

# 14. | MASURARI ÎN DOMENIUL MICROUNDOR

Aplicațiile în domeniul microundelor s-au diversificat și înmulțit în ultimul timp, astfel încât s-a considerat necesar să se includă și unele elemente specifice măsurărilor în gama microundelor.

## 14.1. MASURAREA RAPORTULUI DE UNDA STATIONARA DE TENSIUNE (R.U.S.T), A ATENUĂRII SEMNALULUI ÎN SARCINA ȘI A MODULULUI COEFICIENTULUI DE REFLEXIE

Mai întâi se vor face câteva considerații teoretice asupra fenomenelor ce apar într-o linie de transmisie de microunde terminată pe o impedanță de sarcină diferită de impedanța caracteristică a acesteia.

La conectarea unei impedanțe de sarcină ( $Z_s$ ) oarecare la o linie de transmisie apar unde directe și unde reflectate. Prin însumarea acestora rezultă tensiunea și curentul în planul secțiunii transversale a liniei, la distanța  $z$  de sarcină:

$$\begin{aligned} U &= U_d + U_r = U_d(1 + G), \\ I &= I_d + I_r = I_d(1 + G), \end{aligned} \quad (14.1)$$

unde  $G$  reprezintă coeficientul de reflexie.

În punctul de conectare al sarcinii, coeficientul de reflexie se exprimă prin relația:

$$G_s = \Gamma e^{j\varphi_s} = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0}, \quad (14.2)$$

iar într-un punct oarecare din linie :

$$G = \Gamma e^{j(\varphi_s - 2\beta z)}. \quad (14.3)$$

Din relațiile (14.2) și (14.3) se obține modulul (amplitudinea) tensiunii pe linie:

$$|U| = |U_d| \sqrt{1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos(\varphi_s - 2\beta z)}, \quad (14.4)$$

de unde rezultă că amplitudinea tensiunii variază între două valori extreme:

$$\begin{aligned} |U|_M &= |U_d|(1+?), \\ |U|_m &= |U_d|(1-?) \end{aligned} \quad (14.5)$$

si dupa o distanta de o semiunda tensiunea are aceeasi amplitudine (faza semnalului se schimba cu  $180^\circ$ ).

Raportul între valorile extreme ale tensiunii se numeste *raport de unda stationara de tensiune* (r.u.s.t):

$$s = \frac{|U|_M}{|U|_m} \quad (14.6)$$

si este unitar în caz de adaptare sau supraunitar în celelalte situatii.

Modulul coeficientului de reflexie (?) se obtine din relatiile (14.5), (14.6):

$$? = \frac{s-1}{s+1} \quad (14.7)$$

si are valori cuprinse între 0 si 1 .

În practica se mai foloseste si notiunea de *coeficient de unda progresiva* definit cu relatia:

$$S = \frac{|U|_m}{|U|_M} = \frac{1}{s}. \quad (14.8)$$

În figura 14.1 s-a reprezentat amplitudinea tensiunii pe linie pentru trei impedante de sarcina. Se observa ca tensiunea oscileaza în jurul valorii  $U_d$ , cu atât mai mult cu cât modulul coeficientului de reflexie este mai mare, obținându-se regimul mixt de propagare caracterizat prin existenta unor valori minime (diferite de zero) si maxime stationare.

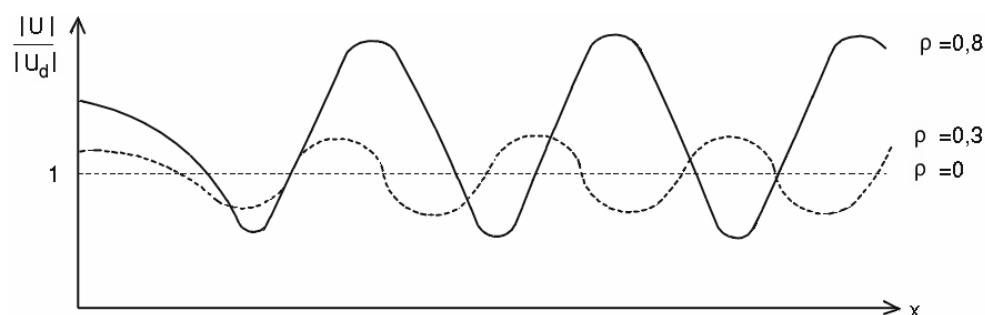


Fig. 14.1

Puterea medie dezvoltata pe o impedanta de sarcina este proportionala cu patratul tensiunii, ceea ce conduce la :

$$\frac{P_r}{P_d} = \frac{|U_r|^2}{|U_d|^2} = ?^2. \quad (14.9)$$

Tinându-se cont de relatia (14.7) rezulta :

$$\frac{P_r}{P_d} = \left( \frac{s-1}{s+1} \right)^2, \quad (14.10)$$

unde  $P_r$  si  $P_d$  sunt puterea reflectata si respectiv puterea directa (puterea maxima pe care o poate furniza generatorul în cazul adaptarii).

Puterea în sarcina va fi:

$$P_s = P_d - P_r = P_d(1 - ?^2). \quad (14.11)$$

Atenuarea puterii, ca urmare a neadaptarii, se evalueaza cu relatia:

$$\frac{P_s}{P_d} = 1 - ? = \frac{4s}{(s+1)^2}. \quad (14.12)$$

În practica, r.u.s.t. se determina prin masurarea valorilor extreme ale amplitudinii tensiunii pe linie si corectarea acestora cu ajutorul curbei de corectie. Daca reflexiile sunt foarte mari, una din valorile extreme se va citi cu eroare mare. În aceasta situatie se utilizeaza o metoda particulara care consta în a se înregistra doua valori mai mici decât valoarea extrema, una din ele fiind valoarea minima.

Din relatia (14.4) rezulta ca tensiunea are amplitudinea minima daca:

$$\varphi_s - 2\beta_z = p. \quad (14.13)$$

La distanta  $z_2$  de minimum, tensiunea va avea amplitudinea :

$$|U|_2^2 = |U_d|^2 [1 + ?^2 + 2? \cos(\varphi - 2\beta z_2)]. \quad (14.14)$$

Din cele doua relatii se obtine:

$$|U|_2^2 = K^2 |U|_m^2, \quad (14.15)$$

în care s-a notat:

$$K^2 = \frac{1 + ?^2 - 2? \cos(\beta - d)}{(1 - ?)^2},$$

$$d = \frac{Z_m - Z_2}{2} \quad (14.16)$$

si tinând seama de relatia (14.7) r.u.s.t. se poate scrie sub forma :

$$s = \frac{\sqrt{K^2 - \cos\left(\frac{pd}{\gamma_l}\right)}}{\sin^2\left(\frac{pd}{\gamma_l}\right)}. \quad (14.17)$$

Daca se alege valoarea tensiunii  $|U|_2$  dublul valorii amplitudinii minime atunci r.u.s.t. se poate calcula cu relatia:

$$s = \left( 1 + \frac{1}{\sin^2\left(\frac{pd}{\gamma_l}\right)} \right) \quad (14.18)$$

sau pentru  $d \ll \gamma_l$ :

$$s = \frac{\gamma_l}{pd}. \quad (14.19)$$

Pentru masurarea rapida a r.u.s.t. si a atenuarii se foloseste schema bloc prezentata în figura 14.2.

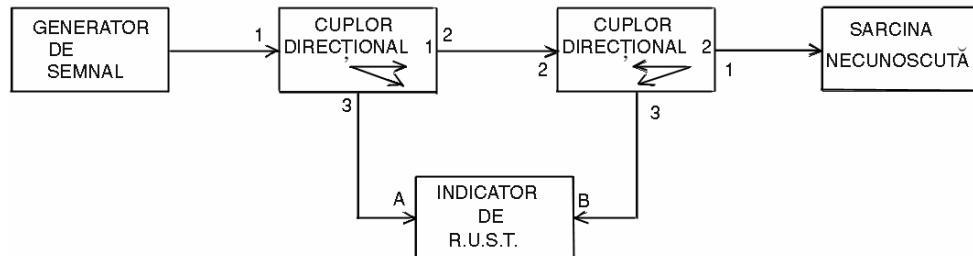


Fig. 14.2

Se utilizeaza un generator de semnal de microunde care are posibilitatea vobularii frecventei între limitele dorite. El trebuie sa asigure putere constanta la iesire în toata banda de frecvente. Sarcina analizata se cupleaza la generatorul de semnal prin intermediul unor circuite pasive speciale ( cupluri directionali ), de constructie identica, care au proprietatea ca pot asigura la iesire trei semnale proportionale cu amplitudinea celor injectate la poarta 1. La intrarea blocului de masurare a parametrilor se aplica semnale proportionale cu cel direct (intrarea A) si cu cel reflectat (intrarea B). Impunând nivele mici de semnal, caracteristica detectoarelor este patratica si în blocul de masurare se face raportul :

$$\gamma^2 = \frac{P_r}{P_d} \quad \gamma^2 = \frac{P_r}{P_d}. \quad (14.20)$$

Dupa o amplificare logaritmica si comparare se obtine la iesire un semnal proportional cu atenuarea în sarcina. Pe indicatorul blocului de masura se poate citi si valoarea r.u.s.t.. Pentru a se putea lucra într-o gama dinamica mare generatorul de microunde se moduleaza în impulsuri.

**Metodologia de executare a lucrării pentru masurarea r.u.s.t.** Se realizeaza un montaj conform schemei bloc din figura 14.3 si se conecteaza la linia de masura sarcina complexa pentru care se executa lucrarea.

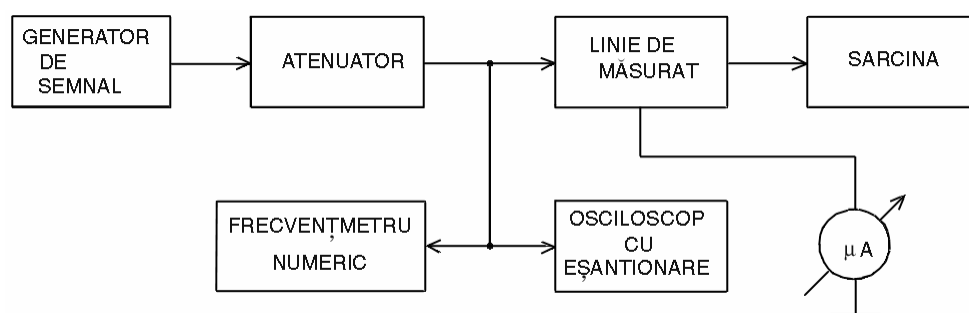


Fig 14.3

Se alimenteaza generatorul de putere si dupa intrarea acestuia în regim stabil de functionare se regleaza puterea la iesirea acestuia.

Se regleaza cavitatea rezonanta a liniei de masurat dupa indicatia maxima a microampermetrului.

Se determina distributia de tensiune si se oscilografiază semnalul în diferite puncte pe linie.

Se conecteaza o alta sarcina care sa conduca la reflexii foarte mari.

Se determina distributia de tensiune (daca este necesar se micsoreaza puterea generatorului).

Se deplaseaza sonda detectorului în pozitie de minimum de tensiune si se regleaza puterea generatorului pâna la o valoare detectabila pe microampermetru.

Se determina amplitudinea minima si cu ajutorul curbei de corectie se gaseste valoarea reala, dublul acesteia si valoarea corespunzatoare ce urmeaza fi citita pe microampermetru.

Se deplaseaza sonda detectorului din pozitia de minimum ce se citește la aparatul de masurat, astfel încât sa se obtina valoarea calculata la punctul anterior si se înregistreaza aceasta pozitie.

Detectorul se deplaseaza în sens contrar si se repeta operatiunile de la punctul anterior.

Pe baza rezultatelor masurarilor si a relatiilor (14.18), (14.20) si (14.13) se calculeaza r.u.s.t. si atenuarea .

Se realizeaza schema din figura 14.1 si la aceeasi frecventa se masoara r.u.s.t. si atenuarea sarcinilor.

## 14.2. MASURAREA IMPEDANTELOR ÎN MICROUNDE

Determinarea impedantei de sarcina, când aceasta se conectează la o linie de transmisie, reprezintă una din măsurările de bază în ingineria microundelor, fiind impusă de problema adaptării în vederea asigurării unui transfer maxim de putere.

Se cunosc în principal trei metode de măsurare a raportului de undă staționară, și astfel a impedanței, prin folosirea punții Wheatstone, a cuplorilor direcționali sau a liniei de măsurat. Cea mai bună precizie se asigură folosind linia de măsurat.

O impedanță de sarcină ( $Z_s$ ) conduce la apariția unei reflexii pe o linie de transmisie de impedanță caracteristică ( $Z_0$ ), caracterizată prin coeficientul de reflexie la sarcină  $G_s$ :

$$G_s = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} = ? e^{j\varphi_s} \quad (14.21)$$

și a unui coeficient de reflexie pe linie  $G$ :

$$G = G_s e^{-j2\beta z}. \quad (14.22)$$

Cu ajutorul liniei de măsurat se pot determina următoarele elemente:

- raportul de undă staționară ( $G_s$ );
- deplasarea minimului de tensiune ( $m$ ) când la capătul liniei se dispune sarcina necunoscută în locul scurtcircuitului;
- lungimea de undă a semnalului care se propaga prin linia de transmisie ( $?_l$ ).

Modulul și faza coeficientului de reflexie se determină cu relațiile:

$$? = \frac{s_s - 1}{s_s + 1}, \quad \varphi_s = 4p \left( \frac{m}{?_l} - \frac{1}{4} \right). \quad (14.23)$$

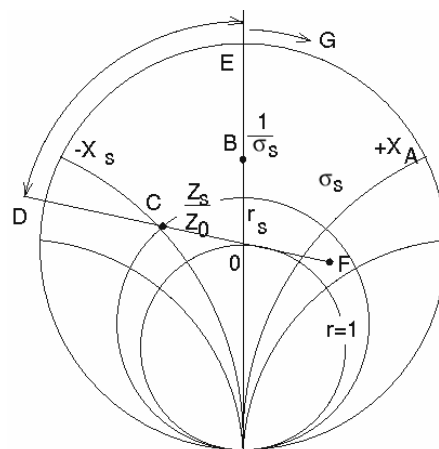


Fig. 14.4

Introducând în diagrama Smith valorile:  $m/?_l$  și  $s_s$  se determină componentele normate ale impedanței de sarcină:  $R_s$  și  $X_s$  (fig. 14.4).

Pentru rezolvarea analitică, se consideră expresia impedanței de intrare la distanța  $l$  de locul de montare al sarcinii,  $Z_i$ :

$$Z_i = Z_0 \frac{Z_s + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_s \tan \beta l}. \quad (14.24)$$

La conectarea unei sarcini pe linie, într-un punct de minimum, impedanta de intrare este pur rezistivă și are valoarea  $Z_0/s_s$ . Dacă se ține cont de relația anterioară rezultă:

$$\frac{Z_0}{s_s} = Z_0 \frac{Z_s + Z_0 \operatorname{tg} \beta m}{Z_0 + j Z_s \operatorname{tg} \beta m}. \quad (14.25)$$

Separând partea reală de cea imaginară se obțin componentele impedanței montate ca sarcină:

$$R_s = Z_0 \frac{s_s(1 + \operatorname{tg}^2 \beta m)}{s_s^2 + \operatorname{tg}^2 \beta m}, \quad (14.26)$$

$$X_s = Z_0 \frac{(1 - s_s^2) \operatorname{tg} \beta m}{s_s^2 + \operatorname{tg}^2 \beta m}. \quad (14.27)$$

Dacă se cunoaște coeficientul de reflexie  $G_s$ , atunci din relația (14.20) se poate determina impedanța de sarcină folosind următoarea relație:

$$Z_s = Z_0 \frac{1 - \Gamma^2}{1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \cos \varphi_s} + j Z_0 \frac{2\Gamma \sin \varphi_s}{1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \cos \varphi_s}. \quad (14.28)$$

Pentru măsurarea rapidă a impedanțelor de sarcină se folosesc în laboratoare aparate speciale de tipul ZG – diagramele sau cuplorului cu polarizare eliptică a c.e.m. Acesta din urmă este folosit cu precădere la frecvențe mai mici (50-1000 MHz), domeniul în care utilizarea liniilor de măsură este îngreunată de dimensiunea relativ mare.

În cazul executării practice a măsurării se poate utiliza montajul a cărui schemă este prezentată în figura 14.5.

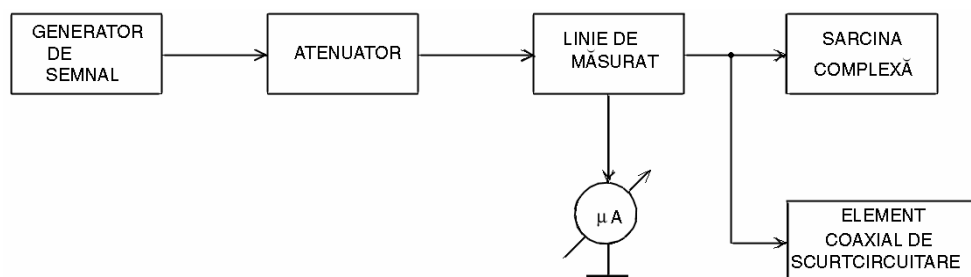


Fig. 14.5

Măsurarea impedanțelor se face după algoritmul următor:

- se realizează montajul conform schemei din figura 14.6;
- se alimentează generatorul de semnale și se lasă să se încălzească până când ajunge în regimul de stabilitate;
- se determină distribuția de tensiune în mod analog ca în subcapitolul precedent și se determină prin interpolare poziția a două minime succesive ( $m_1$  și  $m_2$ ),

conform modelului prezentat în figura 14.6, unde se indica pozitia punctelor de minimum pe o linie de transmisie scurtcircuitata sau terminata cu o sarcina complexa;

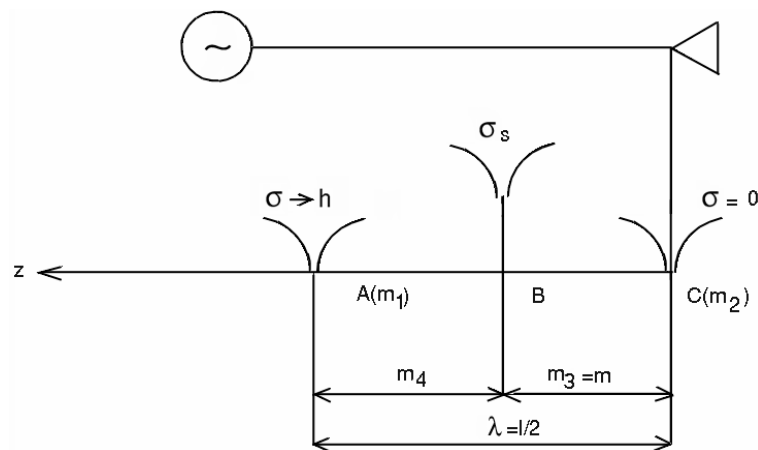


Fig. 14.6

– se monteaza sarcina a carei impedanta trebuie masurata în locul elementului de scurtcircuitare;

– se determina raportul de unda stationara pe linie si prin interpolare pozitia minimului de tensiune ( $m_3$ ) între punctele  $m_1$  si  $m_2$  când linia era scurtcircuitata;

– se calculeaza lungimea de unda a semnalului în linie si deplasarea normata la lungimea de unda a minimului  $m_3$ , luând ca referinta unul din minimele  $m_1$  sau  $m_2$ .

Pe diagrama Smith se reprezinta cercul al carui raport de unda stationara a fost calculat. Pe circumferinta cercului cu  $s = \text{const.}$  se executa o deplasare proportionala cu deplasarea minimului  $m_3$  (fig. 14.4 din  $E$  în  $D$ ). Impedanta de sarcina normata se gaseste la intersectia dreptei  $OD$  cu cercul (pozitia  $C$ ).

Se refac masurarile pentru înca trei-patru frecvente, astfel încât sa fie acoperita banda de lucru a liniei.

### 14.3. MASURAREA PARAMETRILOR DE REPARTITIE LA UN DIPORT

Studiul comportarii unui multiport în domeniul frecventelor foarte înalte se bazeaza pe cunoasterea si folosirea parametrilor de repartitie (parametrii  $S$ ), acestia exprimând relatiile între semnalele reflectate si cele directe. Daca la poarta  $i$  se foloseste normarea:

$$U_i^N = \frac{U_i}{\sqrt{Z}}; \quad I_i^N = I_i \sqrt{Z}, \quad (14.29)$$

unde:  $Z$  este impedanta caracteristica la linii cu mod  $TEM$  (pentru moduri  $TE$  sau  $TM$  se normalizeaza analog intensitatea câmpului la impedanta de unda), atunci undele directe si reflectate (în valori normate) vor fi:

$$a_i = \frac{U_i^N + I_i^N}{2} ; \quad b_i = \frac{U_i^N - I_i^N}{2} . \quad (14.30)$$

Pentru întreg multiportul, se poate scrie:

$$[\mathbf{b}] = [\mathbf{S}] [\mathbf{a}] , \quad (14.31)$$

unde:

$$[\mathbf{b}] = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{S}] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ M & & & M \\ M & & & M \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{a}] = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} . \quad (14.32)$$

Parametrii de repartitie au urmatoarea semnificatie:

$$S_{ii} = \frac{b_i}{a_i} \quad (14.33)$$

reprezinta coeficientul de reflexie la poarta  $i$  când toate celelalte porti sunt adaptate;

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \quad (14.34)$$

este transferul de la poarta  $j$  la poarta  $i$ , când poarta  $i$  este adaptata si nu se fac transmisii de la poarta  $j$  la alte porti ale multiportului.

Pentru un diport, ecuatiile matriciale (14.31) se scrie :

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 , \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 . \end{aligned} \quad (14.35)$$

În figura 14.7 este ilustrat un diport cu undele directe si reflectate (incidente si emergente).

Daca diportul este simetric, atunci:  $S_{11} = S_{22}$ , iar daca este reciproc:  $S_{12} = S_{21}$  (la diportul subtire de tip diagrama:  $S_{11} = 1 - S_{12}$ ,  $S_{12} = S_{21}$ ,  $S_{11} = S_{22}$ ).

La conectarea unei impedante  $Z_0$  la poarta 2 (care pe o linie cu impedanta ar conduce la un coeficient de reflexie  $G_s$ ) la poarta 1 se obtine un coeficient de reflexie  $G_1$ :

$$G_1 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}G_s}{1 - S_{22}G_s} . \quad (14.36)$$

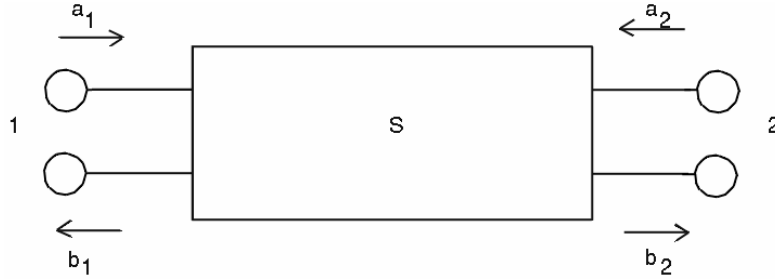


Fig. 14.7

Pentru diportii reciproci sunt necesare trei masurari, astfel încât să poată fi determinați parametrii  $S$ . De regula se aleg situațiile:  $G_{sa} = 0$  ( $z_s$  este adaptat);  $G_{sc} = -1$  (ieșirea în scurtcircuit);  $G_{sg} = 1$  (ieșirea este în gol). În acest caz parametrii  $S$  vor fi:

$$S_{11} = (G_1)_a \quad (14.37)$$

$$S_{12} = S_{21} = \sqrt{\frac{2[(G_1)_{sc} - (G_1)_a][(G_1)_g - (G_1)_a]}{(G_1)_{sc} - (G_1)_g}},$$

$$S_{22} = \frac{2(G_1)_a - (G_1)_g - (G_1)_{sc}}{(G_1)_{sc} - (G_1)_g}.$$

În particular, pentru diportii subtiri :

$$|S_{11}| = (s_a - 1)/(s_a + 1), \quad (14.38)$$

$$\phi_{11} = \arccos(-|S_{11}|)$$

și atunci este necesară numai măsurarea coeficientului de reflexie la intrare, când ieșirea este adaptată.

Măsurarea parametrilor de repartire se poate face direct sau folosind metode de precizie. În cazul măsurărilor directe pot apărea erori mari, în general ca urmare a folosirii elementelor de jonctiune. Cunoscând parametrii  $S$  se pot determina ceilalți parametri  $Z$ ,  $Y$  sau  $T$  :

$$|Z| = \frac{|S| + |1|}{|1| - |S|},$$

$$|Y| = \frac{|1| - |S|}{|1| + |S|}, \quad (14.39)$$

$$|T| = \begin{vmatrix} S_{21} - \frac{S_{11}S_{22}}{S_{12}} & S_{22} \\ -\frac{S_{11}}{S_{12}} & \frac{1}{S_{12}} \end{vmatrix},$$

unde  $|1|$  este matricea unitate.

Metoda deplasării minimelor constituie o metoda precisa de evaluare a parametrilor  $S$  pentru diportii fara pierderi, reciproci. Un astfel de diport se poate echivala cu circuitul ilustrat în figura 14.8.

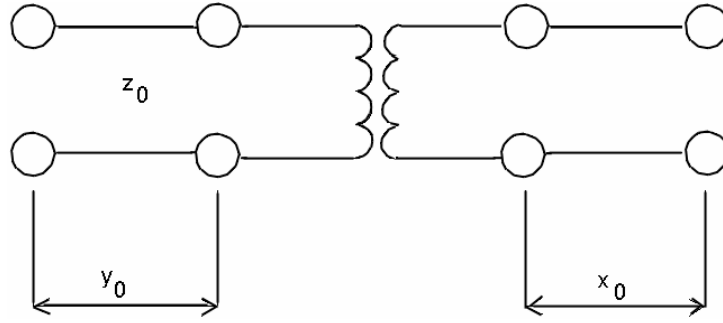


Fig. 14.8

Pentru masurare se fixeaza planele de referinta  $T_1$  si  $T_2$  sau unele echivalente  $T_1^*$  si  $T_2^*$  (fig. 14.9). Prin deplasarea elementului de scurtcircuitare, minimumul de tensiune în stânga diportului se va deplasa după o curba similara cu cea ilustrata în figura 14.10.

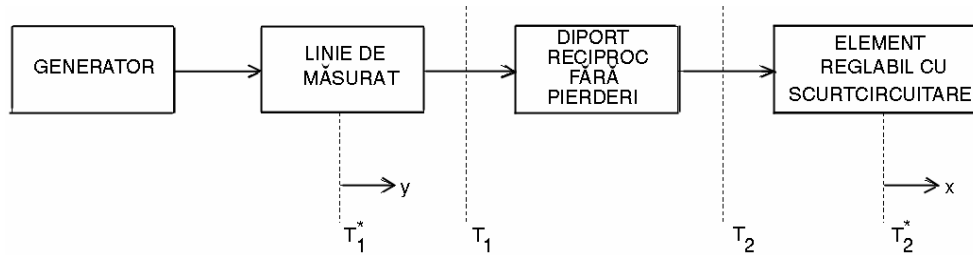


Fig.14.9

Daca valorile de minimum  $x_i$  si  $y_i$  reprezinta coordonatele punctului  $P$  aflat la intersectia curbei cu bisectoarea primului cadran, atunci:

$$\frac{x_0}{z_g} = 1 - \frac{x_i}{z_g} \text{ si } \frac{y_0}{z_g} = \frac{y_i}{z_g}, \quad (14.40)$$

iar raportul de transformare  $N$  se poate calcula cu relatia:

$$N = \sqrt{\text{tga}} = \text{ctgp} \left( \frac{1}{4} - \frac{d}{\sqrt{2}} \right) = \sqrt{s_a}, \quad (14.41)$$

în care  $s_a$  este raportul de unda stationara când diportul se termina pe o impedanta adaptata la linia de transmisie.

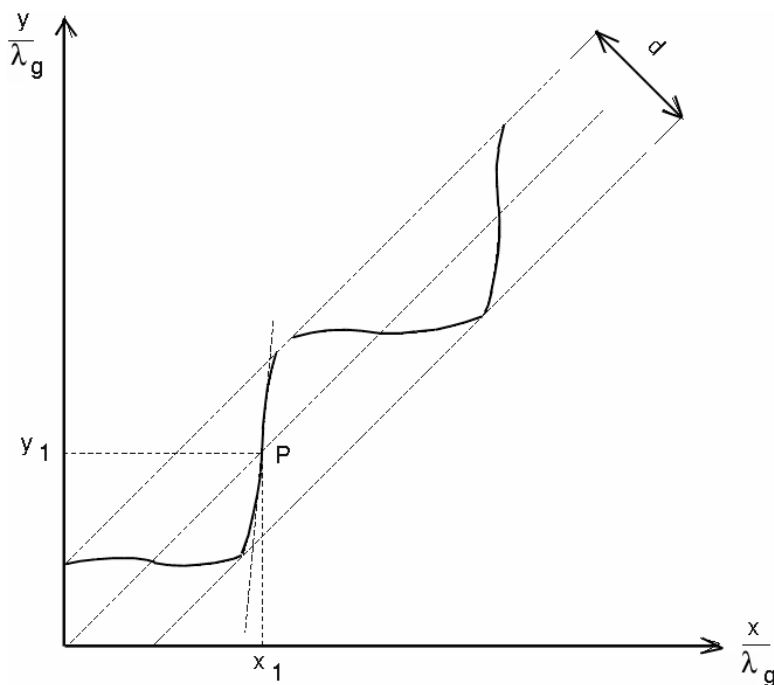


Fig. 14.10

Parametrii  $S$  corespunzatori valorilor masurate vor fi:

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{N^2 - 1}{N^2 + 1} e^{-2j\beta y_0}, \\
 S_{22} &= \frac{1 - N^2}{N^2 + 1} e^{-2j\beta x_0}, \\
 S_{12} = S_{21} &= \frac{2N}{N^2 + 1} e^{j\beta(x_0 + y_0)}.
 \end{aligned} \tag{14.42}$$

În continuare este descrisa, pas cu pas, procedura de masurare prin metoda deplasării minimelor.

Se realizeaza montajul corespunzator schemei bloc din figura 14.9.

Se regleaza generatorul de semnal si cavitatarea rezonanta a liniei de masurat.

Se determina lungimea de unda ( $\lambda_g$ ) a semnalului si se fixeaza planurile de referinta  $T_1^*$  (prin comparatie cu pozitia indicata la folosirea unui scurtcircuit fix plasat în locul diportului de masurat) si apoi planul de referinta  $T_2^*$  (prin introducerea elementului mobil de scurtcircuitare).

Se monteaza în scurtcircuit diportul si pentru o variatie mai mare de o semiunda a pozitiei scurtcircuitului se determina valorile de minimum pe linia de masura.

Se reprezintă grafic:  $y/\gamma_g = f(x/\gamma_g)$ .

Se determină valorile  $x_0, y_0, d$  și se calculează raportul de transformare  $N$  și parametrii  $S$  cu ajutorul relațiilor (14.41) și (14.42).

Se determină coeficientul de reflexie la intrarea diportului pentru cazul când scurtcircuitul se află în planul de referință  $T_2^*$  și la o distanță de un sfert de lungime de undă de acesta:  $(G_1)_{sc}$  și  $(G_1)_g$ .

Se înlocuiește scurtcircuitul mobil cu o sarcină adaptată și se determină coeficientul de reflexie  $(G_1)_a$ .

Se determină parametrii  $S$  cu ajutorul relațiilor (14.37) și (14.38).

#### 14.4. MASURAREA PARAMETRILOR CAVITATILOR REZONANTE

Se considera necesar să se înceapă acest capitol prin prezentarea succintă a câtorva noțiuni teoretice despre cavitățile rezonante.

Rezonatorul electromagnetic este un circuit pasiv de microunde în care are loc fenomenul de rezonanță: transformarea oscilantă a energiei acumulate din câmp electric în câmp magnetic. El se poate realiza sub forma unor cavități rezonante (C.R.), rezonatori metalici deschiși sau rezonatori dielectrice. C.R. reprezintă un domeniu delimitat de o suprafață conductoare închisă. Ea se poate realiza dintr-o linie de transmisie uniformă sau neuniformă și poate avea una sau mai multe porți de acces, prin care se face cuplajul cu generatorul și sarcina. Ca elemente de cuplaj se pot folosi fante și bucle inductive sau capacitive. În figura 14.11 sunt prezentate câteva tipuri de C.R. provenite din linii uniforme ( $a$  – ghid dreptunghiular,  $b$  – ghid cilindric,  $c$  – ghid coaxial).

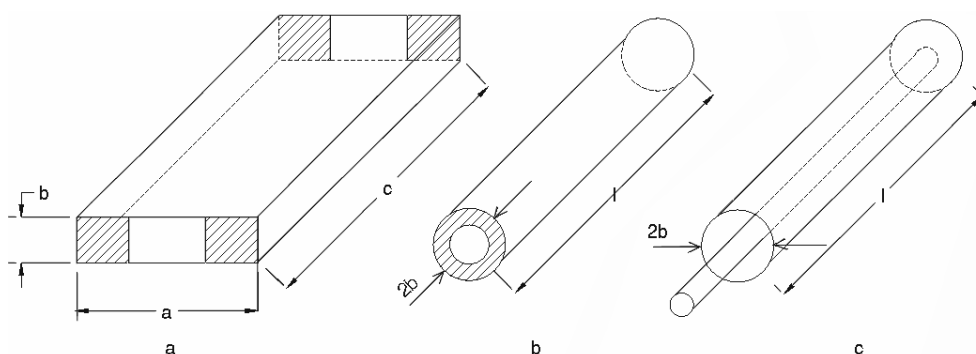


Fig. 14.11

Parametrii principali care caracterizează o C.R. sunt: frecvența de rezonanță, factorul propriu de calitate și rezistența la rezonanță.

Frecventa de rezonanta depinde de forma si dimensiunile *C.R.* precum si de modul de excitatie al c.e.m.

Pentru o cavitate paralelipipedica (fig. 14.11,a), lungimea de unda la rezonanta pentru ambele moduri de excitatie este:

$$\lambda_0 = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2}}, \quad (14.43)$$

unde  $m, n, p$  sunt numere întregi pozitive. La *C.R.* de forma cilindrica, excitata cu modul *TE*, lungimea de unda de rezonanta este:

$$\lambda_0 = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{p}{1}\right)^2 + \left(\frac{r'mn}{pa}\right)^2}}; \quad p \geq 1 \quad (14.44)$$

unde  $r'mn$  este a  $n$ -a radacina a ecuatiei:

$$J'_m(r'mn) = 0. \quad (14.45)$$

Rezonanta se obtine când lungimea rezonatorului este un numar întreg de semiunde. La excitarea cu modul *TM*, lungimea de unda a semnalului pentru care are loc rezonanta este :

$$\lambda_0 = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{p}{1}\right)^2 + \left(\frac{rmn}{pa}\right)^2}}, \quad (14.46)$$

în care  $rmn$  este a  $n$ -a radacina a ecuatiei:

$$J_m(rmn) = 0.$$

Rezonanta se obtine când circumferinta este un numar întreg de semiunde.

Primele sapte radacini ale functiilor Bessel de speta întâi ( $J_m$ ) ale primei derivate ( $J'_m$ ) precum si modul de excitare sunt prezentate în tabelul 14.1.

Tabelul 14.1

Primele sapte radacini ale functiilor  $J_m(r'mn)$  si  $J_m(rmn)$

| Numarul de radacini | 1         | 2         | 3         | 4         | 5         | 6         | 7         |
|---------------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| $rmn/r'mn$          | 1,841     | 2,405     | 3,054     | 3,832     | 3,832     | 4,201     | 5,136     |
| Mod de excitare     | $TE_{11}$ | $TM_{01}$ | $TE_{21}$ | $TM_{11}$ | $TE_{01}$ | $TE_{31}$ | $TM_{21}$ |

La *C.R.* coaxiale, excitate cu modul *TEM*, rezonanta se obtine pentru:

$$\beta_0 = \frac{2l}{p}; \quad p \geq 1, \quad (14.47)$$

daca este închisa la ambele capete sau:

$$\beta_0 = \frac{4l}{2p+1}, \quad (14.48)$$

daca este scurtcircuitata numai la un singur capat.

Selectivitatea unui circuit oscilant se apreciaza cu ajutorul factorului de calitate. El conduce la modificarea frecventei naturale de oscilatie :

$$\beta'_0 = \beta_0 \sqrt{1 - \left( \frac{1}{2Q} \right)^2}$$

si în acelasi timp este implicat în amortizarea energiei oscilatiilor libere cu factorul  $e^{-\left( \frac{t\omega_0}{Q} \right)}$ .

Factorul de calitate (*F.C.*) este dat de configuratia geometrica, modul de excitare, natura materialului din care este realizata *C.R.* si se exprima prin raportul între energia înmagazinata si cea pierduta într-o perioada a semnalului de frecventa foarte înalta :

$$Q_0 = \frac{2\pi W_0}{W_p} = \beta_0 \frac{W_0}{P_p}. \quad (14.49)$$

Daca se neglijeaza pierderile energetice în dielectric, pierderile datorate curentului de conductie pe suprafata *C.R.* sunt:

$$W_p = \frac{\delta}{8} \iint B^2 ds, \quad (14.50)$$

unde  $\delta$  este adâncimea de patrundere, iar  $B$  inductia magnetica la peretii conductori.

Energia înmagazinata într-o perioada se calculeaza cu relatia:

$$W_0 = \frac{1}{8\pi} \iiint B^2 dv. \quad (14.51)$$

Într-o prima aproximatie, se poate arata ca:

$$Q_0 = \frac{V}{S_p}, \quad (14.52)$$

unde  $V$  si  $S$  reprezinta volumul si respectiv suprafata interioara a cavitatii rezonante. De aceea cavitatile a caror suprafata este distorsionata spre interior vor avea un factor de calitate mai scazut .

La cavitatile rezonante paralelipedice factorul de calitate se calculeaza cu relatia:

$$Q_0 = \frac{?}{d} \left\{ \frac{b}{4} \frac{\left[ t^2 + \left( \frac{n}{c} \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}}}{\left( \frac{l}{a} \right)^2 \left( \frac{n}{c} \right)^2 + t^2} + bc \left[ \left( \frac{m}{b} \right)^2 \left( \frac{n}{c} \right)^2 + t^4 \right] + ab \left( \frac{n}{c} \right)^2 t^2 \right\}, \quad (14.53)$$

daca excitatia se face pe modul  $T.E.$ , iar pentru modul  $T.M.$  cu relatia:

$$Q_0 = \frac{?}{d} \frac{ab}{4} \frac{t^2 ?_0^{3/2}}{\left( \frac{l}{a} \right)^2 b(a+c) + \left( \frac{m}{b} \right)^2 a(b+c)}, \quad (14.54)$$

unde:

$$t = \left( \frac{l}{a} \right)^2 + \left( \frac{m}{b} \right)^2.$$

La cavitatile cilindrice, pentru modul  $T.E.$  factorul de calitate se determina cu expresia:

$$Q_0 = \frac{?}{d} \frac{\left[ 1 - \left( \frac{m}{r'mn} \right)^2 \right] \left[ r'm^2 + \left( \frac{app}{l} \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}}}{2p \left[ r'mn^2 + \left( \frac{app}{l} \right)^2 + \left( 1 - \frac{2a}{l} \right) \left( \frac{ampp}{lr'mn} \right) \right]}, \quad (14.55)$$

iar pentru excitare cu  $T.M.$ :

$$Q_0 = \frac{2}{d} \frac{\sqrt{r'mn^2 + \left( \frac{ap\pi}{l} \right)^2}}{2p \left( 1 + \left( \frac{2a}{l} \right) \right)}. \quad (14.56)$$

Rezonatoarele coaxiale au un factor de calitate când sunt excitate pe modul  $T.E.M.$  determinat cu relatia:

$$Q_0 = \frac{2}{d} \frac{\ln \frac{b}{a}}{\frac{1}{a} + \frac{1}{b} + \frac{4}{l} \ln \frac{b}{a}}. \quad (14.57)$$

Rezistența de sunet se calculează cu relația:

$$R_s = 16\pi \frac{\left( \iint \frac{\partial B}{\partial t} ds_1 \right)^2}{\iint B^2 ds} \frac{V^2 \epsilon_0}{d}, \quad (14.58)$$

în care  $V$  este viteza luminii în dielectricul rezonatorului. Integrala de la numărător se calculează pe o suprafață marginată de pereții conductori și porțiunea din plan în care intensitatea câmpului electric este maximă. Pentru rezonatorul coaxial:

$$R_s = \frac{\epsilon_0}{d} \frac{60}{\pi} \frac{b}{l} \frac{\left( \ln \frac{b}{a} \right)^2}{1 + \frac{b}{a}} \frac{1}{1 + 2 \frac{b}{l} \frac{\ln \frac{b}{a}}{1 + \frac{b}{a}}}. \quad (14.59)$$

Cuplarea cavității rezonante cu sarcina conduce la scăderea factorului de calitate ca urmare a creșterii puterii pierdute. Factorul de calitate total ( $Q_s$ ) va fi dat de relația:

$$Q_s = \frac{Q_0 Q_1}{Q_0 + Q_1}, \quad (14.60)$$

în care  $Q_1$  este factorul de calitate al sarcinii. În practică, gradul de cuplaj cu sarcina se estimează cu ajutorul coeficientului de cuplaj ( $\beta$ ):

$$\beta = \frac{P_e}{P_p}, \quad (14.61)$$

unde  $P_e$  este puterea pierdută în exteriorul C.R. și  $P_p$  este puterea pierdută în interiorul C.R.. Dacă pierderile în exterior sunt mai mari decât cele din interiorul cavității rezonante,  $\beta$  devine supraunitar și cuplajul este supracritic. În situația inversă cuplajul este subunitar. Pentru cavitățile rezonante cu o singură poartă de acces, factorul de cuplaj total se calculează cu relațiile:

$$Q_s = Q_0 \frac{s_1 + 1}{s_1(1 + s_0)}, \text{ pentru } \beta > 1 \quad (14.62)$$

sau:

$$Q_s = Q_0 \frac{s_0(s_1 + 1)}{s_1(s_0 + 1)}, \text{ pentru } \beta < 1,$$

unde  $s_0$  și  $s_1$  sunt coeficienți de undă staționară la rezonanță.

**Metode de masurare.** Alegerea metodei de masurare a parametrilor depinde de tipul cavitatii rezonante (cu una sau mai multe porti de acces). În prima situatie se folosesc metode de reflexie, iar în cea de-a doua, metoda de transmisie.

În cazul cavitatilor cu o poarta de acces, parametrii depind de planul de referinta ( $T_i$ ) în care se face analiza (fig. 14.12).

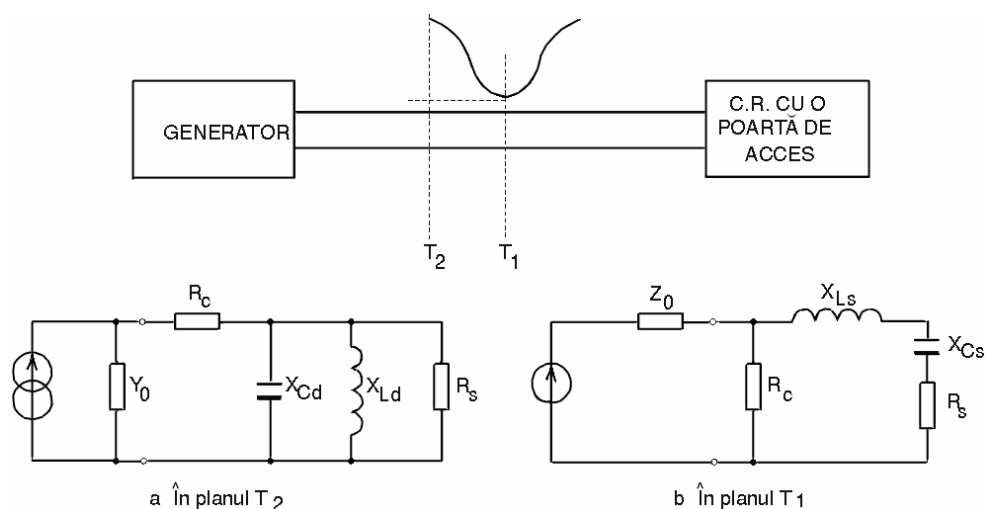


Fig. 14.12

Reglând frecvența generatorului în jurul frecvenței de rezonanță, raportul de undă staționară pe linia de transmisie (prin care se conectează C.R. la generator) precum și deplasarea ( $\delta$ ) a poziției de minimum (luând ca referință minimumul de la rezonanță) se vor modifica aproximativ ca în figura 14.13.

Variația impedanței unui circuit rezonant în jurul frecvenței de rezonanță este ilustrată în figura 14.14. Analizând modul de variație al deplasării minimumului în cazul cuplajelor supracritic și subcritic se constată că, la creșterea frecvenței pentru  $\beta < 1$ , minimumul se deplasează spre sarcină (când  $f < f_0$ ) și spre generator (pentru  $f > f_0$ ), în timp ce pentru  $\beta > 1$ ,

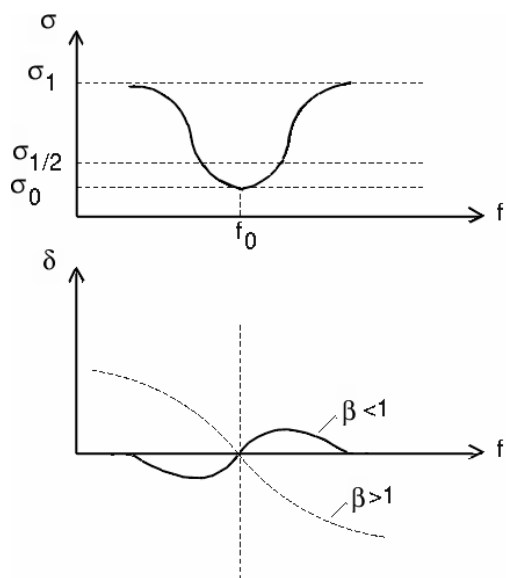


Fig. 14.13

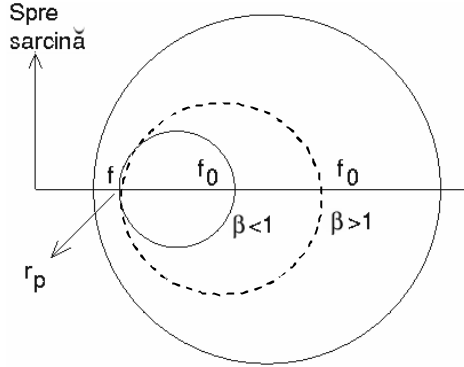


Fig. 14.14

minimul se deplasează tot timpul spre sarcină. În plus, la cuplaj subcritic  $d_{MAX} < \lambda_g/8$ , iar la cel supracritic  $\beta_{MIN} < \lambda_g/4$ . Frecvența de rezonanță se determină la valoarea minimă a r.u.s.t., factorul de calitate în sarcină se calculează raportând frecvența de rezonanță la banda de frecvențe ( $B_{1/2}$ ) la care puterea corespunzătoare modului rezonant scade la jumătate:

$$Q_s = \frac{f_0}{B_{1/2}}. \quad (14.63)$$

Pentru determinarea benzii  $B_{1/2}$ , din curba  $s = s(f)$  se calculează  $s_{1/2}$  pentru un dezacord ( $x$ ) normal unitar ( $x = \frac{2\Delta f Q_s}{f_0}$ ):

$$s_{1/2} = \frac{\sqrt{2}(s_0+1)(s_1+1) + \sqrt{(s_0-1)^2(s_1+1)^2 + (s_0+1)^2(s_1-1)^2}}{\sqrt{2}(s_0+1)(s_1+1) - \sqrt{(s_0-1)^2(s_1+1)^2 + (s_0+1)^2(s_1-1)^2}} \quad (14.64)$$

sau pentru  $s_1 \gg 1$ :

$$s_{1/2} = \frac{s_0+1 + \sqrt{s_0^2+1}}{s_0+1 - \sqrt{s_0^2+1}}. \quad (14.65)$$

Factorul de calitate propriu ( $Q_0$ ) se calculează cu relația:

$$Q_0 = (1 + \beta) Q_s \quad (14.66)$$

iar  $\beta$  (funcția de cuplaj) se calculează cu una din formulele:

$$\beta = s_0, \text{ pentru } \beta > 1,$$

$$\beta = 1/s_0, \text{ pentru } \beta < 1.$$

Tipul cuplajului se determină după curba de variație a deplasării minimului.

O altă variantă de determinare a  $B_{1/2}$  se poate obține dacă se calculează mai întâi deplasarea corespunzătoare a minimului  $d_{1/2}$  cu una din relațiile:

$$d_{1/2} = \pm \lambda_g \frac{1}{4p} \arctg\left(\frac{1}{s_0}\right), \quad \beta < 1,$$

sau:

$$d_{1/2} = \pm \frac{g}{4} \left( 1 - \frac{1}{\pi} \arctg s_0 \right), \quad \beta > 1.$$

Pierderile active în cavitatile rezonante pot fi caracterizate prin rezistența normată:

$$R_s = s_0 - \frac{1}{s_1}.$$

Pentru evaluarea frecvenței de rezonanță și a factorului de calitate în sarcină pentru cavitatile rezonante cu două porți de acces se determină caracteristica de transfer folosind schema din figura 14.15.

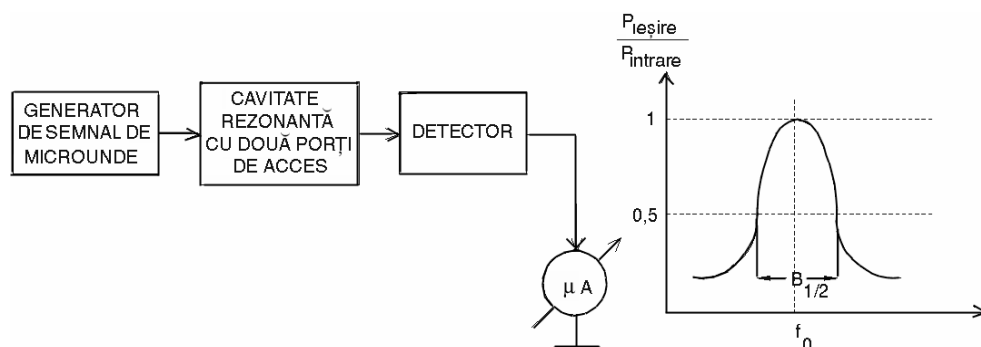


Fig. 14.15

Factorul de calitate în sarcină se calculează cu ajutorul relației (14.63). Determinarea factorului de calitate propriu și a rezistenței sunt se poate face ca la punctul anterior, prin plasarea unui element de scurtcircuitare la a doua poartă de acces. Dacă  $b_1$  și  $b_2$  sunt coeficienții de cuplaj ai cavității rezonante, atunci:

$$Q_0 = Q_l (1 + \beta_1 + \beta_2).$$

Dacă banda  $B_{1/2}$  este îngustă, factorul de calitate ( $Q_l$ ) se poate determina măsurând semnalul la alte nivele " $F$ ", date de relația:

$$1 + (Q_l \frac{B_F}{f_0})^2 = \frac{1}{F}$$

și atunci :

$$Q_l = \frac{af_0}{B_F},$$

unde:

$$a = \sqrt{\frac{1-F}{F}}.$$

De exemplu, dacă se măsoară la nivelul  $-10$  dB ( $F = 0,1$ ):

$$Q_l = \frac{3f_0}{B_{1/10}}$$

(banda  $B_{1/10}$  este de 3 ori mai mare decât  $B_{1/2}$ ).

Se poate, de asemenea, măsura  $Q_l$  și la frecvențe asimetrice față de  $f_0$ . Fie  $f_1$  și  $f_2$  aceste frecvențe și  $R_1$  și  $R_2$  indicațiile puterii în sarcină. Se notează:

$$a_1 = \sqrt{\frac{R_0 - R_1}{R_0}}; \quad \alpha_2 = \sqrt{\frac{R_0 - R_2}{R_0}};$$

$$Q_{l1} = \frac{a_1 f_0}{2(f_0 - f_1)}; \quad Q_{l2} = \frac{a_2 f_0}{2(f_0 - f_2)},$$

atunci:

$$Q_l = \frac{Q_{l1} + Q_{l2}}{2},$$

unde  $R_0$  este puterea transmisă în sarcină la rezonanță.

Măsurarea parametrilor circuitului rezonant se realizează, utilizând una din schemele prezentate în figura 14.16, adecvate fiecărui tip de rezonator, în succesiunea indicată în continuare.

Se realizează montajul conform schemei bloc din figura 14.16,a.

Se determină frecvența de rezonanță (pentru precizie mai bună se alege acea frecvență pentru care r.u.s.t. este minim).

Se alege planul de referință  $T_2^*$ , pentru a se obține schema echivalentă derivatiei.

Se modifică frecvența generatorului, în jurul frecvenței de rezonanță, și se determină r.u.s.t. și poziția minimului.

Se construiesc curbele  $s = s(f)$  și  $d = d(f)$ .

Se calculează  $s_{1/2}$ ,  $d_{1/2}$  și se determină  $B_{1/2}$  și  $Q_s$ .

Se determină coeficientul de cuplaj, factorul de calitate și rezistența de sarcină  $R_s$ .

Se realizează schema bloc din figura 14.16,b.

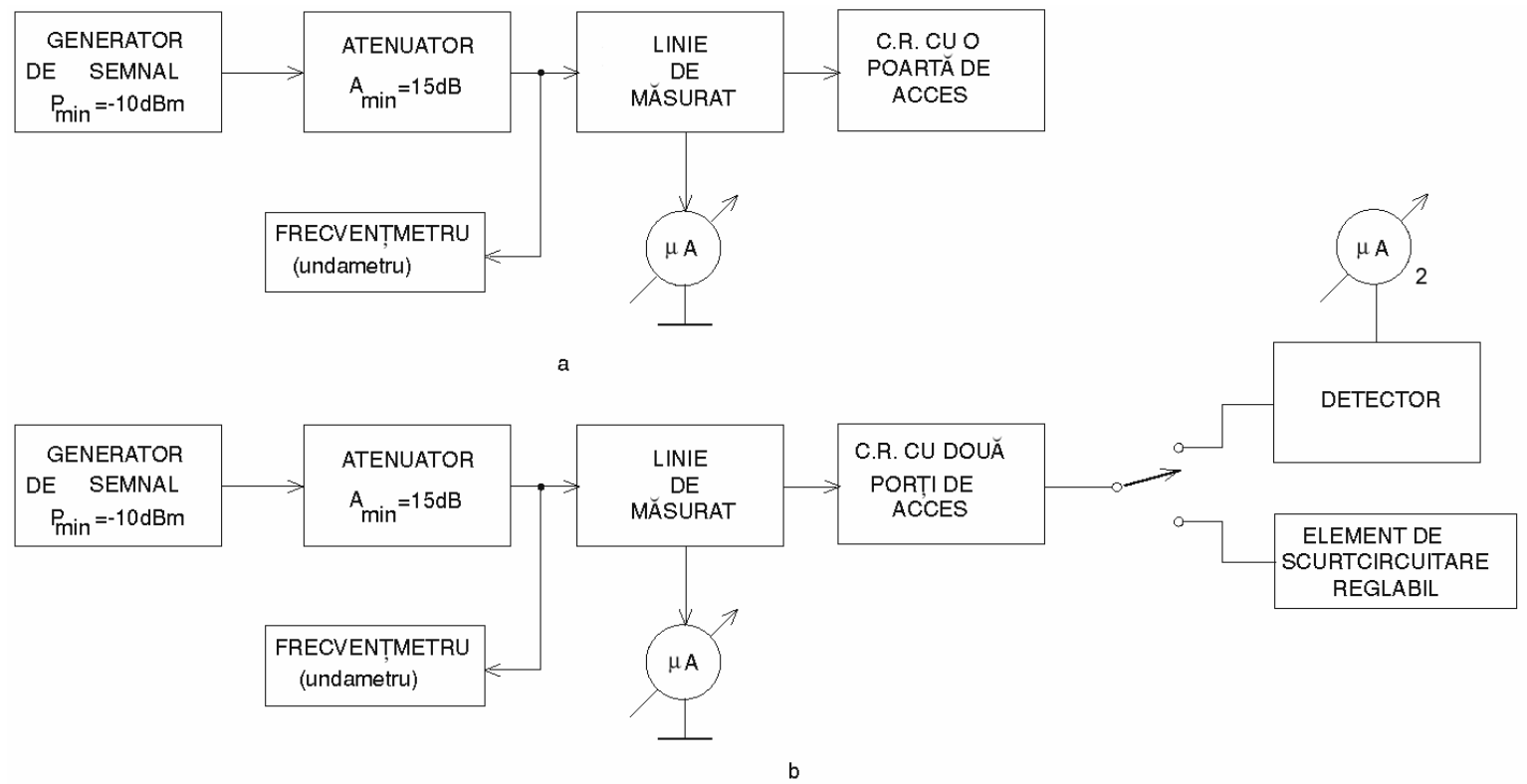
Se determină frecvența de rezonanță și se alege planul de referință  $T_1^*$  pentru a se obține o schema echivalentă serie.

Se modifică frecvența în jurul lui  $f_0$  și se înregistrează valorile microampermetrului 2.

Se construiește curba de transfer și se determină  $B_{1/2}$  și  $Q_l$ .

În locul detectorului se introduce elementul de scurtcircuitare și se reglează poziția acestuia pentru r.u.s.t. minim când generatorul lucrează pe  $f_0$ .

Se determină factorul de calitate propriu și coeficientul de cuplaj  $\beta_1$ .



**Fig. 14.16**