



unde

$v_i = V_i \sin(2\pi f t)$  semnalul de intrare ( $V_i = 5\text{mV}$ ),

$v_o = V_o \sin[(2\pi f t) - \varphi]$  semnalul ( fără componentă continuă ) de la ieșirea primului etaj de amplificare

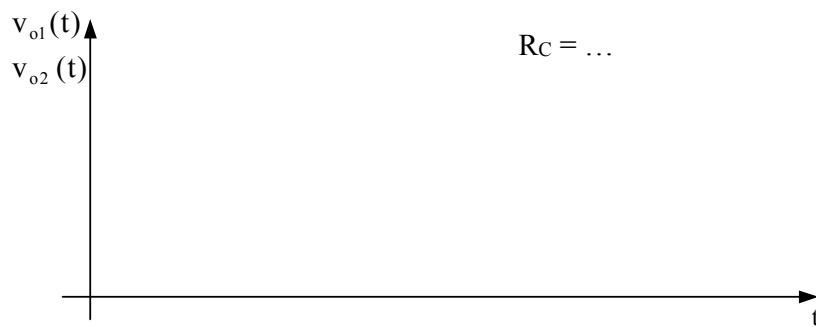


unde

$v_o = V_o + v_o = V_o + V_o \sin[(2\pi f t) - \varphi]$  semnalul ( cu componentă continuă ) de la ieșirea primului etaj de amplificare în cazul în care  $V_i = 5\text{mV}$  ,

$v'_o = V_o + v_o = V_o + V_o \sin[(2\pi f t) - \varphi]$  semnalul ( cu componentă continuă ) de la ieșirea primului etaj de amplificare în cazul în care  $V_i = V_{i\max}$

17.5.5. Reprezentările grafice ( pentru cele două valori ale rezistenței din colectorul tranzistorului  $T_2$ ) ce caracterizează ambele etaje amplificare :



unde

$v_{o1} = V_{o1} \sin[(2\pi f t) - \varphi_1]$  semnalul ( fără componentă continuă ) de la ieșirea primului etaj de amplificare ,semnalul de intrare ( $V_i = 5\text{mV}$ ),

$v_{o2} = V_{o2} \sin[(2\pi f t) - \varphi_2]$  semnalul ( fără componentă continuă ) de la ieșirea celui de-al doilea etaj de amplificare ,

în cazul în care semnalul de intrare are amplitudinea  $V_i = 1\text{mV}$

17.5.6. Concluzii ;





## LUCRAREA 18

### STUDIUL REACȚIE NEGATIVE LA AMPLIFICATOARE CU UNUL ȘI DOUĂ ETAJE CU TRANZISTOARE BIPOLARE ÎN CONEXIUNEA EMITOR COMUN .

#### 18.1. Scopul lucrării :

- Identificarea circuitelor de reacție negativă ;
- Reacție negativă ( R.N.) de curent serie ;
- Reacție negativă ( R.N.) de tensiune serie ;
- Influența R. N. asupra amplificării în tensiune a etajului ( etajelor) de amplificare ;

#### 18.2. Materiale și aparatură necesare :

- Montaj experimental ( *figura 16.10* ) ;
- Reofori ;
- Sursă stabilizată de tensiune I – 4105 ;
- Osciloscop E 0103 B ;
- Generator de frecvență E-0502 ( Versatester ) ;

#### 18.3. Considerații teoretice :

##### 18.3.1. Generalități

##### *Definiție :*

Reacția este procedeul prin care o parte din semnalul ( *tensiune sau curent* ) cules la ieșirea unui amplificator se aplică la intrarea lui .

Circuitul care servește pentru realizarea reacției se numește *circuit de reacție* .

Schema bloc a unui amplificator este prezentată în *figura 18.1* .

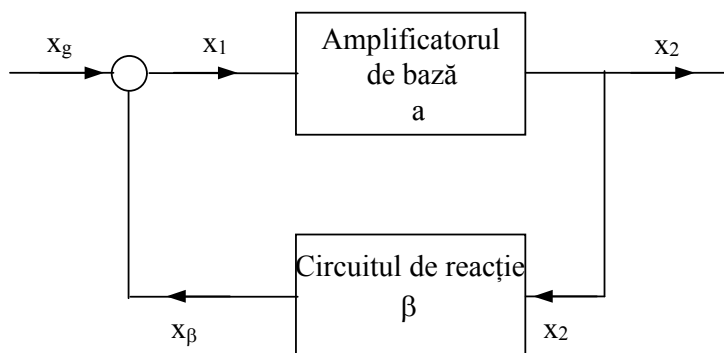


Fig. 18.1 Schema bloc a unui amplificator cu circuit de reacție

Ecuțiile ce descriu cele două blocuri ale schemei sunt :

- Amplificatorul de bază ( cu câștig foarte mare )

$$x_2 = a x_1 \quad (18.1)$$

- Circuitul de reacție

$$x_\beta = \beta x_2 \quad (18.2)$$

Semnalul de reacție  $x_\beta$  este scăzut din semnalul dat de generator , prin intermediul unui comparator .

$$x_1 = x_g - x_\beta \quad (18.3)$$

*Amplificarea globală* ( amplificarea în buclă închisă ) este prin definiție :

$$A = \frac{x_2}{x_g} = \frac{x_2}{x_1 + x_\beta} = \frac{x_2}{\frac{x_2}{a} + x_\beta} = \frac{a}{1 + a\beta} \quad (18.4)$$

### 18.3.2. Clasificarea reacțiilor

a) Reacția pozitivă ( R.P.)

$$|A| > |a| \Rightarrow |1 + a\beta| < 1 \quad (18.5)$$

Semnalul de reacție este în fază cu semnalul de intrare .

b) Reacția negativă ( R.N.)

$$|A| < |a| \Rightarrow |1 + a\beta| > 1 \quad (18.6)$$

Semnalul de reacție este în antifază cu semnalul de intrare

$$\text{Deci } x_\beta x_1 < 0 \Rightarrow \beta x_2 \frac{x_2}{a} < 0 \Rightarrow \frac{\beta}{a} (x_2)^2 < 0 \Rightarrow$$

$$\frac{\beta}{a} < 0 \quad (18.7)$$

$$\text{Dar cum în R.N. trebuie ca : } A < a \Rightarrow \frac{x_2}{x_1 + x_\beta} < \frac{x_2}{x_1} \Rightarrow$$

$$x_2 x_\beta > 0 \quad (18.8)$$

Semnalul de reacție este în fază cu semnalul de la ieșirea amplificatorului .

*Concluzii :*

a ) Rețeaua de reacție este construită din rezistoare ( elemente ce nu defazează semnalul  $x_2$ , față de  $x_\beta$ )

$$\text{b) Cum } x_2 x_\beta > 0 \Rightarrow \beta x_2^2 > 0 \Rightarrow \beta > 0 \quad (18.9)$$

$$\text{Cum } \frac{\beta}{a} < 0 \Rightarrow a < 0 \quad (18.10)$$

Reacția negativă poate fi aplicată doar acelor amplificatoare ( sau grupe de amplificatoare ) la care semnalul de ieșire este în antifază cu semnalul de intrare .

*Observație :*

În toate exemplele vom vorbi de reacția negativă în curent alternativ , deoarece aceasta are efect asupra amplificării etajului . ( Privim amplificarea ca o mărime ce măsoară raportul a două mărimi alternative – a amplitudinii lor ) .

### 18.3.3. Efectele prezenței reacției negative

Enumerăm următoarele efecte ale reacției negative :

- Amplificarea etajului scade . În cazul unei reacții negative puternice , amplificarea cu reacție depinde doar de rețeaua de reacție .
- Se diminuează dependența amplificării de parametrii elementelor active ( tranzistoare sau tuburi ) , precum și de variația tensiunii de alimentare .
- Caracteristica de transfer eate mai liniară . Are loc o diminuare a distorsiunilor apărute în procesul de amplificare .
- Lărgimea de bandă a amplificatorului crește .
- Se reduce efectul unui eventual semnal parazit .

*Observație :*

Pentru a atenua efectul negativ de reducere a amplificării se utilizează mai multe etaje de amplificare legate în cascadă .

#### 18.3.4. Clasificarea reacțiilor negative

a) După tipul semnalului cules de la ieșirea amplificatorului -  $x_2$  ( semnal ce intră în circuitul de reacție )

- Reacție de tensiune

Semnalul cules la ieșirea amplificatorului pentru a comanda circuitul de reacție este o *tensiune* .

$$x_2 \equiv v_2 \quad (18.11)$$

- Reacție de curent

Semnalul cules la ieșirea amplificatorului pentru a comanda circuitul de reacție este un *curent* .

$$x_2 \equiv i_2 \quad (18.12)$$

b) După modul în care se aplică semnalul de reacție -  $x_\beta$  la intrarea amplificatorului .

- Reacție serie

Semnalul de reacție este o tensiune .

$$x_\beta \equiv v_\beta \quad (18.13)$$

- Reacție paralel

Semnalul de reacție este un curent .

$$x_\beta \equiv i_\beta \quad (18.14)$$

În consecință , în funcție de cele două moduri de clasificare a reacțiilor se pot întâlni patru variante de circuite de reacție :

- 1) Reacție de tensiune paralel ;
- 2) Reacție de curent serie ;
- 3) Reacție de tensiune serie ;
- 4) Reacție de curent paralel ;

#### 18.3.5. Scheme bloc ale tipurilor de reacție negativă

##### 18.3.5.1. Reacție de tensiune paralel

Pentru a desena schema bloc – vezi *figura 18.2* pornim de la definiția reacției de tensiune paralel .

-  $x_2 \equiv v_2$  Semnalul de la ieșire amplificatorului , respectiv de la intrarea circuitului de reacție este o tensiune . Pentru a culege această tensiune de la ieșirea amplificatorului , intrarea circuitului de reacție se leagă în paralel cu aceasta .

- Semnalul de la ieșirea circuitului de reacție  $x_\beta$  este un curent . Acest semnal trebuie scăzut din semnalul de la generator . În acest caz din cele două variante posibile de generator alegem generatorul de curent . Pentru a putea realiza această scădere a lui  $i_\beta$  din  $i_g$  din care să rezulte semnalul de comandă a amplificatorului  $i_1$  , ieșirea circuitului de reacție trebuie legată în paralel cu intrarea circuitului de amplificare .

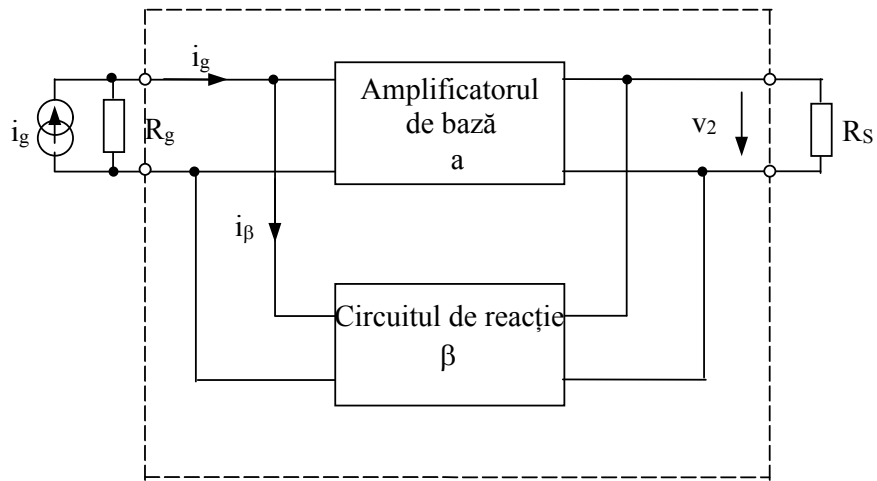


Fig. 18.2 Schema bloc a unui amplificator cu R.N. de tensiune paralel

Observații :

$$1) A = \frac{v_2}{i_g} \quad (18.15)$$

$$a = \frac{v_2}{i_1} < 0 \quad (18.16)$$

În acest caz putem spune că circuitul de amplificare este un amplificator de transimpedanță .

2) Semnalul de la ieșirea circuitului de reacție ,  $i_\beta$  este proporțional cu cel de la intrare ,  $v_2$  .

Un circuit de reacție idealizat este prezentat în figura 18.3

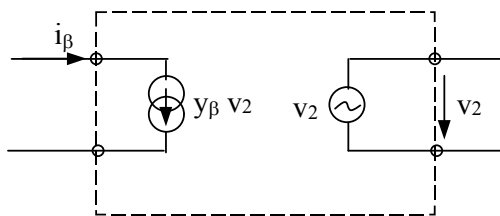


Fig. 18 .3. Circuit ( ideal ) de reacție negativă , de tensiune paralel

unde  $y_\beta = \frac{i_\beta}{v_2}$  este admitanța circuitului de reacție

### 18.3.5.2. Reacție de curent serie

Pentru a desena schema bloc – vezi *figura 18.4* observăm că :

- $x_2 \equiv i_2$  ;
- $x_\beta \equiv v_\beta$  ;
- generatorul de semnal este un generator de tensiune ;

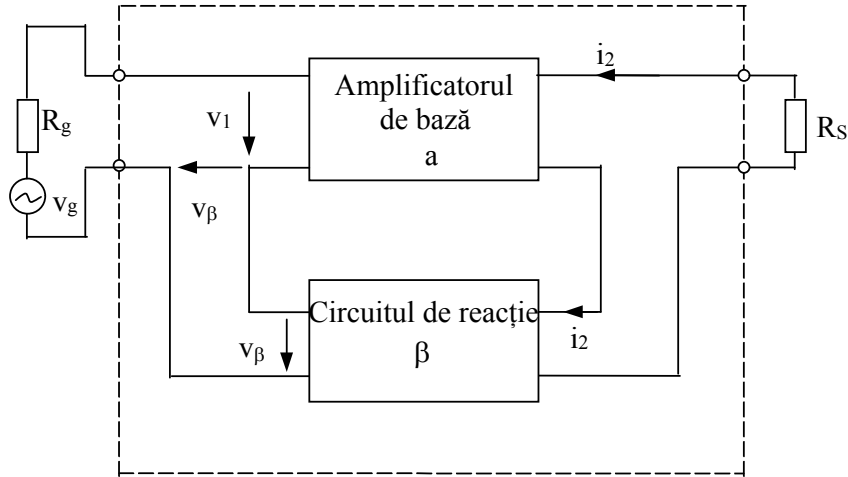


Fig. 18.4 Schema bloc a unui amplificator cu R.N. de curent serie

*Observații :*

$$1) A = \frac{i_2}{v_g} \quad (18.17)$$

$$a = \frac{i_2}{v_1} < 0 \quad (18.18)$$

În acest caz putem spune că circuitul de amplificare este un amplificator de transadmitanță .

2) Semnalul de la ieșirea circuitului de reacție ,  $v_\beta$  este proporțional cu cel de la intrare  $i_2$  .

Un circuit de reacție idealizat este prezentat în *figura 18.5*

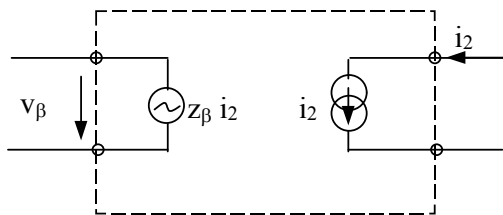


Fig. 18 .5. Circuit ( ideal ) de reacție negativă , de curent serie

unde  $z_\beta = \frac{v_\beta}{i_2}$  este impedanța circuitului de reacție .

### 18.3.5.3. Reacție de tensiune serie

Pentru a desena schema bloc – vezi *figura 18.6* observăm că :

- $x_2 \equiv v_2$  ;
- $x_\beta \equiv v_\beta$  ;
- generatorul de semnal este un generator de tensiune ;

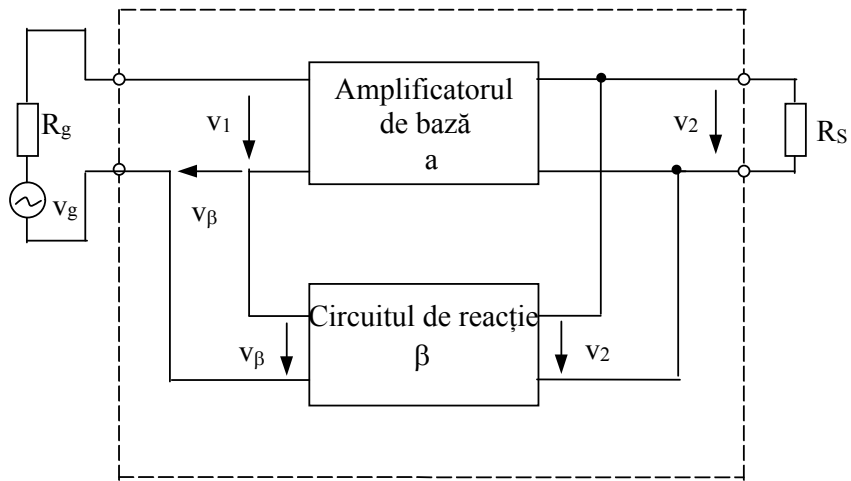


Fig. 18.6 Schema bloc a unui amplificator cu R.N. de tensiune serie

Observații :

$$1) A = \frac{v_2}{v_g} \quad (18.19)$$

$$a = \frac{v_2}{v_1} < 0 \quad (18.20)$$

În acest caz putem spune că circuitul de amplificare este un amplificator de tensiune .

2) Semnalul de la ieșirea circuitului de reacție  $v_\beta$  este proporțional cu cel de la intrare ,  $v_2$  .

Un circuit de reacție idealizat este prezentat în figura 18.7.

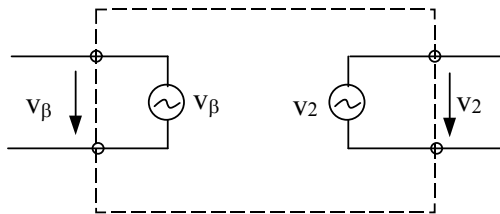


Fig. 18 .7. Circuit ( ideal ) de reacție negativă , de tensiune serie

#### 18.3.5.4. Reacție de curent paralel

Pentru a desena schema bloc – vezi figura 18.8 observăm că :

- $x_2 \equiv i_2$  ;
- $x_\beta \equiv i_\beta$  ;
- generatorul de semnal este un generator de tensiune ;

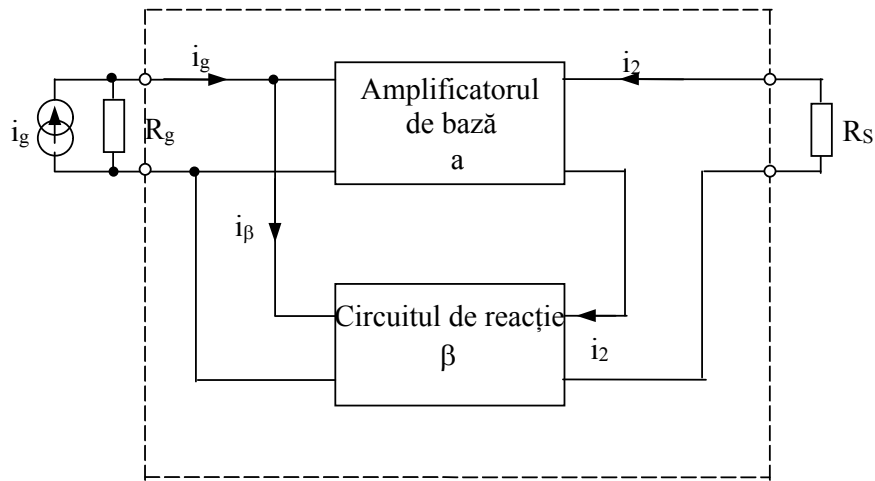


Fig. 18.8 Schema bloc a unui amplificator cu R.N. de curent paralel

Observații :

$$1) A = \frac{i_2}{i_g} \quad (18.21)$$

$$a = \frac{i_2}{i_1} < 0 \quad (18.22)$$

În acest caz putem spune că circuitul de amplificare este un amplificator de curent .

2) Semnalul de la ieșirea circuitului de reacție  $i_\beta$  este proporțional cu cel de la intrare ,  $i_2$  .  
Un circuit de reacție idealizat este prezentat în figura 18.9.

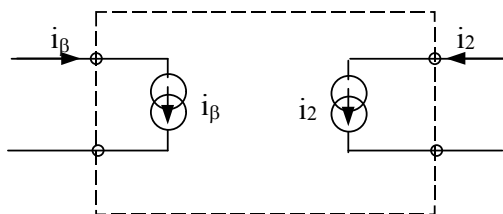


Fig. 18 .9. Circuit ( ideal ) de reacție negativă , de curent paralel

### 18.3.6. Reacțiile negative în etajele de amplificare

Prezentăm posibilitatea aplicării reacției negative în cazul amplificatorului în conexiunea E.C.

În figura 18.10. prezentăm într-o variantă simplificată tranzistorul în conexiunea E.C.

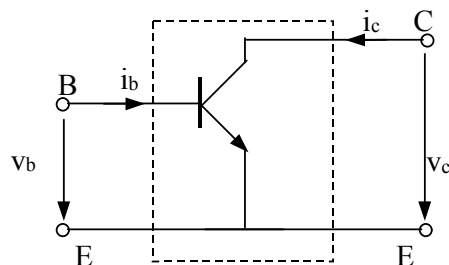


Fig.18.10 . Conexiunea emitor comun E.C.



Semnalele de intrare în tranzistor pot fi :  $x_1 \equiv \begin{cases} i_b \\ v_b \end{cases}$

Semnalele de ieșire din tranzistor pot fi :  $x_2 \equiv \begin{cases} i_c \\ v_c \end{cases}$

Cum  $i_b$  este în fază cu  $v_b$  obținem :

- $v_c$  în antifază cu  $v_b$
- $v_c$  în antifază cu  $i_b$
- $i_c$  în fază cu  $v_b$
- $v_c$  în fază cu  $i_b$

Conform observațiilor anterioare se poate aplica reacția negativă unui etaj în conexiunea E.C.

### 18.3.6.1. Identificarea tipului de reacție

*Observație :*

În circuitele practice , reacția negativă *nu* este prezentată sub forma unui cuadripol – vezi figura 18.11.

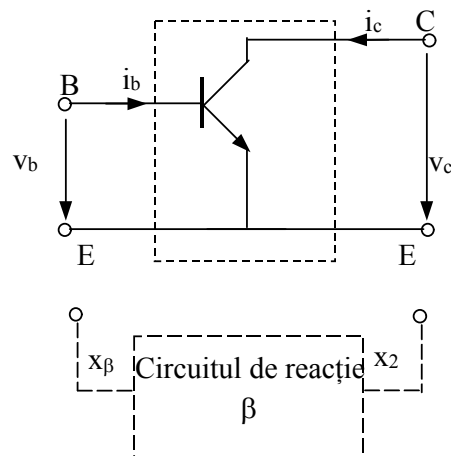


Fig.18.11 . Conexiunea emitor comun E.C. cu R.N.

Pentru a identifica mai ușor tipul de reacție ne putem folosi de următoarele observații :

a) În cazul unei *R.N. de tensiune* ,  $x_2 \equiv v_2$  observăm că  $x_2 \equiv v_c$  .

Acest semnal se culege din colectorul tranzistorului

b) În cazul unei *R.N. de curent* ,  $x_2 \equiv i_2$  observăm că  $x_2 \equiv i_c = i_e$  .

Acest semnal se culege din emitorul tranzistorului

c) În cazul unei *R.N. de tip paralel*  $x_\beta \equiv i_\beta$  , legăm ieșirea circuitului de reacție în baza tranzistorului (  $i_\beta$  va modifica valoarea lui  $i_b$  )

d) În cazul unei *R.N. de tip serie*  $x_\beta \equiv v_\beta$  , legăm ieșirea circuitului de reacție în emitorul tranzistorului .

*Important :*

În cazul *R.N. de tip serie* pentru a modifica valoarea tensiunii de la intrare , emitorul tranzistorului nu va fi legat la masa montajului .

### 18.3.6.2. Reacție de tensiune paralel

De la ieșirea amplificatorului se culege tensiune –  $v_{ce}$  – punctul de legare al intrării circuitului de reacție este colectorul tranzistorului .

La intrarea amplificatorului se aduce curent –  $i_b$  - punctul de legare al ieșirii circuitului de reacție este baza tranzistorului .

În *figura 18.12.* prezentăm într-o variantă simplificată reacția de tensiune paralel .

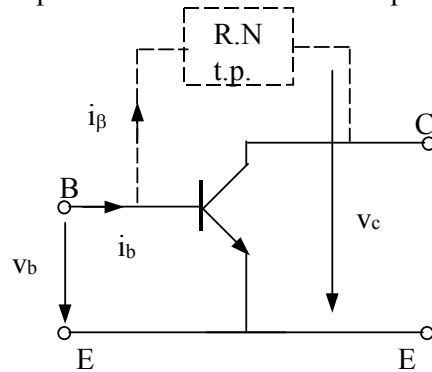


Fig.18.12 . Conexiunea E.C. cu R.N.- tensiune paralel

### 18.3.6.3. Reacție de curent serie

De la ieșirea amplificatorului se culege curent –  $i_e$  – punctul de legare al intrării circuitului de reacție este emitorul tranzistorului .

La intrarea amplificatorului se aduce tensiune –  $v_b$  - punctul de legare al ieșirii circuitului de reacție este emitorul tranzistorului .

În *figura 18.13.* prezentăm într-o variantă simplificată reacția de curent serie .

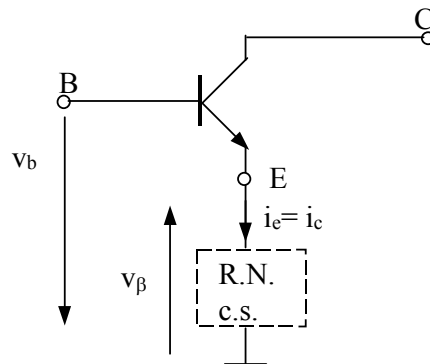


Fig.18.13 . Conexiunea E.C. cu R.N.- curent serie

### 18.3.6.4. Reacție de tensiune serie

De la ieșirea amplificatorului se culege tensiune –  $v_c$  – punctul de legare al intrării circuitului de reacție este colectorul tranzistorului .

La intrarea amplificatorului se aduce tensiune –  $v_b$  - punctul de legare al ieșirii circuitului de reacție este emitorul tranzistorului .

În *figura 18.14.* prezentăm într-o variantă simplificată reacția de tensiune serie .

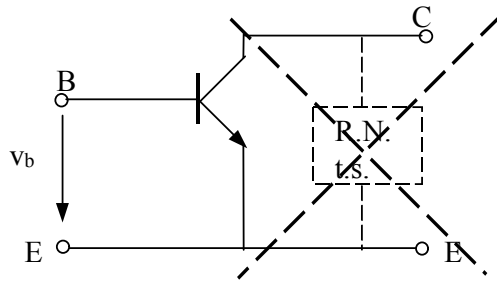


Fig.18.14 . Conexiunea E.C. cu *falsă* R.N.- tensiune serie

Observăm că în acest caz “ circuitul de reacție ” este văzut ca o rezistență de sarcină . Pentru a evita acest lucru este necesar ca emitorul tranzistorului să nu fie legat la masă – vezi *figura 18.5*.

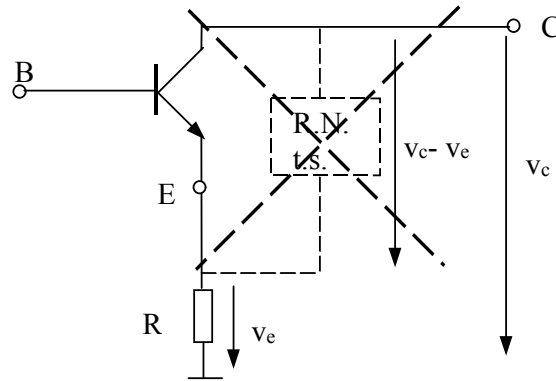


Fig.18.15 . Conexiunea E.C. cu *falsă* R.N.- tensiune serie

În acest caz tensiunea culeasă de circuitul de reacție nu ai este egală cu tensiunea de la ieșirea amplificatorului . Singura posibilitate de a realiza o asemenea reacție este de de a aduce semnalul de reacție de la un alt tranzistor – vezi *figura 18.16*.

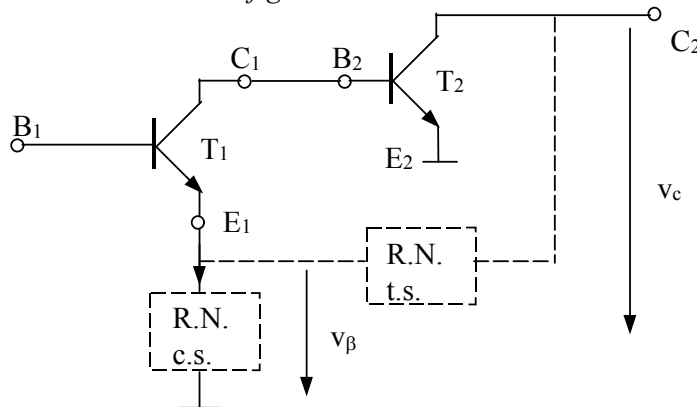


Fig.18.16. Două etaje în conexiunea E.C. cu R.N.- tensiune serie

*Observație :*

Pentru a realiza o asemenea reacție de tensiune serie este necesar ca :

- să existe două etaje de amplificare legate în cascadă ;
- etajul de intrare nu trebuie să aibă emitorul legat la masă ( trebuie să existe o reacție de curent serie )

### 18.3.6.5. Reacție de curent paralel

De la ieșirea amplificatorului se culege tensiune –  $i_e$  – punctul de legare al intrării circuitului de reacție este emitorul tranzistorului .

La intrarea amplificatorului se aduce curent –  $i_b$  - punctul de legare al ieșirii circuitului de reacție este emitorul tranzistorului .

În *figura 18.17.* prezentăm într-o variantă simplificată reacția de curent paralel .

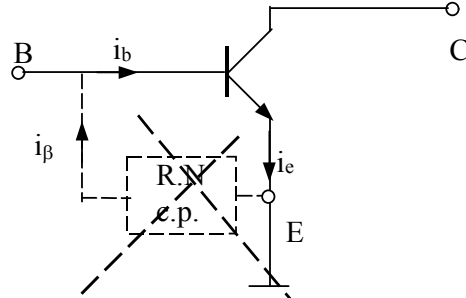


Fig.18.17 . Conexiunea E.C. cu R.N.falsă- curent paralel

Observăm că în acest caz “ circuitul de reacție ” este văzut ca o rezistență de polarizare a bazei tranzistorului .

Pentru a evita acest lucru este necesar ca emitorul tranzistorului să nu fie legat la masă – vezi *figura 18.18.*

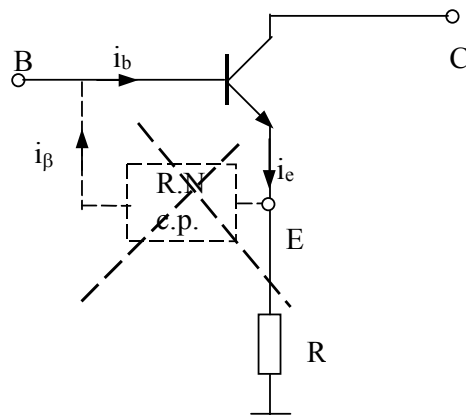


Fig.18.18 . Conexiunea E.C. cu R.N.falsă- curent paralel

În acest caz avem de a face cu o reacție pozitivă ( semnalele  $i_e$  și  $i_b$  sunt în fază ).

Singura posibilitate de a realiza o asemenea reacție este de a aduce semnalul de reacție de la un alt tranzistor – vezi *figura 18.19.*

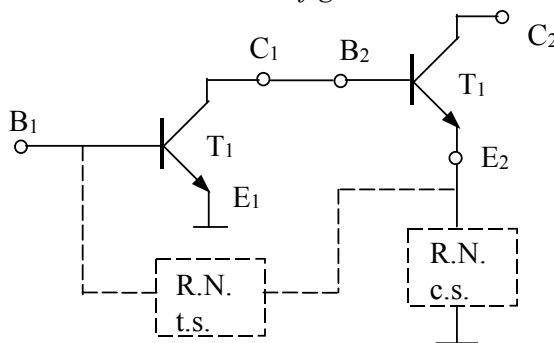


Fig.18.19.Două etaje în conexiunea E.C. cu R.N.- curent paralel

*Observație :*

Pentru a realiza o asemenea reacție de tensiune serie este necesar ca :

- să existe două etaje de amplificarea legate în cascadă ;
- etajul de intrare nu trebuie să aibă emitorul legat la masă ( trebuie să existe o reacție de curent serie )

### 18.3.7. Scheme practice de amplificatoare cu reacție negativă în curent alternativ

#### 18.3.7.1. Reacție de tensiune paralel - vezi figura 18.20

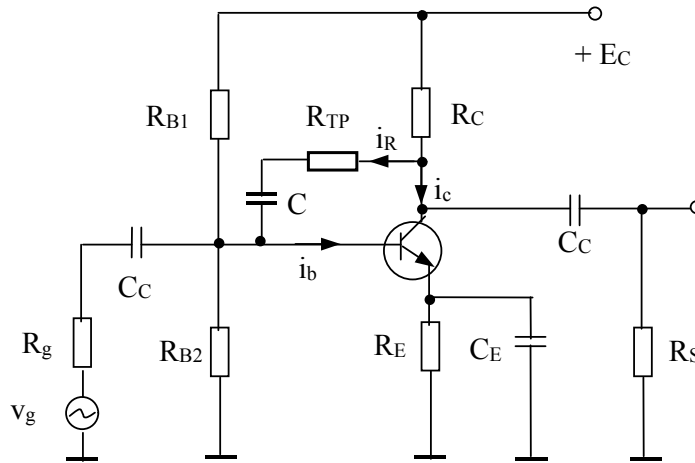


Fig 18.20 Schema unui amplificator în conexiunea E.C. cu R.N. – tensiune paralel

#### 18.3.7.2. Reacție de curent serie - vezi figura 18.21

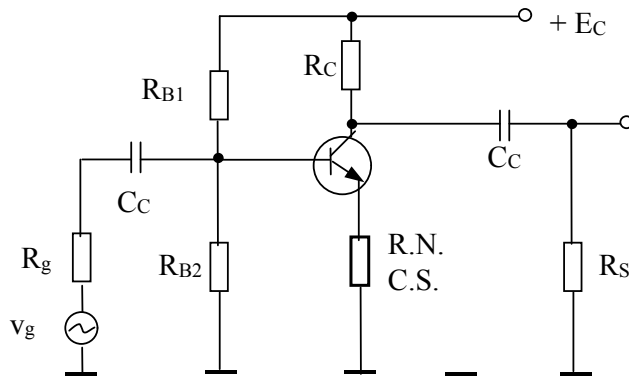


Fig 18.21 Schema unui amplificator în conexiunea E.C. cu R.N. – curent serie

18.3.7.3. Reacție de tensiune serie - vezi figura 18.22

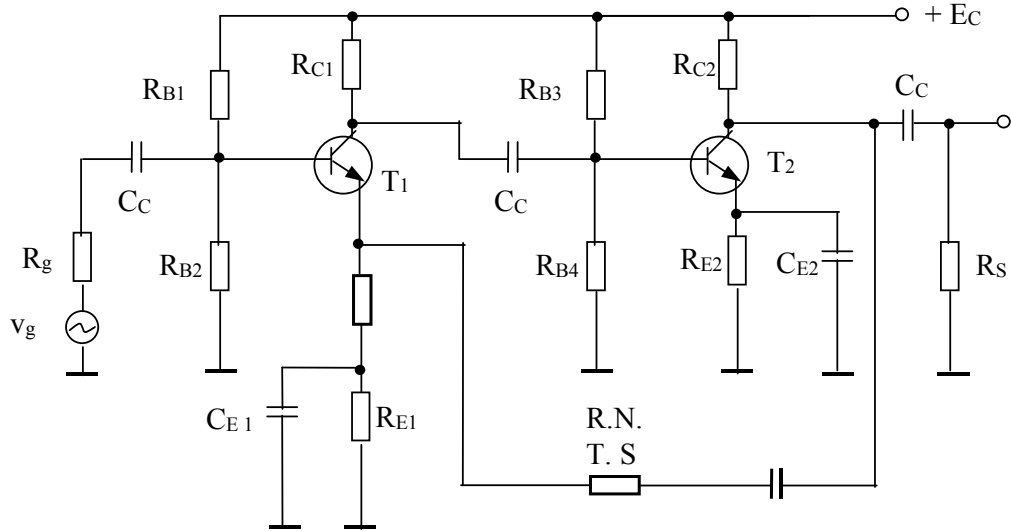


Fig 18.22.Schema unui amplificator în conexiunea E.C. cu R.N. – tensiune serie

18.3.7.4. Reacție de curent paralel - vezi figura 18.23

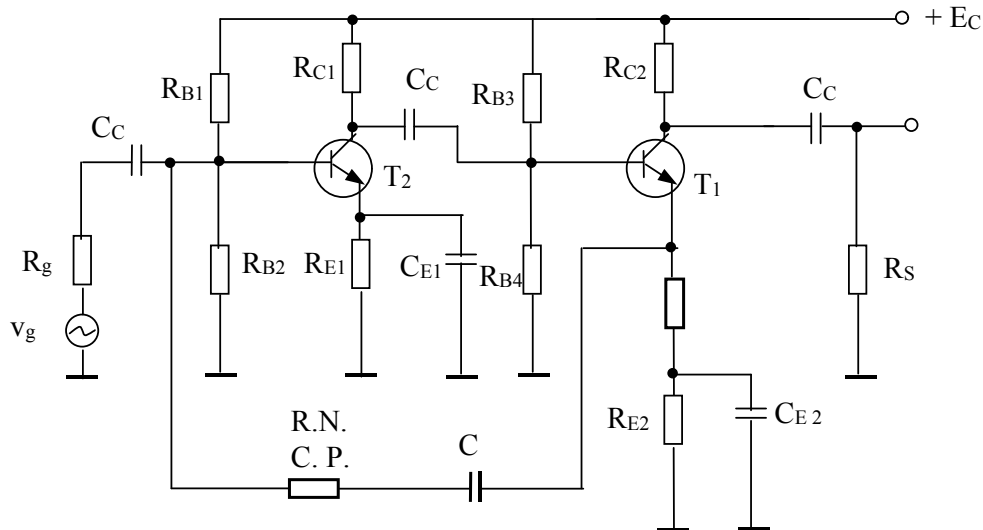


Fig 18.23.Schema unui amplificator în conexiunea E.C. cu R.N. – curent paralel

**18.4. Desfășurarea lucrării :**

18.4.1. Se identifică aparatele necesare lucrării ;

18.4.2. Montajul experimental este prezentat în figura 16.10. Se identifică de pe montaj schema analizată .

18.4.3. Pregătirea lucrării ;

a) Se conectează reofori , la bornele 5 – 6 , 11 – 12 , 17 – 18 ale circuitului ;

b) Se conectează sursa de alimentare la bornele 31 – 34 ale circuitului ( 15 V ) ;

d) Se conectează versatesterul ( ce oferă semnalul sinusoidal de la intrare ) , la bornele 3 – 2 ale circuitului ;

#### 18.4.4. Reacție negativă ( R.N.) de curent serie ;

Circuitul de reacție este format din rezistența ( rezistențele) legate în circuitului primului etaj de amplificare , între emitorul tranzistorului  $T_1$  și masă .

În consecință se studiază doar primul etaj de amplificare

Se aleg valorile rezistoarelor ce polarizează tranzistorul  $T_1$  astfel :

$$\begin{aligned} R_{B1} &= R_1 = 68 \text{ k}\Omega , \\ R_{B2} &= R_{22} + R_{23} + R_{24} = 11.6 \text{ k}\Omega , \\ R_C &= R_{C1} = R_{31} + R_{32} + R_{33} + R_{34} = 4 \text{ k}\Omega , \\ R_{E1} &= R_4 + R_{51} + R_{52} = 540 \Omega \end{aligned} \quad (18.23)$$

În consecință se montează un reofor la bornele 7 – 8 ale circuitului ;

- Se conectează un canal al osciloscopului la ieșirea acestuia ( la bornele 22 – 26 ale circuitului);

- Se alege :  $V_i = 5\text{mV}$  ( amplitudinea semnalului de intrare ) ,  $f \in (1..2)\text{kHz}$  ( frecvența semnalului de intrare )

- Se conectează un canal al osciloscopului la intrarea primului etaj ( la bornele 3 – 4 ale circuitului ) ;

a) Fără reacție negativă ;

- Se introduce în circuit condensatorul  $C_3$  ( se conectează un reofor la bornele 21 – 24 ale circuitului)

- Se vizualizează pe osciloscop semnalul de la ieșire (osciloscopul lucrează cu comutatorul pe poziția **AC** ) ;

- Se desenează cele două semnale ( de intrare , respectiv ieșire ) , pe același grafic , punându-se în evidență amplitudinile diferite , precum și defazajul  $\varphi$  existent între ele ;

- Se citește și se notează în *tabelul 18.1* amplitudinea semnalului ;

- Se calculează amplificarea în tensiune :  $A_{V1} = \frac{V_o}{V_i}$

- Se determină valoarea maximă a semnalului de intrare  $V_{i\max}$  pentru care amplificatorul lucrează în clasa A , precum și starea în care ajunge tranzistorul ( blocare sau saturație )

- Se notează în *tabelul 18.1* aceste valori .

b) Cu reacție negativă :  $R_{CS} = R_4 = 100\Omega$  ;

Se conectează un reofor la bornele 21 – 18 ale circuitului .

Se reiau experimentele de la pct.a)

c) Cu reacție negativă :  $R_{CS} = R_4 + R_{51} = 330\Omega$  ;

Se conectează un reofor la bornele 21 – 20 ale circuitului .

Se reiau experimentele de la pct.a)

d) Cu reacție negativă :  $R_{CS} = R_4 + R_{51} + R_{52} = 540\Omega$  ;

Se reiau experimentele de la pct.a)

R. N. = R <sub>CS</sub> =...	Fără R. N.	R <sub>CS</sub> =R <sub>4</sub>	R <sub>CS</sub> =R <sub>4</sub> + R <sub>51</sub>	R <sub>CS</sub> = R <sub>4</sub> +R <sub>51</sub> + R <sub>52</sub>
V <sub>i</sub> [mV]				
V <sub>o</sub> [V]				
A <sub>V</sub>				
V <sub>i max</sub> [mV]				
Starea tranzistorului				

$$R_{B1} = R_1 = 1 \text{ k}\Omega ,$$

$$R_{B2} = R_{22} + R_{23} + R_{24} = 11.6 \text{ k}\Omega ,$$

$$R_C = R_{C1} = R_{31} + R_{32} + R_{33} + R_{34} = 4 \text{ k}\Omega ,$$

$$R_{E1} = R_4 + R_{51} + R_{52} = 540 \Omega$$

Tabelul 18.1

e) Concluzii .

De exemplu : - modul în care variază A<sub>V</sub> cu valoarea rezistorului ce formează R. N.;  
 - modul în care variază V<sub>i max</sub> ( plaja amplitudinii semnalului de intrare ) cu valoarea rezistorului ce formează R. N ., pentru ca semnalul de ieșire să nu fie distorsionat ;

18.4.5. Reacție negativă ( R.N.) de tensiune serie ;

a) Fără reacție negativă ;

Se aleg valorile rezistoarelor ce polarizează tranzistorul T<sub>1</sub> astfel :

$$R_{B1} = R_1 = 68 \text{ k}\Omega ,$$

$$R_{B2} = R_{22} + R_{23} + R_{24} = 11.6 \text{ k}\Omega , \quad (18.24)$$

$$R_C = R_{C1} = R_{31} + R_{32} + R_{33} + R_{34} = 4 \text{ k}\Omega ,$$

$$R_{E1} = R_4 + R_{51} + R_{52} = 540 \Omega$$

Se aleg valorile rezistoarelor ce polarizează tranzistorul T<sub>2</sub> astfel :

$$R_{B3} = R_6 = 68 \text{ k}\Omega ,$$

$$R_{B4} = R_7 = 12 \text{ k}\Omega ,$$

$$R_C = R_{C5} = R_{82} = 2.2 \text{ k}\Omega , \quad (18.25)$$

$$R_{E2} = R_9 + R_{10} = 550 \Omega$$

În consecință se montează un reofor la bornele 29 – 30 ale circuitului ;

Trebuie să existe o reacție negativă de curent serie pentru primul etaj

Cu reacție negativă : R<sub>CS</sub> = R<sub>4</sub> = 100Ω ;

Se conectează un reofor la bornele 21 – 18 ale circuitului .

- Se alege : V<sub>i</sub> = 1mV ( amplitudinea semnalului de intrare ) , f ∈(1..2)kHz ( frecvența semnalului de intrare )

- Se conectează un canal al osciloscopului la ieșirea primului etaj ( la bornele 22 – 26 ) ale circuitului ;

- Se conectează la ieșirea primului etaj , un al doilea etaj de amplificare ( T<sub>2</sub> ) .

În consecință se montează un reofor la bornele 23 – 27 ale circuitului ;

- Se conectează un canal al osciloscopului la ieșirea celui de-al doilea etaj ( la bornele 32 – 34 ) ale circuitului ;

- Se vizualizează pe osciloscop (osciloscopul lucrează cu comutatorul pe poziția AC) cele două semnale ( de la ieșirile celor două etaje) ;



- Se desenează cele două semnale, pe același grafic, punându-se în evidență amplitudinile diferite, precum și defazajul  $\varphi$  existent între ele;

- Se citesc și se notează în tabelul 18.2 amplitudinile celor două semnale (osciloscopul lucrează cu comutatorul pe poziția AC);

- Se calculează amplificarea în tensiune pentru cele două etaje separat.

$$A_{V1} = \frac{V_{o1}}{V_i}; \quad A_{V2} = \frac{V_{o2}}{V_i}$$

- Se determină valoarea maximă a semnalului de intrare  $V_{i\max}$  pentru care tranzistoarele nu mai lucrează în clasa A.

- Se notează în tabelul 18.2 aceste valori.

b) Circuitul de reacție este format din rezistența  $R_{TS} = R_{11} = 18\text{k}\Omega$

Se conectează un reofor la bornele 25 – 28 ale circuitului.

Trebuie să existe o reacție negativă de curent serie pentru primul etaj

Cu reacție negativă :  $R_{CS} = R_4 = 100\Omega$ ;

Se conectează un reofor la bornele 21 – 18 ale circuitului.

Valorile celorlalte rezistoare rămân nemodificate.

Se reiau experimentele de la pct.a)

R. N. = $R_{TS} = \dots$	Fără R. N.	$R_{TS} = R_{11}$
$V_i$ [mV]	1	1
$V_{o1}$ [V]		
$V_{o2}$ [V]	1	0.1
$A_{V1}$		
$A_{V2}$	1000	100
$V_{i\max}$ [mV]	4.42	41
Starea tranzistorului $T_2$	Saturație	Saturație

$$R_{B1} = R_1 = 68\text{ k}\Omega,$$

$$R_{B2} = R_{22} + R_{23} + R_{24} = 11.6\text{ k}\Omega,$$

$$R_C = R_{C1} = R_{31} + R_{32} + R_{33} + R_{34} = 4\text{ k}\Omega,$$

$$R_{E1} = R_4 + R_{51} + R_{52} = 540\ \Omega$$

$$R_{B3} = R_6 = 68\text{ k}\Omega,$$

$$R_{B4} = R_7 = 12\text{ k}\Omega,$$

$$R_{E2} = R_9 + R_{10} = 550\ \Omega$$

Tabelul 18.2

c) Concluzii.

De exemplu : - modul în care variază  $A_{V2}$  odată cu apariția R. N.;

- modul în care variază  $V_{i\max}$  (plaja amplitudinii semnalului de intrare) odată cu apariția R. N.;

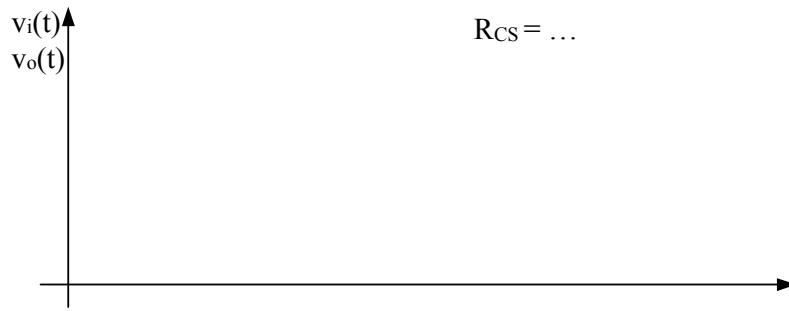
## 18.5. Conținutul referatului :

18.5.1 Scopul lucrării ;

18.5.2. Desen cu schema electrică a montajului ;

18.5.3. Tabelele 18.1 și 18.2 ;

18.5.4. Reprezentările grafice ( pentru varianta fără reacție negativă și pentru cele trei valori ale rezistenței ce formează reacția de curent serie ) ce caracterizează primul etaj de amplificare

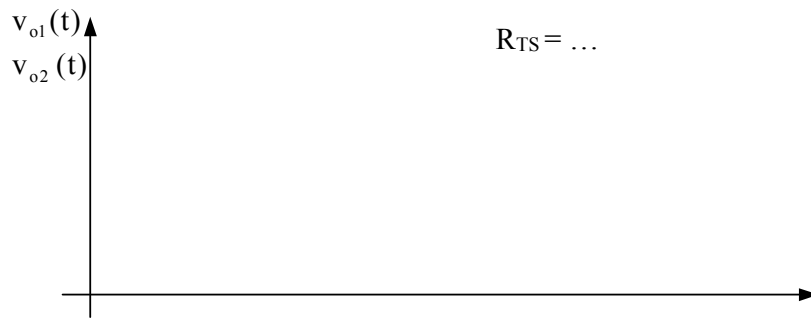


unde

$v_i = V_i \sin(2\pi f t)$  semnalul de intrare ( $V_i = 5\text{mV}$ ),

$v_o = V_o \sin[(2\pi f t) - \varphi]$  semnalul ( fără componentă continuă ) de la ieșirea primului etaj de amplificare ( pentru fiecare grafic se notează valoarea rezistenței ce formează R.N. de C.S. )

18.5.5. Reprezentările grafice ale tensiunilor de la ieșirea celor două etaje , cu și fără R.N. de T.S. :



unde

$v_{o1} = V_{o1} \sin[(2\pi f t) - \varphi_1]$  semnalul ( fără componentă continuă ) de la ieșirea primului etaj de amplificare

$v_{o2} = V_{o2} \sin[(2\pi f t) - \varphi_2]$  semnalul ( fără componentă continuă ) de la ieșirea celui de-al doilea etaj de amplificare ,

18.5.6. Concluzii ;



## LUCRAREA 19

### REALIZAREA PRACTICĂ A UNUI AMPLIFICATOR ÎN CONEXIUNEA E.C.

#### 19.1. Scopul lucrării

- Proiectarea unui amplificator audio cu tranzistorul bipolar în conexiunea E.C.
- Realizarea practică a amplificatorului.
- Verificarea funcționării montajului.

#### 19.2. Materiale folosite

- Montaj (Proiectul practic realizat de fiecare student) ;
- Reofori ;
- Sursă stabilizată de tensiune I – 4105 ;
- Generator de joasă frecvență E – 0502 ;
- Osciloscop E 0103 B ;

#### 19.3. Considerații teoretice

Prezentăm un model de proiect ( partea teoretică) realizat de unul din studenții Academiei .

#### 19.4. Desfășurarea lucrării :

19.4.1 Se realizează partea teoretică a proiectului conform modelului prezentat în continuare

19.4.2. Se realizează practic montajul ;

19.4.3. Se verifică funcționarea corectă a amplificatorului

- Se măsoară P.S.F. – ul notându-se valorile măsurate în *tabelul 19.1*

- Se vizualizează pe osciloscop atât semnalul de la ieșire , cât și cel de la intrare , reprezentându-se pe un singur grafic ca în *figura 19.1* (osciloscopul cu *comutatorul pe poziția AC* )



Fig. 19.1 Reprezentarea grafică a semnalelor de la intrarea , respectiv ieșirea amplificatorului ( doar componenta alternativă a semnalelor )

- Se măsoară amplificarea în tensiune , notându-se valoare în *tabelul 19.1*
- Se mărește amplitudinea semnalului de la intrare până în momentul în care apar distorsiuni ale semnalului de la ieșire .
- Se notează valoarea acestei amplitudini , precum și starea în care intră tranzistorul ( blocare sau saturație )

	$V_{CE}$ [V]	$I_C$ [mA]	$A_V$
Teoretic			
Practic			

$V_{i\max} = \dots\dots\dots$  Tranzistorul intră în ...  
Tabelul 19.1

*Observație :*

Atât graficul din *figura 19.1* cât și *tabelul 19.1* se scriu pe ultima pagină a proiectului teoretic .

19.4.4 . Se susține proiectul , întrebările vizândând partea teoretică , cea practică , precum și interpretarea datelor culese în *tabelul 19.1*.

*Observație :*

- Proiectul prezentat în continuare are doar rolul de a ghida studenții în respectarea algoritmilor de proiectare .
- *El nu trebuie copiat cuvânt cu cuvânt* , mai ales că există posibilitatea ca datele de intrare ( de exemplu amplitudinea semnalului de intrare până la care amplificatorul să nu introducă distorsiuni ) , să fie diferite față de cele prezentate .

ACADEMIA AVIAȚIEI ȘI APĂRĂRII ANTIAERIENE  
“HENRI COANDĂ”

# P R O I E C T

S.S.C.E.

AUTOR : CEZAR RĂDAN  
Plutonul: 321

**-BRASOV 1998 -**

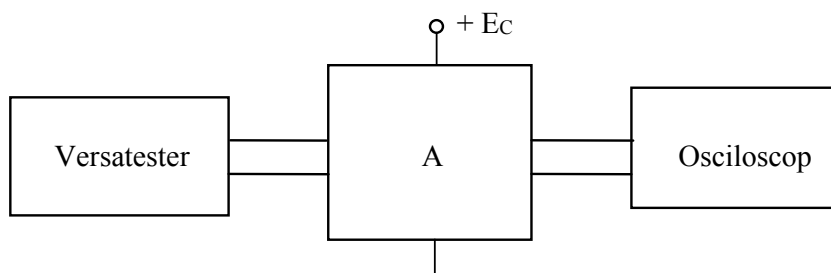
# CUPRINS

	Pag
Cuprins.....	
Tema proiectului.....	
<b>Cap. 1</b> Alegerea datelor de intrare.....	
1.1. Alegerea schemei de principiu.....	
1.2. Alegerea tranzistorului bipolar.....	
1.2.1 Valorile limită .....	
1.2.2 Caracteristicile statice .....	
1.2.3 Caracteristicile dinamice .....	
1.3. Alegerea punctului static de funcționare ( PSF ).....	
1.4. Alegerea tensiunii de alimentare ( $E_C$ ).....	
<b>Cap. 2</b> Proiectarea circuitului de polarizare.....	
2.1. Schema de curent continuu.....	
2.2. Poziționarea punctului static de funcționare pe caracteristica de ieșire.....	
2.3. Calculul teoretic al valorilor rezistoarelor.....	
2.4. Alegerea valorilor rezistoarelor.....	
2.5. Calculul punctului static de funcționare cu valorile rezistoarelor astfel alese .....	
<b>Cap. 3</b> Calculul condensatoarelor.....	
3.1. Proiectarea condensatorului de cuplare dintre etaje .....	
3.2. Proiectarea condensatorului de decuplare.....	
3.3. Alegerea valorilor condensatoarelor.....	
3.4. Verificarea influenței condensatorului din emitor (de decuplare ) asupra montajului de curent alternativ.....	
<b>Cap. 4</b> Proiectarea în curent alternativ.....	
4.1. Schema de curent alternativ.....	
4.2. Explicarea funcționării tranzistorului bipolar ca amplificator	
4.3. Calculul valorilor semnalelor din circuit.....	
4.3.1. Tensiunea în baza tranzistorului $v_b(t)$ .....	
4.3.2. Curentul de baza $i_b(t)$ .....	
4.3.3. Curentul de colector $i_c(t)$ .....	
4.3.4. Tensiunea emitor-colector $v_{ce}(t)$ .....	
4.3.5. Verificarea funcționării etajului în clasa A.....	
<b>Cap. 5</b> Calculul parametrilor etajului.....	
5.1. Rezistența de intrare $R_i$ .....	
5.2. Rezistența de ieșire $R_o$ .....	
5.3. Amplificarea în curent $A_i$ .....	
5.4. Amplificarea în tensiune $A_v$ .....	
<b>Anexă</b> Codul culorilor.....	

*Tema proiectului*

**Să se proiecteze un etaj de amplificare *audio* cu un tranzistor bipolar în conexiune emitor-comun ce poate amplifica un semnal de intrare, de forma  $u_i = U_i \sin \omega t$  unde :  $U_i = 30 \text{ mV}$ ,  $f = 1 \text{ kHz}$ .**

Semnalul de intrare este obtinut de la un versatester cu  $R_g = 50 \Omega$  si drept sarcina se foloseste un osciloscop cu  $R_s = 1 \text{ M}\Omega$ .





## Capitolul 1 Alegerea datelor de intrare

### 1.1. Alegerea schemei de principiu .

Schema aleasă pentru realizarea amplificatorului este prezentată în figura 1.1

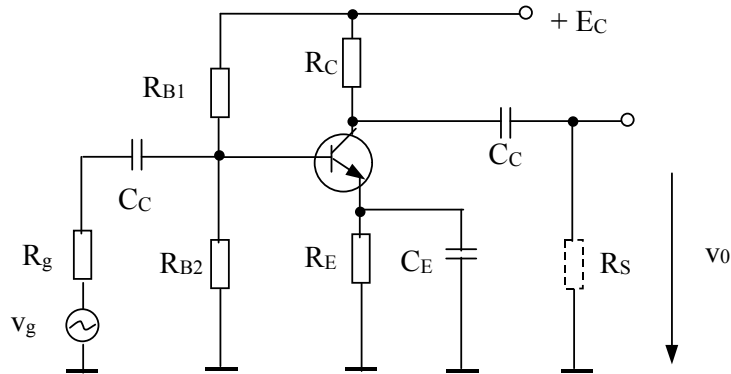


Fig 1.1 Schema unui amplificator în conexiunea E.C.

### 1.2. Alegerea tranzistorului bipolar

Tranzistorul trebuie să îndeplinească următoarele condiții :

- să fie de joasă frecvență ;
- să fie de mică putere ;
- să fie de tipul **nnp** ;

Tranzistorul ales pentru realizarea montajului este **BC 107** .

Din catalog se obțin următoarele date caracteristice funcționării tranzistorului :

#### 1.2.1 Valori limită ale tranzistorului bipolar

- $I_{C \max} = 100 \text{ mA}$  ;
  - $V_{CE \max} = 50 \text{ V}$  ;
  - $P_{\text{totala}} = 300 \text{ mW}$  ;
  - $I_{B \max} = 50 \text{ mA}$  ;
- ( 1.1.)

#### 1.2.2 Caracteristicile statice ale tranzistorului bipolar

- $V_{CE \text{ sat}} = 0,2 \text{ V}$  ;
  - $V_{BE \text{ sat}} = 0,8 \text{ V}$  ;
  - $V_{\gamma} = 0,5-0,6 \text{ V}$  ;
  - $\beta = h_{21} = 125 \div 550$
- ( 1.2.)

#### 1.2.3 Caracteristicile dinamice ale tranzistorului bipolar

- $f_T = 300 \text{ MHz}$  ;
  - $h_{11} = 3,2 \div 8,5 \text{ k}\Omega$  ;
  - $h_{12} = h_{22} \approx 0$  ;
- ( 1.3.)

### 1.3. Alegerea punctului static de funcționare (PSF).

Se aleg următoarele valori ce caracterizează punctul static de funcționare :

$$\begin{aligned} & - I_C = 10 \text{ mA} ; \\ & - V_{CE} = 10 \text{ V} ; \end{aligned} \quad (1.4.)$$

*Observație :*

Valorile alese trebuie să fie mai mici decât valorile limită maxime caracteristice tranzistorului ( vezi 1.2.1 ) .

$$\begin{aligned} & - I_C < I_{C\max} = 10 \text{ mA} ; \\ & - V_{CE} < V_{CE\max} = 10 \text{ V} ; \\ & - P_d = I_C \cdot V_{CE} = 100 \text{ mW} < P_{\text{totala}} = 300 \text{ mW} ; \end{aligned}$$

În cazul în care valorile alese pentru P.S.F. sunt mai mari decât valorile limită maxime , se aleg alte valori ale curentului de colector sau ale tensiunii colector – emitor , care vor respecta condițiile ( 1.1.)

Se măsoară cu ajutorul tranzistormetrului factorul de amplificare la semnal mare -  $\beta$  -

*Observație :*

Măsurarea lui  $\beta$  se realizează în P.S.F. – ul odată ales .

În urma măsurătorii am obținut :

$$\beta = 225 \quad (1.5.)$$

Cum  $I_C \approx I_E = 10 \text{ mA}$  , obținem :

$$\left. \begin{aligned} I_E &= \beta \cdot I_B \\ \beta &= 225 \end{aligned} \right\} \Rightarrow I_B = \frac{I_E}{\beta} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{225} = 44 \mu\text{A} \quad (1.6.)$$

În concluzie :

$$\text{P.S.F. ( ales )} = ( I_C = 10 \text{ mA} , V_{CE} = 10 \text{ V} , I_B = 44 \mu\text{A} ) \quad (1.7.)$$

### 1.4. Alegerea tensiunii de alimentare ( $E_c$ )

$$V_{CE} = \frac{E_c}{2} \Rightarrow E_c = 2V_{CE} = 20 \text{ V} \quad (1.8.)$$

*Observație :*

La alegerea valorii tensiunii de alimentare stau următoarele considerente :

- P.S.F. – ul se plasează de obicei la jumătatea drepte de sarcină , pentru ca intrarea în blocare sau saturație a tranzistorului să se producă simetric . ( În momentul intrării în saturație sau blocare , tranzistorul intră în *blocare* sau saturație ) .

- Să existe posibilitatea de a obține această valoare de la o sursă de tensiune continuă existentă în laborator .

De exemplu valoarea maximă a tensiunii se obține de la o sursă de tensiune I 4104 având valoarea de 40 V la 5 A .

## Capitolul 2 Proiectarea circuitului de polarizare

### 2.1. Schema de curent continuu

Schema de curent continuu a amplificatorului este prezentată în figura 2.1

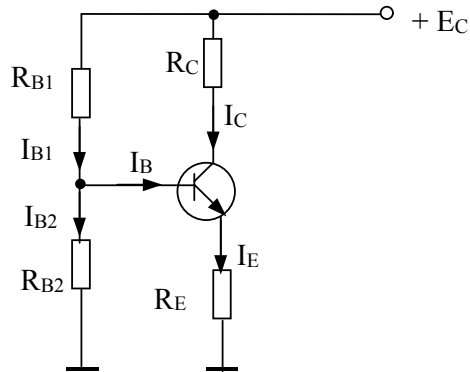


Fig 2.1 Schema unui amplificator în conexiunea E.C.

### 2.2. Poziționarea punctului static de funcționare pe caracteristica de ieșire

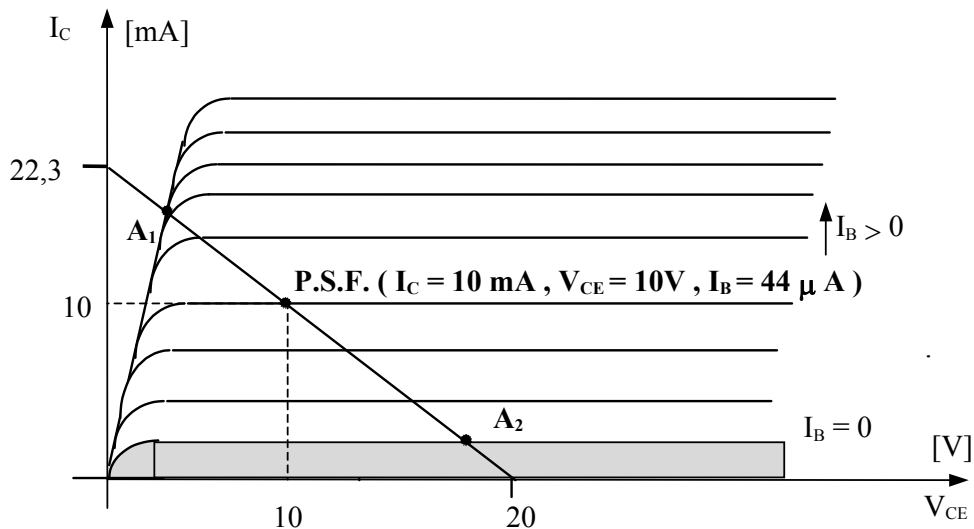


Fig.2.2. Poziționarea P.S.F. – ului unui tranzistor npn în zona activă .  
 $A_1$  punct de intrare în saturație ;  $A_2$  punct de intrare în blocare

Ecuția dreptei de sarcină este următoarea :

$$E_C = V_{CE} + I_C R_C + I_E R_E \quad (2.1.)$$

$$\text{Cum } I_C \approx I_E \Rightarrow E_C = V_{CE} + I_C (R_C + R_E) \quad (2.2.)$$

Punctele de intersecție ale dreptei de sarcină cu axele sunt următoarele :

$$\text{Pentru } V_{CE} = 0 \Rightarrow I_{CM} = \frac{E_C}{R_C + R_E} = 22,3 \text{ mA} \quad (2.3.)$$

$$\text{Pentru } I_C = 0 \Rightarrow V_{CE} = E_C = 20 \text{ V} \quad (2.4.)$$

### 2.3. Calculul teoretic al valorilor rezistoarelor

Utilizăm schema de c.c. - vezi figura 2.3 - pe care am notat tensiunile și curenții utilizați în calcule

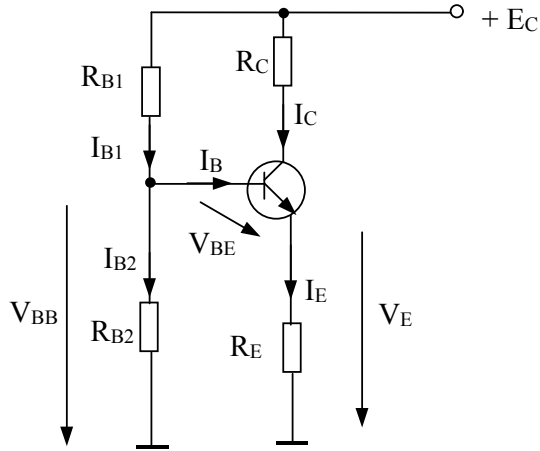


Fig 2.3 Schema utilizată la determinarea valorii rezistoarelor

Valorile tensiunilor și curenților ( datele de intrare ) sunt următoarele :

$$- \begin{cases} V_{CE} = 10V \\ I_C = 10mA \\ \beta = 225 \end{cases} , E_C = 20V ,$$

-  $V_{BE} = V_\gamma = 0,6V$  ( considerăm tranzistorul polarizat în zona activă ) ,

*Observație :*

Avem nevoie de un sistem de patru ecuații , deoarece avem patru necunoscute :

$R_C , R_E , R_{B1} , R_{B2}$

Aceste patru ecuații sunt următoarele :

a) Ecuația dreptei de sarcină

$$E_C = V_{CE} + I_C R_C + I_E R_E$$

b) și c) Ecuații obținute din analiza matematică a rolului rezistorului  $R_E$  .

Amintim că unul din rolurile acestui rezistor este de a face mai puțin sensibil curentul de colector la *variațiile* factorului de amplificare în curent -  $\beta$  -

Putem scrie că :

$$\begin{cases} I_C = \beta I_B \\ I_E = I_B + I_C \\ E_C = I_{B1} R_{B1} + I_{B2} R_{B2} \Rightarrow \\ I_{B2} R_{B2} = V_{BE} + I_E R_E \\ I_{B1} = I_B + I_{B2} \end{cases}$$

Expresia curentului de colector este :

$$I_C = \beta \frac{\frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot E_C - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} \quad (2.5.)$$

Pentru îndeplini această condiție trebuie ca

$$R_B \ll (\beta + 1)R_E, \quad R_B = \left(\frac{1}{20} \div \frac{1}{10}\right) (\beta + 1)R_E \quad (2.6.)$$

$$\text{Alegem } R_B = \frac{1}{15} (\beta + 1)R_E \quad (2.7.)$$

În acest caz expresia curentului de colector devine :

$$I_C \approx \frac{\frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot E_C - V_{BE}}{R_E} \quad (2.8.)$$

d) A patra ecuație este obținută din *alegerea* tensiunii  $V_{EE}$  din emitorul tranzistorului :

$$\text{Uzual } V_{EE} = I_E R_E = \left(\frac{1}{10} \div \frac{1}{5}\right) V_{CE} \quad (2.9.)$$

$$\text{Alegem } V_{EE} = I_E R_E = 2V \quad (2.10.)$$

În concluzie sistemul de ecuații este :

$$\left\{ \begin{array}{l} E_C = V_{CE} + I_C R_C + I_E R_E \\ R_B = \frac{1}{15} (\beta + 1)R_E \\ I_C \approx \frac{\frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot E_C - V_{BE}}{R_E} \\ V_{EE} = I_E R_E = \frac{1}{5} V_{CE} \end{array} \right. \quad \text{Cum } V_{BE} = V_\gamma = 0,6V \text{ și } I_C \approx I_E \text{ obținem :}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R_E = 200\Omega, \\ R_C = 800\Omega \\ R_{B1} = 23,07 \text{ k}\Omega \\ R_{B2} = 3,44 \text{ k}\Omega \end{array} \right. \quad (2.11.)$$

#### 2.4. Alegerea valorilor rezistoarelor

Din catalogul de componente pasive se aleg valori pentru rezistoarele ce formează circuitul de poarizare al tranzistorului . Valorile rezistoarelor sunt alese astfel încât să fie cât mai apropiate de valorile calculate teoretic – vezi *tabelul 2.1*

Rezistorul	Tipul rezistorului	Valoarea nominală [Ω]	Toleranța (%)	Puterea totală [W]
$R_E$	Pelicular	150	+5%	0,02
$R_C$	Pelicular	800	+5%	0,02
$R_{B1}$	Pelicular	22.000	+5%	0,02
$R_{B2}$	Pelicular	3.400	±5%	0,02

Tab. 2.1 Valorile de catalog ale rezistoarelor ce polarizează tranzistorului

*Observație :*

- Este preferabil ca toate rezistoarele din montaj să fie de același tip .

### 2.5. Calculul P.S.F –ului cu valorile astfel alese pentru circuitul de polarizare ( Analiza circuitului )

Ecuțiile în urma cărora se calculează P.S.F.-ul sunt următoarele :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_C \approx I_E \\ I_C = \beta \cdot \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot E_C - V_\gamma \\ E_C = V_{CE} + I_C R_C + I_E R_E \\ I_B = \frac{I_C}{\beta} \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} I_C \approx I_E = 10,14 \text{ mA} \\ V_{CE} = 11,89 \text{ V} \\ I_B \approx 45 \mu\text{A} \end{array} \right. \quad (2.12.)$$

Pe caracteristica de ieșire plasăm atât P.S.F.- ul rezultat în urma proiectării , cât și cel rezultat în urma analizei – vezi figura 2.4 .

**P.S.F. – ales - (  $I_C = 10 \text{ mA}$  ,  $V_{CE} = 10 \text{ V}$  ,  $I_B = 44 \mu\text{ A}$  ) = P.S.F.<sub>1</sub>**

**P.S.F. – rezultat - (  $I_C = 10,14 \text{ mA}$  ,  $V_{CE} = 11,89 \text{ V}$  ,  $I_B = 45 \mu\text{ A}$  ) = P.S.F.<sub>2</sub>**

De asemenea  $V_{BB} = V_\gamma + R_E I_E = 0,75 \text{ V}$

*Observație :*

- Puterea disipată pe rezistoare trebuie să fie mai mică decât puterea totală ( maximă )

Exemplu :

$$P_{\text{disipată}}(R_E) = I_E^2 R_E = 15,4 \text{ mW} < P_{\text{totală}} = 2 \text{ mW}$$

- În cazul în care se constată o diferență mare între valoarea **P.S.F. ales** și cel **P.S.F. – rezultat** se aleg alte valori pentru rezistoare , recalculându-se noul punct static de funcționare .

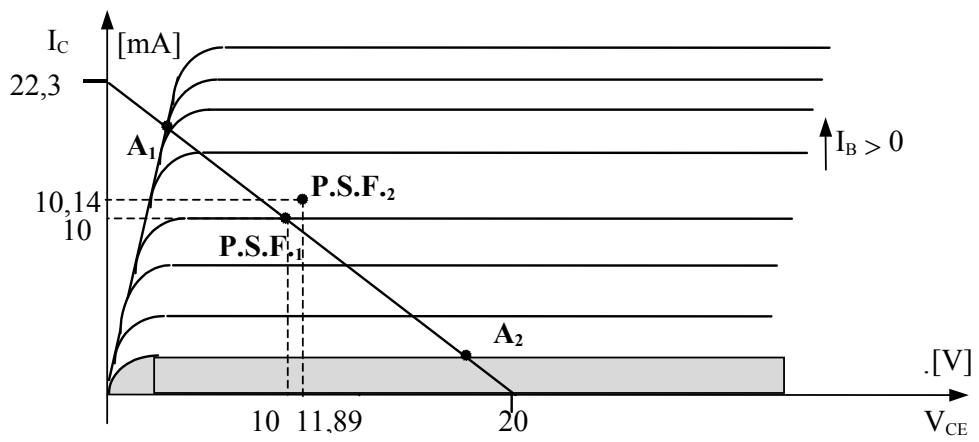


Fig.2.4. Poziționarea P.S.F.- ul rezultat în urma proiectării , cât și cel rezultat în urma analizei .

### Capitolul 3 Calculul valorilor condensatoarelor

Pentru a determina valorile condensatoarelor calculăm expresia amplificării în tensiune a etajului de amplificare , luând în calcul efectul introdus de condensatoare .

Fiind impusă condiția de proiectare , ca amplificatorul să fie unul *audio* rezultă că banda de frecvență este :  $B = (20 \text{ Hz} \div 20 \text{ kHz})$ . vezi *figura 3.1*

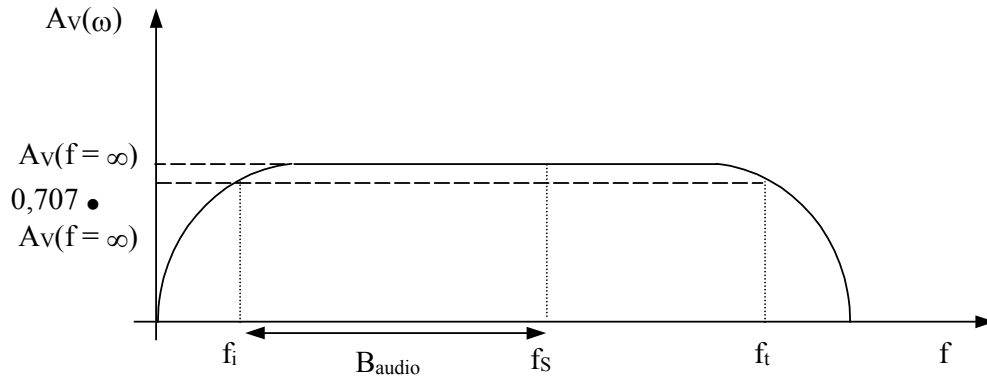


Fig. 3.1 Banda de frecvență a amplificatorului audio

*Observație :*

-  $f_t$  – frecvența de tăiere – depinde de parametrii constructivi ai tranzistorului ( la care amplificarea în tensiune scade cu 3 dB ).

În cazul de față , tranzistorul fiind BC 107 , frecvența lui de tranziție ( la care amplificarea în tensiune este egală cu unitatea ) este :  $f_T = 300 \text{ MHz}$  .

-  $f_t = \frac{f_T}{\beta} \approx 1 \text{ MHz}$  .

- Până la această frecvență influența capacităților ce apar în modelul Giacoletto poate fi neglijat . De la aceste frecvență reactanțele devin mai mici , fiind comparabile cu rezistoarele ce sunt situate în paralel cu condensatoarele . În acest caz amplificarea în tensiune va scade .

-  $f_i$  – frecvența inferioară ( la care amplificarea în tensiune scade cu 3 dB ) este influențată de valoarea condensatoarelor din circuit .

Algoritmul de calcul al valorilor minime ale condensatoarelor este următorul :

- Se calculează amplificarea în tensiune fără a lua în calcul efectul reactanțelor condensatoarelor . ( La o frecvență destul de mare ,  $A_v(\omega \rightarrow \infty)$  la care condensatoarele se comportă ca scurtcircuite . )

- Se calculează amplificarea în tensiune  $A_v(\omega)$  ținând cont de valorile reactanțelor condensatoarelor .

- Se consideră  $C_E \rightarrow \infty \Rightarrow X_E = \frac{1}{j\omega C_E} = 0$  .

Din condiția  $A_v(\omega_i)(X_E = 0) = 0,707 A_v(\omega \rightarrow \infty)$  , se determină  $C_{C \min}$

- Se consideră  $C_C \rightarrow \infty \Rightarrow X_C = \frac{1}{j\omega C_C} = 0$  .

Din condiția  $A_v(\omega_i)(X_C = 0) = 0,707 A_v(\omega \rightarrow \infty)$  , se determină  $C_{E \min}$



$$A_V(\omega) = \frac{V_o}{V_g}$$

$$A_V(\omega \rightarrow \infty) = - \frac{h_{21} R'_C}{\left(1 + \frac{h_{11}}{R_B}\right) (R_g + R'_B)} \quad (3.1)$$

Considerând că  $h_{12} = h_{22} = 0$  și ținând cont de efectul condensatoarelor asupra amplificatoarelor, obținem schema echivalentă din figura 3.2.

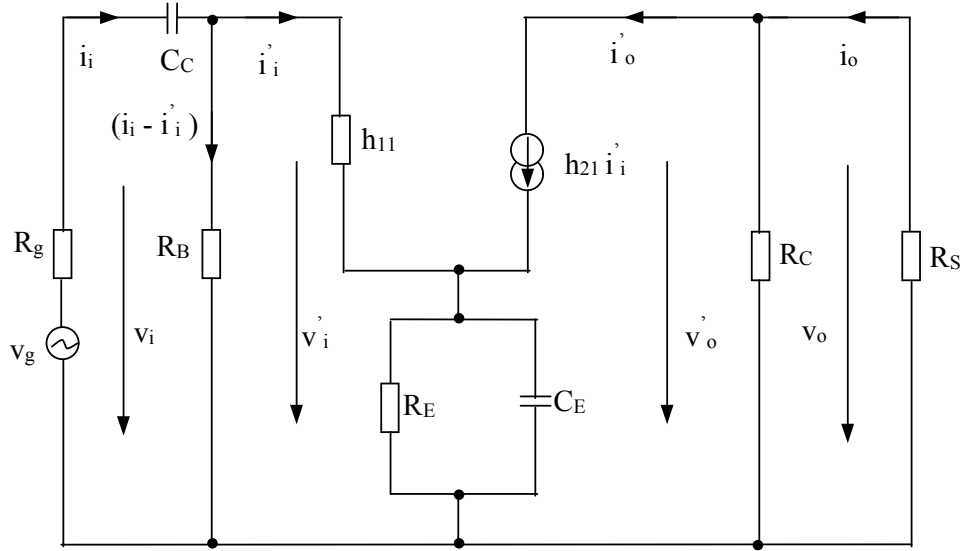


Fig.3.2. Schema echivalentă a amplificatorului în conexiunea E.C.

$$\text{unde : } R_B = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}, R'_B = R_B \parallel h_{11} = \frac{R_B h_{11}}{R_B + h_{11}}, R'_C = R_C \parallel R_S = \frac{R_C R_S}{R_C + R_S}$$

Din figura 3.3. obținem următorul sistem de ecuații :

$$\begin{cases} v_g = i_i (R_g + X_C) + (i_i - i'_i) R_B \\ v'_o = v_o = -i'_o R'_C \\ (i_i - i'_i) R_B = (h_{21} + 1) i'_i (R_E \parallel X_E) + i'_i h_{11} \\ i'_o = h_{21} i'_i \end{cases} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \begin{cases} v_g = \left\{ \left[ \frac{h_{21} + 1}{R_B} (R_E \parallel X_E) + 1 + \frac{h_{11}}{R_B} \right] (R_B + R_g + X_C) - R_B \right\} i'_i \\ v_o = -h_{21} R'_C i'_i \end{cases}$$

$$\Rightarrow A_V(\omega) = - \frac{h_{21} R'_C}{\left[ \frac{h_{21} + 1}{R_B} (R_E \parallel X_E) + 1 + \frac{h_{11}}{R_B} \right] (R_B + R_g + X_C) - R_B} \quad (3.2)$$

Reamintim că expresia amplificării în tensiune este o mărime complexă , putând deci scrie că :

$$A_v(\omega) = \text{Re}\{A_v(\omega)\} + j\text{Im}\{A_v(\omega)\}$$

### 3.1. Proiectarea condensatorului de cuplare ( $C_C$ )

Amplificarea în tensiune trebuie să fie constantă pentru frecvențele de la 20 Hz la 20 KHz . Problema care se pune este cât trebuie să fie capacitatea (valoarea minimă) condensatorului  $C_C$ , astfel încât  $X_C$  să fie mică , la frecvențe mici . Pentru a ușura calculele matematice considerăm efectul condensatorului de decuplare  $C_E$  neglijabil .

Deci :

$$A_v(\omega)|_{X_E=0} = -\frac{h_{21} \cdot R'_C}{(X_C + R_B + R_g) \left(1 + \frac{h_{11}}{R_B}\right) - R_B} \quad (3.3.)$$

sau

$$A_v(\omega)|_{X_E=0} = -\frac{h_{21} \cdot R'_C}{\left(\frac{1}{j\omega C_C} + R_B + R_g\right) \left(1 + \frac{h_{11}}{R_B}\right) - R_B}$$

$$A_v(\omega)|_{X_E=0} = -\frac{h_{21} \cdot R'_C \left\{ \left[ (R_B + R_g) \left(1 + \frac{h_{11}}{R_B}\right) - R_B \right] + j \frac{1}{\omega \cdot C_C} \left(1 + \frac{h_{11}}{R_B}\right) \right\}}{\left[ (R_B + R_g) \left(1 + \frac{h_{11}}{R_B}\right) - R_B \right]^2 + \frac{1}{\omega^2 \cdot C_C^2} \left(1 + \frac{h_{11}}{R_B}\right)^2}$$

Calculăm  $|A_v(\omega)|_{X_E=0}$

$$|A_v(\omega)|_{X_E=0} = h_{21} R'_C \cdot \frac{\sqrt{\left[ (R_B + R_g) \left(1 + \frac{h_{11}}{R_B}\right) - R_B \right]^2 + \frac{1}{\omega^2 C_C^2} \left(1 + \frac{h_{11}}{R_B}\right)^2}}{\sqrt{\left\{ \left[ (R_B + R_g) \left(1 + \frac{h_{11}}{R_B}\right) - R_B \right]^2 + \frac{1}{\omega^2 C_C^2} \left(1 + \frac{h_{11}}{R_B}\right)^2 \right\}^2}}$$

$$|A_v(\omega)|_{X_E=0} = \frac{h_{21} R'_C \omega C_C}{\left(1 + \frac{h_{11}}{R_B}\right) \sqrt{\omega^2 C_C^2 \left(R_g + \frac{R_B h_{11}}{R_B + h_{11}}\right)^2 + 1}}, \text{ sau}$$

$$|A_v(\omega)|_{X_E=0} = \frac{h_{21} R'_C \omega C_C}{\left(1 + \frac{h_{11}}{R_B}\right) \sqrt{\omega^2 C_C^2 (R_g + R'_B)^2 + 1}} \quad (3.4.)$$

Din condiția  $A_v(\omega_i)|_{X_E=0} = 0,707 A_v(\omega \rightarrow \infty)$  obținem :

$$\frac{h_{21}R'_C \omega_i C_C}{\left(1 + \frac{h_{11}}{R_B}\right) \sqrt{\omega_i^2 C_C^2 (R_g + R'_B)^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{h_{21}R'_C}{\left(1 + \frac{h_{11}}{R_B}\right) (R_g + R'_B)} \quad \text{și în final}$$

$$\omega_i = \frac{1}{C_C (R_g + R'_B)} \quad (3.5)$$

Valoarea minimă a capacității condensatorului este :

$$C_{C\min} = \frac{1}{\omega (R_g + R'_B)} \quad (3.6)$$

Numeric obținem :  $C_{C\min} = 0,1 \mu\text{F}$

### 3.2. Proiectarea condensatorului de decuplare ( $C_E$ )

Problema care se pune este cât trebuie să fie capacitatea (valoarea minimă) condensatorului  $C_E$ , astfel încât  $X_E$  să fie mică , la frecvențe mici .

Pentru a ușura calculele matematice considerăm efectul condensatorului de cuplare  $C_C$  neglijabil .

Deci :

$$A_v(\omega) \Big|_{X_C=0} = - \frac{h_{21}R'_C}{\left[ \frac{(h_{21}+1)}{R_B} (R_E \parallel X_E) + 1 + \frac{h_{11}}{R_B} \right] (R_B + R_g) - R_B} \quad (3.7)$$

sau

$$A_v(\omega) \Big|_{X_C=0} = - \frac{h_{21}R'_C}{(h_{21}+1) \left(1 + \frac{R_g}{R_B}\right) (R_E \parallel X_E) + R_g + h_{11} \left(1 + \frac{R_g}{R_B}\right)} \quad (3.8)$$

Din condiția  $A_v(\omega_i) \Big|_{X_C=0} = 0,707 A_v(\omega \rightarrow \infty)$  obținem :

$$\omega_i = \frac{h_{21}+1}{C_C (R_g + h_{11})} \quad (3.9)$$

Valoarea minimă a capacității condensatorului este :

$$C_{E\min} = \frac{h_{21}+1}{\omega (R_g + h_{11})} \quad (3.10)$$

Numeric obținem :  $C_{E\min} = 12 \mu\text{F}$

### 3.3. Alegerea valorilor condensatorului

Din catalogul de componente pasive se aleg valori pentru condensatoare astfel încât să respecte condițiile calculate teoretic – vezi *tabelul 3.1*

Condensatorul	Tipul	Valoarea nominală [ $\mu$ F]	Toleranța (%)	Tensiunea nominală [V]
$C_E$	Electrolitic cu Al	12	$\pm 5\%$	100
$C_C$	Electrolitic cu Al	1	$\pm 5\%$	25

Tab. 3.1 Valorile de catalog ale condensatoarelor

### 3.4. Verificarea influenței condensatorului din emitor asupra montajului de curent alternativ

Deoarece amplificatorul este în conexiunea E.C. este obligatoriu ca la funcționarea în c.a. ( la frecvența de lucru ) , condensatorul din emitorul tranzistorului să scurtecircuiteze rezistorul  $R_E$  , punând la masă emitorul tranzistorului .

Matematic este necesar ca :

$$X_E \ll R_E$$

La frecvența  $f = 1$  kHz obținem

$$X_E \approx 13,33 \Omega \ll 150 \Omega = R_E \Rightarrow X_E \ll R_E$$

*Observație :*

- În cazul în care se constată că valorile alese pentru condensatorul de decuplare din emitor sunt prea mici , reactanța condensatorului fiind comparabilă cu cea a rezistorului  $R_E$  , se va alege din catalog o altă valoare pentru condensator .

## Capitolul 4 Proiectarea în curent alternativ

### 4.1. Schema de curent alternativ

Schema de curent alternativ a amplificatorului este prezentată în figura 2.1

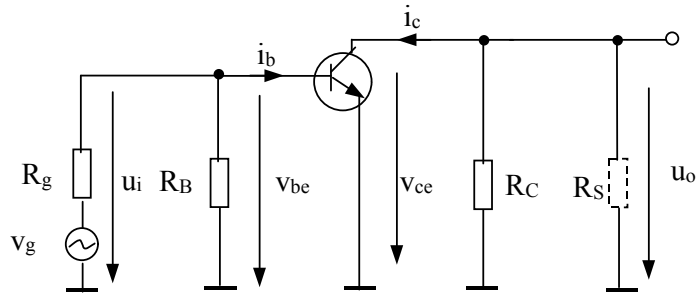


Fig 4.1 Schema de c.a. a unui amplificator în conexiunea E.C.

*Observații :*

- Semnalul de intrare este un semnal pur sinusoidal ( nu are componentă continuă ) .

$$\left. \begin{array}{l} u_g = u_i(t) = U_i \sin \omega t \\ R_g \text{ - foarte mic} \end{array} \right\} \Rightarrow v_{be}(t) = u_i(t) = U_i \sin \omega t$$

- Semnalul de ieșire are aceeași frecvență cu semnalul de intrare , este în antifază cu acesta , având amplitudinea de aproximativ  $A_V$  ori mai mare .

$$\left. \begin{array}{l} v_{ce}(t) = -i_c(t)R'_C \\ R'_C = R_C \parallel R_S \end{array} \right\} \Rightarrow R'_C = R_C \left\} \Rightarrow v_{ce}(t) = -i_c(t)R_C$$

Daca  $R_C \ll R_S$

### 4.2. Explicarea funcționării tranzistorului bipolar ca amplificator

Am ales un tranzistor de curent mic, frecvență și putere mică: BC107 npn.

În instalațiile electronice sunt folosite trei moduri de conectare a tranzistoarelor: montaj cu emitor comun, bază comună și cu colector comun. Astfel de montaje pot fi în curent alternativ, când electrodul este numai în curent alternativ (pentru semnalele de intrare și ieșire) și în curent continuu, când electrodul este comun pentru două surse de alimentare.

În funcție de alegerea regimului de lucru, tranzistorul poate lucra în zona de tăiere, zona activă și zona de saturație. În zona de tăiere, ambele joncțiuni sunt polarizate în sens invers, în zona de saturație ambele joncțiuni au o polarizare directă, iar joncțiunea de colector are o polarizare inversă.

Tranzistoarele sunt folosite în montaje ca amplificatoare și comutatoare . În regimul de amplificare tranzistorul funcționează în zona activă . În regimul de comutație tranzistorul funcționează în toate trei zone, deoarece punctul de lucru trece rapid prin zona activă și se menține în zonele de saturație și de tăiere.

### 4.3. Calculul valorilor semnalelor din circuit

$$\begin{cases} i_B(t) = I_B + i_b(t) = I_B + I_b \sin \omega t \\ v_B(t) = V_{BB} + v_{be}(t) = V_{BB} + U_i \sin \omega t \\ i_c(t) = I_C + i_c(t) = I_C + I_c \sin \omega t \\ v_c(t) = V_{CE} + v_{ce}(t) = V_{CE} + V_{ce} \sin(\omega t + \pi) \end{cases}$$

#### 4.3.1. Semnalul din baza tranzistorului $v_B(t)$ - figura 4.2

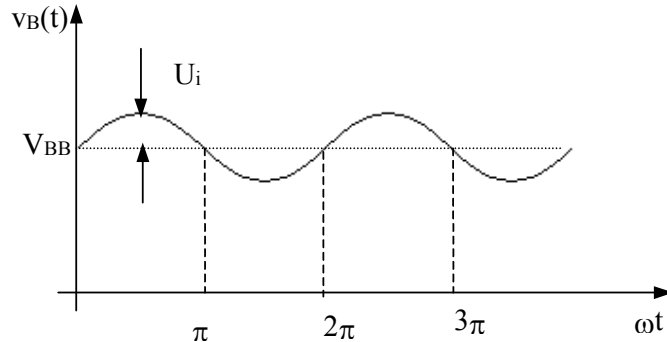


Fig.4.2  $v_B(t)$  - Semnalul din baza tranzistorului

$$\begin{aligned} v_B(t) &= V_{BB} + v_{be} = V_{BB} + U_i \sin \omega t \\ v_{B_{\max}}(t) &= V_{BB} + U_i = 780 \text{ mV} \\ v_{B_{\min}}(t) &= V_{BB} - U_i = 720 \text{ mV} \end{aligned}$$

#### 4.3.2. Curentul din baza tranzistorului $i_B(t)$ - figura 4.3

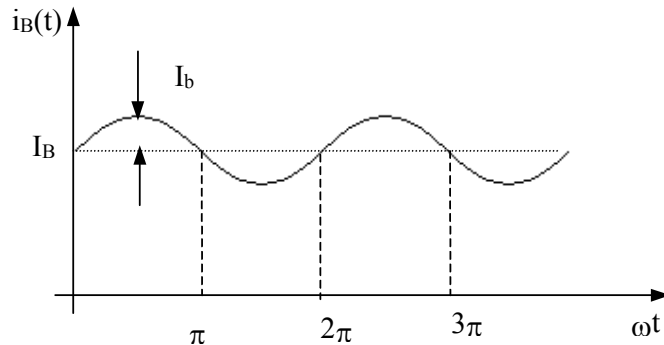


Fig.4.3  $i_B(t)$  - Curentul din baza tranzistorului

$$i_B(t) = I_B + i_b(t) = I_B + I_b \sin \omega t = I_B + \frac{U_i \sin \omega t}{h_{11}}$$

$$i_b(t) = \frac{U_i \sin \omega t}{h_{11}}$$

În cel mai defavorabil caz ( $h_{11} = 3,2 \text{ k}\Omega$ ), obținem :  $I_b = 9,37 \mu\text{A}$

$$i_{B_{\max}}(t) = I_B + \frac{U_i}{h_{11}} = 54,37 \mu\text{A}$$

$$i_{B_{\min}}(t) = I_B - \frac{U_i}{h_{11}} = 35,63 \mu\text{A}$$

#### 4.3.3. Curentul din colector - figura 4.4

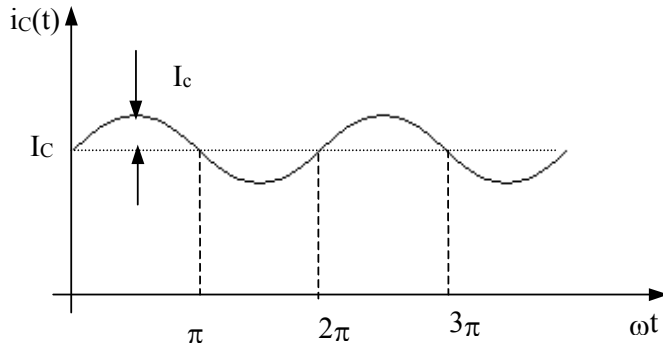


Fig.4.4  $i_c(t)$  - Curentul din colectorul tranzistorului

$$i_c(t) = I_C + i_c(t)$$

$$i_c(t) = h_{21}i_b(t)$$

$$i_c(t) = I_C + h_{21}i_b(t) = I_C + h_{21} \frac{U_i}{h_{11}} \sin \omega t = I_C + I_c \sin \omega t$$

$$I_c = h_{21} \frac{U_i}{h_{11}} = 2,1 \text{ mA}$$

$$i_{c\max}(t) = I_C + h_{21} \frac{U_i}{h_{11}} = 12,24 \text{ mA}$$

$$i_{c\min}(t) = I_C - h_{21} \frac{U_i}{h_{11}} = 8,04 \text{ mA}$$

#### 4.3.4. Tensiunea de ieșire - figura 4.5

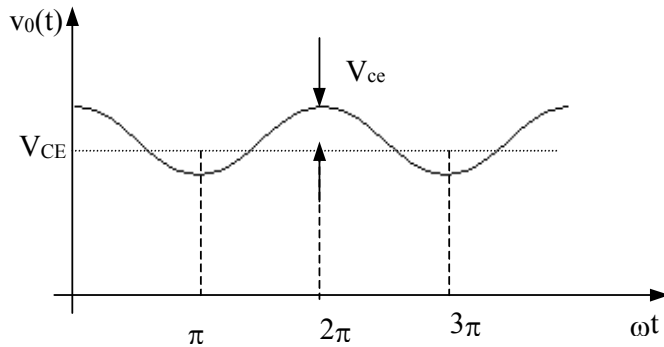


Fig.4.5  $v_0(t)$  - Semnalul din colectorul tranzistorului

$$v_o(t) = v_{CE}(t) = V_{CE} + v_{ce}(t) = V_{CE} - i_c(t)R_C = V_{CE} - \frac{h_{21}}{h_{11}} U_i R_C \sin \omega t$$

$$v_{ce}(t) = V_{ce} \sin(\omega t - \varphi)$$

$$V_{ce} = \frac{h_{21}}{h_{11}} U_i R_C = 1,68 \text{ V}$$

$$v_{O\max}(t) = V_{CE} + R_C U_i \frac{h_{21}}{h_{11}} = 13,57 \text{ V}$$

$$v_{O\min}(t) = V_{CE} - R_C U_i \frac{h_{21}}{h_{11}} = 10,21 \text{ V}$$

#### 4.3.5. Verificarea funcționării etajului în clasa A

Trebuie să verificăm ca la ieșire semnalul să nu fie distorsionat . Pentru ca semnalul să nu fie distorsionat, trebuie ca tranzistorul să nu intre în blocare sau saturație.

Cum  $v_{B\min}(t) > V_{\gamma}$  ,  $i_{B\min}(t) > 0$  ,  $v_{O\max}(t) < E_C$  tranzistorul nu intră în blocare

Cum  $v_{O\min}(t) > V_{CE\text{sat}}$  tranzistorul nu intră în saturație

În concluzie , semnalul la ieșire nu este distorsionat.



## Capitolul 5 Calculul parametrilor etajului

### 5.1. Rezistența de intrare $R_i$

$$R_{i,T} = \frac{V_i'}{I_i} \cong h_{11} = 2,88 \text{ k}\Omega$$

$$R_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{R_{i,T}R_B}{R_{i,T} + R_B} = \frac{h_{11}R_B}{h_{11} + R_B} = 2,87 \text{ k}\Omega$$

### 5.2. Rezistența de ieșire $R_o$

$$R_{o,T} = \frac{V_o'}{I_o} = \frac{1}{h_{22}} \gg \rightarrow \infty$$

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = R_C \left\| \frac{1}{h_{22}} = \frac{R_C \frac{1}{h_{22}}}{R_C + \frac{1}{h_{22}}} \right\} \Rightarrow R_o = R_C \left\| \frac{1}{h_{22}} \cong R_C = 800 \Omega$$

$\frac{1}{h_{22}} \rightarrow \infty \Rightarrow R_C \ll \frac{1}{h_{22}}$

### 5.3. Amplificarea în curent $A_I$

$$A_I = h_{21} \frac{R_C}{R_C + R_S}$$

$$A_I \cong 179$$

### 5.4. Amplificarea în tensiune $A_v$

$$A_v = -\frac{v_o}{u_g} \Big|_{h_{12} = h_{22} = 0} = -\frac{h_{21}R_C'}{\left(1 + \frac{h_{11}}{R_B}\right)(R_g + R_B')} \approx -56,25$$

## ANEXA Codul culorilor

CULOARE	Prima cifră semnificativă (a)	A doua cifră semnificativă (b)	Factor de multiplicare (c)	Toleranța (%)
1. Argintiu	--	--	$10^{-2}$	+10%
2. Auriu	--	--	$10^{-1}$	+ 5%
3. Negru	--	0	$10^0$	--
4. Maro	1	1	$10^1$	+ 1%
5. Roșu	2	2	$10^2$	+ 2%
6. Portocaliu	3	3	$10^3$	--
7. Galben	4	4	$10^4$	--
8. Verde	5	5	$10^5$	--
9. Albastru	6	6	$10^6$	--
10. Violet	7	7	$10^7$	--
11. Gri	8	8	$10^8$	--
12. Alb	9	9	$10^9$	--
13. fără culoare	--	--	--	±20

Codificarea literară a coeficientului de multiplicare a valorii rezistențelor		Codificarea literară a toleranței rezistențelor	
Factor de multiplicare	Litera	Toleranța (%)	Litera
1	R	+ 0,1	B
$10^3$	K	+0,25	C
$10^6$	M	+0,50	D
$10^9$	G	+ 1	F
$10^{12}$	T	+ 2	G
		+ 5	J
		+10	K
		+20	M
		+30	N



## LUCRAREA 20

### CIRCUITUL BASCULANT ASTABIL ( C.B.A.)

#### 20.1.Scopul lucrării :

Studiul circuitului astabil cu tranzistoare bipolare în cuplaj colector-bază ;

- Vizualizarea formelor de undă a semnalului de pe colectorul, respectiv baza tranzistoarelor
- Calculul duratei perioadei și a factorului de umplere a semnalului dreptunghiular (semnal din colectorul tranzistoarelor);

#### 20.2.Materiale folosite

- Montaj experimental;
- Reofori;
- Sursă stabilizată de tensiune I- 4105
- Osciloscop E 0103 B

#### 20.3 Considerații teoretice

20.3.1. Tranzistorul bipolar de tip npn în regim de saturație și de blocare în conexiunea E.C.

În figura 20.1 se prezintă un tranzistor npn în conexiunea EC (scheme de principiu)

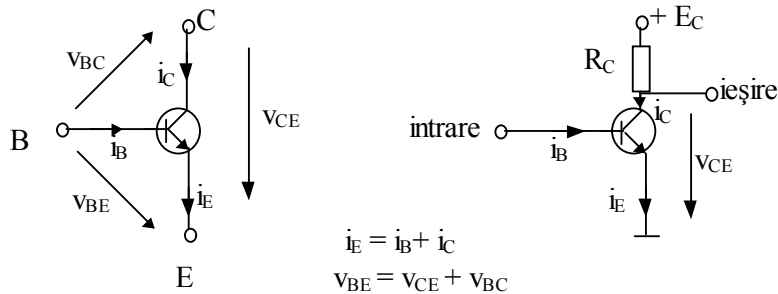


Fig.20.1 Tranzistor npn ; Tensiuni și curenți caracteristici

20.3.1.1. Regimul de blocare

Regimul de blocare apare la un TB când ambele joncțiuni sunt polarizate invers :

$$V_{BE} < 0 ; V_{BC} < 0.$$

Din ecuațiile Ebers-Moll se obțin condițiile de curent:

$$i_E = 0 ; i_C = I_{CB0}$$

În cazul conexiunii EC se obțin următoarele condiții de curent pentru ca tranzistorul să fie blocat:

$$i_E = 0 ; i_C = I_{CB0} ; i_B = -I_{CB0} \quad (20.1.)$$

Zona din caracteristica de ieșire pentru care  $i_C \in [0, I_{CB0}]$  se numește *regiune de blocare profundă* - vezi figura 20.2

Practic, în cazul conexiunii EC se poate considera că regimul de blocare începe din momentul în care :

$$i_B = 0 \Rightarrow i_C = I_{CE0} - \text{vezi figura 20.2}$$

Ținând cont de condițiile de curent se obțin următoarele valori ale tensiunilor caracteristice unui TB aflat în zona de blocare :

1) Tensiunea bază – emitor :  $v_{BE\text{ bl}}$

Pentru un tranzistor cu Ge:  $v_{BE\text{ bl}} \approx -0.1V$ .

Pentru un tranzistor cu Si:  $v_{BE\text{ bl}} \approx -0.1V$

*Concluzie:*

Practic  $v_{BE\text{ bl}} \approx -0.1V$ . (20.2.)

2) Tensiunea colector – emitor și bază colector :  $v_{CE\text{ bl}}$  ;  $v_{BC\text{ bl}}$

$$\text{Cum } \begin{cases} v_{BE} = v_{CE} + v_{BE} \\ v_{BE\text{ bl}} \approx 0 \end{cases} \Rightarrow v_{CE\text{ bl}} = -v_{BC\text{ bl}}$$

Cum  $i_C$  este foarte mic și cum  $E_C = v_{CE} + i_C R_C \Rightarrow$ .

$$\begin{cases} v_{CE\text{ bl}} \approx +E_C \\ v_{BC\text{ bl}} \approx -E_C \end{cases} \quad (20.3.)$$

Caracteristica de ieșire a unui TB-npn în conexiunea EC este prezentată în figura 20.2

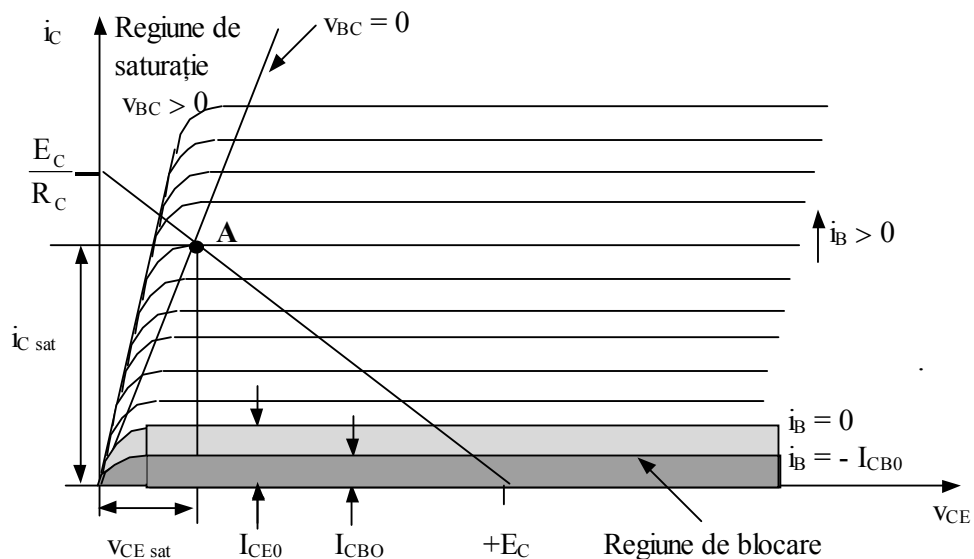


Fig.20.2. Caracteristica de ieșire a unui tranzistor bipolar npn . Pe caracteristică sunt marcate zonele de funcționare ale tranzistorului și dreapta de sarcină .

### 20.3.1.2. Regimul de saturație

Regimul de saturație apare la un TB când ambele joncțiuni sunt polarizate direct:

$$\begin{cases} v_{BE} > 0 \\ v_{BC} > 0 \end{cases}$$

În cazul conexiunii EC, în urma studiului asupra ecuațiilor Ebers-Moll, putem spune că tranzistorul intră în saturație din momentul (condiție limită) în care :

$$v_{BC} = 0 .$$

În regim de saturație  $v_{BC} > 0$  (valoare mica) se obțin următoarele valori pentru tensiunile joncțiunilor tranzistorului - vezi *tabelul 20.1*:

Ge	$v_{CEsat} = 0,1V$	$v_{BEsat} = 0,3V$	$v_{BCsat} = 0,2V$
Si	$v_{CEsat} = 0,2V$	$v_{BEsat} = 0,8V$	$v_{BCsat} = 0,6V$

Tab. 20.1 Valorile tipice ale tensiunilor pe joncțiunile tranzistorului npn , în regim de saturație .

Condițiile de curent în cazul în care TB este în regim de saturație vor fi prezentate în cele ce urmează :

Din graficul caracteristicilor de transfer se observă că în regiunea de saturație , curentul de colector  $i_C$  nu mai depinde de curentul de bază  $i_B$  .

Se poate scrie:  $i_{Csat} = \frac{E_C - v_{CEsat}}{R_C}$   $v_{CEsat} \ll E_C \Rightarrow$

$$i_{Csat} \approx \frac{E_C}{R_C} \quad (20.4.)$$

Determinarea curentului de bază la saturație  $i_{Bsat}$  se face astfel :

Punctul A - de pe dreapta de sarcină este punctul de intrare în zona de saturație .

Cum încă în acel punct putem scrie că  $i_C = \beta i_B$  și cum de acum încolo  $i_C = i_{Csat} = ct \Rightarrow$  .

$$i_{Bsat} = \frac{i_{Csat}}{\beta} \quad (20.5.)$$

### 20.3.2.Fenomene fizice ce descriu funcționarea unui circuit basculant astabil cu cuplaj colector - bază

Schema circuitului astabil este prezentată în *figura 20.3.*:

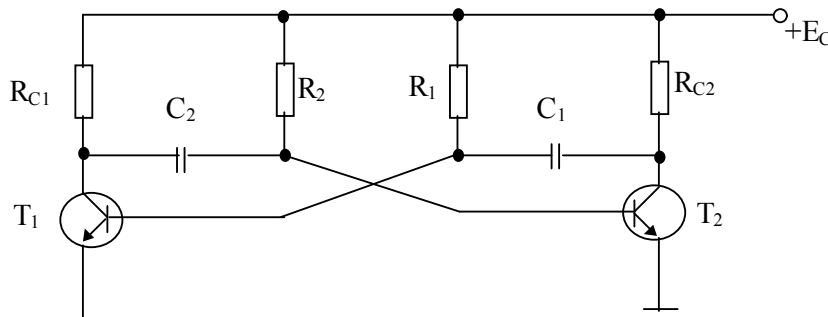


Fig.20.3. Circuit basculant astabil cu cuplaj colector - bază

Schema are două stări cvasistaționare:  $T_1$  - blocat,  $T_2$  - saturat și invers. Prezența buclei de reacție pozitivă provoacă trecerea în avalanșă dintr-o stare în cealaltă .

*Observație :*

Circuitul basculant astabil este format din două amplificatoare în conexiunea E.C. , cuplate între ele ( cuplaj colector – bază ) prin intermediul a două condensatoare  $C_1$  ,  $C_2$  - vezi *figura 20.4* .

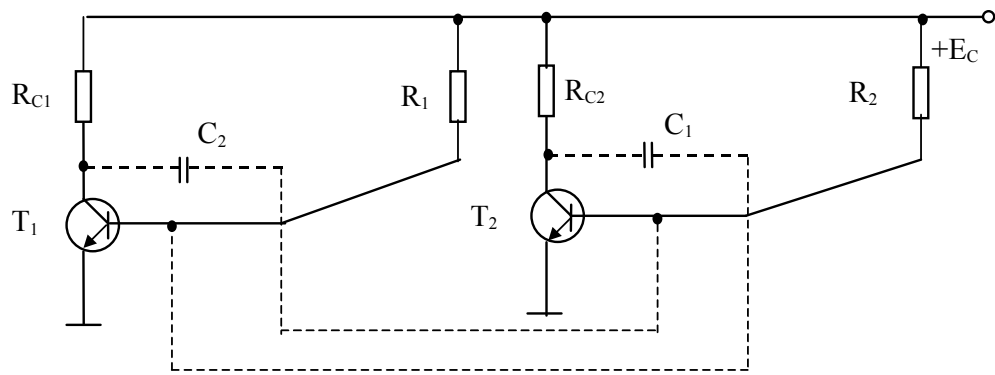


Fig.20.4. Schema electrică a unui C.B.A. prin care se pune în evidență reacția pozitivă dintre două etaje de amplificare în E.C.

Pentru a analiza funcționarea, *considerăm* că înainte de momentul  $t = 0$ ,  $T_2$  conduce la saturație, iar  $T_1$  este blocat. Formele de undă ale tensiunilor din colectorul, respectiv baza celor două tranzistoare sunt prezentate în graficele din *figura 20.5*.

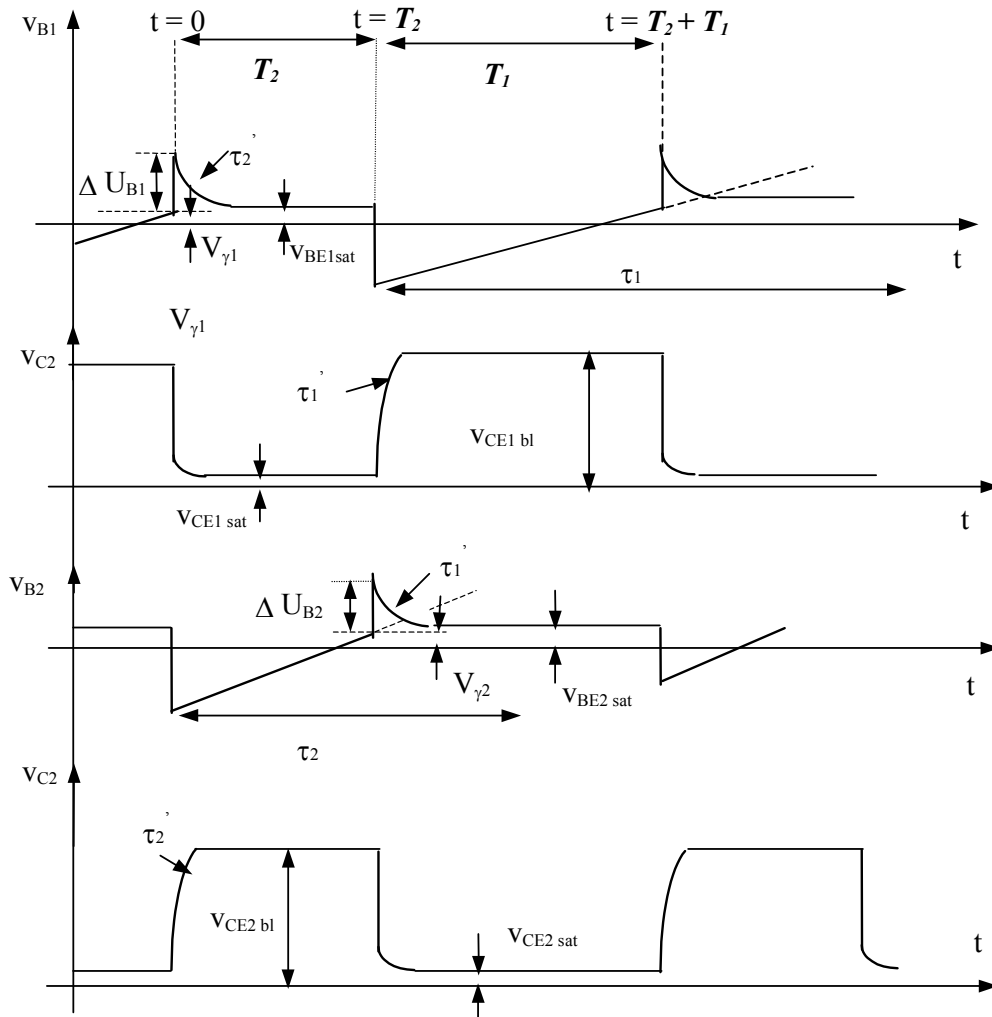


Fig.20.5 Semnalele din colectorul, respectiv baza celor două tranzistoare, ale unui C.B.A.

Analizăm fenomenele ce apar în funcționarea unui C.B.A. în următoarele momente ,și intervale de timp :

$$- t = 0$$

$$- t \in ( 0 , T_2 )$$

$$- t = T_2$$

$$- t \in ( T_2 , T_1 + T_2 )$$

$$- t = T_1 + T_2$$

### 20.3.2.1 $t = 0$

La momentul  $t = 0$  potențialul în baza tranzistorului  $T_1$  - $V_{B1}$  - atinge valoarea tensiunii de deschidere  $V_{\gamma 1}$  tranzistorul începe să conducă având tendința să intre în saturație.

Potențialul în colectorul tranzistorului  $T_1$  începe să scadă . Această scădere ce apare pe colectorul lui  $T_1$  se transmite în baza lui  $T_2$  , ( prin intermediul condensatorului  $C_2$  ) având tendința de a bloca acest tranzistor .

Potențialul pe colectorul lui  $T_2$  începe să crească , această creștere transmițându-se în baza lui  $T_1$  ( prin intermediul condensatorului  $C_1$  ) , accentuând tendința de intrare în saturație a acestuia .

După un timp foarte scurt , datorită reacției pozitive care leagă cele două tranzistoare , sistemul se va stabiliza  $T_1$  fiind saturat , iar  $T_2$  blocat .

#### *Important !*

Transmiterea modificărilor potențialelor la conexiunile tranzistoarelor se face prin intermediul celor două condensatoare . Datorită faptului că valorile constantelor de timp ale condensatoarelor ( de încărcare sau de descărcare ) sunt mari în comparație cu perioada de comutație a celor două tranzistoare putem considera că practic diferența de potențial dintre armăturile lor ( tensiunea la care sunt încărcate ) rămâne constantă pe durata întregului proces de comutație .

Folosindu-ne de această observație , vom calcula ( aproximativ ) valorile potențialelor în baza , respectiv colectorul celor două tranzistoare înainte și după basculare – la momentele  $t = 0^-$  și  $t = 0^+$

La momentul  $t = 0^-$   $T_1$ - blocat ,  $T_2$  – saturat

Potențialul în colectorul tranzistorului  $T_1$ :

$$V_{C|T_1}(t=0^-) = V_{CE1bl} \approx +E_C$$

Potențialul în baza tranzistorului  $T_2$  :

$$V_{B|T_2}(t=0^-) = V_{BE2sat}$$

Tensiunea pe condensatorul  $C_2$ :

$$V_{C_2}(t=0^-) = V_{C|T_1}(t=0^-) - V_{B|T_2}(t=0^-) \approx E_C - V_{BE2sat} > 0$$

Potențialul în colectorul tranzistorului  $T_2$ :

$$V_{C|T_2}(t=0^-) = V_{CE2sat} \approx 0V$$

Potențialul în baza tranzistorului  $T_1$  :

$$V_{B|T_1}(t=0^-) = V_{\gamma 1}$$

Tensiunea pe condensatorul  $C_1$ :

$$V_{C_1}(t=0^-) = V_{C|T_2}(t=0^-) - V_{B|T_1}(t=0^-) \approx V_{CE2sat} - V_{\gamma 1} < 0$$



Starea condensatoarelor la momentul  $t = 0^-$  poate fi observată în *figura 20.6*

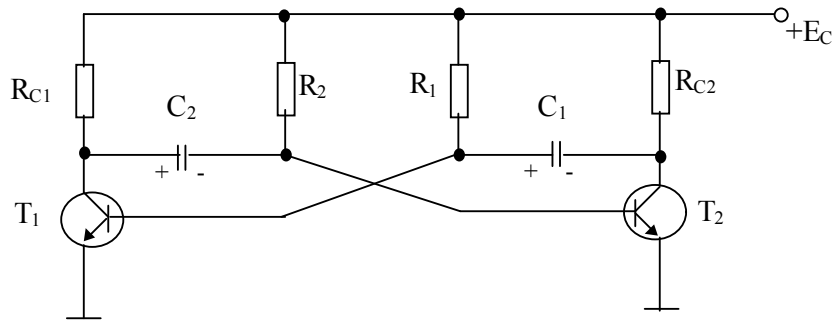


Fig.20.6.Starea condensatoarelor la momentul  $t = 0^-$

Pe durata basculării tensiunile pe cele două condensatoare ( diferența de potențial dintre armăturile lor ) rămâne constantă .

La momentul  $t = 0^+$   $T_1$ - saturat ,  $T_2$  – blocat

$$V_{C2}(t=0^-) = V_{C2}(t=0^+) \approx E_C - V_{BE2sat} > 0$$

$$V_{C1}(t=0^-) = V_{C1}(t=0^+) \approx V_{CE2sat} - V_{\gamma1} < 0$$

Potențialul în colectorul tranzistorului  $T_1$ :

$$V_{C|T1}(t=0^+) = V_{CE1sat} \approx 0V$$

Potențialul în colectorul tranzistorului  $T_2$ :

$$V_{C|T2}(t=0^+) = V_{CE2bl} \approx +E_C$$

Potențialul în baza tranzistorului  $T_1$  :

$$V_{B|T1}(t=0^+) = V_{C|T2}(t=0^+) - V_{C1}(t=0^+) \approx V_{CE2bl} - V_{CE2sat} + V_{\gamma1} \approx E_C$$

Potențialul în baza tranzistorului  $T_2$  :

$$V_{B|T2}(t=0^+) = V_{C|T1}(t=0^+) - V_{C2}(t=0^+) \approx V_{CE1sat} - E_C + V_{BE2sat} \approx -E_C$$

20.3.2.2  $t \in ( 0 , T_2 )$

Din acest moment funcționarea circuitului este comandată de cele două condensatoare . Ele se încarcă sau se descarcă producând modificări ale potențialelor în diverse puncte din circuit ( în bazele celor două tranzistoare ) .

*Reamintim că un condensator se încarcă atunci când diferența de potențial dintre cele două armături crește .*

a ) Rolul condensatorului  $C_1$

În baza tranzistorului  $T_1$  apare un salt de tensiune  $\Delta U_{B1}$  ce poate fi periculos pentru funcționarea tranzistorului .

Condensatorul  $C_1$  se va încărca pe traseul

$$+E_C - R_{C2} - C_1 - T_1 \text{ vezi figura 20.7}$$

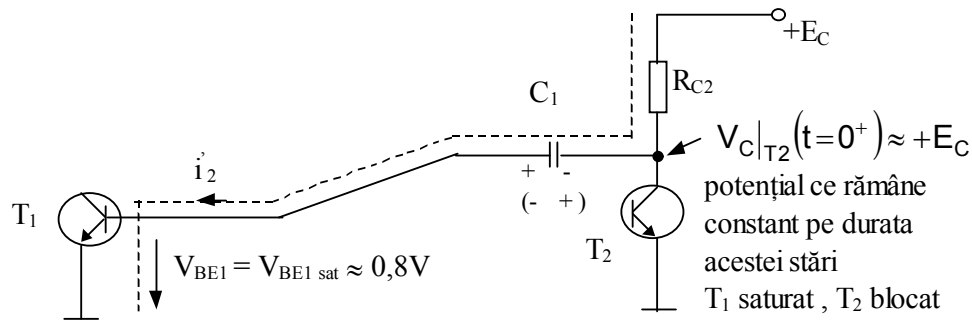


Fig.20.7. Traseul de încărcare a condensatorului  $C_1$

Curentul  $i_2$  circulă prin circuit până în momentul în care potențialul bazei tranzistorului  $T_1$  atinge valoarea tensiunii de saturație .

Potențialul armăturii mai pozitive a condensatorului (armătura din stânga vezi figura 15.7) scade , pe când potențialul armăturii mai negative a condensatorului ( armătura din dreapta vezi figura 20.7) rămâne constant datorită stării de blocare a tranzistorului  $T_2$  .

Durata acestui fenomen este controlată de constanta de timp:

$$\tau'_2 = R_{C2} \cdot C_1 \quad (20.6.)$$

În acest moment valoarea tensiunii pe condensatorul  $C_1$  este :

$$V_{C1} = V_{C|T2bl} - V_{B|T1sat} \approx E_C - V_{BE1sat} \approx 0 \approx E_C$$

rămânând constantă până imediat după următoarea basculare .

Se observă schimbarea polarității condensatorului .

b ) Rolul condensatorului  $C_2$

În baza tranzistorului  $T_2$  apare un salt de tensiune negativ , tranzistorul fiind blocat .

Scoaterea din blocare a acestui tranzistor este realizată de condensatorul  $C_2$  pe traseul

$$+E_C - R_2 - C_2 - T_1 \quad \text{vezi figura 20.8}$$

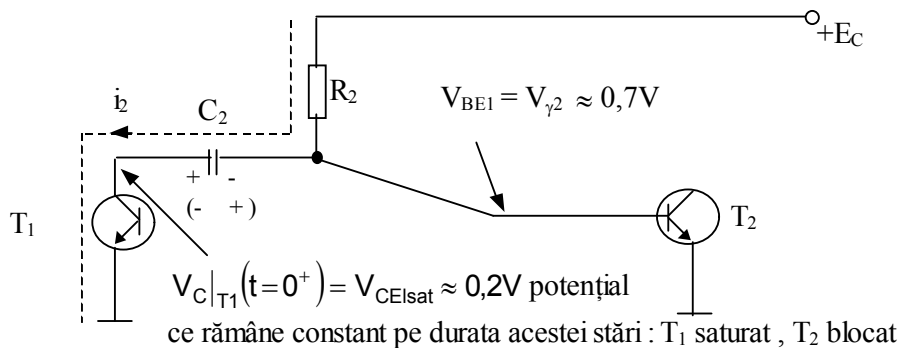


Fig.20.8. Rolul condensatorului  $C_2$  în scoaterea din blocare a tranzistorului  $T_2$

Curentul  $i_2$  circulă prin circuit până în momentul în care potențialul bazei tranzistorului  $T_2$  atinge valoarea tensiunii de deschidere  $V_\gamma$  .

Inițial condensatorul se descarcă , potențialul armăturii mai negative a condensatorului ( armătura din dreapta – vezi figura 20.8) crește , pe când potențialul armăturii mai pozitive a condensatorului ( armătura din stânga – vezi figura 15.8) rămâne constant datorită stării de saturație a tranzistorului  $T_1$ .

După ce armătura dreapta a condensatorului ( legată la baza tranzistorului  $T_2$  ) ajunge la valoarea  $V_{CE1\text{ sat}}$  , condensatorul fiind descărcat ( potențialele pe cele două armături sunt egale ) va exista tendința de încărcare a condensatorului .

Armătura din dreapta tinde să ajungă la un potențial apropiat de valoarea tensiunii de alimentare . Acest lucru nu se întâmplă , deoarece în momentul în care  $V_{BE2} = V_{\gamma_2} \approx 0,7V$  are loc procesul de basculare a celor două tranzistoare .

Durata acestui fenomen este controlată de constanta de timp:

$$\tau_2 = R_2 \cdot C_2 \quad (20.7.)$$

În acest moment valoarea tensiunii pe condensatorul  $C_1$  este :

$$V_{C2} = V_C|_{T1\text{sat}} - V_B|_{T2} \approx V_{CE1\text{sat}} - V_{\gamma_2} < 0$$

Se observă schimbarea polarității condensatorului .

Fenomenele ce au loc pe durata acestei stări cvasistaționare pot fi observate în figura 20.9

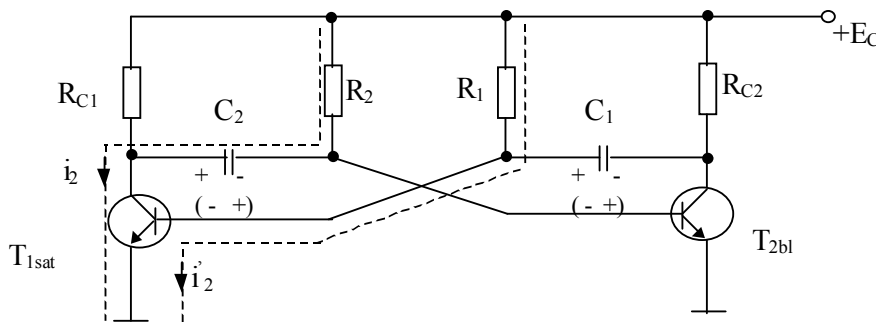


Fig.20.9. Rolul celor două condensatoare pe durata stării cvasistaționare :

$T_1$  saturat ,  $T_2$  blocat

Durata acestei stări ,  $T_2$  este controlată de  $\tau_2$  expresia ei fiind :

$$T_2 = \tau_2 \ln 2 \cong 0.7 \cdot \tau_2$$

Se observă că  $\tau_2 \gg \tau_2'$  deoarece  $R_2 \gg R_{C2}$

### 20.3.2.3 $t = T_2$

Fenomenele sunt identice cu cele de la momentul  $t = 0$  , doar că de data aceasta tranzistorul  $T_1$  va trece în blocare , iar tranzistorul  $T_2$  în saturație .

La momentul  $t = T_2$  potențialul în baza tranzistorului  $T_2$  - $V_{B2}$  - atinge valoarea tensiunii de deschidere  $V_{\gamma_2}$  tranzistorul începe să conducă având tendința să intre în saturație.

Potențialul în colectorul tranzistorului  $T_2$  începe să scadă . Această scădere ce apare pe colectorul lui  $T_2$  se transmite în baza lui  $T_1$  , ( prin intermediul condensatorului  $C_1$  ) având tendința de a bloca acest tranzistor .

Potențialul pe colectorul lui  $T_1$  începe să crească , această creștere transmițându-se în baza lui  $T_2$ ( prin intermediul condensatorului  $C_2$  ) , accentuând tendința de intrare în saturație a acestuia .

După un timp foarte scurt , datorită reacției pozitive care leagă cele două tranzistoare , sistemul se va stabili  $T_1$  fiind blocat , iar  $T_2$  saturat .

La momentul  $t = T_2$   $T_1$ - saturat ,  $T_2$  - blocat

Potențialul în colectorul tranzistorului  $T_2$  :

$$V_C|_{T2}(t=T_2^-) = V_{CE2bl} \approx +E_C$$

Potențialul în baza tranzistorului  $T_1$  :

$$V_{B|T_1}(t = T_2^-) = V_{BE1sat}$$

Tensiunea pe condensatorul  $C_1$ :

$$V_{C_1}(t = T_2^-) = V_{C|T_2}(t = T_2^-) - V_{B|T_1}(t = T_2^-) \approx E_C - V_{BE1sat} > 0$$

Potențialul în colectorul tranzistorului  $T_1$ :

$$V_{C|T_1}(t = T_2^-) = V_{CE1sat} \approx 0V$$

Potențialul în baza tranzistorului  $T_2$  :

$$V_{B|T_2}(t = T_2^-) = V_{\gamma 2}$$

Tensiunea pe condensatorul  $C_2$ :

$$V_{C_2}(t = T_2^-) = V_{C|T_1}(t = T_2^-) - V_{B|T_2}(t = T_2^-) \approx V_{CE1sat} - V_{\gamma 2} < 0$$

Starea condensatoarelor la momentul  $t = T_2^-$  poate fi observată în figura 20.10

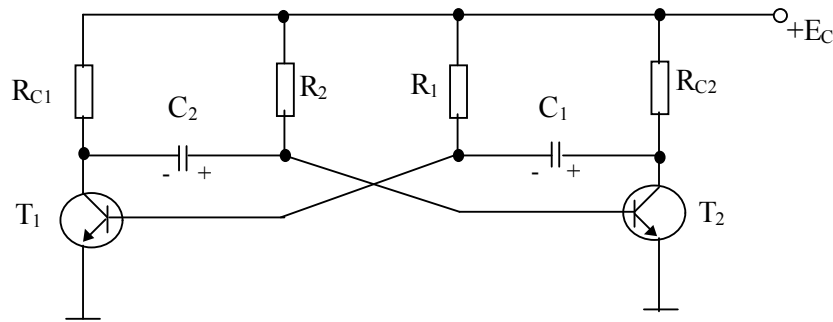


Fig.20.10. Starea celor două condensatoare la momentul  $t = T_2^-$

Pe durata basculării tensiunile pe cele două condensatoare ( diferența de potențial dintre armăturile lor ) rămâne constantă .

La momentul  $t = T_2^+$   $T_1$ - blocat ,  $T_2$  – saturat

$$V_{C_1}(t = T_2^+) = V_{C_1}(t = T_2^-) \approx E_C - V_{BE1sat} > 0$$

$$V_{C_2}(t = T_2^+) = V_{C_2}(t = T_2^-) \approx V_{CE1sat} - V_{\gamma 2} < 0$$

Potențialul în colectorul tranzistorului  $T_2$ :

$$V_{C|T_2}(t = T_2^+) = V_{CE2sat} \approx 0V$$

Potențialul în colectorul tranzistorului  $T_1$ :

$$V_{C|T_1}(t = T_2^+) = V_{CE2bl} \approx +E_C$$

obținem :

Potențialul în baza tranzistorului  $T_2$  :

$$V_{B|T_2}(t = T_2^+) = V_{C|T_1}(t = T_2^+) - V_{C_2}(t = T_2^+) \approx V_{CE1bl} - V_{CE1sat} + V_{\gamma 2} \approx E_C$$

Potențialul în baza tranzistorului  $T_1$  :

$$V_{B|T_1}(t = T_2^+) = V_{C|T_2}(t = T_2^+) - V_{C_1}(t = T_2^+) \approx V_{CE2sat} - E_C + V_{BE1sat} \approx -E_C$$

20.3.2.4  $t \in (T_2, T_1 + T_2)$

Din acest moment funcționarea circuitului este comandată de cele două condensatoare . Ele se încarcă sau se descarcă producând modificări ale potențialelor în diverse puncte din circuit ( în bazele celor două tranzistoare ) .

a ) Rolul condensatorului  $C_2$

În baza tranzistorului  $T_2$  apare un salt de tensiune  $\Delta U_{B2}$  ce poate fi periculos pentru funcționarea tranzistorului .

Condensatorul  $C_2$  se va încărca pe traseul

$$+E_C - R_{C1} - C_2 - T_2 \quad \text{vezi figura 20.11}$$

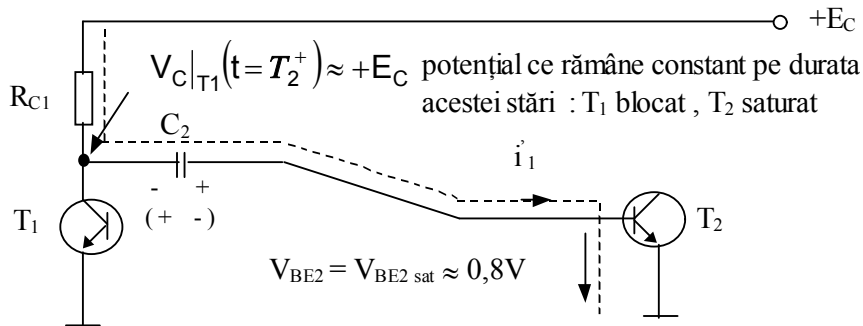


Fig.20.11. Traseul de încărcare a condensatorului  $C_2$

Curentul  $i_1$  circulează prin circuit până în momentul în care potențialul bazei tranzistorului  $T_2$  atinge valoarea tensiunii de saturație .

Potențialul armăturii mai pozitive a condensatorului ( armătura din dreapta – vezi figura 20.11 ) scade , pe când potențialul armăturii mai negative a condensatorului ( armătura din stânga – vezi figura 20.7 ) rămâne constant datorită stării de blocare a tranzistorului  $T_2$  .

Durata acestui fenomen este controlată de constanta de timp:

$$\tau'_1 = R_{C1} \cdot C_2 \quad (20.8.)$$

În acest moment valoarea tensiunii pe condensatorul  $C_2$  este :

$$V_{C2} = V_{C|T1bl} - V_{B|T2sat} \approx E_C - V_{BE2sat} \approx E_C$$

rămânând constantă până imediat după următoarea basculare .

Se observă schimbarea polarității condensatorului .

b ) Rolul condensatorului  $C_1$

În baza tranzistorului  $T_1$  apare un salt de tensiune negativ , tranzistorul fiind blocat .

Scoaterea din blocare a acestui tranzistor este realizată de condensatorul  $C_1$  pe traseul

$$+E_C - R_1 - C_1 - T_2 \quad \text{vezi figura 15.12}$$

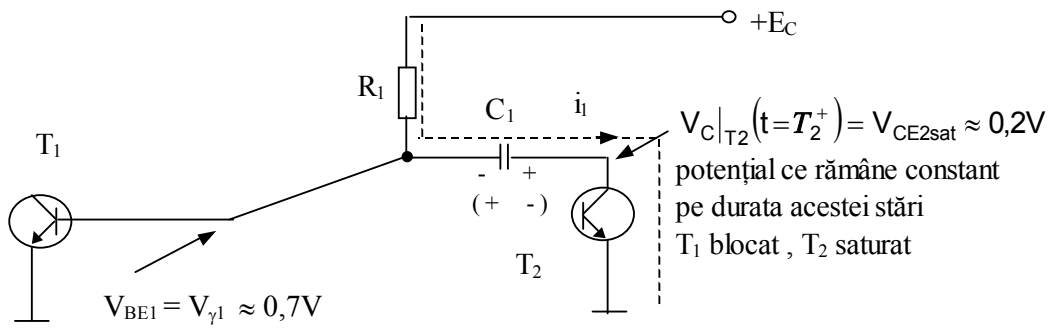


Fig.20.11. Rolul condensatorului  $C_1$  în scoaterea din blocare a tranzistorului  $T_1$

Curentul  $i_1$  circulă prin circuit până în momentul în care potențialul bazei tranzistorului  $T_2$  atinge valoarea tensiunii de deschidere  $V_\gamma$ .

Inițial condensatorul se descarcă, potențialul armăturii mai negative a condensatorului (armătura din stânga – vezi figura 20.11) crește, pe când potențialul armăturii mai pozitive a condensatorului (armătura din dreapta – vezi figura 20.11) rămâne constant datorită stării de saturație a tranzistorului  $T_2$ .

După ce armătura stânga a condensatorului (legată la baza tranzistorului  $T_1$ ) ajunge la valoarea  $V_{CE2\text{ sat}}$ , condensatorul fiind descărcat (potențialele pe cele două armături sunt egale) va exista tendința de încărcare a condensatorului.

Armătura din stânga tinde să ajungă la un potențial apropiat de valoarea tensiunii de alimentare.

Acest lucru nu se întâmplă, deoarece în momentul în care  $V_{BE1} = V_{\gamma1} \approx 0,7V$  are loc procesul de basculare a celor două tranzistoare.

Durata acestui fenomen este controlată de constanta de timp:

$$\tau_1 = R_1 \cdot C_1 \quad (20.9.)$$

În acest moment valoarea tensiunii pe condensatorul  $C_1$  este:

$$V_{C1} = V_{C|T2\text{sat}} - V_{B|T1} \approx V_{CE2\text{sat}} - V_\gamma < 0$$

Se observă schimbarea polarității condensatorului.

Fenomenele ce au loc pe durata acestei stări cvasistaționare pot fi observate în figura 20.12

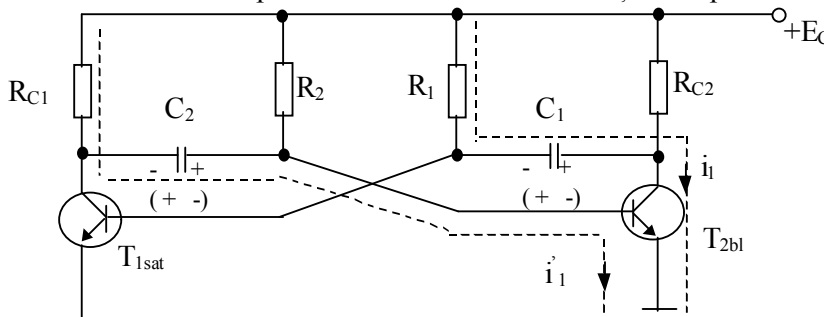


Fig.20.12. Rolul celor două condensatoare pe durata stării cvasistaționare :  $T_1$  blocat,  $T_2$  saturat

Durata acestei stări,  $T_1$  este controlată de  $\tau_1$  expresia ei fiind:

$$T_1 = \tau_1 \ln 2 \approx 0.7 \cdot \tau_1$$

Se observă că  $\tau_1 \gg \tau_1'$  deoarece  $R_1 \gg R_{C1}$

### Concluzie:

Un astfel de circuit este caracterizat de două stări cvasistaționare  $T_1$  - blocat și  $T_2$  - saturat sau  $T_2$  -saturat și  $T_1$  - blocat.

Forma semnalului din colectorul celor două tranzistoare este de formă dreptunghiulară .

Din calcule rezultă că :

$$T_1 = \tau_1 \ln 2 \cong 0.7 \cdot \tau_1 \quad (20.10.)$$

$$T_2 = \tau_2 \ln 2 \cong 0.7 \cdot \tau_2 \quad (20.11.)$$

iar perioada semnalului este

$$T = T_1 + T_2 = \tau_2 \ln 2 + \tau_2 \ln 2 \cong 0.7 \cdot (\tau_2 + \tau_2) \quad (20.12.)$$

Circuitul astabil simetric este caracterizat de proprietatea că:

$$R_{C1} = R_{C2} = R_C$$

$$R_1 = R_2 = R \quad (20.13.)$$

$$C_1 = C_2 = C$$

$$T_1 = T_2 = 0.7\tau = 0.7RC$$

iar perioada semnalului este

$$T = T_1 + T_2 = 1.4RC \quad (20.14.)$$

## 20.4. Desfășurarea lucrării

20.4.1. Se identifică aparatele necesare lucrării.

20.4.2. Montajul experimental este prezentat în *figura 20.13*

20.4.3. Astabilul simetric.

$$R_1 = R_{1\min} + P_{1\max} = 150k\Omega$$

Se observă că dacă :  $R_{s1} = R_{s1\min} + P_{s1\max} = 1,5k\Omega$  astabilul devine simetric , deci  $T_1 = T_2$

$$C_2 = C_{22}$$

semnalul din colectorul tranzistorului  $T_2$  (sau  $T_1$ ) este un semnal dreptunghiular cu factorul

de umplere  $q = \frac{1}{2}$

### Mersul lucrării

- Se calculează valorile  $\tau_1, \tau_2, T_1, T_2$
- Se desenează graficele semnalelor din punctele  $\mu C_2, \mu B_2$  ( Graficele se desenează pe baza calculelor făcute anterior )

### Realizare practică

- Se realizează montajul astabil simetric .
  - Se alimentează montajul .
  - Se vizualizează pe osciloscop semnalele din punctele de măsurare  $\mu C_2$  respectiv  $\mu B_2$  .
- Comutatorul osciloscopului pe *poziția DC*
- Se compară formele de undă vizualizate pe osciloscop cu cele obținute în urma calculelor teoretice , explicându-se eventualele deosebiri .
  - Se modifică  $R_1$  astfel încât  $R_1 = R_{\min}$
  - Se vizualizează pe osciloscop formele de undă din punctele de măsurare  $\mu C_2$  respectiv  $\mu B_2$ .
  - Se desenează formele de undă corespunzătoare , explicându - se fenomenul ce duce la modificarea factorului de umplere ( $q$ ) al semnalului din colectorul tranzistorului  $T_2$  ( $\mu C_2$ )

#### 20.4.4. Astabilul nesimetric

a) Se realizează montajul având următoarele caracteristici

$$R_1 = R_{1\max}$$

$$R_{s1} = R_{s1\max}$$

$$C_2 = C_{21}$$

- Se calculează valorile  $\tau_1, \tau_2, T_1, T_2$

- Se vizualizează și se desenează semnalele din punctele de măsurare  $\mu C_2$  respectiv  $\mu B_2$ .

- Se compară semnalele obținute cu cele de la punctul 3.4.3.  $R_1 = R_{\max}$  (astabilul simetric)

*La aceste măsurători se menține neschimbată baza de timp a osciloscopului - ca la pct. 20.4.3.*

b) Se realizează montajul având următoarele caracteristici :

$$R_1 = R_{1\max}$$

$$R_{s1} = R_{s1\max}$$

$$C_2 = C_{23}$$

- Se calculează valorile  $\tau_1, \tau_2, T_1, T_2$

- Se parcurge algoritmul de la pct. 20.4.4. - a)

#### **20.5. Conținutul referatului**

- Scopul lucrării ;

- Materiale folosite ;

- Desen cu montajul ;

- Desene cu formele de undă ale astabilului simetric , din punctele  $\mu C_2, \mu B_2$  – *deduse teoretic* ;

- Desene cu formele de undă vizualizate pe osciloscop (astabile simetrice și nesimetrice 8 grafice) ;

- Concluzii .



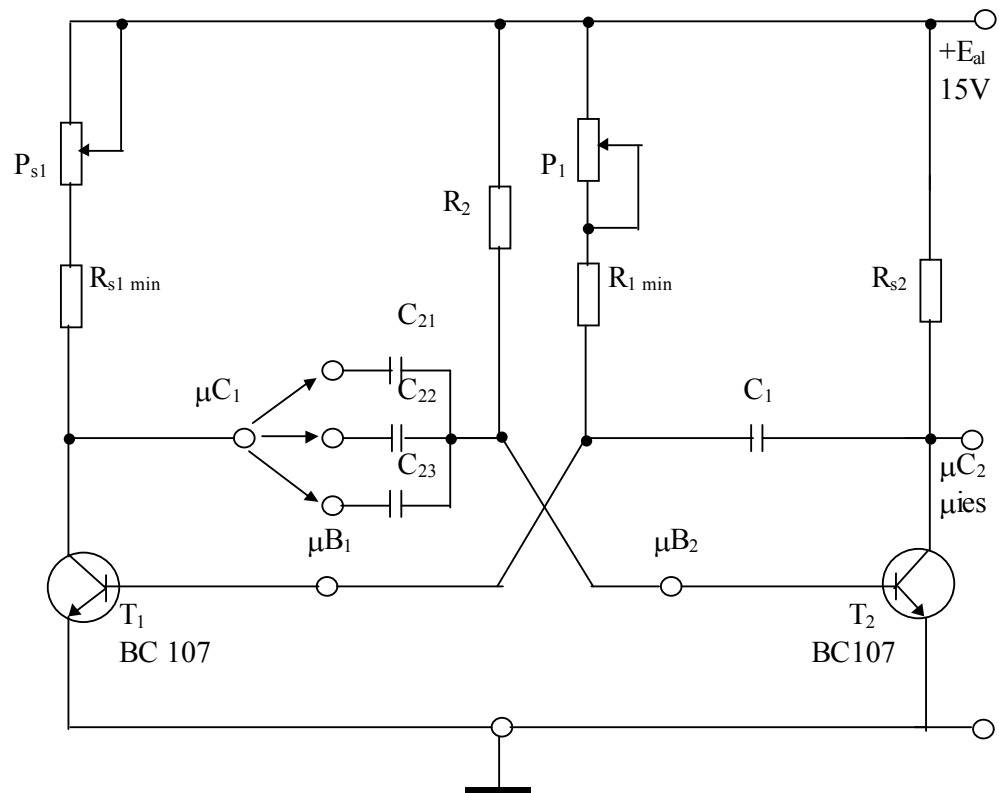


Fig.20.13 Schema C.B.A. utilizată în cadrul lucrării

$C_1 = 1\text{nF}$	$R_{1\min} = 51\text{ k}\Omega$	$R_{s2} = 1.5\text{ k}\Omega$
$C_{21} = 100\text{pF}$	$P_1 = 0 - 100\text{ k}\Omega$	$R_{s1\ min} = 510\ \Omega$
$C_{22} = 1\text{nF}$	$R_2 = 150\text{ k}\Omega$	$R_{s1} = 0 - 1\text{ k}\Omega$
$C_{23} = 10\text{nF}$		

## LUCRAREA 21

### ANALIZA FUNCȚIONĂRII C.B.A. CU AJUTORUL CALCULATORULUI

#### 21.1. Scopul lucrării :

Analiza funcționării C.B.A. prin simulare în *Pspice*

#### 21.2. Materiale și aparatură necesare :

Lucrarea de laborator se va desfășura cu ajutorul unui calculator personal ce are instalat programul *Pspice* ( versiunea 5.3 ) pentru mediul *Windows*

#### 21.3. Considerații teoretice :

##### 21.3.1. Funcționarea C.B.A.

Generalități asupra funcționării C.B.A. se regăsesc în LUCRAREA 20

##### 21.3.2. Simularea funcționării C.B.A. utilizând *Schematics* .

###### a) C.B.A. simetric

Programul PSPICE nu permite utilizatorului proiectarea unui C.B.A. simetric ; acesta nu “știe” să polarizeze diferit cele două tranzistoare dacă circuitele aferente sunt identice. Trebuie ca cel puțin un element din fiecare circuit de polarizare al tranzistoarelor să fie diferit .

După cum se vede în *figura 21.1*, am ales valori diferite pentru rezistențele din colector, care au rol în polarizarea tranzistoarelor, iar influența lor asupra duratei stărilor acestora ( de saturație respectiv blocare ) este nesemnificativă .

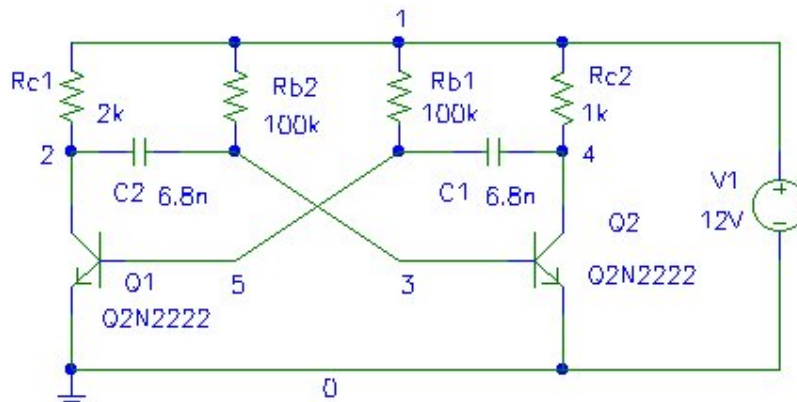


Fig. 21.1 Schema unui C.B.A. simetric , cu tranzistoare npn realizată în *Schematics*

Circuitul este supus unei analize tranzitorii , cu următorii parametrii :  
Print Step = 1ms ; Final Time = 10ms .

Din ( 20.12 ) se poate calcula perioada semnalului de la ieșire .

Cum  $R = R_{B1} = R_{B2} = 100\text{k}\Omega$  ,  $C = C_1 = C_2 = 6,8\text{nF}$  , obținem :  $T = 952\ \mu\text{s} \approx 1\text{ms}$

Reprezentarea grafică a semnalelor ce definesc funcționarea circuitului , obținute prin *Probe* sunt prezentate în *figura 21.2*.

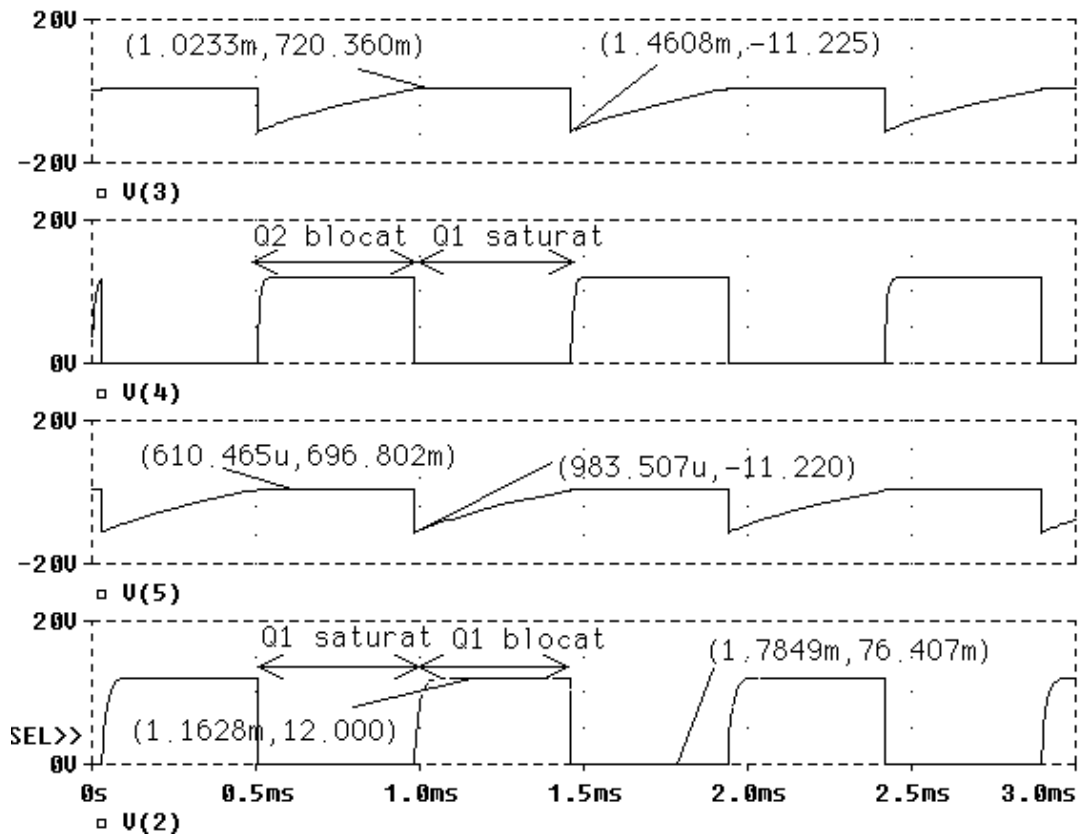


Fig.21.2 Semnalele caracteristice unui C.B.A. simetric cu tranzistoare npn, obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

V(2), V(5) - Tensiunea din colectorul , respectiv baza tranzistorului T<sub>1</sub>( Q<sub>1</sub>)

V(4), V(3) - Tensiunea din colectorul , respectiv baza tranzistorului T<sub>2</sub>( Q<sub>2</sub>)

b) C.B.A. nesimetric

Reprezentarea în *Schematics* a circuitului este prezentată în *figura 21.3*, iar reprezentarea grafică a semnalelor circuitului , în *figura 21.4*.

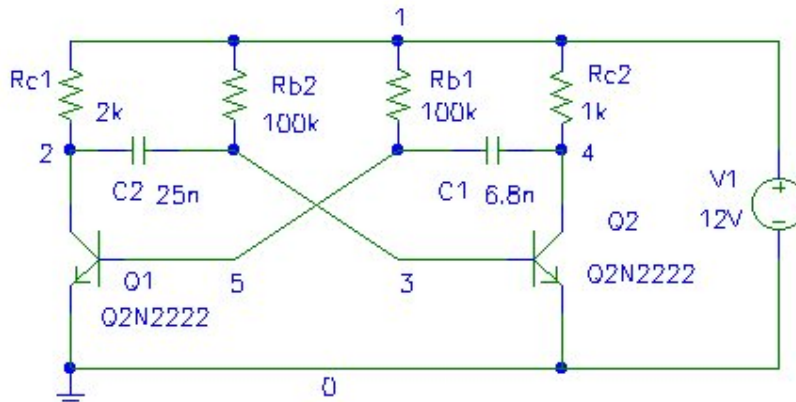


Fig. 21.3 Schema unui C.B.A. nesimetric , cu tranzistoare npn realizată în *Schematics*

Circuitul este supus unei analize tranzitorii , cu următorii parametrii :

Print Step = 1ms ; Final Time = 10ms .

Se observă că față de schema C.B.A. simetric , am modificat doar valoarea capacității condensatorului C<sub>2</sub>

Din ( 20.8 ) , ( 20.9 ) și ( 20.10 ) , obținem :  $T_1 = 476 \mu s \approx 0.5ms$  ,  $T_2 \approx 1.75ms$  ,  $T \approx 2,25ms$

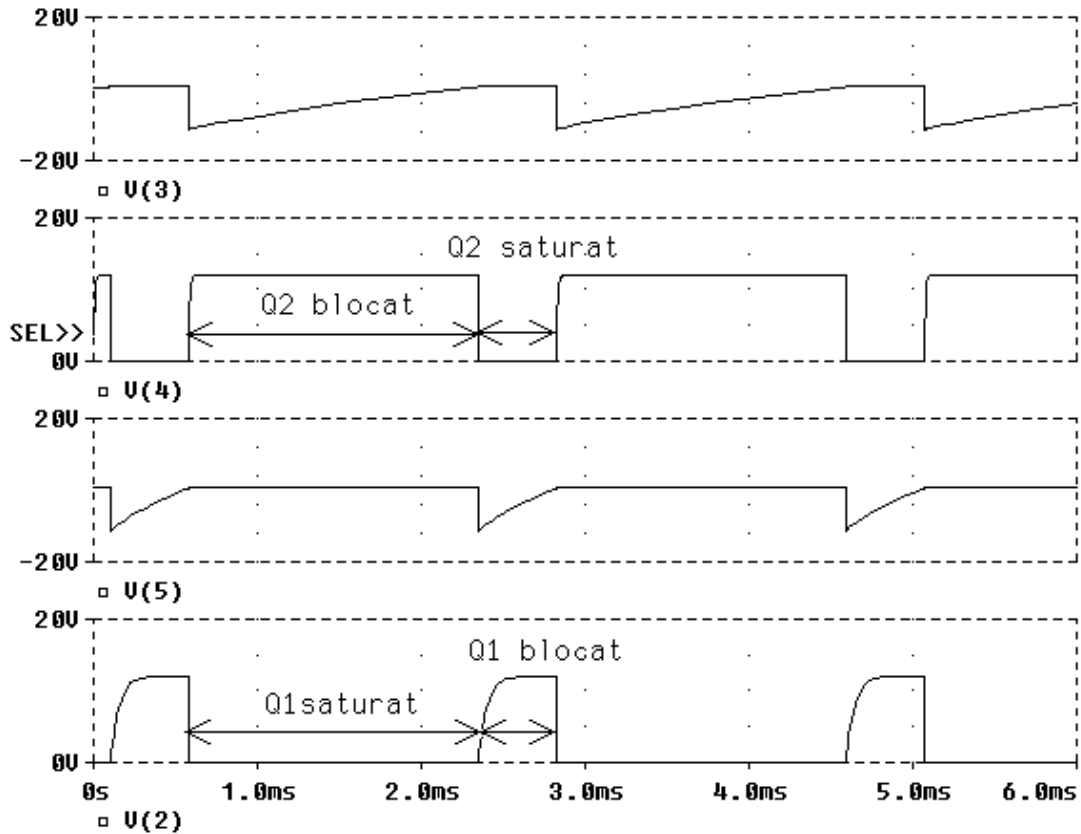


Fig.21.4 Semnalele caracteristice unui C.B.A.nesimetric cu tranzistoare npn, obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

$V(2)$  ,  $V(5)$  - Tensiunea din colectorul , respectiv baza tranzistorului  $T_1( Q_1)$

$V(4)$  ,  $V(3)$  - Tensiunea din colectorul , respectiv baza tranzistorului  $T_2( Q_2)$

### 21.3.3. Simularea funcționării C.B.A. scriind un program în *Notepad* .

a) C.B.A. simetric

*Programul scris în editorul Notepad este următorul :*

**circuit basculant astabil simetric**

**V1 1 0 12V**

**Rc1 1 2 2k**

**Rb2 1 3 100k**

**C2 2 3 6.8n**

**Rb1 1 5 100k**

**Rc2 1 4 1k**

**C1 5 4 6.8n**

**Q1 2 5 0 QNPN**

**Q2 4 3 0 QNPN**

**.MODEL QNPN NPN (IS=1E-11 BF=120 BR=0.98 TF=0.5ns TR=10ns)**

**.NODESET V(2)=0V V(1)=0V R1 1 0 1K**

**.TRAN 1ms 5ms 0s 10ms**

**.PROBE**

**.END**

*Observație :*

Programul de mai sus descrie C.B.A. prezentat în *figura 21.1*

În urma analizei programului în Pspice , reprezentarea grafică a semnalelor este identică cu cea prezentată în *figura 21.2*.

b) C.B.A. nesimetric

*Programul scris în editorul Notepad este următorul :*

**circuit basculant astabil nesimetric**

**V1 1 0 12V**

**Rc1 1 2 2k**

**Rb2 1 3 100k**

**C2 2 3 25n**

**Rb1 1 5 100k**

**Rc2 1 4 1k**

**C1 5 4 6.8n**

**Q1 2 5 0 QNPN**

**Q2 4 3 0 QNPN**

**.MODEL QNPN NPN (IS=1E-11 BF=120 BR=0.98 TF=0.5ns TR=10ns)**

**.NODESET V(2)=0V V(1)=0V R1 1 0 1K**

**.TRAN 1ms 5ms 0s 10ms**

**.PROBE**

**.END**

*Observație :*

Programul de mai sus descrie C.B.A. prezentat în *figura 21.3*

În urma analizei programului în Pspice , reprezentarea grafică a semnalelor este identică cu cea prezentată în *figura 21.4*.

#### **21.4. Desfășurarea lucrării :**

Se va analiza funcționarea a două C.B.A. , unul simetric și unul nesimetric :

a) Simularea funcționării unui C.B.A. simetric cu tranzistoare npn .

21.4.1. Se desenează schema unui C.B.A. simetric . Se notează nodurile circuitului . Valorile pieselor componente sunt aceleași cu cele ale circuitului din *figura 21.1* , cu deosebirea că valorile celor două condensatoare trebuie astfel alese încât perioada semnalului dreptunghiular să fie  $T = 2ms$ ;

21.4.2. Se scrie programul în editorul *Notepad* corespunzător analizei circuitului ;

21.4.3. Se vizualizează semnalele din baza respectiv colectorul celor două tranzistoare cu ajutorul utilitarului *Probe* .

b) Simularea funcționării unui C.B.A. nesimetric cu tranzistoare npn .

21.4.4. Se desenează schema unui C.B.A. nesimetric . Se notează nodurile circuitului . Valorile pieselor componente sunt aceleași cu cele ale circuitului din *figura 21.3* , cu deosebirea că valorile celor două condensatoare trebuie astfel alese încât perioada semnalului dreptunghiular să fie  $T = 4ms$  iar factorul de umplere al semnalului din

colectorul tranzistorului  $T_1(Q_1)$  este  $q_1 = \frac{1}{4}$  ;

- 21.4.5. Se desenează schema circuitului în *Schematics* ;
- 21.4.6. Se vizualizează semnalele din baza respectiv colectorul celor două tranzistoare cu ajutorul utilitarului *Probe* .

### **21.5. Conținutul referatului :**

- 21.5.1. Schemele celor două circuite ;
- 21.5.2 Parametrii semnalelor de la ieșirea celor două circuite analizate ;
- 21.5.3. Fișierele rezultate în urma simulării în *Pspice* ( **NUME CIR.** , **NUME SCH.** , **NUME OUT.** **NUME DAT.** ) salvate fie într-un director propriu ( de exemplu : 3Raa. , 3 Av. , 3Rdlc. ) fie pe dischetă ;
- 21.5.4. Concluzii desprinse în urma analizei celor două circuite ;

## LUCRAREA 24

### ANALIZA FUNCȚIONĂRII C.B.B. CU AJUTORUL CALCULATORULUI

#### 24.1. Scopul lucrării :

Analiza funcționării C.B.B. prin simulare în *Pspice*

#### 24.2. Materiale și aparatură necesare :

Lucrarea de laborator se va desfășura cu ajutorul unui calculator personal ce are instalat programul *Pspice* ( versiunea 5.3 ) pentru mediul *Windows*

#### 24.3. Considerații teoretice :

##### 24.3.1. Generalități

Schemele de bază ale circuitului basculant bistabil cu tranzistoare bipolare sunt următoarele :

- Schema cu sursă exterioară de polarizare – *figura 24.1*
- Schema cu polarizare automată – *figura 24.2*
- Schema fără polarizarea bazelor tranzistoarelor – *figura 24.3*

Este ușor de observat că fiecare din aceste scheme reprezintă două amplificatoare în conexiunea E.C. legate între ele printr-o reacție pozitivă (  $R_1$  ,  $C_1$  respectiv  $R_2$  ,  $C_2$  ) printr-un cuplaj colector – bază .

*Circuitele bistabile au două stări stabile ( de aici provine și denumirea lor ) :*

- într- o stare un tranzistor este blocat , iar celălalt deschis și saturat ;
- în cealaltă stare tranzistorul care a fost blocat se deschide și se saturează , iar tranzistorul deschis și saturat se blochează .

Inițial , starea de echilibru se poate stabili fără acțiunea vreunei comenzi din exterior ( circuitul este doar alimentat de la sursa  $E_C$  ) , printr-un proces regenerativ de creștere a curentului unui tranzistor și de scădere a curentului celuilalt . Acest proces regenerativ de variație a curentilor și tensiunilor durează până când acțiunea reacției pozitive încetează .

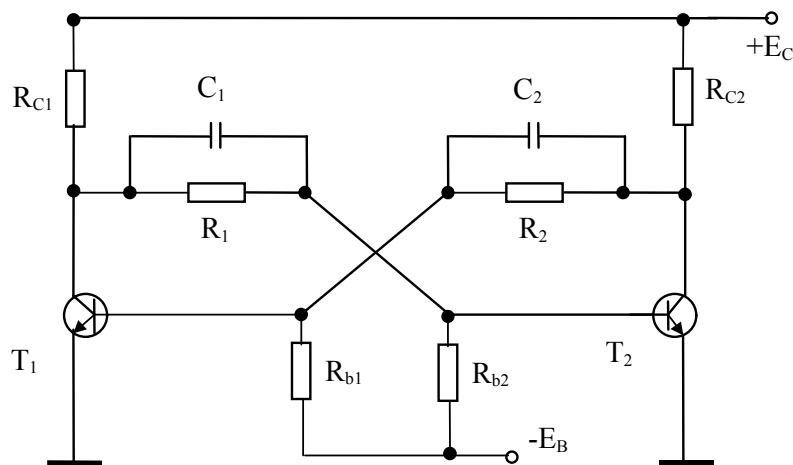


Fig.24.1. C.B.B. ( cu tranzistoare npn ) cu sursă exterioară de polarizare .

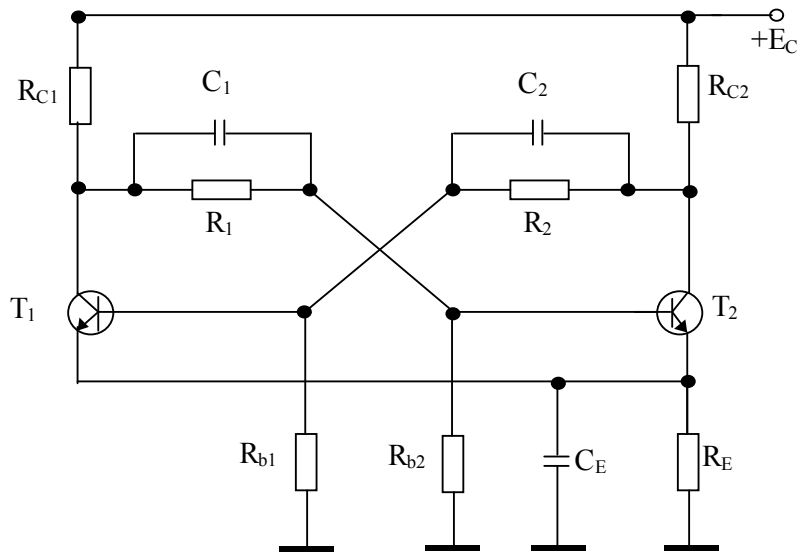


Fig.24.2. C.B.B. ( cu tranzistoare npn ) cu polarizare automată .

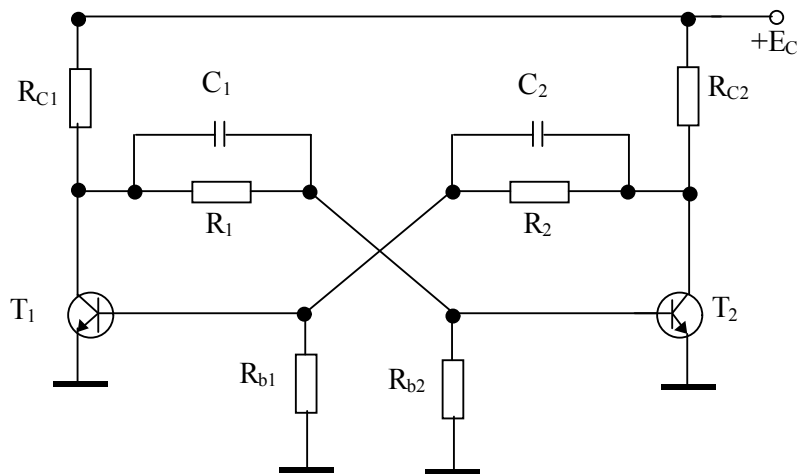


Fig.24.3. C.B.B. ( cu tranzistoare npn ) fără polarizarea bazelor.

Inițial , starea de echilibru se poate stabili fără acțiunea vreunei comenzi din exterior ( circuitul este doar alimentat de la sursa  $V_C$  ) , printr-un proces regenerativ de creștere a curentului unui tranzistor și de scădere a curentului celuilalt .

Acest proces regenerativ de variație a curenților și tensiunilor durează până când acțiunea reacției pozitive încetează .

Pentru a trece circuitul bistabil dintr-o stare stabilă în cealaltă , este nevoie de un impuls de comandă care să inițieze procesul de basculare . Imediat ce impulsurile de comandă ating nivelul de prag ( de blocare sau de deschidere a unuia din tranzistoare ) , în schemă se stabilește bucla de reacție pozitivă și procesul de reacție pozitivă și procesul de comutație în avalanșă a curenților și tensiunilor care apare conduce la trecerea schemei prin salt dintr-o stare stabilă în cealaltă stare stabilă .

În urma basculării , pe colectori tranzistoarelor iau naștere valori negative sau pozitive de curent și de tensiune , care apoi pot fi folosite pentru a comanda alte circuite bistabile sau circuite de comutație .



*Observații :*

- a) Avantajele circuitelor bistabile cu polarizare exterioară sunt următoarele :
- siguranță mare în exploatare ;
  - consum redus ;
  - mai puțin sensibile la modificarea sarcinii în c.c. ;
- b) Avantajele circuitelor bistabile cu polarizare automată sunt următoarele :
- necesită doar o singură sursă de alimentare ;
  - regimul de lucru depinde mai puțin de variațiile sursei de alimentare ;
- c) Dezavantajele circuitelor bistabile cu polarizare automată sunt următoarele :
- amplitudine mai mică a tensiunii de ieșire ( de pe colectorii tranzistoarelor ) ;
  - consum suplimentar de putere ;
  - număr mai mare de piese ;
  - sensibile la modificarea sarcinii în c.c. ;
- d) În cazul în care circuitul basculant bistabil este simetric trebuie îndeplinite condițiile
- $$R_{C1} = R_{C2} = R_C ; R_1 = R_2 = R ; R_{b1} = R_{b2} = R_b ; C_1 = C_2 = C$$

### 24.3.2. Analiza funcționării circuitelor basculante bistabile în c.c. ( pe durata stărilor staționare)

*Observație :*

Vom analiza circuitele bistabile simetrice .

Datorită acestui fapt , la studiul în c.c. al circuitului este suficient să analizăm o singură stare spre exemplu  $T_1$  saturat ,  $T_2$  blocat , valorile tensiunilor și curenților în cealaltă stare  $T_1$  blocat ,  $T_2$  saturat fiind simetrice .

#### 24.3.2.1 Schema C.B.B. cu sursă exterioară de polarizare

În acest caz , circuitul echivalent nu mai cuprinde și condensatoarele - vezi figura 24.4 .

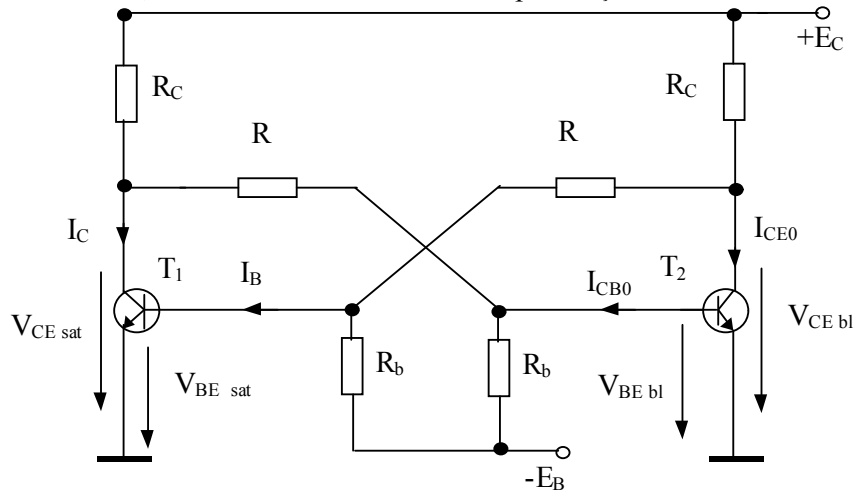


Fig.24.4. C.B.B.simetric ( cu tranzistoare npn ) cu sursă exterioară de polarizare în starea staționară  $T_1$  saturat ,  $T_2$  blocat

Valorile tensiunilor în baza , respectiv colectorul celor două tranzistoare sunt următoarele :

$$- V_{CE\ sat} \approx 0V \quad (24.1)$$

$$- V_{BE\ sat} \approx 0,7V \quad (24.2)$$

$$- V_{BE\ bl} \approx \frac{R}{R + R_b} (R_b I_{CB0} - E_B) \quad (24.3)$$

Pentru a demonstra acest lucru analizăm circuitul din *figura 24.5*

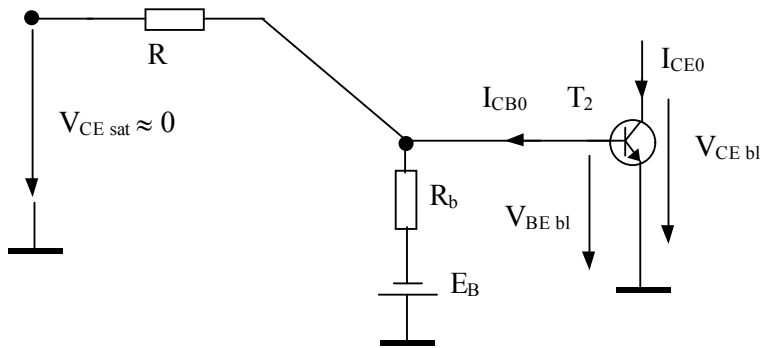


Fig.24.5. Circuit utilizat la determinarea  $V_{BE\ bl}$

Ținând cont de (24.3) , condiția de blocare  $V_{BE\ bl} < 0$  se va scrie astfel :

$$R_b < \frac{E_B}{I_{CB0}} \quad (24.4)$$

$$- V_{CE\ bl} = \frac{R}{R + R_C} \left( E_C - R_C I_{CE0} + \frac{R_C}{R} V_{BE\ sat} \right) \quad (24.5)$$

Cum  $E_C \gg R_C I_{CE0}$  ;  $E_C \gg \frac{R_C}{R} V_{BE\ sat}$  putem scrie că :

$$- V_{CE\ bl} = \frac{R}{R + R_C} E_C \quad (24.6)$$

Pentru a demonstra acest lucru analizăm circuitul din *figura 24.6*

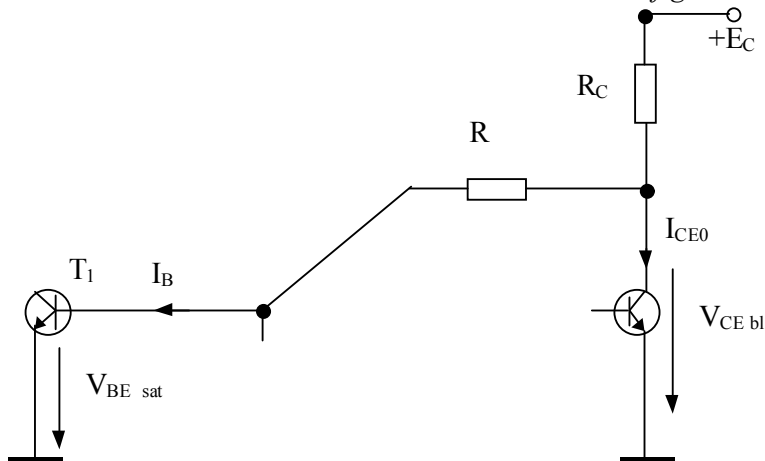


Fig.24.6. Circuit utilizat la determinarea  $V_{CE\ bl}$

- Curentul de bază al tranzistorului saturat  $T_1$  se determină astfel :

$$I_B = \frac{E_C - R_C I_{CE0}}{R + R_C} - \frac{E_B + V_{BE\text{sat}}}{R_B} \quad (24.7)$$

Pentru a demonstra acest lucru analizăm circuitul din figura 24.7

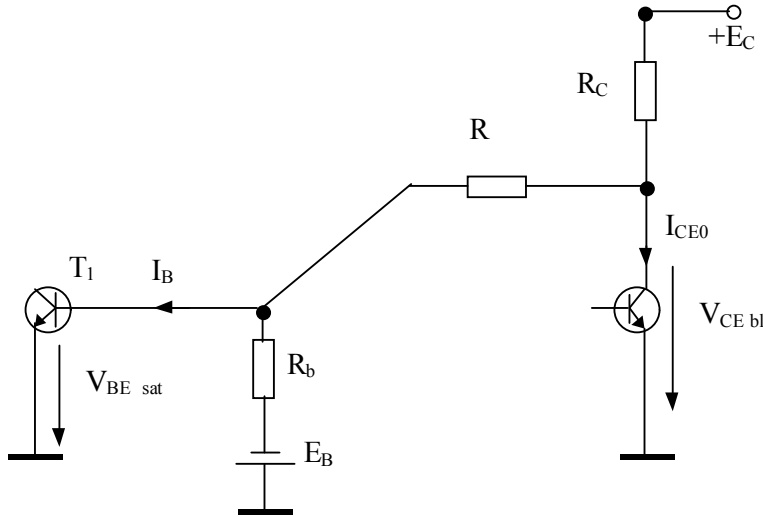


Fig.24.7. Circuit utilizat la determinarea  $I_B$

Cum  $E_B \gg V_{BE\text{sat}}$  ;  $E_C \gg R_C I_{CE0}$  putem scrie că :

$$I_B = \frac{E_C}{R + R_C} - \frac{E_B}{R_B} \quad (24.8)$$

- Curentul de colector al tranzistorului saturat  $T_1$  se determină astfel :

$$I_C = \frac{E_C}{R_C} \quad (24.9)$$

Condiția de saturație a tranzistorului este determinată de relația :

$$I_B \geq \frac{E_C}{h_{21} R_C} = I_{B\text{sat}} \quad (24.10)$$

Înlocuind această relație în (24.8) obținem :

$$R \leq R_C \left( \frac{h_{21}}{1 + h_{21} \frac{R_C E_B}{R_b E_C}} - 1 \right) \quad (24.11)$$

*Observație :*

Amplitudinea semnalului de ieșire ( în colectorul tranzistoarelor ) se determină ca diferență între tensiunile colectorului tranzistorului în stare blocată și în stare saturată .

Din (24.1) și (24.6) obținem :

$$V_m = V_{CE\text{bl}} - V_{CE\text{sat}} \approx V_{CE\text{bl}} \approx \frac{R}{R + R_C} E_C \quad (24.12)$$

### 24.3.2.2 Schema C.B.B. cu polarizare automată

Circuitul echivalent este prezentat în figura 24.8 .

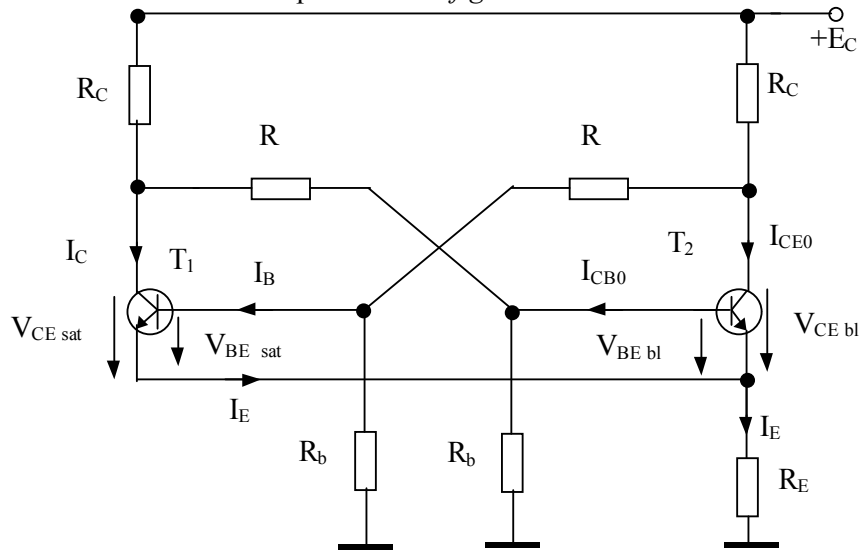


Fig.24.8. C.B.B.simetric ( cu tranzistoare npn ) cu polarizare automată în starea staționară T<sub>1</sub> saturat , T<sub>2</sub> blocat

*Observații :*

- Curenții de colector și de emitor ai tranzistorului saturat sunt egali :  $I_C = I_E$
- Tensiunea pe rezistorul  $R_E$  este practic constantă de-a lungul întregii funcționări a circuitului ( pe durată basculării , tensiunea se menține constantă datorită prezenței condensatorului  $C_E$  )

$$V_E = \frac{R_E}{R_E + R_C} E_C \quad (24.13)$$

În aceste caz tensiunile echivalente de alimentare , corespunzătoare cu circuitul cu sursă exterioară de polarizare sunt :

$$E'_C = E_C - V_E = \frac{R_C}{R_E + R_C} E_C \quad (24.14)$$

Se observă că potențialul emitorului celor două tranzistoare este pus la masă

$$E'_B = V_E = \frac{R_E}{R_E + R_C} E_C \quad (24.15)$$

Pe baza observațiilor de mai sus putem să determinăm mult mai ușor valorile tensiunilor în baza , respectiv colectorul celor două tranzistoare , precum și curentul de bază al tranzistorului saturat T<sub>1</sub>

Valorile tensiunilor tranzistorului saturat sunt aceleași , ca în cazul schemei cu polarizare exterioară a bazelor , adică -  $V_{CE\ sat} \approx 0V$  , -  $V_{BE\ sat} \approx 0,7V$

$$V_{BE\ bl} \approx \frac{R}{R + R_b} \left( R_b I_{CB0} - \frac{R_E}{R_E + R_C} E_C \right) \quad (24.16)$$

Ținând cont de (24.15) , condiția de blocare  $V_{BE\ bl} < 0$  se va scrie astfel :

$$R_b < \frac{R_E}{R_E + R_C} \frac{E_C}{I_{CB0}} \quad (24.17)$$

$$- V_{CE\text{ bl}} = \frac{R}{R + R_C} \left( E'_C - R_C I_{CE0} + \frac{R_C}{R} V_{BE\text{ sat}} \right) \quad (24.18)$$

Cum  $E'_C \gg R_C I_{CE0}$  ;  $E'_C \gg \frac{R_C}{R} V_{BE\text{ sat}}$  putem scrie că :

$$- V_{CE\text{ bl}} = \frac{R}{R + R_C} E'_C = \frac{R R_C}{(R + R_C)(R_E + R_C)} E_C \quad (24.19)$$

- Curentul de bază al tranzistorului saturat  $T_1$  se determină astfel :

$$I_B = \frac{E'_C - R_C I_{CE0}}{R + R_C} - \frac{E_B + V_{BE\text{ sat}}}{R_B} \quad (24.20)$$

Cum  $E'_C \gg R_C I_{CE0}$  ;  $E'_C \gg \frac{R_C}{R} V_{BE\text{ sat}}$  putem scrie că :

$$I_B = \frac{E'_C}{R + R_C} - \frac{E'_B}{R_B} = \frac{R_C}{(R_E + R_C)(R + R_C)} E_C - \frac{R_E}{R_B(R_E + R_C)} E_C \quad (24.21)$$

- Curentul de colector al tranzistorului saturat  $T_1$  se determină astfel :

$$I_C = \frac{E_C}{R_C + R_E} \quad (24.22)$$

*Observație :*

Valoarea rezistenței  $R_E$  se alege din condiția de blocare a unuia din tranzistoare , adică :

$$E'_B = V_E = (0.1... 0.2) E'_C \quad (24.23)$$

Deci

$$R_E = (0.1... 0.2) R_C \quad (24.24)$$

Se poate deci aproxima valoarea curentului de colector cu (24.9) ,  $I_C = \frac{E_C}{R_C}$

Condiția de saturație a tranzistorului este determinată de relația (24.10) :

Înlocuind această relație în (24.21) obținem :

$$R \leq R_C \left( \frac{h_{21}}{1 + h_{21} \frac{R_C}{R_b} \frac{E'_B}{E'_C}} - 1 \right) = R_C \left( \frac{h_{21}}{1 + h_{21} \frac{R_C}{R_b} \frac{R_E}{R_C}} - 1 \right) \quad (24.25)$$

*Observație :*

Amplitudinea semnalului de ieșire ( în colectorul tranzistoarelor ) se determină ca diferență între tensiunile colectorului tranzistorului în stare blocată și în stare saturată .

Din (24.1) și (24.19) obținem :

$$V_m = V_{CE\text{ bl}} - V_{CE\text{ sat}} \approx V_{CE\text{ bl}} \approx \frac{R R_C}{(R + R_C)(R_E + R_C)} E_C \quad (24.26)$$

### 24.3.2.3 Schema C.B.B. fără polarizarea bazelor tranzistoarelor

Circuitul echivalent este prezentat în figura 24.9 .

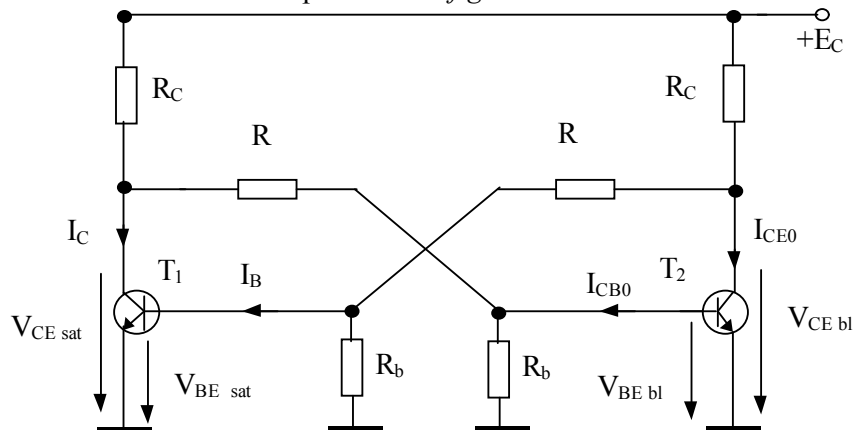


Fig.24.9. C.B.B.simetric ( cu tranzistoare npn ) fără polarizarea bazelor tranzistoarelor în starea staționară  $T_1$  saturat ,  $T_2$  blocat

*Observație :*

Analiza circuitului va fi asemănătoare cu cea a schemei cu polarizare exterioră a bazelor , cu observația că în acest caz rezultatele vor fi particularizate pentru  $E_B = 0$  .

Valorile tensiunilor tranzistorului saturat sunt aceleași , ca în cazul schemei cu polarizare exterioră a bazelor , adică -  $V_{CE\ sat} \approx 0V$  , -  $V_{BE\ sat} \approx 0,7V$

Din (24.3) și ținând cont că  $E_B = 0$  , obținem că :

$$- V_{BE\ bl} \approx \frac{R R_b}{R + R_b} I_{CB0} > 0 \quad (24.27)$$

În acest caz condiția de blocare devine  $V_{BE\ bl} < V_\gamma$

- Valorile tensiunii  $V_{CE\ bl}$  este aceeași ca în cazul schemei cu polarizare exterioră a bazelor adică :

$$- V_{CE\ bl} = \frac{R}{R + R_C} \left( E_C - R_C I_{CE0} + \frac{R_C}{R} V_{BE\ sat} \right) \text{ sau } V_{CE\ bl} = \frac{R}{R + R_C} E_C$$

Din (24.7) și ținând cont că  $E_B = 0$  , obținem curentul de bază al tranzistorului saturat  $T_1$

$$- I_B = \frac{E_C - R_C I_{CE0}}{R + R_C} - \frac{V_{BE\ sat}}{R_B} \quad (24.28)$$

Cum  $E_B \gg V_{BE\ sat}$  ;  $E_C \gg R_C I_{CE0}$  putem scrie că :

$$- I_B = \frac{E_C}{R + R_C} \quad (24.29)$$

- Curentul de colector al tranzistorului saturat  $T_1$  se determină conform (24.9) :  $I_C = \frac{E_C}{R_C}$

Condiția de saturație a tranzistorului este determinată de relația (24.10) .

Înlocuind această relație în (24.29) obținem :

$$R \leq (h_{21} - 1) R_C \quad (24.30)$$

*Observație :*

Amplitudinea semnalului de ieșire ( în colectorul tranzistoarelor ) are aceeași valoare ca în cazul schemei cu polarizare exterioară a bazelor , adică :

$$V_m \approx \frac{R}{R + R_c} E_c$$

### 24.3.3. Procedee și scheme de comandă a circuitelor bistabile

Trecerea circuitului bistabil dintr-o stare în alta se face cu ajutorul impulsurilor de comandă  
Comanda circuitului bistabil poate fi :

- separată ( nesimetrică ) ;
- comună ( simetrică ) ;
- combinată ;

Circuitul de comandă trebuie să îndeplinească următoarele condiții :

- influența sursei de comandă asupra circuitului bistabil trebuie să fie minimă ;
- circuitul bistabil nu trebuie să producă o reacție inversă asupra impulsurilor de comandă ;
- viteza de creștere a tensiunii pe bazele tranzistoarelor circuitului bistabil în procesul de comandă trebuie să fie suficient de mare pentru a asigura o fixare netă a momentului de basculare ;
- circuitul de comandă trebuie să excludă posibilitatea unei basculări false ;

Pentru comanda circuitelor basculante se folosesc :

- impulsuri relativ înguste ;
- impulsuri dreptunghiulare ( de exemplu semnalele de la ieșirea circuitelor astabile , monostabile ) ;

*Observații :*

Vom analiza circuitele basculante în următoarele cazuri particulare :

- a) Semnalul de intrare este de forma unui semnal periodic dreptunghiular ;
- b) Comanda va fi comună ;

Pornind de la aceste observații circuitul de comandă va conține următoarele elemente :

- un circuit de diferențiere ( R,C ) , ce are ca rol în a îngusta impulsurile de comandă ;
- două diode de separare , ce au ca rol de a comanda starea tranzistorului care trebuie schimbată și de a evita comenzile false ;

*Important :*

Dacă utilizăm comanda comună , schimbarea stării circuitului bistabil se realizează prin comanda asupra stării tranzistoarelor și nu asupra unui tranzistor anume astfel :

- se comandă scoaterea din blocare a tranzistorului care este saturat ( blocarea acestuia )  
*sau*
- se comandă scoaterea din saturație a tranzistorului care este blocat ( saturarea acestuia )

După locul în schema circuitului basculant unde este aplicată comanda se disting :

- scheme cu comandă pe baze ;
- scheme cu comandă pe colectori ;

#### 24.3.4. Analiza funcționării circuitelor basculante bistabile

*Observații :*

- Vom analiza circuitele bistabile simetrice ;
- Vom analiza circuitele bistabile fără polarizarea bazelor tranzistoarelor ;
- Vom analiza circuitele bistabile cu tranzistoare npn și pnp ;
- Pentru a obține o imagine cât mai fidelă a tensiunilor și curenților din schemele analizate vom utiliza simularea circuitelor în *Pspice* .

24.3.4.1.C.B.B. cu tranzistoare npn , cu comanda în colectorul tranzistoarelor ( saturarea tranzistorului blocat ).

Reprezentarea în *Schematics* a circuitului este prezentată în *figura 24.10*

*Observații :*

- Semnalul de comandă este simulat de :
- O sursă de semnal dreptunghiular  $V_g$  de tipul VPULSE cu parametrii :

$$T = 2\text{ms} , q = \frac{1}{4} , A = 2\text{V}$$

- O rezistență internă  $R_g = 50\Omega$
- Circuitul este supus unei analize tranzitorii , cu următorii parametrii :
  - Print Step = 100 ns ; Final Time = 20ms .

*Observație :*

**Toate circuitele vor fi supuse unei analize identice ( aceeași parametrii )**

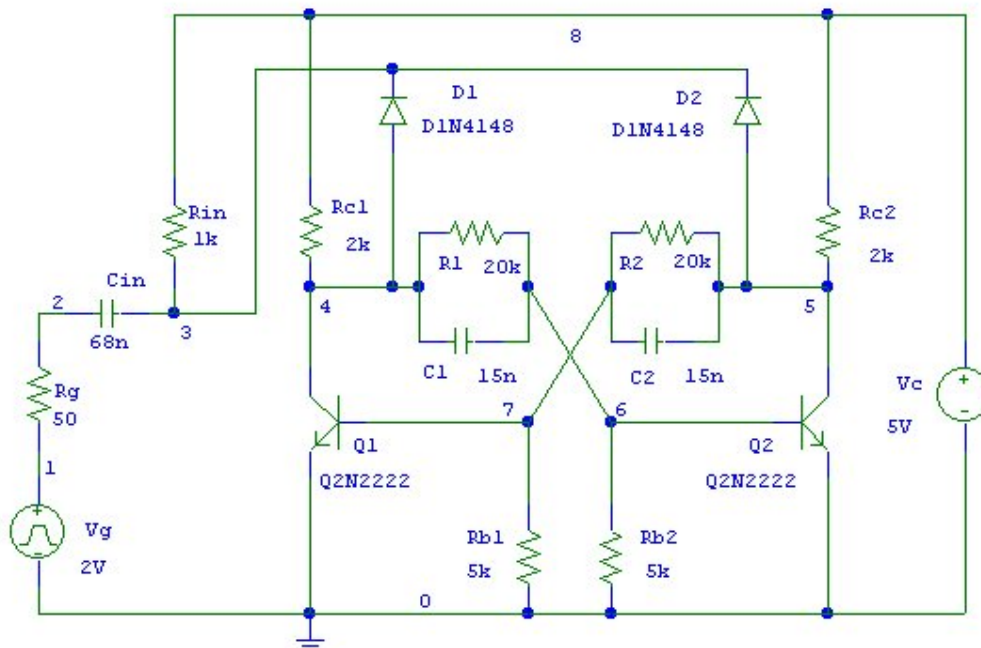


Fig. 24.10. C.B.B. cu tranzistoare npn , cu comanda în colectorul tranzistoarelor ( saturarea tranzistorului blocat )obținută în *Schematics*

Circuitul de comandă este format din :

- circuitul de derivare  $C_{in}$  ,  $R_{in}$  ;
- diodele de separare  $D_1$  ,  $D_2$  ;



Deoarece cele două diode au anodul plasat spre circuitul bistabil , vor lăsa ( se vor deschide) să treacă un semnal ce micșorează potențialul în colectorul celor două tranzistoare . Cum comanda este aplicată în colectorul celor două tranzistoare , iar acestea sunt de tipul npn , singura posibilitate de a modifica potențialul în punctele ( 4) și (5) este de a satura tranzistorul blocat .

Semnalele de comandă și de ieșire sunt prezentate în figura 24.11.

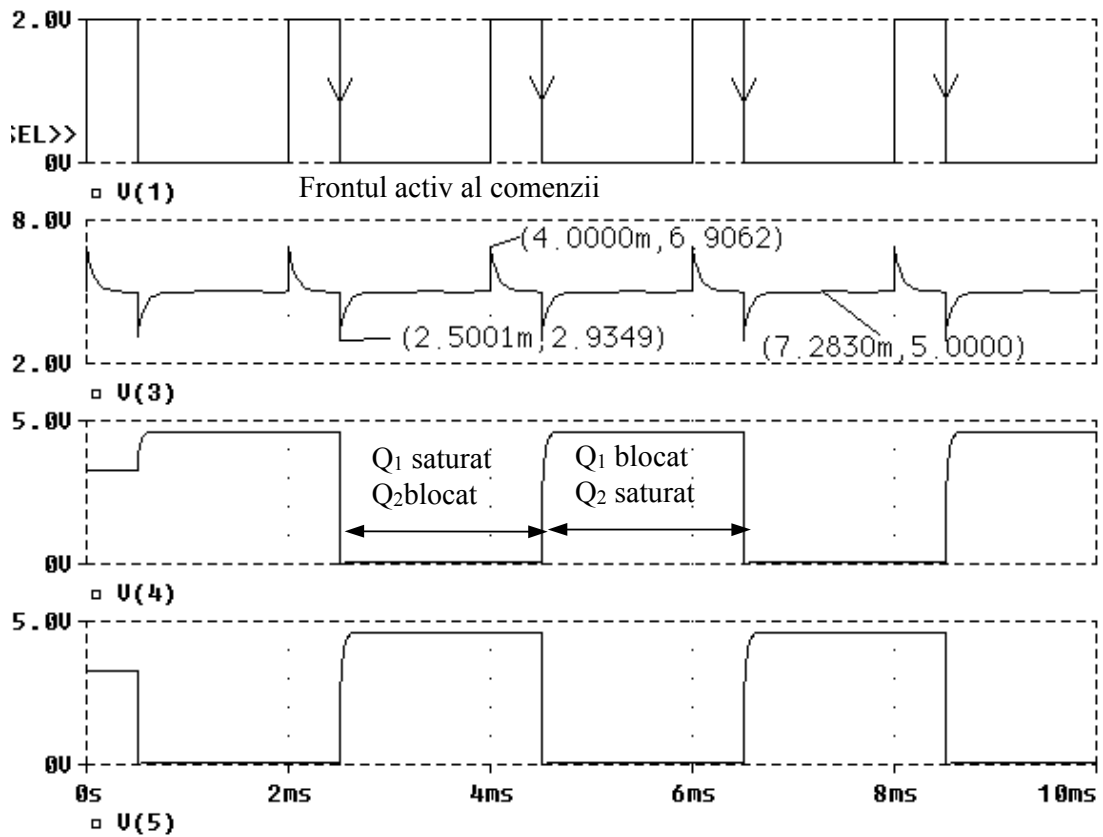


Fig.24.11 Semnalele caracteristice unui C.B.B. cu tranzistoare npn , cu comanda în colector , prin saturarea tranzistorului blocat , obținute cu ajutorul utilitarului Probe

V(1) - Semnalul de comandă

V(3) - Semnalul de la ieșirea circuitului de derivare ( care comandă efectiv scoaterea din blocare a tranzistoarelor )

V(4) - Semnalul din colectorul tranzistorului Q<sub>1</sub>

V(5) - Semnalul din colectorul tranzistorului Q<sub>2</sub>

Observații :

a) Comanda este activă pe frontul descrescător al semnalului ;

Presupunem că tranzistorul Q<sub>1</sub>( T<sub>1</sub>) este blocat și tranzistorul Q<sub>2</sub>( T<sub>2</sub>) saturat .

Pentru ca tranzistorul Q<sub>1</sub>( T<sub>1</sub>) să primească o comandă care să-l forțeze să treacă în saturație este necesar ca pentru un interval foarte scurt potențialul în colectorul lui să scadă brusc .

Acest lucru este posibil deoarece pe frontul descrescător al semnalului dioda D<sub>1</sub> se deschide datorită faptului că potențialul în anodul ei scade la o valoare inferioară (aproximativ 2,9 V ) potențialului din catod ( potențial ce este egal cu cel din colectorul tranzistorului blocat ) .

Pe durata acestui fenomen dioda D<sub>2</sub> este obligatoriu a fi blocată . Menținerea blocată a diodei D<sub>2</sub> se realizează datorită faptului că rezistorul R<sub>in</sub> este conectat la sursa de alimentare

(  $V_C$  ) a circuitului bistabil .

Datorită reacției pozitive ce leagă cele două tranzistoare , în urma comenzii , ele vor bascula rapid într-o nouă stare stabilă :

tranzistorul  $Q_1$ (  $T_1$  ) saturat și tranzistorul  $Q_2$ (  $T_2$  ) blocat .

Circuitul bistabil va rămâne în această stare până la o nouă comandă ( din nou pe frontul descrescător al semnalului de comandă ) . De data aceasta comanda se va transmite prin dioda  $D_2$  care sesizează că în anodul ei este tranzistorul blocat , circuitul bistabil modificându-și starea :

tranzistorul  $Q_1$ (  $T_1$  ) blocat și tranzistorul  $Q_2$ (  $T_2$  ) saturat .

Pentru a se putea observa în detaliu funcționarea circuitului de comandă , prezentăm semnalele din *figura 24.12* .

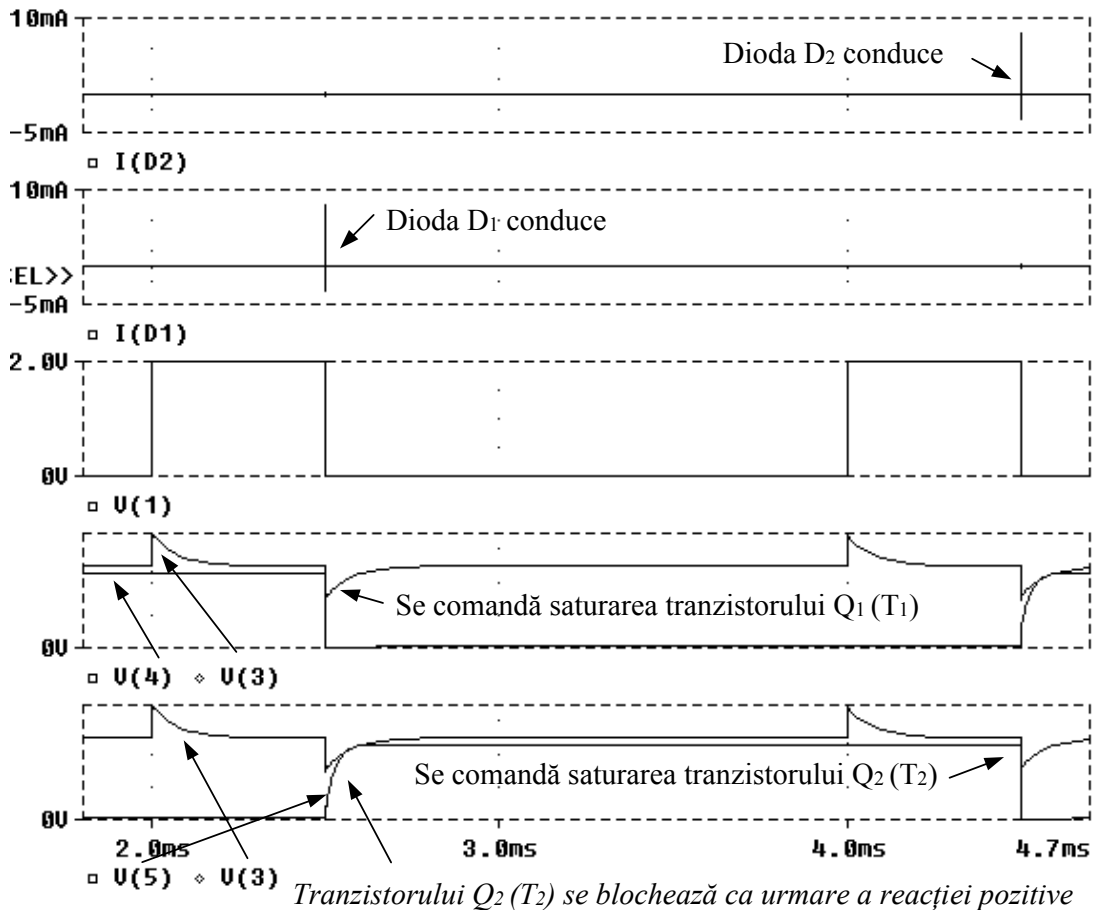


Fig.24.12 Semnalele de comandă ale unui C.B.B.cu tranzistoare npn , cu comanda în colector , prin saturarea tranzistorului blocat , obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

**V(1)** - Semnalul de comandă

**V(3)** - Semnalul de la ieșirea circuitului de derivare ( care comandă efectiv scoaterea din blocare a tranzistoarelor )

**V(4)** - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_1$

**V(5)** - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_2$

**I(D1)** - Curentul prin dioda  $D_1$

**I(D2)** - Curentul prin dioda  $D_2$

Prezentarea pe același grafic a semnalelor din colectorul celor două tranzistoare și a semnalului din anodul diodelor –  $V(4)$  și  $V(3)$  – respectiv –  $V(5)$  și  $V(3)$  – ne oferă posibilitatea de a observa momentele în care diodele se deschid .

b) Perioada semnalelor de la ieșirea C.B.B. este dublă față de perioada semnalului de comandă ( $V_1$ ) ;

c) Factorul de umplere al semnalului de ieșire este  $q = \frac{1}{2}$  ;

d) Semnalele de ieșire ( din colectorul celor două tranzistoare) sunt în antifază . Când un tranzistor este saturat celălalt este blocat și reciproc .

*Concluzie :*

Circuitele bistabile sunt divizoare de frecvență ( față de semnalul de intrare ) , factorul de umplere al semnalelor de ieșire , care sunt în antifază , fiind  $q = \frac{1}{2}$  ;

e ) La proiectarea circuitelor bistabile trebuie să nu pierdem din vedere valorile limită ale tensiunilor și curenților la care pot rezista tranzistoarele .

Cum tranzistoarele Q 2N2222 sunt tranzistoare de joasă frecvență și de semnal mic le vom considera echivalente cu tranzistoarele BC 107 ale căror date de catalog sunt următoarele :

$$V_{CE\max} = 50V \quad ; \quad I_{C\max} = 100\text{mA}$$

$$V_{EB\max} = 6V \quad ; \quad I_{B\max} = 50\text{mA}$$

Respectarea acestor valori limită maxime se poate realiza din controlul tensiunii de alimentare  $V_C$  , precum și din valorile rezistoarelor  $R$  ,  $R_C$  din circuit .

$$1) V_{CE\text{ bl}} = \frac{R}{R + R_C} E_C \langle V_{CE\max} \rangle$$

iar pentru circuitul din figura 24.10 avem :

$$V_{CE1\text{ bl}} = \frac{R_1}{R_1 + R_{C1}} E_C \langle V_{CE\max} \rangle$$

$$V_{CE2\text{ bl}} = \frac{R_2}{R_2 + R_{C2}} E_C \langle V_{CE\max} \rangle$$

- Modul de variație al tensiunii  $V_{CE\text{ bl}}$  funcție de  $V_C$  este prezentat în figura 24.13

*Concluzie :*

Pentru ca tensiunea  $V_{CE\text{ bl}}$  să fie cât mai mică tensiunea de alimentare trebuie să fie cât mai mică .

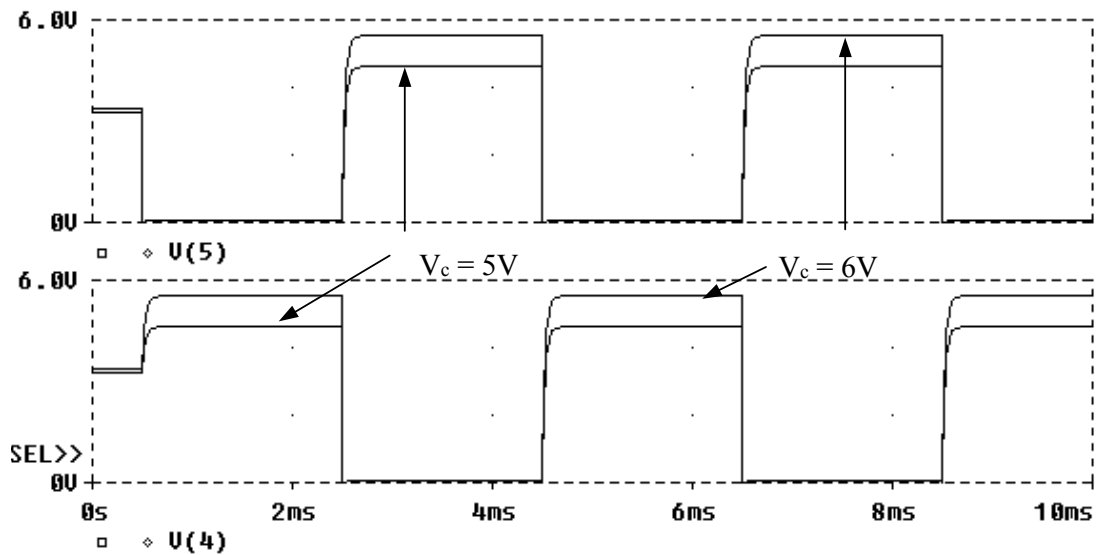


Fig.24.13 Modul de variație al tensiunii  $V_{CE\text{ bl}}$  funcție de  $V_C$  obținut cu ajutorul utilitarului *Probe*

$V(4)$  - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_1$   
 $V(5)$  - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_2$

- Modul de variație al tensiunii  $V_{CE\text{ bl}}$  funcție de  $R_C$  este prezentat în figura 24.14

*Concluzie :*

$V_{CE\text{ bl}}$  variază invers proporțional cu  $R_C$ .

*Pentru ca tensiunea  $V_{CE\text{ bl}}$  să fie cât mai mică rezistențele  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$  trebuie să fie aibă valori cât mai mari*

În acest exemplul am modificat doar rezistența  $R_{C2}$  din colectorul tranzistorului  $Q_2$  ( $T_2$ ).

Se observă că tensiunea în colectorul tranzistorului  $Q_1$  ( $T_1$ ) rămâne constantă.

Dacă se modifică ambele rezistoare  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$  astfel încât circuitul să rămână simetric tensiunile în colectoarele celor două tranzistoare se modifică și ele simetric.

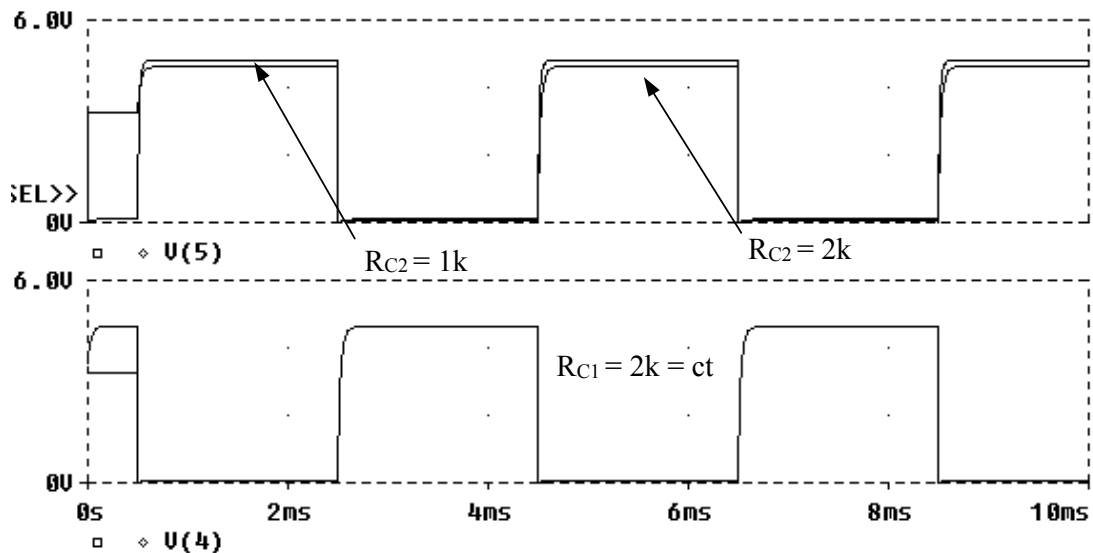


Fig.24.14 Modul de variație al tensiunii  $V_{CE2\text{ bl}}$  funcție de  $R_{C2}$  obținut cu ajutorul utilitarului *Probe*

$V(4)$  - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_1$   
 $V(5)$  - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_2$

- Modul de variație al tensiunii  $V_{CE\ bl}$  funcție de  $R$  este prezentat în figura 24.15

*Concluzie :*

$V_{CE\ bl}$  variază direct proporțional cu  $R$ .

Pentru ca tensiunea  $V_{CE\ bl}$  să fie cât mai mică rezistențele  $R_1, R_2$  trebuie să fie aibă valori cât mai mici.

În acest exemplul am modificat doar rezistența  $R_2$ .

Se observă că tensiunea în colectorul tranzistorului  $Q_1$  ( $T_1$ ) rămâne constantă.

Dacă se modifică ambele rezistoare  $R_1, R_2$  astfel încât circuitul să rămână simetric tensiunile în colectoarele celor două tranzistoare se modifică și ele simetric.

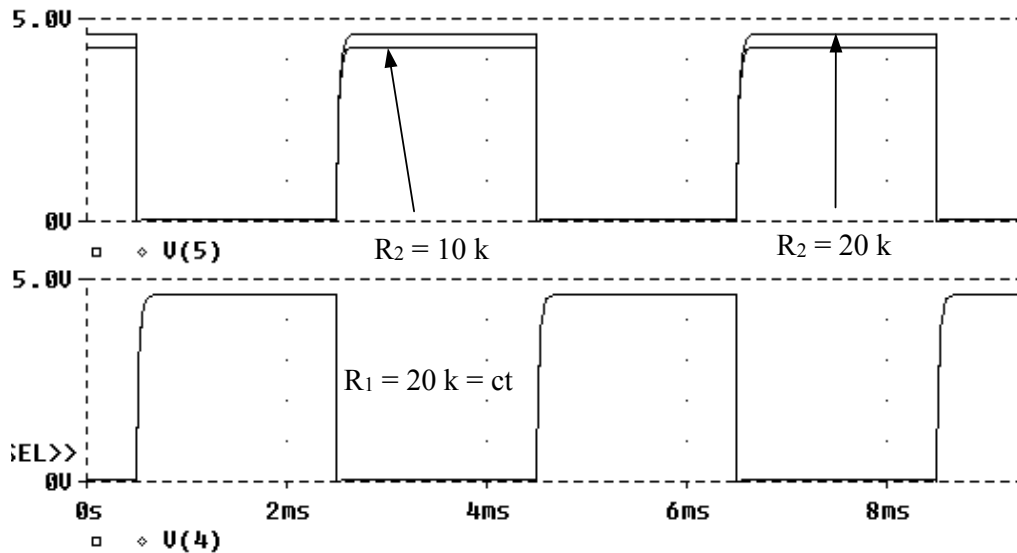


Fig.24.15 Modul de variație al tensiunii  $V_{CE2\ bl}$  funcție de  $R_2$  obținut cu ajutorul utilitarului *Probe*

**V(4)** - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_1$

**V(5)** - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_2$

2)  $V_{EB} \ll V_{EB\ max}$

Tensiunea inversă pe joncțiunea bază – emitor a tranzistoarelor trebuie să fie mai mică, în modul, decât tensiunea  $V_{EB\ max}$ .

Pe baza tranzistoarelor apare un salt negativ de tensiune în urma comenzii de trecere în saturație a tranzistoarelor (aplicată colectorului tranzistoarelor).

Acest salt de tensiune se transmite prin intermediul celor două condensatoare (care intră în componența reacției pozitive).

*Explicație :*

Considerăm că ne situăm în starea stabilă  $T_1$  blocat,  $T_2$  saturat.

Condensatorul  $C_1$  este încărcat la tensiunea :

$$V_{C1} = V_{CE1} - V_{BE2} = V_{CE1\ bl} - V_{BE2\ sat} \quad (24.31)$$

Pe durata basculării ( $T_1$  se saturează,  $T_2$  se blochează) tensiunea pe condensator rămâne nemodificată.

Imediat ce tranzistorul  $T_1$  se saturează tensiunea pe baza tranzistorului  $T_2$  este următoarea :

$$V_{BE2} = V_{CE1} - V_{C1} = V_{CE1\ sat} - V_{CE1\ bl} + V_{BE1\ sat} \approx -V_{C1} = V_{BE1\ sat} - \frac{R}{R + R_C} E_C \ll 0 \quad (24.32)$$

În mod analog , tensiunea inițială de blocare a tranzistorului  $T_2$  are aceeași valoare .

Reprezentarea grafică a variației potențialelor în colectorul tranzistorului  $Q_1$ (  $T_1$  ) și baza tranzistorului  $Q_2$ (  $T_2$  ) este prezentată în *figura 24.16*.

*Observații :*

Conform (24.27)  $V_{C1} = V_{CE1bl} - V_{BE2sat} \approx 4.60V - 0.67V = 3.93V$

Conform (24.28)  $V_{BE2} \approx -V_{C1} \approx -3.93V$

Din *figura 24.16* se observă că  $V_{BE2} \approx -3.89V$  apropiată de valoarea dedusă teoretic.

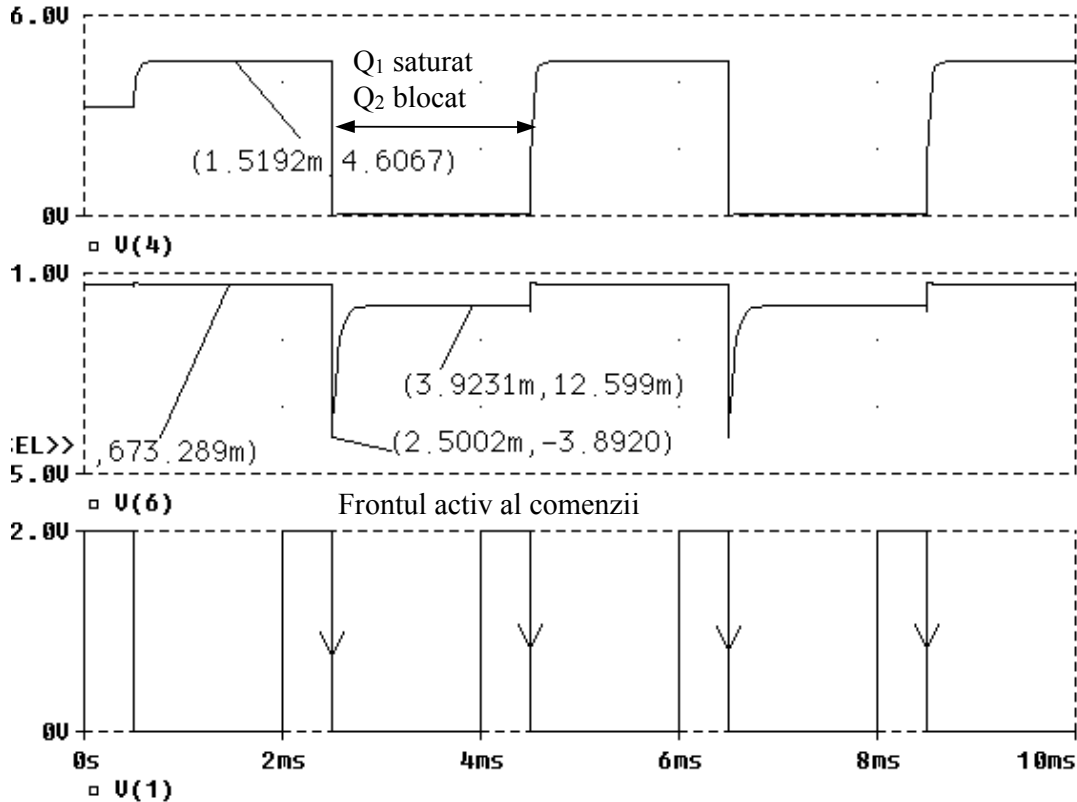


Fig.24.16 Modul de variație a potențialelor în colectorul tranzistorului  $Q_1$ (  $T_1$  ) și baza tranzistorului  $Q_2$ (  $T_2$  ) obținut cu ajutorul utilitarului *Probe*

**V(1)** - Semnalul de comandă

**V(4)** - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_1$

**V(6)** - Semnalul din baza tranzistorului  $Q_2$

La analiza valorii tensiunii bază – emitor ce blochează tranzistorul trebuie avute în vedere două aspecte :

- valoarea tensiunii să fie cât mai mică ( în modul ) .

Acest aspect se poate trata analizând expresia (24.32) . Se observă că cu cât  $V_{CE1bl}$  are o valoare mai mică , tranzistorul va fi supus unei tensiuni inverse bază – emitor mai mici.

*Concluzie :*

*Metodele de a micșora  $V_{EB}$  sunt aceleași ca în cazul micșorării valorii tensiunii  $V_{CE1bl}$  fiind prezentate anterior .*

- durata de restabilire a potențialului bazei tranzistorului care se blochează trebuie să fie cât mai mică .

Deci , durata de descărcare a condensatorului până la valoarea  $V_{BE2} \approx 12.5 \text{ mV} > 0$

( ce menține tranzistorul blocat - vezi (24.27)  $V_{BE \text{ bl}} \approx \frac{R R_b}{R + R_b} I_{CB0} > 0$  ) trebuie să fie cât mai mică .

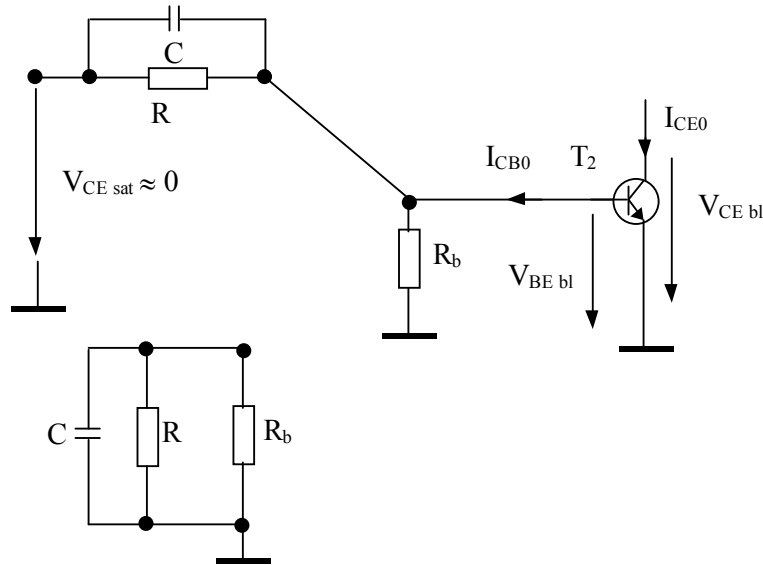


Fig.24.18. Traseul de descărcare a condensatorului C

Circuitul de descărcare a condensatorului C este prezentat în figura 24.17

Constanta de descărcare a condensatorului este :

$$\tau = C \frac{R R_b}{R + R_b} \quad (24.33)$$

iar durata de revenire este :

$$t_r \approx 3C \frac{R R_b}{R + R_b} \quad (24.34)$$

*Concluzie :*

*Pentru ca durata de revenire  $t_r$  să fie cât mai mică trebuie ca valorile condensatoarelor  $C_1, C_2$  sau a rezistoarelor  $R_{b1}, R_{b2}, R_1, R_2$  să fie cât mai mici .*

Modul de variație al tensiunii  $V_{EB \text{ bl}}$  și a durată de restabilire  $t_r$  funcție de R este prezentat în figura 24.19

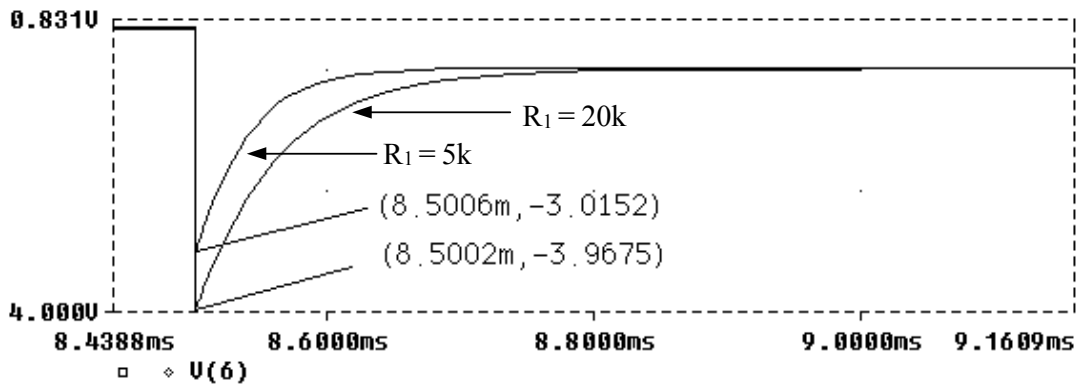


Fig.24.19 Modul de variație al tensiunii  $V_{EB2}$  și a durata de restabilire  $t_{r2}$  funcție de  $R_1$  obținut cu ajutorul utilitarului *Probe*  
**V(6)** - Semnalul din baza tranzistorului  $Q_2$

$$3) I_B = \frac{E_C}{R + R_C} \langle I_{Bmax} \rangle$$

Se observă că valoarea curentului  $I_B$  este invers proporțională cu  $R$  și  $R_C$  și direct proporțională cu tensiunea de alimentare  $E_C$ .

$$4) I_C = \frac{E_C}{R_C} \langle I_{Cmax} \rangle$$

Modul de variație al curentului  $I_C$  funcție de  $R_C$  este prezentat în figura 24.20

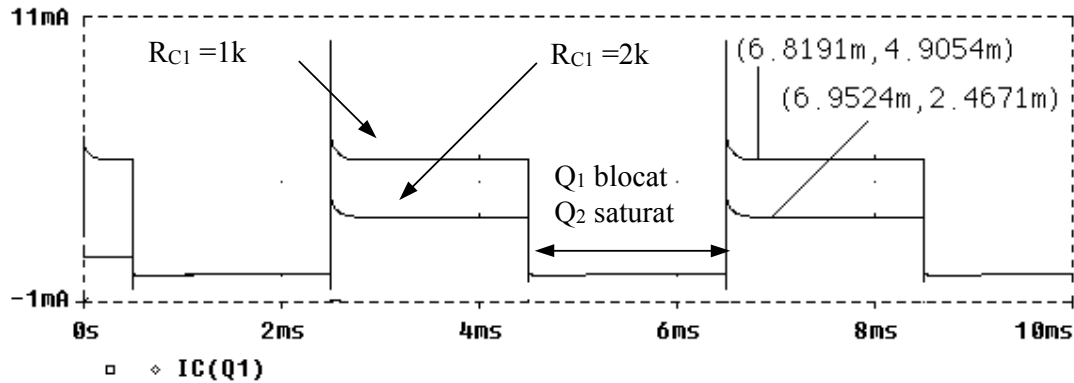


Fig.24.20 Modul de variație al curentului  $I_{C1}$  funcție de  $R_{C1}$  obținut cu ajutorul utilitarului *Probe*  
**IC(Q1)** - Curentul din colectorul tranzistorului  $Q_1$

*Concluzie :*

-  $I_C$  variază invers proporțional cu  $R_C$ .

Pentru ca valoarea curentului  $I_C$  să fie cât mai mică rezistențele  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$  trebuie să fie aibă valori cât mai mari.

În exemplul de mai sus am modificat doar rezistența din colectorul tranzistorului  $Q_1$  ( $T_1$ ). Dacă se modifică ambele rezistoare  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$  astfel încât circuitul să rămână simetric curentul  $I_C$  în colectoarele celor două tranzistoare se modifică și el simetric.

-  $I_C$  variază direct proporțional cu  $E_C$



24.3.4.2. Proiectarea circuitelor bistabile cu tranzistoare npn , cu comanda în colectorul tranzistoarelor ( saturarea tranzistorului blocat )

1) Proiectarea în curent continuu .

La proiectarea circuitului bistabil trebuie urmărite îndeplinirea a două obiective :

- a) Posibilitatea ca tranzistoarele să intre în saturație ( asigurarea curentului  $I_C$  de saturație al tranzistorului ) și să se blocheze ( asigurarea unei tensiuni  $V_{BE}$  de blocare ) .
- b) Valorile tensiunilor și curenților ce caracterizează un tranzistor să nu depășească valorile limită absolute.

Algoritmul de proiectare este următorul :

- Se aleg tranzistoarele ( pe cât posibil cu factori de amplificare în curent ,  $\beta$  , de valori apropiate ) .

- Se notează valorile limită absolute ce caracterizează tranzistorul :

$$V_{CE\max} = \dots V \quad ; \quad I_{C\max} = \dots \text{mA}$$

$$V_{EB\max} = \dots V \quad ; \quad I_{B\max} \dots 50 \text{mA}$$

- Se notează valorile statice și dinamice caracteristice tranzistorului :

$$h_{21} = \dots \quad ; \quad I_{CB0} = \dots \text{nA} \quad ; \quad V_\gamma = \dots V$$

$$V_{CE\text{sat}} = \dots V \quad ; \quad V_{BE\text{sat}} = \dots V$$

$$f_\alpha = \dots [\text{Hz}]$$

- Se alege tensiunea de alimentare  $E_C$  (  $V_C$  )

- Se alege valoarea curentului de saturație , respectând condiția :

$$I_{C\text{sat}} \langle I_{C\max} \quad (24.35)$$

- Se determină din (24.9) valoarea rezistenței de colector :

$$R_C = \frac{E_C}{I_{C\text{sat}}} \quad (24.36)$$

- Se determină din (24.30) – asigurarea unui curent de saturație în baza tranzistorului - valoarea rezistenței  $R$  :

$$R \leq (h_{21} - 1)R_C$$

- Se determină din (24.27) – asigurarea unei tensiuni de blocare în baza tranzistorului - valoarea rezistenței  $R_b$  :

$$V_{BE\text{bl}} \approx \frac{R R_b}{R + R_b} I_{CB0} \ll V_\gamma \quad ; \quad V_{BE\text{bl}} \langle 0.1V$$

- Cu valorile rezistoarelor  $R_C$  ,  $R$  ,  $R_b$  astfel calculate se verifică dacă :

$$- \quad V_{CE\text{bl}} = \frac{R}{R + R_C} E_C \langle V_{CE\max}$$

$$- \quad V_{EB\text{blmax}} \approx \frac{R}{R + R_C} E_C - V_{BE\text{sat}} \langle V_{EB\max}$$

$$- \quad I_B = \frac{E_C}{R + R_C} \langle I_{B\max}$$

În cazul în care condițiile de mai sus nu sunt îndeplinite , se modifică valorile rezistențelor sau a tensiunii de alimentare astfel :

-  $E_C$  **se micșorează** ,

-  $R_C$  **se mărește** ,

-  $R$  **se micșorează** ,

$$(24.37)$$

Cu noile valori ale rezistoarelor sau a tensiunii de alimentare se verifică respectarea condițiilor de limită a tranzistoarelor .

2) Proiectarea în curent alternativ .

- Se determină valoarea condensatorului C , astfel :

$$C \geq \frac{1}{f_{\alpha} R_c} \quad (24.38)$$

- Se verifică dacă  $t_r$  , constanta de revenire , vezi (24.34) este mult mai mică decât  $(1-q)T$  unde T este perioada iar q este factorul de umplere semnalului de comandă.

$$t_r \approx 3C \frac{R R_b}{R + R_b} \leq \frac{(1-q) T}{10} \quad (24.39)$$

În cazul în care condiția de mai sus nu este îndeplinită , se modifică valorile rezistențelor astfel :

$$\begin{aligned} & - R_b \text{ se micșorează ,} \\ & - R \text{ se micșorează ,} \end{aligned} \quad (24.40)$$

- Cu valorile rezistoarelor astfel redimensionate se verifică dacă relațiile stabilite la proiectarea în c.c. mai sunt îndeplinite . În caz contrar se reia proiectarea circuitului bistabil până când atât condițiile de c.c. cât și cele de c.a. sunt simultan îndeplinite .

3) Proiectarea circuitului de comandă .

- Se determină valoarea condensatorului  $C_{in}$  , astfel :

$$C_{in} = (0.6 \dots 0.8) C \quad (24.41)$$

- Se determină valoarea rezistorului  $R_{in}$  , astfel :

$$R_{in} C_{in} \leq \frac{t_r}{10} \quad (24.42)$$

*Important :*

*În prezentarea următoarelor scheme nu vom mai insista asupra prezentării amănunțite a funcționării circuitelor . Toate observațiile făcute în 24.3.4.1. sunt valabile și în exemplele următoare . Eventualele diferențe vor fi prezentate în detaliu .*

24.3.4.3.C.B.B. cu tranzistoare pnp , cu comanda în colectorul tranzistoarelor ( saturarea tranzistorului blocat ).

Reprezentarea în *Schematics* a circuitului este prezentată în *figura 24.21*

Deoarece cele două diode au catodul plasat spre circuitul bistabil , vor lăsa (se vor deschide) să treacă un semnal ce mărește potențialul în colectorul celor două tranzistoare .

Cum comanda este aplicată în colectorul celor două tranzistoare , iar acestea sunt de tipul pnp , singura posibilitate de a modifica potențialul în punctele ( 4 ) și ( 5 ) este de a satura tranzistorul blocat .

Semnalele de comandă și de ieșire sunt prezentate în *figura 24.22*.

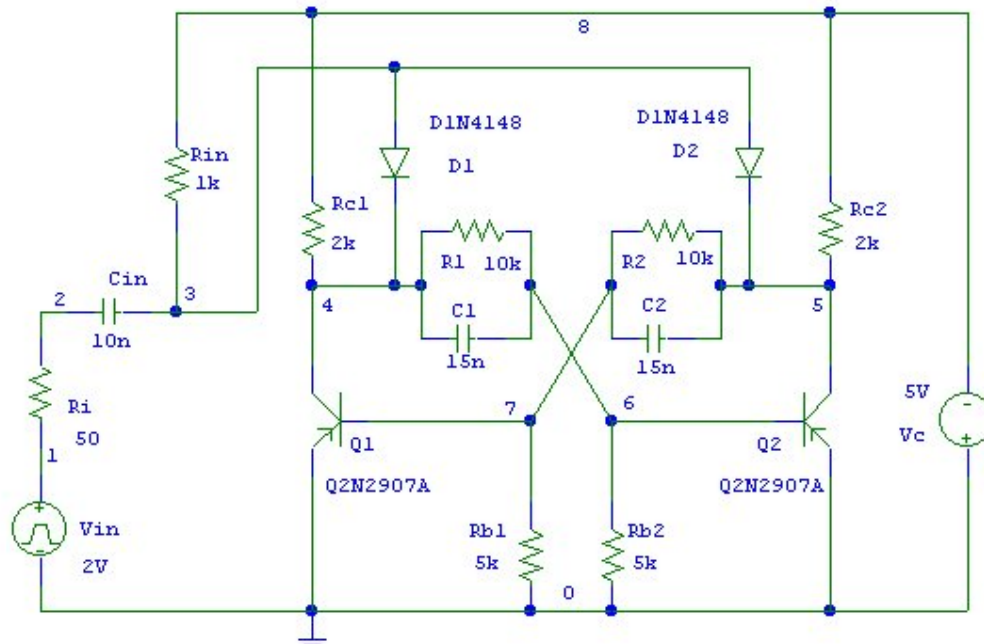


Fig. 24.21. C.B.B. cu tranzistoare pnp , cu comanda în colectorul tranzistoarelor (saturarea tranzistorului blocat ) obținută în *Schematics*

*Observații :*

a) Comanda este activă pe frontul crescător al semnalului ;

Presupunem că tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) este blocat și tranzistorul  $Q_2$  ( $T_2$ ) saturat . Pentru ca tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) să primească o comandă care să-l forțeze să treacă în saturație este necesar ca pentru un interval foarte scurt potențialul în colectorul lui să crească brusc . Acest lucru este posibil deoarece pe frontul crescător al semnalului de comandă , dioda  $D_1$  se deschide , datorită faptului că potențialul în anodul ei crește la o valoare superioară ( aproximativ - 2,24 V ) potențialului din catod ( potențial ce este egal cu cel din colectorul tranzistorului blocat aproximativ - 5 V ) .

Pe durata acestui fenomen dioda  $D_2$  este obligatoriu a fi blocată .

Menținerea blocată a diodei  $D_2$  se realizează datorită faptului că rezistorul  $R_{in}$  este conectat la sursa de alimentare (  $V_C$  ) a circuitului bistabil .

Datorită reacției pozitive ce leagă cele două tranzistoare , în urma comenzii , ele vor bascula rapid într-o nouă stare stabilă :

tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) saturat și tranzistorul  $Q_2$  ( $T_2$ ) blocat .

Circuitul bistabil va rămâne în această stare până la o nouă comandă ( din nou pe frontul crescător al semnalului de comandă ) . De data aceasta comanda se va transmite prin dioda  $D_2$  care sesizează că în anodul ei este tranzistorul blocat , circuitul bistabil modificându-și starea :

tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) blocat și tranzistorul  $Q_2$  ( $T_2$ ) saturat .

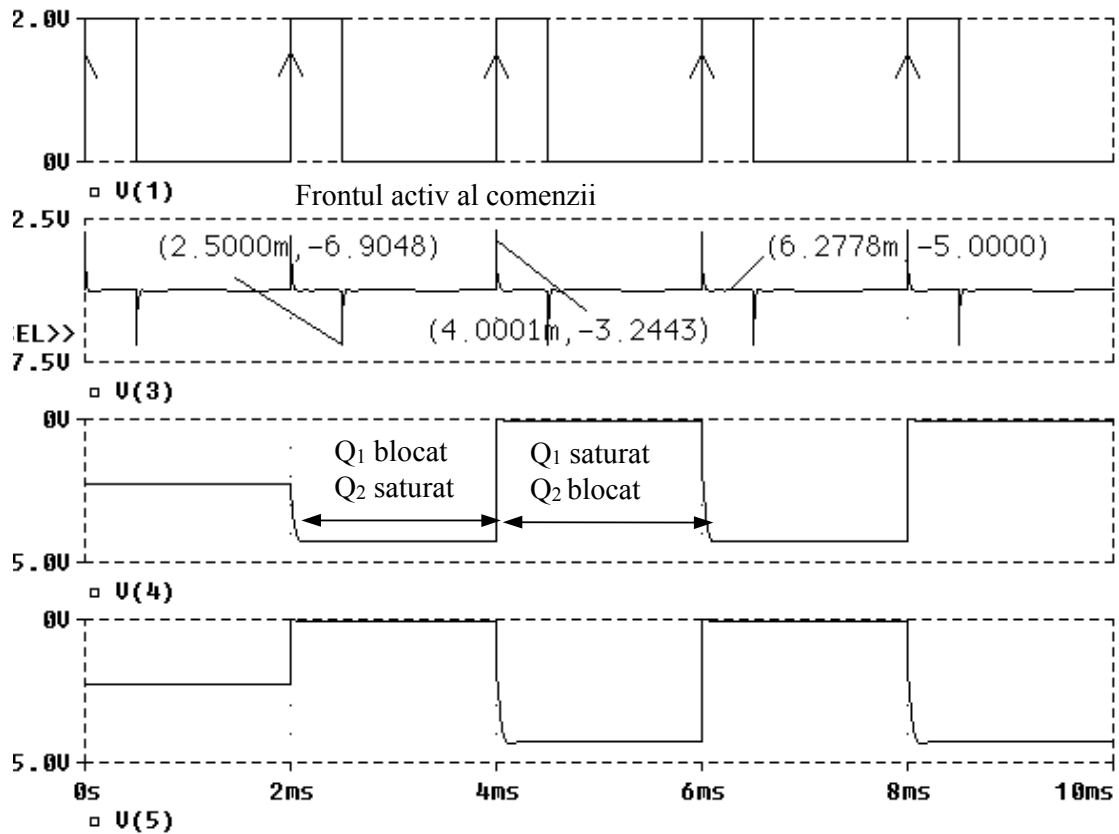


Fig.24.22 Semnalele caracteristice unui C.B.B.cu tranzistoare pnp , cu comanda în colector ( saturarea tranzistorului blocat ) ,obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*  
**V(1)** - Semnalul de comandă  
**V(3)** - Semnalul de la ieșirea circuitului de derivare ( care comandă efectiv scoaterea din blocare a tranzistoarelor )  
**V(4)** - Semnalul din colectorul tranzistorului Q<sub>1</sub>  
**V(5)** - Semnalul din colectorul tranzistorului Q<sub>2</sub>

Pentru a se putea observa în detaliu funcționarea circuitului de comandă prezentăm semnalele din *figura 24.23* .

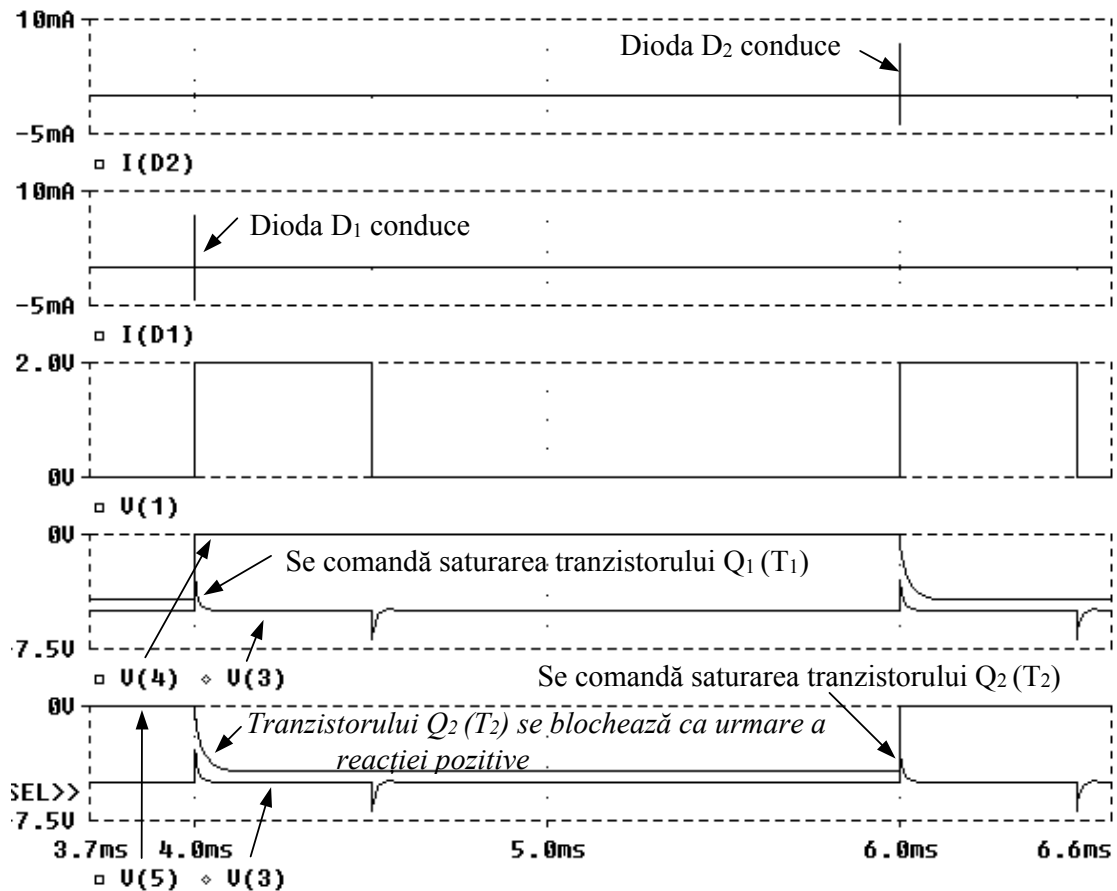


Fig.24.23 Semnalele de comandă ale unui C.B.B.cu tranzistoare pnp , cu comanda în colector ( saturarea tranzistorului blocat ) ,obținute cu ajutorul utilitarului Probe  
**V(1)** - Semnalul de comandă  
**V(3)** - Semnalul de la ieșirea circuitului de derivare ( care comandă efectiv scoaterea din blocare a tranzistoarelor )  
**V(4)** - Semnalul din colectorul tranzistorului Q<sub>1</sub>  
**V(5)** - Semnalul din colectorul tranzistorului Q<sub>2</sub>  
**I(D1)** - Curentul prin dioda D<sub>1</sub>  
**I(D2)** - Curentul prin dioda D<sub>2</sub>

b ) Circuitul bistabil este astfel proiectat încât nu se depășesc valorile limită ale tensiunilor și curenților la care pot rezista tranzistoarele vezi - figura 24.24.

$$\begin{cases} I_{Cbl} = 886,3 \text{ pA} \\ |I_{Cmax}| = 6,85 \text{ mA} \\ I_{Csat} = -2,47 \text{ mA} \end{cases} ; \begin{cases} I_{Bbl} = 57,2 \text{ pA} \\ I_{Bmax} = 6,3 \text{ mA} \\ I_{Bsat} = -201 \mu\text{A} \end{cases} ; \begin{cases} V_{EBmax} = 3,4 \text{ V} \\ V_{BEbl} = -14,5 \text{ mV} \\ V_{BEsat} = -759 \text{ mV} \end{cases}$$

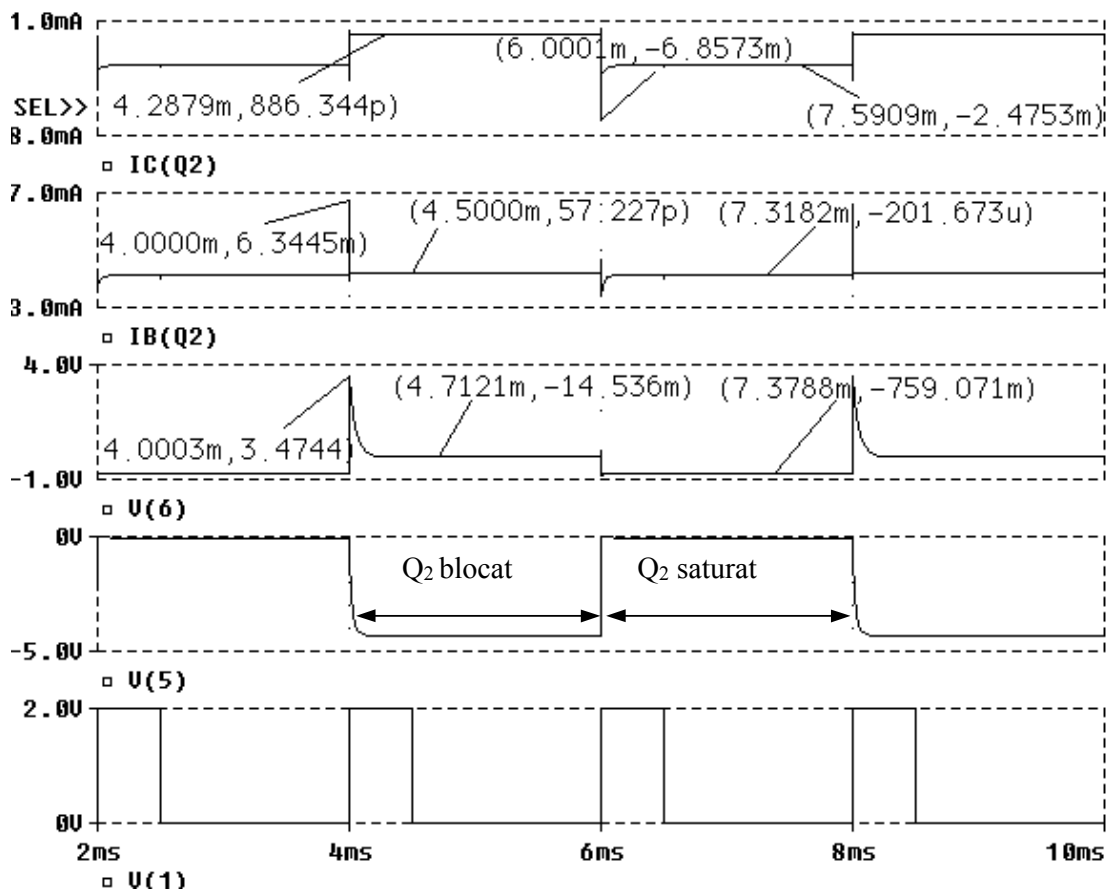


Fig.24.24 Tensiunile și cureții caracteristice tranzistorului Q<sub>2</sub> pe durata funcționării în cele două regimuri : de blocare și saturație , pentru un C.B.B.cu tranzistoare pnp cu comanda în colector ( saturarea tranzistorului blocat ) ,obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

V(1) - Semnalul de comandă

V(3) - Semnalul de la ieșirea circuitului de derivare ( care comandă efectiv scoaterea din blocare a tranzistoarelor )

V(5) - Semnalul din colectorul tranzistorului Q<sub>2</sub>

V(6) - Semnalul din baza tranzistorului Q<sub>2</sub>

IB(Q<sub>2</sub>) - Curentul de bază al tranzistorului Q<sub>2</sub>

IC(Q<sub>2</sub>) - Curentul de colector al tranzistorului Q<sub>2</sub>

24.3.4.4.C.B.B. cu tranzistoare npn , cu comanda în colectorul tranzistoarelor ( blocarea tranzistorului saturat ).

Reprezentarea în *Schematics* a circuitului este prezentată în figura 24.25

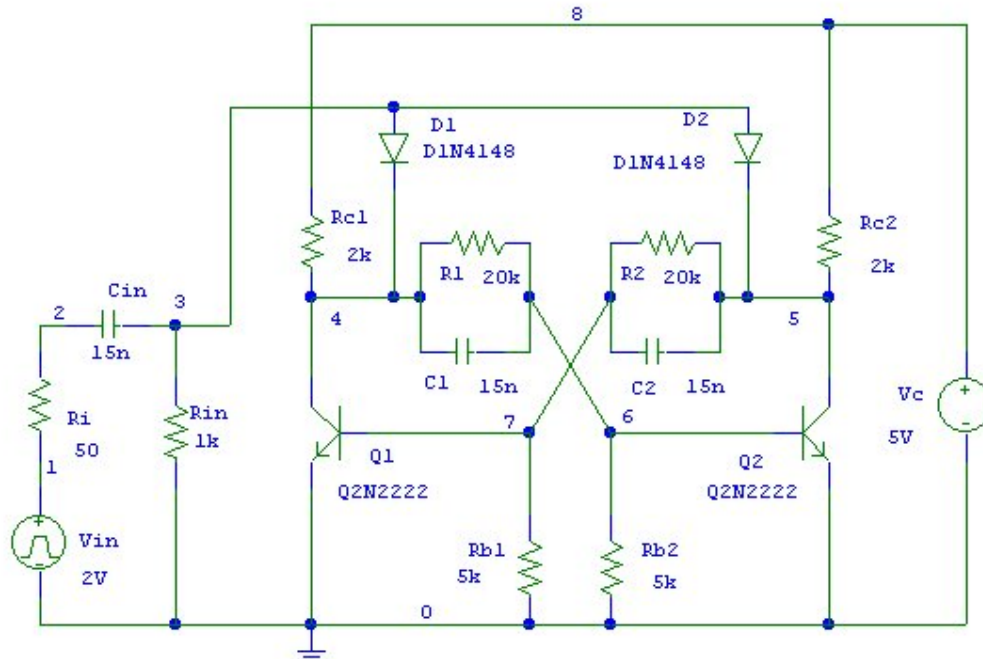


Fig. 24.25. C.B.B. cu tranzistoare npn , cu comanda în colectorul tranzistoarelor ( blocarea tranzistorului saturat ) obținut în *Schematics*

Deoarece cele două diode au catodul plasat spre circuitul bistabil , vor lăsa (se vor deschide) să treacă un semnal ce mărește potențialul în colectorul celor două tranzistoare .

Cum comanda este aplicată în colectorul celor două tranzistoare , iar acestea sunt de tipul npn , singura posibilitate de a modifica potențialul în punctele ( 4 ) și ( 5 ) este de a bloca tranzistorul saturat .

Reprezentarea grafică a semnalelor de comandă și de ieșire sunt prezentate în figura 24.26.

*Observații :*

a) Comanda este activă pe frontul crescător al semnalului ;

Presupunem că tranzistorul  $Q_1$ (  $T_1$  ) este saturat și tranzistorul  $Q_2$ (  $T_2$  ) blocat .

Pentru ca tranzistorul  $Q_1$ (  $T_1$  ) să primească o comandă care să-l forțeze să treacă în blocare este necesar ca pentru un interval foarte scurt potențialul în colectorul lui să crească brusc .

Acest lucru este posibil deoarece pe frontul crescător al semnalului de comandă , dioda  $D_1$  se deschide , datorită faptului că potențialul în anodul ei crește la o valoare superioară ( aproximativ 1,9 V ) potențialului din catod ( potențial ce este egal cu cel din colectorul tranzistorului blocat aproximativ 0 V).

Pe durata acestui fenomen dioda  $D_2$  ar trebui să fie blocată .

Menținerea blocată a diodei  $D_2$  se realizează datorită faptului că rezistorul  $R_{in}$  este conectat la masă.

Datorită reacției pozitive ce leagă cele două tranzistoare , în urma comenzii , ele vor bascula rapid într-o nouă stare stabilă :

tranzistorul  $Q_1$ (  $T_1$  ) blocat și tranzistorul  $Q_2$ (  $T_2$  ) saturat .

Circuitul bistabil va rămâne în această stare până la o nouă comandă ( din nou pe frontul crescător al semnalului de comandă ) . De data aceasta comanda se va transmite prin dioda  $D_2$  care sesizează că în anodul ei este tranzistorul saturat , circuitul bistabil modificându-și starea :

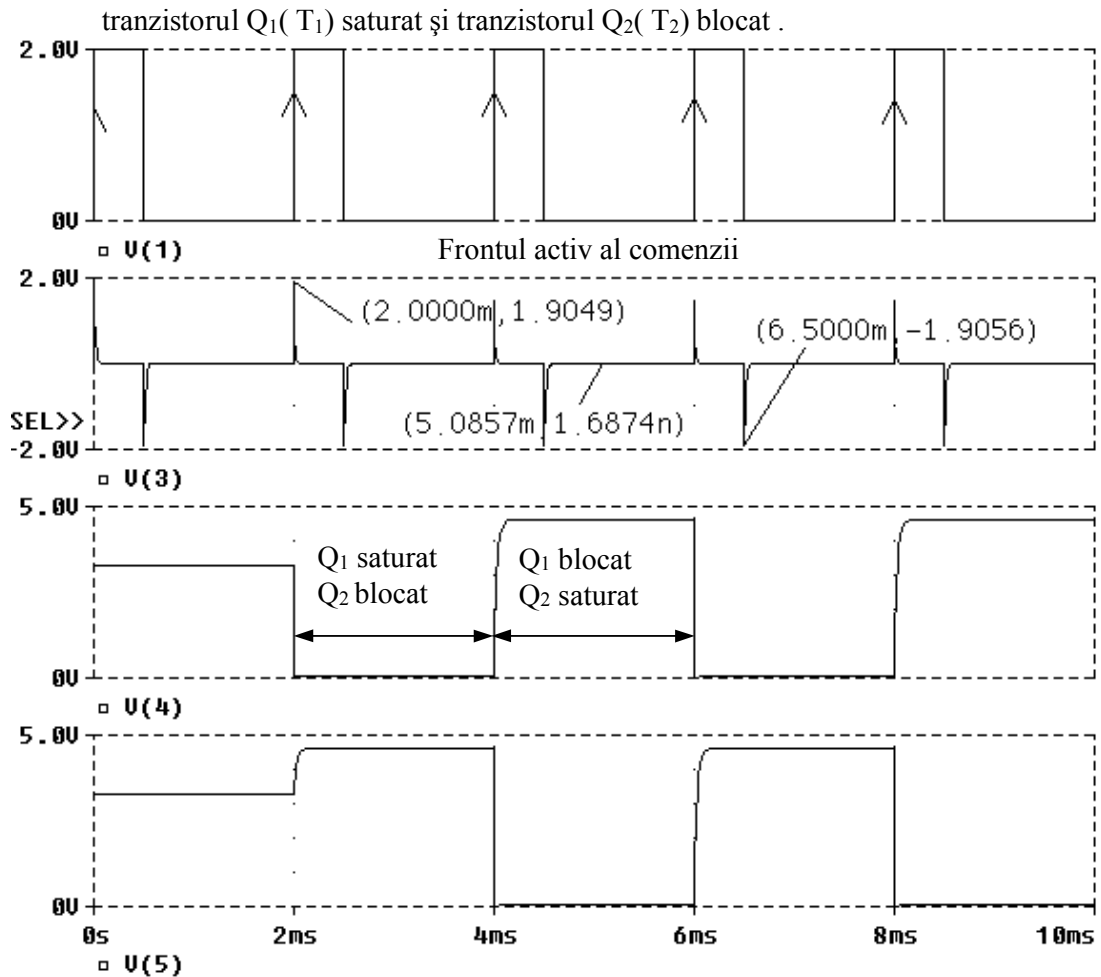


Fig.24.25 Semnalele caracteristice unui C.B.B.cu tranzistoare npn , cu comanda în colector ( blocarea tranzistorului saturat ) ,obținute cu ajutorul utilitarului *Prob*  
**V(1)** - Semnalul de comandă  
**V(3)** - Semnalul de la ieșirea circuitului de derivare ( care comandă efectiv scoaterea din blocare a tranzistoarelor )  
**V(4)** - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_1$   
**V(5)** - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_2$

b) Prin cele două diode apar impulsuri de comandă false ;

Pentru a explica apariția acestor impulsuri utilizăm diagramele de semnale prezentate în figurile 24.26 și 24.27

Presupunem că tranzistorul  $Q_1$ (  $T_1$  ) este saturat și tranzistorul  $Q_2$ (  $T_2$  ) blocat .

- La momentul  $t = 4ms$  se comandă trecerea în blocare a tranzistorului  $Q_1$ (  $T_1$  ) , deoarece  $V(3) \gg V(4)$ .

- Dioda  $D_1$  se deschide , potențialul din colectorul tranzistorului  $Q_1$ (  $T_1$  ) crește  
 Condensatorul  $C_1$  se încarcă pe traseul

$$V(3) \rightarrow D_1 \rightarrow V(4) - C_1 - V(6) \rightarrow R_{b2} \rightarrow \text{pct de masa}$$



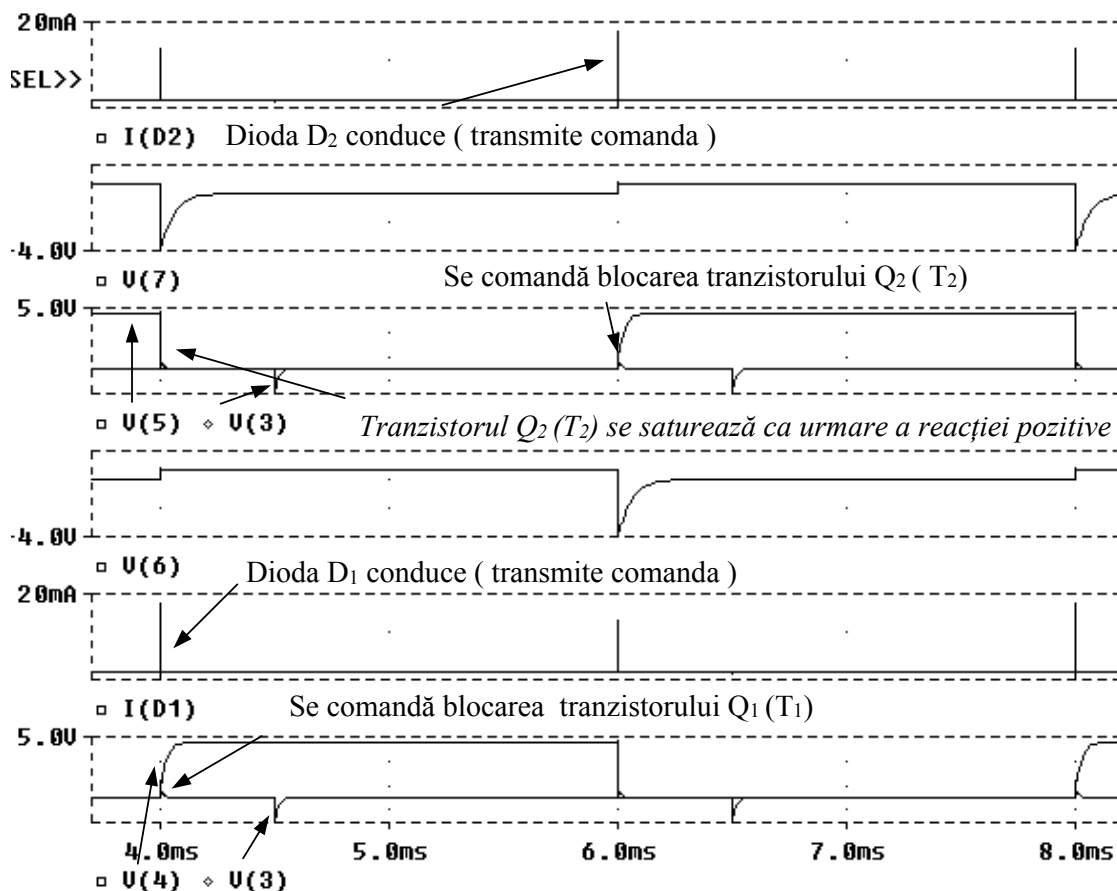


Fig.24.26 Semnalele de comandă ale unui C.B.B.cu tranzistoare npn , cu comanda în colector ( blocarea tranzistorului saturat ),obținute cu ajutorul utilitarului Probe

- V(3) - Semnalul de la ieșirea circuitului de derivare ( care comandă efectiv scoaterea din blocare a tranzistoarelor )
- V(4) - Semnalul din colectorul tranzistorului Q<sub>1</sub>
- V(5) - Semnalul din colectorul tranzistorului Q<sub>2</sub>
- V(6) - Semnalul din baza tranzistorului Q<sub>2</sub>
- V(7) - Semnalul din baza tranzistorului Q<sub>2</sub>
- I(D1) - Curentul prin dioda D<sub>1</sub>
- I(D2) - Curentul prin dioda D<sub>2</sub>

- Acest fenomen de creștere a potențialului în colectorul tranzistorului Q<sub>1</sub>( T<sub>1</sub>) poate fi înțeles observând variația curentului prin dioda D<sub>1</sub>. Inițial curentul este mare , valoarea lui scăzând o dată cu încărcarea capacității C<sub>be</sub> caracteristică tranzistorului Q<sub>1</sub>( T<sub>1</sub>) .
- Pe traseul de încărcare al condensatorului C<sub>1</sub> se găsește și baza tranzistorului Q<sub>2</sub>( T<sub>2</sub>) al cărui potențial V(6) crește .
- La momentul t = 4,0004ms potențialul în baza tranzistorului Q<sub>2</sub>( T<sub>2</sub>) atingând valoarea de V(6)=0,706 V tranzistorul se deschide intrând rapid în saturație .
- Efectele saturării tranzistorului Q<sub>2</sub>( T<sub>2</sub>) sunt următoarele :
  - Curentul prin dioda D<sub>1</sub> , precum și potențialul în anodul ei scad brusc , ceea ce implică faptul că dioda se blochează .
  - Potențialul în colectorul tranzistorului Q<sub>2</sub>( T<sub>2</sub>) scade brusc V(5)≈111mV .
  - Saltul de tensiune din colectorul tranzistorului Q<sub>2</sub>( T<sub>2</sub>) se transmite prin intermediul condensatorului C<sub>2</sub> în baza tranzistorului Q<sub>1</sub>( T<sub>1</sub>) V(7)≈ -3,8V , confirmând comanda de blocare a acestui tranzistor .

- Datorită scăderii bruște a potențialului din colectorul tranzistorului  $Q_2(T_2)$ , se observă că  $V(3) > V(5)$ , ceea ce are ca efect deschiderea diodei  $D_2$  și apariția unui curent  $I(D_{2max}) \approx 13mA$ .

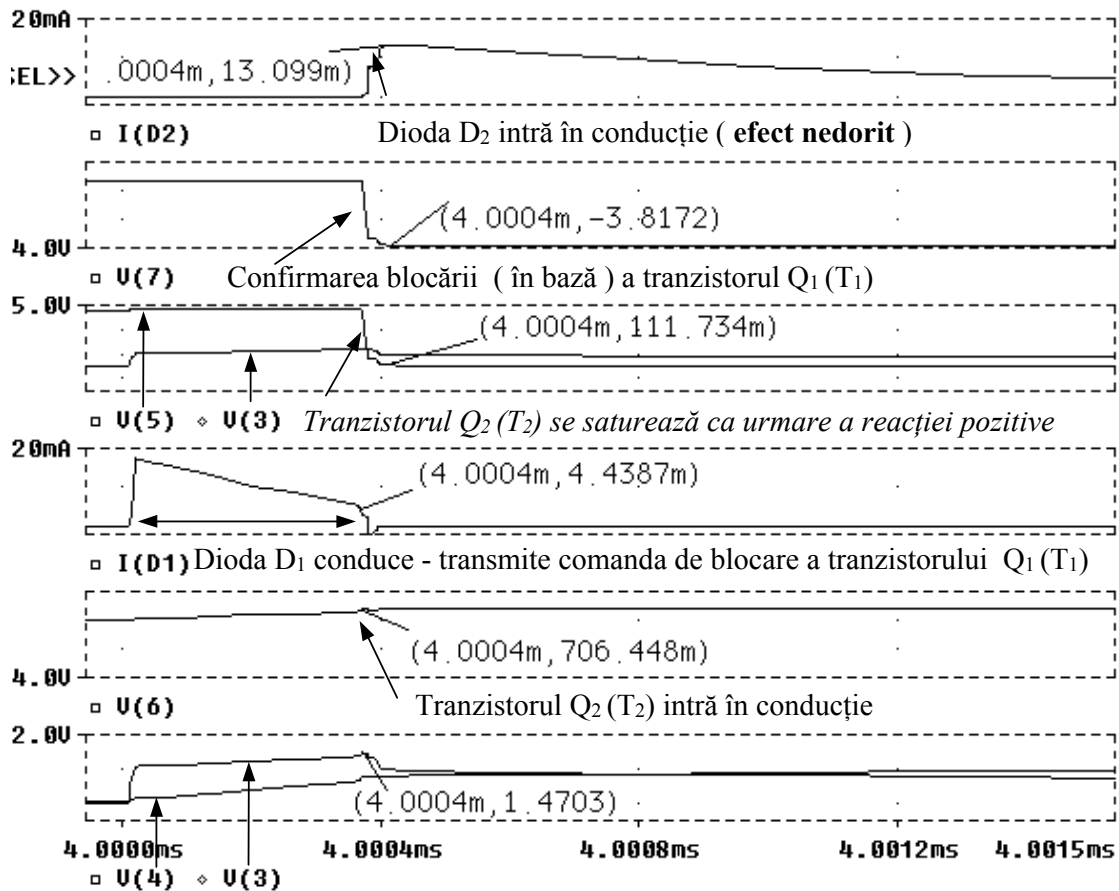


Fig.24.27 Diagramele semnalelor de pe durata schimbării stării stabile, caracteristice unui C.B.B. cu tranzistoare npn, cu comanda în colector (blocarea tranzistorului saturat), obținute cu ajutorul utilitarului Probe

- V(3) - Semnalul de la ieșirea circuitului de derivare (care comandă efectiv scoaterea din blocare a tranzistoarelor)
- V(4) - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_1$
- V(5) - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_2$
- V(6) - Semnalul din baza tranzistorului  $Q_2$
- V(7) - Semnalul din baza tranzistorului  $Q_2$
- I(D1) - Curentul prin dioda  $D_1$
- I(D2) - Curentul prin dioda  $D_2$

*Important :*

Acest efect nedorit, deschiderea suplimentară a celor două diode ( $D_1$  se va deschide la rândul ei suplimentar imediat după ce se comandă blocarea tranzistorului  $Q_2(T_2)$ ) nu influențează semnalul de ieșire al bistabilului, ci încarcă suplimentar sursa ce furnizează semnalul de comandă  $V(1)$ .

- Curentul  $I(D_2)$  scade rapid pe traseul :

$$V_{in} \rightarrow R_i \rightarrow C_{in} \rightarrow D_2 \rightarrow Q_2(T_2) \rightarrow \text{pct de masa} .$$

- Potențialul în colectorul tranzistorului  $Q_1(T_1)$  crește prin încărcarea condensatorului  $C_1$  pe traseul :

$$E_c \rightarrow R_{C1} \rightarrow C_1 \rightarrow Q_2(T_2) \rightarrow \text{pct de masa} .$$

- Potențialul în baza tranzistorului  $Q_2$  ( $T_2$ ) scade prin descărcarea condensatorului  $C_2$  prin rezistențele  $R_2 \parallel R_{b2}$  vezi (24.33)

c ) Circuitul bistabil este astfel proiectat încât nu se depășesc valorile limită ale tensiunilor și curenților la care pot rezista tranzistoarele .

24.3.4.5.C.B.B. cu tranzistoare pnp , cu comanda în colectorul tranzistoarelor ( blocarea tranzistorului saturat ) .

Reprezentarea în *Schematics* a circuitului este prezentată în figura 24.28

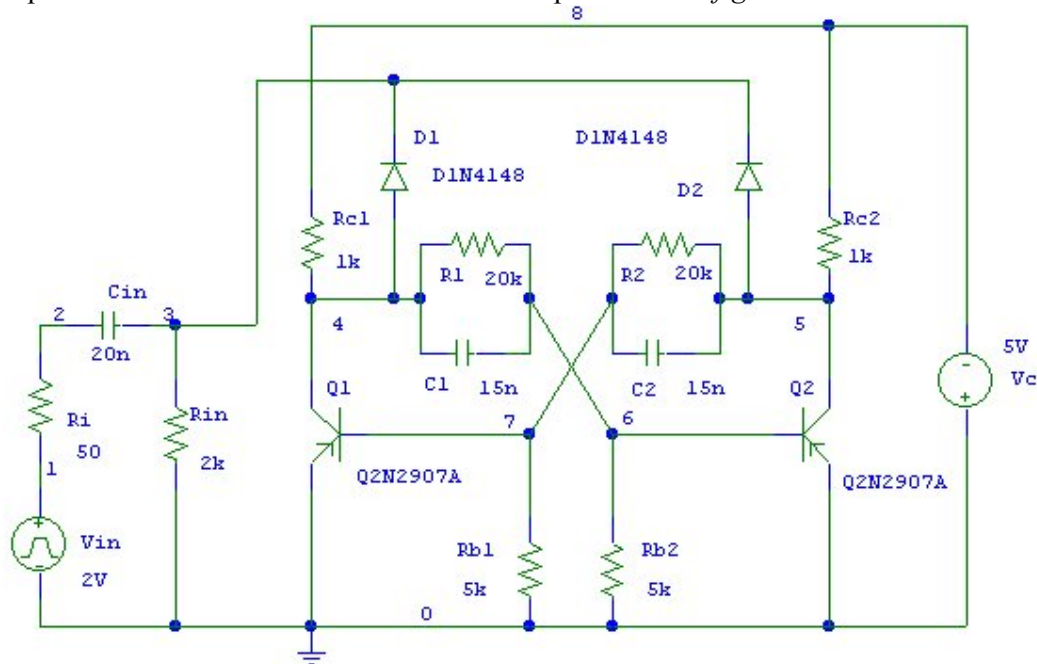


Fig. 24.28. C.B.B. cu tranzistoare pnp , cu comanda în colectorul tranzistoarelor ( blocarea tranzistorului saturat ) obținut în *Schematics*

Deoarece cele două diode au anodul plasat spre circuitul bistabil , vor lăsa ( se vor deschide ) să treacă un semnal ce micșorează potențialul în colectorul celor două tranzistoare . Cum comanda este aplicată în colectorul celor două tranzistoare , iar acestea sunt de tipul pnp , singura posibilitate de a modifica potențialul în punctele ( 4 ) și ( 5 ) este de a bloca tranzistorul saturat .

Reprezentarea grafică a semnalelor de comandă și de ieșire sunt prezentate în figura 24.29.

*Observații :*

a) Comanda este activă pe frontul descrescător al semnalului ;

Presupunem că tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) este saturat și tranzistorul  $Q_2$  ( $T_2$ ) blocat .

Pentru ca tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) să primească o comandă care să-l forțeze să treacă în blocare este necesar ca pentru un interval foarte scurt potențialul în colectorul lui să scadă brusc . Acest lucru este posibil deoarece pe frontul descrescător al semnalului de comandă , dioda  $D_1$  se deschide , datorită faptului că potențialul în catodul ei scade la o valoare inferioară ( aproximativ - 1,9 V ) potențialului din catod ( potențial ce este egal cu cel din colectorul tranzistorului blocat , aproximativ 0 V).

Pe durata acestui fenomen dioda  $D_2$  ar trebui să fie blocată .

Menținerea blocată a diodei  $D_2$  se realizează datorită faptului că rezistorul  $R_{in}$  este conectat la masă.

Datorită reacției pozitive ce leagă cele două tranzistoare , în urma comenzii , ele vor bascula rapid într-o nouă stare stabilă :

tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) blocat și tranzistorul  $Q_2$  ( $T_2$ ) saturat .

Circuitul bistabil va rămâne în această stare până la o nouă comandă ( din nou pe frontul crescător al semnalului de comandă ) . De data aceasta comanda se va transmite prin dioda  $D_2$  care sesizează că în anodul ei este tranzistorul saturat , circuitul bistabil modificându-și starea :

tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) saturat și tranzistorul  $Q_2$  ( $T_2$ ) blocat .

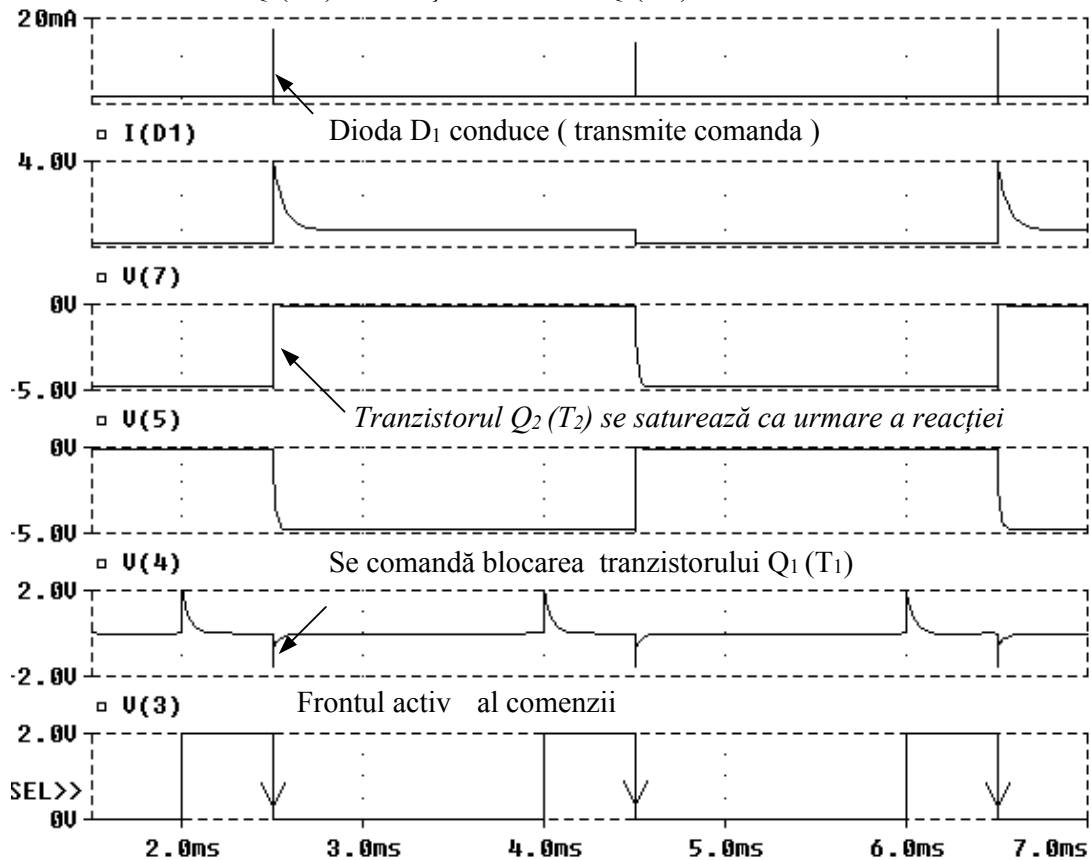


Fig.24.29 Semnalele caracteristice unui C.B.B.cu tranzistoare pnp , cu comanda în colector ( blocarea tranzistorului saturat ) ,obținute cu ajutorul utilitarului Probe

V(1) - Semnalul de comandă

V(3) - Semnalul de la ieșirea circuitului de derivare ( care comandă efectiv scoaterea din blocare a tranzistoarelor )

V(4) - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_1$

V(5) - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_2$

V(7) - Semnalul din baza tranzistorului  $Q_1$

I(D1) - Curentul prin dioda  $D_1$

*Observații :*

a) Comanda este activă pe frontul descrescător al semnalului ;

Presupunem că tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) este saturat și tranzistorul  $Q_2$  ( $T_2$ ) blocat .

Pentru ca tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) să primească o comandă care să-l forțeze să treacă în blocare este necesar ca pentru un interval foarte scurt potențialul în colectorul lui să scadă brusc .

Acest lucru este posibil deoarece pe frontul descrescător al semnalului de comandă , dioda  $D_1$  se deschide , datorită faptului că potențialul în catodul ei scade la o valoare inferioară ( aproximativ - 1,9 V ) potențialului din catod ( potențial ce este egal cu cel din colectorul

tranzistorului blocat , aproximativ 0 V).

Pe durata acestui fenomen dioda  $D_2$  ar trebui să fie blocată . Menținerea blocată a diodei  $D_2$  se realizează datorită faptului că rezistorul  $R_{in}$  este conectat la masă.

Datorită reacției pozitive ce leagă cele două tranzistoare , în urma comenzii , ele vor bascula rapid într-o nouă stare stabilă :

tranzistorul  $Q_1$ (  $T_1$ ) blocat și tranzistorul  $Q_2$ (  $T_2$ ) saturat .

Circuitul bistabil va rămâne în această stare până la o nouă comandă ( din nou pe frontul descrescător al semnalului de comandă ) . De data aceasta comanda se va transmite prin dioda  $D_2$  care sesizează că în anodul ei este tranzistorul saturat , circuitul bistabil modificându-și starea :

tranzistorul  $Q_1$ (  $T_1$ ) saturat și tranzistorul  $Q_2$ (  $T_2$ ) blocat .

b) Prin cele două diode apar impulsuri de comandă false , a căror apariție poate fi explicată ca în cazul schemei circuitului bistabil cu tranzistoare npn .

c ) Circuitul bistabil este astfel proiectat încât nu se depășesc valorile limită ale tensiunilor și curenților la care pot rezista tranzistoarele .

24.3.4.6.C.B.B. cu tranzistoare npn , cu comanda în baza tranzistoarelor ( saturarea tranzistorului blocat ) .

Reprezentarea în *Schematics* a circuitului este prezentată în figura 24.30

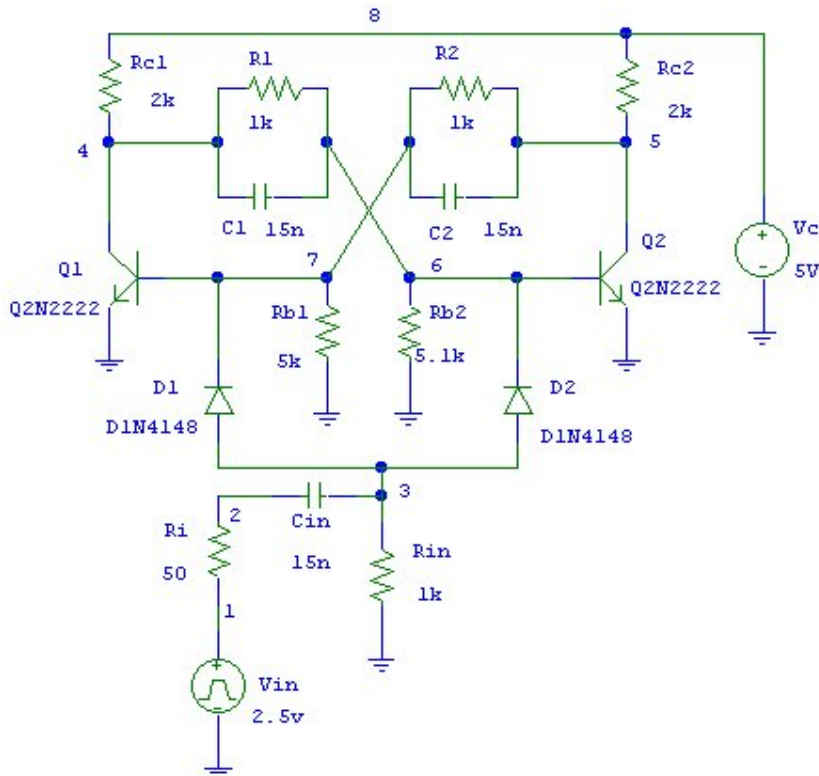


Fig. 24.30. C.B.B. cu tranzistoare npn , cu comanda în baza tranzistoarelor (saturarea tranzistorului blocat ) obținută în *Schematics*

Deoarece cele două diode au catodul plasat spre circuitul bistabil , vor lăsa (se vor deschide) să treacă un semnal ce mărește potențialul în baza celor două tranzistoare . Cum comanda este aplicată în baza celor două tranzistoare , iar acestea sunt de tipul npn , singura posibilitate de a modifica potențialul în punctele ( 7 ) și ( 6 ) este de a satura tranzistorul blocat

Reprezentarea grafică a semnalelor de comandă și de ieșire sunt prezentate în figura 24.31.

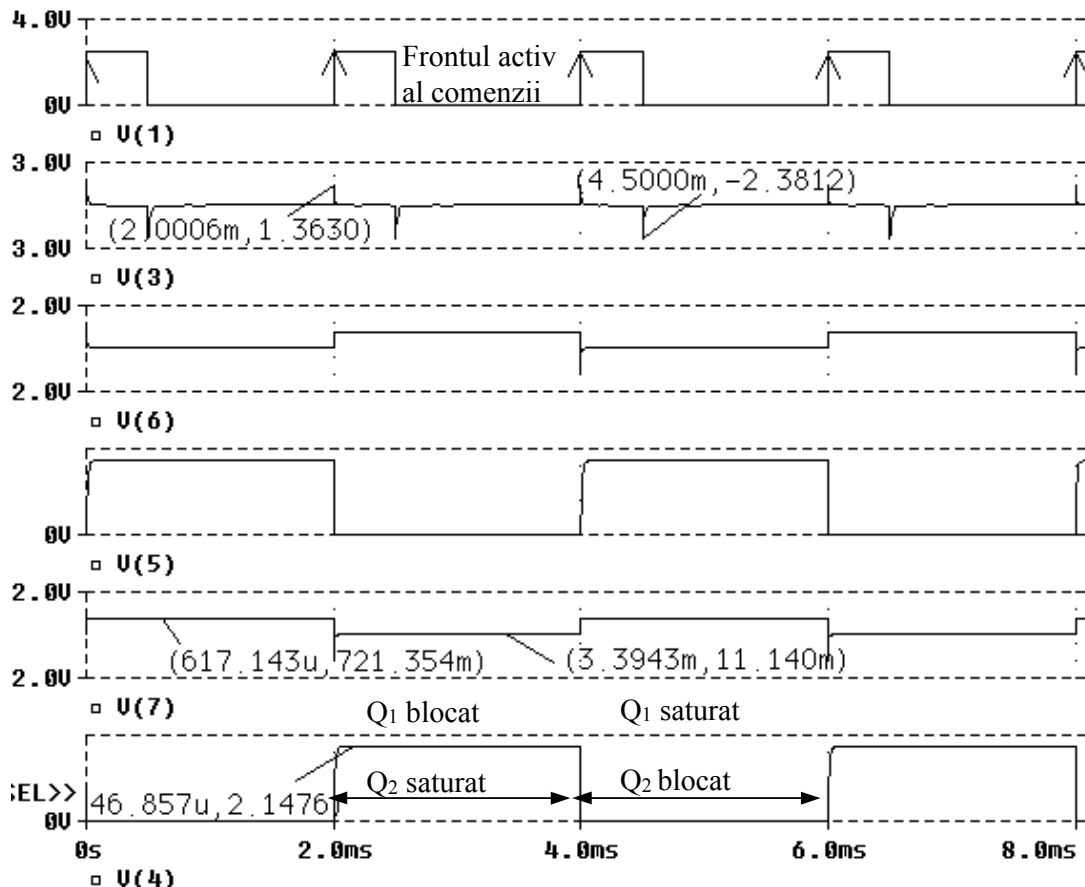


Fig.24.31 Semnalele caracteristice unui C.B.B. cu tranzistoare npn , cu comanda în bază ( saturarea tranzistorului blocat ), obținute cu ajutorul utilitarului Probe

V(1) - Semnalul de comandă

V(3) - Semnalul de la ieșirea circuitului de derivare ( care comandă efectiv scoaterea din blocare a tranzistoarelor )

V(4) - Semnalul din colectorul tranzistorului Q<sub>1</sub>

V(5) - Semnalul din colectorul tranzistorului Q<sub>2</sub>

V(7) - Semnalul din baza tranzistorului Q<sub>1</sub>

V(6) - Semnalul din baza tranzistorului Q<sub>2</sub>

Observații :

a) Comanda este activă pe frontul crescător al semnalului ;

Presupunem că tranzistorul Q<sub>1</sub>( T<sub>1</sub>) este blocat și tranzistorul Q<sub>2</sub>( T<sub>2</sub>) saturat .

Pentru ca tranzistorul Q<sub>1</sub>( T<sub>1</sub>) să primească o comandă care să-l forțeze să treacă în saturație este necesar ca pentru un interval foarte scurt potențialul în baza lui să crească brusc .

Acest lucru este posibil deoarece pe frontul crescător al semnalului de comandă , dioda D<sub>1</sub> se deschide , datorită faptului că potențialul în anodul ei crește la o valoare superioară ( aproximativ 1,36 V ) potențialului din catod ( potențial ce este egal cu cel din baza tranzistorului blocat aproximativ 11,1 mV).

Pe durata acestui fenomen dioda D<sub>2</sub> ar trebui să fie blocată . Menținerea blocată a diodei D<sub>2</sub> se realizează datorită faptului că rezistorul R<sub>in</sub> este conectat la punctul de masă al circuitului Datorită reacției pozitive ce leagă cele două tranzistoare , în urma comenzii , ele vor bascula rapid într-o nouă stare stabilă :

tranzistorul Q<sub>1</sub>( T<sub>1</sub>) saturat și tranzistorul Q<sub>2</sub>( T<sub>2</sub>) blocat .

Circuitul bistabil va rămâne în această stare până la o nouă comandă ( din nou pe frontul crescător al semnalului de comandă ). De data aceasta comanda se va transmite prin dioda  $D_2$  care sesizează că în anodul ei este tranzistorul blocat , circuitul bistabil modificându-și starea :

tranzistorul  $Q_1$ (  $T_1$ ) blocat și tranzistorul  $Q_2$ (  $T_2$ ) saturat .

b) Prin cele două diode apar impulsuri de comandă false ;

Pentru a explica apariția acestor impulsuri utilizăm diagramele de semnale prezentate în figurile 24.32 și 24.33

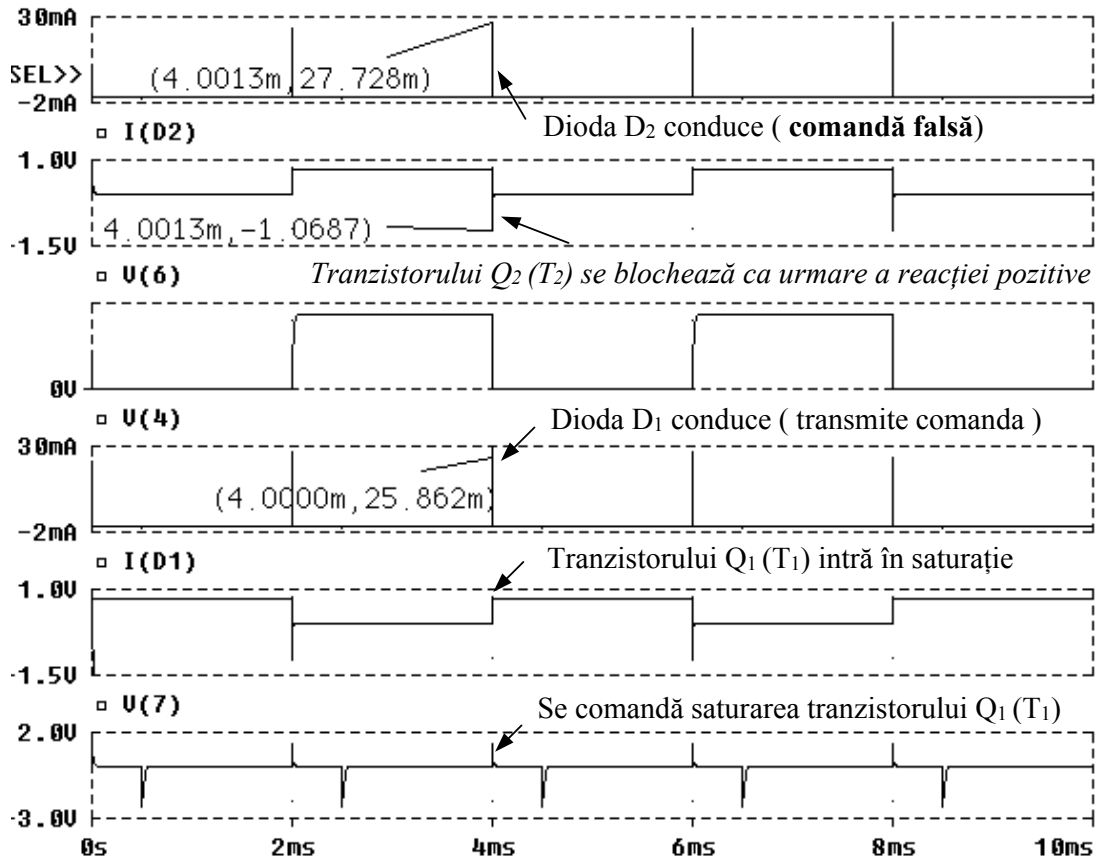


Fig.24.32 Semnalele de comandă ale unui C.B.B.cu tranzistoare npn , cu comanda în

bază ( saturarea tranzistorului blocat ) ,obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*  
**V(3)** - Semnalul de la ieșirea circuitului de derivare ( care comandă efectiv scoaterea din blocare a tranzistoarelor )

**V(4)** - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_1$

**V(7)** - Semnalul din baza tranzistorului  $Q_1$

**V(6)** - Semnalul din baza tranzistorului  $Q_2$

**I(D1)** - Curentul prin dioda  $D_1$

**I(D2)** - Curentul prin dioda  $D_2$

Presupunem că tranzistorul  $Q_1$ (  $T_1$ ) este blocat și tranzistorul  $Q_2$ (  $T_2$ ) saturat .

- La momentul  $t = 4ms$  se comandă trecerea în saturație a tranzistorului  $Q_1$ (  $T_1$ ) , deoarece  $V(3) \gg V(7)$  ;

$$V(3) \approx 1,17V ; V(7) \approx 11mV$$

- Dioda  $D_1$  se deschide  $I(D_1)_{\max} \approx 25,8 \text{ mA}$  , potențialul din baza tranzistorului  $Q_1(T_1)$  crește ( Condensatorul  $C_2$  se încarcă pe traseul :

$V(3) \rightarrow D_1 \rightarrow V(7) - C_2 - V(5) \rightarrow Q_2 \rightarrow \text{pct de masa}$  .

- La momentul ( aproximativ )  $t = 4,001 \text{ ms}$  potențialul în baza tranzistorului  $Q_1(T_1)$  atingând valoarea de  $V(6) = 0,7 \text{ V}$  tranzistorul se deschide intrând rapid în saturație . În același timp dioda  $D_1$  se blochează .

- Efectele saturării tranzistorului  $Q_1(T_1)$  sunt următoarele :

- Potențialul în colectorul tranzistorului  $Q_1(T_1)$  scade brusc de la valoarea  $V_{CEbl} = V(4) \approx 1,16 \text{ V}$  la valoarea  $V_{CEsat} = V(4) \approx 0,1 \text{ V}$  .

- Saltul de tensiune din colectorul tranzistorului  $Q_1(T_1)$  se transmite prin intermediul condensatorului  $C_1$  în baza tranzistorului  $Q_2(T_2)$  ,  $V(6) \approx -1,06 \text{ V}$  , blocându-l .

- Datorită scăderii bruște a potențialului din baza tranzistorului  $Q_2(T_2)$  , (se observă că  $V(3) > V(6)$ ), dioda  $D_2$  se deschide,  $I(D_2)_{\max} \approx 27,2 \text{ mA}$  .

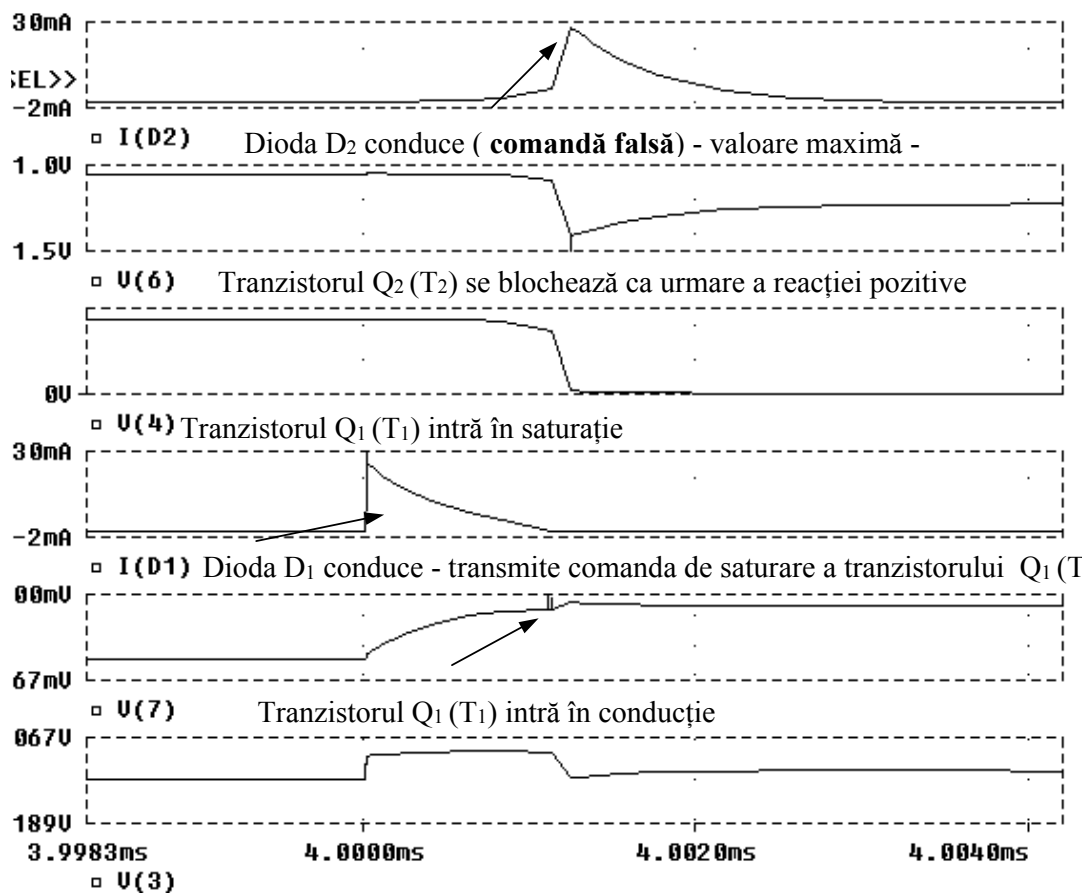


Fig.24.33 Diagramele semnalelor de pe durata schimbării stării stabile , caracteristice un

C.B.B.cu tranzistoare npn , cu comanda în bază ( saturarea tranzistorului blocat ) , obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

$V(3)$  - Semnalul de la ieșirea circuitului de derivare ( care comandă efectiv scoaterea din blocare a tranzistoarelor )

$V(4)$  - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_1$

$V(5)$  - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_2$

$V(6)$  - Semnalul din baza tranzistorului  $Q_2$

$V(7)$  - Semnalul din baza tranzistorului  $Q_2$

$I(D1)$  - Curentul prin dioda  $D_1$  ;  $I(D2)$  - Curentul prin dioda  $D_2$



*Important :*

**Acest efect nedorit , deschiderea suplimentară a celor două diode (  $D_1$  se va deschide la rândul ei suplimentar imediat după ce se comandă saturarea tranzistorului  $Q_2$ (  $T_2$  ) nu influențează semnalul de ieșire al bistabilului , ci încarcă suplimentar sursa ce furnizează semnalul de comandă  $V(1)$  .**

c ) Micșorarea valorilor curenților prin diode , ce apar în momentul intrării în blocare a tranzistoarelor , ( comandă falsă ) , se poate realiza prin următoarele metode ( analizând semnalele din *figura 24.34* ) :

- modificând circuitul bistabil
- modificând circuitul de comandă

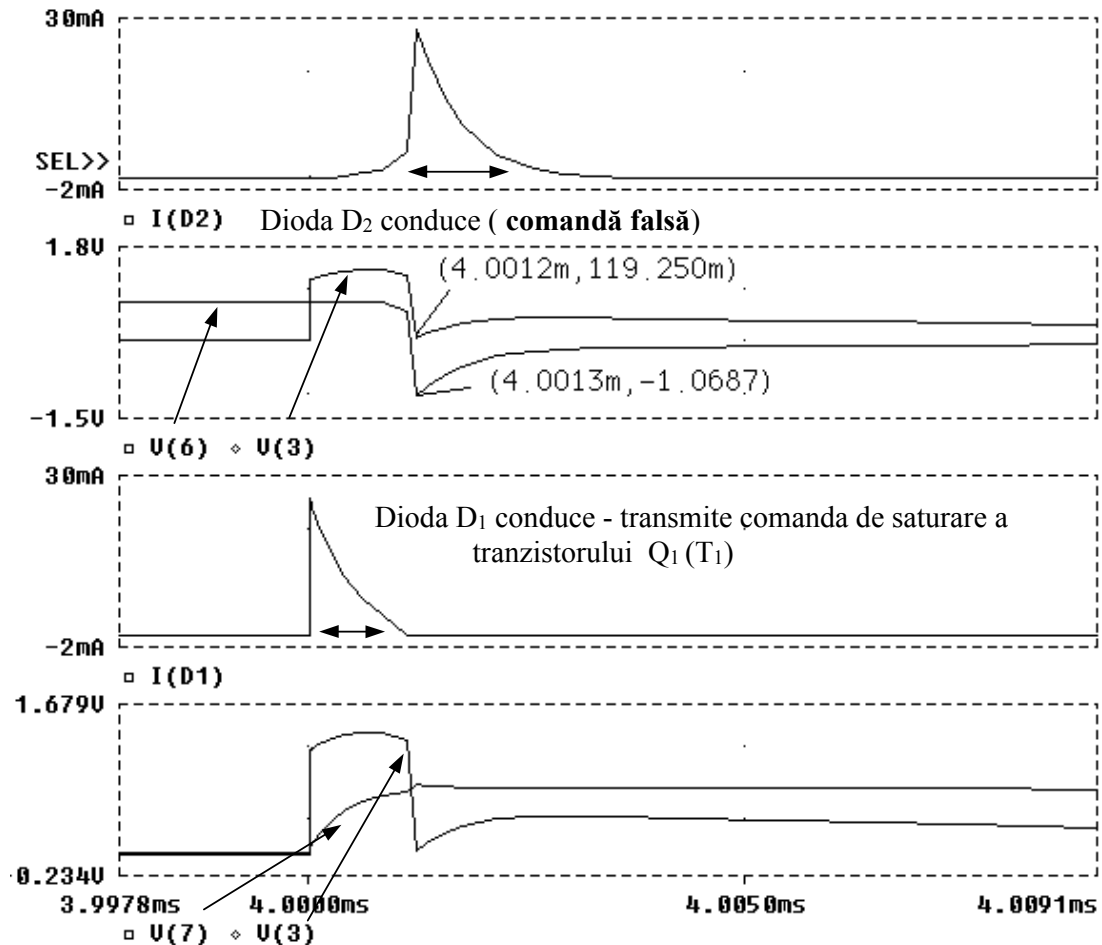


Fig.24.34 Diagramele semnalelor ce pun în evidență deschiderea diodelor din circuitul de comandă , ca urmare a blocării tranzistoarelor , obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

În cazul modificării circuitului bistabil , se încearcă a se mări valoarea tensiunii inverse bază-emitor în momentul în care tranzistorul intră în blocare  $V_{BEbl} = V(6) = -1,0687 V$  .

Conform (24.32)  $V_{BE} = V_{BE1sat} - \frac{R}{R + R_C} E_C \ll 0$  posibilitățile de micșorare a acestei

tensiuni sunt :

- se mărește  $R_C$  ,  $R_C = 7 k\Omega$  : *figura 24.35*

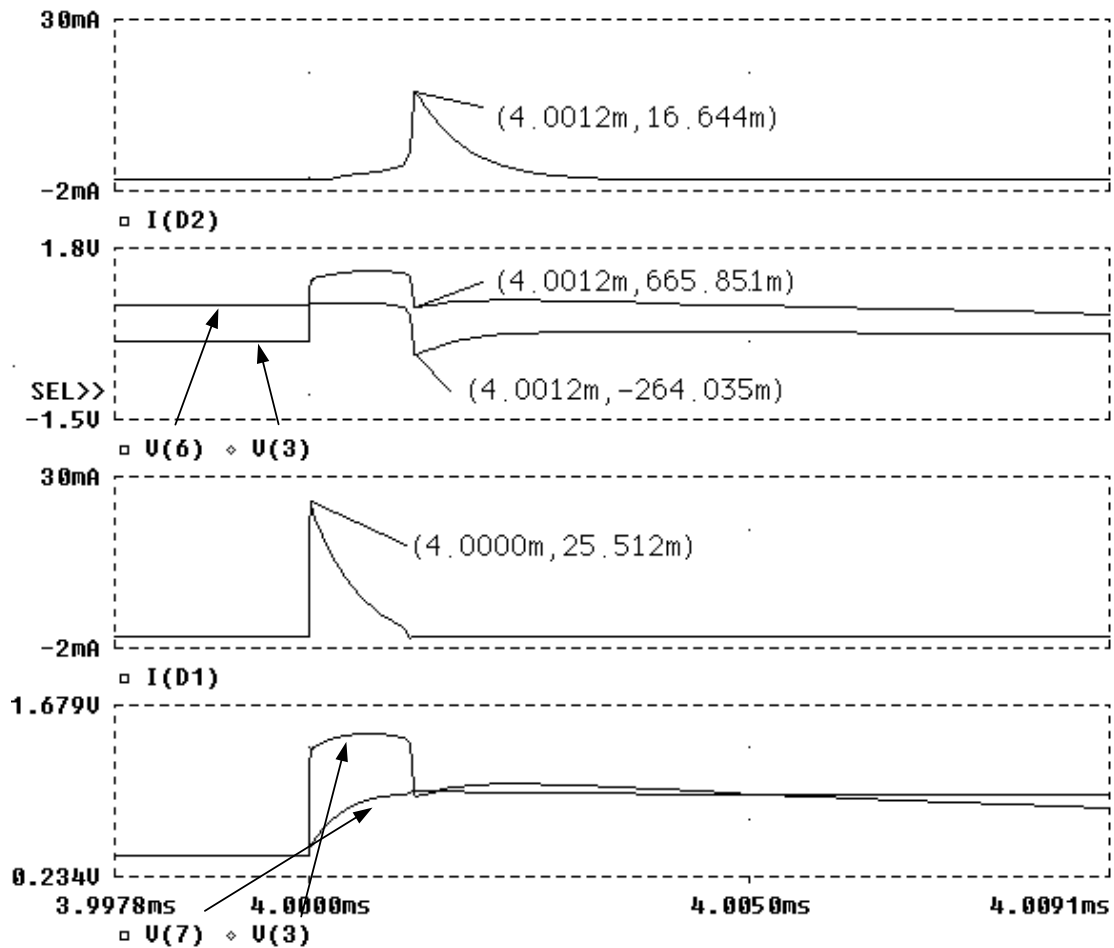


Fig.24.35 Diagramele semnalelor ce pun în evidență deschiderea diodelor din circuitul de comandă , ca urmare a blocării tranzistoarelor , obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

*Observații :*

-  $V_{BEbl} = V(6) = -263\text{mV}$  ( valoarea tensiunii inverse bază-emitor în momentul în care tranzistorul intră în blocare crește )

- Valoarea curentului nedorit ce străbate dioda  $D_2$  scade  $I(D_2)_{\max} \approx 16,6\text{mA}$

- se micșorează  $R$  ,  $R = 800\Omega$ : *figura 24.36*

*Observații :*

-  $V_{BEbl} = V(6) = -935,9\text{mV}$  ( valoarea tensiunii inverse bază-emitor în momentul în care tranzistorul intră în blocare crește )

- Valoarea curentului nedorit ce străbate dioda  $D_2$  scade  $I(D_2)_{\max} \approx 27,4\text{mA}$

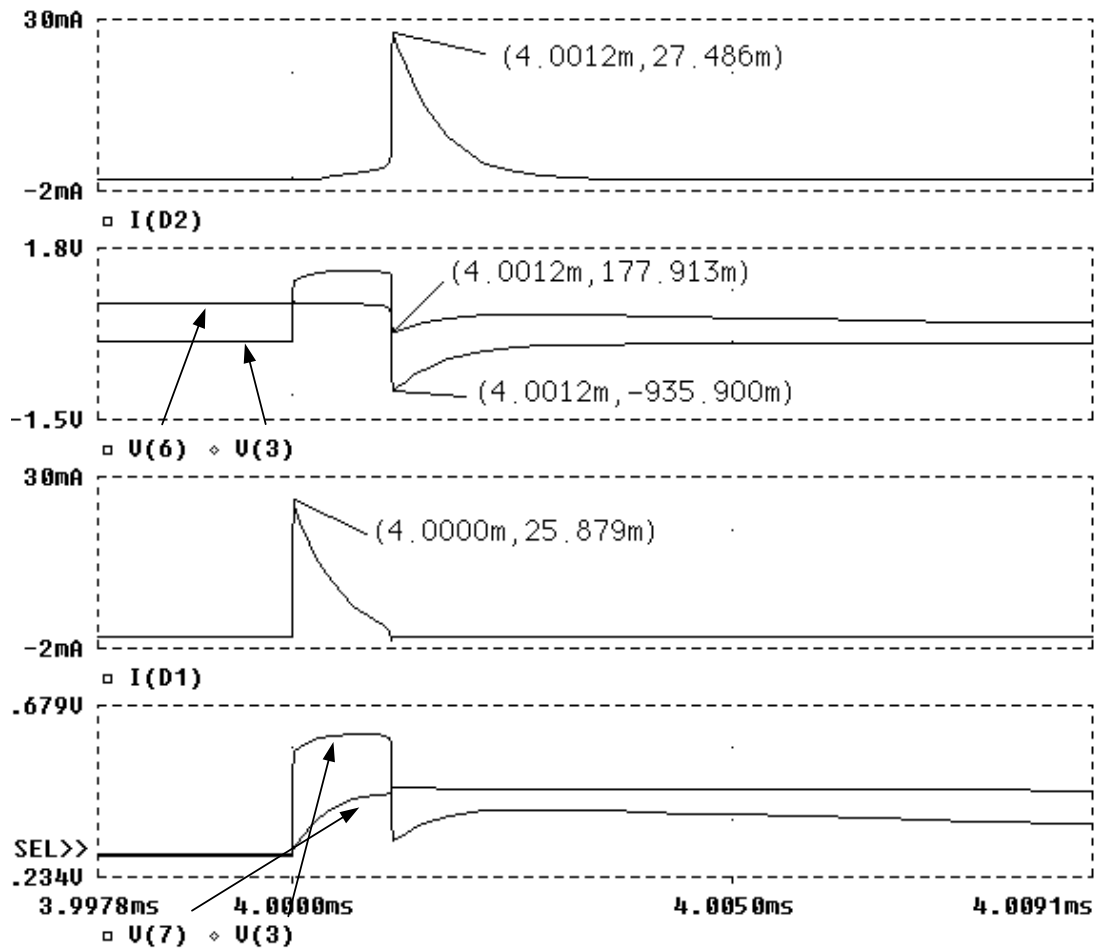


Fig.24.36 Diagramele semnalelor ce pun în evidență deschiderea diodelor din circuitul de comandă , ca urmare a blocării tranzistoarelor , obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

- se micșorează  $E_C$  figura 24.37  $E=4V$

*Observații :*

-  $V_{BEI} = V(6) = -784mV$  ( valoarea tensiunii inverse bază-emitor în momentul în care tranzistorul intră în blocare crește )

- Valoarea curentului nedorit ce străbate dioda  $D_2$  scade  $I(D_2)_{max} \approx 24,6mA$

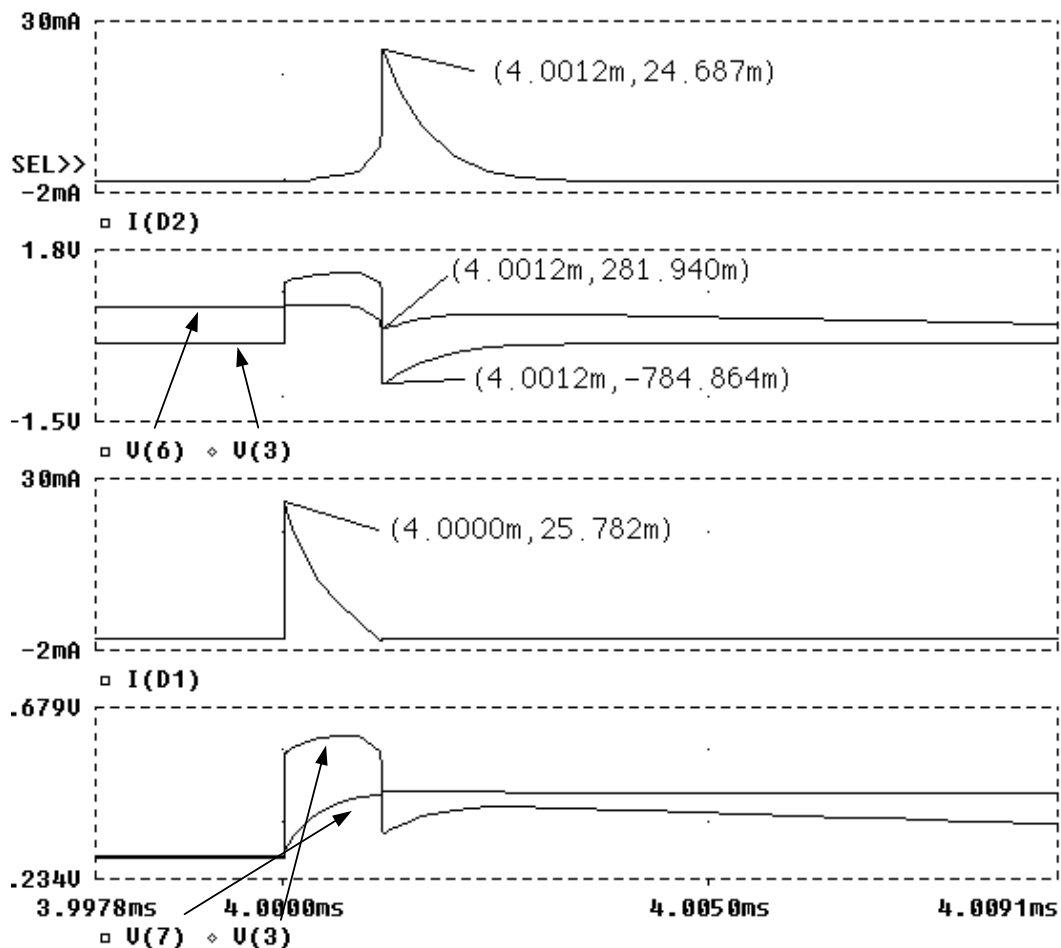


Fig.24.37 Diagramele semnalelor ce pun în evidență deschiderea diodelor din circuitul de comandă , ca urmare a blocării tranzistoarelor , obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

*Concluzii :*

Din analiza diagramelor de semnale din *figurile 24.35 – 24.37* se observă că :

- cu această schemă a circuitului bistabil , nu se poate elimina deschiderea nedorită a diodei ce nu are în acel moment rol de comandă , ci doar de a micșora valoarea curentului ce trece prin acea diodă . Acest lucru se întâmplă deoarece , o dată cu modificările valorilor elementelor din circuit se modifică și valoarea tensiunii V(3).

*Exemplu :*

În *figura 24.35* ( $R_c = 7\text{ k}\Omega$ ) în momentul de maxim al curentului I(D<sub>2</sub>) avem că V(3)=665,8 mV , în comparație cu *figura 24.34* ( $R_c = 2\text{ k}\Omega$ ) când V(3)=119,2 mV

- prin încercările de a scădea valoarea curentului I(D<sub>2</sub>) , se modifică ( se micșorează ) valoarea tensiunii de la ieșire V(4) respectiv V(5).

d) Circuitul bistabil este astfel proiectat încât nu se depășesc valorile limită ale tensiunilor și curenților la care pot rezista tranzistoarele .

24.3.4.7.C.B.B. cu tranzistoare pnp , cu comanda în baza tranzistoarelor ( saturarea tranzistorului blocat ).

Reprezentarea în *Schematics* a circuitului este prezentată în figura 24.38

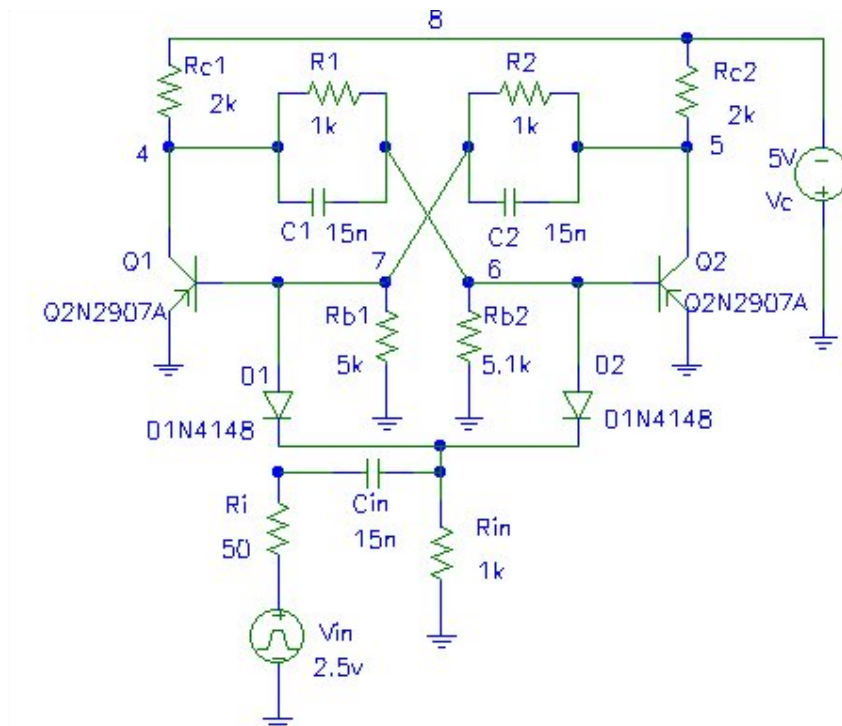


Fig. 24.38. C.B.B. cu tranzistoare pnp , cu comanda în baza tranzistoarelor ( saturarea tranzistorului blocat ) obținută în *Schematics*

Deoarece cele două diode au anodul plasat spre circuitul bistabil , vor lăsa ( se vor deschide ) să treacă un semnal ce micșorează potențialul în baza celor două tranzistoare .

Cum comanda este aplicată în baza celor două tranzistoare , iar acestea sunt de tipul pnp , singura posibilitate de a modifica potențialul în punctele ( 7 ) și ( 6 ) este de a satura tranzistorul blocat .

Reprezentarea grafică a semnalelor de comandă și de ieșire sunt prezentate în figura 24.39.

*Observații :*

a) Comanda este activă pe frontul crescător al semnalului ;

Presupunem că tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) este blocat și tranzistorul  $Q_2$  ( $T_2$ ) saturat .

Pentru ca tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) să primească o comandă care să-l forțeze să treacă în saturație este necesar ca pentru un interval foarte scurt potențialul în baza lui să scadă brusc .

Acest lucru este posibil deoarece pe frontul descrescător al semnalului de comandă , dioda  $D_1$  se deschide , datorită faptului că potențialul în catodul ei scade la o valoare inferioară ( aproximativ -1,39 V ) potențialului din anod ( potențial ce este egal cu cel din baza tranzistorului blocat aproximativ -14,9 mV).

Pe durata acestui fenomen dioda  $D_2$  ar trebui să fie blocată . Menținerea blocată a diodei  $D_2$  se realizează datorită faptului că rezistorul  $R_{in}$  este conectat la punctul de masă al circuitului Datorită reacției pozitive ce leagă cele două tranzistoare , în urma comenzii , ele vor bascula rapid într-o nouă stare stabilă :

tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) saturat și tranzistorul  $Q_2$  ( $T_2$ ) blocat .

Circuitul bistabil va rămâne în această stare până la o nouă comandă ( din nou pe frontul descrescător al semnalului de comandă ) . De data aceasta comanda se va transmite prin dioda  $D_2$  care sesizează că în anodul ei este tranzistorul blocat , circuitul bistabil modificându-și starea :

tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) blocat și tranzistorul  $Q_2$  ( $T_2$ ) saturat .

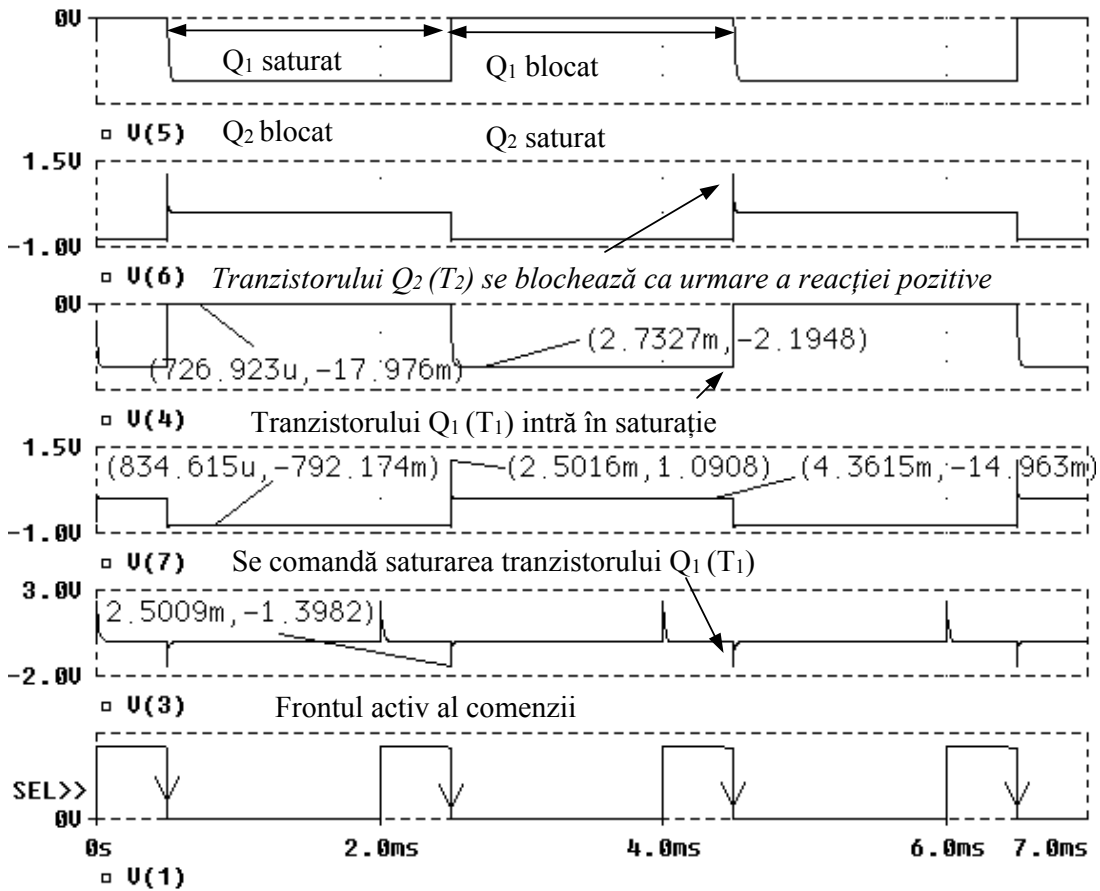


Fig.24.39 Semnalele caracteristice unui C.B.B.cu tranzistoare pnp , cu comanda în bază ( saturarea tranzistorului blocat ) ,obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

- V(1) - Semnalul de comandă
- V(3) - Semnalul de la ieșirea circuitului de derivare ( care comandă efectiv scoaterea din blocare a tranzistoarelor )
- V(4) - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_1$
- V(5) - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_2$
- V(7) - Semnalul din baza tranzistorului  $Q_1$
- V(6) - Semnalul din baza tranzistorului  $Q_2$

b) Prin cele două diode apar impulsuri de comandă false vezi figura 24.40.;

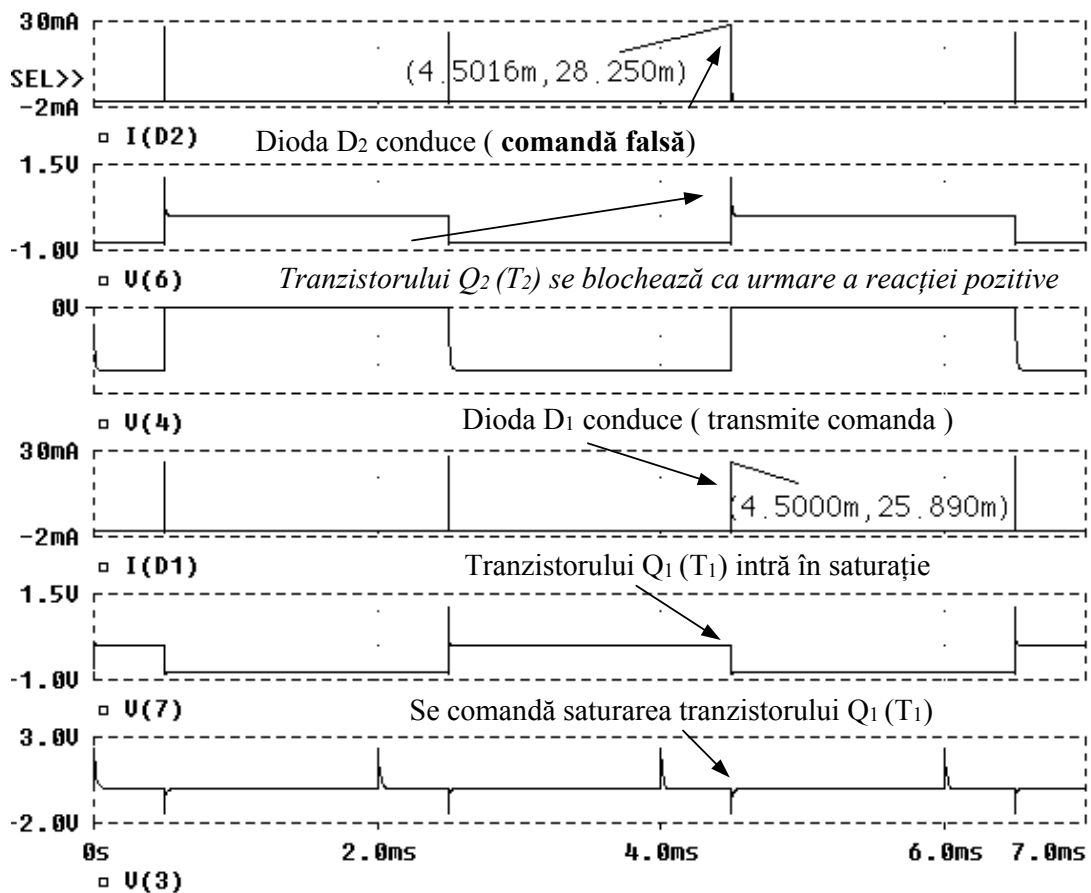


Fig.24.40 Semnalele de comandă ale unui C.B.B.cu tranzistoare pnp , cu comanda în bază ( saturarea tranzistorului blocat ), obținute cu ajutorul utilitarului Probe

- V(3) - Semnalul de la ieșirea circuitului de derivare ( care comandă efectiv scoaterea din blocare a tranzistoarelor )
- V(4) - Semnalul din colectorul tranzistorului Q<sub>1</sub>
- V(7) - Semnalul din baza tranzistorului Q<sub>1</sub>
- V(6) - Semnalul din baza tranzistorului Q<sub>2</sub>
- I(D1) - Curentul prin dioda D<sub>1</sub>
- I(D2) - Curentul prin dioda D<sub>2</sub>

c ) Micșorarea valorilor curenților prin diode , ce apar în momentul intrării în blocare a tranzistoarelor , ( comandă falsă ) , se poate realiza prin aceleași metode ca în cazul C.B.B. cu tranzistoare npn vezi paragraful 24.3.4.7.

d) Circuitul bistabil este astfel proiectat încât nu se depășesc valorile limită ale tensiunilor și curenților la care pot rezista tranzistoarele .

24.3.4.8.C.B.B. cu tranzistoare npn , cu comanda în baza tranzistoarelor ( blocarea tranzistorului saturat ).

Reprezentarea în *Schematics* a circuitului este prezentată în *figura 24.41*

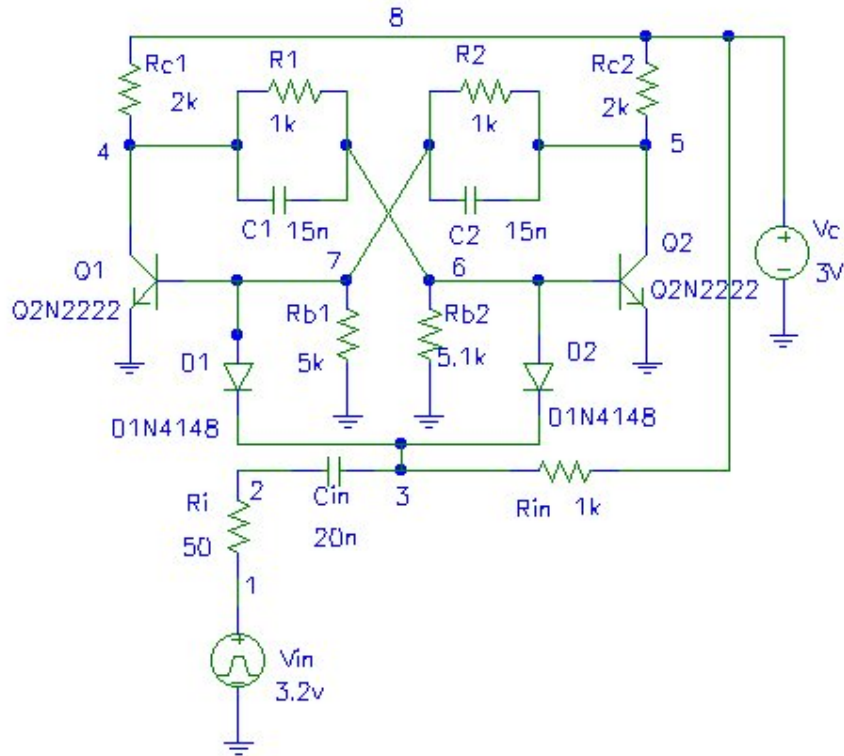


Fig. 24.41. C.B.B. cu tranzistoare npn , cu comanda în baza tranzistoarelor ( blocarea tranzistorului saturat ) obținută în *Schematics*

Deoarece cele două diode au anodul plasat spre circuitul bistabil , vor lăsa ( se vor deschide ) să treacă un semnal ce micșorează potențialul în baza celor două tranzistoare . Cum comanda este aplicată în baza celor două tranzistoare , iar acestea sunt de tipul npn , singura posibilitate de a modifica potențialul în punctele ( 7 ) și ( 6 ) este de a bloca tranzistorul saturat . Reprezentarea grafică a semnalelor de comandă și de ieșire sunt prezentate în *figura 24.42*.

*Observații :*

a) Comanda este activă pe frontul descrescător al semnalului ;

Presupunem că tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) este saturat și tranzistorul  $Q_2$  ( $T_2$ ) blocat . Pentru ca tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) să primească o comandă care să-l forțeze să treacă în blocare este necesar ca pentru un interval foarte scurt potențialul în baza lui să scadă brusc . Acest lucru este posibil deoarece pe frontul descrescător al semnalului de comandă , dioda  $D_1$  se deschide , datorită faptului că potențialul în catodul ei scade la o valoare inferioară ( aproximativ 33,9 mV ) potențialului din anod ( potențial ce este egal cu cel din baza tranzistorului saturat , aproximativ 697 mV ). Pe durata acestui fenomen dioda  $D_2$  ar trebui să fie blocată . Menținerea blocată a diodei  $D_2$  se realizează datorită faptului că rezistorul  $R_{in}$  este conectat la tensiunea de alimentare  $V_C$  . Datorită reacției pozitive ce leagă cele două tranzistoare , în urma comenzii , ele vor bascula rapid într-o nouă stare stabilă :

tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) blocat și tranzistorul  $Q_2$  ( $T_2$ ) saturat .



Circuitul bistabil va rămâne în această stare până la o nouă comandă ( din nou pe frontul descrescător al semnalului de comandă ). De data aceasta comanda se va transmite prin dioda  $D_2$  care sesizează că în anodul ei este tranzistorul saturat , circuitul bistabil modificându-și starea :

tranzistorul  $Q_1$ (  $T_1$  ) saturat și tranzistorul  $Q_2$ (  $T_2$  ) blocat .

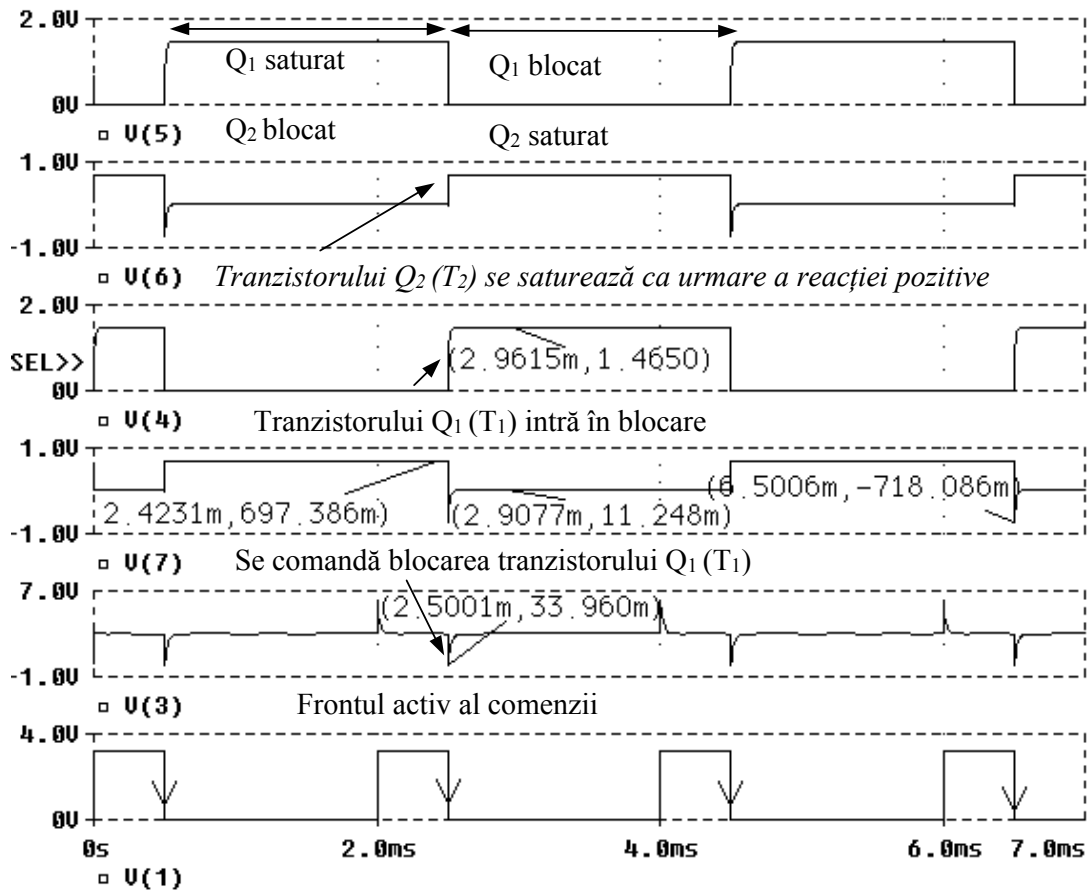


Fig.24.42 Semnalele caracteristice unui C.B.B. cu tranzistoare npn , cu comanda în bază ( blocarea tranzistorului saturat ) ,obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

- V(1) - Semnalul de comandă
- V(3) - Semnalul de la ieșirea circuitului de derivare ( care comandă efectiv scoaterea din blocare a tranzistoarelor )
- V(4) - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_1$
- V(5) - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_2$
- V(7) - Semnalul din baza tranzistorului  $Q_1$
- V(6) - Semnalul din baza tranzistorului  $Q_2$

b) Prin cele două diode apar impulsuri de comandă false vezi figura 24.43.;

c ) Micșorarea valorilor curenților prin diode , ce apar în momentul intrării în blocare a tranzistoarelor , ( comandă falsă ) , se poate realiza prin aceleași metode ca în cazul C.B.B. cu tranzistoare npn vezi paragraful 24.3.4.7.

d) Circuitul bistabil este astfel proiectat încât nu se depășesc valorile limită ale tensiunilor și curenților la care pot rezista tranzistoarele .

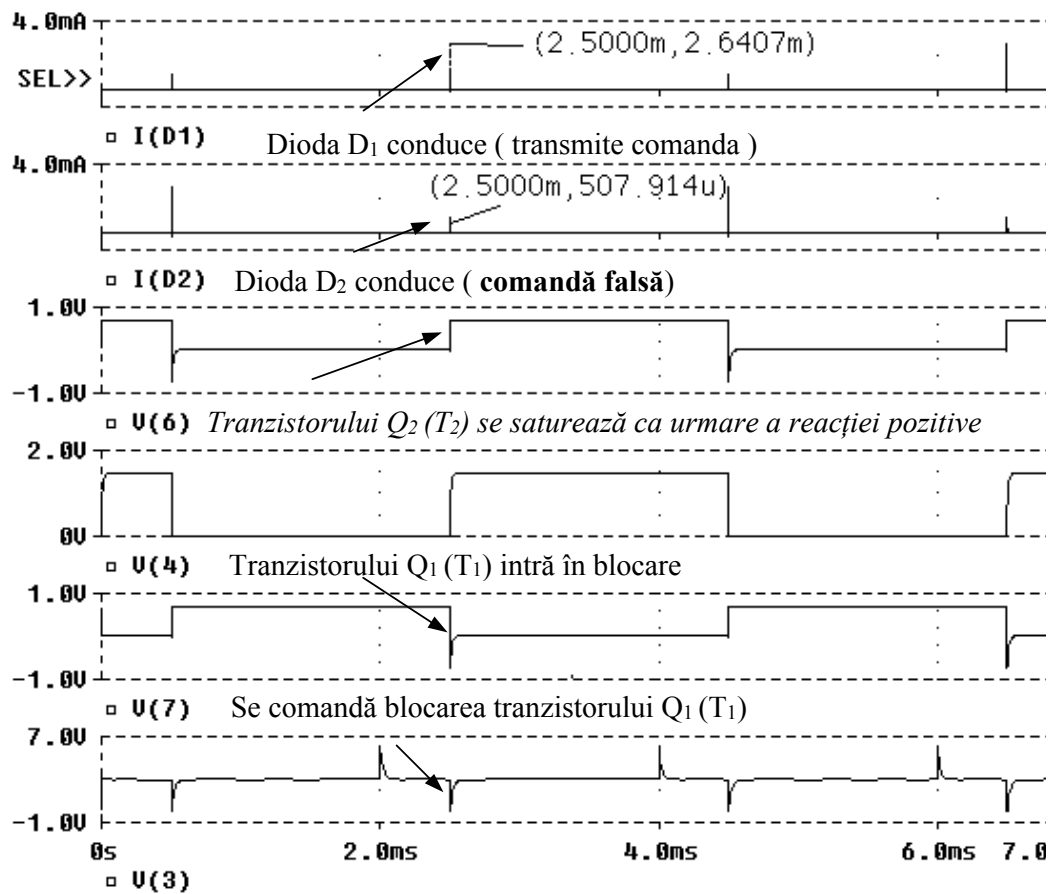


Fig.24.43 Semnalele de comandă ale unui C.B.B.cu tranzistoare npn , cu comanda în bază ( blocarea tranzistorului saturat ) ,obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*  
**V(3)** - Semnalul de la ieșirea circuitului de derivare ( care comandă efectiv scoaterea din blocare a tranzistoarelor )

**V(4)** - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_1$

**V(7)** - Semnalul din baza tranzistorului  $Q_1$

**V(6)** - Semnalul din baza tranzistorului  $Q_2$

**I(D1)** - Curentul prin dioda  $D_1$

**I(D2)** - Curentul prin dioda  $D_2$

24.3.4.9.C.B.B. cu tranzistoare pnp , cu comanda în baza tranzistoarelor ( blocarea tranzistorului saturat ).

Reprezentarea în *Schematics* a circuitului este prezentată în figura 24.44

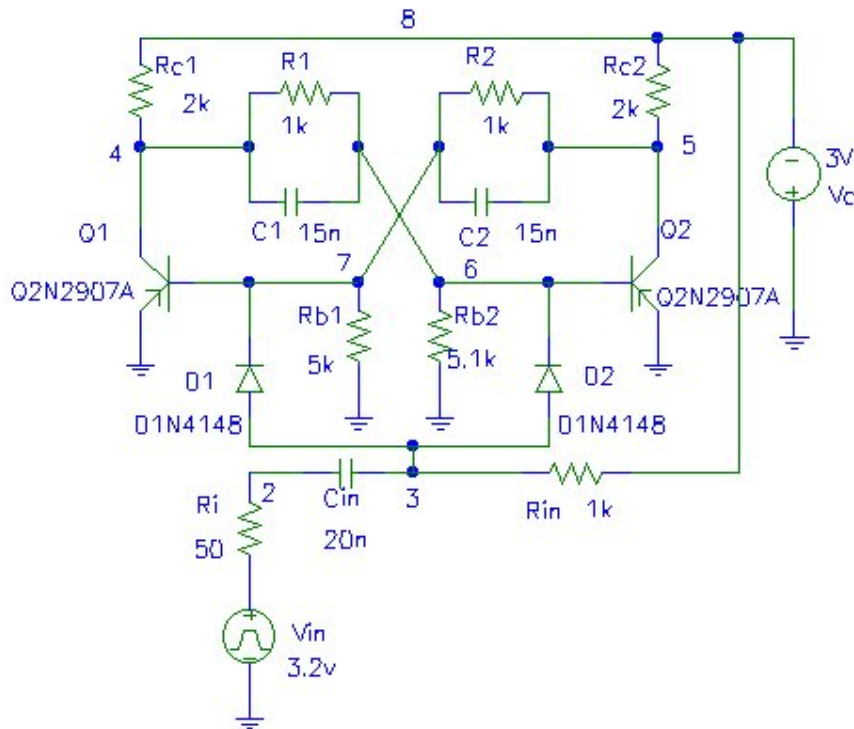


Fig. 24.44. C.B.B. cu tranzistoare pnp , cu comanda în baza tranzistoarelor ( blocarea tranzistorului saturat ) obținută în *Schematics*

Deoarece cele două diode au catodul plasat spre circuitul bistabil , vor lăsa (se vor deschide) să treacă un semnal ce mărește potențialul în baza celor două tranzistoare . Cum comanda este aplicată în baza celor două tranzistoare , iar acestea sunt de tipul pnp , singura posibilitate de a modifica potențialul în punctele ( 7 ) și ( 6 ) este de a bloca tranzistorul saturat .

Reprezentarea grafică a semnalelor de comandă și de ieșire sunt prezentate în figura 24.45.

*Observații :*

a) Comanda este activă pe frontul crescător al semnalului ;

Presupunem că tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) este saturat și tranzistorul  $Q_2$  ( $T_2$ ) blocat .

Pentru ca tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) să primească o comandă care să-l forțeze să treacă în blocare este necesar ca pentru un interval foarte scurt potențialul în baza lui să crească brusc .

Acest lucru este posibil deoarece pe frontul crescător al semnalului de comandă , dioda  $D_1$  se deschide , datorită faptului că potențialul în anodul ei crește la o valoare superioară ( aproximativ - 45,9 mV ) potențialului din catod ( potențial ce este egal cu cel din baza tranzistorului saturat , aproximativ - 762 mV ) .

Pe durata acestui fenomen dioda  $D_2$  ar trebui să fie blocată . Menținerea blocată a diodei  $D_2$  se realizează datorită faptului că rezistorul  $R_{in}$  este conectat la tensiunea de alimentare  $V_C$  . Datorită reacției pozitive ce leagă cele două tranzistoare , în urma comenzii , ele vor bascula rapid într-o nouă stare stabilă :

tranzistorul  $Q_1$  ( $T_1$ ) blocat și tranzistorul  $Q_2$  ( $T_2$ ) saturat .

Circuitul bistabil va rămâne în această stare până la o nouă comandă ( din nou pe frontul crescător al semnalului de comandă ) . De data aceasta comanda se va transmite prin dioda  $D_2$  care sesizează că în catodul ei este tranzistorul saturat , circuitul bistabil modificându-și starea :

tranzistorul  $Q_1$ (  $T_1$  ) saturat și tranzistorul  $Q_2$ (  $T_2$  ) blocat .

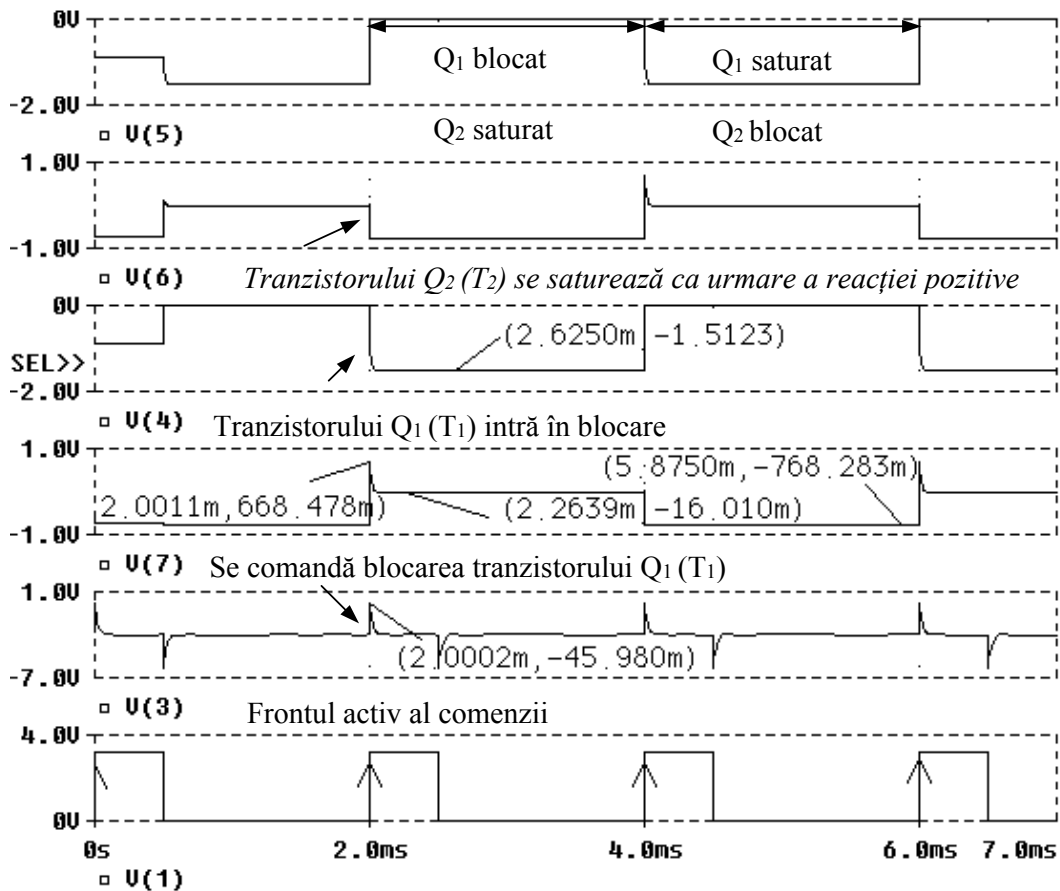


Fig.24.45 Semnalele caracteristice unui C.B.B.cu tranzistoare pnp , cu comanda în bază ( blocarea tranzistorului saturat ),obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

**V(1)** - Semnalul de comandă

**V(3)** - Semnalul de la ieșirea circuitului de derivare ( care comandă efectiv scoaterea din blocare a tranzistoarelor )

**V(4)** - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_1$

**V(5)** - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_2$

**V(7)** - Semnalul din baza tranzistorului  $Q_1$

**V(6)** - Semnalul din baza tranzistorului  $Q_2$

b) Prin cele două diode apar impulsuri de comandă false vezi figura 24.46.;

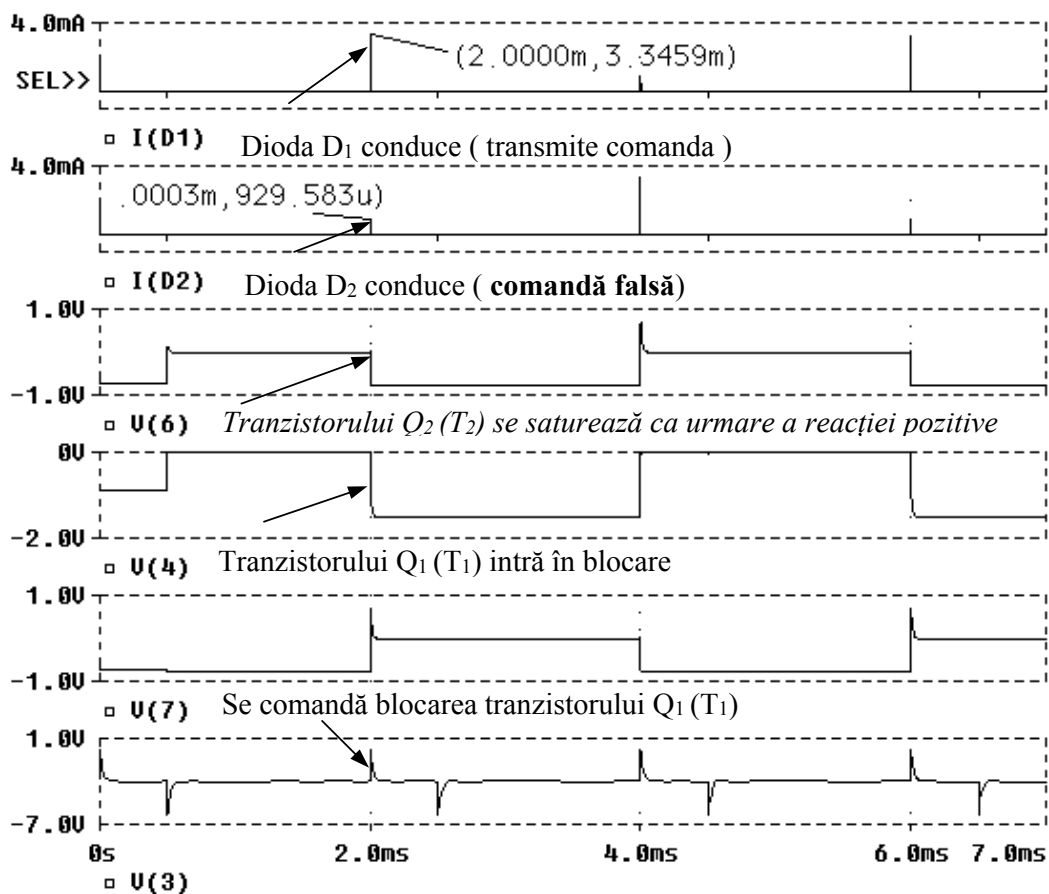


Fig.24.46 Semnalele de comandă ale unui C.B.B.cu tranzistoare pnp , cu comanda în bază ( blocarea tranzistorului saturat ),obținute cu ajutorul utilitarului Probe

- V(3) - Semnalul de la ieșirea circuitului de derivare ( care comandă efectiv scoaterea din blocare a tranzistoarelor )
- V(4) - Semnalul din colectorul tranzistorului Q<sub>1</sub>
- V(7) - Semnalul din baza tranzistorului Q<sub>1</sub>
- V(6) - Semnalul din baza tranzistorului Q<sub>2</sub>
- I(D1) - Curentul prin dioda D<sub>1</sub>
- I(D2) - Curentul prin dioda D<sub>2</sub>

c ) Micșorarea valorilor curenților prin diode , ce apar în momentul intrării în blocare a tranzistoarelor , ( comandă falsă ) , se poate realiza prin aceleași metode ca în cazul C.B.B. cu tranzistoare npn vezi paragraful 24.3.4.7.

d) Circuitul bistabil este astfel proiectat încât nu se depășesc valorile limită ale tensiunilor și curenților la care pot rezista tranzistoarele .

#### **24.4. Desfășurarea lucrării :**

Se va analiza funcționarea a două C.B.B. cu cuplaj colector – bază

a) Simularea funcționării unui C.B.B cu tranzistoare npn , cu comanda în colectorul tranzistoarelor ( saturarea tranzistorului blocat ).

24.4.1. Se desenează în Schematics un C.B.B. vezi *figura 24.10* ( cu aceeași parametrii pentru semnalul de intrare) ;

24.4.2. Se vizualizează semnalele ce ieșire cu ajutorul utilitarului *Probe* ;

24.4.3. Se modifică circuitul astfel încât amplitudinea semnalului de ieșire să crească , fără a depăși valorile limită ale tensiunilor și curenților tranzistoarelor ;

24.4.4. Se modifică circuitul factorul de umplere al semnalului de intrare ( se micșorează ) ;  
Se vizualizează semnalele ce ieșire cu ajutorul utilitarului *Probe* ; Se compară cu semnalele obținute în cazul 24.4.2.

b) Simularea funcționării unui C.B.B. cu tranzistoare pnp , cu comanda în baza tranzistoarelor ( blocarea tranzistorului saturat )

24.4.5. Se desenează în Schematics un C.B.B. vezi *figura 24.44*( cu aceeași parametrii pentru semnalul de intrare) ;

24.4.6. Se reiau pct. 24.4.2 – 24.4.4

#### **24.5. Conținutul referatului :**

24.5.1. Schemele celor două circuite ;

24.5.2. Fișierele rezultate în urma simulării în *Pspice* ( **NUME CIR.** , **NUME SCH.** , **NUME OUT.** **NUME DAT.** ) salvate fie într-un director propriu ( de exemplu : 3Raa. , 3 Av. , 3Rdlc. ) fie pe dischetă ;

24.5.3. Concluzii desprinse în urma analizei celor două circuite ;

## Anexa 1

### INTRODUCERE ÎN *PSPICE*

Simulatorul *PSpice* ce cuprinde următoarele componente : *Probe* , *Schematics* , reprezintă un puternic instrument de lucru pentru ingineri , studenți și inițiați în electronică .  
Analiza cu **PSPICE** prezintă două variante de lucru :

Prima variantă constă în scrierea unui program într-un editor de texte ( recomandăm utilizarea editorului *Notepad* din **Windows** ) , program ce descrie circuitul de analizat , și apoi interpretarea lui de către *Pspice* . Vizualizarea rezultatelor se realizează prin intermediul utilitarului *Probe* .

A doua variantă constă în desenarea directă a circuitului de analizat în *Schematics* .

a) Simularea circuitelor prin scrierea programului în *Notepad* .

- Când se începe o sesiune de lucru în *Pspice* , este bine să se lanseze toate programele de care este nevoie ( *Notepad* , *Pspice* , *Probe* ) evitând astfel reîncărcarea lor în memorie de fiecare dată când sunt necesare .

- Înainte de crearea fișierului de intrare , se impune desenarea schemei complete a circuitului ce va fi analizat , precum și marcarea tuturor nodurilor .

Nodul zero(0) - de obicei punctul de masă - trebuie să apară obligatoriu pe circuit , deoarece este considerat de simulator ca referință . Celelalte noduri este bine să le notăm cu cifre (se poate și cu litere) în ordine crescătoare de la stânga spre dreapta . Desenarea circuitului precum și notarea nodurilor ajută foarte mult în momentul în care se descrie circuitul și în momentul în care se vizualizează semnalele ( în *Probe* se pot vizualiza doar tensiunile dintre un anumit nod și nodul zero ) .

- Unitățile de măsură considerate implicit de *Pspice* sunt următoarele : volt , amper , ohm , farad , henry și watt .

Factorii de scală acceptați sunt prezentați în tabelul A

Simbol	Factor de scară	Denumire
F	$10^{-15}$	femto-
P	$10^{-12}$	pico-
N	$10^{-9}$	nano-
U	$10^{-6}$	micro-
M	$10^{-3}$	mili-
K	$10^{+3}$	kilo-
MEG	$10^{+6}$	mega-
G	$10^{+9}$	giga-
T	$10^{+12}$	tera-

Tab.A

- Fișierul de intrare este alcătuit dintr-un set de instrucțiuni utilizate pentru analiza circuitelor *Pspice* nu face diferența între literele mari și cele mici. Spațiile sunt echivalente cu TAB , paranteze rotunde , semne de egalitate și virgule . Dacă o linie de program este mai lungă decât optzeci de caractere , sau se dorește scrierea ei pe mai multe rânduri , se poate continua pe rândul următor la începutul acestuia plasându-se obligatoriu semnul plus (+) .

- Un program de analiză cuprinde :
  - o instrucțiune titlu – ce se scrie obligatoriu pe primul rând al paginii . Prima linie a programului este interpretată implicit ca instrucțiune Titlu ;
  - o instrucțiune de comentariu - ce începe obligatoriu cu simbolul asterisc ( \* ) ;
  - instrucțiuni de descriere a componentelor – ce încep cu numele componente care are ca prim simbol o literă specifică ;
  - instrucțiuni de comandă – ce încep obligatoriu cu simbolul punct ( . ) ;
  - instrucțiunea de sfârșit - . **END** ;

Prima instrucțiune este obligatoriu una de titlu , iar ultima una de sfârșit , în rest necontând ordinea lor (este totuși preferabil pentru o mai bună citire a programului să se urmeze ordinea de mai sus) .

- După scrierea programului (în *Notepad* ) acesta trebuie salvat ( de preferință într-un director propriu ) , urmărind algoritmul :

*Notepad* : **F**ile → **S**ave As , sub numele **NUME.CIR** (numele este facultativ, dar extensia **.CIR** este obligatorie , ea transformând înșiruirea de caractere alfanumerice scrise în *Notepad* într-un fișier de intrare pentru *Pspice* ) .

- Pentru a deschide un asemenea fișier , se urmărește algoritmul :

*Notepad* : **F**ile → **O**pen → **F**iles of **t**ype → **A**ll **F**iles → se selectează fișierul **NUME.CIR** → **O**pen → Se deschide fișierul **NUME.CIR** .

- Analiza fișierului scris în *Notepad* se face prin simulatorul *Pspice* urmărind algoritmul :

*Pspice* : **F**ile → **O**pen → se selectează fișierul **NUME.CIR** → **O**pen → Mesaj de sfârșit a analizei .

Se crează , ( sfârșitul analizei este semnalizată atât optic cât și sonor ) un fișier de ieșire **NUME.OUT** plasat în același director ca și fișierul **NUME.CIR** .

- Examinarea fișierului **NUME.OUT** se poate face doar prin intermediul editorului *Notepad* urmărind algoritmul :

*Notepad* : **F**ile → **O**pen → **F**iles of **t**ype → **A**ll **F**iles → se selectează fișierul **NUME.OUT** → **O**pen → Se deschide fișierul **NUME.OUT** .

În acest fișier se găsesc rezultatele analizelor făcute asupra circuitului , cerute prin intermediul instrucțiunilor de comandă.

- În cazul în care simulatorul *Pspice* sesizează greșeli în fișierului scris în *Notepad* acest lucru este de semnalat în fișierul **NUME.OUT** ( **Atenție!** : se semnalează doar erori de sintaxă , de descriere a circuitului și de neconvergență matematică – iterațiile succesive nu converg către o soluție , analiza fiind abandonată – **nu** și erori de funcționare a circuitului – de exemplu un amplificator cu T.B. de joasă putere poate fi alimentat la tensiuni de ordinul sutelor de volți fără ca *Pspice* să se “revolte” ) . Modificările aferente ce trebuie făcute , se efectuează în fișierul **NUME.CIR** .

După modificarea fișierului acesta este salvat , urmărind algoritmul :

*Notepad* : **F**ile → **S**ave

Noul fișier se plasează peste cel vechi . Acest fișier va fi apoi din nou “rulat” , până nu vor mai fi erori . În cazul în care se dorește să se modifice un fișier scris în *Notepad* , după care se dorește păstrarea ambelor fișiere , ultimul se salvează , urmărind algoritmul :

*Notepad* : **F**ile → **S**ave As , sub numele **ALT NUME.CIR**



- Pentru a putea folosi utilitarul *Probe*, este necesar ca în fișierul scris în *Notepad* să existe instrucțiunea de comandă **.PROBE**. În acest caz avem posibilitatea de a vizualiza pe ecranul calculatorului a semnalelor din circuitul de analizat, practic utilitarul *Probe* îndeplinind rolul unui osciloscop. În această situație se va crea un nou fișier cu același nume ca acelaia scris în *Notepad*, plasat în același director, dar cu extensia **.DAT**

-În concluzie, în directorul personal trebuie să existe următoarele fișiere:

- **NUME.CIR** ce conține instrucțiunile scrise în *Notepad* și care poate fi deschis doar prin *Notepad*;
- **NUME.OUT** ce conține informațiile obținute în urma analizei circuitului solicitate prin instrucțiunile de comandă. Acest fișier se poate deschide doar prin *Notepad*;
- **NUME.DAT** ce conține datele necesare utilitarului *Probe*;

- Analiza cu utilitarul *Probe* se face cu comanda **Open** din meniul **File**, deschizându-se fișierul **NUME.DAT**.

Pentru a obține formele de undă dorite, se urmărește algoritmul:

*Probe*: **File** → **Open** → se selectează fișierul **NUME.DAT** → **OPEN** → **Trace** → **Add** → Se selectează semnalele alese pentru vizualizare → **OK**.

Facilitățile oferite de acest utilitar sunt destul de multe ele putând fi decoperite fie cu răbdare studiind meniurile acestuia, fie apelând la [5].

Enumerăm totuși câteva dintre ele:

- Pentru a vizualiza mai multe mărimi pe grafice diferite dar ce apar pe același ecran, se urmărește algoritmul:

*Probe*: **File** → **Open** → se selectează fișierul **NUME.DAT** → **OPEN** → **Trace** → **Add** → Se selectează semnalul ales pentru vizualizare ce va fi plasat pe graficul 1 → **OK** → **Plot** → **Add Plot** → Apare un nou sistem de axe → **Trace** → **Add** → Se selectează semnalul ales pentru vizualizare ce va fi plasat pe graficul 2 → **OK**.

- Pentru a avea două axe verticale câte una pentru fiecare mărime (de exemplu pentru o tensiune gradată în volți și pentru un curent gradată în amperi), se urmărește algoritmul:

*Probe*: **File** → **Open** → se selectează fișierul **NUME.DAT** → **OPEN** → **Trace** → **Add** → Se selectează semnalul ales pentru vizualizare ce va fi plasat pe graficul 1 → **OK** → **Plot** → **Add Y Plot** → Apare o nouă axă Y → **Trace** → **Add** → Se selectează semnalul ales pentru vizualizare ce va fi plasat pe graficul 1, corespunzându-i axa Y situată în dreapta ecranului → **OK**.

- Pentru a obține o reprezentare grafică directă a analizei Fourier (transformata Fourier a semnalului reprezentat în timp), se urmărește algoritmul:

*Probe*: **File** → **Open** → se selectează fișierul **NUME.DAT** → **OPEN** → **Trace** → **Add** → Se selectează semnalele alese pentru vizualizare, obținându-se variațiilor în timp → **OK** → **Plot** → **X Axis Settings Trace** → se setează opțiunea **Fourier** → **OK**.

- Pentru a modifica domeniul de valori pe care îl poate lua mărimea de pe axa X, se urmărește algoritmul:

*Probe*: **File** → **Open** → se selectează fișierul **NUME.DAT** → **OPEN** → **Trace** → **Add** → Se selectează semnalele alese pentru vizualizare → **OK** → **Plot** → **X Axis Settings Trace** → se setează opțiunea **User Defined**, marcându-se apoi valoarea inițială și finală a acesteia → **OK**

- Pentru a găsi coordonatele unor valori reprezentate grafic , se urmărește algoritmul :

Probe : **F**ile → **O**pen → se selectează fișierul **NUME.DAT** → **O**PEN → **T**race  
→ **A**dd → Se selectează semnalul ales pentru vizualizare → **O**K → **T**ools → **C**ursor →  
**D**isplay .

Va apărea un cursor care poate fi deplasat pe curbă ținând apăsat butonul din stânga mouse-ului. Coordonatele punctului de pe cursor sunt indicate într-o casetă plasată în partea stânga , jos a graficului .

- Pentru a plasa cursorul în unul din punctele particulare ale graficului se procedează astfel:

.... **T**ools → **C**ursor → **M**ax valoarea maximă a graficului .

.... **T**ools → **C**ursor → **M**in valoarea minimă a graficului

.... **T**ools → **C**ursor → **P**eak - următoarea valoare de vârf a curbei din punctul în care se afla cursorul în momentul în care s-a ales această opțiune – se poate “merge” astfel din vârf în vârf .

.... **T**ools → **C**ursor → **T**rough - următoarea valoare de minim a curbei din punctul în care se afla cursorul în momentul în care s-a ales această opțiune .

- Pentru inscripționarea curbei se procedează astfel:

.... **T**ools → **L**abel → alegându-se apoi setarea dorită ( **T**ext .... **M**ark )

*Important :*

*Dacă se utilizează facilitatea de a marca pe curba obținută coordonatele unui punct , trebuie reținut că :*

*Prima cifră – din stânga – corespunde mărimii reprezentate pe axa X*

*A doua cifră – din dreapta – corespunde mărimii reprezentate pe axa Y*

*Unitățile de măsură , precum și factorii de scală au fost amintiți anterior .*

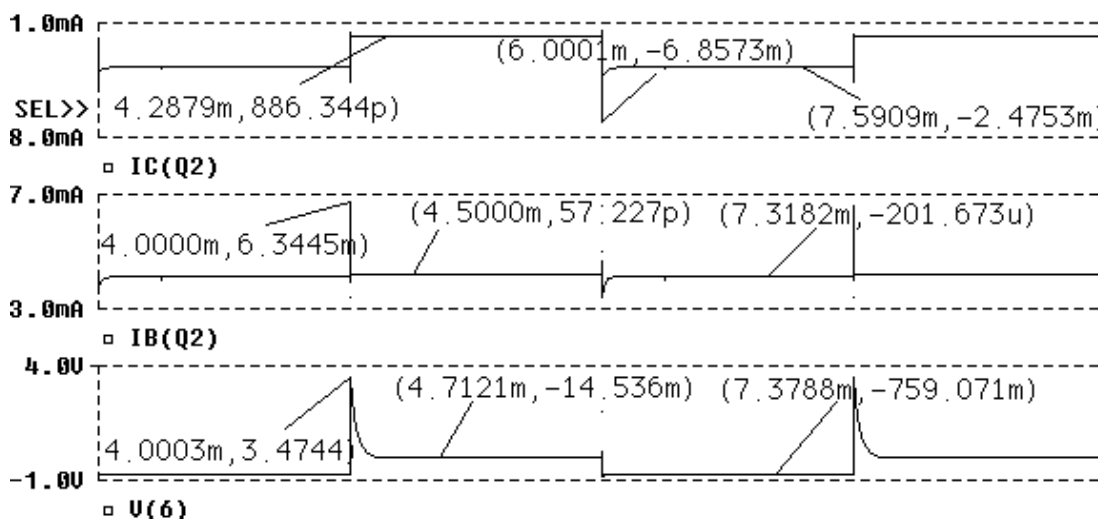
*Exemplu :*

*Pe aceste grafice se reprezintă variația în timp a unor tensiuni sau curenți . Pe graficul V(6) am marcat trei puncte :*

*- ( 4.0003 m , 3.4744 ) tensiunea are valoarea de 3.4744 V , la momentul 4.0003 ms*

*- ( 4.7121 m , -14.536 ) tensiunea are valoarea de -14.536mV , la momentul 4.71ms*

*Se observă că se marchează doar factorii de scală nu și unitățile de măsură*



- Pentru a renunța la cursor se procedează astfel:

.... **T**ools → **C**ursor → **D**isplay .

b) Simularea circuitelor prin utilizarea programului *Schematics*.

- Programul *Schematics* este un editor grafic de circuite care permite utilizatorului să-și deseneze circuitul într-o formă adecvată analizei *Pspice*. Se observă că făcând analogia cu analiza obținută prin scrierea programului în *Notepad*, de data aceasta nu vom mai descrie circuitul ci pur și simplu îl vom desena.

- Pentru a desena circuitul, se urmărește algoritmul:

*Schematics*: **F**ile → **N**ew

Se observă că zona disponibilă desenului este marcată cu o rețea de puncte, pentru ușurința plasării componentelor.

- Pentru a plasa componentele schemei, se urmărește algoritmul:

*Schematics*: **D**raw → **G**et New Part → **B**rowse

Se deschide o fereastră - **Get part** -, aceasta având în partea dreaptă o listă cu bibliotecile (cataloge) disponibile - **Library** - iar în partea stângă o listă cu componentele conținute în biblioteca aleasă - **Part** -

Spre exemplu pentru a plasa un rezistor în schemă se procedează astfel:

În fereastra **Get part** se selectează biblioteca aferentă componentelor pasive (**analog.slb**), iar din lista - **Part** - din stânga, se alege rezistorul **R**.

După comanda **OK** cursorul se transformă în simbolul rezistorului. Această componentă poate fi plasată oriunde pe suprafața de lucru, iar după poziționarea ei, fixarea rezistorului pe ecran se face printr-un simplu clic cu stânga mouse-ului. În acest mod se pot aduce pe ecran toate elementele constitutive ale schemei.

Spre exemplu sursele de semnal se găsesc în biblioteca **source.slb**, componentele active în biblioteca **eval.slb** iar punctul de masă al circuitului (ce trebuie obligatoriu plasat în orice schemă) se găsește în biblioteca **port.slb** sub denumirea **AGND**.

Dacă nu mai este nevoie de alte componente ale schemei, comanda **Get New Part** se dezactivează cu un clic pe butonul din dreapta a mouse-ului.

- Pentru a deplasa, copia, roti...o componentă a schemei se apelează la tehnici cunoscute din interfața grafică **Windows** (Se selectează componenta respectivă - printr-un clic cu stânga mouse-ului. În acest moment componenta respectivă își schimbă culoarea în roșu. Apelând meniul **Edit** se pot face toate schimbările dorite.

- Pentru a interconecta componentele schemei între ele, conductorul de legătură este adus pe ecran, urmărind algoritmul:

*Schematics*: **D**raw → **W**ire cursorul transformându-se într-un creion.

Cu un clic pe butonul stâng se marchează punctul de început al traseului. Deplasând cursorul se observă că legătura este trasată temporar cu linie punctată. Marcarea punctului de sfârșit al traseului se face cu un clic pe butonul din stânga. Dacă se dorește schimbarea direcției traseului cu  $90^0$  se execută un clic în acel punct, continuându-se traseul în direcția dorită.

- În cazul în care se dorește schimbarea traseului cu un unghi diferit de  $90^0$ , se urmărește algoritmul:

*Schematics*: **C**onfigure → **D**isplay Options → din fereastra **Options** se desetează căsuța corespunzătoare opțiunii **Orthogonal**.

Dacă după realizarea unei conexiuni se dorește să se treacă la o altă legătură într-o altă parte a schemei se apasă tasta **Space** și se deplasează cursorul (creionul) în regiunea dorită

(deplasarea are loc fără trasarea conexiunii) . Dezactivarea comenzii de trasare a conexiunilor se face cu un clic pe butonul din dreapta.

- Pentru a defini sau atribui valorile cerute tuturor componentelor din schemă se procedează astfel:

*Schematics* : se selectează componenta corespunzătoare ( culoarea se schimbă în roșu) → **E**dit → **A**tttributes → se realizează modificările necesare → **S**ave Attr. → **O**K

*Observație* :

- În fereastra de modificare a valorilor se poate ajunge și cu un dublu clic pe butonul stâng al mouse-ului , pe componenta aleasă.

- Parametrii surselor de semnal sunt echivalenți cu cei folosiți la scrierea fișierului în *Notepad* .

- Modificarea valorilor componentelor (sau a denumirii lor) se poate face cu un dublu clic fie pe valoarea lor fie pe numele lor.

- Este recomandabil să se noteze nodurile schemei .Acest lucru se poate realiza notând unul din traseele ce ajunge în acel nod . Se selectează traseul , pentru ca apoi printr-un dublu clic pe butonul din stânga al mouse-ului se deschide o fereastră în care se notează numărul aferent nodului . De obicei masa se va nota cu cifra zero.

- După desenarea schemei aceasta trebuie salvată (de preferință într-un director propriu) , urmărind algoritmul :

*Schematics* : **F**ile → **S**ave As , sub numele **NUME.SCH** (numele este facultativ, dar extensia **.SCH** este obligatorie) , ea transformând desenul într-o formă interpretabilă de către *Schematics*.

- Analiza programului ce apare sub forma unei scheme se poate realiza cu ajutorul lui *Pspice* urmărind algoritmul :

*Schematics* : **A**nalysis → **R**un **P**spice → Mesaj de sfârșit a analizei .

Se crează un fișier de ieșire **NUME.OUT** plasat în același director ca și fișierul **NUME.SCH** ce poate fi analizat astfel:

*Schematics* : **A**nalysis → **E**xamine **O**utput

- În cazul existenței unor greșeli este indicată atât natura cât și locul unde se află în schemă . După corectarea acestora programul trebuie din nou salvat și analizat ( **R**un **P**spice ).

- În ipoteza în care nu apar erori , vizualizare semnalele dorite se realizează prin intermediul utilitarului *Probe* (a cărui facilități le-am descris la pct.a) . Lansarea acestui utilitar se realizează automat după analiza circuitului , dacă există această facilitate , ce se poate introduce urmărind algoritmul :

*Schematics* : **A**nalysis → **A**uto run **P**robe → se setează comanda **Automatically Run Probe After Simulation** → **O**K

- Pentru a specifica ce analiză dorim să facem asupra circuitului , înainte de a da comanda de analiză a circuitului , se dau următoarele comenzi :

*Schematics* : **A**nalysis → **S**etup (această comandă este echivalentă unor instrucțiuni de comandă din fișierul scris în *Notepad* ) → din cele douăsprezece posibilități se aleg cele necesare studiului , prin bifarea etichetei (**E**nable) corespunzătoare și prin precizarea parametrilor de studiu → **O**K

Vom prezenta spre exemplificare modul în care se realizează o analiză tranzitorie ( variația semnalelor în timp ) :

*Schematics* : **A**nalysis → **S**etup → **A**nalysis Setup → se bifează eticheta din dreptul butonului **T**ransient → se apasă butonul **T**ransient → **T**ransient Analysis → se specifică următorii parametrii: **P**rint Step (pasul de calcul) și **F**inal Time ( momentul final al analizei).

**Atenție!** Valoarea acestor parametri trebuie corelată cu cea a parametrilor eventualelor surse de semnal ce apar în schemă .

Dacă este cazul se bifează și următoarele etichete : **D**etailed Bias Pt. și **U**se Init.

**C**onditions , ultima , având importanță dacă se dorește ca în analiza efectuată să se țină seama de condițiile inițiale ( de exemplu la studierea unui circuit basculant astabil C.B.A. acest lucru este important ) → **OK** → **OK**

- În cazul în care se dorește o analiză spectrală , algoritmul este următorul :

*Schematics* : **A**nalysis → **S**etup → **A**nalysis Setup → se bifează eticheta din dreptul butonului **T**ransient → se apasă butonul **T**ransient → **F**ourier Analysis T → se setează eticheta **E**nable Fourier și se specifică următorii parametrii: **C**enter Frequency , **N**umber of Armonics , **O**utput Vars. → **OK** → **OK**

*Observație* :

- Se poate observa analogia între aceste ultime două comenzi și instrucțiunile **.TRAN** și **.FOUR** utilizate la scrierea fișierului în *Notepad*

- În cazul în care se dorește o analiză în curent alternativ ( AC ) , algoritmul este următorul :

*Schematics* : **A**nalysis → **S**etup → **A**nalysis Setup → se bifează eticheta din dreptul butonului **AC Sweep** → se apasă butonul **AC Sweep** → se alege tipul analizei setându-se una din etichetele corespunzătoare lui **AC Sweep Type** ( de ex : **L**inear ) și se specifică următorii parametrii: **T**otal Pts. , **S**tart Freq. , **E**nd Freq. → **OK** → **OK**

- În concluzie în directorul personal trebuie să existe următoarele fișiere :

- **NUME.SCH** , ce conține desenul circuitului într-o formă interpretabilă de *Schematics*.

- **NUME.NET** , ( fișier de legături) ce conține lista componentelor , valoarea acestora precum și nodurile între care sunt interconectate și care poate fi deschis din meniul **A**nalysis cu comanda **E**xamine **N**etlist.

- **NUME. ALS** , ce conține datele necesare despre componente într-o formă acceptată de către *Pspice*

- **NUME. CIR** , ce conține toate informațiile necesare pentru a putea folosi fișierele anterioare la analiza propriu-zisă a circuitului

- **NUME. OUT** , care este fișierul de ieșire rezultat în urma analizei .

## Anexa 2 SIMULATORUL *PSPICE*

### 1 Instrucțiuni de descriere a componentelor

Elementele de circuit vor fi introduse , linie cu linie după următorul model:

**Element** <nume> < nod(+)> < nod(-)> < valoare>

*Observație :*

Câmpurile cuprinse între parantezele drepte sunt opționale , iar câmpurile cuprinse între simbolurile (<) și (>) sunt obligatorii . Nodul notat cu (+) este considerat nodul prin care curentul (cu sensul convențional) intră în element .

Convențiile utilizate pentru descrierea sintaxei instrucțiunilor se găsesc în [5] , iar cele prezente în lucrare sunt descrise în continuare .

#### 1.1. Componente pasive

- Rezistor :

**R** <nume> < nod(+)> < nod(-)>[model] < valoare> [TC = < coeficient liniar de temperatură> , < coeficient pătratic de temperatură>]

- Inductor :

**L** <nume> < nod(+)> < nod(-)>[model] < valoare> [IC = < valoare inițială>]

- Condensator:

**C** <nume> < nod(+)> < nod(-)>[model] < valoare> [IC = < valoare inițială>]

*Observație :*

Este considerată greșeală , atribuirea aceluiași nume , pentru două elemente de aceeași natură . Este preferabil ca numele elementelor fie să poarte indici crescători , fie ca numele lor să sugereze rolul din circuit.(Ex. R reacție , R<sub>c</sub> , C<sub>C</sub> , L<sub>șoc</sub> ...)

#### 1.2. Componente active

- Diodă:

**D** <nume> < nod(+)> < nod(-)>[model] < valoare> [arie]

- Tranzistor bipolar:

**Q** <nume> < nod colector> < nod bază> < nod emitor>[ [nod substrat] < model> [arie]

- Tranzistor cu efect de câmp cu grilă joncțiune:

**J** <nume> < nod drenă> < nod grilă> < nod sursă> < model> [arie]

#### 1.3. Surse de semnal

##### 1.3.1. Sursă de tensiune independentă

**V** <nume> < nod (+)> < nod (-)> [DC ] < valoare> [AC ] < amplitudine> [fază]  
+ < specificație de regim tranzitoriu>

Specificațiile de regim tranzitoriu pentru sursele independente de tensiune sau curent sunt :

- SIN – pentru semnale sinusoidale ;
  - PULSE – pentru impulsuri periodice ;
  - PWL – pentru semnale aperiodice cu variație liniară ;
  - EXP – pentru semnale exponențiale ;
  - SFFM – pentru semnale modulate în frecvență ;
- Sintaxele surselor de semnal sunt următoarele:

1.3.1.1.

**SIN**( <v decalaj> , <v amplitudine> , <frecvență> , <întârziere> , <factor amortizare> ,  
+ <fază> )

Specificația parametrilor:

- <v decalaj> - tensiunea de decalaj(offset) ;
- <v amplitudine> - amplitudinea semnalului ;
- <frecvență> - frecvența semnalului ;
- <întârziere> - timpul de întârziere ;
- <factor amortizare>- factorul de amortizare ;
- <fază>- unghiul de fază ;

Exemplificarea utilizării acestei instrucțiuni este prezentată în *figura 1.1*

Programul scris în editorul Notepad este următorul :

```
Sursa de semnal sinusoidal  
V 1 0 SIN(3V 6V 1kHz 2ms 0.0 0.0)  
R 1 0 1K  
.TRAN 0.01ms 8ms  
.PROBE  
.END
```

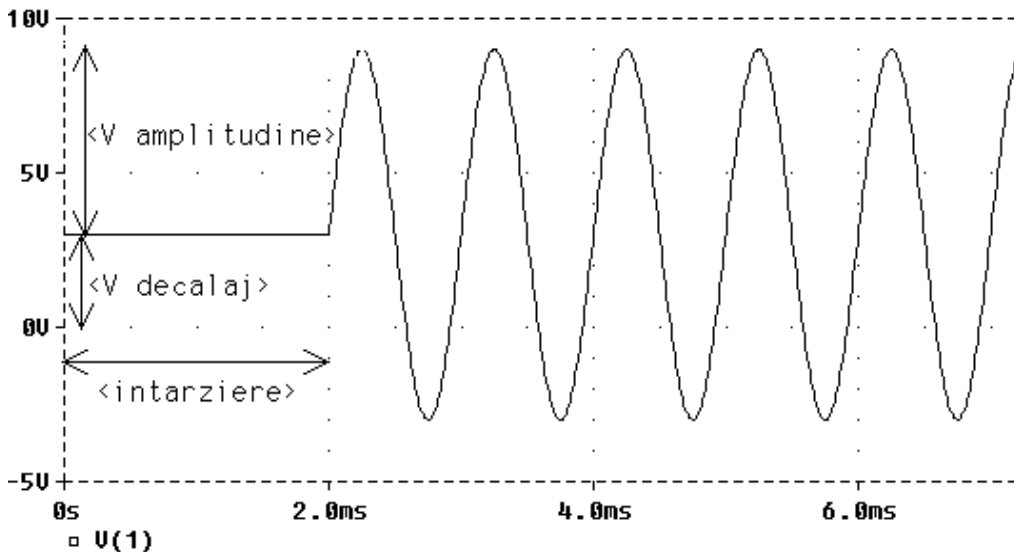


Fig.1.1 Exemplificarea obținerii unui semnal sinusoidal neatenuat .

Pentru a pune în evidență factorul de amortizare se poate face următoarea observație :

Factorul de amortizare este echivalent cu gradul de amortizare a unor oscilații libere amortizate , definit ca raportul a două amplitudini succesive , de același sens , a seriei  $U_0, U_0 e^{-\alpha T_1}, U_0 e^{-2\alpha T_1}, \dots, U_0 e^{-n\alpha T_1}$  definit astfel :

$$\frac{(U_{\max})_n}{(U_{\max})_{n+1}} = \frac{U_0 e^{-n\alpha T_1}}{U_0 e^{-(n+1)\alpha T_1}} = \frac{1}{e^{-\alpha T_1}} = e^{\alpha T_1} \quad (1.1)$$

unde ,  $T_1$  este durata pseudoperioadei .

Exemplificarea utilizării acestei instrucțiuni este prezentată în *figura 1.2* , unde alegându-se  $T_1 = 1\text{ms}$  și  $\alpha = 1000$  se poate verifica rapid că raportul a două amplitudini succesive pozitive este egal cu  $e$  – baza logaritmului natural

*Programul scris în editorul Notepad este următorul :*

```
Sursa de semnal sinusoidal amortizat
V 1 0 SIN(0V 10V 1kHz 2ms 0.0 0.0)
R 1 0 1K
.TRAN 1us 5ms
.PROBE
.END
```

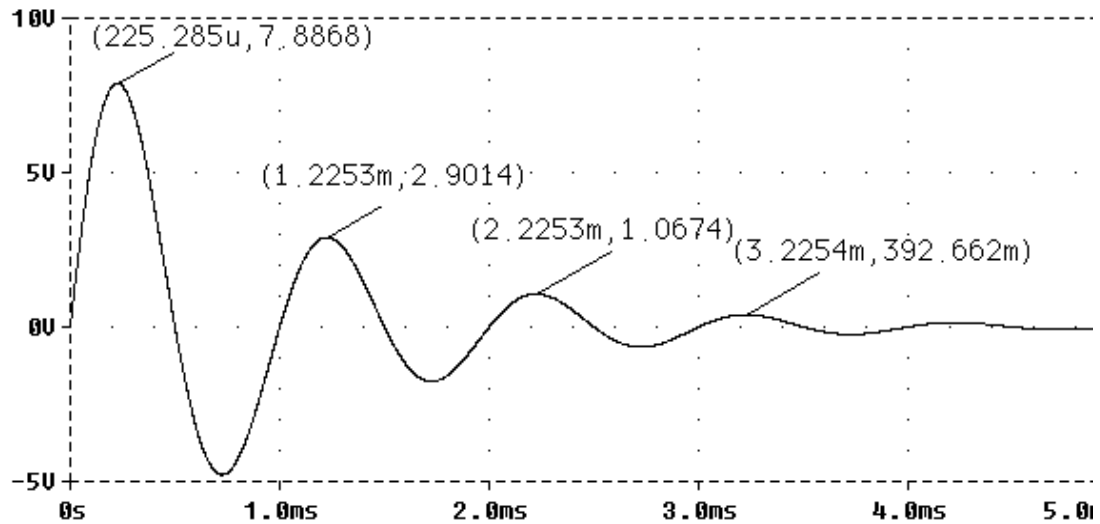


Fig.1.2 Exemplificarea obținerii unui semnal sinusoidal atenuat ( fără tensiune de decalaj) .

În cazul în care instrucțiunea definește un semnal sinusoidal cu tensiune de decalaj , observația anterioară nu mai este valabilă .

De această dată din amplitudinile consecutive ( de același semn) trebuie scăzută valoarea tensiunii de decalaj pentru ca raportul lor să fie egal cu gradul de amortizare – vezi *figura 1.3*.



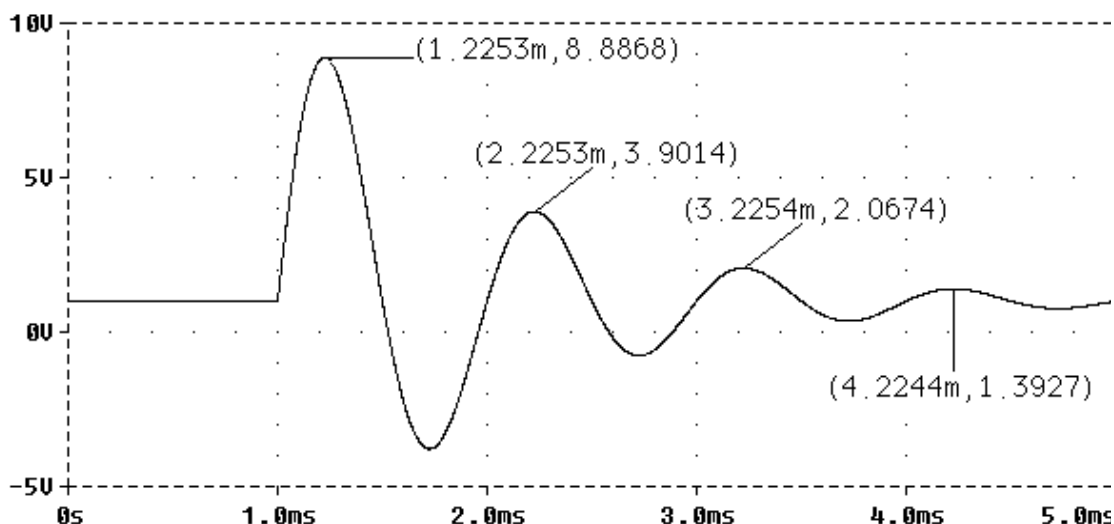


Fig.1.3 Exemplificarea obținerii unui semnal sinusoidal atenuat ( cu tensiune de decalaj).

### 1.3.1.2.

**PULSE** ( <v inițial> , <v puls> , <întârziere> , <durată creștere> ,  
+<durată descreștere>,<durată puls>,<perioadă> )

Specificația parametrilor:

- <v inițial> - tensiunea inițială ;
- <v puls> -tensiunea de vârf ;
- <întârziere> - timpul de întârziere ;
- <durată creștere> - - timpul de creștere ;
- <durată descreștere> - timpul de descreștere ;
- <durată puls> - durata impulsului ;
- <perioadă>- perioada semnalului ;

Sursa de tipul PULSE va determina apariția tensiunii <v inițial> pe durata <întârziere> , apoi tensiunea va crește liniar de la <v inițial> la <v puls> pe durata <durată creștere> . Pe durata <durată puls> , tensiunea rămâne la valoarea <v puls> , după care va descrește liniar de la <v puls> la <v inițial> pe durata <durată descreștere> .

Pe o durată egală cu <perioadă> - (<durată creștere> + <durată puls> + <durată descreștere>), tensiunea va rămâne la nivelul<v inițial> , după care ciclul se repetă .

Exemplificarea utilizării acestei instrucțiuni este prezentată în *figura 1.4* , unde se descrie un semnal periodic dreptunghiular . Se observă că <durată creștere> și <durată descreștere> sunt foarte mici în comparație cu <durată puls> sau <perioadă> .

*Atenție!*

Nu este indicat ca duratelor <durată creștere> și <durată descreștere> să le fie atribuite valori egale cu zero.

*Programul scris în editorul Notepad este următorul :*

```

Sursa de semnal periodic dreptunghiular
V 1 0 PULSE(1V 10V 1ms 1us 1us 2ms 5ms)
R 1 0 1K
.TRAN 2ms 20ms
.PROBE
.END

```

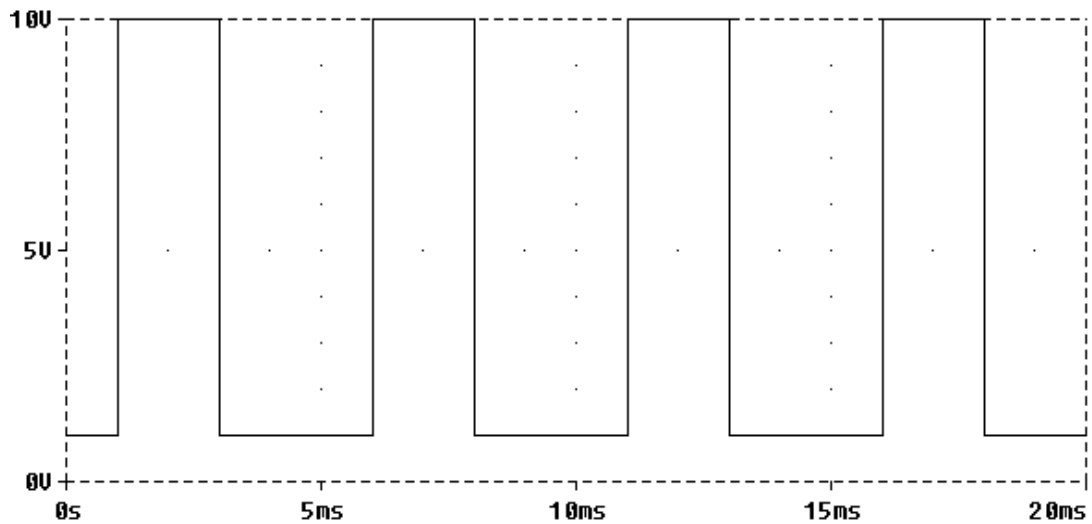


Fig.5.4 Exemplificarea obținerii unui semnal periodic dreptunghiular .

În același mod se pot descrie alte semnale **periodice** ce au o formă particulară de trapez.

### 1.3.1.3.

**PWL ( <t<sub>1</sub>> , <v<sub>1</sub>> , <t<sub>2</sub>> , <v<sub>2</sub>> , <t<sub>3</sub>> , <v<sub>3</sub>> ,... <t<sub>n</sub>> , <v<sub>n</sub>> )**

Specificația parametrilor:

Fiecarui moment de timp t<sub>i</sub> îi este asociată o valoare a tensiunii v<sub>i</sub> . Fiecare pereche (t<sub>i</sub> ,v<sub>i</sub> ) determină un punct pe graficul v(t) , punctele succesive fiind unite printr-o dreaptă .

Exemplificarea utilizării acestei instrucțiuni este prezentată în *figura 1.5* unde se descrie un semnal neperiodic triunghiular . Această instrucțiune oferă posibilitatea de a obține semnale neperiodice . Atenție la corelația dintre valoarea momentului de timp a ultimei perechi (t<sub>i</sub> ,v<sub>i</sub> ) și valoarea **<momentului final>** din instrucțiunea **.TRAN**

*Programul scris în editorul Notepad este următorul :*

**Sursa de semnal neperiodic triunghiular**

**V 1 0 PWL(0ms,0v 2ms,2v 2.0001ms,2v 4.0ms,0v 10ms,0v)**

**R 1 0 1K**

**.TRAN 1ms 10ms**

**.PROBE**

**.END**

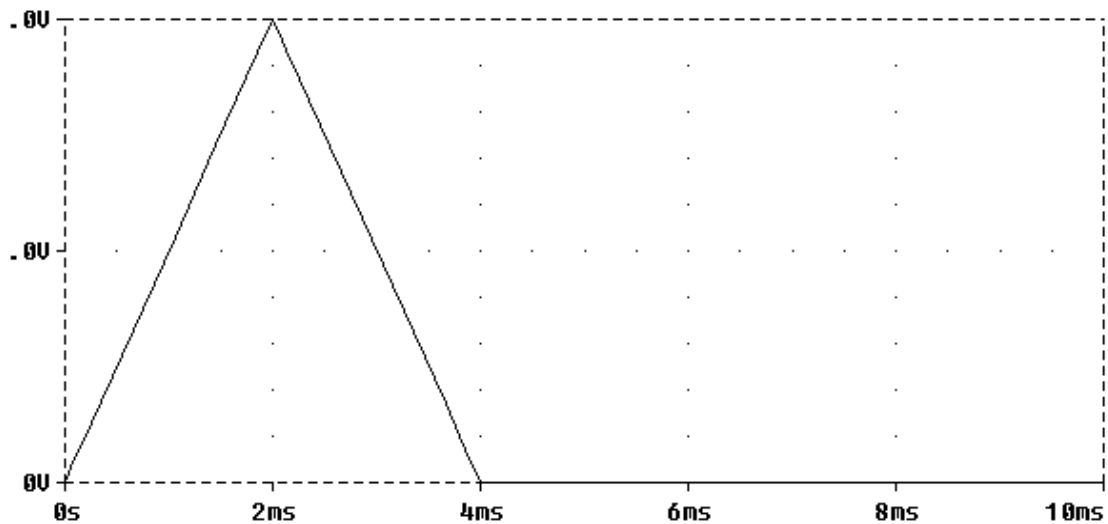


Fig.1.5 Exemplificarea obținerii unui semnal neperiodic ( impuls) triunghiular

#### 1.3.1.4.

**EXP ( <v inițial> , <v vârf> , <întârziere creștere> , <  $\tau$  creștere> ,  
+< întârziere descreștere> , <  $\tau$  descreștere> )**

Specificația parametrilor:

- <v inițial> - tensiunea inițială ;
- <v vârf> - tensiunea de vârf ;
- <întârziere creștere> - timpul de întârziere a frontului anterior ;
- <  $\tau$  creștere> - constanta de timp a frontului anterior ;
- < întârziere descreștere> - timpul de întârziere a frontului posterior ;
- <  $\tau$  descreștere> - constanta de timp a frontului posterior ;

Exemplificarea utilizării acestei instrucțiuni este prezentată în *figura 1.6*

*Programul scris în editorul Notepad este următorul :*

```
Sursa de semnal neperiodic exponențială  
V 1 0 EXP (3V 10V 2ms 0.5ms 5ms 1ms ) 1  
R 1 0 1K  
.TRAN 1ms 10ms  
.PROBE  
.END
```

Se observă ca sursa de tip EXP va genera pe durata <întârziere creștere> un semnal cu valoarea <v inițial>, apoi pe durata ( < întârziere descreștere> - <întârziere creștere> ) semnalul va avea o evoluție exponențială de la <v inițial> spre <v vârf> cu constanta de timp <  $\tau$  creștere> , după care urmează o a doua evoluție exponențială de la <v vârf> înapoi spre <v inițial> cu constanta de timp <  $\tau$  descreștere> .

Se observă că în cazul prezentat <  $\tau$  creștere> este mai mic decât <  $\tau$  descreștere> , semnalul având o evoluție mai rapidă de la <v inițial> spre <v vârf> decât de la <v vârf> spre <v inițial>.

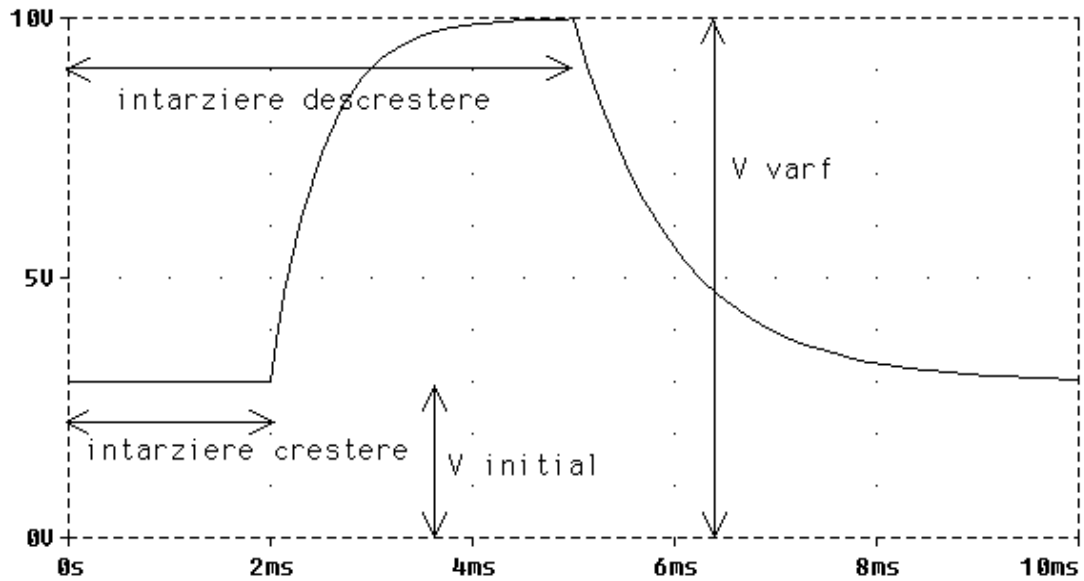


Fig.1.6 Exemplificarea obținerii unui semnal neperiodic ( impuls) exponențial .

### 1.3.1.5.

**SFFM ( <v decalaj> , <v amplitudine> , <frecvență purtătoare> ,  
+<factor de modulație> , <frecvență modulator> )**

Specificația parametrilor:

- <v decalaj> - tensiunea de decalaj(offset) ;
- <v amplitudine> - amplitudinea semnalului modulat ;
- <frecvență purtătoare> - frecvența semnalului purtător ;
- <factor de modulație> - indice de modulație ;
- <frecvență modulator> - frecvența semnalului modulator ;

Exemplificarea utilizării acestei instrucțiuni este prezentată în *figura 1.7*

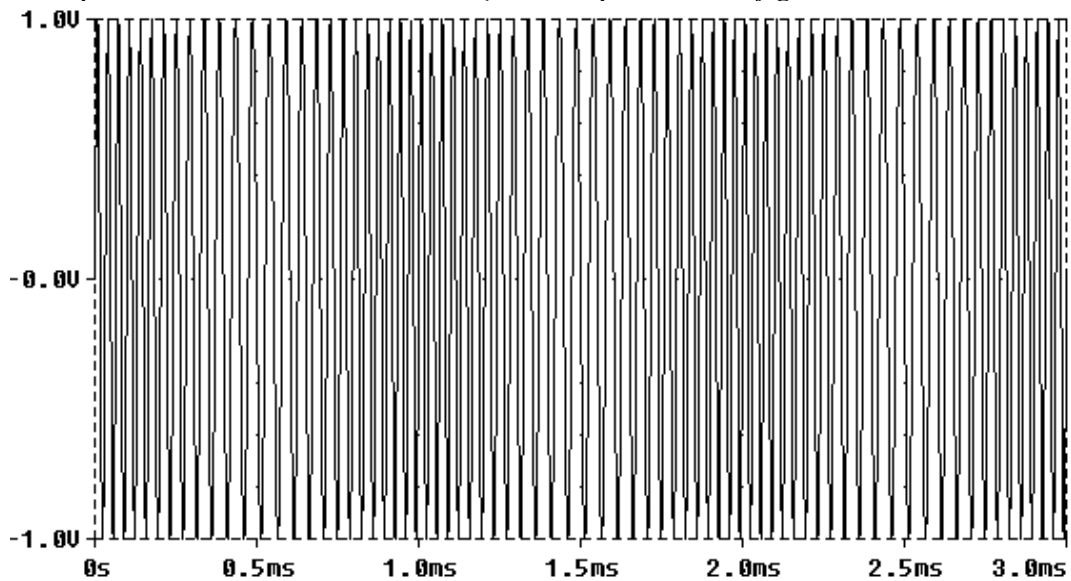


Fig 1 .7 Exemplificarea obținerii unui semnal M.F.

Programul scris în editorul Notepad este următorul :

```
Modulație în frecvență
V1 1 0 SFFM( 0V 1V 25KHZ 6.0 1KHZ)
R1 1 0 1K
V2 2 0 SIN( 0V 1V 1KHZ 0s 0.0 90.0)
R2 2 0 1K
.TRAN 1us 5ms 0ms 1us
.PROBE
.END
```

1.3.2. Sursă de tensiune controlată în tensiune

**E** <nume> < nod (+)> < nod (-)> **POLY**( < dimensiune>) < control (+)> < control (-)>  
+ <coeficient polinomial>

Prin **POLY** se poate exprima o sursă ce depinde polinomial de un număr finit de alte surse independente sau dependente definite anterior.

< **dimensiune**> - numărul de surse de tensiune care controlează sursa **E<sub>1</sub>**

< **control (+)**> < **control (-)**> - nodurile între care sunt plasate sursele de tensiune ce controlează sursa **E<sub>1</sub>**

<**coeficient polinomial**> - coeficienții polinomiali ai dependenței sursei **E<sub>1</sub>** față de celelalte surse

Pentru exemplificare vom considera următorul caz :

Sursa **E<sub>1</sub>** depinde polinomial de sursele **V<sub>1</sub>** , **V<sub>2</sub>** printr-o lege de forma :

$$E_1 = 3 + 2V_1 + 5V_2 + V_1V_2 - 6V_2^2 + V_1^3 + 3V_1V_2^2 + 10V_2^3$$

Scriind forma generală prin care **z** depinde polinomial de **x** și **y** pentru un polinom de gradul trei, adică :

$y = a_0 + a_1x + a_2y + a_3x^2 + a_4xy + a_5y^2 + a_6x^3 + a_7x^2y + a_8xy^2 + a_9y^3$ ,  
prin identificare se obțin coeficienții polinomiali .

Presupunând că sursa **E<sub>1</sub>** este plasată între nodurile 10 și 0 iar **V<sub>1</sub>** între 4 și 0 , **V<sub>2</sub>** între 8 și 0  
instrucțiunea de definire a sursei de tensiune controlată în tensiune este :

**E<sub>1</sub> 10 0 POLY (2) 4 0 8 0 (3.0 2.0 5.0 0.0 1.0 -6.0 1.0 0.0 3.0 10.0)**

## 2 Instrucțiuni de comandă

2.1. . **TRAN** – Analiză în regim tranzitoriu

Forma generală a instrucțiunii este următoarea :

. **TRAN** [OP] <pas afișare> < moment final> [<moment început >[pas maxim]] [UIC]

Această instrucțiune va determina o analiză în domeniul timp de la momentul de la  $t_{\text{initial}} = 0$  până la  $t_{\text{final}} =$  < **moment final**>.

- Dacă se dorește ca rezultatele analizei să fie tipărite sau transmise utilitarului *Probe* începând cu o altă valoare , acest lucru se specifică prin [<moment început >].

-Analiza se face cu un pas intern de calcul care este ajustat pe parcursul analizei astfel: pe intervalele unde semnalul nu prezintă tranziții rapide , pasul intern este mărit , iar pe intervalele unde semnalul prezintă tranziții rapide , pasul intern este micșorat .Valoarea

maximă a pasului intern este dată implicit de relația  $\frac{\langle \text{moment final} \rangle}{50}$ .

Modificarea acestei valori se poate face prin precizarea [pas maxim]. În acest mod pasul maxim intern de calcul poate fi fixat la o valoare mai mare sau mai mică decât a pasului de tipărire (<pas afișare>).

-Afișarea analizei (vizualizarea formelor de undă în *Probe* sau tipărirea acestora) se face la momentele de timp determinate de <pas afișare>.

*Important!*

Nu există nici o legătura între <pas afișare> și [pas maxim].

În cazul în care <pas afișare> este mai mare decât [pas maxim], momentele de timp la care se face afișarea semnalului se obțin prin interpolarea valorilor la care s-a calculat semnalul. Pentru o mai bună lămurire oferim următorul exemplu:

*Programul scris în editorul Notepad este următorul :*

**Sursa de semnal neperiodic exponențială**

**V 1 0 SIN(0V 6V 1kHz 0.0 0.0 0.0)**

**R 1 0 1K**

**.TRAN 1ms 10ms**

**.PROBE**

**.END**

Se observă că <pas afișare> = 1ms, pasul maxim de calcul (valoare implicită)

$$= \frac{\langle \text{moment final} \rangle}{50} = 0,2\text{ms}.$$

Suntem în situația în care <pas afișare> este mai mare decât pasul maxim implicit, afișarea semnalului făcându-se prin interpolarea valorilor calculate din 0,2ms în 0,2ms.

Variația semnalului pe o perioadă (1ms) este prezentată în *figura 2.1*

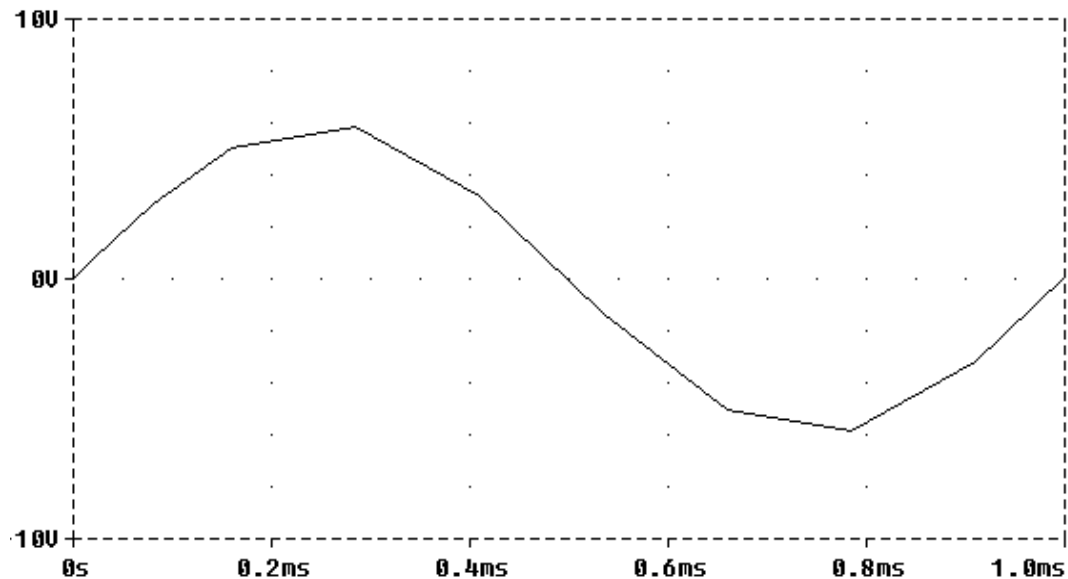


Fig.2.1 Variația unui semnal sinusoidal, obținută prin **Probe**, în cazul în care *pasul de afișare* este mai mare decât *pasul maxim implicit*

Se observă alura liniară a funcției sinus. Pentru a obține o reprezentare grafică cât mai apropiată de modul de variație a funcției avem două variante :

1) Se micșorează <pas afișare>. Această micșorare se face prin încercări, până când suntem mulțumiți de forma reprezentării grafice.

Spre exemplu dacă **<pas afișare> = 0.2ms** egal cu valoarea (implicită) pasului maxim de calcul din programul precedent , modificând doar instrucțiunea :

**.TRAN 1ms 10ms** , astfel :

**.TRAN 0.2ms 10ms** ,

variația semnalului pe o perioadă (1ms) fiind prezentată în *figura 2.2.*, nu se observă nici o modificare în alura graficului .

Alegând **<pas afișare> = 0.01ms** instrucțiunea de analiză tranzitorie devine :

**.TRAN 0.01ms 10ms** ,

variația semnalului pe o perioadă (1ms) fiind prezentată în *figura 2.3.*

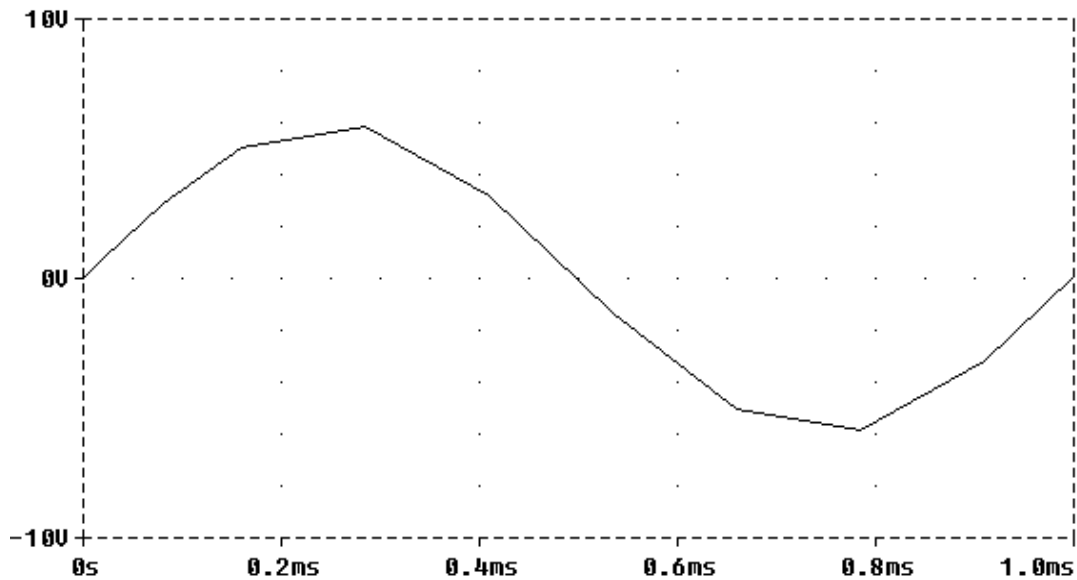


Fig.2.2 . Variația unui semnal sinusoidal , obținută prin **Probe** , în cazul în care *pasul de afișare* este egal cu *pasul maxim implicit*

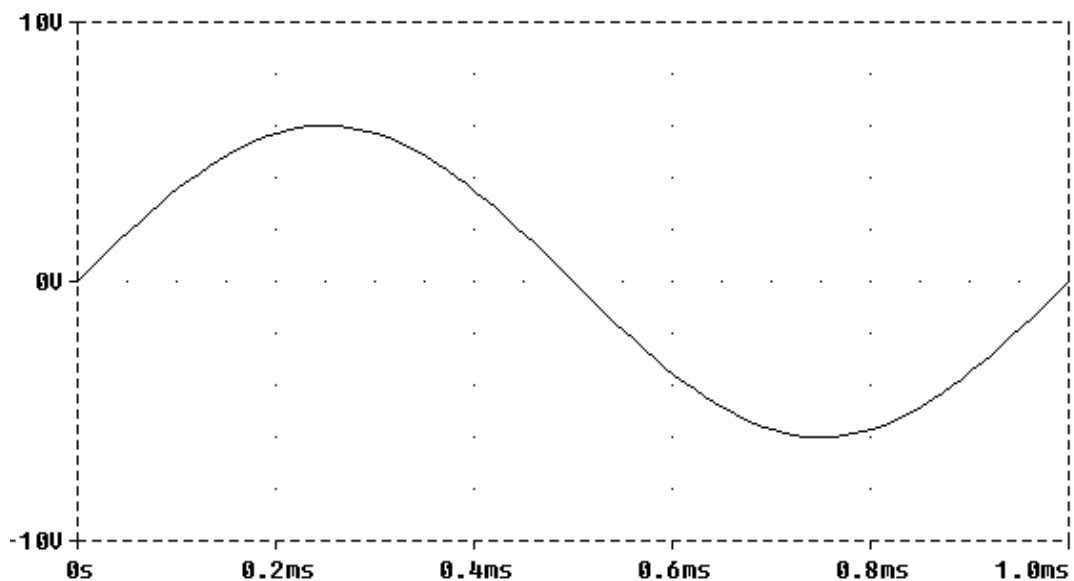


Fig.2.3. Variația unui semnal sinusoidal , obținută prin **Probe** , în cazul în care *pasul de afișare* este mai mic decât *pasul maxim implicit*

2) Definim în cadrul instrucțiunii **.TRAN** valoarea [pas maxim] .  
 Trebuie avut grijă ca aceasta să fie mai mică decât cea implicită și mai mică decât valoarea **<pas afișare>** astfel încât afișarea semnalului se face prin interpolarea valorilor calculate din [pas maxim] în [pas maxim] .

**.TRAN 1ms 10ms 0ms 0.01ms**

Variația semnalului pe o perioadă (1ms) este prezentată în *figura 2.4*

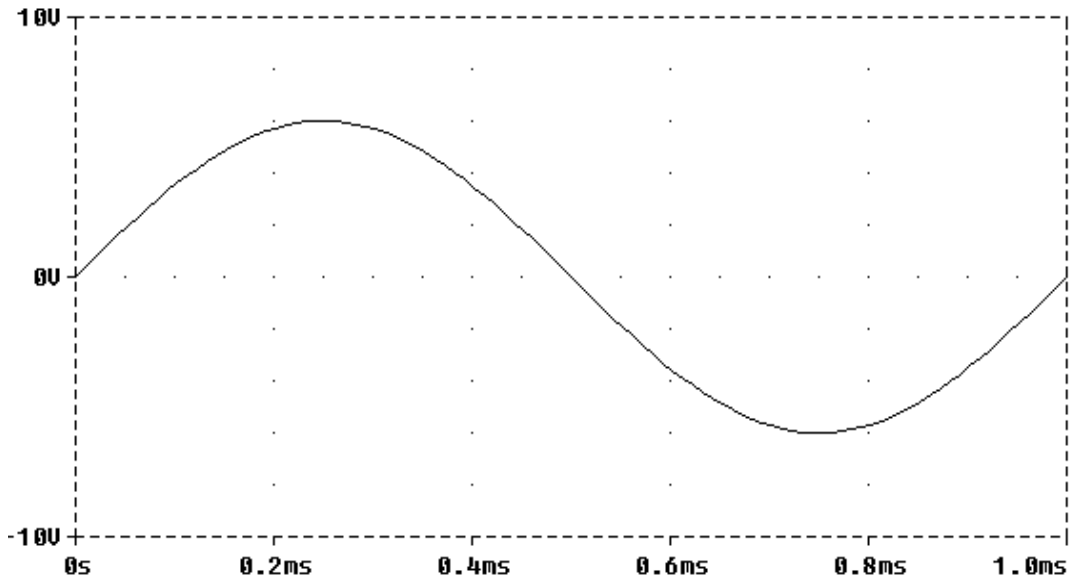


Fig.2.4 Variația unui semnal sinusoidal , obținută prin **Probe** , în cazul în care se definește în mod corespunzător *pasul maxim* .

Este normal ca graficele din *figurile 10 și 11* să fie identice!

## 2.2. **.FOUR** – Analiză Fourier

Forma generală a instrucțiunii este următoarea :

**.FOUR <frecvență>** [număr armonici] **<variabilă ieșire>**

unde :

**<frecvență>** este frecvența fundamentalei  $f_0$  ;

**<variabilă ieșire>** este variabila de ieșire ( tensiune sau curent) asupra căreia se face analiza Fourier ;

Dacă nu se precizează explicit numărul de armonici ce se dorește să fie calculate , *Pspice* calculează componenta continuă , fundamentala și armonicile de la ordinul 2 la 9.

*Observație:*

-Analiza Fourier se face luând ca date de pornire rezultatele analizei regimului tranzitoriu pe

ultimele  $\frac{1}{f_0}$  secunde ale acesteia .Deci , durata analizei tranzitorii trebuie să fie cel puțin

egală cu  $\frac{1}{f_0}$  . -Pentru o analiză Fourier cât mai exactă pasul de calcul intern maxim al

analizei regimului tranzitoriu trebuie să fie suficient de mic.



### 2.3. . PARAM – Definiție parametru global

Forma generală a instrucțiunii este următoarea :

**. PARAM < <nume> = < valoare>>**

unde :

<nume> este numele asociat parametrului ;

< valoare> este valoarea implicită a parametrului ;

### 2.4. . STEP PARAM – Analiză parametrică

Forma generală a instrucțiunii este următoarea :

**. STEP PARAM <variabilă baleiaj >< valoare de start >< valoare de sfârșit>  
<increment >**

unde :

<variabilă baleiaj > este variabila , a cărei valoare poate fi modificată ;

< valoare de start > este valoarea cea mai mică a variabilei ;

< valoare de sfârșit > este valoarea cea mai mare (finală) a variabilei ;

< increment > este valoare cu care crește variabila ;

*Observație :*

Numărul de valori pe care le poate lua variabila se determină astfel :

Din < valoare de sfârșit > se scade < valoare de start > , diferența împărțindu-se la  
< increment >

## LUCRAREA 22

### CIRCUITUL BASCULANT MONOSTABIL ( C.B.M.)

#### 22.1.Scopul lucrării

- Studiul circuitului monostabil cu tranzistoare bipolare (nnp), în cuplaj colector – bază .
- Vizualizarea formelor de undă a semnalelor din bază respectiv colectorul fiecărui tranzistor atât în prezența cât și în absența semnalului de comandă .

#### 22.2. Materiale folosite

- Montaj experimental
- Reofori
- Sursă stabilizată de tensiune I -4105 vezi
- Versatester E- 0502
- Osciloscop E - 0103

#### 22.3. Considerații teoretice

22.3.1. Fenomene fizice ce descriu funcționarea unui circui basculant monostabil cu cuplaj colector - bază

##### 22.3.1.1 Generalități

Schema circuitului monostabil este prezentată în *figura 22.1.*:

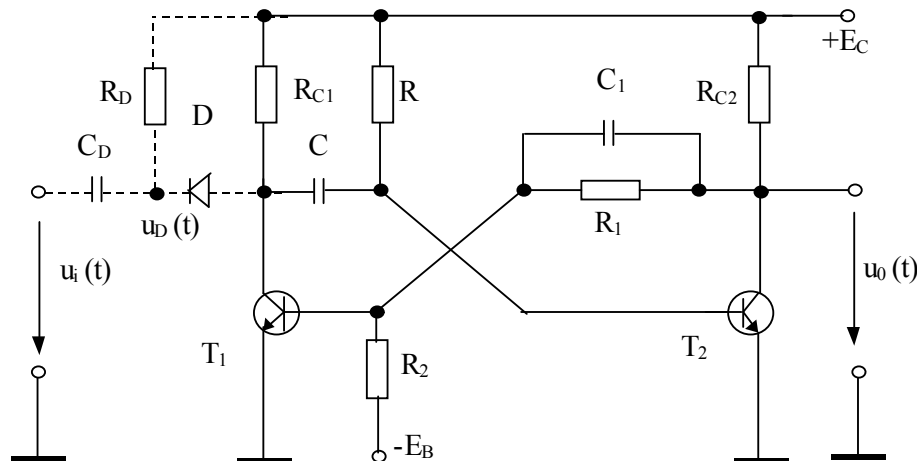


Fig.22.1. Circuit basculant monostabil cu cuplaj colector - bază

#### Observație :

Cuplajul de la tranzistorul  $T_1$  la tranzistorul  $T_2$  se face prin circuitul RC , iar cuplajul de la tranzistorul  $T_2$  la tranzistorul  $T_1$  se face potențiomtric  $R_1 C_1$  , cele două cuplaje formând reacții pozitive la fel ca în cazul C.B.A .

C.B.M. este caracterizat de o stare stabilă și una instabilă ( cvasistaționară ) . Se observă că de la această proprietate îi vine și numele : *monostabil* .

În stare de repaus ( stabilă ) - în *schema prezentată* - tranzistorul  $T_1$  este blocat (  $V_{BE1} < V_\gamma$  ), iar tranzistorul  $T_2$  este deschis și saturat.

Circuitul se află în această stare până când un impuls de comandă provoacă , printr-un proces tranzitoriu în avalanșă , trecerea sa într-o stare cvasistaționară , în care tranzistorul  $T_1$  se deschide iar tranzistorul  $T_2$  se blochează .

Circuitul se află în această stare atâta timp cât tensiunea pe baza tranzistorului  $T_2$  ( care se modifică datorită procesului de descărcare a condensatorului  $C$  ) nu atinge pragul de deschidere (  $V_{BE2} = V_\gamma$  ) . La atingerea acestui prag , tranzistorul  $T_2$  se deschide , după care , datorită procesului tranzitoriu de avalanșă , circuitul revine la starea sa inițială (  $T_1$  blocat ,  $T_2$  saturat ).

*Circuitul de comandă este format dintr-un circuit de derivare (  $C_D$  și  $R_D$  ) și o diodă de separare (  $D$  ) .*

Tensiunea ( semnalul ) de intrare ( comandă )  $u_i(t)$  este un semnal periodic dreptunghiular

Tensiunea ( semnalul ) de ieșire  $u_o(t)$  este un semnal periodic dreptunghiular ce are aceeași perioadă ( frecvență ) cu a semnalului de intrare , diferit fiind factorul de umplere .

*Concluzie :*

C.B.M. nu modifică frecvența semnalului de intrare putând modifica doar factorul de umplere al semnalului de intrare .

Pentru a analiza funcționarea C.B.M , considerăm ca moment inițial ,  $t = 0$  , moment în care dioda  $D$  se deschide ( frontul descrescător al semnalului de comandă ) .

*Explicație :*

Pentru a scoate din starea stabilă circuitul trebuie ca potențialul din colectorul tranzistorului blocat ,  $T_1$  să scadă ; comanda , (  $u_i(t), C_D, R_D, D$  ) se aplică în colectorul acestui tranzistor Datorită diodei  $D$  , care are rolul de supapă , semnalul de intrare are acces la colectorul tranzistorului  $T_1$  doar când potențialul din catodul diodei este mai mic decât cel din anodul ei ( sau colectorul tranzistorului  $T_2$  ) .

Datorită circuitului de derivare (  $C_D$  și  $R_D$  ) acest lucru se întâmplă doar pe frontul descrescător al semnalului de intrare ( comandă )  $u_i(t)$  .

În restul timpului potențialul din anodul diodei este mai mic sau cel mult egal cu cel din catodul ei , C.B.M. fiind izolat de semnalul de intrare , fenomenele ce apar în circuit nefiind influențate din exterior .

Formele de undă ale semnalelor importante pentru descrierea funcționării C.B.M. sunt prezentate în graficele din *figura 22.2*.

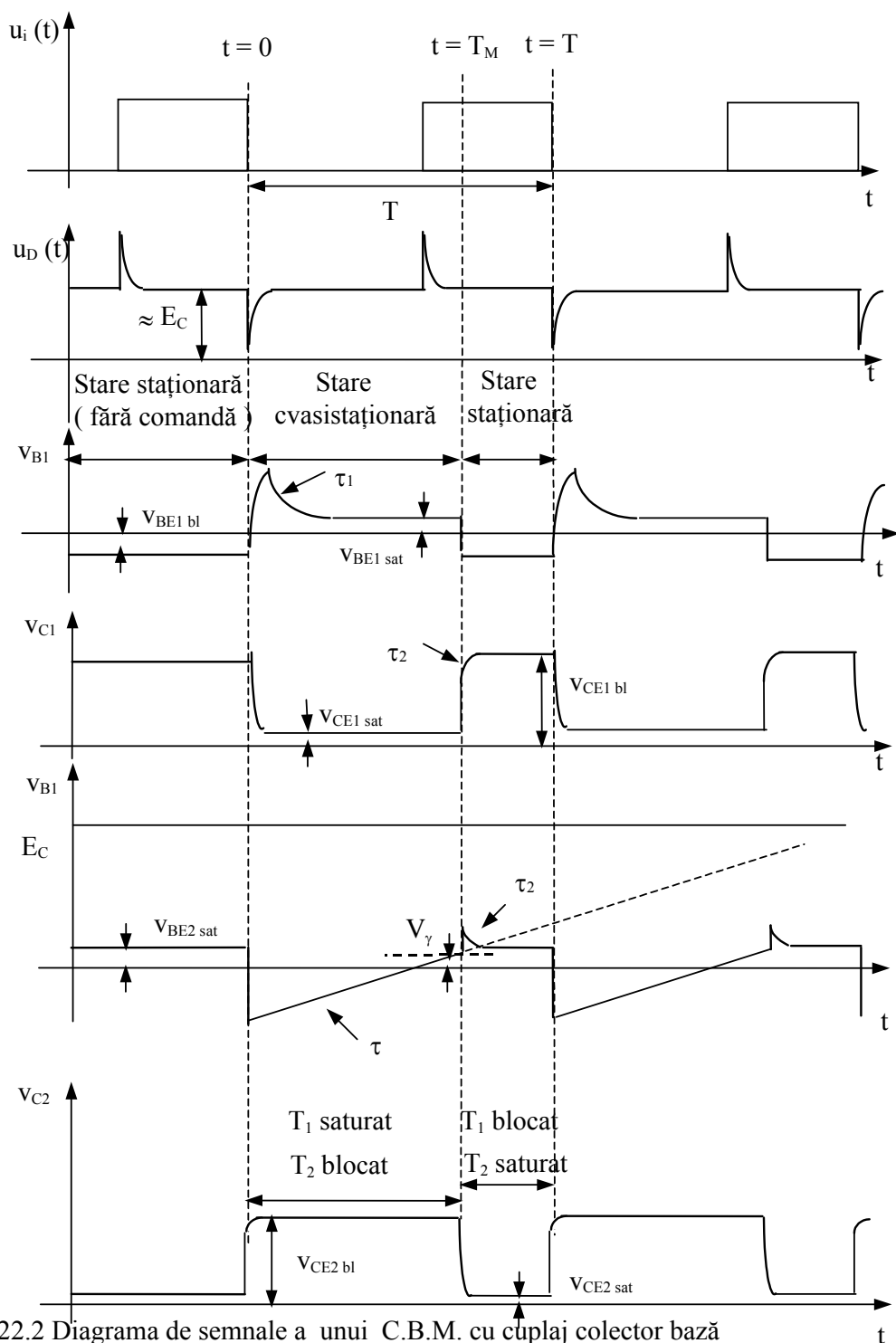


Fig.22.2 Diagrama de semnale a unui C.B.M. cu cuplej colector bază

Cele două condensatoare  $C$  și  $C_1$  au și de data aceasta ( ca și în cazul C.B.A. ) un dublu rol :

- Pe durata celor două basculări , - cea forțată , din stare staționară (  $T_1$  blocat ,  $T_2$  saturat ) în stare cvasistaționară (  $T_1$  saturat ,  $T_2$  blocat ) și cea de revenire , din stare cvasistaționară în stare staționară , cele două condensatoare nu își modifică diferența de potențial dintre armături .

Rolul celor două condensatoare este acela de a transmite salturile de tensiune din baza sau colectorul unui tranzistor în colectorul sau baza celui alt tranzistor. Ele formează rețeaua pozitivă ce leagă cele două amplificatoare.

- Pe durata celor două stări, condensatoarele, ca urmare a încărcării sau descărcării lor prin porțiuni de circuit modifică potențialele în diferite puncte ale schemei, contribuind fie la scoaterea din blocare a tranzistorului  $T_2$ , fie la anularea supratensiunilor ce apar după basculări în bazele celor două tranzistoare.

Analizăm fenomenele ce apar în funcționarea unui C.B.M. în următoarele momente, și intervale de timp:

- înainte de comandă
  - Stare staționară
- $t = 0$ 
  - Bascularea din stare staționară în stare cvasistaționară
- $t \in (0, T_M)$ 
  - Stare cvasistaționară
- $t = T_M$ 
  - Bascularea din stare cvasistaționară în stare staționară
- $t \in (T_M, T)$ 
  - Stare staționară

unde:  $T$  – perioada semnalului de intrare ( comandă )  $u_1(t)$  ;  
 $T_M$  – durata stării cvasistaționare ;

### 22.3.1.2 Stare staționară ( înainte de comandă ) - $T_1$ blocat , $T_2$ saturat , D blocată

Analizăm circuitul în ipoteza în care tensiunea pe cele două condensatoare nu variază ( potențialele în toate punctele circuitului sunt constante ) .

În acest caz , circuitul echivalent nu mai cuprinde și condensatoarele - vezi figura 22.3 .

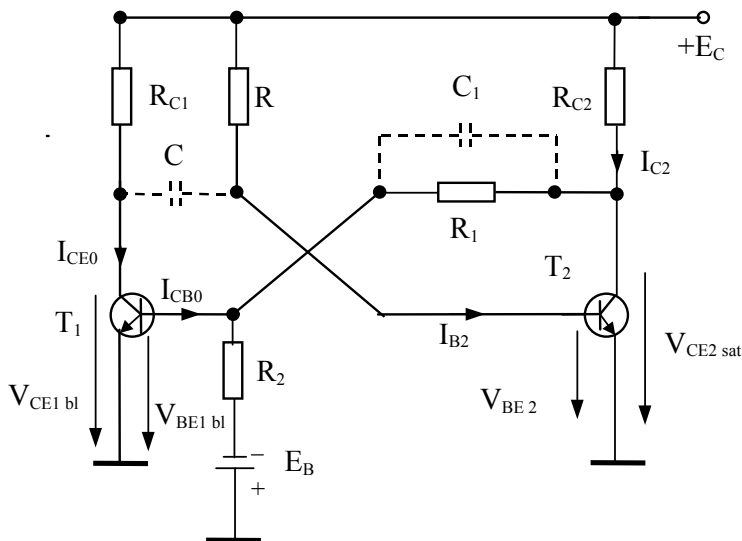


Fig.22.3. C.B.M. în stare staționară

Valorile tensiunilor în baza , respectiv colectorul celor două tranzistoare sunt următoarele :

$$- V_{CE2\text{ sat}} \approx 0V \quad (22.1)$$

$$- V_{BE2\text{ sat}} \approx 0,7V \quad (22.2)$$

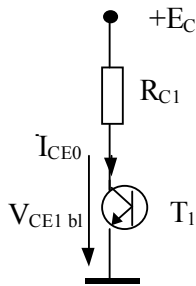
- Curenții de colector și de bază ai tranzistorului saturat  $T_2$  se determină astfel :

$$I_{C2} = \frac{E_C - V_{CE2\text{ sat}}}{R_{C2}} \approx \frac{E_C}{R_{C2}} \quad (22.3)$$

$$I_{B2} = \frac{E_C - V_{BE2\text{ sat}}}{R} \approx \frac{E_C}{R} \quad (22.4)$$

$$- V_{CE1\text{ bl}} \approx E_C \quad (22.5)$$

Pentru a demonstra acest lucru analizăm circuitul din *figura 22.4*.



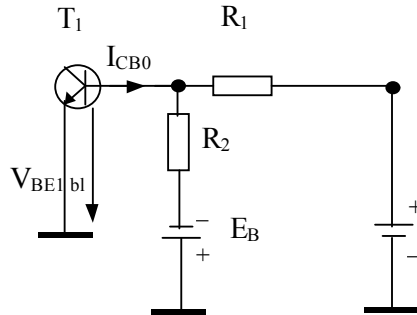
$$E_C = V_{CE1\text{ bl}} + R_{C1} I_{CE0} \Rightarrow$$

$$V_{CE1\text{ bl}} = E_C - R_{C1} I_{CE0} \approx E_C$$

Fig.22.4. Circuit utilizat la determinarea  $V_{CE1\text{ bl}}$

$$- V_{BE1\text{ bl}} \approx -\frac{R_1}{R_1 + R_2} E_B < 0 \quad (22.6)$$

Pentru a demonstra acest lucru analizăm circuitul din *figura 22.5*.



$$V_{BE1\text{ bl}} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} (E_B - R_2 I_{CB0}) \approx$$

$$\approx -\frac{R_1}{R_1 + R_2} E_B < 0$$

$$V_{CE2\text{ sat}} \approx 0$$

Fig.22.5. Circuit utilizat la determinarea  $V_{BE1\text{ bl}}$

În urma acestor calcule avem posibilitatea de a calcula tensiunile la care sunt încărcate cele două condensatoare :

- Tensiunea pe condensatorul C

$$V_C = V_C|_{T1} - V_B|_{T2} \approx V_{CE1\text{ bl}} - V_{BE2\text{ sat}} \approx E_C - V_{BE2\text{ sat}} \approx E_C > 0 \quad (22.7)$$

- Tensiunea pe condensatorul  $C_1$

$$V_{C1} = V_C|_{T2} - V_B|_{T1} \approx V_{CE2\text{ sat}} - V_{BE1\text{ bl}} \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_B > 0 \quad (22.8)$$

Starea de încărcare a condensatoarelor poate fi observată în *figura 22.6*



- Potențialul în colectorul tranzistorului  $T_1$ :

$$V_C|_{T_1}(t=0^-) \approx +E_C$$

- Potențialul în baza tranzistorului  $T_1$ :

$$V_B|_{T_1}(t=0^-) = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} E_B < 0$$

- Tensiunea pe condensatorul  $C$ :

$$V_C(t=0^-) = V_C(t=0^+) \approx E_C > 0 \quad (22.9)$$

- Tensiunea pe condensatorul  $C_1$ :

$$V_{C_1}(t=0^-) = V_{C_1}(t=0^+) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_B > 0 \quad (22.10)$$

La momentul  $t = 0^+$   $T_1$ - saturat ,  $T_2$  – blocat ,  $D$  blocată

- Potențialul în colectorul tranzistorului  $T_1$ :

$$V_C|_{T_1}(t=0^+) = V_{CE1sat} \approx 0V \quad (22.11)$$

- Potențialul în colectorul tranzistorului  $T_2$ :

$$V_C|_{T_2}(t=0^+) = V_{CE2bl} \approx +E_C \quad (22.12)$$

Vom determina potențialele în bazele celor două tranzistoare :

- Potențialul în baza tranzistorului  $T_1$ :

$$V_B|_{T_1}(t=0^+) = V_C|_{T_2}(t=0^+) - V_{C_1}(t=0^+) \approx E_C - \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_B < E_C \quad (22.13)$$

- Potențialul în baza tranzistorului  $T_2$ :

$$V_B|_{T_2}(t=0^+) = V_C|_{T_1}(t=0^+) - V_C(t=0^+) \approx -E_C \quad (22.14)$$

Se observă că în baza tranzistorului  $T_1$  are loc un salt pozitiv de tensiune iar în baza tranzistorului  $T_2$  are loc un salt negativ de tensiune

22.3.1.4  $t \in (0, T_M)$  Starea cvasistaționară  $T_1$  saturat ,  $T_2$  blocat ,  $D$  blocată

Din acest moment funcționarea circuitului este comandată de cele două condensatoare .

Ele se încarcă sau se descarcă producând modificări ale potențialelor în diverse puncte din circuit ( în bazele celor două tranzistoare ) .

Reamintim că un condensator se încarcă atunci când diferența de potențial dintre cele două armături crește .

a ) Rolul condensatorului  $C_1$

În baza tranzistorului  $T_1$  apărând un salt pozitiv de tensiune condensatorul  $C_1$  se va încărca pe traseul :

$$+E_C - R_{C_2} - R_1 - C_1 - T_1 \text{ vezi figura 22.7 ,}$$

până în momentul în care potențialul bazei tranzistorului  $T_1$  atinge valoarea tensiunii de saturație .

Potențialul armăturii mai negative a condensatorului ( armătura din stânga ) va scade , pe când potențialul armăturii mai negative a condensatorului ( armătura din dreapta ) rămâne constant datorită stării de blocare a tranzistorului  $T_2$  .



Durata acestui fenomen este controlată de constanta de timp:

$$\tau_1 = C_1 \frac{R_1 R_{C1}}{R_1 + R_{C1}} \approx C_1 R_{C1} \quad (22.15.)$$

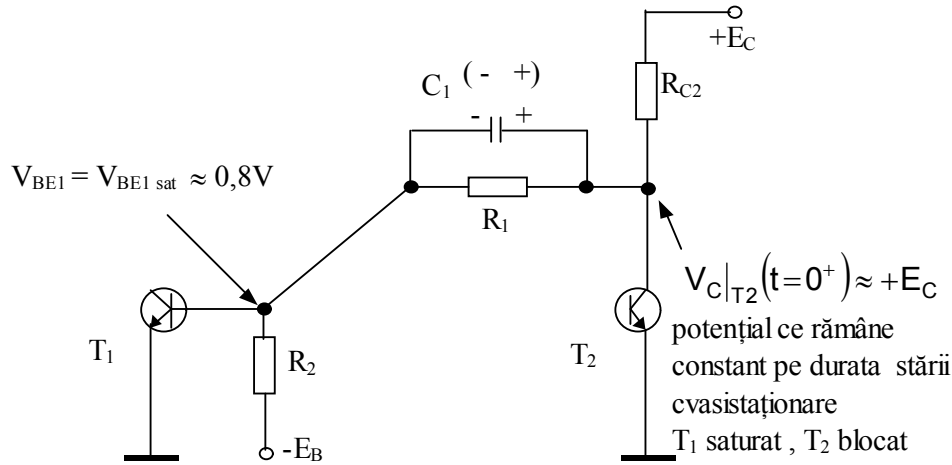


Fig.22.7. Traseul de încărcare a condensatorului  $C_1$

În acest moment valoarea tensiunii pe condensatorul  $C_1$  este :

$$V_{C1} = V_{C|T2bl} - V_{B|T1sat} \approx E_C - V_{BE1sat} \approx E_C$$

rămânând constantă până imediat după următoarea basculare .

Se observă că în acest caz condensatorul nu își schimbă polaritatea .

b ) Rolul condensatorului C

În baza tranzistorului  $T_2$  apare un salt de tensiune negativ , ce duce la blocarea acestuia .

Scoaterea din blocare a acestui tranzistor este realizată de condensatorul C pe traseul :

$$+E_C - R - C - T_1 \text{ vezi figura } 22.8$$

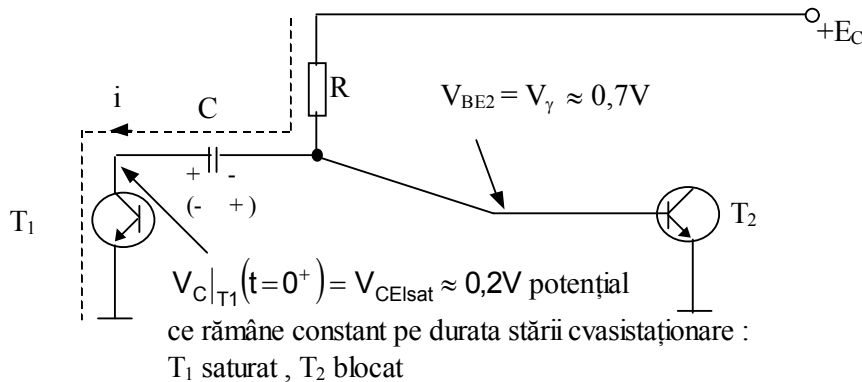


Fig.22.8. Rolul condensatorului C în scoaterea din blocare a tranzistorului  $T_2$

Curentul  $i$  circulă prin circuit până în momentul în care potențialul bazei tranzistorului  $T_2$  atinge valoarea tensiunii de deschidere  $V_\gamma$  .

Inițial condensatorul se descarcă , potențialul armăturii mai negative a condensatorului ( armătura din dreapta ) crește , pe când potențialul armăturii mai pozitive a condensatorului ( armătura din stânga ) rămâne constant datorită stării de saturație a tranzistorului  $T_1$  .

După ce armătura dreapta a condensatorului C ( legată la baza tranzistorului  $T_2$  ) ajunge la valoarea  $V_{CE1sat}$  , condensatorul fiind descărcat ( potențialele pe cele două armături sunt egale ) va exista tendința de încărcare a condensatorului .

Armătura din dreapta tinde să ajungă la un potențial apropiat de valoarea tensiunii de alimentare .

Acest lucru nu se întâmplă , deoarece în momentul în care  $V_{BE2} = V_{\gamma} \approx 0,7V$  are loc procesul de basculare a celor două tranzistoare .

Durata acestui fenomen este controlată de constanta de timp:

$$\tau = R \cdot C \quad (22.16.)$$

Durata acestei stări cvasistaționare ,  $T_M$  este controlată de  $\tau$  expresia ei fiind :

$$T_M = \tau \ln 2 \approx 0.7 \cdot \tau = 0.7 RC \quad (22.17.)$$

Se observă că  $\tau \gg \tau_1$  deoarece  $R \gg R_{C1}$

Bazându – ne pe această observație , vom prezenta starea circuitului imediat după momentul în care tensiunea pe baza tranzistorului  $T_1$  ajunge la valoarea  $V_{BE1 sat} \approx 0,8V$ .

În acest caz , circuitul echivalent cuprinde doar condensatorul  $C$  - vezi figura 22.9 .

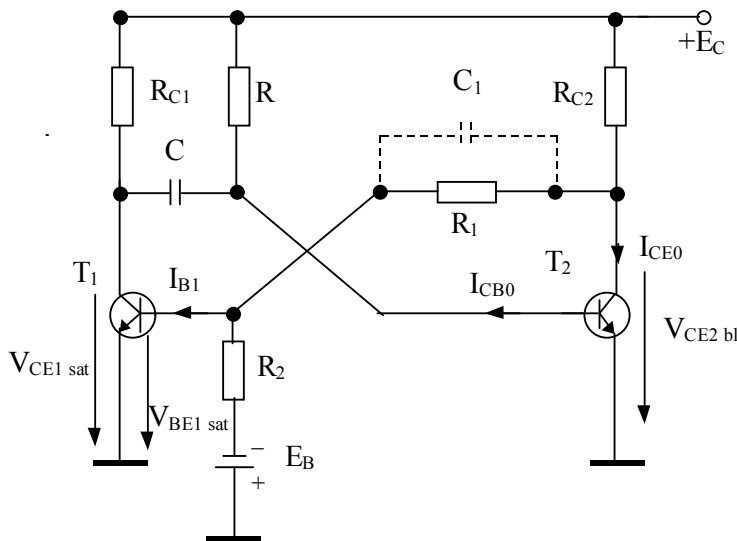


Fig.22.9. C.B.M . în stare cvasistaționară

Valorile tensiunilor în baza , respectiv colectorul celor două tranzistoare sunt următoarele :

$$- V_{CE1 sat} \approx 0V \quad (22.18)$$

$$- V_{BE1 sat} \approx 0,8V \quad (22.19)$$

- Curentul de de bază al tranzistorului saturat  $T_1$  se determină astfel :

$$I_{B1} = \frac{E_C - I_{CE0} R_{C2} - V_{BE1 sat}}{R_{C1} + R_1} - \frac{E_B + V_{BE1 sat}}{R_2} \approx \frac{E_C - V_{BE1 sat}}{R_{C1} + R_1} - \frac{E_B + V_{BE1 sat}}{R_2} \quad (22.20)$$

Formula de mai sus se poate deduce prin analiza schemei din figura 22.10

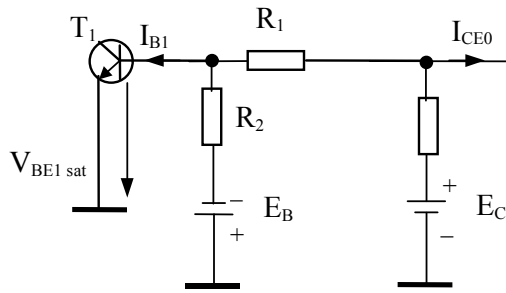


Fig.22.10. Circuit utilizat la determinarea  $I_{B1}$

- $V_{CE2\text{ bl}} \approx E_C$  (22.21)
- $V_{BE2}$  variază între  $-E_C$  și  $V_\gamma$

În urma acestor calcule avem posibilitatea de a calcula tensiunile la care sunt încărcate cele două condensatoare .

*Observație :*

Considerăm că suntem la finalul stării cvasistaționare , adică  $V_{BE2} = V_\gamma$

- Tensiunea pe condensatorul C

$$V_C = V_C|_{T1} - V_B|_{T2} \approx V_{CE1\text{ sat}} - V_\gamma \approx -0,7V < 0 \quad (22.22)$$

- Tensiunea pe condensatorul  $C_1$

$$V_{C1} = V_C|_{T2} - V_B|_{T1} \approx V_{CE2\text{ bl}} - V_{BE1\text{ sat}} \approx E_C > 0 \quad (22.23)$$

Starea de încărcare a condensatoarelor poate fi observată în figura 22.11

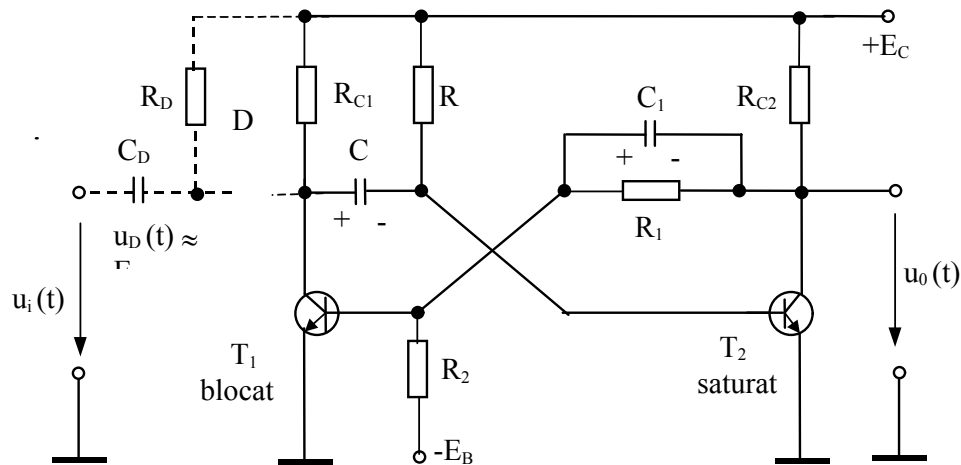


Fig.22.11. Starea de încărcare a condensatoarelor înainte de comandă

### 22.3.1.5 $t = T_M$ D blocată

La momentul  $t = T_M$  potențialul în baza tranzistorului  $T_2 - V_{B2}$  - atingând valoarea tensiunii de deschidere  $V_\gamma$ , tranzistorul începe să conducă având tendința să intre în saturație.

Potențialul în colectorul tranzistorului  $T_2$  începe să scadă . Această scădere ce apare pe colectorul lui  $T_2$  se transmite în baza lui  $T_1$ , ( prin intermediul condensatorului  $C_1$  ) având tendința de a bloca acest tranzistor .

Potențialul pe colectorul lui  $T_1$  începe să crească , această creștere transmițându-se în baza lui  $T_2$  ( prin intermediul condensatorului  $C$  ), accentuând tendința de intrare în saturație a acestuia .

După un timp foarte scurt , datorită reacției pozitive care leagă cele două tranzistoare , sistemul se va stabili ,  $T_1$  fiind blocat iar  $T_2$  saturat , circuitul revenind în stare stabilă .

#### *Important !*

Datorită faptului că tensiunea la care sunt încărcate cele două condensatoare rămâne constantă pe durata întregului proces de comutație vom calcula ( aproximativ) valorile potențialelor în baza , respectiv colectorul celor două tranzistoare după basculare – la momentul  $t = T_M^+$ .

La momentul  $t = T_M^-$ . ( înainte de basculare  $T_1$ - saturat ,  $T_2$  – blocat ) valorile tensiunilor în colectorul respectiv baza celor două tranzistoare , precum și tensiunile la care sunt încărcate cele două condensatoare au fost determinate în 22.3.1.4. , astfel :

- Potențialul în colectorul tranzistorului  $T_2$ :

$$V_C|_{T_2}(t=T_M^-) \approx +E_C$$

- Potențialul în baza tranzistorului  $T_2$  :

$$V_B|_{T_2}(t=T_M^-) \approx 0,8V$$

- Potențialul în colectorul tranzistorului  $T_1$ :

$$V_C|_{T_1}(t=T_M^-) \approx 0V$$

- Potențialul în baza tranzistorului  $T_1$  :

$$V_B|_{T_1}(t=T_M^-) = 0,7V$$

- Tensiunea pe condensatorul  $C$  :

$$V_C(t=T_M^-) = V_C(t=T_M^+) \approx -V_\gamma < 0 \quad (22.24)$$

- Tensiunea pe condensatorul  $C_1$ :

$$V_{C_1}(t=T_M^-) = V_{C_1}(t=T_M^+) \approx E_C > 0 \quad (22.25)$$

La momentul  $t = T_M^+$   $T_1$ - blocat ,  $T_2$  – saturat , D blocată

- Potențialul în colectorul tranzistorului  $T_1$ :

$$V_C|_{T_1}(t=T_M^+) \approx E_C \quad (22.26)$$

- Potențialul în colectorul tranzistorului  $T_2$ :

$$V_C|_{T_2}(t=T_M^+) = V_{CE2\text{ sat}} \approx 0V \quad (22.27)$$

Vom determina potențialele în bazele celor două tranzistoare :

- Potențialul în baza tranzistorului  $T_1$  :

$$V_B|_{T_1}(t=T_M^+) = V_C|_{T_2}(t=T_M^+) - V_{C_1}(t=T_M^+) \approx -E_C < 0 \quad (22.28)$$

- Potențialul în baza tranzistorului  $T_2$  :

$$V_B|_{T_2}(t=T_M^+) = V_C|_{T_1}(t=T_M^+) - V_C(t=T_M^+) = E_C + V_{\gamma} E_C \quad (22.29)$$

Se observă că în baza tranzistorului  $T_1$  are loc un salt negativ de tensiune iar în baza tranzistorului  $T_2$  are loc un salt pozitiv de tensiune .

22.3.1.6  $t \in (T_M, T)$  Starea staționară  $T_1$  blocat ,  $T_2$  saturat , D blocată

Această stare este identică cu cea descrisă în 22.3.1.2 . Potențialele din baza , respectiv colectorul celor două tranzistoare ating valorile determinate de (22.1) , (22.2) , (22.5) , (22.6) , datorită fenomenelor de încărcare sau descărcare ce au loc în cele două condensatoare .

C.B.M. rămâne în această stare până în momentul în care primește un nou impuls de comandă ( dioda D se deschide pe frontul descrescător al semnalului de intrare . )

22.3.1. 7 Concluzii

- Pentru ca C.B.M. să aibă timp să revină în starea stabilă (staționară) trebuie îndeplinită condiția :

$$T_M < T \quad (22.30)$$

În cazul în care C.B.M. este atacat de un semnal de intrare dreptunghiular , de perioada  $T$  trebuie determinată valoarea maximă a frecvenței semnalului astfel încât circuitul să aibă timp să revină în starea stabilă (staționară) .

Dacă semnalul de intrare are factorul de umplere  $q = \frac{1}{2}$  (semnal de la ieșirea unui versatester) avem că:

$$T_{min} = T_M \text{ și deci } f_{max} = \frac{1}{0.7RC} \quad (22.31)$$

- Reglarea duratei impulsurilor nu se poate face prin modificarea valorii rezistorului R deoarece micșorarea valorii acestuia poate mării gradul de saturație al tranzistorului  $T_2$  . Din această cauză declanșarea circuitului monostabil poate fi imposibilă .

Reglarea duratei impulsurilor se poate face prin conectarea unui potențiomtru în locul rezistorului  $R_{C1}$  , la cursorul căruia se leagă condensatorul C .

În acest caz :

$$T_M = RC \ln(1+y) \quad (22.32)$$

unde  $y = \frac{R_x}{R_{C1}}$  este coeficientul care arată ce parte din tensiunea colectorului  $T_1$  se folosește

pentru blocarea tranzistorului  $T_2$  în stare cvasistaționară .

## 22.4 Desfășurarea lucrării

22.4.1. Se identifică aparatele necesare lucrării ;

22.4.2. Montajul experimental este prezentat în *figura. 22.12*;

22.4.3. Pregătirea teoretică a lucrării ;

Se observă că se pot obține prin alegerea variantei de capacitate pentru condensatorul  $C_2$  trei C.B.M..

Pentru fiecare din aceste circuite se va menține constantă valoarea rezistorului din baza lui  $T_2$  :  $R = R_{\max} = 110 \text{ k}\Omega$

Pentru fiecare variantă de C.B.M. modificarea lui  $T_M$  se va face din  $R_{S1}$  .

Pentru fiecare variantă se vor face următoarele calcule :

a)  $C_2 = C_{21} = 100 \text{ nF}$

a1)  $R_{S1} = R_{S1\min} = 510 \Omega$

de unde se obține ca  $y = \frac{R_{S1\min}}{R_{S1\min}} = 1$

Deci  $T_{Ma1} = RC_{21} \ln(1+1) = \dots$  și

$$f_{\max a1} = \frac{1}{T_{Ma1}} = \dots$$

a2)  $R_{S2} = R_{S1\min} + R_{S1} = 1510 \Omega$

de unde se obține că  $y = \frac{R_{S2}}{R_{S1\min}} = 3$

Deci  $T_{Ma2} = RC_{21} \ln(1+3) = \dots$  și

$$f_{\max a2} = \frac{1}{T_{Ma2}} = \dots$$

Se va completa *tabelul 22.1*

$C_2 = C_{21} = \dots$	$R_{S1} = R_{S1\min} = \dots$	$R_{S2} = R_{S1\min} + R_{S1} = \dots$
	$T_{Ma1} = \dots$	$T_{Ma2} = \dots$
	$f_{\max a1} = \dots$	$f_{\max a2} = \dots$

Tabel 22.1

În mod analog se analizează celelalte 2 cazuri :

b)  $C_2 = C_{22}$  și se completează *tabelul 22.2*

c)  $C_2 = C_{23}$  și se completează *tabelul 22.3*

22.4.4. Observarea stării staționare a C.B.M.

Se realizează montajul în varianta a)  $C_2 = C_{21}$  .

Se alimentează cu  $+E_{al}$  :

*Important :*

Nu se realizează în nici o varianta de circuit alimentarea cu  $E_{cf}$  .

In permanență  $R = 150 \text{ k}\Omega$

- Se măsoară tensiunile în colectorul și baza celor doi tranzistori precum și în punctul de măsurare nr. 6 ( ieșirea circuitului de derivație ) .

- Se notează valorile .
- Se observă dacă C.B.M. este în starea staționară ( $T_1$  blocat,  $T_2$  saturat)

#### 22.4.5. Analiza stării cvasistaționare

##### 22.4.5.1. C.B.M. în varianta a1)

- C.B.M. se comandă cu un semnal dreptunghiular (de la versatester) cu o frecvență mai mică decât  $f_{\max a1}$
- Se vizualizează semnalul în colectorul lui  $T_2$
- Se desenează . Se compară durata lui  $T_M$  măsurată cu cea calculată.
- Se modifică  $f_{\text{comanda}}$  (cu condiția să rămână mai mică decât  $f_{\max a1}$  )
- Se observă dacă se modifică  $T_M$
- Se notează această observație .( *Această modificare a frecvenței de comandă se realizează doar în acest caz , deoarece observația este aceeași și pentru alte variante de circuit* )
- Se readuce  $f_{\text{comanda}}$  la valoarea inițială .
- Se vizualizează semnalul în baza lui  $T_2$
- Se desenează.

##### 22.4.5.2. C.B.M. în varianta a2)

- Se refac experimentele de la pct.22.4.5.1.

##### 22.4.5.3. C.B.M. în varianta b1)

- Se refac experimentele de la pct.22.4.5.1

##### 22.4.5.5. C.B.M. în varianta c1)

- Se refac experimentele de la pct.22.4.5.1.

### 22.5. Continutul referatului

22.5.1. Scopul lucrării ;

22.5.2. Materiale folosite ;

22.5.3. Desen cu montajul ;

22.5.4. Calculele teoretice împreună cu tabelele a) , b) , c) . ;

22.5.5. Descrierea stării staționare a C.B.M. precum și valorile tensiunilor ce o definesc ;

22.5.6. Influența  $f_{\text{comanda}}$  asupra formei semnalului din colectorul lui  $T_2$  ;

22.5.7. Formele de undă obținute conform 22.4.5.1. - 22.4.5.5. (Graficele se vor realiza după modelul prezentat în *figura 22.13* ) ;

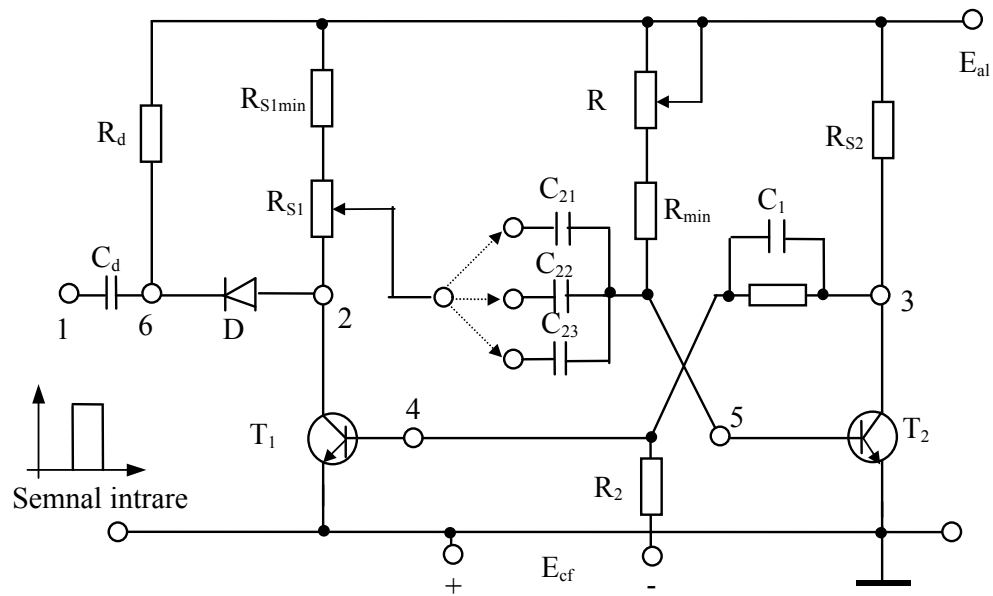
22.5.8. Se desenează schemele C.B.M. împreună cu circuitele de comandă pentru următoarele cazuri :

- C.B.M. se comandă în baza tranzistorului  $T_1$  - se comandă trecera tranzistorului din blocare în saturație ;

- C.B.M. se comandă în colectorul tranzistorului  $T_2$  - se comandă trecera tranzistorului din saturație în blocare ;

- C.B.M. se comandă în baza tranzistorului  $T_2$  - se comandă trecera tranzistorului din saturație în blocare ;

22.5.9. Concluzii.



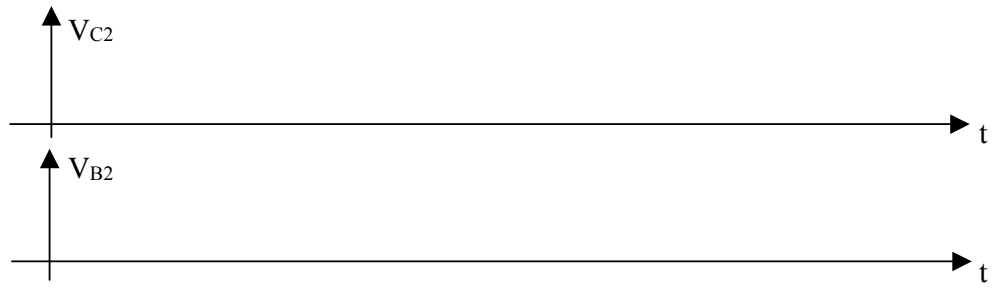
$T_1 = \text{BC 172}$	$R_d = 10\text{k}\Omega$	$C_d = 100\text{pF}$	$E_{al} = 10\text{-}15 \text{ V}$
$T_2 = \text{BC 172}$	$R_{S1\text{min}} = 510\Omega$	$C_{21} = 100\text{nF}$	$E_{cf} = 2\text{-}5 \text{ V}$
$D = 1\text{N}4148$	$R_{S1} = 0\text{-}1\text{k}\Omega$	$C_{22} = 10 \text{ nF}$	1 = comanda
	$R = 0\text{-}100\text{k}\Omega$	$C_{23} = 4,7\text{nF}$	2 = $V_{C1}$
	$R_{\text{min}} = 10\text{k}\Omega$	$C_1 = 1\text{nF}$	3 = $V_{C2}$
	$R_2 = 47\text{k}\Omega$		4 = $V_{b1}$
	$R_1 = 10\text{k}\Omega$		5 = $V_{b2}$
	$R_{S2} = 1,2\text{k}\Omega$		

Figura 22.12 Montajul circuitului basculant monostabil

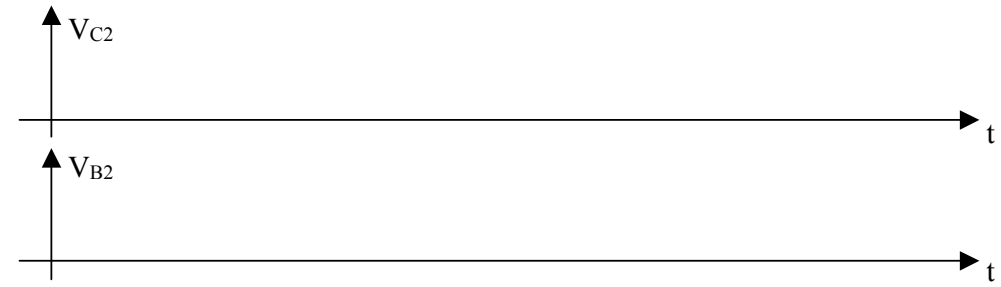


Formele de undă ale C.B.M.

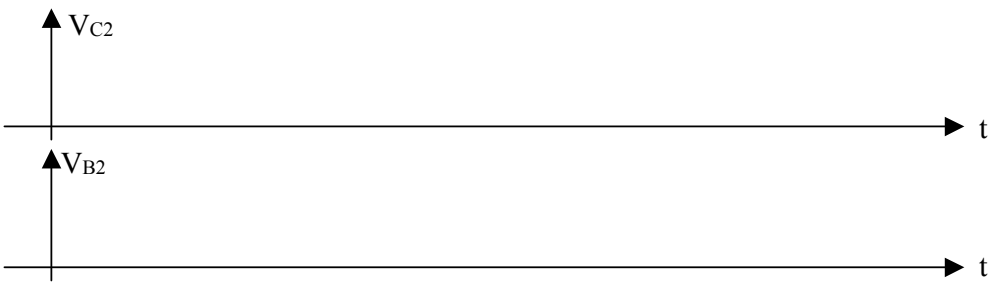
a1)  $R = R_{\max} = \dots R_{S1} = R_{S1\min} = \dots C_2 = C_{21} = \dots T_{Ma1} = \dots f_{\max a1} = \dots$



a2)  $R = R_{\max} = \dots R_{S2} = R_{S1\min} + R_{S1} = \dots C_2 = C_{21} = \dots T_{Ma2} = \dots f_{\max a2} = \dots$



b1)  $R = R_{\max} = \dots R_{S1} = R_{S1\min} = \dots C_2 = C_{22} = \dots T_{Mb1} = \dots f_{\max b1} = \dots$



c1)  $R = R_{\max} = \dots R_{S1} = R_{S1\min} = \dots C_2 = C_{23} = \dots T_{Mc1} = \dots f_{\max c1} = \dots$

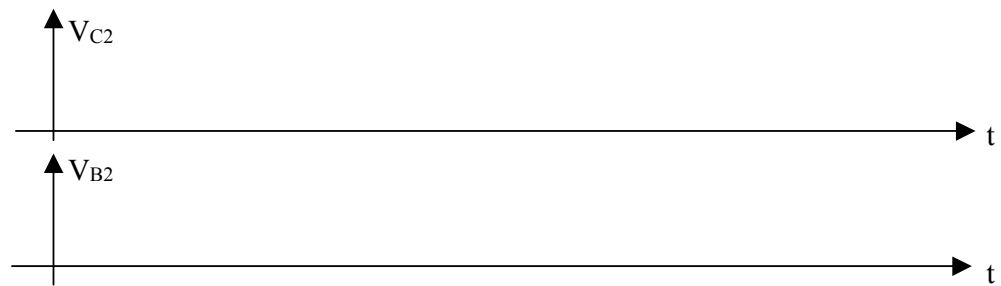


Fig.22.13

## LUCRAREA 23

### ANALIZA FUNCȚIONĂRII C.B.M. CU AJUTORUL CALCULATORULUI

#### 23.1. Scopul lucrării :

Analiza funcționării C.B.M. prin simulare în *Pspice*

#### 23.2. Materiale și aparatură necesare :

Lucrarea de laborator se va desfășura cu ajutorul unui calculator personal ce are instalat programul *Pspice* ( versiunea 5.3 ) pentru mediul *Windows*

#### 23.3. Considerații teoretice :

##### 23.3.1. Funcționarea C.B.M.

Generalități asupra funcționării C.B.M. se regăsesc în LUCRAREA 22

##### 23.3.2. Simularea funcționării C.B.M. utilizând *Schematics* .

C.B.M . cu comanda în colectorul tranzistorului blocat .

Reprezentarea în *Schematics* a circuitului este prezentată în *figura 23.1*

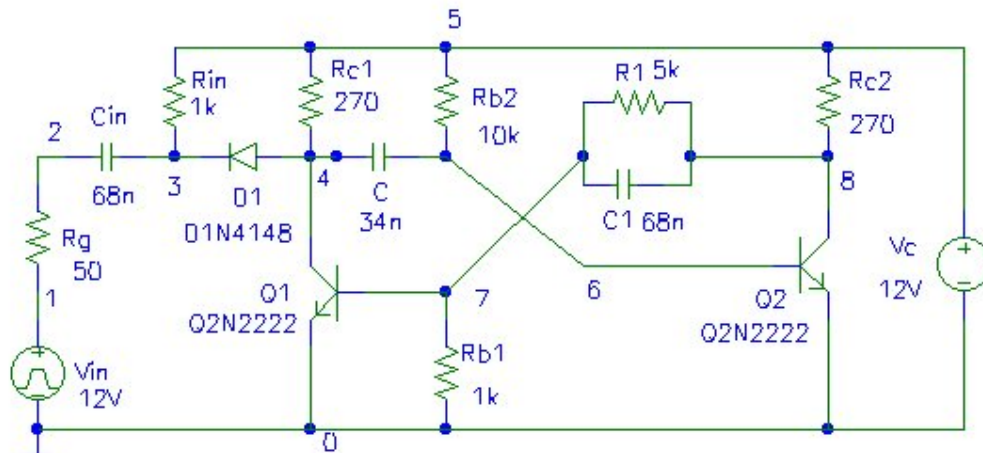


Fig.23.1 Schema unui C.B.M . cu tranzistoare npn cu comanda în colectorul tranzistorului blocat , obținută în *Schematics*

#### Observații :

- Semnalul de comandă este simulat de :

- O sursă de semnal dreptunghiular de tipul VPULSE cu parametrii :

$$T = 1\text{ms} , q = \frac{1}{2} , A = 12\text{V}$$

- O rezistență internă  $R_g = 50\Omega$

- Circuitul este supus unei analize tranzitorii , cu următorii parametrii :

- Print Step = 1ms ; Final Time = 5ms .

- Semnalul de ieșire ( cules din colectorul tranzistorului  $Q_2$  ) are următorii parametrii electrici:

-  $T = 1\text{ms}$  ,  $f = 1\text{kHz}$  la fel ca semnalul de intrare ,

-  $q = \frac{T_M}{T}$  Conform ( 22. 17)  $T_M = RC \ln 2 = 238\mu\text{s}$  și deci  $q \approx 0,25$

-  $A \approx 12\text{V}$

Reprezentarea grafică a semnalelor ce definesc funcționarea circuitului , obținute prin *Probe* sunt prezentate în *figura 23.2*.

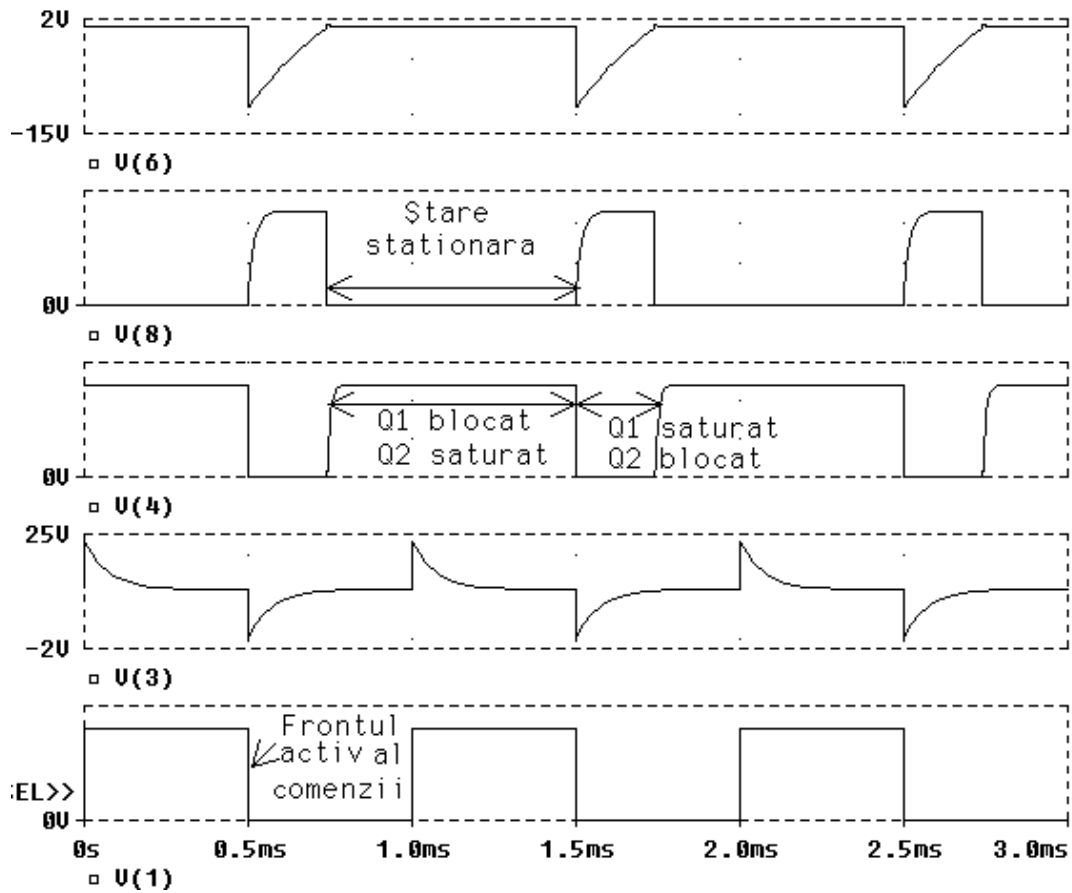


Fig.23.2 Semnalele caracteristice unui C.B.M.cu tranzistoare npn , cu comanda în colectorul tranzistorului blocat , obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*  
**V(1)** - Semnalul de comandă  
**V(3)** - Semnalul de la ieșirea circuitului de derivare ( care comandă efectiv scoaterea din blocare a tranzistorului  $Q_1$   
**V(4)** - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_1$   
**V(8)** - Semnalul din colectorul tranzistorului  $Q_2$  – semnalul de ieșire  
**V(6)** - Semnalul din baza tranzistorului  $Q_2$

Modificând valoarea condensatorului  $C$  la valoarea de  $102 \text{ nF}$  , factorul de umplere al semnalului de ieșire devine  $q \approx 0,75$  , datorită modificării ( creșterii ) duratei stării cvasistaționare :  $T_M = CR \ln 2 = 714 \mu\text{s}$  .

Reprezentările grafice ale semnalelor sunt prezentate în *figura 23.3* .

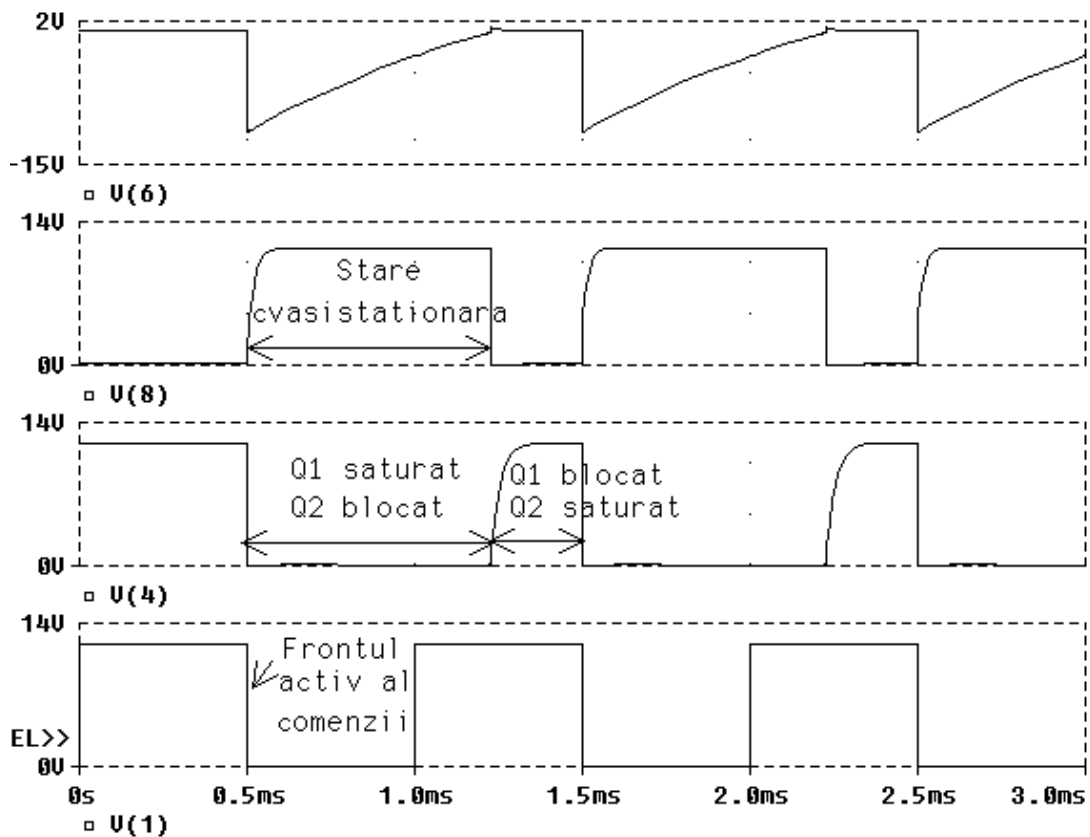


Fig.23.3 Semnalele caracteristice unui C.B.M. tranzistoare npn , cu comanda în colectorul tranzistorului blocat , obținute cu ajutorul utilitarului *Probe*

V(1) - Semnalul de comandă

V(4) - Semnalul din colectorul tranzistorului Q<sub>1</sub>

V(8) - Semnalul din colectorul tranzistorului Q<sub>2</sub> – semnalul de ieșire

V(6) - Semnalul din baza tranzistorului Q<sub>2</sub>

#### 23.4. Desfășurarea lucrării :

Se va analiza funcționarea unui C.B.M. cu comanda în colectorul tranzistorului blocat .

23.4.1. Se desenează schema unui C.B.M. cu tranzistoare npn , cu comandă în colector. Valorile pieselor componente sunt aceleași cu cele ale circuitului din *figura 23.1* , cu deosebirea că valoarea condensatorului C trebuie astfel aleasă încât factorul de umplere al semnalului de ieșire să fie  $q=0.4$  ;

23.4.2. Se desenează schema circuitului în *Schematics* ;

23.4.3. Se vizualizează semnalele prezentate în *figura 23.2* cu ajutorul utilitarului *Probe* ;

23.4.4. Se modifică valoarea condensatorului C astfel încât  $q=0.1$  ;

23.4.5. Se vizualizează semnalele , pentru circuitul astfel modificat :

### **23. 5. Conținutul referatului :**

23.5.1. Schema circuitului ;

23.5.2. Fișierele rezultate în urma simulării în *Pspice* ( **NUME CIR.** , **NUME SCH.** , **NUME OUT.** **NUME DAT.** ) salvate fie într-un director propriu ( de exemplu : 3Raa. , 3 Av. , 3Rdlc. ) fie pe dischetă ;

23.5.4. Concluzii desprinse în urma analizei celor două circuite ;