



Universitatea POLITEHNICA din București

FACULTATEA DE INGINERIE ELECTRICĂ



## REZUMAT TEZĂ DE DOCTORAT

**CONTRIBUȚII PRIVIND UTILIZAREA PARAMETRILOR  $\underline{S}$  ȘI A  
DIAGRAMEI SMITH ÎN ANALIZA CALITATIVĂ A CIRCUITELOR  
ANALOGICE**

**CONTRIBUTIONS REGARDING THE USE OF  $\underline{S}$  PARAMETERS AND  
THE SMITH DIAGRAM IN THE QUALITATIVE ANALYSIS OF  
ANALOG CIRCUITS**

Conducător științific:  
Prof. dr. ing. Mihai IORDACHE

Doctorand:  
ing. Răzvan ASANACHE



## CUPRINS

1.	INTRODUCERE.....	4
1.1.	Formularea problemei.....	4
1.2.	Structura și conținutul tezei .....	5
1.3.	Diseminarea rezultatelor .....	5
1.4.	Listă abrevieri utilizate .....	6
2.	DEFINIREA PARAMETRILOR $S$ ȘI PROCEDURILE DE CALCUL AUTOMAT ALE ACESTORA.....	7
2.1.	Introducere .....	7
2.2.	Definirea parametrilor $S$ .....	7
2.3.	Procedura de calcul a parametrilor $S$ .....	9
2.4.	Algoritm de calcul al parametrilor $S$ pentru configurația serie-serie (RCMSS).....	10
2.5.	Concluzii.....	16
3.	UTILIZAREA PARAMETRILOR $S$ ÎN ANALIZA CIRCUITELOR DIPORT .....	17
3.1.	Introducere .....	17
3.2.	Utilizarea parametrilor $S$ în analiza sistemelor circuitelor electrice diport.....	17
3.3.	Exemplu .....	22
3.4.	Concluzii.....	25
4.	UTILIZAREA PARAMETRILOR $S$ ÎN STABILITATEA SISTEMELOR WIRELESS DE TRANSFER A ENERGIEI ELECTROMAGNETICE.....	26
4.1.	Introducere .....	26
4.2.	Stabilitatea sistemelor wireless de transfer al puterii.....	27
4.3.	Exemplu .....	30
4.4.	Concluzii.....	32
5.	CALCULUL FACTORULUI MERIT $kQ$ ȘI PROPRIETĂȚILE SISTEMELOR DE TRANSFER WIRELESS AL PUTERII ELECTROMAGNETICE .....	33
5.1.	Introducere .....	33
5.2.	Calculul factorului de merit $kQ$ .....	33
5.3.	Exemplu .....	35
5.4.	Concluzii.....	38
6.	CONCLUZII.....	39
6.1.	Concluzii generale .....	39
6.2.	Contribuții originale.....	40
6.3.	Perspectivă de dezvoltare ulterioară .....	41
7.	BIBLIOGRAFIE .....	42

## 1. INTRODUCERE

### 1.1. Formularea problemei

Pentru a caracteriza dispozitivele liniare și cele neliniare, liniarizate pe porțiuni, în regim armonic, se folosesc, la frecvențe mici și medii, parametrii:  $\underline{Z}$ ,  $\underline{Y}$ ,  $\underline{H}$ ,  $\underline{T}$  etc. Când aceste dispozitive funcționează la frecvențe înalte și foarte înalte acești parametri nu mai pot fi utilizați, deoarece ei necesită circuite cu anumite laturi scurtcircuitate sau lăsate în gol (întrerupte) pentru efectuarea măsurărilor, astfel încât curenții și tensiunile din circuit să poată fi calculate.

Pentru a analiza și simula circuitele analogice, în regim armonic, la frecvențe înalte și foarte înalte se apelează la parametri de împrăștiere  $\underline{S}$  – numiți uzual *parametrii*  $\underline{S}$ . Parametrii de împrăștiere (de repartiție) – notați  $\underline{S}$ , sunt mărimi complexe, dependente de frecvență, asociate unui sistem liniar multiport aflat în regim armonic. Există formule de conversie între parametrii  $\underline{S}$  și parametrii clasici ai teoriei circuitelor (impedanțe  $\underline{Z}$ , admitanțe  $\underline{Y}$ , parametrii  $\underline{H}$ , parametrii fundamentali  $\underline{T}$  etc.).

În prezenta teză de doctorat, s-au elaborat și implementat proceduri performante pentru analiza calitativă, la frecvențe medii, înalte și foarte înalte, a circuitelor analogice, bazate atât pe folosirea parametrilor  $\underline{S}$ , cât și pe utilizarea diagramei Smith.

Procedurile de calcul al parametrilor  $\underline{S}$  și al diagramei Smith utilizează cele mai avansate programe de calcul, cum sunt CADENCE [13, 14, 24], ADS [17, 21, 22, 26], ANSYS și ANSOFT EXTRACTOR Q3D [19, 25, 29], FEKO [20] etc. Pentru o clasă largă de circuite analogice și pentru diferite structuri ale sistemelor de transfer wireless al puterii – STWP (WPTS – Wireless Power Transfer Systems) se pot utiliza programele specializate (dedicate) simulării simbolice, numeric – simbolice și numerice a circuitelor analogice liniare și/sau neliniare, elaborate în cadrul Departamentului de Electrotehnică – Universitatea Politehnică din București, ACAP – Analogue Circuit Analysis Program, SCAP – Symbolic Circuit Analysis Program, SYTFG – SYmbolic Transfer Function Generation și SYSEG – SYmbolic State Equation Generation, [10, 15, 16], care permit simularea, în orice regim de funcționare, a circuitelor analogice complexe.

Generarea parametrilor  $\underline{S}$  pentru circuitele analogice liniare și pentru circuitele analogice neliniare, liniarizate pe porțiuni în jurul unui punct de funcționare, în condiții precise de polarizare și de temperatură ale dispozitivelor electronice, se poate efectua prin simulări de semnal mic.

Pentru generarea parametrilor  $\underline{S}$  pentru circuitele neliniare se folosește simulatorul LSSP – Large-Signal  $\underline{S}$ -Parameter Simulation, care utilizează metoda de analiză a *balanței armonice*. Simularea bazată pe metoda balanței armonice este o simulare de *semnal mare*, la care soluțiile includ și efectele neliniarităților componentelor electronice.

Parametrii  $\underline{S}$ , atât de semnale mici cât și de semnale mari, sunt definiți ca rapoarte dintre unde incidente și cele reflectate.

Prezenta teză de doctorat și-a propus să elaboreze algoritmi eficienți și programe performante de analiză calitativă, bazate pe folosirea eficientă a parametrilor  $\underline{S}$  și a diagramei Smith, a circuitelor analogice multiport și a sistemelor de bobine cuplate magnetic care sunt utilizate în sistemele de transfer wireless al puterii. Dispozitivele electromagnetice

funcționând în regimuri dinamice din perspectiva tratării lor, permit utilizarea tehnicilor de analiză specifice circuitelor electrice.

Obiectivele principale ale acestei lucrări de doctorat sunt:

- ✓ Definierea corectă a parametrilor  $\underline{S}$  și elaborarea unor proceduri performante de calcul automat al acestora.
- ✓ Utilizarea parametrilor  $\underline{S}$  în analiza circuitelor diport sau/și multiport și a sistemelor de bobine cuplate magnetic, utilizate în sistemele wireless de transfer al puterii și considerate ca circuite diport.
- ✓ Utilizarea parametrilor  $\underline{S}$  în analiza stabilității sistemelor wireless de transmitere a puterii active și în studiul stabilității circuitelor electrice utilizate pe scară largă în practică.
- ✓ Definierea corectă a factorului de merit  $kQ$  și utilizarea acestuia în analiza eficienței transferului de putere în sistemele electrice diport.

## 1.2. Structura și conținutul tezei

Lucrarea “Contribuții privind utilizarea parametrilor  $\underline{S}$  și a Diagramei Smith în analiza calitativă a circuitelor analogice” este structurată pe următoarele capitole:

*Capitolul 1 – Introducere*, în care s-a expus stadiul actual al folosirii parametrilor  $\underline{S}$  și a diagramei Smith în analiza, sinteza și proiectarea circuitelor analogice, scopul și obiectivul acestei lucrări, structura lucrării și diseminarea rezultatelor prin articolele științifice publicate.

*Capitolul 2 – Definierea parametrilor  $\underline{S}$  și procedurile de calcul automat ale acestora*, în care se prezintă definierea parametrilor  $\underline{S}$ , folosind teoria circuitelor electrice și se expun, de asemenea, câteva proceduri **eficiente** de calcul al acestor parametri.

*Capitolul 3 – Utilizarea parametrilor  $\underline{S}$  în analiza circuitelor diport*, în care parametrii esențiali ai oricărui diport sunt determinați în funcție de parametrii  $\underline{S}$  și se prezintă modul practic de utilizare a acestor parametri în eficientizarea proceselor de transmisie și propagare a informației, a transferului puterii active de la intrarea cuadripolilor liniari pasivi la sarcinile conectate la ieșirea acestora.

*Capitolul 4 – Utilizarea parametrilor  $\underline{S}$  în stabilitatea sistemelor wireless de transfer a energiei electromagnetice*, în care se prezintă analiza stabilității sistemelor wireless de transfer a energiei electromagnetice prin prisma analizei parametrilor specifici care influențează stabilitatea, calculați în funcție de parametrii  $\underline{S}$ .

*Capitolul 5 – Calculul factorului de merit  $kQ$  și proprietățile sistemelor de transfer wireless al puterii electromagnetice*, în care se prezintă modul de calcul al factorului de merit și rolul acestuia în transferul wireless al puterii electromagnetice.

*Capitolul 6 – Concluzii*, în care se prezintă concluziile generale rezultate din cercetările efectuate cu privire la utilizarea parametrilor  $\underline{S}$  și a Diagramei Smith în analiza calitativă a circuitelor analogice, contribuțiile originale ale autorului lucrării și perspectivele de dezvoltare ulterioară a temei de cercetare aleasă.

## 1.3. Diseminarea rezultatelor

Diseminarea rezultatelor s-a realizat prin publicarea unui număr de 8 articole în cadrul unor conferințe de specialitate și în Buletinul Științific al Universității Politehnica din București, astfel:

- *Mihai Iordache, Marilena Stănculescu, Dragoș Niculae, Maria-Lavinia Iordache (Bobaru), Răzvan Asanache*, “Switched Networks Analysis with Inconsistent Initial Conditions”, Modern Power Systems, Cluj, 06-09.06.2017, PID4766833, coautor.
- *Ciprian Curteanu, Maria-Lavinia Iordache (Bobaru), Răzvan Asanache, Mihai Iordache, Marilena Stanculescu*, “ $\underline{S}$ -Parameters utilization in electrical quadrupoles

- analysis”, Electronics, Computers and Artificial Intelligence, Targoviste, 29.06-01.07.2017, paper 61, coautor.
- **Răzvan Asanache, Mihai Iordache, Dragoș Niculae, Marilena Stănculescu, Maria Lavinia Bobaru, Victor Bucată**, “The computation of the kQ-product and properties of wireless power transfer systems”, International Conference on Applied and Theoretical Electricity, Craiova, 04-06.10.2018, ID134, autor principal.
  - **Răzvan Asanache, Mihai Iordache, Dragoș Niculae, Marilena Stănculescu, Lavinia Bobaru, Victor Bucată**, “On Circuit Analysis and Simulation of Networks with Nullors”, Modern Power Systems, Cluj, 21-23.05.2019, ID169, autor principal.
  - **Răzvan Asanache, Cristina Mihaela Turcu, Mihai Iordache**, “Automatic Generation of Linear Quadrupole Parameters”, U.P.B. Scientific Bulletin Series C: Electrical Engineering and Computer Science, iunie 2020, ID: 9381, autor principal.
  - **Răzvan Asanache, Mihai Iordache, Mihaela Cristina Turcu, Alexandru Grib, Lucian Vasile Ene, Diana Ramona Sănătescu**, “Wireless Charging Systems for Electrical Vehicle Batteries”, Electronics, Computers and Artificial Intelligence, 2020, e-Session, ID: 55, autor principal.
  - **Mihaela Cristina Turcu, Mihai Iordache, Răzvan Asanache, Alexandru Grib, Teodor Cătălin Bibirică**, “Smart Integrative System for the Battery Balance Monitoring”, Electronics, Computers and Artificial Intelligence, 2020, e-Session, ID: 56, coautor.
  - **Alexandru Grib, Mihai Iordache, Răzvan Asanache, Mihaela Cristina Turcu, Teodor Cătălin Bibirică**, “Smart Battery Monitoring System Software Design”, Electronics, Computers and Artificial Intelligence, 2020, e-Session, ID: 97, coautor.

#### 1.4. Listă abrevieri utilizate

- ARV – Analizorul de Rețea Vectorial (Vector Network Analyzer – VNA)
- ASINOM – Analiza SIMbolică bazată pe metoda Nodală Modificată (Symbolic Circuit Analysis Program – SCAP)
- FdM – Factor de Merit (Figure of Merit – FoM)
- GSIMES – Generarea SIMbolică a Ecuțiilor de Stare (SYmbolic State Equation Generation – SYSEG)
- LSSP Simulation – Large-Signal  $S$ -Parameter Simulation
- MEMS – MicroElectroMechanical System (sistem microelectromecanic)
- MNM – Metoda Nodală Modificată
- RCMSS – Rezonator Cuplat Magnetic Serie-Serie
- RCMSP – Rezonator Cuplat Magnetic Serie-Paralel
- RCMPP – Rezonator Cuplat Magnetic Paralel-Paralel
- RCMPS – Rezonator Cuplat Magnetic Paralel-Serie
- RSE – Rezistența Scalară Echivalentă (Equivalent Scalar Resistance – ESR)
- t.e.m. – tensiune electromotoare
- STFCGPE – Sisteme de Transfer Fără Contacte Galvanice a Puterii Electrice
- STWP – Sisteme de Transfer Wireless al Puterii (Wireless Power Transfer Systems – WPTS)
- SWR – Standing Wave Ratio (raport de undă staționară)
- SYTFG – SYmbolic Transfer Function Generation
- VCO – Voltage Controlled Oscillator

## 2. DEFINIREA PARAMETRILOR $\underline{S}$ ȘI PROCEDURILE DE CALCUL AUTOMAT ALE ACESTORA

### 2.1. Introducere

Pentru a caracteriza dispozitivele liniare, în regim armonic, se folosesc, la frecvențe mici și medii, parametrii:  $\underline{Z}$ ,  $\underline{Y}$ ,  $\underline{H}$ ,  $\underline{T}$  etc. Când aceste dispozitive funcționează la frecvențe înalte și foarte înalte acești parametri nu pot fi utilizați, deoarece ei necesită circuite cu anumite laturi scurtcircuitate sau lăsate în gol (întrerupte) pentru efectuarea măsurătorilor astfel încât curenții și tensiunile din circuit să poată fi calculate.

Pentru a analiza și simula circuitele analogice, în regim armonic, la frecvențe înalte și foarte înalte se apelează la parametrii de împrăștiere  $\underline{S}$  – numiți uzual *parametrii  $\underline{S}$* . Parametrii de împrăștiere (de repartiție) – notați  $\underline{S}$ , sunt mărimi complexe, dependente de frecvență, asociate unui sistem linear multiport aflat în regim armonic.

Există formule de conversie între parametrii  $\underline{S}$  și parametrii clasici ai teoriei circuitelor (impedanțe  $\underline{Z}$ , admitanțe  $\underline{Y}$ , parametrii  $\underline{H}$ , parametrii fundamentali etc.).

Acest capitol prezintă definiția corectă a parametrilor  $\underline{S}$ , folosind teoria circuitelor electrice și se expun, de asemenea, câteva proceduri de calcul al acestor parametri. Procedurile de calcul al parametrilor  $\underline{S}$  utilizează cele mai avansate programe de calcul, cum sunt CADENCE [13, 14, 24], ADS [17, 21, 22, 26], ANSYS și ANSOFT EXTRACTOR Q3D [19, 25, 29], FEKO [20] etc.

### 2.2. Definierea parametrilor $\underline{S}$

Pentru a defini corect parametrii de repartiție  $\underline{S}$  pentru o structura diport, se consideră circuitul din figura 2.1.

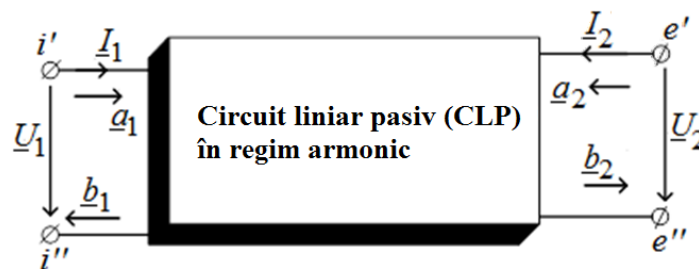


Fig. 2.1. Circuit utilizat pentru definiția parametrilor  $\underline{S}$ .

Pornind de la schimbarea perechilor de variabile  $(\underline{U}_1, \underline{I}_1)$  și  $(\underline{U}_2, \underline{I}_2)$  cu perechile  $(\underline{a}_1, \underline{b}_1)$  și respectiv  $(\underline{a}_2, \underline{b}_2)$ , conform relațiilor:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \sqrt{Z_0}(\underline{a}_1 + \underline{b}_1), & \underline{I}_1 &= \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(\underline{a}_1 - \underline{b}_1) \\ \underline{U}_2 &= \sqrt{Z_0}(\underline{a}_2 + \underline{b}_2), & \underline{I}_2 &= \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(\underline{a}_2 - \underline{b}_2), \end{aligned} \quad (2.1)$$

unde  $Z_0$  este o variabilă reală pozitivă, numită – *impedanță de referință (caracteristică)* și ținând cont de faptul că parametrii de împrăștiere (repartiție)  $\underline{S}$  a unei structuri diport (fig. 2.1) satisfac următoarele ecuații între semnale incidente și cele reflectate:

$$\begin{aligned} b_1 &= \underline{S}_{11} a_1 + \underline{S}_{12} a_2 \\ b_2 &= \underline{S}_{21} a_1 + \underline{S}_{22} a_2 \end{aligned} \quad (2.2)$$

cei patru parametri  $\underline{S}$ , asociați unui circuit linear diport pot fi definiți astfel:

- **Parametrul  $\underline{S}_{11}$**

$$\underline{S}_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{\substack{a_2=0 \Leftrightarrow U_2 = -Z_c I_2 \\ Z_s = Z_c, \underline{U}_1 = E_i - Z_c I_1}} = \left. \frac{U_1 - Z_c I_1}{U_1 + Z_c I_1} \right|_{\substack{a_2=0 \Leftrightarrow U_2 = -Z_c I_2 \\ Z_s = Z_c, \underline{U}_1 = E_i - Z_c I_1}} = \frac{E_i - 2Z_c I_c}{E_i} = 1 - 2\underline{A}_{1i}, \quad (2.3)$$

unde  $\underline{A}_{1i} = \left. \frac{Z_c I_1}{E_i} \right|_{U_2 = -Z_c I_2, Z_s = Z_c}$  este factorul de transfer (amplificare) în tensiune, calculat când la

poarta de intrare se conectează în serie cu t.e.m.  $E_i$  impedanța de intrare  $Z_i = Z_c$ , iar la poarta de ieșire este conectată impedanța  $Z_e = Z_s = Z_c$ .

- **Parametrul  $\underline{S}_{12}$**

$$\underline{S}_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{\substack{a_1=0 \Leftrightarrow U_1 = -Z_c I_1 \\ Z_i = Z_c, Z_s = Z_c}} = \left. \frac{U_1 - Z_c I_1}{U_2 + Z_c I_2} \right|_{\substack{a_1=0 \Leftrightarrow U_1 = -Z_c I_1 \\ Z_i = Z_c, Z_s = Z_c}} = \frac{-2Z_c I_1}{E_e} = -2\underline{A}_{ie}, \quad (2.4)$$

unde  $\underline{A}_{ie} = \left. \frac{Z_c I_1}{E_e} \right|_{U_1 = -Z_c I_1, Z_s = Z_c}$  este factorul de transfer (amplificare) în tensiune, când impedanța

caracteristică  $Z_c$  este conectată la poarta de intrare ( $E_i$  fiind zero) și la poarta de ieșire este conectată impedanța  $Z_s = Z_c$  în serie cu t.e.m.  $E_e$ .

- **Parametrul  $\underline{S}_{21}$**

$$\underline{S}_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{\substack{a_2=0 \Leftrightarrow U_2 = -Z_c I_2 \\ Z_i = Z_c, Z_s = Z_c, \underline{U}_1 = E_i - Z_c I_1}} = \left. \frac{U_2 - Z_c I_2}{U_1 + Z_c I_1} \right|_{\substack{a_2=0 \Leftrightarrow U_2 = -Z_c I_2 \\ Z_i = Z_c, Z_s = Z_c, \underline{U}_1 = E_i - Z_c I_1}} = \frac{-2Z_c I_2}{E_i} = -2\underline{A}_{ei}, \quad (2.5)$$

unde  $\underline{A}_{ei} = \left. \frac{Z_c I_2}{E_i} \right|_{U_2 = -Z_c I_2, Z_i = Z_c, Z_s = Z_c}$  este factorul de transfer (amplificare) în tensiune de la ieșire

la intrare, în condițiile menționate în relația (2.5).

- **Parametrul  $\underline{S}_{22}$**

$$\begin{aligned} \underline{S}_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{\substack{a_1=0 \Leftrightarrow U_1 = -Z_c I_1 \\ Z_i = Z_c, Z_s = Z_c, \underline{U}_2 = E_e - Z_c I_2}} = \left. \frac{U_2 - Z_c I_2}{U_2 + Z_c I_2} \right|_{\substack{a_1=0 \Leftrightarrow U_1 = -Z_c I_1 \\ Z_i = Z_c, Z_s = Z_c, \underline{U}_2 = E_e - Z_c I_2}} = \\ &= \frac{E_e - 2Z_c I_2}{E_e} = 1 - 2\underline{A}_{2e} \end{aligned} \quad (2.6)$$

unde  $\underline{A}_{2e} = \left. \frac{Z_c I_2}{E_e} \right|_{U_1 = -Z_c I_1, Z_s = Z_c}$  este factorul de transfer (amplificarea) în tensiune când la poarta

de intrare este conectată impedanța caracteristică  $Z_c$  ( $E_i$  fiind zero) și la poarta de ieșire este conectată impedanța  $Z_s = Z_c$  în serie cu t.e.m.  $E_e$ .

Factorul de reflexie  $\underline{S}_{11}$  și factorul de transmisie  $\underline{S}_{21}$  pot fi măsurați cu analizorul de rețea vectorial – ARV (Vector Network Analyzer (VNA)) [10, 13 – 16].

Generarea parametrilor  $\underline{S}$  pentru circuitele analogice liniare și pentru circuitele analogice neliniare, liniarizate pe porțiuni în jurul unui punct de funcționare, în condiții



precise de polarizare și de temperatură ale dispozitivelor electronice, se poate efectua prin simulări de semnal mic, [17, 29].

Un circuit liniar se poate analiza ca o rețea multiport. Fiecare poartă este secvențial excitată prin semnale mici și răspunsul este măsurat și transformat în parametrii  $\underline{S}$ .

Parametrii  $\underline{S}$  pentru diportul din figura 2.1 au următoarele semnificații:

- $\underline{S}_{11}$  – este coeficientul de reflexie de la poarta 1.
- $\underline{S}_{22}$  – este coeficientul de reflexie de la poarta 2.
- $\underline{S}_{21}$  – reprezintă coeficientul de transmisie de la poarta 1 la poarta 2.
- $\underline{S}_{12}$  – reprezintă coeficientul de transmisie de la poarta 2 la poarta 1.

Parametrii  $\underline{S}$  sunt definiți în raport cu o impedanță caracteristică care este, în general, de  $50 \Omega$ .

Pentru generarea parametrilor  $\underline{S}$ , pentru circuitele neliniare se folosește simulatorul LSSP – Large-Signal S-Parameter Simulation [16, 18], care utilizează metoda de analiză a *balanței armonice*. Simularea, bazată pe metoda balanței armonice, este o simulare de *semnal mare*, la care soluțiile includ și efectele neliniarităților componentelor electronice. Parametrii  $\underline{S}$ , atât de semnale mici cât și de semnale mari, sunt definiți ca rapoarte dintre undele incidente și cele reflectate, [10, 14].

### 2.3. Procedura de calcul a parametrilor $\underline{S}$

Pentru calculul parametrilor  $\underline{S}$ , pentru diferite structuri ale sistemelor de transfer wireless al puterii se pot utiliza fie ecuațiile nodale modificate, generate de programul SCAP, fie ecuațiile de stare, generate de programul SYSEG, [10, 15, 16].

În cele ce urmează se va prezenta algoritmul de calcul al parametrilor  $\underline{S}$  pentru configurația rezonatorului cu conexiune serie-serie, când, pentru generarea ecuațiilor nodale modificate se folosește programul SCAP (rezultatele sunt identice cu cele obținute cu programul SYSEG), [10, 15, 16].

Validarea rezultatelor obținute cu programele SCAP și SYSEG s-a efectuat prin compararea acestora cu cele calculate cu programul ADS [17, 21].

Sistemul format din cele două rezonatoare cuplate magnetic, utilizate în transferul wireless al puterii electromagnetice se poate considera ca un diport liniar pasiv reprezentat în figura 2.1.

Puterea activă primită pe la bornele de intrare are expresia:

$$P_1 = P_m = \operatorname{Re}(\underline{U}_1 \cdot \underline{I}_1^*) = |\underline{a}_1|^2 - |\underline{b}_1|^2. \quad (2.7)$$

Puterea activă furnizată (cedată) la bornele de ieșire are expresia:

$$P_2 = P_L = -\operatorname{Re}(\underline{U}_2 \cdot \underline{I}_2^*) = -|\underline{a}_2|^2 + |\underline{b}_2|^2. \quad (2.8)$$

Pierderile de putere sunt date de diferența dintre puterea  $P_1$  și puterea  $P_2$ :

$$P_{loss} = P_1 - P_2 = |\underline{a}_1|^2 + |\underline{a}_2|^2 - |\underline{b}_1|^2 - |\underline{b}_2|^2 = (\underline{\mathbf{a}}^*)^t \cdot \underline{\mathbf{a}} - (\underline{\mathbf{b}}^*)^t \cdot \underline{\mathbf{b}}, \quad (2.9)$$

unde  $\underline{\mathbf{a}} = \begin{bmatrix} \underline{a}_1 \\ \underline{a}_2 \end{bmatrix}$  și  $\underline{\mathbf{b}} = \begin{bmatrix} \underline{b}_1 \\ \underline{b}_2 \end{bmatrix}$  și ținem seama că  $\underline{\mathbf{b}} = \underline{\mathbf{S}}^* \underline{\mathbf{a}}$ , unde  $\underline{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} \end{bmatrix}$ .

Randamentul de transmisie a puterii active de la bobina emițător (de la bornele de intrare  $i' - i''$ ) la sarcină (la bornele de ieșire  $e' - e''$ ) se poate calcula cu relația:

$$\eta_{21} = \frac{P_2}{P_1} \cdot 100. \quad (2.10)$$

Randamentul de transmisie a semnalelor de la bobina emițător (de la bornele de intrare  $i' - i''$ ) la sarcină (la bornele de ieșire  $e' - e''$ ) are expresia:

$$\eta_{21\_S21} = \underline{S}_{21} \cdot \underline{S}_{21}^* \cdot 100 = |\underline{S}_{21}|^2 \cdot 100, \quad (2.11)$$

iar randamentul de transmisie a semnalelor de la bobina receptor (de la bornele de ieșire  $e' - e''$ ) la generator (la bornele de intrare  $i' - i''$ ) se calculează cu relația:

$$\eta_{12\_S12} = \underline{S}_{12} \cdot \underline{S}_{12}^* \cdot 100 = |\underline{S}_{12}|^2 \cdot 100. \quad (2.12)$$

#### 2.4. Algoritm de calcul al parametrilor $\underline{S}$ pentru configurația serie-serie (RCMSS)

În continuare sunt prezentați pașii importanți ai algoritmului de generare a parametrilor  $\underline{S}$  ( $\underline{S}_{11}$ ,  $\underline{S}_{12}$ ,  $\underline{S}_{21}$  și  $\underline{S}_{22}$ ) pentru rezonatorul cuplat magnetic cu conexiune serie-serie, prezentat în figura 2.2.

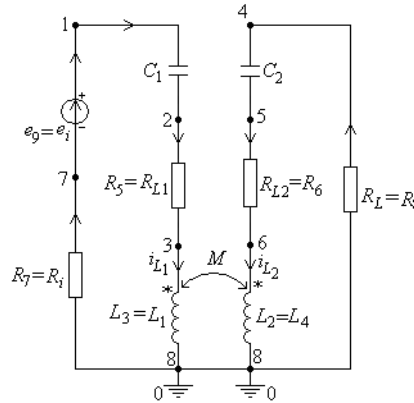


Fig. 2.2. Circuitul utilizat pentru generarea parametrilor  $\underline{S}_{11\_ss}$  și  $\underline{S}_{21\_ss}$ .

##### P1. Calculul parametrilor $\underline{S}_{11\_ss}$ și $\underline{S}_{21\_ss}$

Pentru calculul parametrilor  $\underline{S}_{11} = 1.0 - 2.0 \cdot Zc \cdot I1/Ei$  și  $\underline{S}_{21} = -2.0 \cdot Ae i$  se analizează în regim armonic, cu programul SCAP, circuitul din figura 2.2, cu condiția  $Ri = RL = Zc (Rc)$ .

**P2. Calculul expresiei randamentului  $\eta_{21\_f\_ss}$  pentru următoarele valori numerice ale parametrilor:**  $C1=0.188e-06$  F;  $C2=0.4e-06$  F;  $L1=50.0e-06$  H;  $L2=24.0e-06$  H;  $M=8.4896e-06$  H;  $RL1=0.0162$   $\Omega$ ;  $RL2=0.011$   $\Omega$ ;  $Ri=1.5$   $\Omega$ ;  $RL=6.0$   $\Omega$ ;  $ei=100.0$  V;  $kn=0.25$ .

**P3. Factorul  $\underline{S}_{11\_ss}$ , se consideră  $Rc = 6$  ohmi**

**P4. Parametrul  $\underline{S}_{21\_ss}$  este cel mai important coeficient  $\underline{S}$  pentru că  $\underline{S}_{21}^2$  reprezintă randamentul de transmisie a semnalelor pentru rezonatoarele RCMSS, de la intrare la ieșire.**

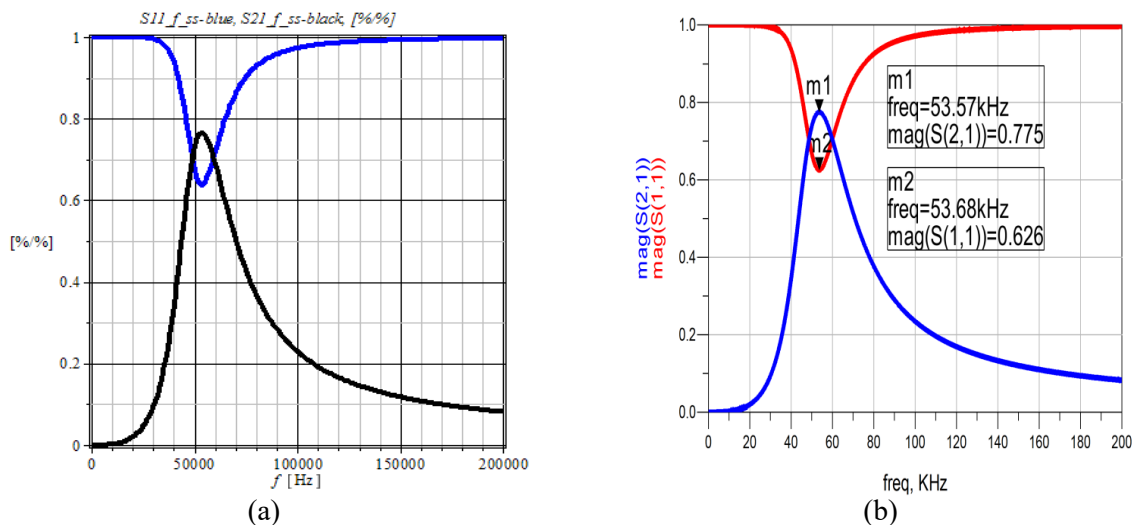
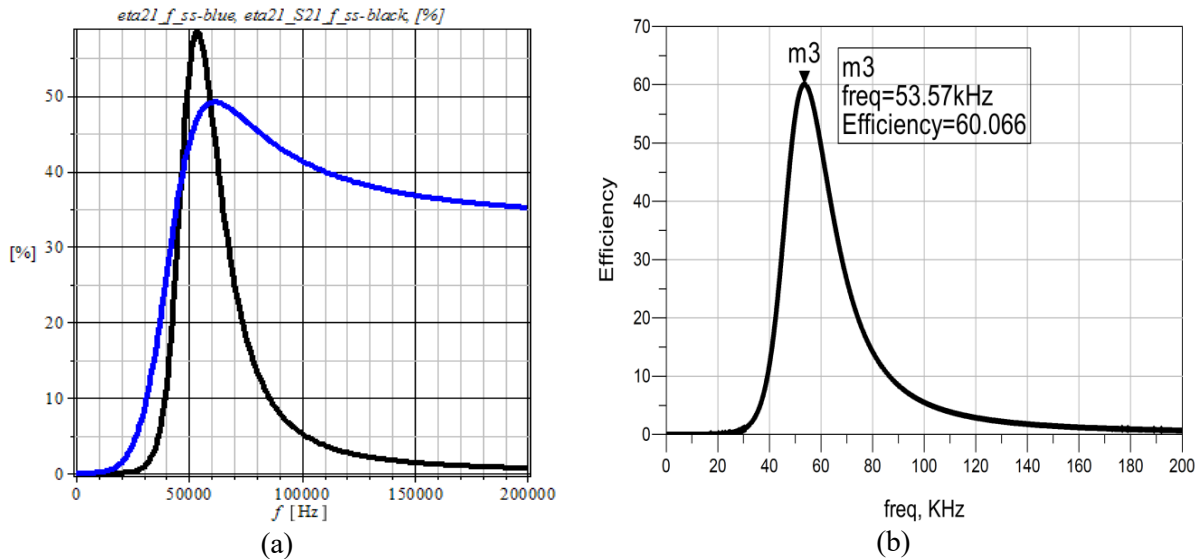


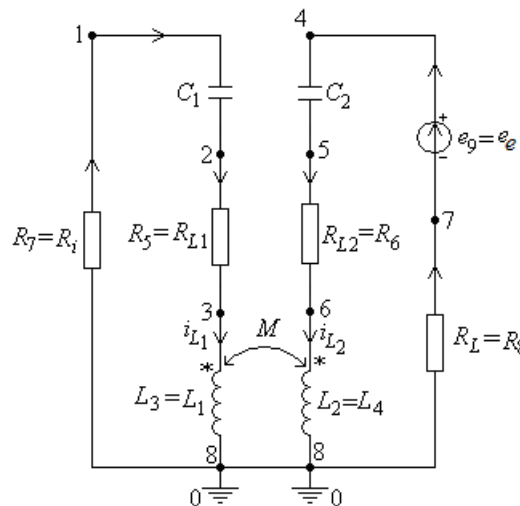
Fig. 2.3. Variațiile cu frecvența ale modulelor parametrilor  $\underline{S}_{11\_f\_ss}$  și  $\underline{S}_{21\_f\_ss}$ :  
a) Calculate cu programele SCAP și SYSEG; b) Calculate cu programul ADS.



**Fig. 2.4.** Variațiile cu frecvența ale randamentelor  $\eta_{21\_f\_ss}$  și  $\eta_{21\_S21\_f\_ss}$ :  
 a) Calculate cu programele SCAP și SYSEG; b)  $\eta_{21\_S21\_f\_ss}$  calculat cu programul ADS.

**P5. Calculul coeficienților  $\underline{S}$ ,  $\underline{S}_{12} = -2.0 \cdot \underline{A}_{ie}$  și  $\underline{S}_{22} = 1.0 - 2.0 \cdot \underline{A}_{ie}$ .**

Pentru determinarea acestor factori de repartiție (împrăștiere) se alimentează rezonatorul pe la poarta  $e'-e''$  și la poarta de intrare se conectează  $R_c$  (în general  $\underline{Z}_{1\_c}$ ).

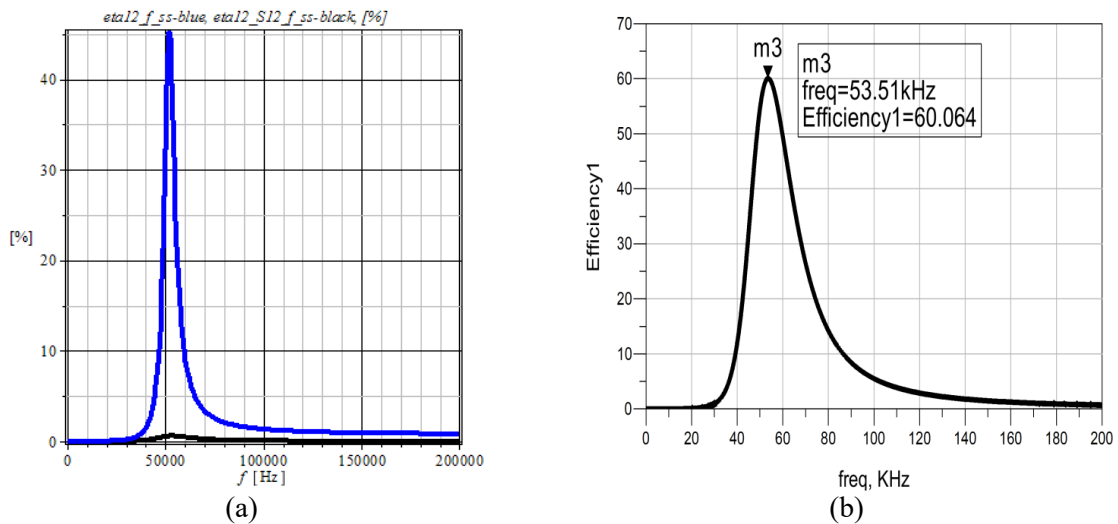
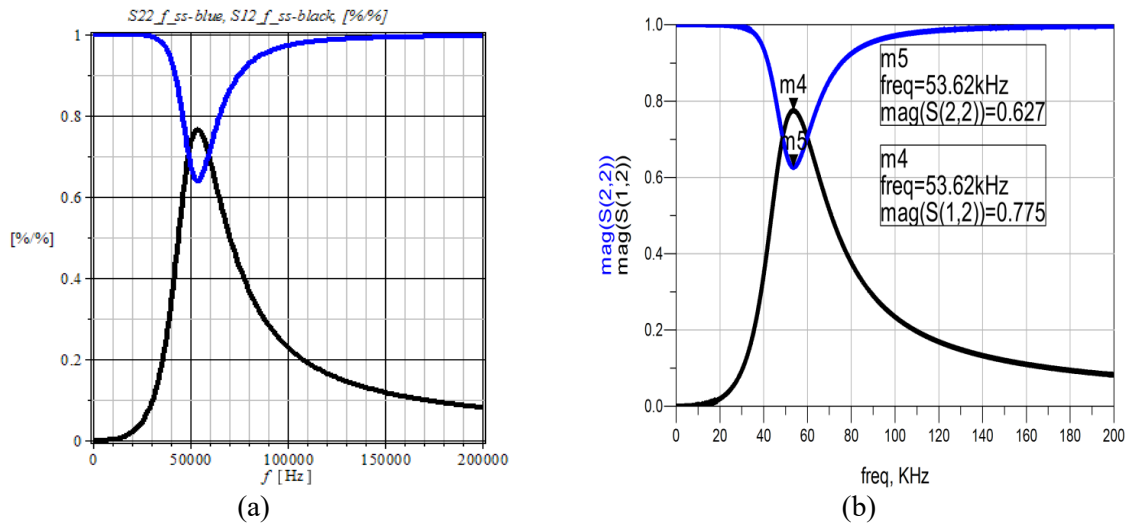


**Fig. 2.5.** Circuitul utilizat pentru determinarea coeficienților  $\underline{S}_{12\_ss}$  și  $\underline{S}_{22\_ss}$ .

**P6. Calculul expresiei randamentului  $\eta_{21\_f\_ss}$  pentru următoarele valori numerice ale parametrilor:  $C_1 = 0.188 \cdot 10^{-6}$  F;  $C_2 = 0.4 \cdot 10^{-6}$  F;  $L_1 = 50.0 \cdot 10^{-6}$  H;  $L_2 = 24.0 \cdot 10^{-6}$  H;  $M = 8.4896 \cdot 10^{-6}$  H;  $R_{L1} = 0.0162$   $\Omega$ ;  $R_{L2} = 0.011$   $\Omega$ ;  $R_i = 1.5$   $\Omega$ ;  $R_L = 6.0$   $\Omega$ ;  $e_o = 100.0$  V;  $kn = 0.25$ .**

**P7. Factorul  $\underline{S}_{22\_ss}$ , se considera  $R_c = 6$  ohmi**

**P8. Parametru  $\underline{S}_{12\_ss}$  este cel mai important coeficient  $\underline{S}$  pentru ca  $\underline{S}_{12}^2$  reprezintă randamentul de transmisie a semnalelor pentru rezonatoarele RCMSS, de la ieșire la intrare.**



Pentru a valida rezultatele obținute cu programul SCAP se consideră două rezonatoare cuplate magnetic cu conexiune serie-serie reprezentate în figura 2.10, unde cele două bobine  $L_3$  și  $L_4$  sunt două bobine identice coaxiale, așa cum se arată în figura 2.11.

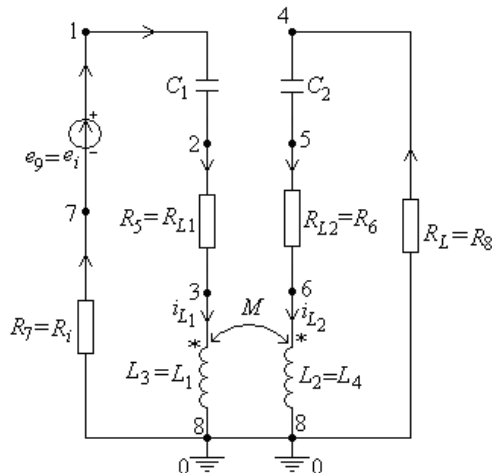


Fig. 2.10. Două rezonatoare cuplate magnetic cu conexiune serie-serie.

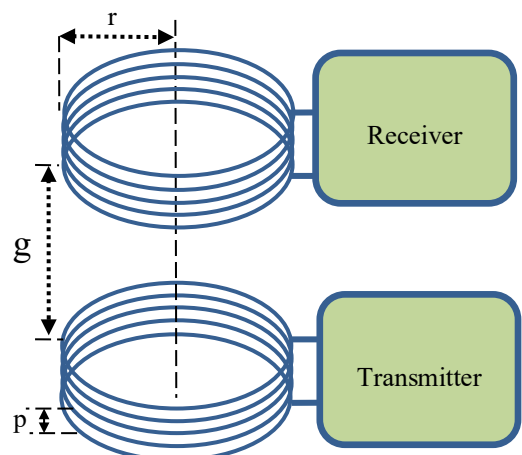


Fig. 2.11. Geometria bobinelor [15, 16].

Utilizând programul SYSEG [10, 15, 16], se obțin ecuațiile de stare ale circuitului din figura 2.10 în formă complet simbolică.

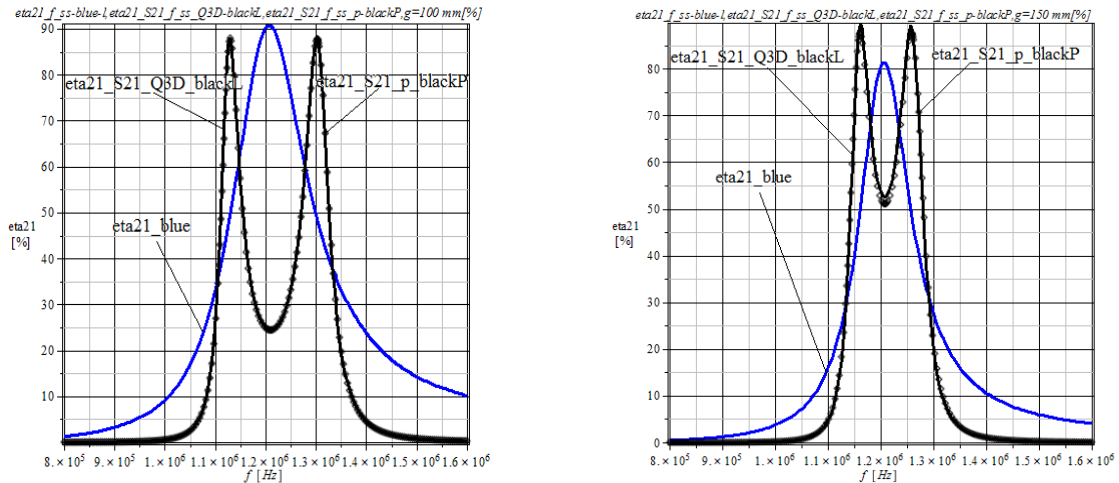
Cei mai importanți parametri  $\underline{S}$  sunt factorul de reflexie  $\underline{S}_{11}$  și de transmisie  $\underline{S}_{21}$ , deoarece randamentul semnalelor reflectate este  $\eta_{11} = S_{11}^2 \times 100$  (%), iar al celor de transmisie are expresia  $\eta_{21\_S_{21}} = S_{21}^2 \times 100$  , [10, 13 – 16].

Randamentul de transmisie a puterii active  $\eta_{21\_f\_ss}$  de la emițător la receptor este:

$$\eta_{21\_f\_ss} = \frac{P_{R8\_f\_ss}}{P_{Rit\_f\_ss} + P_{Rlt\_f\_ss}} \times 100, \quad (2.13)$$

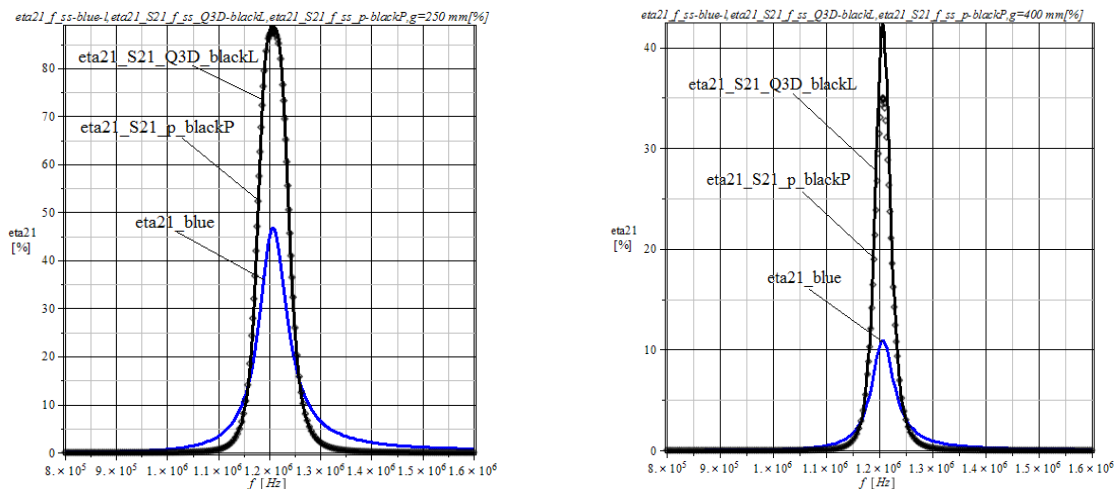
unde:  $P_{R8\_f\_ss}$ ,  $P_{Rit\_f\_ss}$ , și  $P_{Rlt\_f\_ss}$  sunt puterile disipate în rezistoarele  $R_8$ ,  $(R_5 + R_7)$  și respectiv  $(R_6 + R_8)$ . În figura 2.12 se prezintă variațiile cu frecvența ale mărimilor  $\eta_{21\_f\_ss}$  – blue,  $\eta_{21\_S_{21}\_f\_ss\_Q3D}$  – blackL și  $\eta_{21\_S_{21}\_f\_ss\_Q3D}$  – blackP în funcție de distanța  $g$  dintre bobina emițătorului și cea a receptorului.

În figura 2.12 sunt prezentate variațiile în funcție de frecvență ale mărimilor  $\eta_{21\_f\_ss}$ ,  $\eta_{21\_S_{21}\_f\_ss\_p}$  și  $\eta_{21\_S_{21}\_f\_ss\_Q3D}$ , pentru fiecare distanță  $g$  se consideră două valori pentru inductivitatea mutuală, una determinată analitic [16],  $M_p$ , și cealaltă obținută cu programul ANSOFT EXTRACTOR Q3D – notată  $M_{Q3D}$ .



a)  $g = 100$  mm,  $M_p = 2.5$   $\mu$ H,  $k_p = 0.14933$ ,  
 $M_{Q3D} = 2.468$   $\mu$ H,  $k_{Q3D} = 0.14742$ .

b)  $g = 150$  mm,  $M_p = 1.5$   $\mu$ H,  $k_p = 0.094376$ ,  
 $M_{Q3D} = 1.4898$   $\mu$ H,  $k_{Q3D} = 0.088988$ .

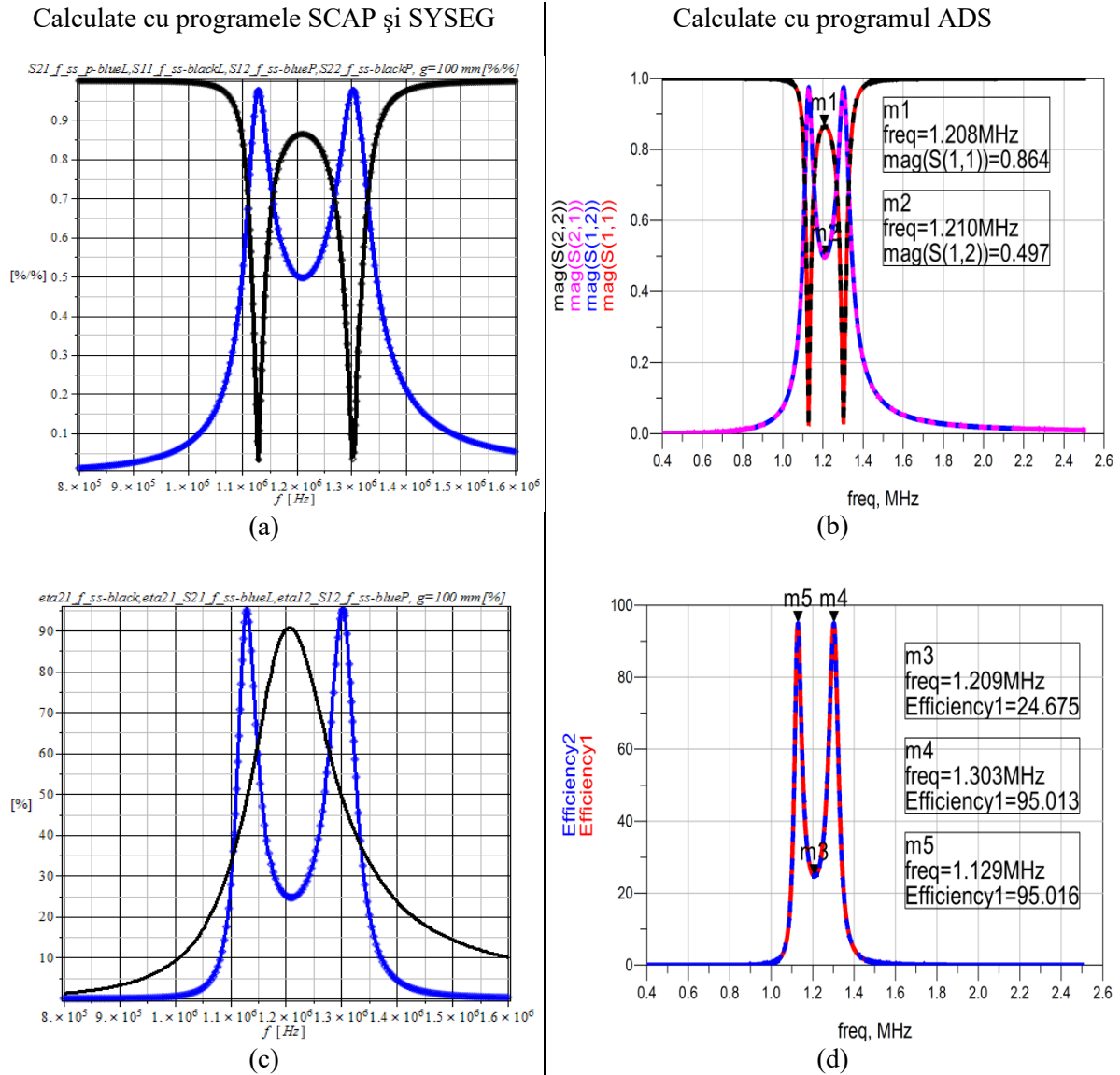


c)  $g = 250$  mm,  $M_p = 0.65$   $\mu$ H,  $k_p = 0.038825$ ,  
 $M_{Q3D} = 0.64191$   $\mu$ H,  $k_{Q3D} = 0.03834$ .

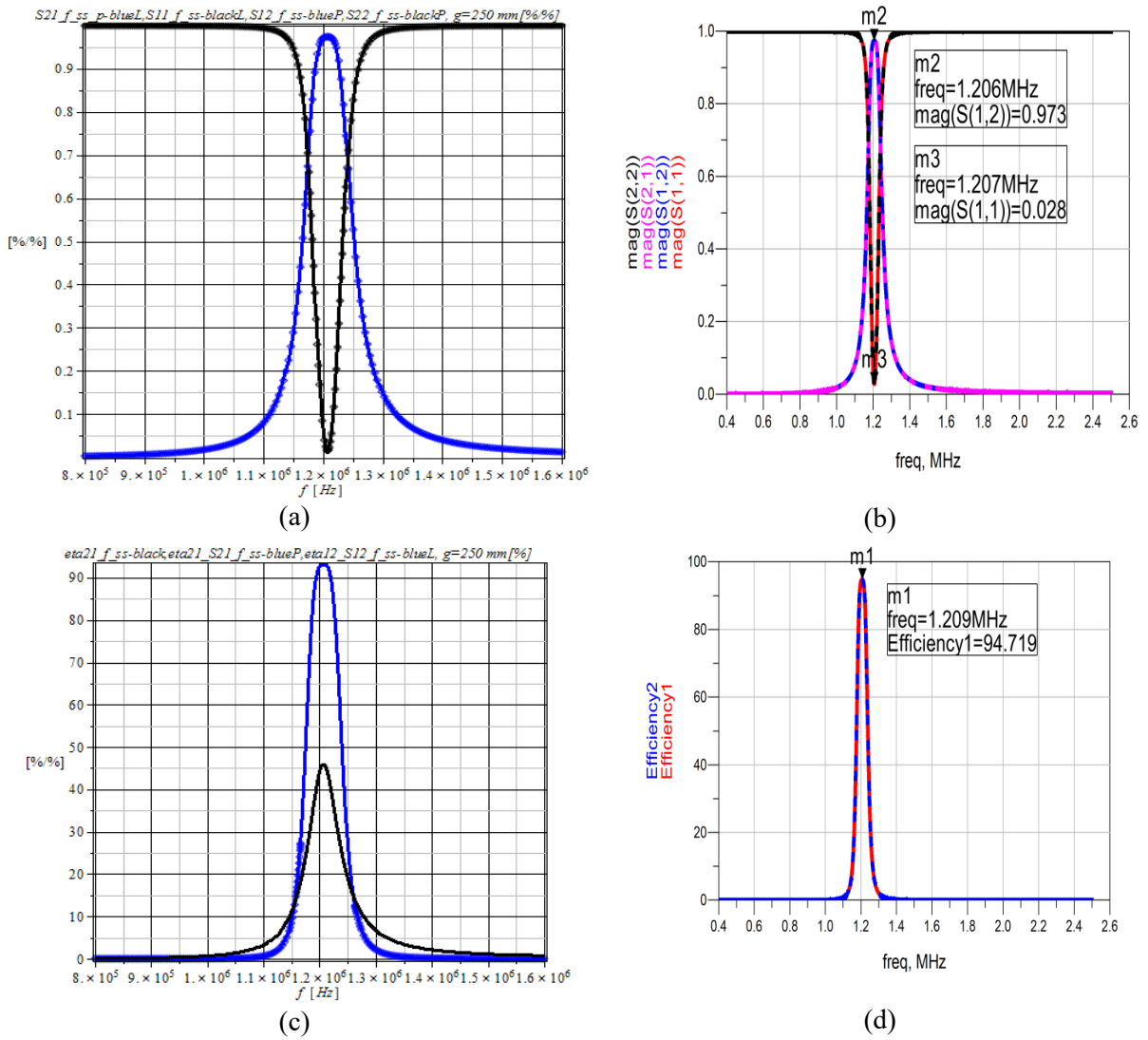
d)  $g = 400$  mm,  $M_p = 0.24$   $\mu$ H,  $k_p = 0.014335$ ,  
 $M_{Q3D} = 0.23558$   $\mu$ H,  $k_{Q3D} = 0.01407$

**Fig. 2.12.** Variațiile cu frecvența ale mărimilor  $\eta_{21\_f\_ss}$  – blue,  $\eta_{21\_S_{21}\_f\_ss\_Q3D}$  – blackL și  $\eta_{21\_S_{21}\_f\_ss\_p}$  – blackP.

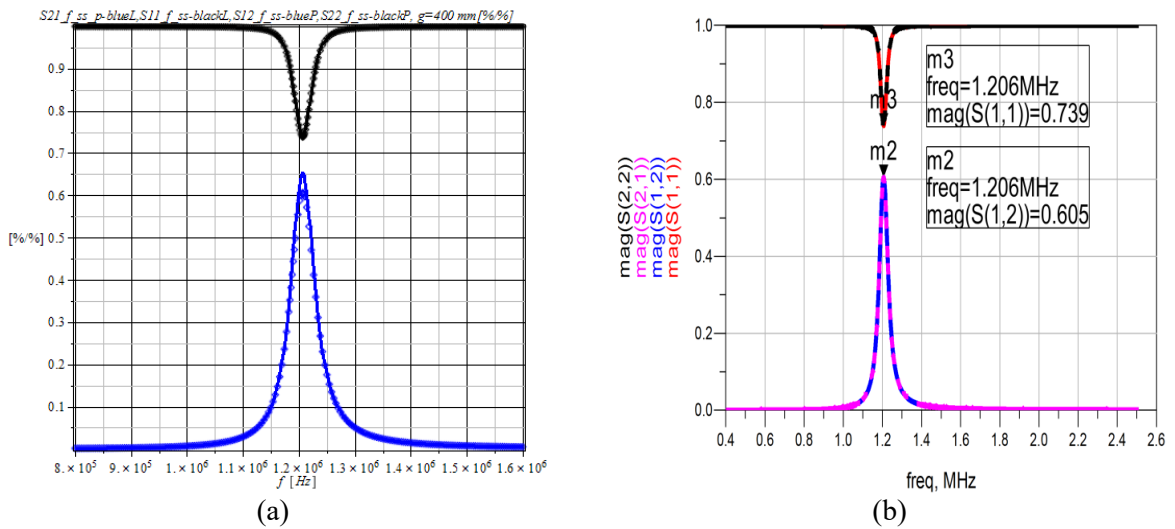
Pentru validarea rezultatelor obținute cu programele SYSEG și SCAP, pentru rezonatorul prezentat în figura 2.10, se vor calcula parametrii  $\underline{S}_{11\_f\_ss}$ ,  $\underline{S}_{21\_f\_ss}$  și  $\eta_{21\_S21\_f\_ss} = 100 \cdot \underline{S}_{21\_f\_ss} \cdot \underline{S}_{21\_f\_ss}^*$  în funcție de distanța  $g$  dintre bobine, atât cu aceste programe, cât și cu programul ADS. Pentru fiecare distanță  $g$  se consideră inductivitatea mutuală  $M$ , obținută cu programul Ansoft Extractor Q3D – notată  $M_{Q3D}$ . În figurile 2.13 – 2.15 se prezintă variațiile cu frecvența ale mărimilor  $\text{abs}(\underline{S}_{11\_f\_ss})$ ,  $\text{abs}(\underline{S}_{21\_f\_ss})$ ,  $\text{abs}(\underline{S}_{22\_f\_ss})$ ,  $\text{abs}(\underline{S}_{12\_f\_ss})$  și  $\eta_{21\_f\_ss}$ ,  $\eta_{21\_S21\_f\_ss}$ ,  $\eta_{12\_S12\_f\_ss}$ . Deoarece rezultatele obținute cu programele SYSEG și SCAP sunt identice, în figurile 2.13 – 2.15 se vor prezenta rezultatele obținute cu unul din cele două programe.

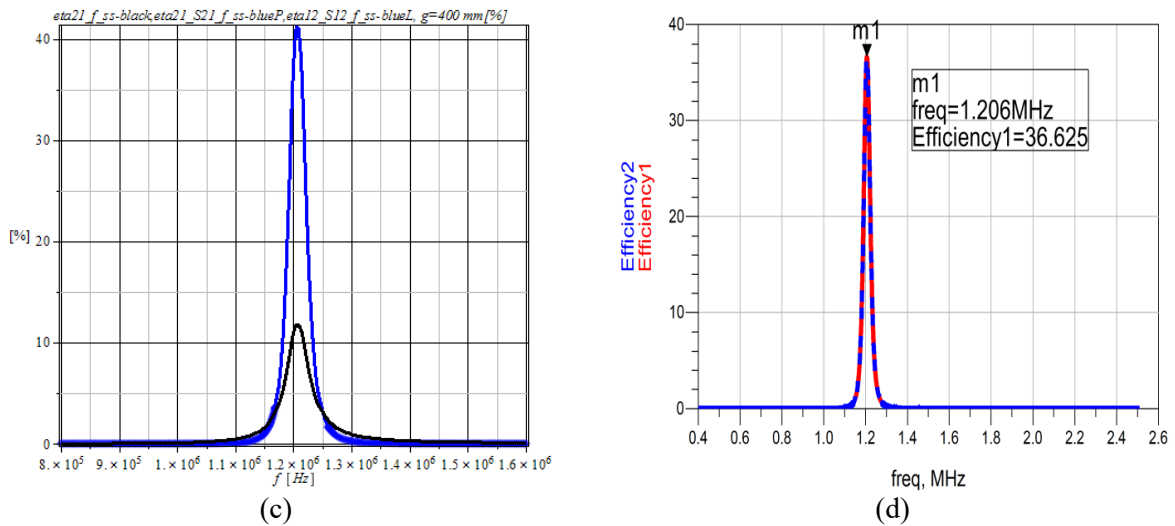


**Fig. 2.13.** Variațiile cu frecvența ale modulelor parametrilor  $\underline{S}_{11\_f\_ss}$ ,  $\underline{S}_{21\_f\_ss}$ ,  $\underline{S}_{22\_f\_ss}$  și  $\underline{S}_{12\_f\_ss}$  :  
a) Calculate cu programele SCAP și SYSEG; b) Calculate cu programul ADS și variațiile cu frecvența ale randamentelor  $\eta_{21\_f\_ss}$ ,  $\eta_{21\_S21\_f\_ss}$  și  $\eta_{12\_S12\_f\_ss}$ ; c) Calculate cu programele SCAP și SYSEG; d)  $\eta_{21\_S21\_f\_ss}$  și  $\eta_{12\_S12\_f\_ss}$  calculate cu ADS,  $g = 100$  mm,  $M_{Q3D} = 2.468$   $\mu$ H,  $k_{Q3D} = 0.14742$ .



**Fig. 2.14.** Variațiile cu frecvența ale modulelor parametrilor  $S_{11_{f_{ss}}}$ ,  $S_{21_{f_{ss}}}$ ,  $S_{22_{f_{ss}}}$  și  $S_{12_{f_{ss}}}$ : a) Calculate cu programele SCAP și SYSEG; b) Calculate cu programul ADS și variațiile cu frecvența ale randamentelor  $eta_{21_{f_{ss}}}$ ,  $eta_{21_{S21_{f_{ss}}}}$  și  $eta_{12_{S12_{f_{ss}}}}$ : c) Calculate cu programele SCAP și SYSEG; d)  $eta_{21_{S21_{f_{ss}}}}$  și  $eta_{12_{S12_{f_{ss}}}}$  calculate cu ADS,  $g = 250$  mm,  $M_{Q3D} = 0.64191 \mu\text{H}$ ,  $k_{Q3D} = 0.03834$ .





**Fig. 2.15.** Variațiile cu frecvența ale modulelor parametrilor  $\underline{S}_{11_{f_{ss}}}$ ,  $\underline{S}_{21_{f_{ss}}}$ ,  $\underline{S}_{22_{f_{ss}}}$  și  $\underline{S}_{12_{f_{ss}}}$  :  
 a) Calculate cu programele SCAP și SYSEG; b) Calculate cu programul ADS și variațiile cu frecvența ale randamentelor  $\eta_{21_{f_{ss}}}$ ,  $\eta_{21_{S21_{f_{ss}}}}$  și  $\eta_{12_{S12_{f_{ss}}}}$ ; c) Calculate cu programele SCAP și SYSEG; d)  $\eta_{21_{S21_{f_{ss}}}}$  și  $\eta_{12_{S12_{f_{ss}}}}$  calculate cu ADS,  $g = 400$  mm,  $M_{Q3D} = 0.23558$   $\mu$ H,  $k_{Q3D} = 0.01407$ .

## 2.5. Concluzii

În acest capitol, utilizând teoria circuitelor, s-au expus câteva proceduri deosebit de eficiente de calcul al parametrilor  $\underline{S}$ , bazate pe ecuațiile de stare și ecuațiile nodale modificate. S-au prezentat, de asemenea, modul practic de utilizare a acestor parametri în eficientizarea proceselor de transmisie și propagare a informației și a transferului wireless al energiei electromagnetice din punctul de vedere al transmisiei semnalelor și al puterii de la emițător la receptor. Procedurile de calcul al parametrilor  $\underline{S}$  utilizează cele mai avansate programe de calcul, cum sunt CADENCE [13, 14, 24], ADS [17, 21, 22, 26], ANSYS și ANSOFT EXTRACTOR Q3D [19, 25, 29], FEKO [20] etc.

Definirea corectă, pe baza teoriei circuitelor electrice, a parametrilor  $\underline{S}$  a permis generarea lor automată, folosind ecuațiile de stare sau ecuațiile nodale modificate.

Considerând cele două bobine (rezonatoare) cuplate magnetic, utilizate în transferul wireless a puterii, ca un diport liniar pasiv în regim armonic, se determină parametrii  $\underline{S}$  pentru toate tipurile de conexiuni. În lucrare se arată modul practic de utilizare a acestor parametri în eficientizarea proceselor de transmisie și propagare ale informației și ale transferului wireless al energiei electromagnetice de la emițător la receptor.

Diportul liniar pasiv prin care se poate echivala sistemul format din două bobine cuplate magnetic permite calculul puterii active maxime furnizată sarcinii.

Comparând variațiile cu frecvența ale randamentelor de transmitere a puterii active  $\eta_{21}$  și  $\eta_{12}$  cu cele de transmisie a semnalelor  $\eta_{21_{S21}}$  și  $\eta_{12_{S12}}$  se constată că frecvențele corespunzătoare punctelor de extrem nu sunt identice. Randamentele de transmitere a puterii active au câte un singur maxim, în timp ce randamentele de transmisie a semnalelor prezintă câte două maxime, apărând, în cazul acesta, fenomenul de splitare a frecvenței.

Din figurile 2.13 – 2.15 se constată că rezultatele obținute cu cele trei programe SCAP, SYSEG și ADS sunt identice, ceea ce confirmă valabilitatea formulelor (2.3) – (2.6) și a procedurilor de calcul propuse.

Acuratețea definirii parametrilor de repartizare  $\underline{S}$ , pe baza teoriei circuitelor analogice în regim armonic, în complex, relațiile (2.3) – (2.6), este confirmată de rezultatele obținute cu programul ADS, înzestrat cu subrutine specifice generării parametrilor  $\underline{S}$ .



### 3. UTILIZAREA PARAMETRILOR $\underline{S}$ ÎN ANALIZA CIRCUITELOR DIPORT

#### 3.1. Introducere

În analiza dispozitivelor liniare în regim armonic, la frecvențe joase matricele coeficienților de transfer și cele ale impedanțelor sau admitanțelor sunt uzual folosite, însă în domeniul microundelor, unde frecvențele sunt ridicate, ele sunt dificil de măsurat și drept urmare la aceste frecvențe înalte sunt preferați parametrii de împrăștiere  $\underline{S}$ .

În capitolul 2, folosind teoria circuitelor electrice și definirea corectă a parametrilor  $\underline{S}$ , s-a generat automat, prin mai multe proceduri, matricea  $\underline{S}$  a parametrilor de împrăștiere. În acest capitolul, pe baza acestei matrice, se realizează calculul matricelor  $\underline{Z}$ ,  $\underline{Y}$  și  $\underline{T}$ .

În funcție de parametrii  $\underline{S}$ , se determină parametrii ce caracterizează filtrele analogice și se calculează benzile de frecvență de trecere și de oprire ale filtrelor analizate și evident, implicit natura acestor filtre.

În final, s-au implementat, pe baza procedurilor elaborate, rutine în mediul de programare MAPLE pentru a calcula toți parametrii menționați mai sus și pentru a putea compara rezultatele obținute prin simulare cu cele existente în literatura de specialitate și cu cele experimentale.

#### 3.2. Utilizarea parametrilor $\underline{S}$ în analiza sistemelor circuitelor electrice diport

În acest paragraf, folosind teoria circuitelor electrice, se prezintă, pe baza matricei  $\underline{S}$  a parametrilor  $\underline{S}$ , calculul matricelor  $\underline{Z}$ ,  $\underline{Y}$  și  $\underline{T}$ . În paragraful 3.2, pentru orice tip de circuit diport liniar sau neliniar – liniarizat pe porțiuni în regim armonic, se determină: matricea impedanțelor complexe  $\underline{Z}$ , matricea admitanțelor complexe  $\underline{Y}$ , matricea coeficienților complecși de transfer (fundamentali)  $\underline{T}$ , impedanțele complexe de intrare și de ieșire,  $\underline{Z}_{in}$  și  $\underline{Z}_{out}$ , coeficienții de reflexie de la generator  $\underline{\Gamma}_G$ , de la sarcină  $\underline{\Gamma}_L$ , de la intrare  $\underline{\Gamma}_{in}$  și de la ieșire  $\underline{\Gamma}_{out}$ , generatorul echivalent de tensiune (circuitul echivalent Thévenin) în raport cu bornele de ieșire ale diportului și sunt deduse relațiile dintre aceste mărimi și parametrii  $\underline{S}$ . Se expune modul practic de utilizare a acestor parametri în eficientizarea proceselor de transmisie și propagare a informației și a transferului energiei electromagnetice din punctul de vedere al transmisiei semnalelor de la intrarea la ieșirea circuitelor diport și din punctul de vedere al randamentului de transfer al puterii active de la intrarea circuitelor diport la sarcinile conectate la ieșirea acestora. Pe baza teoremei transferul maxim de putere activă se calculează puterea activă maximă transmisă de un circuit diport sarcinii.

Generarea parametrilor  $\underline{S}$  pentru circuitele analogice liniare și pentru circuitele analogice neliniare, liniarizate pe porțiuni în jurul unui punct de funcționare, în condiții precise de polarizare și de temperatură ale dispozitivelor electronice, se poate efectua prin simulări de semnal mic, [1].

Pentru generarea parametrilor  $\underline{S}$  pentru circuitele neliniare se folosește simulatorul LSSP – Large-Signal S-Parameter Simulation [18], care utilizează metoda de analiză a *balanței armonice*. Simularea bazată pe metoda balanței armonice este o simulare de *semnal mare* la care soluțiile includ și efectele neliniarităților componentelor electronice. Parametrii  $\underline{S}$

atât de semnale mici, cât și de semnale mari, sunt definiți ca rapoarte dintre undele incidente și cele reflectate, [4, 8].

Se pot demonstra simplu următoarele relații:

$$\underline{Z} = (\underline{I}_2 - \underline{S})^{-1} \cdot (\underline{I}_2 + \underline{S}) Z_0, \quad (3.1)$$

unde  $\underline{I}_2$  este matricea unitate de ordinul 2;

$$\underline{S} = (\underline{Z} - Z_0 \underline{I}_2) \cdot (\underline{Z} + Z_0 \underline{I}_2)^{-1}; \quad (3.2)$$

$$\underline{T} = \frac{1}{Z_{21}} \begin{bmatrix} Z_{11} & -Z_{11} \cdot Z_{22} + Z_{12} \cdot Z_{21} \\ 1 & -Z_{22} \end{bmatrix}; \quad (3.3)$$

$$\underline{Z} = \frac{1}{\underline{C}} \begin{bmatrix} \underline{A} & -\underline{A} \cdot \underline{D} + \underline{B} \cdot \underline{C} \\ 1 & -\underline{D} \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

$$\underline{Y} = \frac{1}{Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21}} \begin{bmatrix} Z_{22} & -Z_{12} \\ -Z_{21} & Z_{11} \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

Pentru definirea impedanțelor complexe de intrare și de ieșire și a coeficienților de reflexie  $\underline{\Gamma}_{in}$  (de la intrare),  $\underline{\Gamma}_{out}$  (de la ieșire),  $\underline{\Gamma}_G$  (de la generator) și  $\underline{\Gamma}_L$  (de la sarcină), sistemul format din două bobine cuplate magnetic, utilizat în transferul wireless al puterii electromagnetice, se poate echivala cu diportul linear pasiv (aflat în regim armonic) reprezentat în figura 3.1, [1, 4, 5, 6, 8, 10, 11, 15, 16].

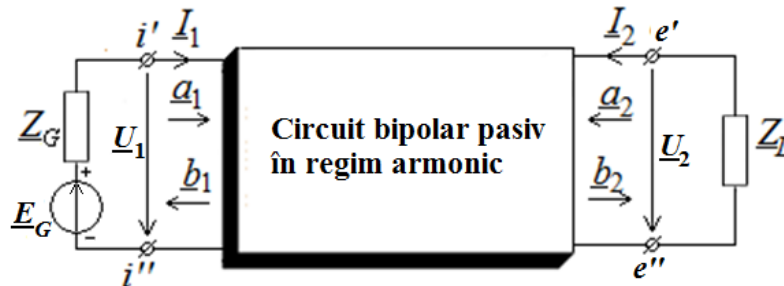


Fig. 3.1. Diport linear pasiv conectat la generator și sarcină.

Pornind de la relațiile care definesc diportul din fig. 3.1. se demonstrează următoarele:

$$\underline{Z}_{in} = Z_{11} - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_L + Z_{22}}, \quad (3.6)$$

$$\underline{Z}_{out} = Z_{22} - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_G + Z_{11}}. \quad (3.7)$$

$$\underline{\Gamma}_{in} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{\substack{E_G=0, U_1=Z_{in} I_1 \\ U_2=-Z_L I_2}} = \frac{(Z_{in} I_1 - Z_0 I_1) / 2\sqrt{Z_0}}{(Z_{in} I_1 + Z_0 I_1) / 2\sqrt{Z_0}} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \Rightarrow Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \underline{\Gamma}_{in}}{1 - \underline{\Gamma}_{in}}. \quad (3.8)$$

$$\underline{\Gamma}_G = \frac{(-Z_G I_1 + Z_0 I_1) / 2\sqrt{Z_0}}{(-Z_G I_1 - Z_0 I_1) / 2\sqrt{Z_0}} = \frac{Z_G - Z_0}{Z_G + Z_0} \Rightarrow Z_G = Z_0 \frac{1 + \underline{\Gamma}_G}{1 - \underline{\Gamma}_G}. \quad (3.9)$$

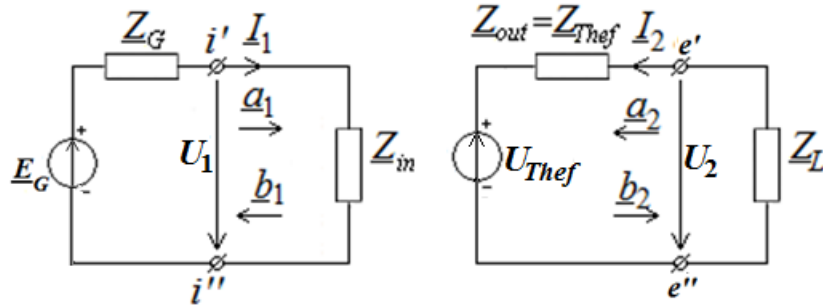
$$\Gamma_{out} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{\substack{E_G=0, U_1=Z_{in} I_1 \\ U_2=Z_{out} I_2}} = \frac{(Z_{out} I_2 - Z_0 I_2) / 2\sqrt{Z_0}}{(Z_{out} I_2 + Z_0 I_2) / 2\sqrt{Z_0}} = \frac{Z_{out} - Z_0}{Z_{out} + Z_0} \Rightarrow Z_{out} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{out}}{1 - \Gamma_{out}}. \quad (3.10)$$

$$\Gamma_L = \frac{(-Z_L I_2 + Z_0 I_2) / 2\sqrt{Z_0}}{(-Z_L I_2 - Z_0 I_2) / 2\sqrt{Z_0}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \Rightarrow Z_L = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L}. \quad (3.11)$$

Pornind de la definirea parametrilor  $\underline{S}$  în funcție de semnalele incidente și cele reflectate, după câteva calcule simple, se pot defini relațiile:

$$\Gamma_{in} = \underline{S}_{11} + \frac{\underline{S}_{12} \underline{S}_{21} \Gamma_L}{1 - \underline{S}_{22} \Gamma_L} \quad \text{și} \quad \Gamma_{out} = \underline{S}_{22} + \frac{\underline{S}_{12} \underline{S}_{21} \Gamma_G}{1 - \underline{S}_{11} \Gamma_G}. \quad (3.12)$$

Impedanțele de intrare și de ieșire  $Z_{in}$  și  $Z_{out}$  permit substituirea, conform teoremei generatorului echivalent de tensiune (teorema lui Thévenin), a diportului linear pasiv din figura 3.1 cu circuitele echivalente reprezentate în figura 3.2, [31].



**Fig. 3.2.** Circuitele echivalente de la intrarea și de la ieșirea unui diport linear pasiv în regim armonic.

$$\text{Tensiunea } \underline{U}_{Thef} = \underline{U}_2 \Big|_{I_2=0, U_1=E_G - Z_G I_1} = \frac{Z_{21}}{Z_G + Z_{11}} E_G, \text{ iar } Z_{Thef} = \frac{\underline{U}_{Thef}}{I_2} = Z_{out}.$$

Sistemul format din cele două rezonatoare cuplate magnetic utilizate în transferul wireless al puterii electromagnetice se poate considera ca un diport linear pasiv reprezentat în figura 3.1.

Puterea activă furnizată la bornele de ieșire are expresia:

$$P_2 = P_L = -\text{Re}(V_2 \cdot I_2^*) = -|a_2|^2 + |b_2|^2. \quad (3.13)$$

Pierderile de putere sunt date de diferența dintre puterea  $P_1$  și puterea  $P_2$ :

$$P_{loss} = P_1 - P_2 = |a_1|^2 + |a_2|^2 - |b_1|^2 - |b_2|^2 = (\underline{a}^*)^t \cdot \underline{a} - (\underline{b}^*)^t \cdot \underline{b}, \quad (3.14)$$

unde  $\underline{a} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$  și  $\underline{b} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}$ .

Dacă ținem seama că  $\underline{b} = \underline{S}^* \underline{a}$ , randamentul de transmisie a puterii active de la bobina emițător la sarcină se poate calcula cu relațiile:

$$\eta_{21} = \frac{P_2}{P_1} \cdot 100 = \frac{R_L}{R_{in}} \cdot \left| \frac{Z_{21}}{Z_{22} + Z_L} \right|^2 \cdot 100 = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_L|^2)}{\left(1 - \left|(1 - |\Gamma_L|^2)\right|^2\right) \cdot |1 - \underline{S}_{22} \Gamma_L|^2} \cdot 100, \quad (3.15)$$

unde  $R_{in} = \text{Re}(Z_{in})$  și  $R_L = \text{Re}(Z_L)$ .

Randamentul de transmisie a semnalelor de la intrare la sarcină are expresia:

$$\eta_{21\_S21} = \underline{S}_{21} \cdot \underline{S}_{21}^* \cdot 100 = |S_{21}|^2 \cdot 100, \quad (3.16)$$

Iar randamentul de transmisie a semnalelor de la ieșire la generator se calculează cu relația:

$$\eta_{12\_S_{12}} = \underline{S}_{12} \cdot \underline{S}_{12}^* \cdot 100 = |\underline{S}_{12}|^2 \cdot 100. \quad (3.17)$$

Conform teoremei transferului maxim de putere, sarcina primește putere maximă dacă  $\underline{Z}_L = \underline{Z}_{out}^*$  și are expresia:

$$P_{L\_max} = \frac{V_{Thef}^2}{4 \cdot \text{Re}(\underline{Z}_{out})}. \quad (3.18)$$

Ecuțiile unui cuadripol linear pasiv (fig. 3.3) în parametrii fundamentali (de transfer) au forma:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A} & \underline{B} \\ \underline{C} & \underline{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_2 \\ \underline{I}_2 \end{bmatrix}. \quad (3.19)$$

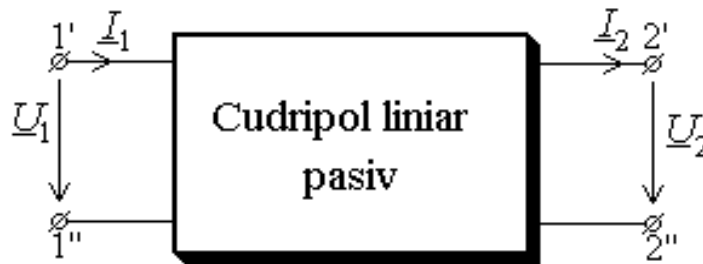


Fig. 3.3. Schema cuadripolului linear pasiv.

Parametrii fundamentali au, prin definiție, expresiile:

$$\begin{aligned} \underline{A} &= \left. \frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_2} \right|_{\underline{I}_2=0} = \frac{1}{\underline{A}_{ei}}; & \underline{B} &= \left. \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_2} \right|_{\underline{U}_2=0} = \frac{1}{\underline{Y}_{ei}}; \\ \underline{C} &= \left. \frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_2} \right|_{\underline{I}_2=0} = \frac{1}{\underline{Z}_{ei}}; & \underline{D} &= \left. \frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_2} \right|_{\underline{U}_2=0} = \frac{1}{\underline{B}_{ei}}. \end{aligned} \quad (3.20)$$

Ecuțiile în impedanțe ale unui cuadripol linear pasiv au expresiile:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{11} & \underline{Z}_{12} \\ \underline{Z}_{21} & \underline{Z}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{bmatrix}, \quad (3.21)$$

unde impedanțele complexe de transfer sunt definite astfel:

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{11} &= \left. \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} \right|_{\underline{I}_2=0} = \underline{Z}_{ii}; & \underline{Z}_{12} &= \left. \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_2} \right|_{\underline{I}_1=0} = -\underline{Z}_{ie}; \\ \underline{Z}_{21} &= \left. \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_1} \right|_{\underline{I}_2=0} = \underline{Z}_{ei}; & \underline{Z}_{22} &= \left. \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_2} \right|_{\underline{I}_1=0} = -\underline{Z}_{ee}. \end{aligned} \quad (3.22)$$

Ecuțiile în admitanțe ale unui cuadripol linear pasiv au forma:

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{11} & \underline{Y}_{12} \\ \underline{Y}_{21} & \underline{Y}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \end{bmatrix}, \quad (3.23)$$

în care admitanțele complexe de transfer sunt definite după cum urmează:

$$\begin{aligned} \underline{Y}_{11} &= \left. \frac{I_1}{U_1} \right|_{U_2=0} = \underline{Y}_{ii}; & \underline{Y}_{12} &= \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{U_1=0} = -\underline{Y}_{ie}; \\ \underline{Y}_{21} &= \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{U_2=0} = \underline{Y}_{ei}; & \underline{Y}_{22} &= \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{U_1=0} = -\underline{Y}_{ee}. \end{aligned} \quad (3.24)$$

Impedanțele caracteristice (iterative) ale unui cuadripol liniar pasiv sunt definite astfel:

$$\underline{Z}_{c1} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{Z_s=Z_{c1}}; \quad \underline{Z}_{c2} = \left. \frac{U_2}{-I_2} \right|_{Z_i=Z_{c2}}, \quad (3.25)$$

iar cele două imagini au expresiile:

$$\underline{Z}_{i1} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{Z_s=Z_{i2}}; \quad \underline{Z}_{i2} = \left. \frac{U_2}{-I_2} \right|_{Z_i=Z_{i1}}. \quad (3.26)$$

Expresiile impedanțelor caracteristice în funcție de parametrii fundamentali (de transfer) ai cuadripolului sunt:

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{c1} &= \frac{1}{2\underline{C}} \left[ (\underline{A} - \underline{D}) \pm \sqrt{(\underline{A} - \underline{D})^2 + 4\underline{BC}} \right], \\ \underline{Z}_{c2} &= \frac{1}{2\underline{C}} \left[ (\underline{D} - \underline{A}) \pm \sqrt{(\underline{D} - \underline{A})^2 + 4\underline{BC}} \right]. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Impedanțele imagini, exprimate în funcție de parametrii fundamentali (de transfer) ai cuadripolului, au expresiile:

$$\underline{Z}_{i1} = \pm \sqrt{\frac{\underline{AB}}{\underline{CD}}}, \quad \underline{Z}_{i2} = \pm \sqrt{\frac{\underline{DB}}{\underline{CA}}}. \quad (3.28)$$

Dacă cuadripolul este simetric, ecuațiile (3.27) și (3.28) devin:

$$\underline{Z}_{c1} = \underline{Z}_{c2} = \underline{Z}_{i1} = \underline{Z}_{i2} = \pm \sqrt{\frac{\underline{B}}{\underline{C}}}. \quad (3.29)$$

Factorii de transfer pe impedanțele caracteristice și, respectiv pe cele imagini, în funcție de parametrii de transfer, sunt dați de relațiile:

$$\begin{aligned} \underline{\gamma}_c &= \ln \left( \frac{1}{2} \left[ (\underline{A} + \underline{D}) + \sqrt{(\underline{A} + \underline{D})^2 - 4} \right] \right), \\ \underline{\gamma}_i &= \ln \left( \sqrt{\underline{AD}} + \sqrt{\underline{BC}} \right). \end{aligned} \quad (3.30)$$

Dacă cuadripolul este simetric, ecuațiile (3.30) devin:

$$\underline{\gamma}_c = \underline{\gamma}_i = \ln \left( \underline{A} + \sqrt{\underline{BC}} \right). \quad (3.31)$$

La filtrele reciproce și fără pierderi, intervalele de trecere (de oprire) sunt formate din toate frecvențele pentru care este (nu este) satisfăcută inecuația:

$$0 \leq AD \leq 1. \quad (3.32)$$

Constanta de atenuare  $a$  și constanta de fază  $b$  au, în intervalele de trecere ale filtrului, expresiile:

$$a = 0, \quad b = \operatorname{arcctg} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{AD} - 1}} + k\pi = \arccos \sqrt{AD} + k\pi, \quad (3.33)$$

iar în intervalele de oprire aceste mărimi sunt date de relațiile:

$$a = \arg \operatorname{cth} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{AD}}} = \operatorname{argch} \sqrt{AD}, \quad b = \begin{cases} \pm \frac{\pi}{2} & AD \leq 0 \\ 0 \text{ sau } 1 & AD \geq 1 \end{cases}. \quad (3.34)$$

Trei definiții larg folosite pentru câștigul de putere al unui diport sunt: *câștigul de putere captat*  $G_t$ , *câștigul de putere disponibil*  $G_a$  și *câștigul (randamentul) de transfer al puterii*  $G_p$ , numit și *câștigul de funcționare*.

Aceste câștiguri se pot exprima în funcție de parametrii  $\underline{S}$ ,  $\underline{Z}$  și de coeficienții de reflexie, astfel:

$$G_t = \frac{\text{power out of network}}{\text{maximum power in}} = \frac{1 - |\Gamma_G|^2}{|1 - \Gamma_{in} \Gamma_G|^2} |\underline{S}_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \underline{S}_{22} \Gamma_L|^2} =$$

$$= \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{out} \Gamma_L|^2} |\underline{S}_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_G|^2}{|1 - \underline{S}_{11} \Gamma_G|^2}, \quad (3.35)$$

$$G_a = \frac{\text{maximum power out}}{\text{maximum power in}} = \frac{R_G}{R_{out}} \left| \frac{\underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_{11} + \underline{Z}_G} \right|^2 = \frac{1 - |\Gamma_G|^2}{|1 - \underline{S}_{11} \Gamma_G|^2} |\underline{S}_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{out}|^2}, \quad (3.36)$$

și

$$G_p = \eta_{21} = \frac{\text{power out of network}}{\text{power into power}} \cdot 100 = \frac{R_L}{R_{in}} \left| \frac{\underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_{11} + \underline{Z}_G} \right|^2 =$$

$$= \frac{1}{1 - |\Gamma_{in}|^2} |\underline{S}_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \underline{S}_{22} \Gamma_L|^2} \cdot 100 \quad (3.37)$$

### 3.3. Exemflu

Fie filtrul trece jos reprezentat în figura 3.4, se va studia utilizând simulatorul simbolic ASINOM.

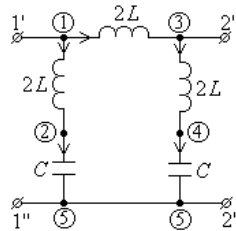


Fig. 3.4. Structura filtrului nedisipativ trece jos.

Mai întâi se generează parametrii  $\underline{S}$ , pentru filtrul din figura 3.4.

După generarea parametrilor  $\underline{S}$  se calculează, cu relația (3.1), matricea impedanțelor complexe  $\underline{Z}$ , apoi se determină toții parametrii doriți ai filtrului.

Matricea  $\underline{T}$  a parametrilor fundamentali (de transfer) are forma:

$$\underline{T} := \begin{bmatrix} \frac{4 \cdot \omega^2 CL - 1}{-1 + 2 \cdot \omega^2 CL} & -2 \cdot I \omega L \\ \frac{-2 \cdot I \omega C (3 \cdot \omega^2 CL - 1)}{1 - 4 \cdot \omega^2 CL + 4 \cdot \omega^4 C^2 L^2} & \frac{1 \cdot (4 \cdot \omega^2 CL - 1)}{-1 + 2 \cdot \omega^2 CL} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Pentru valorile numerice  $L = 1 \text{ mH}$  și  $C = 2 \text{ } \mu\text{F}$ , cu formula (3.32), se calculează benzile de trecere și oprire ale filtrului și implicit natura acestuia:

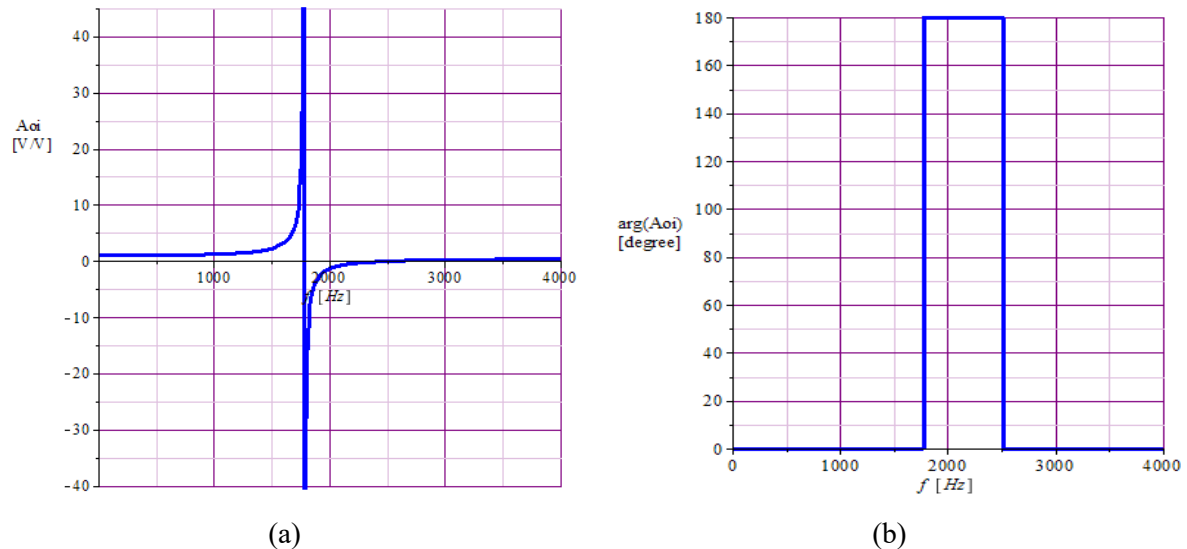
$$\begin{aligned} \omega &\in [0, 12909.944] - \text{banda de trecere și} \\ \omega &\in (12909.944, \infty) - \text{banda de oprire.} \end{aligned} \quad (3.39)$$

Deci filtrul reprezentat în figura 3.4 este un filtru trece jos.

Factorul de transfer (amplificare) are, în funcție de frecvență, expresia:

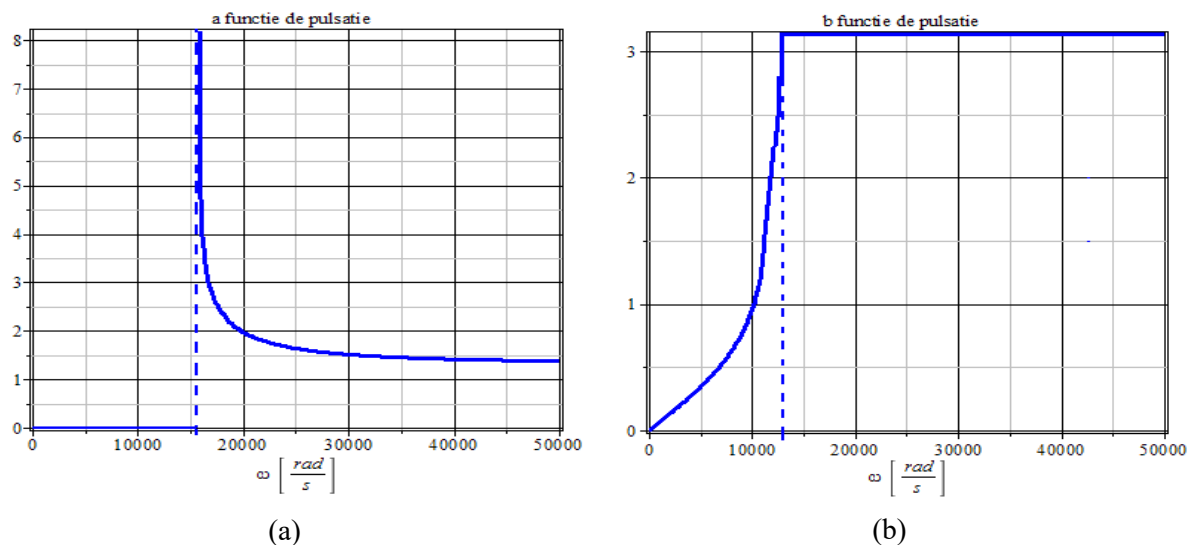
$$A_{oi\_f} := \frac{0.5000 (-0.2500 \cdot 10^9 + 39.44 f^2)}{39.44 f^2 - 0.1250 \cdot 10^9}. \quad (3.40)$$

În figura 3.5, a (fig. 3.5, b) se prezintă variația cu frecvența a amplitudinii (fazei) factorului de transfer (amplificare) în tensiune  $A_{oi}$ .



**Fig. 3.5.** a) Variația cu frecvența a magnitudinii  $abs(A_{oi\_f})$ ; b) Variația cu frecvența a argumentului  $arg(A_{oi\_f})$ .

Variațiile cu pulsația  $\omega$  ale factorului de atenuare  $a$  și ale constantei de fază  $b$  sunt expuse în figura 3.6, a și, respectiv în figura 3.6, b.



**Fig. 3.6.** a) Variația cu pulsația a constantei de atenuare  $a$ ; b) Variația cu pulsația a constantei de fază  $b$ .

Pentru a putea utiliza programul ADS în analiza filtrului din figura 3.4 s-a elaborat schema din figura 3.7 [17].

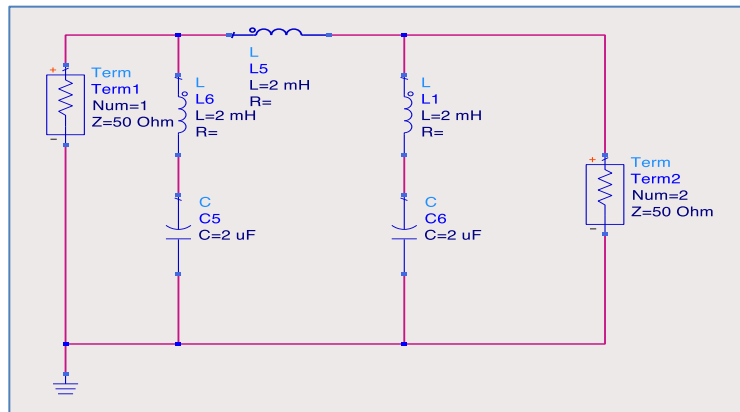


Fig. 3.7. Schema filtrului din figura 3.4 utilizată de programul ADS.

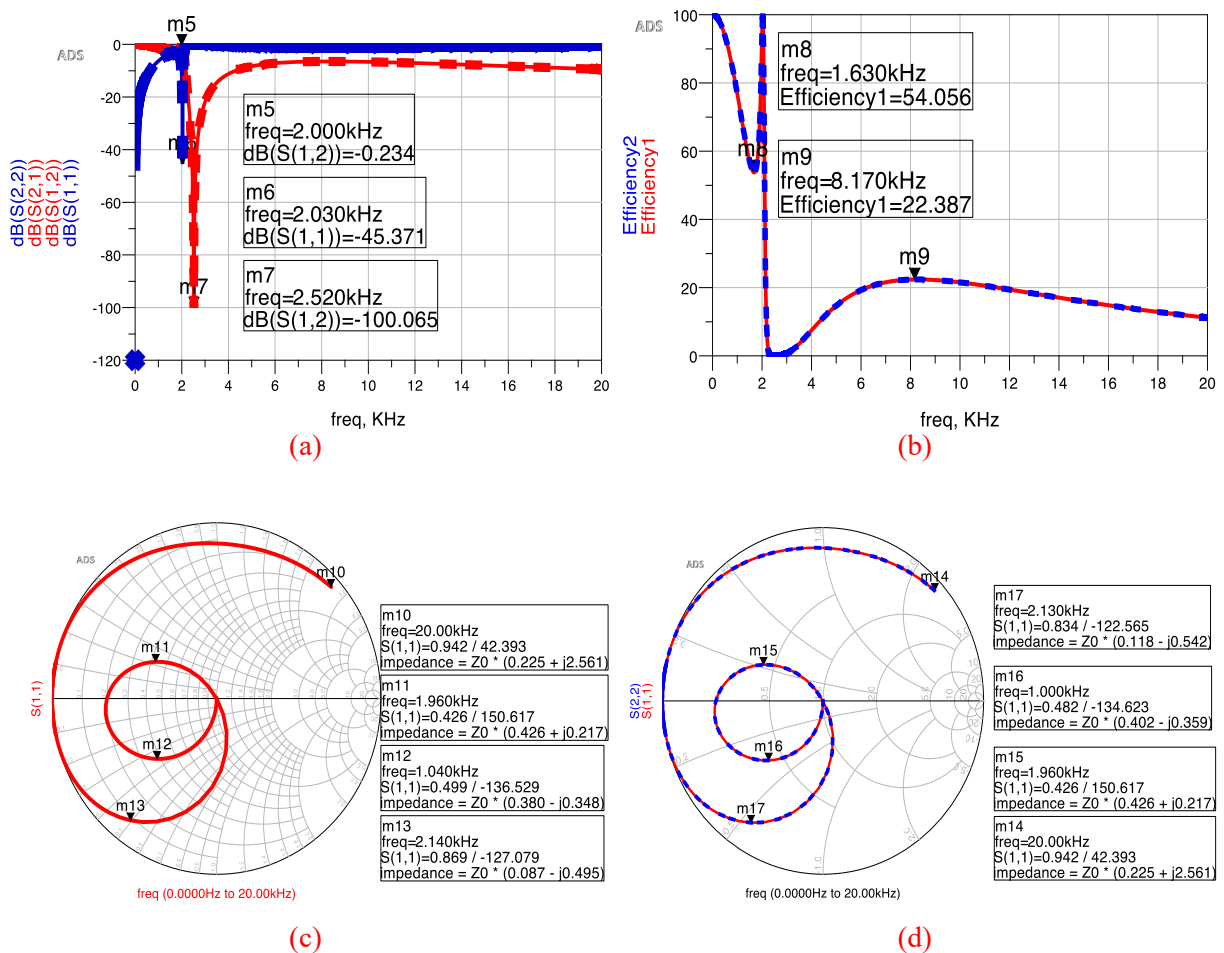


Fig. 3.8. Grafice obținute cu programul ADS: a) Variațiile cu frecvența ale magnitudinilor parametrilor  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  și  $S_{22}$ ; b) Variațiile cu frecvența ale randamentelor de transmitere a semnalelor  $\eta_{21\_S21}$  și  $\eta_{12\_S12}$ ; c) Graficul a parametrului  $S_{11}$ , identic (datorită simetriei) cu  $S_{22}$ , pe diagrama Smith; d) Graficele parametrilor  $S_{12}$  și  $S_{21}$ , identice - datorită simetriei, pe diagrama Smith.

Figurile 3.8, a, b, c și d reprezintă graficele obținute în urma rulării, cu programul ADS, a circuitului din figura 3.7, după cum urmează: a) variațiile cu frecvența ale magnitudinilor parametrilor  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  și  $S_{22}$ ; b) variațiile cu frecvența ale randamentelor de transmitere a semnalelor  $\eta_{21\_S21}$  (de la intrare la ieșire) și  $\eta_{12\_S12}$  (de la ieșire la intrare); c) graficul a parametrului  $S_{11}$ , identic (datorită simetriei) cu  $S_{22}$ , pe diagrama Smith și d) Graficele parametrilor  $S_{12}$  și  $S_{21}$ , identice - datorită simetriei, pe diagrama Smith.

În figurile 3.8, a, b, c și d sunt marcate punctele reprezentative pentru fiecare curbă.



### 3.4. Concluzii

Definirea corectă, pe baza teoriei circuitelor electrice, a parametrilor  $\underline{S}$  a permis generarea lor automată, folosind ecuațiile de stare sau ecuațiile nodale modificate. Odată ce parametrii  $\underline{S}$  au fost generați, pentru un set de frecvențe, se pot genera: matricele  $\underline{T}$ ,  $\underline{Z}$  și  $\underline{Y}$ ; coeficienții de reflexie  $\underline{\Gamma}_G$ ,  $\underline{\Gamma}_L$ ,  $\underline{\Gamma}_{in}$  și  $\underline{\Gamma}_{out}$ ; randamentele de transmitere a puterii active  $\eta_{21}$  și  $\eta_{12}$ ; randamentele de transmisie a semnalelor  $\eta_{21\_S21}$  și  $\eta_{12\_S12}$ ; impedanțele de intrare și de ieșire  $\underline{Z}_{in}$  și  $\underline{Z}_{out}$ ; generatorul echivalent Thévenin; câștigul de putere captat  $G_t$ , câștigul de putere disponibil  $G_a$  și câștigul (randamentul) de transfer al puterii  $G_p$ , numit și câștigul de funcționare și diagramele Smith pentru parametrii  $\underline{S}$ .

Considerând cele două oscilatoare cuplate, ca un diport liniar pasiv în regim armonic, se determină, în funcție de parametrii  $\underline{S}$ , toți parametrii menționați mai sus. În lucrare se arată modul practic de utilizare a acestor parametrii în eficientizarea proceselor de transmisie și propagare ale informației și ale transferului puterii active de la intrare (ieșire) la ieșire (intrare).

Comparând variațiile cu frecvența ale randamentului de transmitere a puterii active  $\eta_{21}$  cu cele de transmisie a semnalelor  $\eta_{21\_S21}$  și  $\eta_{12\_S12}$  se constată că frecvențele corespunzătoare punctelor de extrem sunt identice. Toate randamentele au câte două maxime, apărând, în cazul acesta, fenomenul de splitare a frecvenței. Datorită simetriei, variațiile cu frecvența ale randamentelor de transmisie a semnalelor  $\eta_{21\_S21}$  și  $\eta_{12\_S12}$  sunt identice.

Diportul liniar pasiv prin care se poate echivala sistemul format din două oscilatoare Van der Poll cuplate permite calculul puterii active maxime furnizată sarcinii. Din punct de vedere matematic diagrama Smith este o reprezentare 4D a tuturor impedanțelor complexe posibile în raport cu coordonatele definite prin coeficientul de reflexie complex, pentru orice frecvență dorită.

Acuratețea definirii parametrilor de repartizare  $\underline{S}$ , pe baza teoriei circuitelor analogice în regim armonic în complex, relațiile (2.6) – (2.9), este confirmată de rezultatele obținute cu programul ADS, înzestrat cu subrutine specifice generării parametrilor  $\underline{S}$ .

## 4. UTILIZAREA PARAMETRILOR $\underline{S}$ ÎN STABILITATEA SISTEMELOR WIRELESS DE TRANSFER A ENERGIEI ELECTROMAGNETICE

### 4.1. Introducere

Considerând sistemul format din două bobine cuplate magnetic, utilizat în transferul wireless al energiei electromagnetice, ca un diport liniar în regim armonic, se descrie posibilitatea utilizării parametrilor  $\underline{S}$  în stabilirea regiunilor stabile de funcționare ale acestor bobine.

Cele două bobine cuplate magnetic, considerate ca un diport liniar pasiv în regim armonic, pot fi descrise de un număr de parametri de circuit echivalenți, cum sunt: matricea coeficienților de transfer (fundamentali)  $\underline{T}$ , matricea impedanțelor  $\underline{Z}$ , matricea admitanțelor  $\underline{Y}$  și matricea parametrilor  $\underline{S}$ . În literatură, [8, 14, 15], există proceduri care permit trecerea de la o matrice la alta.

Folosind teoria circuitelor electrice, se prezintă: plecând de la definiția corectă a parametrilor  $\underline{S}$  (bazată pe teoria circuitelor) [10], generarea automată a matricei  $\underline{S}$  a parametrilor de împrăștiere și apoi, pe baza acestei matrice, calculul matricelor  $\underline{Z}$ ,  $\underline{Y}$  și  $\underline{T}$ . În paragraful 4.2, considerând cele două bobine cuplate magnetic, utilizate în transferul wireless a puterii [20 – 24], ca un diport liniar pasiv în regim armonic se determină: impedanțele complexe de intrare și de ieșire,  $\underline{Z}_{in}$  și  $\underline{Z}_{out}$ , coeficienții de reflexie de la generator  $\underline{\Gamma}_G$ , de la sarcină  $\underline{\Gamma}_L$ , de la intrare  $\underline{\Gamma}_{in}$  și de la ieșire  $\underline{\Gamma}_{out}$ , funcțiile de transfer dorite și sunt deduse relațiile dintre aceste mărimi și parametrii  $\underline{S}$ . Se expune modul practic de utilizare a acestor parametri în eficientizarea proceselor de transmisie și propagare a informației și a transferului wireless al energiei electromagnetice din punctul de vedere al transmisie semnalelor de la emițător la receptor și din punctul de vedere al randamentului de transfer al puterii active de la intrarea sistemelor wireless la sarcinile conectate la ieșirea acestora. De asemenea, în funcție de parametrii  $\underline{S}$ , se determină cei mai utilizați în practică coeficienți de performanță: câștigul de putere captată  $G_t$ , câștigul de putere disponibilă  $G_a$ , câștigul (randamentul) de transfer al puterii  $G_p$ , numit și câștigul de funcționare, câștigul de putere disponibilă maximă  $G_{MAG}$ , și câștigul de putere maximă stabilă  $G_{MSG}$  [11, 34 - 37].

În final, s-au elaborat și implementat proceduri pentru calculul: coeficienților de reflexie, al rapoartelor de unde staționare (SWR), al impedanțelor de la intrare și de la ieșire, al randamentelor de transmitere a puterii active de la intrare la ieșire (de la ieșire la intrare), al randamentelor de transmisie a semnalelor, a câștigurilor de putere, al diverșilor coeficienți de stabilitate, al centrelor și razelor cercurilor de stabilitate de la sursă și de la generator, al funcțiilor de transfer de interes, al matricelor  $\underline{S}$ ,  $\underline{T}$ ,  $\underline{Z}$  și  $\underline{Y}$  și al diagramelor Smith. Pentru calculul acestor parametri s-au elaborat funcții și rutine dedicate în MATLAB și s-au folosit rutinele existente din toolbox-ul de Microunde din MATLAB. Rezultatele obținute prin simulări au fost comparate cu cele prezentate în literatura de specialitate și cu cele experimentale.

#### 4.2. Stabilitatea sistemelor wireless de transfer al puterii

În discuțiile privind condițiile de stabilitate a unui diport, în funcție de parametrii  $\underline{S}$ , sunt folosite adesea următoarele definiții și constante:

$$\underline{\Delta} = \det(\underline{S}) = \underline{S}_{11}\underline{S}_{22} - \underline{S}_{12}\underline{S}_{21}; \quad K = \frac{1 - |\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2 + |\underline{\Delta}|^2}{2|\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}|} \text{ factor stabilitate Rollett;}$$

$$\begin{cases} \mu_1 = \frac{1 - |\underline{S}_{11}|^2}{|\underline{S}_{22} - \underline{\Delta}_{11}\underline{S}_{11}^*| + |\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}|} \\ \mu_2 = \frac{1 - |\underline{S}_{22}|^2}{|\underline{S}_{11} - \underline{\Delta}_{11}\underline{S}_{22}^*| + |\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}|} \end{cases} \Rightarrow \text{parametrii de stabilitate Edwards-Sinsky;} \quad (4.1)$$

$$B_1 = 1 + |\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2 - |\underline{\Delta}|^2; \quad B_2 = 1 + |\underline{S}_{22}|^2 - |\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{\Delta}|^2;$$

$$\underline{C}_1 = \underline{S}_{11} - \underline{\Delta}\underline{S}_{22}^*; \quad D_1 = |\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{\Delta}|^2; \quad \underline{C}_2 = \underline{S}_{22} - \underline{\Delta}\underline{S}_{11}^*; \quad D_2 = |\underline{S}_{22}|^2 - |\underline{\Delta}|^2.$$

Centrele și razele cercurilor de stabilitate ale sursei (generatorului) și ale sarcinii au expresiile:

$$\underline{c}_G = \frac{\underline{C}_1^*}{D_1}; \quad r_G = \frac{|\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}|}{|D_1|}; \quad \underline{c}_L = \frac{\underline{C}_2^*}{D_2}; \quad r_L = \frac{|\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}|}{|D_2|} \quad (4.2)$$

Parametrii de stabilitate  $\mu_1$  și  $\mu_2$  se pot calcula și cu relațiile:

$$\mu_1 = (|\underline{c}_L| - r_L) \text{sign}(D_2); \quad \mu_2 = (|\underline{c}_G| - r_G) \text{sign}(D_1). \quad (4.3)$$

Pentru calculul coeficienții de reflexie de la intrare și de la ieșire se pot utiliza și formulele:

$$\begin{aligned} \underline{\Gamma}_{in} &= \underline{S}_{11} + \frac{\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}\underline{\Gamma}_L}{1 - \underline{S}_{22}\underline{\Gamma}_L} = \frac{\underline{S}_{11} - \underline{\Delta}\underline{\Gamma}_L}{1 - \underline{S}_{22}\underline{\Gamma}_L}, \\ \underline{\Gamma}_{out} &= \underline{S}_{22} + \frac{\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}\underline{\Gamma}_G}{1 - \underline{S}_{11}\underline{\Gamma}_G} = \frac{\underline{S}_{22} - \underline{\Delta}\underline{\Gamma}_G}{1 - \underline{S}_{11}\underline{\Gamma}_G}. \end{aligned} \quad (4.4)$$

Un diport este *stabil necondiționat* dacă pentru orice impedanțe ale generatorului și ale sarcinii cu părțile rezistive (reale)  $R_G$  și  $R_L$  pozitive determină întotdeauna impedanțe de intrare și de ieșire cu părțile rezistive (reale)  $R_{in}$  și  $R_{out}$  pozitive.

Regiunea de stabilitate a sarcinii reprezintă mulțimea tuturor coeficienților de reflexie  $\underline{\Gamma}_L$  pentru care rezultă  $|\underline{\Gamma}_{in}| < 1$ , iar regiunea de stabilitate a generatorului este mulțimea tuturor coeficienților de reflexie  $\underline{\Gamma}_G$  pentru care rezultă  $|\underline{\Gamma}_{out}| < 1$ . În cazul stabilității necondiționate, regiunile de stabilitate ale generatorului (sursei) și sarcinii conțin interioarele cercurilor unitate cu  $|\underline{\Gamma}_L| < 1$  sau  $|\underline{\Gamma}_G| < 1$ . Totuși, în cazul instabilității potențiale, numai porțiunile cercurilor unitate pot să mențină regiunile stabile și astfel,  $\underline{\Gamma}_G$ ,  $\underline{\Gamma}_L$  vor conduce la impedanțe de ieșire și intrare stabile.

Regiunea de stabilitate a sarcinii se definește astfel:

$$|\underline{\Gamma}_L - \underline{c}_L| > r_L, \text{ dacă } D_2 > 0; \quad |\underline{\Gamma}_L - \underline{c}_L| < r_L, \text{ dacă } D_2 < 0, \quad (4.5)$$

Frontiera  $\underline{\Gamma}_L - \underline{c}_L$  corespunde relației  $|\underline{\Gamma}_{in}| = 1$ . Mulțimea complementară a acestor regiuni corespunde regiunii de instabilitate cu  $|\underline{\Gamma}_{in}| > 1$ .

Similar, se definește regiunea de stabilitate a sursei (generatorului), astfel:

$$|\underline{\Gamma}_G - \underline{c}_G| > r_G, \text{ dacă } D_1 > 0; \quad |\underline{\Gamma}_G - \underline{c}_G| < r_G, \text{ dacă } D_1 < 0. \quad (4.6)$$

Ca să avem stabilitate necondiționată, regiunile de stabilitate trebuie să conțină în întregime cercul unitate. Dacă  $D_2 > 0$ , cercul unitate și cercul de stabilitate al sarcinii nu trebuie să se suprapună deloc, așa cum se arată în figura 4.1. Geometric, distanța între punctele A și O din figură 4.1 este  $(OA) = |\underline{c}_L| - r_L$ . Disjuncția cercurilor cere să fie satisfăcută condiția  $(OA) > 1$  sau echivalent  $|\underline{c}_L| - r_L > 1$ , [34 - 37].

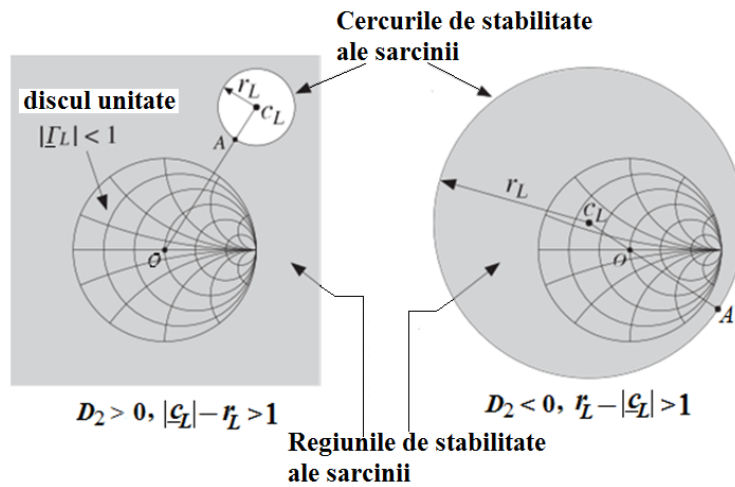


Fig. 4.1. Regiunile de stabilitate în cazul stabilității necondiționate.

Condițiile de stabilitate (4.5) se pot combina într-una singură  $sign(D_2) * |\underline{c}_L| - r_L > 1$ , echivalentă cu  $\mu_1 > 1$ . Geometric, parametrul  $\mu_1$  reprezintă distanța (OA). Deci, condiția pentru stabilitatea necondiționată a intrării este echivalentă cu:

$$\mu_1 > 1 \text{ - condiție de stabilitate neconditionata} \quad (4.7)$$

Edwards și Sinsky au arătat că singura condiție (4.7) (sau, alternativ, singura condiție  $\mu_2 > 1$ ) este necesară și suficientă pentru stabilitatea necondiționată atât a impedanțelor de la intrare cât și a celor de la ieșire pentru un diport. Evident, regiunile de stabilitate ale sursei sunt similare cu cele din figura 4.1.

Oricare din următoarele criterii sunt necesare și suficiente pentru stabilitatea necondiționată, [36, 38]:

$$K > 1 \text{ and } |\underline{\Delta}| < 1; K > 1 \text{ and } B_1 > 0; K > 1 \text{ and } B_2 > 0; \quad (4.8)$$

$$K > 1 \text{ and } |\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}| < 1 - |\underline{S}_{11}|^2; K > 1 \text{ and } |\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}| < 1 - |\underline{S}_{22}|^2.$$

Toate criteriile (4.8) sunt echivalente cu  $\mu_1 > 1$ .

Figura 4.2 ilustrează un caz de instabilitate potențială. Dacă  $D_2 > 0$ , atunci  $\mu_1 < 1$  este echivalent cu  $|\underline{c}_L| - r_L < 1$  și dacă  $D_2 < 0$ , este echivalent cu  $r_L - |\underline{c}_L| < 1$ . În orice caz, cercul unitate este parțial suprapus peste cercul de stabilitate, așa cum arată figura 4.2. Porțiunea de cerc unitate care nu se află (întinde) în interiorul regiunii de stabilitate corespunde unei impedanțe  $\underline{Z}_{in}$  instabilă.

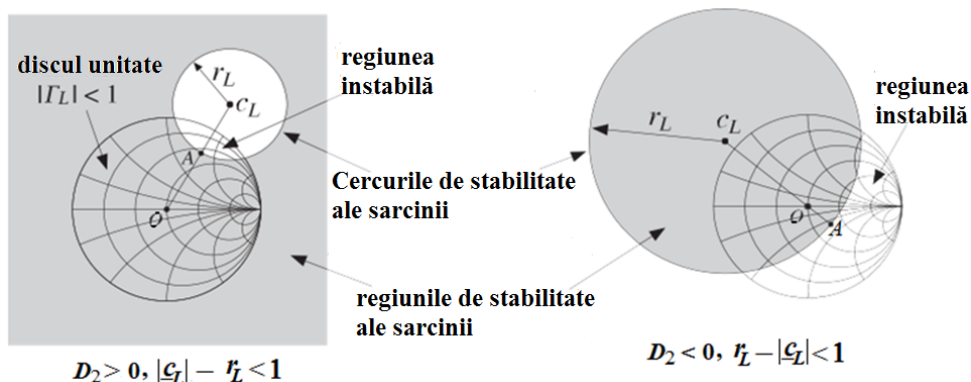


Fig. 4.2. Regiunile de stabilitate în cazul instabilității potențiale.

Cinci definiții larg folosite pentru câștigul de putere al unui diport sunt: *câștigul de putere captat*  $G_t$ , *câștigul de putere disponibil*  $G_a$  și *câștigul (randamentul) de transfer al puterii*  $G_p$ , numit și *câștigul de funcționare*, *câștigul maxim disponibil*  $G_{MAG}$  și *câștigul maxim stabil*  $G_{MSG}$ , [36, 38] (fig. 4.3).

Trei definiții utilizate pe scară largă pentru câștigul de putere al circuitului diport sunt: câștigul de putere captat (al traductorului)  $G_t$ , câștigul de putere disponibil  $G_a$  și câștigul de putere  $G_p$ , numit și câștig de funcționare, [30, 38] (fig. 4.3).

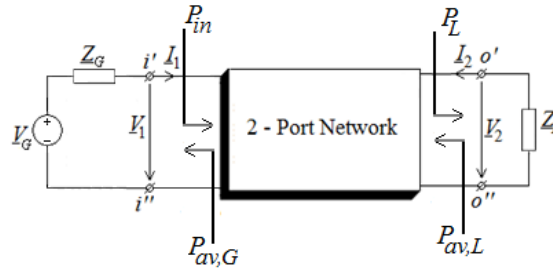


Fig. 4.3. Definiția câștigurilor de putere.

Aceste câștiguri se pot exprima în funcție de parametrii  $\underline{S}$ ,  $\underline{Z}$  și de coeficienții de reflexie, astfel:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{av,G}} = \frac{1 - |\underline{\Gamma}_G|^2}{|1 - \underline{\Gamma}_{in} \underline{\Gamma}_G|^2} |\underline{S}_{21}|^2 \frac{1 - |\underline{\Gamma}_L|^2}{|1 - \underline{S}_{22} \underline{\Gamma}_L|^2} = \frac{1 - |\underline{\Gamma}_L|^2}{|1 - \underline{\Gamma}_{out} \underline{\Gamma}_L|^2} |\underline{S}_{21}|^2 \frac{1 - |\underline{\Gamma}_G|^2}{|1 - \underline{S}_{11} \underline{\Gamma}_G|^2}, \quad (4.16)$$

$$G_a = \frac{P_{av,L}}{P_{av,G}} = \frac{R_G}{R_{out}} \left| \frac{\underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_{11} + \underline{Z}_G} \right|^2 = \frac{1 - |\underline{\Gamma}_G|^2}{|1 - \underline{S}_{11} \underline{\Gamma}_G|^2} |\underline{S}_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\underline{\Gamma}_{out}|^2}, \quad (4.17)$$

și

$$G_p = \eta_{21} = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{R_L}{R_{in}} \left| \frac{\underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_{11} + \underline{Z}_G} \right|^2 = \frac{1}{1 - |\underline{\Gamma}_{in}|^2} |\underline{S}_{21}|^2 \frac{1 - |\underline{\Gamma}_L|^2}{|1 - \underline{S}_{22} \underline{\Gamma}_L|^2}. \quad (4.18)$$

Câștigul de putere captat este maximizat când circuitul diport este simultan adaptat, adică, când  $\underline{\Gamma}_{in} = \underline{\Gamma}_G^*$  și  $\underline{\Gamma}_L = \underline{\Gamma}_{out}^*$ . Câștigul maxim de putere atins, când diportul este simultan adaptat, se numește câștigul disponibil maxim de putere:

$$G_{T,max} = G_{a,max} = G_{p,max} = G_{MAG}. \quad (4.19)$$

Condiția necesară și suficientă pentru o adaptare simultană este  $K \geq 1$ , unde  $K$  este factorul de stabilitate Rollet. Se poate demonstra că  $G_{MAG}$  are expresia:

$$G_{MAG} = \frac{|\underline{S}_{21}|}{|\underline{S}_{12}|} \left( K - \sqrt{K^2 - 1} \right), \quad (4.20)$$

numit *câștigul disponibil maxim de putere*.

*Câștigul maxim de stabilitate* ( $G_{MSG}$ ) reprezintă valoarea maximă a  $G_{MAG}$ , care este obținut când  $K = 1$ :

$$G_{MSG} = \frac{|\underline{S}_{21}|}{|\underline{S}_{12}|}, \quad (4.21)$$

numit *câștig maxim de stabilitate*.

Raportul de undă staționară (RUS / SWR)  $\sigma$  se definește prin relația:

$$\sigma = SWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}. \quad (4.22)$$

Pentru a facilita studiul stabilității sistemului format din două bobine cuplate magnetic, considerat ca diport linear pasiv în regim armonic, folosind parametrii  $\underline{S}$ , s-au elaborat funcții în MATLAB.

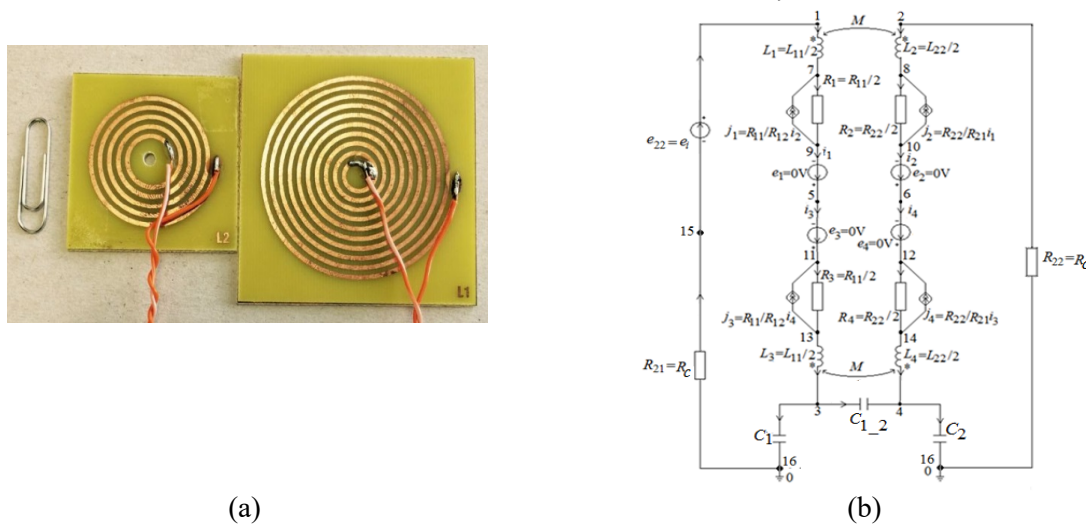
### 4.3. Exemplu

Se consideră bobinele imprimare reprezentate în figura 4.4, a, iar schema echivalentă SPICE, obținută cu programul ANSYS EXTRACTOR Q3D [19], a celor două bobine cuplate magnetic este dată în figura 4.4, b.

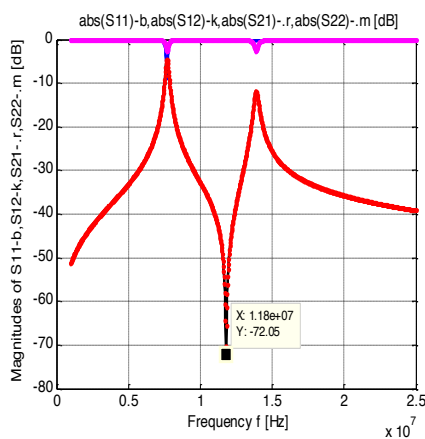
Mai întâi s-au generat, cu programul SYSEG, [15], expresiile parametrilor  $\underline{S}$  în funcție de frecvență. Rulând funcțiile și rutinele implementate în MATLAB și în MAPLE, pentru exemplul considerat, s-au obținut rezultatele ce vor fi expuse în cele ce urmează.

Figura 4.5 arată că modulele parametrilor  $\underline{S}_{11}$  și  $\underline{S}_{22}$  ( $\underline{S}_{12}$  și  $\underline{S}_{21}$ ) prezintă minime (maxime și minime) la aceleași frecvențe, deși valorile acestor extreme nu sunt identice.

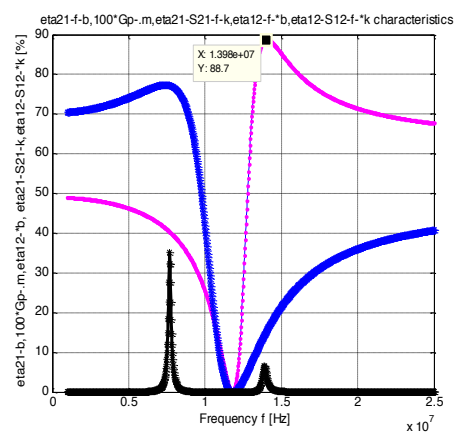
Figura 4.6 prezintă variațiile cu frecvența ale randamentelor de transfer al puterii active  $\eta_{21}$  (de la intrare la ieșire) și  $\eta_{12}$  (de la ieșire la intrare),  $Gp*100$  și ale randamentelor de transmisie a semnalelor  $\eta_{21\_S21}$  – de la intrare la ieșire și  $\eta_{12\_S12}$  – de la ieșire la intrare. Din figura 4.6 se observă că randamentele  $\eta_{21}$  și  $Gp*100$  au variații cu frecvența identice și valoarea maximă a randamentului este de 88.7 % la o frecvență de 13.89 MHz.



**Fig. 4.4** a) Structura celor două bobine imprimate (pcb spiral Coils); b) Circuitul echivalent SPICE obținut cu programul EXTRACTOR Q3D.



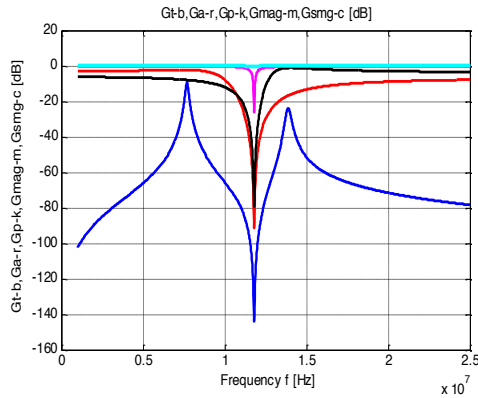
**Fig. 4.5.**  $\text{mag}(\underline{S}_{11})$ ,  $\text{mag}(\underline{S}_{12})$ ,  $\text{mag}(\underline{S}_{21})$  și  $\text{mag}(\underline{S}_{22})$  în funcție de frecvență.



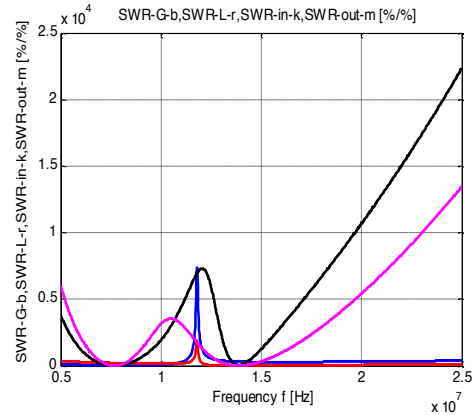
**Fig. 4.6.** Randamentele  $\eta_{21-b}$ ,  $100*Gp-m$ ,  $\eta_{12-S21-k}$ ,  $\eta_{12-S12-k}$  în funcție de frecvență.

Figura 4.7 reprezintă variațiile cu frecvența ale câștigurile: de putere captată  $G_t$ , de putere disponibilă  $G_a$ , de funcționare (randamentul)  $G_p$ , de putere maximă  $G_{mag}$  și de putere maximă stabilă  $G_{msg}$ .

Figura 4.8 redă variațiile cu frecvența ale raportului de undă staționară în raport cu: coeficientul de reflexie al: sursei, sarcinii, în raport cu intrarea și în raport cu ieșirea.

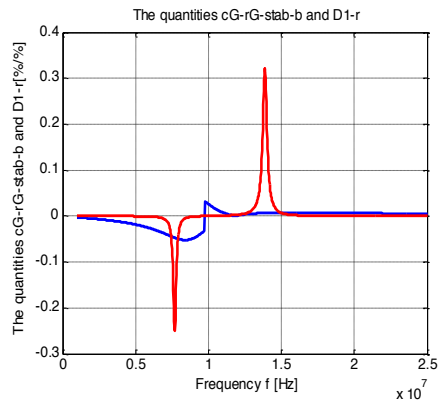


**Fig. 4.7.** Variațiile cu frecvența ale câștigurile: de putere captată  $G_b$ , de putere disponibilă  $G_a$ , de funcționare  $G_p$ , de putere maximă  $G_{mag}$  și de putere maximă stabilă  $G_{msg}$ .

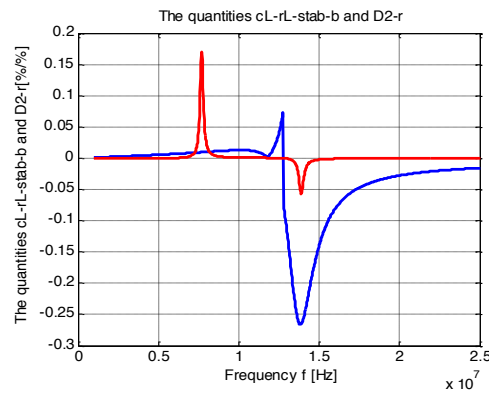


**Fig. 4.8.** SWR- $\Gamma_G$ -b, SWR- $\Gamma_L$ -r, SWR- $\Gamma_{in}$ -k și SWR- $\Gamma_{out}$ -m în funcție de frecvență.

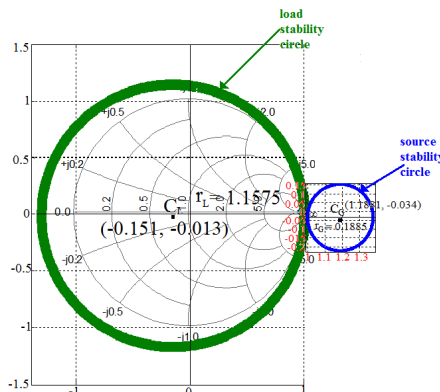
În figura 4.9 (fig. 4.10) sunt expuse variațiile cu frecvența ale coeficientului de stabilitate  $k_{stab} = |\underline{\Gamma}_G - \underline{c}_G| - r_G$  și constantei  $D_1$  ( $k_{stab} = |\underline{\Gamma}_L - \underline{c}_L| - r_L$  și constantei  $D_2$ ). Se constată că sistemul de două bobine cuplate magnetic analizat este stabil pe toată plaja de variație a frecvenței, deoarece sunt satisfăcute inegalitățile  $|\underline{\Gamma}_G - \underline{c}_G| > r_G$ , dacă  $D_1 > 0$ ;  $|\underline{\Gamma}_G - \underline{c}_G| < r_G$ , dacă  $D_1 < 0$  ( $|\underline{\Gamma}_L - \underline{c}_L| > r_L$ , dacă  $D_2 > 0$ );  $|\underline{\Gamma}_L - \underline{c}_L| < r_L$ , dacă  $D_2 < 0$ ).



**Fig. 4.9.** Variațiile cu frecvența ale coeficientului de stabilitate  $k_{stab} = |\underline{\Gamma}_G - \underline{c}_G| - r_G$  și constantei  $D_1$ .



**Fig. 4.10.** Variațiile cu frecvența ale coeficientului de stabilitate  $k_{stab} = |\underline{\Gamma}_L - \underline{c}_L| - r_L$  și constantei  $D_2$ .



**Fig.4.11.** Cercurile de stabilitate ale sursei și sarcinii la frecvența de 13.768 MHz.

În figura 4.11 se prezintă, pe diagrama Smith, cercurile de stabilitate ale sursei și sarcinii.

#### 4.4. Concluzii

Plecând de la definirea corectă a parametrilor  $\underline{S}$  (bazată pe teoria circuitelor) se generează automat matricea  $\underline{S}$  a parametrilor de împrăștiere și apoi, pe baza acestei matrice, se calculează matricele  $\underline{Z}$ ,  $\underline{Y}$  și  $\underline{T}$ . Considerând cele două bobine (rezonatoare) cuplate magnetic, utilizate în transferul wireless a puterii, ca un diport liniar pasiv în regim armonic se determină: impedanțele complexe de intrare și de ieșire,  $Z_{in}$  și  $Z_{out}$ ; coeficienții de reflexie:  $\Gamma_G$ ,  $\Gamma_L$ ,  $\Gamma_{in}$  și  $\Gamma_{out}$ ; funcțiile de transfer  $e_c(u_C)$ ; coeficienții de stabilitate:  $K$  – factor de stabilitate Rollet,  $\mu_1$  și  $\mu_2$  – factori de stabilitate, centrele și razele cercurilor de stabilitate ale sursei și ale sarcinii, diverse constante necesare definirii factorilor de stabilitate și sunt deduse relațiile dintre aceste mărimi și parametrii  $\underline{S}$ . Se prezintă modul practic de utilizare a acestor parametri în eficientizarea proceselor de transmisie și propagare a informației și a transferului wireless al energiei electromagnetice din punctul de vedere al transmisie semnalelor de la emițător la receptor și din punctul de vedere al randamentului de transfer al puterii active de la intrarea sistemelor wireless de transfer al puterii la sarcinile conectate la ieșirea acestora. Pe baza teoremei transferului maxim de putere activă se calculează puterea activă maximă transmisă de un SWTP sarcinii și, în funcție de parametrii  $\underline{S}$ , se determină cei mai utilizați, în practică, coeficienți de performanță: câștigul de putere captată  $G_r$ , câștigul de putere disponibil  $G_a$ , câștigul (randamentul) de transfer al puterii  $G_p$ , numit și câștigul de funcționare, câștigul de putere maximă și câștigul de putere maximă stabile. S-au stabilit condițiile necesare și suficiente ca două bobine cuplate magnetic (echivalate cu un diport liniar pasiv) să fie *stabile necondiționat*. În lucrare s-a elaborat o procedură de generare, pe diagrama Smith, a cercurilor de stabilitate corespunzătoare sursei și sarcinii.

În final, s-au elaborat și implementat proceduri pentru calculul: coeficienților de reflexie, al rapoartelor de unde staționare (SWR), al impedanțelor de la intrare și de la ieșire, al randamentelor de transmitere a puterii active de la intrare la ieșire (de la ieșire la intrare), al randamentelor de transmisie a semnalelor, a câștigurilor de putere, al diverșilor coeficienți de stabilitate, al centrelor și razelor cercurilor de stabilitate de la sursă și de la generator, al matricelor  $\underline{S}$ ,  $\underline{T}$ ,  $\underline{Z}$  și  $\underline{Y}$  și al diagramelor Smith. Rezultatele obținute prin simulări au fost comparate cu cele prezentate în literatura de specialitate și cu cele experimentale.

Acuratețea calculelor și ale reprezentărilor grafice, obținute prin simulări, este confirmată de rezultatele obținute cu programul ADS, înzestrat cu subrutine specifice generării parametrilor  $\underline{S}$  și a celorlalte mărimi necesare în determinarea regiunilor de stabilitate ale sistemelor wireless de transfer al puterii electrice.



## 5. CALCULUL FACTORULUI MERIT $kQ$ ȘI PROPRIETĂȚILE SISTEMELOR DE TRANSFER WIRELESS AL PUTERII ELECTROMAGNETICE

### 5.1. Introducere

Majoritatea inginerilor din secolul 20 au crezut că transferul inductiv al puterii este datorat coeficientului de cuplaj  $k$  dintre cele două bobine. Kurs și colaboratorii lui, în 2007, [23], au demonstrat că, deși factorul de cuplaj  $k$  este mic, se poate efectua un transfer wireless puternic de putere, dacă se îmbunătățește factorul de calitate  $Q$  al celor două bobine cuplate magnetic. Prin urmare produsul  $kQ$  fiind un număr real, el poate satisface cerințele să lucreze (funcționeze) ca un *coeficient de merit*, [5, 39 – 41, 42, 43].

În acest capitol se va demonstra cum produsul  $kQ$  se poate calcula în funcție de parametrii convenționali  $\underline{Z}$ ,  $\underline{Y}$ ,  $\underline{T}$  sau  $\underline{S}$  ai sistemelor electrice diport.

Sistemul de bobine cuplate magnetic, utilizat în transferul wireless al puterii electromagnetice, poate fi descris ca un diport liniar pasiv (fig. 5.1).

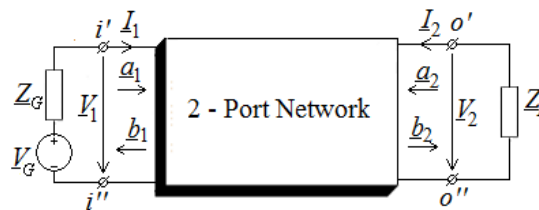


Fig. 5.1. Diport liniar pasiv conectat la generator și sarcină.

Pentru a putea compara între ele, fără ambiguitate, diferite sisteme wireless de transfer al puterii,  $FdM$  trebuie să fie un număr scalar unic. Este de preferat ca  $FdM$  să fie o mărime adimensională. Aceste cerințe sunt probleme semnificative pentru sistemele electrice diport, deoarece acestea sunt caracterizate, în regim armonic la frecvențe joase, de matricele complexe  $\underline{Z}$ ,  $\underline{Y}$  și  $\underline{T}$  care au dimensiunea unor *imitanțe* [41, 43]. La frecvențe înalte matricele  $\underline{Z}$ ,  $\underline{Y}$  și  $\underline{T}$  se pot exprima în funcție de parametrii  $\underline{S}$ , care pot fi mășurați cu analizorul vectorial de rețea (VNA). Pentru a calcula  $FdM$  care să satisfacă cerințele de mai sus, primul pas este de a descompune numerele complexe în părțile lor reale și imaginare.

Acest capitol prezintă trei definiții pentru factorul de merit  $kQ$ . Toate cele trei definiții se bazează pe teoria circuitelor electrice. Calculul coeficientului de merit  $kQ$  pentru diverse configurații de sisteme diport se efectuează simplu, folosind un simulator de circuite. Sunt prezentate trei exemple semnificative care validează corectitudinea definițiilor și metodelor de calcul expuse.

### 5.2. Calculul factorului de merit $kQ$

Cea mai simplă expresie a factorului de merit  $kQ$ , pentru un sistem diport format din două bobine cuplate magnetic, este dată de relația, [8, 13, 14]:

$$kQ_{-1} = k \cdot \sqrt{Q_1 \cdot Q_2}, \quad (5.1)$$

unde:  $k$  este coeficientul de cuplaj,  $k = M / \sqrt{L_1 \cdot L_2}$ , dintre cele două bobine și  $Q_1 = \omega L_1 / R_1$ ,  $Q_2 = \omega L_2 / R_2$  sunt factorii de calitate ai bobinei emițător, respective, bobinei receptor.

Pentru structuri complexe ale sistemelor (circuitelor) bipolare factorul de merit se definește în funcție de părțile reale și imaginare ale matricei impedanțelor complexe  $\underline{Z}$ . Matricea impedanțelor complexe ale unui sistem diport, care funcționează în regim armonic, are structura:

$$\underline{Z} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{11} & \underline{Z}_{12} \\ \underline{Z}_{21} & \underline{Z}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} \\ X_{21} & X_{22} \end{bmatrix} = \mathbf{R} + j\mathbf{X}. \quad (5.2)$$

Modulul impedanței  $\underline{Z}_{21}$ ,  $|\underline{Z}_{21}| = \sqrt{R_{21}^2 + X_{21}^2}$ , poate să fi considerat ca factor de merit. Totuși, deoarece  $FdM$  este o mărime adimensională, trebuie să găsim o mărime cu aceeași dimensiune ca modulul lui  $\underline{Z}_{21}$ , la care să se împartă acest modul. Prin urmare, se consideră ca numitor pentru factorul de merit, rădăcina pătrată a determinantului matricei rezistențelor, numită *Rezistența Scalară Echivalentă - RSE (Equivalent Scalar Resistance - ESR)*.

$$RSE = \sqrt{R_{11}R_{22} - R_{12}R_{21}}. \quad (5.3)$$

Deci, factorul de merit  $kQ_{-2}$  are expresia:

$$kQ_{-2} = \frac{|\underline{Z}_{21}|}{\sqrt{R_{11}R_{22} - R_{12}R_{21}}}. \quad (5.4)$$

În lucrarea [12] se propune pentru calculul factorului de merit  $kQ$ , pentru un sistem diport de transmitere a puterii, următoarea formulă:

$$kQ_{-3} = \sqrt{\frac{R_{11}R_{22} + X_{12}X_{21}}{R_{11}R_{22} - R_{12}R_{21}}}. \quad (5.5)$$

Cu definițiile de mai sus ale lui  $kQ$ , randamentul maxim al unui sistem de transmitere a puterii poate fi exprimat astfel:

$$\eta_{\max} = \frac{kQ - 1}{kQ + 1}. \quad (5.6)$$

Variația randamentului de transmitere a puterii în funcție de factorul de merit este prezentată în figura 5.2.

Matricea impedanțelor complexe  $\underline{Z}$  se poate exprima în funcție de matricea parametrilor  $\underline{S}$ , prin relația, [6]:

$$\underline{Z} = (\mathbf{I}_2 - \underline{S})^{-1} \cdot (\mathbf{I}_2 + \underline{S})Z_0, \quad (5.7)$$

unde  $\mathbf{I}_2$  este matricea unitate de ordinul 2.

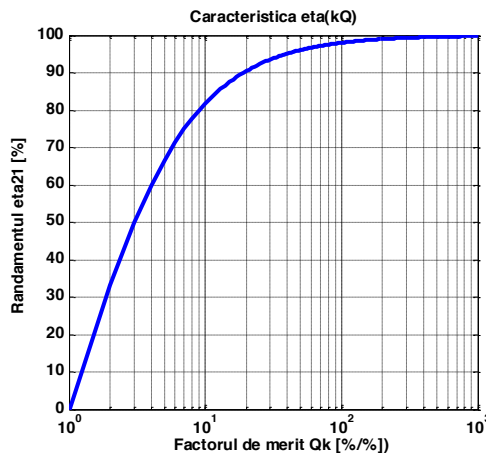


Fig. 5.2. Variația randamentului maxim  $\eta_{21_{\max}}$  în funcție de factorul de merit  $kQ$ .

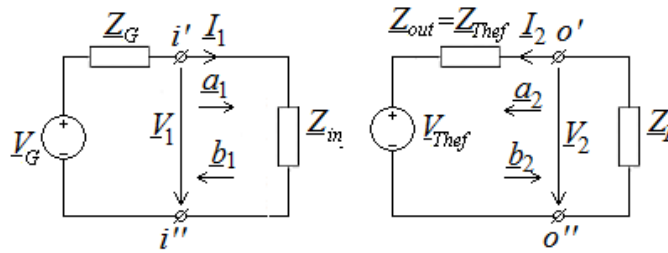
Impedanța de intrare (de la bornele  $i' - i''$ )  $\underline{Z}_{in}$  se definește astfel:

$$\underline{Z}_{in} = \underline{Z}_{11} - \frac{\underline{Z}_{12}\underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_L + \underline{Z}_{22}}, \quad (5.8)$$

Impedanța de ieșire (de la bornele  $o' - o''$ )  $\underline{Z}_{out}$  se definește prin relația:

$$\underline{Z}_{out} = \underline{Z}_{22} - \frac{\underline{Z}_{12}\underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_G + \underline{Z}_{11}}. \quad (5.9)$$

Impedanțele de intrare și de ieșire  $\underline{Z}_{in}$  și  $\underline{Z}_{out}$  permit substituirea, conform teoremei generatorului echivalent de tensiune (teorema lui Thévenin), a diportului linear pasiv din figura 5.1 cu circuitele echivalente reprezentate în figura 5.3, [6, 14, 15, 44].



**Fig. 5.3.** Circuitele echivalente de la intrarea și de la ieșirea unui diport linear pasiv.

$$\text{Tensiunea } \underline{V}_{Thef} = \underline{V}_2 \Big|_{\underline{I}_2=0, \underline{V}_1=\underline{V}_G-\underline{Z}_G \underline{I}_1} = \frac{\underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_G + \underline{Z}_{11}} \underline{V}_G, \text{ iar } \underline{Z}_{Thef} = \frac{\underline{V}_{Thef}}{\underline{I}_{2_0}} = \underline{Z}_{out}.$$

Randamentul de transmisie a puterii active de la bobina emițător (de la bornele de intrare  $i' - i''$ ) la sarcină (la bornele de ieșire  $o' - o''$ ) se poate calcula cu relația:

$$\eta_{21} = \frac{P_2}{P_1} \cdot 100 = \frac{R_L}{R_{in}} \cdot \left| \frac{\underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_{22} + \underline{Z}_L} \right|^2 \cdot 100, \quad (5.10)$$

unde  $R_{in} = \text{Re}(\underline{Z}_{in})$  și  $R_L = \text{Re}(\underline{Z}_L)$ .

Randamentul de transmisie a semnalelor de la bobina emițător (de la bornele de intrare  $i' - i''$ ) la sarcină (la bornele de ieșire  $o' - o''$ ) are expresia:

$$\eta_{21\_S_{21}} = \underline{S}_{21} \cdot \underline{S}_{21}^* \cdot 100 = |\underline{S}_{21}|^2 \cdot 100, \quad (5.11)$$

Iar randamentul de transmisie a semnalelor de la bobina receptor (de la bornele de ieșire  $o' - o''$ ) la generator (la bornele de intrare  $i' - i''$ ) se calculează cu relația:

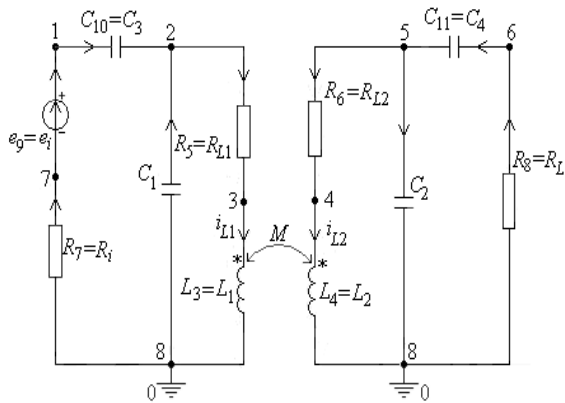
$$\eta_{12\_S_{12}} = \underline{S}_{12} \cdot \underline{S}_{12}^* \cdot 100 = |\underline{S}_{12}|^2 \cdot 100. \quad (5.12)$$

Conform teoremei transferului maxim de putere, sarcina primește putere maximă dacă  $\underline{Z}_L = \underline{Z}_{out}^*$  și are expresia:

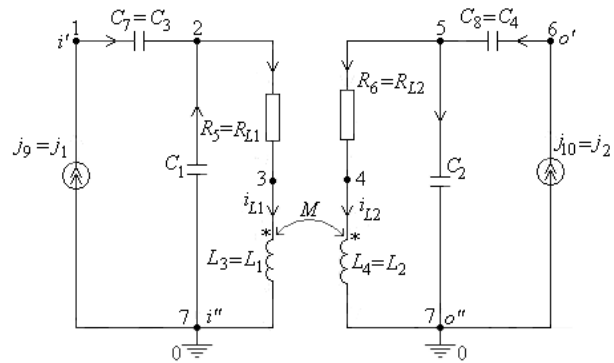
$$P_{L\_max} = \frac{V_{Thef}^2}{4 \cdot \text{Re}(\underline{Z}_{out})}. \quad (5.13)$$

### 5.3. Exemplu

Ca exemplu, se consideră circuitul linear diport din figura 5.4 care reprezintă circuitul echivalent al unui rezonator cuplat magnetic cu o topologie combinată serie-paralel, utilizat în transferul wireless al puterii.



**Fig. 5.4.** Circuitul echivalent al unui rezonator cuplat magnetic cu o topologie combinată serie-paralel.

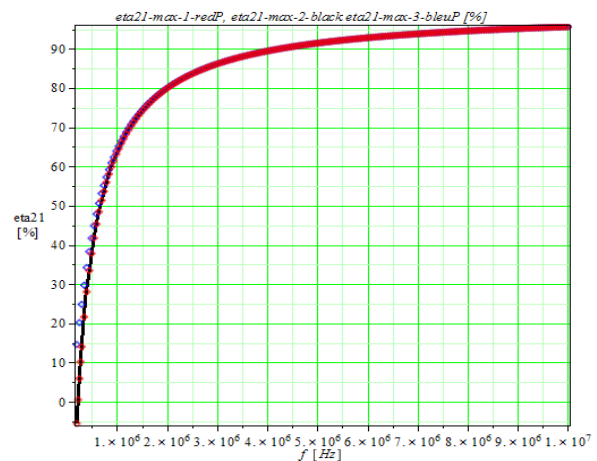


**Fig. 5.5.** Conectarea surselor independente de curent  $j_1$  și  $j_2$  la porțile intrare – ieșire ale circuitului din figura 5.4, pentru calculul elementelor matricei  $Z$ .

În figura 5.6 (fig. 5.7) se prezintă variațiile cu frecvența ale factorului de merit (ale randamentului maxim de transmitere a puterii) pentru cele trei expresii ale factorului de merit.



**Fig. 5.6.** Variațiile cu frecvența ale factorului de merit pentru cele trei formule.



**Fig. 5.7.** Variațiile cu frecvența ale randamentului maxim pentru cele trei formule de calcul ale factorului de merit.

Din figurile 5.6 și 5.7 se constată că valorile factorului de merit, respectiv ale randamentului maxim, la diferite frecvențe, sunt aceleași pentru cele trei formule de calcul al factorului de merit.

Pentru frecvența de rezonanță  $f_0 = 1.805$  MHz a rezonatorului din figura 5.4, cei trei factori de merit și cele trei randamente maxime corespunzătoare au valorile din tabelul 5.1.

**Tabelul 5.1. Factorii de merit și randamentele maxime corespunzătoare**

$kQ_{1,f_0} = 8.07987$	$\eta_{max\_1,f_0} = 77.97326\%$
$kQ_{2,f_0} = 8.07987$	$\eta_{max\_2,f_0} = 77.97326\%$
$kQ_{3,f_0} = 8.14150$	$\eta_{max\_3,f_0} = 78.12180\%$

Din tabelul 5.1 se observă că pentru primele două cazuri valorile sunt identice, valorile pentru cazul 3 sunt mai mari, erorile fiind sub 0.8%.

Circuitul din figura 5.3 se poate analiza și cu ajutorul programului ADS. Pentru aceasta, în figura 5.8 s-a desenat schema echivalentă a circuitului din figura 5.4 cerută de programul ADS.

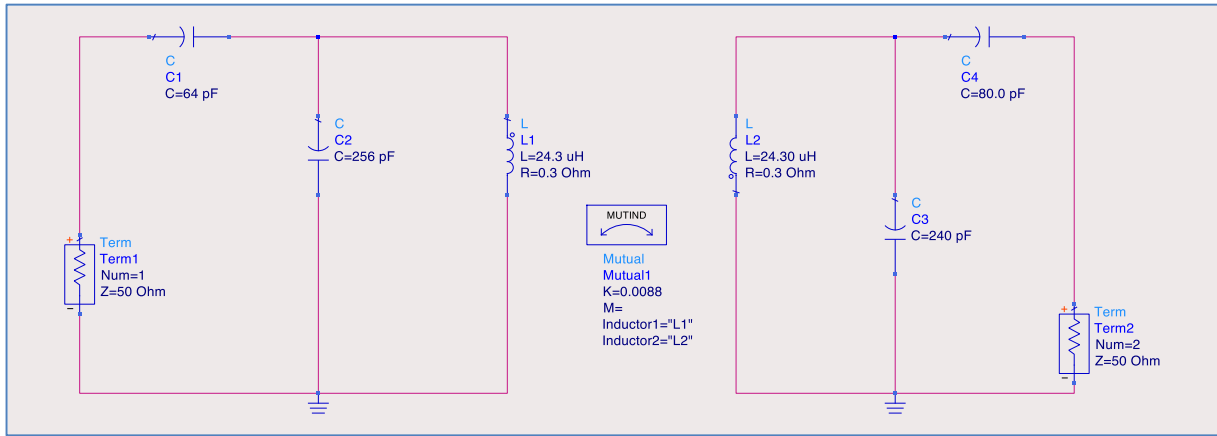


Fig. 5.8. Schema circuitului din figura 5.4, utilizată de programul ADS.

Variația cu frecvența a randamentului de transmitere a puterii active de la emițător la receptor  $\eta_{21} = 100 \cdot P_2/P_1$  este prezentată în figura 5.9, iar în figurile 5.10, respectiv 5.11 sunt expuse variațiile cu frecvența a magnitudinilor parametrilor  $\text{mag}(\underline{S}_{21})$  și  $\text{mag}(\underline{S}_{12})$ , respectiv ale parametrilor  $\text{mag}(\underline{S}_{11})$  și  $\text{mag}(\underline{S}_{22})$ .

Din figurile 5.9 – 5.11 se constată că extremele randamentului și ale magnitudinilor celor patru parametri  $\underline{S}$  corespund aceleași valori a frecvenței  $f_{rez} = 1.805$  MHz. Deoarece circuitul din figura 5.8 este simetric, variațiile cu frecvența ale modulelor parametrilor  $\underline{S}_{12}$  și  $\underline{S}_{21}$  – figura 5.10 ( $\underline{S}_{11}$  și  $\underline{S}_{22}$  – figura 5.11) sunt identice.

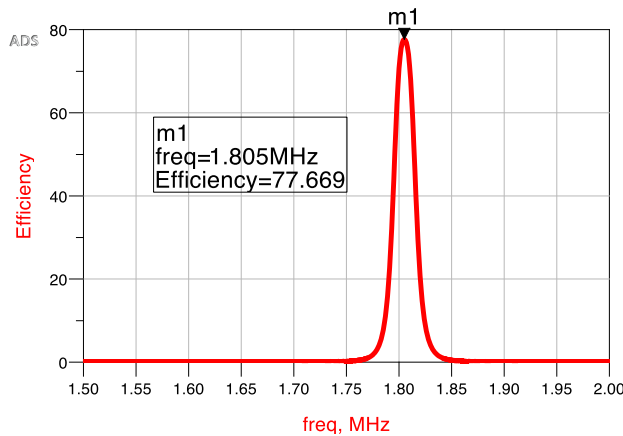


Fig. 5.9. Variația cu frecvența a randamentului  $\eta_{21}$ .

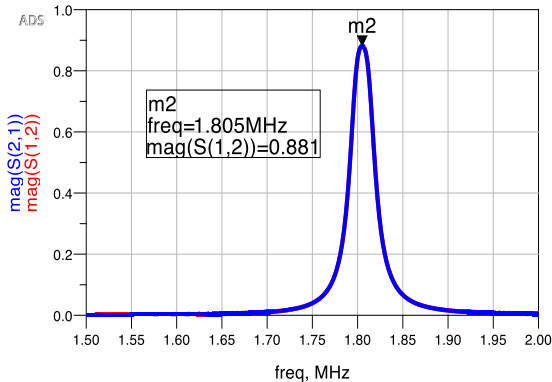


Fig. 5.10. Variațiile cu frecvența ale magnitudinilor parametrilor:  $\text{mag}(\underline{S}_{21})$  și  $\text{mag}(\underline{S}_{12})$ .

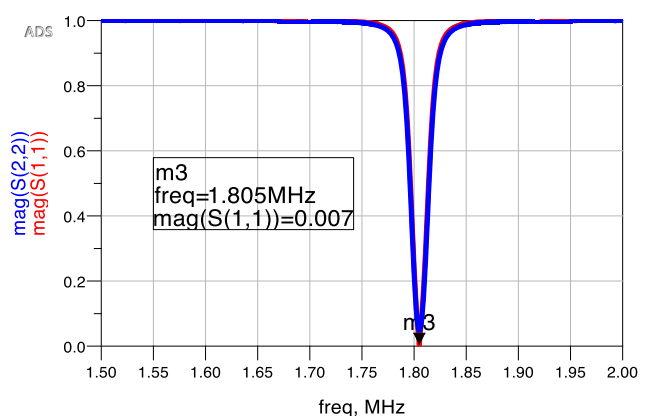
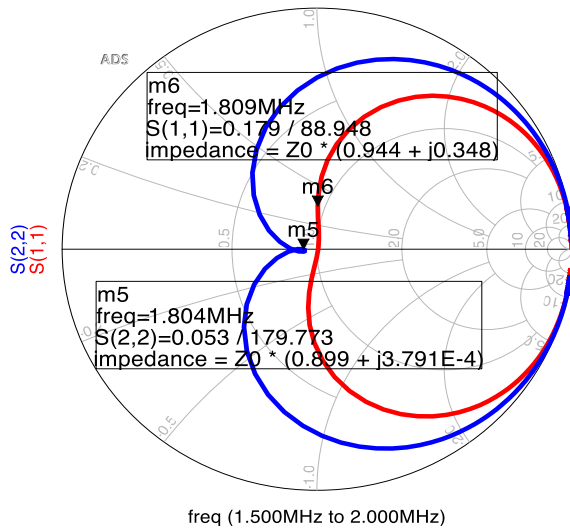
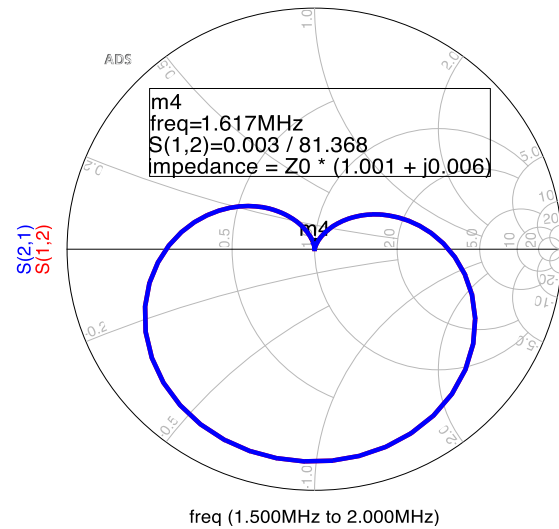


Fig. 5.11. Variațiile cu frecvența ale magnitudinilor parametrilor:  $\text{mag}(\underline{S}_{11})$  și  $\text{mag}(\underline{S}_{22})$ .



**Fig. 5.12.** Reprezentarea parametrilor  $\underline{S}_{11}$  și  $\underline{S}_{22}$  pe diagrama Smith.



**Fig. 5.13.** Reprezentarea parametrilor  $\underline{S}_{12}$  și  $\underline{S}_{21}$  pe diagrama Smith.

În figura 5.12 (fig. 5.13) se prezintă modul de variație cu frecvența pe diagrama Smith, [6], a parametrilor  $\underline{S}_{11}$  și  $\underline{S}_{22}$  ( $\underline{S}_{12}$  și  $\underline{S}_{21}$ ).

#### 5.4. Concluzii

În acest capitol s-a introdus *factorul de calitate (factorul de merit)* al transmisiei, care este mai general și mai exact decât cifra de merit folosită în literatură. Pe baza unui sistem de transmisie generalizat, s-a elaborat o definiție explicită pentru produsul  $kQ$  - numit Figură de Merit -  $FdM$  (Figure of Merit -  $FoM$ ), ca o proprietate nouă a sistemelor de transmisie a energiei electrice, care permite determinarea cu ușurință a intervalului de încărcare din sistem și permite o funcționare eficientă a acestuia.

Se demonstrează că factorul de merit al unui sistem diport de transfer al puterii se poate calcula în funcție de parametrii convenționali  $\underline{Z}$ ,  $\underline{Y}$ ,  $\underline{T}$  sau  $\underline{S}$  ai acestuia. Matricele  $\underline{Z}$ ,  $\underline{Y}$ ,  $\underline{T}$  și  $\underline{S}$  se pot calcula cu ajutorul unui simulator de circuite electrice, dacă se dispune de o schema echivalentă a sistemului. În caz contrar, pentru un sistem real aceste matrici se pot măsura cu ajutorul analizorului vectorial de rețea (VNA – Vector Network Analyser).

Exemplele prezentate confirmă pe deplin justetea definițiilor date factorului de merit și demonstrează utilitatea factorului de transfer în analiza eficienței transferului de putere în sistemele electrice diport. De asemenea, exemplele prezentate confirmă că factorul de merit  $kQ$  are următoarele proprietăți: 1) este un *număr real adimensional*; 2) poate fi dedus din parametrii imitanțelor; 3) reprezintă caracteristicile de transfer ale circuitelor diport; 4) este invariabil în raport cu condițiile sursei și de sarcinii și 5) funcționează ca un  $FdM$  esențial pentru sistemele pasive.

## 6. CONCLUZII

### 6.1. Concluzii generale

Pentru a caracteriza dispozitivele liniare, în regim armonic, se folosesc, la frecvențe mici și medii, parametrii:  $\underline{Z}$ ,  $\underline{Y}$ ,  $\underline{H}$ ,  $\underline{T}$  etc. Când aceste dispozitive funcționează la frecvențe înalte și foarte înalte acești parametri nu pot fi utilizați, deoarece ei necesită circuite cu anumite laturi scurtcircuitate sau lăsate în gol (întrerupte) pentru efectuarea măsurătorilor, astfel încât curenții și tensiunile din circuit să poată fi calculate.

La frecvențe înalte și foarte înalte, pentru analiza calitativă a circuitelor analogice se pot folosi parametrii de împrăștiere (de repartiție) – notați  $\underline{S}$ , care sunt mărimi complexe, dependente de frecvență, asociate unui sistem liniar multiport aflat în regim armonic.

Definirea corectă, pe baza teoriei circuitelor electrice, a parametrilor  $\underline{S}$  a permis generarea lor automată, folosind ecuațiile de stare sau ecuațiile nodale modificate.

Programele utilizate pentru generarea parametrilor  $\underline{S}$  pentru diferite configurații de rezonatoare cuplate magnetic, CADENCE; ADS; ANSOFT EXTRACTOR, FEKO, SYSEG și SCAP, au validat corectitudinea formulelor (2.6) – (2.9) de definire a parametrilor  $\underline{S}$ .

Considerând cele două bobine (rezonatoare) cuplate magnetic, utilizate în transferul wireless a puterii, ca un diport liniar pasiv în regim armonic, se determină parametrii  $\underline{S}$  pentru toate tipurile de conexiuni. În lucrare se arată modul practic de utilizare a acestor parametri în eficientizarea proceselor de transmisie și propagare ale informației și ale transferului wireless al energiei electromagnetice de la emițător la receptor.

Odată ce parametrii  $\underline{S}$  au fost generați, pentru un set de frecvențe, se pot genera următoarele elemente necesare analizei calitative a circuitelor analogice: matricele  $\underline{T}$ ,  $\underline{Z}$  și  $\underline{Y}$ ; coeficienții de reflexivitate  $\underline{\Gamma}_G$ ,  $\underline{\Gamma}_L$ ,  $\underline{\Gamma}_{in}$  și  $\underline{\Gamma}_{out}$ ; randamentele de transmitere a puterii active  $\eta_{21}$  și  $\eta_{12}$ ; randamentele de transmisie a semnalelor  $\eta_{21\_S21}$  și  $\eta_{12\_S12}$ ; impedanțele de intrare și de ieșire  $\underline{Z}_{in}$  și  $\underline{Z}_{out}$ ; generatorul echivalent Thévenin; câștigul de putere captat  $G_t$ , câștigul de putere disponibil  $G_a$  și câștigul (randamentul) de transfer al puterii  $G_p$ , numit și câștigul de funcționare și diagramele Smith pentru parametrii  $\underline{S}$ .

Pentru analiza stabilității sistemelor de transfer wireless a puterii electrice se generează automat matricea  $\underline{S}$  a parametrilor de împrăștiere și apoi, pe baza acestei matrice, se calculează matricele  $\underline{Z}$ ,  $\underline{Y}$  și  $\underline{T}$ . Considerând cele două bobine (rezonatoare) cuplate magnetic, utilizate în transferul wireless a puterii, ca un diport liniar pasiv în regim armonic se determină: impedanțele complexe de intrare și de ieșire,  $\underline{Z}_{in}$  și  $\underline{Z}_{out}$ ; coeficienții de reflexivitate:  $\underline{\Gamma}_G$ ,  $\underline{\Gamma}_L$ ,  $\underline{\Gamma}_{in}$  și  $\underline{\Gamma}_{out}$ ; funcțiile de transfer  $e_c(u_c)$ ; coeficienții de stabilitate:  $K$  – factor de stabilitate Rollet,  $\mu_1$  și  $\mu_2$  – factori de stabilitate, centrele și razele cercurilor de stabilitate ale sursei și ale sarcinii, diverse constatări necesare definirii factorilor de stabilitate și sunt deduse relațiile dintre aceste mărimi și parametrii  $\underline{S}$ . Se prezintă modul practic de utilizare a acestor parametri în eficientizarea proceselor de transmisie și propagare a informației și a transferului wireless al energiei electromagnetice din punctul de vedere al transmisiei semnalelor de la emițător la receptor și din punctul de vedere al randamentului de transfer al puterii active de la intrarea sistemelor wireless de transfer al puterii la sarcinile conectate la ieșirea acestora. Pe baza teoremei transferului maxim de putere activă se calculează puterea activă maximă transmisă de un SWTP sarcinii și, în funcție de parametrii  $\underline{S}$ , se determină cei mai utilizați, în

practică, coeficienți de performanță: câștigul de putere captată  $G_t$ , câștigul de putere disponibil  $G_a$ , câștigul (randamentul) de transfer al puterii  $G_p$ , numit și câștigul de funcționare, câștigul de putere maximă și câștigul de putere maximă stabile. S-au stabilit condițiile necesare și suficiente ca două bobine cuplate magnetic (echivalate cu un diport linear pasiv) să fie *stabile necondiționat*. În lucrare s-a elaborat o procedură de generare, pe diagrama Smith, a cercurilor de stabilitate corespunzătoare sursei și sarcinii.

În final s-au elaborat și implementat proceduri pentru calculul: coeficienților de reflexie, al rapoartelor de unde staționare (SWR), al impedanțelor de la intrare și de la ieșire, al randamentelor de transmitere a puterii active de la intrare la ieșire (de la ieșire la intrare), al randamentelor de transmisie a semnalelor, a câștigurilor de putere, al diverșilor coeficienți de stabilitate, al centrelor și razelor cercurilor de stabilitate de la sursă și de la generator, al matricelor  $\underline{S}$ ,  $\underline{T}$ ,  $\underline{Z}$  și  $\underline{Y}$  și al diagramelor Smith. Rezultatele obținute prin simulări au fost comparate cu cele prezentate în literatura de specialitate și cu cele experimentale.

Acuratețea calculelor și ale reprezentărilor grafice, obținute prin simulări, este confirmată de rezultatele obținute cu programul ADS, înzestrat cu subrutine specifice generării parametrilor  $\underline{S}$  și a celorlalte mărimi necesare în determinarea regiunilor de stabilitate ale sistemelor de transfer wireless al puterii electrice.

În capitolul 5 s-a introdus *factorul de calitate (factorul de merit)* al transmisiei, care este mai general și mai exact decât cifra de merit folosită în literatură. Pe baza unui sistem de transmisie generalizat, s-a elaborat o definiție explicită pentru produsul  $kQ$  - numit Figură de Merit -  $FdM$  (Figure of Merit -  $FoM$ ), ca o proprietate nouă a sistemelor de transmisie a energiei electrice, care permite determinarea cu ușurință a intervalului de încărcare din sistem și permite o funcționare eficientă a acestuia.

Se demonstrează că factorul de merit al unui sistem diport de transfer al puterii se poate calcula în funcție de parametrii convenționali  $\underline{Z}$ ,  $\underline{Y}$ ,  $\underline{T}$  sau  $\underline{S}$  ai acestuia.

Exemplele prezentate confirmă pe deplin justetea definițiilor date factorului de merit și demonstrează utilitatea factorului de transfer în analiza eficienței transferului de putere în sistemele electrice diport. De asemenea, exemple prezentate confirmă că factorul de merit  $kQ$  are următoarele proprietăți: 1) este un *număr real adimensional*; 2) poate fi dedus din parametrii imitanțelor; 3) reprezintă caracteristicile de transfer ale circuitelor diport; 4) este invariabil în raport cu condițiile sursei și de sarcinii și 5) funcționează ca un  $FdM$  esențial pentru sistemele pasive.

## 6.2. Contribuții originale

Principalele contribuții originale aduse de autor în teză sunt:

- ✓ S-a realizat o documentare aprofundată asupra temei, rezultatele fiind sintetizate într-o manieră utilă unor cercetări ulterioare în domeniu.
- ✓ Definirea corectă a parametrilor  $\underline{S}$ , folosind teoria circuitelor electrice și s-au expus câteva proceduri eficiente de calcul al acestor parametri.
- ✓ Elaborarea unor rutine eficiente în mediile de programare MAPLE și MATLAB, adecvate tuturor procedurilor de simulare a circuitelor analogice diport și multiport.
- ✓ Calculul automat al parametrilor asociați unui cuadripol liniar în regim armonic.
- ✓ Elaborarea unui algoritm eficient de analiză completă a filtrelor analogice și implementarea acestui algoritm într-un program performant.
- ✓ Adaptarea programului SCAP pentru formularea simbolică, parțial simbolică și numerică a ecuațiilor nodale modificate în operațional.
- ✓ Adaptarea programului SYSEG pentru formularea simbolică, parțial simbolică și numerică a ecuațiilor de stare în operațional.
- ✓ S-a elaborat în detaliu algoritmul de calcul al parametrilor  $\underline{S}$  și s-a implementat acest algoritm într-un program în mediul MAPLE 18, pentru configurația rezonatorului cu conexiune serie-serie.



- ✓ Utilizând algoritmul și programul descrise mai sus s-au calculat parametrii  $\underline{S}$  și pentru celelalte trei conexiuni ale rezonatoarelor cuplate magnetic: serie-paralel, paralel-serie și paralel-paralel.
- ✓ Validarea rezultatelor obținute cu programele SCAP și SYSEG s-a efectuat prin compararea acestora cu cele calculate cu programele ADS și SPICE.
- ✓ Folosind teoria circuitelor electrice, s-a prezentat, pornind de la matricea parametrilor  $\underline{S}$ , modalitatea de determinare a principalelor elemente necesare pentru analiza calitativă a circuitelor electrice diport în regim armonic: matricea impedanțelor complexe  $\underline{Z}$ , matricea admitanțelor complexe  $\underline{Y}$ , matricea coeficienților complecși de transfer (fundamentali)  $\underline{T}$ , impedanțele complexe de intrare și de ieșire,  $Z_{in}$  și  $Z_{out}$ , coeficienții de reflexie de la generator  $\Gamma_G$ , de la sarcină  $\Gamma_L$ , de la intrare  $\Gamma_{in}$  și de la ieșire  $\Gamma_{out}$ , generatorul echivalent de tensiune (circuitul echivalent Thévenin) în raport cu bornele de ieșire ale diportului.
- ✓ De asemenea, s-a expus modul practic de utilizare a parametrilor  $\underline{S}$  în eficientizarea proceselor de transmisie și propagare a informației și a transferului energiei electromagnetice.
- ✓ Pe baza teoremei transferul maxim de putere activă s-a prezentat modul practic de calcul al puterii active maxime transmisă de un circuit diport sarcinii.
- ✓ Elaborarea unui algoritm eficient de generare a diagramei Smith și utilizarea acesteia în analiza performanțelor circuitelor analogice diport și multiport.
- ✓ Stabilirea condițiilor necesare și suficiente ca două bobine cuplate magnetic (echivalente cu un diport liniar pasiv) să fie *stabile necondiționat*.
- ✓ S-au elaborat proceduri de reprezentare pe diagrama Smith a parametrilor  $\underline{S}$ , coeficienților de reflexie de la: generator, sarcină, intrare și ieșire, impedanțelor de la intrare și ieșire, admitanțelor de la intrare și de la ieșire, funcțiilor de transfer etc.
- ✓ S-a elaborat o definiție explicită pentru produsul  $kQ$  - numit Figură de Merit -  $FdM$ , care permite determinarea cu ușurință a intervalului de încărcare din sistem și permite o funcționare eficientă a acestuia.
- ✓ Elaborarea, pentru fiecare procedură de calcul propusă în teză, a unei rutine eficiente de calcul automat în mediile de programare MAPLE și MATLAB.
- ✓ Rezultatele obținute prin simulări au fost comparate cu cele obținute experimental pe sistemele de transfer wireless a puterii existente în laboratoarele Departamentului de Electrotehnică din cadrul UPB. Erorile au fost neglijabile.

Se precizează faptul că rezultatele obținute în activitatea de cercetare din cadrul tezei de doctorat au fost făcute cunoscute comunității științifice din țară și din străinătate sub forma unor comunicări științifice, participări la conferințe internaționale, articole în reviste de specialitate. Aceste lucrări au fost specificate în bibliografie și au fost citate în cuprinsul tezei.

### 6.3. Perspective de dezvoltare ulterioară

Contribuțiile privind utilizarea parametrilor  $\underline{S}$  și a Diagramei Smith în analiza circuitelor analogice, cuprinse în aceasta lucrare ar putea fi folosite astfel:

- Dezvoltarea unor aplicații software de analiza și modelare a circuitelor analogice la frecvențe înalte și foarte înalte utilizând modelele și algoritmii prezentați.
- Aprofundarea cercetării referitoare la utilizarea parametrilor  $\underline{S}$  și a Diagramei Smith în analiza circuitelor analogice la frecvențe înalte și foarte înalte pentru domenii de vârf cum ar fi industria aeronautică, domeniul militar, domeniul medical, industria auto, dezvoltarea de modele inteligente pentru infrastructurile urbane etc.
- O continuare a cercetărilor cu privire la utilizarea parametrilor  $\underline{S}$  și a Diagramei Smith în analiza circuitelor analogice de către viitorii doctoranzi și doctori în domeniul ingineriei electrice.

## 7. BIBLIOGRAFIE

- [1] *S. J. Orfanidis*, “Electromagnetic Waves and Antennas”, 2008, link: <http://www.ece.rutgers.edu/orfanidi/ewa/>.
- [2] *George Lojewski*, “Dispozitive și circuite de microunde”, Editura Tehnică, 2005
- [3] *Anca Tomescu, F. M. G. Tomescu*, “Microwave Systems”, Editura MatrixROM, Bucurști, 2001.
- [4] *R. B. Marks and D. F. Williams*, “A general waveguide circuit theory”, Journal of Research of the National Institute of Standards and Technology, No. 97, 1992, pp. 533–564.
- [5] *D. A. Frickey*, “Conversions between S, Z, Y, H, ABCD, and T parameters which are valid for complex source and load impedances,” IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, No. 42, 1994, pp. 205–211.
- [6] *R. B. Marks and D. F. Williams*, “Comments on conversions between S, Z, Y, H, ABCD, and T parameters which are valid for complex source and load impedances”, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, No. 43, 1995, pp. 914–915.
- [7] *D. Ioan and Gabriela Ciuprina*, “Reduced Order Models of On-chip Passive Components and Interconnects, Workbench and Test Structures”, Book chapter in the book “Model Order Reduction: Theory, Research Aspects and Applications”, (W.H.A. Schilders, H.A. van der Vorst, J. Rommes, Eds.), in the book series Mathematics in Industry, Springer-Verlag, Heidelberg, No. 13, 2008, pp. 447-467.
- [8] *T. Imura, H. Okabe, Y. Hori*, “Basic Experimental Study on Helical Antennas of Wireless Power Transfer for Electric Vehicles by using Magnetic Resonant Couplings”, Proceedings of Vehicle Power and Propulsion Conference, September 2009, IEEE Xplore, 978-1-4244-2601-4/010/2010, pp. 936-940.
- [9] *Gabriela Ciuprina, Aurel-Sorin Lup, Alina Tomescu*, “Parametrii  $\underline{S}$  in aplicatii de inalta frecventa”, SNET'12 Conference Proceedings, pag 216-221, 2012, disponibila la <http://snet.elth.pub.ro/snet2012/volume/SNET2012Proceedings.pdf>.
- [10] *Marilena Stănculescu, M. Iordache, D. Niculae, Lavinia Iordache, V. Bucată*, “ $\underline{S}$  Parameter Computation and Their Use for Electromagnetic Energy Wireless Transmission”, IJCT – International Journal of Computers & Technologies, Vol. 12, No, June 2016, pp. 37097-7108.
- [11] *A. Elsherbeni, P. Nayeri and C. J. Reddy*, “Antenna Analysis and Design Using FEKO Electromagnetic Simulation Software”, published by SciTech Publishing an imprint of the IET, 2014.
- [12] *H. C. Jiang and Y.E. Wang*, “Capacity Performance of an Inductively Coupled Near Field Communication System”, in Proceedings of the IEEE International Symposium of Antenna and Propagation Society, Jul. 5–11, 2008, pp. 1-4.
- [13] *M. Iordache, Lucia Dumitriu, D. Niculae, Georgiana Zainea*, “Power Transfer by Magnetic Induction Studied by Coupled Mode Theory”, Book chapter in the book Wireless Power Transfer, Editor J. I. Agbinya, ISBN: 978-87-92329-23-3, River Publishers Series in Communications, Denmark, 2012, First Edition, ISBN: 8792329233, EAN: 9788792329233, pp. 1 – 40.
- [14] *M. Iordache, Lucia Dumitriu, D. Niculae, Georgiana Zainea*, “Power Transfer by Magnetic Induction Studied by Coupled Mode Theory”, Book chapter in the book Wireless Power Transfer, Editor J. I. Agbinya, ISBN: 978-87-92329-23-3, River Publishers Series in Communications, Denmark, 2015, Second Edition, ISBN: 9788793237629, EAN: 9788792329233, pp. 1 – 69.

- [15] *M. Iordache*, “Symbolic, Numeric – Symbolic and Numeric Simulation of Analog Circuits – User Guides”, MATRIX ROM, Bucharest, 2015, ISBN 978-606-25-0126-6, 621.3.049.77.
- [16] *M. Iordache, Lucia Dumitriu*, “Computer-Aided Simulation of Analogue Circuits – Algorithms and Computational Techniques”, Editura POLITEHNICA Press, Vol. I and Vol. II, Bucharest 2014, ISBN 978-606-515-567-1, ISBN 978-606-515-585-5.
- [17] \*\*\*<http://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads?cc=US&lc=eng>.
- [18] \*\*\*Agilent Technologies, AGILENT TECHNOLOGIES, Large-Signal S-Parameter Simulation, Sept. 2004.
- [19] \*\*\*ANSOFT Q3D EXTRACTOR, User Guide, link: [www.ANSOFT.com](http://www.ANSOFT.com).
- [20] \*\*\*<https://www.feko.info/support>.
- [21] *W. Chen, R. A. Chinga, S. Yoshida, J. Lin, C. Chen and W. Lo*, “A 25.6 W 13.56 MHz wireless power transfer system with a 94% efficiency GaN class-E power amplifier”, Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International, Aug. 2012, pp. 1–3.
- [22] *W. C. Brown*, “The history of wireless power transmission” Solar Energy, vol.56, no.1, pp. 3-21, Jan. 1996.
- [23] *A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher and M. Sojic*, “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances”, Massachusetts Institute of Technology, 2007 Science, Vol. 317. no. 5834, July 2007, pp. 83— 86.
- [24] *R. F. Harrington*, “Field Computation by Moment Methods”, Wiley-IEEE Press, 1993, ISBN: 978-0-7803-1014-8.
- [25] *S. R. Pennock, P. R. Shepherd*, “Microwave Engineering with Wireless Applications”, McGraw-Hill Professional © 1998, ISBN: 0070497222.
- [26] \*\*\*Hewlett Packard, 1996.
- [27] \*\*\*[www.witricity.com](http://www.witricity.com).
- [28] *A. K. Sah and D. P. Pant*, “Analysis and Optimization of Wireless Power Transfer Link”, in Proceedings of International Conference on Technology and Innovation Management and IOE Graduate Conference, Oct. 10-11, 2014, pp. 82-93.
- [29] \*\*\*<http://www.nathaniyer.com/> (quick Smith); <https://www.qsl.net/va3iul/> (Iulica Rosu-winsmith).
- [30] \*\*\* <http://www.tonnesoftware.com/supersmith.html> (Tone superSmith).
- [31] *L. Mandache, M. Iordache, Lucia Dumitriu, Ioana Gabriela Sirbu, D. Niculae, J. M. Paillot, D. Cordeau*, “Analysis of Coupled Oscillators through a Two-Port Passive Network”, Publisher: IEEE, IEEE Xplore, Print ISBN: 978-1-4673-1809-9, Digital Object Identifier (DOI):10.1109/ICATE.2014.6972590, Page(s): 21 - 28.
- [32] *V. Năvrădescu, M. Popescu, A. I. Chirilă, I. D. Deaconu and C. Ghiță*, “Computation Methods for Space Harmonic Effects on Single-Phase Induction Motor Performance”, Rev. Roum. Sci. Techn. - Électrotechn. et Énerg., 55, No 3, Juillet-Septembre, ISSN 0035-4066, pg. 278-288, București, 2010.
- [33] *C. Ghiță, I., D. Deaconu, A. I. Chirilă, V. Năvrădescu and I. D. Ilina*, “2D Analysis of Electrical Transformer’s Magnetic Field Due to the Magnetizing Magneto Motive Force”, Rev. Roum. Sci. Techn. - Électrotechn. et Énerg., 54, No 3, Juillet-Septembre, ISSN 0035-4066, pg. 233-242, București, 2009.
- [34] *R. Carson*, “High-Frequency Amplifiers”, Wiley, New York, NY, 1984.
- [35] *Wai-Kai Chen*, “Active Network Analysis”, World Scientific Publishing Co., 1991.
- [36] *M. L. Edwards and J. H. Sinsky*, “A New Criterion for Linear 2-Port Stability Using a Single Geometrically Derived Parameter”, IEEE Transactions Techniques, December 1994.
- [37] *G. Lombardi, B. Neri*, “Criteria for the Evaluation of Unconditional Stability of Microwave Linear Two-Ports: A Critical Review and New Proof”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, June 1999.
- [38] *D. Woods*, “Reappraisal of the Unconditional Stability Criteria for Active 2-Port Networks in Terms of S parameters”, IEEE Transactions on Circuits and Systems, February 1976.
- [39] *T. Ohira*, “What in the world is Q?”, IEEE Microwave, vol. 17, no. 6, pp. 42–49, June

- 2016.
- [40] *T. Ohira*, “Enigmas”, IEEE Microwave, vol. 17/18, 2016/2017.
  - [41] *T. Ohira*, “How to estimate the coupling Q factor from two-port S-parameters”, in Proc. IEEE Int. Conf. Computational Electromagnetics, Kumamoto, Mar. 2017.
  - [42] *T. Ohira*, “The kQ Product as Viewed by an Analog Circuit Engineer”, IEEE Circuits and Magazine, Vol. 17, Issue: 1, Firstquater 2017, Print ISSN: 1531-636X, DOI: 10.1109/MCAS.2016.2642698, Publisher: IEEE, pp. 27-32.
  - [43] *P. Wambsganß, D. Huwig*, “A New Figure of Merit and General Properties of Wireless Power Transmission Systems”,  
Link: [www.etatronix.de/wp-content/.../etatronix\\_paper\\_2014.pdf](http://www.etatronix.de/wp-content/.../etatronix_paper_2014.pdf).
  - [44] *M. Rehman, Z. Baharudin, P. Nallagownden, B. Islam, M. Z. Ur Rehman*, “Modeling and Analysis of Series-Series and Series-Parallel Combined Topology for Wireless Power Transfer using Multiple Coupling Coefficients”, IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security, VOL.17 No.11, November 2017, pp. 114-123.
  - [45] *Mihai Iordache, Lucia Dumitriu, Dragoș Niculae, Marilena Stanculescu, Victor Bucata, Georgiana Razmerita* – Capitolul “Circuit Analysis with nullors”, în cartea M. Fakhfakh, M. Pierzchala – editors, “Pathological Elements in Analog Circuit Design”, Springer U.S., 2018, pag. 91-147, ISBN 978-3-319-75157-3; 978-3-319-75156-6.
  - [46] *Marilena Stanculescu, Lavinia Bobaru, Dragoș Niculae, Sorin Deleanu, Victor Bucată, Mihai Iordache* - Coordonator, “Wireless Electromagnetic Energy Transfer Systems”, MATRIX ROM, Bucharest, 2021, ISBN 978 – 606 – 25 – 0623 - 0, 621.3.
  - [47] *Mihai Iordache, Marilena Stănculescu, Dragoș Niculae, Maria-Lavinia Iordache (Bobaru), Răzvan Asanache*, “Switched Networks Analysis with Inconsistent Initial Conditions”, Modern Power Systems, Cluj, 06-09.06.2017, PID4766833.
  - [48] *Ciprian Curteanu, Maria-Lavinia Iordache (Bobaru), Răzvan Asanache, Mihai Iordache, Marilena Stanculescu*, “ $\underline{S}$ -Parameters utilization in electrical quadrupoles analysis”, Electronics, Computers and Artificial Intelligence, Targoviste, 29.06-01.07.2017, paper 61.
  - [49] *Răzvan Asanache, Mihai Iordache, Dragoș Niculae, Marilena Stănculescu, Maria Lavinia Bobaru, Victor Bucată*, “The computation of the kQ-product and properties of wireless power transfer systems”, International Conference on Applied and Theoretical Electricity, Craiova, 04-06.10.2018, ID134.
  - [50] *Răzvan Asanache, Mihai Iordache, Dragoș Niculae, Marilena Stănculescu, Lavinia Bobaru, Victor Bucată*, “On Circuit Analysis and Simulation of Networks with Nullors”, Modern Power Systems, Cluj, 21-23.05.2019, ID169.
  - [51] *Răzvan Asanache, Cristina Mihaela Turcu, Mihai Iordache*, “Automatic Generation of Linear Quadrupole Parameters”, U.P.B. Scientific Bulletin Series C: Electrical Engineering and Computer Science, iunie 2020, ID: 9381.
  - [52] *Răzvan Asanache, Mihai Iordache, Mihaela Cristina Turcu, Alexandru Grib, Lucian Vasile Ene, Diana Ramona Sănătescu*, “Wireless Charging Systems for Electrical Vehicle Batteries”, Electronics, Computers and Artificial Intelligence, 2020, e-Session, ID: 55.
  - [53] *Mihaela Cristina Turcu, Mihai Iordache, Răzvan Asanache, Alexandru Grib, Teodor Cătălin Bibirică*, “Smart Integrative System for the Battery Balance Monitoring”, Electronics, Computers and Artificial Intelligence, 2020, e-Session, ID: 56.
  - [54] *Alexandru Grib, Mihai Iordache, Răzvan Asanache, Mihaela Cristina Turcu, Teodor Cătălin Bibirică*, “Smart Battery Monitoring System Software Design”, Electronics, Computers and Artificial Intelligence, 2020, e-Session, ID: 97.