



UNIVERSITATEA POLITEHNICA DIN BUCUREȘTI

ȘCOALA DOCTORALĂ DE INGINERIE ELECTRICĂ

DEPARTAMENTUL DE ELECTROTEHNICĂ



Nr. Decizie Senat din

REZUMAT TEZĂ DE DOCTORAT

*CONTRIBUTII PRIVIND ANALIZA CIRCUITELOR ELECTRICE CU
NULORI*

*CONTRIBUTIONS REGARDING THE ANALYSIS OF ELECTRICAL
CIRCUITS WITH NULORS*

Autor: Ing. Alexandru Radu Grib

Conducător de doctorat: Prof. dr. ing. Mihai IORDACHE

BUCUREȘTI

2022

CUPRINS

MULȚUMIRI.....	4
PREFAȚĂ.....	4
LISTA ABREVIERI.....	6
1. INTRODUCERE	7
1.1 STRUCTURA TEZEI DE DOCTORAT	7
2. DESCRIEREA PROCEDURILOR DE ANALIZĂ A CIRCUITELOR ANALOGICE CU NULORI.....	8
2.1 INTRODUCERE.....	8
2.2 CIRCUITE ECHIVALENTE CU NULORI	11
2.3 TEOREMELE LUI KIRCHHOFF APLICATE CIRCUITELOR DE CURENT CONTINUU.....	16
2.4 METODA CURENTULUI DE BUCLA IN CIRCUITELE CC CU NULORI.....	19
2.5 ANALIZA NODALĂ MODIFICATĂ ÎN CIRCUITELE DE CURENT CONTINUU CU NULORI	21
2.6 LEGILE LUI KIRCHHOFF APLICATE CIRCUITELOR DE CURENT ALTERNATIV	22
2.7 ANALIZA NODALĂ MODIFICATĂ APLICATĂ CIRCUITELOR DE CURENT ALTERNATIV CU NULORI.....	23
2.8 EXEMPLE DE CIRCUITE DE CURENT ALTERNATIV CU NULORI	24
2.9 CONCLUZII	26
3. CIRCUITELE ECHIVALENTE THÉVENIN, NORTON ȘI HIBRIDE.....	27
3.1. INTRODUCERE	27
3.2 CIRCUITELE ECHIVALENTE THÉVENIN ȘI NORTON	28
3.2.1 Circuitul echivalent Thévenin N_{eq} pentru un uni-port.....	28
3.2.2 Circuitul echivalent Norton N_{eq} pentru un uni-port	29
3.2.3 Demonstrarea teoremelor Thévenin și Norton.....	33
3.3 CIRCUITUL ECHIVALENT HIBRID	35

4. ANALIZA REȚELELOR COMUTAȚIE CU CONDIȚII INIȚIALE INCONSISTENTE	41
4.1. INTRODUCERE	41
4.2 CÂTEVA CHESTIUNI ESENȚIALE PRIVIND ANALIZA CIRCUITELOR ANALOGICE ÎN DOMENIUL TIMP	43
4.2.1 Introducere.....	43
4.2.2 Ecuațiile în operațional ale circuitelor electrice liniare.....	45
4.2.3 Impusul Dirac	47
4.3. DESCRIEREA METODEI.....	48
4.3.1 Introducere.....	48
4.3.2 Analiza semi-simbolică a circuitelor cu condiții inițiale inconsistente	52
4.3.3 Exemple	54
4.5 CONCLUZII	58
5. APLICAREA PERECHILOR FIXATOR-NORATOR ÎN PROIECTAREA CIRCUITURILOR ANALOGICE	60
5.1. INTRODUCERE	60
5.2 PERECHILE FIXATOARE-NORATOARE.....	64
5.3 EXEMPLE	66
5.4 PROIECTAREA ORIENTĂRII CIRCUITURILOR ANALOGICE	67
5.4.1 Introducere	67
5.4.2 Aplicarea perechilor fixator-norator în proiectarea circuitelor analogice	68
5.5 PROIECTAREA CÂȘTIGURILOR ȘI IMPEDANȚELOR DE INTRARE ȘI DE IEȘIRE.....	71
5.6 CONCLUZII	73
6. CONCLUZII FINALE, CONTRIBUȚII, DIRECȚII DE CERCETARE VIITOARE.....	74
6.1. CONCLUZII FINALE	74
6.2. PRINCIPALELE CONTRIBUȚII ORIGINALE.....	76
6.3. PERSPECTIVE DE CERCETARE ȘI DEZVOLTARE VIITOARE	79
7 Bibliografie.....	80
7.1. Bibliografie capitolul 2.....	80

7.2. Bibliografie capitolul 3.....	81
7.3. Bibliografie capitolul 4.....	82
7.4. Bibliografie capitolul 5.....	84

MULȚUMIRI

Studiul științific, privind analiza circuitelor electrice cu nului, a dezvoltat noi modele și soluții în conceperea acestei teze de doctorat, necesitând un efort considerabil și susținut. În mod inevitabil apar și blocaje, momente dificile, în care un sfat, o încurajare sau o idee salvatoare poate veni la momentul oportun și poate face diferența dintre eșec și reușită. De aceea, odată cu finalizarea acestei teze, nu pot să nu aduc un semn de recunoaștere și o mulțumire acelor care, pe parcursul derulării studiilor mele de doctorat, au fost alături de mine și, în mod direct sau indirect, m-au susținut.

În primul rând țin să mulțumesc domnului Prof. Univ. Dr. Ing. Mihai IORDACHE, datorită căruia am realizat această teză și care m-a îndemnat, îndrumat și motivat în permanență, cu răbdare și înțelegere asupra acestui obiectiv. Îndrumările sale pe parcursul întregii perioade de studiu și cercetare, sfaturile oferite pentru îmbunătățirea lucrării finale, au contribuit semnificativ la elaborarea în timp util a tezei.

Cele mai calde mulțumiri le adresez domnului Conf. Dr. Ing. Erdei ZOLTAN și domnului Decan Conf. Dr. Ing. Dragoș NICULAE, care mi-au călăuzit îndeaproape pașii pentru a descoperi tainele, dar și frumusețea acestei teme de studiu, care au avut încredere în forțele mele și mi-au fost alături, prin îndrumări și încurajări, pe întreaga durată a activității de cercetare.

Sunt recunoscător tuturor cadrelor didactice din Departamentul de Electrotehnică al Facultății de Inginerie Electrică din cadrul Universității Politehnica București, care m-au primit cu căldură și alături de care am căpătat noi cunoștințe în domeniul ingineriei electrice. De asemenea, mulțumesc membrilor Școlii Doctorale a Facultății de Inginerie Electrică din cadrul Universității POLITEHNICA din București, care m-au sprijinit în diferite moduri în finalizarea acestei lucrări. Mulțumesc tuturor pentru înțelegerea și sprijinul de care au dat dovadă în perioada studiilor mele de doctorat, dar și pentru sfaturile și încurajările lor. În final, dar nu în ultimul rând, mulțumesc familiei mele pentru susținerea, răbdarea și înțelegerea arătată.

PREFAȚĂ

Obiectivul principal al acestei lucrări este de a defini corect circuitele electrice echivalente cu nului. În ultimul timp s-a intensificat utilizarea nulilor în generarea circuitelor echivalente pentru dispozitivele electronice și în consecință, s-a impus elaborarea unor noi și eficiente metode de analiza a acestor circuite în diferitele lor regimuri de funcționare.

S-a demonstrat că, conform principiilor de analiză simbolică, Metoda Analizei Nodale (MAN - NAM) este restrictivă deoarece matricea de admitanță trebuie să conțină doar elementele compatibile cu Analiza Nodală clasică (AN - NA). Această problemă poate fi rezolvată cu ușurință prin Metoda de Analiză Nodală Modificată (MANM - MNAM), adăugând un rând și o coloană pentru fiecare element care nu este compatibil cu metoda clasică de analiză nodală, [23, 26]. Una dintre problemele generate de acest tip de abordare este legată de dimensiunea matricei de admitere. Această matrice va deveni mai mare, în funcție de structura circuitului și de tipurile elementelor sale.

Când este vorba despre modelele utilizate în analiza circuitelor analogice, cerința unei precizii ridicate ar putea duce la calcule complicate și atunci modelele compacte sunt preferate în timpul analizei circuitelor, în principal pentru utilizarea unor ecuații mult mai simple [1 - 25]. Aceste modele sunt mai eficiente pentru optimizarea timpului de modelare și simulare în timpul procesului de analiză. Din acest punct de vedere, nulorul și-a dovedit deja eficiența în modelarea dispozitivelor active. De asemenea, în modelele bazate pe elementul nulor, toate elementele parazite pot fi incluse pentru a analiza contribuția acestora la răspunsul circuitului analogic.

Nulorii sunt foarte utili pentru modelarea circuitelor analogice deoarece topologia circuitului poate fi reprezentată cu componente cu două terminale, cum ar fi rezistențe, condensatoare, nulatoare, noratoare și surse de curent independente. De asemenea, se poate evidenția faptul că toate sursele controlate pot fi reprezentate cu circuite echivalente folosind elemente bipolare și nulori. Prin urmare, sistemul de ecuații, pentru circuitul echivalent bazat pe nulori și elemente bipolare de circuit, va fi dezvoltat în conformitate cu metoda clasică de analiză nodală. Nulorul va fi una dintre componentele de bază pentru modelele dispozitivelor electronice active, având în vedere că modelul trebuie dezvoltat în cel mai simplu mod, iar acuratețea simulării comportării circuitului trebuie să fie în limite acceptabile. Conform acestei abordări, se vor prezenta problemele referitoare la modelele de semnal mic ale dispozitivelor electronice active care au fost dezvoltate cu nulori.

Un alt obiectiv al prezentei teze de doctorat constă în definirea corectă a circuitelor echivalente Thévenin, Norton și Hibrade. Aceste circuite permit separarea porțiunilor liniare ale circuitelor electronice de cele neliniare și în acest fel procesul de polarizare a dispozitivelor electronice devine mult mai eficient. Un tip special de model $H \sim$ este, de asemenea, introdus, numit modelul $H \sim$ anulat, sau pur și simplu modelul $H \sim$; și multe proprietăți ale modelării H sunt investigate, inclusiv gestionarea energiei circuitului. Se arată că modelele H nu se limitează la rețele cu un singur port, ci acoperă și multiporturi. O proprietate majoră a modelării H este polarizarea locală a tranzistorilor. Strategia propusă separă porțiunile liniare și neliniare ale unui circuit analogic și preia mai mult controlul asupra porțiunilor neliniare. La rândul său, acest lucru duce la o nouă tehnică de polarizare a componentelor electronice neliniare. Această separare a porțiunilor (componentelor) din cadrul circuitului se realizează prin introducerea unei noi modelări a porturilor care anulează porturile dispozitivelor neliniare.

O atenție deosebită s-a acordat elaborării de metode noi, specifice analizei și simulării circuitelor de comutație cu condiții inițiale inconsistente. Circuitele cu topologie controlată de comutatoare care conțin elemente semiconductoare sunt de mare interes în electronica de putere și comunicații. Acest domeniu include atât circuitele controlate extern (adică prin ceas), cât și circuitele controlate intern (adică prin stare). Modelarea circuitelor de comutație (circuite cu condensatoare comutate sau cu circuite comutate în curent, convertore DC-DC,

modulatoare comutate etc.) cu modele idealizate (elemente în scurtcircuit sau în circuit deschis), duc de foarte multe ori la discontinuități ale variabilelor la timpii de comutare.

LISTA ABREVIERI

STCT - surse de tensiune controlate în tensiune - VCVS- voltage controlled voltage source

SCCT - surse de curent controlate în tensiune - VCCS-voltage controlled current source

STCC - surse de tensiune controlate în curent - CCVS- current controlled voltage source

SCCC - surse de curent controlate în curent - CCCS- current controlled current source

MANM - metoda analizei nodale modificate - MNAM- modified nodal analysis method

MT - metoda tabloului -TM- table method

MAN - metoda analizei nodale - NAM- nodal analysis method

AN - analiza nodală - NA- nodal analysis

OT - oglinda de tensiune- Voltage-Mirror - VM

OC - oglinda de curent- Current-Mirror – CM

MDGC - matricea de descriere a grafului de curent

MDGT-matricea de descriere a grafului de tensiune

TIK - Teorema întâi a lui Kirchhoff- KCL- Kirchhoff current law

TIK - Teorema a doua a lui Kirchhoff – KVL - Kirchhoff voltage law

1. INTRODUCERE

1.1 STRUCTURA TEZEI DE DOCTORAT

Ca o consecință a dezvoltării accelerate a tehnicilor de calcul și a echipamentelor hardware și software din ce în ce mai performante, problemele legate de proiectarea, simularea și analiza sistemelor electrice s-au mutat în mare parte din laboratorul de testare pe calculatorul personal. Dimensionarea optimă, teste de stres, gradul de solicitare ale unor componente, toate acestea se realizează în prezent cu ajutorul unor programe specializate care oferă rezultate și soluții în timp scurt și cu economie de material.

În prezenta teză de doctorat au fost prezentate proceduri performante de simulare și analiză a circuitelor electronice complexe cu nului. S-au elaborat algoritmi noi și programe de calcul dedicate analizei circuitelor analogice cu nului.

Capitolele acestei cercetări sunt prezentate după cum urmează:

Primul capitol – Introducere – prezintă o scurtă introducere a întregii teze, importanța și actualitatea acestei teme de cercetare, scopurile și obiectivele alegerii temei folosite pentru a dezvolta acest subiect și structura tezei împreună cu actualitatea și importanța practică a studierii acestei teme de cercetare, iar în final o prezentare a publicațiilor elaborate pe parcursul întocmirii acestei teze. Toate acestea s-au bazat pe o documentare bogată și riguroasă a publicațiilor apărute în domeniu.

În Capitolul 2 – Descrierea procedurilor de analiză a circuitelor analogice cu nului - sunt descrise dispozitivele active prin circuite echivalente care conțin surse de tensiune controlate în tensiune (STCT - VCVS- voltage controlled voltage source), surse de curent controlate în tensiune (SCCT - VCCS-voltage controlled current source), surse de tensiune controlate în curent (STCC - CCVS- current controlled voltage source) sau surse de curent controlate în curent (SCCC – CCCS- current controlled current source). Acestea sunt foarte utile pentru proiectarea circuitelor bazate pe software specializat (de exemplu, SPICE). Folosind acest tip de aplicații software, se pot construi, cu o mare precizie, multe tipuri de dispozitive cu circuite active.

În Capitolul 3 - – Circuitele echivalente Thévenin, Norton și hibride - 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 porturi (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.

Circuitele echivalente Thévenin, Norton, hibride și hibride nule sunt utilizate la polarizarea locală a circuitelor analogice, [1 - 15]. Sunt prezentate mai multe exemple ilustrative care evidențiază veridicitatea procedurilor elaborate.

În Capitolul 4 – Analiza rețelelor comutate cu condiții inițiale inconsistente - În această capitol este prezentată o metodă simplă pentru analiza rețelelor complexe cu întrerupătoare considerând că, comutația ideală evită aceste probleme. Prezenta abordare se bazează pe analiza nodală modificată, când rezistoarele variabile în timp sunt folosite pentru modelarea întrerupătoarelor ideale.

În Capitolul 5 – Aplicarea perechilor fixator-norator în proiectarea circuitelor analogice- Acest capitol descrie o nouă teorie de modelare și simulare a dispozitivelor electronice cu ajutorul perechilor fixatoare-noratoare.

Pentru polarizarea circuitelor analogice, a fost introdusă o strategie diferită. Această lucrare introduce un nou concept de element de circuit, perechile Fixator-Norator (PFN), care este centrul strategiei noastre de proiectare a polarizării circuitelor electronice. Fixatoarele și noratoarele sunt utilizate în perechi și sunt instrumente eficiente pentru a efectua o polarizare eficientă a circuitelor electrice. Se arată că aceste perechi sunt foarte utile în potrivirea specificațiilor critice de polarizare cu puterea de CC la intrare.

Aceste proceduri pot fi implementate cu ușurință în programe dedicate pentru simulările circuitelor analogice complexe cu nului. Prezentăm câteva exemple importante care dovedesc validitatea modelelor pentru nului.

În Capitolul 6 - Concluzii și Contribuții originale - sunt sintetizate rezultatele activității științifice desfășurate în perioada elaborării tezei de doctorat, principalele contribuții originale aduse, precum și direcții ulterioare de cercetare.

ÎN ANEXE sunt descrise: listingurile programelor utilizate în prezenta teză de doctorat, rezultatele obținute în urma rulării programelor și compararea între aceste rezultate, obținute cu programe diferite, pentru a valida exactitatea lor.

2. DESCRIEREA PROCEDURILOR DE ANALIZĂ A CIRCUITELOR ANALOGICE CU NULORI

2.1 INTRODUCERE

De obicei, dispozitivele active sunt descrise prin circuite echivalente care conțin surse de tensiune controlate în tensiune (STCT - VCVS- voltage controlled voltage source), surse de curent controlate în tensiune (SCCT - VCCS-voltage controlled current source), surse de tensiune controlate în curent (STCC - CCVS- current controlled voltage source) sau surse de curent controlate în curent (SCCC – CCCS- current controlled current source). Acestea sunt foarte utile pentru proiectarea circuitelor bazate pe software specializat (de exemplu, SPICE, CADENCE, SYSEG, SYTFG; ADS, ANSYS etc). Folosind acest tip de aplicații software, se

pot construi, cu o mare precizie, multe tipuri de dispozitive cu circuite active [23 – 25]. De asemenea, aceste circuite echivalente sunt folosite pentru a elabora sistemele de ecuații ale circuitului analogic bazate pe diverse metode, cum ar fi metoda analizei nodale (AN – NA- nodal analysis), metoda analizei nodale modificate (MANM – MNAM- modified nodal analysis method) și metoda tabloului (MT – TM- table method).

S-a demonstrat că, conform principiilor de analiză simbolică, Metoda Analizei Nodale (MAN – NAM- nodal analysis method) este restrictivă deoarece matricea de admitanță trebuie să conțină doar elementele compatibile cu Analiza Nodală (AN – NA- nodal analysis). Această problemă poate fi rezolvată cu ușurință prin Metoda de Analiză Nodală Modificată (MANM- MNAM- modified nodal analysis method), adăugând un rând și o coloană pentru fiecare element care nu este compatibil cu metoda clasică de analiză nodală, [23, 26]. Una dintre problemele generate de acest tip de abordare este legată de dimensiunea matricei de admitanțe. Această matrice va deveni mai mare, în funcție de structura circuitului și de tipurile elementelor sale.

Nulorii sunt foarte utili pentru modelarea circuitelor analogice deoarece topologia circuitului poate fi reprezentată cu componente cu două terminale, cum ar fi rezistențe, condensatoare, nulatoare, noratoare și surse tensiune și/sau de curent independente. De asemenea, se poate evidenția faptul că toate sursele controlate pot fi reprezentate cu circuite echivalente folosind nulori. Prin urmare, sistemul de ecuații, pentru circuitul echivalent bazat pe nulori, va fi dezvoltat în conformitate cu metoda clasică de analiză nodală. Nulorul va fi una dintre componentele de bază pentru modelele de dispozitive active, având în vedere că modelul trebuie dezvoltat în cel mai simplu mod, iar acuratețea simulării comportării circuitului trebuie să fie în limite acceptabile. Conform acestei abordări, acest capitol va prezenta problemele referitoare la modelele de semnal mic ale dispozitivelor active care au fost dezvoltate cu nulori.

Noratorul poate fi definit ca un circuit ideal cu două borne (Fig. 2.1.b), care se caracterizează prin valori aleatorii pentru curentul (i) și tensiunea (u) la borne. Cu alte cuvinte, noratorul nu are nicio relație definită. Curentul și tensiunea au valori care sunt afectate doar de circuitul extern care controlează noratorul.

Nulatorul poate fi definit ca un circuit ideal cu două borne, care se caracterizează prin valori nule pentru curent și tensiune, la borne. Simbolul folosit pentru reprezentarea sa grafică este prezentat în figura 2.1.a. Pentru acest tip de circuite pot fi definite două relații.

Un *nulator* și un *norator* formează împreună un circuit diport normal numit *nulor* (Fig. 2.1. c), care are numărul relațiilor de definiție egal cu numărul de porți.

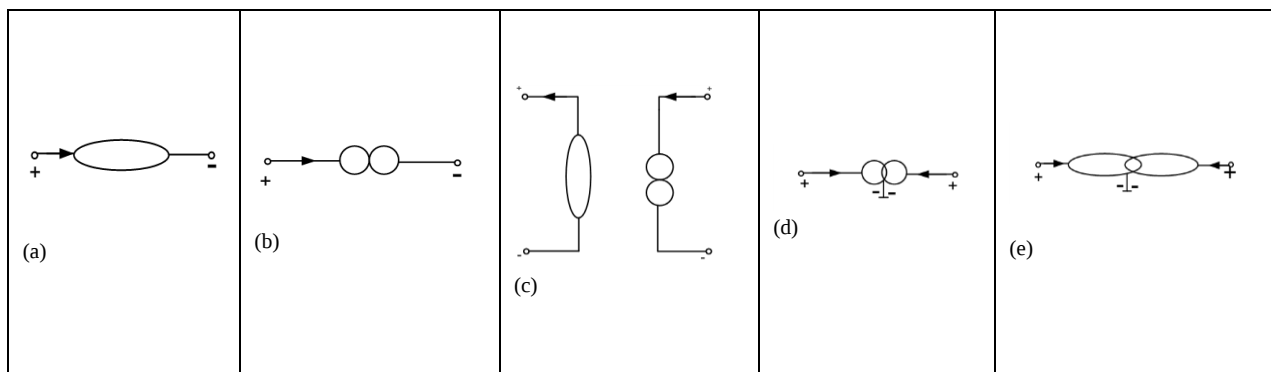
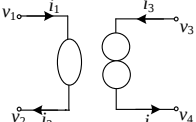
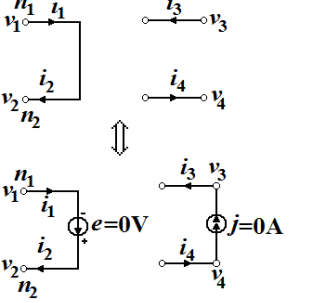
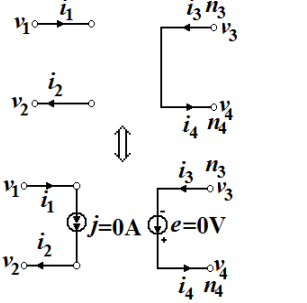


Fig. 2.1. a) Simbolul nulatorului; b) Simbolul noratorului; c) Simbolul nulorului; d) Oglindade curent; e) Oglinda de tensiune.

Tabelul 1 prezinta comportarea nulatorilor, noratorilor si nulorilor din punct de vedere al tensiunii, respectiv al curentului, in G^v - grafului tensiunii si, respectiv G^i - grafului curentului.

Tabel 1

Simbol	Definiti	Schema tensiuni G^v	Schema curentului G^i
 Nulor	$v_1 = v_2$ $i_1 = i_2 = 0$	 $v_1 = v_2 \Rightarrow n_1 \equiv n_2$ oricare $i_1 = i_2$	 oricare v_1, v_2 $i_1 = i_2 = 0$
 Norator	oricare v_1, v_2 oricare $i_1 = i_2$	 oricare v_1, v_2 $i_1 = i_2 = 0$	 $v_1 = v_2 \Rightarrow n_1 \equiv n_2$ oricare $i_1 = i_2$

	$i_1 = i_2 = 0$ $v_1 = v_2$ oricare v_3, v_4 oricare $i_3 = i_4$	 $v_1 = v_2 = \text{arbitrar} \Rightarrow$ $\Rightarrow n_1 \equiv n_2, \text{oricare } i_1 = i_2,$ $i_3 = i_4 = 0, \text{oricare } v_3 \neq v_4$	 oricare $v_1 \neq v_2, i_1 = i_2 = 0;$ $v_3 = v_4 \Rightarrow n_3 \equiv n_4$ oricare $i_3 = i_4$
---	---	---	---

Portul de intrare al nulorului este modelat de nulator care este caracterizat de două ecuații:

$$v_1 = v_2 = \text{arbitrar}, \quad i_1 = i_2 = 0. \quad (2.1)$$

Deci, nulatorul este simultan un circuit deschis în grafului de curent G^i și un scurtcircuit în grafului de tensiune G^u . Portul de ieșire al nulorului este modelat de norator unde se poate presupune că atât tensiunea cât și curentul au valori arbitrare:

$$v_1 \neq v_2 = \text{arbitrar}, \quad i_1 = i_2 = \text{arbitrar}. \quad (2.2)$$

Nulor este un element cu două porturi și este cunoscut ca element activ universal [23, 30 - 33].

Deci, nulorii, noratorii, rezistențele, împreună cu capacitățile pot sintetiza un set complet de ecuații liniare sau liniarizate.

2.2 CIRCUITE ECHIVALENTE CU NULORI

Cele mai utilizate echivalențe ale combinațiilor dintre nulatoare și noratoare pentru asamblarea rețelelor care conțin nulori și impedanțe sunt prezentate în figura 2.2. În figura 2.2., a, dacă curentul curge de la nodul a , nu poate circula în nodul b , deoarece curentul prin nulatorul este zero. Înseamnă că o conexiune în serie între un nulator și un norator este echivalentă cu un circuit deschis. În figura 2.2., b, curentul curge de la a la b prin norator. Tensiunea dintre a și b devine zero, datorită proprietăților nulatorului, astfel încât o conexiune paralelă a nulatorului și norator este echivalentă cu un scurtcircuit. Conexiunile rămase au echivalențe în funcție de caracteristicile nulatorului și noratorului $i=f(u)$.

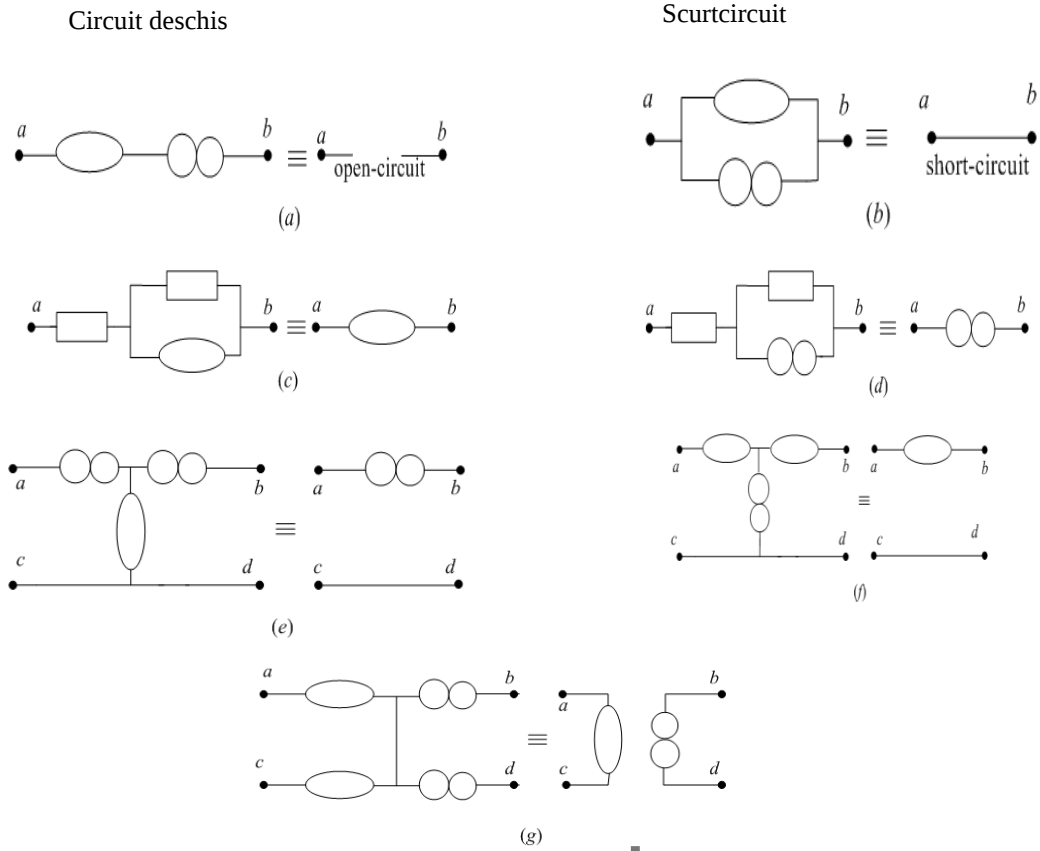


Fig. 2.2. Echivalențe între secțiuni de circuite asamblate cu nulatoare și noratoare.

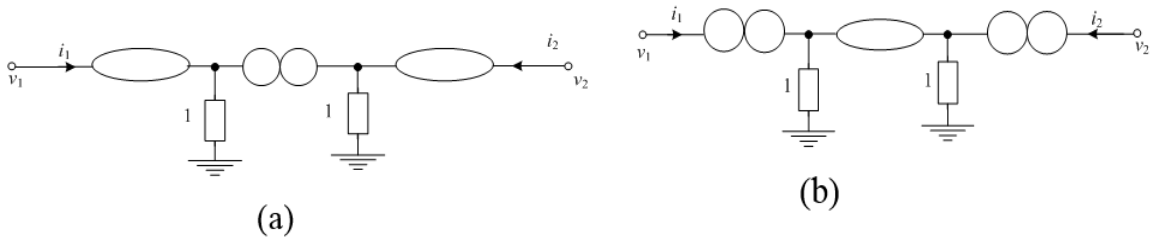


Fig. 2.3. OT-oglinda de curent (VM – voltage mirror) (a) și OC – oglinda de curent CM(current mirror) (b) bazate pe rezistență nului și împământate.

În plus, nulorii pot fi combinați cu rezistențe împământate pentru a putea obține semnale de ieșire de tensiune/curent cu polaritate opusă față de cele de intrare. Această caracteristică nu poate fi dobândită în mod intrinsec de către nulatori sau noratori [30, 31]. Se pot menționa ca exemple de dispozitive active cu proprietăți inversoare, idealul unity-gain OT (oglinda de tensiune)- Voltage-Mirror (VM) (fig. 2.3, a) și OC-(oglinda de curent)- Current-Mirror (CM) (fig. 2.3, b). Fiecare dintre ele poate fi modelat corespunzător utilizând nulorul [1].

Fiecare dintre circuitele OT (fig. 2.3 (a)) și OC (fig. 2.3 (b)) reprezentate mai sus, cu caracteristica de inversare realizată, este descris prin ecuații distincte tensiune/curent, OT prin (2.3), respectiv OC prin (2.4).).

$$\begin{aligned} v_2 &= -v_1 = \text{arbitrar}, \\ i_1 &= i_2 = 0. \end{aligned} \quad (2.3)$$

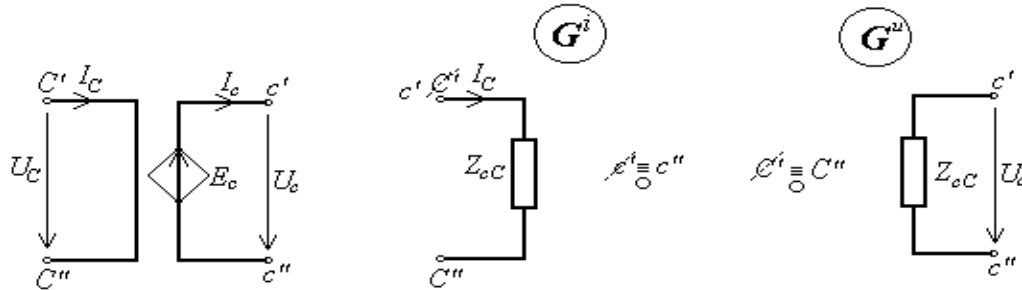
$$\begin{aligned} v_2 &\neq v_1 = \text{arbitrar}, \\ i_1 &= i_2 = \text{arbitrar}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Modelele bazate pe OT și OC nului pot include elemente parazitare [1, 30-31]. Într-o astfel de situație, orice rețea posibilă poate fi egalată cu o combinație de nulatoare, noratoare, OC, OT și impedanțe, în același mod ca și pentru nului.

Dacă în cele din urmă, una dintre bornele v_1 sau v_2 din figura 2.3 (a) este împământată, aplicarea echivalențelor prezentate în figura 2.2 reduce OT la un nulator. Într-o manieră similară, dacă orice terminal din figura 2.3(b) este împământat, aplicarea echivalențelor prezentate în figura 2.2 transformă OC într-un norator. Datorită particularităților prezentate de sursele comandate, extinderea analizei matriciale la studiul circuitelor electric neregulate impune să se asocieze circuitului două grafuri de conexiune: unul de curent, G^i și altul de tensiune, G^u . Cele două grafuri conțin același număr de laturi, noduri și bucle independente. Ele diferă prin pozițiile pe care le ocupă în cadrul lor laturile (porțile) de comandă și comandate ale celor patru tipuri de surse comandate diport, simulate prin elemente dipol. (Tabelul 2).

Tabelul 2

Sursa de tensiune comandată în curent (STCC)



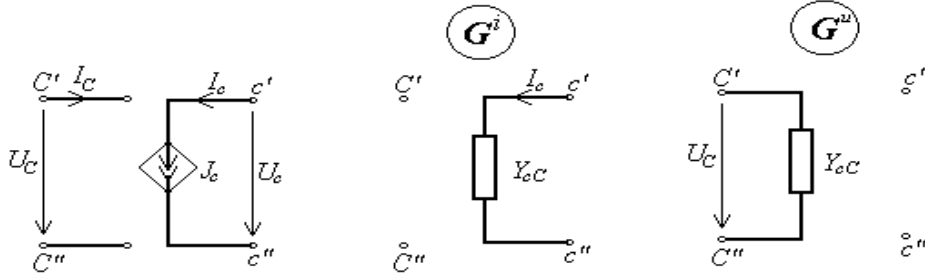
Pentru circuitele de c.c.

$$U_c = 0 \quad \forall I_c; U_c = E_c = R_{cc} I_c, \text{ în general } R_{cc} = R_c$$

Pentru circuitele de c.a. și circuitele în operațional

$$U_c = 0 \quad \forall I_c; U_c = E_c = Z_{cc} I_c \quad \forall I_c; \text{ în general } Z_{cc} = Z_c.$$

Sursa de curent comandată în tensiune (SCCT)



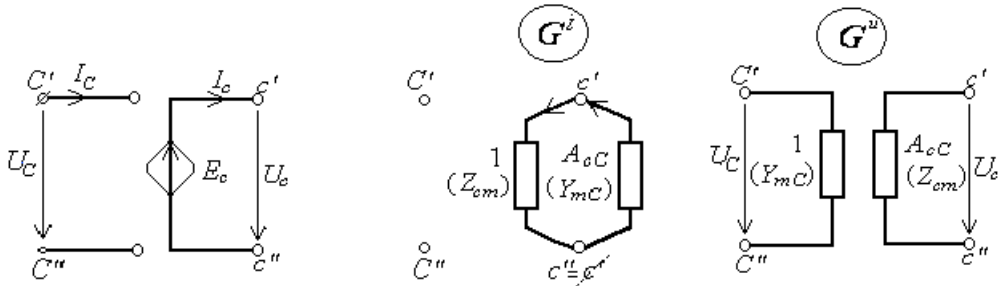
Pentru circuitele de c.c.

$$I_c = 0 \quad \forall U_c; I_c = J_c = G_{cc} U_c \quad \forall U_c; \text{ in general } G_{cc} = G_c$$

Pentru circuitele de c.a. și circuitele în operațional

$$I_c = 0 \quad \forall U_c; I_c = J_c = Y_{cc} U_c \quad \forall U_c; \text{ in general } Y_{cc} = Y_c.$$

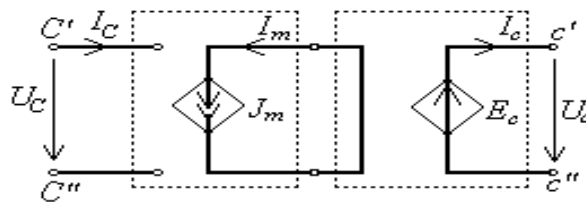
Sursa de tensiune comandată în tensiune (STCT)



$$I_c = 0 \quad \forall U_c; U_c = E_c = A_{cc} U_c \quad \forall I_c$$

Sursa de tensiune comandată în tensiune poate fi echivalată cu o sursă de curent comandată în tensiune conectată în cascadă cu o sursă de tensiune comandată în curent, astfel:

Schema echivalentă cu două surse comandate neomogene conectate în cascadă



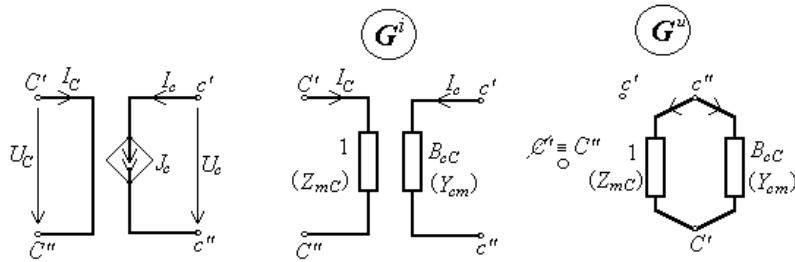
Pentru circuitele de c.c.

$$J_m = G_{mC} U_C, I_m = J_m; E_c = U_c = R_{cm} I_m = R_{cm} G_{mC} U_C \Rightarrow A_{cC} = R_{cm} G_{mC}$$

Pentru circuitele de c.a. și circuitele în operațional

$$J_m = Y_{mC} U_C, I_m = J_m; E_c = U_c = Z_{cm} I_m = Z_{cm} Y_{mC} U_C \Rightarrow A_{cC} = Z_{cm} Y_{mC}$$

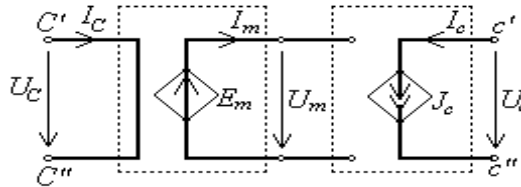
Sursa de curent comandată în curent (SCCC)



$$U_C = 0 \quad \forall I_C, J_c = B_{cC} I_C \quad \forall U_c$$

Sursa de curent comandată în curent poate fi echivalată cu o sursă de tensiune comandată în curent conectată în cascadă cu o sursă de curent comandată în tensiune, astfel:

Schema echivalentă cu două surse comandate neomogene conectate în cascadă



Pentru circuitele de c.c.

$$E_m = R_{mC} U_C, U_m = E_m; J_c = I_c = G_{cm} U_m = G_{cm} R_{mC} I_C \Rightarrow B_{cC} = G_{cm} R_{mC}$$

Pentru circuitele de c.a. și circuitele în operațional

$$E_m = Z_{mC} U_C, U_m = E_m; J_c = I_c = Y_{cm} U_m = Y_{cm} Z_{mC} I_C \Rightarrow B_{cC} = Y_{cm} Z_{mC}.$$

Observații:

1. Rezistoarele, bobinele, condensatoarele și sursele independente de tensiune și de curent au aceeași poziție în G^i și G^u ;
2. Pentru a descrie grafurile G^i și G^u se utilizează câte o matrice cu 4 linii și l coloane (l este numărul de laturi ale grafului), numită matricea de descriere a grafului de curent, (MDGC), respectiv de tensiune (MDGT-matricea de descriere a grafului de

tensiune). Fiecare coloană din MDGC (MDGT) conține nodul inițial, nodul final, tipul și ponderea (în cazul calculului funcțiilor de circuit) laturii;

3. Deoarece orice latură scurtcircuitată în G^i sau în G^u determină eliminarea unui nod, în scopul păstrării enumerării nodurilor într-o ordine naturală (fapt avantajos în aplicații), se reduc cu o unitate toți indicii mai mari decât indicele nodului eliminat;
4. Cuplajele magnetice sunt modelate prin inductori și STCC-CCVS [9];
5. Tehnica de modelare de mai sus a celor patru surse controlate conduce la două grafuri direcționate având numai ramuri de conductanță (admitanță);
6. Cele două grafuri au același număr de noduri, ramuri și bucle. Ele diferă doar prin amplasarea ramurilor de control și controlate ale celor patru tipuri de surse controlate;
7. Deoarece orice contracție a ramurilor din cele două grafuri determină eliminarea unui nod, numărul de noduri din G^i și G^v este mai mic decât în circuitul inițial cu numărul de STCC-CCVS: $n_{G^i} = n_{G^v} = n - n_{STCC}$.

2.3 TEOREMELE LUI KIRCHHOFF APLICATE CIRCUITELOR DE CURENT CONTINUU

Teoremele lui Kirchhoff pot fi specificate sub formă de matrice ca:

$$\mathbf{A}^i \mathbf{i}_b^i = \mathbf{0} \text{ (KCL-TIK)}, \quad (2.5)$$

$$\mathbf{B}^v \mathbf{u}_b^v = \mathbf{0} \text{ (KVL-TIIK)}. \quad (2.6)$$

unde $\mathbf{A}^i$ ($\mathbf{B}^v$) este matricea de incidență redusă laturi-noduri din graful de curent (matricea de incidență laturi-bucle din graful de tensiune, iar $\mathbf{i}_b^i$ ($\mathbf{u}_b^v$) este vectorul curenților (tensiunilor) din graful de curent (de tensiune),

Pentru circuitele liniare de c.c., teoremele lui Kirchhoff au următoarele forme dezvoltate:

$$\text{TIK-KCL: } \sum_{b_k \in (n_j^i)} I_k^i = - \sum_{b_k \in (n_j^i)} J_k^i, j = \overline{1, n^i - 1}; \quad (2.7)$$

$$\text{TIIK-KVL: } \sum_{b_k \in (l_h^v)} (R_k I_k^i + U_{jk}^v + U_{jck}^v) = \sum_{b_k \in (l_h^v)} (E_k^v + E_{ck}^v), h = \overline{1, l^v}.$$

Ecuatiile Kirchhoff au, pentru circuitele liniare de c.a., în regim armonic în complex, forma:

$$\text{TIK-KCL: } \sum_{b_k \in (n_j^i)} I_k^i = - \sum_{b_k \in (n_j^i)} J_k^i, j = \overline{1, n^i - 1}; \quad (2.8)$$

$$\text{KVL-TIIK: } \sum_{b_k \in (l_h^v)} \left(\underline{Z}_k I_k^i + \sum_{p \neq k} j\omega L_{kp} I_p^i + \underline{U}_{jk}^v + \underline{U}_{jck}^v \right) = \sum_{b_k \in (l_h^v)} (\underline{E}_k^v + \underline{E}_{ck}^v), h = \overline{1, l^v}.$$

Forma operațională a ecuațiilor Kirchhoff au, pentru circuitele liniare, structura:

$$\text{TIK-KCL: } \sum_{b_k \in (n_j^i)} I_k^i(s) = - \sum_{b_k \in (n_j^i)} J_k^i(s), j = 1, n^i - 1; \quad (2.9)$$

$$\text{TIK-KVL: } \sum_{b_k \in (l_h^v)} \left(Z_k(s) I_k^i(s) + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq k}}^b s L_{kp} I_p^i(s) + U_{jk}^v(s) + U_{jck}^v(s) \right) = \sum_{b_k \in (l_h^v)} (E_{ek}^v(s) + E_{ck}^v(s)), h = 1, l^v.$$

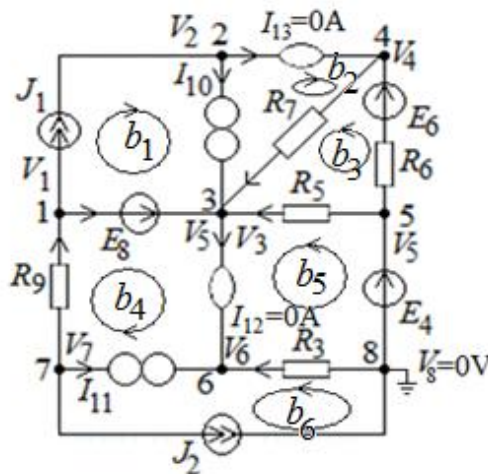
În ecuațiile (2.9) mărimea $E_{ek}^v(s)$ include și condițiile inițiale de la momentul $t_0 = 0$,

$$L_k i_{L_k}^i(0_-) + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq k}}^b L_{kp} i_{L_p}^i(0_-) - \frac{u_{C_k}^v(0_-)}{s}.$$

Observația 1

Ținând cont de modul de comportare al nulorilor (vezi Tabelul 1) din punct de vedere al curentului, respectiv tensiunii, teoremele lui Kirchhoff, ecuațiile curenților de buclă, ecuațiile nodale modificate, ecuațiile de semi-stare, ecuațiile de stare și ecuațiile constitutive de latură pentru circuitele liniare și/sau neliniare cu nulori, indiferent de regimul de funcționare al circuitului analizat, se pot formula direct pe schema inițială a circuitului, fără a mai fi necesară generarea grafurilor de curent, respectiv de tensiune (vezi exemplele).

Pentru a descrie algoritmul de aplicare a teoremelor lui Kirchhoff, la circuitele electrice cu nulori, se consideră circuitul de curent continuu din figura 2.4 (a).



(a)

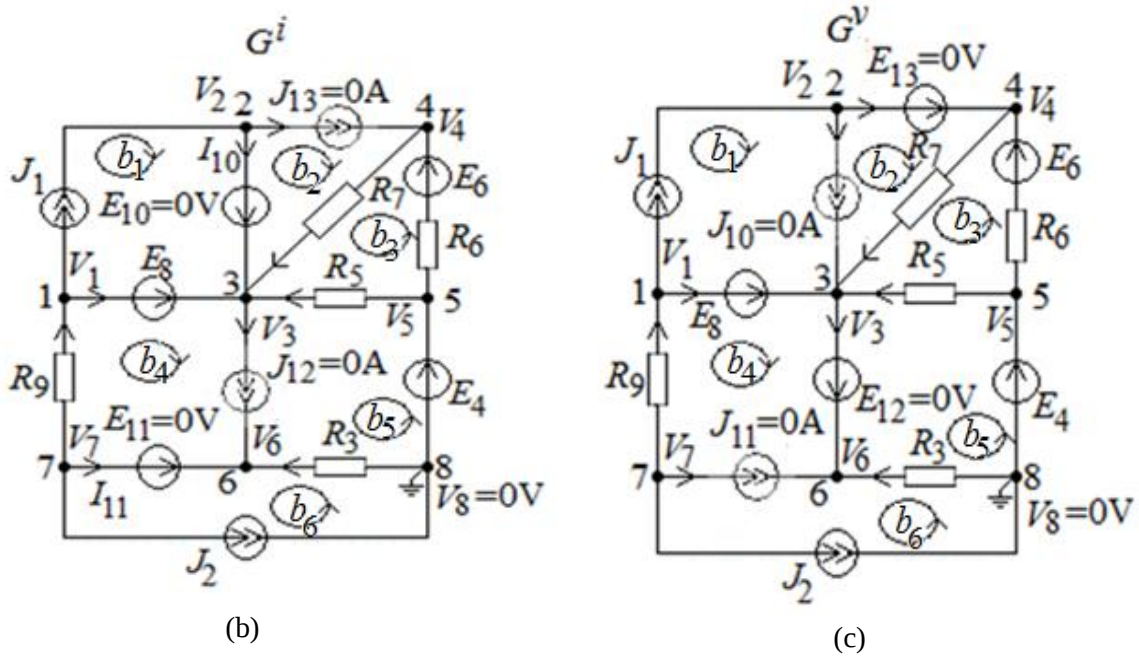


Fig. 2.4. a) Diagrama circuitului initial; b) Graful de curent G^i ; c) Graful de tensiune G^v .

Pasul 1. Ținând cont de comportarea, din punctul de vedere al curentului, respectiv tensiunilor, a nulatorilor și, respectiv noratoarelor (vezi Tabelul 1), se construiesc cele două grafuri, graful de curent – figura 2.4 (b) și, respectiv graful de tensiune – figura 4 (c). Se orientează, în aceeași direcție cu sensul curenților, laturile celor două grafuri și se identifică bucele independente corespunzătoare grafului de curent și, respectiv de tensiune;

Pasul 2. Se scrie prima teoremă Kirchhoff în cele $n^i - 1$ noduri din graful de curent:

$$\begin{aligned}
 (n_1^i): \quad & I_8^i - I_9^i = -J_1; \quad (n_2^i): \quad I_{10}^i = J_1; \\
 (n_3^i): \quad & -I_5^i - I_7^i - I_8^i - I_{10}^i = 0; \quad (n_4^i): \quad -I_6^i + I_7^i = 0; \\
 (n_5^i): \quad & -I_4^i + I_5^i + I_6^i = 0; \quad (n_6^i): \quad -I_{11}^i - I_3^i = 0; \\
 (n_7^i): \quad & I_9^i + I_{11}^i = -J_2;
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

Pasul 3. Ecuațiile corespunzătoare celei de a doua teoremă Kirchhoff, scrise pe cele l^v bucle independente ale grafului de tensiune, au structura:

$$\begin{aligned}
 (l_1^v): \quad & U_1^v + U_{10}^v = -E_8; \quad (l_2^v): \quad R_7 I_7^i - U_{10}^v = 0; \\
 (l_3^v): \quad & -R_5 I_5^i + R_6 I_6^i + R_7 I_7^i = E_6; \quad (l_4^v): \quad R_9 I_9^i - U_{11}^v = E_8; \\
 (l_5^v): \quad & -R_3 I_3^i + R_5 I_5^i = E_4; \quad (l_6^v): \quad U_2^v + R_3 I_3^i - U_{11}^v = 0.
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

Pasul 4. Se rezolvă, cu un algoritm adecvat, sistemul de ecuații (2.10) și (2.11) în raport cu necunoscutele: $I_3^i, I_4^i, I_5^i, I_6^i, I_7^i, I_8^i, I_9^i, I_{10}^i, I_{11}^i, U_1^v, U_2^v, U_{10}^v$, și U_{11}^v . Cu ecuațiile caracteristice ale elementelor de circuit se calculează toți curenții și toate tensiunile laturilor circuitului din figura 2.4 (a). Evident, mărimile asociate nulatorilor sunt nule $I_{12} = 0$ A, $I_{13} = 0$ A, $U_{12} = 0$ V, și $U_{13} = 0$ V;

Pasul 5. Se verifică bilanțul puterilor, adică relația, $P_G = P_R$, unde:

$$\begin{aligned} P_G &= -U_1 J_1 - U_2 J_2 + E_4 I_4 + E_6 I_6 + E_8 I_8 - U_{10} I_{10} - U_{11} I_{11}; \\ P_R &= R_3 I_3^2 + R_5 I_5^2 + R_6 I_6^2 + R_7 I_7^2 + R_9 I_9^2. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Deoarece peste tot s-a adoptat regula de asociere a sensurilor de referință de la receptoare, puterile generate de sursele de curent, independente și/sau comandate, și cele cedate de noratoare se calculează cu semnul “minus” în față.

Ținând cont de definițiile nulatoarelor și noratoarelor ecuațiile Kirchhoff se pot formula direct pe circuitul inițial din figura 2.4.(a). Aceste ecuații au structura:

$$\begin{aligned} & \text{TIK} \\ (n_1): I_8 - I_9 &= -J_1; (n_2): I_{10} = J_1; (n_3): -I_5 - I_7 - I_8 - I_{10} = 0; (n_4): I_7 - I_6 = 0; \\ & (n_5): -I_4 + I_5 + I_6 = 0; (n_6): -I_3 - I_{11} = 0; (n_7): I_9 + I_{11} = -J_2; \\ & \text{TIK} \\ (l_1): U_1 + U_{10} &= -E_8; (b_2): R_7 I_7 - U_{10} = 0; (b_3): -R_5 I_5 + R_6 I_6 + R_7 I_7 = E_6; \\ (l_4): R_9 I_9 - U_{11} &= E_8; (b_5): -R_3 I_3 + R_5 I_5 = E_4; (b_6): U_2 + R_3 I_3 - U_{11} = 0. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Pentru următoarele valori numerice ale circuitului din figura 4.(a): $J_1 = 2 \text{ A}$, $J_2 = 4 \text{ A}$, $R_3 = 100 \Omega$, $E_4 = 200 \text{ V}$, $R_5 = 100 \Omega$, $R_6 = 200 \Omega$, $E_6 = 200 \text{ V}$, $R_7 = 100 \Omega$, $E_8 = 200 \text{ V}$, $R_9 = 100 \Omega$, se obțin soluțiile;

$$\begin{aligned} U_1 &= -342.857143; I_1 = 2.000000; U_2 = -600.000000, I_2 = 4.000000; I_3 = 0.285714; I_4 = 3.714286 \\ I_5 &= 2.285714; I_6 = 1.428571; I_7 = 1.428571; I_8 = -5.714286; I_9 = -3.714286; \\ U_{10} &= 142.857143; I_{10} = 2.000000; U_{11} = -571.428571; I_{11} = -0.285714. \end{aligned}$$

Passul 6: Un algoritm adecvat poate rezolva corect sistemele de ecuații (2.10), (2.11) în raport cu variabilele de mai jos: $I_3^i, I_4^i, I_5^i, I_6^i, I_7^i, I_8^i, I_9^i, I_{10}^i, I_{11}^i, U_1^v, U_2^v, U_{10}^v$, și U_{11}^v . Apoi, toți curenții și tensiunile devin ușor disponibile pentru toate laturile circuitului. Curenții și tensiunile asociate nulatoarelor $I_{12}, I_{13}, U_{12}, U_{13}$ nu au decât valori zero. În balanța puterii, puterea generată P_G trebuie să fie egală cu puterea disipată prin efectul Joule P_R . În timp ce adoptând convenția receptorului, puterile CC generate de surse de curent independente și/sau controlate, precum și puterea transferată de nulori apar ca negative în (2.12).

$$\begin{aligned} P_G &= -U_1 J_1 - U_2 J_2 + E_4 I_4 + E_6 I_6 + E_8 I_8 - U_{10} I_{10} - U_{11} I_{11} = 2522.449 \text{ W}; \\ P_R &= R_3 I_3^2 + R_5 I_5^2 + R_6 I_6^2 + R_7 I_7^2 + R_9 I_9^2 = 2522.449 \text{ W}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

2.4 METODA CURENTULUI DE BUCLA IN CIRCUITELE CC CU NULORI

Metoda curentului de buclă se bazează pe introducerea curenților de buclă ca mărimi intermediare care satisfac TIK-KCL și care pot fi determinate prin aplicarea TIIK-KVL pe buclele independente din circuitul electric. Ecuațiile constitutive ale tuturor elementelor circuitului sunt scrise ca relații între curenții G^i și tensiunile G^v . Iată următorul algoritm:

Pasul 1: Dispozitivele electronice și elementele de circuit multipolar și/sau multiport sunt înlocuite cu circuite echivalente intermediare care conțin doar elemente dipolare și surse controlate. Apoi, circuitele nou obținute sunt înlocuite cu scheme echivalente bazate pe nulori.

Pasul 2: Circuitul obținut la pasul anterior, în forma sa finală este asociat cu două grafuri: cel de curent G^i și cel de tensiune G^v . Buclele independente sunt selectate în interiorul grafuri. Pentru fiecare buclă independentă, i se atribuie o direcție de referință și un curent, denumit „curent de buclă”.

Pasul 3: Curenții din ramurile grafului de curent G^i sunt exprimate ca funcții ale curenților buclei după cum urmează:

$$i_k^i = \sum_{b_h^i} i_h^i, \quad k = \overline{1, b}, \quad \text{sau} \quad \mathbf{i}_b^i = (\mathbf{B}^i)^t \mathbf{i}_l^i, \quad (2.15)$$

Pentru circuitul din figura 2.4, ecuațiile inițiale ale curentului sunt date de (2.13)

$$\begin{aligned} J_1^i &= I_{l_1}^i, \quad J_2^i = I_{l_2}^i, \quad I_3^i = -I_{l_5}^i + I_{l_6}^i, \\ I_4^i &= I_{l_5}^i, \quad I_5^i = -I_{l_3}^i + I_{l_5}^i, \quad I_6^i = I_{l_3}^i, \\ I_7^i &= I_{l_2}^i + I_{l_3}^i, \quad I_8^i = -I_{l_1}^i + I_{l_4}^i, \quad I_9^i = I_{l_4}^i, \\ I_{10}^i &= I_{l_1}^i - I_{l_2}^i, \quad I_{11}^i = -I_{l_4}^i - I_{l_6}^i; \end{aligned} \quad (2.16)$$

Pasul 4: Când TIIK-KVL este aplicată peste buclele atașate la G^v , curenții din ramurile de G^i sunt exprimați ca funcții ale curenților buclei conform (2.15). În scopul obținerii tuturor ecuațiilor independente, curenții din graful G^i , care circulă prin sursele independente, precum și curenții prin nulatoare (adică toate acestea sunt egale cu zero) sunt exprimați în funcție de curenții de buclă ai aceluiași G^i . Curenții surselor controlate sunt exprimați ca sume algebrice ale curenților de buclă ai grafului de curent G^i , rezultând atâtea ecuații independente câte variabile necunoscute.

Pasul 5: Tensiunile și curenții laturilor se determină în final prin aplicarea (2.15) și a ecuațiilor caracteristice ale elementelor circuitului. Ecuațiile, în termeni de curenți de buclă, pentru circuitul din figura 2.4.(a), au următoarea structură (2.17).

$$\begin{aligned}
 (l_1): \quad & U_1 + U_{10} = -E_8; \\
 (l_2): \quad & R_7(I_{l_2} + I_{l_3}) - U_{10} = 0; \\
 (l_3): \quad & -R_5(-I_{l_3} + I_{l_5}) + R_6 I_{l_3} + R_7(I_{l_2} + I_{l_3}) = E_6; \\
 (l_4): \quad & R_9 I_{l_4} - U_{11} = E_8; \\
 (l_5): \quad & -R_3(I_{l_6} - I_{l_5}) + R_5(-I_{l_3} + I_{l_5}) = E_4; \\
 (l_6): \quad & U_2 + R_3(I_{l_6} - I_{l_5}) - U_{11} = 0; \\
 (b_1): \quad & I_{l_1} - J_1 = 0; \quad (b_2): \quad I_{l_6} - J_2 = 0; \\
 (b_{12}): \quad & I_{l_4} + I_{l_5} = 0; \quad (b_{13}): \quad I_{l_2} = 0.
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

2.5 ANALIZA NODALĂ MODIFICATĂ ÎN CIRCUITELE DE CURENT CONTINUU CU NULORI

Variabilele necunoscute ale acestei metode sunt reprezentate de $(n-1)$ potențiale electrice corespunzătoare nodurilor circuitului, cu excepția nodului n al cărui potențial este egal cu zero (referință). Vectorul i_m^i care conține curenții elementelor incompatibile ale circuitului, se exprimă cu metoda nodală clasică. Se spune că un element de circuit este în incompatibilitate cu metoda nodală clasică dacă curentul prin acesta nu poate fi exprimat folosind parametrii săi și potențialele nodurilor. Un exemplu clar este reprezentat de noratori ai căror curenți sunt tratați ca variabile independente. Aceste necunoscute satisfac TIIK-KVL pentru orice buclă de circuit. Calculul acestor necunoscute se bazează pe scrierea TIK-KCL în $(n-1)$ noduri din grafului curentului și exprimarea curenților de ramificație folosind ecuațiile constitutive ale ramurilor. Următorul algoritm este în vigoare:

Pasul 1: Absolut identic cu pasul 1 din secțiunea anterioară.

Pasul 2: Circuitul obținut la pasul anterior, în forma sa finală, este asociat cu două grafuri: cel curent G^i și cel de tensiune G^v . Ramurile grafurilor sunt orientate în aceeași direcție cu curenții care le traversează, identificând $(n-1)$ nodurile independente și $(l = b - n + 1)$ bucle independente.

Pasul 3: Tensiunile laturilor aparținând grafului G^v sunt exprimate în funcție de potențialele nodurilor ca:

$$u_k^v = v_k^{v+} - v_k^{v-}, \quad k = \overline{1, b}, \quad \text{or} \quad u_b^v = (A^v)^t v_{n-1}^v, \tag{2.18}$$

Tensiunile laturilor aparținând grafului G^v sunt exprimate în funcție de potențialele nodurilor ca:

$$\begin{aligned}
 (n_1): & J_1 + I_8 - (V_7 - V_1)/R_9 = 0; \\
 (n_2): & -J_1 + I_{10} = 0; \\
 (n_3): & -(V_5 - V_3)/R_5 - (V_4 - V_3)/R_7 - I_8 - I_{10} = 0; \\
 (n_4): & -(V_5 - V_4 + E_6)/R_6 + (V_4 - V_3)/R_7 = 0; \\
 (n_5): & -I_4 + (V_5 - V_3)/R_5 + (V_5 - V_4 + E_6)/R_6 = 0; \\
 (n_6): & -I_{11} + V_6/R_3 = 0; (n_7): (V_7 - V_1)/R_9 + I_{11} + J_2 = 0; \\
 (b_4): & -V_5 + E_4 = 0; (b_8): V_1 - V_3 + E_8 = 0; \\
 (b_{12}): & V_3 - V_6 = 0; (b_{13}): V_2 - V_4 = 0.
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

2.6 LEGILE LUI KIRCHHOFF APLICATE CIRCUITELOR DE CURENT ALTERNATIV

Pentru circuitele liniare de curent alternativ care funcționează în regim armonic, teoremele lui Kirchhoff prezintă următoarele expresii generale (2.20), (2.21).

$$\sum_{b_k \in (n_j^i)}^{(A)} I_k^i = - \sum_{b_k \in (n_j^i)}^{(A)} J_k^i, j = \overline{1, n^i - 1} \text{ (TIK-KCL)} \tag{2.20}$$

$$\sum_{b_k \in (l_h^v)} \left(Z_k I_k^i + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq k}}^b j\omega L_{kp} I_p^i + \underline{U}_{jk}^v + \underline{U}_{jck}^v \right) = \sum_{b_k \in (l_h^v)} (E_{ek}^v + E_{ck}^v), h = \overline{1, l^v}. \text{ (TIK-KVL)} \tag{2.21}$$

O metodă foarte simplă pentru rezolvarea sistemelor de ecuații reprezentate de (2.20), (2.21) este de a converti aceste ecuații în formă operațională. În urma aplicării transformării Laplace termen cu termen, forma operațională a ecuațiilor lui Kirchhoff poate fi descrisă conform relațiilor (2.22), (2.23) după cum urmează:

$$\sum_{b_k \in (n_j^i)} I_k^i(s) = - \sum_{b_k \in (n_j^i)} J_k^i(s), j = \overline{1, n^i - 1} \tag{2.22}$$

(TIK-KCL)

$$\begin{aligned}
 & \sum_{b_k \in (l_h^v)} \left(Z_k(s) I_k^i(s) + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq k}}^b s L_{kp} I_p^i(s) + U_{jk}^v(s) + U_{jck}^v(s) \right) = \\
 & = \sum_{b_k \in (l_h^v)} (E_{ek}^v(s) + E_{ck}^v(s)), h = \overline{1, l^v}.
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

TIK-KVL)

Ecuația (2.20) include condițiile inițiale, înregistrate pentru moment $t_0=0$, încorporat în interiorul termenului $E_{ek}^v(s)$, și exprimată de (2.24):

$$\Delta E_{ek}^v(0) = L_k i_{L_k}^i(0_-) + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq k}}^b L_{kp} i_{L_k}^i(0_-) - \frac{u_{Ck}^v(0_-)}{s} \quad (2.24)$$

2.7 ANALIZA NODALĂ MODIFICATĂ APLICATĂ CIRCUITELOR DE CURENT ALTERNATIV CU NULORI

Variabilele necunoscute ale acestei metode sunt reprezentate de $(n-1)$ potențiale electrice corespunzătoare nodurilor circuitului, cu excepția nodului n al cărui potențial este egal cu zero (referință). Vectorul i_m^i care conține curenții elementelor incompatibile ale circuitului, se exprimă cu metoda nodală clasică. Se spune că un element de circuit este în incompatibilitate cu metoda nodală clasică dacă curentul prin acesta nu poate fi exprimat folosind parametri săi și potențialele nodurilor. Un exemplu clar este reprezentat de noratori ai căror curenți sunt tratați ca variabile independente. Aceste necunoscute satisfac TIK-KVL pentru orice buclă de circuit. Calculul acestor necunoscute se bazează pe scrierea TIK-KCL în $(n-1)$ noduri din graful de curent și exprimarea curenților de ramificație folosind ecuațiile constitutive ale laturilor. Următorul algoritm este în vigoare:

Pasul 1: Absolut identic cu pasul 1 din secțiunea anterioară.

Pasul 2: Circuitul obținut la pasul anterior, în forma sa finală este asociat cu două grafuri: cel curent G^i și cel de tensiune G^v . Laturile grafurilor sunt orientate în aceeași direcție cu curenții care le traversează, identificând $(n-1)$ nodurile independente și $(l = b - n + 1)$ bucle independente.

Pasul 3: Tensiunile laturilor aparținând grafului G^v sunt exprimate ca funcții ale potențialelor nodurilor ca:

$$u_k^v = v_k^{v+} - v_k^{v-}, \quad k = \overline{1, b}, \text{ sau matricea } \mathbf{u}_b^v = (\mathbf{A}^v)^t \mathbf{v}_{n-1}^v, \quad (2.25)$$

Pasul 4: În G^v , toate elementele găsite incompatibile cu MAN-NAM clasică sunt evidențiate, în timp ce curenții lor din G^i sunt considerați variabile independente. Apoi, TIK-KCL este aplicată pentru nodurile independente $(n-1)$ din G^i : toți curenții laturilor, acum compatibili cu MAN-NAM sunt funcții ale parametrilor laturilor și potențialele nodurilor din G^v . Pentru a completa setul de ecuații independente, este necesară adăugarea ecuațiilor caracteristice laturilor din G^v . Aceste ecuații se referă la elementele circuitelor care sunt incompatibile cu MAN-NAM. Curenții referitori la STCC-CCVS și SCCC-CCCS, respectiv forțele electromotoare referitoare la STCT-VCVS și SCCT-VCCS sunt exprimați ca funcții ale variabilelor de control. Acestea din urmă sunt ele însele exprimate ca funcții ale variabilelor independente. Procedura generală conturează un număr de ecuații egal cu necunoscute.

Pasul 5: Curenții și tensiunile se obțin prin ecuațiile MANM-MNAM și ecuațiile caracteristice ale elementelor.

2.8 EXEMPLE DE CIRCUITE DE CURENT ALTERNATIV CU NULORI

Exemplul 2: Circuitul din figura 2.7 (a), conține două amplificatoare operaționale și două elemente pasive ale circuitului, rezistențe R_1 , R_2 și condensatorul C .

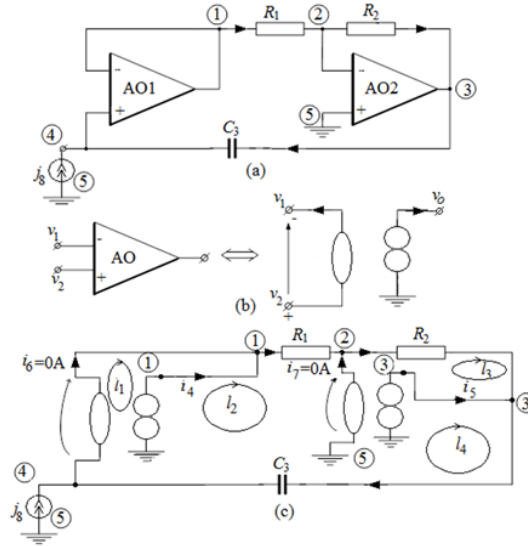


Fig. 2.7. a) Multiplicator capacitiv, b) Circuitul echivalent al amplificatorului operațional construit cu nulori, c) Schema multiplicatorului de capacitate folosind nulori

În comportamentul armonic, acest circuit joacă caracterul unui multiplicator capacitiv în raport cu bornele de intrare marcate ca 4 și 5.

În timp ce înlocuirea amplificatoarelor operaționale cu nulori (vezi figura 2.7 (b)), reprezentarea finală a circuitului este afișată în figura 2.7 (c).

Pentru circuitul echivalent afișat în figura 2.3 (c), a fost aplicat TIK-KCL pentru regimul armonic. Pe baza proprietăților nulorilor privind tensiunea și curentul, se pot obține ecuațiile (2.30.(a-d)).

$$(n_1): \underline{I}_1 - \underline{I}_4 = 0 \quad (2.30,a)$$

$$(n_2): -\underline{I}_1 + \underline{I}_2 = 0 \quad (2.30,b)$$

$$(n_3): -\underline{I}_2 + \underline{I}_3 - \underline{I}_5 = 0 \quad (2.30,c)$$

$$(n_4): -\underline{I}_3 - \underline{I}_8 = 0. \quad (2.30,d)$$

Ecuațiile TIK-KVL pentru $l=4$ au următoarea formă (2.31, a-d)

$$(l_1) \equiv n_5 - n_1 - n_5: \underline{U}_8 - \underline{U}_4 = 0 \quad (2.31,a)$$

$$(l_2) \equiv n_5 - n_1 - n_2 - n_5: R_1 \underline{I}_1 + \underline{U}_4 = 0 \quad (2.31,b)$$

$$(l_3) \equiv n_5 - n_2 - n_3 - n_5: R_2 \underline{I}_2 - \underline{U}_5 = 0 \quad (2.31,c)$$

$$(l_4) \equiv n_5 - n_2 - n_3 - n_5: \underline{I}_3 / (j\omega C_3) + \underline{U}_5 - \underline{U}_8 = 0 \quad (2.31,d)$$

Soluția completă odată ce au fost rezolvate sistemele de ecuații (2.30 (a-d)), respectiv (2.31 .(a-d)) este dată în (2.32 (a-j)).

$$\underline{I}_1 = -\frac{j\underline{J}_8}{\omega C_3(R_1 + R_2)}, \quad (2.32,a)$$

$$\underline{I}_2 = -\frac{j\underline{J}_8}{\omega C_3(R_1 + R_2)}; \quad \underline{I}_3 = -\underline{J}_8, \quad (2.32,b)$$

$$\underline{I}_4 = -\frac{j\underline{J}_8}{\omega C_3(R_1 + R_2)}, \quad (2.32,c)$$

$$\underline{I}_5 = -\frac{\underline{J}_8(R_1\omega C_3 + R_2\omega C_3 - j)}{\omega C_3(R_1 + R_2)}, \quad (2.32,d)$$

$$\underline{U}_1 = -\frac{jR_1\underline{J}_8}{\omega C_3(R_1 + R_2)}, \quad (2.32,e)$$

$$\underline{U}_2 = -\frac{j\underline{J}_8R_2}{\omega C_3(R_1 + R_2)}, \quad (2.32,f)$$

$$\underline{U}_3 = \frac{j\underline{J}_8}{\omega C_3}, \quad (2.32,g)$$

$$\underline{U}_4 = -\frac{j\underline{J}_8R_1}{\omega C_3(R_1 + R_2)}, \quad (2.32,h)$$

$$\underline{U}_5 = -\frac{j\underline{J}_8R_2}{\omega C_3(R_1 + R_2)}, \quad (2.32,i)$$

$$\underline{U}_8 = \frac{j\underline{J}_8R_1}{\omega C_3(R_1 + R_2)}. \quad (2.32,j)$$

Impedanța complexă de intrare este dată de relația (2.16):

$$\underline{Z}_{ii}(\omega) = -\frac{\underline{U}_8^v}{\underline{J}_8} = -\frac{j}{\omega C_3\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} = \frac{G_2}{j\omega C_3(G_1 + G_2)}. \quad (2.33)$$

O sensibilitate la impedanța de intrare în raport cu conductanța G_1 este:

$$S_{G_1}^{Z_{ii}(\omega)} = -\frac{G_1}{G_1 + G_2}. \quad (2.34)$$

Pentru elementele pasive cu valorile $C_3 = 10 \text{ pF}$, $R_1 = 100 \text{ } \Omega$ si $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, rezultă capacitatea echivalentă:

$$C_e = C_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 10 \cdot 10^{-12} \left(1 + \frac{10^5}{10^2} \right) = 10,01 \text{ nF}. \quad (2.35)$$

Această valoare reprezentând capacitatea echivalentă este de aproximativ o mie de ori mai mare decât capacitatea C_3 . Acest circuit este utilizat în tehnologia circuitelor integrate pentru a obține valori ridicate pentru capacități. Datorită miniaturizării, tehnologia circuitelor integrate produce de obicei condensatoare cu valori reduse de capacitate. Efectul de multiplicare al capacității se numește *Efectul Miller* pentru capacități, [4, 14, 21].

2.9 CONCLUZII

În acest capitol au fost introduse conceptele de nulator, norator și nului împreună cu proprietăți bine definite. În continuare, au fost introduse câteva modele CC bazate pe nului. Un circuit de curent continuu este echivalent cu trei circuite bazate pe nului, aplicând legile lui Kirchhoff, metoda curentului de buclă, respectiv metoda analizei nodale modificate (MANM-MNAM): trei moduri de rezolvare a circuitului inițial de curent continuu sunt sugerate în lucrare.

Au fost generate multe modele de circuite bazate pe nului. MANM-MNAM a fost aplicată pentru a rezolva circuite obișnuite de curent alternativ cu surse multiple, folosind nului. Grafurile de curent și tensiune au fost utilizate pentru a formula setul de ecuații care caracterizează funcționarea circuitului de curent alternativ în regim armonic. Procedura de modelare propusă aplicată surselor controlate din cele două grafuri este simplă, directă și bazată pe proprietățile nulorilor. Circuitele echivalente bazate pe schemele funcționale cu nului modelează atât portul de control, cât și cel controlat prin admitanțe plasate în diferite poziții în cele două grafuri. Cele două grafuri obținute în acest fel conțin același număr de ramuri, noduri și bucle. Mai mult, metoda MNAM a fost utilizată pentru determinarea performanțelor a două circuite bazate pe amplificatoare operaționale: multiplicatorul de capacitate, respectiv filtrul universal. În general, ecuațiile care descriu circuitele analogice pot fi generate direct, pornind de la configurațiile inițiale ale circuitelor. Această ultimă afirmație este valabilă pentru toate tipurile de regimuri de funcționare.

Prezentul capitol descrie o nouă modelare a dispozitivelor active bazată pe nului de la nivelul circuitului de abstractizare. După o scurtă descriere a conceptelor de nulator, norator și nului și a proprietăților acestora se trece la modelarea dispozitivelor active nu numai la modul de tensiune, ci și la modul curent și la modul mixt de funcționare din punct de vedere al circuitului cu două porturi și patru terminale sunt descrise în unele detalii.

În general, pentru simularea celor patru surse comandate biport cu nului și, în general, pentru modelarea elementelor de circuit multiport cu circuite echivalente formate din elemente de circuit bipolare și ținând cont de comportamentul nulorilor din punct de vedere al curentului și al tensiunii se asociază, pentru formularea sistematică a teoremelor Kirchhoff, două grafuri unul de curent G^i și altul de tensiune G^u . Cele două grafuri au aceeași topologie (același număr de: laturi, noduri și bucle independente) și laturile sunt caracterizate de

parametrii identici, ele diferă prin pozițiile elementelor de circuit bipolare (laturilor) care simulează cele patru surse comandate diport. Prima teoremă a lui Kirchhoff și ecuațiile curenților de buclă se formulează pe graful de curent G^i , teorema a doua a lui Kirchhoff și ecuațiile nodale (modificate) sunt formulate pe graful de tensiune G^u , iar în ecuațiile caracteristice (constitutive) se folosesc curenții (tensiunile) din laturile din grafului de curent (de tensiune).

Prin simularea nulatoarelor prin surse ideale independente de curent cu intensitatea curentului $j = 0$ A și a noratoarelor cu surse ideale de tensiune comandate în tensiune $e_c(u_C)$ cu factorul de transfer (amplificare) în tensiune A cu valori foarte mari (teoretic infinite), toate tipurile de ecuații, în orice regim de funcționare, se pot formula direct pe circuitul cu nului fără a mai fi necesare grafurile de curent și de tensiune. Tensiunile de comandă ale surselor de tensiune comandate în tensiune sunt cele de la bornele nulatoarelor – nului sunt elemente de circuit biport cu latura de intrare formată de un nulator, iar latura de la ieșire este constituită dintr-un norator.

Au fost generate numeroase modele de circuite bazate pe nului. Grafurile de curent și de tensiune au fost utilizate pentru a genera sistematic, în formă complet simbolică, parțial-simbolică și numerică, toate funcțiile de transfer cu ajutorul formulelor topologice generalizate cu parametri omogeni, bazate pe enumerarea laturilor comune din cele două grafuri. Pentru analiza circuitelor analogice liniare și/sau neliniare liniarizate pe porțiuni cu nului s-au folosit cu succes toate metodele de analiză a circuitelor electronice normale (metoda bazată pe teoremele lui Kirchhoff, metoda curenților de buclă, metoda nodală clasică, metoda nodală modificată, metoda ecuațiilor de stare și metoda ecuațiilor de semi-stare). Varietatea ca structură a circuitelor analogice cu nului analizate confirmă utilitatea deosebită a utilizării modelelor cu nului a dispozitivelor electronice complexe.

Exemplele prezentate în detaliu validează modelele descrise pentru circuitele analogice cu nului.

3. CIRCUITELE ECHIVALENTE THÉVENIN, NORTON ȘI HIBRIDE

3.1. 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 tranzistori, au crescut substanțial cererea pentru noi metodologii și tehnici de proiectare.

O dificultate majoră în tratarea circuitelor analogice este polarizarea 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]..

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 porturi (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 3.2 sunt definite circuitele echivalente Thévenin și Norton, precizându-se condițiile necesare și suficiente ca un circuit linear uni-port (one port) să poată fi substituit cu un circuit echivalent Thévenin sau Norton. Paragraful 3.3 prezintă condițiile necesare și suficiente ca un circuit linear uni-port 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, [1 - 15]. Sunt prezentate mai multe exemple ilustrative care evidențiază veridicitatea procedurilor elaborate.

3.2 CIRCUITELE ECHIVALENTE THÉVENIN ȘI NORTON

Un uni-port N cu un singur port (cu o singură poartă) este *bine definit*, în raport cu acea poartă, dacă nu conține niciun 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, invariant 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 .

3.2.1 Circuitul echivalent Thévenin N_{eq} pentru un uni-port

Figura 3.1 (a) reprezintă un circuit rezistiv liniar cu două terminale, N , cu surse atât independente, cât și dependente în interior.

Condiție unică de solvabilitate pentru un circuit uni-port Thévenin echivalent N_{eq} .
Un circuit uni-port N (fig. 3.1 (a)) obținut prin conectarea unei surse ideale independentă de

curent j la bornale A, B ale lui N (orientată de la nodul B la nodul A) are o soluție unică pentru orice valoare a curentului j .

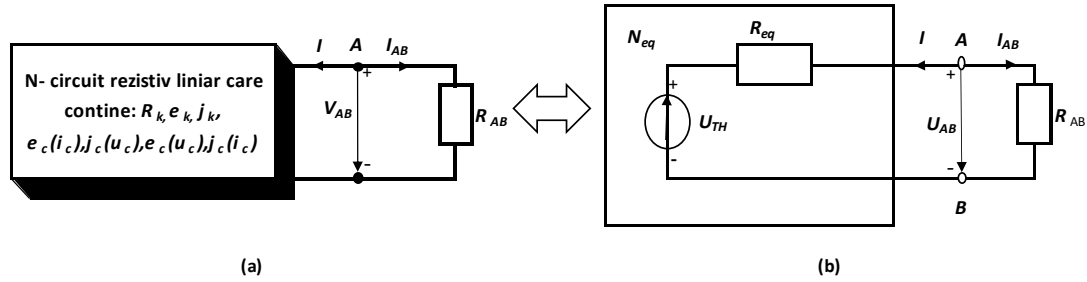


Fig. 3.1. a) Un circuit rezistiv liniar cu două borne de acces la care este conectat rezistorul R_{AB} ; b) Circuitul echivalent Thévenin.

Dacă circuitul N din figura 3.1 (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. 3.1 (b)). Dacă între bornele A, B se conectează rezistorul cu rezistența R_{AB} , atunci curentul I_{AB} are expresia:

$$I_{AB} = -I = \frac{U_{Th}}{R_{eq} + R_{AB}}, \quad (3.1)$$

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 $R_{AB} = \infty$).

3.2.2 Circuitul echivalent Norton N_{eq} pentru un uni-port

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 independente 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 .

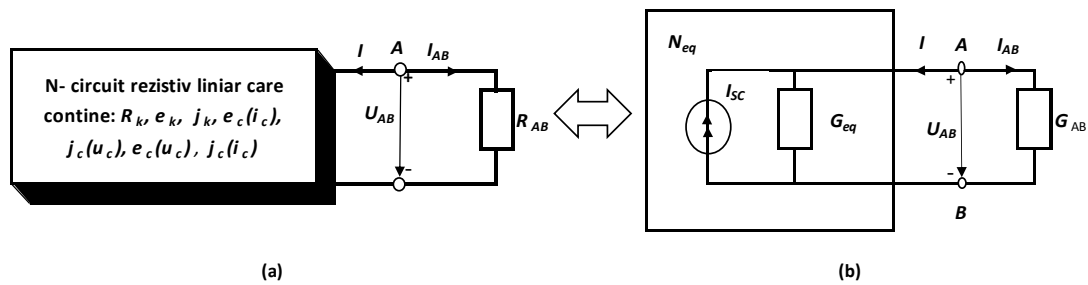


Fig. 3.2. a) Un circuit rezistiv liniar biport; b) Circuitul echivalent Norton.

Când circuitul N din figura 3.2 (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} (Fig.3.2(b)). Dacă între bornele A, B se conectează rezistorul cu conductanța G_{AB} , atunci tensiunea U_{AB} se poate calcula cu formula:

$$U_{AB} = \frac{I_{sc}}{G_{eq} + G_{AB}}, \quad (3.2)$$

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 $R_{AB} = 0 \Omega$.

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 fig. 3.1):

$$I_{sc} = -I_{sc} = I_{ABsc} = \frac{U_{Th}}{R_{eq}} \quad (3.3)$$

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

$$\begin{aligned} \text{Parametrii Thévenin: } \begin{cases} R_{eq} \\ U_{AB0} = U_{Th} \end{cases} &\Rightarrow \text{Parametrii Norton: } \begin{cases} G_{eq} = \frac{1}{R_{eq}} \\ I_{sc} = I_{ABsc} = \frac{U_{Th}}{R_{eq}} \end{cases}; \\ \text{Parametrii Norton: } \begin{cases} G_{eq} \\ I_{sc} = I_{ABsc} \end{cases} &\Rightarrow \text{Parametrii Thévenin: } \begin{cases} R_{eq} = \frac{1}{G_{eq}} \\ U_{Th} = \frac{I_{sc}}{G_{eq}} \end{cases}. \end{aligned} \quad (3.4)$$

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:

$$U_{AB} = R_{eq}I + U_{Th} = -R_{eq}I_{AB} + U_{Th} \text{ sau } I = G_{eq}U_{AB} - I_{sc}. \quad (3.5)$$

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 figura 3.3, a, sau cu o pantă R_{eq} și intersecția U_{Th} în planul $I - U_{AB}$.

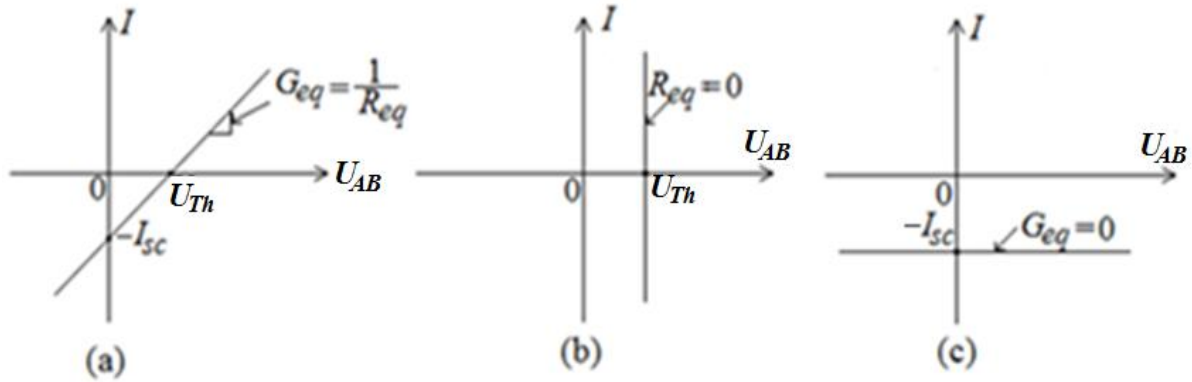


Fig. 3.3. a) Caracteristica punctului de funcționare (de intrare) antrenare a lui N cu $U_{os} = U_{Th} > 0$ și $G_{eq} > 0$; b) Caracteristica punctului de funcționare (de intrare) cu $U_{AB} = U_{Th}$ și $R_{eq} = 0$; c) Caracteristica punctului de funcționare (de intrare) cu $I = -I_{sc}$ și $G_{eq} = 0$.

Caracteristica punctului de funcționare din figura 3.3 (a) este desenată pentru cazul în care $G_{eq} > 0$, $U_{oc} = U_{Th} > 0$ și $I_{sc} > 0$.

5. Cazul limitativ $R_{eq} = 0$ este prezentat în figura 3.3(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 (TIK) nu este valabilă atunci când se aplică o sursă de tensiune. Cazul limită „dual” $G_{eq} = 0$ este prezentat în figura 3.3 (c). Un circuit echivalent Thévenin nu există în acest caz, în timp ce circuitul echivalent Norton degenerază 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 3.4 (a). Caracteristica $U_{AB} - I_{AB}$ este definită de ecuațiile

$$U_{AB} = 0 \quad I_{AB} = 0, \quad (3.6)$$

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.

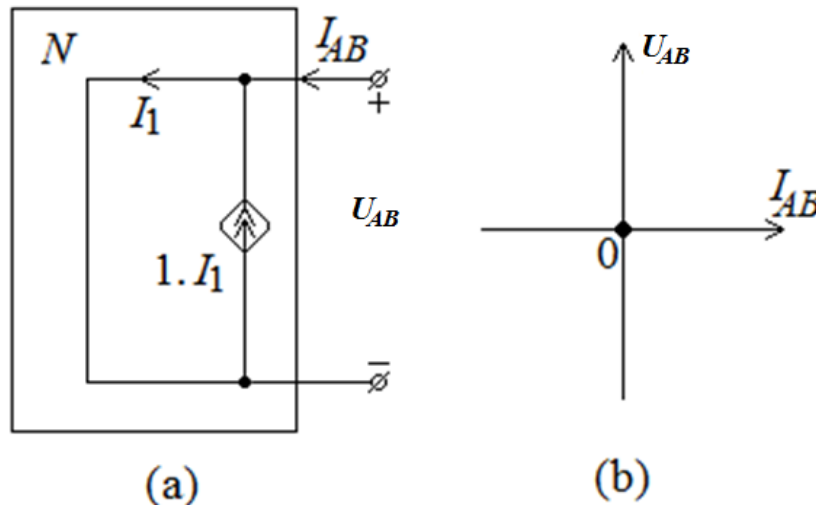


Fig. 3.4. Un uni-port caracterizat printr-un punct în planul $U_{AB}-I_{AB}$ - originea.

Deoarece caracteristica punctului de funcționare 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 0-V sau o sursă de curent 0-A.

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, în 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 T asociată să fie o încercare dificilă. În schimb, se poate proceda simplu să se calculeze R_{eq} sau G_{eq} . Neputința de a obține o valoare unică pentru R_{eq} (respectiv, G_{eq}) ar putea să implice ca circuitul N să nu aibă circuit echivalent Thévenin (respectiv, Norton).

Exemple 3.1: Să se determine circuitele echivalente Thévenin și Norton pentru circuitul bipolar prezentat în figura 3.5 (a). Pentru a calcula parametrii R_{eq} și G_{eq} se utilizează circuitul simplificat din figura 3.5 (b). Pentru orice tensiune U aplicată la bornele A, B, curentul $I_1 = U/R$, iar din prima teoremă Kirchhof rezultă $I_1 = -4I_1$. Deci, $I = -(4V)/R$.

Prin urmare

$$R_{eq} = \frac{1}{G_{eq}} = -\frac{R}{4}. \quad (3.7)$$

Deoarece atât R_{eq} cât și G_{eq} sunt numere finite, putem concluda că circuitul N din figura 2.5, a are un circuit bipolar (one-port) echivalent Thévenin, respectiv Norton.

Analizând circuitele din figurile 3.5 (c) și 3.5 (d) cu programul SCAP [3] se obține:

$$V_{Th} = V_{os} = \frac{4E + J \cdot R}{4} \text{ si } I_{sc} = -\frac{R \cdot J + 4 \cdot E}{R}. \quad (3.8)$$

Prin urmare $R_{eq} = 1/G_{eq} = U_{Th}/I_{sc} = -R/4$. Deci, se obțin aceleași rezultate ca mai sus.

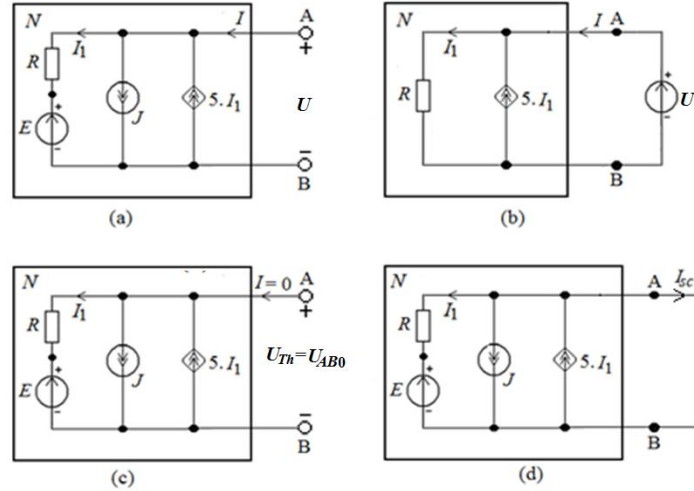


Fig. 3.5. a) Uni – portul N ; b) Uni – portul N simplificat cu un singur port, obținut prin pasivizarea tuturor surselor independente din interiorul uni-portului N ; c) Circuit utilizat pentru calcularea tensiunii $U_{Th} = U_{AB0}$; d) Circuit utilizat pentru calcularea curentului I_{sc} .

3.2.3 Demonstrarea teoremelor Thévenin și Norton

Se va demonstra numai teorema Thévenin, deoarece similar se poate demonstra și teorema Norton. Circuitul N se descopune în două subcircuite conectate în cascadă (vezi fig. 3.6 (a)), unul notat N , pur rezistiv, conține rezistoare liniare invariante în timp și toate tipurile de surse independente și/sau comandate și celălalt notat N_L care poate fi rezistiv liniar sau neliniar.

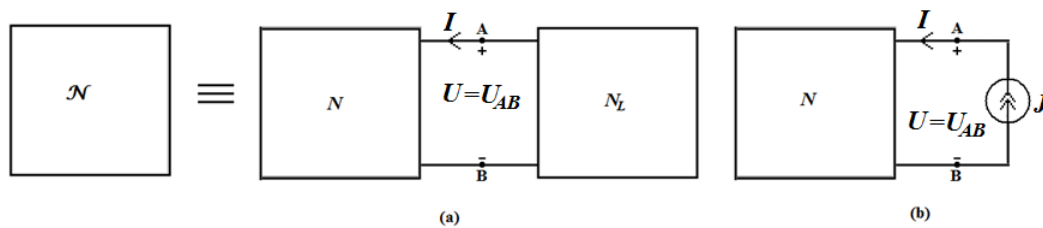


Fig. 3.6. a) Partiționarea circuitului arbitrar N într-un uni-port liniar rezistiv N și un circuit uni-port N_L care nu trebuie să fie neapărat liniar sau rezistiv ; b) Se alimentează pe la bornele A și B circuitul N cu o sursă ideală independentă de curent, având intensitatea J a curentului.

Deoarece circuitul N este pur rezistiv, este complet specificat de caracteristica punctului de funcționare la fiecare moment de timp, în raport cu bornele A și B. Prin urmare, în ceea ce privește circuitul N_L , soluția sa depinde doar de această caracteristică a punctului de funcționare. Prin urmare, este suficient să demonstrăm că circuitul N este echivalent, în raport cu bornele A și B, cu un circuit Thévenin care are aceeași caracteristică de funcționare.

Se alimentează circuitul N cu o sursă ideală independentă de curent, având intensitatea $J = I$ a curentului (fig. 3.6 (b)). Se consideră că circuitul N are în interiorul său n_E surse independente de tensiune cu t.e.m. $E_1, E_2, \dots, E_{n_E}$ și n_J surse independente de curent $J_1, J_2, \dots, J_{n_J}$. Din “condiția de solvabilitate unică” rezultă că circuitul rezistiv din figura 3.6 (b) are o soluție unică pentru toate valorile surselor independente. Deci, se poate aplica *teorema superpoziției* și conform acestei teoreme tensiunea $U = U_{AB}$ de la bornele A, B ale circuitului N are expresia

$$U = U_{AB} = R_{AB_AB}J + \sum_{k=1}^{n_E} A_{AB_k}E_k + \sum_{k=1}^{n_J} R_{AB_k}J_k, \quad (3.9)$$

unde $R_{AB_AB} = \frac{V_{UAB}}{J} \Big|_{\substack{E_k=0 \text{ for all } k \\ J_k=0 \text{ for all } k}} = R_{AB0} = R_{eq}$ 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) din interiorul circuitului N – numită *rezistență echivalentă Thévenin*; $U_{Th} = U_{AB0}$ reprezintă tensiunea dintre bornele A și B la mersul în gol (când $R_{AB} = \infty$). este punctul de plecare sau rezistența la intrare în N după toate sursele independente din interiorul N ; $A_{AB_k} = \frac{U_{AB}}{E_k} \Big|_{\substack{E_m=0 \text{ for all } m \neq k \\ J_k=0 \text{ for all } k, \text{ and } J=0}}$ reprezintă factorul de transfer (amplificare) în

tensiune de la latura l_k la tensiunea U_{AB} și $R_{AB_k} = \frac{U_{AB}}{J_k} \Big|_{\substack{E_k=0 \\ J_m=0 \text{ } m \neq k, \text{ și } J=0}}$ este rezistența de transfer

de la latura l_k la latura l_{AB} .

Dacă $J = 0$, tensiunea U este, prin definiție, $U = U_{AB0} = U_{Th}$. Deci, ultimele două sume din ecuația (3.9) reprezintă tensiunea $U_{AB0} = U_{Th}$. În acord cu argumentele de mai sus ecuația (3.9) se poate scrie în forma:

$$V = R_{Th}I + U_{Th}. \quad (3.10)$$

se calculează curentul I .

Exemplul 3.2: Figura 3.7 (a) prezintă un circuit echivalent de semnal mic simplificat al unui amplificator BJT cu un sigur etaj cu sursele de polarizare virtuale incluse. Modelul Thévenin pentru amplificatorul privit de la portul de ieșire este prezentat în figura 3.7 (b). În figura 3.7 (c) se prezintă curba caracteristică a portului (o dreaptă), indicând liniaritatea circuitului. Figura arată, de asemenea, cum putem trece de la modelul Thévenin, specificat de punctul T(2.5V, 0), la modelul Norton, dat ca punct N(0, 1.25mA) pe linia caracteristică.

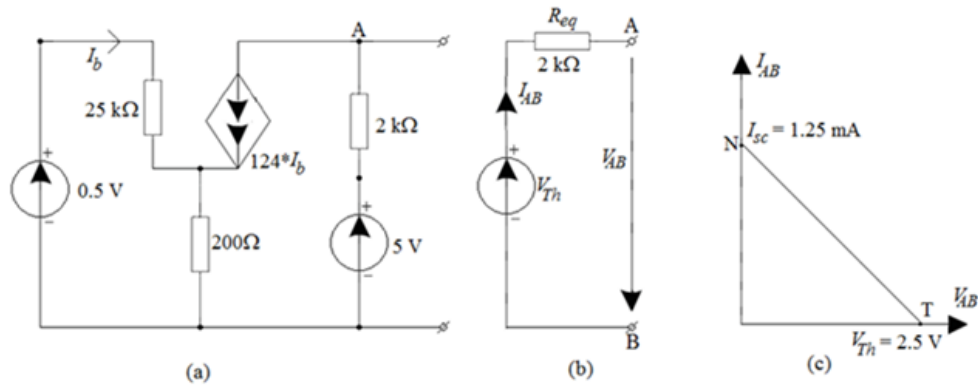


Fig. 3.7. a) Un circuit echivalent de semnal mic simplificat al unui amplificator BJT cu un singur etaj; b) Circuitul echivalent Thévenin; c) Curba caracteristică a portului, indicând liniaritatea.

Cu toate acestea, în ciuda simplității lor, există o rigiditate implicată în reprezentarea portului fie de către circuitele echivalente Thévenin, fie de către cele Norton. După cum este indicat în figura 3.7 (c) modelul Thévenin sau Norton ocupă doar un punct pe linia caracteristică, unde linia se întâlnește cu una dintre axe.

Complexitatea circuitului creat în acest fel poate să nu fie atât de evidentă pentru o conexiune cu un singur port, dar pentru mai multe porturi complexitatea poate deveni destul de semnificativă. Există și alte cazuri în care circuitele din ambele părți ale unui port trebuie să se angajeze în unele schimburi (surse sau componente); prin urmare, poate fi necesară o modelare a portului mai dinamică. Exemple pot fi găsite în transformarea sursei, modelarea sursei de zgomot și cazurile de transport de putere. Anularea portului este un alt exemplu care utilizează modelarea hibridă, așa cum se discută în continuare.

3.3 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 3.8. Circuitul din stânga nodurilor A, B din figura 3.8 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 independentă de curent, când rezistorul R_{AB} este înlocuit cu o astfel de sursă. Similar, dacă rezistorul R_{AB} din figura 3.8, 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 independentă de tensiune.

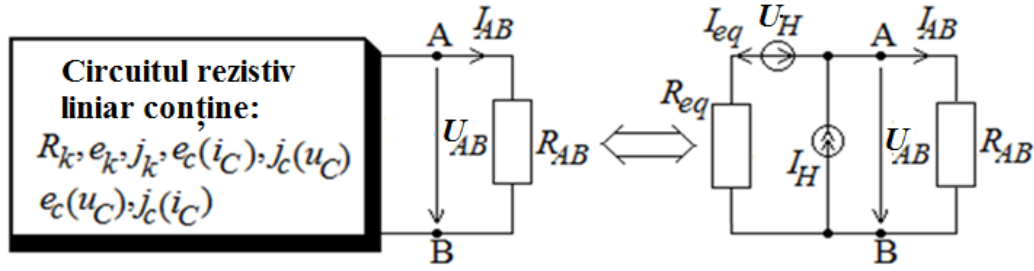


Fig. 3.8. Circuitul echivalent hibrid.

Un circuit echivalent hibrid, sau pur și simplu un model $H\sim$, 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. 3.8). Se pare că aici o sursă, V_H sau I_H , poate fi selectată în mod arbitrar, iar cealaltă sursă este determinată de ecuația (3.12).

Presupunem că circuitul din stânga rezistorului R_{AB} din figura 3.8 satisface condițiile de existență a circuitelor echivalente Thévenin și Norton. Conform teoremei Thévenin curentul I_{AB} are expresia:

$$I_{AB} = \frac{U_{Th}}{R_{AB} + R_{eq}}, \quad (3.10)$$

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 3.8, rezultă:

$$\text{TIK-KCL: } I_{eq} = I_H - I_{AB} = I_H - \frac{U_{Th}}{R_{AB} + R_{eq}}, \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned} \text{TIK-KVL: } U_H &= R_{AB} I_{AB} - R_{eq} I_{eq} \\ &= R_{AB} \frac{U_{Th}}{R_{AB} + R_{eq}} - R_{eq} \left(I_H - \frac{U_{Th}}{R_{AB} + R_{eq}} \right) \end{aligned}$$

Din ecuațiile (3.11) rezultă:

$$I_H = I_{sc} - \frac{V_H}{R_{eq}} \text{ sau } U_H = U_{Th} - R_{eq} \cdot I_H, \quad (3.12)$$

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 (3.12).

Trebuie să reținem că, la fel ca modelele Thévenin sau Norton, aici sunt necesare doar două măsurători pentru a obține toți parametrii modelului $H\sim$. 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 (3.12) 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 3.9 [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 3.10 (a). Pentru a găsi acest model, se deschide mai întâi portul unde $I_j = 0$. Dacă ne referim la figura 3.10, a și se ia în considerare ecuația (3.12) se obține:

$$U_j = U_H + R_{eq}I_N = U_{Th} \quad (3.13)$$

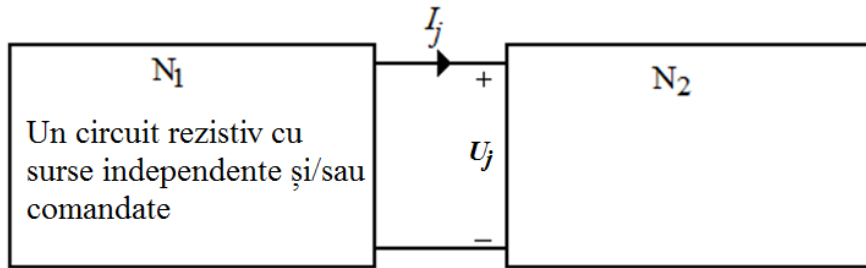


Fig. 3.9. Două circuite (rețele) N_1 și N_2 conectate printr-un port j (U_j , I_j).

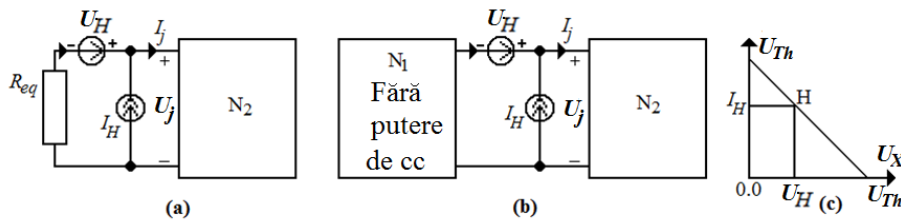


Fig. 3.10. Un circuit echivalent hibrid cu două terminale pentru circuitul N_1 :

a) Reprezentare de tipul 1; b) Reprezentare de tipul 2; c) Locația pe curba caracteristică a portului.

Din ecuația (3.12) rezultă:

$$U_H = U_{Th} - R_{eq}I_N = U_{Th} - R_{eq}I_{sc}. \quad (3.14)$$

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 3.10 (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 3.10 (c), un model H~ acoperă o gamă completă și continuă de circuite echivalente pentru o rețea cu două terminale. Este evident din ecuația (3.12) și figura 3.10 (c) că ambele modele Thévenin și Norton sunt două cazuri speciale ale unui model H~.

3.3.1. Circuit echivalent hibrid nul (anulat)

Un circuit echivalent hibrid nul (anulat), 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 3.9, 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 3.18, (a) și 3.18, (b). Rețineți că figurile 3.18, (a) și 3.18, (b) sunt identice cu figurile 3.10, (a) și 3.10, (b), cu excepția cazului în care sursele-model reprezintă valorile portului. Reținem, de asemenea, din figura 3.18 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.

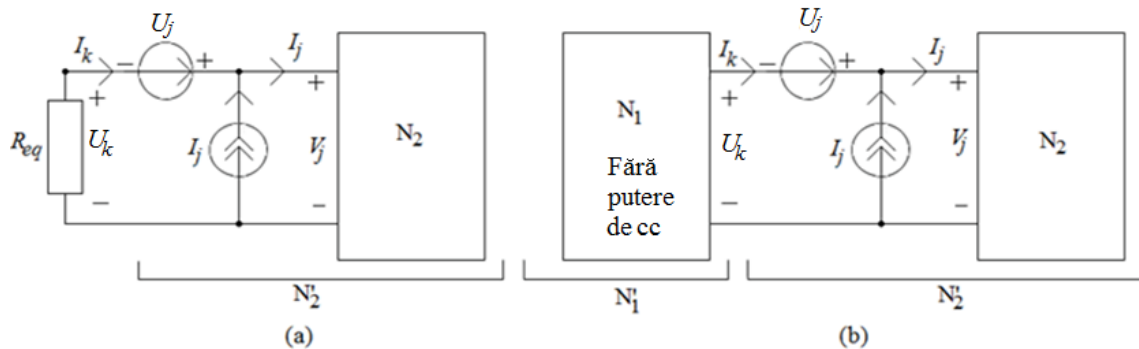


Fig. 3.18. Un model H pentru un terminal N_1 cu două terminale; a) Reprezentare de tip 1; b) Reprezentarea de tip 2, [1, 2, 15].

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 3.9. 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, [1, 2].

Demonstrație: Se ia în considerare modelul H~ din Fig. 3.10, (a) sau 3.10, (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 $P_2 = U_j \cdot I_j$; 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 3.14, (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 3.19. 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 3.18. 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].

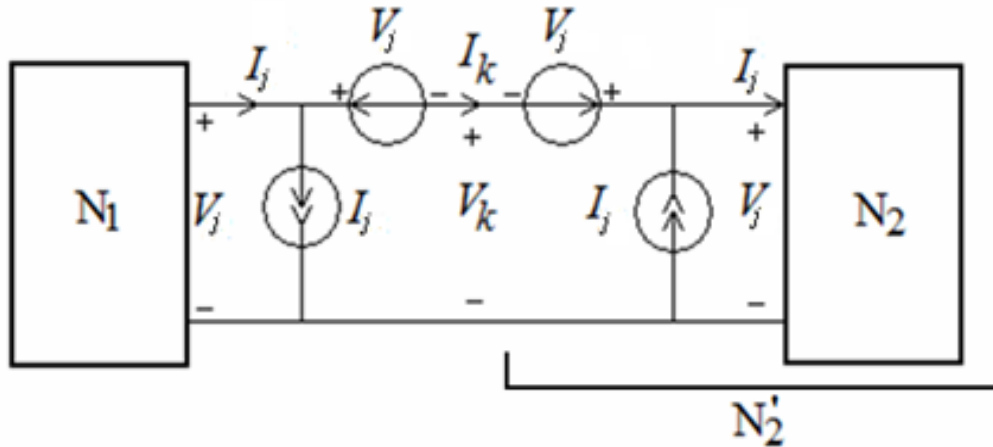


Fig. 3.19. O procedură simplă de anulare a portului, fără nicio modificare impusă N_1 sau N_2 , [1- 8,15].

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 3. 9. 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 3.18. Ca urmare a procedurii de anulare a portului, prezentată în figurile 3.18 și 3.19, 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 3.20. 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.

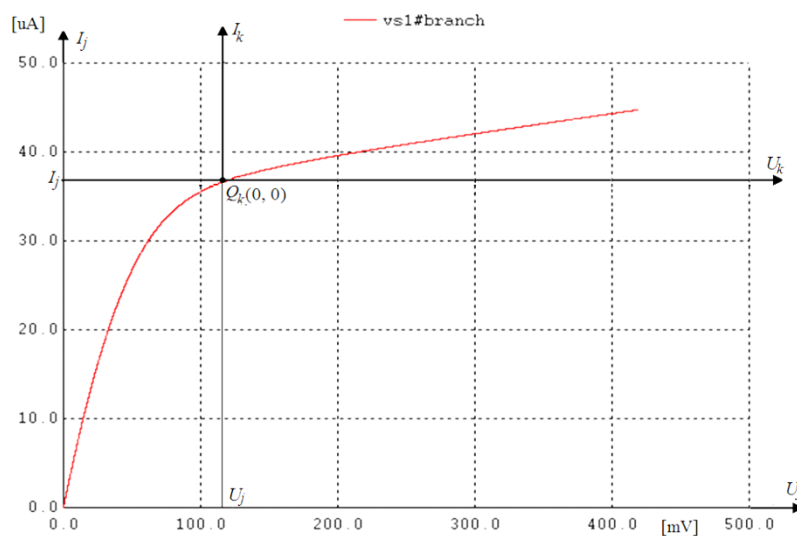


Fig. 3.20. Axa de coordonate I - U s-a mutat de la $(0, 0)$ pentru portul j la o nouă poziție, $Q_j(U_j, I_j)$, pentru portul k , [15].

Proprietatea 1: Fie două circuite (două rețele) N_1 și N_2 conectate printr-un port j , ca în figura 3.9. 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 3.18, [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.

4. CONCLUZII

Capitolul prezintă condițiile necesare și suficiente ce trebuie satisfăcute de circuitele lineare 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.

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 sinusoidal sau un circuit liniar în operațional (dar care nu prezintă interes într-o situație dată) cu doar două elemente de circuit fără să afecteze soluția restului circuitului.

O nouă tehnică de modelare, numită $H\sim$, este introdusă pentru rețelele cu un singur port. Se arată că modelele $H\sim$ sunt mai dinamice în comparație cu circuitele echivalente Thévenin sau Norton și au capacitatea de a descrie mai precis comportamentul portului

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.

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.

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 sinusoidal sau un circuit liniar în operațional (dar care nu prezintă interes într-o situație dată) cu doar două elemente de circuit fără să afecteze soluția restului circuitului.

4. ANALIZA REȚELELOR COMUTAȚIE CU CONDIȚII INIȚIALE INCONSISTENTE

4.1. INTRODUCERE

Circuitele cu topologie controlată de comutatoare care conțin elemente semiconductoare sunt de mare interes în electronica de putere și comunicații. Acest domeniu include atât circuitele controlate extern (adică prin ceas), cât și circuitele controlate intern (adică prin stare). Modelarea circuitelor de comutație (circuite cu condensatoare comutate sau cu circuite comutate în curent, convertoare DC-DC, modulatori comutate etc.) cu modele idealizate (elemente în scurtcircuit sau în circuit deschis), duce de foarte multe ori la discontinuități ale variabilelor la timpuri de comutare.

Detaliile schimbărilor rapide ale semnalului în timpul comutării, furnizate de modelele complete, nu sunt relevante pentru analiza circuitelor, deoarece operațiunile de integrare în acele momente consumă cea mai mare parte a timpului de calcul [9, 10]. În consecință, multe instrumente pentru analiza circuitelor de comutație iau în considerare modele idealizate de întrerupătoare (scurtcircuit sau circuit deschis - gol) și tratează comutarea în sine ca un eveniment instantaneu.

Este bine cunoscut că această abordare conduce la circuite cu elemente de stocare în exces și condiții inițiale inconsistente (CII) care determină la rândul lor discontinuitatea variabilelor rețelei în momentele comutării. Dacă folosim comutatoare ideale, putem depăși o astfel de tranziție, dar există probleme care apar din condiții inițiale inconsistente.

Modelarea circuitelor de comutație conduce adesea la discontinuități ale variabilelor circuitului în momentele de timp când întrerupătorul își schimbă starea. Acest fenomen este numit cu *condiții inițial inconsistente* (CII), [1 – 13, 18, 19, 24].

Problema condițiilor inițiale inconsistente apare doar pentru întrerupătoarele ideale în circuite ideale, când, după comutare, circuitul conține elemente în exces (bucle formate din condensatoare sau surse independente și/sau comandate de tensiune; noduri în care se întâlnesc bobine sau surse independente și/sau comandate de curent), [1-17].

Se impune rezolvarea a două mari probleme apărute în legătură cu condițiile inițiale inconsistente, și anume:

1. Găsirea condițiilor inițiale consistente după comutare la $t = t_{0+}$, cunoscând condițiile inițiale inconsistente înainte de comutare la $t = t_{0-}$;
2. Calculul suprafețelor impulsurilor Dirac care apar în momentul comutării.

Metodele numerice, simbolice și numeric-simbolice sunt utilizate pentru găsirea condițiilor inițiale corecte și pentru calculul ariilor impulsurilor. Pentru circuite de mari dimensiuni nu este recomandată metoda variabilelor de stare [5].

Dacă după comutație circuitul nu are elemente în exces și dacă parametrii surselor independente sunt cunoscute la orice moment din intervalul de timp de interes, tensiunile condensatoarelor și curenții bobinelor sunt funcții continue de timp. Prin urmare, valorile variabilelor de stare la t_{0-} și t_{0+} sunt aceleași și nu există nici o inconsistență.

De curând, o atenție considerabilă a fost dedicată dezvoltării unor metode care tratează convenabil problema condițiilor inițiale inconsistente, [1-9, 12, 17]. Analizele numerice,

simbolice sau mixte sunt folosite pentru a găsi condițiile inițiale corecte și pentru a calcula ariile impulsurilor Dirac. Deși cea mai folosită metodă în simularea circuitelor de comutație este analiza nodală modificată, metoda tablou aduce erori numerice mai mici, în timp ce metoda variabilelor de stare este considerată mai puțin potrivită pentru circuite de mari dimensiuni.

În analiza simbolică a circuitelor de comutație, aceste probleme erau recunoscute și rezolvate folosind abordarea analitică, atât în domeniul timp cât și utilizând transformata Laplace.

În acest capitol este prezentată o metodă simplă pentru analiza rețelelor complexe cu întrerupătoare considerând că, comutația ideală evită aceste probleme. Prezenta abordare se bazează pe analiza nodală modificată, când rezistoarele variabile în timp sunt folosite pentru modelarea întreruptoarelor ideale, cum se arată în figura 4.1. Durata comutației ($t' - t_0$) este considerată mai mică sau egală cu mărimea pasului, [18].

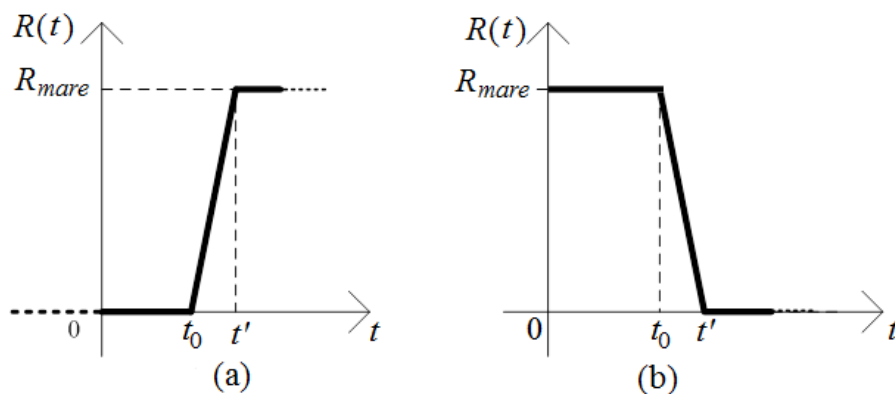


Fig. 4.1. Modelarea întrerupătoarelor ideale prin rezistoare variabile:
a) Întreruptor deschis la $t = t_0$; b) Întreruptor închis la $t = t_0$.

Pentru analiză în domeniu timp a circuitelor electrice de comutație se poate folosi și metoda Euler implicită. Timpul de comutație este considerat a fi t_0 . În felul acesta, condițiile inițiale consistente la t_{0+} sunt automat stabilite în concordanță cu condițiile inițiale inconsistente la t_{0-} . Pentru a calcula ariile impulsurilor Dirac pentru curenții condensatoarelor și/sau tensiunile bobinelor trebuie să multiplicăm aceste variabile cu mărimea pasului de integrare h , la momentele de timp când întrerupătoarele își schimbă starea.

Subiectul principal al acestui capitol este legat de circuitele bine formulate, dar excitate necorespunzător. Acest tip de circuite are una dintre următoarele caracteristici echivalente:

- Nu sunt *excitate propriu-zis*, neavând soluții clasice, pentru orice excitație clasică (soluțiile lor conțin distribuții, funcții generalizate, precum impulsurile Dirac, când excitațiile au discontinuități de timp);
- Au *elemente reactive în exces* (primul fel): bucle C de condensatoare și posibile surse ideale independente și/sau controlate de tensiune și/sau Lj seturi de inductori și posibile surse independente și/sau de curent;
- *Circuite patologice*, în care variabilele de stare (curenții inductori) și tensiunile condensatoarelor au salturi în momentul inițial de timp și, prin urmare, bilanțul energetic nu este respectat.

Explicația acestui comportament este comutarea care are loc în momentul inițial de timp, ceea ce modifică topologia circuitului, făcând ca, condițiile inițiale să nu fie conforme cu ecuațiile Kirchhoff.

Înainte de a prezenta procedurile utilizate pentru analiza circuitelor patologice cu condiții inițiale inconsistente, sunt prezentate pe scurt elementele esențiale privind analiza circuitelor analogice în stare dinamică.

4.2 CÂTEVA CHESTIUNI ESENȚIALE PRIVIND ANALIZA CIRCUITELOR ANALOGICE ÎN DOMENIUL TIMP

4.2.1 Introducere

Starea de funcționare în care circuitul electric atinge o anumită stare de echilibru, adică răspunsul său are aceeași formă și variație în timp ca și mărimile de excitație (intrare) aplicate, se numește *stare staționară*. Spre deosebire de rezistoare, bobinele și condensatoarele liniare au ecuații caracteristice dependente de timp, așa că sunt denumite elemente de circuitului dinamice. În circuitele care conțin astfel de elemente, starea staționară nu se stabilește instantaneu, deoarece ar implica un transfer finit de energie (acumulat în bobine și/sau condensatoare) într-un timp nul, ceea ce este evident imposibil de realizat.

Ecuațiile de funcționare ale acestor circuite electrice cu elemente dinamice sunt obținute folosind teoremele lui Kirchhoff și ecuațiile caracteristice ale elementelor de circuit care descriu complet comportamentul circuitului. Prezența, în circuit, a bobinelor și a condensatoarelor introduce în aceste ecuații termeni care conțin derivate față de timp, respectiv integrale în raport cu timpul:

$$i_C(t) = \frac{dq_C}{dt} = C \cdot \frac{du_C}{dt}, u_L(t) = \frac{d\phi_L}{dt} = L \cdot \frac{di_L}{dt}. \quad (4.1)$$

Prin urmare, comportamentul circuitului va fi descris printr-un sistem de ecuații integro-diferențiale care sunt liniare, neomogene, cu coeficienți constanți. Acest sistem poate fi procesat în continuare ca un sistem constând numai din ecuații diferențiale. Prin eliminări succesive, acest sistem poate fi redus la o singură ecuație diferențială de ordinul n . Deoarece numai bobinele și condensatorii introduc fiecare câte un element diferențial, iar, dacă circuitul nu conține elemente în exces [30] rezultă că ordinul n al ecuației echivalente este egal cu suma dintre numărul de bobine n_L și numărul a condensatoarelor n_C din circuit. Soluția ecuației diferențiale de ordin n are forma:

$$x(t) = x_p(t) + x_t(t), \quad (4.2)$$

unde: $x_t(t)$ este soluția generală a ecuației omogene (corespunzătoare pasivizării surselor) și conține un număr de constante de integrare egal cu ordinul ecuației. Aceste constante sunt determinate pe baza unor condiții inițiale (valori la momentul $t_0=0$ sau diferit de zero) care trebuie îndeplinite de soluția completă și care se referă la valorile inițiale ale curenților prin bobine și la tensiunile de la bornele condensatoarelor. Această componentă se datorează

exclusiv acumulării de energie electromagnetică în elementele dinamice ale circuitului și, în consecință, durata acesteia corespunde intervalului de timp necesar transformării ireversibile a acestei energii în căldură în elementele circuitului disipator. Deoarece este independentă de sursele de excitație și durata sa este limitată, această componentă se numește componentă *liberă* sau componentă *tranzitorie* a soluției și $x_p(t)$ reprezintă o soluție particulară a ecuației neomogene. Expresia corespunzătoare a acesteia este determinată de modul de variație în timp a funcției care reprezintă termenul liber al ecuației, corespunzător mărimilor de excitație care dă această componentă; de aceea această soluție se mai numește și componentă *forțată* sau *permanentă*.

Starea tranzitorie apare în momentul t_0 și este foarte influențată de condițiile anterioare de funcționare ale circuitului. În această stare soluția liberă are valori importante față de valorile corespunzătoare soluției forțate.

Formularea problemei condițiilor inițiale este necesară pentru a determina cele n constante de integrare ale componentei tranzitorii. Aceste constante sunt determinate pe baza valorilor din momentul t_0 ale unora dintre marimile caracteristice ale circuitului, valori care reprezintă condițiile inițiale ale stării tranzitorii.

Deoarece elementele dinamice ale circuitului sunt cele care determină natura integro-diferențială a ecuațiilor circuitului, iar curenții bobinelor, respectiv tensiunile condensatorului pot fi exprimate folosind următoarele relații:

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int u_L(t) dt = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t u_L(\tau) d\tau + i_L(t_0), \quad (4.3)$$

respectiv

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_C(\tau) d\tau + u_C(t_0), \quad (4.4)$$

rezultă că aceste condiții inițiale se referă la valorile inițiale ale curentului bobinei și tensiunii condensatorului. Ca o consecință, avem un număr total de $n_L + n_C$ condiții inițiale, necesare pentru a determina toate cele n constante de integrare rezultă că aceste condiții inițiale se referă la valorile inițiale ale inductorului și la condensator. În consecință, avem un număr total de $n_L + n_C$ condiții inițiale, necesare pentru a determina toate cele n constante de integrare.

Pentru cazul circuitelor reale, valorile $i_L(t_0)$, respectiv $u_C(t_0)$ se obțin din starea de continuitate a curenților inductori și a condensatorului la momentul t_0 :

$$\begin{aligned} i_L(t_{0-}) &= i_L(t_{0+}), \text{ respectiv } u_C(t_{0-}) = u_C(t_{0+}) - \text{ pentru circuitele liniare,} \\ \phi_L(t_{0-}) &= \phi_L(t_{0+}), \text{ respectiv } q_C(t_{0-}) = q_C(t_{0+}) - \text{ pentru circuitele neliniare.} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Dacă aceste condiții nu s-ar impune, la momentul t_0 , în circuit vor apărea variații infinite ale tensiunilor bobinelor și ale curenților condensatoarelor.

Valorile $i_L(t_{0-})$, respectiv $u_C(t_{0-})$, sunt calculate din starea staționară anterioară stării tranzitorii. Pentru cazul unor circuite idealizate cu energie finită, folosite pentru a sublinia doar câteva aspecte importante ale comportării unor astfel de circuite, se poate imagina și o comutare ideală care poate produce variații abrupte ale mărimilor i_L și u_C , deci variații infinite ale

curenților prin condensatoare și ale tensiunilor de la bornele bobinelor. În această situație, condițiile inițiale sunt determinate folosind teorema generală a conservării fluxului magnetic total pentru fiecare buclă care nu conține nicio sursă ideală de curent independentă și/sau controlată și teorema de conservare a sarcinii electrice totale pentru fiecare secțiune (suprafață de secțiune) care nu conține nicio sursă ideală de tensiune independentă și/sau controlată:

$$\sum_{l_k \in (b_h)}^{(A)} \left(L_k i_k(t_{0-}) + \sum_{\substack{s=1 \\ s \neq k}}^l L_{ks} i_s(t_{0-}) \right) = \sum_{l_k \in (b_h)}^{(A)} \left(L_k i_k(t_{0+}) + \sum_{\substack{s=1 \\ s \neq k}}^l L_{ks} i_s(t_{0+}) \right), \quad h = \overline{1, b'} \quad (4.6)$$

respectiv,

$$\sum_{l_k \in (\Sigma_j)}^{(A)} C_k u_{Ck}(t_{0-}) = \sum_{l_k \in (\Sigma_j)}^{(A)} C_k u_{Ck}(t_{0+}) \quad j = \overline{1, n'}, \quad (4.7)$$

unde b' - reprezintă numărul de bucle care nu conțin nicio sursă ideală de curent independentă și/sau controlată, iar n' este numărul de secțiuni independente care nu conțin nicio sursă ideală de tensiune independentă și/sau controlată.

Aceste relații rezultă din condiția ca energia magnetică (energia electrică) acumulată în câmpul magnetic al bobinelor (în câmpul electric al condensatoarelor) să aibă doar variații finite.

4.2.2 Ecuațiile în operațional ale circuitelor electrice liniare

Pentru a formula ecuațiile circuitului direct în formă algebrică, evitând formularea ecuațiilor integro-diferențiale, se poate folosi, pentru analiza circuitelor electrice liniare în regim tranzitoriu (în domeniul timp), metoda simbolică a transformării Laplace [11 – 13, 18, 30]. În continuare, se va studia modul în care transformata Laplace afectează relațiile constitutive ale elementelor circuitului.

Pentru rezistorul liniar, ecuația caracteristică este $u_R(t) = R \cdot i_R(t)$. Aplicând transformata Laplace, se obține următoarea relație:

$$U_R(s) = R \cdot I_R(s). \quad (4.8)$$

Ecuația constitutivă (caracteristică), în regim variabil, a unei bobine liniare este $u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$ și aplicând teorema derivatei în operațional se obține:

$$U_L(s) = sL \cdot I_L(s) - Li_L(0_-), \quad (4.9)$$

sugerând un model în domeniul s - constând dintr-o impedanță operațională sL în serie cu o sursă de tensiune de valoare $Li_L(0_-)$ conectată așa cum se arată în figura 4.2. Dacă din ecuația (4.9) se extrage transformata Laplace a curentului, rezultă:

$$I_L(s) = \frac{U_L(s)}{sL} + \frac{i_L(0_-)}{s}, \quad (4.10)$$

care sugerează un circuit Laplace echivalent cu sursa de curent $i_L(0_-)/s$ conectată în paralel cu admitanța operațională $1/sL$ (fig. 4.2).

Pentru un condensator liniar, ecuația constitutivă în regim variabil este $i_C(t) = C \cdot \frac{du_C(t)}{dt}$. Aplicând acestei ecuații transformata Laplace, se obține:

$$I_C(s) = sC \cdot U_C(s) - Cu_C(0_-), \quad (4.11)$$

care corespunde modelului operațional din figura 4.3, cu sursa de curent $Cu_C(0_-)$ în paralel cu admitanța operațională sC . Dacă ecuația (4.11) se rezolvă în raport cu tensiunea $U_C(s)$, rezultă:

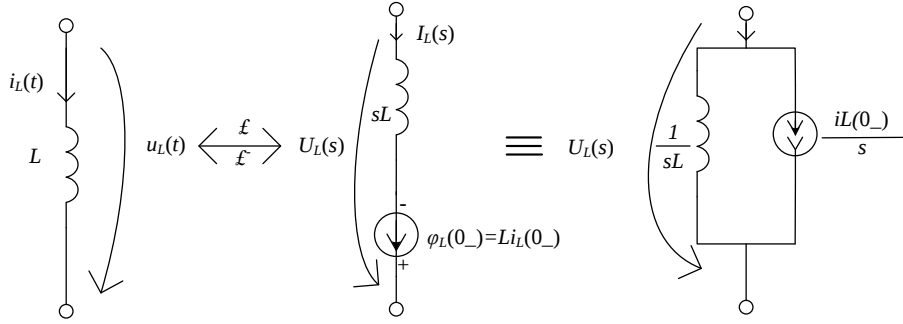


Fig. 4.2. Modelele Laplace echivalente pentru o bobină liniară ideală.

$$U_C(s) = \frac{I_C(s)}{sC} + \frac{u_C(0_-)}{s}, \quad (4.12)$$

sugerând modelul alternativ cu sursa de tensiune $u_C(0_-)/s$ în serie cu impedența $1/sC$.

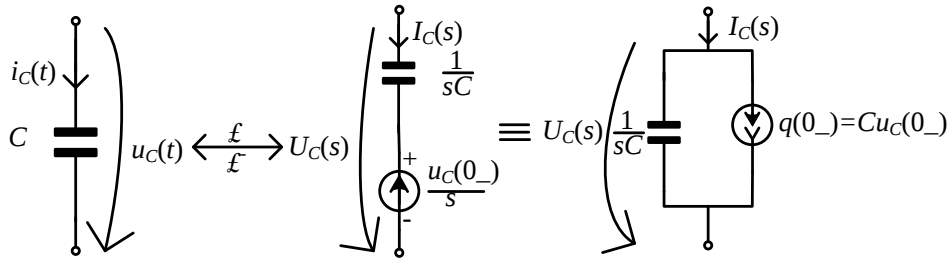


Fig. 4.3. Modelele Laplace echivalente pentru un condensator liniar ideal.

Pentru două bobine liniare cuplate magnetic, ecuațiile în regim variabil au structura:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= L_1 \frac{di_1(t)}{dt} + L_{12} \frac{di_2(t)}{dt} \\ u_2(t) &= L_{21} \frac{di_1(t)}{dt} + L_2 \frac{di_2(t)}{dt} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Aplicând transformata Laplace ecuațiilor (4.13) rezultă:

$$\begin{cases} U_1(s) = sL_1 I_1(s) + sL_{12} I_2(s) - (L_1 i_1(0_-) + L_{12} i_2(0_-)) \\ U_2(s) = sL_2 I_2(s) + sL_{21} I_1(s) - (L_2 i_2(0_-) + L_{21} i_1(0_-)) \end{cases} \quad (4.14)$$

4.2.3 Impusul Dirac

Funcția $\gamma(t)$ definită prin relația:

$$\gamma(t) = \begin{cases} 0 & \text{for } t < 0 \\ 1 & \text{for } t \geq 0 \end{cases}, \quad (4.15)$$

se numește *funcție treaptă unitate* (*funcția Heaviside*). Această relație este modelul matematic al unui semnal care se schimbă brusc, de exemplu prin închiderea unui comutator și care este echivalent cu aplicarea bruscă a unui semnal continuu. Pentru un circuit cu condiții inițiale zero ($u_C(0_-) = 0$ sau $i_L(0_-) = 0$), efectul aplicării semnalului $\gamma(t)$ constă în introducerea răspunsului circuitului la o excitare continuă având valoarea egală cu unitatea.

Dacă semnalul este aplicat în momentul $\tau > 0$, se definește următoarea funcție:

$$\gamma(t - \tau) = \begin{cases} 0 & \text{for } t < \tau \\ 1 & \text{for } t \geq \tau \end{cases}, \quad (4.16)$$

numită *funcția treaptă unitate defazată* (*decalată*) cu τ . Funcțiile $\gamma(t)$ și $\gamma(t - \tau)$ pot fi utilizate pentru modelarea matematică a altor funcții discontinue, cum ar fi impulsurile.

De exemplu, funcția de impuls aplicată la momentul $t = 0$ este obținută prin suprapunerea unei funcții treaptă unitate pozitivă $\gamma(t)$ cu o funcție de treaptă unitate defazată cu τ negativă $-\gamma(t - \tau)$, iar funcția de impuls aplicată la momentul $t = \tau$ rezultă din suprapunerea funcției $\gamma(t - \tau)$ cu funcția $\gamma(t - \xi)$..

Pentru $\tau \rightarrow 0$ ($\xi \rightarrow \tau$), astfel încât aria impulsului să fie egală cu unitatea, se obține un *impuls unitar* sau *impulsul Dirac*, notat cu $\delta(t)$.

Funcția $\delta(t)$ are o singularitate în $t = 0$ ($t = \tau$), fiind zero pentru restul intervalului, adică:

$$\delta(t) = \begin{cases} 0 & \text{for } t < 0 \\ \infty & \text{for } t = 0, \\ 0 & \text{for } t > 0 \end{cases}, \quad (4.17)$$

respectiv

$$\delta(t - \tau) = \begin{cases} 0 & \text{for } t < \tau \\ \infty & \text{for } t = \tau. \\ 0 & \text{for } t > \tau \end{cases}. \quad (4.18)$$

Funcția astfel definită are în origine (în $t = \tau$) valoarea infinită, care este simbolizată printr-o săgeată, dar este infinit de îngustă, astfel încât să asigure o arie egală cu unitatea, deci:

$$A_\delta = \int_{0_-}^{\infty} \delta(t) dt = \int_{0_-}^{0+} \delta(t) dt = 1. \quad (4.19)$$

În același timp, pentru orice $\tau \in [t_1, t_2]$, $0 < t_1 < t_2$

$$\int_{t_1}^{t_2} \delta(t - \tau) dt = \int_{\tau-}^{\tau+} \delta(t - \tau) dt = 1, \quad (4.20)$$

modificarea limitelor de integrare este posibilă deoarece $\delta(t - \tau)$ este zero pentru tot acest interval cu excepția momentului $t = \tau$.

Ținând cont de ultima relație, rezultă că pentru orice $\tau \in [t_1, t_2]$, $0 < t_1 < t_2$

$$\int_{t_1}^{t_2} f(t) \delta(t - \tau) dt = f(\tau). \quad (4.21)$$

Între funcția traptă unitate și impulsul Dirac există următoarea relație:

$$\delta(t) = \frac{d\gamma(t)}{dt}. \quad (4.22)$$

Prin urmare, răspunsul circuitului liniar la excitația impulsului poate fi determinat de răspunsul acestuia la excitația în trepte, prin derivare. Efectul fizic al aplicării semnalului $\delta(t)$ constă în injectarea unei energii care induce răspunsul natural al circuitului. Durata impulsului Dirac apare instantanee în raport cu constanta de timp a circuitului.

Cele două funcții introduse în acest paragraf permit analiza în domeniul timpului a unui circuit pentru cazul în care semnalul de excitație are o variație în timp de treaptă sau de impuls sau, fiind determinat experimental, poate fi exprimat prin suprapunerea unor distribuții simple. Răspunsul circuitului este determinat folosind teorema de superpoziție, prin descompunerea semnalului de intrare în funcții treaptă sau impuls și cunoașterea răspunsului circuitului la astfel de excitații.

4.3. DESCRIEREA METODEI

4.3.1 Introducere

Pentru a găsi condițiile inițiale corecte și pentru a calcula ariile impulsurilor pentru analiza circuitelor analogice de comutație (în comutație) se folosesc metode numerice, simbolice și numerico-simbolice (mixte). Aceste metode permit găsirea condițiilor inițiale corecte și pot calcula zonele de impuls. Pentru circuitele de dimensiuni mari, metodele variabilelor de stare nu sunt recomandate.

Metode numerice care conservă fluxul magnetic și sarcina electrică, de exemplu formulele Euler implicite (Euler Backward Formula - EBF), sunt folosite pentru a integra ecuațiile circuitelor de comutație, dar problema este dată de modul în care trebuie controlată etapa de integrare. Eroarea metodei EBF crește pe măsură ce crește durata de integrare. Când pasul este prea mic, din cauza condițiilor inițiale inconsistente, eroarea poate crește prohibitiv. Ecuațiile nodale modificate sunt utilizate în mod obișnuit pentru a simula circuitele de comutație, dar metoda tabloului aduce erori numerice mai mici [1 – 29].

În acest paragraf sunt introduse metodele de analiză numerico-simbolică. Mărimea pasului de integrare h este doar o variabilă simbolică. Acest lucru permite detectarea valorilor exacte ale impulsurilor Dirac și calculează condițiile inițiale după comutare evitând erorile metodelor numerice pure. Algoritmul, în toate etapele sale, prelucrează în mod consecvent numai polinoamele în h .

În practică, s-a constatat că cea mai eficientă metodă de modelare a stărilor circuitelor în comutație este modelarea acestora prin utilizarea circuitelor deschise (starea deschisă) și a scurtcircuitelor (starea închisă).

Dacă comutarea are loc la $t_0 = 0$, atunci, din cauza unei posibile modificări a topologiei circuitului, valorile variabilelor circuitului la $t_0 = 0_+$, solicitate de procedurile numerice, pot fi diferite de cele corespunzătoare momentului $t_0 = 0$. În acest caz, apar impulsuri Dirac. O soluție generală pentru variabila $x(t)$ a circuitului pentru $t \geq 0$, are forma:

$$x(t) = \chi(t) + \alpha_0 \delta(t) + \alpha_1 \delta^{(1)}(t) + \dots + \alpha_k \delta^{(k)}(t). \quad (4.23)$$

unde $\chi(t)$ este $x(t)$ pentru $t > 0$, și $\delta^{(l)}(t)$ este derivata de ordin l a impulsului Dirac.

Se presupune că timpul de comutare este zero. Analiza domeniului timp este valabilă. Sunt necesare două condiții care trebuie rezolvate pentru o integrare corectă a ecuațiilor circuitului:

1. Determinarea dacă apar sau nu impulsuri în timpul comutării;
2. Determinarea condițiilor inițiale imediat după comutare.

Pentru a satisface aceste condiții se aplică analiza semi-simbolică. În teoria circuitelor, termenul semi-simbolic se referă uzual la analiza în domeniul frecvență, când toți parametrii circuitului au valori numerice cu excepția frecvenței care se consideră ca fiind singurul simbol.

În cele ce urmează, cuvântul *semi-simbolic* se referă la analiza în domeniul timp când se consideră ca simbol numai pasul de integrare h . Mărimea pasului de timp de natura circuitului analizat și simulatoarele standard de analiză simbolică au dificultăți în rezolvarea problemelor menționate mai sus.

Pentru analiza simbolică, se poate utiliza un program matematic general, însă pentru controlul procesului de rezolvare trebuie să elaborăm softuri dedicate.

Rezultatul analizei semi-simbolice este o funcție rațională de h . Analiza semi-simbolică ar permite detectarea impulsurilor din răspunsul circuitului (coeficienții α_i din ecuația 4.23), determinarea celui mai mare ordin k al termenilor care depend de impulsul δ și calculul condiției inițiale la $t = 0_+$.

Spre deosebire de metodele numerice pure, metoda semi-simbolică este precisă și singurele erori se datorează preciziei finite ale computerului.

Circuitele comutate își schimbă topologia în timpul comutării și rezultatele anterioare nu pot fi utilizate pentru a continua procesul de calcul. Deci, este necesar să se găsească o metodă de integrare numerică care să repornească în timpul comutării. Mai mult, formula ar trebui să poată face față condițiilor inițiale inconsistente. Două metode numerice sunt utile în acest scop. Una dintre ele - formula Euler (EBF) este cea mai simplă formulă de integrare din

categoriile metodei inverse. Ordinea de integrare a acestei metode este una și, în consecință, trebuie luate precauții speciale pentru a acoperi toate situațiile posibile care pot apărea pentru rețelele comutate. Avantajul EBF este că poate fi folosită atât pentru circuite liniare, cât și pentru cele neliniare. A doua metodă este inversiunea numerică Laplace, care este echivalentă cu o metodă de integrare de ordin înalt.

Pentru a calcula circuitele liniare cu condiții inițiale inconsistente, se poate folosi ecuația nodală modificată în stare dinamică (ecuațiile de semi-stare) în operațional [11 – 13, 30], având în vedere condițiile inițiale ale momentului .

Ecuațiile nodale modificate au, în operațional, următoarea formă matricială, [12 – 30]:

în care: $\mathbf{X}(s) = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{n-1}(s) \\ \mathbf{I}_m(s) \end{bmatrix}$ este vectorul variabilelor independente în; $\mathbf{W}$ și $\mathbf{G}$ – au matrici cu dimensiunile $(n-1+m) \times (n-1+m)$ și $\mathbf{U}(s)$ reprezintă transformatele (imaginile) Laplace ale vectorului mărimilor de intrare (excitație) $\mathbf{U}(s) = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{n_e}(s) \\ \mathbf{J}_{n_j}(s) \end{bmatrix}$. Matricea $\mathbf{B}$ este o matrice de selecție care are ca elemente (intrări) numerele -1 , 0 sau 1 .

$$(\mathbf{W}s + \mathbf{G})\mathbf{X}(s) = \mathbf{B}\mathbf{U}(s) + \mathbf{W}\mathbf{x}(0_-) \quad (4.24)$$

În acord cu formula Euler regresivă (cu algoritmul Euler implicit) derivata de ordinul întâi în raport cu timpul a variabilei x , la momentul $t_{j+1} = t_j + h$ (h fiind pasul de integrare), are expresia:

$$\dot{x}_{j+1} = \frac{x_{j+1} - x_j}{h}. \quad (4.25)$$

Prin înlocuirea derivatelor de ordinul unu cu formula (4.25), în raport cu timpul, din ecuațiile de semi-stare ale unui circuit liniar se obține:

$$\left(\frac{\mathbf{W}}{h} + \mathbf{G}\right)\mathbf{x}_{j+1} = \mathbf{B}\mathbf{u}_{j+1} + \frac{\mathbf{W}}{h}\mathbf{x}_j. \quad (4.26)$$

Matricile corespunzătoare ecuației (4.26) sunt identice cu cele din ecuația (4.24), în care variabila s a fost substituită cu variabila $1/h$. Dacă formula (4.25) este aplicată la calculul derivatei funcției treaptă unitate pentru circuitul din figura 4.5 (a), considerând pasul de timp constatat, h , se obțin rezultatele prezentate în Tabelul 1.

Tabelul 1

Timpul t	h	$2h$	$3h$	$4h$	$5h$	$6h$
$v_1 = \frac{d\gamma(t)}{dt} = \delta(t)$	$1/h$	0	0	0	0	0
$v_2 = \delta^{(1)}(t)$	$1/h^2$	$-1/h^2$	0	0	0	0

$v_3 = \delta^{(2)}(t)$	$1/h^3$	$-2/h^3$	$1/h^3$	0	0	0
$v_4 = \delta^{(3)}(t)$	$1/h^4$	$-3/h^4$	$3/h^4$	$-1/h^4$	0	0
$v_5 = \delta^{(4)}(t)$	$1/h^5$	$-4/h^5$	$6/h^5$	$-4/h^5$	$1/h^5$	0

Prima derivată a funcției treaptă unitară, impulsul Dirac, este reprezentată de un impuls de înălțime $1/h$ și aria egală cu unitatea. Toate derivatele de ordin înalt au semne alternante. Coeficienții acestor derivate au valori astfel încât suma ariilor lor corespunzătoare să fie întotdeauna zero, iar valorile numerice ale acestor coeficienți sunt date de coeficienții lui $(1-x)^j$, unde j este ordinul derivatei. Este important de subliniat că, după un număr de pași, în funcție de ordinul derivatei, EBF (AEI) dă rezultate corecte. Această valoare nu este afectată de pași consecutivi. Ea implică faptul că derivatele pare ale impulsurilor Dirac sunt tratate corect.

În anumite situații, sunt necesare condițiile inițiale după comutare. În principiu, pentru acestea, există două posibilități.

Prima posibilitate se bazează pe observația că impulsul Dirac influențează rezultatul doar în momentul $t = 0$. Deci, putem face următoarea presupunere:

$$r_1 = x(h) + \frac{a}{h}; r_2 = x(2h); r_3 = x(3h), \quad (4.27)$$

unde contribuția datorată impulsului Dirac este exprimată de funcția a/h și partea normală a rezultatului este marcată de $x(ih)$. Partea normală poate fi dezvoltată în continuare în serie Taylor, astfel:

$$r(h + \tau) = x(h) + \tau x^{(1)}(h) + O(\tau^2). \quad (4.28)$$

Punând $\tau = h$ și păstrând primi doi termeni din dezvoltarea în serie Taylor, se poate scrie:

$$r_1 = x(h) + \frac{a}{h}; r_2 = x(h) + hx^{(1)}(h); r_3 = x(h) + 2hx^{(1)}(h).. \quad (4.29)$$

Valoarea necunoscută la $t = 0_+$ este estimată ca o dezvoltare în serie Taylor cu un pas nenegativ din soluția de la momentul $t = h$.

$$x(0_+) = x(h) - hx^{(1)}(h) = 3r_1 - 2r_3. \quad (4.30)$$

A doua posibilitate este dată de luarea în considerare a unui pas progresiv, urmat de același pas regresiv care utilizează un pas negativ h . Pentru valori mici ale lui h , această metodă dă rezultate mai bune decât procedura anterioară.

Metodele numerice folosesc AEI (BEF) în același timp cu seria Taylor pentru a găsi condițiile inițiale după comutare. Când se folosește primul termen din seria Taylor, precizia obținută este $O(h^2)$ și valorile $\hat{x}(jh)$, $j=1, \dots, (k+2)$ sunt necesare pentru a executa algoritmul. Eroarea metodei este o funcție în h care este monotonă, dar are un minim fix. Acest comportament poate fi explicat folosind termeni de rețea. Metoda folosește o generalizare finală în seria Taylor și suma curenților pentru prima teoremă a lui Kirchhoff (TIK) sau suma

tensiunilor pentru a doua teoremă a lui Kirchhoff (TIK) sunt egale cu rezidualul corespunzător, dar nu este zero. Eroarea de metodă este: $\varepsilon/h + \gamma h^2$, cu un minim de $h = \sqrt[3]{\varepsilon/2\gamma}$. Constantele ε, γ depind de structura circuitului, de tipul ecuațiilor și de tipul variabilelor. Efortul de calcul necesar pentru a estima aceste constante este prea mare pentru orice scop practic.

4.3.2 Analiza semi-simbolică a circuitelor cu condiții inițiale inconsistente

Elementele de circuit, cum sunt rezistoarele liniare, bobinele liniare, condensatoarele liniare, sursele de curent și sursele de curent controlate în tensiune care pot intra direct în formularea analizei se numesc elemente de circuit compatibile cu analiza nodală. Când circuitul conține elemente de circuit necompatibile cu analiza nodală, cum sunt sursele ideale independente de tensiune, sursele de tensiune controlate în curent, sursele de tensiune controlate în tensiune, sursele de curent controlate în curent, cuplaje magnetice, aceste elemente vor fi transformate în modele echivalente care pot fi manevrate în metoda de analiză nodală modificată [10,11-15].

Avantajul folosirii în mod consistent al aceleiași simple formulări nodale este afectat de necesitatea transformării performante a modelelor. O abordare diferită în rezolvarea problemei de a admite toate elementele de circuit dorite este metoda nodală modificată. În această abordare, variabilele curenților din ramuri sunt introduse în plus la variabilele tensiunilor din noduri. Principiul de bază privind această abordare este folosirea matricei conductanțelor (admitanțelor) nodale pentru elementele de circuit compatibile cu analiza nodală și mărirea acestei matrice cu o linie și o coloană în plus pentru fiecare element de circuit care este necompatibil cu analiza nodală clasică.

Înlocuind fiecare condensator, respectiv fiecare bobină (cuplată magnetic sau nu) printr-un model de circuit rezistiv discret asociat cu un algoritm implicit de integrare numerică dinainte ales, analiza tranzitorie a circuitului dinamic liniar poate fi redusă la analiza unei secvențe de circuite liniare, [14, 16].

Pentru un circuit liniar care conține orice tip de elemente de circuit independente sau cuplate, ecuațiile circuitului rezistiv discret, asociat cu formula Euler regresivă, la $t_{k+1} = t_k + h$ (unde h este pasul de timp care nu trebuie să fie uniform) corespunzând metodei de analiză nodală modificată, au următoarea formă:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{G}_{n-1,n-1}^{(k+1)} & \mathbf{B}_{n-1,m}^{(k+1)} \\ \mathbf{A}_{m,n-1}^{(k+1)} & \mathbf{R}_{m,m}^{(k+1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{n-1}^{(k+1)} \\ \mathbf{i}_m^{(k+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sc,n-1}^{(k+1)} \\ \mathbf{e}_m^{(k+1)} \end{bmatrix}, \quad (4.31)$$

unde: $\mathbf{G}_{n-1,n-1}^{(k+1)}$ reprezintă matricea conductanțelor nodale, inclusiv conductanțele corespunzătoare modelelor rezistive discrete ale elementelor de circuit dinamice, corespunzătoare celor $n-1$ noduri independente ale circuitului; $\mathbf{B}_{n-1,m}^{(k+1)}$ este o matrice de dimensiunea $(n-1) \times m$ ale cărei elemente sunt: $-1, 0, +1$ și factorii de transfer (amplificare) în curent ai surselor de curent comandate în curent $\hat{j}_c(i_c)$; $\mathbf{A}_{m,n-1}^{(k+1)}$ reprezintă o matrice de dimensiunea $m \times (n-1)$ conținând elementele $-1, 0, +1$ și factorii de transfer (amplificare) în tensiune ai surselor de tensiune comandate în tensiune $\hat{e}_c(u_c)$; $\mathbf{R}_{m,m}^{(k+1)}$ este matricea pătrată

$m \times m$ având elementele compuse din: rezistențele de transfer ale surselor de tensiune comandate în curent $\hat{e}_c(i_c)$ și rezistențele modelelor discrete ale bobinelor cuplate magnetic; $\mathbf{v}_{n-1}^{(k+1)}$ este vectorul tensiunilor nodale ce corespund celor $n-1$ noduri independente; $\mathbf{i}_m^{(k+1)}$ reprezintă vectorul curenților elementelor (laturilor) de circuit incompatibile cu metoda nodală clasică și are, la momentul $t_{k+1} = t_k + 1$, următoarea structură:

$$\mathbf{i}_m^{(k+1)} = \left[\left(\mathbf{i}_E^{(k+1)} \right)^t, \left(\mathbf{i}_{E_c}^{(k+1)} \right)^t, \left(\mathbf{i}_{E_c}^{(k+1)} \right)^t, \left(\mathbf{i}_{j_c}^{(k+1)} \right)^t, \left(\mathbf{i}_L^{(k+1)} \right)^t \right]^t, \quad (4.32)$$

unde: $\mathbf{i}_E^{(k+1)}$ este vectorul curenților surselor ideale independente de tensiune; $\mathbf{i}_{E_c}^{(k+1)}$ reprezintă vectorul curenților laturilor controlate ale tuturor surselor de tensiune controlate; $\mathbf{i}_{E_c}^{(k+1)}$ este vectorul curenților laturilor de comandă ale surselor de tensiune controlate în curent; $\mathbf{i}_{j_c}^{(k+1)}$ reprezintă vectorul curenților laturilor de comandă ale surselor de curent controlate în curent; $\mathbf{i}_L^{(k+1)}$ este vectorul curenților bobinelor cuplate magnetic.

Vectorul $\mathbf{i}_{sc,n-1}^{(k+1)}$ - este vectorul curenților de scurtcircuit injectați, la momentul t_{k+1} , în cele $n - 1$ noduri independente ale circuitului (inclusiv curenții rezultați din simularea bobinelor și condensatoarelor cu modele rezistive discrete de circuit) și $\mathbf{e}_m^{(k+1)}$ - reprezintă vectorul corespunzător t.e.m. ale laturilor formate numai din surse ideale independente de tensiune, la momentul t_{k+1} .

În ecuația (4.31) indicele superior reprezintă ordinea pasului de timp.

Pentru calculul numeric al circuitelor de comutație se pot folosi și ecuațiile nodale modificate în regim dinamic (ecuațiile de semi-stare), [10 13, 30]. Dacă pentru integrarea numerică a ecuațiilor de semi-stare se utilizează algoritmul Euler implicit, cu pasul de integrare h , atunci forma matriceală a acestor ecuații, corespunzătoare momentului $t_{k+1} = t_k + h$, are structura:

$$\begin{cases} \mathbf{W} \cdot \frac{\mathbf{x}^{(k+1)} - \mathbf{x}^{(k)}}{h} + \mathbf{G}\mathbf{x}^{(k+1)} = \mathbf{B}\mathbf{u}^{(k+1)} \\ \mathbf{y}^{(k+1)} = \mathbf{L}^t \mathbf{x}^{(k+1)} \end{cases} \quad (4.33)$$

în care: $\mathbf{x}^{(k+1)} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{n-1}^{(k+1)} \\ \mathbf{i}_m^{(k+1)} \end{bmatrix}$ - este vectorul variabilelor independente la momentul $t_{k+1} = t_k$

+ h cu condițiile inițiale $\mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0$; $\mathbf{W}$ și $\mathbf{G}$ - sunt matrice de dimensiunea $(n-1+m) \times (n-1+m)$, iar $\mathbf{u}^{(k+1)}$ reprezintă vectorul mărimilor de intrare (excitație) $\mathbf{u}^{(k+1)} = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{n_e}^{(k+1)} \\ \mathbf{j}_{n_j}^{(k+1)} \end{bmatrix}$.

Matricele $\mathbf{B}$ și $\mathbf{L}$ sunt matrice de selecție care au ca elemente numerele: -1 , 0 sau 1 .

Este evident că metoda nodală modificată, prezentată mai sus, acceptă și rezistențele variabile în timp care modelează întrerupătoarele ideale (fig. 4.1). Metoda nodală modificată a fost implementată într-un program de calcul numit ACAP - Analogue Circuit Analysis Program. Software-ul ACAP permite analiza circuitelor analogice liniare/nelineare, [10 13, 30].

4.3.3 Exemple

Exemplul 4.1: Se consideră circuitul din figura 4.4, (a) unde $L_1 = 2 \text{ mH}$, $L_2 = 1 \text{ mH}$, $R_3 = R_5 = 1 \text{ k}\Omega$ și $E_4 = 2 \text{ V}$. La faza inițială $t = 0$ curenții i_1 și i_2 sunt: $i_1(0) = 0$, $i_2(0) = 0$. Apoi, circuitul trece în faza 1, când întrerupătorul S_6 este închis (scurt-circuit) și întrerupătorul S_7 este deschis (circuit deschis). La momentul $t_0 = 20 \mu\text{s}$, circuitul trece în faza 2, întrerupătorul schimbându-și starea ca în figură 4.4 (b). Vom studia comportamentul dinamic al circuitului.

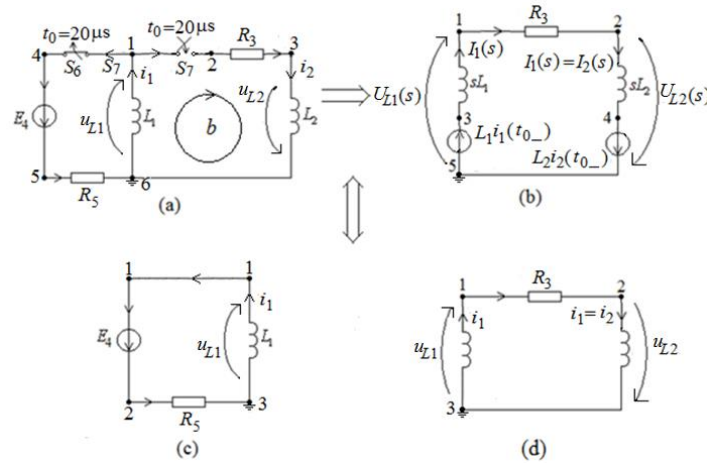


Fig. 4.4. a) Schema inițială a circuitului; b) Schema în operational a circuitului după declanșarea regimului tranzitoriu ($t \geq t_0$); c) Schema circuitului din stânga a circuitului din figura 4.4, a cu întrerupătorul S_6 închis și întrerupătorul S_7 deschis pentru a fi analizat numeric pentru $t \in [0, 20 \mu\text{s}]$; d) Schema circuitului din dreapta a circuitului din figura 3.4, a cu întrerupătorul S_6 deschis și întrerupătorul S_7 închis, când se consideră condițiile inițiale la momentul t_{0+} , pentru a fi analizat numeric pentru $t \in [20 \mu\text{s}, 40 \mu\text{s}]$.

Analiza numerică:

Ecuțiile nodale modificate corespunzătoare pasului $t_{k+1} = t_k + h$ pentru acest circuit sunt:

$$(n_1): \left[\frac{h}{L_1} + G_6(t_{k+1}) + G_7(t_{k+1}) \right] v_1^{(k+1)} - G_7(t_{k+1}) v_2^{(k+1)} - G_6(t_k + 1) v_4^{(k+1)} = i_1^{(k)} \quad (4.34)$$

$$(n_2): -G_7(t_{k+1}) v_1^{(k+1)} + [G_3 + G_7(t_{k+1})] v_2^{(k+1)} - G_3 v_3^{(k+1)} = 0, \quad (4.35)$$

$$(n_3): -G_3 v_2^{(k+1)} + \left(\frac{h}{L_2} + G_3 \right) v_3^{(k+1)} = -i_2^{(k)} \quad (4.36)$$

$$(n_4): -G_6(t_{k+1}) v_1^{(k+1)} + G_6(t_k + 1) v_4^{(k+1)} + i_4^{(k+1)} = 0, \quad (4.37)$$

$$(n_5): -i_4^{(k+1)} + G_5 v_5^{(k+1)} = 0, \quad (4.38)$$

$$(b_4): v_4^{(k+1)} - v_5^{(k+1)} = -E_4. \quad (4.39)$$

Prin deschiderea întrerupătorului S_6 și prin închiderea întrerupătorului S_7 la momentul $t_0 = 20 \mu\text{s}$, Suprafața de secțiune de tip L , compusă din bobinele L_1 și L_2 apare (figura 3.4, (b)). Deci condițiile inițiale inconsistente la t_{0-} sunt:

$$i_1(t_{0-}) = \frac{E_4}{R_5} = \frac{2}{1} = 2 \text{ mA} , \quad i_2(t_{0-}) = 0 \text{ mA} \quad (4.40)$$

și condițiile inițiale consistente la t_{0+} se pot obține prin conservarea fluxului magnetic pe suprafața ce se sprijină pe bucla b (fig. 4.4 (a)).

$$L_1 i_1(t_{0-}) + L_2 i_2(t_{0-}) = L_1 i_1(t_{0+}) + L_2 i_2(t_{0+}) \quad (4.41)$$

cu

$$i_1(t_{0+}) = i_2(t_{0+}) \quad (4.42)$$

Din relațiile (4.11) și (4.12) rezultă

$$i_1(t_{0+}) = i_2(t_{0+}) = \frac{E_4}{R_5} \frac{L_1}{L_1 + L_2} = \frac{2}{1} \frac{2}{2 + 1} = \frac{4}{3} \text{ mA} . \quad (4.43)$$

Mai întâi pentru integrarea ecuațiilor (4.34) - (4.39), folosind programul programul ACAP (Analogue Circuit Analysis Program), [12, 30], pentru $t \in [0, 40 \mu s]$ cu mărimea pasului uniformă $h = 0.2 \mu s$, se substituie cele două întreruptoare S_6 și S_7 cu modelele prezentate în figura 4.1 și considerând $R_{ON} = 0 \Omega$ și $R_{OFF} = 50 \text{ M}\Omega$. În figura 4.5 se obțin variațiile în timp ale tensiunilor $u_{L_{1-1}}(t) = u_1(t)$, $u_{L_{2-1}}(t) = u_2(t)$ și în figura 4.6 variațiile cu timpul ale curenților $i_{L_{1-1}}(t) = i_1(t)$, $i_{L_{2-1}}(t) = i_2(t)$.

De asemenea, circuitul din figura 4.4 (a) se poate analiza numeric, utilizând programul ACAP, în două etape, astfel:

1. În prima etapă se analizează numeric, cu metoda ecuațiilor nodale modificate, circuitul din figura 4.4 (c), pe intervalul $t \in [0, 20 \mu s]$;
2. Considerând condițiile inițiale de la momentul t_{0+} (relațiile (4.12)), se calculează numeric circuitul din figura 4.4 (d).

În figura 4.5 se prezintă variațiile în timp ale tensiunilor $u_{L_1}(t) = u_1(t)$, $u_{L_2}(t) = u_2(t)$ și în figura 4.6 variațiile în raport cu timpul ale curenților $i_{L_1}(t) = i_1(t)$, $i_{L_2}(t) = i_2(t)$.

Folosind condițiile inițiale de la momentul t_{0-} , circuitul din figura 4.4 (a) se poate analiza analitic, după declanșarea regimului tranzitoriu, și cu metoda transformatei Laplace. Pentru aceasta, se utilizează schema echivalentă în operational din figura 4.4 (b).

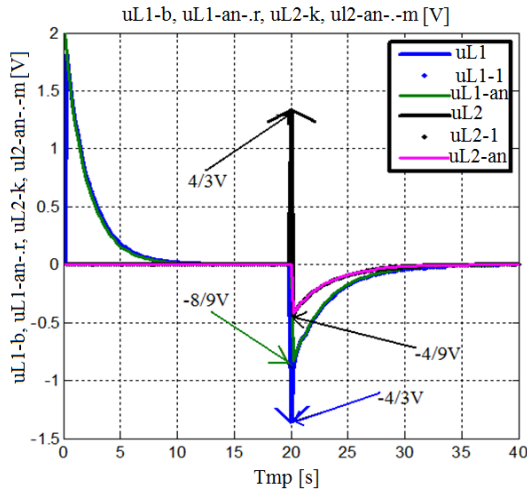


Fig. 4.5. Variațiile în timp ale tensiunilor v_{L1} și v_{L2} ($R_3 = 1k\Omega$).

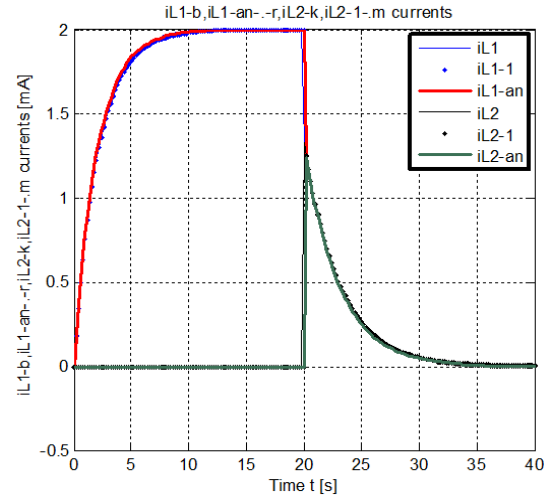


Fig. 4.6. Variațiile în timp ale curenților $i_1 = i_{L1}$ și $i_2 = i_{L2}$ ($R_3 = 1k\Omega$).

Soluțiile analitice pentru curenții și tensiunile bobinelor pentru $t \geq t_0$ sunt:

$$i_{1-an}(t) = i_{2-an}(t) = \frac{4}{3} e^{-\frac{t-20}{3}} \text{ mA}, \quad t \geq 20 \mu\text{s} \quad (4.44)$$

$$u_{L1-an}(t) = u_{1-an}(t) = -\frac{4}{3} \delta(t-20) - \frac{8}{9} e^{-\frac{t-20}{3}} \text{ V}, \quad t \geq 20 \mu\text{s} \quad (4.45)$$

$$u_{L2-an}(t) = u_{2-an}(t) = \frac{4}{3} \delta(t-20) - \frac{4}{9} e^{-\frac{t-20}{3}} \text{ V}, \quad t \geq 20 \mu\text{s}. \quad (4.46)$$

Pentru cele trei proceduri de analiză a circuitului de comutație din figura 4.3, (a) variațiile în timp a curenților bobinelor $i_{L1}(t) = i_1(t)$, $i_{L2}(t) = i_2(t)$ și ale tensiunilor bobinelor $u_{L1}(t) = u_1(t)$, $u_{L2}(t) = u_2(t)$ sunt prezentate în figura 4.5, respectiv figura 4.6.

Se poate vedea în figurile 4.5 și 4.6 că valorile curenților bobinelor la t_{0+} obținute numeric sunt identice cu cele obținute analitic (4.14), și tensiunile bobinelor $u_{L1}(t)$, $u_{L2}(t)$ au la t_0 impulsul Dirac în intervalul $-4/3 \text{ V}$ și $4/3 \text{ V}$, respectiv ecuațiile (4.15) și (4.16). Bilanțul energetic al circuitului în timpul tranziției sale este verificat:

$$\begin{aligned} W_{1_{10\mu\text{s}}} &= \frac{L_1 (i_1(t_{0+}))^2}{2} = \frac{16}{9} \mu\text{J}; & W_{2_{20\mu\text{s}}} &= \frac{L_2 ((t_{0+}))^2}{2} = \frac{8}{9} \mu\text{J}; \\ W_{1_{40\mu\text{s}}} &= \frac{L_1 i_{1_{40\mu\text{s}}}^2}{2} = 0\text{J}; & W_{2_{40\mu\text{s}}} &= \frac{L_2 i_{2_{40\mu\text{s}}}^2}{2} = 0 \mu\text{J}; \end{aligned} \quad (4.47)$$

$$W_{R_3} = \int_{20}^{40} R_3 (i_1(t))^2 dt = - \left[1 \cdot \frac{16}{9} \cdot \frac{3}{1} e^{-\frac{(t-20.0)}{3}} \right]_0^\infty = \frac{8}{3} \mu\text{J};$$

$$W_{1_{20\mu\text{s}}} + W_{2_{20\mu\text{s}}} = W_{1_{40\mu\text{s}}} + W_{2_{40\mu\text{s}}} + W_{R_3} = 8/3 \mu\text{J}.$$

Circuitul simplu din figura 4.4 (a), după momentul $t \geq t_0$, poate fi analizat fără nicio dificultate, atât în domeniul frecvenței, cât și al timpului. Cu toate acestea, dificultățile au crescut atunci când rezistența R_3 tinde spre zero.

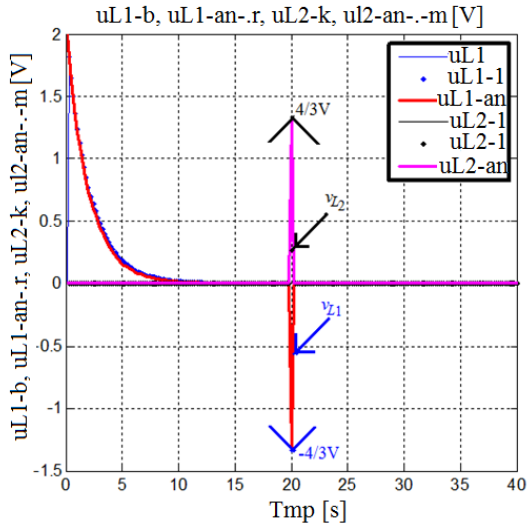


Fig. 4.7. Variațiile în timp ale tensiunilor v_{L1} și v_{L2} ($R_3 = 0\Omega$).

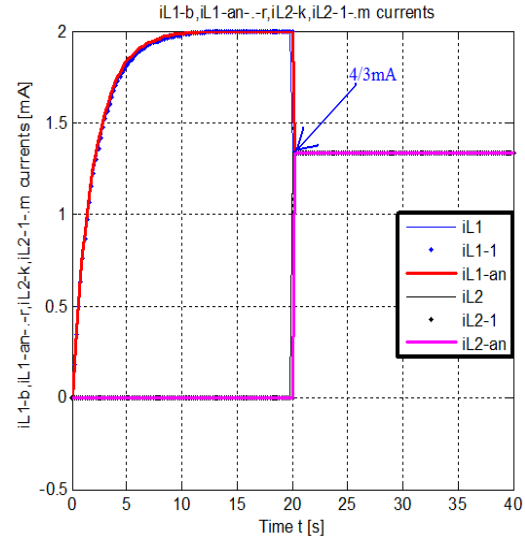


Fig. 4.8. Variațiile în timp ale curenților $i_L1 = i_L1$ și $i_L2 = i_L2$ ($R_3 = 0\Omega$).

La limită, se obține un circuit patologic, având bobinele conectate atât în serie, cât și în paralel, ceea ce înseamnă că sunt în exces și de primul și de al doilea ordin, [12, 13]. Ecuațiile operaționale, când $R_3 = 0.0\Omega$, ale acestui circuit au următoarea soluție:

$$\begin{aligned} I_1(s) &= I_2(s) = \frac{L_1 i_1(t_{0-})}{s(L_1 + L_2)}; \\ U_{L1}(s) &= I_1(s) \cdot (sL_1) - L_1 i_1(t_{0-}) = -\frac{L_1 L_2 i_1(t_{0-})}{L_1 + L_2}; \\ U_{L2}(s) &= I_2(s) \cdot sL_2 = \frac{L_1 L_2 i_1(t_{0-})}{L_1 + L_2}. \end{aligned} \quad (4.48)$$

Valorile asimptotice au următoarele expresii:

$$\begin{aligned} i_1(0_+): sI_1(s) &= sI_2(s) \xrightarrow{s \rightarrow \infty} L_1 i_1(0_-) / (L_1 + L_2) = -4/3A; i_{1\infty}: sI_1(s) \xrightarrow{s \rightarrow 0} 0; \\ u_{1\infty}: sV_1(s) &\xrightarrow{s \rightarrow 0} 0V; \\ u_{2\infty}: sV_2(s) &\xrightarrow{s \rightarrow 0} 0V. \end{aligned} \quad (4.49)$$

Soluția în formă simbolică, în domeniul timp, a circuitului din figura 4.4 (b) este:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= i_2(t) = \frac{L_1 i_1(0_-)}{L_1 + L_2} e^{-t/\tau}; u_1(t) = -\frac{L_1 L_2 i_1(0_-)}{L_1 + L_2} \delta(t) - \\ &- \frac{L_1^2 i_1(0_-)}{G(L_1 + L_2)^2} e^{-t/\tau}; u_2(t) = -\frac{L_1 L_2 i_1(0_-)}{L_1 + L_2} \delta(t) + \frac{L_1 L_2 i_1(0_-)}{G(L_1 + L_2)^2} e^{-t/\tau}, \end{aligned} \quad (4.50)$$

cu $\tau = G(L_1 + L_2)$ și $G = 1/R_5$.

Considerând valorile numerice ale parametrilor circuitului, expresiile (4.50) devin :

$$i_1(t) = i_2(t) = -\frac{4}{3}e^{-t/3}; u_1(t) = \frac{4}{3}\delta(t) + \frac{8}{9}e^{-t/3}; u_2(t) = \frac{4}{3}\delta(t) - \frac{4}{9}e^{-t/3}. \quad (4.51)$$

Din expresia (4.51) putem nota că la $t = 0_+$, ambele tensiuni $u_1(t)$ și $u_2(t)$ au impulsuri Dirac cu ariile de $4/3$, în timp ce curenții sunt fără astfel de impulsuri. La $t = 0_+$, $u_1(0_+) = 8/9$ V și scade exponențial la zero pentru t mare, în timp ce $u_2(0_+) = -4/9$ V și crește exponențial la zero.

De această dată, se verifică și bilanțul energetic (puterilor):

$$\begin{aligned} W_{10} &= L_1(i_1(0_+))^2/2 = 16/9 \text{ J}; & W_{20} &= L_2(i_2(0_+))^2/2 = 8/9 \text{ J}; \\ W_{1\infty} &= L_1 i_{1\infty}^2/2 = 16/9 \text{ J}; & W_{2\infty} &= L_2 i_{1\infty}^2/2 = 8/9 \text{ J}; \\ W_{10} + W_{20} &= W_{1\infty} + W_{2\infty} = 8/3 \text{ J}. \end{aligned} \quad (4.52)$$

Derivatele de de ordin superior ale impulsurilor Dirac pot fi generate folosind circuitul din figura 4.9. Dacă capacitățile condensatoarelor și transrezistențele corespunzătoare surselor de tensiune controlate în curent au valori egale cu unitatea, atunci fiecare tensiune u^j este derivata potențialului anterior. Dacă semnalul de intrare este funcția treaptă unitate $\gamma(t)$, atunci $u_1(t) = \delta(t)$ - impulsul Dirac, $u_2(t) = \delta^{(1)}(t)$ este derivată de ordinul 1 a impulsului Dirac și, în general, $u_j(t) = \delta^{(j-1)}(t)$. În consecință, circuitul din figura 4.9 poate fi utilizat pentru a calcula derivatele de ordin superior ale impulsului Dirac.

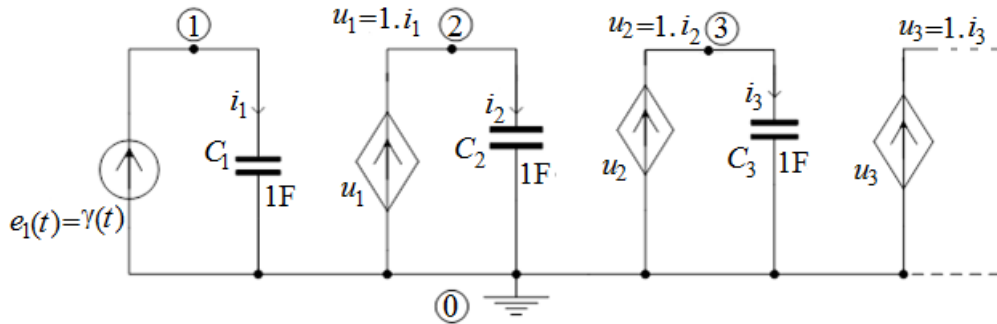


Fig. 4.9. Circuitul care generează secvențele derivatelor.

4.5 CONCLUZII

Este prezentată o metodă foarte simplă și foarte precisă de analiză a circuitelor dinamice cu condiții inițiale inconsistente. Această abordare se bazează pe metoda nodală modificată, modelând întreruptoarele ideale prin rezistoare variabile în timp având R_{ON} zero și R_{OFF} foarte mare (mult mai mare decât cea mai mică rezistență din circuit).

Rezistoarele variabile în timp au variație liniară în timpul comutației ($t' - t_0$) considerată mai mică sau egală cu mărimea pasului.

Formula Euler regresivă este folosită pentru integrarea ecuațiilor circuitului de comutație. Timpul de comutație este presupus a fi t_0 . În felul acesta, condițiile inițiale consistente la t_{0+} sunt automat stabilite în concordanță cu condițiile inițiale inconsistente la t_{0-} . Pentru calculul ariilor impulsurilor Dirac pentru curenții condensatoarelor și/sau tensiunile bobinelor trebuie să multiplicăm aceste variabile cu mărimea pasului de integrare h la

momentul de timp când întreruptorele își schimbă starea, și după comutație apar condițiile inițiale inconsistente.

Circuitul analizat poate fi liniar sau neliniar. În cazul unui circuit cu elemente neliniare există o restricție: ecuațiile circuitului cu elemente neliniare trebuie să fie algebrice și variabilele acestor ecuații trebuie să nu depindă de impulsuri.

Algoritmul descris a fost implementat în programul general pentru analiza rapidă a circuitelor de comutație reale.

În acest capitol se prezintă o metodă simplă și foarte precisă de analiză a circuitelor dinamice cu condiții inițiale inconsistente (CII). Abordarea se bazează pe analiza nodală modificată, modelând întrerupătoarele ideale prin rezistoare variabile în timp având R_{ON} zero și R_{OFF} foarte mare (mult mai mare decât cea mai mică rezistență din circuit).

Rezistoarele variabile în timp au o variație liniară în timpul comutării, iar durata comutării $(t' - t_0)$ este mai mică sau egală cu dimensiunea pasului de integrare. Formula Regresivă Euler (FRE) (algoritmul de integrare Euler implicit) este utilizată pentru integrarea ecuațiilor circuitelor de comutație. Se presupune că timpul de comutare este t_0 . În felul acesta, condițiile inițiale consistente (CIC) la t_{0+} sunt automat stabilite în concordanță cu condițiile inițiale inconsistente la t_{0-} . Pentru calculul ariilor impulsurilor Dirac pentru curenții condensatoarelor și/sau tensiunile bobinelor trebuie să multiplicăm aceste variabile cu mărimea pasului de integrare h la momentul de timp când întreruptorele își schimbă starea, și după comutație apar condițiile inițiale inconsistente.

Cea mai ușoară metodă de analiză a circuitelor liniare cu elemente în exces și CII este cea bazată pe transformata Laplace. Această procedură are avantajul că transformă ecuațiile integro-diferențiale în ecuații algebrice (în care coeficienții ecuațiilor algebrice conțin variabila simbolică s (frecvența complexă)) și include condițiile inițiale în ecuațiile de rezolvat, tratându-le implicit ca surse independente. Prin urmare, în metoda operațională, circuitul este considerat nu numai în tranziția sa pe intervalul de timp $(0, \infty)$, ci și în tranziția sa în $(0-, 0+)$, din vecinătatea originii. Se ține cont implicit de singularitățile care apar la $t = 0$.

Așa cum se arată în lucrarea [1], dacă pentru tensiunile condensatoarelor liniare și pentru curenții bobinelor liniare se consideră condițiile inițiale de la momentul CII se regularizează automat. Prin urmare, folosirea corectă a condițiilor inițiale în schemele echivalente în Laplace ale circuitelor electrice liniare conduce la riscuri minore în analiza acestor circuite în regim tranzitoriu. Deoarece condițiile inițiale inconsistente se regularizează automat cu această metodă, riscul de erori este generat de condiții inițiale greșite. Reprezentarea operațională a circuitelor electrice permite analiza tranzitorie, fără nicio dificultate atât în abordarea (semi)simbolică, cât și în cea numerică.

Pentru analiza convertoarelor statice de putere au fost prezentate pe scurt tehnica de mediere a spațiului de stare.

Validitatea și eficiența metodelor de analiză a circuitelor patologice cu CII și a circuitelor de comutație sunt dovedite de varietatea de circuite date ca exemple.

5. APLICAREA PERECHILOR FIXATOR-NORATOR ÎN PROIECTAREA CIRCUITURILOR ANALOGICE

Acest capitol descrie o nouă teorie de modelare a nulatorilor, bazată pe dispozitive active, din punct de vedere al circuitului. După o scurtă introducere despre conceptul nulator și proprietățile acestuia, modelarea dispozitivelor active este prezentată nu numai pentru modul de tensiune, ci și pentru modul de curent și pentru modul mixt de funcționare folosind topologii de circuite cu două porturi și patru terminale. Prin simularea nulatorilor prin surse de tensiune controlate de tensiune, $e_c = A_{c_C} u_C$, cu portul de control o sursă de curent independentă ideală, $j_C = i_C = 0.0$ A, iar cu factorul de transfer (amplificare) în tensiune (câștig de tensiune) A_{c_C} foarte mare (teoretic infinit), circuitele analogice cu nulatori pot fi analizate prin utilizarea oricăruia dintre programele de simulare existente. Astfel, toate tipurile de ecuații, care descriu comportamentele circuitului, pot fi formulate simplu, indiferent dacă circuitul analizat conține sau nu nulatori.

Pentru polarizarea circuitelor analogice, a fost introdusă o strategie diferită. Această lucrare introduce un nou concept de element de circuit, perechile Fixator-Norator (PFN), care este centrul strategiei noastre de proiectare a polarizării circuitelor electronice. Fixatoarele și noratoarele sunt utilizate în perechi și sunt instrumente eficiente pentru a efectua o polarizare eficientă a circuitelor electrice. Se arată că aceste perechi sunt foarte utile în potrivirea specificațiilor critice de polarizare cu puterea de cc la intrare.

Aceste proceduri pot fi implementate cu ușurință în programe dedicate pentru simulările circuitelor analogice complexe cu nulatori. Prezentăm câteva exemple importante care dovedesc validitatea modelelor pentru nulatori.

5.1. INTRODUCERE

Atunci când se utilizează modele de circuite în analiza circuitelor analogice, cerințele de înaltă precizie pot duce la calcule complicate și, prin urmare, modelele compacte sunt preferate în timpul acestui proces, în principal pentru utilizarea unor ecuații mult mai simple, [1 – 12]. Aceste modele sunt mai eficiente pentru optimizarea timpului de modelare și simulare în timpul procesului de analiză. Din acest punct de vedere, nulatorul și-a dovedit deja eficiența în modelarea dispozitivelor active. De asemenea, în modelele bazate pe elementul nulator, toate elementele parazite pot fi incluse pentru a analiza contribuția lor la răspunsul circuitului analogic [12 -21]. Nulatorii sunt foarte utili pentru modelarea circuitelor analogice deoarece topologia circuitului poate fi reprezentată cu componente cu două terminale, cum ar fi rezistoare (rezistențe), condensatoare, nulatori, noratori și surse independente de tensiune și/sau de curent. De asemenea, se poate evidenția faptul că toate sursele controlate pot fi reprezentate cu circuite echivalente folosind nulatorii (elemente nule), [1 – 15]. Prin urmare, sistemul de ecuații, pentru circuitul echivalent bazat pe nulatori (elemente nule), va fi dezvoltat în conformitate cu metoda clasică de analiză nodală. Nulatorul va fi una dintre componentele de bază pentru modelele dispozitivelor active, având în vedere că modelul trebuie dezvoltat în cel mai simplu mod, iar acuratețea simulării comportării circuitului trebuie să fie în limite acceptabile, [6, 11 – 17]. Conform acestei abordări, acest capitol va prezenta problemele referitoare la modelele de semnal mic ale dispozitivelor active care au fost dezvoltate cu nulatori. Nulatorul poate fi definit ca un circuit ideal cu două borne, care se caracterizează prin valori nule pentru curent și tensiune, la borne. Simbolul utilizat pentru reprezentarea sa grafică este prezentat în figura 5.1, (a). Pentru acest tip de circuite pot fi definite două relații. Noratorul poate fi definit ca un circuit ideal cu două terminale (fig. 5.1(b)), care este caracterizat prin

valori aleatorii (arbitrare) pentru curentul (i) și tensiunea (u) la terminale. Strict vorbind, noratorul nu are nicio relație definită. Curentul și tensiunea au valori care sunt afectate doar de circuitul extern care controlează noratorul.

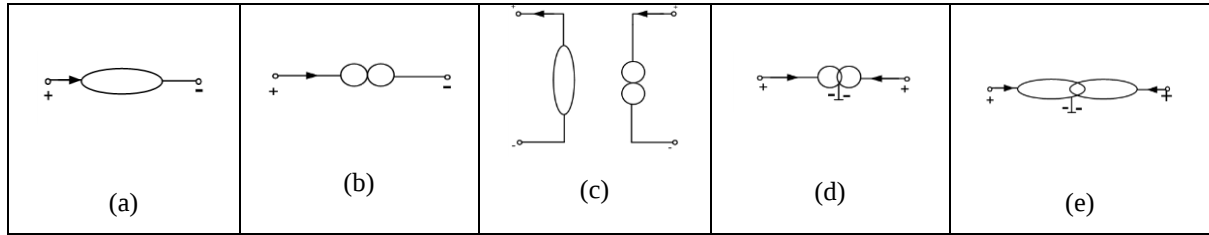


Fig. 5.1. a) Simbolul nulatorului; b) Simbolul noratorului; c) Simbolul nulorului; d) Oglinda de curent; e) Oglinda de tensiune, [1,2].

Un nulator și un norator formează împreună un circuit diport numit nulor (fig. 5.1, (c)), care are numărul relațiilor de definiție egal cu numărul porților.

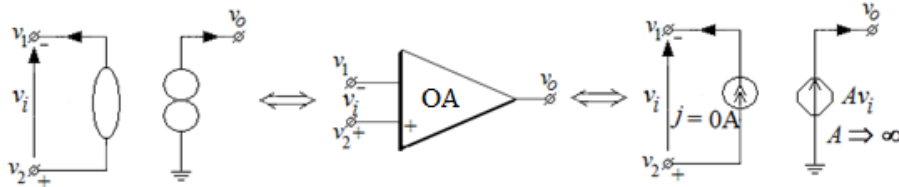


Fig. 5.2. Simularea nulorului printr-un amplificator operațional ideal, [1,2].

Nulorul este un circuit cu două porți care cuprinde un **nulator** ca intrare și un **norator** ca ieșire (fig. 5.1, (c)). Numărul relațiilor de definiție pentru acest circuit este același cu numărul porților sale. De asemenea, acest tip de circuite pot fi asimilate cu un amplificator operațional ideal pentru care curentul este nul (o sursă ideală independentă de curent cu $j = 0A$) și poarta de ieșire se simulează cu o sursă ideală de tensiune comandată de tensiunea de la intrare cu un factor de transfer (amplificare) foarte mare (teoretic infinit) (fig. 5.2).

Teoretic, un **nulor** este doar un circuit cu două porți care cuprinde un **nulator** ca intrare și un **norator** ca ieșire (fig. 5.1, (c)).

Analiza și dezvoltarea circuitului liniar sau/și neliniar (liniarizat pe porțiuni) au fost efectuate folosind nulatorul și noratorul ca dispozitive teoretice active, [1 – 13]. Tellegen a fost primul care a prezentat teoria amplificatorului operațional ideal și mai târziu, în 1964, Carlin a încercat să considere nulatoarele și noratoarele ca dispozitive active unice în analiza circuitelor, [3, 4]. El a crezut că aceste dispozitive active nu se pot construi fizic. Tellegen a luat în considerare, de asemenea, că aceste dispozitive trebuie privite doar ca modele matematice fără nici un suport fizic. Din nou, Carlin a propus combinația dintre nulator și norator, ceea ce a rezultat într-un dispozitiv fizic util, nulor [4 - 21].

În [1, 2, 12] este prezentat comportamentul nulatoarelor, noratoarelor și nulorilor din punctul de vedere al tensiunii, respectiv al curentului, în G^u – graful de tensiune și, respectiv G^i – graful curentului.

Poarta de intrare a nulorului este modelată de un nulator care este caracterizat de două ecuații:

$$u_1 = u_2 = \text{arbitrare}, i_1 = i_2 = 0. \quad (5.1)$$

Deci, nulatorul este simultan un circuit deschis în graful de curent G^i și un scurtcircuit în graful de tensiune G^u . Portul de la ieșire al nulorului este modelat de un norator, unde se poate presupune că ambele, tensiunea și curentul au valori arbitrare:

$$u_1 \neq u_2 = \text{arbitrare}, i_1 = i_2 = \text{arbitrare}. \quad (5.2)$$

Perechile fixator-norator (PFN) sunt componente patologice care ajută la proiectarea circuitelor analogice pentru un set de specificații date. Este important să reținem, totuși, că PFN-urile sunt temporare și nu rămân în circuit după ce circuitul este proiectat. Înainte de a trece prin metodologiile de proiectare, trebuie să introducem PFN și proprietățile sale.

Fixatorul: Un *fixator* este similar cu un nulator, deosebirea constă în faptul că un fixator reprezintă o sursă de curent fixat, respectiv o sursă de tensiune fixată. De fapt, un nulator poate fi considerat ca un caz special al unui fixator, când atât curentul cât și tensiunea sunt nule. În figura 5.3 se prezintă două versiuni ale ale unui fixator care depend de: (1) dacă sursa de tensiune U_j consumă (sau furnizează) putere în fixator și sursa de curent I_j rămâne în repaus sau (2) când sursa de curent I_j consumă (sau furnizează) putere în fixator și sursa de tensiune U_j rămâne în repaus. În figura 5.3, (a) sursa de tensiune consumă energie și reprezentarea sa simbolică este redată în figura 5.3, (b). În figura 5.3, (c) sursa care consumă putere este eliminată (omisă) și $Fx(0, I_j)$ este un *fixator de curent*. Figurile 5.3, (d), (e) și (f) sunt similar cu figurile 5.3, (a), (b) și (c), diferența constă în faptul că acum sursa de curent consumă putere și $Fx(U_j, 0)$ reprezintă un *fixator de tensiune*.

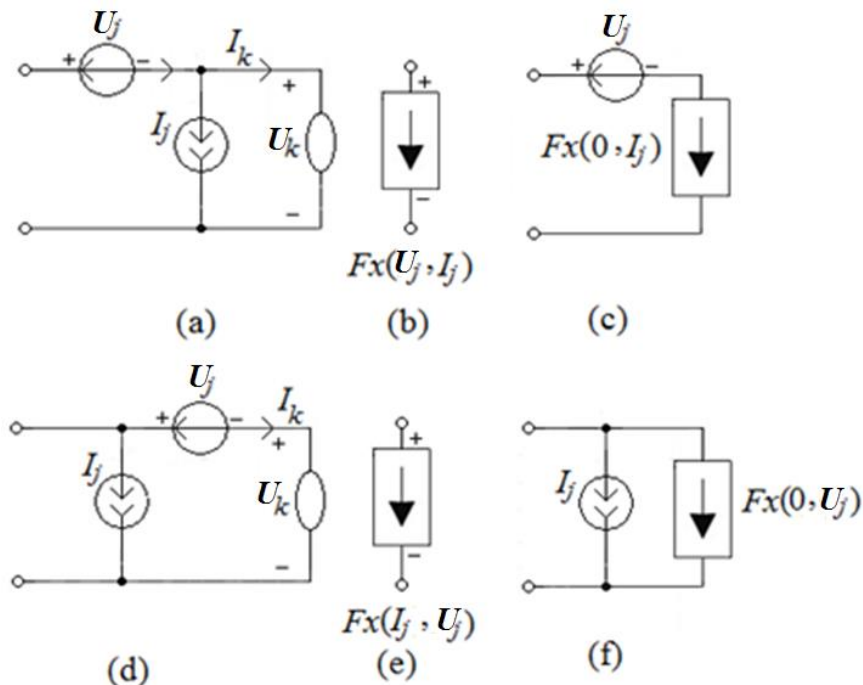


Fig. 5.3. Fixatoare: (a) și (b) Fixatorul alimentat cu tensiune și simbolul său; (c) Fixatorul de curent; (d) și (e) Fixatorul alimentat cu curent și simbolul său; (f) Fixator de tensiune, [3.5,13,22].

Într-un circuit, un fixator trebuie întodeauna să fie împerecheat (cuplat) cu un norator, deoarece fixatorul stabilește ambele variabile ale portului în concordanță cu specificațiile proiectului, în timp ce noratorul pereche furnizează condițiile cerute ca fixatorul să funcționeze. Un fixator reprezintă o combinație între o sursă de curent și o sursă de tensiune; deci, regulile trebuie să fie satisficute de ambele surse. De exemplu, o sursă de curent în serie cu un fixator violează prima teoremă a lui Kirchhoff, o secțiune de fixatoare cu sau fără surse de curent poate viola prima teoremă a lui Kirchhoff (TIK) și o buclă de fixatoare cu sau fără surse de tensiune poate viola a doua teoremă a lui Kirchhoff (TIK). Într-o secțiune de noratoare cu sau fără surse de curent și fixatoare nu toate elemente secțiunii sunt independente și pe o buclă de noratoare cu sau fără surse de tensiune și fixatoare nu toate elemente buclei sunt independente.

Din cele de mai sus se pot deduce și următoarele proprietăți ale fixatoarelor:

- Un fixator $Fx(U, I)$ consumă putere, și puterea consumată are expresia $P = U \cdot I$;

- O rezistență R în serie cu un $Fx(U, I)$ este absorbită de fixator și fixatorul devine $Fx(U_1, I)$; unde $U_1 = U + R \cdot I$. O rezistență R în paralel cu un $Fx(U, I)$ este absorbită de fixator și fixatorul devine $Fx(U, I_1)$; unde $I_1 = I + U/R$;
- O sursă de curent I_S în paralel cu un fixator $Fx(U, I)$ este absorbită de fixator și fixatorul devine $Fx(U, I_1)$; unde $I_1 = I + I_S$;
- O sursă de tensiune U_S în serie cu un fixator $Fx(U, I)$ este absorbită de fixator și fixatorul devine $Fx(U_1, I)$; unde $U_1 = U + U_S$;
- O sursă de curent în serie cu un norator absoarbe noratorul fără nici o schimbare (modificare); și o sursă de tensiune în paralel cu un norator absoarbe noratorul fără nici o schimbare (modificare). În plus, o sursă de curent în paralel cu un norator este absorbită de norator, și o sursă de tensiune cu un norator este absorbită de norator;
- O rezistență în serie sau în paralel cu un norator este absorbită de norator;
- Un norator în serie cu un fixator $Fx(U, I)$ devine o sursă de curent I ; și un norator în paralel cu un fixator $Fx(U, I)$ devine o sursă de tensiune U .

Acum noi trebuie să arătăm că un fixator nu poate exista singur într-un circuit. În general, orice element (componentă) de circuit este identificat prin cele două variabile ale sale, curent și tensiune. De regulă, un element (o componentă) de circuit specifică una din cele două variabile ale sale, cealaltă variabilă este dedusă din teoremele lui Kirchhoff (TIK și TIHK) într-o analiză a circuitului. Totuși, această situație nu se întâmplă în cazul unui fixator. Aici, ambele variabile sunt specificate și singura modalitate de a le putea include într-un circuit este să găsim o componentă care nu are nici una din variabilele sale specificată. Această componentă este un norator. Acesta este motivul de ce un fixator, la fel ca un nulator, trebuie întodeauna să fie acompaniat (însoțit) de un norator. Noi putem gândi această pereche ca o sursă ideală controlată, însă există diferențe majore între cele două. Câștigul sau gradul de dependență într-un PFN este nelimitat pe când într-o sursă comandată este limitat.

A doua diferență majoră între cele două este că, în situația surselor multi-comandate fiecare pereche de sursă de comandă și de sursă comandată trebuie să fie specificată în analiza circuitului, însă această situație nu se întâmplă în cazul perechilor multi-fixatoarelor și multi-noratoarelor. În ultimul caz, orice pereche funcționează atâta timp cât dependența (sensitivitatea) este valabilă.

Așa cum se arată în [3-Esteban], într-un circuit conex o componentă bipolară se bazează pe una din cele două variabile ale sale, iar cealaltă variabilă (tensiune sau curent) rezultă din caracteristica componentei. Totuși, în cazul ambelor variabile ale unui fixator sunt specificate prin el înșiși, și în cazul unui norator ambele variabile se bazează pe circuit ca să fie specificate. Așa că, orice pereche a unui fixator și a unui norator, atâta timp cât ele sunt mutual sensitive, ele satisfac condițiile pentru analiza circuitului, nu contează cum ele se împerechează. Aceasta este rezumată astfel:

Numărul fixatoarelor trebuie să fie egal cu cel al noratoarelor; un norator trebuie să fie sensibil (cuplat) cu cel puțin un fixator și vice versa.

În cele ce urmează se vor prezenta modul cum perechile fixatoare-noratoare sunt utilizate în polarizarea corectă a dispozitivelor electronice. Fixatoarele se vor modela întodeauna în cu circuitele echivalente expuse în figurile 5.3, (a) și (d), deoarece elementele de circuit existente în aceste circuit sunt acceptate de majoritatea programelor de simulare a circuitelor analogice

În continuare, ne concentrăm asupra proiectării polarizării, axându-ne pe dispozitivele individuale. Acesta arată cum dispozitivele neliniare, în principal diode, BJT și tranzistoare MOS, sunt modelate liniar și neliniar de către fixatori.

Apoi vom acoperi aplicarea PFN în proiectarea câștigurilor, impedanțelor de intrare și impedanțelor de ieșire. Una dintre problemele cu care ne confruntăm în mod obișnuit este atunci când atât modelele de polarizare (cc) cât și cele de performanță (ca) intră în conflict cu valorile unor componente ale circuitului, de obicei rezistențe. Problema este cum să atribuim două valori diferite unei singure componente în două cazuri diferite. În circuitele integrate problema este rezolvată prin utilizarea oglinzilor de curent și a sarcinilor active. Fixatoarele și noratoarele sunt utilizate pentru proiectarea sarcinilor active și a oglinzilor de curent. Aceste componente sunt clasificate în trei tipuri, care sunt tipurile L, R și H pentru tranzistoarele MOS, precum și aceleași tipuri pentru BJT din acest paragraf. Proiectarea pentru circuite analogice VLSI sunt, de asemenea, discutate. Din nou, PFN-oare sunt foarte esențiale în această aplicație. Diferența dintre proiectarea pentru circuite concentrate și circuite integrate este clarificată aici. În circuitele cu parametri concentrați, proiectarea polarizării și proiectarea performanței este posibilă prin utilizarea condensatoarelor de cuplare și bypass-urilor pentru a separa căile de putere și semnal. Întrucât acest lucru nu este permis în proiectarea circuitelor integrate (IC). Modul în care gestionăm separarea celor două aici este folosirea sarcinilor active și a oglinzilor de curent.

Următoarea analiză este dedicată utilizării nulorilor în proiectarea amplificatoarelor pentru lățimea de bandă. Din cauza complexității și dependenței de frecvență a rezultatelor, astfel de proiecte trebuie întotdeauna ghidate de un circuit model. Se presupune că acest model de circuit este dat sau construit sintetic pentru a produce caracteristica de ieșire dorită și lățimea de bandă necesară. Rolul jucat de un nulor aici este dublu; unul pentru a face ca răspunsul circuitului să urmeze răspunsul din circuitul model și doi, pentru a face modificările necesare pentru a răspunde în mod adecvat la caracteristica de ieșire dorită. Deoarece circuitele model sunt doar în scopuri de simulare, ele pot fi construite din componente ideale, cum ar fi sursele controlate ideale și pot fi chiar construite destul de modular.

Există numeroase exemple elaborate și simulate pentru a susține teoria.

5.2 PERECHILE FIXATOARE-NORATOARE

Fie două circuite N_1 și N_2 , conectate prin poarta (U_m, I_m) , așa cum se arată în figura 5.4, (a). Pentru a anula (abroga) poarta m (U_m, I_m) , se adaugă la ambele părți ale celor două circuite surse de curent și de tensiune cu valori egale, conform cu figura 5.4, (b), astfel încât poarta k să fie o poartă nulă. Acum, deoarece poarta k este o poartă nulă ($U_k = 0$ și $I_k = 0$) noi putem separa cele două circuite și conectăm la fiecare circuit un nulator, așa cum se prezintă în figura 5.5. Evident această operație nu afectează (nu schimbă) niciun curent și nicio tensiune din interiorul celor două circuite. În plus, a fost fixat punctual de funcționare al porții m (I_m și U_m) astfel încât oricare ar fi schimbările interne din interiorul celor două circuite N_1 și N_2 , un schimbă punctul de funcționare Q al porții (punctual de funcționare al unui dispozitiv, cunoscut, de asemenea, ca punct de polarizare). Punctul de funcționare ale unui dispozitiv, cunoscut, de asemenea, ca punct de polarizare, punct liniștit sau punct Q , este o stare staționară (de cc) a tensiunii sau curentului unei borne specificată a unui dispozitiv activ, precum un transistor la care nu se aplică niciun semnal. Aceasta ne permite să substituim poarta m cu un fixator.

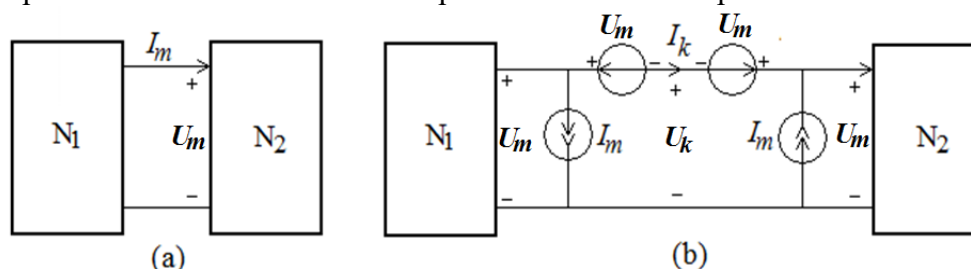


Fig. 5.4. Procedura de a anula o poartă, [12,13,22].

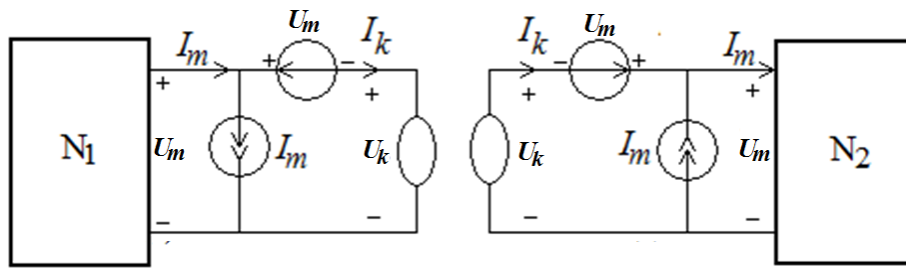


Fig. 5.5. Două circuite (rețele) N1 și N2 disjuncte la portul k (U_k , I_k) și fiecare terminată printr-un nulotor, [12,22].

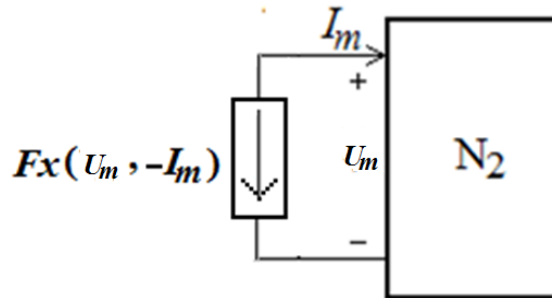


Fig. 5.6. Substituirea unui fixator pentru circuitul de polarizare N1, [13, 22].

Proprietatea 1: O componentă bipolară, liniară sau neliniară, într-un circuit care este polarizat de un curent I și expusă unei tensiuni la borne U poate fi înlocuită cu un fixator $F_x(I, U)$ fără a cauza nicio schimbare în curenții și tensiunile din interiorul restului circuitului.

O concluzie importantă din Proprietatea 1 este că, fixatoarele nu numai că ajută să se fixeze specificațiile tehnice pentru scopurile polarizării, ele de asemenea linarizează un circuit prin înlocuirea tuturor componentelor neliniare cu fixatoare care sunt construite din componente liniare. În plus, fixatoarele măresc stabilitatea proiectului prin efectuarea unei abordări (cercetări) controlate asupra criteriilor de proiectare.

Folosind fixatori pentru proiectarea și stabilitatea porții, observăm că pentru fiecare fixator utilizat trebuie să avem câte un norator în circuit ca o pereche. Rezultă că perechile fixator-norator sunt un instrument eficient pentru a efectua procedura de polarizare. Această metodă prezintă modul în care, prin folosirea perechilor fixator-norator, putem rezolva problema alimentărilor distribuite, generată din cauza polarizării locale. De fapt, se prezintă modul în care o pereche poate fi utilizată pentru a rezolva proiectarea polarizării cu o sursă de alimentare de sprijin, iar în cazul în care sursa de alimentare este deja specificată în proiect, soluția este o componentă conducătoare de energie. Trebuie să reținem că un fixator oferă o soluție și perechea sa noratorul găsește, prin analiză, resursa necesară pentru soluție. În acest fel, atunci când sunt folosite împreună, perechea va îndeplini teoremele lui Kirchhoff. Pe scurt, atunci când este necesară o condiție de polarizare într-un proiect, un fixator menține această condiție fixă și un norator oferă, dat într-o locație arbitrară, sursa necesară pentru cerință. Acest lucru este, desigur, posibil numai dacă fixatorul poate controla noratorul și, invers, fixatorul trebuie, de asemenea, să reacționeze la schimbările din norator. Dacă o sursă de curent desemnată este deja instalată pentru proiectare, noratorul poate fi plasat într-o locație desemnată pentru o componentă conducătoare de putere, de exemplu un rezistor, și apoi să găsească valoarea prin rezolvare numerică.

Există și o altă interpretare importantă a perechii fixator-norator. În general, fiecare componentă a circuitului este identificată prin două variabile, tensiune și curent. Dintre acestea, de obicei este specificată o singură variabilă, cum ar fi tensiunea într-o sursă de tensiune sau

curentul într-o sursă de curent; alternativ, cele două pot fi legate așa cum este cazul unui rezistor. Acest lucru indică faptul că dintre cele două variabile trebuie găsită una din teoremele Kirchhoff, aplicate circuitului analizat. Dimpotrivă, fixatorii și noratorii sunt diferiți, adică într-un fixator ambele variabile componente sunt specificate, dar într-un norator nici una nu este specificată. De aceea, niciunul dintre ei nu poate fi singur într-un circuit; adică atunci când sunt în pereche se completează reciproc; adică, în general, cele două poartă două variabile specificate și două sunt lăsate pentru ca circuitul să le găsească. Acest comportament al perechilor fixator-norator sugerează că perechea nu se mai limitează la operațiuni de curent continuu și pot fi utilizate în orice regim de funcționare al circuitului, inclusiv circuite liniare și de curent alternativ. Deci, putem trage concluzia că, în orice tip de circuit (liniar sau nelinier) și în orice regim de funcționare (cc sau ca) se pot fixa unele variabile de circuit în schimbul unor valori ale componentelor. Putem concluziona că perechile fixator-norator schimbă o procedură de analiză a circuitului într-o procedură de proiectare care îndeplinește anumite specificații de proiectare, dacă acestea sunt posibile. Motivul este că în analiza circuitelor ni se oferă în general toate valorile componentelor și resursele necesare pentru a analiza un circuit; întrucât, într-o procedură de proiectare există anumite valori ale componentelor sau resurse de determinat în schimbul obținerii unor specificații de proiectare.

5.3 EXEMPLE

Exemplul 5.1: Pentru a arăta cum funcționează procesul, începem cu un circuit simplu de diode prezentat în figura 5.7, (a) cu o tensiune de alimentare nespecificată U_1 . Să presupunem că cerința de proiectare din acest exemplu este de a găsi valoarea pentru U_1 , astfel încât curentul diodei să fie de 1 mA.

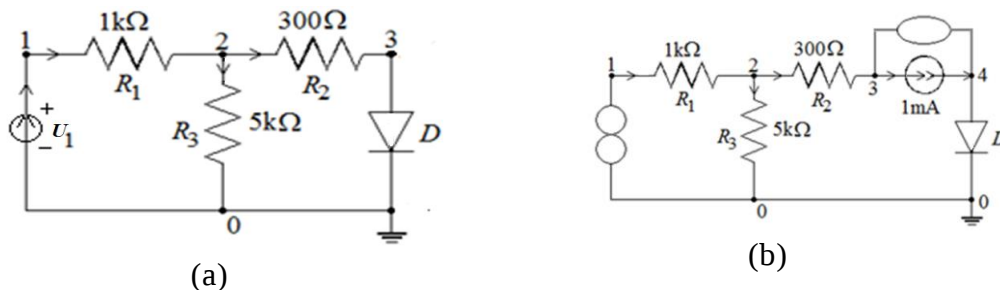


Fig. 5.7. a) Un circuit de diode cu o tensiune de alimentare nespecificată U_1 ; b) Aranjamentul circuitului cu diode folosind un nulor pentru a satisface criteriile de proiectare $I_D = 1\text{ mA}$, [3, 5, 22].

Figura 5.7, (b) prezintă aranjamentul circuitului pentru acest proiect folosind o pereche fixator-norator pentru a satisface condițiile de proiectare. Fixatorul adăugat - o sursă de curent $I_D = 1\text{ mA}$ în paralel cu un nulor forțează curentul atribuit prin diodă. Deoarece tensiunea pe sursa de curent este menținută la zero, fixatorul adăugat nu are niciun efect asupra funcționării generale a circuitului. Un norator este înlocuit cu tensiunea de alimentare necunoscută U_1 . Simulăm circuitul și obținem o tensiune de $U_1 = 2.2\text{ V}$ pe norator cu un curent $I_1 = 1.2\text{ mA}$ prin acesta. Aceasta arată că, deși am urmărit ca sursa de tensiune U_1 să înlocuiască norator, mai avem două opțiuni de făcut: 1) înlocuim noratorul cu o sursă de curent $I_1 = 1.2\text{ mA}$, sau 2) înlocuim noratorul cu un rezistor $R_1 = -U_1/I_1 = -2.2/1.2 = -1.8\text{ k}\Omega$. Cu toate acestea, ultima alegere a unei rezistențe negative (active) nu este posibilă pentru proiectare.

Putem observa că dacă înlocuim sursa de alimentare $U_1 = 2.2\text{ V}$ (sau sursa de curent $I_1 = 1.2\text{ mA}$) cu un norator, perechea fixator-norator este îndepărtată din circuit fără a influența

nicio modificare a funcționării circuitului, adică curentul prin diodă rămâne $I_D = 1 \text{ mA}$. Reținem că, în cazul înlocuirii noratorului cu o sursă de curent $I_1 = 1.2 \text{ mA}$, funcționarea circuitului nu este modificată, dar structura circuitului (topologia) poate fi modificată. De exemplu, rezistența de $1 \text{ k}\Omega$ în serie cu sursa devine redundantă și poate fi îndepărtată.

În continuare, vom examina o a treia opțiune. Să presupunem că alimentarea cu tensiune în circuitul original, figura 5.7, (a), este deja atribuită pentru $U_1 = 2.5 \text{ V}$, dar este încă necesar să avem $I_D = 1 \text{ mA}$, ca cerință de proiectare. Acesta este cazul în care trebuie să decidem cu privire la valoarea unui dispozitiv „conductor de putere”. Pentru a continua, să presupunem că rezistența R_2 este dispozitivul „conductor al puterii” pe care trebuie să-l ajustăm. Înlocuim R_2 cu un norator, figura 5.8, și simulăm circuitul. Ca de obicei, înlocuim noratorul cu o sursă de tensiune controlată în tensiune cu factorul de transfer (amplificare) în tensiune (cu câștig) foarte mare (STCT), care este controlată de fixator. Din rezultatele simulate obținem o tensiune de $U_2 = 1.0 \text{ V}$ pe norator și un curent de $I_2 = 0.485 \text{ mA}$ prin acesta. Aceasta înseamnă pur și simplu că alegerea este de a înlocui noratorul cu un rezistor $R_2 = U_2/I_2 = 2.09 \text{ k}\Omega$.

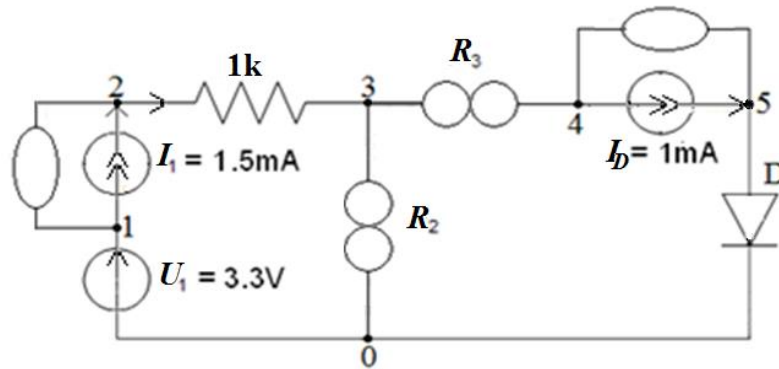


Fig. 5.8. Aranjamentul circuitului de diode folosind două perechi de nului pentru a satisface criteriile de proiectare $I_1 = 1.5 \text{ mA}$ și $I_D = 1 \text{ mA}$, [3, 5, 22].

Adesea, într-un circuit, un norator cu tensiunea calculată U_1 și curentul I_1 poate fi înlocuit cu: 1) o sursă de tensiune de U_1 volți, 2) o sursă de curent de I_1 amperi sau 3) o componentă, cum ar fi un rezistor $R = U_1/I_1$.

Înainte de a continua, trebuie să realizăm că, deși folosirea noastră principală a perechilor fixator-norator aici este în scopuri de polarizare, aplicarea lor merge și mai departe.

5.4 PROIECTAREA ORIENTĂRII CIRCUITURILOR ANALOGICE

5.4.1 Introducere

Un pas major în proiectarea circuitelor analogice este găsirea punctelor de polarizare[1 – 3 - Esteban]. În circuitele de dimensiuni mari și complexe, polarizarea a fost întotdeauna o mare provocare pentru proiectanți. Problemele se împart, în mod normal, în două domenii: în primul rând, pentru a reduce la minim numărul de iterații și pentru a face convergența posibilă și rapidă; în al doilea rând, să se deplaseze în regiunile corecte de funcționare pentru componentele active (tranzistoare), astfel încât să se obțină o performanță acceptabilă și semnalele de la ieșire să fie departe de a fi distorsionate sau tăiate în timpul funcționării în c.a. Ambele probleme cresc în complexitate pe măsură ce numărul de tranzistoare crește, cerințele de proiectare devin mai stricte sau sunt solicitate proiecte mai eficiente. O dificultate în abordarea tradițională pare să fie lipsa de separare între componentele liniare și cele neliniare,

precum și între componentele neliniare însele în timpul procesului de polarizare. Tehnicile tipice de polarizare se ocupă de întregul circuit ca un întreg, fără clasificare sau partiționare a circuitului; prin urmare, complexitatea crește rapid pe măsură ce dimensiunea circuitului crește. În cazul circuitelor integrate analogice, unde aproape toate componentele circuitului sunt neliniare, distincția dintre componentele liniare și cele neliniare devine lipsită de sens. În schimb, putem clasifica componentele în două categorii: 1) drivere și 2) componente suport. În metodele uzuale, folosite pentru analiza și simularea circuitelor analogice, toate componentele neliniare, indiferent de categoriile și funcționalitățile lor, sunt incluse într-o analiză de polarizare globală (de cc). În timp ce, în metodele mai avansate, putem distinge între drivere și acele componente de sprijin, cum ar fi sursele de curent, oglinzile de curent și sarcinile active [4 - 6- Esteban]. Driverele se află de obicei de-a lungul căii semnalului modelând direct formele de undă de la ieșire. Acestea influențează puternic specificațiile de proiectare și sunt mai sensibile la condiționările semnalului. În consecință, driverele trebuie să fie pătinoare cu mai multă grijă și precizie în comparație cu componentele suport dintr-un circuit.

5.4.2 Aplicarea perechilor fixator-norator în proiectarea circuitelor analogice

După cum se poate constata din paragraful anterior, un fixator poate modela un dispozitiv cu două terminale pentru o condiție de polarizare fixă. De exemplu, pentru o diodă polarizată la (ID, UD), fixatorul care o înlocuiește este $F_x(ID, UD)$, unde pentru ID și UD pozitive, dioda absoarbe putere. Oricum, datorită faptului că dispozitivul nu este polarizat local (așa cum s-a discutat în paragraful anterior), trebuie să primească energie de la sursele din circuit, adică polarizarea globală. Proprietatea 1 poate fi extinsă și pentru a include dispozitive cu porturi multiple, cum ar fi tranzistoarele bipolare și MOS. În acest caz, pentru o polarizare a unei componente fixe, componenta originală poate fi îndepărtată din circuit și poate fi înlocuită cu fixatoare care imită aceeași polarizare; deci, nu impune nicio modificare pentru restul circuitului. În general, există două tipuri de modelare a fixatorului pentru dispozitive neliniare. În primul tip, numit modelare completă, componenta este îndepărtată în întregime din circuit și înlocuită cu unul sau mai multe fixatoare care reprezintă componenta cu polarizarea lor intenționată. În a doua metodă, numită modelare parțială, componenta rămâne în circuit, dar unul sau mai multe fixatoare își mențin polarizarea fixă la valorile specificate. Vom discuta fiecare tip separat.

Din Proprietatea 1 putem observa că un dispozitiv (sau un circuit (o rețea)) cu două terminale poate fi modelat de un singur fixator. Similar, pentru un dispozitiv sau o rețea cu mai multe porturi putem modela fiecare port separat cu un fixator [19-Esteban]. În acest fel, un dispozitiv n-port poate fi îndepărtat dintr-un circuit și înlocuit cu n fixatoare cu aceleași curenți și tensiuni de polarizare, fără a provoca modificări în restul circuitului. De exemplu, un dispozitiv MOS poate fi modelat complet folosind trei fixatoare. Figura 5.9 prezintă modelele complete de fixatoare pentru tranzistoarele nMOS și pMOS, neglijând efectele substratului. În mod similar, figura 5.10 ilustrează modelele complete de fixator pentru tranzistoarele npn și pnp.

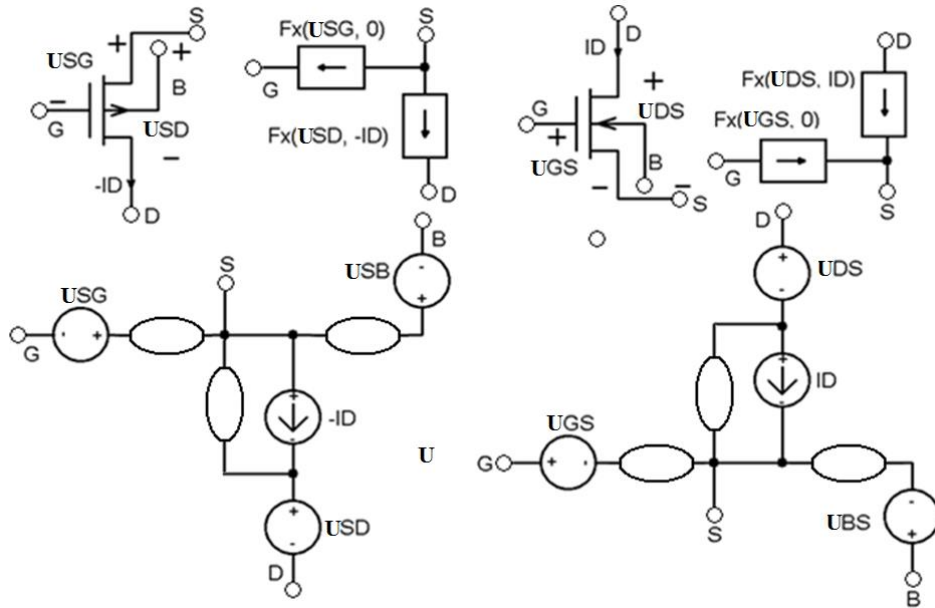


Fig. 5.9. Modele cu fixatoare ale tranzistoarelor nMOS (a) și pMOS (b) atunci când sunt polarizate global pentru U_{GS} , [12].

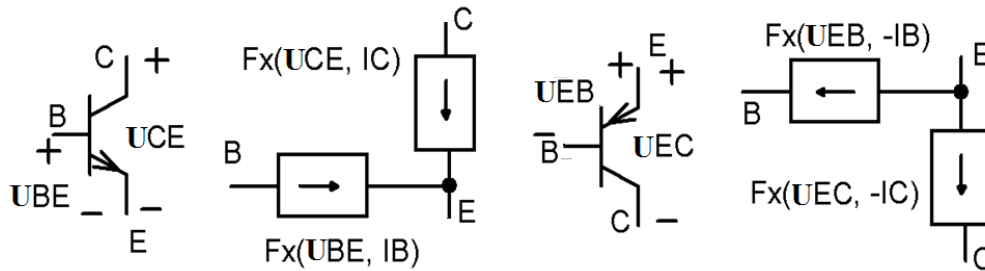


Fig. 5.10. Modele cu fixatoare pentru tranzistoarelor npn și pnp atunci când sunt polarizate global pentru U_{BE} (U_{EB}), U_{CE} (U_{EC}) și I_C , [13].

Încă o dată, modelele reprezintă dispozitivele cu aceleași tensiuni (U_{SG}), U_{DS} (U_{SD}), I_D și U_{BS} (U_{SB}). Sunt afișate atât versiunile simbolice, cât și cele dezvoltate (extinse), precum și curenții de care au nevoie pentru a fi polarizate la punctele Q specificate. Rețineți că două modificări au loc în circuit după ce este făcută modelarea: i) circuitul rezultat devine liniar și ii) circuitul este înghețat în curent continuu în condiții de polarizare fixate. Ceea ce înseamnă este că, adăugarea (sau îndepărtarea) oricărei surse sau semnal la circuit poate modifica condițiile semnalului din circuit, dar nu se impune nicio modificare asupra tranzistoarelor modelate. Prin urmare, circuitele cu componente modelate prin fixatoare nu sunt pregătite pentru analiza în ca. O proprietate importantă a unui fixator este de a menține fixate valorile în cc (tensiune și curent) atunci când sunt atribuite unui port din circuit. Putem folosi această proprietate pentru a polariza tranzistoarele dintr-un circuit în conformitate cu un punct de operare (Q) specificat. Figura 5.11 prezintă modelele de polarizare ale diodelor, tranzistoarelor BJT și MOS folosind fixatoare. Există două tipuri de modele pentru fiecare. Figurile 5.11, (a), (c) și (e) prezintă modelele liniarizate, în timp ce Figurile 5.11, (b), (d) și (f) arată modelele actuale cu fixatoare. Există câteva diferențe importante între cele două. În modelul liniarizat, presupunem că atât tensiunea, cât și curentul pentru fiecare port sunt cunoscute și corespund caracteristicilor tranzistorului. În această situație suntem blocați cu tipul de tranzistor care este specificat pentru proiectare, iar în cazul în care acest tranzistor este înlocuit cu altul, cu caracteristici diferite, atunci modelul de fixator nu mai este exact. Dimpotrivă, modelul actual al tranzistorului specifică o singură variabilă (tensiune sau curent) pentru fiecare port, iar cealaltă variabilă se găsește prin funcționarea tranzistorului și în funcție de caracteristicile

acestui. Prin urmare, orice modificare a componentelor circuitului (inclusiv tranzistoare diferite) va păstra polarizarea intactă. Cu toate acestea, prețul pe care trebuie să-l plătim pentru utilizarea modelului real este neliniaritatea acestuia, ceea ce înseamnă că trebuie să trecem prin iterații atunci când simulăm circuitul.

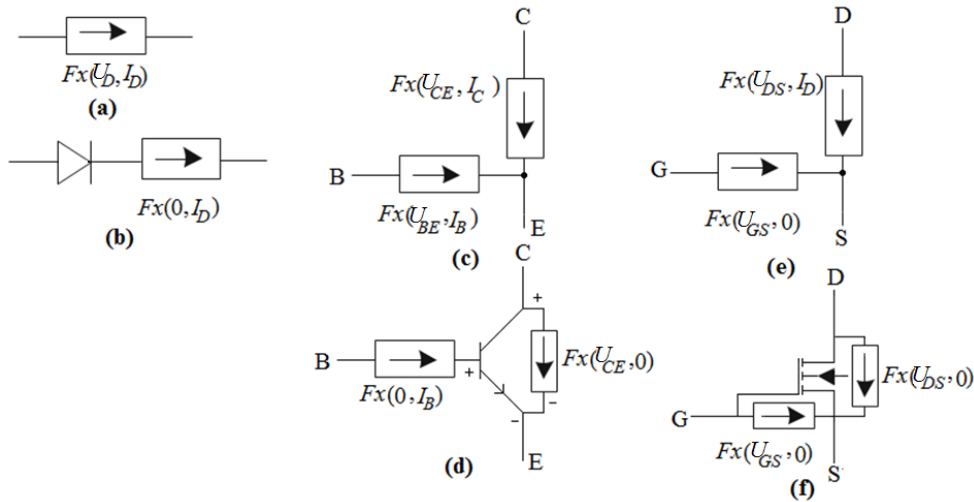
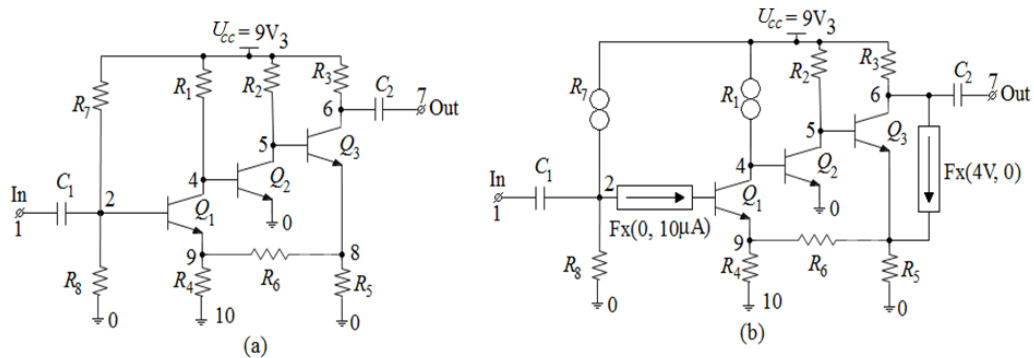


Fig. 5.11. Două tipuri de modele de polarizare; diode a și b; c și d tranzistoare BJT; e și f tranzistoare MOS, [22].

Exemplul 5.3: Fie un amplificator BJT cu trei etaje cu reacție (feedback), prezentat în figura 5.12, (a). Amplificatorul este de bandă largă cunoscut sub numele de MC1553 [4-Fakfak]. Se presupune că toate componentele amplificatorului sunt date, cu excepția rezistoarelor R_1 și R_7 , care sunt păstrate necunoscute în scopuri de proiectare a polarizării. Există două specificații de proiect (design) de luat în considerare aici. În primul rând, pentru o funcționare corectă a amplificatorului cu $U_{CC} = 9\text{ V}$, trebuie să obținem o variație maximă a tensiunii de la ieșire aproape de 8 V ; prin urmare, atribuim $U_{CE3} = 4\text{ V}$. Aceasta este pentru tensiunea colector-emitor a lui Q_3 . În al doilea rând, selectăm să limităm la $I_{B1} = 10\text{ }\mu\text{A}$, care este curentul de bază al lui Q_1 . Acest curent este aproape jumătate din curentul care trece prin R_8 și este suficient pentru a oferi o condiție de polarizare stabilă pentru prima și etapa critică a amplificatorului. Figura 5.12, (b) prezintă configurația de proiectare folosind două PFN. Observați că noratorii înlocuiesc rezistențele necunoscute R_1 și R_7 .

În figura 5.12, (c), fixatoarele au fost înlocuite cu modelele lor echivalente din figura 5.3, deoarece componentele circuitului acestor circuite sunt recunoscute de majoritatea software-urilor de simulare.



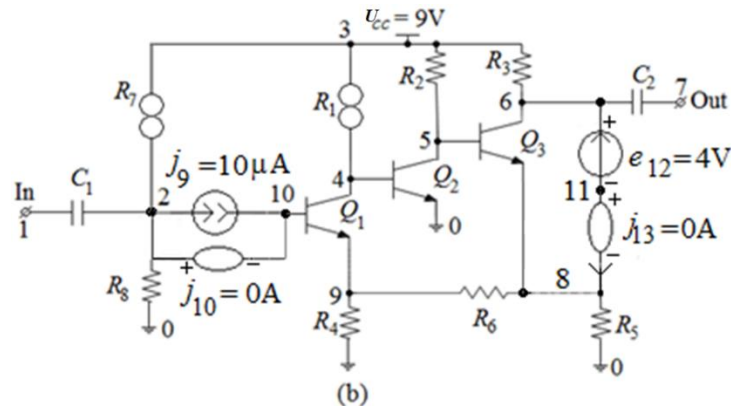


Fig. 5.12. Amplificator BJT în trei etaje (trepte) cu reacție (feedback), cunoscut sub numele de MC1553: a) Amplificatorul original; b) Proiectare polarizării folosind PFN-re; c) PFN-re sunt înlocuite cu schemele lor echivalente din figura 5.3, [22].

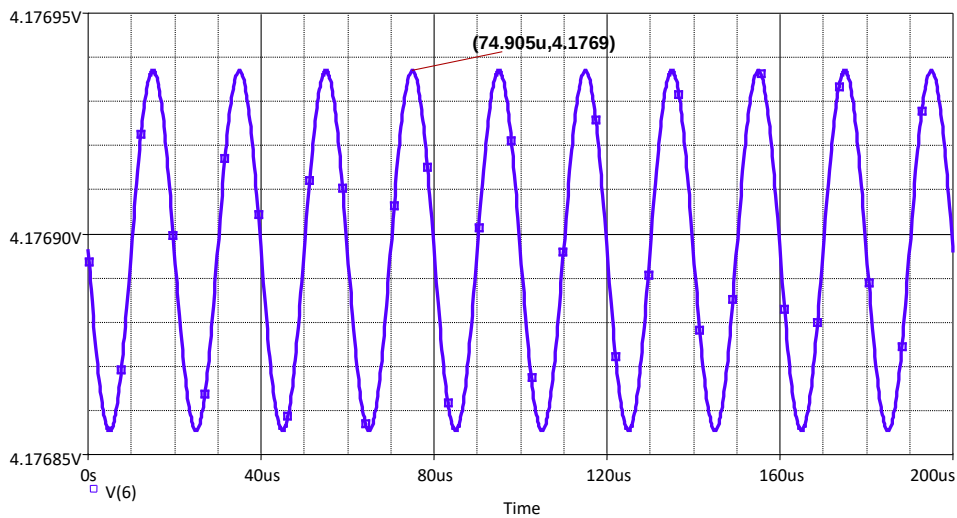


Fig. 5.13. Răspunsul tranzitoriu al amplificatorului din exemplul 3, proiectat pentru polarizare.

Simulând circuitul din figura 5.12, (c) cu programul SPICE obținem valorile pentru rezistențele necunoscute. Rezultatele obținute sunt: $R_1 = 4.332/1.005e-03 = 4.232 \text{ k}\Omega$, iar $R_7 = 4.077/1.0e-05 = 407.7 \text{ k}\Omega$.

Următorul nostru pas este să testăm circuitul astfel proiectat. Pentru a face acest lucru, scoatem fixatoarele, ceea ce înseamnă scurtcircuit pentru $F_x(0, 10 \mu\text{A})$ și circuit deschis pentru $F_x(4\text{V}, 0)$, și înlocuim noratoarele (din Fig. 5.12, (c)) cu R_1 și R_7 care au fost găsite. Apoi rulăm circuitul pentru analiza tranzitorie, când $v_{in} = 0.6 \sin(2\pi 5.10^4 t)$ V. Rezultatul simulării este prezentat în figura 5.13, care este aproape fără distorsiuni.

5.5 PROIECTAREA CÂȘTIGURILOR ȘI IMPEDANȚELOR DE INTRARE ȘI DE IEȘIRE

5.5.1. Perechile fixatoare-noratoare într-un circuit

După cum s-a menționat mai devreme, una dintre condițiile pentru a asocia un fixator cu un norator este să existe o reacție de la norator la fixator. Scopul acestei reacții este de a valorifica creșterea tensiunii sau a curentului în noratorul de împerechere. De fapt, pentru că simulăm o pereche fixator-norator cu o sursă de tensiune comandată în

tensiune cu câștig foarte mare, lipsa reacției între ele poate provoca o instabilitate gravă și poate provoca explodarea valorilor; adică, poate genera o tensiune sau un curent de valoare foarte mare (negativă sau pozitivă) la locația norator sau în altă parte a circuitului. Singura modalitate de a controla această creștere este stabilirea unei reacții între cei doi din pereche. Următoarele două exemple arată aceste efecte de reacție în tratarea perechilor fixator-norator.

Exemplul 5.4: Pentru a vedea efectul de reacție (feedback) dintre un norator și fixatorul său de împerechere, să luăm în considerare circuitul de polarizare al unui amplificator BJT cu emițător comun simplu cu reacție (feedback), prezentat în figura 5.14, (a). În acest exemplu presupunem că tranzistorul funcționează liniar în regiunea sa activă, astfel încât să putem liniariza circuitul de polarizare în consecință, așa cum se arată în figura 5.14, (b). Circuitul amplificator emițător comun cu perechea fixator-norator este prezentat în figura 5.14, (c), unde fixatorul-norator a fost înlocuit cu circuitul său echivalent din figura 5.3. Tabelul 1 oferă valorile componentelor pentru amplificatorul liniarizat.

Tabelul 1. Valorile componentelor pentru amplificatorul liniarizat

U_{CC}	U_{BB}	U_{BE}	R_B	R_{BE}	R_o	β
V	V	V	k Ω	k Ω	k Ω	
5	0.83	0.64	16.7	2	50	120

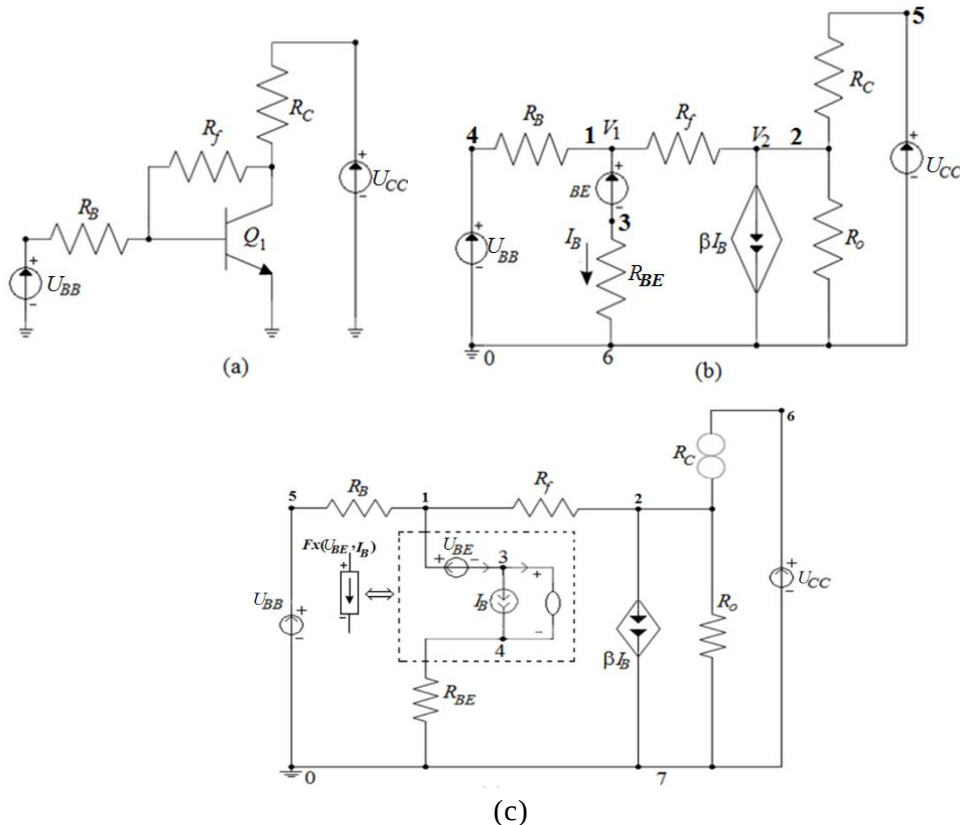


Fig. 5.14. a) Circuitul de polarizare al unui amplificator BJT cu emițător comun cu reacție; b) Circuitul de polarizare liniarizat pentru amplificator; c) Circuitul amplificator emițător comun cu perechea fixator-norator, [3, 5, 12].

Acum, în primul nostru pas presupunem $R_C = 2 \text{ k}\Omega$ și facem două experimente cu acest amplificator. În primul experiment eliminăm rezistența de feedback R_f din circuit (fără reacție), iar în al doilea experiment atribuim $R_f = 200 \text{ k}\Omega$.

Tabelul 2 oferă rezultatele simulării pentru cele două experimente.

Tabelul 2. Rezultatele simulării pentru amplificatorul liniarizat

$R_f \text{ k}\Omega$	$V_1 \text{ V}$	$V_2 \text{ V}$	$I_B \text{ }\mu\text{A}$
Gol (deschis)	0.6603	-13.8464	10.16
200	0.6455	-1.01526	2.745

În pasul următor luăm cazul cu reacție ($R_f = 200 \text{ k}\Omega$) și încercăm să găsim rezistența conducătoare de putere R_C pentru un $I_B \text{ fix} = 2.745 \text{ }\mu\text{A}$. Figura 5.11 prezintă circuitul construit pentru această situație. După cum se arată, fixatorul $F_x(\text{UBE}, I_B)$ este asociat cu noratorul R_C . În figura 5.11, fixatorul $F_x(\text{UBE}, I_B)$ este înlocuit de circuitul său echivalent din figura 5.3, (a). Rezultatele simulării pentru acest caz furnizează $U_{RC} = 3.47412 \text{ V}$ și $I_{RC} = 1.71486 \text{ mA}$, unde U_{RC} și I_{RC} sunt tensiunea și curentul noratorului R_C . Acest lucru ne aduce la $R_C = U_{RC} / I_{RC} = 2.026 \text{ k}\Omega$, așa cum ne așteptam.

Acum eliminăm reacția (feedback-ul) și repetăm simularea circuitului cu un $I_B \text{ fix} = 10.36 \text{ }\mu\text{A}$, care este ușor diferit de valoarea anterioară. De data aceasta, rezultatele simulării devin surprinzător de diferite. Obținem $U_{RC} = 37.32 \text{ V}$ și $I_{RC} = 5.968 \text{ mA}$, care evident nu sunt corecte și de asemenea sunt instabile. Din nou, motivul pentru această instabilitate și rezultat defect se datorează lipsei de reacție (feedback) între noratorul R_C și fixatorul $F_x(\text{UBE}, I_B)$. Adică, modificările curentului prin R_C și tensiunea de la bornele lui nu sunt „sesizate” de fixatorul de control $F_x(\text{UBE}, I_B)$.

5.6 CONCLUZII

Acest capitol descrie o nouă modelare a dispozitivelor active bazate pe nului de la nivelul circuitului de abstractizare. Simulând nului cu surse de tensiune ideale controlate de tensiune, $e_c = A_{c_C} u_C$, cu poarta de comandă o sursă de curent ideală independentă, $j_C = 0,0 \text{ A}$ și cu factorul de transfer (amplificarea) în tensiune A_{c_C} foarte mare (ideal infinit), circuitele analogice cu nului pot fi analizate cu oricare dintre software-ile de simulare existente. În acest fel, toate tipurile de ecuații care descriu funcționarea circuitelor pot fi formulate cu ușurință, indiferent dacă circuitul conține sau nu nului. Pentru polarizarea circuitelor analogice, a fost introdusă o nouă strategie. Această lucrare prezintă un nou element de circuit, *Pereche Fixator Norator – PFN (Fixator Norator Pair - FNP)*, care este componenta principală în strategiei de proiectare a polarizării. Fixatorii și noratorii sunt împerecheați ca instrumente eficiente pentru a efectua o influență țintită asupra circuitului analizat. Se arată că aceste perechi sunt foarte utile în potrivirea specificațiilor critice de polarizare cu resursele de alimentare în cc. În general, există două tipuri de modelare a fixatorului pentru dispozitive neliniare. În primul tip, numit *modelare completă*, componenta este îndepărtată în întregime din circuit și înlocuită cu unul sau mai multe fixatoare care reprezintă componenta cu polarizarea lor corespunzătoare (intenționată). În a doua metodă, numită *modelare parțială*, componenta rămâne în circuit, dar unul sau mai multe fixatoare își mențin polarizarea fixă la valorile specificate. În ambele cazuri, PFN sunt simulate cu circuite echivalente care conțin (fig. 5.3) dispozitive recunoscute de majoritatea software-ului de simulare a circuitelor analogice. Exemplele date certifică utilitatea perechilor fixator-norator în polarizarea circuitelor analogice și în proiectarea lor optimă.

Instrumentele și procedurile de proiectare introduse în această lucrare sunt noi și extensibile. Instrumentele propuse pot fi interpretate ca începutul unei noi metodologii în proiectarea circuitelor analogice.

Polarizarea locală minimizează consumul de curent continuu în circuit. În general, metodologia poate fi utilizată pentru a monitoriza consumul de curent continuu într-un circuit și a-l direcționa astfel încât să se poată reduce puterea în mod eficient.

Prin utilizarea perechilor fixator-norator, un proiectant de circuit poate specifica și fixa criteriile de proiectare (relevante pentru polarizare) pe tot parcursul proiectului. Perechea servește, de asemenea, la localizarea și găsirea valorilor pentru sursele de tensiune/curent sau componentele care conduc curentul continuu.

Toate procedurile propuse pot fi implementate cu ușurință în programe dedicate pentru simulările circuitelor analogice complexe cu nului. Au fost date multe exemple semnificative care certifică valabilitatea modelelor propuse.

6. CONCLUZII FINALE, CONTRIBUȚII, DIRECȚII DE CERCETARE VIITOARE

Capitolul final sintetizează activitatea științifică desfășurată în perioada elaborării acestei teze de doctorat, prezentând punctual concluziile și rezultatele obținute. Capitolul se încheie cu o serie de sugestii și recomandări privind cercetările ulterioare.

6.1. CONCLUZII FINALE

Ca urmare a dezvoltării accelerate a tehnicilor de calcul și a echipamentelor hardware și software din ce în ce mai performante, problemele legate de proiectarea și analiza sistemelor electrice s-au mutat în mare parte din laboratorul de testare pe calculatorul personal. Dimensionarea optimă, teste de stres, gradul de solicitare ale unor componente, toate acestea se realizează în prezent cu ajutorul unor programe specializate care oferă rezultate și soluții în timp scurt și cu economie de material.

În acest context apare nevoia pe de o parte de a dezvolta programe de calcul performante, deseori adaptate unei anumite categorii de probleme, iar pe de altă parte de a dezvolta modele cu un anumit grad de generalitate, care să fie ușor de implementat și care să ofere rezultate cât mai apropiate de valorile reale, ce s-ar obține experimental.

În prezenta teză de doctorat au fost prezentate proceduri performante de simulare și analiză a circuitelor electronice complexe cu nului. S-au elaborat algoritmi noi și programe de calcul dedicate analizei circuitelor analogice cu nului.

În capitolul 2 s-a prezentat o nouă modelare a dispozitivelor active bazată pe nului după o scurtă descriere a conceptelor de nulator, norator și nul și a proprietăților acestora se trece la modelarea dispozitivelor active nu numai la modul de tensiune, ci și la modul curent și la modul mixt de funcționare din punct de vedere al circuitului cu două porturi și patru terminale sunt descrise în unele detalii.

Pentru simularea celor patru surse comandate biport cu nului și, în general, pentru modelarea elementelor de circuit multiport cu circuite echivalente formate din elemente de circuit bipolare și ținând cont de comportamentul nulurilor din punct de vedere al curentului și al tensiunii se asociază, pentru formularea sistematică a teoremelor Kirchhoff, două grafuri unul de curent G^i și altul de tensiune G^u . Cele două grafuri au aceeași topologie (aceiași număr de laturi, noduri și bucle independente) și laturile sunt caracterizate de parametrii identici, ele diferă prin pozițiile elementelor de circuit bipolare (laturilor) care simulează cele patru surse comandate diport. Prima teoremă a lui Kirchhoff și ecuațiile curenților de buclă se formulează pe graful de curent G^i , teorema a doua a lui Kirchhoff și ecuațiile nodale (modificate) sunt

formulate pe grafurile de tensiune G'' , iar în ecuațiile caracteristice (constitutive) se folosesc curenții (tensiunile) din laturile din grafurile de curent (de tensiune).

Prin simularea nulatoarelor prin surse ideale independente de curent cu intensitatea curentului $j = 0$ A și a noratoarelor cu surse ideale de tensiune comandate în tensiune $e_c(u_C)$ cu factorul de transfer (amplificare) în tensiune A cu valori foarte mari (teoretic infinit), toate tipurile de ecuații, în orice regim de funcționare, se pot formula direct pe circuitul cu nulori fără a mai fi necesare grafurile de curent și de tensiune. Tensiunile de comandă ale surselor de tensiune comandate în tensiune sunt cele de la bornele nulatoarelor – nulorii sunt elemente de circuit biport cu latura de intrare formată de un nulator, iar latura de la ieșire este constituită dintr-un norator.

Exemplele prezentate în detaliu validează modelele prezentate pentru circuitele analogice cu nulori.

Capitolul 3 prezintă 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.

Se introduce o nouă tehnică de modelare, *numită $H\sim$* , pentru rețelele cu un singur port. În lucrare s-a introdus o procedură 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.

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.

În capitolul 4 este prezentată o metodă foarte simplă și foarte precisă de analiză a circuitelor dinamice cu condiții inițiale inconsistente. Această abordare se bazează pe metoda nodală modificată, modelând întreruptoarele ideale prin rezistoare variabile în timp având R_{ON} zero și R_{OFF} foarte mare (mult mai mare decât cea mai mică rezistență din circuit).

Formula Euler regresivă este folosită pentru integrarea ecuațiilor circuitului de comutație. Timpul de comutație este presupus a fi t_0 . În felul acesta, condițiile inițiale consistente la t_{0+} sunt automat stabilite în concordanță cu condițiile inițiale inconsistente la t_{0-} . Pentru calculul ariilor impulsurilor Dirac pentru curenții condensatoarelor și/sau tensiunile bobinelor trebuie să multiplicăm aceste variabile cu mărimea pasului de integrare h la momentul de timp când întreruptorele își schimbă starea, și după comutație apar condițiile inițiale inconsistente.

Circuitul analizat poate fi liniar sau neliniar. În cazul unui circuit cu elemente neliniare există o restricție: ecuațiile circuitului cu elemente neliniare trebuie să fie algebrice și variabilele acestor ecuații trebuie să nu depindă de impulsuri.

Cea mai ușoară metodă de analiză a circuitelor liniare cu elemente în exces și CII este cea bazată pe transformata Laplace. Această procedură are avantajul că transformă ecuațiile integro-diferențiale în ecuații algebrice (în care coeficienții ecuațiilor algebrice conțin variabila simbolică s (frecvența complexă)) și include condițiile inițiale în ecuațiile de rezolvat, tratându-le implicit ca surse independente. Prin urmare, în metoda operațională, circuitul este considerat nu numai în tranziția sa pe intervalul de timp $(0, \infty)$, ci și în tranziția sa în $(0-, 0+)$, din vecinătatea originii. Se ține cont implicit de singularitățile care apar la $t = 0$.

Așa cum se arată în lucrarea [1], dacă pentru tensiunile condensatoarelor liniare și pentru curenții bobinelor liniare se consideră condițiile inițiale de la momentul t_{0-} CII se regularizează automat. Prin urmare, folosirea corectă a condițiilor inițiale în schemele

echivalente în Laplace ale circuitelor electrice liniare conduce la riscuri minore în analiza acestor circuite în regim tranzitoriu. Deoarece condițiile inițiale inconsistente se regularizează automat cu această metodă, riscul de erori este generat de condiții inițiale greșite. Reprezentarea operațională a circuitelor electrice permite analiza tranzitorie, fără nicio dificultate atât în abordarea (semi)simbolică, cât și în cea numerică.

Validitatea și eficiența metodelor de analiză a circuitelor patologice cu CII și a circuitelor de comutație sunt dovedite de varietatea de circuite date ca exemple.

Capitolul 5 descrie o nouă modelare a dispozitivelor active bazate pe nului de la nivelul circuitului de abstractizare. Simulând nului cu surse de tensiune ideale controlate de tensiune, $e_c = A_{c-C} u_C$, cu poarta de comandă o sursă de curent ideală independentă, $j_C = 0,0$ A și cu factorul de transfer (amplificarea) în tensiune A_{c-C} foarte mare (ideal infinit), circuitele analogice cu nului pot fi analizate cu oricare dintre software-ile de simulare existente. În acest fel, toate tipurile de ecuații care descriu funcționarea circuitelor pot fi formulate cu ușurință, indiferent dacă circuitul conține sau nu nului. Pentru polarizarea circuitelor analogice, a fost introdusă o nouă strategie. Această lucrare prezintă un nou element de circuit, *Pereche Fixator Norator – PFN (Fixator Norator Pair - FNP)*, care este componenta principală în strategiei de proiectare a polarizării. Fixatorii și noratorii sunt împerecheați ca instrumente eficiente pentru a efectua o influență țintită asupra circuitului analizat. Se arată că aceste perechi sunt foarte utile în potrivirea specificațiilor critice de polarizare cu resursele de alimentare în cc. În general, există două tipuri de modelare a fixatorului pentru dispozitive neliniare. În primul tip, numit *modelare completă*, componenta este îndepărtată în întregime din circuit și înlocuită cu unul sau mai multe fixatoare care reprezintă componenta cu polarizarea lor corespunzătoare (intenționată). În a doua metodă, numită *modelare parțială*, componenta rămâne în circuit, dar unul sau mai multe fixatoare își mențin polarizarea fixă la valorile specificate. În ambele cazuri, PFN sunt simulate cu circuite echivalente care conțin (fig. 4.3) dispozitive recunoscute de majoritatea software-ului de simulare a circuitelor analogice. Exemplele date certifică utilitatea perechilor fixator-norator în polarizarea circuitelor analogice și în proiectarea lor optimă.

Polarizarea locală minimizează consumul de curent continuu în circuit. În general, metodologia poate fi utilizată pentru a monitoriza consumul de curent continuu într-un circuit și a-l direcționa astfel încât să se poată reduce puterea în mod eficient.

Prin utilizarea perechilor fixator-norator, un proiectant de circuit poate specifica și fixa criteriile de proiectare (relevante pentru polarizare) pe tot parcursul proiectului. Perechea servește, de asemenea, la localizarea și găsirea valorilor pentru sursele de tensiune/curent sau componentele care conduc curentul continuu.

Toate procedurile propuse pot fi implementate cu ușurință în programe dedicate pentru simulările circuitelor analogice complexe cu nului. Au fost date multe exemple semnificative care certifică valabilitatea modelelor propuse.

6.2.PRINCIPALELE CONTRIBUȚII ORIGINALE

Într-o societate în care se utilizează intensiv tehnică de calcul și programe specializate în rezolvarea problemelor cotidiene, preocupările legate de dezvoltarea de noi modele, metode performante de analiză și noi procedee de a modela diferite circuite analogice liniare și/sau neliniare constituie o activitate permanentă. Ingineria electrică nu putea constitui o excepție. Din necesitatea dezvoltării de noi echipamente, de optimizare a celor existente sau de integrarea lor în sisteme complexe a apărut și nevoia de a dezvolta programe specializate care să rezolve aceste probleme sau cel puțin să asigure un cadru optim pentru realizarea unor studii specializate performante. Una dintre provocările recente este de a dezvolta modele cât mai simple ale unor componente ale sistemelor electrice, astfel încât să poată fi folosite ușor și în orice moment la construirea unor structuri mai complexe, ce se doresc analizate și îmbunătățite.

În acest context, tema abordată în această teză de doctorat reprezintă un subiect de interes pentru domeniul ingineresc.

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

- Lucrarea debutează cu o documentare atent selectată și la zi privind analiza, modelarea, simularea și proiectarea circuitelor analogice liniare și/sau neliniare. Se prezintă principalele probleme ce apar în simularea circuitelor analogice complexe care în componența lor o mare diversitate de componente electronice. Se identifică metodele de analiză, modelarea, simularea și proiectarea circuitelor analogice liniare și/sau neliniare existente și cele mai utilizate programe de calcul. Rezultatele sunt sintetizate într-o manieră folositoare și constituie astfel un instrument util pentru dezvoltarea unor cercetări ulterioare în domeniu;
- Implementarea originală a unor metode performante de simulare și modelare ale circuitelor electronice complexe prin utilizarea unor noi elemente de circuit simple cum sunt: nulatoarele, noratoarele, nulori și perechile de fixatoare-noratoare;
- Sunt elaborate proceduri noi și eficiente de adaptare a programelor de simulare și analiză, existente (SPICE, MAPLE, MATLAB, SYSEG, SYTFG, ECSAP etc), a circuitelor electronice complexe cu nulori;
- Utilizarea echivalării celor patru tipuri de suse comandate cu circuite echivalente formate numai din elemente de circuit bipolare și nulori la calculul simbolic sau parțial-simbolic a funcțiilor de circuit pentru circuitele analogice complexe;
- Utilizarea cu succes a tuturor metodelor de analiză a circuitelor electronice normale (metoda bazată pe teoremele lui Kirchhoff, metoda curenților de buclă, metoda nodală clasică, metoda nodala modificată, metoda ecuațiilor de stare și metoda ecuațiilor de semi-stare) pentru analiza circuitelor analogice liniare și/sau neliniare liniarizate pe porțiuni cu nulori s-a folosit. Varietatea ca structură a circuitelor analogice cu nulori analizate confirmă folosirea utilizării modelelor cu nulori ale dispozitivelor electronice complex;
- Prin modelarea amplificatoarelor cu nulori și apoi simularea noratoarelor prin surse ideale independente de curent cu intensitatea curentului $j = 0$ A și a noratoarelor cu surse ideale de tensiune comandate în tensiune $e_c(u_c)$ cu factorul de transfer (amplificare) în tensiune A cu valori foarte mari (teoretic infinit), permite analiza sistematică și deosebit de eficientă a circuitelor complexe practice care conțin amplificatoare operaționale;
- 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 $H\sim$, pentru rețelele cu un singur port. Se arată că modelele $H\sim$ 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 $H\sim$, numit model $H\sim$ 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 Hibrade 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;
- În capitolul 4 este prezentată o metodă foarte simplă și foarte precisă de analiză a circuitelor dinamice cu condiții inițiale inconsistente. Această abordare se bazează pe metoda nodală modificată, modelând întreruptoarele ideale prin rezistoare variabile în timp având R_{ON} zero și R_{OFF} foarte mare (mult mai mare decât cea mai mică rezistență din circuit);
- Pentru integrarea ecuațiilor circuitului de comutație se folosește algoritmul Euler implicit. Timpul de comutație este presupus a fi t_0 . În felul acesta, condițiile inițiale consistente la t_{0+} sunt automat stabilite în concordanță cu condițiile inițiale inconsistente la t_{0-} . Pentru calculul ariilor impulsurilor Dirac pentru curenții condensatoarelor și/sau tensiunile bobinelor trebuie să multiplicăm aceste variabile cu mărimea pasului de integrare h la momentul de timp când întreruptorele își schimbă starea, și după comutație apar condițiile inițiale inconsistente;
- Circuitul analizat poate fi liniar sau neliniar. În cazul unui circuit cu elemente neliniare există o restricție: ecuațiile circuitului cu elemente neliniare trebuie să fie algebrice și variabilele acestor ecuații trebuie să nu depindă de impulsuri;
- S-a presupus că rezistoarele variabile în timp au o variație liniară în timpul comutării, iar durata comutării ($t' - t_0$) este mai mică sau egală cu dimensiunea pasului de integrare. Formula Regresivă Euler (FRE) este utilizată pentru integrarea ecuațiilor circuitelor de comutație. Pentru calculul ariilor impulsurilor Dirac pentru curenții condensatoarelor și/sau tensiunile bobinelor trebuie să multiplicăm aceste variabile cu mărimea pasului de integrare h la momentul de timp când întreruptorele își schimbă starea, și după comutație apar condițiile inițiale inconsistente;
- S-a demonstrat că cea mai ușoară metodă de analiză a circuitelor liniare cu elemente în exces și CII este cea bazată pe transformata Laplace. Această procedură are avantajul că transformă ecuațiile integro-diferențiale în ecuații algebrice (în care coeficienții ecuațiilor algebrice conțin variabila simbolică s (frecvența complexă)) și include condițiile inițiale în ecuațiile de rezolvat, tratându-le implicit ca surse independente. Prin urmare, în metoda operațională, circuitul este considerat nu numai în tranziția sa pe intervalul de timp $(0, \infty)$, ci și în tranziția sa în $(0-, 0+)$, din vecinătatea originii. Se ține cont implicit de singularitățile care apar la $t = 0$;
- Folosirea corectă a condițiilor inițiale în schemele echivalente în Laplace ale circuitelor electrice liniare conduce la riscuri minore în analiza acestor circuite în regim tranzitoriu. Deoarece condițiile inițiale inconsistente se regularizează automat cu această metodă, riscul de erori este generat de condiții inițiale greșite. Reprezentarea operațională a circuitelor electrice permite analiza tranzitorie, fără nicio dificultate atât în abordarea (semi)simbolică, cât și în cea numerică.
- Pentru analiza convertoarelor statice de putere au fost prezentate pe scurt tehnica de mediere a spațiului de stare.
- Pentru evidențierea validității și eficienței metodelor de analiză a circuitelor patologice cu CII și a circuitelor de comutație s-au analizat un număr mare și divers, ca structură, de circuite electrice cu CII;
- Elaborarea unor metode noi de modelare a dispozitivelor active bazate pe nulori de la nivelul circuitului de abstractizare. Simulând nulorii cu surse de tensiune ideale controlate de tensiune, $e_c = A_{c_C} u_C$, cu poarta de comandă o sursă de curent ideală

independentă, $j_C = 0,0$ A și cu factorul de transfer (amplificarea) în tensiune A_{c_C} foarte mare (ideal infinit), circuitele analogice cu nului pot fi analizate cu oricare dintre software-ile de simulare existente. În acest fel, toate tipurile de ecuații care descriu funcționarea circuitelor pot fi formulate cu ușurință, indiferent dacă circuitul conține sau nu nului;

- Pentru polarizarea circuitelor analogice, a fost introdusă o nouă strategie. Se prezintă un nou element de circuit, *Pereche Fixator Norator – PFN (Fixator Norator Pair - FNP)*, care este componenta principală în strategiile de proiectare a polarizării. Fixatorii și noratorii sunt împerecheați ca instrumente eficiente pentru a efectua o influență țintită asupra circuitului analizat. Se arată că aceste perechi sunt foarte utile în potrivirea specificațiilor critice de polarizare cu resursele de alimentare în cc. În general, există două tipuri de modelare a fixatorului pentru dispozitive neliniare. În primul tip, numit *modelare completă*, componenta este îndepărtată în întregime din circuit și înlocuită cu unul sau mai multe fixatoare care reprezintă componenta cu polarizarea lor corespunzătoare (intenționată). În a doua metodă, numită *modelare parțială*, componenta rămâne în circuit, dar unul sau mai multe fixatoare își mențin polarizarea fixă la valorile specificate. În ambele cazuri, PFN sunt simulate cu circuite echivalente care conțin dispozitive recunoscute de majoritatea software-ului de simulare a circuitelor analogice;
- Exemplele date certifică utilitatea perechilor fixator-norator în polarizarea circuitelor analogice și în proiectarea lor optimă;
- Polarizarea locală minimizează consumul de curent continuu în circuit. În general, metodologia poate fi utilizată pentru a monitoriza consumul de curent continuu într-un circuit și a-l direcționa astfel încât să se poată reduce puterea în mod eficient;
- Prin utilizarea perechilor fixator-norator, un proiectant de circuit poate specifica și fixa criteriile de proiectare (relevante pentru polarizare) pe tot parcursul proiectului. Perechea servește, de asemenea, la localizarea și găsirea valorilor pentru sursele de tensiune/curent sau componentele care conduc curentul continuu;
- Toate procedurile propuse pot fi implementate cu ușurință în programe dedicate pentru simulările circuitelor analogice complexe cu nului. Au fost date multe exemple semnificative care certifică valabilitatea modelelor propuse.

6.3.PERSPECTIVE DE CERCETARE ȘI DEZVOLTARE VIITOARE

Pornind de la rezultatele obținute în această teză, se pot identifica următoarele direcții principale de continuare a cercetărilor viitoare:

- Adaptarea softurilor prezentate în teză la nevoile actuale și viitoare ale științei ingineresti referitoare la analiza circuitelor analogice și digitale;
- Utilizarea cu succes a nulorilor și perechilor fixatoare-noratoare la simularea dispozitivelor electronice complexe în diverse regimuri de funcționare;
- Introducerea de noi instrumente (unelte de calcul) de către proiectanții circuitelor care să le permită să înțeleagă și să exploateze neliniaritatea circuitelor pentru o procesare cât mai utilă;
- Extinderea folosirii circuitelor echivalente Thévenin, Norton și Hibrade la analiza circuitelor electrice multiport;
- Elaborarea de noi metode de polarizare a circuitelor neliniare;
- Eficientizarea metodelor de analiză a circuitelor cu condiții inițiale inconsistente;
- Studiarea comportamentului neliniar al circuitului într-un mod grafic, facilitând dezvoltarea unei aprecieri calitative pentru circuite analogice neliniare.

7 Bibliografie

7.1. Bibliografie capitolul 2

- [1] C. I. Mocanu, *Electrical Circuit Theory*, (in Romanian), Ministry of Education Publishing House, Bucharest, 1979.
- [2] J. Wojciechowski, Z. Michalski, and J. Vlach, “Mixed numerical symbolic analysis of circuits with inconsistent initial conditions”, ECCTD’95 European Conference on Circuit Theory Design, I.T.Ü., 1995, pp. 651-654.
- [3] J. Vlach, J. Wojciechowski, and A. Opal, “Analysis on nonlinear networks with inconsistent initial conditions”, IEEE Trans. Circuits & Syst. I, Vol. 42, No. 4, April 1995, pp. 195-200.
- [4] D. Biolek, “Initial conditions of linear switched networks”, ECCTD’95 European Conference on Circuit Theory Design, I.T.Ü., 1995, pp. 115-118.
- [5] P. Cristea, Rodica Tuduce, “State Variable Analysis of Linear Switched Networks with Excess Elements and Inconsistent Initial Conditions”, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., Vol. 42, no. 2, 1997, pp. 209-218.
- [6] Tolsa and M. Salichs, “Analysis on linear networks with inconsistent initial conditions”, IEEE Trans. Circuits & Syst. I, Vol. 40, No. 12, 1993, pp. 845-894.
- [7] D. Bedrosian and J. Vlach, “Time-domain analysis of networks with internally controlled switches”, IEEE Trans. Circuits & Syst. I, Vol. 39, No. 3, 1992, pp. 199-212.
- [8] A. Opal and J. Vlach, “Consistent initial conditions of nonlinear networks with switches”, IEEE Trans. Circuits & Syst. Vol. 38, No. 7, 1991, pp. 698-710-894.
- [9] P. Cristea, Rodica Tuduce, “Idealized Switching as a Multiple-Outcome Zero-Duration Process”, Proc. SCS’99, International Symposium on Signals, Circuits & Systems, July, 6-7 1999, Iași, ROMÂNIA, pp. 53-56.
- [10] M. Iordache, M. Perpelea, “Modified nodal analysis for large-scale piecewise-linear nonlinear electric circuits”, Rev., Roum., Sci., Techn., Électrotechn. et Énerg., Vol. 37, No. 4, 1992, p. 487-496.
- [11] M. Iordache, Lucian Mandache, Mircea Perpelea, “Analyse numérique des circuits analogiques non linéaires, Groupe Genoyer, 13420 Gémenos – France, Marseille 2006, ISBN 973 – 85238 – 9 - 3.
- [12] Lucia Dumitriu, M., Iordache, “Teoria modernă a circuitelor electrice - Vol. I - Fundamentare teoretică, Aplicații, Algoritmi și Programe de calcul”, Editura All Educational S.A., București 1998.
- [13] M., Iordache, Lucia Dumitriu, “Teoria modernă a circuitelor electrice - Vol. II - Fundamentare teoretică, Aplicații, Algoritmi și Programe de calcul”, Editura All Educational S.A., București 2000.
- [14] Z. Zuhao, “ZZ model for initial condition analysis of dynamics networks”, IEEE Trans. Circuits & Syst. , Vol. 38, No. 8, Aug. 1991, pp. 937-941.
- [15] C.W. Ho, A. E. Ruehli, P. A. Brennan, “The modified nodal approach to network analysis”, IEEE, Trans., CAS, Vol. 22, June 1975, pp. 504-509.
- [16] T.G. Wilson, “Life after the schematic: the impact of circuit operation on the physical realization of electronic power supplies”, Proc. IEEE, Vol. 76, No. 4, 1988, pp. 325-334.

- [17] B. Radomirescu, “*Contribuții la studiul regimului dinamic al convertoarelor statice de putere*”, Teză de doctorat, Universitatea Politehnica din București, 1999.
- [18] Lucia Dumitriu, M. Iordache, “A new approach for analysis of switched circuits with excess elements”, *Revue Roum. Sci. Techn.- Électrotechn. et Énerg.*, Tome 46, No. 2, Bucarest, 2001, pp. 159-169.
- [19] M. Iordache, Lucia Dumitriu, *Computer-Aided Simulation of Analog Circuits: Algorithms and Computational Techniques*, (in Romanian) Vol. I and Vol II, POLITEHNICA Press Publishing House, Bucharest 2014.
- [20] Diana E. Schwarz, *Consistent initial values for DAE systems in circuit simulation*, Citeseer, 1999.
- [21] H. G. Brachtendorf, “On consistent initial conditions for circuit's DAEs with higher index” *Circuits and Systems I, IEEE Transactions on* **48**, 5, 2001, pp: 606–612.
- [22] G. Reißig, H. Boche, and P. I. Barton, “On Inconsistent Initial Conditions for Linear Time-Invariant Differential-Algebraic Equations”, *IEEE Trans. on CAS—I*, **49**, 11, pp: 1646–1648, (2002).
- [23] R. Frasca, et al., “*Linear Passive Networks with Ideal Switches: Consistent Initial Conditions and State Discontinuities*”, *Circuits and Systems I, IEEE Transactions on*, **57**, 12, 2010, pp: 3138–3151.
- [24] Preda, P. Cristea, *Fundamentals of Electrotechnics – Electric Circuits*, (in Romanian), Vol. II, Ministry of Education Publishing House, Bucharest, 1980, pp. 136-154.
- [25] V. Biolkova, Z. Kolka, D. Biolek, “State-Space Averaging (SSA) Revisited: On the Accuracy of SSA-Based Line-To-Output Frequency Responses of Switched DC-DC Converters”, *WSEAS TRANSACTIONS on CIRCUITS and SYSTEMS*, Issue 2, Volume 9, February 2010, pp. 81-90.
- [26] Lucia Dumitriu, M. Iordache, “Numerical Steady-State Analysis of Nonlinear Analog Circuits Driven by Multi-Tone Signals”, *International Journal of Bifurcation and Chaos (IJBC)*, Volume: 17, Issue: 10 (October 2007), ISSN: 0218-1274, pp 3595-3601.
- [27] M. Iordache, Lucia Dumitriu, „Time Domain Diakoptic Analysis Based on Reduced-Order State Equations”, *International Journal of Bifurcation and Chaos (IJBC)*, Volume: 17, Issue: 10 (October 2007), ISSN: 0218-1274, pp. 3625 – 3631.
- [28] K. Smedley, S. Cuk, “Switching Flow-Graph Nonlinear Modeling Technique”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 9, No. 4, July 1994, pp. 405-413.
- [29] K. Smedley, S. Cuk, “Dynamics of One-Cycle Controlled Cuk Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 10, No. 6, November 1995, pp. 634-639.
- [30] M. Iordache, Lucia Dumitriu, *Computer-Aided Simulation of Analogue Circuits – Algorithms and Computational Techniques*, (in Romanian), POLITEHNICA Press Publishing House, Vol. I and Vol. II, Bucharest 2014.

7.2. Bibliografie capitolul 3

- [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 analogue circuits – User's Guides, MATRIX ROM Publishing, Bucharest, ISBN 978 – 606 – 25 – 0126 - 6, 621.3.049.77.
- [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, 1983.
- [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] Y. 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. 1993.
- [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 – 823.
- [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.

7.3. Bibliografie capitolul 4

- [1] Mihai Iordache, Lucia Dumitriu, Dragos Niculae, Marilena Stanculescu, Victor Bucata, Georgiana Razmerita – Capitolul "Circuit Analysis with nullors", in cartea "Pathological Elements in Analog Circuit Design", Springer U.S., 2018, pg. 91-147, ISBN 978-3-319-75157-3; 978-3-319-75156-6.

- [2] Răzvan Asanache, Mihai Iordache, Dragos Niculae, Marilena Stanculescu, Lavinia Bobaru, Victor Bucata, Sorin Deleanu, "On Circuit Analysis and Simulation of Networks with Nullors", Proceedings of the The 8th International Conference on Modern Power Systems (MPS 2018), 21-23 May 2019, Cluj-Napoca, Romania, IEEE Xplore, **DOI:** 10.1109/MPS.2019.8759698, **Publisher:** IEEE.
- [3] Esteban Tlelo-Cuautle, *Advances in Analog Circuits*, Published by InTech Janeza Trdine 9, 51000 Rijeka, Croatia, 2011, <https://www.researchgate.net/publication/234007937>.
- [4] A.S. Sedra, and K.C. Smith, *Microelectronic Circuit*, 6th ed. Oxford University Press, 2010.
- [5] Mourad Fakhfakh, Marian Pierzchala – Editors, *Pathological Elements in Analog Circuit*, 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>, Library of Congress Control Number: 2018932532, 2018.
- [6] C. J. Verhoeven, Arie van Staveren, G. L. E. Monna, M. H. L. Kouwenhoven, E. Yildiz, *Structured Electronic Design: Negative-Feedback Amplifiers*, Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [7] R. Hashemian, "Local Biasing and the Use of Nullator-Norator Pairs in Analog Circuits Designs," *VLSI Design*, vol. 2010, Article ID 297083, 12 pages, 2010. doi:10.1155/2010/297083.
- [8] <http://www.hindawi.com/journals/vlsi/2010/297083.html>, "Analog Circuit Design with Linearized DC Biasing ", Proceedings of the 2006 IEEE Intern. Conf. on Electro/Information Technology, Michigan State University; Lansing, MI, May 7– 10, 2006.
- [9] <http://www.hindawi.com/journals/vlsi/2010/297083.html>, " Designing Analog Circuits with Reduced Biasing Powe", Proceedings of the 13th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, Nice, France Dec. 10– 13, 2006
- [10] R. Kumar, and R. Senani, "Bibliography on Nullor and Their Applications in Circuit Analysis, Synthesis and Design", *Analog Integrated Circuit and Signal Processing*, Kluwer Academic Pub, 2002.
- [11] H. Schmid, "Approximating the universal active element", *IEEE Trans. on Cir. and Sys.II*, Volume 47, Issue 11, Nov 2000, pp 1160 – 1169.
- [12] E. Tlelo-Cuautle, M.A. Duarte-Villasenor, C.A. Reyes-Garcia, M. Fakhfakh, M. Loulou, C. Sanchez-Lopez, and G. Reyes-Salgado, "Designing VFs by applying genetic algorithms from nullator-based descriptions", *ECCTD 2007*, 18th European Conference on Circuit Theory and Design, Volume, Issue , 27-30 Aug. 2007, pp 555– 558.
- [13] E. Teleo-Cuautle, L.A. Sarmiento-Reyes, "Biasing analog circuits using the nullor concept", *Southwest Symp. on Mixed-Signal Design*, 2000.
- [14] D.G. Haigh, and P.M. Radmore, "Admittance Matrix Models for the Nullor Using Limit Variables and Their Application to Circuit Design", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Volume 53, Issue 10, Oct. 2006, pp 2214 – 2223.
- [15] Claudio Beccari, "Transmission zeros", Dipartimento di Electronica, Turin Institute of Technology, Turino, Italy; December 6, 2001.
- [16] D.G. Haigh, T.J.W. Clarke, and P.M. Radmore, "Symbolic Framework for Linear Active Circuits Based on Port Equivalence Using Limit Variables", *IEEE Transactions*

on Circuits and Systems I: Regular Papers, Volume 53, Issue 9, Sept. 2006, pp 2011 – 2025.

[17] T.L. Pillage, R.A. Rohrer, C. Visweswariah, *Electronic Circuit & System Simulation Methods*, McGraw-Hill, Inc., 1995.

[18] J. Vlach and K. Singhal, *Computer methods for circuit analysis and design*, Van Nostrand Reinhold Electrical/Computer Science and Engineering Series, 1983.

[19] L.W. Nagel, "SPICE2, A computer program to simulate semiconductor circuits," Univ. of California, Berkeley, CA, Memorandum no. ERL-M520, 1975.

[20] Mike Smith, "WinSpice3 User's Manual, V1.05.08", <http://www.ousetech.co.uk/winspice2/>, May 2006.

[21] R. Jacob. Baker, *CMOS, Circuit Design, Layout, and Simulation*, 2nd ed. IEEE Press, Wiley Interscience, 2008, pp. 613 – 823.

[22] R. Hashemian, "Source Allocation Based on Design Criteria in Analog Circuits", Proceedings of the 2010 IEEE International Midwest Symposium On Circuits And Systems, Seattle, WA, August 1 - 4, 2010.

7.4. Bibliografie capitolul 5

[1] C. I. Mocanu, *Electrical Circuit Theory*, (in Romanian), Ministry of Education Publishing House, Bucharest, 1979.

[2] J. Wojciechowski, 4. Michalski, and J. Vlach, "Mixed numerical symbolic analysis of circuits with inconsistent initial conditions", ECCTD'95 European Conference on Circuit Theory Design, I.T.Ü., 1995, pp. 651-654.

[3] J. Vlach, J. Wojciechowski, and A. Opal, "Analysis on nonlinear networks with inconsistent initial conditions", IEEE Trans. Circuits & Syst. I, Vol. 42, No. 4, April 1995, pp. 195-200.

[4] D. Biolek, "Initial conditions of linear switched networks", ECCTD'95 European Conference on Circuit Theory Design, I.T.Ü., 1995, pp. 115-118.

[5] P. Cristea, Rodica Tuduce, "State Variable Analysis of Linear Switched Networks with Excess Elements and Inconsistent Initial Conditions", Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., Vol. 42, no. 2, 1997, pp. 209-218.

[6] Tolsa and M. Salichs, "Analysis on linear networks with inconsistent initial conditions", IEEE Trans. Circuits & Syst. I, Vol. 40, No. 12, 1993, pp. 845-894.

[7] D. Bedrosian and J. Vlach, "Time-domain analysis of networks with internally controlled switches", IEEE Trans. Circuits & Syst. I, Vol. 39, No. 3, 1992, pp. 199-212

[8] A. Opal and J. Vlach, "Consistent initial conditions of nonlinear networks with switches", IEEE Trans. Circuits & Syst. Vol. 38, No. 7, 1991, pp. 698-710-894.

[9] P. Cristea, Rodica Tuduce, "Idealized Switching as a Multiple-Outcome Zero-Duration Process", Proc. SCS'99, International Symposium on Signals, Circuits & Systems, July, 6-7 1999, Iași, ROMÂNIA, pp. 53-56.

- [10] M. Iordache, M. Perpelea, "*Modified nodal analysis for large-scale piecewise-linear nonlinear electric circuits*", Rev., Roum., Sci., Techn., Électrotechn. et Énerg., Vol.37, No. 4, 1992, p. 487-496.
- [11] M. Iordache, Lucian Mandache, Mircea Perpelea, "Analyse numérique des circuits analogiques non linéaires, Groupe Genoyer, 13420 Gémenos – France, Marseille 2006, ISBN 973 – 85238 – 9 - 3.
- [12] Lucia Dumitriu, M., Iordache, "*Teoria modernă a circuitelor electrice - Vol. I - Fundamentare teoretică, Aplicații, Algoritmi și Programe de calcul*", Editura All Educational S.A., București 1998.
- [13] M., Iordache, Lucia Dumitriu, "*Teoria modernă a circuitelor electrice - Vol. II - Fundamentare teoretică, Aplicații, Algoritmi și Programe de calcul*", Editura All Educational S.A., București 2000.
- [14] 4. Zuhao, "ZZ model for initial condition analysis of dynamics networks", IEEE Trans. Circuits & Syst. , Vol. 38, No. 8, Aug. 1991, pp. 937-941.
- [15] C.W. Ho, A. E. Ruehli, P. A. Brennan, "The modified nodal approach to network analysis", IEEE, Trans., CAS, Vol. 22, June 1975, pp. 504-509.
- [16] T.G. Wilson, "Life after the schematic: the impact of circuit operation on the physical realization of electronic power supplies", Proc. IEEE, Vol. 76, No. 4, 1988, pp. 325-334.
- [17] B. Radomirescu, "*Contribuții la studiul regimului dinamic al convertoarelor statice de putere*", Teză de doctorat, Universitatea Politehnica din Bucuresti, 1999.
- [18] Lucia Dumitriu, M. Iordache, "A new approach for analysis of switched circuits with excess elements", Revue Roum. Sci. Techn.- Électrotechn. et Énerg., Tome 46, No. 2, Bucarest, 2001, pp. 159-169.
- [19] M. Iordache, Lucia Dumitriu, *Computer-Aided Simulation of Analog Circuits: Algorithms and Computational Techniques*, (in Romanian) Vol. I and Vol II, POLITEHNICA Press Publishing House, Bucharest 2014.
- [20] Diana E. Schwarz, *Consistent initial values for DAE systems in circuit simulation*, Citeseer, 1999.
- [21] H. G. Brachtendorf, "On consistent initial conditions for circuit's DAEs with higher index" Circuits and Systems I, IEEE Transactions on **48**, 5, 2001, pp: 606–612.
- [22] G. Reißig, H. Boche, and P. I. Barton, "On Inconsistent Initial Conditions for Linear Time-Invariant Differential-Algebraic Equations", IEEE Trans. on CAS—I, **49**, 11, pp: 1646–1648, (2002).
- [23] R. Frasca, et al., "*Linear Passive Networks with Ideal Switches: Consistent Initial Conditions and State Discontinuities*", Circuits and Systems I, IEEE Transactions on, **57**, 12, 2010, pp: 3138–3151.
- [24] 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.
- [25] 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.

[26] 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.

[25] 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/ECAI50034.2020.9223260, Publisher: IEEE, pp. 1-7.

[26] 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.

[27] 4. 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.

[28] R. Jacob. Baker, *CMOS, Circuit Design, Layout, and Simulation*, 2nd ed. IEEE Press, Wiley Interscience, 2008, pp. 613 – 823.

Lista lucrări publicate

1. Razvan Asanache, Mihai Iordache, Mihaela Turcu, **Alexandru Grib**, Lucian Ene and Diana Sanatescu, "Wireless Charging Systems for Electrical Vehicle Batteries", 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/ECAI50035.2020.9223233, Publisher: IEEE, pp. 1-7.

2. **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.

3. **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.

4. Mihaela Turcu, Mihai Iordache, Razvan Asanache, **Alexandru Grib**, Teodor Bibirica and Lavinia Bobaru, "Smart Integrative System for the Battery Balance Monitoring", 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/ECAI50035.2020.9223126, Publisher: IEEE, pp. 1-7.
5. Zoltan Erdei, Mihai Iordache, Dragos Niculae, Marilena Stanculesc, **Alexandru Grib**, "The Use of S Parameters in Two-Port Analogue Networks Stability Analysis", Published under licence by IOP Publishing Ltd 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 Citation Z Erdei et al 2020 IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng. 749 012031, doi:10.1088/1757-899X/749/1/012031.
6. **Alexandru Grib**, Marius Stăniloiu, Mihai Iordache, Mihaela Grib, Horațiu-Samir Popescu, Ovidiu Lăudatu, "The Use of Thévenin, Norton and Hybrid Equivalent Circuits in the Analysis and Polarization of the Nonlinear Analog Circuits", Proceedings of the The 12th International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering, EPE 2022, October 20–22, Iasi, ROMÂNIA, in press.