UNIVERSITATEA NAŢIONALĂ DE ŞTIINŢĂ ŞI TEHNOLOGIE

POLITEHNICA BUCUREŞTI

ŞCOALA DOCTORALĂ DE INGINERIE ELECTRICĂ

REZUMAT

TEZĂ DE DOCTORAT

CONTRIBUŢII PRIVIND ADAPTAREA IMPEDANŢELOR ÎN CIRCUITELE ANALOGICE ŞI ÎN REŢELELE DE COMUNICAŢIE

CONTRIBUTIONS ON THE ADAPTATION OF IMPEDANCES IN ANALOGUE CIRCUITS AND COMMUNICATION NETWORKS

Coordonator ştiinţific

Prof. Dr. Ing. Mihai IORDACHE

Doctorand:

Ing. Mihaela GHITA
(căsăt. GRIB)

BUCUREŞTI

2025

MULŢUMIRI

Aș dori să îmi exprim, înainte de toate, profunda apreciere şi sincere mulțumiri domnului Prof. Univ. Dr. Ing. Mihai IORDACHE, cărui sprijin constant a fost esențial în realizarea acestei teze. Prin îndrumarea, motivația și înțelegerea sa, m-a încurajat permanent să îmi ating obiectivul. Recomandările și sfaturile oferite de-a lungul acestei etape de studiu și cercetare au contribuit semnificativ la finalizarea lucrării în termen.

Exprim cele mai calde mulțumiri doamnei Prof. Univ. Dr. Ing. Marilena STĂNCULESCU și domnului Conf. Dr. Ing. Dragoș NICULAE, care mi-au fost alături în descoperirea complexității și frumuseții acestei teme de cercetare. Încrederea pe care mi-au acordat-o, alături de îndrumările și încurajările constante, au fost deosebit de valoroase în parcursul meu academic.

Mulțumesc, de asemenea, membrilor Școlii Doctorale din cadrul Facultății de Inginerie Electrică a Universității Naționale de Știință și Tehnologie POLITEHNICA din București, pentru sprijinul oferit în diverse etape ale elaborării acestei lucrări. Apreciez profund înțelegerea, susținerea și sfaturile primite pe durata studiilor doctorale.

În final, dar cu aceeași considerație, sunt recunoscătoare familiei mele pentru sprijinul, răbdarea și înțelegerea necondiționată, care au fost fundamentale în atingerea acestui obiectiv.

CUPRINS

MULŢUMIRI 2
Lista abrevierilor 5
1. INTRODUCERE 6
2. DIAGRAMA CIRCULARĂ SMITH 8
2.1. DESCRIEREA DIAGRAMEI SMITH 8
2.2. CONCLUZII 14
3. ADAPTAREA IMPEDANȚELOR ÎN CIRCUITELE DE RADIO FRECVENȚĂ 15
3.1. NOȚIUNI INTRODUCTIVE 15
3.2. DISPOZITIVE DE ADAPTARE A IMPEDANȚEI 20
3.2.1. Transformatoare 21
3.2.2. Linii de transmisie în trepte 21
3.3.3. Filtre 21
3.2.4. Dispozitivele de corectare a factorului de putere 23
3.3. ADAPTAREA IMPEDANȚELOR FOLOSIND LINII DE TRANSMISIE 24
3.3.1. Adaptarea unei sarcini pur rezistive folosind o linie de transmisie 25
3.3.2 Adaptarea unei sarcini complexe folosind elemente pasive cu parametri concentraţi (bobine sau condensatoare) 26
3.4. UTILIZAREA DIAGRAMEI SMITH ÎN ADAPTAREA IMPEDANȚELOR 29
3.3. CONCLUZII 30
4. PROIECTAREA REȚELELOR DE ADAPTARE A IMPEDANȚEI 31
4.1. TOPOLOGIILE CIRCUITELOR (REȚELELOR) DE ADAPTARE A IMPEDANȚEI 31
4.1.1. Efectul inductorului (bobinei) serie 33
4.1.2. Efectul condensatorului serie 34
4.1.3. Efectul inductorului (bobinei) de derivație (paralel, șunt) 34
4.1.4. Efectul condensatorului de derivație (șunt) 34
4.3. CIRCUITE (REȚELE) DE ADAPTARE (POTRIVIRE) A IMPEDANȚEI LINIEI DE TRANSMISIE 35
4.3.1. Transformator cu un sfert de undă 36
4.3.2. Rețele de potrivire a impedanței cu un singur capăt 38
4.4. CONCLUZII 40
5. CIRCUITE ECHIVALENTE THÉVENIN, NORTON SI HIBRIDE 40
5.1. INTRODUCERE 40
5.2. CIRCUITELE ECHIVALENTE THÉVENIN ŞI NORTON 41

5.2.1. Circuitul echivalent Thévenin *Neq* pentru un uni-port 42
5.2.2. Circuitul echivalent Norton *Neq* pentru un uni-port 43
5.3. CIRCUITUL ECHIVALENT HIBRID 46
5.4. CONCLUZII 51
6. CONCLUZII 52
6.1. REZULTATE OBŢINUTE 52
6.2. CONTRIBUŢII ORIGINALE 53
6.3. LISTA LUCRĂRILOR PUBLICATE 55
6.4. PERSPECTIVE DE DEZVOLTARE ULTERIOARĂ 56
Bibliografie 57

Lista abrevierilor

SWR – Standing Wave Ratio

VSWR – Voltage Standing Wave Ratio

RTUS – Raportul Tensiunilor de Unde Stationare

DUT – Device Under Test

VNA - Vector Network Analyzer

PR – Pierdere de Returnare

IL – Pierderea de Insertie

RL – Return Loss

RF – Radio Frecventa

CIRF – Circuite Integrate de Radio-Frecventa

UTP – Unshielded Twisted Pair (cablu utilizat pentru a transmite semnale electrice)

ATU – Antenna Tuning Unit

SAC – Sensul Acelor de Ceasornic

SIAC – Sensul Invers al Acelor de Ceasornic

CMOS – Complementary Metal-Oxid-Semiconductor

SPICE – Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis

ACAP – Analoque Circuit Analysis Program

SCAP – Symbolic Circuit Analysis Program

1. INTRODUCERE

În contextul dezvoltării accelerate a sistemelor de comunicații de înaltă frecvență, proiectarea și optimizarea circuitelor de RF (radiofrecvență) și a liniilor de transmisie reprezintă o provocare majoră pentru inginerii electroniști.

Adaptarea impedanțelor reprezintă un domeniu de cercetare de maximă importanță în ingineria electrică și în tehnologiile moderne de comunicații, si a fost studiată pe larg in literatura de specialitate, in contextul optimizarii performantei circuitelor analogice si a sistemelor de comunicație. Primele abordări s-au concentrat pe metode pasive tradiționale, utilizând rețele LC (bobine și condensatoare) pentru realizarea adaptării, tehnici ce au rămas relevante și în prezent datorită simplității și stabilității lor. Conceptul fundamental care stă la baza adaptării impedanțelor este cel al maximizării transferului de putere între sursă și sarcină, realizat prin potrivirea impedanțelor celor două entități. Această potrivire permite reducerea pierderilor energetice, minimalizarea reflexiilor semnalului și, implicit, menținerea calității și integrității semnalului transmis.

Structura lucrării cuprinde următoarele capitole:

Capitolul 1 – Introducere, pe baza unei documentări ample și concentrată pe subiectul tezei de doctorat s-a evidențiat nivelul actual al adaptării impedanțelor și a utilizarii diagramei Smith in analiza, modelarea și proiectarea sistemelor analogice, scopul si structura acestei teze.

Capitolul 2 – Diagrama circulară Smith, in care se descrie diagrama Smith și este explicat modul în poate fi utilizată în practică această diagramă pentru: analiza și proiectarea circuitelor analogice în domeniul frecvenței, determinarea coeficientului de reflexie, a impedantei si admitantei complexe, cât și determinarea raportului de unde stationare.

Capitolul 3 – Adaptarea impedantelor in circuitele de radio frecventa, in care se prezinta adaptarea impedantelor folosind linii de transmisie, se da o definitie corecta a adaptarii impedantelor in ingineria electrica si sunt prezentate proiectarea si constructia adaptarii impedantelor calculand cu mare acuratete valorile parametrilor utilizate in constructia circuitelor de adaptare.

Capitolul 4 – *Proiectarea retelelor de adaptare a impedantelor,* se expun cele mai moderne și eficiente proceduri de proictare și construcție a circuitelor de adaptare a impedanțelor și a rețelelor de transmitere a semnalelor.

Capitolul 5 – Capitolul dedicat circuitelor echivalente Thévenin, Norton şi hibride prezintă condițiile necesare și suficiente pe care trebuie să le îndeplinească circuitele liniare uniport pentru a putea fi înlocuite cu modelele echivalente Thévenin și Norton. De asemenea, se prezintă cerințele esențiale care permit substituirea unui circuit liniar uniport cu un circuit echivalent hibrid. Mai multe exemple ilustrative sunt evidentiate pentru a ilustra veridicitatea procedurilor elaborate.

Capitolul 6 – Concluzii, in care sunt prezentate concluziile generale rezultate în urma cercetarilor efectuate privind adaptarea impedantelor, folosirea diagramei Smith cât şi a circuitelor echivalente Thévenin, Norton si Hibride.

În ciuda generalizării actuale a calculatoarelor personale și a calculatoarelor puternice, aceste tipuri de instrumente grafice sunt încă utile în zilele noastre. Autorii cred că utilizarea graficului Smith de către studenți este un instrument pedagogic important, deoarece multe

aspecte ale tensiunii, curentului, impedanței, raportului de undă staționară a tensiunii (VSWR – Voltage Standing Wave Ratio), coeficientului de reflexie și problemelor de proiectare pentru potrivire pot fi interpretate ușor și bine vizualizate folosind graficul Smith. În plus, este interesant de observat că unele tipuri de echipamente de laborator moderne, cum ar fi analizatoarele de rețea, au încă un afisaj care imită graficul Smith. Din toate aceste motive, autorii folosesc în continuare graficul Smith în cursurile lor pentru a explica mai multe concepte legate de liniile de transmisie studenților.

2. DIAGRAMA CIRCULARĂ SMITH

Circuitele electrice cu parametrii concentraţi sunt alcatuite din elemente dipolare de circuit, modelate prin selectarea unei proprietăți electrice sau magnetice esențiale a componentelor fizice. De exemplu, în cazul unui rezistor, tensiunea la borne este determinată instantaneu de intensitatea curentului, ceea ce înseamnă că rezistorul nu stochează energie electrică sau magnetică. Având în vedere că un curent electric generează un câmp magnetic, atunci când un dispozitiv fizic este modelat ca un rezistor, se presupune că nu are capacitatea de a stoca sau transforma energie asociate câmpului magnetic. La bobină, se consideră doar câmpul magnetic generat de curentul din înfășurare, neglijându-se rezistența conductorului și capacitatea dintre spire. Similar, în cazul condensatorului aflat sub tensiune, se ia în calcul doar câmpul electric din izolatorul dintre armături, ignorându-se efectele rezistive și inductive ale acestora.

Prin localizarea exclusivă a fenomenelor de conducție electrică în rezistoare, a celor magnetice în bobine și a celor electrice în condensatoare, se pot construi circuite prin conectarea acestor elemente în noduri, folosind conductoare presupuse perfect conductoare. Această aproximare presupune ignorarea fenomenelor de conducție în bobine și condensatoare, a celor magnetice în rezistoare și condensatoare, precum și a celor capacitive în bobine și rezistoare. De asemenea, se neglijează efectele asociate curentului care circulă prin conductoarele de legătură, a căror conductivitate este, în realitate, finită.

Atunci când conductoarele de legătură au o lungime suficient de mare și funcționează ca linii de transmisie pentru energie și semnale între diferite părți ale circuitului, efectele asociate acestor fenomene devin semnificative și nu mai pot fi neglijate. În schimb, linii de transmisie scurte, cu lungimi considerabil mai mici decât lungimea de undă a semnalului aplicat, pot fi reprezentate prin modele de circuit cu parametri concentrați.

O linie electrică lungă este definită ca având o lungime comparabilă cu lungimea de undă a semnalului. În acest caz, distribuția tensiunii și curentului de-a lungul liniei este descrisă prin ecuații cu derivate parțiale, iar linia poate fi reprezentată printr-un model cu rezistoare, bobine și condensatoare distribuite uniform – adică un circuit cu parametri distribuiți.

Teoria circuitelor cu parametri distribuiți își găsește aplicabilitatea în diverse domenii, precum analiza supratensiunilor în transformatoare și înfășurările mașinilor electrice, modelarea componentelor electronice (inclusiv circuite integrate), interconexiunile din cadrul acestora, precum și în investigarea fenomenelor legate de difuzia căldurii, propagarea câmpului electromagnetic și transferul de masă.

În acest capitol sunt formulate ecuațiile cu derivate parțiale de ordinul întâi și al doilea, cunoscute ca ecuațiile telegrafiștilor – pentru liniile electrice lungi, fiind analizat regimul armonic permanent.

2.1. DESCRIEREA DIAGRAMEI SMITH

A fost inventată de P.H. Smith în 1939, pe când lucra pentru Bell Laboratory. Diagrama are o importanță covârșitoare în domeniul analizei circuitelor de microunde, dar si în adaptarea impedanţelor. Pe scurt este o reprezentare polara complexa care permite vizualizarea

impedantei si admitantei in mod intuitiv, potrivirea impedantei intre o sursa si o sarcina, analiza coeficientului de reflexie, dar si proiectarea retelelor de adaptare pentru a maximiza transferul de putere. Indiferent de valorile impedantelor sau reactantelor pe linie, acestea pot fi reprezentate pe diagrama chiar dacă tind spre infinit. Diagrama comprima valorile mari ale impedantei printr-o transformare de coordonate în care parametri ca: impedanta, admitanta si coeficientul de reflexie sunt vizualizati grafic în lungul liniei. Se obtine astfel o noua perspectiva de vizualizare, printr-o reprezentare grafic restrâns, având în permanenta o imagine de ansamblu asupra comportarii sistemului de transmisie (din punct de vedere al performantelor sale prin intermediul parametrilor liniei) în strâns corelatie cu frecventa de lucru. Pentru a întelege mai bine aceasta abordare, este ca si cum am compara un ceas cu afisaj digital ce masoara exact ora cu unul clasic, cu cadran, ce afiseaz atât timpul curent cât si timpul ramas sau scurs de la un eveniment considerat, lucru ce induce vizual o imagine de ansamblu mai complet asupra trecerii timpului, si creste gradul de perceptie temporala. Diagrama Smith s-a materializat din nevoia de a reprezenta grafic valorile foarte mari si foarte mici într-un spatiu finit, si de a creste totodata viteza de calcul într-un moment în care nu erau calculatoare portabile performante, [1-22].

Diagrama Smith este una din cele mai folosite proceduri grafice pentru aplicațiile circuitelor de înaltă frecvență. Diagrama Smith poate fi folosită pentru a afișa simultan mai mulți parametri, inclusiv impedanțe, admitanțe, coeficienți de reflexie, parametri de împrăștiere, cercuri de zgomot, contururi de câștig constant și regiuni pentru stabilitate necondiționată, inclusiv analiza vibrațiilor mecanice.

Diagrama Smith furnizează o cale inteligentă pentru vizualizarea funcțiilor complexe și continuă să reziste popularitatea ei timp de decenii după descoperirea conceptului respectiv. În timp ce utilizarea diagramelor Smith de hârtie pentru rezolvarea matematicii complexe implicate în problemele de potrivire a fost în mare măsură înlocuită de metode bazate pe software, diagrama Smith este încă o metodă foarte utilă de a arăta cum se comportă parametrii de RF la una sau mai multe frecvențe, o alternativă la utilizarea informațiilor tabelare. Astfel, majoritatea software-ului de analiză a circuitelor de RF include o opțiune de diagramă Smith pentru afișarea rezultatelor și toate, cu excepția celor mai simple instrumente de măsurare a impedanței, pot reprezenta rezultatele măsurate pe un afișaj cu diagramă Smith, [1-22].

Diagrama Smith este o transformare matematică a planului complex cartezian bidimensional. Harta numerelor complexe cu părți reale pozitive în interiorul cercului. Cele cu părți reale negative sunt reprezentate în afara cercului. Dacă avem de-a face doar cu rezistență și reactanțe pozitive, interesul nostru se concentrează pe zona din interiorul cercului.

Diagrama Smith este trasată pe planul complex al coeficientului de reflexie în două dimensiuni și este scalată în impedanță normalizată (cea mai comună), admitanță normalizată sau ambele, folosind culori diferite pentru a le face distincția. Acestea sunt adesea cunoscute sub denumirea de diagrame Z, Y și YZ Smith. Scalarea normalizată permite ca diagrama Smith să fie utilizată pentru probleme care implică orice caracteristică sau impedanță de sistem care este reprezentată de punctul central al diagramei. Cea mai frecvent utilizată impedanță de normalizare este de 50 ohmi. Odată ce se obține un răspuns prin construcțiile grafice descrise mai jos, este simplu să se convertească între impedanța normalizată (sau admitanța normalizată) și valoarea nenormalizată corespunzătoare prin înmulțirea cu impedanța

caracteristică (admitența). Coeficienții de reflexie pot fi citiți direct din diagramă deoarece sunt parametri adimensionali fără unități (adimensionali).

Diagrama Smith are o scară în jurul circumferinței sau periferiei sale, care este gradată în lungimi de undă și grade. Scala lungimilor de undă este utilizată în problemele de componente distribuite și reprezintă distanța măsurată de-a lungul liniei de transmisie conectată între generator sau sursă și sarcină până la punctul luat în considerare. Scala de grade reprezintă unghiul coeficientului de reflexie a tensiunii în acel punct. Diagrama Smith poate fi folosită și pentru probleme de potrivire și analiză a elementelor agregate.

Astfel, diagrama Smith este o reprezentare 2-D a tuturor impedanțelor complexe posibile în raport cu coordonatele definite prin coeficientul de reflexie complex. Domeniul de definiție al coeficientul de reflexie pentru o linie fără pierderi este un cerc cu raza unitară în planul complex (fig. 2.1, (a)). În cazul general al unei linii de transmisie cu pierderi, coeficientul de reflexie ar putea să aibă o amplitudine mai mare decât un, datorită structurii impedanței caracteristice, care necesită o extindere a diagramei Smith [1-23].

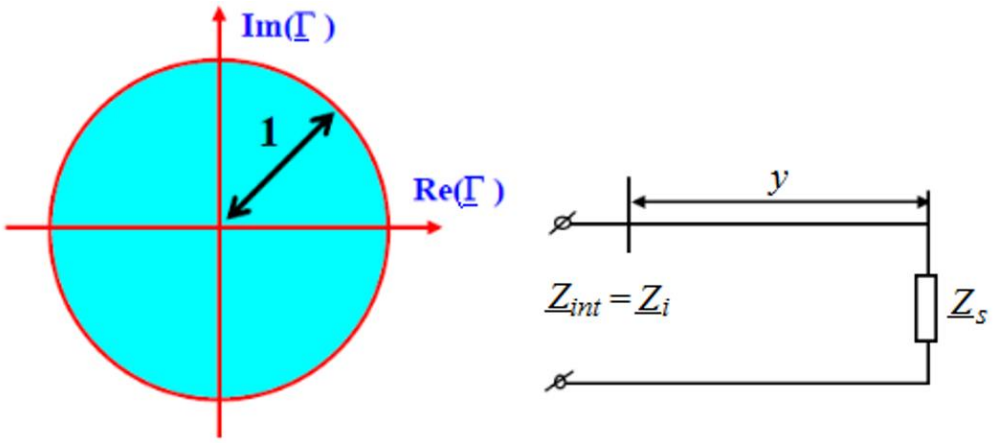


Figura 2.1. (a) Domeniul de definiție ale coeficientul de reflexie pentru o linie fără pierderi; (b) Definirea impedanței complexe de intrare.

Soluţiile ecuaţiilor telegrafiştilor prezintă tensiunile şi curenţii analizaţi la distanţa y de sarcină, astfel că putem înlocui ansamblul format din impedanţa de sarcină $\underline{Z}_S$ şi tronsonul de linie cu o impedanţă, numită impedanţă de intrare (fig. 2.1, (b)), [1-12].

$$\underline{Z}_{int} = \underline{Z}_i = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{\underline{U}_s ch(\underline{\gamma}_l y) + \underline{Z}_c \underline{I}_s sh(\underline{\gamma}_l y)}{\frac{\underline{U}_s}{\underline{Z}_c} sh(\underline{\gamma}_l y) + \underline{I}_s ch(\underline{\gamma}_l y)} \tag{2.1}$$

Împărțind numărătorul și numitorul relației (2.1) cu $\underline{I}_s ch\left(\underline{\gamma}_l y\right)$, se obține:

$$\underline{Z}_i = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \underline{Z}_c \frac{\underline{Z}_s + \underline{Z}_c th(\underline{\gamma}_l y)}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_s th(\underline{\gamma}_l y)} \tag{2.2}$$

Exprimând tensiunea şi curentul în funcţie de mărimile directe şi reflectate (inverse), rezultă:

$$\underline{Z}_i = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{\underline{U}_d + \underline{U}_i}{\underline{I}_d - \underline{I}_i} = \frac{\underline{U}_d(1+\underline{\Gamma})}{\underline{I}_d(1-\underline{\Gamma})} = \underline{Z}_c \frac{(1+\underline{\Gamma})}{(1-\underline{\Gamma})}. \tag{2.3}$$

Pentru simplitatea calculelor se utilizează impedanţele complexe normalizate, adică se împart la Z_c ($\underline{z}_i = \underline{Z}_i/Z_c$ şi $\underline{z}_s=\underline{Z}_s/Z_c$). Evident, impedanţa caracteristică devine $\underline{Z}_c/\underline{Z}_c = 1$.

În cele ce urmează vom utiliza impedanţe normalizate (raportate la $Z_c=Z_0$) și notate cu litere mici. Imediat ce observăm că impedanţa caracteristică a unei linii este unitară, vom înţelege că şi celelalte mărimi ale schemei sunt normalizate (şi deci adimensionale). Denormalizarea, revenirea de la mărimile normalizate la cele nenormalizate, se realizează prin înmulţirea cu impedanţa de normalizare.

Prin urmare, putem să exprimăm coeficientul de reflexive $\underline{\Gamma}(y)$ în funcție de impedanța normalizată $\underline{z} = \underline{z}(y)$ și vice versa, conform relațiilor:

$$\underline{\Gamma}(y) = \frac{\underline{z}(y)-1}{\underline{z}(y)+1} \text{ și } \underline{z}(y) = \frac{1+\underline{\Gamma}(y)}{1-\underline{\Gamma}(y)} \tag{2.4}$$

Ecuațiile (2.4) descriu o corespondență biunivocă între coefficienții $\underline{z}$ și $\underline{\Gamma}$. Aceasta înseamnă că fiecărei impedanțe normalizate îi corespunde un singur punct în planul complex al lui $\underline{\Gamma}$. De exemplu, noi vrem să marcăm sau să identificăm cumva valorile impedanței normalizate $\underline{z}$ care corespund la puncte diferite în planul complex $\underline{\Gamma}$. În Tabelul 2.1 se prezintă câteva cazuri particulare de corespondență biunivocă între impedanțele complexe și planul complex $\underline{\Gamma}$, [1-19].

Tablelul 2.1 Cazuri particulare de corespondență biunivocă între impedanțele complexe și planul $\underline{\Gamma}$

Cazul	$\underline{Z}$	$\underline{z}$	$\underline{\Gamma}$
1	∞	∞	1
2	*0*	*0*	-1
3	$\underline{Z}_c$	*1*	*0*
4	$j\underline{Z}_c$	*j*	*j*
5	$-j\underline{Z}_c$	*-j*	*-j*

Prin urmare, se poate observa că cele cinci impedanțe complexe normalizate corespund biunivoc la cinci puncte diferite din planul complex $\underline{\Gamma}$ (fig. 2.2) și, respectiv, cele cinci puncte diferite din planul complex $\underline{\Gamma}$ corespund biunivoc la cinci valori diferite ale impedanțelor complexe normalizate (fig. 2.3), [11-23].

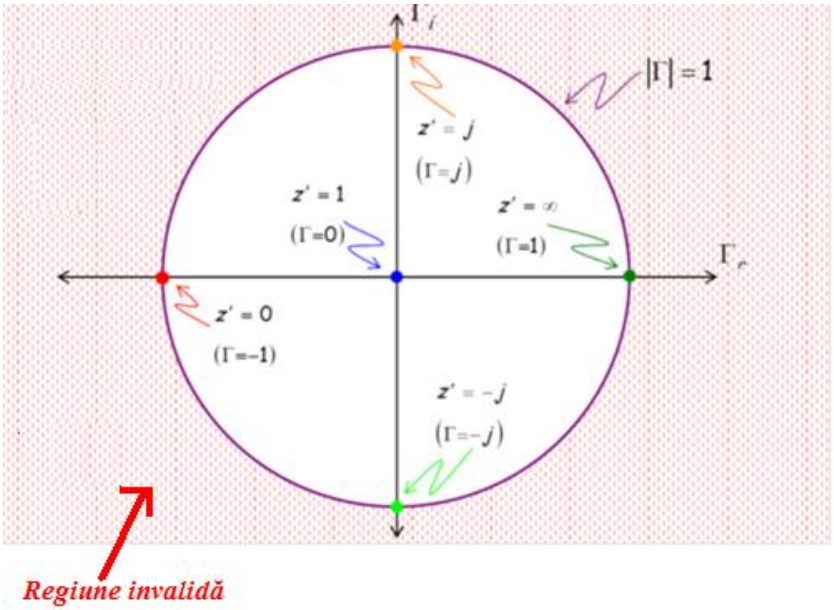


Figura 2.2. Corespondența dintre valorile impedanțele complexe normalizate și punctele din planul complex $\underline{\Gamma}$

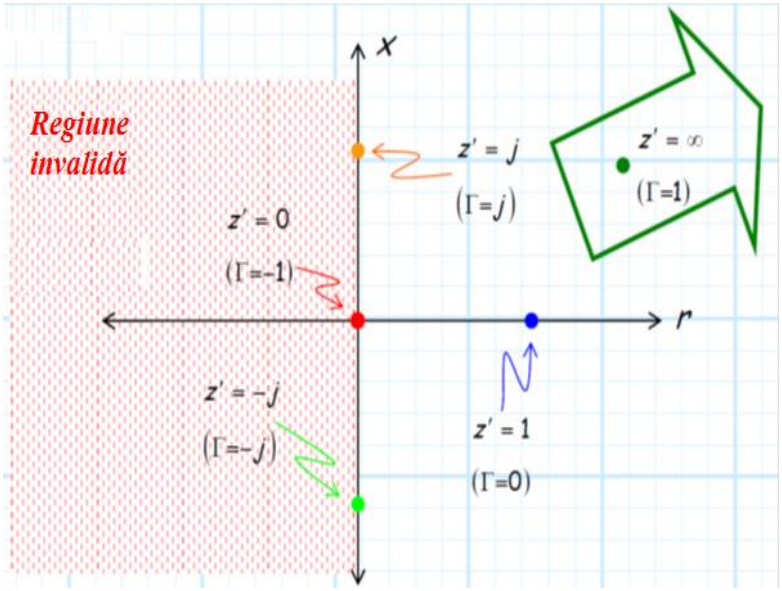


Figura 2.3. Corespondența dintre punctele din planul complex $\underline{\Gamma}$ și valorile impedanțelor complexe normalizate

Diagrama Smith oferă o reprezentare grafică a lui Γ care permite determinarea unor cantități precum VSWR sau impedanța de la ieșire (terminare) a unui dispozitiv sub test - DST (Device Under Test - DUT). Utilizează o transformare Moebius biliniară, proiectând planul de impedanță complex pe planul complex $\underline{\Gamma}$:

$$\underline{\Gamma}(y) = \frac{\underline{z}(y)-1}{\underline{z}(y)+1} \text{ și } \underline{z}(y) = \frac{1+\underline{\Gamma}(y)}{1-\underline{\Gamma}(y)}. \quad (2.5)$$

Așa cum se poate vedea în figura 2.4, jumătatea planului cu partea reală pozitivă a impedanței $\underline{Z}$ este transpusă în interiorul cercului unitar al planului $\underline{\Gamma}$.

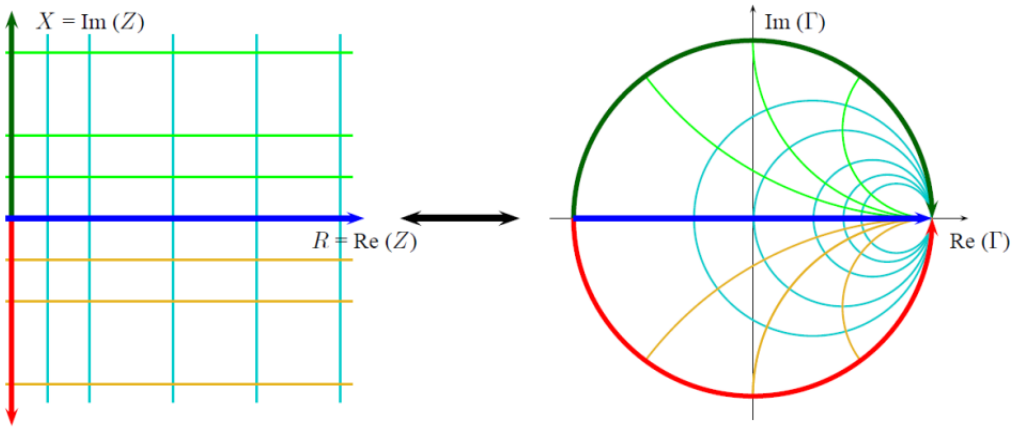


Figura 2.4. Ilustrarea transformatei Moebius de la planul de impedanță complex la planul $\underline{\Gamma}$ cunoscut în mod obișnuit ca diagrama Smith

Lucrarea prezintă câteva exemple de corespondență biunivocă între punctele din planul impedanței complexe normalizate și planul complex $\underline{\Gamma}$.

Atunci când impedanța considerată este pur reală $\underline{Z} = R$ ($\mathrm{Im}\{\underline{Z}\} = 0$). Pentru impedanța complexă normalizată $\underline{z}$, avem $\underline{z} = r + j.0$ (adică $\mathrm{Im}\{z\} = 0$ și $r = R/|\underline{Z}_c|$). În acest caz coeficientul de reflexie $\underline{\Gamma}$ are expresia:

$$\underline{\Gamma} = \frac{r-1}{r+1} \tag{2.6}$$

adică: $\Gamma_r = Re\{\underline{\Gamma}\} = \frac{r-1}{r+2}$ si $\Gamma_i = Im\{\underline{\Gamma}\} = 0$.

Astfel, noi determinăm o corespondență biunivocă între două contururi – un contur (x = 0) pe planul impedanței complexe normalizate și celălalt pe planul complex $\underline{\Gamma}$ (figura 2.5).

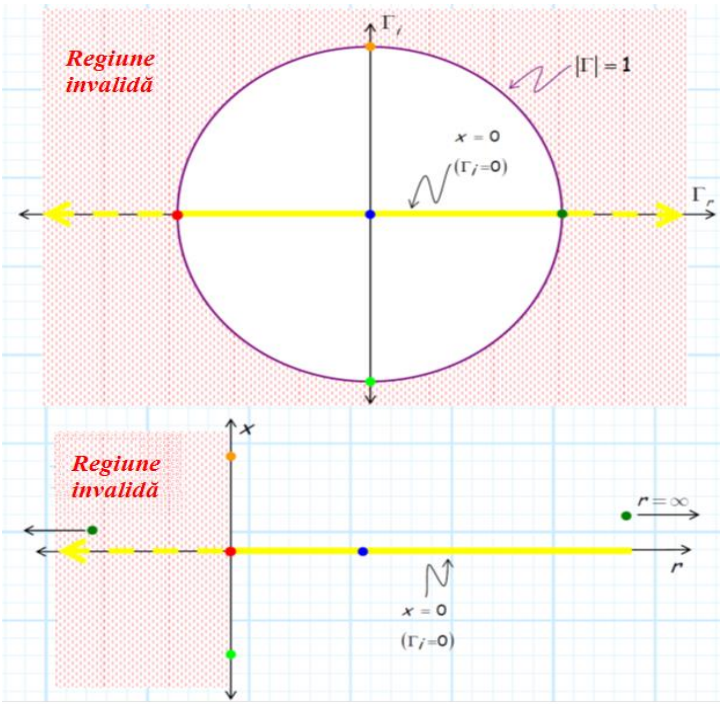


Figura 2.5. Corespondență biunivocă între două contururi – un contur ($x = 0$) pe planul impedanței complexe normalizate și celălalt pe planul complex $\underline{\Gamma}$

Atunci când impedanța considerată este pur imaginară $\underline{Z} = jX$ ($\mathrm{Re}\{\underline{Z}\} = R = 0$), adică impedanța nu are nici o componentă rezistivă. În acest caz impedanța complexă normalizată are expresia:

$$\underline{z} = 0 + jx \ (r = 0) \tag{2.7}$$

unde $x = X/|\underline{Z}_c|$

Impedanța complexă normalizată pur imaginară corespunde unui coeficient de reflexie cu magnitudinea unitate, $|\underline{\Gamma}| = 1$, în planul complex $\underline{\Gamma}$ (figura 2.6).

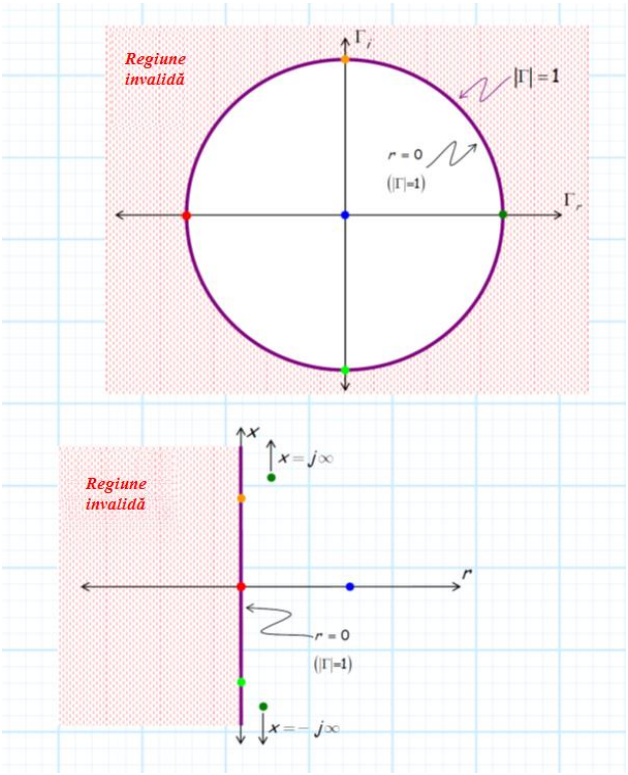


Figura 2.6. Corespondență biunivocă între două contururi – un contur (r = 0) pe planul al impedanței complexe normalizate și celălalt ($|\Gamma|$, un cerc cu centrul în origine și rază unitate) pe planul complex Γ

Astfel, se determină o corespondență biunivocă între două contururi – un contur ($r = 0$) pe planul impedanței complexe normalizate și celălalt $|\underline{\Gamma}| = 1$, un cerc cu centrul în origine și rază unitate) pe planul complex $\underline{\Gamma}$.

2.2. CONCLUZII

Utilitatea diagramei Smith este deosebită într-un domeniu larg de aplicații, de la adaptarea impedanțelor unui amplificator de semnal mic pentru zgomot minim, la efectuarea unei analize Load Pull pentru un amplificator de putere. În acest ultim caz, un amplificator de putere este forțat să lucreze pe impedanțe diverse, la care faza este rotită cu 360 grade. Puterea de ieșire este apoi figurată pe diagrama Smith și permite determinarea impedanței optime de

ieșire pentru acel tranzistor/amplificator, pentru a se putea obține puterea maximă, liniaritatea maximă sau eficiența maximă, după caz.

Utilitatea diagramei Smith este deosebită nu doar pentru profesioniștii în domeniu, dar și pentru radioamatorii care folosesc din ce în ce mai mult instrumente moderne pentru analiza circuitelor sau antenelor. Fie că e vorba de analizoare de antenă pentru radioamatori precum SARK 110, RigExpert AA55, KC901 sau de un mini-VNA (Vector Network Analyzer), înțelegerea corectă a folosirii diagramei Smith, permite utilizatorului să vadă exact care este natura impedanței și implicit care e componenta reală (rezistivă) și cea imaginară (reactivă). Pornind de la aceasta se pot trage concluzii dacă antena este prea scurtă sau prea lungă și concluzii legate de modul în care trebuie construit circuitul de adaptare.

Diagrama oferă o reprezentare compactă și la îndemână a tuturor impedanțelor pasive (impedanțele pasive sunt impedanțe cu parte reală pozitivă) de la 0 la ∞. Impedanțele cu părți reale negative, cum ar fi amplificatorul de reflexie sau orice alt dispozitiv activ, ar apărea în afara diagramei Smith.

Deoarece maparea convertește impedanțele sau admitanțele ($\underline{y} = 1/\underline{z}$) în factori de reflexie și invers, este deosebit de interesant pentru studii în domeniul frecvenței radio și al cuptorului cu microunde.

Tranziția dintre impedanță și admisie în diagrama este deosebit de ușoară: $\underline{\Gamma}(\underline{y} = 1/\underline{z}) = -\underline{\Gamma}(z)$;

Mai mult, planul de referință din diagrama Smith poate fi deplasat foarte ușor prin adăugarea unei linii de transmisie cu lungimea corectă. Multe diagrame Smith au rigle sub planul complex $\underline{\Gamma}$ din care o varietate de mărimi pot fi determinate.

3. ADAPTAREA IMPEDANȚELOR ÎN CIRCUITELE DE RADIO FRECVENȚĂ

3.1. NOȚIUNI INTRODUCTIVE

În ingineria electrică, adaptarea impedanței este practica de proiectare a impedanței de intrare a unei sarcini electrice sau a impedanței de ieșire a sursei de semnal corespunzătoare pentru a maximiza transferul de putere sau a minimiza reflectarea semnalului de la sarcină. O sursă de energie electrică, cum ar fi un generator, un amplificator sau un transmițător radio, are o impedanță a sursei echivalentă cu o rezistență electrică în serie cu o reactanță dependentă de frecvență. La fel, o sarcină electrică, cum ar fi un bec, o linie de transmisie sau o antenă, are o impedanță echivalentă cu o rezistență în serie cu o reactanță.

Teorema transferului puterii active maxime afirmă că puterea activă maximă este transferată de la sursă la sarcină atunci când rezistența de sarcină este egală cu rezistența sursei și reactanța de sarcină este egală (cu negativul reactanței sursei) cu reactanța sursei cu semn schimbat: reactanțele se anulează reciproc cu dependența lor opusă de frecvență. Un alt mod de a spune acest lucru folosind numere complexe este că impedanța de sarcină trebuie să fie

egală cu conjugatul complex al impedanței sursei. Dacă această condiție este îndeplinită, se spune că cele două părți ale circuitului sunt adaptate cu impedanța (cu impedanță adaptată).

Într-un circuit de curent continuu (cc), condiția este îndeplinită dacă rezistența de sarcină este egală cu rezistența sursei. Într-un circuit de curent alternativ (ca), reactanța depinde de frecvență, astfel încât circuitele care sunt adaptate cu impedanța la o frecvență pot să nu fie adaptate cu impedanța dacă frecvența este schimbată. Potrivirea impedanței pe o bandă largă de frecvență va necesita, în general, structuri complexe, asemănătoare filtrelor, cu multe componente, cu excepția cazului banal al rezistențelor constante de sursă și sarcină, când poate fi utilizat un transformator.

În cazul unei surse complexe de impedanță $\underline{Z}_S$ și de sarcină $\underline{Z}_L$, transferul maxim de putere se obține atunci când:

$$\underline{Z}_S = \underline{Z}_L^*, \tag{3.1}$$

unde asteriscul indică conjugatul complex al variabilei. Acolo unde $\underline{Z}_S$ reprezintă impedanța caracteristică a unei linii de transmisie, reflexia minimă se obține atunci când:

$$\underline{Z}_S = \underline{Z}_L \tag{3.2}$$

Atunci când condiția de adaptare (3.2) este îndeplinită, înseamnă că nu avem nicio undă reflectată de la sarcină. O măsură a adaptării poate fi dată și de parametrul *PR* - *P*ierdere de *R*eturnare (*RL*-*R*eturn *L*oss) care măsoară atenuarea semnalului reflectat de sarcină, [1]:

$$PR(dB) = 20\, log_{10} \frac{P_r}{P_i} \tag{3.3}$$

unde P_i este puterea undei incidente pe sarcină iar P_r este puterea undei reflectate de sarcină. În cazul ideal al unei sarcini perfect adaptate, parametrul *PR* tinde către -∞. Ținând cont că puterile undelor directe și inverse sunt proporționale cu pătratul amplitudinilor, atunci putem scrie parametrul *PR* și în funcție de coeficientul de reflexie Γ, [1]:

$$PR(dB) = 20\, log_{10} \frac{|\underline{U}^-|}{|\underline{U}^+|} = 20\, log_{10} |\underline{\Gamma}| \tag{3.4}$$

Dacă introducem un nou parametru ne va oferi o idee despre cât de selectivă este adaptarea, cu alte cuvinte, cât de mare este intervalul spectral pe care adaptarea este realizată. Stabilim limita dezadaptării la -30dB, adică vom considera că adaptarea este realizată dacă:

$$|PR(dB)| > 30 \text{ dB} \tag{3.5}$$

Pierderea de inserție este raportul dintre nivelul puterii semnalului transmis și nivelul puterii semnalului de intrare exprimat în decibeli (dB), adică [1-20]:

$$IL(dB) = 10\ log\, 1\, 0(P_i/P_t),$$
$$P_i = P_t + P_r;\ P_t/P_i + P_r/P_i = 1 \tag{3.6}$$

În figura 3.1. se prezintă un exemplu de pierdere de retur și pierdere de inserție într-un circuit fără pierderi sau pe o linie de transmisie, [1-20].

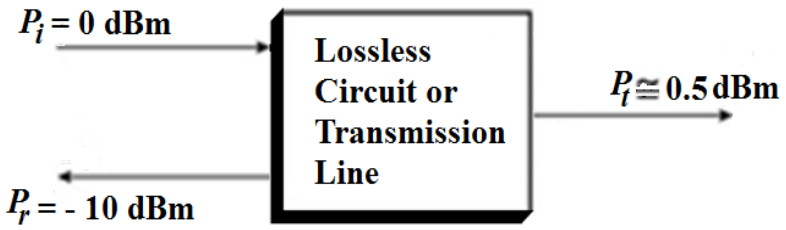


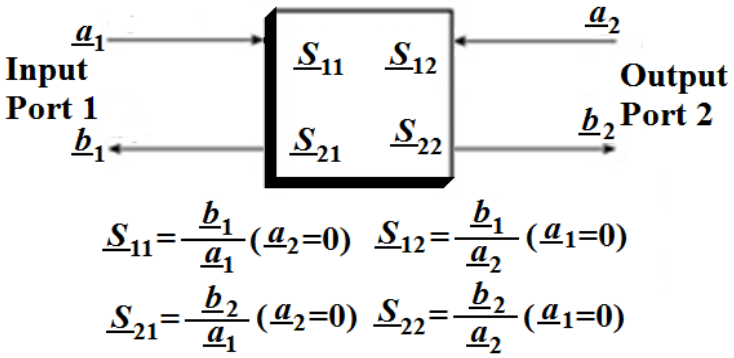
Figura 3.1. Pierderea de retur și pierderea de inserție într-un circuit fără pierderi sau o linie de transmisie

În figura 3.1, un semnal 0-dBm, P_i, este aplicat liniei de transmisie. Puterea reflectată, P_r, este afișată ca fiind de -10 dBm, iar pierderea de revenire este de 10 dB. Cu cât valoarea este mai mare, cu atât potrivirea este mai bună, adică pentru o potrivire perfectă, pierderea de întoarcere, în mod ideal, este ∞, dar o pierdere de întoarcere de la 35 la 45 dB este de obicei considerată o potrivire bună. În mod similar, pentru un circuit deschis sau un scurtcircuit, puterea incidentă este reflectată înapoi. Pierderea de returnare pentru aceste cazuri este de 0 dB, [1].

Referindu-ne la figura 3.1, P_r de -10 dBm înseamnă că 10% din puterea incidentă este reflectată. Dacă circuitul sau linia de transmisie este fără pierderi, se transmite 90% din puterea incidentă. Pierderea de inserție este, prin urmare, de aproximativ 0.5 dB, rezultând o putere transmisă de -0.5 dBm. Dacă ar exista pierderi interne, pierderea de inserție ar fi mai mare.

Folosind parametrii *S*, performanța unui circuit de radio-frecvență (RF) poate fi complet caracterizată fără a fi nevoie să îi cunoaștem compoziția internă. În aceste scopuri, circuitul este denumit în mod obișnuit o „cutie neagră". Componentele interne pot fi active (adică amplificatoare) sau pasive. Singurele prevederi sunt că parametrii *S* sunt determinați pentru toate frecvențele și condițiile (de exemplu, temperatura, polarizarea amplificatorului) de interes și că circuitul trebuie să fie liniar (adică ieșirea sa este direct proporțională cu intrarea sa), [1-20].

Figura 3.2 este o reprezentare a unui circuit simplu de microunde cu o intrare și o ieșire (numite porturi). Fiecare port are un semnal incident (a) și un semnal reflectat (b). Cunoscând parametrii $\underline{S}$ (adică $\underline{S}_{11}$, $\underline{S}_{21}$, $\underline{S}_{12}$, $\underline{S}_{22}$) ai acestui circuit, se poate determina efectul acestuia asupra oricărui sistem în care este instalat, [1-20].



$$\underline{S}_{11}=\frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_1}(\underline{a}_2=0) \quad \underline{S}_{12}=\frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_2}(\underline{a}_1=0)$$

$$\underline{S}_{21}=\frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_1}(\underline{a}_2=0) \quad \underline{S}_{22}=\frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_2}(\underline{a}_1=0)$$

Figura 3.2. Reprezentarea parametrilor S a unui circuit cu microunde cu două porturi.

Parametrii $\underline{S}$ sunt determinați prin măsurare în condiții controlate. Folosind un echipament special de testare numit analizor de rețea, un semnal ($\underline{a}_1$) este introdus în portul 1 cu portul 2 terminat într-un sistem cu impedanță controlată (de obicei 50 ohmi). Analizorul măsoară și înregistrează simultan $\underline{a}_1$, $\underline{b}_1$ și $\underline{b}_2$ ($\underline{a}_2 = 0$). Procesul este apoi inversat, adică cu un semnal ($\underline{a}_2$) intrat în portul 2, analizorul măsoară *a2, b2 și b1* ($\underline{a}_1 = 0$). În forma sa cea mai simplă, analizorul de rețea măsoară doar amplitudinile acestor semnale. Acesta se numește analizor de rețea scalar și este suficient pentru determinarea unor cantități precum Raportul Undelor Staționare de Tensiune – RUST (Voltage Standing Wave Ratio – VSWR), *RL* și *IL*. Pentru caracterizarea completă a circuitului, totuși, este necesară și faza și necesită utilizarea unui analizor de rețea vectorială. Parametrii $\underline{S}$ sunt determinați de următoarele relații, [1-20]:

$$\underline{S}_{11} = \frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_1}\Big|_{\underline{a}_2=0}; \underline{S}_{21} = \frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_1}\Big|_{\underline{a}_2=0}; \underline{S}_{22} = \frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_2}\Big|_{\underline{a}_1=0}; \underline{S}_{12} = \frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_2}\Big|_{\underline{a}_1=0} \quad (3.7)$$

Parametrii $\underline{S}_{11}$ și $\underline{S}_{22}$ sunt coeficienții de reflecție ai portului de intrare și, respectiv de la ieșire; în timp ce $\underline{S}_{21}$ și $\underline{S}_{12}$ sunt coeficienții de transmisie înainte și înapoi ai circuitului [1-22]. Pierderea de retur *RL* este legată de coeficienții de reflecție prin relațiile:

$$RL_{Portul1}(dB) = -20\,log\,10\left(\left|\underline{S}_{11}\right|\right) \text{ si } RL_{Portul2}(dB) = -20\,log\,10\left(\left|\underline{S}_{22}\right|\right) \quad (3.8)$$

Pierderea de inserție *IL* este legată de coeficienții de transmisie a circuitelor prin relațiile:

$$IL_{Portul1 \text{ la Portul2}}(dB) = -20\,log\,10\left(\left|\underline{S}_{21}\right|\right) \text{ si } L_{Portul2 \text{ la Portul1}}(dB) = -20\,log\,10\left(\left|\underline{S}_{12}\right|\right) \quad (3.9)$$

Această reprezentare poate fi extinsă la circuitele cu microunde cu un număr arbitrar de porturi. Numărul de parametrii *S* crește cu pătratul numărului de porturi, astfel încât matematica devine mai implicată, dar este ușor de utilizat cu ajutorul algebrei matricei, [1-20].

În figura 3.3 se prezintă sursa și impedanța complexă a circuitului de sarcină:

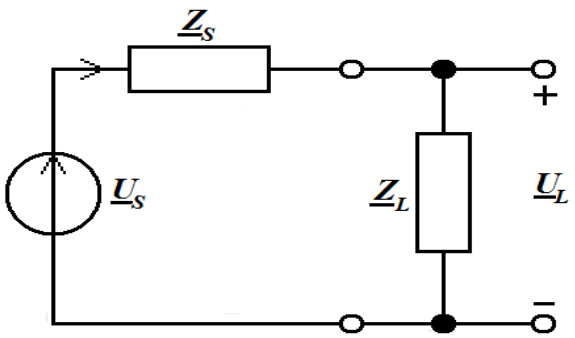


Figura 3.3 Sursa și impedanța circuitului de sarcină

Considerăm banda de frecvențe (B) în jurul frecvenței centrale f_0 pentru care condiția (3.5) este realizată, adică diferența dintre frecvența maximă (f_2) și minimă (f_1) pentru care modulul parametrului PR este mai mare de 30 dB. Putem defini atunci factorul de calitate al circuitului de adaptare drept, [1]:

$$Q = \frac{f_0}{B} = \frac{f_2+f_1}{2(f_2-f_1)} \quad (3.10)$$

Conceptul de potrivire a impedanței a găsit primele aplicații în inginerie electrică, dar este relevant că și în alte aplicații în care o formă de energie, nu neapărat electrică, este transferată între o sursă și o sarcină. O alternativă la adaptarea impedanței este puntea de impedanță, în care impedanța de sarcină este aleasă să fie mult mai mare decât impedanța sursei și scopul principal constă în maximizarea transferului de tensiune, mai degrabă decât puterea.

Impedanța este opoziția unui sistem la fluxul de energie dintr-o sursă. Pentru semnale constante, această impedanță poate fi, de asemenea, constantă. Pentru semnale variabile, de obicei se schimbă cu frecvența. Energia implicată poate fi electrică, mecanică, acustică, magnetică, optică sau termică. Conceptul de impedanță electrică este poate cel mai cunoscut.

Modulul impedanței electrice, ca și rezistența electrică, se măsoară în ohmi. În general, impedanța are o valoare complexă; aceasta înseamnă că sarcinile au în general o componentă de rezistență (simbol: *R*) care formează partea reală a lui $\underline{Z}$ și o componentă de reactanță (simbol: *X*) care formează partea imaginară a lui $\underline{Z}$. În cazuri simple (cum ar fi transmisia de putere cu frecvență joasă sau curent continuu) reactanța poate fi neglijabilă sau nulă; impedanța poate fi considerată o rezistență pură, exprimată printr-un număr real. În cele ce urmează vom lua în considerare cazul general în care rezistența și reactanța sunt ambele semnificative și cazul special în care reactanța este neglijabilă.

Acordarea impedanței pentru a minimiza reflexiile se realizează făcând ca impedanța de sarcină să fie egală cu impedanța sursei. Dacă impedanța sursei, impedanța de sarcină și impedanța caracteristică a liniei de transmisie sunt pur rezistive, atunci adaptarea fără reflexie este aceeași cu potrivirea transferului maxim de putere.

Ori de câte ori o sursă de putere cu o impedanță de ieșire fixă, cum ar fi o sursă de semnal electric, un transmițător radio sau un sunet mecanic (de exemplu, un difuzor) operează într-o sarcină, puterea maximă posibilă este furnizată sarcinii atunci când impedanța sarcinii (impedanța de sarcină sau impedanța de intrare) este egală cu conjugatul complex al impedanței sursei (adică impedanța sa internă sau impedanța de ieșire). Pentru ca două impedanțe să fie conjugate complexe, rezistențele lor trebuie să fie egale, iar reactanțele lor trebuie să fie egale ca mărime, dar de semne opuse. În sistemele de joasă frecvență sau cc (sau sistemele cu surse și sarcini pur rezistive) reactanțele sunt zero sau suficient de mici pentru a fi ignorate. În acest caz, transferul maxim de putere are loc atunci când rezistența sarcinii este egală cu rezistența sursei (a se vedea teorema puterii maxime pentru o demonstrație matematică).

Adaptarea impedanței nu este întotdeauna necesară. De exemplu, dacă o sursă cu o impedanță scăzută este conectată la o sarcină cu o impedanță mare, puterea care poate trece prin conexiune este limitată de impedanța mai mare. Această conexiune de tensiune maximă este o configurație comună numită punte de impedanță sau punte de tensiune și este utilizată pe scară largă în procesarea semnalelor. În astfel de aplicații, furnizarea unei tensiuni înalte (pentru a minimiza degradarea semnalului în timpul transmisiei sau pentru a consuma mai puțină energie prin reducerea curenților) este adesea mai importantă decât transferul maxim de putere.

În sistemele audio mai vechi (bazate pe transformatoare și rețele de filtre pasive și bazate pe sistemul telefonic), rezistențele sursei și sarcinii au fost egalate la 600 ohmi. Un motiv pentru aceasta a fost maximizarea transferului de putere, deoarece nu existau amplificatoare disponibile care ar putea restabili semnalul pierdut. Un alt motiv a fost acela de a asigura funcționarea corectă a transformatoarelor hibride utilizate la echipamentele centrale de schimb pentru a separa vorbirea de la ieșire de cea de la intrare, astfel încât acestea să poată fi amplificate sau alimentate la un circuit cu patru fire. Cele mai multe circuite audio moderne, pe de altă parte, folosesc amplificarea și filtrarea activă și pot folosi conexiuni de tip punte de tensiune pentru cea mai mare acuratețe. Strict vorbind, potrivirea impedanței se aplică numai atunci când dispozitivele sursă și încărcare sunt liniare; cu toate acestea, potrivirea poate fi obținută între dispozitive neliniare în anumite intervale de funcționare.

3.2. Dispozitive de adaptare a impedanței

Reglarea impedanței sursei sau a impedanței de sarcină, în general, se numește „adaptarea impedanței". Există trei moduri de a îmbunătăți o neadaptare a impedanței, toate fiind numite „adaptarea impedanței":

- Dispozitive destinate să prezinte o sarcină aparentă a sursei $\underline{Z}_{load} = \underline{Z}^*_{source}$ (adaptare complex conjugată). Având în vedere o sursă cu o tensiune fixă $\underline{U}_S$ și o impedanță fixă $\underline{Z}_S$ a sursei, teorema transferului puterii maxime spune că aceasta este singura modalitate de a extrage puterea maximă din sursă;
- Dispozitive destinate să prezinte o sarcină aparentă de $\underline{Z}_{load} = \underline{Z}_{line}$ (adaptare complexă a impedanței), pentru a evita ecourile. Având în vedere o sursă de linie de transmisie cu o impedanță fixă, această „potrivire a impedanței fără reflexie" la capătul liniei de transmisie este singura modalitate de a evita reflectarea ecourilor înapoi la linia de transmisie;
- Dispozitive destinate să prezinte o rezistență aparentă a sursei cât mai aproape de zero, sau care prezintă o tensiune aparentă a sursei cât mai mare posibil. Acesta este singurul mod de a maximiza eficiența energetică și, prin urmare, este utilizat la începutul liniilor electrice. O astfel de conexiune prin punte de impedanță minimizează, de asemenea, distorsiunile și interferențele electromagnetice; este folosit și în amplificatoarele audio moderne și în dispozitivele de procesare a semnalului.

Există o varietate de dispozitive utilizate între o sursă de energie și o sarcină care efectuează „adaptarea impedanței". Pentru a se adapta impedanțelor electrice, inginerii folosesc combinații de transformatoare, rezistențe, bobine, condensatoare și linii de transmisie. Aceste dispozitive pasive (și active) de adaptare a impedanței sunt optimizate pentru diferite aplicații și includ balun-uri (dispozitive pentru transmisie video prin cablu UTP), acorduri (tuner-uri) de antenă (uneori numite ATU-uri sau roller-coasters – suporturi pentru rulare, datorită aspectului lor), claxone acustice, rețele de potrivire și terminatoare.

Există mai multe moduri de a face potrivirea impedanței, inclusiv:

- Simulări pe computer: Complexe, dar simplu de utilizat, deoarece astfel de simulatoare sunt dedicate diferitelor funcții de proiectare și nu potrivirii impedanței. Designerii trebuie să fie familiarizați cu multiplele intrări de date care trebuie introduse și cu formatele corecte. De asemenea, au nevoie de expertiză pentru a găsi datele utile printre tonele de rezultate care ies. În plus, software-ul de simulare a circuitelor nu este preinstalat pe computere, decât dacă acestea sunt dedicate unei astfel de aplicații;
- Calcule manuale: obositoare din cauza lungimii ("kilometrice") a ecuațiilor și a naturii complexe a numerelor care trebuie manipulate;
- Instinct: Acesta poate fi dobândit numai după ce s-a dedicat mulți ani industriei RF. Pe scurt, asta este pentru super-specialist;
- Diagrama Smith.

3.2.1. Transformatoare

Transformatoarele sunt uneori folosite să adapteze impedanțele circuitelor. Un transformator convertește curentul alternativ la o tensiune în aceeași formă de undă la o altă tensiune. Puterea de intrare la transformator și de ieșire de la transformator este aceeași (cu excepția pierderilor de conversie). Partea cu tensiunea mai mică este cu (la) impedanță scăzută (pentru că aceasta are un număr mai mic de spire), iar partea cu tensiunea mai mare este cu (la) o impedanță mai mare (pentru că are mai multe spire în bobină).

Un exemplu al acestei metode implică un transformator balun (de balansare) de televiziune. Acest transformator convertește un semnal echilibrat de la antenă (prin cablu dublu de 300 ohmi) într-un semnal dezechilibrat (cablu coaxial de 75 ohmi, cum ar fi RG-6). Pentru a se potrivi cu impedanțele ambelor dispozitive, ambele cabluri trebuie să fie conectate la un transformator potrivit cu un raport de spire de 2 (cum ar fi un transformator 2:1). În acest exemplu, cablul de 75 ohmi este conectat la partea transformatorului cu mai puține spire; linia de 300 ohmi este conectată la partea transformatorului cu mai multe spire. Formula pentru calcularea raportului de spire a transformatorului pentru acest exemplu este:

$$\text{raportul spirelor} = \sqrt{\frac{\text{rezistența sursei}}{\text{rezistența sarcinii}}} \tag{3.11}$$

Adaptările de impedanță rezistivă sunt cel mai ușor de proiectat și pot fi realizate cu un simplu suport L (L pad) format din două rezistențe. Pierderea de putere este o consecință inevitabilă a utilizării rețelelor rezistive și sunt utilizate (de obicei) doar pentru a transfera semnale la nivel de linie.

3.2.2. Linii de transmisie în trepte

Majoritatea dispozitivelor cu elemente concentrate se pot adapta (potrivi) cu o gamă specifică de impedanțe de sarcină. De exemplu, pentru a adapta o sarcină inductivă într-o impedanță reală, trebuie utilizat un condensator. Dacă impedanța de sarcină devine capacitivă, elementul de adaptare trebuie înlocuit cu o bobină. În multe cazuri, este necesar să se utilizeze același circuit pentru a se adapta cu o gamă largă de impedanțe de sarcină și, astfel, se simplifică proiectarea circuitului. Această problemă a fost abordată de linia de transmisie în trepte, [3] în care interlinii dielectrice cu un sfert de undă, amplasate în serie, sunt utilizate pentru a varia impedanța caracteristică a unei linii de transmisie. Prin controlul poziției fiecărui element, o gamă largă de impedanțe de sarcină poate fi adaptate fără a fi nevoie să se reconecteze circuitul.

3.3.3. Filtre

Filtrele sunt frecvent utilizate pentru a realiza adaptarea impedanței în telecomunicații și ingineria radio. În general, teoretic nu este posibil să se obțină o adaptare perfectă a impedanței la toate frecvențele cu o rețea de componente discrete. Rețelele de adaptare a impedanței sunt proiectate cu o lățime de bandă definită, iau forma unui filtru și folosesc teoria filtrului în proiectarea lor.

Aplicațiile care necesită doar o lățime de bandă îngustă, cum ar fi filtrele de acordare (tunerele) și transmițătoarele radio, pot folosi un filtru reglat simplu, cum ar fi o derivație (un stub). Acest lucru ar oferi o adaptare perfectă doar la o anumită frecvență. Adaptarea lățimii de bandă largă necesită filtre cu mai multe secțiuni.

O metodă d_{stub} (derivație (ramificație)) sau pur și simplu stub (derivație (ramificație)) [1,2] în dezvoltarea de software este o bucată de cod folosită pentru a înlocui alte funcționalități de programare. Un stub poate simula comportamentul codului existent (cum ar fi o procedură pe o mașină la distanță; astfel de metode sunt adesea numite simulări) sau poate fi un substitut temporar pentru codul care nu a fost încă dezvoltat. Prin urmare, stub-urile sunt cele mai utile în portare, calcul distribuit, precum și în dezvoltarea și testarea generală a software-ului.

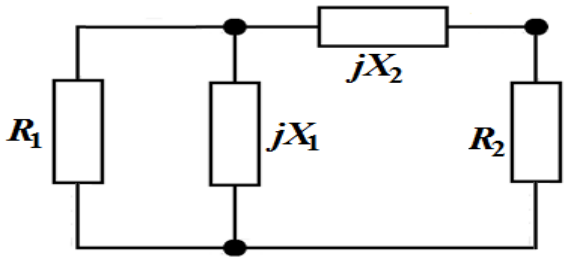


Figura 3.4 Schemă de bază pentru adaptarea lui R_1 la R_2 cu un tampon L. $R_1 > R_2$, totuși, R_1 poate fi considerată sursă, iar R_2 poate fi sarcina. Unul dintre X_1 sau X_2 trebuie să fie o bobină (un inductor), iar celălalt trebuie să fie un condensator.

Figura 3.4 prezintă schema de bază pentru adaptarea lui R_1 la R_2 cu un tampon L. $R_1 > R_2$, totuși, R_1 poate fi considerată sursă, iar R_2 poate fi sarcina. Unul dintre X_1 sau X_2 trebuie să fie o bobină (un inductor), iar celălalt trebuie să fie un condensator.

$$\frac{jR_1X_1}{R_1+jX_1} \Rightarrow R_2 = \frac{R_1X_1^2}{R_1^2+X_1^2} \tag{3.12}$$

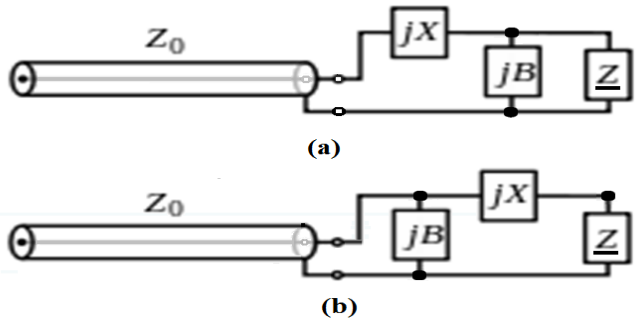


Figura 3.5. L rețele pentru potrivirea unei surse sau a impedanței de sarcină Z cu o linie de transmisie cu impedanța caracteristică Z_0. X și B pot fi fiecare pozitive (bobină) sau negative (condensator). Dacă Z/Z_0 se află în interiorul cercului 1+jx pe diagrama Smith (adică dacă $Re(Z/Z_0)>1$), poate fi utilizată rețeaua (a); în caz contrar, poate fi utilizată rețeaua (b), [4].

O rețea simplă de potrivire a impedanței electrice necesită un condensator și un inductor. În figura 5, $R_1 > R_2$, totuși, fie R_1, fie R_2 poate fi sursa, iar celălalt sarcina. Unul dintre X_1 sau X_2 trebuie să fie un inductor, iar celălalt trebuie să fie un condensator. O reactanță este în paralel cu sursa (sau sarcina), iar cealaltă este în serie cu sarcina (sau sursa) [1]. Dacă o reactanță este în paralel cu sursa, rețeaua efectivă se adaptează de la impedanța mare la cea scăzută.

Analiza este următoarea [5]: luăm în considerare o impedanță reală a sursei R_1 și o impedanță reală de sarcină a lui R_2. Dacă o reactanță X_1 este în paralel cu impedanța sursei, impedanța combinată poate fi scrisă ca:

$$\frac{jR_1X_1}{R_1+jX_1} \tag{3.13}$$

Dacă partea imaginară a impedanței de mai sus este anulată de reactanța seriei, partea reală este:

$$R_2 = \frac{R_1X_1^2}{R_1^2+X_1^2} \tag{3.14}$$

cu $|X_1| = \frac{R_1}{Q}$; $|X_2| = QR_2$, unde $Q = \sqrt{\frac{R_1-R_2}{R_2}}$.

Reținem că X_1, reactanța în paralel, are o reactanță negativă, deoarece este de obicei un condensator. Acest lucru oferă rețelei L caracteristica suplimentară de suprimare armonică, deoarece este și un filtru trece-jos. Conexiunea inversă (creșterea impedanței) este pur și simplu inversă - de exemplu, reactanța în serie cu sursa. Mărimea raportului de impedanță este limitată de pierderile în reactanță, cum ar fi Q-ul inductorului. Mai multe secțiuni L pot fi conectate în cascadă pentru a obține rapoarte de impedanță mai mari sau o lățime de bandă mai mare. Rețelele de potrivire a liniilor de transmisie pot fi modelate ca un număr infinit de secțiuni L conectate în cascadă. Circuitele de adaptare optimă pot fi proiectate pentru un anumit sistem folosind diagrame Smith.

3.2.4. Dispozitivele de corectare a factorului de putere

Dispozitivele de corectare a factorului de putere sunt destinate să anuleze caracteristicile reactive și neliniare ale unei sarcini la capătul unei linii electrice. Acest lucru face ca sarcina văzută de linia de alimentare să fie pur rezistivă. Pentru o anumită putere adevărată cerută de o sarcină, aceasta minimizează curentul real furnizat prin liniile de alimentare și minimizează puterea disipată (risipită) în rezistența acelor linii electrice. De exemplu, un dispozitiv de urmărire a punctului de putere maximă este utilizat pentru a extrage puterea maximă de la un panou solar și pentru a o transfera eficient către baterii, rețea electrică sau alte sarcini. Teorema transferului puterii maxime se aplică conexiunii sale „în amonte” la panoul solar, astfel încât emulează o rezistență de sarcină egală cu rezistența sursei panoului solar. Cu toate acestea, teorema transferului puterii maxime nu se aplică conexiunii sale „în aval”. Acea conexiune este o conexiune cu punte de impedanță; emulează o sursă de înaltă tensiune și rezistență scăzută pentru a maximiza eficiența.

Pe rețeaua electrică sarcina totală este de obicei inductivă. În consecință, corecția factorului de putere se realizează cel mai frecvent cu băncile de condensatoare. Este necesar doar ca, corectarea să se realizeze la o singură frecvență, frecvența de alimentare. Rețelele complexe sunt necesare doar atunci când o bandă de frecvențe trebuie să fie potrivită și acesta este motivul pentru care condensatoarele simple sunt tot ceea ce este necesar de obicei pentru corectarea factorului de putere.

3.3. ADAPTAREA IMPEDANȚELOR FOLOSIND LINII DE TRANSMISIE

Puntea de impedanță este nepotrivită pentru circuitele (conexiunile) de radio frecvență (RF), deoarece face ca puterea să fie reflectată înapoi la sursă de la granița dintre impedanța ridicată și cea scăzută. Reflexia creează o undă staționară dacă există reflexie la ambele capete ale liniei de transmisie, ceea ce duce la o pierdere suplimentară de energie și poate cauza pierderi dependente de frecvență. În aceste sisteme, adaptarea impedanței este de dorit.

În sistemele electrice care implică linii de transmisie (cum ar fi radio și fibră optică) - unde lungimea liniei este mare în comparație cu lungimea de undă a semnalului (semnalul se schimbă rapid în comparație cu timpul necesar pentru a călători de la sursă la sarcină (încărcare)) - impedanțele de la fiecare capăt al liniei trebuie să fie adaptate cu impedanța caracteristică a liniei de transmisie pentru a preveni reflexiile semnalului la capetele liniei. (Când lungimea liniei este scurtă în comparație cu lungimea de undă, neadaptarea impedanței este baza transformatoarelor de impedanță a liniei de transmisie). În sistemele de radiofrecvență (RF), o valoare comună pentru impedanța sursă și sarcină este de 50 ohmi. O sarcină RF tipică este o antenă cu un sfert de undă cu planul de masă (37 ohmi cu un plan de masă ideal); poate fi adaptat la 50 ohmi folosind un plan de masă modificat sau o secțiune coaxială de adaptare (potrivire), adică o parte sau tot alimentatorul de impedanță mai mare. În figura 3.6 se prezintă structura unei linii de transmisie coaxială cu o sursă și o sarcină.

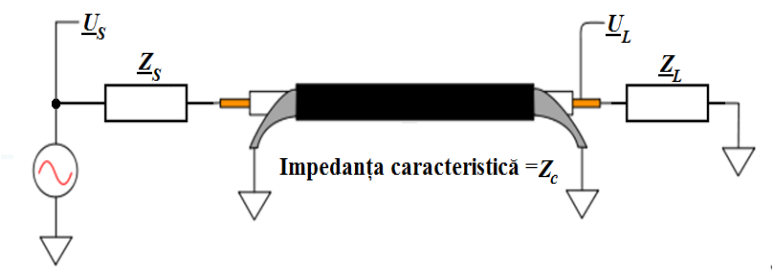


Figura 3.6 Linie coaxială cu o sursă și o sarcină

Forma generală a coeficientului de reflexie a tensiunii pentru o undă care se deplasează de la mediu 1 la mediu 2 este dată de relația:

$$\underline{\Gamma}_{12} = \frac{\underline{Z}_2 - \underline{Z}_1}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_1} \tag{3.15}$$

în timp ce coeficientul de reflexie a tensiunii pentru o undă care se deplasează de la mediu 2 la mediu 1 este:

$$\underline{\Gamma}_{21} = \frac{\underline{Z}_1 - \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} \quad \underline{\Gamma}_{21} = -\underline{\Gamma}_{12} \tag{3.16}$$

Deci, coeficientul de reflexie este același (cu excepția semnului), indiferent din ce direcție se apropie unda de graniță.

Există, de asemenea, un coeficient de reflexie a curentului, care este negativul coeficientului de reflexie a tensiunii. Dacă unda întâlnește o deschidere (un gol) la capătul sarcinii, impulsurile de tensiune pozitivă și de curent negativ sunt transmise înapoi către sursă

(curentul negativ înseamnă că curentul merge în direcția opusă). Astfel, la fiecare graniță există patru coeficienți de reflexie (tensiune și curent pe o parte, iar tensiune și curent pe cealaltă parte). Toate cele patru sunt la fel, cu excepția faptului că două sunt pozitive și două sunt negative. Coeficientul de reflexie a tensiunii și coeficientul de reflexie a curentului de pe aceeași parte au semne opuse. Coeficienții de reflexie a tensiunii de pe părțile opuse ale limitei au semne opuse.

Deoarece sunt toate la fel, cu excepția semnului, este tradițional să se interpreteze coeficientul de reflexie ca coeficient de reflexie a tensiunii (dacă nu se indică altfel). Oricare capăt (sau ambele capete) ale unei linii de transmisie poate fi o sursă sau o sarcină (sau ambele), deci nu există o preferință inerentă pentru care parte a graniței este mediul 1 și care parte este mediul 2. Cu o singură linie de transmisie se obișnuiește să se definească coeficientul de reflexie a tensiunii pentru o undă incidentă la limita de pe partea liniei de transmisie, indiferent dacă o sursă sau sarcină este conectată pe cealaltă parte.

Adaptarea sarcinii este realizarea potrivirii între impedanța caracteristică a liniei ($Z_c = Z_0$) și impedanţa sarcinii (Z_L). Pentru realizarea celor două obiective ale adaptării, aceasta trebuie realizată folosind doar componente care nu consumă putere activă.

Obiective ale adaptării sunt:

- Maximizarea puterii transmise sarcinii;
- Minimizarea undei reflectate.

3.3.1. Adaptarea unei sarcini pur rezistive folosind o linie de transmisie

Cel mai simplu caz este cel în care sarcina are o impedanţă pur rezistivă. Adaptarea în acest caz se poate realiza simplu folosind o linie de transmisie de lungime sfert de undă şi impedanţă caracteristică $\underline{Z'_0}$ atent aleasă (figura 3.7).

$$\underline{Z_L} = \underline{Z_0} \tag{3.17}$$

Primul pas este calcularea lungimii liniei de transmisie de adaptare [1]. Pentru acesta se utilizează formula (3.18).

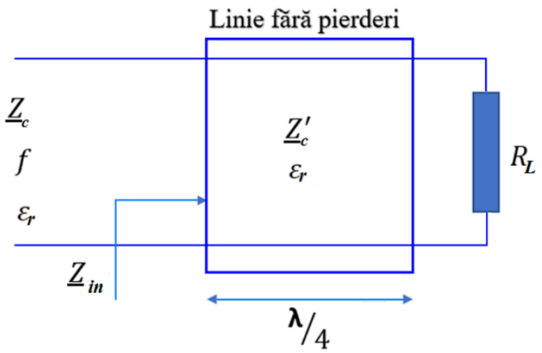


Figura 3.7 Adaptarea unei sarcini pur rezistive folosind o linie de transmisie de lungime λ/4, [1]

$$\lambda = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r} f} \tag{3.18}$$

Pentru a calcula valoarea impedanţei liniei de adaptare, pornim de la condiția de adaptare (3.19) care poate fi scrisă şi în funcție de coeficientului de reflexie (3.20). Reamintim apoi formula impedanţei de intrare într-o linie de transmisie în funcţie de lungimea liniei (3.21). Făcând în această formulă egalitatea l=λ/4, obţinem relația (3.21), [1].

$$\underline{Z}_{in} = Z_c = Z_0 \tag{3.19}$$

$$\underline{\Gamma} = \frac{\underline{Z}_{in} - Z_0}{\underline{Z}_{in} + Z_0} = 0 \tag{3.20}$$

$$\underline{Z}_{in} = \frac{Z'_0 + jZ'_0 tg(\beta l)}{Z'_0 + j\underline{Z}_L tg(\beta l)} \tag{3.21}$$

$$\underline{Z}_{in} = \frac{Z'^2_0}{\underline{Z}_L} \tag{3.22}$$

Din relația (3.22) se obține valoarea impedanţei caracteristice a liniei care satisface condiția de adaptare.

3.3.2. Adaptarea unei sarcini complexe folosind elemente pasive cu parametri concentraţi (bobine sau condensatoare)

Un caz mai complicat este cel al circuitelor de microunde terminate pe o sarcină de impedanţă complexă (3.23) care are, pe lângă o componentă rezistivă, şi una reactivă. În acest caz adaptarea nu se mai poate face direct folosind o singură linie de transmisie cu lungime predefinită [1-3].

$$\underline{Z}_L = R_L = jX_L \tag{3.23}$$

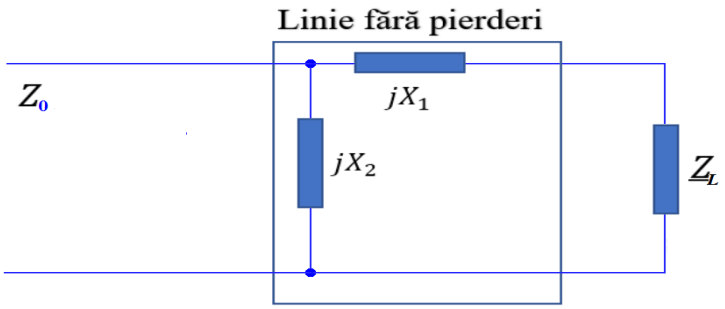


Figura 3.8 Linie de transmisie fără pierderi terminată pe o sarcină oarecare de impedanţă $\underline{Z}_L$ adaptată folosind două componente pur reactive

În acest caz, cel mai simplu mod de adaptare este folosirea a două componente pur reactive (figura 3.8), una din ele în serie cu sarcina, iar cealaltă în paralel. În functie de ordinea componentelor (citită de la sarcină) putem avea cazul circuitului paralel-serie (prima componentă este în paralel cu sarcina, iar a doua în serie), reprezentat în figura 3.9, şi cazul circuitului serie-paralel (în care prima componentă este în serie cu sarcina, iar a doua în paralel) reprezentat în figura 3.10, [1-5].

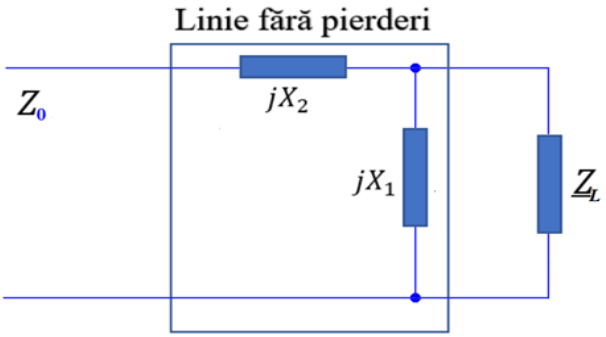


Figura 3.9 Adaptarea impedanţei folosind circuitul de adaptare paralel-serie

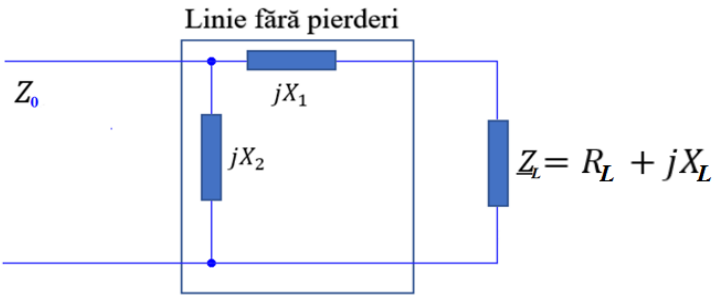


Figura 3.10 Adaptarea impedanţei folosind circuitul de adaptare serie-paralel

Vom analiza in cele ce urmează cazul circuitului serie-paralel. Pentru acest circuit, impedanţa echivalentă a ansamblului sarcină + circuit de adaptare are forma (3.24). Condiţia de adaptare este exprimată în acest caz ca o egalitate între impedanţa echivalentă şi cea caracteristică a liniei. După prelucrarea condiţiei de adaptare obţinem egalitatea (3.25) care separată în partea ei reală şi partea ei imaginară, obţinem sistemul (3.26), [1].

$$\underline{Z}_{ech} = \frac{[R_L + j(X_1 + X_L)]jX_2}{R_L + j(X_1 + X_2 + X_L)} = Z_0 \tag{3.24}$$

$$jR_LX_2 - X_1X_2 - X_LX_2 = R_LZ_0 + j(X_1 + X_2 + X_L) \tag{3.25}$$

$$\begin{cases} (R_LX_2 = Z_0X_1 + Z_0X_2 + Z_0X_L)/Z_0^2 \\ (R_LZ_0 + X_1X_2 + X_LX_2 = 0)/Z_0^2 \end{cases} \tag{3.26}$$

Folosind impedanţa caracteristică a liniei Z_0, se normează sistemul de ecuații de mai sus şi se scrie din nou ecuația (3.26), obținându-se ecuația (3.27):

$$\begin{cases} r_Lx_2 = x_1 + x_2 + x_L \Rightarrow x_2 = \frac{x_1 + x_L}{r_L - 1} \\ r_L + x_1x_2 + x_Lx_2 = 0 \end{cases} \tag{3.27}$$

Din prima ecuaţie (3.27) scoatem pe X_2 şi îl înlocuim în a doua ecuație, obţinând ecuaţia (3.28) de gradul 2, cu soluţia finală pentru X_1 dată în relația (3.29). Înlocuind ecuația (3.29) înapoi în ecuația (3.27) aflăm valoarea şi pentru X_1. Se observă că avem două soluţii diferite ale sistemului (3.27), care rezultă în două circuite posibile de adaptare de tipul serie-paralel. Acelaşi lucru l-am fi obţinut şi pentru circuitele paralel-serie, ridicând totalul circuitelor posibile de adaptare cu elemente cu parametri concentraţi la 4, [1].

$$r_L + \frac{x_1 + x_L}{r_L - 1}(x_1 + x_L) = 0 \Rightarrow \frac{(x_1 + x_L)^2}{r_L - 1} = -r_L \Rightarrow (x_1 + x_L)^2 = r_L(1 - r_L) \Rightarrow$$
$$\Rightarrow x_1 + x_2 = \pm\sqrt{r_L(1 - r_L)} \tag{3.28}$$

$$x_1 = -x_2 \pm \sqrt{r_L(1 - r_L)} \tag{3.29}$$

iar, conform primei ecuații din relația (23), x_2 are expresia:

$$x_2 = \frac{x_1 + x_L}{r_L - 1} \tag{3.30}$$

Într-o linie de transmisie, o undă se deplasează de la sursă de-a lungul liniei. Să presupunem că unda lovește o limită (o schimbare bruscă a impedanței). O parte din undă este reflectată înapoi, în timp ce altele continuă să se miște mai departe. Presupunem că există o singură limită, la sarcină.

Fie:

- $\underline{V_i}$ și $\underline{I_i}$ tensiunea și curentul care intră la limita din partea sursei;
- $\underline{V_t}$ și $\underline{I_t}$ tensiunea și curentul care sunt transmise la sarcină;
- $\underline{V_r}$ și $\underline{I_r}$ tensiunea și curentul care sunt reflectate înapoi către sursă.

Pe partea de linie a graniței $\underline{V_i} = \underline{Z_c}\underline{I_i}$ și $\underline{V_r} = \underline{Z_c}\underline{I_r}$ și pe partea de sarcină $\underline{V_t} = \underline{Z_c}\underline{I_t}$, unde $\underline{V_i}$, $\underline{V_r}$, $\underline{V_t}$, $\underline{I_i}$, $\underline{I_r}$, $\underline{I_t}$ și $\underline{Z_c}$ sunt fazori.

Prin urmare, la o limită, tensiunea și curentul trebuie să fie continue.

$$\underline{V_t} = \underline{V_i} + \underline{V_r}\ ,\ \underline{I_t} = \underline{I_i} + \underline{I_r} \tag{3.40}$$

Toate aceste condiții sunt satisfăcute de:

$$\underline{V_r} = \underline{\Gamma_{TL}}\underline{V_i},\ \underline{I_r} = -\underline{\Gamma_{TL}}\underline{I_i},$$
$$\underline{V_t} = \left(1 + \underline{\Gamma_{TL}}\right)\underline{V_i},\quad \underline{I_t} = \left(1 - \underline{\Gamma_{TL}}\right)\underline{I_i} \tag{3.41}$$

Unde:

$$\underline{\Gamma_{TL}} = \frac{\underline{Z_L} - \underline{Z_c}}{\underline{Z_L} + \underline{Z_c}} \tag{3.42}$$

Scopul unei linii de transmisie este de a obține cantitatea maximă de energie la celălalt capăt al liniei (sau de a transmite informații cu o eroare minimă), astfel încât reflexia să fie cât mai mică posibil. Acest lucru se realizează prin adaptarea impedanților Z_L și Z_c astfel încât acestea să fie egale ($\underline{\Gamma} = 0$).

La capătul sursă al liniei de transmisie, pot exista unde incidente atât de la sursă, cât și de la linie; se poate calcula un coeficient de reflexie pentru fiecare direcție:

$$-\ \underline{\Gamma_{ST}} = \underline{\Gamma_{TS}} = \frac{\underline{Z_S} - \underline{Z_c}}{\underline{Z_S} + \underline{Z_c}} = \underline{\Gamma_S} \tag{3.43}$$

unde Z_s este impedanța sursei.

Sursa undelor incidente din linie sunt reflexiile de la capătul sarcinii. Dacă impedanța sursei se potrivește cu linia, reflexiile de la capătul sarcinii vor fi absorbite la capătul sursei. Dacă linia de transmisie nu este adaptată la ambele capete, reflexiile de la sarcină vor fi re-reflectate la sursă și re-reflectate la capătul sarcinii la infinit, pierzând energie pe fiecare tranzit al liniei de transport. Acest lucru poate provoca o stare de rezonanță și un comportament puternic dependent de frecvență. Într-un sistem cu bandă îngustă, acest lucru poate fi de dorit pentru adaptare, dar este în general nedorit într-un sistem cu bandă largă.

Impedanța de la intrarea liniei are expresia:

$$\underline{Z}_{in} = \underline{Z}_c \frac{(1+\underline{T}^2\underline{\Gamma}_L)}{(1-\underline{T}^2\underline{\Gamma}_L)} \tag{3.44}$$

unde *T* este funcția de transfer unidirecțională (de la un capăt la celălalt) când linia de transmisie este adaptată exact la sursă și la sarcină. *T* ține cont de tot ceea ce se întâmplă cu semnalul în tranzit (inclusiv întârziere, atenuare și dispersie). Dacă există o adaptare perfectă la sarcină, și sursă se poate calcula tensiunea la borne.

Tensiunea de la bornele sarcinii are expresia:

$$\underline{V}_L = \underline{V}_S \frac{\underline{T}(1-\underline{\Gamma}_S)(1+\underline{\Gamma}_L)}{2(1-\underline{T}^2\underline{\Gamma}_S\underline{\Gamma}_L)} \tag{3.45}$$

unde V_S este tensiunea de ieșire în circuit deschis (sau descărcată) de la sursă. Rețineți că dacă există o adaptare perfectă la ambele capete $\underline{\Gamma}_L = 0$ și $\underline{\Gamma}_S = 0$ și apoi:

$$\underline{V}_L = \underline{V}_S \frac{\underline{T}}{2} \tag{3.46}$$

3.4. UTILIZAREA DIAGRAMEI SMITH ÎN ADAPTAREA IMPEDANȚELOR

Pentru a exista un transfer optim de putere între generator și sarcină, trebuie să fie îndeplinită condiția de *adaptare conjugată,* [1]:

$$\underline{Z}_{in} = \underline{Z}_G^* \tag{3.47}$$

Atunci când generatorul este adaptat la linia de transmisie ($\underline{Z}_G = Z_0$) condiția (3.47) se reduce la condiția ca sarcina să fie și ea *adaptată la linia de transmisie*:

$$\underline{Z}_L = Z_0 \tag{3.48}$$

Atunci când condiția (3.48) de adaptare este îndeplinită, atunci nu avem nicio undă reflectată de la sarcină. O măsură a adaptării poate fi dată de parametrul R_L (*return loss*) care măsoară atenuarea semnalului reflectat de sarcină, [1]:

$$R_L(dB) = 20\, log_{10} \frac{P_r}{P_i} \tag{3.49}$$

unde P_i este puterea undei incidente pe sarcină iar P_r este puterea undei reflectate de sarcină.

În cazul ideal al unei sarcini perfect adaptate, parametrul R_L tinde către -∞. Ținând cont că puterile undelor directe și inverse sunt proporționale cu pătratul amplitudinilor, atunci putem scrie parametrul R_L și în funcție de coeficientul de reflexie $\underline{\Gamma}$, [1]:

$$R_L(dB) = 20\, log_{10} \frac{|\underline{U}^-|}{|\underline{U}^+|} = 20\, log_{10} |\underline{\Gamma}| \tag{3.50}$$

Putem introduce un nou parametru care să ne ofere o idee despre cât de selectivă este adaptarea, altfel spus cât de mare este intervalul spectral pe care adaptarea este realizată. Vom fixa limita dezadaptării la -30dB, adică vom considera că adaptarea este realizată dacă, [1]:

$$|R_L(dB)| > 30 \text{ dB} \tag{3.51}$$

Vom considera banda de frecvențe (B) în jurul frecvenței centrale f_0, adică diferența dintre frecvența maximă (f_2) și minimă (f_1) pentru care modulul parametrului R_L este mai mare de 30 dB. Putem defini atunci factorul de calitate al circuitului de adaptare drept, [1]:

$$Q = \frac{f_0}{B} = \frac{f_2 + f_1}{2(f_2 - f_1)} \tag{3.52}$$

3.3. CONCLUZII

Adaptarea impedanței este practica de proiectare a impedanței de intrare a unei sarcini electrice sau a impedanței de ieșire a sursei de semnal corespunzătoare pentru a maximiza transferul de putere sau a minimiza reflectarea semnalului de la sarcină. Ea este pe larg utilizată în: circuitele electrice analogice, sistemele de transfer wireless al energiei electrice, liniile de transmisie, circuitele electrice și liniile de transmisie de RF etc. În acest capitol se dă o definiță corectă a adaptării impedanțelor în ingineria electrică. Sunt prezentate pe larg proiectarea și construcția adaptării impedanțelor calculând cu mare acuratețe valorile parametrilor (bobine și condensatoare) utilizate în construcția circuitelor de adaptare. O sursă de energie electrică, cum ar fi un generator, un amplificator sau un transmițător radio, are o impedanță a sursei echivalentă cu o rezistență electrică în serie cu o reactanță dependentă de frecvență. La fel, o sarcină electrică, cum ar fi un bec, o linie de transmisie sau o antenă, are o impedanță echivalentă cu o rezistență în serie cu o reactanță.

Aproape toate procedurile de adaptare a impedanțelor se bazează pe teorema transferului puterii maxime. Această teoremă afirmă că puterea activă maximă este transferată de la sursă la sarcină atunci când rezistența de sarcină este egală cu rezistența sursei și reactanța de sarcină este egală (cu negativul reactanței sursei) cu reactanța sursei cu semn schimbat: reactanțele se anulează reciproc cu dependența lor opusă de frecvență. Într-un circuit de curent continuu (cc), condiția este îndeplinită dacă rezistența de sarcină este egală cu rezistența sursei. Într-un circuit de curent alternativ (ca), reactanța depinde de frecvență, astfel încât circuitele care sunt adaptate cu impedanța la o frecvență pot să nu fie adaptate cu impedanța dacă frecvența este schimbată. Se arată că potrivirea impedanței pe o bandă largă de frecvență va necesita, în general, structuri complexe, asemănătoare filtrelor, cu multe componente, cu excepția cazului banal al rezistențelor constante de sursă și sarcină, când poate fi utilizat un transformator.

În capitol se prezintă un dispozitiv de urmărire a punctului de putere maximă utilizat pentru a extrage puterea maximă de la un panou solar și pentru a o transfera eficient către baterii, rețea electrică sau alte sarcini. Teorema transferului puterii maxime se aplică conexiunii sale „în amonte” la panoul solar, astfel încât emulează o rezistență de sarcină egală cu rezistența sursei panoului solar. Cu toate acestea, teorema transferului puterii maxime nu se aplică conexiunii sale „în aval”. Acea conexiune este o conexiune cu punte de impedanță; emulează o sursă de înaltă tensiune și rezistență scăzută pentru a maximiza eficiența.

Deoarece pe o rețea electrică sarcina totală este de obicei inductivă, corecția factorului de putere se realizează cel mai frecvent cu băncile de condensatoare. Este necesar doar ca, corectarea să se realizeze la o singură frecvență, frecvența de alimentare. Rețelele complexe

sunt necesare doar atunci când o bandă de frecvențe trebuie să fie potrivită și acesta este motivul pentru care condensatoarele simple sunt tot ceea ce este necesar de obicei pentru corectarea factorului de putere.

Parametrul PR - Pierderea de Returnare, care măsoară atenuarea semnalului reflectat de sarcină și parametrul IL - Pierderea de Inserție constituie măsuri eficiente de măsurare a adaptării.

Folosind parametrii S, performanța unui circuit de radio-frecvență (RF) poate fi complet caracterizată fără a fi nevoie să cunoaștem compoziția internă. Parametrii S sunt folosiți cu deosebit succes în determinarea performanțelor adaptarii impedanțelor în sistemenel de transfer wireless al puterii.

Prin numeroasele exemple de utilizarea a diagramei Smith în determinarea elementelor de circuit folosite în adaptarea impedanțelor, confirmă eficiența deosebită a acestei diagrame în proiectarea schemelor de adaptare a impedanței.

4. PROIECTAREA REȚELELOR DE ADAPTARE A IMPEDANȚEI

Rețelele de potrivire a impedanței pot consta numai din elemente de circuit concentrate (bobine (inductoare), condensatoare, rezistoare), linii de transmisie sau o combinație de elemente de circuit concentrate și linii de transmisie. Aici vom lua în considerare numai bobinele (inductoarele) și condensatoarele ca elemente de circuit concentrate, deși pot fi utilizate și rezistoare (rezistențe), în special pentru adaptare în bandă largă de frecvență a adaptării impedanței, [1].

Circuitele (Rețelele) de adaptare a impedanțelor cu elemente de circuit concentrate sau cu linii de transmisie pot fi realizate independent sau unul din altul. Utilizarea elementelor de circuit concentrate, pentru realizarea circuitelor (rețelele) de adaptare (potrivire) a impedanței, este de obicei preferată față de liniile de transmisie la circuitele integrate de radiofrecvență (CIRF – RFIC), datorită dimensiunilor semnificativ mai mici ale acestora. Cu toate acestea, la frecvențe înalte, din partea superioară a spectrului de radio-frecvență (RF), rețelele de adaptare a impedanței cu linii de transmisie ar trebui să fie utilizate deoarece elementele concentrate de circuit nu se comportă cu adevărat ca elemente concentrate din cauza frecvențelor înalte și/sau dimensiunea liniilor de transmisie, și devin comparabile cu cele ale elementelor concentrate în timp ce liniile de transmisie au un factor de calitate mai mare.

4.1. TOPOLOGIILE CIRCUITELOR (REȚELELOR) DE ADAPTARE A IMPEDANȚEI

Figura 4.1 prezintă opt topologii posibile pentru circuitele (rețelele) de adaptare (potrivire) a impedanței luând în considerare doar două elemente conectate (agregate). Aceste circuite (rețele) de adaptare a impedanței reprezintă cele mai simple circuite (rețele) practice de adaptare (potrivire) a elementelor de circuit cu parametrii concentrați.

Un inductor și un condensator sunt echivalente cu o linie de transmisie fără pierderi în gol (deschisă) sau scurtcircuitată. Prin urmare, rețelele de potrivire a impedanței cu elemente de circuit concentrate din figura 4.1 pot fi transferate la rețele echivalente de adaptare (potrivire) a impedanței folosind linii de transmisie deschise și/sau scurtcircuitate. Figura 4.2 prezintă două dintre ele corespunzând rețelelor de potrivire a impedanței elementului concentrat din figura 4.1, (a) și (c) unde sunt utilizate linii de transmisie în scurtcircuit și în gol (în circuit deschis) (serie/șunt) pentru inductor (serie/șunt), și respectiv condensator. Se observă că liniile de transmisie în serie sunt foarte dificile, și chiar imposibile de realizat pentru anumite configurații ale liniilor de transmisie, in circuitele integrate de radio-frecvență (CIRF – RFIC). Pentru a evita problema conexiunii în serie, identitățile Kuroda, pot fi folosite pentru a transforma configurația serie în linii de transmisie în conexiune paralel (șunt), [1-3].

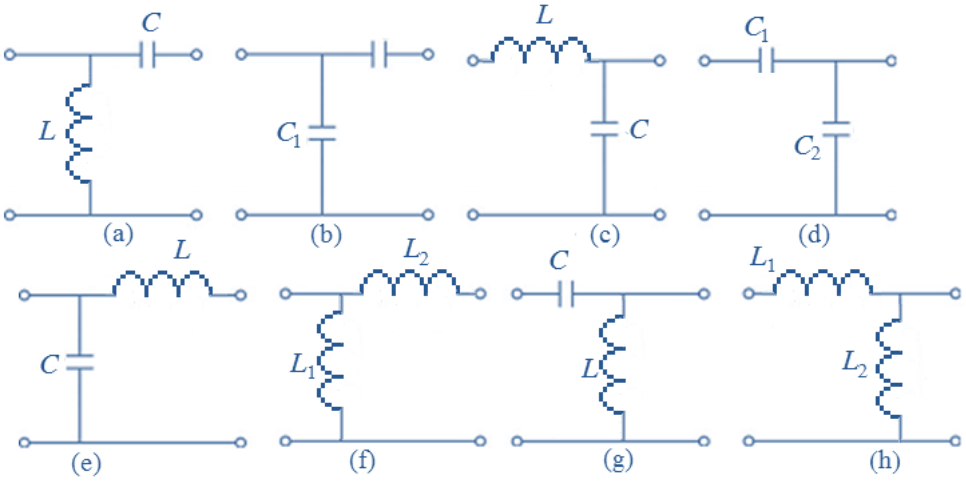
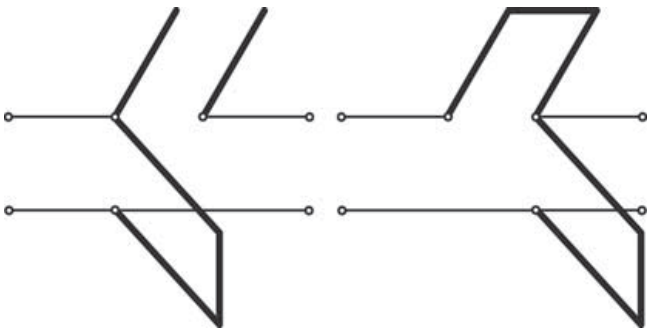


Figura 4.1 (a– h). Circuite (rețele) posibile de adaptarea imedanței, folosind două elemente de circuit cu parametrii concentrați.



a) b)

Figura 4.2 Circuite (rețele) de adaptare a impedanței pentru liniile de transmisie corespunzătoare figurilor 4.1, (a) și (c).

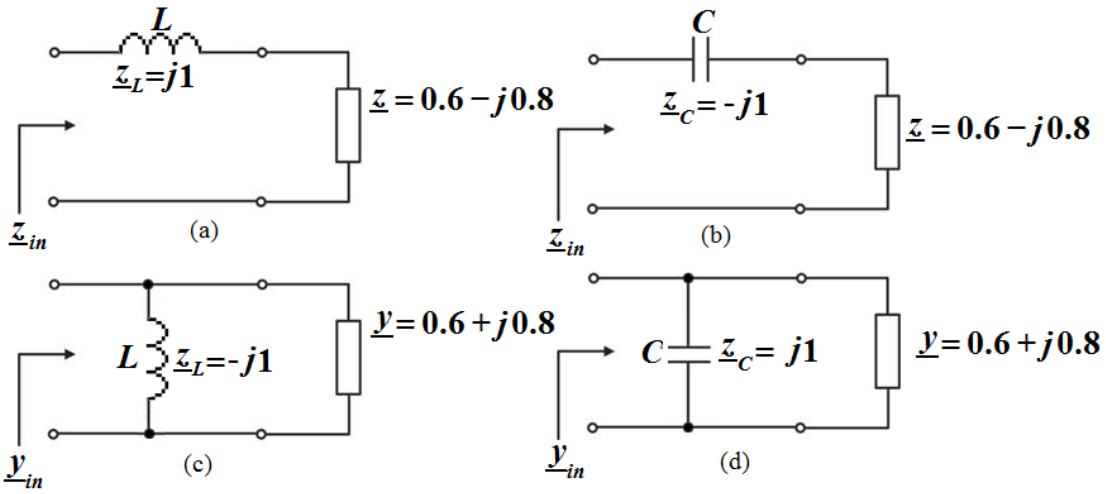


Figura 4.3 a–d. Impedanța în serie sau în derivație (șunt) cu bobină (inductor) sau condensator. $\underline{z} = 0.6 - j0.8$ și $\underline{y} = 1/\underline{z} = 0.6 + j0.8$ sunt impedanța și, respectiv admitanța normalizate ale unei bobine (ale un inductor). $\underline{z}_L = j1$ și $\underline{y}_L = 1/\underline{z}_L = -j1$ sunt impedanța și, respectiv admitanța normalizate ale unei bobine (ale unui inductor). $\underline{z}_C = -j1$ and $\underline{y}_C = 1/\underline{z}_C$ sunt impedanța și, respectiv admitanța normalizate ale unui condensator.

4.1.1. Efectul inductorului (bobinei) serie

Se consideră o impedanță conectată în serie cu un inductor (cu o bobină), așa cum se arată în figura 4.3, (a). Impedanța de intrare normalizată reprezentând impedanța transformată este $\underline{Z}_{in} = \underline{Z}_L + \underline{Z} = 0.6 + j0.2$. Impedanța $\underline{Z}$ și impedanța sa transformată $\underline{Z}_{in}$ sunt situate în punctele A și B pe o diagramă Smith $\underline{Z} - \underline{Y}$, respectiv, așa cum se arată în figura 4.4.

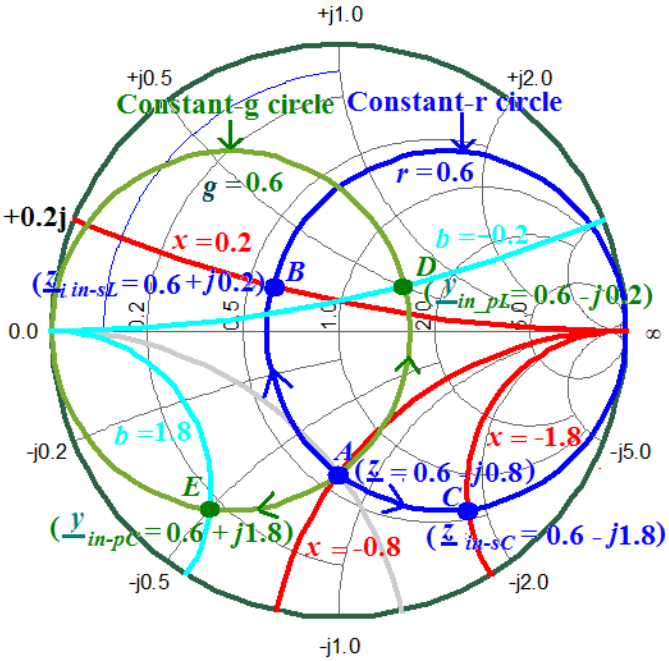


Figura 4.4 Transformarea impedanței print-un inductor sau printr-un condensator pe diagrama Z – Y Smith.

Trebuie reținut că aceste puncte sunt localizate conform diagramei $\underline{Z}$, porțiune din diagrama Smith $\underline{Z} - \underline{Y}$. Apoi putem vedea că un inductor în serie transferă o impedanță (A) la o altă impedanță (B) pe același cerc r-constant în direcția acelor ceasornicului (CW). Cercul r-constant se referă la porțiunea *Z* a diagramei Smith.

4.1.2. Efectul condensatorului serie

Acum se ia în considerare figura 4.3, b care arată aceeași impedanță *z*, așa cum se arată în figura 4.3, a, în serie cu un condensator. Impedanța transformată este $\underline{z}_{in} = \underline{z}_C + \underline{z} = 0.6 - j1.8$ și este situată la punctul C din figura 4.4. Este evident că un condensator în serie transformă o impedanță (A) în o altă impedanță (C) pe același cerc r-constant în direcția inversă a acelor ceasornicului (CCW).

4.1.3. Efectul inductorului (bobinei) de derivație (paralel, șunt)

Figura 4.3, c prezintă o admitanță y în paralel cu un inductor. Admitanța transformată este $\underline{y}_{in} = \underline{y}_L + \underline{y} = 0.6 - j0.2$ și este situat în punctul D din figura 4.4. Reținem că D este situat în conformitate cu porțiunea diagramei $\underline{Y}$ a diagramei Smith $\underline{Z} - \underline{Y}$. Rezultatul indică faptul că un inductor șunt mută o admitanță (A) la o altă admitanță (D) situată pe același cerc g-constant în direcția CCW. Cercul g-constant se referă la porțiunea Y a diagramei Smith.

4.1.4. Efectul condensatorului de derivație (șunt)

Figura 4.3, d arată aceeași admitanță $\underline{y}$ în paralel cu un condensator. Admitanța transformată este $\underline{y}_{in} = \underline{y}_C + \underline{y} = 0.6 + j1.8$ și este situată în punctul E din figura 4.4. Putem vedea că un condensator șunt face ca o admitanță (A) să se deplaseze la o altă admitanță (E) pe același cerc *g*-constant în direcția acelor ceasornicului (CW).

Tabelul 4.1 Rezumatul efectelor de transformare ale bobinelor și condensatoarelor asupra impedanței sau admitanței

Elementul de circuit	Direcția transformării	Cercul transformării
Bobina serie	Sensul acelor de ceasornic (SAC)	*r* – constant (Diagrama $\underline{Z}$)
Condensatorul serie	Sensul invers acelor de ceasornic (SIAC)	*r* – constant (Diagrama $\underline{Z}$)
Bobina șunt (derivație)	Sensul acelor de ceasornic (SAC)	*g* – constant (Diagrama $\underline{Y}$)
Condesatorul șunt (derivație)	Sensul invers acelor de ceasornic (SIAC)	*g* – constant (Diagrama $\underline{Y}$)

Tabelul 4.1 și figura 4.5 rezumă efectele de transformare ale inductoarelor și condensatoarelor asupra impedanțe (sau admitanței). Se remarcă faptul că Tabelul 4.1 sau figura 4.5 pot fi, de asemenea, utilizate pentru a identifica dacă o bobină sau un condensator serie sau șunt este necesar pentru a muta o impedanță (sau o admitanță) pe un cerc r - constant sau g – constant. Ele pot fi folosite pentru a proiecta practic orice circuit de adaptare a impedanței cu elemente concentrate de circuit.

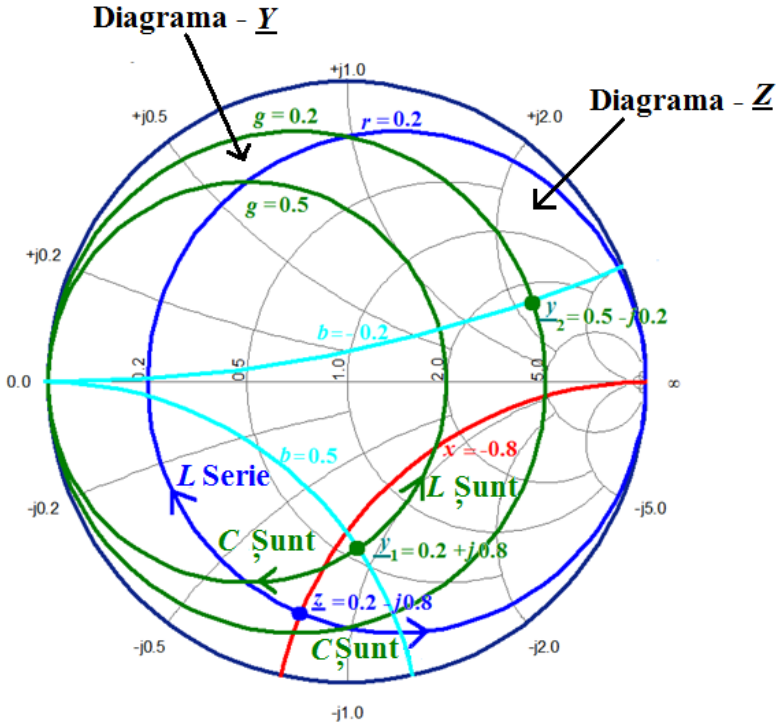


Figura 4.5 Efectele transformării bobinelor și condensatoarelor asupra impedanței sau admitanței pe diagrama Smith $\underline{Z}$ - $\underline{Y}$.

În practică, totuși, nu toate rețelele de potrivire proiectate pot fi realizate de la obținute elemente precum inductori sau condensatori pot să nu fie realizabile. Acest lucru, la rândul său, limitează numărul posibilităților rețelelor de potrivire a impedanței. În plus, alegerea unei anumite rețele de potrivire a impedanței depinde de numărul de elemente utilizate, în care sunt de obicei preferate mai puține elemente datorită posibilității pierderilor și dimensiunilor mai mici, factorul de calitate al unui element față de altul (cum ar fi inductor versus condensator), și răspunsul în frecvență dorit, cum ar fi răspunsul trece jos, trece sus sau trece bandă. Se observă că, deși numai două elemente sunt utilizate pentru rețelele de potrivire a impedanței în exemplele de mai sus, procedura poate fi extinsă cu ușurință pentru rețelele de potrivire a impedanței care au mai mult de două elemente.

4.3. CIRCUITE (REȚELE) DE ADAPTARE (POTRIVIRE) A IMPEDANȚEI LINIEI DE TRANSMISIE

Rețelele de potrivire a liniilor de transmisie sunt inevitabile în domeniile frecvențelor înalte ale circuitelor de RF, unde elementele concentrate nu sunt realizabile și/sau au dimensiuni comparabile cu un factor de calitate mai scăzut cu liniile de transmisie. În general,

rețelele de potrivire ale liniilor de transmisie constau din linii de transmisie în serie și șunt deschise (în gol) și scurtcircuitate și linii de transmisie în cascadă. Diferite tipuri de linii de transmisie (de exemplu, linie microstrip (microbandă) sau ghid de undă coplanar) sau o combinație de diferite linii de transmisie poate fi (sau poate fi necesară) utilizată pentru a realiza o anumită impedanță cu caracteristică ridicată sau scăzută, o anumită configurație a liniei de transmisie (de exemplu, conexiune în serie sau scurtcircuitat), o anumită interfață sau conexiune cu alte elemente de circuit sau alte circuite.

4.3.1. Transformator cu un sfert de undă

Transformatorul cu un sfert de undă este o linie de transmisie care are o lungime fizică de $\lambda/4$, unde λ este lungimea de undă sau o lungime electrică de 90º, folosită pentru a adapta două impedanțe reale. Considerăm un transformator cu un sfert de undă fără pierderi conectat la o impedanță reală la fiecare capăt ca cel prezentat în figura 4.8.

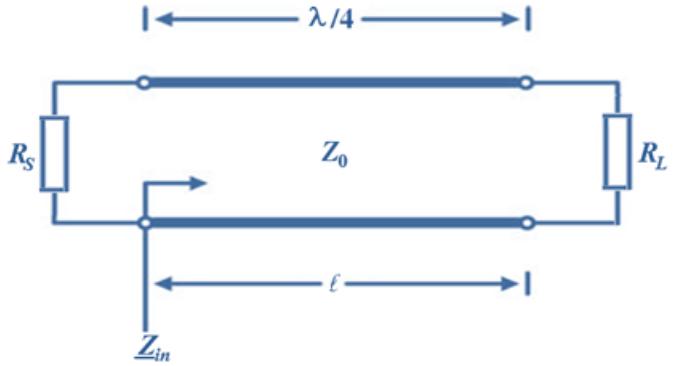


Figura 4.8 Transformator sfert de undă

Impedanța de intrare a transformatorului cu sfert de undă se obține cu formula:

$$\underline{Z}_{in} = Z_0 \frac{R_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jR_L \tan(\beta l)} = \frac{Z_0^2}{R_L} \tag{4.1}$$

Folosind $\beta\ell = \pi/2$, ecuația (4.1) conduce la ecuația 4.2, după aplicarea condiției de potrivire perfectă a impedanței $\underline{Z}_{in} = R_s$:

$$Z_0 = \sqrt{R_L R_S} \tag{4.2}$$

care specifică impedanța caracteristică a unui transformator cu sfert de undă care asigură potrivirea impedanței între două impedanțe reale.

Dacă una dintre impedanțe nu este reală, de exemplu, impedanța de sarcină Z_L, atunci putem transforma Z_L într-o impedanță reală R_L inserând o linie de transmisie imediat în fața lui Z_L înainte de a folosi un transformator cu un sfert de undă pentru a potrivi R_L cu R_S, așa cum se arată în figura 4.9, (a). Să presupunem că linia de transmisie inserată este fără pierderi, deplasarea de-a lungul liniei de transmisie este echivalentă cu deplasarea pe un cerc *r* - constant

pe o diagramă Smith. Prin urmare, impedanța complexă $\underline{Z}_L$ poate fi transformată într-o impedanță reală R_L prin deplasarea către generator (direcția acelor de ceasornic (CW)) de-a lungul cercului r - constant la Z_L pe o diagramă Smith, așa cum se arată în figura 4.9 (b). Există două valori reale pentru R_L care au ca rezultat două valori posibile pentru lungimea liniei de transmisie (d_1 și d_2) și care pot fi determinate direct din diagrama Smith, așa cum se procedează în figura 4.9, b. Impedanța caracteristică Z_0 a transformatorului cu sfert de undă poate fi apoi determinată folosind ecuația (4.2). Cunoscând Z_0, R_s, d_1 (sau d_2) și Z_L se permite determinarea impedanței caracteristice Z'_0 a liniei de transmisie introduse.

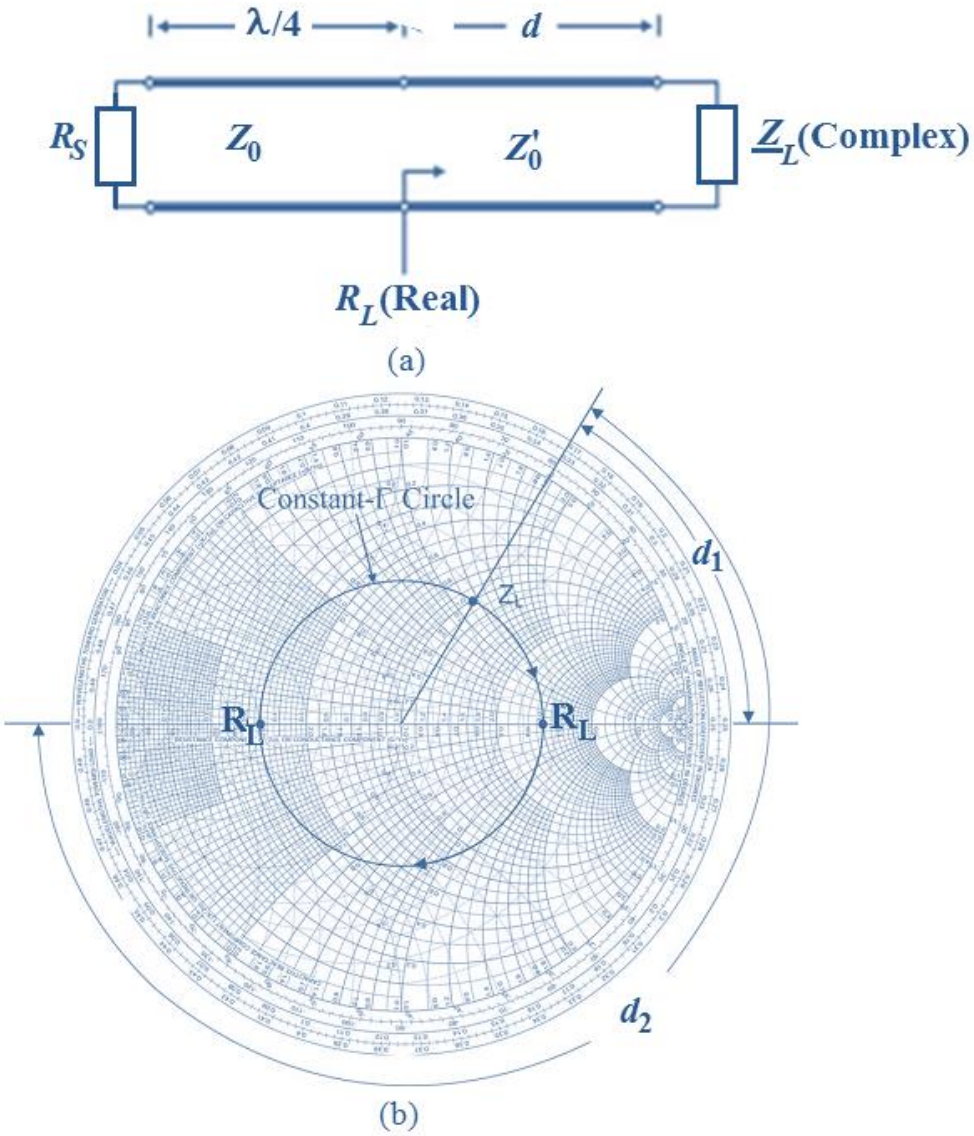


Figura 4.9 (a), (b) Adaptarea între o impedanță complexă și una reală folosind un transformator sferic de undă și o linie de transmisie.

4.3.2. Rețele de potrivire a impedanței cu un singur capăt

Figura 4.10 reprezintă patru circuite (rețele) linii de adaptare a impedanței pentru liniile de transmisie, și anume rețele de adaptare a impedanței cu un singur bloc, care constau dintr-un linie de transmisie conexiune șunt, în serie deschisă sau în scurtcircuit (capăt - stub) și o linie de transmisie în cascadă. Rețelele de potrivire bazate pe capete (stub-uri) serie sunt dificil de realizat dacă nu se transformă stub-urile serie în stub-uri (capete) șunt folosind tehnici precum identitățile Kuroda. Aceste rețele de potrivire a liniilor de transmisie sunt rețelele de potrivire de bază și cele care folosesc elemente șunt sunt binecunoscute de inginerii de circuite de RF. Aceste rețelele de potrivire, precum și designul lor servesc drept bază care poate fi extinsă pentru a dezvolta și proiecta altele topologii pentru rețelele de potrivire a liniilor de transport.

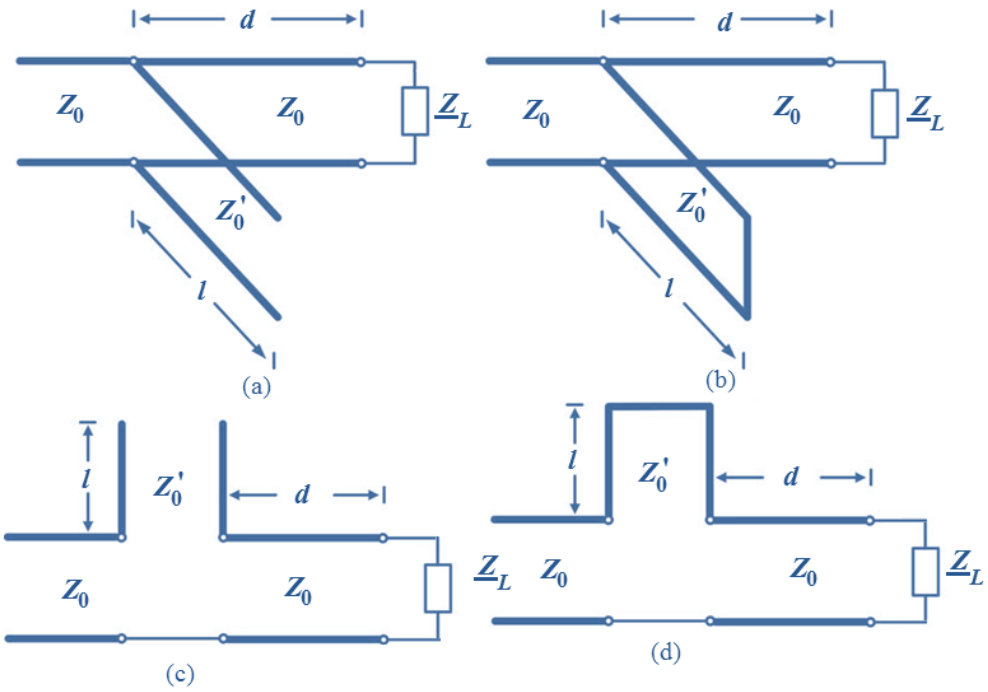


Figura 4.10 (a– d) Circuite de adaptare a impedanței cu un singur capăt

Ilustrăm formularea proiectului (designului) luând în considerare o rețea cu un singur capăt (stub), folosind un stub (capăt) scurtcircuitat ca cel prezentată în figura 4.11, care potrivește o impedanță de sarcină complexă $\underline{Z}_L$ cu o impedanță reală Z_0 reprezentând impedanța caracteristică a liniei de transmisie conectată la intrarea rețelei de potrivire sau la impedanța prezentată la acel port de intrare. Toate impedanțele și admitanțele sunt normalizate în raport cu impedanța caracteristică Z_0 și, respectiv, admitanța caracteristică $Y_0 = 1/Z_0$. Definim $\underline{y}_M$ ca fiind admitanța normalizată care se uită în rețeaua de potrivire, $\underline{y}_S$ ca admitanța normalizată care se uită în stubul (capătul) scurtcircuitat, $\underline{y}_T$ ca admitanță normalizată care privește în linia de transmisie în cascadă și $\underline{y}_L$ și $\underline{z}_L$ ca admitanța și, respectiv impedanța sarcinii normalizate.

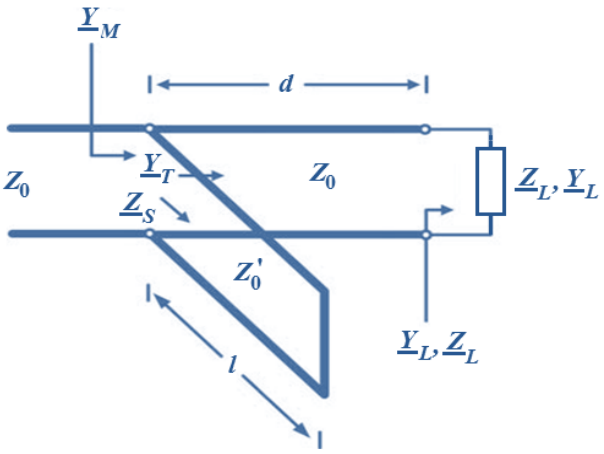


Figura 4.11. Circuit de adaptare cu un sigur capăt (stub) scurtcircuitat.

Remarcăm că, pentru ca o potrivire perfectă să aibă loc între $\underline{Y}_L$ și Y_0, admitanța care privește (se uită) rețeaua de adaptare potrivirea trebuie să fie egală cu Y_0 sau:

$$\underline{y}_M = \underline{y}_T + \underline{y}_S = 1 \tag{4.3}$$

Ecuația (4.3) stabilește criteriul de la care lungimile liniilor de transport din rețeaua de potrivire poate fi determinate pentru impedanțele caracteristice date. Acest criteriu poate fi rescris în următoarele două condiții la utilizarea admitanței de intrare normalizate a stub-ului (capătului) scurtcircuitat $\underline{y}_S = -jY'_0 \cot(\beta l / Y_0)$:

$$\underline{y}_T = 1 + jb_S, \tag{4.4}$$

$$\underline{Y}_S = -jb_S. \tag{4.5}$$

Ecuatia (4.4) stabilește criteriul pentru determinarea lungimii d; arată că d este determinat astfel încât partea reală a lui $\underline{y}_T$ este egală cu 1. Ecuația (4.5) arată că lungimea ℓ este determinată astfel încât $\underline{y}_S = -jb_S$. Este de remarcat că stub-ul (capătul) scurtcircuitat din figura 4.11 poate fi înlocuit cu un stub (capăt) cu circuit deschis al cărui admitanță este $\underline{y}_S = jY'$o tan $\beta\ell/Y_0 \equiv -jb_S$. Aceeași formulare de proiect (design) se aplică și rețelelor de potriviri cu un singur stub (capăt) care folosesc stub-uri (capete) cu circuit deschis și pot fi extinse și pentru rețelelor de potrivire a impedanței cu mai multe stuburi (capete). Figura 4.12 prezintă câteva posibile rețele de potrivire a impedanței cu dublu-stub (dublu-capăt).

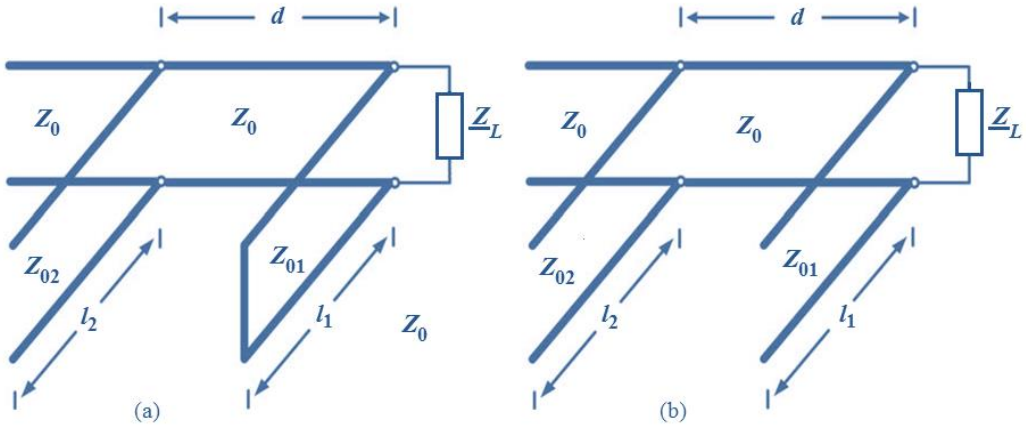


Figura 4.12 (a), (b) Circuite de adaptare a impedanței cu dublu capăt

4.4. CONCLUZII

Proiectarea rețelelor de adaptare a impedanței reprezintă un proces esențial în ingineria radiofrecvenței (RF), telecomunicații și circuite de microunde, având un impact direct asupra eficienței transmiterii energiei între sursă și sarcină.

Studiul a evidențiat faptul că proiectarea rețelelor de adaptare a impedanței constituie o etapă esențială în realizarea sistemelor electronice și de comunicații moderne, asigurând transferul optim de putere și reducerea reflexiilor pe liniile de transmisie.

Utilizarea diagramei Smith, demonstrează eficiența abordărilor grafice și analitice în proiectarea rețelelor de adaptare, oferind o bază solidă pentru înțelegerea fenomenelor de propagare și interacțiune între sursă și sarcină.

Rezultatele au arătat că adaptarea perfectă se poate realiza în special pe benzi înguste de frecvență, iar în aplicațiile actuale este necesar un compromis între eficiența maximă și extinderea benzii de lucru, mai ales în contextul tehnologiilor de comunicații broadband.

La frecvențe înalte, comportamentul real al componentelor introduce deviații față de modelul teoretic. Astfel, proiectarea rețelelor de adaptare necesită atât o fundamentare teoretică riguroasă, cât și o atenție sporită asupra aspectelor tehnologice și constructive.

Cercetările recente subliniază tranziția de la implementările discrete către soluții integrate și reconfigurabile, în care adaptarea impedanței este realizată direct în circuitele RF sau prin tehnici de reglaj activ. Aceste direcții reflectă cerințele tot mai stringente ale aplicațiilor moderne (5G, IoT, comunicații satelitare).

Dezvoltarea instrumentelor CAD și a metodelor de simulare electromagnetică a condus la o optimizare avansată a rețelelor de adaptare, permițând explorarea unor topologii complexe și reducerea timpului de proiectare.

5. CIRCUITE ECHIVALENTE THÉVENIN, NORTON SI HIBRIDE

5.1. INTRODUCERE

În tehnologia actuală de mare viteză, tehnologia circuitelor integrate de semnal analogic și mixt ocupă un loc important și decisiv în comunicare și procesarea semnalelor. În special, cu tehnologia CMOS care îmbrățișează rapid domeniul, proiectarea circuitelor analogice a devenit mai dificilă ca niciodată [1-11]. Alte evoluții ale tehnologiei, cum ar fi: tensiuni de alimentare mai scăzute, consum redus de energie, complexitate și performanță și număr mare de tranzistoare, au crescut substanțial cererea pentru noi metodologii și tehnici de proiectare.

O dificultate majoră în tratarea circuitelor analogice este polarizarea în cc - obținerea punctelor de operare (funcționare) dorite cu convergență rapidă; iar problema se înrăutățește odată cu progresul tehnologiei, care se datorează creșterii dimensiunii și complexității circuitului. Analiza poate duce chiar la mai multe puncte de operare în cc sau instabilitate în punctele de operare cauzată de feedback-uri pozitive [3,12,13]. În simulatorul de circuit SPICE [1-7], de exemplu, metode precum tehnicile de iterație Newton-Raphson sunt folosite pentru a trata neliniaritățile. Dificultatea majoră este uneori de a face ca circuitul să conveargă într-un

număr limitat de iterații. Scheme cum ar fi adăugarea de conductanță minimă (GMIN), rezistențe de șunt, modificarea valorilor de toleranță pentru rezultate și trepte de alimentare sunt de obicei adoptate în simulator pentru a face posibilă convergența.

De obicei, o selecție slabă a condițiilor inițiale sau adoptarea de pași mari și nereglementați de iterații cauzează instabilitate sau poate chiar provoca neconvergența procesului de calcul. O altă dificultate poate rezulta dintr-o topologie de circuit fix cu surse de curent continuu fixe pe parcursul procedurii de polarizare. Cu astfel de condiții pre-stabilite, punctele de operare sunt găsite în mod natural prin iterații lungi și în timp util. Toate acestea se adaugă la sarcina de proiectare și procesul la timp. Avem nevoie de o procedură de proiectare ghidată; o procedură care ajută un proiectant să treacă printr-o strategie de design de sus în jos și bucată cu bucată.

Obiectivul acestui capitol este de a introduce o astfel de procedură de proiectare ghidată pentru polarizare. Strategia noastră separă porțiunile liniare și neliniare ale unui circuit analog și preia mai mult control asupra porțiunilor neliniare. Această separare a porțiunilor (componentelor) în cadrul circuitului se realizează prin introducerea unei noi modelări de porți care anulează porturile dispozitivelor neliniare. Aceasta, la rândul său, conduce la o nouă tehnică de polarizare pentru componentele neliniare. Rezultatul este înlocuirea surselor de curent continuu obișnuite cu surse alternative care sunt atașate direct la dispozitivele neliniare. Se arată că o proprietate aditivă unică și foarte puternică se ocupă de efectuarea acestei operații de polarizare a componentelor. O altă proprietate utilă care utilizează această strategie este eliminarea neliniarității în proiectarea procesului de polarizare. Acest lucru se realizează deoarece, fiind polarizate local, componentele neliniare pot fi înlocuite cu modelele lor liniare care operează în acele puncte Q; prin urmare, proiectarea de polarizare a circuitului este complet liniară.

În paragraful 5.2 sunt definite circuitele echivalente Thévenin și Norton, precizându-se condițiile necesare și suficiente ca un circuit linear uniport să poată fi substituit cu un circuit echivalent Thévenin sau Norton. Paragraful 5.3 prezină condițiile necesare și suficiente ca un circuit linear uniport să fie substituit cu un circuit hibrid echivalent.

Circuitele echivalente Thévenin, Norton și Hibride sunt utilizate în construcția circuitelor echivalente hibride nule (Nullified Hybrid equivalent circuits). Circuitele echivalente Thévenin, Norton, hibride și hibride nule sunt utilizate la polarizarea locală a circuitelor analogice și la simplificarea analizei circuitelor analogice neliniare complexe cu un număr redus de neliniartități, [1-15]. Sunt prezentate mai multe exemple ilustrative care evidențiază veridicitatea preocedurilor elaborate.

5.2. CIRCUITELE ECHIVALENTE THÉVENIN ŞI NORTON

Circuitele echivalente Thévenin și Norton, cunoscute și ca modele Thévenin și Norton, sunt două modele convenționale cunoscute care explică comportamentul terminal al circuitelor liniare. Ele sunt cruciale pentru analiza circuitului, înlocuind un port terminal cu o sursă și o impedanță [1-14]. Atât modelele Thévenin, cât și modelele Norton sunt tehnici foarte utile de simplificare a circuitelor, care sunt adesea folosite pentru a se concentra numai asupra

comportamentului terminalului anumitor porțiuni liniare ale unui circuit care furnizează în mod normal putere sau semnal restului circuitului. În general, ambele modele sunt utilizate în diferite analize de circuite și aplicații, cum ar fi, în transformarea sursei, analiza în curent continuu (cc), analiza în regim sinusoidal și în domeniul timp – folosind anumite tehnici de transformare (în domeniul frecvență sau fazori și în domeniul s) [1-9]. Aici ne limităm discuția doar la analiza în circuit continuu.

Definiția 1 se spune că un circuit *N* cu un singură poartă este bine definit, în raport cu acea poartă, dacă nu conține nici un element de circuit care este cuplat, electric sau neelectric, la o variabilă fizică din afara lui *N*: de exemplu, surse controlate care depind de o variabilă externă lui *N*, înfășurări ale transformatorului cuplate magnetic la o înfășurare externă, un fotorezistor cuplat la o sursă de lumină externă etc.

Orice uni-port N rezistiv, liniar, invariabil în timp, bine definit, care îndeplinește următoarea condiție unică de solvabilitate poate fi înlocuit cu un uni-port echivalent, fără a afecta soluția oricărui circuit extern (nu neapărat liniar sau rezistiv) conectat la uni-portul *N*.

5.2.1. Circuitul echivalent Thévenin *Neq* pentru un uni-port

Teorema lui Thévenin a fost descoperită pentru prima dată de omul de știință german Hermann von Helmholtz în 1853 și a fost redescoperită în 1883 de inginerul francez de telegrafie Léon Charles Thévenin (1857–1926).

Figura 5.1, a reprezintă un circuit rezistiv liniar cu două terminale, N, cu surse atât independente, cât și dependente în interior.

Condiția unică de solvabilitate pentru un circuit uni-port Thévenin echivalent *Neq*. Un circuit uni-port N (fig. 5.1, a) obținut prin conectarea unei surse ideale independentă de curent *j* la bornele A, B ale lui *N* (orientată de la nodul B la nodul A) are o soluție unică pentru orice valoare a curentului *j*.

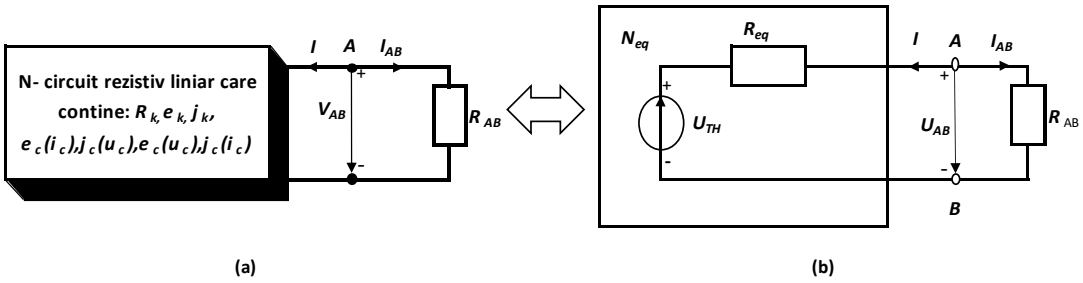


Figura 5.1. a) Un circuit rezistiv liniar cu două borne de acces la care este conectat rezistorul R_{AB}; b) Circuitul echivalent Thévenin.

Dacă circuitul *N* din figura 5.1 (a) satisface condiția de solvabilitate unică de mai sus, atunci circuitul *N* poate fi substituit cu generatorul echivalent de tensiune cu $E_e = U_{Th} = U_{AB0}$ și $R_i = R_{eq} = R_{AB0}$ - *numit circuit uni-port echivalent Thévenin* N_{eq} (fig. 5.1 (b)). Dacă între bornele A, B se conectează rezistorul cu rezistența R_{AB}, atunci curentul I_{AB} are expresia:

$$I_{AB} = -I = \frac{U_{Th}}{R_{eq} + R_{AB}}, \tag{5.1}$$

unde: $R_{eq} = R_{AB0}$ este rezistența echivalentă în raport cu bornele A, B (când $R_{AB} = \infty$) a circuitului *N* pasivizat (toate t.e.m. *e* (toți curenții *j*) ale (ai) surselor independente de tensiune (de curent sunt egale cu zero) – numită *rezistență echivalentă Thévenin*; $U_{Th} = U_{AB0}$ reprezintă tensiunea dintre bornele A și B la mersul în gol (când $R_{AB} = \infty$).

5.2.2. Circuitul echivalent Norton *Neq* pentru un uni-port

Teorema lui Norton a fost publicată de inginerul Edward Lawry Norton (1898–1983) în 1926 la Bell Labs.

Condiție unică de solvabilitate pentru un circuit uni-port Norton echivalent N_{eq}: Un circuit uni-port *N* (fig. 3.2 (a)) obținut prin conectarea unei surse ideale independentă de tensiune *e* la bornale A, B ale lui *N* (orientată de la nodul B la nodul A) are o soluție unică pentru orice valoare a t.e.m. *e*.

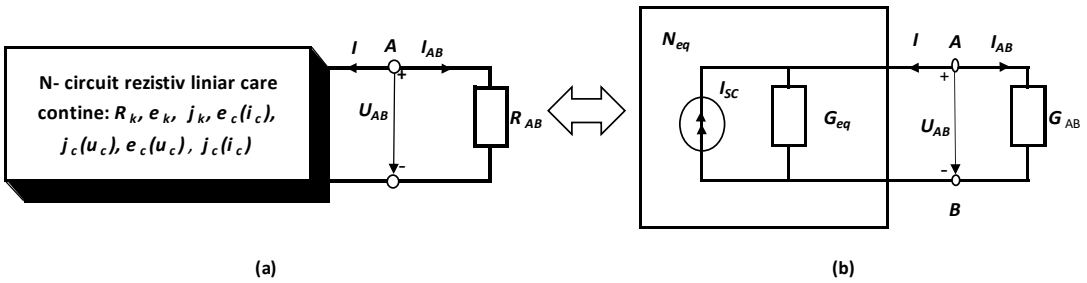


Fig. 5.2. a) Un circuit rezistiv liniar biport; b) Circuitul echivalent Norton.

Când circuitul *N* din figura 5.2 (a) satisface condiția de solvabilitate unică corespunzătoare circuitului echivalent Norton, atunci circuitul *N* poate fi substituit cu generatorul echivalent de curent cu $J_e = I_{sc}$ și $G_i = G_{eq}$ *numit circuit uni-port echivalent Norton* N_{eq} (figura 5.2 (b)). Dacă între bornele A, B se conectează rezistorul cu conductanța G_{AB}, atunci tensiunea U_{AB} se poate calcula cu formula:

$$U_{AB} = \frac{I_{sc}}{G_{eq} + G_{AB}}, \tag{5.2}$$

în care: $G_{eq} = G_{AB0}$ este conductanța echivalentă în raport cu bornele A, B (când $R_{AB} = \infty$) a circuitului *N* pasivizat (toate t.e.m. *e* (toți curenții *j*) ale (ai) surselor independente de tensiune (de curent sunt egale cu zero) – numită *conductanță echivalentă Norton*; $I_{sc} = I_{ABsc}$ reprezintă *curentul de scurtcircuit* dintre bornele A și B când între aceste borne se conectează o rezistență $R_{AB} = 0\ \Omega$. Ecuația (5.2) se numește în literatură teorema generatorului de curent sau teorema lui Norton.

Înainte de a demonstra teoremele de mai sus, să luăm în considerare mai întâi câteva interpretări și aplicații ale acestor teoreme:

1. Valoarea principală a teoremei lui Thévenin, precum și a teoremei lui Norton, este că ne permite să înlocuim *orice* parte dintr-un circuit care formează un singur *uni-*

port rezistiv liniar (dar care nu prezintă interes într-o situație dată) cu doar două elemente de circuit, fără a afecta soluția restului circuitului.

2. Fie $R_{eq} \neq 0$. Dacă scurtcircuităm circuitul echivalent Thévenin N_{eq} și rezolvăm circuitul astfel obținut în raport cu curentul I, se obține (vezi figura 5.1):

$$I_{sc} = -I_{sc} = I_{ABsc} = \frac{U_{Th}}{R_{eq}} \tag{5.3}$$

3. Când $R_{eq} \neq 0$ și $G_{eq} \neq 0$, circuitul uni-port N are, conform teoremei de echivalența a surselor reale independente, un circuit echivalent Thévenin cât și un circuit echivalent Norton. Relațiile de echivalență au expresiile:

$$\text{Parametrii Thévenin: } \begin{cases} R_{eq} \\ U_{AB0} = U_{Th} \end{cases} \Rightarrow \text{Parametrii Norton: } \begin{cases} G_{eq} = \dfrac{1}{R_{eq}} \\ I_{sc} = I_{Absc} = \dfrac{U_{Th}}{R_{eq}} \end{cases};$$

$$\text{Parametrii Norton: } \begin{cases} G_{eq} \\ I_{sc} = I_{ABsc} \end{cases} \Rightarrow \text{Parametrii Thévenin: } \begin{cases} R_{eq} = \dfrac{1}{G_{eq}} \\ U_{Th} = \dfrac{I_{sc}}{G_{eq}} \end{cases}. \tag{5.4}$$

4. Când, un uni-port N este echivalent în raport cu două borne de acces A, B atât cu un circuit echivalent Thévenin, cât și cu un circuit echivalent Norton*, caracteristica sa de intrare* (*a punctului de funcționare*) este definită de relațiile:

$$U_{AB} = R_{eq}I + U_{Th} = -R_{eq}I_{AB} + U_{Th} \text{ sau } I = G_{eq}U_{AB} - I_{sc}. \tag{5.5}$$

Această caracteristică a punctului de funcționare (de intrare) constă dintr-o *linie dreaptă cu o pantă* G_{eq} și intersecția cu ordonata în planul $U_{AB} – I$ este I_{sc}, așa cum se arată în figua 5.3, a, sau cu o pantă R_{eq} și intersecția U_{Th} în planul I-U_{AB}.

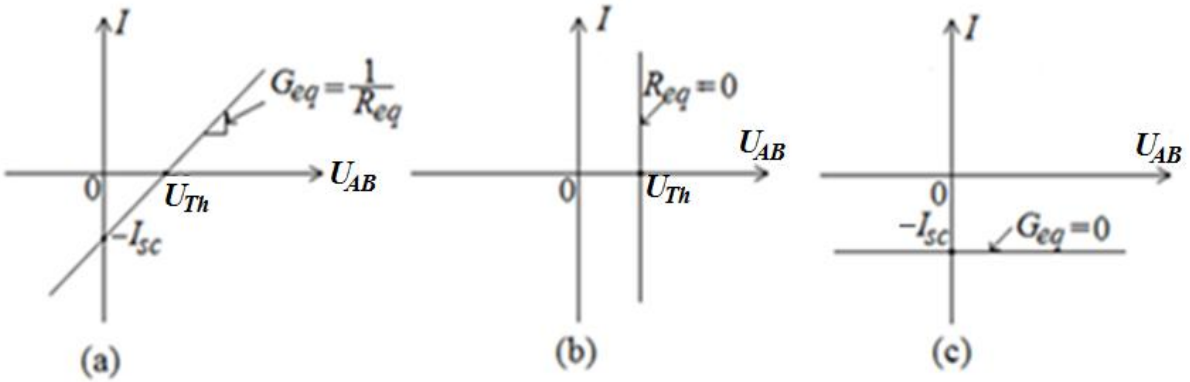


Fig. 5.3. a) Caracteristica punctului de fucționare (de intrare) antrenare a lui N cu $U_{os} = U_{Th} > 0$ și $G_{eq} > 0$; b) Caracteristica punctului de fucționare (de intrare) cu $U_{AB} = U_{Th}$ și $R_{eq} = 0$; c) Caracteristica punctului de funcționare (de intrare) cu $I = -I_{sc}$ și $G_{eq} = 0$.

Caracteristica punctului de funcționare din figura 5.3 (a) este desenată pentru cazul în care $G_{eq} > 0$, $U_{oc} = U_{Th} > 0$ și $Isc > 0$.

5. Cazul limitativ $R_{eq} = 0$ este prezentat în figura 5.3 (b). Un circuit echivalent Thévenin în acest caz constă doar dintr-o sursă ideală independentă de tensiune baterie de $U_{oc}=U_{Th}$ volți. Un circuit echivalent Norton corespunzător nu există deoarece $G_{eq} =\infty$. Într-adevăr, condiția unică de solvabilitate eșuează în acest caz – teorema doi Kirchhoff (TIIK) nu este valabilă atunci când se aplică o sursă de tensiune. Cazul limită „dual” $G_{eq} = 0$ este prezentat în figura 5.3 (c). Un circuit echivalent Thévenin nu există în acest caz, în timp ce circuitul echivalent Norton degenerează într-o sursă ideală independentă de curent având intensitatea curentului egală cu I_{sc};
6. Un uni-port N care nu admite, în raport cu bornele A, B, nici un circuit echivalent Thévenin și nici un circuit echivalent Norton este prezentat în figura 5.4 (a). Caracteristica $U_{AB} – I_{AB}$ este definită de ecuațiile

$$U_{AB} = 0 \quad I_{AB} = 0, \tag{5.6}$$

și prin urmare, constă numai dintr-un punct situat în origine. Trebuie să reținem că „scurtcircuitul virtual” care caracterizează poarta de intrare a unui amplificator operațional ideal, care funcționează în regiunea liniară, are această proprietate. O astfel de poartă se numește nulator.

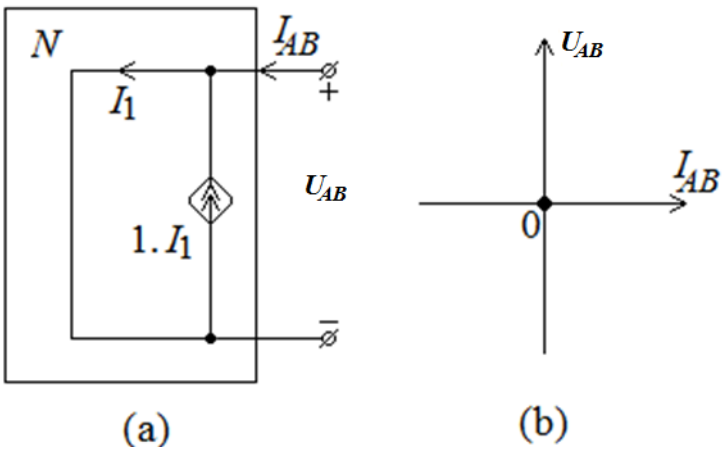


Fig. 5.4. Un uni-port caracterizat printr-un punct în planul U_{AB} –I_{AB} - originea.

Deoarece caracteristica punctului de fucționare pentru ambele porturi echivalente Thévenin și Norton constă dintr-o linie dreaptă, este clar că nulatorul nu are un port unic echivalent Thévenin sau Norton. Într-adevăr, ambele „condiții unice de solubilitate” sunt încălcate de acest port unic. Reținem că putem conduce N numai cu o sursă de tensiune de 0V sau o sursă de curent 0A.

Din observațiile de mai sus se poate constata că dacă biportul N nu este controlat în curent, atunci acest circuit *nu* posedă un circuit Thévenin echivalent. Dual, dacă N nu este controlat în tensiune, atunci circuitul N *nu* posedă un circuit Norton echivalent. Deci, in aplicarea teoremei Thévenin sau Norton, se poate ignora verificarea “condiției de unică solvabilitate – unique solvability condition” deoarece aceasta, în general face ca verificarea determinantului matricei tablou $\boldsymbol{T}$ asociată să fie o încercare dificilă. În schimb, se poate proceda simplu să se calculeze R_{eq} sau G_{eq}. Imposibilitatea de a obține o valoare unică pentru

R_{eq} (respectiv, G_{eq}) ar putea să implice ca circuitul N sa nu aibă circuit echivalent Thévenin (respectiv, Norton).

5.3. CIRCUITUL ECHIVALENT HIBRID

Fie un circuit rezistiv linear care conține rezistoare, surse independente de tensiune și/sau de curent și toate cele patru tipuri de surse comandate biport. Extragem față de bornele (nodurile) A și B ale circuitului rezistorul cu rezistența R_{AB}, ca în figura 5.10. Circuitul din stânga nodurilor A, B din figura 5.10 trebuie să satisfacă condițiile de echivalare a acestui circuit cu circuitul echivalent Thévenin și respectiv, cu circuitul echivalent Norton. Pentru ca un circuit liniar rezistiv să poată fi substituit, în raport cu bornele (nodurile) A, B, cu un circuit echivalent Thévenin, trebuie ca tensiunea U_{AB} să existe și să fie unică pentru orice valoare J a curentului unei surse ideale indepentendă de curent, când rezistorul R_{AB} este înlocuit cu o astfel de sursă. Similar, dacă rezistorul R_{AB} din figura 5.10, se substituie cu o sursă ideală independent de tensiune cu t.e.m. E, circuitul linear rezistiv din stânga bornelor A, B se poate înlocui cu un circuit echivalent Norton dacă curentul I_{AB} există și este unic determinat pentru orice valoare E a t.e.m. a sursei ideale indepentendă de tensiune.

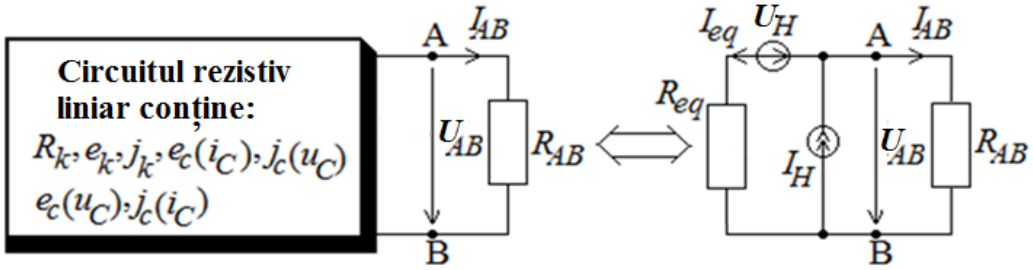


Figura 5.10. Circuitul echivalent hibrid.

Un circuit echivalent hibrid, sau pur și simplu un model H~, al unei rețele cu două terminale este o versiune generalizată a circuitului echivalent Thevenin sau Norton; pentru circuitele rezistive constă dintr-o sursă de tensiune U_H, o sursă de curent I_H și o rezistență echivalentă, R_{eq}, care este identică cu cea din modelul Thévenin sau Norton (fig. 5.10). Se pare că aici o sursă, V_H sau I_H, poate fi selectată în mod arbitrar, iar cealaltă sursă este determinată de ecuația (5.13).

Presupunem că circuitul din stânga rezistorului R_{AB} din figura 5.10 satisfice condițiile de existentă a circuitelor echivalente Thévenin și Norton. Conform teoremei Thévenin curentul I_{AB} are expresia:

$$I_{AB} = \frac{U_{Th}}{R_{AB} + R_{eq}}, \tag{5.13}$$

unde $U_{Th} = U_{AB0} = U_{AB}|_{I_{AB}=0}$ este tensiunea de la bornele A, B ale circuitului activ, când $I_{AB} = 0$, iar $R_{eq} = R_{AB0} = \frac{U_{Th}}{I_{ABsc}}$ rezistența echivalentă a circuitului pasivizat în raport cu bornele A, B ($I_{AB} = 0$). Aplicând teoremele Kirchhoff circuitului echivalent hibrid din figura 5.10, rezultă:

$$\text{TIK-KCL: } I_{eq} = I_H - I_{AB} = I_H - \frac{U_{Th}}{R_{AB}+R_{eq}}, \tag{5.14}$$

$$\text{TIIK-KVL: } U_H = R_{AB}I_{AB} - R_{eq}I_{eq} = R_{AB}\frac{U_{Th}}{R_{AB}+R_{eq}} - R_{eq}\left(I_H - \frac{U_{Th}}{R_{AB}+R_{eq}}\right)$$

Din ecuațiile (5.14) rezultă:

$$I_H = I_{sc} - \frac{V_H}{R_{eq}} \text{ sau } U_H = U_{Th} - R_{eq} \cdot I_H, \tag{5.15}$$

unde $I_{sc} = I_{ABsc} = \frac{U_{Th}}{R_{eq}}$. Se pare că aici o sursă, U_H sau I_H, poate fi selectată în mod arbitrar, iar cealaltă sursă se determină cu ecuațiile (5.15).

Trebuie să reținem că, la fel ca modelele Thévenin sau Norton, aici sunt necesare doar două măsurători pentru a obține toți parametrii modelului H~. De exemplu, pentru o valoare selectivă a curentului I_H și două măsurători ale tensiunii U_{Th} și curentului $I_N = I_{sc}$, ecuațiile $R_{eq} = U_{Th}/I_{sc}$ și (5.14) pot fi utilizate pentru a obține rezistența R_{eq} și tensiunea V_H pentru model. Acum, luăm în considerare două circuite (rețele) N_1 și N_2 conectate prin portul j (U_j, I_j), așa cum se arată în figura 5.11 [1]. Există două tipuri de modele H~ pentru circuitul (rețeaua) liniar (liniară) cu două terminale N_1. Modelul H~ de tip 1 este prezentat în figura 5.10 (a). Pentru a găsi acest model, se deschide mai întâi portul unde $I_j = 0$. Dacă ne referim la figura 5.10, a și se ia în considerare ecuația (5.14) se obține:

$$U_j = U_H + R_{eq}I_N = U_{Th} \tag{5.16}$$

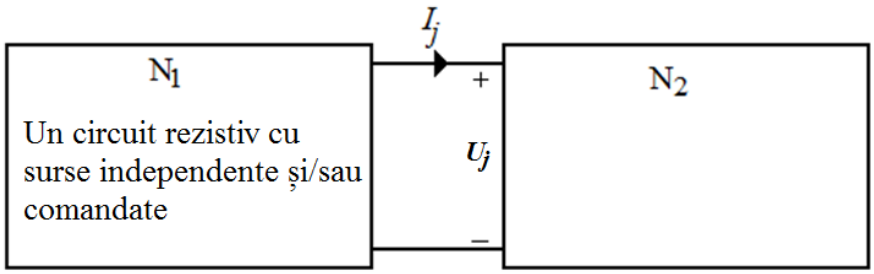


Figura 5.11. Două circuite (rețele) N_1 și N_2 conectate printr-un port j (U_j, I_j).

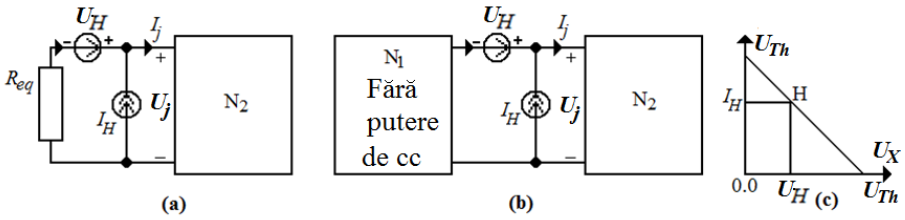


Figura 5.12. Un circuit echivalent hibrid cu două terminale pentru circuitul N_1: a) Reprezentare de tipul 1; b) Reprezentare de tipul 2; c) Locația pe curba caracteristică a portului.

Din ecuația (5.14) rezultă:

$$U_H = U_{Th} - R_{eq}I_N = U_{Th} - R_{eq}I_{sc}. \tag{5.17}$$

Totuși, sursele modelul H~ de tipul 2 rămân aceleași ca cele din tipul 1, însă în loc să calculăm rezistența echivalentă R_{eq}, lăsăm circuitul N_1 să rămână nealterat, cu excepția faptului că toate sursele sale de curent continuu sunt îndepărtate, așa cum se arată în figura 5.12 (b). Termenul „*putere de curent continuu eliminată*" înseamnă că toate sursele independente de curent continuu sunt îndepărtate din circuitul N_1, inclusiv sarcinile de pe condensatoare și curenții prin bobine. Modelul H~ de tipul 2 este util într-o serie de aplicații, cum ar fi mutarea surselor de curent continuu dintr-un circuit la terminalele sale de tip porturi, fără a perturba structura internă (topologia) circuitului (rețelei).

Trebuie să reținem că, datorită faptului că are două surse în loc de una, un model H~ reprezintă o axă a libertății care acționează ca un instrument în modelarea dinamică a unui port. După cum este indicat în figura 5.12 (c), un model H~- acoperă o gamă completă și continuă de circuite echivalente pentru o rețea cu două terminale. Este evident din ecuația (5.14) și figura 5.12 (c) că ambele modele Thévenin și Norton sunt două cazuri speciale ale unui model H~.

Un circuit echivalent hibrid nul, numit H-model, este un caz special al unui H~model; unde, valorile surselor de tensiune și curent din model sunt identice cu valorile corespunzătoare ale tensiunii și curentului portului. Aceasta înseamnă că sursele dintr-un model H reprezintă situația de polarizare a portului corespunzător. De exemplu, luăm cazul din figura 5.11, unde circuitul (rețeaua) N_1 furnizează tensiunea U_j și curentul I_j pentru a polariza circuitul (rețeaua) N_2. Cele două modele pentru acest exemplu sunt prezentate în figura 5.20, (a) și 5.20, (b). Reținem că figurile 5.20, (a) şi 5.20, (b) sunt identice cu figurile 5.12, (a) și 5.12, (b), cu excepția cazului în care sursele-model reprezintă valorile portului. Reținem, de asemenea, din figura 5.20 se obține, ca rezultat al modelării H, un alt port, k (U_k, I_k), este creat pe N_1, unde atât U_k, cât și I_k sunt zero. Portul k (U_k, I_k) este numit *port „nul",* iar procesul de creare a acestuia se numește „anularea portului", așa cum va fi discutat în cele ce urmează.

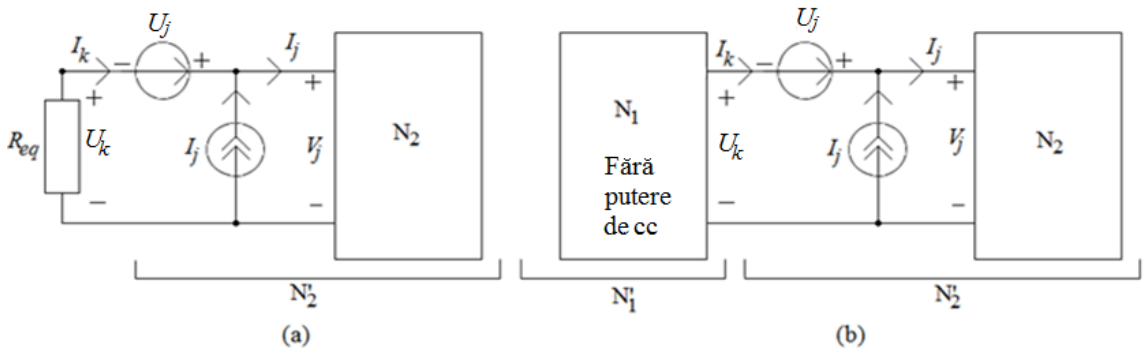


Figura 5.20. Un model H pentru un terminal N_1 cu două terminale; a) Reprezentare de tip 1; b) Reprezentarea de tip 2, [1,2,15].

Teorema 1 introduce o proprietate importantă a unui model H care se ocupă cu distribuția puterii într-o rețea [1, 2, 15]. Acesta adaugă o dimensiune suplimentară analizei și segmentării puterii într-o rețea.

Teorema 1: Considerăm un circuit (o rețea) N_2 conectat (conectată) la un alt circuit (la o altă rețea) N_1 printr-un port *j* (V_j, I_j), ca în figura 5.11. Înlocuirea lui N_1 cu modelul H de tip 1 sau tip 2 reduce consumul de energie la zero, în timp ce consumul de energie în N_2 rămâne neschimbat, [13,14].

Demonstrație: Se ia în considerare modelul H~ din Fig. 5.12, (a) sau 5.12, (b). Ambele surse, I_H și V_H, furnizează energie rețelelor N_1 și N_2. Puterea livrată subcircuitului N_2 este fixă și se calculează cu relația $P_2 = U_j * I_j$; în timp ce în modelul H~ de tip 1 puterea consumată în subcircuitul N*1* (Fig. 3.10, a) este $P_1 = R_{eq}(I_H - I_j)^2$. Prin urmare, puterea P_1 din subcircuitul N_1 devine zero dacă $I_H = I_j$, ceea ce are ca rezultat și egalitatea $V_H = V_j$. Totuși, pentru modelul H de tip 2, observăm din figura 5.16, (b) că subcircuitul N'_1 nu are nicio sursă de curent continuu de la care să obțină energie, în plus portul său este, de asemenea, anulat. Prin urmare, toți curenții și tensiunile din interiorul subcircuitului N'_1 trebuie să fie zero, rezultând un consum de energie zero.

Anularea portului: Se ia în considerare un circuit (o rețea) N_2 conectată la un alt circuit (la o altă rețea) N_1 printr-un port *j* (V_j, I_j), așa cum se arată în figura 5.21. O modalitate de a anula portul *j* este să mărim portul din ambele părți (N_1 și N_2) cu surse de curent. I_j și sursele de tensiune U_j așa cum este prezentat în figura 5.20. Rezultatul este crearea unui alt port *k* (U_k, I_k) care, prin definiție, este un port nul, adică atât I_k cât și U_k sunt zero, [1,2].

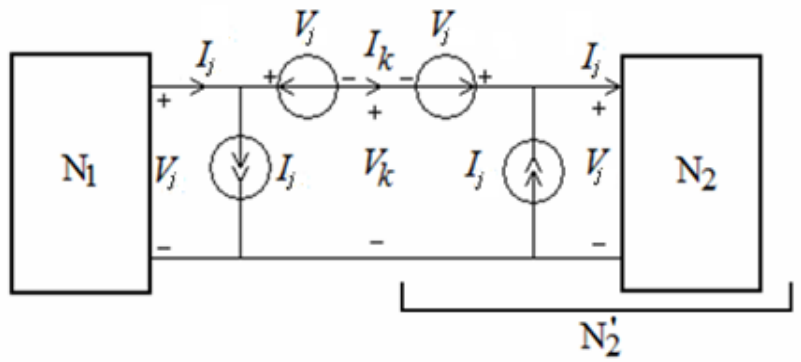


Figura 5.21. O procedură simplă de anulare a portului, fără nicio modificare impusă N_1 sau N_2, [1-15].

Cu toate acestea, există o metodă alternativă de a crea un port nul atunci când două circuite (rețele) N_1 și N_2 sunt conectate printr-un port (printr-o poartă) j (U_j, I_j), prezentat în figura 5.11. Aici putem pur și simplu înlocui circuitul N_1 cu modelul său H Tipul 1 sau Tipul 2 și se creează portul nul k (U_k, I_k), așa cum este prezentat în figura 5.18. Ca urmare a procedurii de anulare a portului, prezentată în figurile 5.18 și 5.21, este creată o rețea extinsă, N'_2, care conține circuitul N_2 și în plus conține sursele aparținând modelului H. În mod similar, se creează o altă rețea N'_1, în partea stângă, când modelul H își pierde sursele. După cum putem vedea mai târziu, aceste rețele extinse sunt de o importanță deosebită în polarizarea circuitelor. Trebuie să reținem că, curbele caracteristice ale porților (porturilor) j și k sunt identice, cu excepția deplasărilor lui U și I, axele de coordonate, de la origine la punctul Q_j (U_j, I_j). Acest lucru face ca punctul de operare Q_j (U_j, I_j) să se deplaseze în origine, creând un nou punct de operare (funcționare) $Q_k(0, 0)$ pentru portul k, prezentat în figura 5.22. Aceasta înseamnă pur și simplu că, pentru orice pereche de rețele, N_1 și N_2, conectate printr-un port j, este întotdeauna posibilă anularea portului și schimbarea circuitelor N_1 și N_2 în circuitele N'_1 și N'_2, unde N'_1 și N'_2 sunt identice cu N_1 și N_2, cu excepția axelor de coordonate U și I care sunt în punctul de funcționare (operare al portului). Acest lucru este menționat în Proprietatea 1.

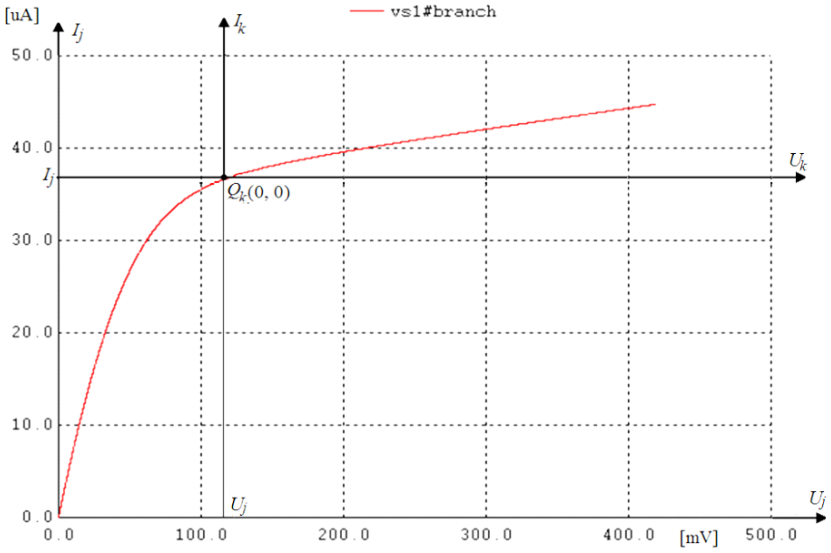


Figura 5.22. Axa de coordonate *I-U* s-a mutat de la (0, 0) pentru portul *j* la o nouă poziție, Q*j*(U_j, I_j), pentru portul *k*, [15].

Proprietatea 1: Fie două circuite (două rețele) N_1 și N_2 conectate printr-un port *j*, ca în figura 5.11. Dacă portul j este nul, atunci curba caracteristică *I - U* a portului, privită în raport cu oricare dintre cele două rețele, trece prin origine, iar originea este punctul de funcționare al portului. În cazul în care portul *j* nu este nul, este întotdeauna posibil să anulăm portul pentru a obține rețelele corespunzătoare N'_1 și N'2 cu un port nul *k*, așa cum se arată în figura 5.18, [1,2].

Deși curba caracteristică *I – U* a portului *j* (asociată cu ambele rețele) nu trece prin origine, aceea ce portul *k* o face (proprietatea 1). În plus, punctul Q al portului *k* este situat la origine, așa cum era de așteptat. Se observă că: i) rețeaua N'*1*, din partea stângă, este încă liniară și ii) noul port *k* are o curbă caracteristică *I – U* care trece prin origine, iar originea este, de

asemenea, punctul Q pentru port. Aceasta înseamnă pur și simplu că circuitul echivalent Thévenin al lui N'*1*, privind din portul *k*, trebuie să fie o rezistență fără nicio sursă atașată.

5.4. CONCLUZII

Capitolul prezintă condițiile necesare și suficiente ce trebuie satisfăcute de circuitele lineare uniport (one-port) pentru a fi substituite cu circuitele echivalente Thévenin, Norton și Hibride. Aceste circuite sunt utilizate pe scară largă în analiza circuitelor analogice. Se demonstrează simplu, pe baza teoremei superpoziției, teoremele Thévenin și Norton.

Valoarea principală a teoremei lui Thévenin, precum și a teoremei lui Norton, este că ne permite să înlocuim orice parte a unui circuit care formează un port rezistiv liniar, circuit liniar aflat în regim sinosoidal sau un circuit liniar în operațional (dar care nu prezintă interes într-o situație dată) cu doar două elemente de circuit fără să afectez soluția restului circuitului.

O nouă tehnică de modelare, numită H~, este introdusă pentru rețelele cu un singur port. Se arată că modelele H~ sunt mai dinamice în comparație cu circuitele echivalente Thevenin sau Norton și au capacitatea de a descrie mai precis comportamentul portului. De asemenea, este introdus un tip special de model H~, numit model H~ anulat, sau simplu model H; și multe proprietăți ale modelării H, inclusiv managementul puterii în circuit sunt investigate. O proprietate majoră a modelării H este polarizarea locală a tranzistorilor. Separă componentele neliniare de porțiunea liniară a circuitului pentru polarizare mai rapidă și mai eficientă a circuitului. Aici un proiectant poate profita de modelarea H și de polarizarea tranzistoarelor individuale (sau în combinații) fără a fi nevoie să efectueze polarizarea normală a circuitului.

Circuitele echivalente Thévenin, Norton și hibride sunt utlizate în construcția circuitelor echivalente hibride nule - Nullified Hybrid equivalent circuits. Circuitele echivalente Thévenin, Norton, hibride și hibride nule sunt utilizate la polarizarea locală a circuitelor analogice.

Un alt obiectiv al acestei lucrări este de a introduce o procedură de proiectare ghidată pentru polarizare. Strategia noastră separă porțiunile liniare și neliniare ale unui circuit analogic și preia mai mult control asupra porțiunilor neliniare. Această separare a porțiunilor (componentelor) în cadrul circuitului se realizează prin introducerea unei noi modelări de porturi care anulează porturile dispozitivelor neliniare. Aceasta, la rândul său, conduce la o nouă tehnică de polarizare pentru componentele neliniare.

Utilizarea circuitelor echivalente Thévenin și Norton în simularea circuitelor neliniare cu un număr redus de elemente de circuit neliniare conduce la reducerea timpului de calcul și la creșterea acurateții rezultatelor obținute.

6. CONCLUZII

Lucrarea de față a adus contribuții semnificative în domeniul adaptării impedanțelor, concentrându-se în mod special pe studiul și utilizarea diagramei Smith în circuitele analogice și rețelele de comunicație. Prin extinderea funcționalităților clasice ale diagramei Smith, s-au dezvoltat metode inovatoare care răspund provocărilor actuale impuse de complexitatea și dinamica sistemelor moderne.

Principalele concluzii ce decurg din această cercetare sunt următoarele:

- Extinderea diagramei Smith pentru circuite non-lineare și reale a permis o reprezentare mai fidelă a comportamentului impedanțelor, ceea ce conduce la o adaptare mai precisă și aplicabilă în condiții practice.
- Dezvoltarea unor algoritmi computaționali integrați cu diagrama Smith a facilitat procese automate de proiectare și reglaj al adaptării impedanțelor, reducând considerabil timpul necesar și crescând precizia rezultatelor, în special pentru aplicații cu condiții dinamice și variații ale parametrilor circuitului.
- Introducerea unei reprezentări tridimensionale a diagramei Smith a oferit un instrument vizual și analitic nou, care permite analiza simultană a variațiilor impedanțelor pe o gamă largă de frecvențe, esențială pentru proiectarea circuitelor broadband.
- Studiul de caz realizat a demonstrat eficiența metodelor propuse, evidențiind îmbunătățiri semnificative în coeficientul de reflexie și performanța generală a circuitului, validând totodată aplicabilitatea practică a soluțiilor dezvoltate.
- Proiectarea rețelelor de adaptare a impedanței reprezintă un proces esențial în ingineria radiofrecvenței (RF), telecomunicații și circuite de microunde, având un impact direct asupra eficienței transmiterii energiei între sursă și sarcină.

În concluzie, această lucrare contribuie la avansarea cunoștințelor în domeniul adaptării impedanțelor și oferă un cadru metodologic și practic solid pentru proiectarea și optimizarea sistemelor analogice și de comunicație. Perspectivele viitoare includ aprofundarea metodelor adaptative și extinderea aplicabilității în noi domenii interdisciplinare, unde optimizarea impedanțelor joacă un rol esențial.

6.1. REZULTATE OBŢINUTE

Rezultatele acestei cercetări sunt menite să contribuie la avansarea cunoștințelor științifice și să sprijine dezvoltarea tehnologiilor în domenii precum comunicațiile wireless, sistemele integrate de procesare a semnalelor, precum și echipamentele electronice cu cerințe sporite de performanță și eficiență energetică. Astfel, lucrarea oferă o platformă solidă pentru explorarea și implementarea unor soluții inovatoare în domeniul adaptării impedanțelor, susținând atât eforturile academice, cât și cele industriale.

Prin numeroasele exemple de utilizarea a diagramei Smith în determinarea elementelor de circuit folosite în adaptarea impedanțelor, confirmă eficiența deosebită a acestei diagrame în proiectarea schemelor de adaptare a impedanței.

S-au prezentat condițiile necesare și suficiente ce trebuie satisfăcute de circuitele lineare uniport (one-port) pentru a fi substituite cu circuitele echivalente Thévenin, Norton și Hibride. O nouă tehnică de modelare, numită H~, a fost introdusă pentru rețelele cu un singur port. S-a arătat că modelele H~ sunt mai dinamice în comparație cu circuitele echivalente Thevenin sau Norton și au capacitatea de a descrie mai precis comportamentul portului. De asemenea, este introdus un tip special de model H~, numit model H~ anulat, sau simplu model H; și multe proprietăți ale modelării H, inclusiv managementul puterii în circuit sunt investigate.

Utilizarea circuitelor echivalente Thévenin și Norton în simularea circuitelor neliniare cu un număr redus de elemente de circuit neliniare conduce la reducerea timpului de calcul și la creșterea acurateții rezultatelor obținute.

6.2. CONTRIBUŢII ORIGINALE

Contribuţiile originale sunt prezentate pe scurt, la fiecare contribuţie precizându-se lucrările originale în care a fost publicată, prin referire la lista din secţiunea următoare.

În contextul dezvoltării accelerate a sistemelor de comunicații de înaltă frecvență, proiectarea și optimizarea circuitelor RF (radiofrecvență) și a liniilor de transmisie reprezintă o provocare majoră pentru inginerii electroniști. Adaptarea impedanțelor reprezintă un domeniu de cercetare de maximă importanță în ingineria electronică și în tehnologiile moderne de comunicații, si a fost studiata pe larg in literatura de specialitate, in contextul optimizarii performantei circuitelor analogice si a sistemelor de comunicație.

Diagrama Smith permite proiectarea rețelelor de adaptare care să transforme o impedanță de sarcină dată în impedanța dorită (de obicei conjugata lui Z_S), iar prin folosirea modelului Thévenin, putem ști exact ce impedanță “vede” sarcina și putem folosi diagrama Smith pentru a determina elementele necesare (ex: o combinație de L și C) care să realizeze adaptarea.

Prin combinarea acestor instrumente, inginerul are la dispoziție un cadru complet: teorema lui Thévenin/Norton oferă o modalitate simplificată de a modela sursa sau rețeaua anterioară sarcinii; impedanța echivalentă extrasă din aceste modele este introdusă pe diagrama Smith, permițând o analiză grafică a potrivirii; se proiectează o rețea de adaptare care să transforme impedanța sarcinii în conjugata complexă a impedanței sursei, optimizând astfel transferul de putere și minimizând reflexiile în sistem.

Prin integrarea teoremelor lui Thevenin și Norton cu diagrama Smith, se obține o abordare teoretico-practică extrem de eficientă pentru potrivirea impedanțelor. Această metodologie are aplicabilitate directă în proiectarea filtrelor, amplificatoarelor, rețelelor RF și în toate sistemele unde semnalele trebuie transmise eficient între diferite etape ale unui lanț electronic sau de comunicație.

Principalele contribuţii originale aduse de autor în prezenta teză de doctorat sunt:

- S-au prezentat cateva exemple practice pentru utilizarea diagramei Smith. Prin numeroasele exemple de utilizarea a diagramei Smith în determinarea elementelor de circuit folosite în adaptarea impedanțelor, confirmă eficiența deosebită a acestei diagrame în proiectarea schemelor de adaptare a impedanței
- Sunt prezentate pe larg proiectarea și construcția adaptării impedanțelor calculând cu mare acuratețe valorile parametrilor (bobine și condensatoare) utilizate în construcția circuitelor de adaptare.
- S-a arătat că potrivirea impedanței pe o bandă largă de frecvență va necesita, în general, structuri complexe, asemănătoare filtrelor, cu multe componente, cu excepția cazului banal al rezistențelor constante de sursă și sarcină, când poate fi utilizat un transformator.
- S-a prezentat un dispozitiv de urmărire a punctului de putere maximă utilizat pentru a extrage puterea maximă de la un panou solar și pentru a o transfera eficient către baterii, rețea electrică sau alte sarcini.
- Sunt expuse condițiile necesare și suficiente ce trebuie satisfăcute de circuitele liniare uni-port (one-port) pentru a fi substituite cu circuitele echivalente Thévenin, Norton și Hibride. Aceste circuite sunt utilizate pe scară largă în analiza circuitelor analogice. Se demonstrează simplu, pe baza teoremei superpoziției, teoremele Thévenin și Norton.
- Introduce unei tehnici noi modelare, numită H~, pentru rețelele cu un singur port. Se arată că modelele H~ sunt mai dinamice în comparație cu circuitele echivalente Thevenin sau Norton și au capacitatea de a descrie mai precis comportamentul portului. De asemenea, este introdus un tip special de model H~, numit model H~ anulat, sau simplu model H; și multe proprietăți ale modelării H, inclusiv managementul puterii în circuit sunt investigate. O proprietate majoră a modelării H este polarizarea locală a tranzistorilor. Separă componentele neliniare de porțiunea liniară a circuitului pentru polarizare mai rapidă și mai eficientă a circuitului. Aici un proiectant poate profita de modelarea H și de polarizarea tranzistoarelor individuale (sau în combinații) fără a fi nevoie să efectueze polarizarea normală a circuitului.
- Elaborarea unei proceduri de proiectare ghidată pentru polarizare. Strategia elaborată separă porțiunile liniare și neliniare ale unui circuit analogic și preia mai mult control asupra porțiunilor neliniare. Această separare a porțiunilor (componentelor) în cadrul circuitului se realizează prin introducerea unei noi modelări de porturi care anulează porturile dispozitivelor neliniare. Aceasta, la rândul său, conduce la o nouă tehnică de polarizare pentru componentele neliniare.
- Se arată cum circuitele echivalente Thévenin, Norton și Hibride se pot utiliza, cu mult succes, în simularea circuitelor neliniare cu un număr redus de elemente de circuit neliniare, Această procedură conduce la reducerea timpului de calcul și la creșterea acurateții rezultatelor obținute.

6.3. LISTA LUCRĂRILOR PUBLICATE

Această listă numerotată cuprinde lucrările publicate în timpul stagiului doctoral, cu subiecte din tematica tezei de doctorat, la care doctorandul este autor sau co-autor. Lucrările se regăsesc şi în bibliografia tezei.

1. Mihaela Grib, Ionela Vlad, Ovidiu Dorin Lăudatu, Alexandru Radu Grib, Mihai Iordache, „ Hybrid equivalent circuit generation”, Carpathian Journal of Electrical Engineering Volume 15, Number 1, 2021
2. Mihaela Grib, Mihai Iordache, Alexandru Grib, Horatiu Popescu, Ovidiu Laudatu, Marius Staniloiu, „The use of Thévenin, Norton and hybrid equivalent circuits in the analysis and polarization of nonlinear analog circuits”, 12th International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering, Iasi Romania, Oct 2022, https://doi.org/10.1109/EPE56121.2022.9959871
3. Zoltan Erdei, Cristian Barz, Alexandru Grib, Mihaela Grib, „Study of a Residual Current Device behavior for Half-Waves and Break Times Corelated with the Phase Angle of Tripping Currents”, 2023 10th International Conference on Modern Power Systems (MPS) https://doi.org/10.1109/MPS58874.2023.10187564
4. Dragos Niculae, Mihai Iordache, Lavinia Bobaru, Marilena Stanculescu, Mihaela Grib, Ovidiu Laudatu, „Adapting the Impedance of The Signal Transmission Lines”, 10th International Conference on Modern Power Systems (MPS), June 2023 https://doi.org/10.1109/MPS58874.2023.10187513
5. Mihaela Popescu, Marilena Stanculescu, Mihai Iordache, Lavinia Bobaru, Dragos Niculae, Mihaela Grib, „Computing the Parameters of the Impedance Circuit Matching”, International Conference on Applied and Theoretical Electricity Craiova, Octombrie 2024, https://doi.org/10.1109/ICATE62934.2024.10748638
6. Mihaela Grib, Ioana-Gabriela Sirbu, Lucian Mandache, Marilena Stanculescu, Mihai Iordache, Lavinia Bobaru, and Dragos Niculae, “Generation Algorithms for Thévenin and Norton Equivalent Circuits”, ENERGIES, Vol. 18, Issue6, DOI 10.3390/en18061344, Published MAR 10 2025, **WOS:001453861100001,** pp. 1 – 18.
7. Mihaela GRIB, Maria Lavinia BOBARU, Mihai IORDACHE, Marilena STĂNCULESCU, Georgiana REZMERIȚĂ, Mihai ROTARU, „The Use of Smith Diagram for Impedance Matching”, Proceedings of the The 10th International Conference on Modern Power Systems 21 – 23 June 2023 (MPS 2023), Date Added to IEEE Xplore: 27 July 2023, ISBN Information:Electronic ISBN:979-8-3503-2682-6, Print on Demand(PoD) ISBN: 979-8-3503-2683-3, DOI: 10.1109/MPS58874.2023.10187467, Publisher: IEEE.
8. Mihaela GRIB, Mihai IORDACHE, Dragos NICOLAE, Marilena STĂNCULESCU, Maria Lavinia BOBARU, Alexandru GRIB, „Using the Smith diagram in the analysis of high-frequency analog circuits”, Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg.,Vol.70, 3, pp. 361–366, Bucarest, 2025, https://doi.org/10.59277/RRST-EE.2025.3.13

6.4. PERSPECTIVE DE DEZVOLTARE ULTERIOARĂ

Rezultatele acestei cercetări sunt menite să contribuie la avansarea cunoștințelor științifice și să sprijine dezvoltarea tehnologiilor în domenii precum comunicațiile wireless, sistemele integrate de procesare a semnalelor, precum și echipamentele electronice cu cerințe sporite de performanță și eficiență energetică. Astfel, lucrarea oferă o platformă solidă pentru explorarea și implementarea unor soluții inovatoare în domeniul adaptării impedanțelor, susținând atât eforturile academice, cât și cele industriale.

Diagrama Smith rămâne un instrument fundamental pentru adaptarea impedanței în circuite analogice, mai ales în proiectarea circuitelor RF. Utilitatea diagramei Smith este deosebită nu doar pentru profesioniștii în domeniu, dar și pentru radioamatorii care folosesc din ce în ce mai mult instrumente moderne pentru analiza circuitelor sau antenelor. Perspectivele viitoare includ aprofundarea metodelor adaptative și extinderea aplicabilității în noi domenii interdisciplinare, unde optimizarea impedanțelor joacă un rol esențial.

Prin această cercetare, s-a demonstrat că diagrama Smith, combinată cu o înțelegere solidă a principiilor de adaptare a impedanței și a modelelor echivalente, extinderea folosirii circuitelor echivalente Thévenin, Norton și Hibride la analiza circuitelor electrice multiport, constituie un cadru robust pentru proiectarea eficientă a circuitelor de radiofrecvență. Rezultatele obținute pot fi extinse în aplicații moderne precum comunicațiile wireless, sistemele radar și rețelele de senzori, contribuind la creșterea performanței și fiabilității acestora.

Bibliografie

Bibliografie Capitolul 1&2

[1] Z. Yi, P. Hu, X. -X. Yang, M. Li and D. Zeng, The Transformation of Normalization Standard of Smith Chart for Microwave Networks With Multiple Impedance Transmission Lines, in IEEE Microwave and Wireless Technology Letters, vol. 35, no. 4, pp. 384-387, April 2025, doi: 10.1109/LMWT.2025.3540447, pp 384 – 387 (2025)

[2] H. Kumar, An Innovative Approach for Microwave Circuit Design and Analysis Using Fully Symmetrical Planar Smith Chart, 2024 IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conference (MAPCON), Hyderabad, India, (2024), pp. 1-4, doi: 10.1109/MAPCON61407.2024.10922915.

[3] S. Maddio, G. Pelosi and S. Selleri, A Brief History of the Smith Chart, 2023 8th IEEE History of Electrotechnology Conference (HISTELCON), Florence, Italy, (2023), pp. 39-41, doi: 10.1109/HISTELCON56357.2023.10365794.

[4] H. Meinke, F.–W. Gundlach, Pocket Book of High Frequency Technology, Springer Verlag, Berlin, 1992.

[5] P.Smith, „Electronic Applications of the Smith Chart”, Noble Publishing Corporation, 2000

[6] O. Zinke, H. Brunswig, Manual de tehnologie de înaltă frecvență, Springer Verlag, Berlin - Heidelberg, 1971.

[7] M. Paul, Diagrame în tehnologia de înaltă frecvență, R. Oldenburg Verlag, Muenchen, 1969.

[8] P. Smith, Electronic Applications of the Smith Chart, McGraw Hill, 1969.

[9] G. Gonzales, Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design, Prentice Hall 1997.

[10] Fritz Dellsperger, Smith Chart Software V4.0, Jan 2017, http://www.fritz.dellsperger.net/ smith.html.

[11] D. Blujdescu, Experimente cu Fideri, Conex Club, Feb. 2002.

[12] D. Blujdescu, Diagrama Smith întrebări și răspunsuri (I și II), Radiocomunicații și Radioamatorism, Conex Club, Feb. 2002.

[13] F. Crețu, Radioreceptoare, PRIM, 2007.

[14] K - C. Chan & A. Hartner, Impedance Matching and the Smith Chart, RF Design, Jul 2000.

[15] https://www.microwaves101.com/downloads/smith.PDF

[16] Florin Crețu, Despre Diagrama Smith și câteva aplicații practice ale acesteia, YO8CRZ / VA7CRZ, 2012.

[17] https://www.easycalculation.com/engineering/electrical/electrical-admittance.php.

[18] http://leleivre.com/rf_gammatoz.html.

[19] http://www.antenna-theory.com/definitions/vswr-calculator.php.

[20] http://elth.pub.ro/~vasilescu/sisteme_cu_microunde/Introducere_Diagrama_Smith.pdf

[21] Cristian Sandu, Contribuții privind proiectarea și construcția dispozitivelor de transmitere wireless a energiei electromagnetice, Teză Doctorat, Universitatea Politehnica București, București, 2020.

[22] Răzvan Asanache, Contribuții privind utilizarea parametrilor S și a diagramei Smith în analiza calitativă a circuitelor analogice, Referat de cercetare, Universitatea Politehnica București, București, 2021.
[23] Mihai Iordache, Marilena Stanculescu, Răzvan Asanache, Lavinia Bobaru, Sorin Deleanu, Dragoș Niculae, Georgiana Rezmeriță, Analog Circuit Analysis Using S-Parameters and Smith Chart", ISBN 978 – 606 – 25 – 0771 - 8, 621.3, Publishing House MATRIX ROM, Bucharest, 2022.

Bibliografie Capitolul 3

[1] Grigore-Adrian Iordachescu, "Microunde. Teorie si Aplicatii", Editura universitatii din Pitesti, ISB 978-606-560-595-4, 2018, pp 55-92
[2] D. M. Pozar, Microwave Engineering, Wiley 2012.
[3] S. Liao, Microwave devices and circuits, Prentice Hall 1996.
[4] G. Lojewski, Dispozitive si circuite de microunde, Ed. Tehnica 2005.
[5] N. Voicu, Sisteme de microunde. Elemente de teorie, constructie, Matrixrom 2004,
[6] G. Lojewski, Microunde, Dispozitive si circuite, Teora 1999.
[7] G. Lojewski, N. Militaru, Circuite de microunde. Culegere probleme, Matrixrom 2014.
[8] Curs de Microunde, Academia Fortelor Aeriene "Henri Coanda" http://www.afahc.ro/ro/facultate/cursuri/microunde_note_curs.pdf.
[9] Gheorghe GAVRILOAIA, Circuite active de microunde, Editura Academiei Tehnice Milit 2010.
[10] Daniel Alexandru Vişan, Ioan Liţă, Mariana Jurian, Ion Bogdan Cioc, "Dispozitive semiconductoare pentru microunde", Ed. Matrix Rom, Bucuresti, 2015.
[11] Microwaves 101: https://www.microwaves101.com/
[12] Electromagnetic Harvesters: Free Lunch or Theft: http://www.industrytap.com/ electromagnetic-harvesters-free-lunch-or-theft/1805.
[13] Real-Life Physics, vol.3, http://www.scienceclarified.com/everyday/Real-Life-Physics-Vol-3-Biology-Vol-1/ [15] Microwaves – Wikipedia: https://en.wikipedia.org/wiki/Microwave.
[14] Tiberiu Mociran, Aplicatiile microundelor, http://cursuri.flexform.ro.
[15] Magnetic monopole – Wikipedia: https://en.wikipedia.org/wiki/Magnetic_monopole.
[16] Triple vector product – Wikipedia: https://en.wikipedia.org/wiki/Triple_product# Vector_triple_product.
[17] Polarization – Wikipedia: https://en.wikipedia.org/wiki/Polarization_(waves).
[18] Polarization of light: https://www.youtube.com/watch?v=8YkfEft4p-w
[19] The polarization of the sky: https://www.polarization.com/sky/sky.html.
[20] Wave and Anthenna Polarization: http://www.antenna-theory.com/basics/polarization.php.

Bibliografie Capitolul 4

[1] Cam Nguyen., "Radio-Frecquency Integrated-Circuit Engineering", Wiley, 2015
[2] P. H. Smith, "Transmission-Line Calculator," Electronics, Vol. 12, pp. 29–31, Jan. 1939

[3] G. C. Temes and T. W. Lapatra, Introduction to Circuit Synthesis and Design, McGraw-Hill,
New York, New York, pp. 342–348, 1977.

[4] R. E. Ziemer and W. H. Tranter, *Principles of Communications: Systems, Modulation*, *and Noise*, 7th ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2015, pp. 13–17.

[5] N. B. Vargafik, J. A. Wiebelt, and J. F. Malloy, "Radiative transfer," in *Convective Heat, 2nd ed.* Melbourne: Engineering Education Australia, 2011, ch. 9, pp. 379–398.

[6] W. M. Rohsenow, "Heat transmission," in *Thermal Radiation Properties,* vol. 3. M. W. Catton and J. P. Hartnett, Eds. New York: Macmillan, 2012, ch. 9, pp. 37–62.

[7] W. E. Kelly, B. Luke, and R. N. Wright, *Engineering for Sustainable Communities: Principles and Practices.* Reston: American Society of Civil Engineers, 2017. Accessed: Apr. 2, 2018. [Online]. doi: 10.1061/9780784414811.

[8] H. Schmidt-Walter and R. Kories, *Electrical Engineering. A Pocket Reference.* Boston: Artech House, 2007. Accessed: Oct. 16, 2016. [Online]. Available: https://ebookcentral.proquest.com

[9] G. H. Gaynor, "Dealing with the manager leader dichotomy," in *Leading and Managing Engineering and Technology, Book 2, Developing Leaders and Mangers*. IEEE-USA, 2011, pp. 27–28. Accessed: Jan. 23, 2017. [Online]. Available: http://www.ieeeusa.org/communications/ebooks/files/sep14/n2n802/Leading-and-Managing-Engineering-and-Technology-Book-2.pdf

[10] A. Vaskuri, H. Baumgartner, P. Kärhä, G. Andor, and E. Ikonen, "Modeling the spectral shape of InGaAlP-based red light-emitting diodes," *Journal of Applied Physics*, vol. 118, no. 20, pp. 203103-1–203103-7, Jul. 2015. Accessed on Feb. 9, 2017. [Online]. Available doi: 10.1063/1.4936322

[11] K. Jegathala Krishnan, "Implementation of renewable energy to reduce carbon consumption and fuel cell as a back-up power for national broadband network (NBN) in Australia," Ph.D dissertation, College of Eng. and Sc., Victoria Univ., Melb., 2013.

[12] *Safe Working on or Near Low-voltage Electrical Installations and Equipment*, AS/NZS 4836:2011, 2011.*Operational Procedure – Electrical Safety Rules CEOP8030*, no. 14, Essential Energy, Sept. 2016. Accessed on: Feb. 1, 2017. [Online]. Available: https://www.essentialenergy.com.au/asset/cms/pdf/contestableWorks/CEPG8030.pdf

[13] W. M. Brown, A. Semin, M. Hebenstreit, S. Khvostov, K. Raman, and S. J. Plimpton, ″Increasing molecular dynamics simulation rates with an 8-fold increase in electrical power efficiency", in *SC '16 Proc. of the Int. Conf. for High Perf. Computing, Networking, Storage and Analysis,* Article No. 8, Salt Lake City, Utah, IEEE Press Piscataway, November 13 - 18, 2016. Accessed on Feb. 10, 2017. [Online]. Available: ACM Digital Library

[14] Films Media Group (2006), *Electrical components. Part one: Resistors, Batteries and Switches* [DVD]. Monmouth Junction, NJ: Shopware.

[15] Kanopy Streaming Service (2012). *Engineering: The Break Press* [Streaming Video]. Accessed on: Feb. 9, 2017. Available: https://vu.kanopystreaming.com

Bibliografie Capitolul 5

[1] Esteban Tlelo-Cuautle edit., Advances in analog circuits, January 2011, https://www.researchgate.net/publication/234007937.
[2] Mourad Fakhfakh, Marian Pierzchala, Editors, Pathological elements in analog circuit design, Springer U.S., 2018, ISBN 978-3-319-75157-3; 978-3-319-75156-6, ISSN 1876-1100, WOS:000441385600014.
[3] M. Iordache, Symbolic, numeric-symbolic, numeric simulation of the analoque circuits – User's Guides, MATRIX ROM Publishing, Bucharest, ISBN 978 – 606 – 25 – 0126 - 6, 621.2.049.77.
[4] T.L. Pillage, R.A. Rohrer, and C. Visweswariah, "Electronic circuit & system simulation methods," New York, McGraw-Hill, 1995.
[5] J. Vlach and K. Singhal, Computer Methods for Circuit Analysis and Design, Van Nostrand Reinhold Electrical/Computer Science and Engineering Series, 1982.
[6] L.W. Nagel, "SPICE2, A Computer Program to Simulate Semiconductor Circuits," Univ. of California, Berkeley, CA, Memorandum no. ERL-M520, 1975.
[7] Mike Smith, "WinSpice3 User's Manual, v1.05.08", http://www.ousetech.co.uk/winspice2/, May 2006.
[8] C.W. Ho, A.E. Ruehli, and P.A.Brennan, "The modified nodal approach to network analysis," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-22, no.6, pp.504-509, June 1975.
[9] C. A. Desoer and E. S. Kuh, Basic Circuit Theory. New York: McGraw Hill, 1969.
[10] Inouea, "Dc analysis of nonlinear circuits using solution-tracing circuits," Trans. IEICE (A). vol. J74 A, pp. 1647-1655, 1991.
[11] L. B. Goldgeisser and M. M. Green "A Method for Automatically Finding Multiple Operating Points in Nonlinear Circuits," IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 52, no. 4, pp. 776-784, April. 2005.
[12] R. C. Melville, L. Trajkovic, S.C. Fang, and L. T. Watson, "Artificial parameter homotopy methods for the dc OP problem," IEEE Trans. Computer-Aided Design, vol. 12, no. 6, pp. 861-877, Jun. 1992.
[13] A.S. Sedra, and K.C. Smith, Microelectronic Circuit 6th ed. Oxford University Press, 2010.
[14] R. Jacob. Baker, CMOS, Circuit Design, Layout, and Simulation, 2nd ed. IEEE Press, Wiley Interscience, 2008, pp. 613 – 822.
[15] R. Hashemian, "Designing Analog Circuits with Reduced Biasing Power", to be published in the Proceedings of the 13th IEEE International Conf. on Electronics, Circuits and Sys., Nice, France Dec. 10– 13, 2006.
[16] R.C.Jaeger, and T.N. Blalock, Microelectronic Circuit Design 4th ed. Mc Graw-Hill Higher Education, 2010.
[17] Alexandru Grib, Mihai Iordache, Razvan Asanache, Mihaela Turcu and Teodor-Catalin Bibirica, "Smart Battery Monitoring System Software Design", Proceedings of the The 12th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence ECAI 2020, June 25– June 27, 2020, Bucharest, ROMÂNIA, IEEE Xplore: 16 October 2020,DOI: 10.1109/ECAI50035.2020.9223260, Publisher: IEEE, pp. 1-7.
[18] Alexandru Grib, Alina Constantin, Zoltan ERDEI, Mihai IORDACHE,Mihaela Cristina TURCU, "Using Pathological Elements in Analog Circuit Analysis and

Simulation",Carpathian Journal of Electronic and Computer Engineering 13/2 (2020) 1-6 DOI: 10.2478/cjece-2020-0006.

[19] Z. Erdei, M. Iordache, D. Niculae, Marilena Stanculescu, A. Grib, "The Use of S Parameters in Two-Port Analogue Networks Stability Analysis", IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, Volume 749, The International Conference of the Carpathian Euro-Region Specialists in Industrial Systems 11–12 April 2019, Baia Mare, Romania, IOP Publishing, doi:10.1088/1757-899X/749/1/012031 1. Pp. 1-11.

[20] L. O. Chua, Ch. A. Desoer, E. S. Kuh, Linear and Nonlinear Circuits, McGraw-Hill Book Company, ISBN 0-07-010898-6, 1987.

[21] Alexandru Radu Grib, Contribuții privind utilizarea parametrilor S și a diagramei smith în analiza calitativă a circuitelor analogice, teză doctorat, Universitatea Politehnica București, 2022.

[22] Mourad Fakhfakh, Marian Pierzchala, Editors, Pathological Elements in Analog Circuit Design, ISSN 1876-1100 ISSN 1876-1119 (electronic), Lecture Notes in Electrical Engineering, ISBN 978-3-319-75156-6 ISBN 978-3-319-75157-3 (eBook), https://doi.org/10.1007/978-3-319-75157-3.

[23] Mihaela Grib, Mihai Iordache, Alexandru Radu Grib, Horatiu Popescu, Ovidiu Laudatu, Marius Staniloiu, "The use of Thévenin, Norton and Hybrid Equivalent Circuits in the analysis and Polarization of Nonlinear Analog Circuits", 2022 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE), 2022

[24] Grib Alexandru, Contributii privind analiza circuitelor electrice cu nulori, teza de Doctorat, Universitatea Politehnica Bucuresti, 2022.