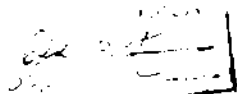


**UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" TIMIȘOARA  
FACULTATEA DE ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII**



# **TEZA DE DOCTORAT**

**Conducător științific:  
Prof. Dr. Ing. SEVER CRIȘAN**

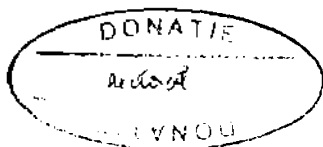
**Doctorand:  
Ing. ADRIAN VÂRTOSU**

**- 1998 -**

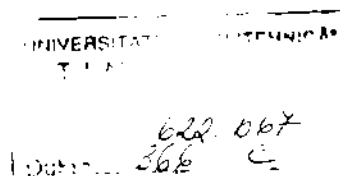
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" TIMIȘOARA  
FACULTATEA DE ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII

# TEZA DE DOCTORAT

CONTRIBUȚII LA CONSTRUCȚIA  
GENERATOARELOR DE SEMNAL ÎN BANDA X



Conducător științific:  
Prof. Dr. Ing. SEVER CRIȘAN



BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA

Doctorand:  
Ing. ADRIAN VÂRTOSU

## **Prefața**

*Tehnica frecvențelor foarte înalte reprezintă o ramură modernă, în plină dezvoltare, a radiotehnicii.*

*Comunicațiile prin sateliți artificiali, radioreleele, navigația maritimă și aeriană, radiolocația, radioastronomia, medicina, biologia sunt doar câteva domenii de aplicație pentru tehnica frecvențelor înalte.*

*De asemenea proprietățile materialelor și calitatea produselor pot fi analizate cu ajutorul microundelor.*

*Tehnica frecvențelor foarte înalte se dezvoltă foarte rapid datorită noilor metode tehnologice, de microminiaturizare și semiconductorizare, de apariția generatoarelor cu zgomot scăzut, ca și de materiale speciale ca feritele sau dielectricii de mare permitivitate.*

*În orice sistem de microunde se pune problema generării unui semnal de microunde care să fie radiat direct în spațiu sau prelucrat în sistem.*

*În acest context lucrarea își propune să prezinte o sinteză de frecvență în banda X urmărind atât îmbunătățirea performanțelor cât și prezentarea metodelor de măsurare ale parametrilor materialelor utilizate.*

*Soluția pentru realizarea sintezei de frecvență în banda X constă în folosirea a două bucle PLL și a unei multiplicări de frecvență realizate în tehnologie microstrip.*

*S-a realizat modelul experimental al generatorului în banda X, care la bază are o serie de cercetări privind:*

- *sinteza de frecvență cu ajutorul buclelor PLL analogice*
- *proiectarea multiplicatoarelor de frecvență cu diodă step-recovery în tehnologie microstrip*
- *metode de determinare experimentală a parametrilor ghidului de undă microstrip și estimarea nomogramelor de calcul pentru acesta*
- *construcția cavității rezonante și utilizarea ei în măsurarea parametrilor materialelor dielectrice.*
- *studiul rezonatoarelor dielectrice (RD). măsurarea parametrilor acestora, construcția oscilatoarelor cu RD și posibilitățile de acord a acestora.*

*Am urmărit în realizarea sintezei de frecvență și posibilitatea utilizării unor dispozitive și module existente pe piață astfel încât realizarea sintezei de frecvență să fie cât mai simplă și cu costuri minime.*

## **Mulțumiri**

*Mulțumesc pe această cale domnului profesor dr. ing Sever Crișan, conducătorul științific al tezei, ale cărui observații și sugestii competente au contribuit la definitivarea structurii tezei de doctorat.*

*Doresc de asemenea să mulțumesc domnului prof dr ing Florin Breabăn inițiatorul preocupărilor mele în domeniul microundelor, pentru sprijinul constant, sfaturile și sugestiile date, pentru materialul bibliografic pus la dispoziție pentru a putea realiza lucrarea.*

*Mulțumesc de asemenea tuturor colegilor din cadrul Departamentului de Măsurări și Electronică Optică pentru sprijinul și înțelegerea avută pe durata pregătirii tezei.*

## CUPRINS

### 1. CAPITOLUL I

#### PRINCIPII DE REALIZARE A GENERATOARELOR DE SEMNAL CU SINTEZĂ DE FRECVENȚĂ

1.1 Introducere	Pag. 1-1
1.2 Funcțiile de transfer ale buclei PLL	Pag. 1-1
1.3 Căruite PLL analogice, variante constructive	Pag. 1-3
1.4 Bucle PLL numerice	Pag. 1-6
1.5 Concluzii	Pag. 1-11
	Pag. 1-12

### 2. CAPITOLUL II

#### GENERATOR DE SEMNAL CU FRECVENȚĂ STABILĂ, REALIZAT CU BUCLĂ PLL ANALOGICĂ

2.1 Generator de armonici	Pag. 2-1
2.2 Formatorul de impulsuri	Pag. 2-5
2.3 Amplificatorul selectiv	Pag. 2-7
2.4 Bucla PLL	Pag. 2-10
2.5 Amplificatorul de radiofrecvență	Pag. 2-12
2.6 Multiplicator de frecvență cu diodă de tip step-recovery	Pag. 2-22
	Pag. 2-24

### 3. CAPITOLUL III

#### DETERMINAREA EXPERIMENTALĂ A PARAMETRILOR GHIDULUI DE UNDĂ MICROSTRIP

3.1 Linia plată asimetrică	Pag. 3-1
3.2 Linii microstrip cuplate	Pag. 3-1
3.3 Parametrii statice	Pag. 3-8
3.4 Metodă grafică aproximativă de proiectare a liniei microstrip	Pag. 3-12
3.5 Estimarea nomogramei de calcul pentru ghidul de undă microstrip	Pag. 3-16
3.6 Determinarea experimentală a impedanței caracteristice	Pag. 3-18
	Pag. 3-23

### 4. CAPITOLUL IV

#### MĂSURĂTORI PENTRU DETERMINAREA PARAMETRILOR MATERIALELOR DIELECTRICE ȘI FEROMAGNETICE UTILIZATE LA REALIZAREA OSCILATOARELOR DE MICROUNDE

4.1 Cavitatea rezonantă – dispozitiv de măsură	Pag. 4-1
	Pag. 4-3

## *Cuprins*

---

4.2 Măsurarea parametrilor rezonatoarelor dielectrice utilizând metoda perturbării unei cavități rezonante	Pag. 4-20
4.3 Rezultate experimentale	Pag. 4-28
<b>5. CAPITOLUL V</b>	
OSCILATOR CU REZONATOR DIELECTRIC PENTRU BANDA X	Pag. 5-1
5.1 Introducere	Pag. 5-1
5.2 Rezonatoare dielectrice	Pag. 5-2
5.3 Cuplajul cu dispozitivele de microunde	Pag. 5-7
5.4 Acordul mecanic al rezonatorului	Pag. 5-11
5.5 Compensarea cu temperatura	Pag. 5-13
5.6 Stabilitatea cu temperatura	Pag. 5-14
5.7 Oscilator cu rezonator dielectric acordabil în banda X	Pag. 5-15
<b>6. CAPITOLUL VI</b>	
GENERATOR DE FRECVENȚĂ ÎN BANDA X	Pag. 6-1
<b>7. CAPITOLUL VII</b>	
CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE	Pag. 7-1
7.1 Sinteza	Pag. 7-1
7.2 Contribuții originale	Pag. 7-4
<b>BIBLIOGRAFIE</b>	Pag. B-1
<b>ANEXA 1</b>	
<b>ANEXA 2</b>	

# CAPITOLUL I

## PRINCIPII DE REALIZARE A GENERATOARELOR DE SEMNAL CU SINTEZĂ DE FRECVENȚĂ

### I.1. INTRODUCERE

Generatoarele de semnal folosite în telecomunicații sau în tehnica de calcul sunt apreciate în principal după puritatea spectrală și după stabilitatea frecvenței.

Frecvența poate devia de la valoarea nominală din mai multe motive:

a. variația parametrilor electrici, care determină direct frecvența (îmbătrâniri, influența temperaturii, vibrații mecanice);

b. variația parametrilor dispozitivelor electronice cu tensiunea sau curentul de alimentare, cu temperatura, etc

Una dintre cele mai comune metode de sinteză a frecvenței este cea în care se utilizează o buclă de tip PLL. ( Phase-Locked Loop ) ceea ce înseamnă " Buclă cu calare de fază."

În această situație stabilitatea frecvenței este asigurată de stabilitatea sursei de referință, care de regulă este un oscilator cu cuarț, având o stabilitate a frecvenței  $\frac{\Delta f}{f_0}$  de ordinul  $10^{-7} \div 10^{-8}$ , datorită factorului de calitate propriu foarte mare al cristalului de cuarț, de ordinul  $10^4$ .

Și în domeniul microundelor calitatea oscilației este apreciată după stabilitatea frecvenței; oscilatoarele foarte stabile sunt necesare în telecomunicații (radiorelec), în telemetrie (radar) etc.

În continuare se va face o prezentare a parametrilor și performanțelor circuitelor PLL analogice și numerice urmărindu-se optimizarea circuitelor PLL.

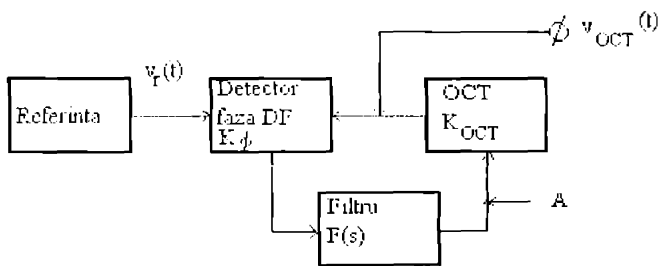


Performanțele circuitelor PLL se evaluează în prezența unui semnal de referință modulată, de nivel scăzut, la o frecvență constantă sau variabilă.

Cerințele tipice ce se impun unui circuit de tip PLL sunt:

- a) se urmărește ca raportul semnal - zgomot la intrare să fie mai mare de 100 dB;
- b) circuitul PLL trebuie :
  - 1) să genereze incremente de frecvență
  - 2) să asigure conversia de frecvență în sus sau în jos.

Schema bloc a unei bucle PLL este prezentată în figura 1.1.



DF - detectorul de fază având câștigul  $K_{\phi}$ ,

OCT - oscilatorul comandat în tensiune având câștigul  $K_{OCT}$

Filtrul are funcția de transfer  $F(s)$

*Fig 1.1 Schema bloc a unei bucle PLL analogice*

Sursa de referință generează un semnal  $v_r(t)$  de formă sinusoidală.

$$v_r(t) = E_1 \sin(\omega_r t + \theta_r) \quad (1.1)$$

Acest semnal este adus la intrarea detectorului de fază împreună cu semnalul obținut de la ieșirea oscilatorului comandat în tensiune, care este de forma:

$$v_{OCT}(t) = E_2 \sin(\omega_{OCT} t + \theta_{OCT}) \quad (1.2)$$

La ieșirea din detectorul de fază se obține semnalul:

$$v(t) = E_m \sin \Phi \quad (1.3)$$

$$\text{unde } \Phi = \theta_r - \theta_{OCT} \quad [\text{rad}] \quad (1.4)$$

$$E_m = K_{\Phi} \quad [V] \quad (1.5)$$

## 1.2 FUNCȚIILE DE TRANSFER ALE BUCLEI PLL

Pentru a determina funcțiile de transfer ale buclei PLL vom considera schema bloc echivalentă din fig 1.2:

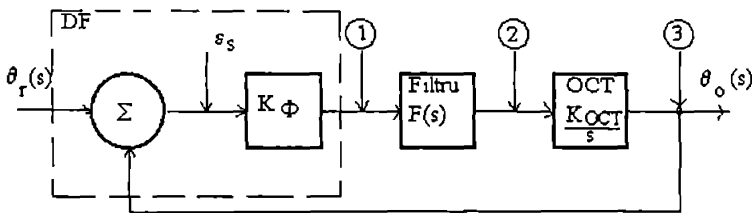


Fig 1.2. Schema bloc echivalentă a unei bucle PLL analogice

Considerăm detectorul de fază DF ca având un câștig  $K_{\Phi}$  deci  $E_m = K_{\Phi}$  de asemenea considerăm detectorul de fază ca fiind sinusoidal.

În această situație avem [44]:

a. câștigul direct =  $K_{\Phi} F(s) \frac{K_{OCT}}{s}$  (1.6)

și

b. funcția de transfer =  $\frac{\theta_o(s)}{\theta_r(s)} = \frac{\text{castigul direct}}{1 + \text{castigul in bucla deschisa}}$

*Principii de realizare a generatoarelor de semnal cu sinteză de frecvență*

$$\frac{\theta_0(s)}{\theta_r(s)} = \frac{K_\Phi F(s) K_{OCT}}{1 + K_\Phi F(s) K_{OCT}} = \frac{K_\Phi F(s) K_{OCT}}{s + K_\Phi F(s) K_{OCT}} \quad (1.7)$$

funcția de transfer pentru punctul ① =  $\frac{F(s)K_{OCT}}{s + K_\Phi F(s)K_{OCT}}$

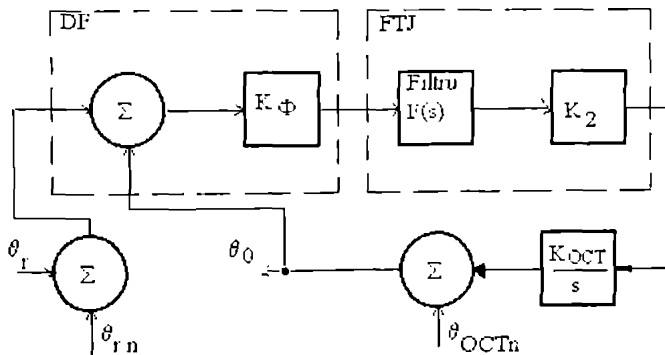
funcția de transfer pentru punctul ② =  $\frac{K_{OCT}}{s + K_\Phi F(s)K_{OCT}}$

funcția de transfer pentru punctul ③ =  $\frac{s}{s + K_\Phi F(s)K_{OCT}}$

Eroarea de fază  $\varepsilon(s) = \theta_r(s) - \theta_0(s)$  devine (ținând cont de relația 1.7):

$$\varepsilon(s) = \theta_r(s) - \theta_0(s) = \frac{s \theta_r(s)}{s + K_\Phi F(s) K_{OCT}} \quad (1.8)$$

Considerăm în continuare schema bloc echivalentă a unei bucle PLL (Fig. 1.3.), la care considerăm că semnalul de referință prezintă un zgomot de referință  $\theta_{rn}$ , iar oscilatorul comandat în tensiune introduce și el un zgomot notat cu  $\theta_{OCTn}$ .



*Fig. 1.3. Schema bloc echivalentă a unei bucle PLL, la care se consideră zgomotul semnalului de referință și cel al oscilatorului local*

Pentru simplificare considerăm  $F(s) = K_2 = 1$

*Principii de realizare a generatoarelor de semnal cu sinteză de frecvență*

Funcția de transfer a buclei raportată la  $0_{r0}$  este:

$$0_{0m} = \frac{K_{\phi} K_{OCT} s}{1 + \frac{K_{\phi} K_{OCT}}{s}} = \frac{1}{1 + \left( \frac{1}{K_{\phi} K_{OCT}} \right) s} \quad (1.9)$$

Această funcție de transfer reprezintă tocmai funcția de transfer a unui filtru trece jos cu constanta de timp  $\frac{1}{K_{\phi} K_{OCT}}$ .

Funcția de transfer a buclei P.L.L. raportată la zgomotul oscilatorului comandat în tensiune este:

$$0_{OCT0n} = \frac{1}{1 + K_{\phi} K_{OCT} s} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{\phi} K_{OCT} s}} \quad (1.10)$$

ceea ce reprezintă funcția de transfer a unui filtru trece sus cu constanta de timp  $\frac{1}{K_{\phi} K_{OCT}}$ .

Deci circuitele P.L.L. înlocuiesc spectrul de zgomot al semnalului de referință cu spectrul de zgomot al oscilatorului comandat în tensiune pentru toate frecvențele de offset situate deasupra benzii buclei P.L.L.

Parametri cei mai importanți ai circuitelor P.L.L. sunt:

- banda de urmărire  $B_w$  a buclei P.L.L. de reținere sau menținere reprezintă valoarea maximă a diferenței de frecvență  $\Delta\omega$  pentru care se mai poate realiza egalitatea dintre pulsația semnalului de referință și cel al oscilatorului comandat în tensiune
- banda de zgomot  $B_n$  a buclei P.L.L. este definită de relația:

$$B_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{|0_0(j\omega)|}{|0_r(j\omega)|} d\omega \quad [Hz]$$

### Principii de realizare a generatoarelor de semnal cu sinteză de frecvență

- banda de captură  $B_c$  a buclei PLL sau de prindere se definește ca fiind valoarea maximă a diferenței dintre frecvența de oscilație liberă a oscilatorului comandat în tensiune și frecvența de calare la care calarea este posibilă fără a schimba ciclul

$$B_c = K_\phi K_{OCT}$$

- timpul de achiziție a fazei sau calarea pe fază când  $\Delta\omega$  este făcut mai mic ca  $B_c$

$$t_{\text{achiziție faza}} = \frac{2}{K_\phi K_{OCT} \cos \varepsilon_{SS}} \ln \left( \frac{2}{\gamma_{\text{calare}}} \right)$$

unde:  $\cos \varepsilon_{SS} = \sqrt{1 - \left( \frac{\Delta\omega}{K_\phi K_{OCT}} \right)^2}$

$\varepsilon_{SS}$  reprezintă eroarea de regim constant, iar  $\gamma_{\text{calare}}$  reprezintă deviația pentru eroarea corespunzătoare tipului de achiziție și se măsoară în radiani.

### 1.3 CIRCUITE PLL ANALOGICE, VARIANTE CONSTRUCTIVE

În cadrul acestui paragraf se prezintă o serie de bucle PLL, fiecare din acestea urmărind îmbunătățirea performanțelor.

În figura 1.4 se prezintă o buclă PLL cu posibilitatea comandării oscilatorului comandat în tensiune atât de către semnalul de eroare de la ieșirea filtrului cât și cu ajutorul unei tensiuni reglabile din exterior.

Acest tip de circuit se utilizează cu precădere în cazul circuitelor PLL de ordinul 1,  $F(s)=1$  și banda de urmărire este egală cu banda de captură.

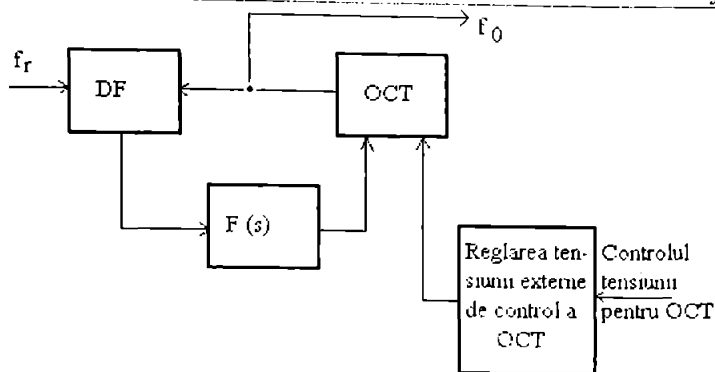


Fig 1.4 Buclă PLL cu circuit extern de reglare a tensiunii pentru OCT

În cazul în care este necesară generarea doar a câtorva tensiuni externe de control pentru oscilatorul comandat în tensiune se poate utiliza circuitul din figura 1.5

Dacă este necesară realizarea unui număr mai mare de valori pentru tensiunea de control se poate utiliza un comparator numeric de frecvență și un convertor numeric - analogic. (N/A) (vezi figura 1.6).

Comparatorul, funcție de diferența dintre cele două frecvențe ce se aduce la intrările detectorului de fază oferă la ieșire un număr în cod binar, care este apoi convertit în tensiune cu ajutorul convertorului N/A.

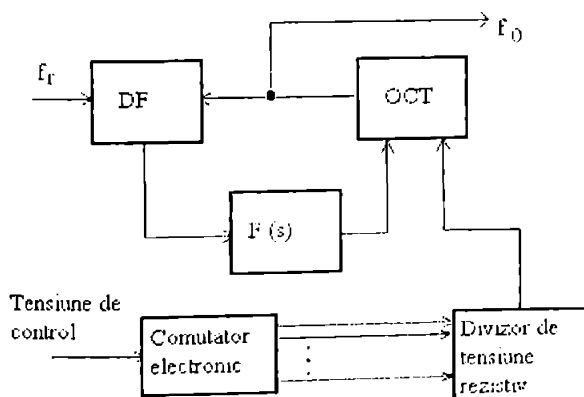


Fig 1.5. Buclă PLL cu reglaj electronic

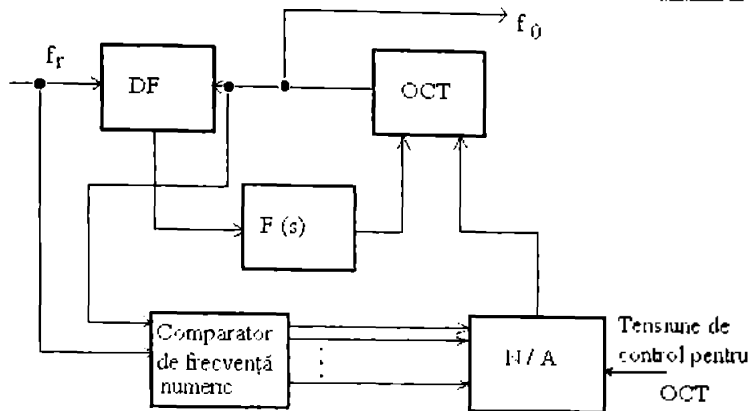


Fig 1.6 Buclă PLL cu comparator de frecvență numeric

În cadrul buclilor PLL de ordin doi cu filtru pasiv,  $F(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{1 + \tau_1 s}$ , banda de captură este mai mică decât banda de urmărire,  $B_c < B_n$ .

Pentru a elimina acest neajuns este necesar un mecanism care să genereze o tensiune de control pentru oscilatorul comandat în tensiune astfel încât să se aducă tensiunea de eroare de la ieșirea filtrului la o valoare mai mică decât cea necesară benzii de urmărire.

În figura 1.7 este prezentată schema bloc a unei bucle PLL care conține un discriminator de frecvență conectat în paralel la detectorul de fază.

Discriminatorul de frecvență generează tensiunea de corecție atunci când diferența de frecvență de la cele două intrări ale detectorului de fază este mare.

Când această diferență se reduce la o valoare mai mică decât cea a benzii de captură, detectorul de fază este cel care preia controlul asupra oscilatorului comandat în tensiune. Banda de lucru a discriminatorului de frecvență este făcută suficient de largă, astfel încât în momentul în care bucla este caldă, tensiunea de control furnizată la ieșire este neglijabilă.

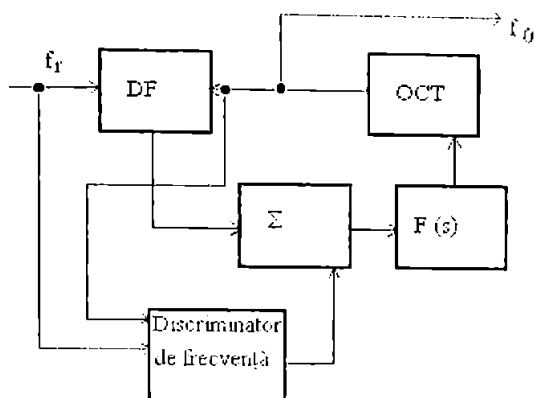


Fig 1.7 Buclă PLL cu circuit discriminator de frecvență

În figura 1.8 se prezintă o buclă PLL, care conține un detector de curent alternativ ce produce o tensiune continuă, care este apoi amplificată la o valoare astfel încât să poată comanda triggerul generatorului în dinte de fierăstrău.

Când frecvența generată de oscilatorul comandat în tensiune devine mai mică decât banda de captură, semnalul în dinte de fierăstrău cade în zero și nu se mai generează un alt semnal rampă.

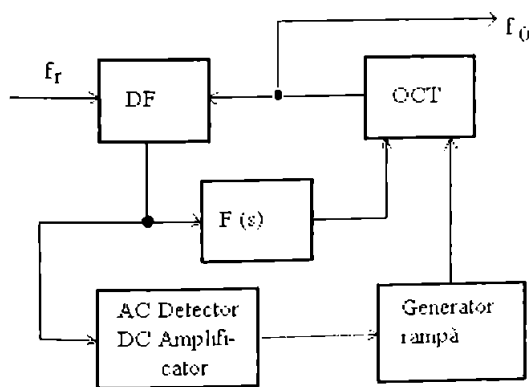


Fig 1.8 Buclă PLL cu detector și generator rampă



### Principii de realizare a generatoarelor de semnal cu sinteză de frecvență

În multe situații detectorul AC se poate înlocui cu un detector de fază auxiliar așa cum se prezintă în figura 1.9.

Când bucla este calată se reglează schimbătorul de fază astfel încât la ieșirea sa să se obțină valoarea maximă. Ieșirea din invertor urmărește detectorul de fază auxiliar atunci când acesta prezintă ieșirea la un nivel jos. Când bucla nu este calată, ieșirea detectorului de fază va avea un nivel mic și se va comanda prin intermediul detectorului cu prag și invertor, generatorul de semnal rampă.

Acest tip de detecție poate fi utilizat numai pentru tipurile de bucle PLL de ordin doi și trei.

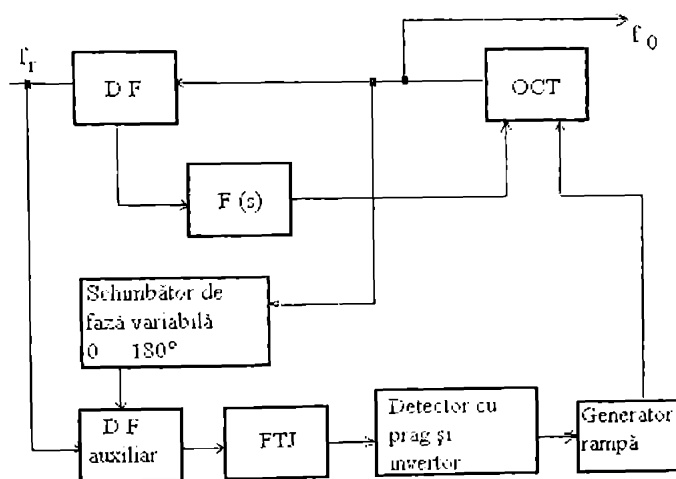


Fig 1.9. Bucă PLL cu detector de fază auxiliar

1.4. BUCLE PLL NUMERICE

Schema bloc a unei bucle PLL digitale este prezentată în figura 1.10:

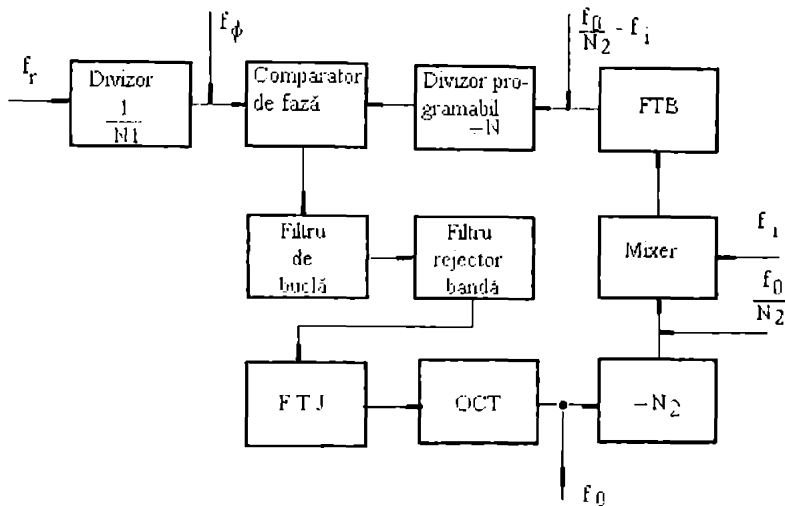


Fig 1.10 Schema bloc a unei bucle PLL numerice

Semnalul furnizat de oscilatorul comandat în tensiune este divizat cu  $N_2$  și se aplică mixerului împreună cu o frecvență  $f_1$ . Comparatorul de fază primește la intrare semnalul  $f_\phi$  obținut prin divizarea frecvenței  $f_r$  cu  $N_1$ . Această divizare este necesară doar atunci când semnalul  $f_\phi$  este de valoare mică și ar trebui să folosim un oscilator cu cuarț pe o frecvență joasă (de exemplu 10 KHz).

Uzul  $f_1$  are o valoare cuprinsă între 1 și 10 MHz.

Comparatorul de fază înlocuiește detectorul de fază sinusoidal, deoarece izolează mult mai bine ieșirea față de  $f_\phi$ .

Comparatorul de fază lucrează într-un domeniu de  $\pm \pi$  radiani.

Filtrul de bandă și filtrul rejector au rolul de a împiedica semnalul de frecvență  $f_\phi$  și armonicile sale să apară în circuitul de ieșire.

Semnalul furnizat de oscilatorul comandat în tensiune este divizat cu  $N_2$  pentru a putea, după ce obținem  $\frac{f_0}{N_2} = f_i$  la ieșirea mixerului să ne încadrăm în domeniul de lucru al divizorului programabil.

Filtrul trece bandă atenuează componentele de intermodulație de ordin înalt lăsând să treacă doar semnalul  $\frac{f_0}{N_2} = f_i$ .

Frecvența de ieșire  $f_0$  este dependentă de frecvența de referință  $f_r$  și de frecvența  $f_i$ .

Ținând cont că  $F_r = f_\phi \cdot N_1$  și  $\left( \frac{f_0}{N_2} - f_i \right) \frac{1}{N} = f_\phi$ , rezultă:

$$f_0 = N_2 (N f_\phi + f_i)$$

unde:  $f_\phi = \frac{f_r}{N_1}$  (1.11)

Deci frecvența de ieșire  $f_0$  se modifică în incremente de frecvență  $N_2 N f_\phi$ .

Dacă frecvența  $f_i$  se modifică cu incremente  $\Delta f_i$ , atunci frecvența de ieșire se modifică în incremente de frecvență  $N_2 \Delta f_i$ .

Buclele PLL numerice au avantajul că folosesc un semnal de referință cu frecvența  $f_r$  mult mai mică decât cea a semnalului de intrare și ne oferă posibilitatea obținerii și a unor incremente de frecvență.

## 1.5 CONCLUZII

Din analiza buclelor PLL, rezultă că pentru a avea o bandă de urmărire, respectiv o bandă de captură cât mai mare este necesar ca mărimile  $K_\phi$  și  $K_{OCF}$  să fie cât mai mari posibil. Acest lucru nu poate fi realizat deoarece  $K_\phi$  depinde de domeniul asupra căruia detectorul de fază lucrează și de amplitudinea semnalului de referință de la intrarea detectorului de fază.

### Principii de realizare a generatoarelor de semnal cu sinteză de frecvență

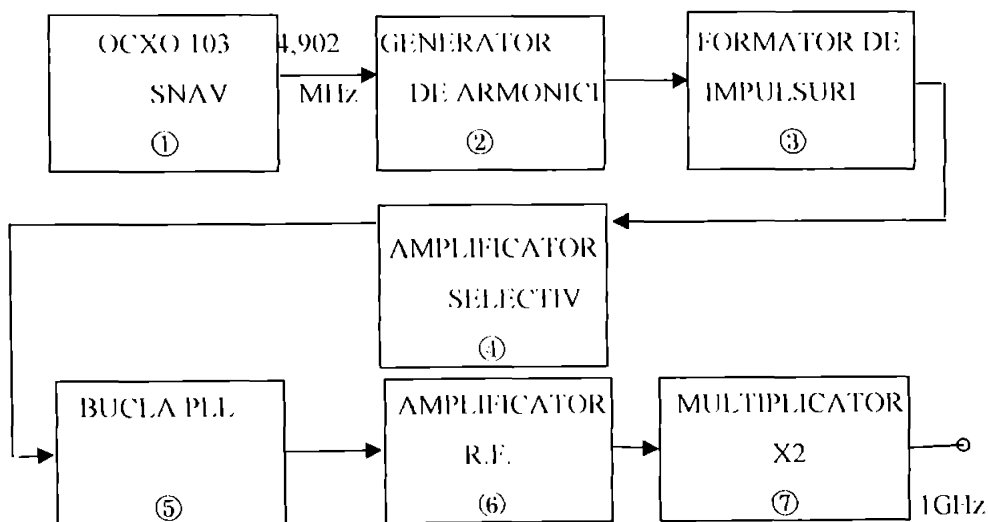
De exemplu, detectorul de fază sinusoidal nu poate avea domeniul mai mare de  $\pm 1$  rad. Tensiunea de referință pe de altă parte este limitată de tensiunea de alimentare utilizată în sistem. Introducând un amplificator de curent continuu la ieșirea detectorului de fază,  $K_{\phi}$  crește numai dacă detectorul este de nivel mic. Pe de altă parte amplificatorul de curent continuu suferă de o serie de limitări ca și detectorul de fază.

Circuitele PLL înlocuiesc spectrul de zgomot al semnalului de referință cu spectrul de zgomot al oscilatorului comandat în tensiune pentru toate frecvențele de offset situate deasupra benzii buclei PLL, deci zgomotul de fază generat de oscilatorul comandat în tensiune poate fi redus păstrând produsul  $K_{\phi} K_{OCT}$  constant, făcând  $K_{\phi}$  mare și  $K_{OCT}$  cât mai mic posibil.

## CAPITOLUL II

### GENERATOR DE SEMNAL CU FRECVENȚĂ STABILĂ, REALIZAT CU BUCLĂ PLL ANALOGICĂ

Datorită faptului că în telemetrie și telecomunicații este necesară utilizarea unei frecvențe foarte stabile, în capitolul II și capitolul VI se prezintă modul de realizare a unei sinteze de frecvență în banda X. În capitolul II se prezintă sinteza unei frecvențe de 1 GHz, iar în capitolul VI se prezintă modul în care utilizând această frecvență de 1 GHz se obține 10 GHz. În acest scop schema bloc a sintezei de frecvență de 1 GHz este prezentată în figura 2.1



*Fig. 2.1 Schema bloc a sintetizorului de frecvență*

### Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică

Oscilatorul termostatat cu cuarț ①, este de tip OCXO-103-SNAV, având frecvența de 5 MHz și o stabilitate de  $\pm 10^{-9}$ . Acesta este livrat încapsulat într-o încălțăminte termostatată și se alimentează de la o sursă de tensiune stabilizată de 12 V, ajustarea frecvenței făcându-se prin intermediul unei tensiuni de comandă cuprinse între 0,5V și 6,5V, conform notiței tehnice a produsului.

Verificarea încadrării frecvenței oscilatorului în parametrii se face odată la șase luni. Ajustarea periodică se face odată la 12 luni. Durata de utilizare normală este de 5 ani.

Semnalul de la ieșirea oscilatorului OCXO-103-SNAV este preluat de la un amplificator ②. Este nevoie de acest bloc, fiindcă oscilatorul cu cuarț furnizează un semnal sinusoidal cu un nivel de 215 mV, iar pentru atacarea blocului următor (formatorul de impulsuri) avem nevoie de un semnal cu un nivel de ordinul voltilor.

Amplificatorul va realiza deci o amplificare între 20 și 25, cu ajutorul a două tranzistoare BF 184, folosind și o reacție negativă.

Blocul următor este un formator de impulsuri ③. Acest bloc furnizează un semnal dreptunghiular, cu frecvența fundamentală 4,902 MHz, din semnalul sinusoidal furnizat de oscilatorul OCXO-103-SNAV.

Semnalul dreptunghiular este bogat în armonici ale căror frecvențe sunt multipli ai frecvenței fundamentale de 5 MHz.

Formatorul de impulsuri este format dintr-un Trigger Schmitt și un etaj final în contratimp.

Cu ajutorul unui amplificator selectiv ④ și al unui filtru trece jos plasat înaintea acestuia, se va extrage armonica cu frecvența de 250 MHz.

Această frecvență de 250 MHz se va aplica la intrarea de sincronizare a unei bucle PLL ⑤, pentru a sincroniza frecvența de oscilație a unui oscilator comandat în curent de 500 MHz.

### *Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică*

Semnalul cu frecvență stabilizată a oscilatorului comandat în curent este preluat de un amplificator de radiofrecvență ⑥, pentru a putea ataca multiplicatorul de frecvență ⑦. Amplificatorul de radiofrecvență este realizat cu două tranzistoare de putere medie, funcționând în contratimp.

Multiplicatorul de frecvență este realizat cu ajutorul unei diode varactor cu acumulare de sarcină "step recovery" de tip ROV 405.

Se realizează o multiplicare de 2 ori a frecvenței de 500 MHz, astfel încât să se ajungă la o frecvență de 1 GHz.

La alegerea ordinului de multiplicare s-a avut în vedere faptul că randamentul multiplicatorului scade cu ordinul de multiplicare "n", conform relației:

$$\eta = \frac{1}{n^2}$$

s-a proiectat multiplicatorul și amplificatorul de radiofrecvență, astfel încât ieșirea multiplicatorului să furnizeze o putere de ieșire de 0,25 mW, pe o impedanță de ieșire adaptată la 50 Ω.

Termocompensarea se realizează prin conectarea în serie cu cuarțul, a unei reactanțe, a cărei valoare depinde de temperatură, realizând astfel compensarea frecvenței de rezonanță cu  $\pm 10^{-6}$  în gama de temperatură de la  $-30^{\circ}\text{C}$  la  $+50^{\circ}\text{C}$ .

Termostatarea constă în introducerea rezonatorului într-o încălțură menținută la temperatura constantă la care abaterea frecvenței își schimbă semnul (de obicei în jur de  $+25^{\circ}\text{C}$ ).

Pentru măsurarea stabilității am folosit generatorul de frecvență standard BN531, având o stabilitate de  $\pm 3 \cdot 10^{-9}$  / zi după 100 ore de funcționare continuă ce urmează unei întreruperi de două zile.

Frecvența generată (5 MHz) poate fi reglată cu o precizie de  $10^{-11}$  în limita de  $\pm 10^{-10}$ .

Cu ajutorul figurilor Lissajous am determinat stabilitatea oscilatorului local cu

cuart.

În timp de 8 ore s-a observat o rotire a elipsei cu cca  $405^\circ$ .

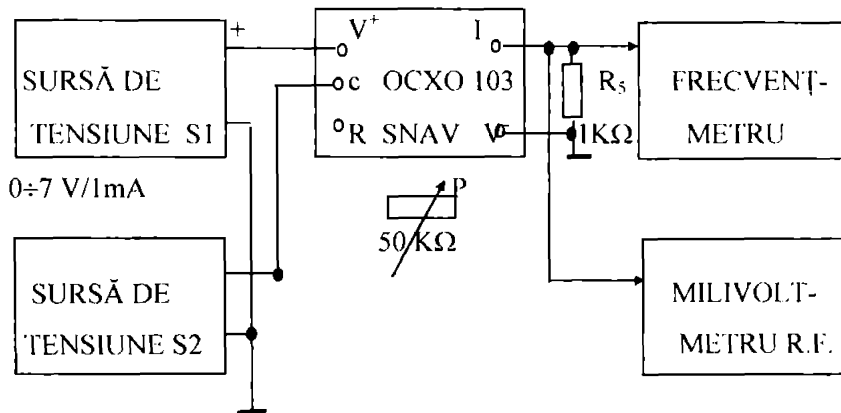
Ținând cont că o rotire de  $360^\circ$  reprezintă o diferență între frecvențe de  $1 \cdot 10^{-9}$  rezultă că în 8 ore avem  $1,25 \cdot 10^{-9}$ .

Pe termen scurt, 30 minute, diferența de frecvență este de  $2,5 \cdot 10^{-10}$

În figura 2.2 se prezintă schema montajului utilizat pentru alimentarea și reglarea frecvenței la oscilatorul OCXO 103 SNAV.

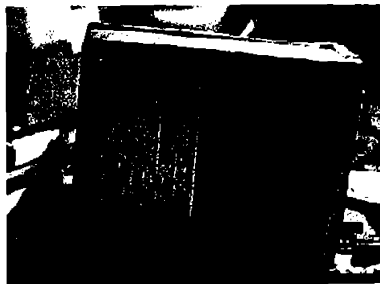
Semnalul de ieșire din oscilator are un nivel de 215 mV la 4.902 MHz.

$$10 \pm 30 \text{ V/1A}$$



*Fig. 2.2 Schema bloc a montajului utilizat pentru reglarea frecvenței la oscilatorul OCXO 103 SNAV*

În figura 2.3 se prezintă oscilatorul OCXO 103 SNAV



*Fig. 2.3 Oscilatorul OCXO 103 SNAV*



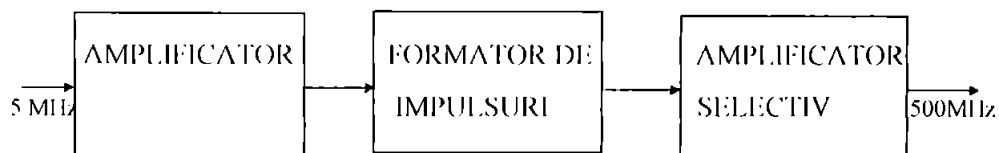
## 2.1 GENERATORUL DE ARMONICI

Generatorul de armonici are rolul de a determina obținerea armonicii de 250 MHz plecând de la frecvența de 4,902 MHz, furnizată de oscilatorul de cuarț. Acest semnal se aplică intrării de sincronizare a buclei PLL.

Generatorul de armonici este un circuit complex în care putem să distingem următoarele blocuri:

1. amplificator
2. formator de impulsuri
3. amplificator selectiv

Aceste blocuri sunt interconectate între ele în modul următor (fig. 2.4)



*Fig. 2.4 Schema bloc a generatorului de armonici*

### 2.1.1 Amplificatorul

Datorită faptului că oscilatorul OCXO 103 SNAV furnizează la ieșire un semnal cu un nivel de 215 mV la 4,902 MHz, acest amplificator este necesar pentru a ataca cu un semnal suficient de mare formatorul de impulsuri. Este nevoie de un semnal de 4÷5 V pentru a comanda formatorul de impulsuri. Rezultă deci că amplificatorul de tensiune trebuie să asigure o amplificare de :

$$A = \frac{4 \div 5V}{215mV} \in 20 : 25$$

Amplificatorul de tensiune este realizat cu două tranzistoare de înaltă frecvență și de mică putere, de tip BF 184. Tranzistoarele sunt de tip "npn" și au un câștig în curent de  $h_{21} \in (67 \div 330)$ , (se va folosi valoarea medie  $h_{21} = 200$ ).

Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică

În amplificator sunt introduse două reacții negative. Una este folosită pentru stabilizarea punctului static de funcționare, datorită dispersiilor de  $h_{21}$  și a variațiilor de temperatură. Aceasta este realizată cu rezistența  $R_9$ .

Cealaltă reacție, realizată cu  $R_3$ ,  $R_4$  intervine doar la variațiile semnalului (la frecvențe joase impedanța lui  $C_3$  crește și bucla de reacție se întrerupe).

Schema electrică a amplificatorului este prezentată în figura 2.5.

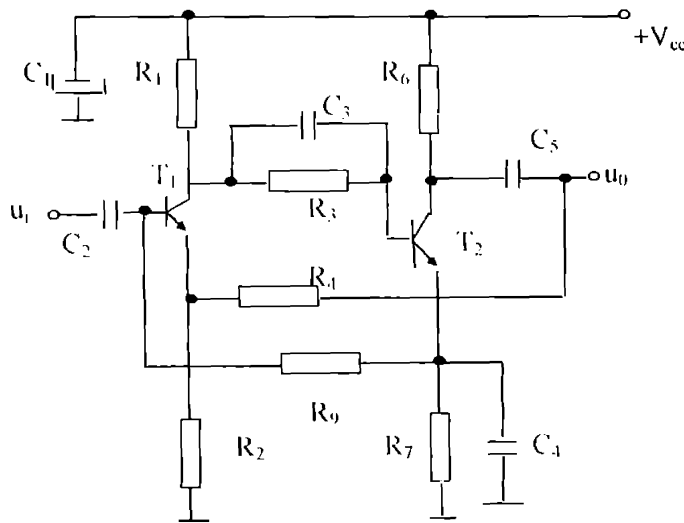


Fig. 2.5 Schema amplificatorului

În urma proiectării, valorile componentelor sunt:

$R_1 = 6 \text{ k}\Omega$	$C_2 = 68 \text{ nF}$
$R_2 = 1 \text{ k}\Omega$	$C_3 = 68 \text{ nF}$
$R_4 = 24 \text{ k}\Omega$	$C_4 = 68 \text{ nF}$
$R_9 = 82 \text{ k}\Omega$	$C_1 = 10 \text{ }\mu\text{F}$
$R_3 = 430 \text{ k}\Omega$	$C_3 = 68 \text{ nF}$
$R_6 = 2,5 \text{ k}\Omega$	$T_1 = \text{BF 184}$
$R_7 = 1 \text{ k}\Omega$	$T_2 = \text{BF 184}$

## 2.2. FORMATORUL DE IMPULSURI

Este nevoie de acest bloc, datorită faptului că vrem să obținem armonica cu frecvența de 250MHz, a semnalului cu frecvența de 4,902MHz. Acesta se poate obține cu ajutorul unui formator de impulsuri.

Se știe că un semnal dreptunghiular, cu cât are timpul de creștere al fronturilor mai mic, cu atât are un conținut mai bogat în armonici sinusoidale.

De exemplu, pentru semnalul:

$$u(t) = \begin{cases} -U, & -\frac{T}{2} \leq t \leq 0 \\ +U, & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \end{cases}$$

putem scrie coeficienții Fourier în felul următor:

$A_n = 0$ , fiindcă nu are componentă continuă și

$$A_n = -\frac{2}{T} U \int_{-\frac{T}{2}}^0 \sin(n\omega t) dt + \frac{2}{T} U \int_0^{\frac{T}{2}} \sin(n\omega t) dt$$

De aici rezultă:

$$A_n = \frac{2U}{n\pi} (1 - \cos n\pi)$$

$$A_n = \frac{4U}{n\pi} \sin^2 n \frac{\pi}{2} = \begin{cases} 0, & \text{pentru } n = \text{par} \\ \frac{4U}{k\pi}, & \text{pentru } n = \text{impar} \end{cases}$$

Din rezultatul obținut se poate vedea deci, că un semnal dreptunghiular se poate sintetiza dintr-un semnal sinusoidal, având frecvența fundamentală egală cu frecvența semnalului dreptunghiular și din armonicile impare ale semnalului fundamental, luate cu o anumită pondere.

$$\text{Deci: } A_n = \frac{4U}{n\pi} \text{ pentru } n = 1, 3, 5, \dots$$

Armonica impară cu frecvența de 250 MHz este armonica a 51-a. Această

*Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL. analitică armonică va avea amplitudinea:*

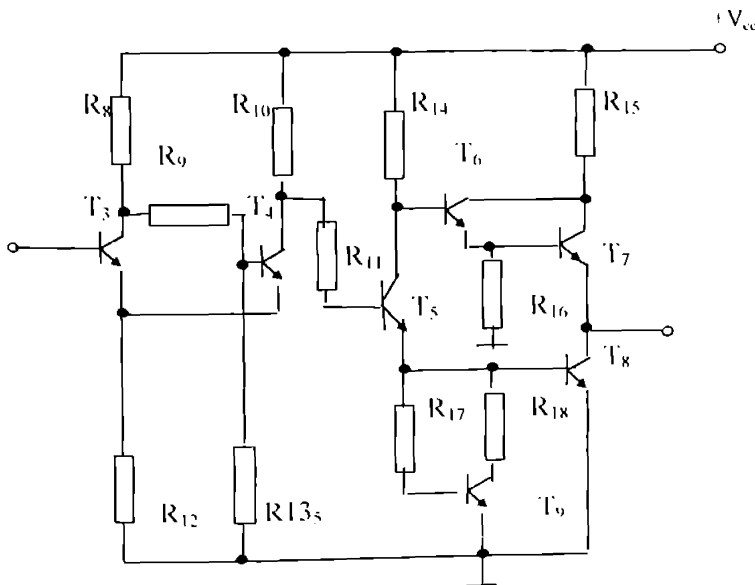
$$A_{51} = \frac{4U}{51\pi}$$

Proiectăm formatorul de impulsuri astfel încât să prezinte la ieșire un semnal dreptunghiular de amplitudine  $U=10$  V.

Armonica a 51-a va avea amplitudinea:  $A_{51}= 25$  mV

Schema formatorului este prezentată în figura 2.6.

Pentru a evita influența zgomotelor și a perturbațiilor cât și pentru a crea fronturi cât mai abrupte s-a folosit un Trigger Schmitt. Pe de altă parte s-a încercat să se folosească rezistența de valoare cât mai mică pentru supracomandarea tranzistoarelor și s-a inclus o pereche Darlington ( $T_6, T_7$ ) pentru micșorarea rezistenței de ieșire. Tot pentru comutarea cât mai rapidă s-a introdus o rezistență neliniară, alcătuită din tranzistorul  $T_9$  și rezistențele  $R_{17}$  și  $R_{18}$ , pentru a elimina cât mai repede sarcinile acumulate în baza tranzistorului  $T_8$ .



*Fig. 2.6 Schema formatorului de impulsuri*

*Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică*

Triggerul Schmitt poate fi considerat un circuit basculant bistabil cu structură asimetrică. Circuitul se compune din două tranzistoare  $T_3$ ,  $T_4$  cu cuplaj prin emitor. Circuitul prezintă particularitatea că bascularea bistabilului poate fi comandată în tensiune.

În urma proiectării s-au obținut valorile:

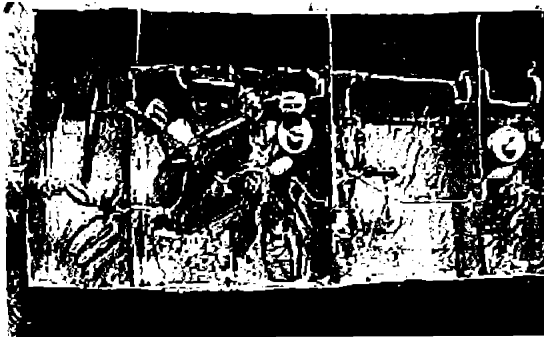
$R_8=1,8 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{10}=3,3 \text{ k}\Omega$ ;  $R_9=24 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{12}=56 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{13}=1,4 \text{ k}\Omega$

$T_{3,4}=2 \text{ N } 2369$  pentru  $V_{cc}=12 \text{ V}$  și tensiunea de prag  $U_{11}=3 \text{ V}$  și  $U_{12}=2 \text{ V}$ .

Etajul final din formatorul de impulsuri este un etaj final în contratimp, în care este folosit un circuit Darlington pentru micșorarea rezistenței de ieșire, când  $T_R$  este blocat și este folosită și o rezistență neliniară pentru micșorarea timpului de comutație din saturație în blocare al tranzistorului  $T_R$ .

Pentru etajul prefinal alcătuit din tranzistorul  $T_5$  s-a ales un tranzistor de tipul 2N2369, pentru care în regim de saturație trebuie să asigurăm un curent de bază  $I_{BSAT5}=0,3 \text{ mA}$ . De aceea avem nevoie de rezistența  $R_{11}$  care limitează curentul de bază.

În figura 2.7 se prezintă montajul realizat.



*Fig. 2.7. Montajul realizat*

În urma proiectării se obțin valorile:

$R_{11}=33 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{14}=500 \Omega$ ;  $R_{15}=33\Omega$ ;  $R_{16}=1\text{k}\Omega$ ;  $R_{17}=2,4 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{18}=39\Omega$

### 2.3 AMPLIFICATORUL SELECTIV

Acest amplificator este plasat imediat după formatorul de impulsuri și are rolul de a selecta armonica a 51-a.

Amplificatorul este realizat cu ajutorul unui circuit oscilant paralel RLC.

Se știe că un circuit paralel LC are impedanța echivalentă:

$$X(\omega) = j\omega L \parallel \frac{1}{j\omega C} = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}$$

Se vede că la frecvența de rezonanță proprie  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ , circuitul se comportă ca o reactanță infinit de mare, practic această impedanță echivalentă este limitată din cauza factorului de calitate finit:

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}$$

unde  $\Delta\omega$  este banda, unde scade impedanța echivalentă normalizată cu -3dB.

În plus pentru controlul acestei impedanțe foarte mari s-a introdus rezistența  $R_6$  în paralel cu inductanța  $L_1$  și cu capacitatea  $C_3$ .

Amplificatorul selectiv deci trebuie să amplifice frecvența de 250 MHz, pulsația de oscilație proprie grupului  $L_1, C_3$ :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_3}} = 2\pi f_0$$

unde  $f_0 = 250$  MHz.

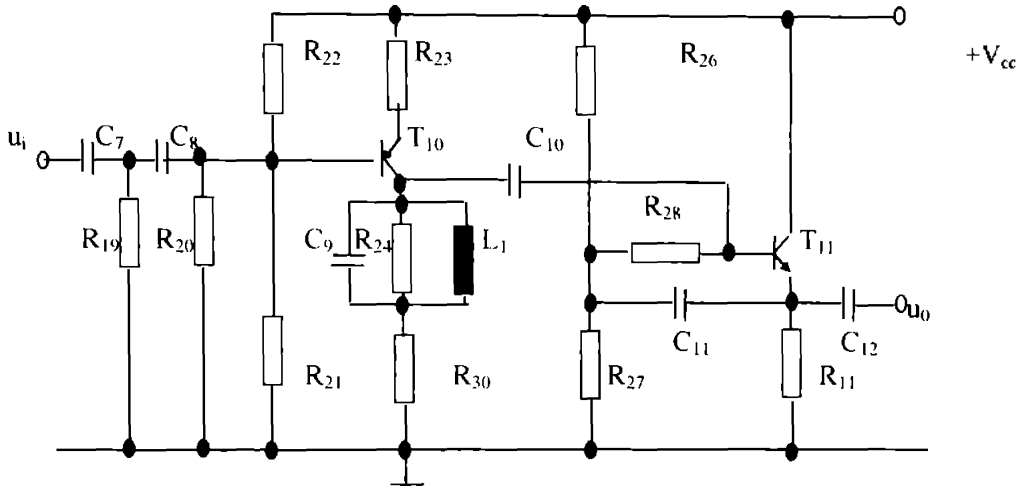
În urma proiectării obținem:

$T_{10} = \text{BF}914\text{A}$	$R_{21} = 6,2\text{k}\Omega$	$R_{27} = 10\text{k}\Omega$	$C_9 = 100\text{pF}$
$T_{11} = \text{BFY} 90$	$R_{23} = 2,2\text{k}\Omega$	$R_{28} = 1\text{k}\Omega$	$C_{10} = 22\text{nF}$
$R_{19} = 420\ \Omega$	$R_{24} = 100\text{k}\Omega$	$R_{29} = 1,2\text{k}\Omega$	$C_{11} = 1\text{nF}$

*Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică*

$$R_{20} = 420 \Omega \quad R_{30} = 1 \text{ k}\Omega \quad C_7 = 12 \text{ pF} \quad C_{12} = 22 \text{ nF}$$

$$R_{22} = 6,2 \text{ k}\Omega \quad R_{26} = 10 \text{ k}\Omega \quad C_8 = 12 \text{ pF} \quad L_1 = 1 \text{ nH}$$



*Fig. 2.8 Schema amplificatorului selectiv*

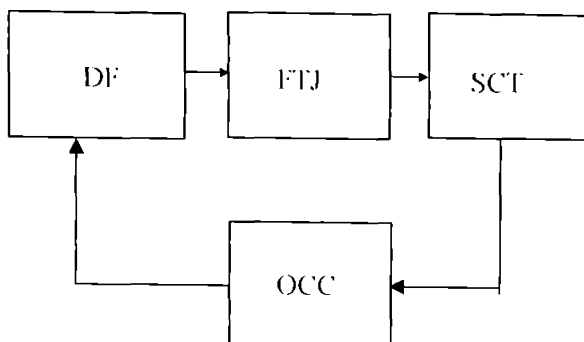
În figura 2.9 se prezintă montajul realizat.



*Fig. 2.9 Montajul realizat*

## 2.4 BUCLA PLL

Schema bloc a buclei PLL este prezentat în figura 2.13:



DF - detector de fază

FTJ - filtru trece jos

SCT - sursă de curent comandată în tensiune

OCC - oscilator comandat în curent

*Fig. 2.10 Schema bloc a buclei PLL.*

Detectorul de fază trebuie să îndeplinească funcția de înmulțire a semnalului  $u_c$  provenit de la oscilatorul cu cuarț cu a semnalului  $u_0$ , generat de oscilatorul comandat în curent.

S-a ales un multiplicator analogic în patru cadrane. Aceasta înseamnă că ambele tensiuni de intrare pot să ia valori atât pozitive, cât și negative.

Schema multiplicatorului este prezentată în figura 2.11.

Multiplicatorul este alcătuit din 3 etaje diferențiale. Etajele sunt simetrice, deci elementele simetrice se iau egale, iar tranzistoarele se împerechează după  $h_{21e}$ .



*Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analitică*

Condensatoarele de cuplaj lipsesc, fiindcă semnalele de intrare nu au componentă continuă. S-au utilizat cuplajele inductive prin transformatoarele  $T_{r1}$  și  $T_{r2}$ .

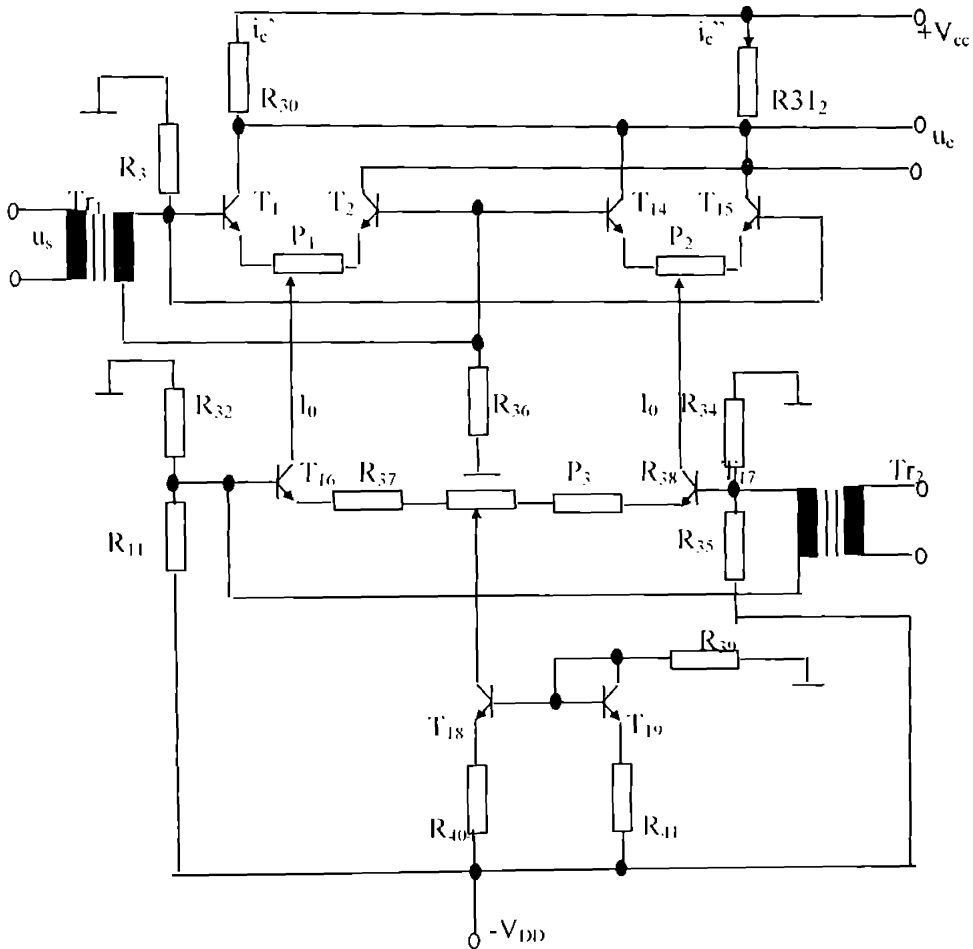


Fig. 2.11 Schema multiplicatorului

Etajul alcătuit din  $T_{16}$  și  $T_{17}$  este polarizat cu ajutorul generatorului de curent alcătuit din tranzistoarele  $T_{18}$  și  $T_{19}$ .

*Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică*

În urma proiectării obținem:  $T_{12} \div T_{19} = \text{BFY 90}$ ;  $P_{1,2,3} = 100 \Omega$ ,

$$R_{30,31,57,36} = 10\text{k}\Omega; R_{10,11} = 6,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{37,38} = 47 \Omega; R_{34,35} = 6,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{40,41} = 2,5 \text{ k}\Omega; R_{39} = 3,9 \text{ k}\Omega$$

$$V_{cc} = +12 \text{ V}; V_{DD} = -12 \text{ V}$$

S-a ales un oscilator comandat în curent, pentru a avea un timp de răspuns cât mai mic și deci și un zgomot de fază cât mai redus și trebuie să genereze o pulsație instantanee  $\omega_c$  dată de relația:

$$\omega_c = \omega_0 + K_0 \dot{I}_0$$

unde  $\omega_0$  este frecvența liberă și trebuie să fie egală cu 500 MHz.

Pentru oscilator s-a ales un oscilator Colpitts, având schema din figura 2.12a:

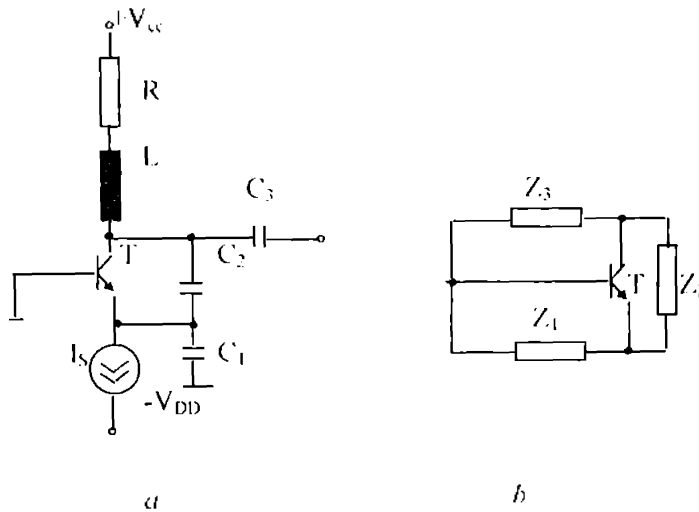


Fig. 2.12 a. oscilatorul Colpitts  
b. configurația generală

### Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică

Acest oscilator este un oscilator "în trei puncte", care are o configurație generală dată în figura 2.12b. În cazul oscilatorului Colpitts reactanțele  $X_1$  și  $X_2$  sunt negative (capacități), iar reactanța  $X_3$  este pozitivă (inductanță).

Frecvența de oscilație este:

$$f_{osc} = \frac{\omega_0}{2\pi} \sqrt{1 + \frac{r}{h_{11e}} \cdot \frac{C_2}{C_1 + C_2}}$$

unde:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$
$$h_{11e} = h_{21e} \frac{V_F}{I_E}$$

Se vede că în caz ideal, când bobina nu are pierderi, adică  $r=0$ , rezultă că:

$$\omega_{osc} = \omega_0 = \text{constant}$$

și depinde numai de inductanța  $L$  și capacitățile  $C_1$  și  $C_2$ .

Pentru a se putea modifica frecvența oscilatorului se va introduce o rezistență  $R$  în serie cu bobina devenind astfel  $r \approx R$ .

Valoarea rezistenței  $R$  se alege suficient de mare pentru a putea comanda frecvența oscilatorului în funcție de curentul  $I_E$ .

$$f_{osc} = \frac{\omega_0}{2\pi} \sqrt{1 + \frac{R}{h_{21e} V_F} \cdot \frac{C_2}{C_1 + C_2} I_E}$$

În urma proiectării rezultă:

- banda de urmărire a buclei PLL:

$$B_u = f_{o,max} - f_{o,min} \approx 20 \text{ MHz}$$

unde  $f_{o,max} = 509,7 \text{ MHz}$  și  $f_{o,min} = 490 \text{ MHz}$

- sensibilitatea oscilatorului comandat în curent are valoarea aproximativă:

$$K_u \approx 2,5 \text{ MHz/mA}$$

Ecuția diferențială care exprimă fenomenul de sincronizare la un oscilator cu reacție este:

*Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică*

$$\frac{d\Phi}{dt} = \Delta\omega_0 = \frac{\omega_0}{2Q} \cdot \frac{E_s}{E_{iesire}} \cdot \sin \Phi$$

unde:

- $E_s$  - amplitudinea semnalului de sincronizare injectat
- $E_{iesire}$  - amplitudinea semnalului de ieșire
- $\Phi$  - diferența de fază dintre semnalul oscilatorului și semnalul de sincronizare
- $Q$  - factorul de calitate în sarcină al oscilatorului
- $\omega_0$  - frecvența proprie de oscilație
- $\omega$  - frecvența semnalului de sincronizare

Relația a fost dedusă în ipoteza:

$$\frac{E_s}{E_{iesire}} \ll 1; \Delta\omega_0 \ll \omega; \Delta\omega_0 = \omega - \omega_0$$

Pentru nivele mari de injecție, ecuația diferențială devine:

$$\frac{d\Phi}{dt} = \Delta\omega_0 = \frac{\omega_0}{2Q} \cdot \frac{E_s}{E_{iesire}} \cdot \frac{\sin \Phi}{1 + \frac{E_s}{E_{iesire}} \cdot \cos \Phi}$$

În regim permanent:  $(d\Phi/dt) = 0$  rezultă:

$$\Delta\omega_0 = \frac{\omega_0}{2Q} \cdot \frac{E_s}{E_{iesire}} \cdot \frac{\sin \Phi}{1 + \frac{E_s}{E_{iesire}} \cdot \cos \Phi}$$

În general, la un oscilator sincronizat interesează domeniul de frecvență la care are loc fenomenul de sincronizare. Acesta rezultă din maximul funcției  $\Delta\omega_0 = f(\Phi)$  care se obține pentru  $\cos \Phi = - (E_s/E_{iesire})$ :

$$\Delta\omega_{0max} = \frac{\omega_0}{2Q} \cdot \frac{E_s}{E_{iesire}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left( \frac{E_s}{E_{iesire}} \right)^2}}$$

Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică

Notând  $K = \frac{\Delta\omega_0}{\omega_0}$  vom avea:

$$2\Phi$$

$$\frac{KE_{iesire}}{E_s} = \sin\Phi - K \cos\Phi$$

Deci rezultă faza de sincronizare:

$$\Phi = \arcsin \frac{K}{\sqrt{1+K^2}} + \arcsin \left( \frac{E_{iesire}}{E_s} \cdot \frac{K}{\sqrt{1+K^2}} \right)$$

Deoarece pentru ipotezele făcute ( $E_s/E_{iesire} \gg 1$  și  $\Delta\omega_0 \ll \omega_0$ ) la delinirea primei relații rezultă  $K \gg 1$  și deci:

$$\Phi = \arcsin \frac{E_{iesire}}{E_s} \cdot \frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} \cdot Q$$

Din relația de mai sus rezultă că faza de sincronizare tinde către zero când diferența de pulsație  $\Delta\omega_0$  scade,  $\Phi$  scade și când amplitudinea semnalului de sincronizare crește și are valori între  $+\pi/2$

În ipoteza făcută, că  $(E_s/E_{iesire}) \gg 1$ , deviația de frecvență  $\Delta\omega_0$  este:

$$-\Delta\omega_{0max} \ll \Delta\omega_0 \ll \Delta\omega_{0max}$$

sau

$$|\Delta\omega_0| \leq \frac{E_s}{E_{iesire}} \cdot \frac{\omega_0}{2Q}$$

$$\frac{E_s}{E_{iesire}} \geq \frac{\Delta\omega_0}{\frac{\omega_0}{2Q}}$$

deci:

$$\frac{P_s}{P_{iesire}} \geq \left( \frac{\Delta\omega_0}{\frac{\omega_0}{2Q}} \right)^2$$

unde:

- $P_s$  - puterea semnalului de sincronizare injectat

*Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică*

- $P_{iesire}$  - puterea de ieșire a oscilatorului nesincronizat

Banda maximă de sincronizare  $B_s$  care se poate obține pentru o anumită putere a semnalului de sincronizare rezultă din relația:

$$B_s = 2\Delta f_0 = \frac{\Delta\omega_0}{\pi}$$

și 
$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

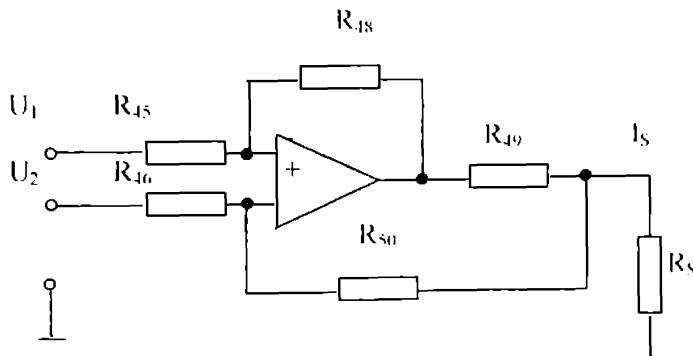
La limită:

$$B_s = \frac{f_0}{Q} \sqrt{\frac{P_s}{P_{iesire}}}$$

Rezultă că banda de sincronizare este invers proporțională cu factorul de calitate  $Q$  al circuitului acordat al oscilatorului și direct proporțională cu radicalul puterii semnalului de sincronizare injectat.

Oscilatorul este comandat în curent; această sursă de curent realizează o legătură liniară între curentul generat și tensiunea de comandă.

Datorită faptului că sursele de curent cu amplificatoare operaționale au în general rezistența de ieșire mai mică decât sursele de curent cu tranzistoare, s-a ales schema din figura 2.13



*Fig. 2.13 Schema sursei de curent comandată în tensiune*

### Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică

Sursa de curent este o sursă de curent comandată bilateral. Aceasta înseamnă că curentul  $I_s$  se poate realiza atât cu semn + cât și cu semn -.

Pentru amplificatorul operațional s-a ales amplificatorul operațional din seria  $\mu A$  741.

În urma proiectării obținem:

$$R_{45} = 39 \text{ k}\Omega; R_{46} = 39 \text{ k}\Omega; R_{48} = 100 \text{ k}\Omega; R_{50} = 100 \text{ k}\Omega; R_{49} = 1 \text{ k}\Omega$$

La ieșirea comparatorului de fază semnalul este de formă:

$$u_c = \frac{U_s U_0}{2} \sin \Phi + \frac{U_s U_0}{2} (\sin 2\omega t + \Phi)$$

Datorită faptului că tensiunea de eroare este numai componenta continuă a semnalului  $u_c$ , adică:

$$u(\Phi) = \frac{U_s U_0}{2} \sin \Phi$$

rezultă că trebuie să eliminăm componenta cu frecvența  $2\omega$ . Pentru acesta folosim un filtru trece-jos cu următoarea schemă (figura 2.14):

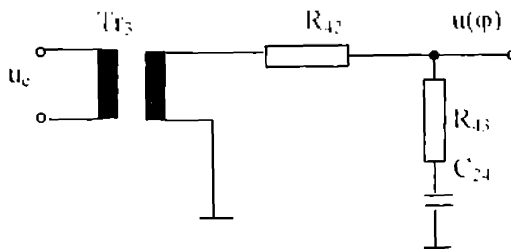


Fig. 2.14 Schema filtrului trece jos

Transformatorul  $Tr_3$  realizează un cuplaj inductiv și avem nevoie de el fiindcă de la ieșirea comparatorului de fază avem disponibil un semnal diferențial. Transformatorul  $Tr_3$  are un factor de transformare  $K_3 = 1$ .

Acest filtru are funcția de transfer:

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s(\tau_1 + \tau_2)}$$

unde:

*Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică*

$$\tau_1 = R_{22}C_{24}; \quad \tau_2 = R_{13}C_{24}$$

Se știe că frecvența aplicată la intrarea de sincronizare a comparatorului de fază are valoarea de:

$$f_s = 500 \text{ MHz} \pm 10^{-9} \cdot 500 \text{ MHz}$$

Frecvența instantanee de la ieșirea oscilatorului comandat în curent poate să ia valorile:

$$f_0 = 500 \text{ MHz} \pm 10 \text{ MHz}$$

Semnalul, după comparatorul de fază, conține și o componentă cu frecvență egală cu suma frecvențelor. Rezultă deci că pentru filtrul trece-jos putem lua frecvența de tăiere:

$$f_{TJ} = 500 \text{ MHz} - 490 \text{ MHz} = 10 \text{ MHz}$$

unde:  $f_{\text{omin}} = 490 \text{ MHz}$

este frecvența minimă a oscilatorului comandat în curent.

Pulsatia naturală  $\omega_0$  este egală cu:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\Delta K_0 K_D}{\tau_1 + \tau_2}} = \sqrt{\frac{\Delta B K_0 K_e}{\tau_1 + \tau_2}} = \sqrt{\frac{\Delta B K_0 K_e}{\tau_1}} \quad (2.1)$$

Factorul de amortizare  $\xi$  se poate scrie:

$$\xi = \frac{1}{2} \omega_0 \left[ \tau_2 + \frac{1}{\Delta K_0 K_D} \right] \approx \frac{1}{2} \omega_0 \tau_2 \quad (2.2)$$

unde s-a luat în considerare că în mod uzual  $\tau_2 \ll \tau_1$ , iar câștigul static al buclei este suficient de mare, astfel încât  $\tau_2 \gg \frac{1}{\Delta K_0 K_D}$

Mărimile din relațiile 2.1 și 2.2 au următoarea semnificație:

- $A = \frac{U_s}{\sqrt{2}}$  - valoarea efectivă a tensiunii sinusoidale de sincronizare
- $B = \frac{U_0}{\sqrt{2}}$  - valoarea efectivă a tensiunii sinusoidale de la ieșirea oscilatorului comandat în curent



Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică

- $K_0$  - factorul de transfer al oscilatorului comandat în curent:

$$K_0 = \frac{\Delta\omega_0}{\Delta I_s}$$

$$K_0 = \frac{\Delta\omega_0}{\Delta v(\phi)}$$

- $K_c$  - amplificarea comparatorului de fază plus a sursei de curent comandat în tensiune
- $\tau_1$  - prima constantă de timp a FTJ
- $\tau_2$  - a doua constantă de timp a FTJ

Relația 2.1 se mai poate scrie:

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \omega_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{ABK_\phi \Delta\omega_0}{\Delta I_s} \cdot \frac{1}{R_1 C}}$$

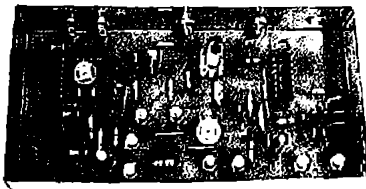
și dând frecvenței naturale " $f_n$ " valoarea frecvenței de tăiere a FTJ, obținem:

$$f_{FTJ} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{ABK_\phi \Delta\omega_0}{\Delta I_s} \cdot \frac{1}{R_1 C}} \quad (2.3)$$

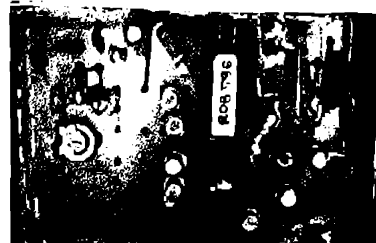
Lista de componente:

$R_{42} = 28 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{43} = 330 \text{ k}\Omega$ ;  $C_{24} = 100 \text{ pF}$

În figura 2.15 se prezintă două variante realizate ale buclei PLL:



*Varianta 1*



*Varianta 2*

*Fig. 2.15 Două variante ale Buclei PLL realizate*

## 2.5 AMPLIFICATORUL DE RADIOFRECVENȚĂ

Amplificatorul de radiofrecvență preia semnalul de la oscilatorul comandat în curent și îl amplifică, pentru obținerea unui semnal cu nivel suficient de mare, pentru a putea ataca multiplicatorul cu diodă varactor. Semnalul de la oscilator este preluat cu ajutorul unui cuplaj inductiv de la transformatorul  $Tr_3$ .

Se știe că un multiplicator cu diodă varactor are un randament aproximativ egal cu [16]:

$$\eta = \frac{1}{n^2}$$

unde  $n$  este ordinul de multiplicare. În cazul nostru  $n=2$  și rezultă un randament:

$$\eta = 0.25$$

Pentru a putea scoate o putere de 25 mW de la ieșirea multiplicatorului, rezultă că intrarea multiplicatorului trebuie atacată cu un semnal de putere:

$$P_i = \frac{P_o}{\eta}$$

Amplificatorul de radiofrecvență trebuie deci să asigure pentru multiplicator o putere de intrare egală cu 0,1 W.

Pentru amplificator s-a ales un montaj cu două tranzistoare de putere medie, funcționând în contratimp.

Schema amplificatorului este ilustrată în figura 2.16

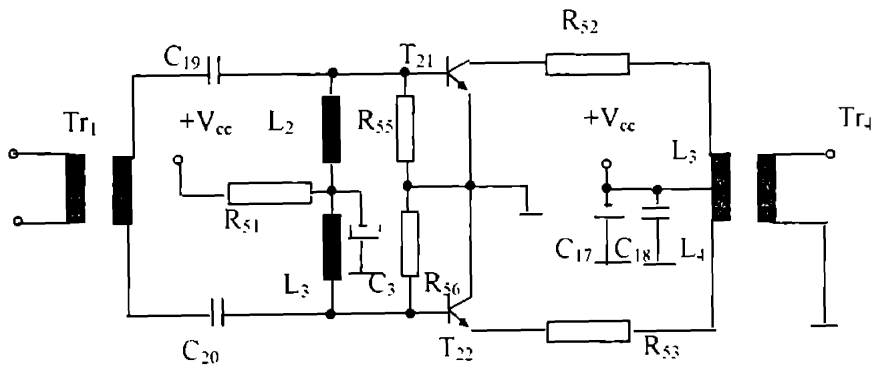


Fig. 2.16 Schema amplificatorului

### *Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică*

S-au ales pentru tranzistoarele  $T_{21}$  și  $T_{22}$  tranzistoarele de putere medie BFW 16A. Aceste tranzistoare au un câștig în curent  $h_{21e} \geq 25$ . Alegem două tranzistoare cu  $h_{21e} \approx 30$ , aproximativ egale între ele, pentru simetrizarea montajului.

Secundarul transformatorului  $Tr_1$  trebuie să asigure o tensiune cu amplitudine 20 mV, astfel încât tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor  $T_{21}$  și  $T_{22}$  să se aibă o variație maximă egală cu:

$$U_{be1} = U_{be2} = 10 \text{ mV}$$

Știind că oscilatorul asigură o tensiune sinusoidală cu amplitudinea 2,47 V, rezultă că raportul de transformare al transformatorului  $Tr_1$  trebuie să fie:

$$k_T = \frac{2U_{be1}}{U_{osc}} = 0,008$$

Avem nevoie de acest factor de transformare mic pentru a nu încărea prea mult circuitul oscilatorului și pentru a asigura o impedanță de intrare cât mai mică pentru tranzistoarele  $T_{21}$  și  $T_{22}$ .

Amplificatorul de radiofrecvență asigură deci, o putere de ieșire suficient de mare pentru a ataca multiplicatorul și pe de altă parte realizează adaptarea cu acesta.

În urma proiectării s-au obținut următoarele valori:

$$R_{55,56} = 56 \Omega; \quad R_{52,53} = 150 \Omega; \quad R_{51} = 820 \Omega;$$

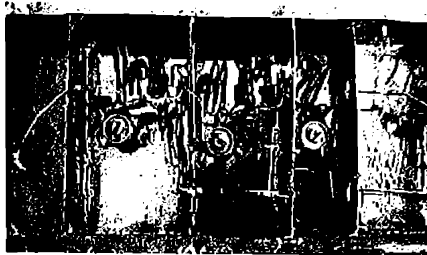
$$L_2 = L_3 = 3 \text{ nH};$$

$$C_{19,20} = 69 \text{ nF}; \quad C_{17} = 22 \mu; \quad C_{18} = 100 \mu\text{F}$$

$$T_{21,22} = \text{BFW16A}$$

$$V_{cc} = +12\text{V}$$

În figura 2.17 se prezintă montajul realizat:



*Fig. 2.17 Montajul realizat*

## **2.6 MULTIPLICATOR DE FRECVENȚĂ CU DIODĂ DE TIP STEP-RECOVERY**

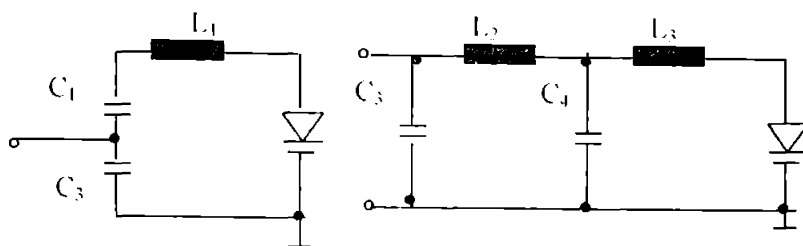
Caracteristic multiplicatoarelor cu diodă de tip step-recovery este faptul că prezintă o izolare foarte redusă între circuitul de intrare și cel de ieșire.

Pe măsură ce frecvența crește, randamentul multiplicatorului scade, adaptarea circuitului de intrare și ieșire devine mai greu de realizat și pierderile în circuit cresc. De asemenea, elementele parazite ale diodei devin o parte apreciabilă a circuitului, complicând realizarea adaptărilor.

Generatorul de armonici conține circuitul de adaptare dintre intrare și diodă, dioda, circuitul de polarizare, și circuitul de ieșire, de adaptare dintre sarcină și diodă.

Circuitul de intrare este de fapt o rețea de adaptare, care poate fi un circuit acordat, sau un filtru, realizând adaptarea dintre impedanța de intrare, care are în general  $50 \Omega$  și impedanța diodei, după cum se vede în figura 2.18.

Circuitul de adaptare de tip circuit acordat, este cel mai simplu și se utilizează pentru bandă îngustă (sub 5% din frecvența de rezonanță). Acest circuit realizează și o suficient de bună izolare față de circuitul de ieșire și poate fi, în general, relativ ușor de



*a. Circuit acordat      b. Circuit cu filtru trece jos*

*Fig. 2.18 Schemele circuitului de intrare*

reglat. În general, la alegerea circuitului de intrare, trebuie avute în vedere: izolarea, nivelul de intrare, selectivitatea, efectul dezacordului datorat polarizării și impedanța de intrare dinamică pe care o prezintă dioda.

Ordinul de multiplicare se alege funcție de mai mulți factori printre care: frecvența de intrare, puterea de la intrare, frecvența de ieșire și puterea de ieșire. Astfel, dacă de exemplu dorim să ajungem în banda X, pornind de la 100 MHz, se poate alege un factor de multiplicare de 96 sau 97.

Dintre acestea, numai prima variantă este avantajoasă, deoarece se poate descompune în mai multe trepte de multiplicare:  $96 = 4 \times 3 \times 4 \times 2$ , ceea ce nu este posibil cu 97, care este un număr prim.

La analiza alegerii ordinului de multiplicare trebuie să se ia în considerare: lărgimea de bandă; puterea maximă la ieșire; randamentul; costul.

Cele mai bune performanțe ca putere de ieșire o prezintă dublorii de frecvență pe baza considerentelor electrice și termice.

Este cunoscut faptul că tensiunea de străpungere nu poate fi depășită în dublor, frecvența de intrare și armonica a 2-a fac ca dioda, în condiții de putere maximă să ajungă la tensiunea de străpungere.

La multiplicatori cu ordin de multiplicare 2 sau 3, puterea de saturație se atinge la un nivel mai mic decât la dublori, deoarece frecvența suplimentară care apare în

*Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică*  
multiplicator limitează tensiunea de străpungere. Chiar și în aplicațiile care nu cer performanțe care urmăresc puterea maximă, dar implică puteri mari, dublorii sunt de preferat.

Rezultă că, din punctul de vedere al puterii de ieșire și al considerentelor termice, varianta cu ordin cât mai mic de multiplicare este de preferat.

Din punct de vedere al realizării circuitelor de ieșire și a celor de rejectare a armonicilor nedorite este avantajoasă folosirea multiplicatoarelor cu factor de multiplicare cât mai mic și deci în general a dublorilor, care, de altfel, nu necesită decât un circuit de ieșire.

Pentru multiplicatori cu ordin mare de multiplicare se folosesc filtre cu mai multe secțiuni la intrare și ieșire.

Circuitele de rejectare ale armonicilor nedorite se realizează cu circuite acordate simple, de bandă îngustă.

Dacă din punct de vedere al performanțelor, varianta cu dublori este mai avantajoasă pentru considerentele expuse, din punctul de vedere al prețului de cost este mai avantajoasă utilizarea triplorilor sau cuadruplorilor, care micșorează numărul de diode și de circuite.

Rămâne stabilit că, în cazul puterilor mari să se utilizeze soluția cu cât mai mulți dublori și, în general, cu ordin de multiplicare cât mai mic. Pentru puteri mai mici se pot utiliza și multiplicările de ordinul 3 și 4.

### **2.6.1 Proiectarea multiplicatorului de frecvență cu diodă step-recovery**

Multiplicatorul de frecvență cu diodă step-recovery realizează o multiplicare  $\times 2$  a frecvenței de 500 MHz.

În construcția multiplicatorului vom folosi o diodă cu acumulare de sarcină "step recovery" sau denumită și "snap off".

Pentru a înțelege și studia funcționarea diodei este necesară cunoașterea caracteristicilor electrice și circuitul echivalent complet, reprezentat în figura 2.19

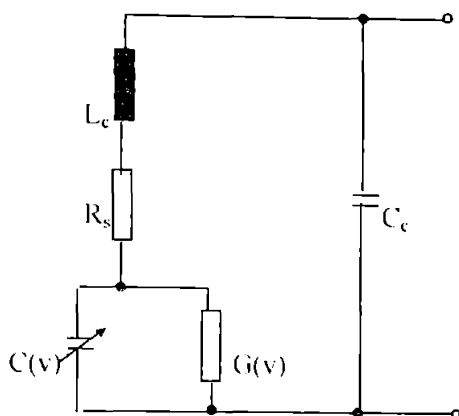


Fig 2.19 Circuitul echivalent al diodei step-recovery

Semnificația notațiilor din schema echivalentă este următoarea:

- $C(V)$  - capacitatea diodei, funcție de tensiunea aplicată
- $G(V)$  - conductanța, funcție de tensiunea aplicată
- $R_s$  - rezistența serie introdusă de terminale
- $C_c$  - capacitatea capsulei
- $L_c$  - inductanța terminalelor

În general, dioda step-recovery se utilizează polarizată invers, astfel încât se poate neglija conductanța  $G(V)$ , în comparație cu reactanța capacitivă a joncțiunii.

La frecvențe joase dioda se comportă atât în ceea ce privește rezistența directă, cât și cea indirectă, ca o diodă obișnuită și nu contează variația capacității diodei. Pentru polarizarea directă, curentul diodei crește exponențial cu tensiunea, în timp ce pentru polarizarea inversă dioda este străbătută de un curent de saturație  $I_s$ , de valoare mică. Pe măsură ce tensiunea inversă de polarizare crește spre tensiunea de străpungere  $V_B$ , curentul invers al diodei crește repede, fiind limitat numai de rezistența mică a diodei sau a altei rezistențe exterioare.

### *Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică*

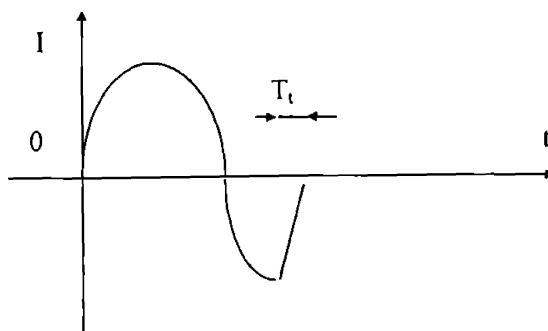
Funcție de tehnologia de fabricație și deci de utilizarea pentru care au fost concepute, diodele se realizează cu joncțiuni care se comportă diferit, atât în ceea ce privește rezistența, cât și capacitatea echivalentă.

Dioda prezintă o joncțiune gradată de o anumită formă, care conduce la generarea oscilațiilor, datorită discontinuității în forma curentului. Această discontinuitate este un rezultat al sarcinii înmagazinate.

Sarcina înmagazinată se produce datorită aplicării pe diodă a unui semnal, care face ca aceasta să ajungă în regiunile de conducție directă.

Nelinaritățile suplimentare, obținute de la capacități cu sarcină acumulată sunt foarte avantajoase și constau în putere de lucru relativ mare și într-un randament bun. În numeroase cazuri, generatoarele de armonici lucrează în condiții de polarizare și excitație astfel alese, încât să se obțină creșteri importante ale capacității de sarcină acumulată. În diodele cu sarcină acumulată, neliniaritatea rezultă exclusiv din capacitatea de sarcină acumulată, care trebuie să aibă o valoare cât mai mare.

Dacă pe diodă se aplică o tensiune sinusoidală, curentul rezultat prin diodă va arăta ca în figura 2.20, [16]:



*Fig. 2.20 Variația curentului prin diodă la aplicarea unui semnal sinusoidal*

În timpul semialternanței negative a tensiunii, curentul crește la o valoare maximă, aceasta oprindu-se în mod brusc pentru a reveni la zero.



### *Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică*

Perioada de tranziție este cea care face să avem un număr mare de armonici, utile pentru multiplicatoarele de frecvență cu ordin mare de multiplicare.

Parametrii determinanți la alegerea diodei sunt:

- tensiunea de străpungere  $U_{ST}$  care determină amplitudinea impulsului și a energiei acestuia
- capacitatea corespunzătoare polarizării inverse:  $C_{VR}$
- rezistența serie  $R_s$  ce determină pierderile în linie și circuitul de intrare
- timpul de viață al purtătorilor minoritari,  $\tau$ , ce determină pierderile produse ca urmare a recombinării purtătorilor și a rezistenței de polarizare
- timpul de tranziț.  $T_T$ , ce determină posibilitatea diodei de a forma lățimea impulsului necesar și limita superioară a frecvenței de ieșire
- inductanța carcusei  $L_{carc}$ , determină proporția de energie care nu se aplică circuitului propriu zis
- rezistența termică,  $\Theta_{jc}$ , ce determină modul de disipare a puterii
- capacitatea carcusei,  $C_{carc}$  determină capacitatea totală. Trebuie ca  $C_{carc} \ll C_{VR}$

Punând condiția  $T_T < 1/f_{ies}$  și cunoscând că  $f_{ies} = 1$  GHz, rezultă că:

$$T_T \leq 1 \text{ ns}$$

Ținând cont de această primă condiție s-a ales dioda ROV 405, de tip "step recovery".

Limitele domeniilor de temperatură de operare, cât și de stocare sunt:

$$-55 < T_A, T_c < +155 [^\circ]$$

Caracteristicile electrice ale diodei la temperatura de operare de  $+25^\circ\text{C}$  sunt:

- curentul invers ( $V_R = 25$  V): 10 nA [ $I_R$ ]
- capacitatea joncțiunii ( $V_R = 6$  V): 0,5 ... 0,7 pF [ $C_{jv}$ ]
- frecvența de tăiere ( $V_R = 6$  V): 175 GHz [ $f_c$ ]
- timp de tranziție ( $I_f = 10$  mA,  $V_R = 10$  V): 150 ps [ $T_T$ ]
- timp de viață al purtătorilor minoritari: 18 ns [ $\tau$ ]
- frecvența de ieșire: 6 ... 12 GHz [ $f_{out}$ ]

*Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică*

- puterea de ieșire: 0.01 ... 0.6 W [ $P_{out}$ ]
- inductanța carcusei: 0.3 nH [ $L_{carc}$ ]
- capacitatea la polarizarea inversă: 0.65 ... 1.3 pF [ $C_{VR}$ ]
- rezistența serie: 0.8  $\Omega$  [ $R_s$ ]
- rezistența termică: 50°C/W [ $\Theta_{jc}$ ]
- tensiunea de străpungere: 20 V [ $U_{CT}$ ]

Schema circuitului de multiplicare cu dioda step-recovery este prezentată în figura 2.21

Datorită variației bruște a curentului în intervalul de timp  $T_1$  (fig. 2.20) se produce o tensiune prin inductanța de impuls  $L_1$ , care generează la ieșire un curent cu un conținut bogat în armonice, care circulă prin circuitul de ieșire. Acesta este acordat pe armonica de ordinul dorit.

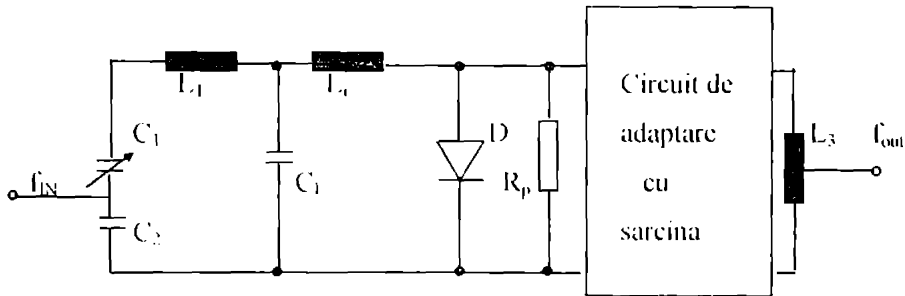


Fig. 2.21 Schema circuitului de multiplicare cu dioda step-recovery

Circuitul de multiplicare conține circuitele de intrare de adaptare  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $L_1$ , de ieșire  $C_3$ ,  $L_2$  și inductanța și capacitatea de impuls  $L_1$ , respectiv  $C_1$ .

Dioda cu sarcina de acumulare prezintă o mică schimbare de capacitate peste polarizarea inversă de 1V și nu se schimbă peste o anumită tensiunea mică, de ordinul a 6V.

Pentru un bun randament al diodei step-recovery este necesar ca  $T_1 \leq 1/f_{ies}$ , unde  $T_1$  reprezintă intervalul de variație bruscă a curentului prin dioda step-recovery, ilustrată

în figura 2. 21

Diodele cu acumulare de sarcină au în general o impedanță dinamică, care variază între  $1 \Omega$  și  $30\Omega$ , funcție de nivelul de intrare.

Pentru rezistența de polarizare  $R_p$ , montată în paralel cu dioda, ca în schema din figura 2.24, se poate dimensiona cu relația [16]:

$$R_p = \frac{5\tau}{n^2 C_{j6}} = 37,5k\Omega$$

Am adoptat valoarea:

$$R_p = 37 k\Omega$$

Circuitul de adaptare de la intrare se calculează în modul următor:

$$X_{L1} = X_{C_{intr}} = 2\pi f_{intr} L_1$$

unde se alege  $L_1 \gg L_i$ , iar impedanța de intrare a multiplicatorului trebuie să fie:

$$X_{L1} = X_{C_{intr}} = 50 \Omega = 2\pi f_{intr} L_1$$

de unde rezultă inductanța  $L_1$ :

$$L_1 = \frac{50}{2\pi f_{intr}} = 16nH$$

Cunoscând reactanța  $X_{C_{intr}}$ , rezultă capacitatea echivalentă  $C_{intr}$ :

$$C_{intr} = C_1 || C_2 = \frac{1}{2\pi f_{intr} X_{C_{intr}}} = 6,37pF$$

Adoptând capacitatea:

$$C_2 = 10 pF$$

rezultă capacitatea  $C_1$ :

$$C_1 = \frac{C_{intr} C_2}{C_2 - C_{intr}} = 17,5pF$$

Pentru capacitatea  $C_1$  am ales un condensator trimmer de valoare:

$$C_1 = 6 \div 25 pF (17,5 pF)$$

Circuitul de impulsuri se calculează în modul următor [16]:

*Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică*

$$L_1 = \frac{T_p^2 - T_s^2}{\pi^2 C_{j6}}$$

unde  $T_p$  este durata impulsului și se ia:

$$T_p = 3 T_1$$

iar pentru durata  $T_1$  se alege o valoare de:

$$T_1 = \frac{1}{10f_{ies}} = 10^{-6} \text{ s}$$

Rezultă valoarea inductanței  $L_1$ :

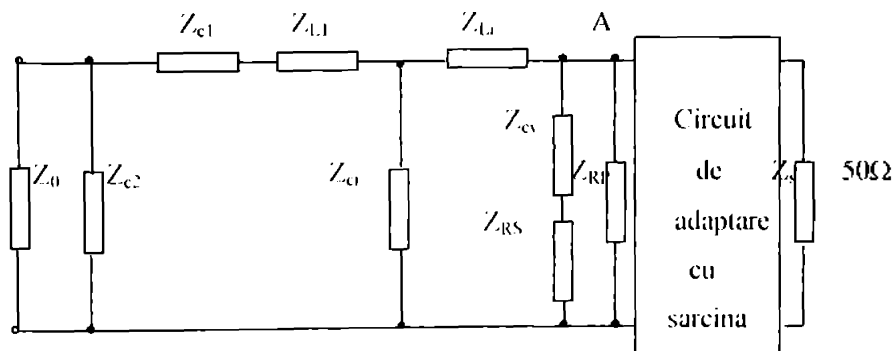
$$L_1 = \frac{8T_s^2}{\pi^2 C_{j6}} = 13.5 \text{ nH}$$

Capacitatea  $C_1$  se determină empiric, având rolul de a atenua frecvențele armonice, în special frecvența de ieșire și să nu afecteze frecvența de intrare.

În general se ia:

$$C_1 = 10 C_{min} = 69 \text{ pF}$$

Pentru a calcula circuitul de adaptare cu sarcina vom calcula impedanța văzută spre stânga, din schema echivalentă, din figura 2.22.



*Fig. 2.22 Schema electrică echivalentă*

*Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică*

Circuitul de adaptare la ieșire l-am realizat cu o linie microstrip și va avea

impedanța caracteristică  $Z_c = 50\Omega$ .

Cunoscând valorile condensatorilor, inductanțelor și a rezistențelor:

$$Z_{C1} = -j18,2\Omega; \quad Z_{L1} = j50\Omega$$

$$Z_{C2} = -j31,8\Omega; \quad Z_{R8} = 0,8\Omega$$

$$Z_{C3} = -j4,68\Omega; \quad Z_{R9} = 37\text{ k}\Omega$$

$$Z_{L2} = j42,4\Omega$$

$$Z_{in} = 2,583 - j55,53 [\Omega]$$

Pentru a putea calcula lungimea liniei de microstrip am normal impedanța de intrare la impedanța caracteristică a liniei microstrip:

$$Z_{in}^{\prime} = \frac{Z_{in}}{Z_c} = 0,05 - j1,11$$

Utilizând diagrama circulară rezultă că pentru a realiza adaptarea  $Z_{in}^{\prime}$  trebuie să se deplaseze din punctul A pe cercul de S constant ce trece prin el, până când acesta intersectează cercul de  $R=1$  (punctul B), rezultând:

$$Z_{in}^{\prime\prime} = 1 - j7, \text{ pentru punctul B1}$$

sau:

$$Z_{in}^{\prime\prime} = 1 + j7, \text{ pentru punctul B2}$$

Se preferă soluția a 2-a, care ne permite ca utilizând o reactanță capacitivă să putem realiza adaptarea.

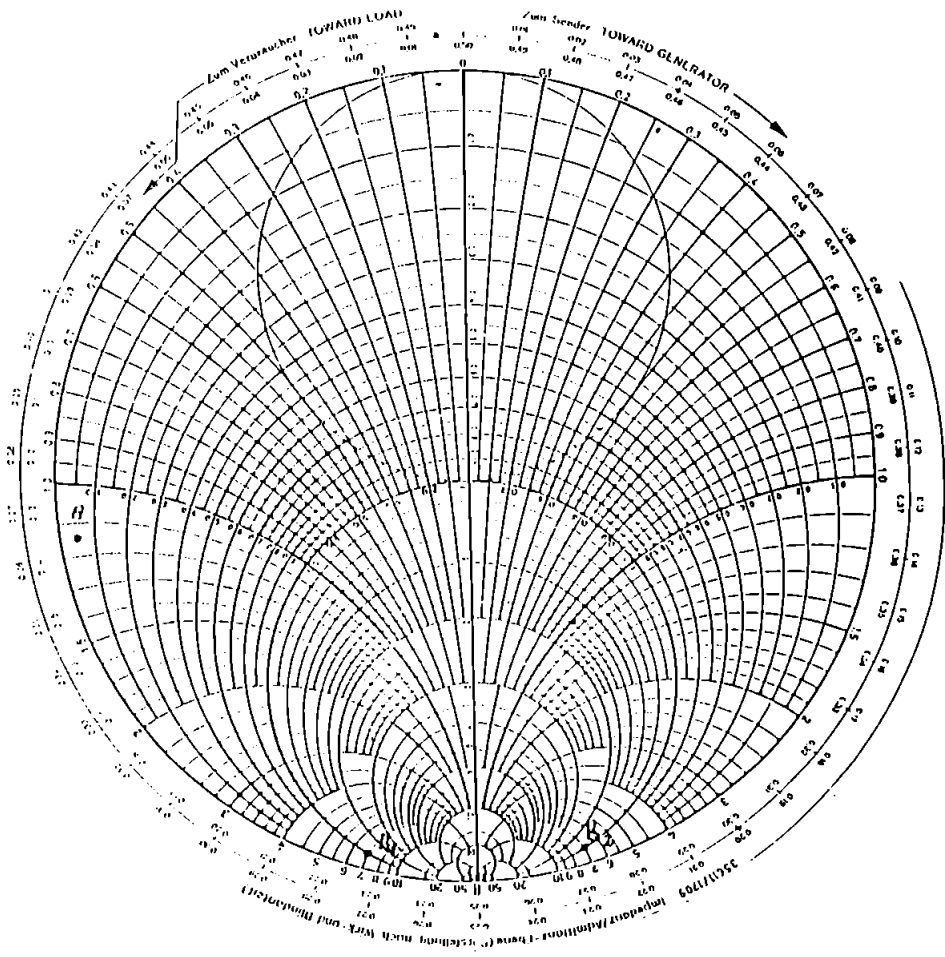
Deplasarea corespunzătoare este:

$$\frac{l}{\lambda_g} = 0,13$$

Valoarea reactanței capacitive necesare pentru a realiza compensarea părții reactive pentru  $Z_{in}^{\prime}$  este  $X_{in}^{\prime} = -j7 \cdot 50 = -1,5 \text{ pF}$ .

Rezultă o capacitate  $C^{\prime} = 1,5 \text{ pF}$ .

Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică



2.23.

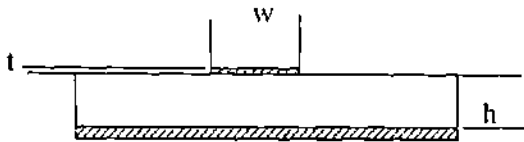


Fig. 2.23 Secțiune prin circuitul microstrip

Se realizează dintr-o bucată de cablaj dublu placat, tip sticlotexolit, care are următoarele dimensiuni:

$$h = 0,625 \text{ mm}; t = 0,06 \text{ mm}; w = 2,1 \text{ mm}; \epsilon_r = 5,01$$

Se calculează mai întâi lățimea liniei  $w$ . Pentru aceasta se are în vedere că:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}}, \text{ iar}$$

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r w}{h} \text{ - capacitatea lineică}$$

$$v = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$LC = \frac{\epsilon_r}{c^2}$$

$L = C Z_c^2$  - inductanța lineică

$Z_c$  - impedanța caracteristică a liniei

$$L = \frac{\epsilon_r}{c^2 C} = \frac{h \epsilon_r}{c^2 \epsilon_0 \epsilon_r w} = \frac{h}{c^2 \epsilon_0 w};$$

$$w = \frac{h}{c^2 \epsilon_0 L} = \frac{h}{c^2 \epsilon_0 C Z_c^2}$$

unde:

*Generator de semnal cu frecvență stabilă, realizat cu buclă PLL analogică*

$$c = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r w}{h}$$

$$w = \frac{h}{c^2 \epsilon_0 Z_c^2 \epsilon_r \epsilon_r w} = \frac{h^2}{c^2 \epsilon_0^2 \epsilon_r Z_c^2 w}$$

$$w^2 = \frac{h^2}{\epsilon_0^2 c^2 \epsilon_r Z_c^2} \Rightarrow w = \frac{h}{\epsilon_0 c Z_c \sqrt{\epsilon_r}} = 5,01 \text{mm}$$

unde avem:

$$c = 2,99792458 \cdot 10^8 \text{ m/s} \quad - \text{ viteza luminii}$$

$$\epsilon_0 = 8,85418782 \cdot 10^{-12} \text{ F/m} \quad - \text{ permitivitatea dielectrică a vidului}$$

Lungimea liniei este:

$$l = \lambda_g \cdot 0,13$$

$$l = 0,13 \cdot \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = 0,13 \cdot \frac{30}{\sqrt{5,1}} = 17,4 \text{mm}$$

În figura 2.24 se prezintă montajul realizat în două variante constructive:



*Fig. 2.24 Montajul realizat*

În Anexa nr 1 se prezintă schema electronică generală a sintezei de frecvență de 1 GHz.



## **CAPITOLUL III**

### **DETERMINAREA EXPERIMENTALĂ A PARAMETRILOR GHIDULUI DE UNDĂ MICROSTRIP**

#### **3.1 LINIA PLATĂ ASIMETRICĂ**

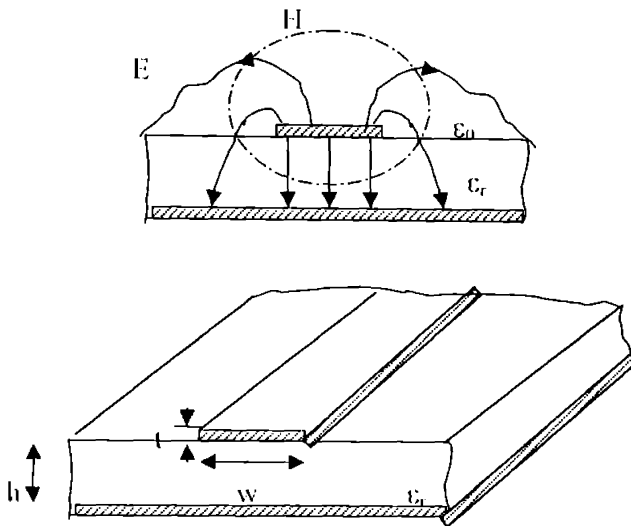
În domeniul microundelor, transmisia semnalelor se face prin intermediul ghidurilor de undă. Există o mare varietate de structuri de transmisie folosite, însă, datorită utilizării pe o scară tot mai largă a ghidurilor de undă plate și, mai ales datorită posibilității de realizare cu ajutorul acestora a circuitelor integrate de microunde, acestea vor constitui obiectul acestui capitol.

Tipurile de ghiduri de undă plate mai des utilizate sunt următoarele:

- ghidul de undă plat simetric (stripline)
- ghidul de undă plat asimetric (microstrip)
- linii coplanare:
  - ghidul de undă coplanar (coplanar waveguide)
  - benzile coplanare (coplanar strips)
- linia canal (slotline)

Acest tip de linie de transmisie stă la baza realizării circuitelor integrate de microunde într-un domeniu de frecvență începând de la câțiva GHz până la aproximativ 60 GHz.

Spre deosebire de linia plată simetrică (stripline), linia microstrip având configurația din figura 3.1 este o structură neomogenă. Din acest motiv linia microstrip prezintă un mod de propagare de tip evazi-TEM.



*Fig. 3.1 Linie microstrip*

În figura 3.1 este reprezentată și distribuția simplificată a câmpurilor electrice și magnetice transversale.

Expresiile parametrilor secundari ai acestei linii sunt similare cu cele corespunzătoare structurilor cu mod pur TEM.

$$Z_0 = \sqrt{L/C}, \quad v_f = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \text{și } \lambda_g = \frac{v_f}{f} = \frac{2\pi}{\beta} \quad (3.1)$$

unde:

- $Z_0$  reprezintă impedanța caracteristică a liniei
- $\lambda_g$  reprezintă lungimea de undă în ghid
- $\beta$  - constanta de fază
- $L$  reprezintă inductanța liniei,
- $C$  capacitatea liniei
- $v_f$  viteza de fază.

### Determinarea experimentală a parametrilor ghidului de undă microstrip

S-a presupus o linie de transmisie fără pierderi.

Dacă considerăm acum aceeași linie, dar având ca dielectric aerul, impedanța caracteristică a structurii devine:

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{L}{C^a}} = cL = \frac{1}{(cC^a)}$$

unde  $c$  este viteza luminii în vid, inductanța linică  $L$  își păstrează aceeași valoare ca și anterior, iar  $C^a$  este capacitatea linică a structurii având ca dielectric aerul ( $\epsilon_r=1$ ).

Folosind expresiile pentru  $Z_0$  și  $Z_{01}$  se deduce relația:

$$Z_0 = \frac{1}{e \sqrt{C C^a}}$$

Pentru linia având ca dielectric aerul, viteza de fază este dată de relația:

$$c = \frac{1}{\sqrt{L C^a}}$$

Ținând cont și de viteza de fază a liniei pentru care  $\epsilon_r \neq 1$  se poate defini permitivitatea relativă efectivă a liniei microstrip:

$$\epsilon_{er} = \frac{C}{C^a} = \left( \frac{c}{v_f} \right)^2 \quad (3.2)$$

Pentru liniile microstrip având banda conductoare centrală de lățime mare  $\epsilon_{er} \rightarrow \epsilon_r$ , deoarece aproape toate liniile câmpului electric se vor închide prin substratul dielectric. La cealaltă extremă se află cazul liniilor cu  $W$  de valoare redusă, situație în care liniile câmpului electric se vor închide în proporții aproximativ egale prin aer și respectiv prin substrat: în acest caz  $\epsilon_{er} \approx \frac{1}{2} (\epsilon_r + 1)$ .

În general se poate utiliza următoarea expresie pentru permitivitatea efectivă:

$$\epsilon_{er} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (3.3)$$

### Determinarea experimentală a parametrilor ghidului de undă microstrip

în care  $q$  se numește coeficient de acoperire a liniei microstrip și ia valori în intervalul  $\frac{1}{2} \leq q \leq 1$ .

Dacă se notează cu  $\lambda_0$  lungimea de undă a semnalului care se propagă în spațiul liber se poate demonstra că lungimea de undă pentru linia microstrip are expresia:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (3.4)$$

Această relație este de o importanță deosebită, ea indicând o reducere a dimensiunilor circuitelor realizate pe baza liniilor microstrip de  $\sqrt{\epsilon_{ef}}$  ori. O altă formă des folosită a acestei relații este:

$$\lambda_g = \frac{300}{f[\text{GHz}] \sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad [\text{mm}] \quad (3.5)$$

Lungimea fizică  $l$  a liniei microstrip necesară obținerii unei anumite lungimi electrice  $l_0$  se poate determina cu relația:

$$l = \frac{\vartheta}{360} \lambda_g, \text{ unde } \vartheta \text{ este dat în grade respectiv:} \quad (3.6)$$
$$l = \frac{\vartheta}{2\pi} \lambda_g \text{ cu } \vartheta \text{ dat în radiani}$$

Un set complet de ecuații necesare proiectării circuitelor microstrip va fi prezentat în cele ce urmează.

#### **3.1.1 Impedanța caracteristică și permitivitatea efectivă**

Expresiile empirice aproximative pentru impedanța caracteristică  $Z_0$  și permitivitatea relativă efectivă  $\epsilon_{ef}$  în funcție de dimensiunile liniei sunt date de Wheeler și Hammerstad [10]:

*Determinarea experimentală a parametrilor ghidului de undă microstrip*

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{n}{2\pi\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h}\right) & \text{pentru } \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{n}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \left[ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right) \right]^{-1} & \text{pentru } \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (3.7)$$

unde  $n = 120 \pi \text{ [ohm]}$  și

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{10h}{W} \right)^{-1}$$

Erorile maxime de aproximare a celor două mărimi nu depășesc 2%.

O ecuație de sinteză pentru  $Z_0$  (exprimare a raportului  $\frac{W}{h}$  în funcție de  $Z_0$  și  $\epsilon_r$ )

este [10]:

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^\Lambda}{e^{2\Lambda} - 2} \quad \text{pentru } \Lambda > 1.52 \quad (3.8)$$

respectiv:

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) \right] + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\}$$

pentru  $\Lambda \leq 1.52$  (3.9)

unde:

$$\Lambda = \frac{Z_0}{60} \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{\frac{1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

și:

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\epsilon_{ef}}}$$

Și aceste expresii oferă o precizie mai bună de 2%.

Rezultatele expuse mai sus au fost obținute în ipoteza unei grosimi  $t$  a benzii conductoare neglijabile. În practică grosimea  $t$  va afecta rezultatele. Cu toate acestea

Determinarea experimentală a parametrilor ghidului de undă microstrip

dacă  $\frac{t}{h} \leq 0,005$  concordanța între rezultatele experimentale și cele oferite aici este foarte bună.

Expresiile de calcul pentru  $Z_0$  și  $\epsilon_{ef}$  ce țin cont de grosimea finită a benzii conductoare sunt [10]:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln \left( \frac{8h}{W} + 0,25 \frac{W_c}{h} \right) & \text{pentru } \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \left[ \frac{W_c}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left( \frac{W_c}{h} + 1,444 \right) \right] & \text{pentru } \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (3.10)$$

unde:

$$\frac{W_c}{h} = \frac{W}{h} + \frac{\Delta W}{h}$$

iar:

$$\frac{\Delta W}{h} = \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left( 1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right); \quad \left( \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \right)$$

respectiv:

$$\frac{\Delta W}{h} = \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left( 1 + \ln \frac{2h}{t} \right); \quad \left( \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \right)$$

În ce privește permitivitatea efectivă:

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F \left( \frac{W}{h} \right) - Q \quad (3.11)$$

în care:

$$Q = \frac{\epsilon_r - 1}{4,6} \frac{t}{\sqrt{h}}$$

și:

$$F\left(\frac{W}{h}\right) = \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^2$$

Efectul frecvenței (dispersiei) asupra lui  $Z_0$  și  $\epsilon_{ef}$  este descris de Edwards și O'Nens [39]. Bianco și colaboratorii au dat rezultate mai apropiate de valorile numerice reale pentru  $Z_0(f)$ . Aceste valori conform [1] sunt:

$$Z_0(f) = Z_{0T} \frac{Z_{0T} - Z_0}{1 + G \left(\frac{f}{f_p}\right)^2} \quad (3.12)$$

$$\text{și} \quad \epsilon_{ef}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{efT}}{1 + G \left(\frac{f}{f_p}\right)^2} \quad (3.13)$$

$$\text{unde:} \quad G = \left[\frac{Z_0 - 5}{60}\right]^2 + 0,004 Z_0$$

$$\text{și} \quad f_p [\text{GHz}] = 15,66 \frac{Z_0}{h}$$

În ecuațiile de mai sus  $h$  este în mm,  $Z_0$  în ohm și  $Z_{0T}$  este dublul impedanței caracteristice a liniei de lățime  $W$  și înălțime  $2h$ .

Expresia pierderilor în conductori [1] e dată de relația:

$$\alpha_c = \begin{cases} 1,38 \Lambda \frac{R_s}{h Z_0} \frac{32 - \left(\frac{W_c}{h}\right)^2}{32 + \left(\frac{W_c}{h}\right)^2} \left[\frac{\text{dB}}{\text{m}}\right] & \left(\frac{W}{h} \leq 1\right) \\ 6,110^{-5} \Lambda \frac{R_s Z_0 \epsilon_{ef}}{h} \left[\frac{W_c}{h} + \frac{0,667 W_c}{W_c + 1,444 h}\right] \left[\frac{\text{dB}}{\text{m}}\right] & \left(\frac{W}{h} \geq 1\right) \end{cases} \quad (3.14)$$

unde raportul  $\frac{W_e}{h}$  este identic cu cel din relația (3.10), iar:

$$\Lambda = 1 + \frac{h}{W_e} \left( 1 + \frac{1}{\pi} \ln \frac{2B}{t} \right),$$

$$R_s = \sqrt{\pi f} \sqrt{\mu_0 \rho}$$

și respectiv:

$$B = \begin{cases} h & \text{pentru } \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \\ 2\pi W & \text{pentru } \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \end{cases}$$

$\rho$  fiind rezistivitatea peliculei conductoare.

Pierderile în dielectric sunt date de relația:

$$\alpha_d = 27,3 \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \frac{\epsilon_{ef} - 1}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \frac{\text{tg } \delta}{\lambda_0} \left[ \frac{\text{dB}}{\text{m}} \right] \quad (3.15)$$

unde  $\text{tg } \delta$  este tangenta unghiului de pierderi a dielectricului.

### 3.2 LINII MICROSTRIP CUPLATE

Aria lor de utilizare este similară cu cea a liniilor plate simetrice cuplate.

Geometria liniilor microstrip cuplate este prezentată în figura 3.2. În aceeași figură au fost reprezentate și capacitățile linie - aer și linie - substrat caracteristice modurilor pare, respectiv impare.

Capacitățile corespunzătoare celor două moduri au expresiile:

$$C_p = C_e + C_f + C_f' \quad (3.16)$$

$$C_i = C_e + C_f + C_{da} + C_{dd} \quad (3.17)$$

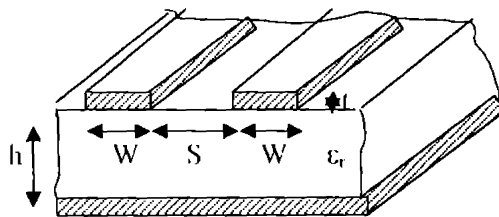


*Determinarea experimentală a parametrilor ghidului de undă microstrip*

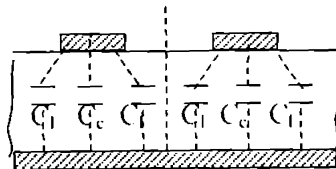
Unde  $C_c = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{W}{h}$ , iar  $C_l, C'_l, C_{da}, C_{dd}$  reprezintă diferite capacități laterale după cum rezultă din figura 3.2..

$C_l$  poate fi calculată cu relația:

$$2C_l = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c \cdot Z_0} - C_c, \text{ e } 3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}$$



Perete magnetic



Perete electric

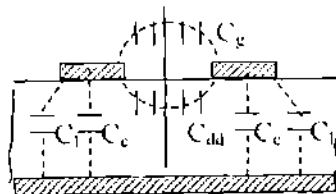


Fig. 3.2 Geometria liniilor microstrip

O relație empirică pentru  $C'_l$  este [1]:

$$C'_l = \frac{C_l}{1 + A \frac{h}{s}} \cdot 10^9 \sqrt{\frac{\epsilon_r}{\epsilon_r}}$$

unde:

$$A = \exp \left[ -0,1 \exp \left( 2,33 - 2,53 \frac{W}{h} \right) \right]$$

$C_{ga}$  este un termen capacitiv, care apare în modul impar, corespunzător liniilor de câmp electric laterale care se închid prin aer, în spațiul dintre cele două linii cuplate și are expresia:

$$C_{ga} = \epsilon_0 \frac{K(k')}{K(k)}; k = \frac{\frac{s}{h}}{\frac{s}{h} + 2 \frac{W}{h}}; k' = \sqrt{1 - k^2}$$

$C_{gd}$  reprezintă capacitate caracteristică modului impar datorată liniilor de câmp care se închid prin substratul structurii și poate fi evaluată cu relația:

$$C_{gd} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{\pi} \ln \left[ \operatorname{cth} \left( \frac{\pi s}{4h} \right) \right] + 0,65 C_1 \left[ \frac{0,02}{\frac{s}{h}} \sqrt{\epsilon_r + 1 - \epsilon_r^{-2}} \right]$$

### 3.2.1 Impedanțe caracteristice și permitivități relative efective

Pot fi evaluate prin intermediul valorilor capacităților menționate mai sus, cu următoarele relații [1]:

$$Z_{0x} = \left[ c \sqrt{C_x C_x^a} \right]^{-1} \quad (3.18)$$

$$\epsilon_{er}^x = \frac{C_x}{C_x^a} \quad (3.19)$$

unde:

$x=0$  pentru modul par

$x=1$  pentru modul impar

### Determinarea experimentală a parametrilor ghidului de undă microstrip

$C^\alpha$  reprezintă capacitatea totală în cazul în care structura folosește aerul ca dielectric.

Precizia acestor relații este mai bună de 3% [1] cu condiția ca

$$0,25 \leq \frac{W}{h} \leq 2 \text{ și } \epsilon_r \geq 1.$$

Dacă este luată în considerare și grosimea ( $t$ ) capacitățile de mai sus pot fi evaluate utilizând conceptul de lățime efectivă notată  $W_t$ , a cărei expresie în situația  $s \geq 2t$  este [1]:

$$W_t^0 = \frac{W}{h} + \frac{\Delta W}{h} \left[ 1 - 0,5 \exp\left(-0,69 \frac{\Delta W}{\Delta t}\right) \right] \quad (3.20)$$

$$W_t^1 = \frac{W_t^p}{h} + \frac{\Delta t}{h} \quad (3.21)$$

unde:

$$\frac{\Delta t}{h} = \frac{1}{\epsilon_r} \frac{\frac{t}{h}}{\frac{s}{h}}, \text{ iar } \Delta W \text{ este dat în relația 3.10.}$$

Dacă se ține seama de efectul dispersiei, relația de calcul pentru permitivitatea relativă efectivă devine [1]:

$$\epsilon_{ef}^x(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{ef}^x}{1 + \left(\frac{f}{f_p}\right)^2} G \quad (3.22)$$

unde:

$$G = \begin{cases} 0,6 + 0,018 Z_{0i} & \text{pentru modul impar} \\ 0,6 + 0,0045 Z_{0p} & \text{pentru modul par} \end{cases}$$

și:

### *Determinarea experimentală a parametrilor ghidului de undă microstrip*

$$f_p = \begin{cases} 31,32 \frac{Z_{0i}}{h} & \text{pentru modul impar} \\ 7,83 \frac{Z_{0p}}{h} & \text{pentru modul par} \end{cases}$$

În aceste relații  $f_p$  este exprimat în GHz, iar  $h$  în mm.

O relație similară poate fi scrisă relativ la efectul dispersiei asupra impedanței:

$$Z_{0N}(f) = Z_{0N}^* - \frac{Z_{0N}^* - Z_{0N}}{1 + \left(\frac{f}{f_p}\right)^{1,6}} G \quad (3.23)$$

în care  $G$  și  $f_p$  au expresiile de mai sus, iar  $Z_{0N}$  reprezintă valoarea impedanței pentru liniile cuplate.  $Z_{0N}^*$  reprezintă impedanțele corespunzătoare ale liniilor stripline cuplate având aceleași dimensiuni  $s$  și  $W$ , dar distanța între cele două linii fiind  $2h$ .

Analiza pierderilor în liniile microstrip se face similar cu cazul liniilor stripline cuplate și o serie de rezultate sunt oferite în lucrarea [1]. În aceeași lucrare este oferită și o metodă de sinteză cu o marjă de eroare de 3% în cazul unui substrat având  $\epsilon_r = 9,6$ .

## 3.3 PARAMETRII STATICI

Problemele de sinteză a circuitelor microstrip constau în găsirea valorilor lățimii  $W$  și lungimii  $l$  corespunzătoare impedanței caracteristice  $Z_0$  și lungimii electrice  $\theta$ . S-a ales inițial un substrat potrivit de grosime  $h$  și permitivitate relativă  $\epsilon_r$ . Sinteza modulează de fapt raportul  $\frac{W}{h}$  și cantitatea numită permitivitate efectivă  $\epsilon_{ef}$ .

### 3.3.1 Impedanța caracteristică $Z_0$

Pentru orice linie de transmisie de tip TEM, impedanța caracteristică  $Z_0$  la frecvențe foarte înalte se poate exprima în oricare din formulele:

### *Determinarea experimentală a parametrilor ghidului de undă microstrip*

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.24)$$

$$Z_0 = v_p L \quad (3.25)$$

și

$$Z_0 = \frac{1}{v_p C} \quad (3.26)$$

Viteza de fază este dată de relația:

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (3.27)$$

Când substratul linii microstrip este constituit din aer în lungul căruia unda se deplasează cu viteza  $c = 2,99793 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  vom avea:

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{L}{C_1}} \quad (3.28)$$

$$Z_{01} = c L \quad (3.29)$$

și:

$$Z_{01} = \frac{1}{c C_1} \quad (3.30)$$

unde  $C_1$  reprezintă capacitatea pe lungimea de undă pentru această structură și deci:

$$Z_0 = \frac{1}{c \sqrt{C C_1}} \quad (3.31)$$

Putem deci determina impedanța caracteristică cerută numai dacă putem evalua capacitățile pe unitatea de lungime a structurii cu și fără substrat dielectric.

### **3.3.2 Permitivitatea efectivă $\epsilon_{ef}$**

Pentru linia microstrip cu dielectric aer, viteza de propagare este dată de relația:

$$c = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_1}} \quad (3.32)$$

și:

$$\frac{C}{C_1} = \left( \frac{c}{v_p} \right)^2 = \epsilon_{ef} \quad (3.33)$$

Raportul  $\frac{C}{C_1}$  se numește permitivitate efectivă a circuitului microstrip.

Impedanța caracteristică:

$$Z_0 = \frac{Z_{01}}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (3.34)$$

Limitele superioară și inferioară pentru  $\epsilon_{ef}$  la limita frecvenței joase statice se pot determina ușor considerând efectele unor linii apropiate și largi ( $S$  mic și  $W \gg h$ ).

Pentru liniile foarte largi aproape tot câmpul electric este limitat la substratul dielectric, structura semănând cu un condensator plan paralel și astfel la extreme  $\epsilon_{ef} \rightarrow \epsilon_r$ .

În cazul liniilor foarte apropiate câmpul este împărțit aproape egal între aer ( $\epsilon_r = 1$ ) și substrat astfel încât la extreme avem:

$$\epsilon_{ef} = \frac{1}{2} (\epsilon_r + 1)$$

Deci:

$$\frac{1}{2} (\epsilon_r + 1) \leq \epsilon_{ef} \leq \epsilon_r \quad (3.35)$$

Este convenabil să exprimăm permitivitatea efectivă  $\epsilon_{ef}$  sub forma:

$$\epsilon_{ef} = 1 + q (\epsilon_r - 1) \quad (3.36)$$

unde

-  $q$  reprezintă factorul de umplere și are limitele:

$$\frac{1}{2} \leq q \leq 1$$

### 3.3.3 Determinarea raportului $\frac{W}{h}$

Raportul  $\frac{W}{h}$  este puternic dependent de  $Z_0$  și de substratul de permittivitate  $\epsilon_r$ .

Pentru determinarea acestui raport se pot utiliza relațiile lui Wheeler [42].

### 3.3.4 Lungimea de undă $\lambda_g$ și lungimea fizică $l$

Pentru orice undă viteza de propagare este dată de produsul frecvență x lungime de undă.

În spațiul liber avem:  $c = f \lambda_0$ , iar în microstrip viteza este:  $v_p = f \lambda_g$ .

Ținând cont că:

$$\epsilon_{\text{ef}} = \left( \frac{c}{v_p} \right)^2$$

rezultă:

$$\epsilon_{\text{ef}} = \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_g} \right)^2 \quad (3.37)$$

sau:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{ef}}}} \quad (3.38)$$

unde  $\lambda_0$  este lungimea de undă în spațiul liber.

Ținând cont că  $\lambda_0 = \frac{c}{f}$  obținem:

$$\lambda_g = \frac{300}{f \sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad [\text{mm}] \quad (3.39)$$

Lungimea electrică  $\theta$  este:

$$\theta = \beta l \quad (3.40)$$

unde  $\beta$  reprezintă constanta de fază, iar  $l$  reprezintă lungimea fizică.

Ținând cont că  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$  rezultă:

$$\frac{2\pi l}{\lambda_g} = \theta \quad [\text{rad}] \quad (3.41)$$

Dacă exprimăm lungimea electrică în grade, atunci:

$$l = \frac{\theta \lambda_g}{360} \quad (3.42)$$

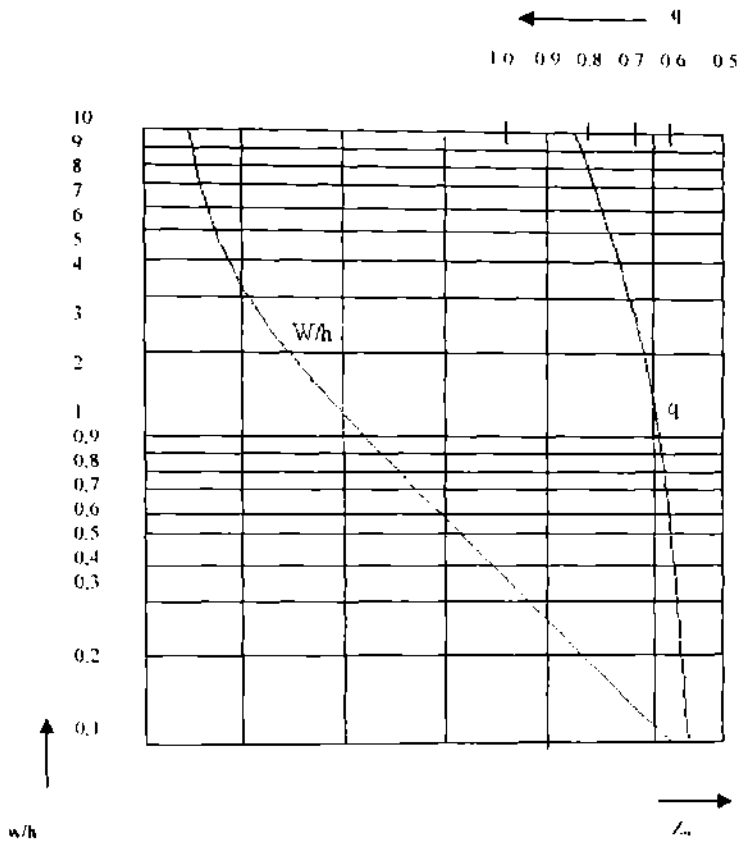
### 3.4 METODA GRAFICĂ APROXIMATIVĂ DE PROIECTARE A LINIEI MICROSTRIP

Presser a dezvoltat o tehnică grafică pentru analiza sau sinteza liniilor microstrip.[38]

Metoda este bună acolo unde se acceptă toleranțe de câteva procente și folosește rezultatele lui Wheeler [10], [11] utilizându-se până la frecvențe de câțiva GHz.

În figura 3.3 sunt prezentate curbele pentru analiza și sinteza circuitului microstrip.





*Fig. 3.3 Curbele lui Presser pentru analiza si sinteza circuitelor microstrip*

Se observă că raportul  $\frac{W}{h}$  și  $q$  sunt determinați în funcție de impedanța caracteristică  $Z_0$  (corespunzătoare unui spațiu umplut cu aer).

Aceasta face ca graficul să fie destul de universal, iar pașii în proiectare sunt:

- se presupune inițial că  $\epsilon_{ef} \approx \epsilon_r$
- se calculează  $Z_0$  din ecuația 3.35 cu  $\epsilon_{ef} = \epsilon_r$  și  $Z_{01} \approx \sqrt{\epsilon_r} Z_0$

### Determinarea experimentală a parametrilor ghidului de undă microstrip

c. folosind graficul din figura 3.3 se determină raportul  $\frac{W}{h}$  și valoarea  $q$  pentru  $Z_{01}$  determinat.

d. se calculează valoarea nouă pentru  $\epsilon_{ef}$  folosind relația:

$$\epsilon_{ef} = 1 + q(\epsilon_r - 1)$$

Pașii b și d se repetă folosind valori îmbunătățite progresiv pentru  $\epsilon_{ef}$  până când se obține  $\epsilon_{ef}$  în 1% din valoarea anterioară

Valoarea finală a raportului  $\frac{W}{h}$  și deci  $W$  este valoarea potrivită pentru  $Z_{01}$  final.

Având  $\epsilon_{ef}$  determinat putem pe baza relației 3.40 să determinăm  $\lambda_g$  și deci putem determina lungimea fizică  $L$  ( $L = \frac{\lambda_g}{4}$ ).

## 3.5 ESTIMAREA NOMOGRAMEI DE CALCUL PENTRU GHIDUL DE UNDĂ MICROSTRIP

Datorită faptului că literatura de specialitate prezintă nomograme de calcul doar pentru situațiile în care dielectricul este aer se impune necesitatea determinării nomogramelor pe baza unor măsurători experimentale.

Am utilizat pentru măsurători două tipuri de cablaj dublu placat, cărora li se măsoară suprafața ( $S$ ), grosimea ( $d$ ), valoarea capacității  $C$ , după care determinăm permitivitatea relativă  $\epsilon_r$  cu relația:

$$\epsilon_r = \frac{C d}{\epsilon_0 S}$$

În urma măsurătorilor am obținut pentru primul material, sticlotextoolit dublu placat:

$$C = 3,3 \text{ nF}$$

*Determinarea experimentală a parametrilor ghidului de undă microstrip*

$$S = 46063 \text{ mm}^2$$

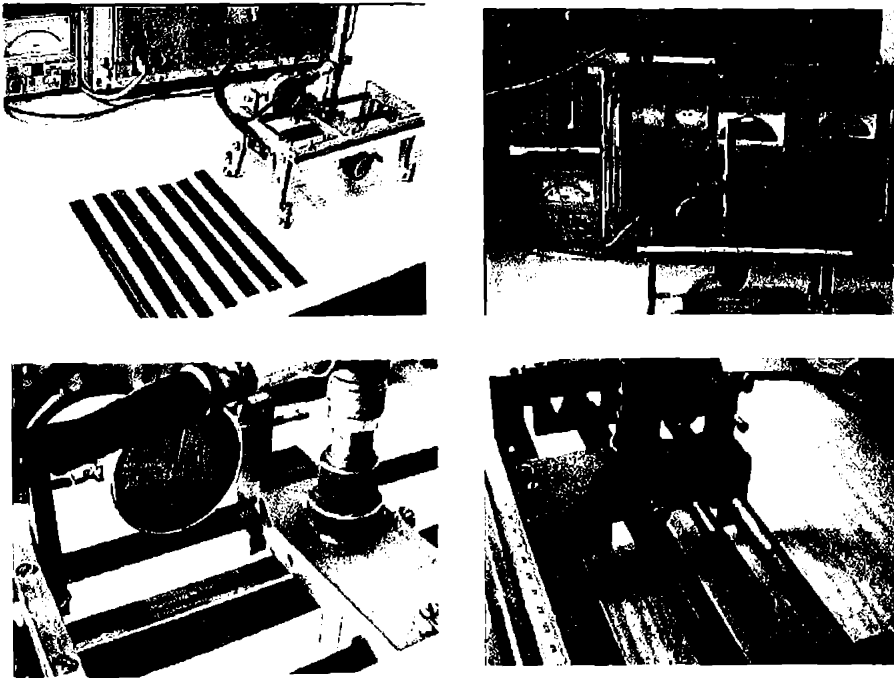
$$d = 0,675 \text{ mm}$$

$$h = d - 2t = 0,625 \text{ mm (grosimea plăcii)}$$

$$t = 0,025 \text{ mm (grosimea conductorului)}$$

$$\epsilon_r = 5,057 \text{ [F/m]}$$

Pentru trasarea graficului  $\frac{W}{h}$  și  $q$  în funcție de impedanța caracteristică  $Z_0$ , am utilizat opt linii de măsură de diferite lățimi  $W$  a conductorului. Pentru a putea face măsurătorile am construit o linie de măsură formată din linia microstrip fixată pe un suport în așa fel încât sonda detectoare să se deplaseze în lungul liniei și centrat pe aceasta având posibilitatea ca să cunoaștem și poziția sondei (figura 3.4)



*Fig. 3.4 Linia de măsură construită pentru determinarea graficului lui Presser*

### *Determinarea experimentală a parametrilor ghidului de undă microstrip*

O bucsă de teflon plasată între capătul sondei și linie determină o distanță mică și constantă între acestea.

Montând un scurtcircuit la capătul liniei se măsoară cu ajutorul liniei de măsură distanța dintre două minime de câmp consecutive, determinând valoarea lungimii de undă  $\lambda_g$  pentru diverse lățimi  $w$ . Determinările le-am efectuat la frecvența  $f=1$  GHz.

Rezultatele sunt prezentate în tabelul 3.1, iar graficul este prezentat în figura 3.5a.

Tabelul 3.1a

Proba	$\epsilon_{\text{eff}}^*$	$Z_0^{**}$ [ $\Omega$ ]	$W/h$	$q^{***}$
1	3,18	89,28	2	0,53
2	3,65	95,54	1,027	0,653
3	3,74	96,77	0,82	0,675
4	3,94	99,33	0,616	0,72
5	4,22	102,73	0,479	0,79
6	4,36	104,45	0,34	0,828
7	4,59	107,14	0,27	0,88
8	4,92	111,1	0,136	0,96

$$* \quad \epsilon_{\text{eff}} = \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_g} \right)^2$$

$$** \quad Z_0 = Z_C \frac{\lambda_0}{\lambda_g}$$

$$*** \quad q = \frac{\epsilon_{\text{eff}} - 1}{\epsilon_r - 1}$$

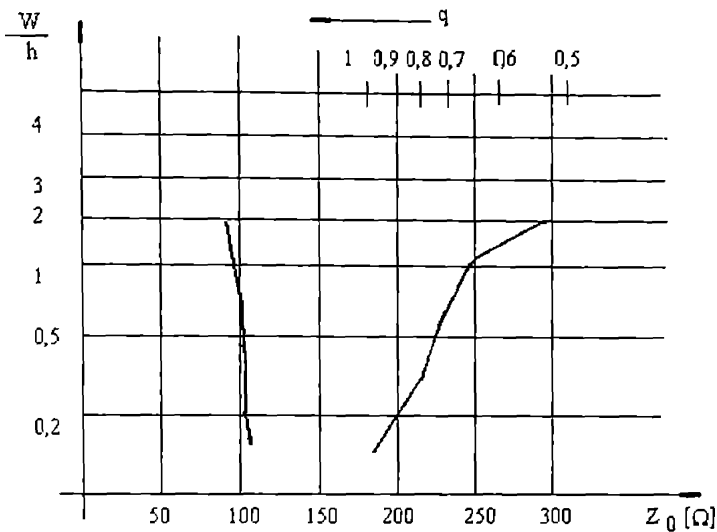


Fig 3.5.a Graficul  $\frac{W}{h}$  functie de  $Z_0$  pentru  $f = 1 \text{ GHz}$

Cel de-al doilea material avut la dispoziție este un cablaj dublu placat cu dielectric asemănător ca aspect cu cel de tip ceramic utilizat în construcția blocurilor UHF a selectoarelor de TV, având următorii parametri:

$$C = 1,2 \text{ nF}$$

$$h = 1,75 \text{ mm}$$

$$t = 0,025 \text{ mm}$$

$$s = 5,0358 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$$

$$\epsilon_r = 4,71$$

După cum se observă permitivitatea sa este mai mică decât pentru un dielectric ceramic și am numit proba de "tip ceramic".

În tabelul 3.1b se prezintă rezultatele măsurătorilor, iar în figura 3.5b monograma trasată.

Tabelul 3.1b

Proba	W/h	$\epsilon_{\text{eff}}$	$Z_0$	q
1	2	3,35	91,51	0,63
2	1,027	3,56	94,33	0,69
3	0,82	3,78	97,21	0,75
4	0,616	3,83	97,85	0,76
5	0,479	4,00	100	0,80
6	0,34	4,05	100,62	0,82
7	0,27	4,32	103,92	0,89
8	0,136	4,42	105,12	0,92

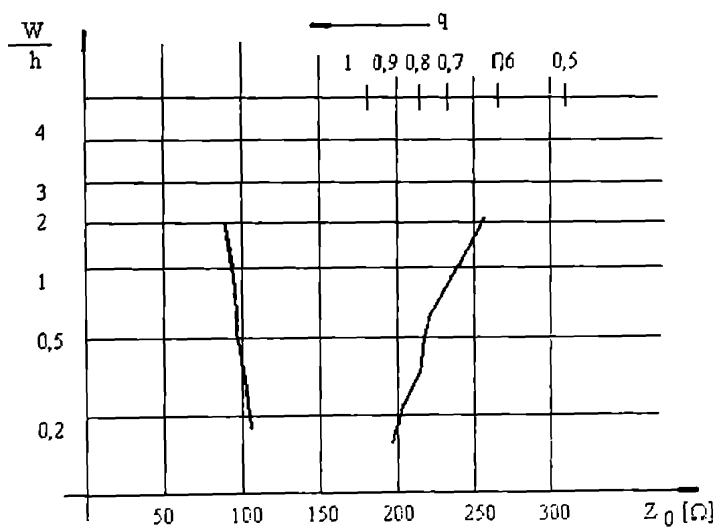


Fig 3.5.b Graficul  $\frac{W}{h}$  funcție de  $Z_0$  pentru  $f = 1 \text{ GHz}$

### 3.6 DETERMINAREA EXPERIMENTALA A IMPEDANTEI CARACTERISTICE

Determinarea impedanței caracteristice s-a efectuat pentru diverse frecvențe de lucru, utilizându-se linia de măsură prezentată anterior.

Impedanța de intrare într-un ghid de undă cu impedanța de sarcină  $Z_s$ , la distanța  $l$  de la sarcină este dată de formula:

$$Z_{in}(l) = Z_C \frac{Z_s + j Z_C \operatorname{tg} \beta l}{Z_C + j Z_s \operatorname{tg} \beta l} \quad (3.43)$$

Sarcina poate fi caracterizată prin coeficientul de reflexie:

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_C}{Z_s + Z_C} \quad (3.44)$$

Si acest coeficient variază în funcție de distanța la care ne situăm față de sarcină:

$$\Gamma(l) = \Gamma_s e^{-j2\beta l} \quad (3.45)$$

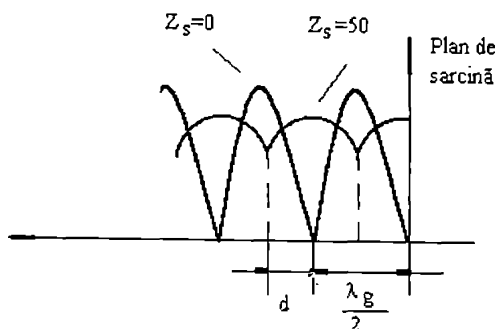
si observăm că ceea ce variază este faza acestui coeficient.

Datorită faptului că elementele de circuit din domeniul microundelor sunt în general cu constante distribuite si deci nu putem să facem o determinare exactă într-un punct dat vom folosi un plan de referință convențional după care, utilizând relația 3.44 calculăm valoarea impedanței în orice punct.

O impedanță oarecare este determinată prin două mărimi  $Z_s = R_s + j X_s$ . Pentru determinarea acestora trebuie să măsurăm două mărimi fizice si anume: raportul de undă staționară  $\sigma$  si o deplasare a poziției minimumului.

Inițial se conectează la capătul liber al liniei un scurtcircuit si determinăm pozițiile a două minime de câmp consecutive.

Înlocuim apoi scurtcircuitul cu o sarcină de  $50 \Omega$  si determinăm noile poziții de minim (figura 3.6).



*Fig 3.6 Caracteristica câmpului în lungul liniei*

Folosind diagrama circulară Smith determinăm funcție de deplasarea  $d$  valoarea lui  $Z_s$ .

Tinând cont că coeficientul de undă staționară:

$$\sigma = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (3.46)$$

și  $Z_s$  este pur rezistivă.

Din relațiile 3.47 și 3.45 rezultă:

$$\sigma = \frac{Z_s}{Z_C} \quad (3.47)$$

și deci:

$$Z_C = \frac{Z_s}{\sigma} \quad (3.48)$$

Scăderea permitivității efective cu creșterea frecvenței (așa cum rezultă din tabelul 3.2) se datorează dielectricului nesatisfăcător utilizat.

În tabelul 3.2a se prezintă rezultatele măsurătorilor pentru dielectric fibră de sticlă, iar în tabelul 3.2b pentru dielectric de "tip ceramic".



Tabelul 3.2.a

$f$ [GHz]	$\sigma$	$\epsilon_{ef}$	$Z_C$ [ $\Omega$ ]
1	1,2	5,493	41,66
8	1,6	1,373	31,25
9	1,8	1,234	27,77
10	3	1,070	16,66

Tabelul 3.2.b

$f$ [GHz]	$\sigma$	$\epsilon_{ef}$	$Z_C$ [ $\Omega$ ]
1	1,17	4,71	42,73
8	1,44	3,63	34,72
9	1,51	3,53	33,11
10	1,54	3,41	32,46

Din rezultatele obținute se observă o mult mai bună comportare cu creșterea frecvenței atât din punctul de vedere al permitivității efective, cât și al impedanței caracteristice pentru proba având dielectricul de "tip ceramic".

## **CAPITOLUL IV**

### **MĂSURĂTORI PENTRU DETERMINAREA PARAMETRILOR MATERIALELOR DIELECTRICE ȘI FEROMAGNETICE UTILIZATE LA REALIZAREA OSCILATOARELOR DE MICROUNDE**

Calitatea construcției și fiabilitatea aparaturii de microunde, performanțele obținute depind nemijlocit de calitatea materialelor folosite. Determinarea precisă a proprietăților electrice ale materialelor, a parametrilor electrice caracteristici, conductivitatea, permittivitatea și permeabilitatea, în domeniul frecvențelor de lucru, reprezintă o condiție fundamentală.

Principalele imperfecțiuni ale acestor materiale sunt pierderile în dielectric și dependența cu temperatura a proprietăților electrice și mecanice ale dielectricului. Fiecare dintre acestea are o semnificație majoră, deoarece impun limite pentru cele două proprietăți esențiale ale materialelor dielectrice utilizate în microunde: factorul de calitate și stabilitatea cu temperatura ridicată.

În interiorul materialului dielectric izotrop, având conductivitatea  $\sigma$ , ecuația lui Maxwell poate fi exprimată sub forma:

$$\nabla \times \vec{H} = (\sigma + j\omega\epsilon) \vec{E} \quad (4.1)$$

Conductivitatea finită este un factor evident de pierderi și amune, în conversia energiei electromagnetice în căldură.

Un alt mecanism care provoacă pierderi în materialul dielectric la frecvențe foarte înalte se numește damping și este cauzat de polarizarea alternată a materialului supus

*Măsurători pentru determinarea parametrilor materialelor dielectrice și feromagnetice utilizate la realizarea oscilatoarelor de microunde*  
 radiației unui câmp electric armonic. Această pierdere poate fi exprimată prin definierea constantei dielectrice ca o expresie complexă.

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (4.2)$$

În acest caz, relația 4.1 devine:

$$\nabla \times H = j\omega \left[ \epsilon' - j \left( \epsilon'' + \frac{\sigma}{\omega} \right) \right] E \quad (4.3)$$

Se poate observa că  $\epsilon'$  are rolul constantei dielectrice, iar pierderile totale sunt cauzate pe de o parte de  $\epsilon''$  și pe de altă parte de  $\sigma$ . Tangenta unghiului de pierdere se definește ca raportul dintre partea imaginară și cea reală a expresiei complexe dintre parantezele drepte:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} + \frac{\sigma}{\omega \epsilon'} \quad (4.4)$$

La frecvențe foarte înalte, prima parte a expresiei este dominantă. De obicei  $\epsilon'$  este constantă, iar  $\epsilon''$  crește cu frecvența.

Pentru o cavitate rezonantă ocupată de material dielectric cu pierderi, factorul de calitate este inversul tangentei unghiului de pierdere:

$$Q_d = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta} \quad (4.5)$$

Producătorii de materiale dielectrice pentru rezonatoare specifică de obicei valoarea lui  $Q_d$  ca fiind invers proporțională cu frecvența de lucru:

$$Q_d = \frac{C}{f} \quad (4.6)$$

De exemplu, materialul D-8512, produs de Trans Tech are  $C=40000$ , pentru  $f$  exprimat în GHz. La 4 GHz, acest material are  $Q_d=10000$ , în timp ce la 8 GHz,  $Q_d=5000$ .

Creșterea liniară a tangentei unghiului de pierdere cu frecvența poate fi exprimată în general prin ecuația:

$$\operatorname{tg} \delta = A + Bf \quad (4.7)$$

De exemplu, materialul  $(\text{ZrSn})\text{TiO}_3$  produs de Murata are  $A=0,205 \cdot 10^{-4}$  și  $B=0,170 \cdot 10^{-1}$  GHz. La 8 GHz, efectuând calculele cu relațiile 4.5 și 4.7 rezultă  $Q_d=6390$ .

## **4.1 CAVITATEA REZONANTĂ - DISPOZITIV DE MĂSURĂ**

Cavitatea rezonantă este un dispozitiv pentru microunde, reprezentând un domeniu în care are loc fenomenul de rezonanță, adică în care energia acumulată în câmp electric și energia acumulată în câmp magnetic sunt egale și la intervale de sfert de perioadă trec, una prin maxim, iar cealaltă prin zero. Impedanța de intrare în acest caz este pur reală, deoarece reactanța este proporțională cu diferența dintre energiile înmagazinate în câmp electric, respectiv magnetic.

Cavitățile rezonante pot fi obiectul măsurătorilor în microunde spre a li se determina parametri electrici fundamentali, dar se pot folosi pentru determinarea parametrilor altor elemente, dispozitive sau materiale utilizate în microunde.

În metodele de rezonanță pentru măsurarea proprietăților materialelor, în special a dielectricilor în microunde, cavitățile rezonante sunt folosite curent.

### **4.1.1 Metoda generală de studiu a cavităților rezonante**

Această metodă se aplică în cazul cavităților rezonante care nu provin din ghiduri uniforme, pornind de la ecuațiile lui Maxwell.

Câmpul electromagnetic din cavitatea rezonantă satisface ecuația undelor. Se consideră, pentru simplitate, o cavitate paralelipipedică, de dimensiuni  $a$ ,  $b$ ,  $c$ , fără pierderi:

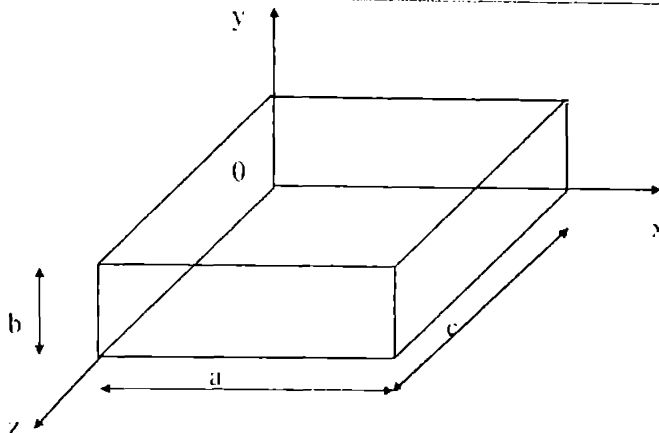


Fig. 4.1. Cavitătea paralelipipedică de dimensiuni  $a$ ,  $b$ ,  $c$

Ecuția undelor, pentru o componentă  $\Phi_1$  a câmpului este de forma:

$$\frac{\partial^2 \Phi_1}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Phi_1}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \Phi_1}{\partial z^2} + \omega^2 \epsilon \mu \Phi_1 = 0 \quad (4.8)$$

Se consideră cazul  $E_x = \Phi_1$

Dacă se aplică metoda separării variabilelor:

$$\Phi_1 = X(x) Y(y) Z(z) \quad (4.9)$$

pentru  $X$  și  $Y$  se obține un rezultat identic cu cel din cazul ghidului dreptunghiular (condițiile pe conturul secțiunii transversale sunt identice).

Pentru  $Z$ , rezultă ecuația:

$$Z = E \cos k_z z + F \sin k_z z$$

și din condițiile pe frontieră, la  $z=0$  și  $z=c$ ,  $E_x = 0$  și deci:

$$E = 0 \text{ și } k_z = \frac{p\pi}{c}$$

Înlocuind în ecuația undelor și ținând seama de valorile:

$$k_x = \frac{n\pi}{a} \text{ și } k_y = \frac{m\pi}{b}$$

rezultă:

$$-(k_x^2 + k_y^2 + k_z^2) + \omega^2 \epsilon_0 \mu_0 = 0$$

de unde se deduce frecvența de rezonanță a cavității:

$$f_0 = \frac{c_0}{2} \sqrt{\left(\frac{n}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2} \quad (4.10)$$

unde  $m, n, p \in \mathbb{N}$  și definesc modul de oscilație.

Distribuția câmpului rezultă din expresiile funcțiilor  $X, Y, Z$ .

#### 4.1.2. Metoda reflexiilor pentru studiul cavităților rezonante

Această metodă, aplicabilă cavităților ce provin din ghiduri uniforme, permite deducerea distribuției câmpului, în cavitate, folosind distribuția câmpului din ghidul uniform corespunzător.

Se consideră o cavitate paralelipipedică, de dimensiuni  $a, b, c$ . Această cavitate provine din ghidul dreptunghiular, cu dimensiunile secțiunii transversale  $a, b$  și în care, la  $z=0$  și  $z=c$  s-au introdus pereți transversali, perfect conductori. Pentru simplitate, se consideră, în ghidul dreptunghiular, unda  $H_{10}$ . Se analizează condițiile îndeplinite pe perețele perfect conductor, așezat la  $z=c$ . Componentele undei incidente sunt  $E_{xi}$ ,  $H_{yi}$  și  $H_{zi}$ :

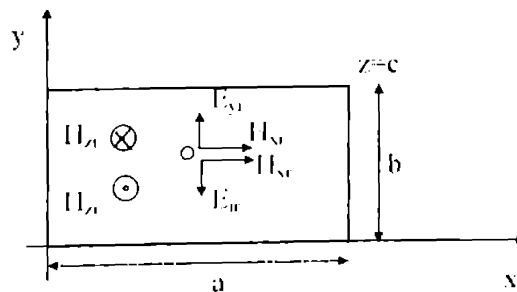


Fig. 4.2 Reflexia componentelor pe perețele  $z=c$

Deoarece peretele situat la  $z=c$  este perfect conductor, componenta tangențială totală a câmpului electric trebuie să fie nulă. Componenta totală  $E_t$  reprezintă suma dintre  $E_{xt}$  și  $E_{xr}$ . Rezultă condiția  $E_{xt} = E_{xr}$ .

Această condiție concordă, evident, cu faptul că peretele reprezintă un scurtcircuit și coeficientul de reflexie  $\Gamma = -1$ .

Componenta  $H_{xr}$  este egală și de același semn cu  $H_{xt}$ . Aceasta condiție rezulta drept o consecință a faptului că vectorul Poynting al undei reflectate este opus, ca sens, celui al undei incidente. Întrucât  $E_{xt}$  are sens opus componentei incidente  $E_{xt}$ ,  $H_{xr}$  trebuie să păstreze semnul lui  $H_{xt}$ . În caz contrar, unda reflectată ar avea același sens de propagare cu unda incidentă, concluzie evident absurdă.

Componentele  $H_{xt}$  și  $H_{xr}$  sunt egale și opuse, întrucât, pe peretele conductor, câmpul  $H$  normal total este nul.

Exprimând însumarea între undele incidente și reflectate, în ghidul cu peretele transversal la  $z=c$ , se obține:

$$\begin{aligned}
 H_x &= H_{xt} - H_{xr} = H_0 \cos \frac{\pi}{a} x \left( e^{j\beta z} - e^{-j\beta z} \right), \\
 H_{xt} = H_{xt} + H_{xr} &= jH_0 \frac{\lambda_c}{\lambda_g} \sin \frac{\pi}{a} x \left( e^{j\beta z} + e^{-j\beta z} \right), \\
 E_{yt} = E_{yt} - E_{yr} &= -jH_0 \frac{\lambda_c}{\lambda_0} \sin x \left( e^{j\beta z} - e^{-j\beta z} \right),
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

unde  $z$  are sensuri (semne) contrare pentru unda incidentă și reflectată. Rezultă componentele câmpului în cavitate:

$$\begin{aligned}
 H_z &= j2H_0 \cos \frac{\pi}{a} x \sin \beta z, \\
 H_x &= j2H_0 \frac{\lambda_c}{\lambda_g} \sin \frac{\pi}{a} x \cos \beta z,
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

*Măsurători pentru determinarea parametrilor materialelor dielectrice și feromagnetice utilizate la realizarea oscilatoarelor de microunde*

$$E_y = 2H_0 \frac{\lambda_c}{\lambda_0} z_0 \sin \frac{\pi}{a} x \sin \beta z.$$

În aceste relații  $\beta$  este constanta de defazare:

$$\beta = \beta_g = \beta_{10}$$

Pe perețele conductor, componenta câmpului electric tangențial este nulă, adică:

$$E_x = 0 \text{ la } z = c.$$

deci.  $\sin \beta_g c = 0$

sau  $\beta_g c = p\pi$  (4.13)

și deci  $c = p \frac{\lambda_g}{2}$  (4.14)

Relația de mai sus poate fi considerată drept o formă de rezonanță și anume, lungimea unei cavități, la rezonanță, este un multiplu întreg de lungime de undă în ghid.

În cazul  $p=1$ , avem  $\lambda_g = 2c$ .

Din relația (4.12) rezultă, înlocuind valoarea constantei de defazare în ghid  $\beta_g$ , în funcție de constanta de defazare în aer  $\beta_0$  și de numărul de undă critic  $k$ :

$$\omega^2 \epsilon_0 \mu_0 - k^2 = \left( \frac{p\pi}{c} \right)^2$$

Întocmind expresia numărului de undă critic, pentru cazul ghidului dreptunghiular, se regăsește relația frecvenței de rezonanță. Lungimea de undă la rezonanță este:

$$\lambda_0 = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{n}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2}} \quad (4.15)$$

Valorile instantanee reale ale componentelor, în cazul  $p=1$ , sunt:



$$\begin{aligned}
 H_{xz} &= -2I_0 \cos \frac{\pi}{a} x \sin \frac{z}{a} \sin \omega t, \\
 H_{xy} &= -2I_0 \frac{a}{c} \sin \frac{\pi}{a} x \cos \frac{\pi}{c} z \sin \omega t, \\
 E_{yz} &= 2I_0 \frac{2a}{\lambda_0} Z_0 \sin \frac{\pi}{a} x \sin \frac{\pi}{c} z \cos \omega t.
 \end{aligned}
 \tag{4.16}$$

Din cele de mai sus rezultă că unda directă și reflectată păstrează neschimbate funcțiile de distribuție ale componentelor în secțiunea transversală a ghidului și deci expresia componentelor transversale ale câmpului electromagnetic în cavitate generală:

$$\begin{aligned}
 E_T &= jF(u_1, u_2) \left( e^{j\beta z} - e^{-j\beta z} \right), \\
 H_T &= jG(u_1, u_2) \left( e^{j\beta z} + e^{-j\beta z} \right)
 \end{aligned}$$

iar componenta axială:

$$\Phi_z = \Phi(u_1, u_2) \left( e^{j\beta z} + e^{-j\beta z} \right)$$

Metoda expusă prezintă, sugestiv, apariția undelor staționare în cavitate, ca rezultat al suprapunerii undei incidente și reflectate. Totodată, metoda permite o simplificare considerabilă a calculului, întrucât utilizează distribuția câmpului electromagnetic din ghiduri, pentru a deduce distribuția câmpului din cavitate.

### 4.1.3 Factorul de calitate al cavității rezonante

Principalii parametri ai cavităților rezonante ce se determină prin măsurători sunt frecvența de rezonanță  $f_0$ , factorul de calitate  $Q$  și impedanța (rezistența) la rezonanță  $R$ .

Factorul de calitate exprimă legătura dintre capacitatea cavității rezonante de a înmagazina energia electromagnetică și energia disipată prin căldură. În comparație cu factorul de calitate în domeniul frecvențelor joase, cu valori cuprinse între 50 și 500, în domeniul microundelor acesta poate avea valori până la 10000.

Cavitatea rezonantă este formată dintr-un domeniu de dielectric delimitat de pereți conductori sau limitat de o discontinuitate dielectrică având schema echivalentă de

*Măsurători pentru determinarea parametrilor materialelor dielectrice și feromagnetice utilizate la realizarea oscilatoarelor de microunde*

circuit rezonant serie sau derivație în funcție de locul de măsurare, maxim sau minim la planul de referință. Schemele echivalente sunt prezentate în figura 4.3.

Dacă planul de referință  $aa'$  se deplasează dintr-un minim într-un maxim, circuitul echivalent se modifică devenind rezonant serie (figura 4.3).

Factorul de calitate al cavității rezonante poate fi definit prin generalizarea factorului de calitate al unui circuit rezonant, cu constante concentrate, de exemplu circuitul serie, făcând apel la considerente energetice. Factorul de calitate la circuitului serie are expresia:

$$Q = \frac{L_0 \omega_0}{R} \quad (4.17)$$

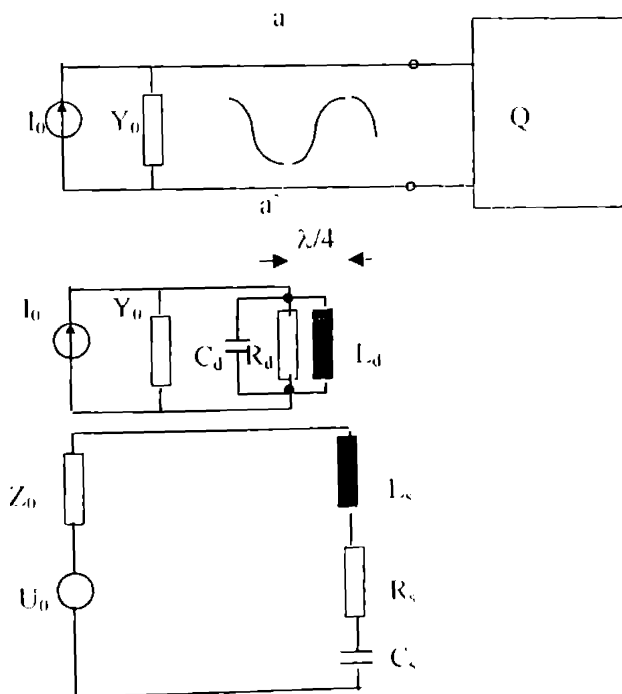


Fig 4.3. Schema echivalentă a cavității rezonante funcție de locul de măsurare

Înmulțind cu  $\frac{1}{2} I_0^2$  numitorul și numărătorul fracției din membrul drept, rezultă:

$$Q = \frac{\frac{1}{2} I_0^2 L \omega_0}{\frac{1}{2} R I_0^2} \quad (4.18)$$

unde  $I_0$  este curentul ce străbate circuitul serie. La rezonanță energia înmagazinată în câmp electric, egală cu cea acumulată în câmp magnetic este:

$$W_M = \frac{1}{4} L I_0^2 = W_E, \quad (4.19)$$

iar puterea pierdută în cavitate prin efect Joule:

$$P_p = \frac{1}{2} R I_0^2. \quad (4.20)$$

Se obține definiția factorului de calitate al cavității rezonante, ca raportul între energia înmagazinată în câmp electric înmulțită cu pulsația de rezonanță și puterea pierdută prin efect Joule:

$$Q = \frac{\omega_0 W}{P_p} \quad (4.21)$$

Pentru determinarea experimentală a factorului de calitate considerăm un circuit rezonant derivație drept model, figura 4.4.

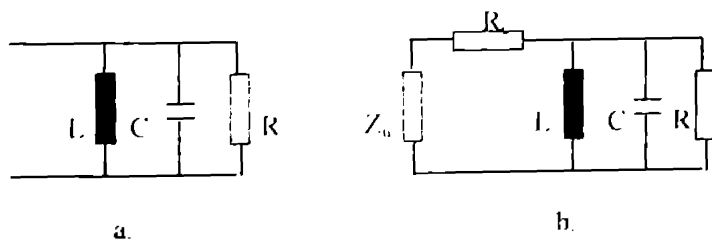


Fig.4.4. a) Circuitul echivalent al unei cavități rezonante  
b) Circuitul echivalent complet cu linie și cuplaj

Conectarea la linia de măsurare se face printr-un cuplaj de rezistență  $R_c$ , linia având impedanța caracteristică  $Z_u$ . Considerăm că la rezonanță impedanța caracteristică este mai mică decât rezistența la rezonanță.

Pentru o cavitate rezonantă putem defini mai mulți factori de calitate [54]:

(i) - factorul de calitate propriu al circuitului considerând că la bornele capacității  $C$  avem tensiunea  $U$ :

$$Q_p = \frac{\omega_0 \frac{1}{2} CU^2}{\frac{1}{2} U^2 R} = \omega_0 RC \quad (4.22)$$

(ii) - factorul de calitate afectat de cuplaj:

$$Q_c = \frac{\omega_0 \frac{1}{2} CU^2}{\frac{1}{2} U^2 R + \frac{1}{2} \frac{U^2}{(R_c + Z_u)^2} R_c} \quad (4.23)$$

sau

$$Q_c = \omega_0 C \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{R_c}{(R_c + Z_u)^2}} \quad (4.24)$$

(iii) - factorul de calitate în sarcină (se ține cont și de puterea ce se pierde pe impedanța de undă  $Z_u$ ):

$$Q_s = \frac{\omega_0 \frac{1}{2} CU^2}{\frac{1}{2} U^2 R + \frac{1}{2} \frac{U^2}{(R_c + Z_u)^2}} \quad (4.25)$$

sau

$$Q_s = \omega_0 C \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{(R_c + Z_u)^2}} \quad (4.26)$$

Având definiți cei trei factori de calitate putem să delinim următoarele repoarte:

$$\frac{Q_s}{Q_p} = \frac{1}{1 + \frac{R_c R}{(R_c + Z_u)^2}} \quad (4.27)$$

și

$$\frac{Q_s}{Q_p} = \frac{1}{1 + \frac{R}{R_c + Z_u}} \quad (4.28)$$

Determinarea celor trei factori de calitate permite determinarea unor mărimi importante, cum ar fi pierderile în cavitate sau măsurarea parametrilor unor materiale dielectrice.

#### 4.1.4 Măsurarea factorului de calitate

Factorul de calitate al cavității rezonante se determină cu ajutorul curbei  $\sigma = F(f)$ , unde  $\sigma$  este factorul de undă staționară, iar  $f$  este frecvența de lucru, în jurul frecvenței de rezonanță  $f_0$ . Curba se ridică cu ajutorul liniei de măsură. Schema echivalentă este prezentată în figura 4.5., în care se admite pentru cavitate un model de circuit rezonant derivație. Linia de măsură are ca sarcină rezistența de cuplaj  $R_c$  înseriat cu circuitul derivație  $R, L, C$ :

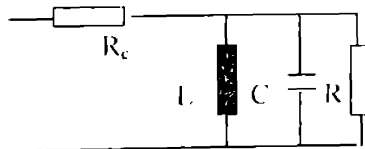


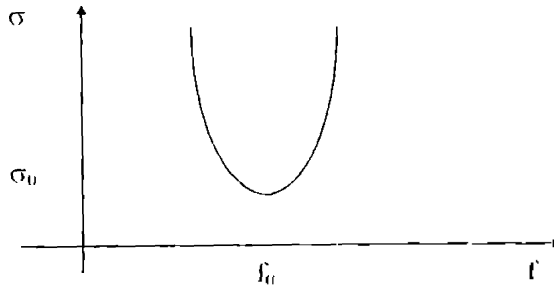
Fig. 4.5. Circuitul echivalent al cavității în linia de măsură

Forma curbei  $\sigma = F(f)$  poate fi dedusă ținând seama de valoarea sarcinii la diverse frecvențe. Să admitem frecvența de lucru  $f$  egală cu frecvența de rezonanță  $f_0$  și rezistența

de cuplaj nulă. La rezonanță circuitul rezonant derivație prezintă o rezistență pură  $R$ . Se consideră  $R > Z_u$ . În acest caz factorul de undă staționară este:

$$\sigma_0 = \frac{R}{Z_u} \quad \text{pentru } f=f_0 \text{ și } R_c=0 \quad (4.29)$$

Dacă frecvența de lucru variază mult față de frecvența de rezonanță circuitul rezonant are impedanță nulă, adică linia este în scurtcircuit. Pentru o linie fără pierderi, în scurtcircuit,  $\sigma \rightarrow \infty$ . În concluzie curba de variație a factorului de undă staționară  $\sigma=F(f)$  are forma din figura 4.6:



*Fig. 4.6 Curba de variație  $\sigma \cdot F(f)$ , când rezistența de cuplaj  $R_c=0$*

Dacă considerăm rezistența de cuplaj  $R_c$  nenulă, la rezonanță avem:

$$\sigma_0 = \frac{R + R_c}{Z_u}, \quad (4.30)$$

iar la dezacord puternic:

$$\sigma_c = \frac{Z_u}{R_c}; \quad R_c \gg Z_u \quad (4.31)$$

astfel încât curba reală de variație  $\sigma=F(f)$  prezintă asimptota orizontală  $\sigma_c = \frac{Z_u}{R_c}$ :

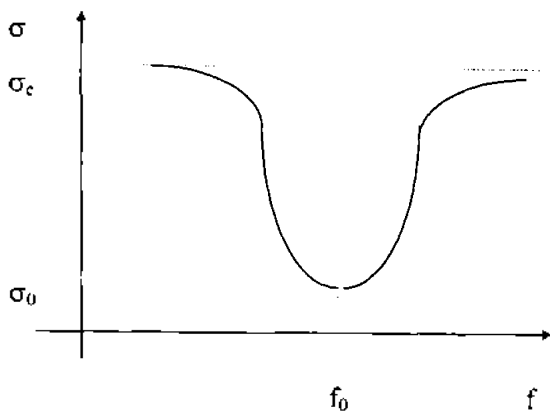


Fig. 4.7 Curba de variație  $\sigma=F(f)$ , când rezistența de cuplaj  $R_c \neq 0$

Curba de variație se poate deduce și analitic:

$$\sigma = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} = \frac{1 + \left| \frac{Z_s - Z_u}{Z_s + Z_u} \right|}{1 - \left| \frac{Z_s - Z_u}{Z_s + Z_u} \right|} \quad (4.33)$$

unde:  $Z_c = R_c + \frac{R}{1 + j\beta Q_p}$ , iar  $\beta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$

Ținând cont de relațiile de mai sus, coeficientul de undă staționară devine [54]:

$$\sigma = \frac{\sqrt{(\sigma_0 + 1)^2 + \left(\frac{1}{\sigma_c} + 1\right)^2 \beta^2 Q_p^2} + \sqrt{(\sigma_0 - 1)^2 + \left(\frac{1}{\sigma_c} - 1\right)^2 \beta^2 Q_p^2}}{\sqrt{(\sigma_0 + 1)^2 + \left(\frac{1}{\sigma_c} + 1\right)^2 \beta^2 Q_p^2} - \sqrt{(\sigma_0 - 1)^2 + \left(\frac{1}{\sigma_c} - 1\right)^2 \beta^2 Q_p^2}} \quad (4.34)$$

unde:  $\beta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \cong \frac{2\Delta f}{f_0} = \frac{B}{f_0}$ , B fiind banda circuitului.

Dacă  $\beta Q_p = 1$ , atunci puterea este jumătate din puterea la rezonanță și:

$$\sigma = \sigma_{1,2}, \text{ iar } Q_p = \frac{f_0}{B}$$

$$\sigma_{1,2} = \frac{\sqrt{(\sigma_0 + 1)^2 + \left(\frac{1}{\sigma_c} + 1\right)^2} \pm \sqrt{(\sigma_0 - 1)^2 + \left(\frac{1}{\sigma_c} - 1\right)^2}}{\sqrt{(\sigma_0 + 1)^2 + \left(\frac{1}{\sigma_c} + 1\right)^2} - \sqrt{(\sigma_0 - 1)^2 + \left(\frac{1}{\sigma_c} - 1\right)^2}} \quad (4.35)$$

Lărgimea benzii de rezonanță este invers proporțională cu factorul de calitate. De aceea, cavitățile rezonante cu un factor de calitate mare prezintă o bandă îngustă.

Dacă  $\sigma_0$  și  $\sigma_c$  sunt cunoscuți rezultă  $\sigma_{1,2}$ . Cu ajutorul său se determină grafic (Fig. 4.8) banda și deci factorul de calitate  $Q_p$ .

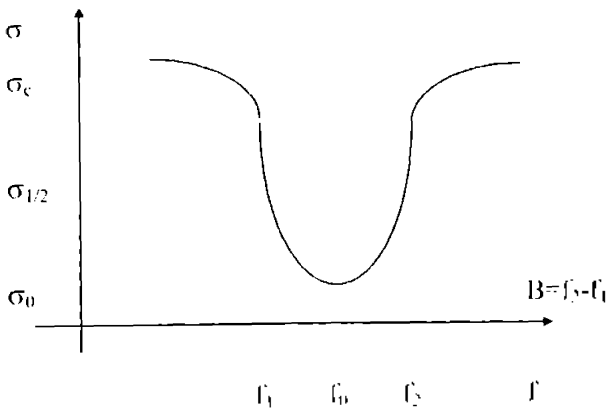


Fig. 4.8 Determinarea benzii cu ajutorul valorii  $\sigma_{1,2}$ .

În sarcină avem  $\beta Q_p = 1$ , iar pentru determinarea lui  $B$  calculăm valoarea  $\sigma_{1/2}$  cu relația:

$$\sigma_{1,2} = \frac{\sigma_0 + 1 + \sqrt{\sigma_0^2 + 1}}{\sigma_0 + 1 - \sqrt{\sigma_0^2 + 1}} \quad (4.36)$$

Pentru cuplaj cu pierderi,  $\sigma_{1,2}$  se calculează cu formula:



$$\sigma_{12} = \frac{\sqrt{2}(\sigma_0 + 1)(\sigma_c + 1) + \sqrt{(\sigma_0 - 1)^2(\sigma_c + 1)^2 + (\sigma_0 + 1)^2(\sigma_c - 1)^2}}{\sqrt{2}(\sigma_0 + 1)(\sigma_c + 1) - \sqrt{(\sigma_0 - 1)^2(\sigma_c + 1)^2 + (\sigma_0 + 1)^2(\sigma_c - 1)^2}} \quad (4.37)$$

Rapoartele  $\frac{Q_c}{Q_p}$  și  $\frac{Q_s}{Q_p}$  permit calculul oricărui dintre factorii de calitate:

$$\frac{Q_c}{Q_p} = \frac{1}{1 + \frac{\sigma_0 \sigma_c - 1}{(\sigma_c + 1)^2}} \quad (4.38)$$

și

$$\frac{Q_c}{Q_p} = \frac{1}{1 + \frac{\sigma_0 \sigma_c - 1}{\sigma_c + 1}} = \frac{1 + \sigma_c}{\sigma_c (\sigma_0 + 1)} \quad (4.39)$$

Pentru un cuplaj slab,  $R_c \rightarrow 0$  și deci  $\sigma_0 \rightarrow \infty$ ; rezultă:

$$Q_p = Q_s \left( 1 + \frac{\sigma_0 \sigma_c - 1}{\sigma_c + 1} \right) \approx Q_s (\sigma_0 + 1) \quad (4.40)$$

#### 4.1.5 Rezultate experimentale

Cavitatea rezonantă constă dintr-o secțiune dintr-un ghid de undă dreptunghiular, fiind cuplată la ghidul extern printr-un mic orificiu (diafragma) practic într-un scurtcircuit dintr-o plăcuță metalică (blenda).

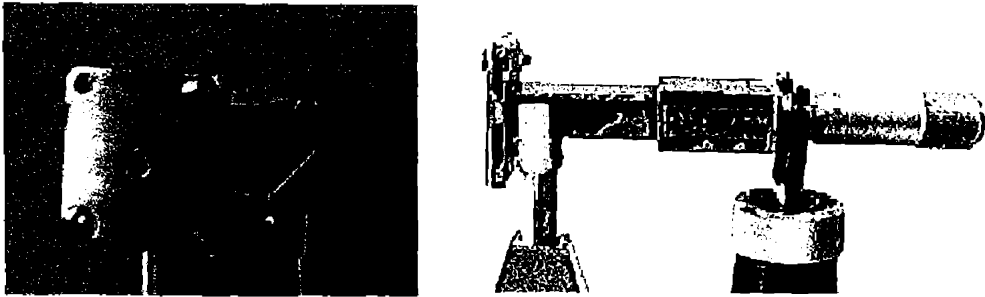
Pentru măsurători am folosit o cavitate rezonantă formată dintr-un ghid de undă dreptunghiular, terminat în scurtcircuit, separată de linia de măsură printr-o fantă circulară (de diferite dimensiuni) și s-a determinat pe baza caracteristicii  $\sigma = \sigma(f)$ , factorul de calitate al cavității pentru diverse valori ale diametrului fantei de cuplaj.

Determinările s-au efectuat la frecvența  $f_0 = 9,999$  GHz și s-a asigurat cuplajul ca fiind slab, deci:

$$Q_u = Q_s (1 + \sigma_0). \quad (4.41)$$

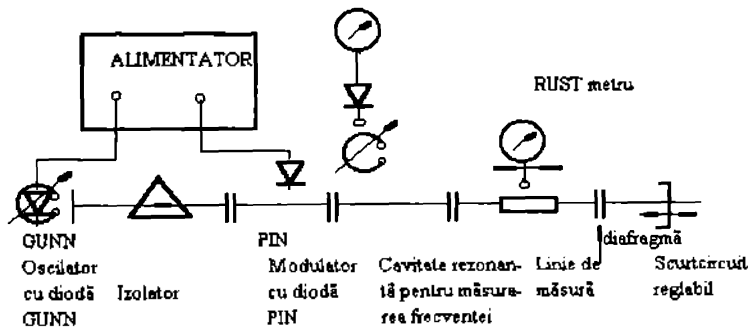
*Măsurători pentru determinarea parametrilor materialelor dielectrice și feromagnetice utilizate la realizarea oscilatoarelor de microunde*

Dimensiunile cavității rezonante sunt 22,86 x 10,16 x 19,87 mm, modul de oscilație TE<sub>101</sub>, iar montajul utilizat este prezentat în figura 4.9.



*Fig. 4.9 Montajul utilizat*

Determinările s-au efectuat pentru diverse dimensiuni ale fantei de cuplaj ( $\phi = 2 - 7$  mm), în continuare prezentându-se doar 3 care prezintă interes, Schema montajului utilizat este prezentată în figura 4.10.



*Fig 4.10 Schema montajului utilizat pentru determinarea dimensiunii optime a fantei de cuplaj*

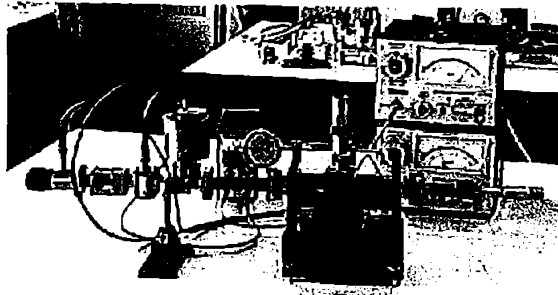


Fig. 4.11 Montajul realizat

Pentru o fantă de cuplaj cu diametrul  $\phi = 4,75$  mm s-au obținut  $\sigma_0 = 5,5$  pentru  $f_0 = 9999$  MHz și:

f [MHz]	9970	9981	9990	9995	10001	10003
$\sigma$	200	200	97	30	14	25
f [MHz]	10007	10010	10015	10020	10040	
$\sigma$	77	135	165	170	190	

$B = 18$  MHz și  $Q_0 = 3610,75$

Pentru o fantă de cuplaj cu diametrul  $\phi = 3,6$  mm s-au obținut  $\sigma_0 = 28$  pentru  $f_0 = 9999$  MHz și:

f [MHz]	9970	9980	9990	9995	10005	10010
$\sigma$	105	105	95	65	80	95
f [MHz]	10020	10030				
$\sigma$	100	100				

$$B = 7 \text{ MHz și } Q_0 = 41424$$

Pentru o fantă de cuplaj cu diametrul  $\phi = 3 \text{ mm}$  s-au obținut  $\sigma_0 = 83$  pentru  $f_0 = 9999 \text{ MHz}$  și:

$f[\text{MHz}]$	9960	9970	9990	9995	10005	10010
$\sigma$	200	195	170	145	140	160
$f[\text{MHz}]$	10020	10030				
$\sigma$	165	165				

$$B = 7 \text{ MHz și } Q_0 = 119952$$

Din măsurătorile efectuate rezultă că pentru a obține un factor de calitate cât mai bun cuplajul dintre generator și cavitatea rezonantă trebuie să fie cât mai slab, ceea ce determină o dimensiune mică a fantei de cuplaj.

Pentru determinarea frecvenței am utilizat o cavitate coaxială acordabilă de tip PM 70 70 x ce oferă posibilitatea determinării frecvenței în domeniul de frecvență  $8,2 \pm 12,4 \text{ GHz}$  cu o precizie de  $\pm 0,03 \%$ .

Precizia de determinare a benzii datorate cavității utilizate variază de la  $\pm 3,3 \%$  (pentru  $B = 18 \text{ MHz}$ ) până la  $\pm 8,6 \%$  (pentru  $B = 7 \text{ MHz}$ ).

Dimensiunea optimă a fantei rezultă punând și condiția existenței unui anumit nivel al câmpului în cavitatea rezonantă.

Reprezentarea grafică a celor trei caracteristici  $\sigma = \sigma(f)$  este prezentată în figura 4.12.

Ca să îndeplinim cerințele impuse de realizarea cavității rezonante se alege pentru fanta de cuplaj cea având diametrul  $\phi \approx 4 \text{ mm}$ .

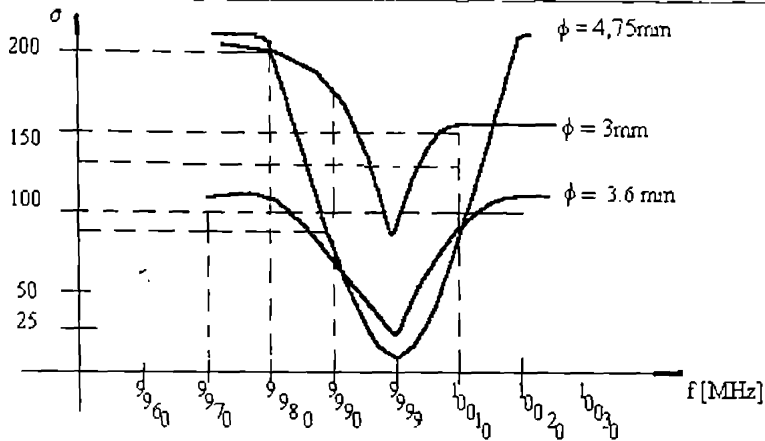


Fig. 4.12 Caracteristicile  $\sigma = \sigma(f)$  funcție de cele trei fante de cuplaj

## 4.2 MĂSURAREA PARAMETRILOR REZONATOARELOR DIELECTRICE UTILIZÂND METODA PERTURBĂRII UNEI CAVITĂȚI REZONANTE

### 4.2.1 Perturbația prin variația volumului

O cavitate rezonantă ideală (cu pereții și dielectricul interior fără pierderi) are pulsația de rezonanță  $\omega_0$ , câmpul electric  $E_0$ , câmpul magnetic  $H_0$ , suprafața  $\Sigma$  și volumul  $V$ .

Cavitatea rezonantă suferă o deformare, astfel încât suprafața devine  $\Sigma'$ , volumul  $V'$ , câmpul electric  $E$ , câmpul magnetic  $H$ , iar pulsația de rezonanță  $\omega$ . Variațiile de suprafață și de volum  $\Delta\Sigma$  și  $\Delta V$  sunt mici în raport cu suprafața și volumul total.

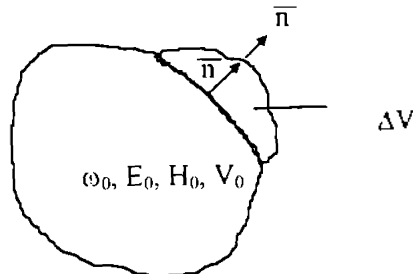


Fig. 4.13 Perturbația cavității prin variația volumului

Ecuatiile lui Maxwell înainte de deformare sunt:

$$\nabla \times \vec{E}_0 = -j\omega_0 \mu \vec{H}_0; \quad (4.42)$$

$$\nabla \times \vec{H}_0 = j\omega_0 \epsilon \vec{E}_0, \quad (4.43)$$

iar după deformare:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega \mu \vec{H}; \quad (4.44)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega \epsilon \vec{E}. \quad (4.45)$$

Se exprimă ecuația 4.42 pentru mărimile conjugate și se înmulțește scalar cu  $\vec{H}$ , apoi se înmulțește ecuația 4.45 cu  $\vec{E}_0^*$ . Rezultă:

$$\vec{H}(\nabla \times \vec{E}_0^*) = j\omega_0 \mu \vec{H} \nabla \cdot \vec{E}_0^*; \quad (4.46)$$

$$\vec{E}_0^*(\nabla \times \vec{H}) = j\omega_0 \epsilon \vec{E}_0^* \nabla \cdot \vec{H}. \quad (4.47)$$

Scăzând relațiile de mai sus se obține:

$$\vec{E}_0^*(\nabla \times \vec{H}) - \vec{H}(\nabla \times \vec{E}_0^*) = j\omega_0 \epsilon \vec{E}_0^* \nabla \cdot \vec{H} - j\omega_0 \mu \vec{H} \nabla \cdot \vec{E}_0^*, \quad (4.48)$$

de unde, în baza relației:

$$\nabla \cdot (\vec{a} \times \vec{b}) = \vec{b}(\nabla \cdot \vec{a}) - \vec{a}(\nabla \cdot \vec{b}), \quad (4.49)$$

egalitatea 4.48 devine:

$$\nabla \cdot (\vec{H} \times \vec{E}_0^*) = j\omega_0 \epsilon \vec{E}_0^* \nabla \cdot \vec{H} - j\omega_0 \mu \vec{H} \nabla \cdot \vec{E}_0^*. \quad (4.50)$$

Se scrie ecuația 4.43 pentru mărimile conjugate și se înmulțește cu  $\vec{E}$ :

$$\vec{E}(\nabla \times \vec{H}_0^*) = -j\omega_0 \epsilon \vec{E} \nabla \cdot \vec{H}_0^*. \quad (4.51)$$

Se înmulțește ecuația 4.43 cu  $\vec{H}_0^*$ :

$$\vec{H}_0^*(\nabla \times \vec{E}) = j\omega \mu \vec{H}_0^* \nabla \cdot \vec{E}. \quad (4.52)$$

Se scade relația 4.52 din relația 4.50:

$$\vec{E}(\nabla \times \vec{H}_0^*) - \vec{H}_0^*(\nabla \times \vec{E}) = -j\omega_0 \epsilon \vec{E} \nabla \cdot \vec{H}_0^* + j\omega \mu \vec{H}_0^* \nabla \cdot \vec{E}. \quad (4.53)$$

Se ține seama de identitatea 4.49:

$$\nabla(\mathbf{H}_0^* \times \mathbf{E}) = -j\omega_0 \epsilon \mathbf{E}_0^* \mathbf{E} + j\omega_0 \mu \mathbf{H}_0^* \mathbf{H}. \quad (4.54)$$

Se adună relațiile 4.50 și 4.54 și se integrează în volumul  $V$ :

$$\int_V \nabla \cdot \left[ (\mathbf{H} \times \mathbf{E}_0^*) + (\mathbf{H}_0^* \times \mathbf{E}) \right] dv = j(\omega - \omega_0) \int_V (\epsilon \mathbf{E}_0^* \mathbf{E} + \mu \mathbf{H}_0^* \mathbf{H}) dv. \quad (4.55)$$

Întrucât conform formulei lui Green:

$$\int_V \nabla \cdot \mathbf{A} dv = \int_{\Sigma} \mathbf{A} \cdot d\mathbf{a}, \quad (4.56)$$

unde  $\mathbf{A}$  este un vector oarecare, relația 4.55 devine:

$$\int_{\Sigma} (\mathbf{H} \times \mathbf{E}_0^*) \cdot d\mathbf{a} + \int_{\Sigma} (\mathbf{H}_0^* \times \mathbf{E}) \cdot d\mathbf{a} = j(\omega - \omega_0) \int_V (\epsilon \mathbf{E}_0^* \mathbf{E} + \mu \mathbf{H}_0^* \mathbf{H}) dv. \quad (4.57)$$

Deoarece:

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E} = 0, \text{ iar } d\mathbf{a} = \mathbf{n} \cdot d\mathbf{a}, \quad (4.58)$$

a doua integrală din membrul stâng e nulă (întrucât componenta tangențială a câmpului electric este nulă pe peretele perfect conductor):

$$\int_{\Sigma} (\mathbf{H} \times \mathbf{E}_0^*) \cdot d\mathbf{a} = - \int_{\Sigma} (\mathbf{n} \times \mathbf{E}) \cdot \mathbf{H}_0^* d\mathbf{a} = 0. \quad (4.59)$$

Prima integrală din membrul stâng se poate scrie sub forma:

$$\int_{\Sigma} (\mathbf{H} \times \mathbf{E}_0^*) \cdot d\mathbf{a} = - \int_{\Sigma} (\mathbf{H} \times \mathbf{E}_0^*) \cdot d\mathbf{a} = - \int_{\Delta V} (\mathbf{H} \times \mathbf{E}_0^*) \cdot d\mathbf{a}. \quad (4.60)$$

Semnul minus rezultă datorită sensului normalelor pe suprafețele ce determină volumul  $\Delta V$ .

Prima integrală din membrul drept este nulă deoarece:

$$- \int_{\Sigma} (\mathbf{H} \times \mathbf{E}_0^*) \cdot d\mathbf{a} = \int_{\Sigma} \mathbf{H} \cdot (\mathbf{E}_0^* \times \mathbf{n}_0) d\mathbf{a} = 0 \quad (4.61)$$

Întrucât  $\mathbf{E}_0^* \times \mathbf{n}_0 = 0$ , unde  $\mathbf{n}_0$  este normala la suprafața nedeformată  $\Sigma$ . În urma acestor simplificări, relația 4.59 devine:

$$- \int_{\Delta V} (\mathbf{H} \times \mathbf{E}_0^*) \cdot d\mathbf{a} = j(\omega - \omega_0) \int_V (\epsilon \mathbf{E}_0^* \mathbf{E} + \mu \mathbf{H}_0^* \mathbf{H}) dv \quad (4.62)$$

Variația frecvenței se exprimă prin:

$$\omega - \omega_0 = \frac{j \int_{\Sigma} (\mathbf{H} \times \mathbf{E}_0^*) \cdot d\mathbf{a}}{\int_V (\epsilon \mathbf{E}_0 \mathbf{E}_0^* + \mu \mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^*) \cdot d\mathbf{v}} \quad (4.63)$$

Datorită variației mici se va considera în continuare:

$$\bar{\mathbf{E}}_0 \cong \mathbf{E}; \quad \bar{\mathbf{H}}_0 \cong \mathbf{H}; \quad \bar{\mathbf{V}}_0 \cong \mathbf{V}. \quad (4.64)$$

Din legea conservării energiei se obține:

$$-j \int_{\Sigma} (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) \cdot d\mathbf{a} = j\omega_0 \int_V (\epsilon \mathbf{E}_0 \mathbf{E}_0^* - \mu \mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^*) \cdot d\mathbf{v}, \quad (4.65)$$

și întrucât, în cazul energiei pur reactive:

$$\int_{\Sigma} (\mathbf{E}_0 \times \mathbf{H}_0^*) \cdot d\mathbf{a} = \int_{\Sigma} (\mathbf{H}_0 \times \mathbf{E}_0^*) \cdot d\mathbf{a}, \quad (4.66)$$

relația 4.62 devine, ținând seama de relațiile 4.64 și 4.65:

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = - \frac{\int_V \left( \frac{1}{2} \epsilon \mathbf{E}_0 \mathbf{E}_0^* - \frac{1}{2} \mu \mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^* \right) \cdot d\mathbf{v}}{\int_V \left( \frac{1}{2} \epsilon \mathbf{E}_0 \mathbf{E}_0^* + \frac{1}{2} \mu \mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^* \right) \cdot d\mathbf{v}} \quad (4.67)$$

Se notează densitățile de energie:

$$\Delta W_E = \frac{1}{2} \int_{\Delta V} \mathbf{E}_0 \mathbf{E}_0^* \cdot d\mathbf{v} = \Delta V w_e \quad (4.68)$$

$$\Delta W_M = \frac{1}{2} \int_{\Delta V} \mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^* \cdot d\mathbf{v} = \Delta V w_m \quad (4.69)$$

$$W_M = \frac{1}{2} \int_V \mu \mathbf{H}_0 \mathbf{H}_0^* \cdot d\mathbf{v} = W_E = \frac{1}{2} \int_V \epsilon \mathbf{E}_0 \mathbf{E}_0^* \cdot d\mathbf{v} = W_0 = V w_0 \quad (4.70)$$

Se înlocuiește în relația 4.66 și rezultă:

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \cong \frac{w_m - w_e}{2w_0} \frac{\Delta V}{V} \quad (4.71)$$

$$\Rightarrow \frac{\Delta f}{f_0} \cong \frac{w_m - w_e}{2w_0} \frac{\Delta V}{V}$$



#### 4.2.2 Perturbarea cavității cu o probă perfect conductoare

Pe axa de simetrie a unei cavități rezonante paralelipipedice în care are loc o oscilație  $TE_{101}$  se introduce, paralel cu latura  $b$ , o tijă cilindrică, de rază  $r$ , perfect conductoare. Se urmărește determinarea variației frecvenței de rezonanță produsă de tija introdusă în cavitate.

Câmpul electric în cavitate (funcția de distribuție) se exprimă prin:

$$E_y = E_0 \sin \frac{\pi}{a} x \sin \frac{\pi}{c} z \quad (4.72)$$

Pe axa paralelă cu latura  $b$  ( $x = a/2$  și  $z = c/2$ ) câmpul devine  $E_y = E_0$ .

Energia înmagazinată în volumul corespunzător tijei este:

$$\Delta W_e = \frac{1}{2} \epsilon E_0^2 \pi r^2 b \quad (4.73)$$

Pe axa considerată, câmpul magnetic este nul, iar câmpul electric se consideră constant în volumul  $\Delta V$  ocupat ulterior de tijă. Densitatea de energie în acest volum are valoarea:

$$w_e = \frac{1}{2} \epsilon E_0^2 \quad (4.74)$$

Energia acumulată la rezonanță în cavitate este:

$$W_e = \int_0^a \int_0^b \int_0^c \frac{1}{2} \epsilon E_0^2 \sin^2 \frac{\pi}{a} x \sin^2 \frac{\pi}{c} z dx dy dz = \frac{1}{8} \epsilon E_0^2 abc \quad (4.75)$$

iar densitatea de energie în cavitate este:

$$w_0 = \frac{1}{8} \epsilon E_0^2 \quad (4.76)$$

Înlocuind în expresia dezacordului, se obține:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = - \frac{w_e}{2w_0} \frac{\Delta V}{V} = -2 \frac{\Delta V}{V} = -2 \frac{\pi r^2}{ac} \quad (4.77)$$

unde frecvența de rezonanță se calculează cu formula:

$$f_0 = c_0 \sqrt{\frac{1}{(2a)^2} + \frac{1}{(2c)^2}} \quad (4.78)$$

### 4.2.3 Perturbarea cavității prin variația permitivității și permeabilității

În cavitatea cu permeabilitatea  $\mu$  și permitivitatea  $\epsilon$ , de volum  $V$  și suprafață  $S$  există câmpul electric  $E_0$  și magnetic  $H_0$ .

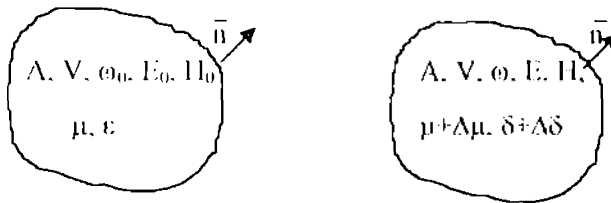


Fig. 4.14 Perturbarea cavității prin variația permeabilității și permitivității

Perturbarea cavității are loc prin variația permitivității și permeabilității, de la  $\epsilon$  la  $\epsilon + \Delta\epsilon$  și de la  $\mu$  la  $\mu + \Delta\mu$ . Volumul  $V$  și suprafața  $S$  rămân neschimbate, câmpurile electrice și magnetice devin  $E$  și  $H$ , pulsația ia valoarea  $\omega$ .

Ecuatiile lui Maxwell înainte de perturbare sunt:

$$\nabla \times E_0 = -j\omega_0 \mu H_0 \quad (4.79)$$

$$\nabla \times H_0 = j\omega_0 \epsilon E_0 \quad (4.80)$$

iar după perturbare:

$$\nabla \times E = -j\omega(\mu + \Delta\mu)H \quad (4.81)$$

$$\nabla \times H = j\omega(\epsilon + \Delta\epsilon)E \quad (4.82)$$

Se procedează la fel ca în paragraful anterior și se obține:

$$\nabla(H \times E_0^*) = j\omega(\epsilon + \Delta\epsilon)EE_0^* - j\omega_0\mu H_0^*H \quad (4.83)$$

$$\nabla(\bar{H}_0^* \times \bar{E}) = j\omega(\mu + \Delta\mu)\bar{H}\bar{H}_0^* - j\omega_0\epsilon\bar{E}\bar{E}_0^* \quad (4.84)$$

și apoi:

$$\int_{\Sigma} (\bar{H} \times \bar{E}_0^*) \cdot \bar{n} da + \int_{\Sigma} (\bar{H}_0^* \times \bar{E}) \cdot \bar{n} da = j \int_V \left\{ \omega(\epsilon + \Delta\epsilon) - \omega_0\epsilon \right\} \bar{E}\bar{E}_0^* + \left\{ \omega(\mu + \Delta\mu) - \omega_0\mu \right\} \bar{H}\bar{H}_0^* \right\} dv \quad (4.85)$$

Întrucât pereții sunt perfect conductori:

$$\bar{H}(\bar{E}_0^* \times \bar{n}) = 0 \quad (4.86)$$

$$\bar{H}_0^*(\bar{E} \times \bar{n}) = 0 \quad (4.87)$$

deci și membrul stâng al relației 4.84 este nul. Din termenii rămași rezultă [54]:

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = - \frac{\int_V (\Delta\epsilon \bar{E}\bar{E}_0^* + \Delta\mu \bar{H}\bar{H}_0^*) dv}{\int_V (\epsilon \bar{E}\bar{E}_0^* + \mu \bar{H}\bar{H}_0^*) dv} \quad (4.88)$$

în care s-a considerat  $\omega \approx \omega_0$ , la numitorul pulsației relative. Când în cavitate se introduce un material dielectric sau magnetic, de volum  $V'$ , mic în raport cu volumul cavității:

$$\Delta\epsilon = (\epsilon_r - 1)\epsilon_0 \quad (4.89)$$

iar:

$$\Delta\mu = (\mu_r - 1)\mu_0 \quad (4.90)$$

Integrarea numărătorului fracției din membrul drept se va efectua numai pentru volumul  $V'$ , întrucât în exterior  $\Delta\epsilon$  și  $\Delta\mu$  sunt nuli. Deoarece perturbația este mică, se consideră:

$$\bar{E}_0 \cong \bar{E}; \quad \bar{H}_0 \cong \bar{H} \quad (4.91)$$

și relația 4.87 devine [54]:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = - \frac{\int_V \left[ (\epsilon_r - 1)\epsilon_0 \bar{E}_0 \bar{E}_0^* + (\mu_r - 1)\mu_0 \bar{H}_0 \bar{H}_0^* \right] dv}{\int_V (\epsilon \bar{E}_0 \bar{E}_0^* + \mu \bar{H} \bar{H}_0^*) dv} \quad (4.92)$$

sau

$$\frac{\Delta f}{f_0} = - \frac{\left( \frac{\Delta \epsilon}{\epsilon} w_e + \frac{\Delta \mu}{\mu} w_m \right) V}{2 \int_V \epsilon \bar{E}_0 \bar{E}_0^* dv} \quad (4.93)$$

și în formă finală [54]:

$$\frac{\Delta f}{f_0} \equiv - \frac{\left( \frac{\Delta \epsilon}{\epsilon} w_e + \frac{\Delta \mu}{\mu} w_m \right) V}{2 w_0} \quad (4.94)$$

În cazurile concrete se va ține seama de factorul de formă care modifică valoarea câmpului electric sau magnetic, datorită dimensiunilor finite ale probei electrice sau magnetice.

#### 4.2.4 Perturbarea cavității cu o probă dielectrică

Pe axa de simetrie a unei cavități rezonante paralelipipedice (figura 4.15), în care are loc o oscilație  $TE_{101}$ , se introduce, paralel cu latura  $b$ , o tijă dielectrică cilindrică, de rază  $r$ . Se urmărește determinarea constantei dielectrice  $\epsilon_r$  a tijei introdusă în cavitate, cunoscându-se dezacordul  $\Delta f$ .

Ca și la perturbarea cu o probă perfect conductoare avem [54]:

$$w_e = \frac{1}{2} \epsilon E_0^2; \quad w_0 = \frac{1}{8} \epsilon E_0^2 \quad \text{și} \quad w_m = 0 \quad (4.95)$$

Înlocuind în relația 4.93, rezultă [54]:

$$\epsilon_r = \frac{\Delta f}{f} \frac{V}{2V} + 1 \quad (4.96)$$

Această metodă de determinare se utilizează datorită faptului că ea nu presupune o prelucrare deosebită a probei și este ușor de realizat montajul pentru măsurări.

### 4.3 REZULTATE EXPERIMENTALE

Instalația de măsură folosită este un montaj cu dispozitive de microunde realizate de firma Silvers. Schema montajului este prezentată în figura 4.10. Aceasta permite ridicarea curbelor de variație a factorului de undă staționară  $\sigma=F(f)$ . Cu ajutorul acestor curbe se pot determina factorii de calitate și frecvențele de rezonanță a cavității rezonante neperturbate, respectiv perturbate cu proba de material dielectric. Cunoscând acești parametri, pe baza relațiilor descrise în paragrafele 2 și 3, se pot determina proprietățile electrice și magnetice ale materialelor dielectrice testate.

Generatorul de microunde este un oscilator cu diodă Gunn aflată într-o cavitate acordabilă prevăzută cu un piston reglabil pentru reglarea frecvenței de lucru.

Izolatorul cu ferită asigură oscilatorului o sarcină practic constantă, astfel încât să fie izolat de variația sarcinii sau de influența deplasării sondei pe linie, care pot provoca variația frecvenței sau a nivelului de putere.

Frecvențmetrul este o cavitate rezonantă reglabilă care se cuplează prin absorbție și care are un detector propriu, permițând măsurarea prin rezonanță a frecvenței de lucru.

Linia de măsură este formată dintr-un ghid de undă cu fantă longitudinală neradiantă în peretele superior prin care pătrunde o sondă deplasabilă cu ajutorul unui cărucior. Detectorul este realizat cu ajutorul unei diode semiconductoare.

Cavitatea rezonantă este realizată dintr-un tronson de ghid terminat cu un scurtcircuit deplasabil, a cărei construcție s-a prezentat în paragraful 4.1.5.

Măsurile se realizează în banda X (8,2 - 12,4 GHz), dimensiunea ghidului pentru această bandă fiind 22,86 x 10,16 mm, cu o toleranță de  $\pm 0,046$  mm.

Pentru măsurarea frecvenței de lucru se conectează un RUST-metru la ieșirea detectorului frecvențmetrului. Frecvența dorită pentru semnalul de microunde se obține astfel:

- se reglează cavitatea frecvențmetrului astfel încât contorul mecanic să indice frecvența dorită;
- se acordează cavitatea oscilatorului cu diodă GUNN după indicația maximă a RUST-metrului

Deoarece dimensiunile transversale ale ghidului sunt cunoscute se verifică lungimea de undă cu ajutorul relației:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}}$$

astfel încât să corespundă frecvenței generate.

Ca și probe de material dielectric s-au folosit diferite rezonatoare dielectrice fabricate de diferite firme pentru realizarea oscilatoarelor locale din LNB-uri, având frecvența de rezonanță în jurul a 10 GHz.

Probele sunt relativ mici în raport cu lungimea de undă și cu o structură omogenă, putându-se astfel aplica simplificările din calculul teoretic.

Modul de oscilație în cavitatea rezonantă este cel fundamental  $TE_{101}$ , de unde rezultă că pentru frecvența de rezonanță  $f_{0101} = 10$  GHz, lungimea cavității rezonante  $d$  este [3]:

$$f_{0101} = 150 \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{d}\right)^2} \text{ [MHz]}$$

rezultă:

$$d = 19,87 \text{ mm}$$

Proba de dielectric se plasează în cavitate la distanța  $\frac{d}{2}$ , deci în maximum de câmp electric, așa cum se prezintă în fig. 4.15. Distribuția câmpului în rezonatorul dielectric este prezentată în [30] și [48].

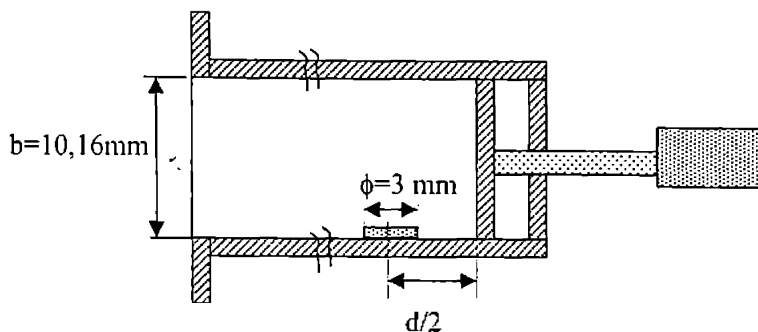


Fig. 4.15 Poziționarea probei în cavitatea rezonantă.

### 4.3.1 Calculul valorii constantei dielectrice

Pentru a putea determina constanta dielectrică relativă se determină mai întâi raportul ce trebuie să existe între volumul cavității rezonante și cel al probei de dielectric, efectuându-se mai multe seturi de măsurări pentru diverse valori ale volumului rezonatorului. S-a utilizat un rezonator dielectric cu frecvența de rezonanță de 10 GHz, de fabricație Siemens, având diametrul de 5,4 mm și înălțime 2,2 mm (B695 – A1008) la care fabricantul specifică  $\epsilon_r = 38$ .

Diametrul rezonatorului s-a redus la 3 mm și s-au efectuat mai multe măsurări, determinându-se înălțimea (volumul) pentru care rezultatele s-au apropiat de valoarea cunoscută. În urma măsurărilor efectuate a rezultat o înălțime a rezonatorului dielectric de 1,5 mm.

În figura 4.16 se prezintă caracteristica  $\sigma(f)$  pentru cavitatea rezonantă la frecvența de 10GHz, iar în figura 4.17 caracteristica  $\sigma(f)$  pentru cavitatea cu rezonator dielectric.

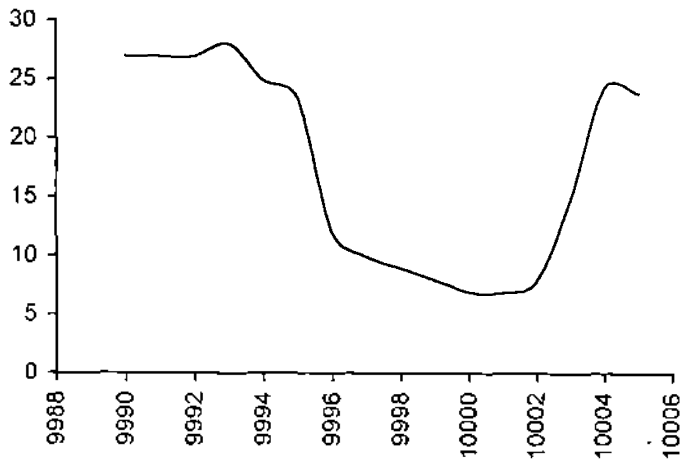


Fig. 4.16 Curba de variație a factorului de undă staționară cu frecvența pentru cavitatea rezonantă acordată pe 10 GHz fără probă

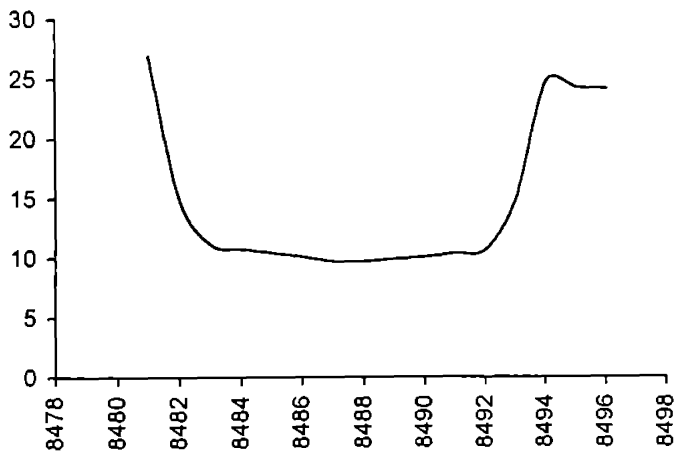


Fig. 4.17 Curba de variația a factorului de undă staționară cu frecvența pentru cavitatea rezonantă cu probă

La introducerea rezonatorului dielectric în cavitate, frecvența de rezonanță s-a modificat de la valoarea de 10 GHz la valoarea de 8,486 GHz.



Constanta dielectrică  $\epsilon_r$  în acest caz este:

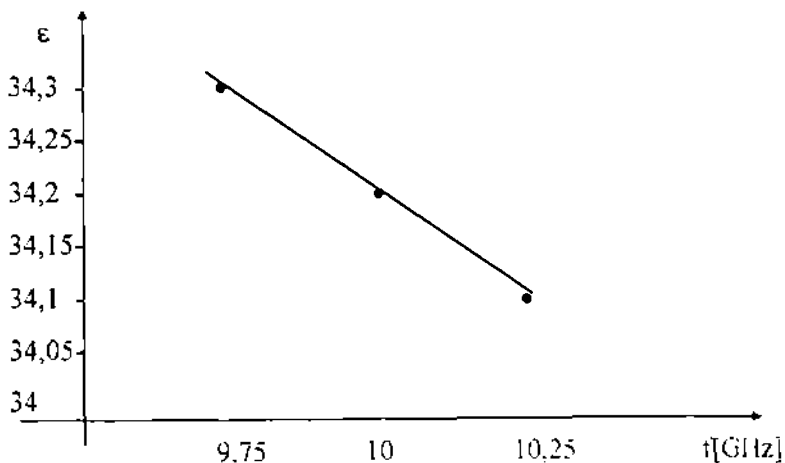
$$\epsilon_r = 1 + \frac{\Delta f}{f} \frac{V}{2V}$$

$$\epsilon_r = 1 + \frac{1,524 \cdot 4614,96}{10 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot (1,5)^2 \cdot 1,5} = 34,183 \approx 34,2$$

Diferența dintre valoarea determinată și cea de catalog se datorează în mare măsură preciziei cu care au fost realizate probele și preciziei cu care au fost efectuate măsurările.

### 4.3.2 Variația constantei dielectrice cu frecvența

Pentru ridicarea acestei caracteristici am efectuat măsurători pentru aceeași probă, în intervalul de frecvențe: 9,75 - 10,25 GHz. Rezultatele obținute sunt prezentate în figura de mai jos:



*Fig. 4.18 Variația constantei dielectrice cu frecvența*

Se constată o modificare nesemnificativă a proprietăților materialului dielectric, acesta putând fi utilizat într-o bandă de frecvență mare.

### 4.3.3 Măsurarea constantei dielectrice a unei probe compuse

În multe situații rezonatorul dielectric este montat pe un suport cilindric de dielectric cu rol de compensare termică a frecvenței de rezonanță și vom numi acest ansamblu probă compusă. Am dorit ca și pentru această situație să determin constanta dielectrică  $\epsilon_r$  a suportului dielectric și a probei compuse.

Pentru determinarea constantei dielectrice  $\epsilon_r$  pentru proba compusă, păstrând condiția ca volumul probei să fie mult mai mic decât cel al cavității rezonante se poate excita cavitatea rezonantă în modul  $TE_{102}$ , rezultând o lungime a cavității rezonante de 39,75 mm.

Noua frecvență de rezonanță a cavității cu proba compusă introdusă în cavitate este  $f_r' = 8855$  MHz și deci  $\epsilon_r \approx 26$ .

În continuare am separat cele două componente ale probei, efectuând măsurători asupra suportului dielectric având cavitatea dimensionată pentru modul  $TE_{101}$ .

Dimensiunile suportului sunt  $r=1,5$  mm și  $h=1,5$  mm. Cavitatea rezonantă este acordată pe frecvența de 10 GHz.

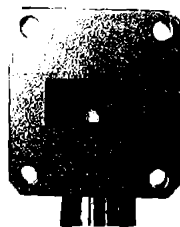
După introducerea suportului dielectric în cavitate frecvența de rezonanță se modifică de la 10 GHz la 9,005 GHz și deci:

$$\epsilon_{rp} = 1 + \frac{\Delta f}{f} \frac{V}{2V_0}$$
$$\epsilon_{rp} = 1 + \frac{0,995}{10} \frac{4614,95}{2 \cdot 3,14 \cdot (1,5)^2 \cdot 1,5} = 22,7$$

În figura 4.18 a, b, c se prezintă cavitatea rezonantă și probele asupra cărora s-au făcut determinările.



*a. proba compusă*



*b. rezonator*



*c. diverse rezonatoare*

*Fig 4.18 Cavitățile rezonante și probele*

## **CAPITOLUL V**

### **OSCILATOR CU REZONATOR DIELECTRIC PENTRU BANDA X**

#### **5.1 INTRODUCERE**

Oscilatoarele cu rezonator dielectric RD și tranzistor sunt în esență oscilatoare cu frecvență determinată de permitivitatea și dimensiunile rezonatorului dielectric și de condițiile de ecranare.

În afară de acordul mecanic cu șurub, oscilatorul poate fi acordat și electric, cu ajutorul diodelor varactor, a feritelor sau a dispozitivelor optice.

Acordul electric se poate face într-o bandă de frecvență foarte îngustă, fără să se afecțeze performanțele oscilatorului, el permițând acordul oscilatorului într-o buclă PLL.

Cea mai frecventă metodă de stabilizare a oscilațiilor de microunde în domeniul de frecvență cuprins între 2 și 30 GHz este utilizarea rezonatorilor dielectrici, datorită dimensiunilor mici, preț scăzut, constantă dielectrică mare, factor de calitate mare și pierderi dielectrice mici.

#### **5.2 REZONATOARE DIELECTRICE**

Rezonatorul dielectric este de formă cilindrică, având în banda X, în mod uzual, diametrul de 5,5 mm și înălțimea de 2,1 mm și este realizat dintr-un dielectric cu permitivitatea electrică relativă  $\epsilon_r$  mai mare ca 30 în această bandă.

Uzual, aceste materiale sunt titanati de zirconiu și staniu sau tetratitanati de bariu.

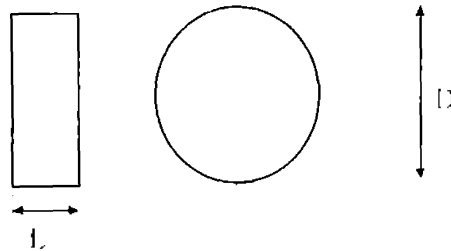
### Oscilator cu rezonator dielectric pentru banda X

În tabelul 5.1 sunt prezentate caracteristicile electrice ale rezonatoarelor dielectrice produse de diferite firme, iar în figura 5.2 parametri rezonat�oarelor dielectrice produse de firma Siemens la diferite frecvențe.

Tabelul 5.1 Caracteristicile electrice ale materialelor utilizate ca rezonator dielectric

Fabricant	$\epsilon_r$	Q (la 10 GHz)
Murata	38	4000
Siemens	38	5000
Thompson C'SF	37	4000
Trans-Tech Inc	37	4000

Tab. 5.2 Caracteristicile electrice și geometrice ale rezonat�oarelor dielectrice produse de firma Siemens



Material	$f_r$ [GHz]	D [mm]	L [mm]	Cod <sup>1</sup>
0	1	2	3	4
$\epsilon_r=88$	1.5	23.3	9.3	B695**-E1507
	2.0	17.5	7.0	B695**-E2007
	2.4	14.6	5.8	B695**-E2407

*Oscilator cu rezonator dielectric pentru banda X*

0	1	2	3	4
	2.8	12.5	5.0	B695**-E2807
	3.2	10.9	4.4	B695**-E3207
	3.7	9.5	3.8	B695**-E3707
	4.2	8.3	3.3	B695**-E4207
	5.0	7.0	2.8	B695**-E5007
	6.0	5.8	2.3	B695**-E6007
	7.5	4.7	1.9	B695**-E7507
$\epsilon=38$	0.9	56.8	22.7	B695**-A9346
	2.2	24.5	9.8	B695**-A2207
	2.9	18.6	7.4	B695**-A2907
	3.3	16.4	6.6	B695**-A3307
	3.9	13.8	5.5	B695**-A3907 <sup>S</sup>
	5.1	10.6	4.2	B695**-A5107
	5.4	10.0	4.0	B695**-A5407 <sup>S</sup>
	5.8	9.3	3.7	B695**-A5807
	6.5	8.3	3.3	B695**-A6507
	7.3	7.4	3.0	B695**-A7307
	8.2	6.6	2.6	B695**-A8207
	9.1	5.9	2.4	B695**-A9107 <sup>S</sup>
	10.0	5.4	2.2	B695**-A1008 <sup>S</sup>
	10.5	5.1	2.0	B695**-A1058 <sup>S</sup>
	11.5	4.7	1.9	B695**-A1158
	12.2	4.4	1.8	B695**-A1228
	13.7	3.9	1.6	B695**-A1378
	15.6	3.5	1.4	B695**-A1568

*Oscilator cu rezonator dielectric pentru banda X*

0	1	2	3	4
$\epsilon=29$	4.5	13.8	5.5	B695**-C4507
	5.8	10.7	4.3	B695**-C5807
	6.5	9.5	3.8	B695**-C6507
	7.3	8.5	3.4	B695**-C7307
	8.2	7.6	3.0	B695**-C8207
	10.0	6.2	2.5	B695**-C1008
	13.7	4.5	1.8	B695**-C1378
	16.0	3.9	1.6	B695**-C1608
	18.0	3.4	1.4	B695**-C1808
	20.0	3.1	1.2	B695**-C2008
	22.0	2.8	1.1	B695**-C2208
	24.0	2.6	1.0	B695**-C2408

<sup>1</sup> Se înlocuiește \*\* cu codul numeric pentru coeficientul de temperatură:

03 = -3 ppm/K      13 = +3 ppm/K      19 = +9 ppm/K

00 = 0 ppm/K <sup>5</sup>      16 = +6 ppm/K      22 = +12 ppm/K

În figura 5.1 se prezintă variația factorului de calitate Q al rezonatorului dielectric, funcție de frecvența de rezonanță  $f_r$  și permitivitatea  $\epsilon$  a materialului.

Forma rezonatorului dielectric este de obicei cilindrică, având înălțimea comparabilă cu raza, dar poate fi și tubulară, sferică sau paralelipipedică. Modul rezonant utilizat de obicei pentru rezonatorul dielectric este TE<sub>010</sub>. Câmpul magnetic pentru acest mod este schițat în figura 5.2. Linile câmpului electric sunt cercuri concentrice cu axa de simetrie a cilindrului.

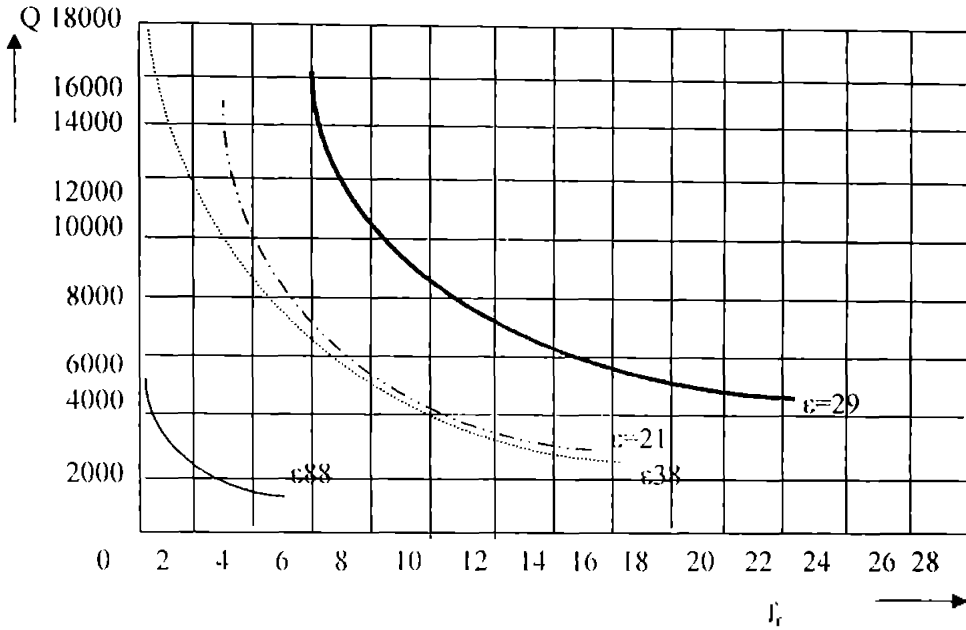


Fig. 5.1 Factorul de calitate  $Q$  al rezonatorului dielectric funcție de frecvența  $f_r$  și permitivitatea  $\epsilon$  a materialului

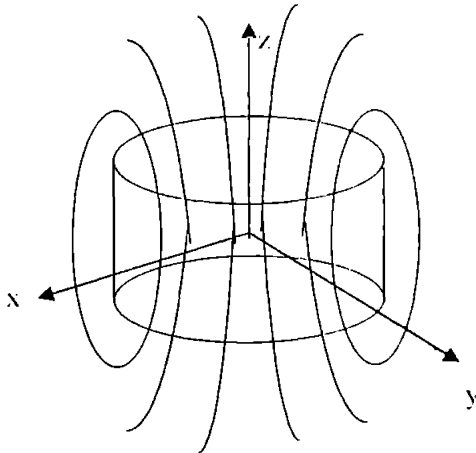


Fig. 5.2 Linile câmpului magnetic pentru modul rezonant  $TE_{10}$  într-un rezonator dielectric



Când constanta dielectrică relativă este în jur de 40, mai mult de 95% din energia electrică înmagazinată și 60% din energia magnetică înmagazinată pentru modul  $TE_{016}$  sunt localizate în interiorul cilindriului. Energia rămasă este distribuită în spațiul din jurul rezonatorului, diminuându-se rapid cu distanța de la suprafața rezonatorului.

Deși forma geometrică a rezonatorului dielectric este simplă, soluția exactă a ecuațiilor lui Maxwell este mai complicată decât cea pentru o cavitate metalică goală. Dificultatea crește în cazul rezonatoarelor montate pe un microstrip sau plasate într-o cavitate metalică. Din acest motiv, valoarea exactă a frecvenței de rezonanță pentru un anumit mod rezonant ca  $TE_{016}$ , poate fi calculată mai curând prin proceduri numerice complicate. Cu formula simplă de mai jos se poate calcula valoarea aproximativă a frecvenței de rezonanță a unui rezonator dielectric izolat [48]:

$$f_r = \frac{34}{a\sqrt{\epsilon_r}} \left( \frac{a}{L} + 3,45 \right) \quad (5.1)$$

unde:

- $\epsilon_r$  este constanta dielectrică relativă
- $f_r$  este frecvența de rezonanță exprimată în GHz
- $a$  este raza  $a = \frac{D}{2}$  exprimată în mm
- $L$  este înălțimea cilindriului exprimată în mm

Eroarea formulei este de 2% dacă  $0,5 < a/L < 2$  și  $30 < \epsilon_r < 50$ . Dacă  $0,2 < L/D < 0,6$  se poate aplica și relația:

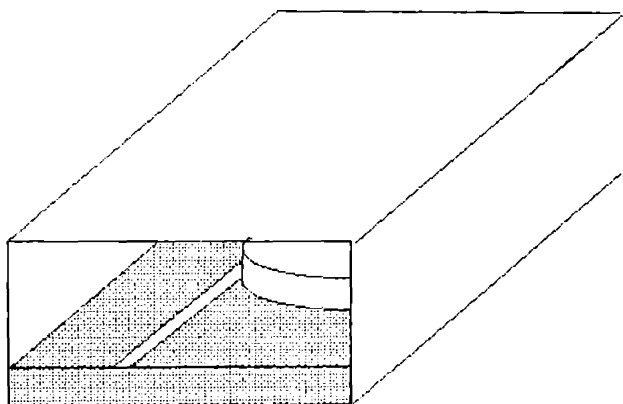
$$f_r = \frac{1}{D} \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.2)$$

unde  $c$  reprezintă viteza luminii

### 5.3 CUPLAJUL CU DISPOZITIVELE DE MICROUNDE

Cea mai simplă modalitate de încorporare a rezonatorului dielectric într-un circuit de microunde este plasarea acestuia pe substratul unui microstrip, ca în figura 5.3

Distanța laterală dintre rezonatorul dielectric și conductorul microstrip determină gradul de cuplaj dintre acesta și linia de transmisie microstrip. Pentru a reduce pierderile prin radiație, întregul dispozitiv se încapsulează într-o cutie metalică de ecranare. Aceasta favorizează creșterea frecvenței de rezonanță față de valoarea dată de relația 5.1.

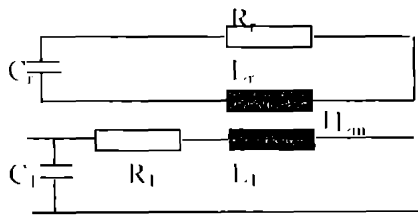


*Fig. 5.3 Rezonatorul dielectric montat pe microstrip*

Motivul acestui comportament al variației frecvenței de rezonanță poate fi explicat prin teoria perturbației cavității rezonante. Astfel, dacă un perete metalic al cavității rezonante se deplasează în interior, frecvența de rezonanță va scădea, dacă energia immagazinată în câmpul deplasat este predominant electrică. Altfel, dacă energia immagazinată în apropierea peretelui este în majoritate magnetică, ca și în cazul de față, frecvența de rezonanță va crește la deplasarea peretelui în interior, valoarea ei fiind proporțională cu diferența celor două energii immagazinate.

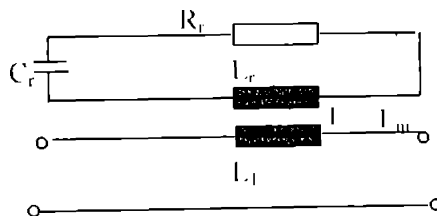
În rezonatorul dielectric modul  $TE_{012}$  poate fi aproximat printr-un dipol magnetic. Cuplajul dintre linie și rezonator este posibil datorită orientării momentului magnetic al rezonatorului perpendicular pe planul microstrip-ului astfel încât liniile câmpului magnetic al rezonatorului se intersectează cu cele ale liniei microstrip.

Rezonatorul dielectric plasat lângă linia microstrip operează ca o cavitate reactivă care reflectă energia RF la frecvența de rezonanță. Circuitul echivalent al sistemului rezonant este prezentat în figura 5.4, unde  $L_r$ ,  $C_r$ ,  $R_r$  sunt parametrii echivalenți ai rezonatorului dielectric, iar  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $R_1$  cei ai liniei. Cuplajul magnetic este caracterizat de inductanța mutuală  $L_m$ .



*Fig. 5.4. Circuitul echivalent al rezonatorului dielectric cuplat cu o linie*

În planul cuplajului, rețeaua de mai sus poate fi simplificată, rezultând circuitul din figura 5.5, pentru care am considerat linia fără pierderi, respectiv cel din figura 5.6



*Fig. 5.5 Circuitul echivalent în planul cuplajului*

Impedanța transformată a rezonatorului  $Z_1$  în serie cu linia de transmisie, poate fi exprimată sub forma:

$$Z_t = j\omega L_1 + \frac{\omega^2 L_m^2}{R_r + j\left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}\right)} \quad (5.3)$$

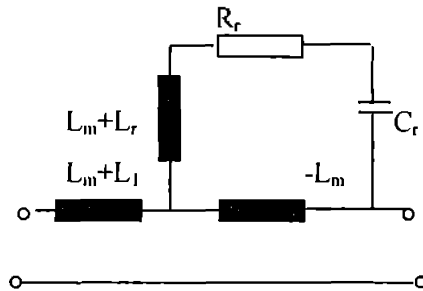


Fig. 5.6 Circuitul echivalent simplificat

În jurul frecvenței de rezonanță,  $\omega L_1$  poate fi neglijat, astfel încât  $Z_t$  devine [48]:

$$Z_t = \omega Q_0 \frac{L_m^2}{L_r} \frac{1}{1 + jX} \quad (5.4)$$

unde s-au folosit următoarele notații:

$$X = 2Q_0 \frac{\Delta\omega}{\omega}; \quad Q_0 = \frac{L_r \omega_0}{R_r}; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (5.5)$$

La frecvența de rezonanță  $X=0$  și impedanța transformată devine reală:

$$Z_t = R = \omega_0 Q_0 \frac{L_m^2}{L_r} \quad (5.6)$$

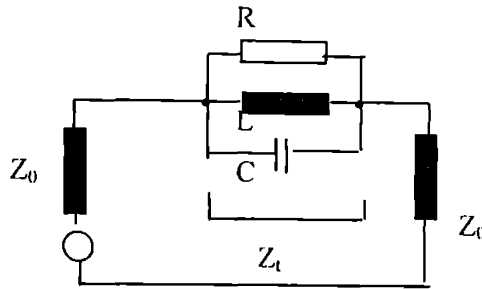


Fig. 5.7. Circuitul echivalent final al rezonatorului dielectric cuplat cu o linie microstrip

Relația 5.4 indică faptul că circuitul din figura 5.6 poate fi reprezentat ca un circuit paralel rezonant simplu, ca în figura 5.7, unde  $L$ ,  $R$ ,  $C$  satisfac următoarele relații:

$$L = \frac{L_m^2}{L_r}; \quad C = \frac{L_r}{\omega_0^2 L_m^2}; \quad R = \omega_0 Q_0 \frac{L_m^2}{L_r} \quad (5.7)$$

Factorul de cuplaj  $k$  este definit astfel [48]:

$$k = \frac{Z_t(\omega_0)}{R_{\text{ext}}}, \text{ unde de obicei } R_{\text{ext}} = 2Z_0 \quad (5.8)$$

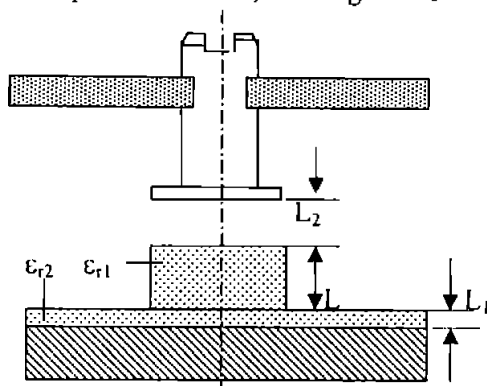
înlocuind, se obține:

$$k = \frac{\omega_0 Q_0}{2Z_0} \frac{L_m^2}{L_r} \quad (5.9)$$

Fie  $Q_e$  factorul de calitate extern ce caracterizează cuplajul rezonatorului cu linia microstrip și  $Z_0$  impedanța caracteristică a liniei. Atunci:

$$Q_e = \frac{Q_0}{k} = \frac{2Z_0 L_r}{\omega_0 L_m^2} \quad (5.10)$$

În majoritatea aplicațiilor, rezonatorul dielectric este montat pe substratul unui microstrip, acordul pe frecvența de rezonanță realizându-se prin deplasarea unui șurub metalic fixat deasupra, în peretele metalic, ca în figura 5.8.



*Fig. 5.8 Acordul mecanic al rezonatorului dielectric*

Mecanismul de reglare poate fi explicat cu ajutorul principiului perturbației cavității rezonante [48], [54]:

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \cong \frac{\iiint_{\Delta V} \left( \mu |\underline{H}_0|^2 - \epsilon |\underline{E}_0|^2 \right) dv}{\iiint_{\Delta V} \left( \mu |\underline{H}_0|^2 + \epsilon |\underline{E}_0|^2 \right) dv} \quad (5.11)$$

Acest sistem rezonant prezintă o simetrie rotațională. Astfel, câmpul electric în modul  $TE_{01\delta}$  are doar componenta  $\Phi$ . Acest câmp  $E_\Phi$  este tangent la suprafața plăcuței metalice din capul șurubului. În imediata vecinătate a plăcuței, condițiile de frontieră impun ca acest câmp să fie nul. De aceea, energia electrică înmagazinată în vecinătatea plăcuței metalice este nulă. Când șurubul este coborât, singura energie înmagazinată disponibilă este cea magnetică, ceea ce conduce, conform ecuației 5.11, la creșterea frecvenței de rezonanță.

În proiectarea mecanismului de reglare este necesar să se determine variația frecvenței în funcție de distanța  $L_2$ . Este evident că, cu cât  $L_2$  este mai mic, cu atât se obține o creștere a frecvenței de rezonanță.

Cu toate acestea, apropiind prea mult plăcuța metalică din capul șurubului de rezonatorul dielectric se vor genera curenți de suprafață în suficientă măsură ca să reducă factorul de calitate al rezonatorului.

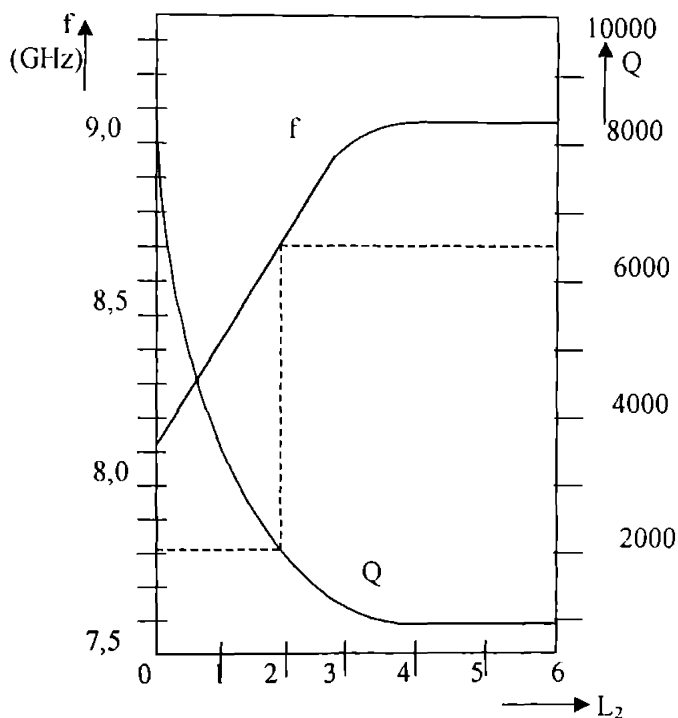


Fig. 5.9 Variația frecvenței și a factorului de calitate cu distanța  $L_2$

Cunoscând gradul de deteriorare al factorului de calitate în funcție de frecvența de acord, este posibil să selectăm materialul dielectric și să dimensionăm cilindrul, astfel încât să obținem rezultate optime la frecvența dorită.

Pentru calcularea cu precizie atât a dimensiunilor proprii cât și a frecvențelor de rezonanță pentru structura prezentată în figura 5.8 se poate aplica metoda iterativă [56], care oferă o eroare de calcul de  $\pm 2\%$  și reprezintă o variantă îmbunătățită a modelului

Itoli-Rudokas [32]. Dacă se dorește determinarea frecvenței de rezonanță în cazul acordului mecanic se poate utiliza programul prezentat în [87] corelat cu [33]

### 5.5 COMPENSAREA CU TEMPERATURA

Fie sistemul rezonant din figura 5.10 pentru care am neglijat prezența liniei microrstrip.

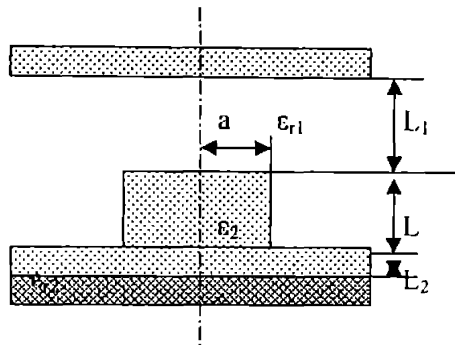


Fig. 5.10 Sistem rezonant

Notăm cu  $\epsilon_r$ ,  $\epsilon_{r1}$ ,  $\epsilon_{r2}$  constantele dielectrice relative ale rezonatorului, materialului înconjurător (de obicei aer,  $\epsilon_{r1}=1$ ), respectiv a substratului microrstripului. La modificarea temperaturii, fiecare material se dilată sau se contractă, în funcție de coeficientul său de dilatație linear. De asemenea, constanta dielectrică relativă este dependentă linear de temperatură. Astfel, variația frecvenței de rezonanță a sistemului reprezintă o funcție crescătoare sau descrescătoare cu temperatura. Într-o situație ideală, printr-o alegere adecvată a materialelor și a unei combinații de dimensiuni potrivită, poate rezulta un sistem compensat cu temperatura.

Variația relativă a frecvenței de rezonanță a sistemului din figură, datorită modificării temperaturii se poate scrie sub forma [48]:

$$\frac{\Delta f_r}{f_r} = C_a \frac{\Delta a}{a} + C_L \frac{\Delta L}{L} + C_{L1} \frac{\Delta L_1}{L_1} + C_{L2} \frac{\Delta L_2}{L_2} + C_{\epsilon r1} \frac{\Delta \epsilon_{r1}}{\epsilon_{r1}} + C_{\epsilon r2} \frac{\Delta \epsilon_{r2}}{\epsilon_{r2}} + C_{\epsilon r} \frac{\Delta \epsilon_r}{\epsilon_r} \quad (5.12)$$



Cunoscând dimensiunile sistemului rezonant și proprietățile materialelor folosite se poate evalua valoarea fiecărui coeficient C cu formula:

$$C_{Li} \cong \frac{L_i}{\Delta L_i} \frac{f_i - f_r}{f_r} \quad (5.13)$$

unde  $f_i$  este noua frecvență de rezonanță când dimensiunea  $L_i$  se modifică cu  $\Delta L_i$ . Valoarea obținută pentru fiecare coeficient indică importanța relativă a fiecărei părți componente folosită în sistem. Astfel, este posibilă selectarea părților componente într-o asemenea manieră încât variația totală a frecvenței de rezonanță să fie minimizată.

## 5.6 STABILITATEA CU TEMPERATURA

Se știe că elementul activ al oscilatorului, tranzistorul, are un coeficient de temperatură negativ. Pentru compensarea abaterii frecvenței cu modificarea temperaturii este necesar ca rezonatorul dielectric să aibă un coeficient de temperatură pozitiv. În momentul de față, coeficientul de temperatură  $\tau_r$  al rezonatoarelor dielectrice poate fi controlat modificând compoziția chimică a acestora. Coeficientul de temperatură al materialelor disponibile este cuprins între +9 ppm/ $^{\circ}$ C și -9 ppm/ $^{\circ}$ C.

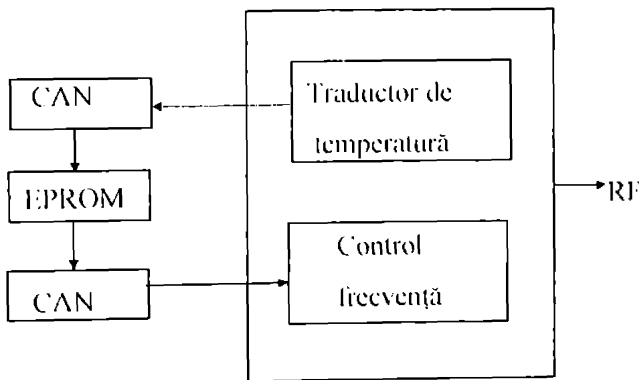


Fig. 5.11 Stabilizarea cu temperatura utilizând o tehnică digitală

Stabilitatea cu temperatura a oscilatoarelor cu rezonatoare dielectrice poate fi determinată analitic în funcție de factorul de cuplaj  $k$ , factorul de calitate și variația fazei cu temperatura.

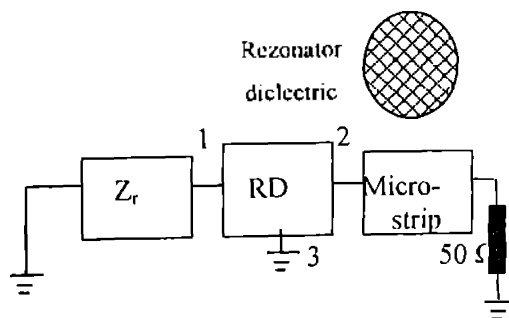
Pentru asigurarea unei stabilități ridicate cu temperatura a oscilatoarelor cu rezonatoare dielectrice se poate utiliza o tehnică de compensare digitală (fig. 5.11).

Senzorul (traductorul) de temperatură este montat în oscilator pentru a detecta modificările de temperatură. Semnalul analogic este convertit într-un semnal numeric, care accesează memoria EPROM, care conține informația numerică despre caracteristica de temperatură a oscilatorului. Memoria furnizează astfel o secvență numerică reprezentând corecția necesară pentru compensarea cu temperatura. Secvența se convertește într-un semnal analogic care se aplică dispozitivului de corecție a frecvenței, care poate fi una dintre variantele descrise în subparagraful anterior.

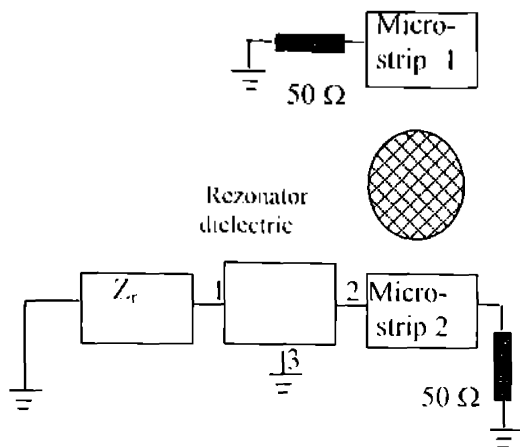
## 5.7 OSCILATOR CU REZONATOR DIELECTRIC ACORDABIL ÎN BANDA X

Oscilatorii cu rezonatori dielectrice se pot clasifica în 4 categorii reprezentate în mod schematic în figura 5.12 [89].

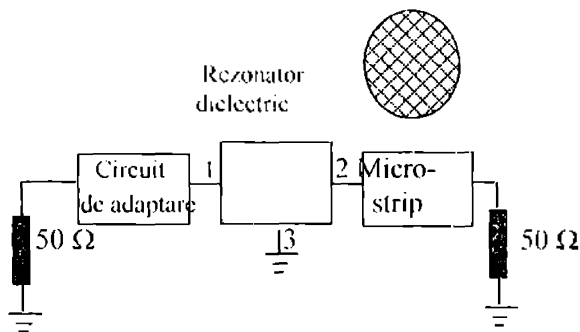
### a. Oscilator cu reacție



b. Oscilator cu transmisie



c. Oscilator cu reflexie



d. Oscilator cu reacție paralelă

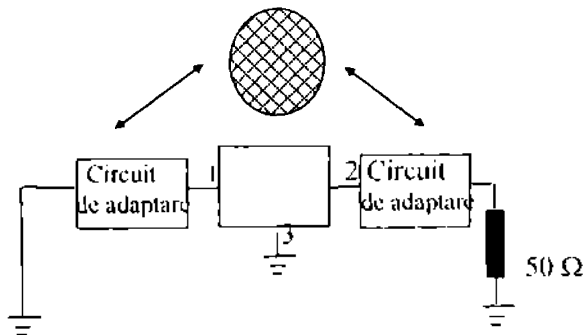


Fig. 5.12 Oscilatori cu rezonatori dielectricei

Oscilatorul cu reacție (a) prezintă o rezistență negativă la poarta 2 de către reacția inversă a impedanței  $Z_1$ , legată în serie ( $Z_1$  are un factor de calitate mic). Rezonatorul dielectric RD transformă rezistența de sarcină  $Z_s=50 \Omega$ , într-o sarcină cu caracter complex, necesar oscilațiilor. Această sarcină depinde de cuplajul rezonatorului dielectric, de poziția față de tranzistor și de punctul de lucru pe curba de rezonanță a rezonatorului dielectric.

Oscilatorul cu transmisie (b) se aseamănă ca și funcționare cu cel ce reacție, cu deosebirea că rezonatorul cu dielectric îndeplinind și funcția de filtru pentru semnalul de ieșire.

La oscilatorul cu reflexie (c) rezistența negativă este determinată de impedanța tranzistorului la poarta 1. Circuitul de adaptare transformă sarcina la o impedanță complexă dorită.

Oscilatorul cu reacție paralelă inversă (d) prezintă liniile de transmisie de la intrarea și respectiv ieșirea tranzistorului cuplate cu ajutorul rezonatorului dielectric.

Oscilatorul cu reflexie prezintă avantajul realizării unui cuplaj simplu între linia de transmisie și rezonatorul dielectric.

Un astfel de oscilator este prezentat mai detaliat în figura 5.13

În jurul frecvenței de rezonanță a rezonatorului dielectric, acesta interacționează cu linia de transmisie și reflectă înapoi spre amplificator o parte din putere, acesta devenind instabil și intrând în oscilație.

Circuitul echivalent al unei linii de transmisiune de impedanță caracteristică  $Z_0$  cuplată cu un rezonator dielectric este prezentat în figura 5.14. Cuplajul dintre linia de transmisiune și rezonatorul dielectric pentru modul fundamental TE se realizează prin orientarea vectorului magnetic al rezonatorului perpendicular pe planul liniei microstrip.

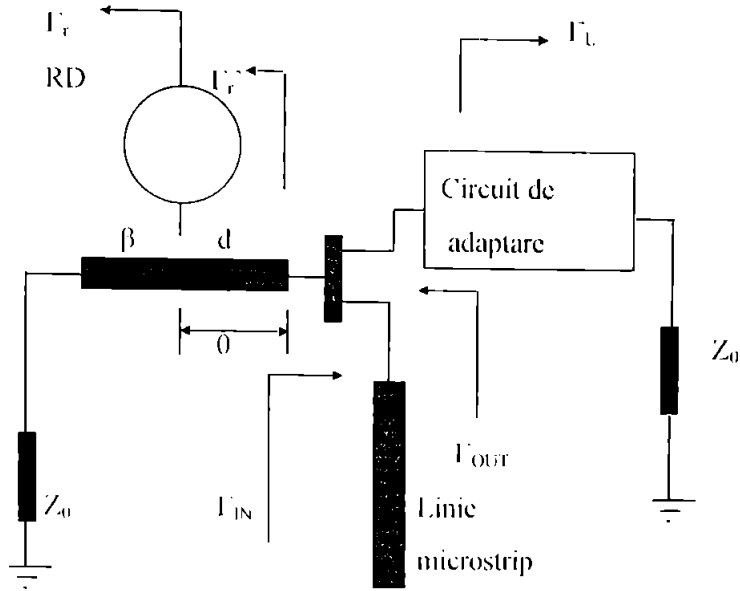


Fig 5.13 Oscilator cu reflexie

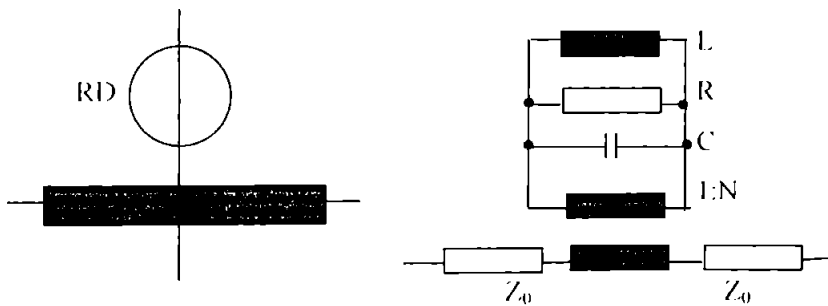


Fig. 5.14 Circuitul echivalent al unei linii de transmisie cuplată cu un RD

Circuitul echivalent prezentat în figura 5.14 se compune dintr-un circuit paralel RLC legat în serie cu două linii de transmisie prin intermediul unui transformator cu raportul de transformare  $1/N$ .

Coefficientul de cuplaj  $\beta$  este:

$$\beta = \frac{R}{R_{\text{ext}}}$$

unde  $R$  reprezintă rezistența echivalentă a rezonatorului.

$$R_{\text{ext}} = 2Z_0$$

Funcție de coeficientul de transmisie a rezonatorului dielectric,  $S_{210}$

$$\beta = \frac{1 - S_{210}}{S_{210}}$$

$S_{210}$  se poate determina experimental. Funcție de pierderile de inserție  $L_0$  a liniei microstrip la rezonanță avem:

$$\beta \approx 10^{20} - 1$$

Factorul de calitate al rezonatorului cuplat,  $Q_L$ , funcție de factorul de calitate al rezonatorului necuplat  $Q_0$  și coeficientul de cuplaj  $\beta$  este [85]:

$$Q_L = \omega_0 C \frac{R}{2Z_0} = \frac{Q_0}{1 + \beta}$$

Factorul de calitate extern  $Q_E$  a rezonatorului este:

$$Q_E = \omega_0 C Z_0 \frac{Q_0}{\beta}$$

La rezonanță coeficientul de reflexie al rezonatorului dielectric este:

$$\Gamma_r = 1 - S_{210}$$

Impedanța serie echivalentă a rezonatorului dielectric este rezistivă la mai multe frecvențe deoarece în rezonatorul dielectric poate exista un număr infinit de moduri de oscilație.

Prin alegerea corespunzătoare a dimensiunilor pentru rezonatorul dielectric ( $\frac{D}{L} = 2,2 \div 3$ ) se poate face o separare a modului fundamental de oscilație de modurile de rezonanță superioare.

Pentru ca oscilațiile să fie amorțite de zgomotul termic, rezonatorul trebuie să fie în prezența unei rezistențe negative -  $R_{IN}$ . Pe măsură ce amplitudinea oscilațiilor crește, mărimea rezistenței negative scade la valoarea  $R$ .

Condițiile inițiale de oscilație sunt determinate de parametri  $S$  ai tranzistorului.

Acești parametri nu trebuie să se modifice mai mult de câteva procente pentru a împiedica producerea semnalelor armonice și conversia excesivă superioară a zgomotului de joasă frecvență a tranzistorului.

Schema utilizată pentru realizarea oscilatorului cu rezonator dielectric în banda X este prezentată în figura 5.15.

Reacția inversă serie este prezentată de linia de transmisie conectată la terminalul "sursă" al tranzistorului FET.

Lungimea liniei se alege astfel încât la frecvența de oscilație dorită, circuitul să se comporte ca un amplificator potențial instabil.

Coefficientul de reflexie la intrare este:

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_L}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L}$$

unde  $\Gamma_L$  reprezintă coeficientul de reflexie al sarcinii.

Pentru  $|\Gamma_{IN}| > 1$ , impedanța de intrare  $Z_{IN}$  a amplificatorului se poate exprima prin relația:

$$Z_{IN} = -R_{IN} + j X_{IN}$$

și deci:

$$\Gamma_{IN} = \frac{Z_{IN} - Z_0}{Z_{IN} + Z_0}$$

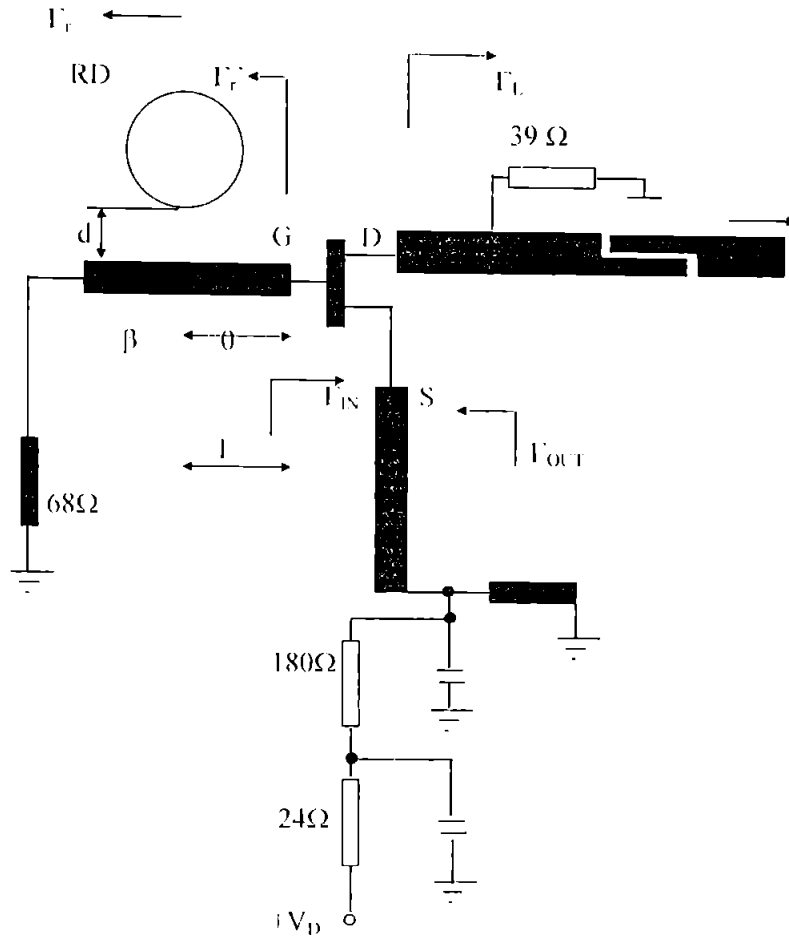


Fig. 5.15 Schema oscilatorului cu RD în banda X

Coefficienții de reflexie  $\Gamma_r$  și  $\Gamma_{IN}$  se pot scrie și sub formă:

$$\Gamma_r = |\Gamma_r| \exp(j\angle\Gamma_r)$$

$$\Gamma_{IN} = |\Gamma_{IN}| \exp(j\angle\Gamma_{IN})$$



Coefficientul de reflexie a rezonatorului este defazat cu unghiul  $-\Theta$ , care reprezintă întârzierea de fază corespunzătoare liniei microstrip dintre rezonatorul dielectric și tranzistor  $\Theta = \frac{2\pi l}{\lambda_g}$ .

Coefficientul de reflexie văzut de terminalul "Gate" al tranzistorului este:

$$\Gamma_r' = \Gamma_r e^{j\Theta}$$

Condiția ca să se obțină o stare staționară a regimului oscilant este:

$$\Gamma_{IN} \cdot \Gamma_r' = 1$$

deci:

$$\Gamma_r' S_{11} = \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L \Gamma_r'}{1 - S_{22} \Gamma_L} = 1$$

Pentru proiectarea oscilatorului cu rezonator se utilizează un rezonator dielectric cu parametri determinați în capitolul IV, tranzistorul de tip AF are parametri S la 10 GHz,

$$S_{11} = 0,9 \angle 180^\circ$$

$$S_{12} = 0,79 \angle -98^\circ$$

$$S_{21} = 0,89 \angle -163^\circ$$

$$S_{22} = 0,2 \angle 180^\circ$$

iar suportul este alumină având  $\epsilon_r = 9,8$ .

Cu ajutorul programului "AMUT-1" (Anexa 2) se proiectează oscilatorul de tip reflex din figura 5.15

Acordul frecvenței oscilatorului s-a realizat cu ajutorul unei fêrite supuse unui câmp magnetic, având inducția  $B_m$ , ce poate să aducă fêrita pînă la saturație.

În figura 5.16 se prezintă o secțiune prin oscilatorul acordat cu ajutorul unei fêrite.

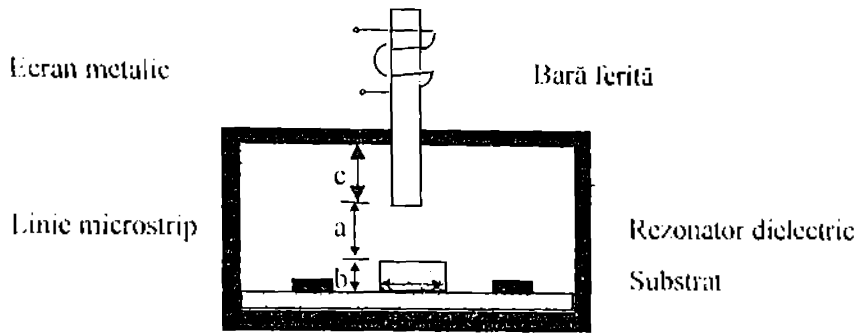


Fig. 5.16 Secțiune prin oscilator

Bara de ferită utilizată este de tip cilindric, având raza  $r=2.5$  mm și lungimea  $l=35$  mm.

În figura 5.17 am prezentat curba ridicată experimental a variației frecvenței, funcție de distanța "a" dintre rezonatorul dielectric și bara de ferită.

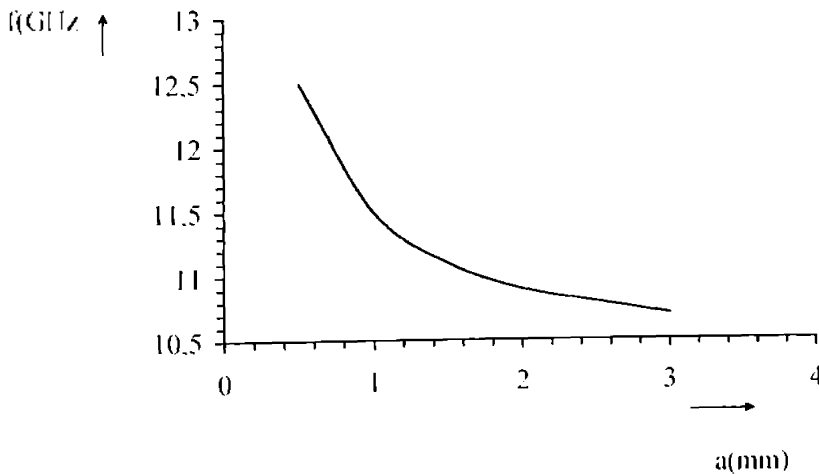


Fig. 5.17 Variația frecvenței funcție de distanța "a"

Coefficientul de distorsiuni al semnalului generat este  $\delta = 0,6\%$ , putându-se măsura doar armonica a treia.

Variația de frecvență ce se poate obține funcție de tensiunea aplicată solenoidului este prezentată în figura 5.18

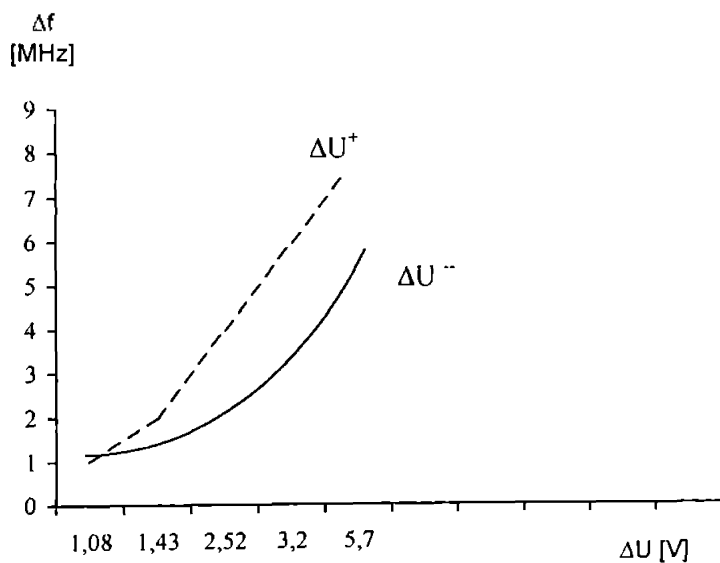
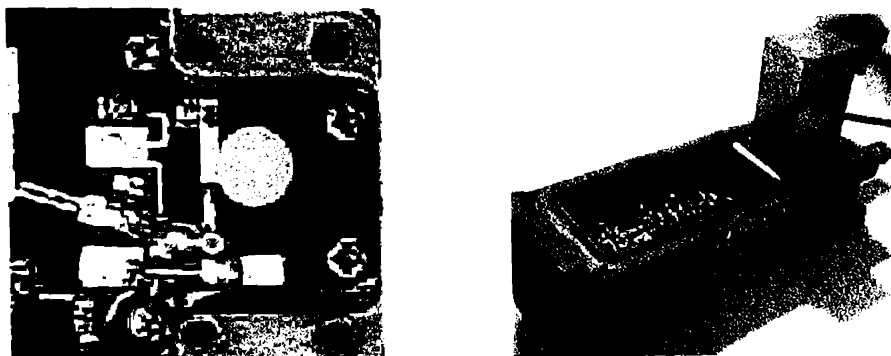


Fig. 5.18 Variația frecvenței funcție de tensiunea aplicată bobinei corespunzător celor două sensuri posibile pentru B

În figura 5.19 se prezintă modelul experimental utilizat.



*Fig. 5.19 Modelul experimentat*

## CAPITOLUL VI GENERATOR DE FRECVENȚĂ ÎN BANDA X

Scopul urmărit este realizarea unui generator în banda X (10GHz), având o stabilitate foarte bună, respectiv stabilitatea unui oscilator realizat cu cuarț de  $10^{-9}$  față de  $10^{-5}$ , cât se poate obține la un oscilator realizat cu rezonator dielectric.

Utilizând generatorul de semnal cu frecvența de 500 MHz și multiplicatorul de frecvență, prezentate în capitolul II, la care se poate alege și un factor de multiplicare mai mare ca 2 - de exemplu 10 - se obține un semnal cu frecvența de 5 GHz, ceea ce va constitui generatorul de semnal de referință GSR.

Schema bloc a montajului utilizat este prezentată în figura 6.1

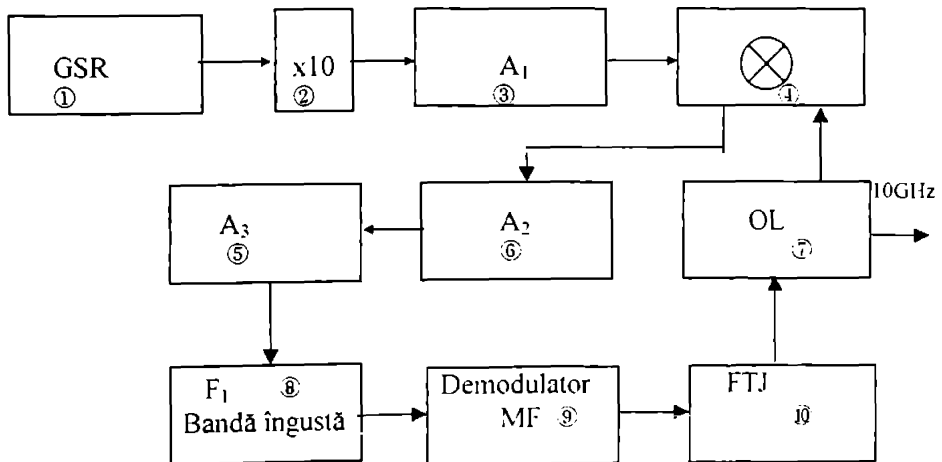


Fig. 6.1 Schema bloc a generatorului de frecvență în banda X

## Generator de frecvență în banda X

Generatorul de semnal de referință GSR ① pilotat cu cuarț furnizează la ieșire un semnal cu frecvența de 500 MHz, semnal care apoi este adus la intrarea unui multiplicator de frecvență ②, având ordinul de multiplicare  $n=10$  (poate fi ales chiar și  $n=20$ , dar în acest caz nivelul semnalului de la ieșire este foarte mic).

În construcția generatorului am utilizat un LNC produs de firma Katherein care, cu mici modificări preia rolul blocurilor ③, ④, ⑤, ⑥ și ⑦ din schema bloc.

Astfel amplificatorul A1 este realizat cu ajutorul amplificatorului cu zgomot redus din circuitul de intrare al convertorului având schema din figura 6.2.

Acest amplificator primește la intrare un semnal cu nivelul de  $0,4 \div 0,5$  mV și amplifică acest semnal cu cca 25 dB.

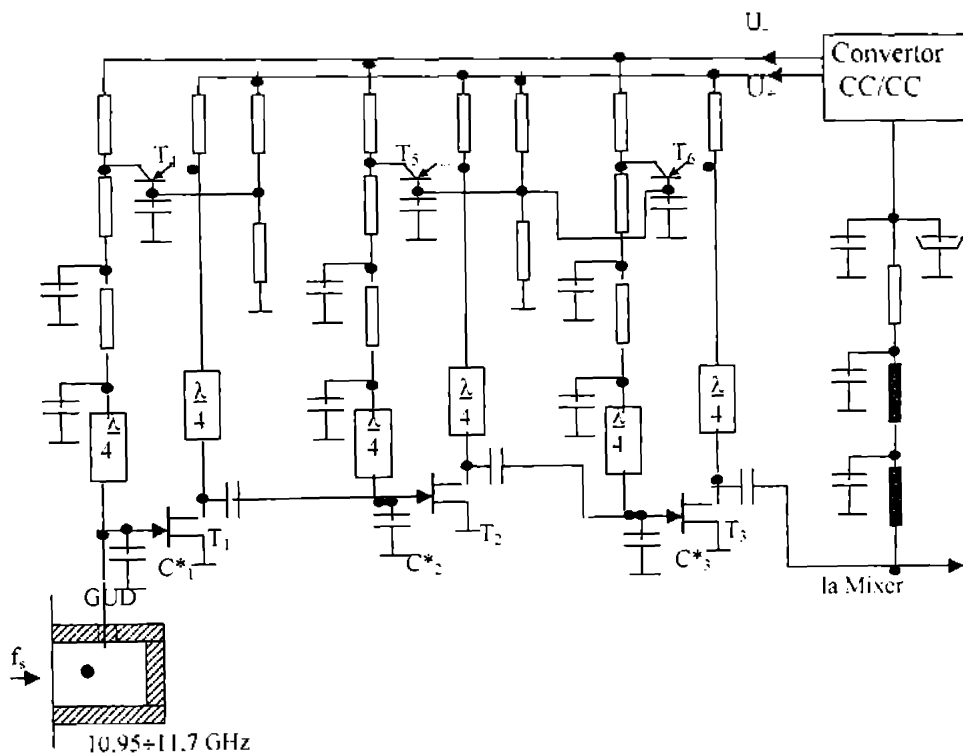


Fig. 6.2 Schema amplificatorului de zgomot redus A1



Fig. 6.3 Amplificatorul de zgomot redus  $A_1$

Datorită faptului că nivelul semnalului de la ieșirea multiplicatorului este foarte mic (cca  $0.4 : 0.5$  mV), acest semnal este amplificat folosindu-se un amplificator  $\text{Ⓢ}$  cu amplificarea de cca 25 dB și zgomot redus, a cărui schemă este prezentată în figura 6.2

Tranzistoarele  $T_1$ ,  $T_2$  și  $T_3$  sunt de tip MESFET cu GaAs, astfel încât zgomotul să nu depășească  $F=1.5$  dB.

Condensatoarele  $C_1$  și  $C_3$  sunt realizate în tehnologie microstrip, realizând adaptarea grilelor tranzistoarelor.

Segmentele de linie, de lungime  $\lambda/4$  determină acordul în banda de trecere a amplificatorului.

Cu tranzistoarele bipolare de joasă frecvență  $T_4$ ,  $T_5$  și  $T_6$  se realizează circuitele de polarizare pentru  $T_1$ ,  $T_2$  și  $T_3$ .

Mixerul utilizat  $\text{Ⓣ}$  este realizat cu ajutorul unui tranzistor de tip MESFET cu GaAs în tehnologie microstrip, având schema din figura 6.4 și realizarea în figura 6.5.

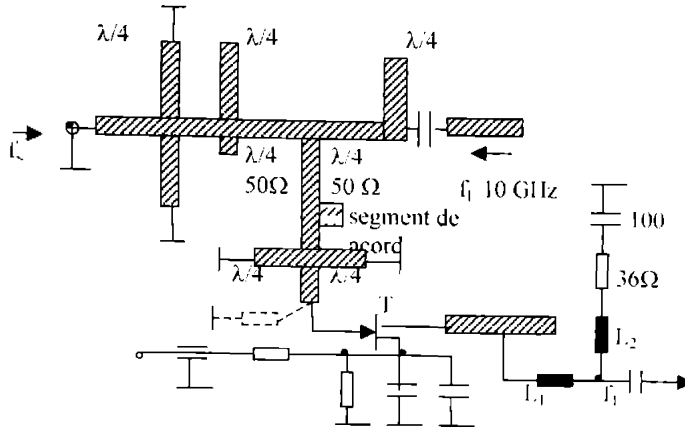


Fig. 6.4 Schema mixerului

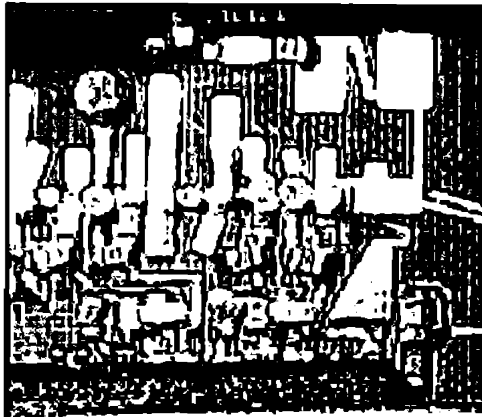


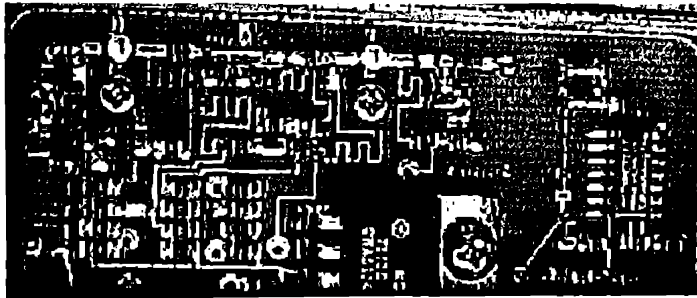
Fig. 6.5 Mixer cu tranzistor de tip MESFET



Tranzistorul folosit este de tipul CFY 19, cu lungimea grilei de 1  $\mu\text{m}$ , în conexiune sursă comună, asigurându-se o izolare bună față de amplificatorul  $A_2$ , dar necesită un semnal mai mare de la oscilatorul local OL.

Oscilatorul local OL este modificat prin înlocuirea tije metalice cu o bară de ferită ce se află într-un câmp magnetic reglabil (conform cap. V figura 5.15, 5.16, 5.20), putând astfel modifica frecvența oscilatorului

Amplificatorul  $A_2$  este cel de frecvență intermediară din cadrul convertorului cu zgomot redus adaptat la frecvența intermediară ce se obține de la mixer (figura 6.6)

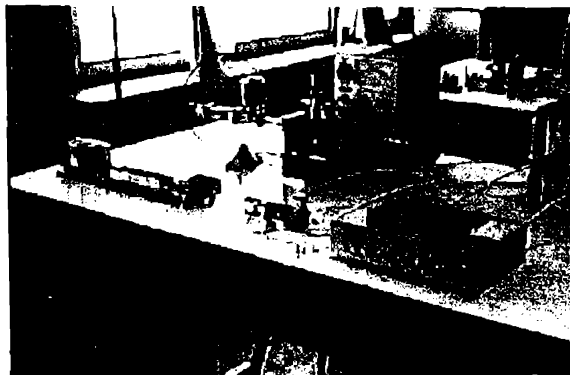


*Fig. 6.6 Amplificatorul  $A_2$*

Pentru  $A_3$ , demodulatorul MF și FTI se poate utiliza convertorul din receptorul de satelit de tip Technisat, obținându-se la ieșirea sa semnalul de comandă necesar pentru oscilatorul local.

Semnalul cu frecvența  $f = 10$  GHz se obține de la oscilatorul local OL cu ajutorul unui cuplor direcțional care se folosește și pentru a aduce semnalul de la OL la mixer. Astfel la portul unde avem puterea cuplată invers de la OL se conectează mixerul, iar la portul unde avem puterea cuplată direct se obține semnalul  $f = 10$  GHz.

În figura 6.7 se prezintă modelul experimental pentru generatorul în banda X.



*Fig. 6.7 Modelul experimental al generatorului în banda X*

## **CAPITOLUL VII**

### **CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE**

În cadrul acestei teze s-a urmărit studiul generatoarelor de semnal cu precădere a celor din banda X atât din punctul de vedere al îmbunătățirii performanțelor cât și din punctul de vedere al determinării parametrilor componentelor utilizate. Soluția propusă constă în realizarea unei sinteze de frecvență utilizând practic două bucle PLL și o multiplicare de frecvență cu ajutorul unor circuite ușor de realizat sau accesibile utilizatorului. În cadrul tezei se prezintă pe lângă modul de realizare a sintezei de frecvență în banda X și o serie de principii și metode de măsurare a parametrilor materialelor utilizate. Cu această ocazie s-a constatat veridicitatea rezultatelor obținute cu metodele de măsurare propuse.

#### **7.1 SINTEZA**

Teza își propune să abordeze în principal două probleme și anume:

- a) modul de realizare a unei sinteze de frecvență în banda X ;
- b) metode de determinare a parametrilor materialelor utilizate în construcția generatoarelor în banda X .

Lucrarea se referă în special la:

1. generatoarele de semnal cu frecvența stabilă realizate cu ajutorul unor bucle PLL analogice ;
2. prezentarea unei proiectări unitare a unui multiplicator de frecvență cu diodă step-recovery ;

3. determinarea experimentală a parametrilor ghidului de undă microstrip ;
4. determinarea experimentală a curbelor lui Presser pentru un anumit microstrip ;
5. metodă de determinare a dimensiunilor optime ale unei cavități rezonante ;
6. determinarea parametrilor rezonatoarelor dielectrice RD, utilizând metoda perturbarii unei cavități rezonante și
7. modul de realizare a unui oscilator cu frecvența reglabilă în banda X realizat cu rezonator dielectric.

Primul capitol are un caracter introductiv prezentand principalele aspecte legate de circuitele PLL analogice .

#### • CAPITOLUL I

În cadrul acestui capitol se face o prezentare a parametrilor și performanțelor circuitelor PLL analogice **punându-se în evidență mărimile care determină creșterea performanțelor circuitelor PLL.**

#### • CAPITOLUL II

Capitolul II prezintă o **schemă originală de realizare a primei sinteze de frecvență.** În cadrul acestei bucle PLL **oscilatorul local utilizat este comandat în curent** (față de variantele clasice unde acesta este comandat în tensiune ) ceea ce determină un timp de achiziție a fazei mai mic, respectiv un zgomot mai redus.

O importanță deosebită în cadrul acestui capitol îl reprezintă **proiectarea și realizarea multiplicatorului de frecvență cu dioda step-recovery în tehnologie microstrip.**

#### • CAPITOLUL III

În cadrul acestui capitol se face o prezentare a ghidului de undă microstrip și a metodei de proiectare utilizând curbele lui Presser.

Se prezintă o **metodă originală de măsurare și estimare a nomogramei de calcul pentru ghidul de undă microstrip** măsurătorile făcându-se pentru două tipuri de dielectrics. Aceste determinări au fost utilizate la proiectarea multiplicatorului de frecvență prezentat în capitolul II.

Se prezintă de asemenea o **metodă de determinare experimentală a impedanței caracteristice a ghidului de undă microstrip** determinările făcându-se la frecvențele de 1, 8, 9 și 10 GHz.

#### • CAPITOLUL IV

Capitolul IV prezintă o serie de **metode și măsurători necesare determinării parametrilor materialelor dielectrice și feromagnetice** utilizate în construcția oscilatoarelor în domeniul microundelor.

Metoda utilizată este cea de perturbare a unei cavități rezonante . În acest scop se prezintă **modul de realizare a cavității rezonante** utilizate în măsurători astfel încât să avem un nivel cât mai bun al semnalului în cavitatea rezonantă, iar factorul de calitate să fie cât mai mare .

Se prezintă **rezultatele experimentale legate de măsurarea permitivității unor rezonatoare dielectrice utilizate în banda X**, determinările făcându-se atât asupra unei probe simple cât și asupra unei probe compuse . S-a urmărit de asemenea și variația permitivității cu frecvența constatându-se o comportare bună a rezonatoarelor studiate, permitivitatea modificându-se de la valoarea de 34.3 la 34 .05 în intervalul de frecvență 9,75 la 10,25 GHz.

#### • CAPITOLUL V

În cadrul acestui capitol se face o prezentare a caracteristicilor electrice și geometrice ale rezonatoarelor dielectrice . a cuplajului dintre acestea cu dispozitivele de microunde precum și acordul mecanic al rezonatorului dielectric. Se prezintă patru varianțe constructive de oscilatoare cu rezonator dielectric precum și o metodă de

**acordare a oscilatorului cu ajutorul unei bare de ferită aflate într-un câmp magnetic.** S-au determinat variația frecvenței funcție de distanță dintre rezonatorul dielectric și bara de ferită precum și variația frecvenței funcție de câmpul magnetic și sensului acestuia aplicat barei de ferită.

Variația de frecvență obținută de aproximativ 10 MHz corespunde variației maxime de 0,05 % ce se poate obține prin aceasta metoda [48].

## • CAPITOLUL VI

Se prezintă o **sinteză de frecvență ce include cele două bucle PLL analogice**, prima fiind cea prezentată în capitolul 2. S-a dorit ca cea de a doua bucla PLL ce generează un semnal cu **frecvența de 10 GHz să se realizeze cât mai simplu și cu componente accesibile.** Astfel pentru realizarea celei de a doua bucle PLL se **propune utilizarea unui convertor (LNC), de tip Kathrein** care prezintă următoarele avantaje în utilizarea sa:

- nivel al semnalului la intrare foarte mic ( $<1\mu\text{V}$ ).
- amplificatorul de la intrare are un câștig de cca 24 dB și zgomot redus,
- oscilatorul local este de tip reflex și se poate foarte ușor transforma acordul mecanic în unul magnetic,
- mixerul este realizat cu tranzistor asigurând un nivel al semnalului la intrarea în amplificatorul de frecvență intermediară suficient de mare;
- amplificatorul de frecvență intermediară se poate adapta ușor la frecvența de lucru asigurând un câștig de cca. 25 dB.

## 7.2 CONTRIBUȚII ORIGINALE

Contribuția autorului în cadrul primului capitol constă în scoaterea în evidență a mărimilor care caracterizează circuitele PLL analogice și cum trebuie considerate aceste mărimi astfel încât să creștem performanțele buclei PLL.

**Capitolul doi** prezintă prima sinteză de frecvență care conține următoarele contribuții originale:

- o schemă originală a unei bucle PLL având oscilatorul comandat în curent.
- o prezentare unitară a unui multiplicator de frecvență cu dioda step-recovery în tehnologie microstrip.

**Capitolul trei** prezintă în rezumat ghidul de undă microstrip și metoda de proiectare utilizând curbele lui Presser. Contribuțiile originale din acest capitol sunt:

- o metoda de măsurare și estimare a nomogramei de calcul (curbele lui Presser) pentru ghidul de undă microstrip,
- o metodă de determinare experimentală a impedanței caracteristice pentru ghidul de undă microstrip.

Rezultatele obținute prin cele două metode s-au folosit la proiectarea multiplicatorului de frecvență prezentat în capitolul doi.

**Capitolul patru** conține de asemenea o serie de contribuții originale:

- se prezintă modul de realizare a unei cavități rezonante și determinarea dimensiunilor sale, funcție de dimensiunile probei de dielectric pentru a putea utiliza metoda perturbării unei cavități rezonante în determinarea permitivității unor materiale dielectrice;
- se prezintă rezultatele experimentale de determinare a permitivității rezonatoarelor dielectrice simple sau cu suport.

**In capitolul cinci** se face o prezentare a rezonatoarelor dielectrice prezentându-se:

- o metodă de acordare a unui oscilator cu ajutorul unei ferite aflate într-un câmp magnetic.
- se prezintă rezultatele experimentale ale modelului realizat. rezultate care se în-

cadrează în limitele de 0,05 % ce se pot obține prin aceasta metoda [48].

**Capitolul șase** prezintă o soluție simplă, originală de realizare a celei de a doua sinteze de frecvență utilizând un LNC de tip Kathrein adaptat la bucla PLL.

Teza oferă prin metodele de măsurare prezentate posibilități largi de studiu asupra materialelor folosite în domeniul microundelor putându-se trece și la studiul materialelor feromagnetice.

Metodele prezentate sunt simple și nu necesită o prelucrare deosebită a probelor.

Cunoscând bine parametrii materialelor utilizate în construcția generatoarelor de semnal, proiectarea și realizarea circuitelor devine mult mai ușoară și mai exactă obținându-se și o îmbunătățire a performanțelor.



## **BIBLIOGRAFIE**

1. K. C. Gupta, R. Garg, R. Chada      Computer aided design of microwave circuits, Artech House, Dedbam Massachusettes, SUA 1981
2. N. Marcovitz      Wave guide handbook, Mc Grow – Hill New York, 1951
3. T. Tebeanu      Oscilatoare de microunde, Ed. Tehnică, 1990
4. A. Presser      RF Proprieties of microstrip line, Micro Waves, 7 March 1976
5. Hewlett Packard      Aplication Note, nr 935
6. R. Bonetti      Design od Cylindrical Dielectric Resonators in Inhomogeneous Media, IEEE Transactions on microwave theory and Techniques, vol MTT-29, Apr. 1981
7. D. Haifez      Elementary Function's Procedure Simplifies Dielectric Resonator's Design, Microwaves System News, iunie 1992
8. T. Tebeanu, D. Dascălu      Buletin nr 1 IPB 1982
9. T. Tebeanu      Comunicare CAS 1983
10. E. O Hammerstad, F. Bekkadat      A microstrip handbook, Norway 1975
11. L. W. Cahill      Approximate formulae for microstrip transmision lines, Australia 1974
12. R. Bonetti      Analysis of Microstrip Circuits Coupled to Dielectric Resonators, IEEE Transactions on microwave theory and Techniques, vol MTT vol 29, 1981
13. K. Kurokawa      An introduction to the theory of Microwaves Circuits, Academic Press New York 1969
14. F. Breabăn      Microunde UTT 1992
15. I. Naforniță      Tehnica microundelor IPTVT 1983
16. Gr. Antonescu      Dispozitive semiconductoare pentru microunde, Ed Tehnică 1978
17. G. Gonzales      Microwave Transistor Amplifiers. Analyses and design, Pretrice Hall 1984



28. Joel Birkeland A 16 Element Quasi Optical FET Oscillator Power Combining Array with External Injection Locking, IEEE Transactions on microwave theory and Techniques, vol MTT 40 nr 3 March 1992
29. Chien Hsun Ho Broad Band Uniplanar Hybrid-Ring and Branch-Line Couplers, IEEE Transactions on microwave theory and Techniques, vol MTT 41 nr 12 Dec 1993
30. X.P Liang Modeling of Cylindrical Dielectric Resonators in Rectangular Waveguides and Cavities, IEEE Transactions on microwave theory and Techniques, vol MTT 41 nr 5 May 1993
31. R.A York Measurement and Modelling of Radiative Coupling in Oscillator Arrays, IEEE Transactions on microwave theory and Techniques, vol MTT 41 nr 4 March 1993
32. T. Itoh New method for computing the resonant frequencies of dielectric resonators, IEEE Transactions on microwave theory and Techniques, vol MTT 25 Jan 1977
33. J. Deriso Software Programm Computes DR Tuning Range, Microwave & RF sept 1991
34. Jonathan Y. C. Cheash RF Design June 1989
35. Thomas V Cefalo RF Design, Oct 1990
36. John Purviance International Journal of Microwave and Millimeter Wave Computer Aided Engineering, Ian 1991
37. M. Chivu, F. Breabăn Recepția emisiunilor de televiziune și radio prin satelit, Ed. De Vest, 1992
38. M. Băsoiu Recepția TV satelit, Ed. Teora 1992
39. T. C. Edwards Foundations for Microstrip Circuit Design, John Wiley and sons 1981
40. G. Rulea Tehnica frecvențelor foarte înalte, Ed. Didactică și Pedagogică, 1972
41. W. T. Read Bell Syst. Tech J, vol 37 1958
42. H. A. Wheeler Transmission – line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet IEEE Transactions on microwave theory and Techniques, vol MTT March 1965
43. A. Vătășescu Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol I Ed. Tehnică București, 1979

## Bibliografie

44. V. Manassevitch Frequency Synthesizers. Theory and Design. John Wiley & Sons 1980
45. D. Richman Color- Carrier Reference Phase Synchronization Accuracy in NTS Color Television, Proceedings of the IRE, 1974
46. E. Pop, V. Stoica Principii și metode de măsurare numerică, Ed. Facla, 1977
47. S. Crișan, A. Igna Măsurări și traductoare. Curs. UTT, 1993
48. D. Kajfez Dielectric resonators, Artech House, 1986
49. D. D. Sandu Dispozitive electronice pentru microunde, Ed. Științifică și Enciclopedică București, 1982
50. F. M. Gardner Phase-lock Techniques, 1966
51. A. G. Viterbi Principles of Coherent Communication, 1966
52. B. Glance New Phase Lock Loop Circuit Providing Very Fast Acquisition Time. IEEE Transactions on Microwave theory and techniques, vol MTT-33 nr 0 Sept 1985
53. E. Nicolau, M. Beliș Măsurări Electrice și Electronice, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1979
54. G. Rulea Bazele teoretice și experimentale ale Tehnicii microundelor, Ed. Științifică și Enciclopedică București, 1989
55. Dr. Ing. Sofornie Ștefănescu Filtre de înaltă frecvență și circuite corectoare, Ed. Tehnică București, 1989
56. Y. Kobayashi Resonant Modes in shielded Uniaxial-Anisotropic Dielectric Rod Resonators, IEEE Transactions on microwave theory and Techniques, vol MTT 41 Dec 1993
57. P. Champagne Basic Program Simulates Digital Phase-Locked Loops. Microwaves&R.F. January 1988
58. J. B. Conn A Basic Program for PLL Design, FR Design June 1989
59. D. Baker A Reference Cancelling Phase Frequency Detector, RF Design, July 1989
60. W. J Hoffet Frequency Division with Varactor Diodes, RF Design, Oct 1989
61. C. W. Price Modeling Discrete Time Phase Detection in the Phase Locked Loop RF Design May 1990
62. J. W. Mac Connell and Dr Richard W. D. Booth A Feedback Method for Reference Spur Reduction in PLLs, RF Design Sept 1990

## *Bibliografie*

- 
63. R. Gilmore and R. Kornfeld      Hybrid PLL/DDS Frequency Synthesizers, RF Design July 1990
  64. J. V. C. Cheah                      Parasitic Positive Frequency Acquisition in a PLL, RF Design, April 1991
  65. T. R. Fantkner                      Signal Generator Frequency Synthesizer Design, Hewlett Packard Journal, December 1985
  66. Leon W. Couch                      A Study of a Driven Oscillator with FM Feedback by Use of a Phase Lock Loop Model. IEEE Transactions on Microwave theory and techniques, April 1971
  67. P. G. Tipon                          New Microwave Frequency Synthesizers that Exhibit Broader Bandwidths and Increased Spectral Purity. IEEE Transactions on Microwave theory and techniques, December 1974
  68. T. L. Landecker                      A Phase Stabilized Local Oscillator System for a Synthesis Radio Telescop. IEEE Transactions on Microwave theory and techniques, Sept 1982
  69. Bently N. Scott                      Monolithic Voltage Controlled Oscillator for X and K<sub>u</sub> Bands. IEEE Transactions on Microwave theory and techniques, December 1982
  70. Fuminori Kobayaski                High-Speed PLL an Frequency Synthesizer for Low Frequencies. IEEE Transactions on Microwave theory and techniques Oct 1984
  71. J. L Stensky                          On the PLL Spectral Problem. IEEE Transactions on Microwave theory and techniques Apr 1985
  72. B. Cretin                              Design of a 3/2 Order Phase Locked Loop for Improved Laser Probe Resolution. IEEE Transactions on Microwave theory and techniques Dec 1985
  73. Takashi Ohira                        MMIC 14 GHz VCO and Miller Frequency Divider for Low Noise Local Oscillators. IEEE Transactions on Microwave theory and techniques July 1987
  74. Yoshikazu Murakami                A 0,5÷4,0 GHz Turnable Bandpass Filter using YIG Film Grown by LPE. IEEE Transactions on Microwave theory and techniques Dec 1987

- 
75. J. Berenger ISAU A new Lock Indicator Circuit for Microwave and Millimeter Wave Phase Locked Loops. IEEE Transactions on Microwave theory and techniques Sept 1988
76. TMP Percival Accurate Digital Control and Rotation of the Phase of Microwave Signals. IEEE Transactions on Microwave theory and techniques Dec 1988
77. J. Archer Development and Evaluation of a GaAs MMIC Phase – Locked Loop Chip Set for Space Applications. IEEE Transactions on Microwave theory and techniques Apr 1989
78. Chao Ren Chang Computer aided Analysis of Free Running Microwave Oscillators. IEEE Transactions on Microwave theory and techniques Oct 1991
79. Breabăn F., Vărtosu A. Rezonatoare YIG, Simpozion Institutul Central al Armatei Clinceni, 1990
80. Vărtosu A. Instalație de măsurare a parametrilor YIG, Contract, 1990, Institutul Central al Armatei
81. Breabăn F., Vărtosu A. Puterea electromegantică transmisă prin microunde, Zilele Academice Timișene, 23-25 mai 1991
82. A. Y. Al Yonbi Microwave Hall Effect in a  $TE_{11p}$  Cylindrical Cavity. IEEE Transactions on Microwave theory and techniques nov 1991
83. E. L Kollberg Current Saturation in Submillimeter Wave Varactors. IEEE Transactions on Microwave theory and techniques May 1992
84. Anand K Werna Resonant Frequency of Uncovered and Covered Rectangular Microstrip Patch using Modified Wolff Model. IEEE Transactions on Microwave theory and techniques Ian 1993
85. G. Antonescu Amplificatoare cu semiconductoare pentru microunde. Seria Electronică Aplicată, Ed. Tehnică 1991
86. G. Antonescu Dispozitive semiconductoare pentru microunde. Ed Tehnică, 1978
87. R. Baican Oscilatori și amplificatori de microunde cu dispozitive semiconductoare. Ed. Academiei 1979
-

- 
88. G. Lajewski                      Microunde. Dsipozitive și circuite. Ed. Teora 1995
89. R. Baican                        Circuite integrate de microunde, Ed. Promedia Plus, 1996
90. A. K. Ganguly                    Characterisic of Microstrip Transmission Liner with High Dielectric Constant Substrates. IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 39 nr 8 1991
91. M. Tsutsumi                      Microstrip Line Filters Using Yttrium Iron Garnet Film IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 40 nr 2 1992
92. T. Q. Ho, B. Becker              MicrostripResonators on Anisotropic Substrates IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 40 nr 4 1992
93. M Tsutsumi                      Magnetostatic Wave Resonators Using Micorstrip Disk IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 40 nr 5 1992
94. D. C. Chang                      Electronagnetics Modeling of Passive Circuit Elements in MMIC, IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 40 nr 9 1992
95. K. NagATOMO                    GAaS MESFET characterization Using Least Squares Approximation by Rational Functions IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 41 nr 2 1993
96. R. A. Yoprk                      Measurement and Modelling of Radiative Coupling in Oscillator Arrays IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 41 nr 3 1993
97. R. K. Mongia                      Accurate Conductor Q-factor of Dielectric Resonator Placed in an MIC Environment IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 41 nr 3 1993
98. J. A. Navarro                      Varactor - Tunavle Uniplanar Ring Resonators IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 41 nr 5 1993
-

- 
99. M. A. Saed Measurement of the Complex Permittivity of Low Loss Planar Microwave Substrates using Aperture – Coupled Microstrip Resonators IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 41 nr 8 1993
100. J. S. Row Resonance in a Superstrate Loaded Rectangular Microstrip Structure IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 41 nr 8 1993
101. C. H. Ho, L. Fan Slotline Annular Ring Elements and their Applications to Resonator, Filter and Coupler Desgn, IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 41 nr 9 1993
102. T. Mader Quasi – Optical VCOs IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 41 nr 10 1993
103. B. Tian Single Frequency Relative Qmeasurements using Perturbation Theory IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 41 nr 11 1993
104. R. Quere Large Signal Design of Broadband Monolithic Microwave Frequency Divider and Phase Locked Oscillators IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 41 nr 11 1993
105. B. M. Dillon Applied Field Frequency Dependency of Propagation in Aniallay Magnetized Ferrite Waveguides IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 41 nr 12 1993
106. X. P Liang Modeling of cylindrical Dielectric Resonators in Rectangular Waveguides and cavities IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 41 nr 12 1993
107. A.B. Kouki A Novel Technique for the Analysis of dielectric Height Variation in Microstrip Circuits, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 42 nr 1 1994
108. B. Tian A microwave Oscillation Loop for Dielectric Constant Measurement, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 42 nr 2 1994
-



- 
109. J. M. Anderson Dielectric Measurements Using a Rational Function Model, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 42 nr 2 1994
110. W. K. Hui A multicomposite, Multilayered Cylindrical Dielectric Resonator for Application in MMIC's, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 42 nr 3 1994
111. W. Junding Analysis of Twin Ferrite Toroidal Phase Shifter in Grooved Waveguide, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 42 nr 4 1994
112. M. H. Mao Characterization of Coplanar Waveguide Open End Capacitance, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 42 nr 6 1994
113. A. J. Sangster A Generalized for a Class of Rectangular Waveguide Coupler Employing Narrow Wall Slots, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 44 nr 2 1996
114. E. K. N. Yung A novel Waveguide Y-junction circulator with a Ferrite Sphere for Millimeter Waves, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 44 nr 3 1996
115. Y. Kogami Resonance characteristics of Whispering – Gallery Models in an Elliptic Dielectric Disk Resonator, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 44 nr 3 1996
116. R. N. Simons Modeling of Coplanar Stripline Discontinuities, vol IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 44 nr 5 1996
117. M. R. Lyons Transient Complig Reduction and Design Considerations in Edge.Coupled Coplnar Waveguide Couplers, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 44 nr 5 1996
118. C. W. Kuo A numerical Model of GaAs MESFET's Including Energy Balance for Microwave Applications. Microwave and guided Wave letters, vol 1 nr 7 1991
119. T. V. Cefalo Microstrip CAD Program RF Design oct 1990
-

## Bibliografie

120. C. W. Price Modeling Discrete Time Phase Detection in the Phase Locked Loop RF Design may 1990
121. P. Champagne Basic Program Simulates Digital Phase Locked Loops Microwaves RF Design ian 1988
122. J. Y. C. Cheah A general Purpose Oscillator RF Design june 1989
123. J. B. Coun A Basic Program for PLL Design RF Design june 1989
124. W. J Hoffert Frequency Division using Varactor Diodes RF Design oct 1989
125. C. D. Oates Stripline Resonator Measurements of  $Z_s$  Versus  $H_{rf}$  in  $Yb_2Cu_3O_{7-x}$  Thin Films IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 39 nr 9 1991
126. C-R Chang Computer Aided Analysis of Free Running Microwave Oscillator IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 39 nr 10 1991
127. F. J. M Farly Transistor Oscillators with Impedance Noise Matching IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 39 nr 9 1991
128. J. Purviance CAD for Statistical Analysis and Design of Microwave Circuits 59-76
129. H. Zheng Permittivity Measurement Using a short Open - Ended Coaxial Line Probe Microwave and guided wave letters vol 1 nr 11 1991
130. L. Cupid A linear Driftless VCO RF Design ian 1991
131. S. J. Mahon A Technique for Modeling S-Parameters for HEMT Structures as a Function of Gate Bias IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 40 nr 7 1992
132. A. Caddemi HEMT for Noise Microwaves: CAD Oriented Modeling IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 40 nr 7 1992
133. A. M. Borjak More Compact Ferrite Circulator Junctions with Predicted Performance IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 40 nr 12 1992

134. A. K. Verma Resonant Frequency of Uncovered and Covered Rectangular Microstrip Patch Using Modified Wolff Model IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 41 nr 1 1993
135. I. Longo Circular Polarization of the Magnetic Field in the WG Modes of Resonance of a Dielectric Disc at Microwave Frequencies IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 41 nr 1 1993
136. E. N. Ivanov Approximate Approach to the Design of Shielded Dielectric Disk Resonators with Whispering Gallery IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 41 nr 4 1993
137. B. Sanviac Rigorous Analysis of Shielded Cylindrical Dielectric Resonators by Dyadic Green's Functions IEEE Transactions on Microwave theory and techniques vol 42 nr 8 1994
138. G. Lojevski Linii de transmisiune pentru frecvențe înalte, Ed. Tehnică, 1995
139. A. Vărtosu Măsurări cu microunde și optoelectronice. Îndrumător de laborator, 1996



## Anexa 2 Programul AMUT-1

```

20 SCREEN 9
30 DIM A(25) DIM B(8500) DIM C(25)
40 CLS KEY OFF COLOR 4,7 WINDOW (0,0) (640,350) VIEW
50 ***** CHEIA PROGRAMULUI *****
60      Dat fiind un număr complex  $Z = A + jB$ , se vor
70      nota  $\rightarrow ZR = A, ZI = B, ZM = \sqrt{A^2 + B^2}, ZF = \text{ATN}(B/A)$ 
80      ZF - faza în radiani, ZFG - faza în grade)
90 DEF FNPR(X) = X * 3,141593 / 180 DEF FNPG(X) = X * 180 / 3,141593
100 DEF FNOR(A,B,C,D) = A * C + B * D DEF FNPI(A,B,C,D) = A * D + B * C
110 DEF FNM(A,B) = SQR(A^2 + B^2) DEF FNR(X,Y) = X * COS(Y)
120 DEF FNF(A,B) = ATN(B/A) DEF FNI(X,Y) = X * SIN(Y)
130 DEF FNLG(X) = LOG(X) / LOG(10) PI = 3,141593
140 FOR I = 1 TO 4 KEY (I) ON NEXT I
150 ON KEY (2) GOSUB 8370      'iesire din program
160 ON KEY (1) GOSUB 7800    'crearea help
170 ON KEY (4) GOSUB 8510    'reluarea programului cu alte date
180 ON ERROR GOTO 8980
190 CLS LOCATE 3,3 PRINT INTRODUCETI MODULUL SI FAZA PENTRU S11, S12, S21, S22 * COLOR
    4,7
200 LOCATE 5,4 INPUT "MODUL S11"=, S11M LOCATE 5,25 INPUT "      FAZA (GRADE) S11 " , S11FG
210 LOCATE 8,4 INPUT "MODUL S12"=, S12M LOCATE 8,25 INPUT "      FAZA (GRADE) S12 " , S12FG
220 LOCATE 11,4 INPUT "MODUL S21"=, S21M LOCATE 11,25 INPUT "      FAZA (GRADE) S21 " , S21FG
230 LOCATE 14,4 INPUT "MODUL S22"=, S22M LOCATE 14,25 INPUT "      FAZA (GRADE) S22 " , S22FG
240 S1R = S11M * COS(FNPR(S11FG)) S1I = S11M * SIN(FNPR(S11FG))
250 S12R = S12M * COS(FNPR(S12FG)) S12I = S12M * SIN(FNPR(S12FG))
260 S21R = S21M * COS(FNPR(S21FG)) S21I = S21M * SIN(FNPR(S21FG))
250 S22R = S22M * COS(FNPR(S22FG)) S22I = S22M * SIN(FNPR(S22FG))
280 COLOR 14,7 LOCATE 6,4 PRINT USING "S11 ### ### + j *### ###", S1R, S1I
290 LOCATE 9,4 PRINT USING "S12 ### ### + j *### ###", S12R, S12I
300 LOCATE 12,4 PRINT USING "S21 ### ### + j *### ###", S21R, S21I
310 LOCATE 15,4 PRINT USING "S22 ### ### + j *### ###", S22R, S22I
320 DR = FNPR(S1R, S1I, S22R, S22I) FNPR(S12R, S12I, S21R, S21I)
330 DI = FNPI(S1R, S1I, S22R, S22I) FNPI(S12R, S12I, S21R, S21I)
340 DM = FNM(DR, DI) IF DR = 0 THEN DE = SGN(DI) * PI / 2 GOTO 360
350 DF = FNF(DR, DI) IF DR = 0 THEN DF = DF + PI
360 DFG = FNG(DF)
370 C1R = S1R - FNPR(DR, DI, S22R, -S22I)
380 C1I = S1I - FNPI(DR, DI, S22R, -S22I)
390 C1M = FNM(C1R, C1I) IF C1R = 0 THEN C1F = SGN(C1I) * PI / 2 GOTO 410
400 C1F = FNF(C1R, C1I) IF C1R = 0 THEN C1F = C1F + PI
410 C1FG = FNG(C1F)
420 C2R = S22R - FNPR(DR, DI, S11R, -S11I)
430 C2I = S22I - FNPI(DR, DI, S11R, -S11I)
440 C2M = FNM(C2R, C2I) IF C2R = 0 THEN C2F = SGN(C2I) * PI / 2 GOTO 460
450 C2F = FNF(C2R, C2I) IF C2R = 0 THEN C2F = C2F + PI
460 C2FG = FNG(C2F)
470 H = S21M * S12M
480 IF H = 0 THEN AK = 1E+20 GOTO 500
490 AK = (1 - S11M ^ 2 - S22M ^ 2 + DM ^ 2) / 2 * H)
500 REM *****SUBROUTINA DE SELECTIE*****
510 REM
520 COLOR 4,7 PRINT PRINT PRINT "APASATI O TASTA"
530 AS = INKEY$ IF AS = "" THEN GOTO 550
540 GOTO 530
550 CLS COLOR 4,7 LOCATE 4,30
560 PRINT "CE DORITI" " - RET = I
570 COLOR 14,7 LOCATE 6,10 PRINT "(tastati litera corespunzatoare etapei dorite)"
580 COLOR 1,7 PRINT PRINT "      -S pentru determinarea zonelor de stabilitate)"
590 PRINT "      -A pentru determinarea amplificarii in putere."
600 PRINT "      -Z pentru determinarea coeficientului de zgomot."

```

## Anexa 2 Programul AMUT-1

```

610 PRINT " -F1 pentru determinarea componentelor circuitului de intrare;"
620 PRINT " -F2 pentru determinarea componentelor circuitului de iesire;"
630 PRINT " -F4 pentru reloanarea programului cu alte date de intrare;"
640 PRINT " -F2 pentru iesirea din program"
650 COLOR 5, 7: PRINT " -F1 -> Help "
660 ON KEY (J) GOSUB 8460 'revenire in meniu principal
670 INKEY$ = INKEY$
680 IF INKEY$ = "S" OR INKEY$ = "s" THEN RET = RET + 1: GOSUB 740
690 IF INKEY$ = "A" OR INKEY$ = "a" THEN RET = RET + 1: GOSUB 1670
700 IF INKEY$ = "Z" OR INKEY$ = "z" THEN RET = RET + 1: GOSUB 4060
710 IF INKEY$ = "I" OR INKEY$ = "i" THEN INTR = 1: RET = RET + 1: GOSUB 4470
720 IF INKEY$ = "E" OR INKEY$ = "e" THEN INTR = 2: RET = RET + 1: GOSUB 4470
730 GOTO 670
740 *****SUBROUTINA STABILITATE*****
750 SCA = 150: FRA = 1: APGO = 0: APGI = 0
760 RLD = S22M^2 - DM^2: RL = S21M * S12M / ABS(RLD)
770 CLR = C2R / RLD: CLI = -C2I / RLD
780 CLM = PNM (CLR, CLI): IF CLR = 0 THEN GOTO 800
790 CLE = FNF (CLR, CLI): GOTO 820
800 IF CLI < 0 THEN CLE = FNF (CLR, CLI) / PI: GOTO 820
810 CLE = FNF (CLR, CLI) * PI
820 CLDG = FNF (CLE)
830 RSD = S11M^2 - DM^2: RS = S12M * S21M / ABS(RSD)
840 CSR = C1R / RSD: CSI = -C1I / RSD
850 CSM = FNM (CSR, CSI): IF CSR = 0 THEN GOTO 870
860 CSE = FNF (CSR, CSI): GOTO 890
870 IF CSI = 0 THEN CSE = FNF (CSR, CSI) * PI: GOTO 890
880 CSE = FNF (CSR, CSI) * PI
890 CSEF = FNF (CSE): IF APGI = 1 THEN GOTO 930
900 IF APGO = 1 OR CUL = 1 THEN GOTO 950
910 RET = RET + 1: GOSUB 6860: RET = RET + 1: MAR = 0 'catre diagrama mica
920 IF INKEY$ = "S" OR INKEY$ = "s" THEN GOTO 920
930 IF DM < 1 AND AK = 1 THEN IP = 1: GOTO 950
940 IP = 0: IF APGI = 1 THEN GOTO 980
950 R = RS: CBM = CSM: CUR = CSR: CEI = CSI: CEF = CSE: CU = 12: IF APGI = 1 THEN GOTO 980
960 RET = RET + 1: GOSUB 7170: MODEL = 10: RETRET = 1 'catre cercul de stabilitate intrare
970 IF APGO = 1 OR CUL = 1 THEN GOTO 1080
980 IF S22M >= 1 THEN GOTO 1040
990 IF CSM > RS GOTO 1020
1000 ZONA1 = 1: IF APGI = 0 THEN RET = RET + 1: GOSUB 7360: RET = RET + 1: GOTO 1030 'colorat interior
1010 GOTO 1030
1020 ZONA1 = 0: IF APGI = 0 THEN RET = RET + 1: GOSUB 7440: RET = RET + 1: 'colorat exterior
1030 GOTO 1080
1040 IF CSM > RS THEN GOTO 1070
1050 ZONA1 = 0: IF APGI = 0 THEN RET = RET + 1: GOSUB 7440: RET = RET + 1: GOTO 1080 'colorat exterior
1060 GOTO 1080
1070 ZONA1 = 1: IF APGI = 0 THEN RET = RET + 1: GOSUB 7360: RET = RET + 1: 'colorat interior
1080 LIM = LM: LIU = LF
1090 R = RL: CEM = CLM: CER = CLR: CEI = CLI: CEF = CLE: CU = 14
1100 IF APGI = 0 THEN RET = RET + 1: GOSUB 7170: RET = RET + 1: MODEL = 11 'catre cercul de stabilitate iesire
1110 IF APGO = 1 OR CUL = 1 THEN GOTO 1260
1120 IF S11M >= 1 THEN GOTO 1160
1130 IF CLM > RL THEN GOTO 1160
1140 ZONA2 = 1: IF APGI = 0 THEN RET = RET + 1: GOSUB 7360: RET = RET + 1: GOTO 1170 'colorat interior
1150 GOTO 1170
1160 ZONA2 = 0: IF APGI = 0 THEN RET = RET + 1: GOSUB 7440: RET = RET + 1: 'colorat exterior
1170 GOTO 1220
1180 IF CLM > RL THEN GOTO 1210
1190 ZONA2 = 0: IF APGI = 0 THEN RET = RET + 1: GOSUB 7440: RET = RET + 1: GOTO 1220 'colorat exterior
1200 GOTO 1220

```

## Anexa 2 - Programul AMUT-1

```

1210 ZONA2 = 1: IF APG1 = 0 THEN RET -RET +1: GOSUB 7360: RET -RET +1 'colorat interior
1220 LEM: LEM: LEF: LEF: IF APG1 = 0 THEN GOTO 1240
1230 GOTO 1310
1240 RET -RET +1: GOSUB 6900: RET -RET +1 'completare diagrama
1250 LINE (0, 0) (175, 350), 7, BF: LINE (0, 0) (160, 15), 7, BF
1260 LOCATE 21, 2: COLOR 12, 7: PRINT "---cere stab intrare"
1270 LOCATE 22, 2: COLOR 14, 7: PRINT "---cere stab iesire"
1280 IF APG0 = 1 OR CUI = 1 THEN RETURN
1290 RET -RET +1: GOSUB 7530: COLOR 4, 7: RET -RET +1 'marker
1291 LPRINT "Punctul de analiza a stabilitatii este cel cu GammaR="; XR, "si GammaU="; XU
1300 XI = X, Y1 = Y
1310 XM = NM(XR, XI): IF XR = 0 AND XI = -O THEN XF = PI/2: GOTO 1340
1320 IF XR = 0 AND XI = O THEN XF = -PI/2: GOTO 1340
1330 XF = FN(XR, XI): IF XR = 0 THEN XF = XI - PI
1340 GAM = FN(M(GAR, GAI)): IF GAR = 0 AND GAI = -O THEN GAF = PI/2: GOTO 1370
1350 IF GAR = 0 AND GAI = O THEN GAF = -PI/2: GOTO 1370
1360 GAF = FN(GAR, GAI): IF GAR = 0 THEN GAF = GAI + PI
1370 IF APG1 = 1 THEN GOTO 1400
1380 LOCATE 1, 1: PRINT "???" : LINE (0, 330)-(100, 350), 7, BF
1390 IF XM = 1 OR GAM = 1 THEN RET -RET +1: GOSUB 8030: RET -RET +1: GOTO 1610 'spre mesaj
1400 DISM = FN(M(XR-CSR, XI-CSU)): DIRM = FN(M(XR-CLR, XI-CLU))
1410 IF CIS1 = 2 THEN DISM = FN(M(GAR-CSR, GAI-CSU))
1420 IF CIS1 = 2 THEN DIRM = FN(M(GAR-CLR, GAI-CLU))
1430 IF APG1 = 1 THEN GOTO 1450
1440 RET -RET +1: GOSUB 8100: RET -RET +1: LOCATE 2, 1: 'colortenza zona
1450 COLOR 9, 7
1460 IF P = 1 THEN RET -RET +1: GOSUB 8170: RET -RET +1
1470 IF DISM = RS THEN GOTO 1500
1480 IF XONAT = 1 THEN STE = 1: GOTO 1520
1490 STE = 0: GOTO 1520
1500 IF ZONAT = 1 THEN STE = 0: GOTO 1520
1510 STE = 1
1520 IF DIRM = RL THEN GOTO 1550
1530 IF ZONA2 = 1 THEN STE = 1: GOTO 1570
1540 STE = 0: GOTO 1570
1550 IF ZONA2 = 1 THEN STE = 0: GOTO 1570
1560 STE = 1
1570 IF STE = 1 AND STE = 1 THEN RET -RET +1: GOSUB 8200: RET -RET +1
1580 IF STE = 1 AND STE = 0 THEN RET -RET +1: GOSUB 8230: RET -RET +1
1590 IF STE = 0 AND STE = 1 THEN RET -RET +1: GOSUB 8260: RET -RET +1
1600 IF STE = 0 AND STE = 0 THEN RET -RET +1: GOSUB 8290: RET -RET +1
1610 IF APG1 = 1 THEN RETURN
1620 LOCATE 15, 1: COLOR 6, 7: PRINT "Alegeti alt punct? (D/N)"
1630 IF INKEY$ = "D" THEN GOTO 910
1640 IF INKEY$ = "N" THEN RETURN 550
1650 GOTO 1630
1660 ***** SUBROUTINA DE CALCUL A FACTORULUI DE MERIT *****
1670 CLS: COLOR 4, 7: LOCATE 2, 3
1680 UN = S21M * S21M * S22M: UD = (1 - S11M + 2) * (1 - S22M + 2): U = UN/UD
1690 IF U = 1 THEN GOTO 1710
1700 UL = -20 * FN(CR(U)) : UR = -20 * FN(CU - U))
1710 PRINT: PRINT USING " FACTORUL DE MERIT AL TRANZISTORULUI UNILATERAL ## #####", U
PRINT
1720 PRINT "Deci " : PRINT USING "###.### dB": Apr/Apr: " ## ##### dB", U, UR: PRINT
1721 LPRINT " FACTORUL DE MERIT AL TRANZISTORULUI UNILATERAL ", U
1722 LPRINT " DECI ", UL, " dB " : Apr/Apr: " ", UR, " dB"
1730 PRINT " In finetie de acest rezultat, tastati cifra "
1740 PRINT " corespunzatoare variantei dorite. "
1741 LPRINT " In finetie de acest rezultat, tastati cifra "
1742 LPRINT " corespunzatoare variantei dorite "

```

## Anexa 2 - Programul AMUT-1

```

1750 PRINT " -1 pt. castigul unilateral,"
1760 PRINT " -2 pt. castigul operativ si disponibil,"
1770 PRINT " -3 pt. revenirea in meniul principal."
1780 IF INKEY$="1" THEN GOTO 1820
1790 IF INKEY$="2" THEN GOTO 1840
1800 IF INKEY$="3" THEN GOTO 1860
1810 GOTO 1780
1820 COLOR 13, 7, LOCATE 10, 18 PRINT "-1 pt. castigul unilateral," FOR I=1 TO 750 NEXT
1830 LPRINT "-1 pt. castigul unilateral,"; RET: RET=1 GOSUB 1890, RET: RET=1
1840 COLOR 13, 7, LOCATE 11, 18 PRINT " 2 pt. castigul operativ disponibil,"
1850 LPRINT "-2 pt. castigul operativ si disponibil," FOR I=1 TO 750; NEXT: RET: RET=1 GOSUB 2740
RET: RET=1,
1860 COLOR 13, 7, LOCATE 12, 18 PRINT "-3 pt. revenire in meniul"
1870 LPRINT "-3 pt. revenire in meniul "; FOR I=1 TO 750 NEXT: COLOR 4, 7 CLS: RETURN 560
1880 *****SUBROUTINA AMPLIFICARE UNILATERALA*****
1890 CLS: COLOR 4, 7 C1$="0": C1$2="0"
1900 IF $I1M="1" THEN GOTO 1920
1910 GSM=10*FNLG(1/1-$I1M/2): GOTO 1930
1920 LOCATE 2, 2, COLOR 2, 7, PRINT "*** LOCATE: 22, 1 PRINT "-Tranz. Pot. Instab.", LPRINT " -Tranzistor
potential instabil",
1930 IF $S22M="1" THEN GOTO 1950
1940 GLM=10*FNLG(1/1-$S22M/2): GOTO 1960
1950 LOCATE 3, 2, COLOR 2, 7, PRINT "*** LOCATE: 22, 1 PRINT "-Tranz. Pot. Instab " LPRINT " -
tranzistor potential instabil"
1960 GO 20*FNLG($S21M) G1$=MAX GSM: G1$=GO
1970 FRA="0": SCA="200": RET: RET=1 GOSUB 6860: RET: RET=1 MAR="0": LOCATE 1, 2, COLOR 1, 7
1980 P="0": LINE(0, 0) (185, 350), 7, BE: PRINT "TASTATI " LOCATE 2, 4, COLOR 1, 7, PRINT "A-PT
CERCURI Apg.",
1990 LOCATE 3, 4, PRINT "B-PT CERCURI Aps.",
2000 LOCATE 4, 4, PRINT "C-PT HESURE"
2010 IF INKEY$="C" THEN LOCATE 1, 0, COLOR 1, 4, COLOR 1, 7, PRINT "C-PT HESURE" RETURN 1670
2020 IF INKEY$="A" THEN LINE(0, 75) (185, 285), 7, BE: LOCATE 2, 4, COLOR 13, 7, PRINT "A-PT
CERCURI Apg.", GOTO 2050
2030 IF INKEY$="B" THEN LINE(0, 75) (185, 285), 7, BE: LOCATE 3, 4, COLOR 10, 7, PRINT "A-PT
CERCURI Aps.", GOTO 2120
2040 GOTO 2010
2050 SM=$I1M: SR=$I1R/$M/2: SI=$I1I/$M/2: SJ=$I1J/$M/2: SEG=$I1E/$CIN2+1: C=13: GMAX=GSM
2060 SRR=$I2R: SII=$I2I: P="1": IF SM="1" THEN GOTO 2100
2070 LOCATE 6, 1, COLOR 4, 7, PRINT USING "ger # ### \### ## ", 1/$M, SEG
2080 LOCATE 6, 1, PRINT USING "I", CHR$(226): LOCATE 6, 20, PRINT USING "I", CHR$(248)
2081 LPRINT CHR$(226), LPRINT USING "ger # ### \### ## ", 1/$M, SEG, LPRINT CHR$(248)
2090 CIRCLE (SCA*SR+406, SCA*SI*(+175), 1, C) GOTO 2190
2100 LOCATE 6, 1, COLOR 4, 7, PRINT USING "ApgMAX: ### ##dB", GSM: LPRINT USING "ApgMAX:
### ##dB", GSM
2110 CIRCLE (SII*SCA+406, -SII*SCA*(+175), 1, C) GOTO 2190
2120 SM=$S22M: SR=$S22R/$M/2: SI=$S22I/$M/2: SJ=$S22J/$M/2: SEG=$S22E/$CIN2+1: C=10: GMAX=GLM
2130 SRR=$S22R: SII=$S22I: P="0": IF SM="1" THEN GOTO 2170
2140 LOCATE 6, 1, COLOR 4, 7, PRINT USING "scr # ### \### ## ", 1/$M, SEG
2150 LOCATE 6, 1, PRINT USING "I", CHR$(226): LOCATE 6, 20, PRINT USING "I", CHR$(248)
2151 LPRINT CHR$(226), LPRINT USING "SCR # ### \### ## ", 1/$M, SEG, LPRINT CHR$(248)
2160 CIRCLE (SCA*SR+406, SCA*SI*(+175), 1, C) GOTO 2190
2170 LOCATE 6, 1, COLOR 4, 7, LPRINT USING "ApsMAX: ### ##dB", GLM
2180 CIRCLE (S22R*SCA+406, -S22I*SCA*(+175), 1, 10)
2190 LOCATE 7, 1, PRINT "Introduceti castigul" INPUT "Astart ", START
2200 INPUT "Astop ", STAI: INPUT "pasul ", PAS
2210 AINC=FNR(SFR): G START: IF PAS="0" THEN PAS="1"
2220 GI=10*(G/10): GI=GI*(1-SM/2)
2230 IF GI="1" THEN PRINT "G-Gmax" GOTO 2280
2240 RISD=1/$M/2*(1-GI): RISN=SQR(1-GI)*(1/$M/2): RIS=RISN/RISD
2250 DIS=GI*SM/(1-SM/2*(1-GI)): U=FNR(DIS, AINC): V=FNR(DIS, AINC)

```



## Anexa 2 - Programul AMUT-1

```

2260 RET=RET+1 GOSUB 8320:RET=RET-1
2270 G=G+PAS:IF G<=STATI THEN GOTO 2220
2280 LOCATE 12,1:PRINT "Cercuți stabilit? (d/n)"
2290 IF INKEY$="D" THEN APG0=1:RET=RET+1:GOSUB 760:RET=RET-1:APG0=0:GOTO 2320
2300 IF INKEY$="N" THEN GOTO 2320
2310 GOTO 2290
2320 IF P=-1 THEN GOTO 2370
2330 LOCATE 12,1:COLOR 4,7:PRINT "Cercuți de zgomot? (D/N)" IF NOIS=1 THEN ZGO=1
2340 IF INKEY$="D" THEN ZGO=ZGO+1:APG0=1:RET=RET+1:GOSUB 4080:RET=RET-1:APG0=0:GOTO 2370
2350 IF INKEY$="N" THEN GOTO 2370
2360 GOTO 2340
2370 LINE(0,100)-(175,180),7,BF:LOCATE 12,1:COLOR 4,7:PRINT "Doriti markeru? (D/N)"
2380 IF INKEY$="D" THEN CINE(0,73)-(185,153),7,BF:RET=RET+1:GOSUB 7530:GOTO 2410
2390 IF INKEY$="N" THEN GOTO 2610
2400 GOTO 2380
2410 RET=RET-1:LOCATE 13,1:PRINT "*" :LOCATE 12,1:LINE(0,0)-(180,165),7,BF
2420 AA=(XR*SM/2-SRR)/2+(XI*SM/2+SH)/2
2430 AB=(1-SM/2)*(XR*(XR*SM/2-SRR)+XI*(XI*SM/2+SH)+(1-SM/2)^2)
2440 AC=(1-SM/2)^2*(XR^2+XI^2-1)
2450 GI=(4-AB)/SQR(AB^2-AA*AC)/AA:IF GI/(1-SM/2)=0 THEN PRINT "Castig imaginar!" GOTO 2590
2460 G=10*FNEG(GI/(1-SM/2))
2470 PRINT "Castigul in acest loc":LPRINT "Castigul in acest loc":IF P=1 THEN GOTO 2490
2480 GI:G:PRINT USING "este Aps-###.###dB":G:LPRINT USING "este Aps-###.###dB":G:GOTO 2500
2490 GS:G:PRINT USING "este Apg-###.###dB":G:LPRINT USING "este Aps-###.###dB":G:LOCATE 15,1:PRINT "Ate informatii? (D/N)"
2500 IF INKEY$="D" THEN GOTO 2540
2510 IF INKEY$="N" THEN LOCATE 15,1:GOTO 2590
2520 GOTO 2510
2530 GOTO 2510
2540 APG1=1:RET=RET+1:GOSUB 760:RET=RET-1:PRINT "COLOR 2,7:PRINT "COLOR 2,7:PRINT "Tastati semnul ?"
2550 IF INKEY$="." THEN GOTO 2550
2560 LINE(0,72)-(175,153),7,BF:XZR:XR/XI:XI:LOCATE 16,1:COLOR 1,7
2570 IF P=1 THEN ZGO=ZGO+1:RET=RET+1:GOSUB 4080:RET=RET-1
2580 APG1=0
2590 COLOR 4,7:PRINT "Doriti alti puncti? (d/n)"
2600 GOTO 2380
2610 IF P=1 THEN GAMSRI=XR:GAMSH=XI:GOTO 2630
2620 GAMLRI=XR:GAMLI=XI
2630 LINE(0,73)-(185,285),7,BF
2640 LOCATE 6,1:COLOR 12,7:GTU=GS+GO+GL
2650 PRINT "Al'ales":PRINT "Apu-Apg1:Apo1:Aps":PRINT USING "###.###.###.###.###.###.###.###",GS,GO,GL
2651 LPRINT "Al'ales punctul cu":LPRINT "Apo-Apg1:Apo1:Aps":LPRINT USING "###.###.###.###.###.###.###.###",GS,GO,GL
2660 PRINT USING "###.###.###dB",gtu
2670 IF ZGO=1 THEN NOIS=1:PRINT USING "Iar F-###.###dB":F:LPRINT USING "Iar F-###.###dB":F
2680 IF CINI=-1 OR CIN2=-1 THEN P=0:GOTO 2010
2690 PRINT:PRINT:COLOR 4,7:PRINT "Mai incercati? (d/n)"
2700 IF INKEY$="." THEN GOTO 2700
2710 IF INKEY$="d" THEN GOTO 1890
2720 IF INKEY$="n" THEN P=0:CINI=0:CIN2=0:ZGO=0:RETURN 550
2730 GOTO 2710
2740 '
2750 '*****SUBROUTINA SIMA1*****
2760 CLS:COLOR 4,7
2770 IF DM=-1 AND AK=-1 THEN STABIL=-1:GOTO 2790

```

## Anexa 2 - Programul AMUT-1

```

2780 GOTO 3150
2790 GX = (AK - SQR(AK^2-1)) * S21M/S12M
2800 GPMAX = 10 * FNLG(GX)
2810 LOCATE 5, 12: COLOR 4, 7: PRINT "Tranzistorul este neconditionat stabil"
2811 LPRINT "Tranzistorul este neconditionat stabil"
2820 LOCATE 7, 12: COLOR 4, 7: PRINT "castigul maxim realizabil este", LPRINT "castigul maxim realizabil este";
2830 LOCATE 8, 12: COLOR 10, 7: PRINT USING " Aprmax= ###.###dD", GPMAX, LPRINT USING "
Aprmax= ###.###dD": GPMAX
2840 LOCATE 10, 12: COLOR 4, 7: PRINT " Pentru acest caz, se vor realiza circuitele"
2841 LPRINT " Pentru acest caz, se vor realiza circuitele" LPRINT "cu urmatoii coeficienti de reflexie:"
2850 LOCATE 11, 12: PRINT "cu urmatoii coeficienti de reflexie"
2860 B1 = 1+S11M^2 - S22M^2 - DM^2
2870 B2 = 1+S22M^2 - S11M^2 - DM^2
2880 GSR = (B1-SQR(B1^2 - 4 * C1M^2)) * C1R / (2 * C1M^2)
2890 GLR = (B2-SQR(B2^2 - 4 * C2M^2)) * C2R / (2 * C2M^2)
2900 GSI = -(B1-SQR(B1^2 - 4 * C1M^2)) * C1R / (2 * C1M^2)
2910 GLI = -(B2-SQR(B2^2 - 4 * C2M^2)) * C2R / (2 * C2M^2)
2920 GSM = FNMI(GSR, GSI) IF GSR = 0 THEN GOTO 2940
2930 GSF = FNF(GSR, GSI) GOTO 2960
2940 IF GSI = 0 THEN GSF = FNF(GSR, GSI) PI GOTO 2960
2950 GSE = FNF(GSR, GSI) PI
2960 GSFG = FNF(G(GSF))
2970 GLM = FNM(GLR, GLI) IF GLR = 0 THEN GOTO 2990
2980 GLF = FNF(GLR, GLI) GOTO 3010
2990 IF GLI = 0 THEN GLF = FNF(GLR, GLI) PI GOTO 3010
3000 GLF = FNF(GLR, GLI) PI
3010 GLFG = FNF(G(GLF)) GAMSRL4 = GSR GAMSRL = GSI GAMLRL4 = GLR GAMLRL = GLI
3020 LOCATE 12, 12: COLOR 10, 7: PRINT USING " - la intrare g # #### M### #": GSM, GSFG
3021 LPRINT " - la intrare ", CHR$(226), LPRINT USING "g # #### M### #": GSM, GSFG,
LPRINT CHR$(248)
3030 LOCATE 12, 31: PRINT USING " ", CHR$(226) LOCATE 12, 48: PRINT USING " ", CHR$(248)
3040 LOCATE 13, 12: COLOR 10, 7: PRINT USING " la iesire s # #### M### #", GLM, GLFG
3041 LPRINT " la iesire ", CHR$(226) LPRINT USING "s # #### M### #", GLM, GLFG LPRINT
CHR$(248)
3050 LOCATE 13, 30: PRINT USING " USING #", CHR$(226) LOCATE 13, 47: PRINT USING " ", CHR$(248)
3060 LOCATE 15, 12: COLOR 4, 7: PRINT " Realizati aceasta varianta (V) sau doriti cercurile"
3070 LOCATE 16, 12: PRINT "de castig constant pentru alegerea altuia (W)"
3080 LOCATE 18, 12: COLOR 14, 7: PRINT " (tastati V sau W)"
3090 IF INKEY$ = "W" OR INKEY$ = "w" THEN GOTO 3120
3100 IF INKEY$ = "V" OR INKEY$ = "v" THEN RETURN 550
3110 GOTO 3090
3120 CLS: SCA 200: FRA 0: GOTO 3170
3130 *REM
3140 *REM *****SUBROUTINA AMPLIFICARE BILATERALA*****
3150 CLS: SCA 200: FRA 0: STABIL = 0
3160 GPMAX = 10 * FNLG(S21MS/S12M) * gsmg - gpmx
3170 RET = RET + 1: GOSUB 6870: RET = RET + 1: MAR = 0: IF STABIL = 0 THEN GOTO 3190
3180 COLOR 2, 7: PRINT " Caz de stabilitate" PRINT GOTO 3200
3190 COLOR 2, 7: PRINT " Tranzistor pot fi stabil"
3200 COLOR 1, 7: LOCATE 3, 1: PRINT "Tastati calea dorita" COLOR 4, 7
3210 PRINT "A-daca porniti de la" PRINT "castigul efectiv (Ap)"
3220 PRINT "B-daca porniti de la" PRINT "castigul nominal (Apr)"
3230 PRINT "C- pt iesirea in menu"
3240 IF INKEY$ = "A" OR INKEY$ = "a" THEN LINE (0, 0) (180, 335), 7: BF GOTO 3280
3250 IF INKEY$ = "B" OR INKEY$ = "b" THEN LINE (0, 0) (180, 335), 7: BF GOTO 3260
3260 IF INKEY$ = "C" OR INKEY$ = "c" THEN RETURN
3270 GOTO 3240
3280 LINE (0, 0) (185, 320), 7: BF
3290 LOCATE 3, 1: PRINT "Ati pornit de la" COLOR 13, 7: PRINT " castigul efectiv (Ap)"
3291 LPRINT "Ati pornit de la castigul efectiv (Ap)"

```

## Anexa 2 - Programul AAUF-1

```

3300 COLOR 4, 7 IF STABLE=1 THEN GOTO 3320
3310 PRINT "Castigul maxim stabil": PRINT USING " este Apms - ### ###dB", GPMAX:
3311 LPRINT "Castigul maxim stabil": LPRINT USING " este Apms - ### ###dB", GPMAX: GOTO 3330
3320 PRINT USING " Apmax - ### ###dB", GPMAX: PRINT
3321 LPRINT USING " Apmax - ### ###dB", GPMAX: LPRINT
3330 LINE (0, 90) (185, 230), 7, DF: LOCATE 7, 1: PRINT "Ce cercuri Ap doriti?"
3331 INPUT "Astart=", START: INPUT "Astop ", STAI
3340 INPUT "pasul ", PAS: SM=S22M: SF=S22L: CR=C22R: C1=C2L: CF=C2F: IF PAS=0 THEN PAS=1
3350 S11=S11E: S1R=S1R: SR=S22R: C1S1=1: GOTO 3430
3360 LOCATE 3, 1: PRINT "Ati pornit de la ": COLOR 13, 7: PRINT castigul nominal (Ga)"
3370 COLOR 4, 7 IF STABLE=1 THEN GOTO 3390
3380 PRINT "Castigul maxim stabil": PRINT USING "este Apms - ### ###dB" GPMAX
3381 LPRINT "Castigul maxim stabil": LPRINT USING "este Apms - ### ###dB" GPMAX: GOTO 3400
3390 PRINT USING " Apmax - ### ###dB" GPMAX: PRINT
3391 LPRINT USING " Apmax - ### ###dB" GPMAX: LPRINT
3400 LINE (0, 90) (185, 230), 7, BF: LOCATE 7, 1: PRINT "Ce cercuri Ga doriti?":
3401 INPUT "Astart=", START: INPUT "Astop ", STAI
3410 INPUT "pasul ", PAS: SM=S11M: SF=S11E: CR=C1R: C1=C1L: CF=C1F: IF PAS=0 THEN PAS=1
3420 S11=S22E: S1R=S22R: SR=S11R: C1S1=2
3430 TMP1=S12M*S21M: TMP2=SM^2-DM^2: G=START
3440 GA=10*(G/10)/S21M^2: CENTRUR=GA*CR/(1+GA*TMP2)
3450 CENTRI=-GA*CF/(1+GA*TMP2)
3460 DIST=FNM(CENTRUR,CENTRI)
3470 RADIC=(1-2*AK*TMP1*GA+(TMP1*GA)^2)
3480 IF RADIC<0 THEN RADIC=0
3490 RNN=SQR(RADIC)
3500 CENTRE=-CF
3510 UNGH1=FNEG(CENTRE)
3520 RIS=RNN/ABS(1+GA*TMP2)
3530 U=FNR(DIST,CENTRE): V=FNI(DIST,CENTRE)
3540 C=13: RET=RET+1: GOSUB 8320: RET=RET-1: IF G=GPMAX THEN G=G+PAS
3550 G=G+PAS: IF G=STAI AND G=GPMAX THEN GOTO 3440
3560 IF G=GPMAX+PAS THEN G=GPMAX: GOTO 3440
3570 LOCATE 12, 1: PRINT "Cerc Stabilitate?(d/n)"
3580 IF INKEY#="d" THEN APGO=1: RET=RET+1: GOSUB 760: RET=RET-1: APGO=0: GOTO 3610
3590 IF INKEY$="n" THEN GOTO 3610
3600 GOTO 3580
3610 LOCATE 12, 1: COLOR 4, 7: PRINT "Cercuri de zgomot?(D/N)" IF NOIS=1 THEN ZGO=1
3620 IF INKEY$="D" THEN APGO=1: ZGO=ZGO+1: RET=RET+1: GOSUB 4080: RET=RET-1: APGO=0: GOTO
3650
3630 IF INKEY$="N" THEN GOTO 3650
3640 GOTO 3620
3650 LOCATE 12, 1: COLOR 4, 7: PRINT "Doriti markerul?(d/n)"
3660 IF INKEY$="d" THEN POW=1: RET=RET+1: GOSUB 7600: RET=RET-1: POW=0: GOTO 3800
3670 IF INKEY$="d" THEN LOCATE 12, 1: PRINT "Alta varianta?(D/D)" : GOTO 3690
3680 GOTO 3660
3690 IF INKEY$="D" THEN LINE (0,0) (175, 335), 7, BF: GOTO 3200
3700 IF INKEY$="N" THEN GOTO 3720
3710 GOTO 3690
3720 LINE (0, 75) (175, 270), 7, BF: LOCATE 8, 1: COLOR 12, 7"
3730 PRINT "In punctul ales aveti " IF C1S1=2 THEN GOTO 3750
3740 LPRINT "castigul Apr=Ap ", LPRINT USING " ### ###dB", G
3741 PRINT "castigul Apr=Ap ", PRINT USING " ### ###dB", G: GOTO 3770
3750 LPRINT "castigul Apr=Ap ", LPRINT USING " ### ###dB", G
3751 LPRINT "castigul Apr=Ap ", LPRINT USING " ### ###dB", G
3760 IF ZGO=0 THEN PRINT "iar coef De zgomot", PRINT USING " este F - ### ###dB", F: LPRINT
USING " m F - ### ###dB", F
3770 IF C1S1=1 THEN GAMUR2=NR: GAMLI2=XI: GAMSIR2=GAR: GAMSIS2=GAI: GOTO 3790
3780 IF C1S1=2 THEN GAMLR3=NR: GAMLI3=XI: GAMSIR3=GAR: GAMSIS3=GAI
3790 COLOR 1, 7: LOCATE 19, 3: PRINT "Tastati F3" GOTO 3790

```

## Anexa 2 Programul AMUT-1

```

3800 BA=(ISM^2-DM^2)*XR- CR)^2+(ISM^2-DM^2)*XI+(CI-(S12M*S21M)^2
3810 BB=(ISM^2-DM^2)*XR-CR)^2+(ISM^2-DM^2)*XI+CI)*XI+AK*S12M*S21M
3820 BC=XR^2+XI^2-1
3830 IF BB^2-BA*BC<0 THEN PRINT "castig imaginar" GOTO 3880
3840 G2=(SQR(BB^2-BA*BC)-BB)/BA G=S21M^2*G2
3850 IF G=0 THEN PRINT "g=0" GOTO 3880
3860 G=10*FNLG(G) LOCATE 12,1 PRINT "M" LINE(0,210)-(180,100),7,BF LOCATE 12,1
3870 PRINT "Castigul in acest loc" PRINT USING "este Ap:# #.# # # dB",G
3880 PRINT "Alic informatii? (D/N)"
3890 IF INKEY$="D" THEN LINE(0,75)-(175,170),7,BF LOCATE 14,1 GOTO 3920
3900 IF INKEY$="N" THEN LINE(0,75)-(175,210),7,BF LOCATE 12,1 PRINT "Doriti alti puneri? (d/n)"
GOTO 3660
3910 GOTO 3890
3920 APG1=1:RET=RET+1:GOSUB 760:RET=RET-1
3930 COLOR 2,7 PRINT "PRINT "Jastati seninul: " " COLOR 4,7 LOCATE 16,1
3940 IF INKEY$=" " THEN GOTO 3940
3950 IF C1$="1" THEN NZR=GAR:NZI=GAI GOTO 3970
3960 IF C1$="2" THEN NZR=NR:NZI=XI
3970 LINE(0,75)-(175,180),7,BF IF NOIS=1 THEN ZGO=1
3980 COLOR 1,7 ZGO-ZGO+1:RET=RET+1:GOSUB 4080:RET=RET-1:APG1=0
3990 COLOR 4,7 PRINT "Doriti alti puneri? (d/n)"
4000 IF INKEY$="d" THEN LINE(0,60)-(175,210),7,BF GOTO 3660
4010 IF INKEY$="n" THEN GOTO 3670
4020 GOTO 4000
4030 RETURN
4040
4050 *****SUBROUTINA ZGOMO1*****
4060 C1$=FRA:0:SCA=200:NOIS=1:RET=RET+1:GOSUB 6870:RET=RET-1:MAR=0
4070 IF REL=1 GOTO 4150
4080 IF ZGO=2 THEN GOTO 4130
4090 COLOR 4,7 PRINT "Introduceți "
4100 INPUT "Fmin " FM:INPUT "Modul GAMMAo ",GOM
4110 INPUT "Faza GAMMAo ",GOFG
4120 INPUT "RN ",RN:FM=10*(FM/10):RN=RN/50
4121 PRINT "Fmin ",FM," Modul GAMMAo ",GOM," Faza GAMMAo ",GOFG," RN ",RN
4130 IF APG1=1 THEN GOTO 4130
4140 IF APG0=1 THEN LINE(0,75)-(185,185),7,BF LOCATE 13,1
4150 PRINT "Ce F (dB) doriti?" REL=0
4160 INPUT "Fstart=",FSTAR:INPUT "Fstop=",STAF:IN[UT]="pasul",PAS:F=STAR:IF PAS=0 THEN PAS=1
4170 GOF=FNFR(GOFG):GOR=FNRGOM(GOF)
4180 GOI=FN(GOM,GOF):TMP=(FNMI+(GOR,GOI)^2
4190 CIRCLE(GOR*SCA+406,GOI*SCA^2+(+175),1,9
4200 F1=10*(F/10)
4210 ANI=(F1-FM)*TMP/(4*RN):DEFM=GOM/(1+ANI):CFH=GOFG
4220 RIS=(SQR(ANI^2+ANI*(1-GOM^2)))/(1+ANI):CFH=GOF
4230 U=FNRCFH(CFH):V=FNRCFH(CFH):C=9
4240 RET=RET+1:GOSUB 8330:RET=RET-1
4250 F=F+PAS:IF F=STAF THEN GOTO 4200
4260 COOR 9,7 LOCATE 23,2 PRINT "coef de zgomot" COLOR 4,7
4270 IF APG0=1 THEN RETURN
4280 LOCATE 8,1 PRINT "Doriti markerul? (d/n)"
4290 IF INKEY$="d" THEN RET=RET+1:GOSUB 7530:RET=RET-1:GOTO 4320
4300 IF INKEY$="n" THEN GOTO 4450
4310 GOTO 4290
4320 LOCATE 8,1 PRINT "*" LINE(0,200)-(180,253),7,BF NZR=NR:NZI=XI
4330 FI=FM+(4*RN*(FNMI(NZR=GOR,NZI=GOI)^2)/(1+(FNMI(NZR,NZI)^2)*(FNMI+(GOR,GOI)^2)
4340 F=10*FNLG(FI)
4350 IF APG1=1 THEN LINE(0,73)-(185,153),7,BF LOCATE 16,1
4360 PRINT "In acest loc" PRINT "coef de zgomot" PRINT USING "este F # #.# # # dB",F

```



## Anexa 2 Programul AMUT-1

```

4820 IF IN$ = "3" THEN GSR = GMSR3 GSI GMSI3 GLR GAMLR3 GLI GAML3 GOTO 5040
4830 IF IN$ = "4" THEN GSR = GMSR4 GSI GMSI4 GLR GAMLR4 GLI GAML4 GOTO 5040
4840 IF IN$ = "5" THEN GSR = GMSR5 GSI GMSI5 GLR GAMLR5 GLI GAML5 GOTO 5040
4850 GOTO 4790
4860 CLS: COLOR 4, 7: LOCATE 3, 10: PRINT "      Introduceți coeficientul de reflexie (G) sau impedanța (Z)"
4870 PRINT "      pentru care doriți să faceți adaptarea!". COLOR 14, 7: PRINT "(Tasatari G sau Z)"
4880 IF INKEY$ = "G" THEN GOTO 4950
4890 IF INKEY$ = "Z" THEN GOTO 4910
4900 GOTO 4880
4910 IF INTR = 2 THEN GOTO 4930
4920 PRINT "      - pentru intrare. ", INPUT "r=": RSA: LOCATE 5, 35: INPUT "x=": XSA: GOTO 4940
4930 PRINT "      - pentru iesire. ", INPUT "r=": RLA: LOCATE 5, 35: INPUT "x=": XLA
4940 GOTO 5000
4960 PRINT "      - pentru intrare ", INPUT "MODUL GAMMA ", GSM: locate 5, 45: INPUT "FAZA
GAMMA ", GSEF: GOTO 4980
4970 PRINT "      - pentru iesire. ", INPUT "MODUL GAMMA ", GLM: locate 5, 45: INPUT "FAZA
GAMMA ", GLEF
4980 GSR = FNR (GSM, FNR(GSEF)) GSI = FNI (GSM, FNR (GSEF))
4990 GLR = FNR (GLM, FNR(GLEF)) GSI = FNI (GLM, FNR (GLEF)) 6050
5000 GSR = FNPR (RSA = 1, XSA, RSA + 1, -XSA) / (FNM (1, RSA, XSA)) ^ 2
5010 GSI = FNPI (RSA = 1, XSA, RSA + 1, -XSA) / (FNM (1, RSA, XSA)) ^ 2
5020 GLR = FNPR (RLA = 1, XLA, RLA + 1, -XLA) / (FNM (1, RLA, XLA)) ^ 2
5030 CLS: GSM = FNM (GSR, GSI) GSE = FNE (GSR, GSI) IF GSR = 0 THEN GSE = GSE * PI
5040 GLM = FNM (GLR, GLI) GLE = FNE (GLR, GLI) IF GLR = 0 THEN GLE = GLE * PI GOTO 5080
5060 GSE = FNR(GSEF) GLE = FNR (GLEF) IF GSE = 0 THEN GSE = GSE * PI
5070 IF GLE = 0 THEN GLE = GLE * PI
5080 LOCATE 10, 10: COLOR 4, 7: PRINT " Introduceți reactanța impedanței cu care doriți să faceți adaptarea!"
5090 LOCATE 11, 10: PRINT " (rezistența normală a acesteia se consideră a fi 1 Ω)"
5100 LOCATE 13, 25: INPUT "x=": XC: RC = 1
5110 GRC = FNDR (RC = 1, XC, RC + 1, -XC) / (FNM (1, RC, XC)) ^ 2
5120 GIC = FNPI (RC = 1, XC, RC + 1, -XC) / (FNM (1, RC, XC)) ^ 2 IF GIC = 0 AND GRC = 0 THEN GMC = 0 GIC = 0
GOTO 5140
5130 GMC = FNM(GRC, GIC) GFC = FNE(GRC, GIC) IF GRC = 0 THEN GFC = GFC * PI
5140 IF INTR = 2 THEN GMA = GSM GFA = GSE GRA = GSR GIA = GSI GOTO 5160
5150 GMA = GLM GFA = GLE GRA = GLR GIA = GLI
5160 COLOR 1, 7: PRINT PRINT PRINT PRINT "      Doriți realizarea circuitelor cu componente
discrete? (d/h)"
5161 LPRINT " se face adaptarea pentru", CHR$(226), LPRINT USING
"##### M## ####", GMA, GFA, LPRINT " radiani"
5170 IF INKEY$ = "d" THEN CDIS = 1 GOTO 5200
5180 IF INKEY$ = "h" THEN CDIS = 0 GOTO 5200
5190 GOTO 5170
5200 RA = FNPR (1) GRA, GIA, 1 - GRA, GIA) / (FNM (1 - GRA, GIA)) ^ 2
5210 Na = FNPI (1) GRA, GIA, 1 - GRA, GIA) / (FNM (1 - GRA, GIA)) ^ 2 IF CDIS = 0 THEN GOTO 5370
5220 IF RA = -1 THEN GOTO 5370
5230 RC = 1 / RA XC = XC / RA Na = Na / RA RA = 1 ADINV = 1
5240 CLS: LOCATE 5, 1: COLOR 4, 7
5241 LPRINT "      Deoarece rezistența normală a impedanței pe care doriți să o adaptați este "
5250 PRINT "      mai mare decât unitatea, acest program va normala toate valorile la aceasta"
5260 PRINT "      rezistența " PRINT "      Deci, conform convențiilor arătate se obțin "
5270 LOCATE 9, 10: PRINT "ra = 1, xa = x/ra ", PRINT USING "##### re 1ra ", Na,
5271 PRINT USING "##### xc x/ra ", RC, PRINT USING "##### XC
COLOR 14, 7: LOCATE 12, 20: PRINT " Aapasați o tasta!"
5290 IF INKEY$ = "" THEN GOTO 5290
5300 IF INKEY$ = "" THEN GOTO 5300
5310 GRC = FNDR (RC = 1, XC, RC + 1, -XC) / (FNM (1, RC, XC)) ^ 2
5320 GIC = FNPI (RC = 1, XC, RC + 1, -XC) / (FNM (1, RC, XC)) ^ 2 IF GIC = 0 AND GRC = 0 THEN GMC = 0 GIC = 0
GOTO 5340
5330 GMC = FNM(GRC, GIC) GFC = FNE(GRC, GIC) IF GRC = 0 THEN GFC = GFC * PI
5340 GRA = FNPR (RA = 1, Na, RA + 1, -Na) / (FNM (1, Ra, Na)) ^ 2

```

## Anexa 2 -- Programul AMUT-1

```

5350 GIA=FNPI (RA-I, Xa, RA+I, -Xa) / (FNM(I+Ra, Xa)) ^ 2 IF CHA=0 AND GRA=0 THEN GMA=0 GIA=0
GOTO 5370
5360 GMA=FNM(GRA, GIA) GFA=FNI(GRA, GIA) IF GRA=0 THEN GFA=GFA+PI
5370 SCA=200 RET RET+1 GOSUB 6860 RET RET+1
5380 RAA=RA / (FNM(RA, Xa))^2 XAA=-Xa / (FNM(RA, Xa))^2
5390 RCC=RC / (FNM(RC, XC))^2 XCC=-XC / (FNM(RC, XC))^2
5400 IF ADINV = 1 THEN SWAP RA, RC SWAP Xa, XC SWAP XAA, XCC SWAP RAA, RCC
5410 IF CDIS = -1 THEN GOTO 6130
5420 Nb1=SQR (RA-RA^2) Nb2=-Nb1 XBB1=-SQR ((I-RA) / RA) XBB2=-XBB1
5430 GRD1=FNPR (RA-I, Xb1, RA+I, -Xb1) / (FNM (I+RA, Xb1))^2
5440 GIB1=FNPI (RA-I, Xb1, RA+I, -Xb1) / (FNM (I+RA, Xb1))^2
5450 A=2 * ABS (ATN(Xa / (I+RA))), B=2 * ATN (Xb1 / (I+RA)), BB=2 * ATN (XBB2 / 2) C=2 * ABS (ATN
(XC / (RC+I)))
5460 ARCA=PI SGN (Xa) * A ARCB1=PI B ARCB2=PI+B ARCB3=PI-BB
5470 IF ARCA = ARCB1 THEN S1=ARCB1 E1=ARCA SCA1=SCA
5480 IF ARCA = ARCB1 THEN E1=ARCB1 S1=ARCA SCA1=SCA+2
5490 IF ARCA = ARCB2 THEN E2=ARCB2 S2=ARCA
5500 IF ARCA = ARCB2 THEN S2=ARCB2 E2=ARCA SCA1=SCA+2
5510 S3=2*PI+SGN(XCC)*C E3=2*PI+BB IF SGN(XCC)*C=BB THEN SWAP S3, E3
5520 S4=2*PI-BB E4=2*PI+SGN(XCC)*C IF SGN(XCC)*C=BB THEN SWAP S4, E4
5530 S=3*PI/2 E=3*PI/2+C IF XCC=0 THEN S=5*PI/2 C=E=5*PI/2
5540 IF XC=0 THEN GOTO 5560
5550 CIRCLE (406+SCA, 175+SCA*3/(XC*4)), ABS(SCA/XC), 13, S, E, 3/4
5560 S=5*PI/2 BB-BB/10 E=5*PI/2
5570 CIRCLE (406+SCA, 175+SCA*3/(XBB1*4)), ABS(SCA/XBB1), 13, S, E, 3/4
5580 S=3*PI/2 E=3*PI/2+BB-BB/10
5590 CIRCLE (406+SCA, 175+SCA*3/(XBB2*4)), ABS(SCA/XBB2), 13, S, E, 3/4
5600 S=PI/2 E=PI/2+D+D/15
5610 CIRCLE (406+SCA, 175+SCA*3/(Xb2*4)), ABS(SCA/Xb2), 13, S, E, 3/4
5620 S=PI/2 E=PI/2 B-B/15 E=3*PI/2
5630 CIRCLE (406+SCA, 175+SCA*3/(Xb1*4)), ABS(SCA/Xb1), 13, S, E, 3/4
5640 CIRCLE ((RA*SCA)/(RA+I), 406, 175), SCA/(RA+I), 13, ..., 3/4
5650 CIRCLE (-SCA/2+406, 175), SCA/2, 13, ..., 3/4
5660 CIRCLE ((RA*SCA)/(RA+I), 406, 175), SCA1/(RA+I), 15, S1, E1, 3/4
5670 CIRCLE ((RA*SCA1)/(RA+I), 406, 175), SCA/(RA+I), 10, S2, E2, 3/4
5680 CIRCLE (-SCA/2+406, 175), SCA/2, 15, S3, E3, 3/4
5690 CIRCLE (-SCA/2+406, 175), SCA/2, 10, S4, E4, 3/4
5700 U=GRD1 V=GIB1 C=15 RIS=2/SCA GOSUB 8330
5710 PAINT (406+GRA*SCA, 175+GIB1*SCA*3/4), 13, 15
5720 IF ADINV = 1 THEN LINE (GRC*SCA+406, GIC*SCA*3/4+175)-(GRC*SCA+406, -GIC*SCA*3/4+175), 12, , &HF00 GOTO 5760
5730 U=-GRA V=GIA C=14 RIS=2/SCA GOSUB 8330
5740 PAINT (406+U*SCA, 175+V*SCA*3/4), 13, 14
5750 LINE (GRA*SCA+406, GIA*SCA*3/4+175)-(GRA*SCA+406, -GIA*SCA*3/4+175), 12, ,
&HF00
5760 U=-GRD1 V=-GIB1 C=10 RIS=2/SCA GOSUB 8330
5770 PAINT (406+GRD1*SCA, 175-GIB1*SCA*3/4), 13, 10
5780 IF ADINV = 1 THEN GOTO 5810
5790 U=-GRC V=-GIC C=14 RIS=2/SCA GOSUB 8330
5800 PAINT (406-GRC*SCA, 175-GIC*SCA*3/4), 15, 14
5810 U=-GRA V=GIA C=14 RIS=2/SCA GOSUB 8330
5820 U=-GRC V=GIC C=14 RIS=2/SCA GOSUB 8330
5830 PAINT (406+GRA*SCA, 175+GIA*SCA*3/4), 12, 14 PAINT (406+GRC*SCA, 175+GIC*SCA*3/4), 15, 14
5840 IF ADINV = 1 THEN PSET (406+GRA*SCA, 175+GIA*SCA*3/4) DRAW "c14" GOSUB 6810 GOSUB
6800
5850 PSET (406+GRA*SCA, 175+GIA*SCA*3/4) DRAW "c14" GOSUB 6830 GOSUB 6800
5860 IF ADINV = 1 THEN PSET (406-GRC*SCA, 175-GIC*SCA*3/4) DRAW "c14" GOSUB 6810
GOSUB 6820

```

## Anexa 2 Programul AMUT-1

```

5870 IF XCC = 0 THEN PSET (406 + GR1 * SCA, 175 + G1C * SCA * 3/4) DRAW "c14": GOSUB 6830
GOSUB 6820
5880 PSET (406 + GR1 * SCA, 175 + G1B1 * SCA * 3/4), DRAW "c14": GOSUB 6830 GOSUB 6810: GOSUB
6570: DRAW "bu2"
5890 GOSUB 6740: DRAW "bu5b12": GOSUB 6840, GOSUB 6810: GOSUB 6570: DRAW "bu2": GOSUB 6750
5900 PSET (406 + GR1 * SCA, 175 + G1B1 * SCA * 3/4), DRAW "c14": GOSUB 6830: GOSUB 6810
GOSUB 6580: DRAW "bu2"
5910 GOSUB 6740: DRAW "bu5b12": GOSUB 6840, GOSUB 6810: GOSUB 6580: DRAW "bu2": GOSUB 6750
5920 LOCATE 2, 1: COLOR 4, 7: PRINT "Se dau solutiile ": COLOR 1, 7: IF Xa = Xb1 THEN GOTO 5950
5930 IF Xa < Xb1 AND Xa > Xb2 THEN GOTO 6000
5940 IF Xa < Xb2 THEN GOTO 6050
5950 LOCATE 4, 1: PRINT "1) Traseul ", COLOR 15, 7: PRINT "A-B1-C": COLOR 1, 7: PRINT " cu " :
COLOR 15, 7: PRINT "AB1",
5960 COLOR 1, 7: PRINT " condensator serie" PRINT USING " Xc _j *##### ", Xa - Xb1: COLOR 15,
7: PRINT "B1C",
5970 COLOR 1, 7: PRINT " condensator paralel" PRINT USING " Xc _j *##### ", XBB1 + XCC
PRINT PRINT "2) Traseul ",
5971 COLOR 10, 7: PRINT "A-B2-C", COLOR 1, 7: PRINT " cu "
5980 COLOR 10, 7: PRINT "AB2", COLOR 1, 7: PRINT " condensator serie" PRINT USING " Xc _j *###
##### ": Xa - Xb2
5990 COLOR 10, 7: PRINT "BC2", COLOR 1, 7: PRINT " bobina paralel", PRINT USING "X1 _j *#####
# ", -xcc + xbb2
5991 LPRINT "1) Traseul A-B1-C cu " LPRINT "AB1",
5992 LPRINT " condensator serie", LPRINT USING " Xc _j *##### ": Xa - Xb1 LPRINT
"B1C",
5993 LPRINT " condensator paralel", LPRINT USING " Xc _j *##### ", -XBB1 + XCC
LPRINT " Traseul",
5994 LPRINT " A-B2-C cu " LPRINT "AB2 condensator serie", LPRINT USING " Xc _j *#####
": Xa - Xb2
5995 LPRINT " B2C bobina paralel", LPRINT USING " X1 _j *##### ", XCC + Xbb2
GOTO 6100
6000 LOCATE 4, 1: PRINT "1) Traseul ", COLOR 15, 7: PRINT "A-B1-C", COLOR 1, 7: PRINT " cu " COLOR
15, 7: PRINT "AB1",
6010 COLOR 1, 7: PRINT " bobina serie" PRINT USING " X1 _j *##### ", Xb1 - Xa
COLOR 15, 7: PRINT "B1C", COLOR 1, 7:
6020 PRINT " condensator paralel" PRINT USING " Xc _j *##### ", -XBB1 + XCC PRINT
"2) Traseul ",
6021 COLOR 10, 7: PRINT "A-B2-C", COLOR 1, 7: PRINT " cu "
6030 COLOR 10, 7: PRINT "AB2", COLOR 1, 7: PRINT " condensator serie" PRINT USING Xc _j *#####
# *, Xa - Xb2
6040 COLOR 10, 7: PRINT "B2C", COLOR 1, 7: PRINT " bobina paralel", PRINT USING "X1 _j *#####
# ", -XCC + XBB2
6041 LPRINT "1) Traseul A-B1-C " LPRINT "AB1",
6042 LPRINT " bobina serie", LPRINT USING " X1 _j *##### ", Xb1 - Xa LPRINT
"B1C",
6043 LPRINT " condensator paralel", LPRINT USING " Xc _j *##### ", -Xbb1 + Xcc LPRINT
LPRINT "2) Traseul ",
6044 LPRINT " A-B2-C cu " LPRINT "AB2 condensator serie", LPRINT USING " Xc _j *#####
": Xa - Xb2
6045 LPRINT " bobina paralel", LPRINT USING " X1 _j *##### ", -XCC - XBB2 GOTO
6100
6050 LOCATE 4, 1: PRINT "1) Traseul ", COLOR 15, 7: PRINT "A-B1-C", COLOR 1, 7: PRINT " cu " COLOR
15, 7: PRINT "AB1",
6060 COLOR 1, 7: PRINT " bobina serie" PRINT USING " X1 _j *##### ", Xb1 - Xa
COLOR 15, 7: PRINT "B1C", GOTO 6100
6070 COLOR 1, 7: PRINT " condensator paralel" PRINT USING " Xc _j *##### ", XBB1 + XCC
PRINT PRINT "2) Traseul ",
6071 COLOR 10, 7: PRINT "A-B2-C", COLOR 1, 7: PRINT " cu "
6080 COLOR 10, 7: PRINT "AB2", COLOR 1, 7: PRINT " bobina serie" PRINT USING "X1 _j *#####
# ", Xb2 - Xa.

```



## Anexa 2 - Programul AMUT-1

```

6090 COLOR 10, 7, PRINT "B2C", COLOR 1, 7, PRINT " bobina paralel", PRINT USING "  XI = 0j, *# # # # #
# # # # "; XBB2 - XCC
6091 LPRINT "1)-Traseul A-B1-C cu ", LPRINT "AB1";
6092 LPRINT " bobina serie" PRINT USING "  XI = 0j *# # # # # # # # ", Xb1 - Xa, LPRINT "B1C";
6093 LPRINT " condensator paralel" PRINT USING "  XC = 0j *# # # # # # # # "; XBB1 + XCC, LPRINT
LPRINT "2)-Traseul ";
6094 LPRINT "A-B2-C cu ", LPRINT "AB2 - bobina serie", LPRINT USING "  XC = 0j *# # # # # # # # ", Xb2 -
Xa
6095 LPRINT "B2C" BOBINA PARAJEL", LPRINT USING "  XI = 0j *# # # # # # # # ", -XCC + XBB2; GOTO
6100
6100 INTR 0, ADINVA 0, CDIS 0
6110 IF INKEY$ = "" THEN GOTO 6110
6120 RETURN
6130 SIG = (1 - GMA) / (1 - GMA) - XBB1 - SQR(GMA + 1 * 4 / (1 - GMA + 2)) - XBB2 - XBB1
6140 CIRCLE (406, 175), GMA * SCA, 15, 1, 3 / 4, GFB2 - ATN(2 / XBB1), GFB1 + ATN(2 / XBB1)
6150 CIRCLE (SCA / 2 + 406, 175), SCA / 2, 13, 1, 3 / 4
6160 S = 3 * PI / 2 - 2 * ATN(XAA) - 10 / ABS(SCA / XAA) E = 3 * PI / 2 IF XAA = 0 THEN S = 5 * PI / 2; E = 5 * PI / 2
2 * ATN(XAA) + 10 / ABS(SCA / XAA)
6170 CIRCLE (406 + SCA, 175 + SCA * 3 / (XAA * 4)), ABS(SCA / XAA), 13, S, E, 3 / 4
6180 E3 = 3 * PI / 2; S3 = 3 * PI / 2 - 2 * ATN(XBB1) - 10 / ABS(SCA / XBB1); E4 = 5 * PI / 2 + 2 * ATN(XBB1) + 10 /
ABS(SCA / XBB1); S4 = 5 * PI / 2
6190 CIRCLE (406 - SCA, 175 - SCA * 3 / (XBB1 * 4)), ABS(SCA / XBB1), 13, S3, E3, 3 / 4
6200 CIRCLE (406 + SCA, 175 - SCA * 3 / (XBB1 * 4)), ABS(SCA / XBB1), 13, S4, E4, 3 / 4
6210 GRB1 = ENR(GMA, GFB1) GIB1 = ENI(GMA, GFB1) GRB2 = GRB1, GRB2 = -GIB1
6220 EI = PI + 2 * ATN(XBB1 / 2); S1 = PE; E5 = PI; S5 = PI - 2 * ATN(XBB1 / 2)
6230 CIRCLE (SCA / 2 + 406, 175), SCA / 2, 10, S1, E1, 3 / 4
6240 CIRCLE (SCA / 2 + 406, 175), SCA / 2, 15, S5, E5, 3 / 4
6250 IF GFB1 > GFA + PI THEN GFB1 = GFB1 + 2 * PI
6260 IF GFB2 > GFA + PI THEN GFB2 = GFB2 + 2 * PI
6270 S2 = GFA + PI; E2 = GFB1; S6 = GFA + PI; E6 = GFB2
6280 CIRCLE (406, 175), GMA * SCA + 2, 15, S2, E2, 3 / 4
6290 CIRCLE (406, 175), GMA * SCA, 10, S6, E6, 3 / 4
6300 LINE (GRA * SCA + 406, GIA * SCA * 3 / 4 + 175) - (GRA * SCA + 406, -GIA * SCA * 3 / 4 + 175), 12, ,
&HFF00
6310 U = GRB1 - V - GIB1, C = 14, RIS = 2 / SCA, GOSUB 8330
6320 U = GRB2 - V - GIB2, C = 14, RIS = 2 / SCA, GOSUB 8330
6330 PAINT (406 + GRB1 * SCA, 175 - GIB1 * SCA * 3 / 4), 10, 14; PAINT (406 + GRB1 * SCA, 175 + GIB1 * SCA
* 3 / 4), 10, 14
6340 U = -GRA - V - GIA, C = 14, RIS = 2 / SCA, GOSUB 8330
6350 PAINT (406 - GRA * SCA, 175 - GIA * SCA * 3 / 4), 9, 14
6360 U = GRA - V - GIA, C = 14, RIS = 2 / SCA, GOSUB 8330
6370 U = GRC - V - GIC, C = 14, RIS = 2 / SCA, GOSUB 8330
6380 PAINT (406 + GRA * SCA, 175 + GIA * SCA * 3 / 4), 12, 14; PAINT (406 + GRC * SCA, 175 + GIA * SCA * 3
/ 4), 15, 14
6390 PSET (406 + GRA * SCA, 175 + GIA * SCA * 3 / 4) DRAW "c14" GOSUB 6830, GOSUB 6800
6400 PSET (406 - GRA * SCA, 175 - GIA * SCA * 3 / 4) DRAW "c14" GOSUB 6840, GOSUB 6800
6410 PSET (406 + GRC * SCA, 175 + GIC * SCA * 3 / 4) DRAW "c14" GOSUB 6830, GOSUB 6820
6420 PSET (406 + GRB1 * SCA, 175 + GIB1 * SCA * 3 / 4) DRAW "c14" GOSUB 6840, GOSUB 6810, GOSUB
6570
6430 PSET (406 + GRB2 * SCA, 175 + GIB2 * SCA * 3 / 4) DRAW "c14" GOSUB 6840, GOSUB 6810, GOSUB
6580
6440 L11 = (E2 - S2) / (4 * PI); L12 = 2 * ABS(ATN(XBB1 / 2)) / (4 * PI) IF L11 = 0 THEN L11 = 1 / 2 + L11
6450 L21 = (E6 - S6) / (4 * PI); L22 = 2 * ABS(ATN(XBB1 / 2)) / (4 * PI) IF L21 = 0 THEN L21 = 1 / 2 + L11
6460 LOCATE 2, 1, COLOR 1, 7, PRINT " se dau solutia ", PRINT COLOR 1, 7, PRINT "1) -Traseul ", COLOR
15, 7, PRINT "A-B1-C";
6470 COLOR 1, 7, PRINT " cu " COLOR 15, 7, PRINT "ab)", COLOR 1, 7, PRINT " -segm. Linie serie" PRINT
USING "  I1 = # # # # # # # # ", L11
6480 COLOR 15, 7, PRINT "B1C" COLOR 1, 7, PRINT " -segm. Linie paralel" PRINT "in gol", PRINT USING "
I2 = # # # # # # # # ", L12
6490 PRINT COLOR 1, 7, PRINT "2)-Traseul ", COLOR 10, 7, PRINT "A-B2-C", COLOR 1, 7

```

## Anexa 2 - Programul AMUT-1

```

6500 PRINT "cu" COLOR 10, 7 PRINT "AB2" : COLOR 1, 7 PRINT "segm linie serie" PRINT USING "11...#
# ####", L21
6510 COLOR 10, 7. PRINT "B2C" : COLOR 1, 7 PRINT " segm linie paralel": PRINT " in scurt": PRINT USING
"12...# # ####", L22
6511 LPRINT " Se dau solutile " LPRINT "1) Traseul A-B1-C",
6512 LPRINT "cu": LPRINT "AB1 segm. Linie serie": LPRINT USING "11...# # ####", L11
6513 LPRINT "B1C segm. Linie paralel in gal": LPRINT USING "12...# # ####", L12:
6514 LPRINT: LPRINT "2) Traseul A-B2-C",
6155 LPRINT "cu": LPRINT "AB2 segm. Linie serie": LPRINT USING "11...# # ####", L21
6156 LPRINT "B2C segm. Linie paralel in scurt": PRINT USING "12...# # ####", L22:
6520 INTR=0
6530 IF INKEY$="" THEN GOTO 6530
6540 IF INKEY$="" THEN GOTO 6540
6550 RETURN
6560 *****SEMAINE*****
6570 DRAW " b3u6g2Bd4br3" RETURN '1
6580 DRAW " b6f3e3u2h1g1d1bd4bc4" RETURN '2
6590 DRAW " b3bu1f1r1e1u1h1e1u1h1g1bd5br4" RETURN '3
6600 DRAW " b6u4d2He4bd6" RETURN '4
6610 DRAW " b3bu1f1r1e1u2h1g1u3r3bd6" RETURN '5
6620 DRAW " b3bu1f1e1u1h1g1u3e1r1f1bd5" RETURN '6
6630 DRAW " b6u1m(3...5)3d1bd5br3" RETURN '7
6640 DRAW " b3bu1f1r1e1u1h1e1u3h1g1d1f1g1d1bd1br3" RETURN '8
6650 DRAW " b3bu1f1r1e1u4h1g1d1f1r1e1bd4" RETURN '9
6660 DRAW " e1br3bu1f1r1e1u4h1g1d4bd1br3" RETURN '0
6670 DRAW " e1br3bd1f1r2e1f1r2e1u1h1f2g1h1f2g1d1bd1br8bu2" RETURN 'in limit
6680 DRAW " e1br2a2m+6, +2m-6, +2u2br6bd2" RETURN 'sageata
6690 DRAW " e1br4e4b1b4" RETURN 'x
6700 DRAW " e1br4u3h1f1e1r2d1bd3" RETURN 'r
6710 DRAW " e1br3bu2r4bd2" RETURN '
6720 DRAW " e1br3bu2r1b2bu2d4br2" RETURN '
6730 DRAW " b6r1f1g2bu3br2" RETURN '
6740 DRAW " b4bd1h2u6c2bd8" RETURN 'y
6750 DRAW " b6bd2e2ubh2bd8br2" RETURN '
6760 DRAW " b4bd1u8bd7" RETURN '
6770 DRAW " b3u6f1r5d3bd3" RETURN 'gamma
6780 DRAW " b67bu1f12h1u2e1r2f1e1g1d4g1f2bu2br3" RETURN 'fi
6790 DRAW " b3u6d3e1r2f1d2g1f2h1bd1br4" RETURN 'y
6800 DRAW " b12u3e2f2d3u2f4bd2br4" RETURN 'A
6810 DRAW " b12u5f1r4f1g1f3r1f1d1f4br5" RETURN 'B
6820 DRAW " b1f1br1g1h2h1u3e1r2f1bd3" RETURN 'C
6830 DRAW " b1f5e4u1d1f4m+4, -e1d1bd5br4" RETURN 'Z
6840 DRAW " b5bu1f3e3g3d3br1" RETURN 'Y
6850 DRAW "a -1, m-1, +2m-3, -6m-6, -3m-2, -1" RETURN '
6860 *****DIAGRAMA*****
6870 CLS WINDOW (185, 1)-(639, 349) VIEW (185, 1)-(639, 349), 3
6880 LINE (185, 0) - (640, 350), 3 BF LINE:(0,0)-(640, 350), 7 BF
6890 CIRCLE(406, 175), SCA, 4, ., 3/4 IF FRA 1 THEN RETURN
6900 *****COMPLETEAZA DIAGRAMA*****
6910 LINE(406 SCA, 175)-(406 + SCA, 175), 6
6920 FOR I = 1 TO 19
6930 READ R
6940 IF R=1 OR R = 5 OR R=4- OR R = 5 OR R = 1 THEN A =6 GOTO 6960
6950 A =8
6960 CIRCLE((R*SCA/(R+1) + 406, 175, SCA/(R+1), A, ., 3/4
6970 NEXT I
6980 DATA 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10
6990 FOR K=1 TO 38
7000 READ XD
7010 U=1 V=1/XD

```

## Anexa 2 Programul AMUT-1

```

7020 A = 2 * ABS(ATN(U/V))
7030 IF XD = 0 THEN S = 3 * PI / 2 : A = 3 * PI / 2 : GOTO 7050
7040 S = PI / 2 : E = PI / 2 + A
7050 IF (ABS(XD) = 1 OR ABS(XD) = 5) OR ((ABS(XD) = 10 OR ABS(XD) = .5) OR ABS(XD) = .1) THEN C = 6:
GOTO 7070
7060 C = 8
7070 YD = SCA / XD : CIRCLE (406 + SCA, YD * 3 / 4 + 175), ABS(YD), C, S, E, 3 / 4
7080 NEXT
7090 DATA -10, -9, -8, -7, -6, -5, -4, -3, -2, -1, -9, -8, -7, -6, -5, -4, -3, -2, -1, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 1, 2, 3,
4, 5, 6, 7, 8, 9, 10
7100 CIRCLE (406, 175), SCA + 10, 1, PI / 2, 19.7 * PI / 20, 3 / 4
7110 PSET (406, 175 + (SCA + 10) * 3 / 4), RET = RET + 1, GOSUB 6680 : GOSUB 6720 : GOSUB 6690 : RET = RET - 1.
7120 CIRCLE (406, 175), SCA + 10, 1, 1, 20.3 * PI / 2, 3 / 4
7130 PSET (406, 175 - (SCA + 10) * 3 / 4), RET = RET + 1, GOSUB 6680 : GOSUB 6710 : GOSUB 6690 : RET = RET - 1
7140 PRESET (406 - (SCA + 15), 172) : RET = RET + 1 : GOSUB 6660 : RET = RET - 1 : PRESET (406 + (SCA + 5), 175) :
RET = RET + 1 : GOSUB 6670
7150 PSET (406 - SCA, 175) : DRAW "c1bd2a1bd2a30" : RET = RET + 1, GOSUB 6680 : GOSUB 6700 : RET = RET - 1.
RESTORE
7160 RESTORE : RETURN : WINDOW(0,0)-(640, 350) : VIEW : RETURN
7170 *****CERC STABILITATE*****
7180 WINDOW (185, 1)-(639, 349) : VIEW (185, 1)-(639, 349)
7190 IF APG = 1 THEN GOTO 7340
7200 ER = 0 : IF CEF = 0 THEN CEF = CEF + 2 * PI
7210 IF CEM = 1 OR THEN GOTO 7290
7220 IF R = CEM + 1 THEN ER = 1 : A = 0 : GOTO 7300
7230 IF CEM = R + 1 THEN ER = 2 : A = PI : GOTO 7300
7240 X = (CEM + 1 - R ^ 2) / (2 * CEM), Y = (CEM - X) / R : IF Y = 0 THEN Y = 0!
7250 : IF 1 - Y ^ 2 = 0 THEN ER = 1 : GOTO 4519
7260 A = ATN((SOR(1 - Y ^ 2)) / Y)
7270 IF Y = 0 THEN A = A + PI
7280 GOTO 7300
7290 A = 1 / (SCA * R)
7300 A1 = CEF + PI : A = A2 = CEF + PI + A
7310 CIRCLE (CEF * SCA + 406, CEF * SCA * 3 / 4 + 175), R * SCA, CU, A2, A1 / 2 * PI, 3 / 4
7320 CIRCLE (CEF * SCA + 406, CEF * SCA * 3 / 4 + 175), R * SCA, 4, A1 - PI / 120, A2 + PI / 120, 3 / 4
7330 GOTO 7350
7340 CIRCLE (CEF * SCA + 406, CEF * SCA * 3 / 4 + 175), R * SCA, CU, ..., 3 / 4
7350 WINDOW(0,0)-(640, 350) : VIEW : RETURN
7360 *****INTERIOR STABIL*****
7370 IF APEL = 1 OR CM = R + 1 THEN GOTO 7430
7380 LM = ABS(CEM - R + 02) : IF R = CEM THEN LF = CEF : GOTO 7400
7390 LF = CEF + PI : IF CEM = R + 1 THEN LR = 0 : LI = 0 : GOTO 7410
7400 LR = FNR(LM, LF) : LF = FNI(LM, LF) : IF CEM = 1 + R THEN GOTO 7430
7410 PAINT (LR * SCA + 406, LI * SCA * 3 / 4 + 175), MODEL, 4
7420 LM = LM + 02
7430 RETURN
7440 *****EXTERIOR STABIL*****
7450 IF APEL = 1 OR ER = 1 THEN GOTO 7510
7460 LM = ABS(CEM - R - 02) : IF R = CEM THEN LF = CEF : GOTO 7400
7470 LF = CEF + PI : IF CEM = R + 1 THEN LR = 0 : LI = 0 : GOTO 7490
7480 LR = FNR(LM, LF) : LI = FNI(LM, LF) : IF CEM = 1 + R THEN GOTO 7510
7490 PAINT (LR * SCA + 406, LI * SCA * 3 / 4 + 175), MODEL, 4
7500 LM = LM + 02
7510 RETURN
7520 *****MARKER I*****
7530 FOR I = 1 TO 14, KEY(I) ON NEXT I
7540 ON KEY(12) GOSUB 7720
7550 ON KEY(13) GOSUB 7740
7560 ON KEY(11) GOSUB 7760
7570 ON KEY(14) GOSUB 7780

```

## Anexa 2 Programul AMUT-1

```

7580 IF MAR = 0 THEN GOTO 7660
7590 GOTO 7670
7600 FOR I = 11 TO 14: KEY(I) ON: NEXT I
7610 ON KEY(12) GOSUB 7730
7620 ON KEY(13) GOSUB 7750
7630 ON KEY(11) GOSUB 7770
7640 ON KEY(14) GOSUB 7790
7650 IF MAR = 0 THEN GOTO 7670
7660 PUT (405 + X, 176 + Y), A, XOR: IF POW = 1 THEN PUT (405 + X3, 176 + Y3), C, NOR
7670 GET (405, 176) : (407, 174), A: IF POW = 1 THEN GET (403 + SCA, 176) : (405 + SCA, 174), C
7680 PUT (405 + X, 176 + Y), A, XOR: IF POW = 1 THEN PUT (405 + X3, 176 + Y3), C, XOR
7690 XR = X / SCA: XI = (Y / SCA) * 4 / 3
7700 IF INKEY$ = "" THEN FOR I = 11 TO 14: KEY(I) OFF: NEXT I: MAR = MAR + 1: LOCATE 20, I: PRINT
    "": LOCATE 20, I: PRINT "": RETURN
7710 GOTO 7690
7720 X = X - 1: PUT (406 + X, 176 + Y), A, XOR: RETURN 7680
7730 X = X + 1: PUT (406 + X, 176 + Y), A, XOR: GOSUB 8580: RETURN 7680
7740 X = X + 1: PUT (404 + X, 176 + Y), A, XOR: RETURN 7680
7750 X = X + 1: PUT (404 + X, 176 + Y), A, XOR: GOSUB 8580: RETURN 7680
7760 Y = Y + 1: PUT (405 + X, 175 + Y), A, XOR: RETURN 7680
7770 Y = Y + 1: PUT (405 + X, 175 + Y), A, XOR: GOSUB 8580: RETURN 7680
7780 Y = Y - 1: PUT (405 + X, 177 + Y), A, XOR: RETURN 7680
7790 Y = Y - 1: PUT (405 + X, 177 + Y), A, XOR: GOSUB 8580: RETURN 7680
7800 *****FEREASTRA TASTE*****
7810 WINDOW (0,0)-(640, 350) VIEW: GET (360, 40)-(590, 325), B
7820 VIEW (365, 305)-(585, 30), 7, 8: VIEW (367, 303)-(583, 32), 9, 8
7830 VIEW (372, 298)-(578, 37), 7, 1
7840 COLOR 14, 7
7850 LOCATE 4, 48: PRINT " ***HELP*** " COLOR 1,7
7860 LOCATE 6, 48: PRINT "Taste de comanda " COLOR 8,7
7870 LOCATE 7, 48: PRINT " F1 - Help "
7880 LOCATE 8, 48: PRINT " F2 - Parasirea "
7890 LOCATE 9, 48: PRINT " programului "
7900 LOCATE 10, 48: PRINT " F3 - Meniu "
7910 LOCATE 11, 48: PRINT " principal "
7920 LOCATE 12, 48: PRINT " F4 - Retinerea "
7930 LOCATE 13, 48: PRINT " programului " COLOR 1,7
7940 LOCATE 16, 48: PRINT "Taste deplasare marker " COLOR 8,7
7950 LOCATE 17, 48: PRINT USING " " : 1 : Deplasare sus " : CHR$(24)
7960 LOCATE 18, 48: PRINT USING " " : 1 : Deplasare jos " : CHR$(25)
7970 LOCATE 19, 48: PRINT USING " " : 1 : Deplasare dreapta " : CHR$(26)
7980 LOCATE 20, 48: PRINT USING " " : 1 : Deplasare stanga " : CHR$(27)
7990 WINDOW (0,0)-(640, 350) VIEW
8000 IF INKEY$ = "" THEN GOTO 8020
8010 GOTO 8000
8020 PUT (360, 325), B, PSET: COLOR 4, 7: RETURN
8030 *****MESAJ*****
8040 LINE (0,0)-(175, 350), 7, BF
8050 LOCATE 2, 1: PRINT "Pentru acest punct " PRINT " nu puteti realiza"
8060 PRINT " un circuit fizic" PRINT " (modul gamma = 1)" PRINT PRINT PRINT
8070 PRINT "(apasati o tasta)"
8080 IF INKEY$ = "" THEN RETURN
8090 GOTO 8080
8100 *****CULOAREA ZONEI ALESE*****
8110 FRA = I: CUL = I: RET = RET + I: GISH 750: RET = RET - I
8120 CIRCLE (406, 175), SCA, 3, , 3/4
8130 PANT (406 + XI, 175 + YI), 9, 4
8140 RET = RET + I: GOSUB 6900: RET = RET - I
8150 CUL = 0
8160 RETURN

```

## Anexa 2 Programul AMUT-1

```

8170 *
8180 PRINT "Tranzistorul este" PRINT "stabil in orice punct"
8190 PRINT " al diagramei"
8191 LPRINT "Tranzistorul este stabil in orice al diagramei" RETURN 1610
8200 *
8210 PRINT "in aceasta zona", PRINT "intrarea si iesirea", PRINT "sunt stabile"
8211 LPRINT "in aceasta zona intrarea si iesirea sunt stabile"
8220 RETURN 1610
8230 *
8240 PRINT "in aceasta zona", PRINT "doar intrarea e stabila"
8241 LPRINT "in aceasta zona doar intrarea e stabila"
8250 RETURN 1610
8260 *
8270 PRINT "in aceasta zona", PRINT "doar iesirea e stabila"
8271 LPRINT "in aceasta zona doar iesirea e stabila"
8280 return 1610
8290 *
8300 PRINT "in aceasta zona", PRINT "tranzistorul e instabil"
8310 LPRINT "in aceasta zona tranzistorul e instabil"
8310 return 1610
8320 *
8330 WINDOW (176, 2)-(638, 348) VIEW (175, 1)-(639, 349)
8340 CIRCLE (406 + SCA*U, 175 + SCA * V * 3/4), RIS *SCA, C, . . . 3/4
8350 WINDOW (0,0)-(640, 350) VIEW
8360 RETURN
8370 END
8380 ON RET GOTO 550, 8390, 8400, 8410, 8420, 8430, 8440, 8450
8390 RETURN 550 'salt la meniul principal
8400 RETURN 8390 '
8410 RETURN 8400 '
8420 RETURN 8410 '
8430 RETURN 8420 'necesare pentru inchiderea subrutinelor
8440 RETURN 8430 '
8450 RETURN 8440 '
8460 APG0= 0: APG1= 0: ZG0= 0 RETURN 8380 'tasta de salt la meniul principal
8470 ON RET GOTO 8480, 8490, 8500, 8510, 8520, 8530, 8540, 8550
8480 RET= 0 GOTO 190 'salt la instructiunea de introducere a datelor
8490 RETURN 190 ' salt din subrutina la introducerea datelor
8500 RETURN 8490 '
8510 RETURN 8500 '
8520 RETURN 8510 'necesare pentru inchiderea subrutinelor
8530 RETURN 8520 '
8540 RETURN 8530 '
8550 RETURN 8540 '
8560 APG0= 0: APG1= 0: ZG0= 0 RETURN 8470 'tasta de reluare a programului
8570 *
8580 XR= X / SCA XI= (Y / SCA) * 1/3
8590 NUMR= FNPR (FNPR (S12R, S12I, S21R, S21I), FNPI (S12R, S12I, S21R, S21I), XR, XI)
8600 NUMI= FNPI (FNPR (S12R, S12I, S21R, S21I), FNPI (S12R, S12I, S21R, S21I), NR, XI)
8610 NUMR= 1-FNPR (SR, SI, XR, XI) NUMI= FNPI (SR, SI, NR, XI)
8620 GAR= STR+ FNPR(NUMR, NUMI, NUMR, NUMI) / (FNM(NUMR, NUMI) ^ 2)
8630 GAI= -(S1I) FNPI(NUMR, NUMI, NUMR, NUMI) / (FNM(NUMR, NUMI) ^ 2))
8640 X3S= SCA * GAR Y3S= SCA * GAI * 3/4
8650 PUT (405 + X3, 176 + Y3), C, XOR X3= X3S Y3= Y3S RETURN
8660 *****SCHEMA*****
8670 *
8680 SCREEN 9 COLOR 4, 7, CLS WINDOW (0,0)-(640, 350)
8690 LOCATE 2, 10 PRINT " Schema bloc a amplificatorului este urmatoarea "
8700 VIEW (90, 105)-(520, 65), . 8 VIEW (100, 61)-(130, 67), 3, 1
8710 VIEW (140, 120)-(240, 50), 3, 1 VIEW (280, 120)-(360, 50), 3, 1

```

## Anexa 2 -- Programul AMUT-1

```
8720 VIEW (400, 120)-(500, 50), I, I, VIEW (515, 95)-(525, 75), 3, I
8730 WINDOW (0,0)-(640, 350): VIEW CIRCLE (90, 265), 15, 1, ., 3/4
8740 PAINT (90, 265), 3, 1 PSET (246, 266), DRAW "c4e4bd8b4r10d50"
8750 PSET (400, 264): DRAW "c4g4bu8f4f10d50": PSET (85, 264): DRAW "c1ule2r1f4r1e2u1"
8760 COLOR 8, 7: LOCATE 6, 8: PRINT "Vg": LOCATE 4, 13: PRINT "Zg, Zo": LOCATE 6, 67: PRINT "Zs-Zo"
8770 COLOR 8, 7: LOCATE 5, 19: PRINT "circuit de ": LOCATE 6, 19: PRINT "adaptare cu"
8780 LOCATE 7, 19: PRINT "generatorul": LOCATE 6, 37: PRINT "amplific": LOCATE 7, 37: PRINT "catorul "
8790 LOCATE 5, 52: PRINT "circuit de ": LOCATE 6, 52: PRINT "adaptare cu": LOCATE 7, 52: PRINT " sarcina "
8800 LOCATE 11, 32: PRINT USING "": CHR$(226), "g": LOCATE 11, 50: PRINT USING "": CHR$(226), "s"
8810 LOCATE 7, 7: PRINT "0": LOCATE 7, 9: PRINT USING "": CHR$(248)
8820 LOCATE 14, 10: COLOR 4, 7: PRINT "Pentru adaptare, in program se foloseste urmatoarea conventie "
8830 PSET (264, 100): DRAW "c4g4bu8f4f10d55": LINE (265, 65)-(265, 135), 8, ., &HF0F0
8840 CIRCLE (264, 100): 2, 8: CIRCLE (264, 79), 2, 8
8850 PSET (400, 100): DRAW "c4g4bu8f4f10d55": LINE (400, 65)-(400, 135), 8, ., %&HF0F0
8860 CIRCLE (400, 121), 2, 8: CIRCLE (400, 79), 2, 8: LINE (130, 55)-(330, 140), 8, ., &HF0F0
8870 LINE (165, 65)-(240, 135), 3, BF: PSET (239, 100): DRAW "c1u35f75bd70r75u35"
8880 VIEW (240, 230)-(420, 270), ., 8: VIEW (280, 215)-(380, 285), 3, 1
8890 VIEW (415, 240)-(425, 260), 3, 1: COLOR 8, 7: LOCATE 17, 22: PRINT "iesire "
8900 LOCATE 18, 22: PRINT "(intr.)": LOCATE 19, 22: PRINT "amplif.": LOCATE 20, 22: PRINT "cator "
8910 LOCATE 17, 37: PRINT "circuitul": LOCATE 18, 37: PRINT " de ": LOCATE 19, 37: PRINT "adaptare "
8920 LOCATE 18, 55: PRINT " Zs-Zo)": LOCATE 19, 55: PRINT "(Zg-Zo)"
8930 LOCATE 22, 28: PRINT "Za(Ya, a)": LOCATE 22, 34: PRINT USING "": CHR$(226) LOCATE 15, 34:
PRINT "A"
8940 LOCATE 22, 46: PRINT "Zc(Yc, c)": LOCATE 22, 52: PRINT USING "": CHR$(226) LOCATE 15, 51:
PRINT "c"
8950 LOCATE 15, 42: PRINT "B": COLOR 14, 7: LOCATE 14, 7: LOCATE 23, 30: PRINT "Apasati o tasta!"
WINDOW (0,0)-(640, 350): VIEW
8960 IF INKEY$="" THEN GOTO 8960
8970 IF INKEY$=" " THEN GOTO 8970 ELSE CLS: RETURN
8980 *****TRATAREA ERORILOR*****
8990 IF ERR=57 THEN RESUME NEXT
9000 COLOR 14, 7: PRINT "Date gresite! ", PRINT "Apasati o tasta!"
9010 IF INKEY$=" " THEN GOTO 9010
9020 IF ERL<520 THEN RESUME
9030 IF ERL =2190 AND ERL<2320 THEN RESUME 2190
9040 IF ERL > 3330 AND ERL<3570 AND CIST =1 THEN RESUME 3330
9050 IF ERL >3330 AND ERL<3570 AND CIST =2 THEN RESUME 3400
9060 IF ERL >4090 AND ERL<4260 THEN RESUME 4160
9070 IF ERL >4470 AND ERL<6120 THEN RESUME 550
9080 RESUME NEXT
```