

UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA
BIBLIOTECA CENTRALĂ

Nr. Inv. 697 700

Dulap 31 Lit. E

UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" TIMIȘOARA

FACULTATEA DE ELECTROTEHNICĂ

TEZĂ DE DOCTORAT

**CONTRIBUȚII PRIVIND ANALIZA UNITARĂ A UNOR CIRCUITE
CUADRIPOLARE ANTIRECIPROCE**

ING. DAN GEORGE TONȚ

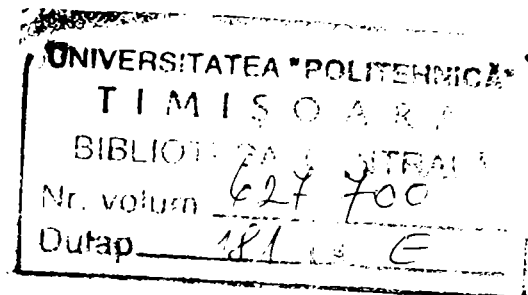
CONDUCĂTOR ȘTIINȚIFIC

PROF. DR. DOC. ING. CONSTANTIN ȘORA

2000

CUPRINS

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA



Pag.

INTRODUCERE.....	4
CAP.1. UNELE NOȚIUNI DE BAZĂ LA ANALIZA CUADRIPOLILOR	
ANTIRECIPROCI.....	8
1.1. Condiții de antireciprocitate	8
1.1.1. Condițiile de reciprocitate și antireciprocitate în funcție de parametrii cuadripolari.....	8
1.1.2. Parametrii introduși prin alimentarea cuadripolului pe la ambele capete, în condiții particulare.....	12
1.2. Giratorul ideal și giratorul cu pierderi.....	16
1.3. Impedanțe echivalente de intrare ale cuadripolilor antireciproci.....	20
1.3.1. Expresii ale impedanțelor (admitanțelor) echivalente de intrare.....	20
1.3.2. Particularizarea expresiilor impedanțelor echivalente de intrare în gol și în scurtcircuit.....	23
CAP.2. GIRATOARE TEHNICE ANALIZATE.....	25
2.1. Giratorul Hall	25
2.1.1. Unele probleme generale	25
2.1.2. Ecuațiile cuadripolare ale giratorului Hall.....	30
2.1.3. Analiza antireciprocității generatorului Hall. Relația lui Onsager-Casimir....	35
2.1.4. Despre randamentul generatorului (giratorului) Hall.....	38
2.2. Giratorul cu amplificatoare operaționale.....	41
2.2.1. Generalități.....	41
2.2.2. Ecuațiile cuadripolare ale unui girator cu amplificatoare operaționale.....	42
2.2.3. Rapoartele puterilor, tensiunilor și curenților la cele două porți ale giratorului.....	44

2.2.4. Despre condiția de pasivitate a giratorului cu amplificatoare operaționale...	46
2.3. Comparație sintetică între giratorul Hall și giratorul cu amplificatoare operaționale.....	50
CAP.3. SCHEME ECHIVALENTE ALE CUADRIPOLILOR ANTIRECIPROCI ȘI BILANȚURI DE PUTERI	53
3.1. Schema echivalentă în T.....	53
3.2. Schema echivalentă în Π	56
3.3. Schema echivalentă în punte	60
3.4. Bilanțuri de puteri active și reactive pe baza schemelor echivalente.....	63
CAP.4. UNELE ASPECTE APLICATIVE ALE CIRCUITELOR CUADRIPOLARE ANTIRECIPROCE.....	69
4.1. Simularea inductivităților cu ajutorul giratoarelor.....	69
4.1.1. Impedanța (admitanța) echivalentă de intrare a unui girator cu sarcină capacitivă.....	70
4.1.2. Inductivități nepământate ("floating inductor") realizate cu ajutorul giratoarelor.....	75
4.2. Circuite cuadrupolare unidirecționale.....	78
CAP.5. VERIFICAREA UNOR REZULTATE PRIN SIMULARE NUMERICĂ PSPICE ȘI PE CALE EXPERIMENTALĂ.....	83
5.1. Determinarea parametrilor cuadrupolari ai giratoarelor.....	83
5.2. Condiția de pasivitate a giratorului cu amplificatoare operaționale	89
5.3. Bilanțuri de puteri active și reactive efectuate pe baza schemelor cuadrupolare echivalente.....	91
5.4. Schemă unidirecțională având ca element component un girator cu amplificatoare operaționale.....	92
CAP.6. PRINCIPALE CONCLUZII. CONTRIBUȚII ȘTIINȚIFICE ALE AUTORULUI.....	97
BIBLIOGRAFIE.....	101

INTRODUCERE

Circuitele cuadripolare antireciproce, la care ne referim în teză, sunt de fapt giratoarele, menționate în literatură mai ales în ultimele decenii. În adevăr, din punct de vedere al comportării ca element de circuit electric, o caracteristică de bază a unui girator o constituie faptul că el este un circuit cuadripolar antireciproce. Plecând de la această caracteristică de bază rezultă și celelalte proprietăți caracteristice ale giratoarelor, cum este de exemplu cunoscuta proprietate a lor de inversiune a impedanțelor și altele.

La circuitele cuadripolare antireciproce intervine o formă particulară de nerez reciprocitate, exprimată de condiția de antireciprocitate din teoria cuadripolului electric, de unde și denumirea dată acestor circuite [63, 73]. Se știe că, un cuadripol este antireciproce dacă parametrii cuadripolari de transfer în gol sau în scurt circuit sunt de semne contrare, spre deosebire de un cuadripol reciproc, la care parametrii cuadripolari de transfer sunt egali și de același semn.

Termenul de girator este de fapt o denumire convențională, introdusă pentru prima dată în teoria circuitelor electrice de B.D.Tellegen, în 1948, [90]. Se poate aprecia că, denumirea de circuite cuadripolare antireciproce exprimă chiar particularitatea nerez reciprocității ce intervine la aceste circuite, fiind potrivită într-o analiză a acestora în cadrul teoriei cuadripolului electric. Pe de altă parte, termenul de girator este foarte scurt și tot o dată foarte răspândit în literatură. De aceea, în teză se vor utiliza ambii termeni, practic în același înțeles.

Primul dispozitiv electric la care a fost pusă în evidență comportarea de circuit cuadripolar antireciproce a fost generatorul Hall. El a apărut în tehnică imediat după anul 1950, în principal ca urmare a cercetărilor întreprinse în legătură cu efectele galvanomagnetice și a progresului realizat în tehnologia de obținere a unor materiale semiconductoare performante. Generatorul Hall are importante și binecunoscute aplicații tehnice mai ales în domeniul măsurărilor și automatizării, reflectate în literatura de specialitate din perioada 1950-1965, [15, 29, 47]. Independent de aceste aplicații de care nu ne ocupăm în lucrare, ca circuit cuadripolar generatorul Hall are o comportare de girator ce apare ca o proprietate intrinsecă, respectiv naturală, a acestuia și care a fost relevată în câteva din articolele apărute în acea perioadă [28, 49, 61, 95]. La vremea respectivă rezultatele semnalate privind această comportare a generatorului

Hall prezentau un interes teoretic deosebit, deoarece relevau un caz concret de circuit cuadripolar pasiv care este nerecipro, mai exact antirecipro, (giratorul Hall).

Un alt tip de cuadripol antirecipro a apărut în electronică după ani 1960-1965, perioadă în care a fost pusă la punct tehnologia de realizare a circuitelor electronice integrate, este giratorul cu amplificatoare operaționale, (AO). Este util să se menționeze că, în acest caz comportarea de girator nu se datorează unui efect fizic ca în cazul giratorului Hall, ci rezultă prin dimensionarea corespunzătoare a unei scheme electrice cuadripolare, care pe lângă elemente pasive de circuit (rezistoare), conține și amplificatoare operaționale, într-un anumit montaj [2, 3, 59, 91]. Performanțele ce se pot obține cu acest tip de girator pot fi deosebit de bune ca urmare a faptului că el se poate realiza ca să fie practic ideal, respectiv fără pierderi, ceea ce la giratorul Hall principial nu e posibil. De altfel, la scurt timp după ce a fost conceput, giratorul cu AO, cu sarcină pur capacitivă s-a și utilizat cu succes pentru simularea unor inductivități cu factor de calitate ridicat [44, 91, 102]. Această aplicație tehnică importantă se bazează pe proprietatea giratoarelor de inversare a impedanțelor. Bibliografia referitoare la giratorul cu AO corespunde perioadei care începe aproximativ cu anul 1965 și se continuă până în prezent. Dintre articolele recente, în care se poate urmări folosirea giratoarelor cu AO pentru simularea unor inductivități în diferite scopuri de cercetare, se pot menționa lucrările [14, 17, 33, 84]. De asemenea, există preocupări mai recente pentru utilizarea noțiunii de girator la analiza unor convertoare, de tip dublă punte, [22, 40, 41, 67].

Din această scurtă prezentare se poate desprinde observația că, cele două tipuri de giratoare menționate, de fapt au apărut și s-au dezvoltat independent în cadrul unor specialități diferite. După cunoștința autorului, în literatură nu au existat preocupări pentru tratarea unitară a unor probleme teoretice de bază, comune celor două tipuri de giratoare, deși ambele tipuri se caracterizează prin faptul că analiza lor se face în cadrul teoriei cuadripolului electric, ceea ce este un element de studiu comun al lor. În acest context se poate menționa de exemplu că dispozitivul cu ferite pe bază de efect Faraday, din domeniul frecvențelor înalte (microunde), deși este pasiv și nerecipro ca și generatorul Hall, iese din domeniul de interes al lucrării, el studiindu-se în cadrul teoriei câmpului electromagnetic [27, 42, 60, 66]. Se mai poate face observația că, în domeniile caracteristice de frecvență în care cele două tipuri de giratoare analizate funcționează, comportarea lor ca elemente de circuit este rezistivă, de unde și interesul în teză pentru analiza circuitelor antireciproce, cu caracter rezistiv.

Ținând seama de situația prezentată, un obiectiv principal urmărit în teza de doctorat este de a contribui la elaborarea unui cadru teoretic pentru analiza unitară a circuitelor cuadripolare

antireciproce, analiză care se face mai mult pe baza electrotehnicii teoretice, respectiv a teoriei cuadripolului electric și nu din punct de vedere strict al unei specialități. Mai trebuie precizat că, analiza din teză se va face în condiții de studiu mai generale decât se face obișnuit în literatură. În afară de relevarea unor probleme și caracteristici comune giratoarelor, indiferent de tip și compararea lor cu cele ale cuadripolilor reciproci, în teză sunt prezentate și deosebirile dintre giratorul Hall și giratorul cu AO, o analiză comparativă de asemenea ne întâlnită de autor în literatură.

Teza cuprinde atât probleme și aspecte teoretice cât și probleme cu caracter aplicativ. O preocupare importantă a fost și relevarea dependenței expresiilor unor mărimi de regula de asociere a sensurilor de referință pentru curenții și tensiunile la bornele structurii cuadripolare [62]. Atunci când în studiul din teză nu se va specifica regula de asociere aplicată se va înțelege că se aplică regula de la receptoare la ambele perechi de borne, această regulă apreciindu-se de autor că e cea mai potrivită în analiza circuitelor cuadripolare antireciproce. În studiul întreprins, circuitele cuadripolare analizate sunt presupuse liniare și într-un regim de funcționare permanent sinusoidal, ipoteze ce corespund cazurilor obișnuite din practică.

Pentru a evidenția principalele probleme abordate în teza de doctorat, probleme în legătură cu care de altfel sunt și contribuții mai importante ale autorului, se va face o scurtă trecere în revistă a conținutului capitolelor. Astfel, în capitolul întâi se prezintă unele noțiuni și rezultate teoretice de bază caracteristice circuitelor cuadripolare antireciproce, cum sunt: condiția de antireciprocitate; noțiunile de girator ideal și girator cu pierderi; impedanța echivalentă de intrare a cuadripolilor antireciproci; introducerea și aplicarea avantajoasă în studiu a unui sistem neconvențional de parametri cuadripolari, ș.a. În capitolul doi sunt prezentate tipurile de cuadripoli antireciproci analizați în lucrare cu caracteristicile lor și anume giratorul Hall și giratorul cu amplificatoare operaționale. Capitolul mai cuprinde și o analiză comparativă a celor două tipuri de giratoare, pe care autorul nu a găsit-o prezentată în literatură. Capitolul al treilea e consacrat principalelor scheme cuadripolare echivalente ale giratoarelor, caracterizate și prin faptul că ele conțin surse comandate ce țin seama de antireciprocitatea acestor circuite. Pe baza lor se fac bilanțuri utile de puteri active și reactive. Capitolul al patrulea cuprinde unele aspecte aplicative ale cuadripolilor antireciproci, care se referă în principal la posibilitatea de simulare a unor inductivități și la realizarea unor circuite cuadripolare unidirecționale. În capitolul al cincilea sunt prezentate diferite verificări ale unor rezultate obținute în lucrare. Se fac atât determinări experimentale cât și verificări prin simulare pe calculator cu ajutorul programului

PSpice. În ultimul capitol sunt menționate principalele concluzii finale și de asemenea, sunt prezentate cele mai importante contribuții originale ale autorului.

*

În mod deosebit țin să mulțumesc conducătorului meu științific, prof. dr. doc. CONSTANTIN ȘORA, pentru permanenta îndrumare profesională, coordonarea științifică și orientarea mea în problematica circuitelor cuadripolare antireciproce, ceea ce a făcut posibilă și elaborarea acestei teze de doctorat.

De asemenea, adresez respectuoase mulțumiri cadrelor didactice din catedra de Electrotehnică a Universității "Politehnice" Timișoara și personal domnului șef de catedră prof. dr. ing. DUMITRU DABA, catedră în cadrul căreia am avut onoarea de am fi desfășurat activitatea la doctorat și unde am găsit multă înțelegere și solitudine. Domnului prof. dr. ing. ȘTEFAN HĂRĂGUȘ din această catedră îi mulțumesc cu recunoștință pentru diversele sfaturi utile pe care mi le-a dat.

În cursul elaborării și redactării tezei am primit sprijinul conducerii Universității din Oradea prin asigurarea condițiilor optime de muncă. Țin să mulțumesc domnului rector prof. dr. ing. TEODOR MAGHIAR și domnului decan prof. dr. ing. TEODOR LEUCA pentru aceasta.

Nu în ultimul rând doresc să mulțumesc familiei mele pentru înțelegere și sprijin moral în întreaga perioadă a activității mele la doctorat.

CAPITOLUL 1.

UNELE NOȚIUNI DE BAZĂ LA ANALIZA CUADRIPOLILOR ANTIRECIPROCI

1.1. Condiția de antireciprocitate

1.1.1. Condițiile de reciprocitate și antireciprocitate în funcție de parametrii cuadripolari

Condiția de antireciprocitate a unei structuri cuadripolare se analizează, de fapt, în comparație cu condiția de reciprocitate. Cuadripolul analizat se consideră în două situații diferite. În prima situație (fig. 1.1.a.), se presupune o sursă ideală de t.e.m. \underline{U}_e introdusă în latura corespunzătoare bornelor 11' ale cuadripolului, care stabilește curentul \underline{I}_2 în latura de la bornele 22'. În cealaltă situație (fig. 1.1.b.), aceeași sursă se presupune că acționează acum în latura de la bornele 22', curentul stabilit în latura de la bornele 11' fiind \underline{I}'_1 .

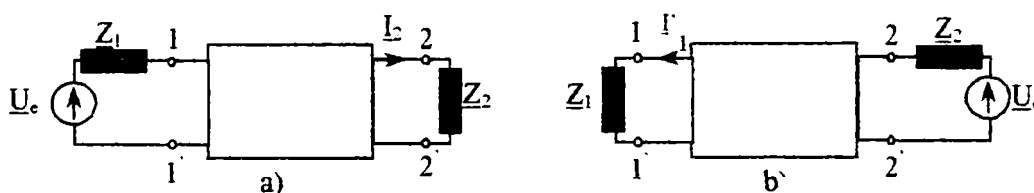


Fig. 1.1 Explicativă privind reciprocitatea și antireciprocitatea unui cuadripol

$$\text{Dacă } \frac{\underline{I}'_1}{\underline{I}_2} = 1 \tag{1.1}$$

cuadripolul este reciproc, iar în caz contrar el este nereciproci [5]. Un caz particular de nereciprocitate corespunde relației :

$$\frac{I_1'}{I_2} = -1 \quad (1.2)$$

iar cuadripolii care satisfac această condiție se pot numi cuadripoli antireciproci, sau giratoare [63, 73].

Pentru exprimarea condiției de reciprocitate și antireciprocitate în funcție de parametrii cuadripolari, trebuie să se prezinte de la început regula de asociere a sensurilor de referință adoptată pentru curenți și tensiuni la bornele cuadripolului. Se aplică fie regula de asociere a sensurilor de referință de la receptoare la bornele 11' și regula de la generatoare la bornele de ieșire 22', fie se aplică regula de la receptoare la ambele perechi de borne [62].

Referindu-ne la parametrii cuadripolari care intervin în matricea de lanț [A], pentru relația dintre I_2 și I_1' se obține expresia [24, 73] :

$$\frac{I_1'}{I_2} = \det[A] \quad (1.3)$$

dacă se adoptă regula de la receptoare la poarta 11' și regula de la generatoare la poarta 22' (denumită convențional și regula de asociere I). Raportul I_1' / I_2 va fi:

$$\frac{I_1'}{I_2} = -\det[A] \quad (1.4)$$

dacă se adoptă regula de la receptoare la ambele porți, (denumită convențional regula II). În relațiile (1.3) și (1.4), $\det[A]$ este determinantul matricii de lanț.

Comparând condiția de reciprocitate în formă generală (1.1) cu relația (1.3), respectiv (1.4), rezultă condiția de reciprocitate a unui cuadripol în funcție de parametrii A sub forma:

$$\det[A] = \pm 1 \quad (1.5)$$

cu semnul plus dacă se aplică regula de asociere I a sensurilor de referință, și cu semnul minus dacă se aplică regula II.

În mod analog, dacă ne referim la condiția de antireciprocitate (1.2), în funcție de parametrii A, aceasta devine:

$$\det[A] = \mp 1 \quad (1.6)$$

cu semnul minus dacă se aplică regula I și cu semnul plus dacă se aplică regula II.

Ținând seama de relațiile de legătură dintre parametrii cuadripolari ai diferitelor sisteme de parametri [24, 73]:

$$\det[A] = -\frac{Y_{12}}{Y_{21}} = -\frac{Z_{12}}{Z_{21}} = \frac{H_{12}}{H_{21}} = \frac{F_{12}}{F_{21}} \quad (1.7)$$

rezultă expresiile condițiilor de reciprocitate și antireciprocitate în funcție de diferite sisteme de parametri, scrise într-o formă generală și care sunt trecute în tabelele 1.1 și 1.2.

Tabelul 1.1

Condiția de reciprocitate			
Regula I receptor-generator	Regula II receptor-receptor	Semnificația fizică	Cuadripol
$\det[A]=1$	$\det[A]=-1$		RECIPROC
$\underline{Y}_{21} = -\underline{Y}_{12}$	$\underline{Y}_{21} = \underline{Y}_{12}$	$(\underline{Y}_{ik})_1 = (\underline{Y}_{ik})_2$	
$\underline{Z}_{21} = -\underline{Z}_{12}$	$\underline{Z}_{21} = \underline{Z}_{12}$	$(\underline{Z}_{io})_1 = (\underline{Z}_{io})_2$	
$\underline{H}_{21} = \underline{H}_{12}$	$\underline{H}_{21} = -\underline{H}_{12}$	$(\underline{k}_{ik})_1 = (\underline{k}_{uo})_2$	
$\underline{F}_{21} = \underline{F}_{12}$	$\underline{F}_{21} = -\underline{F}_{12}$	$(\underline{k}_{uo})_1 = (\underline{k}_{ik})_2$	

Tabelul 1.2

Condiția de antireciprocitate			
Regula I receptor-generator	Regula II receptor-receptor	Semnificația fizică	Cuadripol
$\det[A]=-1$	$\det[A]=1$		ANTIRECIPROC sau GIRATOR
$\underline{Y}_{21} = \underline{Y}_{12}$	$\underline{Y}_{21} = -\underline{Y}_{12}$	$(\underline{Y}_{ik})_1 = -(\underline{Y}_{ik})_2$	
$\underline{Z}_{21} = \underline{Z}_{12}$	$\underline{Z}_{21} = -\underline{Z}_{12}$	$(\underline{Z}_{io})_1 = -(\underline{Z}_{io})_2$	
$\underline{H}_{21} = -\underline{H}_{12}$	$\underline{H}_{21} = \underline{H}_{12}$	$(\underline{k}_{ik})_1 = -(\underline{k}_{uo})_2$	
$\underline{F}_{21} = -\underline{F}_{12}$	$\underline{F}_{21} = \underline{F}_{12}$	$(\underline{k}_{uo})_1 = -(\underline{k}_{ik})_2$	

Analizând comparativ rezultatele din tabelele 1.1 și 1.2 se pot desprinde câteva precizări:

- În adevăr, la scrierea condițiilor de reciprocitate și antireciprocitate este necesar să fie specificată regula de asociere a sensurilor de referință adoptată. Fără o astfel de precizare, nu rezultă dacă expresiile respective corespund unui cuadripol reciproc sau unui girator. De

exemplu, condițiile de reciprocitate când se aplică regula I (tabelul 1.1, col 1) coincid cu condițiile de antireciprocitate când se aplică regula II (tabelul 1.2, col 2). Se mai observă că, numai dacă aceste condiții se exprimă în funcție de semnificațiile fizice ale parametrilor cuadripolari (tabelul 1.1 și tabelul 1.2, col 3) cele două condiții sunt independente de regula adoptată pentru asocierea sensurilor de referință la cele două porți ale cuadripolului.

- Dacă la un cuadripol reciproc (tabelul 1.1), există o singură admitanță de transfer în scurtcircuit $(\underline{Y}_{tk})_1 = (\underline{Y}_{tk})_2$, o singură impedanță de transfer în gol $(\underline{Z}_{t0})_1 = (\underline{Z}_{t0})_2$, iar raportul de transformare al tensiunilor în gol, cu alimentare pe la o pereche de bornele cuadripolului, este egal cu raportul curenților de scurtcircuit cu alimentare pe la cealaltă pereche de borne, adică $(\underline{k}_{u0})_1 = (\underline{k}_{tk})_2$ și $(\underline{k}_{u0})_2 = (\underline{k}_{tk})_1$, în cazul unui cuadripol antireciprocal în condițiile de antireciprocitate intervin aceleași mărimi ca valori numerice, dar de semn schimbat (tabelul 1.2).

- Ținând seama de condiția de antireciprocitate, un cuadripol antireciprocal este caracterizat printr-un număr de parametri independenți ca și un cuadripol reciproc.

- Se mai poate remarca faptul că parametrii care intervin în condițiile de reciprocitate și antireciprocitate sunt determinați de mărimi de pe o parte și de cealaltă a cuadripolului, cum sunt de exemplu admitanțele de transfer în scurtcircuit $(\underline{Y}_{tk})_1$ și $(\underline{Y}_{tk})_2$ sau impedanțele de transfer în gol $(\underline{Z}_{t0})_1$ și $(\underline{Z}_{t0})_2$. Cu alte cuvinte, pe lângă cunoașterea valorilor numerice ale parametrilor respectivi, trebuie determinat și defazajul dintre ele, ceea ce nu întotdeauna este foarte simplu.

- Se știe că, în mod obișnuit cuadripolii pasivi sunt reciproci, existând însă și unele excepții, iar cuadripolii activi sunt nereciproci. În ceea ce privește cuadripolii antireciproci ei pot să fie cuadripoli pasivi, cum este de exemplu giratorul pe bază de efect Hall sau ei pot să conțină în schema lor cuadripolară elemente active, cum este giratorul cu amplificatoare operaționale (AO). În timp ce la generatorul Hall, care este un circuit în mod evident pasiv, comportarea ca girator apare în mod natural, ca urmare a efectului Hall ce se manifestă în placa semiconductoră a acestuia, la giratorul cu AO această comportare rezultă numai prin dimensionarea corespunzătoare în acest scop a schemei lui cuadripolară, care în esență conține pe lângă elemente de circuit pasive și AO într-un montaj adecvat.

- Pentru studiu, este important să se precizeze chiar de la început că, acești cuadripoli antireciproci care se analizează în lucrare au un caracter rezistiv în domeniul lor de funcționare. Astfel, se știe că giratorul Hall are caracter rezistiv până la frecvențe din domeniul microundelor [13, 71, 99], iar giratorul cu AO în formă uzuală se poate considera rezistiv până la frecvențe de

câteva zeci de kHz [50], cu precizarea că circuitele integrate din generație mai nouă sunt mult mai performante din acest punct de vedere. Ca urmare, în studiul giratoarelor, în locul parametrilor cuadripolari impedanța și admitanța, se vor introduce parametrii cuadripolari rezistență, respectiv conductanță.

1.1.2. Parametrii introduși prin alimentarea cuadripolului pe la ambele capete, în condiții particulare

În acest paragraf se analizează condițiile de reciprocitate și antireciprocitate în funcție de un sistem de parametri cuadripolari mai puțin convențional, relevându-se faptul că utilizarea acestor parametri poate fi avantajoasă.

Parametrii la care ne referim sunt admitanțele echivalente care rezultă la cele două perechi de borne, atunci când cuadripolul analizat este presupus alimentat simultan pe la ambele capete cu tensiuni egale, o dată în fază și apoi în opoziție [72, 86]. Bineînțeles că, cele două regimuri particulare de alimentare au o valoare relativă unul față de celălalt. Autorul tezei a promovat aplicarea acestui sistem de parametrii cuadripolari, atât la giratorul Hall cât și la giratorul cu AO. Parametrii respectivi se pot calcula sau dacă cuadripolul este realizat se pot determina relativ simplu pe cale experimentală. Folosirea acestui sistem de parametri poate fi avantajoasă pentru punerea în evidență, în mod simplu și intuitiv, a deosebirii dintre un cuadripol reciproc și un cuadripol antireciproc. Din punct de vedere al determinării lor experimentale, acești parametri reprezintă admitanțe dipolare și se determină mai simplu decât parametrii de transfer.

Plecând de la ecuațiile cuadripolului în care apar parametrii admitanță Y și notând cu $\underline{k}_u = \underline{U}_2 / \underline{U}_1 = k_u e^{j\alpha}$ raportul complex al tensiunilor de alimentare la bornele 11 și 22, se obțin expresiile admitanțelor \underline{Y}_1 și \underline{Y}_2 la cele două capete. Dacă se aplică regula de la receptoare la poarta 11' și regula de la generatoare la poarta 22', aceste expresii sunt:

$$\begin{aligned} \underline{Y}_1 &= Y_{11} + Y_{12} \underline{k}_u \\ \underline{Y}_2 &= -\frac{Y_{21}}{\underline{k}_u} - Y_{22}. \end{aligned} \tag{1.8}$$

Condițiile de alimentare considerate fiind $\underline{k}_u = \pm 1$ și notând cu $(Y_1)_1$ și $(Y_2)_1$ admitanțele echivalente la cele două capete pentru $\underline{k}_u = 1, (k_u = 1, \alpha = 0)$, adică tensiuni egale și în fază și cu

$(Y_1)_{-1}$ și $(Y_2)_{-1}$ admitanțele echivalente la cele două capete pentru $\underline{k}_u = -1$, ($k_u = 1, \alpha = \pi$), adică tensiuni egale și în opoziție, din relațiile (1.8) se obțin expresiile acestor parametri în funcție de elementele matricei admitanță:

$$(Y_1)_1 = Y_{11} + Y_{12} \qquad (Y_1)_{-1} = Y_{11} - Y_{12} \qquad (1.9)$$

$$(Y_2)_1 = -Y_{21} - Y_{22} \qquad (Y_2)_{-1} = Y_{21} - Y_{22}. \qquad (1.9')$$

În funcție de acești parametri, matricea admitanță este:

$$\|Y\| = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} (Y_1)_{-1} + (Y_1)_1 & -(Y_1)_{-1} + (Y_1)_1 \\ (Y_2)_{-1} - (Y_2)_1 & -(Y_2)_{-1} - (Y_2)_1 \end{vmatrix} \qquad (1.10)$$

Ținând seama de expresia condiției de reciprocitate în funcție de parametri Y , ($Y_{21} = -Y_{12}$), rezultă condiția de reciprocitate în funcție de parametri $(Y_1)_1$, $(Y_2)_1$, $(Y_1)_{-1}$, $(Y_2)_{-1}$:

$$(Y_1)_{-1} - (Y_1)_1 = (Y_2)_{-1} - (Y_2)_1 \qquad (1.11)$$

și de asemenea, condiția de antireciprocitate ($Y_{21} = Y_{12}$), sub forma:

$$(Y_1)_1 - (Y_1)_{-1} = (Y_2)_{-1} - (Y_2)_1 \qquad (1.12)$$

Dacă se aplică acum regula de la receptoare la ambele porți, pentru cele două admitanțe echivalente \underline{Y}_1 și \underline{Y}_2 de la perechile de borne 11 și 22, în funcție de raportul \underline{k}_u dintre tensiunile aplicate la borne, se obțin expresiile:

$$\begin{aligned} \underline{Y}_1 &= Y_{11} + Y_{12} \underline{k}_u \\ \underline{Y}_2 &= \frac{Y_{21}}{\underline{k}_u} + Y_{22}. \end{aligned} \qquad (1.13)$$

rezultând pentru $\underline{k}_u = 1$, și $\underline{k}_u = -1$, parametri:

$$\begin{aligned} (Y_1)_1 &= Y_{11} + Y_{12} & (Y_1)_{-1} &= Y_{11} - Y_{12} \\ (Y_2)_1 &= Y_{21} + Y_{22} & (Y_2)_{-1} &= -Y_{21} + Y_{22}. \end{aligned} \qquad (1.14)$$

astfel că matricea admitanță în acest caz are expresia:

$$\|Y\| = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} (Y_1)_{-1} + (Y_1)_1 & (Y_1)_1 - (Y_1)_{-1} \\ (Y_2)_1 - (Y_2)_{-1} & (Y_2)_1 + (Y_2)_{-1} \end{vmatrix} \qquad (1.15)$$

Dacă se aplică această regulă, condiția de reciprocitate în funcție de parametri admitanță este $Y_{21} = Y_{12}$, iar în funcție de noii parametri considerați această condiție va fi :

$$(Y_1)_1 - (Y_1)_{-1} = (Y_2)_1 - (Y_2)_{-1} \qquad (1.16)$$

iar condiția de antireciprocitate $Y_{21} = -Y_{12}$ devine:

$$(Y_1)_1 - (Y_1)_{-1} = (Y_2)_{-1} - (Y_2)_1 \qquad (1.17)$$

Se poate observa că, folosind parametrii $(Y_1)_1$, $(Y_2)_1$, $(Y_1)_{-1}$ și $(Y_2)_{-1}$ care de altfel au semnificații fizice concrete, condițiile de reciprocitate (1.11, 1.16) și de antireciprocitate (1.12, 1.17) corespund ca expresii, indiferent de regula de asociere a sensurilor de referință aplicată.

Ținând seama de caracterul rezistiv al cuadripolilor antireciproci considerați, în loc de admitanțe se poate vorbi de conductanțe, astfel că sistemul de parametri analizat devine $(G_1)_1$, $(G_2)_1$, $(G_1)_{-1}$ și $(G_2)_{-1}$. Considerând un cuadripol antireciprocal, să reprezentăm, într-un plan complex, locurile geometrice ale admitanțelor echivalente \underline{Y}_1 și \underline{Y}_2 (rel.1.13) la cele două porți, pentru tensiuni de alimentare egale $k_u=1$, în funcție de defazajul α dintre ele. Aceste locuri geometrice sunt cercuri (fig. 1.2), având centrele pe axa reală a planului complex, distanțele centrelor față de originea axelor fiind egale cu conductanțele proprii de scurtcircuit G_{11} , respectiv G_{22} . Se poate observa că razele acestor cercuri sunt egale tocmai cu conductanțele în scurtcircuit, G_{12} respectiv G_{21} . În fig. 1.2 s-a considerat cazul când conductanțele de transfer în scurtcircuit sunt egale ca valoare numerică, $|G_{12}| = |G_{21}|$ și de asemenea, s-a presupus că conductanțele proprii de scurtcircuit G_{11} și G_{22} sunt mai mari decât conductanțele de transfer în scurtcircuit, așa cum de exemplu este cazul la giratorul Hall. Trebuie precizat că la giratoarele cu amplificatoare operaționale situația este alta, conductanțele proprii de scurtcircuit putând să fie cu totul neglijabile în raport cu conductanțele de transfer în scurtcircuit.

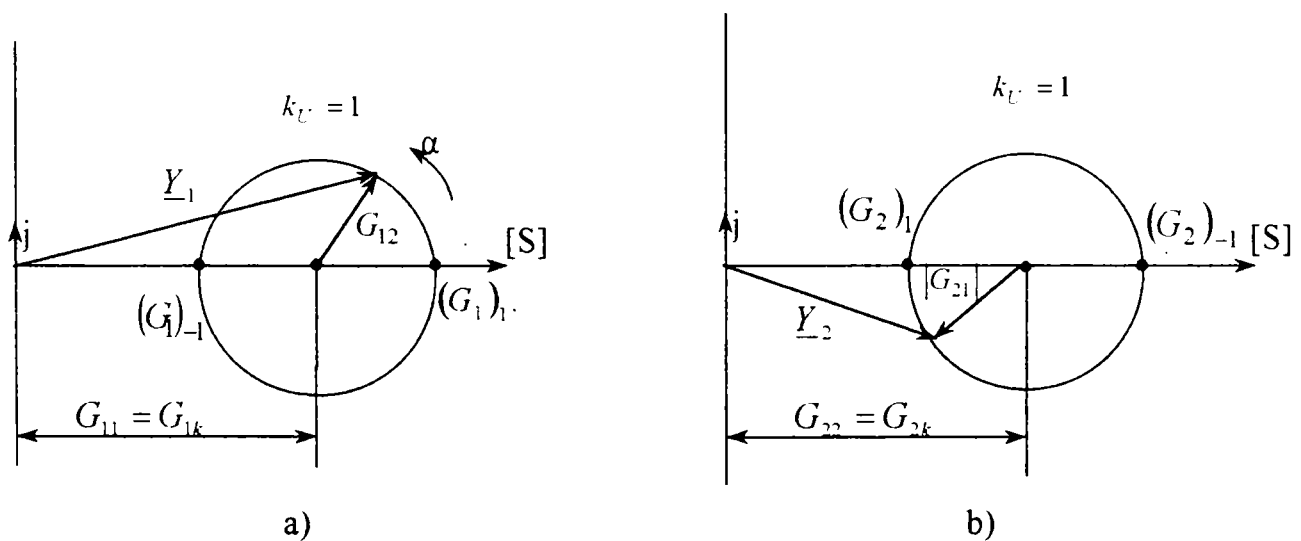


Fig.1.2 Locurile geometrice ale admitanțelor echivalente \underline{Y}_1 și \underline{Y}_2 la cele două porți ale unui cuadripol antireciprocal alimentat pe la ambele capete, cu $|G_{12}| = |G_{21}|$, pentru $k_u = 1$

În aceste reprezentări grafice (fig.1.2), parametrii $(G_1)_1$, $(G_2)_1$, $(G_1)_{-1}$, $(G_2)_{-1}$ corespund unor puncte extreme care se găsesc la intersecția cercurilor respective cu axele reale. Toți acești

parametri au valori pozitive (cazul giratorului Hall). Caracteristic unui girator este faptul că parametrii de la cele două perechi de borne, corespunzătoare aceluiași regim de alimentare ($k_u = 1$ sau $k_u = -1$), au valori extreme opuse. Astfel, pentru cazul din fig. 1.2 (giratorul Hall), dacă, $(G_1)_1 > (G_1)_{-1}$, atunci $(G_2)_1 < (G_2)_{-1}$. Bineînțeles, că acești parametri satisfac condiția de antireciprocitate (rel.1.17).

În cazul unui cuadripol reciproc, considerat tot rezistiv pentru simplitatea comparației cu locurile geometrice ale giratorului, sunt trasate în fig.1.3 locurile geometrice ale admitanțelor echivalente \underline{Y}_1 și \underline{Y}_2 pentru $k_u = 1$. Se observă că în acest caz, parametrii de la cele două perechi de borne, corespunzătoare aceluiași regim de alimentare, au valori extreme de același sens. De exemplu, dacă $(G_1)_1 > (G_1)_{-1}$ atunci și $(G_2)_1 > (G_2)_{-1}$.

Se vede că, utilizând acest sistem de parametri, rezultă un criteriu simplu de a face deosebirea dintre un cuadripol reciproc și unul antireciproci, doar pe baza comparării unor module. Până acum s-au considerat cuadripoli antireciproci la care valorile numerice ale

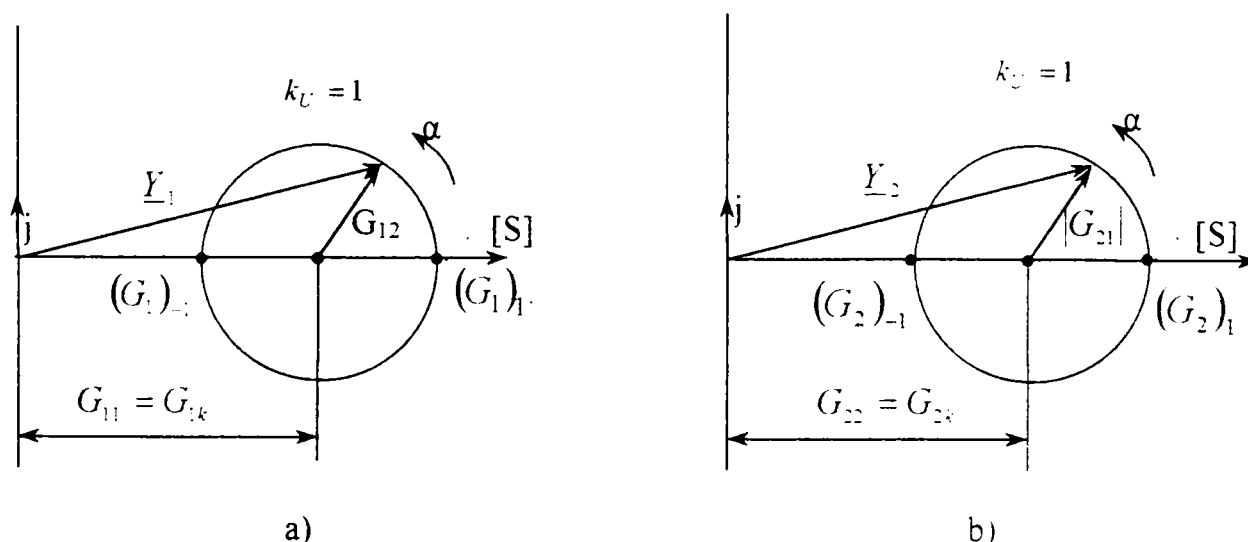


Fig.1.3 Locurile geometrice ale admitanțelor echivalente \underline{Y}_1 și \underline{Y}_2 la cele două porți ale unui cuadripol reciproc alimentat pe la ambele capete, cu $|G_{12}| = |G_{21}|$, pentru $k_u = 1$

parametrilor de transfer sunt egale ($|G_{12}| = |G_{21}|$). În cazul giratoarelor cu AO este posibil ca $|G_{12}| \neq |G_{21}|$, ceea ce va însemna că și cercurile loc geometric vor avea diametre diferite. interpretările rămânând evident aceleași. Dacă conductanțele de transfer nu sunt egale, condiția de antireciprocitate devine:

$$(G_1)_1 - (G_1)_{-1} = [(G_2)_{-1} - (G_2)_1] \frac{|G_{12}|}{|G_{21}|} \quad (1.18)$$

1.2. Giratorul ideal și giratorul cu pierderi

Giratorul ideal introdus în teoria circuitelor electrice de B.D.Tellegen se referă la o structură cuadripolară ipotetică antireciprocă, fără pierderi. În fig. 1.4 a. s-a reprezentat simbolul grafic folosit de B.D.Tellegen pentru giratorul ideal, figură în care se arată și sensurile de referință adoptate în lucrare pentru curenți și tensiuni la borne. În fig. 1.4b. se arată și o altă reprezentare grafică a giratorului ideal, care relevă “nereciprocitatea de fază “ ce intervine, de fapt, la un cuadripol antireciproc.

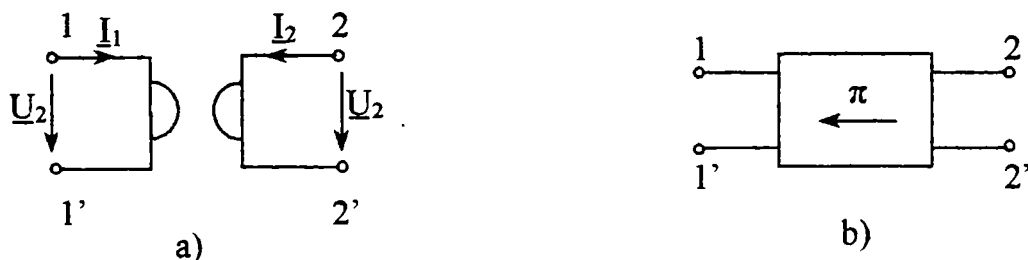


Fig. 1.4 Simboluri grafice pentru un circuit cuadripolar antireciproc

În ecuațiile unui girator ideal, intervin numai parametrii cuadripolari de transfer. Considerând un regim armonic de alimentare, ecuațiile giratorului ideal sunt:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_{12} \underline{I}_2 & \text{sau} & & \underline{I}_1 &= G_{12} \underline{U}_2 \\ \underline{U}_2 &= R_{21} \underline{I}_1 & & & \underline{I}_2 &= G_{21} \underline{U}_1 \end{aligned} \quad (1.19)$$

în care: $R_{12} = (U_1 / I_2)_{I_1=0} = (R_w)_2$ este rezistența de transfer a cuadripolului în gol, cu alimentare pe la bornele 22'; $R_{21} = (U_2 / I_1)_{I_2=0} = (R_w)_1$ este rezistența de transfer a cuadripolului în gol cu alimentare la bornele 11'; $G_{12} = (I_1 / U_2)_{U_1=0} = (G_k)_2$ este conductanța de transfer a cuadripolului în scurtcircuit, cu alimentare la bornele 22'; $G_{21} = (I_2 / U_1)_{U_2=0} = (G_k)_1$ este conductanța de transfer a cuadripolului în scurtcircuit, cu alimentare la bornele 11'.

Caracteristic la un girator este faptul că rezistențele de transfer în gol, respectiv conductanțele de transfer în scurtcircuit, (rel.1.19) sunt întotdeauna de semne contrare, adică:

$$R_{12} R_{21} < 0 \quad \text{respectiv} \quad G_{12} G_{21} < 0 \quad (1.20)$$

În ceea ce privește valorile numerice ale parametrilor cuadripolari de transfer, în mod obișnuit acestea se consideră egale. Într-un astfel de caz, ca valoare numerică există o singură rezistență de transfer în gol, numită rezistență de girație R_g , ($|R_{12}| = |R_{21}| = R_g$) și o singură

conductanță de transfer de scurtcircuit G_g , ($|G_{12}| = |G_{21}| = G_g$) numită conductanță de girație.

Ecuțiile giratorului în acest caz sunt:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_g \underline{I}_2 & \text{și} & & \underline{I}_1 &= -G_g \underline{U}_2 \\ \underline{U}_2 &= -R_g \underline{I}_1 & & & \underline{I}_2 &= G_g \underline{U}_1 \end{aligned} \quad (1.21)$$

Parametrii cuadripolari de transfer pot fi însă și de valori diferite, ceea ce asigură un cadru mai general de analiză urmărit în măsura posibilităților și în lucrare.

Așa cum s-a menționat, cei doi parametri de transfer sunt de semne contrare. Presupunând, de exemplu, că $R_{12} > 0$, rezultă $R_{21} = -|R_{21}| < 0$, iar ecuațiile giratorului ideal se pot scrie sub forma:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_{12} \underline{I}_2 \\ \underline{I}_1 &= \frac{\underline{U}_2}{R_{21}} = -\frac{\underline{U}_2}{|R_{21}|} \end{aligned} \quad (1.22)$$

Matricea de lanț corespunzătoare se scrie astfel:

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & R_{12} \\ \frac{-1}{|R_{21}|} & 0 \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

Dacă se notează cu \underline{Z}_s impedanța de sarcină conectată la bornele 22' ale giratorului, din relațiile (1.22) rezultă impedanța echivalentă de intrare:

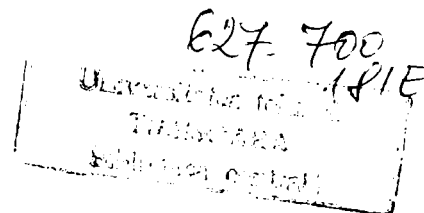
$$\underline{Z}_{e1} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} = \frac{|R_{12} R_{21}|}{\underline{Z}_s} = |R_{12} R_{21}| \underline{Y}_s \quad (1.24)$$

în care s-a ținut seama că pentru regula de asociere de la receptoare la ambele porți, $\underline{Z}_s = -\underline{U}_2 / \underline{I}_2$.

În cazul în care parametrii cuadripolari de transfer sunt egali ca valori numerice, expresia impedanței echivalente de intrare este:

$$\underline{Z}_{e1} = R_g^2 \frac{1}{\underline{Z}_s} \quad (1.25)$$

Această expresie a impedanței echivalente de intrare (rel. 1.24, 1.25), evidențiază în mod simplu proprietatea unui girator de inversare a impedanțelor. Este o proprietate caracteristică a giratoarelor, care are importante aplicații tehnice. Dacă, de exemplu, sarcina este reprezentată de un condensator, de capacitate C, impedanța echivalentă de intrare corespunde unei inductivități și invers. Astfel, dacă $\underline{Z}_s = 1/j\omega C$, inductivitatea simulată de un astfel de girator ideal



caracterizat prin rezistența de girație R_g are expresia $L = R_g^2 C$, iar dacă rezistențele cuadripolare de transfer nu sunt egale, rezultă $L = |R_{12}R_{21}|C$.

În legătură cu relația 1.24, se mai poate spune că, un girator are impedența echivalentă de intrare proporțională cu admitanța sarcinii, \underline{Y}_S . Dacă ne referim la ecuațiile giratorului în funcție de parametrii conductanță, în mod analog se obține:

$$\underline{Z}_{el} = \frac{1}{|G_{12}G_{21}|} \underline{Z}_S \quad (1.26)$$

Din comparația relațiilor (1.24), (1.26) mai rezultă :

$$|R_{12}R_{21}| = \frac{1}{|G_{12}G_{21}|} \quad (1.27)$$

relație care este valabilă însă numai pentru giratorul ideal. Dacă giratorul nu este ideal, relația de legătură între parametrii de transfer în gol și parametrii de transfer în scurtcircuit este mult mai complicată (rel.1.45).

Se poate menționa în acest context faptul cunoscut că inversarea impedențelor se obține și în cazul unei linii electrice, cu o lungime de un sfert lungime de undă [34, 80]. Spre deosebire, de această posibilitate, inversarea impedențelor cu ajutorul unui girator are avantajul de a fi practic independentă de frecvență.

Ca urmare a proprietății de inversare a impedențelor pe care o are un girator, în literatură, giratorul se mai numește și invertor de impedanță [30, 55]. În aceste lucrări, impedența echivalentă de intrare a unui invertor de impedanță este definită prin relația:

$$\underline{Z}_{el} = M \frac{1}{\underline{Z}_S} \quad (1.28)$$

în care $M = A_{12}/A_{21}$ iar A_{12} și A_{21} sunt elementele după diagonala secundară a matricei de lanț a giratorului ideal. Ținând seama de matricea lanț a giratorului ideal (rel.1.23) și înlocuind raportul M în relația (1.28) se obține aceeași expresie a impedenței echivalente de intrare stabilită anterior (rel.1.24).

Schema cuadripolară echivalentă a unui girator ideal, în concordanță cu ecuațiile cuadripolare ale acestuia (rel.1.19) conține două surse de curent comandate în tensiune, așa cum se arată în fig. 1.5. Alte informații despre scheme cuadripolare echivalente ale giratoarelor se vor prezenta în capitolul 3.

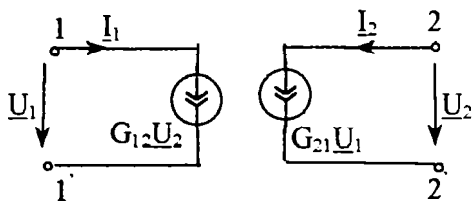


Fig. 1.5 Schemă cuadripolară echivalentă a giratorului ideal

Referindu-ne la giratorul ideal analizat în lucrare, se menționează că, principial nu se poate realiza girator pe bază de efect Hall, care să fie ideal, din cauza pierderilor foarte mari ce intervin în plăcile semiconductoare Hall. În schimb se poate realiza

girator ideal cu AO și aceasta, prin simpla dimensionare (alegere) corespunzătoare a rezistențelor din schema giratorului. Precizări suplimentare privind giratoarele ideale cu AO vor fi făcute în capitolul respectiv.

Dacă parametrii cuadripolari ai giratorului definiți pentru fiecare din cele două porți în regimuri particulare de gol și scurtcircuit nu sunt nuli, giratorul nu este ideal, respectiv se spune că este cu pierderi. Referindu-ne la parametrii cuadripolari rezistență și conductanță, ecuațiile unui girator cu pierderi se pot scrie:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_{11} \underline{I}_1 + R_{12} \underline{I}_2 & \text{și} & & \underline{I}_1 &= G_{11} \underline{U}_1 + G_{12} \underline{U}_2 \\ \underline{U}_2 &= R_{21} \underline{I}_1 + R_{22} \underline{I}_2 & & & \underline{I}_2 &= G_{21} \underline{U}_1 + G_{22} \underline{U}_2 \end{aligned} \quad (1.29)$$

căroră le corespund matricea rezistență sau conductanță:

$$[R] = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} \quad \text{și} \quad [G] = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

Se vede că dacă giratorul nu este ideal, în afară de parametrii cuadripolari de transfer (R_{12} ; R_{21} ; G_{12} ; G_{21}) în ecuații intervin și parametrii cuadripolari R_{11} , R_{22} , G_{11} , G_{22} pe care i-am putea numi și parametrii proprii definiți la cele două porți, pentru ai deosebi de parametrii de transfer și prin terminologie.

Semnificația acestor parametri este următoarea: $R_{11} = \left(\underline{U}_1 / \underline{I}_1 \right)_{\underline{I}_2=0} = R_{10}$ și $R_{22} = \left(\underline{U}_2 / \underline{I}_2 \right)_{\underline{I}_1=0} = R_{20}$ sunt rezistențele în gol la cele două porți, giratorul fiind alimentat pe la bornele 11', respectiv 22'; $G_{11} = \left(\underline{I}_1 / \underline{U}_1 \right)_{\underline{U}_2=0} = G_{1k}$ și $G_{22} = \left(\underline{I}_2 / \underline{U}_2 \right)_{\underline{U}_1=0} = G_{2k}$ sunt conductanțele de scurtcircuit la cele două porți, giratorul fiind alimentat pe la bornele 11', respectiv 22'. Acești parametri sunt întotdeauna mărimi pozitive.

În cazul giratorului cu pierderi este de dorit ca parametrii cuadripolari de transfer să fie cât mai mari față de ceilalți parametri. Un parametru global, putem spune de calitate al giratorului, care se notează cu k și ține seama de toți parametrii cuadripolari este:

$$k = \frac{|R_{12}R_{21}|}{R_{11}R_{22}} = \frac{|G_{12}G_{21}|}{G_{11}G_{22}} \quad (1.31)$$

În teoria cuadripolului se poate arăta că parametrul global k are și următoarele semnificație [24, 72]:

$$k = \left(\frac{U_2}{U_1} \right)_{I_2=0} \cdot \left(\frac{U_1}{U_2} \right)_{I_1=0} \quad (1.32)$$

în care $(U_2/U_1)_{I_2=0}$ este raportul dintre tensiunea de la bornele 22' în gol ($I_2=0$) și tensiunea de alimentare U_1 , iar $(U_1/U_2)_{I_1=0}$ este raportul dintre tensiunea de la ieșire la bornele 11' în gol ($I_1=0$) și tensiunea aplicată bornelor 22'.

Ca ordin de mărime raportul k variază în limite foarte largi. Informativ, dacă la giratorul Hall, în construcție obișnuită, acest parametru global are valori subunitare, la giratorul cu AO el poate atinge de $k=10^2-10^6$. În legătură cu raportul k se mai poate menționa că el intervine și în alte expresii din studiul giratoarelor. Spre exemplu, expresia randamentului maxim al unui girator cu pierderi se poate exprima sub forma:

$$\eta_M = \frac{\sqrt{1+k} - 1}{\sqrt{1+k} + 1} \quad (1.33)$$

care este folosită concret în cazul generatorului Hall, care este un girator cu pierderi [34, 73].

1.3. Impedanțe echivalente de intrare ale cuadripolilor antireciproci

1.3.1. Expresii ale impedanțelor (admitanțelor) echivalente de intrare

Expresia impedanței echivalente de intrare a unui cuadripol cu alimentare pe la bornele 11', în funcție de parametri cuadripolari impedanță este [24, 73]:

$$\underline{Z}_{e1} = \frac{U_1}{I_1} = \underline{Z}_{11} + \frac{\underline{Z}_{12} \underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_S - \underline{Z}_{22}} = \underline{Z}_{10} + \frac{\underline{Z}_{12} \underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_S + \underline{Z}_{20}} \quad (1.34)$$

în care \underline{Z}_S este impedanța de sarcină.

Această expresie presupune aplicarea regulii de asociere a sensurilor de referință de la receptoare la bornele de intrare 11' și a regulii de la generatoare la bornele de ieșire 22'. Pentru admitanța echivalentă de intrare, în funcție de parametrii cuadripolari admitanță rezultă o expresie analoagă:

$$\underline{Y}_{e1} = \underline{Y}_{11} + \frac{\underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21}}{\underline{Y}_S - \underline{Y}_{22}} = \underline{Y}_{1k} + \frac{\underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21}}{\underline{Y}_S + \underline{Y}_{2k}} \quad (1.35)$$

în care $\underline{Y}_S = 1/\underline{Z}_S$.

Dacă se aplică regula de la receptoare la ambele perechi de borne, expresiile impedanței și admitanței echivalente sunt [50]:

$$\underline{Z}_{e1} = \underline{Z}_{11} - \frac{\underline{Z}_{12} \underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_S + \underline{Z}_{22}} = \underline{Z}_{10} - \frac{\underline{Z}_{12} \underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_S + \underline{Z}_{20}} \quad (1.36)$$

iar

$$\underline{Y}_{e1} = \underline{Y}_{11} - \frac{\underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21}}{\underline{Y}_S + \underline{Y}_{22}} = \underline{Y}_{1k} - \frac{\underline{Y}_{12} \underline{Y}_{21}}{\underline{Y}_S + \underline{Y}_{2k}} \quad (1.37)$$

Se observă că pentru cele două reguli de asociere a sensurilor de referință expresiile impedanțelor (admitanțelor) echivalente de intrare diferă prin semnele cu care intervin unii termeni în aceste expresii. Dacă se ține seama de semnificațiile fizice ale parametrilor cuadripolari, în concordanță cu regula de asociere considerată, evident că trebuie să rezulte aceleași expresii și anume:

$$\underline{Z}_{e1} = \underline{Z}_{10} - \frac{(Z_{10})_1 (Z_{10})_2}{\underline{Z}_S + \underline{Z}_{20}} \quad (1.38)$$

$$\underline{Y}_{e1} = \underline{Y}_{1k} - \frac{(Y_{1k})_1 (Y_{1k})_2}{\underline{Y}_S + \underline{Y}_{2k}} \quad (1.39)$$

Ținând seama de caracterul rezistiv al cuadripolilor antireciproci analizați în lucrare, expresiile impedanței și admitanței echivalente de intrare se vor scrie sub forma:

$$\underline{Z}_{e1} = R_{10} - \frac{R_{12} R_{21}}{\underline{Z}_S + R_{20}} \quad (1.40)$$

și

$$\underline{Y}_{e1} = G_{1k} - \frac{G_{12} G_{21}}{\underline{Y}_S + G_{2k}}$$

dacă se aplică regula de la receptoare la ambele porți și expresiile:

$$\underline{Z}_{e1} = R_{10} + \frac{R_{12} R_{21}}{\underline{Z}_S + R_{20}}$$

și (1.41)

$$\underline{Y}_{e1} = G_{1k} + \frac{G_{12} G_{21}}{\underline{Y}_S + G_{2k}}$$

dacă se aplică regula de asociere a sensurilor de referință de la receptoare la poarta de intrare și regula de la generatoare la poarta de ieșire.

De asemenea, se va ține seama de expresia condiției de antireciprocitate în cadrul fiecărei reguli de asociere a sensurilor de referință. Într-un caz (rel.1.40), antireciprocitatea e pusă în evidență dacă se ține seama că $R_{12} R_{21} < 0$, respectiv $G_{12} G_{21} < 0$, iar în celălalt caz (rel.1.41) se va ține seama că $R_{12} R_{21} > 0$, respectiv $G_{12} G_{21} > 0$. Se observă astfel că, în locul relațiilor 1.40 și 1.41, se pot scrie expresiile:

$$\underline{Z}_{e1} = R_{10} + \frac{|R_{12} R_{21}|}{\underline{Z}_S + R_{20}} \quad (1.42)$$

și

$$\underline{Y}_{e1} = G_{1k} + \frac{|G_{12} G_{21}|}{\underline{Y}_S + G_{2k}} \quad (1.43)$$

care sunt independente de regula de asociere a sensurilor de referință ce se aplică. În aceste relații se observă că intervine, în al doilea termen, modulul produsului parametrilor cuadripolari de transfer.

Făcând un raționament analog pentru cuadripolii reciproci și tot rezistivi și ținând seama de condițiile de reciprocitate corespunzătoare, se obțin expresiile următoare:

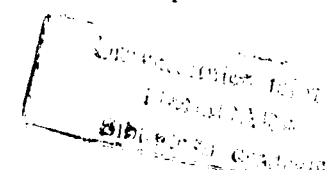
$$\underline{Z}_{e1} = R_{10} - \frac{|R_{12} R_{21}|}{\underline{Z}_S + R_{20}}$$

și (1.44)

$$\underline{Y}_{e1} = G_{1k} - \frac{|G_{12} G_{21}|}{\underline{Y}_S + G_{2k}}$$

care, de asemenea sunt independenți de regula de asociere a sensurilor de referință pentru curenți și tensiuni la borne.

Avantajul scrierii expresiei impedanței echivalente de intrare în această formă (relațiile 1.42 respectiv 1.44), după cum un cuadripol analizat este antireciproc respectiv reciproc, constă în faptul că permite o comparație simplă și rapidă între cele două tipuri de cuadripoli. Se vede că



diferența dintre cuadripoli apare doar prin semnul cu care, în expresiile respective, intervine modulul produsului parametrilor de transfer.

Expresia impedanței echivalente de intrare a unui cuadripol antireciprocal pune în evidență în mod clar proprietatea acestor cuadripoli de inversare a impedanțelor. În cazul particular al giratorului fără pierderi ($R_{10}=R_{20}=0$), din relația (1.42) prin particularizare se obține expresia:

$$\underline{Z}_{e1} = \frac{|R_{12}R_{21}|}{\underline{Z}_S}$$

care este în concordanță cu expresia menționată anterior în capitolul 1 (relația 1.24). În acest caz particular se mai poate adăuga faptul că $\underline{Z}_{e1} = \underline{Z}_{e2}$.

Ținând seama de expresiile date de relațiile 1.42 și 1.43 și de faptul că $\underline{Z}_{e1} = 1/\underline{Y}_{e1}$, rezultă relația:

$$\frac{R_{11}(\underline{Z}_S + R_{20}) + |R_{12}R_{21}|}{R_{20} + \underline{Z}_S} = \frac{G_{2k} + \underline{Y}_S}{G_{11}(G_{2k} + \underline{Y}_S) + |G_{12}G_{21}|} \quad (1.45)$$

care relevă legătura dintre $|R_{12}R_{21}|$ și $|G_{12}G_{21}|$. Se vede că în cazul unui girator cu pierderi această relație de legătură este relativ complicată. Relația se simplifică simțitor în cazul unui girator ideal, în care caz particular ea devine $R_{12}R_{21} = 1/G_{12}G_{21}$ menționată anterior în capitolul 1 (relația 1.27).

1.3.2. Particularizarea expresiilor impedanțelor echivalente de intrare în gol și scurtcircuit

Prezintă interes și unele particularizări ale expresiei impedanței echivalente de intrare. Astfel, considerând cuadripolul antireciprocal în scurtcircuit ($\underline{Z}_S = 0$), din relația (1.42) se obține expresia rezistenței de scurtcircuit R_{1k}

$$R_{1k} = R_{10} + \frac{|R_{12}R_{21}|}{R_{22}} \quad (1.46)$$

din care rezultă și raportul $T_{k0} = R_{1k} / R_{10}$

$$T_{k0} = \frac{R_{1k}}{R_{10}} = 1 + \frac{|R_{12}R_{21}|}{R_{11}R_{22}} = 1 + k > 1 \quad (1.47)$$

care relevă o comportare caracteristică a cuadripolului antireciproci și anume faptul că, rezistența proprie în scurtcircuit este întotdeauna mai mare decât rezistența în gol, iar k din relație are semnificația cunoscută (rel.1.31). Se mai verifică și faptul că:

$$T_{k0} = \frac{R_{1k}}{R_{10}} = \frac{R_{2k}}{R_{20}} \quad (1.48)$$

Dacă se consideră un cuadripol reciproc, prin particularizarea corespunzătoare în scurtcircuit (rel.1.44) se obține expresia:

$$T_{k0} = \frac{R_{1k}}{R_{10}} = 1 - \frac{|R_{12}R_{21}|}{R_{11}R_{22}} = 1 - k < 1 \quad (1.49)$$

adică, în acest caz rezistența de scurt circuit este mai mică decât rezistența în gol. Aceste rezultate (rel.1.47 și 1.49) diferențiază net un cuadripol antireciproci de unul reciproc.

În cadrul teoriei cuadripolului electric, în funcție de diferite sisteme de parametri cuadripolari independenți, pentru raportul dintre rezistența de scurtcircuit și rezistența în gol, se pot stabili și expresiile:

$$T_{k0} = \frac{\det[R]}{R_{11}R_{22}} = \frac{\det[G]}{G_{11}G_{22}} = \frac{A_{12}A_{21}}{A_{11}A_{22}} \quad (1.50)$$

care sunt în concordanță cu rezultatele stabilite anterior.

La giratoarele reale, cu cât raportul T_{k0} dintre rezistențele de intrare în scurtcircuit și rezistențele în gol este mai mare, pierderile sunt evident mai mici. La limită, când teoretic giratorul este ideal, parametrul k și bineînțeles T_{k0} tind spre infinit.

După cum s-a văzut, raportul T_{k0} poate fi un criteriu foarte simplu de diferențiere a unui cuadripol rezistiv antireciproci de unul reciproc și anume, după cum el este supraunitar sau subunitar (tabelul 1.3). În această categorie pot fi încadrați și cuadripolii unidirecționali la care

Tabelul 1.3

T_{k0}	Cuadripol
<1	Reciproc
=1	Unidirecțional
>1	Antireciproci (girator)

acest raport este egal cu unitatea. Se știe că, la un cuadripol unidirecțional impedanța echivalentă de intrare în gol este egală cu impedanța echivalentă de intrare în scurtcircuit.

CAPITOLUL 2.

GIRATOARE TEHNICE ANALIZATE

2.1. Giratorul Hall

Generatorul Hall este un dispozitiv cuadripolar pasiv, care are numeroase și importante aplicații tehnice, dintre care cele mai multe se bazează pe faptul că acest dispozitiv tehnic este un multiplicator [29, 47]. Ca și circuit cuadripolar, generatorul Hall are proprietatea intrinsecă de a fi un cuadripol antireciprocal, iar dacă ne referim la această proprietate se vorbește de girator pe bază de efect Hall, sau mai simplu de girator Hall. Generatorul Hall este deci un exemplu de circuit cuadripolar pasiv, care este nereciprocal, mai exact antireciprocal.

Este util să se menționeze faptul că această comportare de girator se manifestă implicit și în aplicațiile tehnice clasice ale generatorului Hall (de exemplu ca wattmetru Hall, teslametru Hall și în general ca și multiplicator), dar ea nu are nici o importanță, în sensul că nu influențează aplicațiile respective. Există menționate în literatură și unele scheme cuadripolare unidirecționale realizate cu generator Hall, care se bazează tocmai pe antireciprocitatea generatorului Hall [49, 61].

În acest subcapitol ne vom referi la aspecte esențiale ale antireciprocității generatorului Hall, problemă mai puțin tratată sistematic în literatură. În acest scop se vor analiza și unele rezultate din studiul generatorului Hall, care prezintă importanță și sunt semnificative pentru comportarea ca girator a generatorului Hall.

2.1.1. Unele probleme generale

În figura 2.1 se poate urmări funcționarea în gol a unui generator Hall. Placa semiconductoare Hall, de grosime h constantă, are o formă dreptunghiulară, fiind de lungime a și

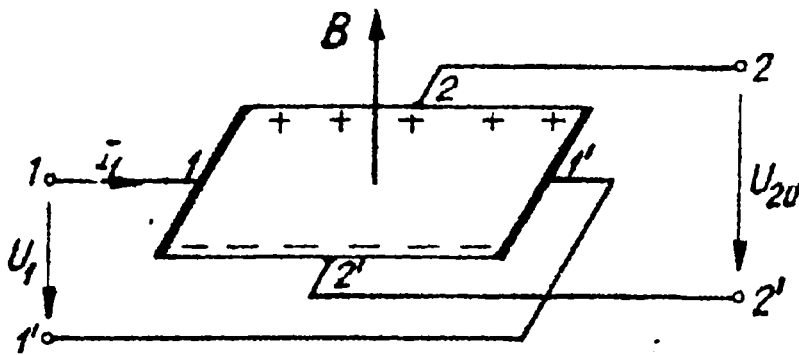


Fig. 2.1 Funcționarea în gol a generatorului Hall

inducție magnetică B , presupus pentru simplitate uniform și invariabil în timp. În aceste condiții între electrozii $22'$ se stabilește o diferență de potențial care este tensiunea Hall (U_H). Electrozii Hall s-au presupus dispuși pe aceeași suprafață echipotențială în absența câmpului magnetic ($B=0$), caz în care se consideră că generatorul Hall e "fără tensiune de zero".

În ipoteza că placa semiconductoră ar avea o lungime infinită, se arată că tensiunea Hall ar avea expresia [47,72]:

$$U_{H_0} = C_H \frac{1}{h} I_1 B \quad (2.1)$$

în care C_H este coeficientul Hall [m^3/As] care poate fi pozitiv sau negativ, după natura purtătorilor de sarcină ($C_H < 0$ pentru un semiconductor de tip N și $C_H > 0$ pentru un semiconductor de tip P); h este grosimea plăcii [m]; I_1 curentul de comandă în [A]; B este inducția în [T]. Trebuie menționat că la materiale semiconductoră coeficientul Hall este de aproximativ 10^6 - 10^8 ori mai mare decât la metale, ceea ce explică de ce plăcile Hall se realizează din materiale semiconductoră.

În cazul unor dispozitive Hall reale, din cauza lungimii finite a plăcii și a dimensiunilor electrozilor, expresia tensiunii Hall este [72]:

$$U_{H_0} = U_{H_0} F(G, \theta) \quad (2.2)$$

în care $F(G, \theta)$ este un factor de corecție (subunitar și adimensional) numit și factor al tensiunii Hall ce depinde de geometria plăcii (G) cât și de inducția magnetică, respectiv unghiul Hall (θ). Expresia tensiunii Hall se scrie sub forma:

$$U_{20} = F(G, \theta) C_H \frac{1}{h} B I_1 = S_0 B I_1 \quad (2.3)$$

în care S_0 este denumită sensibilitatea în gol a generatorului Hall [m^2/As] și reprezintă factorul de proporționalitate dintre tensiunea Hall și produsul mărimilor de comandă ($B I_1$). De altfel, cele mai multe aplicații tehnice cunoscute de generatorul Hall, într-o formă sau alta, se bazează pe

această proporționalitate dintre tensiunea Hall și produsul BI_1 . Analizată această expresie (rel. 2.3) în cadrul teoriei cuadripolului se va vedea că S_0B va fi tocmai parametrul cuadripolar de transfer în gol.

În ceea ce privește determinarea factorului tensiunii Hall $F(G, \theta)$, pentru o geometrie dată a plăcii și în cazul că se poate calcula, aceasta este o problemă de câmp și se rezolvă în consecință [47, 72].

Analiza câmpului electric din placa Hall se face în mod obișnuit în cadrul teoriei macroscopice a fenomenelor electromagnetice, plecând de la forma locală a legii conducției electrice în prezența unui câmp magnetic transversal [26, 45, 72]:

$$\frac{\bar{J}}{\sigma} = \bar{E} + C_H \bar{J} \times \bar{B} \quad (2.4)$$

expresie valabilă la inducții magnetice relativ mici și care se aplică cu suficientă exactitate în

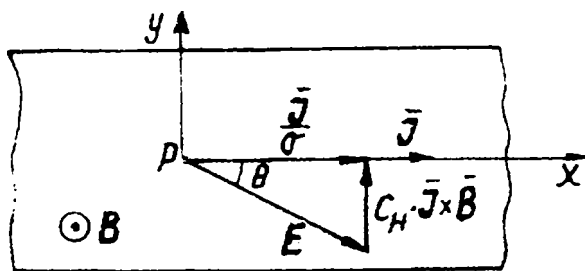


Fig. 2.2 Explicativă privind forma locală a legii conducției electrice (rel. 2.4)

cele mai multe cazuri din practică. În această expresie \bar{J} este densitatea curentului, \bar{E} este intensitatea câmpului electric, iar σ este conductivitatea electrică a materialului semiconductor care crește cu inducția magnetică, ca urmare a efectului magnetorezistiv fizic, deci $\sigma(B)$. Legea conducției electrice (rel. 2.4) se poate urmări în figura 2.2 pentru cazul unui semiconductor de tip N.

Se poate observa că în prezența simultană a unui câmp electric și a unui câmp magnetic, în forma locală a legii conducției electrice intervine câmpul electric suplimentar $C_H \bar{J} \times \bar{B}$, față de un regim electrocinetic ($B=0$). Această componentă suplimentară a câmpului electric are caracteristici interesante din punct de vedere electrotehnic și de asemenea are importante consecințe pentru câmpul electric rezultat din placă.

În orice punct al plăcii, câmpul electric suplimentar $C_H \bar{J} \times \bar{B}$ este perpendicular pe densitatea de curent, iar orientarea lui e dată de un produs vectorial, ceea ce este important pentru comportarea generatorului Hall ca element de circuit antireciprocal. Deși am presupus un mediu izotrop, în fiecare punct vectorii \bar{E} și \bar{J} nu sunt coliniari (fig.2.2) și formează între ei unghiul θ numit unghi Hall, $\tan \theta = \sigma(B) C_H |B|$. În legătură cu această comportare, considerând un sistem de coordonate carteziene astfel încât placa Hall să se găsească în planul xoy, iar

inducția magnetică să fie după oz, avem: $\bar{J} = \bar{i}J_x + \bar{j}J_y$; $\bar{E} = \bar{i}E_x + \bar{j}E_y$ iar $\bar{B} = \bar{k}B$, pe care introducându-le în legea conducerii electrice se obțin expresiile:

$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/\sigma & -C_H B \\ C_H B & 1/\sigma \end{bmatrix} = [\rho] \begin{bmatrix} J_x \\ J_y \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} J_x \\ J_y \end{bmatrix} = \frac{\sigma}{1 + \mu_H^2 B^2} \begin{bmatrix} 1 & \mu_H B \\ -\mu_H B & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = [\sigma] \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

în care s-a făcut înlocuirea $\mu_H = |C_H|B$. Relațiile (2.5) exprimă sub formă matricială legătura dintre componentele câmpului electric \bar{E} și ale densității de curent \bar{J} și țin seama că cei doi vectori nu sunt coliniari. În aceste expresii intervine o matrice rezistivitate $[\rho]$ și o matrice conductivitate $[\sigma]$. Adeseori se vorbește de conductivitatea tensorială a materialelor semiconductoare în care se manifestă efecte galvanomagnetice [35].

O consecință directă a câmpului electric suplimentar este și modificarea spectrului electric din placa Hall față de cazul când inducția magnetică este zero. Considerând o placă Hall dreptunghiulară, cu electrozi de comandă plini și cu electrozi punctiformi situați pe aceeași suprafață echipotențială în absența câmpului magnetic, în figura 2.3 sunt reprezentate prin puncte liniile echipotențiale ($V_c = \text{const.}$) în absența câmpului magnetic, iar cu linie plină liniile echipotențiale din placă ($V = \text{const.}$) în prezența unui câmp magnetic pentru $\theta = \pi/4$. Se poate

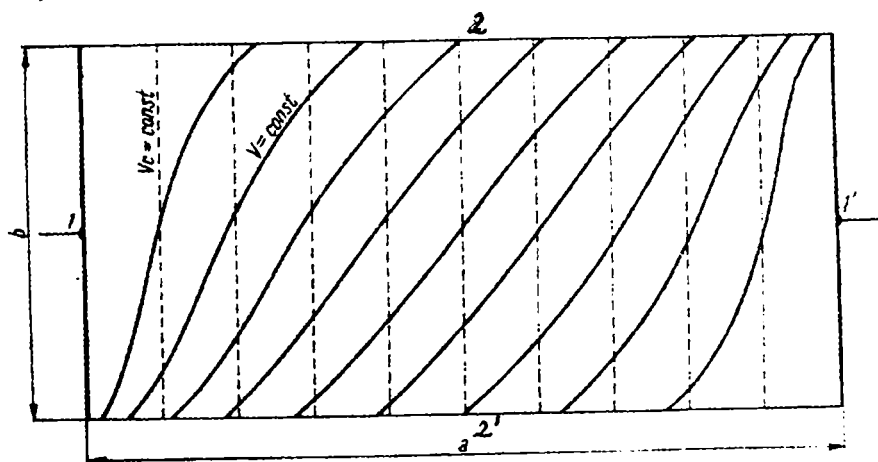


Fig.2.3 Deformarea spectrului câmpului electric în placa Hall, ($\theta = \pi/4$)

observa că, e apt, tensiunea Hall rezultă prin deformarea câmpului electric din placă și este egală cu diferența dintre potențialele suprafețelor echipotențiale ce trec prin p... 2 și 2', adică $U_H = V_2 - V_2'$. Se

poate arăta că, efectul magnetorezistiv geometric apare ca rezultat al deformării spectrului liniilor de curent din placa Hall [72], așa cum tensiunea Hall a apărut datorită deformării spectrului liniilor câmpului electric. Ca urmare a efectului magnetostriktiv geometric rezistența electrică proprie a plăcii Hall față de bornele de alimentare se modifică cu inducția magnetică. Se

mai poate arăta că, întotdeauna această rezistență electrică a plăcii crește ca urmare a efectului magnetorezistiv geometric [76]. Ea depinde de geometria plăcii Hall și de natura materialului semiconductor prin $\sigma(B)$, însă nu depinde de sensul câmpului magnetic.

O altă consecință deosebit de importantă că vectori \vec{E} și \vec{J} nu sunt coliniari, atât în ce privește calculul tensiunii Hall cât și calculul rezistenței plăcii datorită efectului magnetorezistiv geometric, o constituie condițiile de frontieră neconvenționale ce rezultă pentru câmpul electric din placa Hall. Referindu-ne la determinarea câmpului electric dintr-un potențial scalar, la suprafața de contact a electrozilor cu placa, avem condiții Dirichlet, iar pe fețele laterale libere respectiv neacoperite de electrozi condiția pe frontieră este exprimată de raportul dintre componenta normală și componentă tangență a câmpului electric $E_n / E_t = \operatorname{tg} \theta$, respectiv $\partial V / \partial l_n = \partial V / \partial l_t \operatorname{tg} \theta$. Existența unor condiții neconvenționale de frontieră pe anumite porțiuni ale suprafeței laterale ale plăcii Hall este legată de unele dificultăți și necesită aplicarea unor metode adecvate pentru calcul.

În literatura de specialitate câmpul electric din placa Hall se analizează în ipoteze simplificatoare [47, 72]. În aceste condiții de studiu, câmpul este considerat laplacian și are condiții de frontieră neconvenționale, care au fost deja menționate și care ridică unele greutăți reale de calcul.

În ceea ce privește metodele de calcul aplicate pentru rezolvarea problemei de câmp trebuie menționat faptul că pe scară foarte largă se întâlnesc metode analitice, în mod deosebit metoda reprezentărilor conforme și separării variabilelor [18, 20, 35, 47], avantajul cunoscut al metodelor analitice fiind faptul că ele permit stabilirea unor relații de calcul generale care pot fi particularizate după nevoie pentru anumite date concrete. În literatură se întâlnește și integrarea ecuației lui Laplace [34]. În cadrul catedrei de Electrotehnică din cadrul Politehnicii Timișoara s-a aplicat și metoda modelării electrocinetice, care trebuie privită în strânsă legătură cu metoda reprezentărilor conforme. S-a mai aplicat metoda elementelor finite, dificultatea în cadrul acestei metode fiind alegerea funcționalei și efectuarea operației de minimizare pentru condițiile neconvenționale de frontieră existente în cazul câmpului electric din placa Hall [81, 82].

Scurta trecere în revistă din acest paragraf a unor probleme caracteristice ale câmpului electric din placa Hall a urmărit, în principial, o înțelegere cât mai documentată a comportării generatorului Hall față de borne, implicit a comportării lui ca circuit cuadripolar antireciprocal.

2.1.2. Ecuțiile cuadripolare ale giratorului Hall

Pentru analiza comportării generatorului Hall în sarcină soluția rațională este aplicarea teoriei cuadripolului. În afară de faptul că generatorul Hall are o structură evident cuadripolară, parametrii cuadripolari care intervin în ecuațiile acestuia sunt determinați în regimuri particulare de funcționare, respectiv în gol și deci ei principial nu presupun cunoașterea câmpului din placa Hall în sarcină, ceea ce ar fi extrem de dificil de determinat [45, 72].

Să ne referim la regimurile de funcționare în gol ale generatorului Hall în scopul

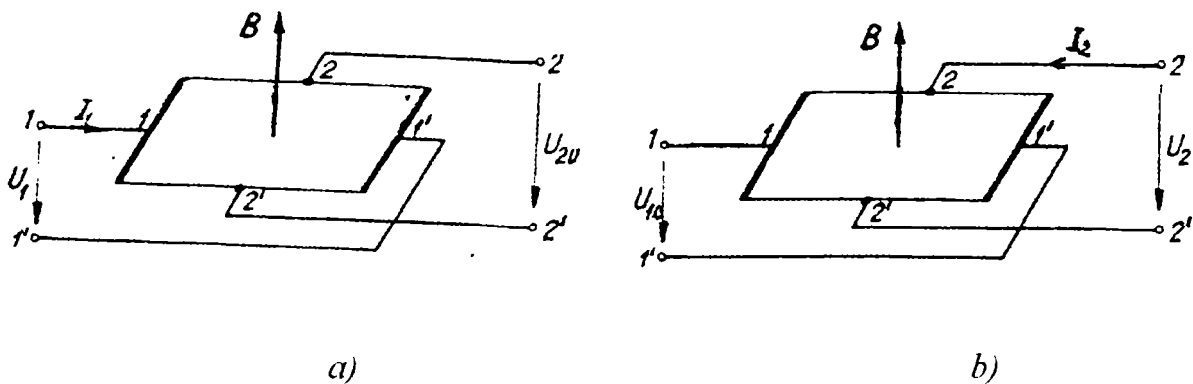


Fig. 2.4 Regimuri de funcționare în gol ale generatorului Hall

determinării parametrilor cuadripolari. Să presupunem o valoare constantă a inducției magnetice B . De asemenea să presupunem că placa Hall nu are tensiune de zero.

Considerând generatorul Hall în gol, cu alimentare pe la bornele 11 (fig.2.4a), se poate determina rezistența electrică proprie față de bornele de alimentare 11, $R_{11} = R_{10} = (U_1 / I_1)_{I_2=0}$ și rezistența de transfer în gol $R_{21} = (U_2 / I_1)_{I_2=0}$. În mod analog, dacă generatorul Hall este tot în gol dar este alimentat pe la bornele 22 (fig.2.4b), se determină rezistența în gol față de bornele 22, $R_{22} = (U_2 / I_2)_{I_1=0}$ și rezistența de transfer în gol $R_{12} = (U_1 / I_2)_{I_1=0}$. Aceste mărimi (R_{11} , R_{21} , R_{12} , R_{22}) determinate în regimul de funcționare în gol sunt tocmai parametrii cuadripolari ce intervin în ecuațiile generatorului Hall, pe baza cărora se poate analiza comportarea generatorului Hall în sarcină. De aceea, pentru determinarea comportării generatorului Hall față de borne, respectiv față de electrozii de comandă și electrozii Hall aplicarea teoriei cuadripolului este o soluție rațională.

În figura 2.5 se poate urmări funcționarea generatorului Hall în sarcină. Regula sensuri-

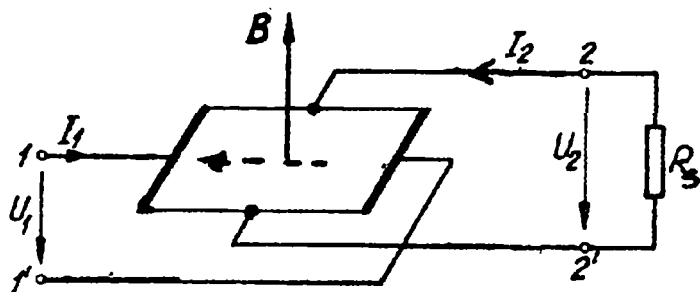


Fig.2.5 Giratorul Hall în sarcină

lor de referință adoptată pentru curenți și tensiuni la borne este de la receptoare la ambele perechi de borne. Rezistența de sarcină este în acest caz $R_S = -U_2 / I_2$. Ecuțiile cuadripolare ale generatorului Hall se scriu în forma generală dată de relațiile (1.29) în care intervin parametrii cuadripolari rezistență.

În legătură cu parametrii cuadripolari de transfer (R_{12} și R_{21}), la generatorul Hall intervine o particularitate caracteristică și anume că la o anumită inducție magnetică ei sunt egali ca valoare numerică și de semn contrar, rezultat menționat de foarte mulți cercetători [8,12, 54, 72], adică:

$$R_{12} = -R_{21}, \text{ respectiv } (R_{r0})_2 = -(R_{r0})_1 \quad (2.6)$$

relație care exprimă chiar condiția de antireciprocitate. Acest rezultat stă la baza comportării generatorului Hall ca circuit cuadripolar antireciprocal.

Dacă placa Hall are tensiune de zero, respectiv între electrozii Hall există o tensiune și în absența câmpului magnetic, în ecuațiile cuadripolare apar termeni suplimentari, cu semnul plus sau minus după cum tensiunea de zero este de același semn sau de semn contrar cu tensiunea Hall, ceea ce face ca $|R_{12}| \neq |R_{21}|$.

În ceea ce privește semnele cu care trebuie introduși în ecuațiile cuadripolare termenii ce conțin rezistențele de transfer este necesar să ne referim principial la unele aspecte fenomenologice privind funcționarea în sarcină a generatorului Hall. Astfel, se observă că față de funcționarea în gol a generatorului Hall, la funcționarea în sarcină (fig.2.5) circuitul Hall este parcurs de curentul I_2 și ca urmare în placă se poate considera că se manifestă un efect Hall secundar. În mod concret, în placa Hall se manifestă un câmp electric suplimentar $C_H \bar{J}_2 \times \bar{B}$ care acționează în circuitul de comandă, în sens invers curentului I_1 (săgeata cu linie punctată din figura 2.5). Ca urmare, pe lângă termenul evident $R_{11} I_1$ prima ecuație (rel.2.7) va conține și termenul $R_{12} I_2$ cu semnul plus, ce corespunde acestui efect Hall secundar. Acest rezultat e caracteristic comportării generatorului Hall ca un cuadripol antireciprocal.

Ecuțiile cuadripolare ale generatorului Hall se pot deci scrie sub forma:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_{11} \underline{I}_1 + R_{12} \underline{I}_2 & \underline{U}_1 &= R_{10} \underline{I}_1 + S_0 B \underline{I}_2 \\ \underline{U}_2 &= -|R_{21}| \underline{I}_1 + R_{22} \underline{I}_2 & \underline{U}_2 &= -|S_0 B| \underline{I}_1 + R_{20} \underline{I}_2 \end{aligned}, \text{ respectiv} \quad (2.7)$$

în care s-a ținut seama că:

$$R_{12} = |R_{21}| = S_0 B \quad (2.8)$$

Cu titlu informativ menționăm că, dacă s-ar fi aplicat regula de la receptoare la bornele 11' și regula de la generatoare la bornele 22' și ținând cont de semnificația fizică a parametrilor cuadripolari în cazul acestei reguli de asociere a sensurilor de referință, ecuațiile cuadripolare ale generatorului Hall devin:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_{11} \underline{I}_1 + R_{12} \underline{I}_2 & \underline{U}_1 &= R_{10} \underline{I}_1 + S_0 B \underline{I}_2 \\ \underline{U}_2 &= R_{21} \underline{I}_1 + R_{22} \underline{I}_2 & \underline{U}_2 &= S_0 B \underline{I}_1 - R_{20} \underline{I}_2 \end{aligned}, \text{ respectiv} \quad (2.9)$$

condiția de antireciprocitate fiind acum:

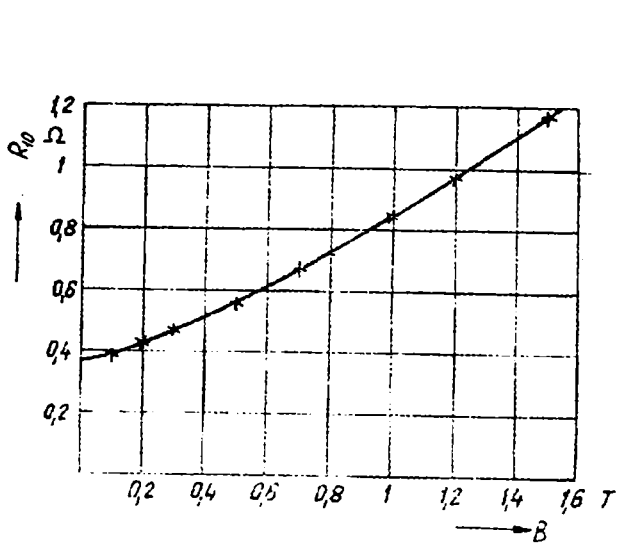
$$R_{12} = R_{21}, \text{ respectiv tot } (R_{10})_2 = -(R_{10})_1 \quad (2.10)$$

iar rezistența de sarcină este $R_S = \underline{U}_2 / \underline{I}_2$.

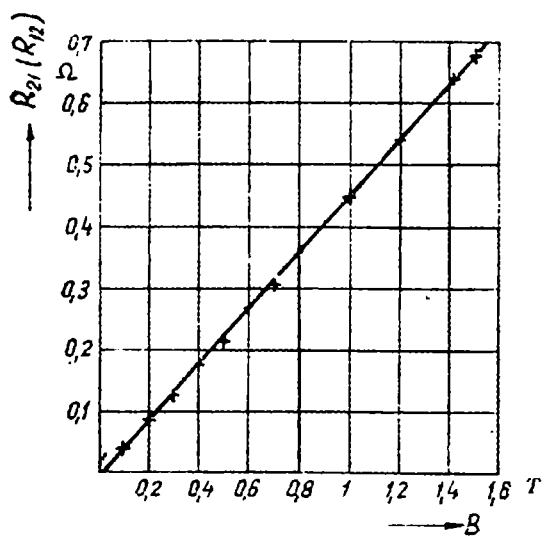
Comportarea generatorului Hall în sarcină, la o numită impedanță (rezistență) conectată la bornele de ieșire, este deci complet determinată prin cunoașterea celor patru parametrii cuadripolari ce intervin în ecuații (rel.2.7), dintre care doar trei sunt independenți datorită condiției de antireciprocitate. Acești parametrii cuadripolari depind de proprietățile materialului semiconductor, de geometria plăcii, de dimensiunile electrozilor, dar este important să se sublinieze că ei depind și de inducția magnetică. Din această cauză, dacă se analizează funcționarea generatorului Hall la diferite valori ale inducției magnetice, este necesar să se cunoască și modificarea acestor parametri în funcție de inducția magnetică. Pentru a releva dependența parametrilor cuadripolari de valoarea inducției magnetice, ecuațiile generatorului Hall se scriu sub forma:

$$\begin{aligned} U_1 &= R_{11}(B)I_1 + R_{12}(B)I_2 \\ U_2 &= R_{21}(B)I_1 + R_{22}(B)I_2 \end{aligned} \quad (2.11)$$

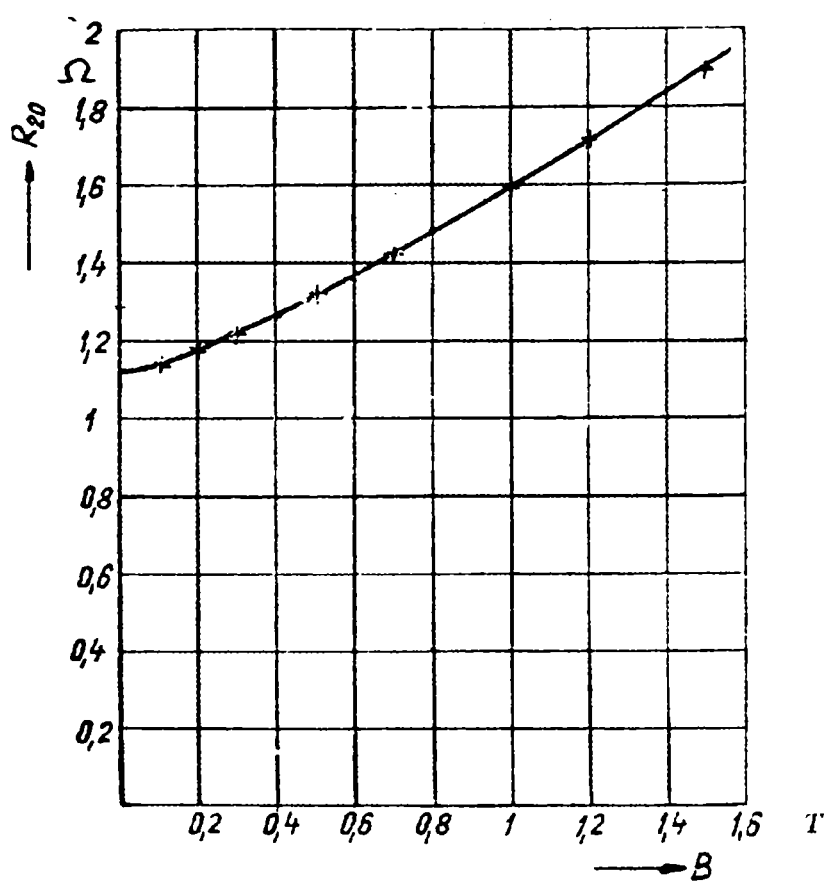
Această dependență poate să fie, în general destul de pronunțată. De exemplu, în figura 2.6 se pot urmări curbele de variație ale parametrilor cuadripolari în funcție de inducția magnetică, pentru o placă Hall din InSb, [72]. În legătură cu dependența în funcție de inducția magnetică a acestor parametrii cuadripolari se pot menționa următoarele: rezistențele proprii în gol ($R_{11}=R_{10}$, $R_{22}=R_{20}$) cresc cu inducția magnetică, atât datorită efectului magnetorezistiv geometric cât și celui fizic și ele nu depind de sensul inducției magnetice [47, 72]. În ceea ce



a)



b)

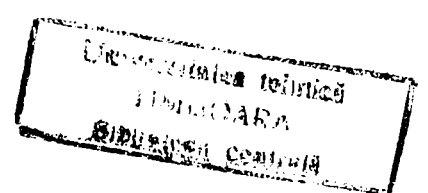


c)

Fig.2.6 Curbele de variație în funcție de inducția magnetică a parametrilor cuadripolari R_{11} , R_{22} , R_{21} pentru o placă Hall din InSb.

privește parametrii cuadripolari de transfer în gol, $R_{12} = (R_{10})_2$ și $R_{21} = (R_{10})_1$, aceștia variază aproape liniar cu inducția magnetică așa cum este cazul din figura 2.6 b în domeniul considerat al inducției magnetice și tot odată își schimbă semnul cu schimbarea sensului câmpului magnetic.

Din cauza dependenței de inducția magnetică a parametrilor cuadripolari, nici caracteristica tensiunii Hall în funcție de B nu poate fi liniară. Plecând de la ecuațiile cuadripolare (rel.2.9), pentru tensiunea Hall se obține expresia:



$$U_2 = \frac{S_0(B)}{1 + \frac{R_{20}(B)}{R_S}} BI_1 = S(B)BI_1 \quad (2.12)$$

în care R_S este rezistența de sarcină, iar factorul $S(B)$ se numește sensibilitatea generatorului Hall

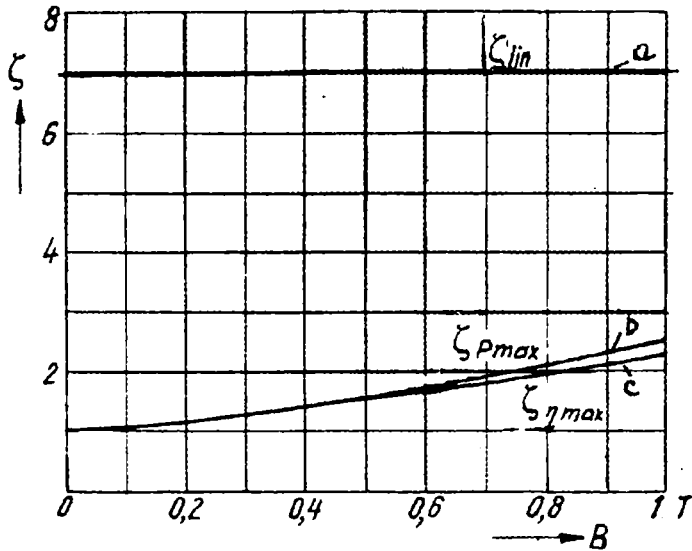


Fig. 2.7 Caracteristicile de adaptare ale unui generator Hall, corespunzătoare condițiilor de: liniaritate (a), putere maximă (b), și randament maxim (c).

în sarcină [m^2/As]. Se vede că, pentru ca tensiunea U_2 să varieze liniar cu produsul BI_1 este necesar ca sensibilitatea $S(B)$ în sarcină să fie constantă, independentă de B . Acest lucru nu e posibil, nu numai pentru că chiar sensibilitatea în gol $S_0(B)$ depinde de B , dar și pentru că rezistența proprie R_{20} care și ea intervine în relație (rel.2.12) este funcție de B .

În acest context, se menționează faptul că la generatorul Hall, rezistența de sarcină R_S se poate adapta următoarelor condiții de funcționare în funcție de

aplicația considerată: a - liniaritate; b - putere maximă; c - randament maxim. De exemplu, dacă se notează cu ζ câtul dintre rezistența de sarcină și rezistența proprie R_{20} a plăcii Hall în gol și se reprezintă această rezistență relativă în funcție de inducția magnetică, pentru o placă din InAs se obțin curbele din figura 2.7, [45]. Din aceste curbe se poate observa că, în domeniul de inducție magnetică considerat, adaptarea la condiția de liniaritate nu depinde practic de B , în schimb adaptarea la condițiile de putere maximă și randament maxim depind de inducția magnetică.

Considerațiile privind dependența parametrilor cuadripolari și implicit dependența caracteristicii tensiunii Hall de inducția magnetică se refereau în general la generatorul Hall și ele trebuiau menționate pentru a înțelege cum se pune această problemă în cazul giratorului Hall. În acest caz, această problemă este mai simplă pentru faptul că la funcționarea generatorului Hall ca girator, inducția magnetică B este în mod obișnuit constantă în timp. Se vede (rel 2.12) că la inducție magnetică și sensibilitate generatorului Hall în sarcină constante, tensiunea Hall variază numai cu I_1 , variație evident liniară. În consecință, se poate considera cu suficientă exactitate că giratorul Hall funcționând cu B constant este un element cuadripolar liniar.

2.1.3. Analiza antireciprocității generatorului Hall. Relația lui Onsager-Casimir.

Anterior (pct. 2.1.2), antireciprocitatea generatorului Hall a fost analizată prin stabilirea ecuațiilor lui cuadripolare, prin relevarea relației de legătură ce există întotdeauna între parametrii cuadripolari de transfer (R_{12} și R_{21}), relație care exprimă de fapt condiția de antireciprocitate.

În continuare, la acest punct dorim să analizăm în cadrul teoriei macroscopice a fenomenelor electromagnetice această antireciprocitate, plecând de la forma locală a legii conducției electrice aplicată câmpului electric din placa Hall, ceea ce permite obținerea unor rezultate teoretice importante în această problemă.

Se arată că, antireciprocitatea generatorului Hall se poate explica satisfăcător prin aceea că, rezistențele de transfer în gol se pot descompune în două componente R_a și R_b , în una dintre rezistențele de transfer intervenind suma acestor componente, în timp ce în cealaltă intervine diferența lor [75]. Astfel, se poate scrie:

$$\begin{aligned} R_{12}(B) &= R_a + R_b \\ R_{21}(B) &= R_a - R_b \end{aligned} \quad (2.13)$$

S-a considerat cazul general, când placa Hall are tensiune de zero și se face precizarea că componenta R_a ar corespunde existenței tensiunii de zero datorată curentului de comandă I_1 , iar R_b ar fi componenta corespunzătoare numai efectului Hall, ce depinde de sensul câmpului magnetic. Desigur, este vorba de o descompunere teoretică (rel.2.13) pe care o putem face în scop explicativ.

Dacă, nu avem tensiune de zero, respectiv R_a este zero și rămâne doar R_b , din relația 2.13 rezultă tocmai condiția de antireciprocitate $R_{12} = -R_{21}$. Dacă există însă tensiune de zero, iar $R_a < R_b$, comportarea generatorului Hall este tot de girator, deoarece $R_{12}R_{21} < 0$.

Pentru a demonstra posibilitatea de descompunere în cele două componente a rezistențelor de transfer (rel.2.13) se pleacă de la legea conducției electrice în prezența efectelor galvanomagnetice (rel.2.4). Considerând două stări electrocinetice stabilite în placa Hall la o anumită inducție magnetică, caracterizate într-un punct prin mărimile $\overline{E}^I, \overline{J}^I$ și $\overline{E}^{II}, \overline{J}^{II}$ se obțin expresiile:

$$\overline{E}^I \overline{J}^{II} = \frac{\overline{J}^I \overline{J}^{II}}{\sigma} - C_H (\overline{J}^I \times \overline{B}) \overline{J}^{II}$$

$$\overline{E'' J'} = \frac{\overline{J'' J'}}{\sigma} - C_H (\overline{J''} \times \overline{B}) \overline{J'} = \frac{\overline{J'' J'}}{\sigma} + C_H (\overline{J'} \times \overline{B}) \overline{J''} \quad (2.14)$$

din care, prin comparația lor, rezultă nerespectarea teoremei reciprocității în forma locală, deoarece $\overline{E' J''} \neq \overline{E'' J'}$.

Integrând relațiile (2.14) pentru întregul volum al plăcii rezultă:

$$\begin{aligned} \int_{V_\Sigma} \overline{E' J''} dv &= \int_{V_\Sigma} \frac{\overline{J' J''}}{\sigma} dv - \int_{V_\Sigma} C_H (\overline{J'} \times \overline{B}) \overline{J''} dv = \eta_a - \eta_b \\ \int_{V_\Sigma} \overline{E'' J'} dv &= \int_{V_\Sigma} \frac{\overline{J' J''}}{\sigma} dv + \int_{V_\Sigma} C_H (\overline{J'} \times \overline{B}) \overline{J''} dv = \eta_a + \eta_b \end{aligned} \quad (2.15)$$

în care s-a făcut înlocuirea:

$$\eta_a = \int_{V_\Sigma} \frac{\overline{J' J''}}{\sigma} dv \quad \eta_b = \int_{V_\Sigma} C_H (\overline{J'} \times \overline{B}) \overline{J''} dv$$

Presupunând că în placă câmpul electric derivă dintr-un potențial scalar, se poate scrie:

$\overline{E'} = -\nabla V'$ și $\overline{E''} = -\nabla V''$, astfel că relațiile 2.15 devin:

$$\begin{aligned} - \int_{V_\Sigma} \overline{J''} (\nabla V') dv &= \int_{V_\Sigma} \nabla (V' \overline{J''}) dv = \eta_a - \eta_b \\ - \int_{V_\Sigma} \overline{J'} (\nabla V'') dv &= \int_{V_\Sigma} \nabla (V'' \overline{J'}) dv = \eta_a + \eta_b \end{aligned} \quad (2.16)$$

în care s-a ținut seama de identitatea vectorială $\nabla (V \overline{J}) = \overline{J} (\nabla V) + V (\nabla \overline{J})$ și de faptul că în regimul considerat $(\nabla \overline{J}) = 0$.

Aplicând transformarea de integrale Gauss-Ostrogradski și observând că intensitatea curentului electric este nul prin toate suprafețele laterale ne acoperite de electrozi, iar suprafețele de contact ale electrozilor sunt echipotențiale, relațiile 2.16 devin:

$$\begin{aligned} - \int_{\Sigma} V' (B) \overline{J''} \overline{ds} &= \eta_a - \eta_b \\ - \int_{\Sigma} V'' (B) \overline{J'} \overline{ds} &= \eta_a + \eta_b \end{aligned} \quad (2.17)$$

din care, prin împărțire cu $I_1' I_2''$ se obțin expresiile rezistențelor de transfer, la o anumită inducție magnetică de un anumit sens:

$$R_{12}(B) = \frac{U_1''}{I_2''} = \frac{V_1'' - V_1'}{I_2''} = \frac{\eta_a + \eta_b}{I_1' \cdot I_2''} = R_a(B) + R_b(B) \quad (2.18)$$

$$R_{21}(B) = \frac{U_2'}{I_1'} = \frac{V_2'(B) - V_2''(B)}{I_1'} = \frac{\eta_a - \eta_b}{I_1' \cdot I_2''} = R_a(B) - R_b(B) \quad (2.19)$$

adică tocmai descompunerea din relația 2.13. Dacă se cunosc cele două rezistențe de transfer, din relațiile 2.18 rezultă expresiile componentelor R_a și R_b :

Se precizează că, descompunerea rezistențelor de transfer în cele două componente este un rezultat ce se poate aplica oricare ar fi forma plăcii Hall. De asemenea, se demonstrează că descompunerea se poate face și dacă câmpul magnetic nu este transversal [97].

Mai trebuie precizat că în mod analog se pot descompune în două componente și conductanțele de transfer în scurtcircuit ale generatorului Hall.

Dacă se inversează sensul câmpului magnetic, în mod analog se obțin expresiile:

$$\begin{aligned} R_{12}(-B) &= R_a(-B) + R_b(-B) = R_a(B) - R_b(B) \\ R_{21}(-B) &= R_a(-B) - R_b(-B) = R_a(B) + R_b(B) \end{aligned} \quad (2.20)$$

în care s-a ținut seama că, componenta R_b își schimbă semnul o dată cu schimbarea sensului câmpului magnetic, adică $R_b(-B) = -R_b(B)$.

Din compararea relațiilor 2.18 și 2.20 rezultă că:

$$R_{12}(B) = R_{21}(-B), \text{ respectiv } R_{21}(B) = R_{12}(-B) \quad (2.21)$$

care pot fi scrise și sub forma generală:

$$R_{jk}(B) = R_{kj}(-B) \quad (2.22)$$

Aceasta este cunoscuta relație a lui Onsager-Casimir [12, 26, 56]. Relația se aplică indiferent dacă generatorul Hall are sau nu tensiune de zero, deci este o relație cu valabilitate generală.

Se poate deci spune că, dacă o rezistență de transfer a generatorului Hall se determină la o anumită inducție magnetică de un anumit sens, iar cealaltă rezistență de transfer Hall se determină la aceeași inducție dar de sens opus, rezistențele de transfer respectă o condiție de reciprocitate exprimată de relația lui Onsager-Casimir.

Relația lui Onsager-Casimir a fost verificată cu mare precizie pe cale experimentală, constatându-se o abatere relativă doar de 10^{-4} - 10^{-5} , [7, 18]. Sistemul supus experimentării a fost riguros liniar.

O consecință a relației lui Onsager-Casimir se referă la invarianța impedanței echivalente de intrare a generatorului Hall în funcție de sensul câmpului magnetic. Expresia acestei impedanțe echivalente (rel.2.26), pentru un anumit sens al inducției magnetice este:

$$\underline{Z}_{el}(B) = R_{10}(B) - \frac{R_{12}(B)R_{21}(B)}{\underline{Z}_S + R_{20}(B)} \quad (2.23)$$

iar dacă numai sensul inducției magnetice se schimbă se obține expresia:

$$\underline{Z}_{e1}(-B) = R_{10}(-B) - \frac{R_{12}(-B)R_{21}(-B)}{\underline{Z}_S + R_{20}(-B)} \quad (2.24)$$

Rezistențele proprii în gol R_{10} și R_{20} , se știe că sunt invariante față de schimbarea sensului inducției magnetice. În ceea ce privește produsul rezistențelor de transfer $R_{12}R_{21}$ și acesta este invariant, deoarece conform relației lui Onsager-Casimir, $R_{12}(B) = R_{21}(-B)$ iar $R_{21}(B) = R_{12}(-B)$, deci:

$$R_{12}(B)R_{21}(B) = R_{12}(-B)R_{21}(-B) \quad (2.25)$$

În consecință și impedanțele echivalente de intrare ale generatorului Hall, sunt egale la o anumită inducție magnetică și sensuri opuse ale acesteia, adică:

$$\underline{Z}_{e1}(B) = \underline{Z}_{e1}(-B) \quad (2.26)$$

2.1.4. Despre randamentul generatorului (giratorului) Hall

Ținând seama de caracterul rezistiv al generatorului Hall, condiția de randament maxim al acestuia este ca rezistența de sarcină R_S să fie egală cu impedanța (rezistența) caracteristică Z_{2c} , adică [24, 50, 72]:

$$R_S = Z_{2c} = \sqrt{\frac{R_{20}}{R_{10}}} \sqrt{R_{10}R_{20} + |R_{12}R_{21}|} = R_{20} \sqrt{1+k} \quad (2.27)$$

în care s-a ținut seama că la un girator $R_{12}R_{21} < 0$.

În aceste condiții, pe partea sursei de alimentare, impedanța echivalentă de intrare este egală cu impedanța (rezistența) caracteristică Z_{1c} , a cărei expresie este:

$$Z_{1c} = \sqrt{\frac{R_{10}}{R_{20}}} \sqrt{R_{10}R_{20} + |R_{12}R_{21}|} = R_{10} \sqrt{1+k} \quad (2.28)$$

În ceea ce privește constantele de transfer caracteristice g_{1c} și g_{2c} , acestea vor fi egale doar cu constantele de atenuare a_{1c} și a_{2c} , deoarece constantele de fază sunt nule.

Dacă se introduce ca parametru variabil raportul ξ dintre rezistența R_S a receptorului (sarcinii) și rezistența în gol R_{20} a plăcii Hall și ținând seama de relația 2.27 condiția de randament maxim se exprimă sub forma:

$$\xi = \frac{R_s}{R_{20}} = \sqrt{1+k} \quad (2.29)$$

În aceste expresii se vede că apare explicit parametrul global k , care are expresia menționată deja (rel.1.31, 1.32):

$$k = \frac{|R_{12}R_{21}|}{R_{10}R_{20}} = \left(\frac{U_2}{U_1} \right)_{I_2=0} \cdot \left(\frac{U_1}{U_2} \right)_{I_1=0} \quad (2.30)$$

Constanta de transfer g_{1c} corespunzătoare este:

$$g_{1c} = \frac{1}{2} \ln \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2} = \ln \frac{\sqrt{R_{10}R_{20}} + \sqrt{R_{10}R_{20} + |R_{12}R_{21}|}}{R_{21}} \quad (2.31)$$

în care se ține seama că:

$$e^{g_{1c}} = \sqrt{\frac{U_1 I_1}{U_2 I_2}} \quad (2.32)$$

Expresia randamentului maxim η_M al generatorului Hall este deci:

$$\begin{aligned} \eta_M &= \frac{U_2 I_2}{U_1 I_1} = \frac{1}{(e^{g_{1c}})^2} = \frac{R_{21}^2}{\left[\sqrt{R_{10}R_{20}} + \sqrt{R_{10}R_{20} + |R_{12}R_{21}|} \right]^2} = \frac{(S_0 B)^2}{\left[\sqrt{R_{10}R_{20}} + \sqrt{R_{10}R_{20} + (S_0 B)^2} \right]^2} = \\ &= \frac{(S_0 B)^2}{2R_{10}R_{20} + |R_{12}R_{21}| + 2\sqrt{R_{10}R_{20}} + \sqrt{R_{10}R_{20} + |R_{12}R_{21}|}} \quad (2.33) \end{aligned}$$

Dacă se ține seama de expresia lui k (rel.1.31), expresia randamentului maxim (rel.2.33) devine:

$$\eta_M = \frac{\sqrt{k+1}-1}{\sqrt{k+1}+1} \quad (2.34)$$

care concordă cu expresia dată anterior (rel.1.33).

Descompunând în serie termenul $(k+1)^{1/2}$ din această expresie și neglijând termenii de ordin superior, ceea ce la generatorul Hall înseamnă că ne limităm la inducții magnetice relativ mici, se obține următoarea expresie aproximativă, a randamentului maxim:

$$\eta_M \approx \frac{1}{4} k = \frac{1}{4} \frac{(S_0 B)^2}{R_{20} R_{10}} \quad (2.35)$$

Se știe că, randamentul generatorului Hall este foarte mic, el ne putând depăși teoretic valoarea limită de 0.172, [100]. Aceasta înseamnă că nici constanta de atenuare a generatorului Hall nu poate fi mai mică decât 7.6 dB.

În legătură cu posibilitatea de mărire a randamentului generatorului Hall este foarte interesantă soluția elaborată de S. Grützmann dezvoltată în lucrarea lui de doctorat [34]. Astfel, se realizează plăci Hall prevăzute cu mai multe circuite de comandă și mai multe circuite Hall, separate galvanic în exteriorul plăcii (fig.2.8). Placa Hall este prevăzută în general cu m perechi de electrozi de comandă și n perechi de electrozi Hall, care corespund tot la atâtea circuite de comandă și circuite Hall. De exemplu, placa pătrată din figura 2.8 este prevăzută cu patru circuite de comandă și patru circuite Hall. Considerând cazul la limită $\theta \rightarrow \pi/2$, pentru fiecare curent de comandă se obține față de o pereche de electrozi Hall un raport al tensiunilor în gol egal cu unu. Placa fiind prevăzută cu m circuite de comandă și n circuite Hall, ale căror efecte se însumează, pentru randamentul maxim se obține în cazul general expresia [34]:

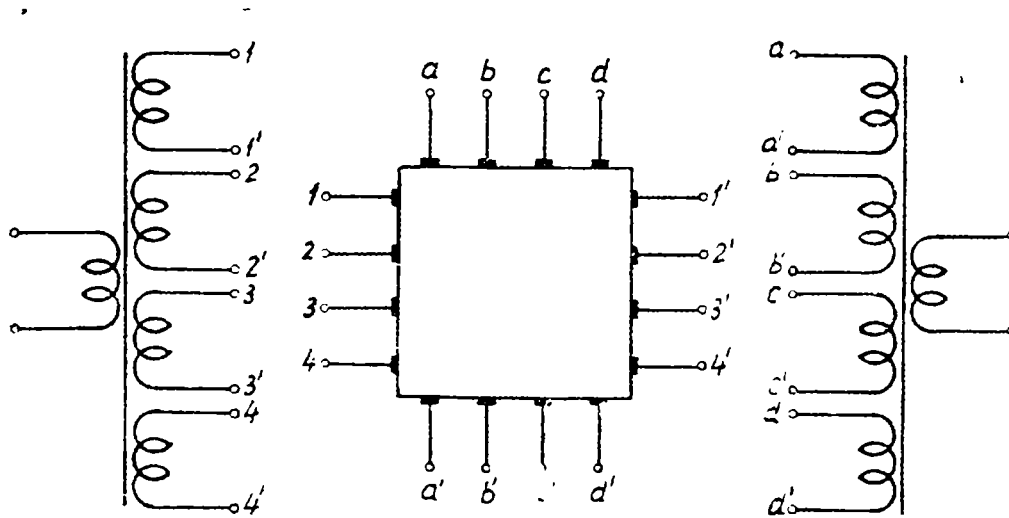


Fig. 2.8 Placă Hall cu mai multe circuite de comandă și circuite Hall [33]

$$(\eta_M)_{\theta \rightarrow \pi/2} = \frac{\sqrt{m \cdot n + 1} - 1}{\sqrt{m \cdot n + 1} + 1} \quad (2.36)$$

Spre exemplu, pentru placa din figura 2.8, la care $m=n=4$ se obține $\eta_M=0.6$ și acest randament maxim crește cu m și n . La limita inferioară, când $m=n=1$, se obține valoarea $\eta_M=0.172$, determinată anterior pentru construcția uzuală a plăcii Hall. Dezavantajul major al acestei soluții este dificultatea realizării unor astfel de plăci Hall. În literatură sunt menționate și alte soluții în problema măririi randamentului Hall [34, 45].

Analiza giratorului Hall desigur că ar mai trebui să se refere și la alte probleme și rezultate importante din punct de vedere fenomenologic, cum este și stabilirea schemelor echivalente cuadripolare, pe baza cărora să se poată efectua bilanțuri energetice. Deoarece însă,

această problemă se pune la orice tip de girator, deci și la giratorul cu AO, ea va fi prezentată ulterior într-un capitol separat (cap.3).

2.2. Giratorul cu amplificatoare operaționale

2.2.1. Generalități

Giratorul cu amplificatoare operaționale (AO) este un circuit electric cu o structură cuadripolară, ce conține pe lângă elemente pasive de circuit (rezistoare) și amplificatoare operaționale într-o anumită conexiune. Comportarea acestei structuri cuadripolare ca un circuit antireciprocal nu rezultă ca urmare a unui efect fizic, așa cum era cazul generatorului Hall, ci se obține prin dimensionarea corespunzătoare a schemei respective, prin alegerea valorilor rezistențelor componente într-un anumit mod. De fapt, alegerea rezistențelor componente se face pe baza ecuațiilor cuadripolare ale schemei, în care se pune condiția ca parametrii cuadripolari de transfer să fie de sens contrar ($R_{12}R_{21} < 0$, respectiv $G_{12}G_{21} < 0$), condiție caracteristică giratoarelor.

Pentru rezolvarea acestei probleme de analiză a unui circuit electric, ce conține și elemente active (AO), este necesar ca în schema electrică să se țină seama de prezența acestora prin modele de calcul corespunzătoare. Este important de relevat că, în scop de calcul, amplificatoarele operaționale din schemă pot fi considerate ca fiind ideale. Se știe că, un AO ideal este un amplificator cu intrare diferențială, câștig infinit, rezistență de intrare infinită și rezistență de ieșire nulă [11, 16, 32, 50]. Deoarece amplificarea este foarte mare, pentru o valoare finită a tensiunii de ieșire, tensiunea de intrare trebuie să fie practic nulă. De asemenea, la intrarea amplificatorului operațional curentul este nul, deoarece dacă tensiunea de intrare este nulă și căderea de tensiune pe rezistența de intrare este nulă [32]. La intrarea amplificatorului operațional ideal atât tensiunea cât și curentul de intrare pot fi considerate nule, intrarea amplificatorului comportându-se ca un scurtcircuit și totodată ca o întrerupere. Se mai poate spune uneori că intrarea amplificatorului operațional se comportă ca un nulator, denumire care în teoria circuitelor electrice se referă la un uniport singular (degenerat), caracterizat prin $u=0$.

$i=0$, [50, 55]. Rezistența de ieșire a AO fiind foarte mică (teoretic nulă) curentul și tensiunea de ieșire pot lua orice valori, aceste mărimi nefiind supuse nici unei constrângeri. Un uniport degenerat caracterizat prin: $u = oarecare$; $i = oarecare$ este un norator. Se vede că modelul de calcul a unui amplificator operațional ideal este un nulator și un norator reuniți într-un diport (nului).

Este important de subliniat că, deși amplificatoarele operaționale reale nu au caracteristicile ideale menționate, performanțele lor sunt atât de bune încât în majoritatea aplicațiilor tehnice comportarea amplificatoarelor operaționale reale poate fi aproximată cu cea a unor amplificatoare operaționale ideale [32]. În literatură se mai afirmă că giratoarele realizate la scară industrială sub formă de circuite integrate sunt destul de apropiate de modelul ideal, pentru semnale ce nu conțin componente spectrale mai mari decât câteva zeci de kHz [50]. De asemenea, dezvoltarea tehnologiei circuitelor integrate, în deosebi după deceniul șapte, a făcut ca și prețul AO să fie în continuă scădere, ceea ce explică și larga utilizare în diferite aplicații, printre care și realizarea unor giratoare performante și relativ ieftine.

La frecvențe mai înalte comportarea giratoarelor cu amplificatoare operaționale se îndepărtează de comportarea ideală, analiza acestora fiind o problemă mai complexă. În literatură însă sunt precizări în acest sens și sunt propuse modele de calcul pentru acest caz [32, 37]. Se menționează deci că giratorul cu amplificatoare operaționale, ca și giratorul Hall, la frecvențele din domeniul lor specific de funcționare au un caracter rezistiv.

2.2.2. Ecuțiile cuadripolare ale unui girator cu amplificatoare operaționale

Pentru analiza funcționării unui girator cu AO, ne vom referii în concret la o schemă tip Antoniou [2, 3], reprezentată în fig.2.10, schemă pe care o întâlnim frecvent în literatură. Evident că există în literatură și alte scheme de giratoare cu AO [59, 69, 91].

Schema acestui girator conține rezistențele $R_1 \dots R_7$, ($G_1 \dots G_7$) și două AO într-un anumit montaj (de reacție). Bornele de intrare ale giratorului sunt 11' iar bornele de ieșire sunt 22'. Pentru fiecare dintre AO din schemă se notează cu semnul "+" borna de intrare neinversoare și cu semnul "-" borna de intrare inversoare.

Pe baza schemei se stabilesc ecuațiile cuadripolare ale giratorului, ca la orice circuit electric sau electronic obișnuit. Așa cum s-a menționat deja, cu suficient de bună aproximație

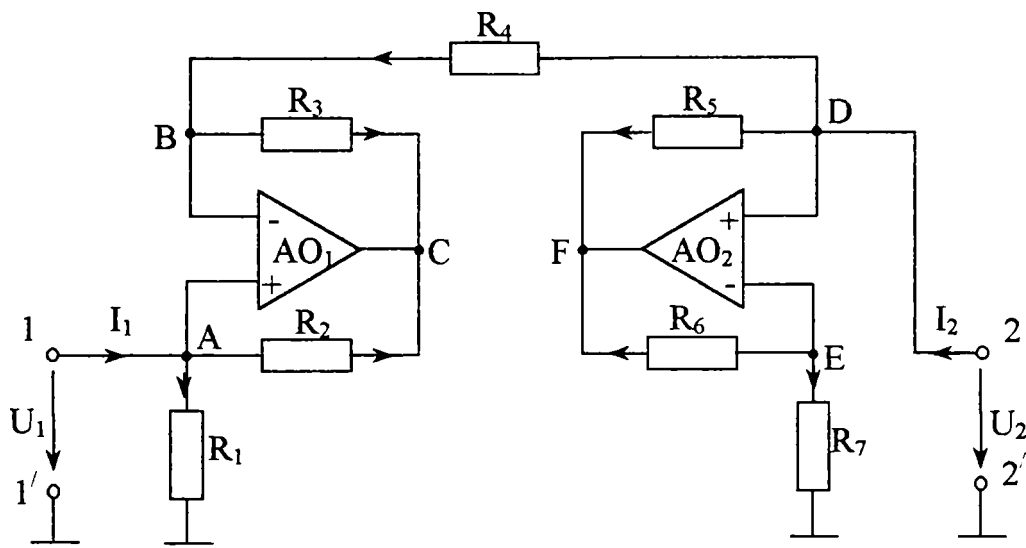


Fig. 2.10 Schema giratorului de tip Antoniou, [2, 3]

amplificatoarele operaționale din schemă se pot considera ideale ($i_+ = i_- = 0$ și $V_- = V_+ = 0$). Aplicând metoda potențialelor la noduri, respectiv prima teoremă a lui Kirchhoff, nodurilor A, B, D, E din schemă se obțin ecuațiile:

$$\begin{aligned}
 V_A(G_1 + G_2) - V_C G_2 &= i_1 \\
 V_B(G_3 + G_4) - V_C G_3 - V_D G_4 &= 0 \\
 V_D(G_4 + G_5) - V_B G_4 - V_F G_5 &= i_2 \\
 V_E(G_6 + G_7) - V_F G_6 &= 0
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

Deoarece $u_1 = V_A = V_B$ și $u_2 = V_D = V_E$ ecuațiile (2.37) devin:

$$\begin{aligned}
 u_1(G_1 + G_2) - V_C G_2 &= i_1 \\
 u_1(G_3 + G_4) - V_C G_3 - u_2 G_4 &= 0 \\
 u_2(G_4 + G_5) - u_1 G_4 - V_F G_5 &= i_2 \\
 u_2(G_6 + G_7) - V_F G_6 &= 0
 \end{aligned} \tag{2.38}$$

din care se obțin expresiile potențialelor V_C și V_F de la ieșirea amplificatoarelor operaționale:

$$V_C = \frac{u_1(G_3 + G_4) - u_2 G_2}{G_3} \quad \text{și} \quad V_F = \frac{u_2(G_4 + G_5)}{G_6} \tag{2.39}$$

Ținând seama de aceste expresii în final se obțin următoarele ecuații cuadripolare ale giratorului:

$$\begin{aligned}
 i_1 &= G_{11} u_1 + G_{12} u_2 = \left(G_1 - \frac{G_2 G_4}{G_3} \right) u_1 + \frac{G_2 G_4}{G_3} u_2 \\
 i_2 &= G_{21} u_1 + G_{22} u_2 = -G_4 u_1 + \left(G_4 - \frac{G_5 G_7}{G_6} \right) u_2
 \end{aligned} \tag{2.40}$$

din care rezultă clar, că schema analizată are o comportare de girator, deoarece conductanțele de transfer în scurtcircuit, G_{12} și G_{21} au semne contrare, respectiv $G_{12} G_{21} < 0$.

Ținând seama de expresiile parametrilor cuadripolari în funcție de conductanțele $G_1 \dots G_7$ din schemă se pot analiza diferite cazuri de giratoare în funcție de valorile acestor elemente pasive. Astfel, pentru a obține un girator care să fie ideal ($G_{11} = G_{22} = 0$) condiția este: $G_1 G_3 = G_2 G_4$ și $G_4 G_6 = G_5 G_7$. Această condiție poate fi obținută fie prin alegerea tuturor conductanțelor din schemă egale ($G_1 = G_2 = \dots = G_7 = G$), caz în care și parametrii de transfer vor fi egali ($G_{12} = G$ și $G_{21} = -G$), fie alegând anumite valori pentru două grupuri de conductanță ($G_1 = G_2 = G_6 = G_7 = G'$ și $G_3 = G_4 = G''$) caz în care parametrii de transfer vor rezulta de valori diferite ($G_{12} = G'$ și $G_{21} = -G''$).

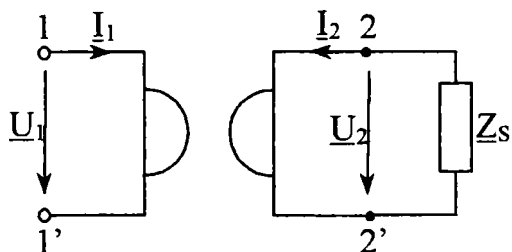
În mod analog, se poate analiza alegerea conductanțelor din schemă pentru a rezulta un girator care să nu fie ideal ($G_{11} \neq 0$, $G_{22} \neq 0$). De exemplu, dacă se alege $G_2 = G_3 = G_5 = G_7 = G$, iar G_1 , G_4 , G_6 , se aleg astfel încât să se respecte inegalitatea $G_1 > G_4 > G_6$, parametrii G_{11} și G_{22} vor rezulta pozitivi și diferiți de zero, iar parametrii cuadripolari de transfer în scurtcircuit vor fi de valori numerice egale ($G_{12} = G_4$, $G_{21} = -G_4$).

În mod deosebit, trebuie menționată posibilitatea de a obține giratoare ideale cu AO, ceea ce principial în cazul giratoarelor Hall nu este posibil. Dacă giratoarele sunt ideale, nu intervin pierderi corespunzătoare parametrilor G_{11} și G_{22} , ceea ce desigur este avantajos.

În legătură cu giratoarele cu AO, considerate prin calcul ca ideale, trebuie făcute unele precizări. Astfel, într-o schemă reală de girator considerat teoretic ideal acești parametri cuadripolari (G_{11} și G_{22}) nu sunt chiar nuli pentru că amplificatoarele operaționale reale folosite în schemă nu sunt riguros ideale, așa cum s-a presupus în calcule. Acești parametri cuadripolari sunt însă cu totul neglijabili, în cazul unor amplificatoare operaționale de calitate fiind în mod obișnuit de aproximativ $10^2 - 10^3$ mai mici decât parametrii cuadripolari de transfer.

2.2.3. Rapoartele puterilor, tensiunilor și curenților la cele două porți ale giratorului

Să considerăm un girator ideal cu AO, având conductanțele de transfer în scurtcircuit (G_{12} , G_{21}) de valori diferite și închis pe o impedanță de sarcină oarecare \underline{Z}_S , fig. 2.11. Ecuațiile giratorului ideal sunt:



$$I_1 = G_{12} U_2 \quad (2.41)$$

$$I_2 = -|G_{21}| U_1$$

$$\text{iar } \underline{U}_2 = -\underline{Z}_S \underline{I}_2$$

Fig. 2.11 Girator ideal închis pe o impedanță de sarcină \underline{Z}_S

Ecuțiile giratorului sunt scrise în ipoteza $G_{12} > 0$ și $G_{21} = -|G_{21}| < 0$. Ținând seama de aceste ecuații se poate scrie:

$$\underline{I}_1 = G_{12} \underline{U}_2 = G_{12} (-\underline{Z}_S \underline{I}_2) = G_{12} |G_{21}| \underline{Z}_S \underline{U}_1 \quad (2.42)$$

De asemenea, se mai poate scrie:

$$\underline{U}_2 = -\underline{Z}_S \underline{I}_2 = \underline{Z}_S |G_{21}| \underline{U}_1 \quad (2.43)$$

Cu aceste expresii (2.41, 2.42, 2.43) se pot calcula puterile aparente în complex (\underline{S}_1 și \underline{S}_2) de la cele două porți ale giratorului obținându-se:

$$\underline{S}_1 = \underline{U}_1^* \underline{I}_1 = P_1 - jQ_1 = G_{12} |G_{21}| \underline{Z}_S U_1^2 \quad (2.44)$$

$$\underline{S}_2 = \underline{U}_2^* \underline{I}_2 = P_2 - jQ_2 = -|G_{21}|^2 \underline{Z}_S^* U_1^2 \quad (2.45)$$

din care rezultă:

$$P_1 = G_{12} |G_{21}| U_1^2 \Re_e \underline{Z}_S$$

$$P_2 = -|G_{21}|^2 U_1^2 \Re_e \underline{Z}_S^* \quad (2.46)$$

respectiv,

$$Q_1 = -G_{12} |G_{21}| U_1^2 \Im_m \underline{Z}_S$$

$$Q_2 = |G_{21}|^2 U_1^2 \Im_m \underline{Z}_S^* \quad (2.47)$$

în care se ține seama că:

$$\Re_e(\underline{Z}_S) = \Re_e(\underline{Z}_S^*) \quad \text{și} \quad \Im_m(\underline{Z}_S) = -\Im_m(\underline{Z}_S^*) \quad (2.48)$$

Din relațiile (2.46) și (2.47) se obțin expresiile rapoartelor puterilor active și reactive:

$$\frac{P_2}{P_1} = -\frac{|G_{21}|}{G_{12}} \quad \text{și} \quad \frac{Q_2}{Q_1} = \frac{|G_{21}|}{G_{12}} \quad (2.49)$$

Se vede că rapoartele dintre puteri (rel.2.49) depind numai de parametrii cuadripolari de transfer ai giratorului (G_{12} , G_{21}), fiind independente de impedanța de sarcină. Mai trebuie precizat că puterile din aceste relații sunt puteri "primite" pe la cele două porți de către girator.

Pentru raportul tensiunilor la borne la cele două porți rezultă expresia:

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = |G_{21}| \underline{Z}_S \quad (2.50)$$

observându-se că acest raport depinde de impedanța de sarcină și de parametrul cuadripolar $|G_{21}|$.

În cazul particular că $\underline{Z}_S = R_S$ se obține:

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = |G_{21}| R_S = \frac{|G_{21}|}{G_S} > 0 \quad (2.51)$$

Acest raport fiind pozitiv, cele două tensiuni la borne sunt în fază.

În ceea ce privește raportul dintre curenți se obține expresia :

$$\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = -\frac{1}{G_{12} \underline{Z}_S} \quad (2.52)$$

care de asemenea depinde de impedanța de sarcină.

Considerând cazul particular al unei sarcini rezistive ($\underline{Z}_S = R_S = 1/G_S$), raportul dintre curenți devine:

$$\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = -\frac{1}{G_{12} R_S} < 0 \quad (2.53)$$

Acest raport fiind negativ, cei doi curenți sunt în opoziție de fază.

Aceste rezultate privind rapoartele dintre puteri (active și reactive), tensiuni la borne și curenți la cele două porți sunt caracteristici importante ale unui girator ideal.

2.2.4. Condiția de pasivitatea a giratorului cu amplificatoare operaționale

Deoarece giratoarele cu AO conțin pe lângă elemente de circuit pasive și elemente de circuit active (AO), este importantă cunoașterea condițiilor pentru care aceste giratoare au o comportare de circuit pasiv sau activ, ceea ce se poate stabili pe baza condiției de pasivitate [5, 50].

Condiția de pasivitate a unui cuadripol diport este ca energia totală “primită” pe la cele două porți să fie egală sau mai mare ca zero, adică:

$$E(t) = \int_0^t P_t dt + E(t_0) \geq 0 \quad (2.54)$$

în care P_t este puterea totală “primită” pe la cele două porți, iar dacă se consideră $E(t_0)=0$, rezultă:

$$E(t) = \int_0^t P_t dt = \int_0^t (U_1 I_1 + U_2 I_2) dt \geq 0 \quad (2.55)$$

Această formulare ține seama că o putere “cedată” respectiv furnizată unui receptor conectat la bornele de ieșire ale cuadripolului este egală și de semn contrar cu puterea “primită” de cuadripol din exterior pe la bornele respective.

Pentru exemplificare, se va considera cazul unui girator ideal cu sarcină rezistivă. Analiza din punct de vedere al respectării condiției de pasivitate se va face în următoarele trei cazuri caracteristice:

- a) $G_{12} = |G_{21}|$
- b) $G_{12} > |G_{21}|$
- c) $G_{12} < |G_{21}|$

unde s-a ținut seama că în cazul giratorului analizat $G_{12} > 0$ și $G_{21} < 0$.

În ceea ce privește puterile care intervin la un girator cu AO se menționează că în afară de puterile P_1 și P_2 de la cele două porți, mai intervine puterea P_{AO} dezvoltată de amplificatoarele operaționale și puterea P_R disipată în mod inevitabil în rezistențele schemei. Pentru determinarea acestor două puteri (P_{AO} , P_R) trebuie cunoscuți curenții și potențialele nodurilor A, B, C, D, E, F din schema giratorului (fig. 2.10) care sunt:

$$\begin{aligned} V_A = V_B = U_1 & \quad V_C = \frac{U_1(G_3 + G_4) - U_2 G_2}{G_3} \\ V_D = V_E = U_2 & \quad V_F = \frac{U_2(G_4 + G_5)}{G_6} \end{aligned} \quad (2.56)$$

Cazul a) Ținând seama că $P_1 = G_{12} U_1 U_2$ și $P_2 = G_{21} U_1 U_2 = -|G_{21}| U_1 U_2$ puterea totală P_t care intervine în condiția de pasivitate este nulă,

$$P_t = U_1 U_2 (G_{12} - |G_{21}|) = 0 \quad (2.57)$$

deci giratorul ideal considerat în acest caz (rel.2.57) se comportă ca un circuit cuadripolar pasiv. Faptul că giratorul cu AO se comportă ca un circuit pasiv dacă satisface condiția $(G_{12} + G_{21}) \geq 0$, reprezintă un real avantaj din punct de vedere al stabilității circuitului, [11].

Potențialele nodurilor V_C și V_F în acest caz sunt:

$$V_C = 2U_1 - U_2 \quad V_F = 2U_2 \quad (2.58)$$

potențialele $V_A=V_B=U_1$ și $V_D=V_E=U_2$ rămânând neschimbate.

Calculând curenții din schema giratorului, având toate rezistențele egale, pentru puterea P_R disipată în rezistențele schemei se obțin expresia:

$$P_R = G(4U_1^2 + 6U_2^2 - 6U_1U_2) \quad (2.59)$$

iar pentru puterea P_{AO} dezvoltată de AO rezultă aceeași expresie adică, $P_{AO} = G(4U_1^2 + 6U_2^2 - 6U_1U_2)$.

Bilanțul celor patru puteri P_1, P_2, P_{AO}, P_R se scrie sub forma evidentă:

$$P_1 + P_{AO} = |P_2| + P_R \quad (2.60)$$

care exprimă faptul că suma dintre puterea P_1 primită de girator pe la bornele de alimentare și puterea P_{AO} dezvoltată de amplificatoarele operaționale este egală cu suma dintre puterea $|P_2|$ cedată de girator pe la bornele de ieșire și puterea P_R disipată în rezistențele schemei.

În cazul considerat se vede că puterile la cele două porți sunt egale $P_1 = |P_2|$ și de asemenea $P_{AO} = P_R$, ceea ce înseamnă că puterea dezvoltată de AO acoperă complet puterea disipată în rezistențele schemei. Deoarece, pentru acoperirea puterii disipate în rezistențe nu se consumă nimic din puterea primită de girator pe la poarta de intrare, în acest caz se poate spune că giratorul se comportă ca un element nedisipativ. Sub aspectele menționate, giratorul cu AO funcționează în condiții optime, fiind de altfel cazul cel mai des întâlnit în literatură.

Cazul b) Deoarece în acest caz ($G_{12} > |G_{21}|$) puterea totală P_t "primită" de girator pe la cele două porți este pozitivă:

$$P_t = U_1U_2(G_{12} - |G_{21}|) > 0 \quad (2.61)$$

astfel că, în conformitate cu condiția de pasivitate, comportarea giratorului este tot de circuit pasiv.

Realizarea acestui caz presupune alegerea rezistențelor schemei astfel: $R_1=R_2=R_6=R_7=R$ și $R_3=R_4=R_5=R$; $G=1/R'$ și $G''=1/R''$, iar $G' > G''$.

Parametrii cuadripolului sunt:

$$G_{11}=G_{22}=0 \text{ și } G_{12}=G', G_{21}=-G'' \text{ astfel că } G_{12} > |G_{21}| \quad (2.62)$$

Pentru potențialele V_C și V_F în acest caz se obțin expresiile:

$$V_C = 2U_1 - U_2 \frac{G_{12}}{|G_{21}|} \quad \text{și} \quad V_F = 2U_2 \frac{G_{12}}{|G_{21}|} \quad (2.63)$$

Calculând acum puterea disipată P_R și puterea P_{AO} dezvoltată de AO, se obțin în final expresiile:

$$\begin{aligned}
P_R &= (G_{12} + |G_{21}|)(2U_1^2 + 3U_2^2 - 2U_1U_2) - 2|G_{21}|U_1U_2 \\
P_{AO} &= (G_{12} + |G_{21}|)(2U_1^2 + 3U_2^2 - 3U_1U_2)
\end{aligned} \tag{2.64}$$

Ținând seama de expresiile puterilor la porți, rezultă că în acest caz $P_1 > |P_2|$ iar diferența dintre cele două puteri este: $P_1 - |P_2| = (G_{12} - |G_{21}|)U_1U_2 > 0$. Aceiași expresie se obține și dacă se face diferența dintre expresiile puterilor P_R și P_{AO} (rel.2.64), ceea ce este în conformitate cu relația de bilanț a puterilor, care se poate scrie și sub forma $P_1 - |P_2| = P_R - P_{AO}$.

În afară de faptul că giratorul se comportă ca un circuit pasiv, iar puterea de la poarta de ieșire $|P_2|$ este mai mică ca puterea P_1 de la poarta de intrare, comportarea giratorului este de circuit disipativ, deoarece puterea P_R disipată în rezistențe este acoperită de o parte din puterea P_1 . ($P_R = P_1 + P_{AO} - |P_2|$).

Cazul c) În acest caz puterea totală “primită” de girator pe la porți este negativă:

$$P_t = U_1U_2(G_{12} - |G_{21}|) < 0 \tag{2.65}$$

deoarece $G_{12} < |G_{21}|$. Deci, giratorul se va comporta ca un circuit activ ($|P_2| > P_1$).

Pentru realizarea acestui caz rezistențele schemei se aleg ca și în cazul **b)**, cu precizarea că acum se va alege $G < G$, pentru ca să rezulte $G_{12} < |G_{21}|$.

Puterile P_R și P_{AO} vor avea aceleași expresii ca și în cazul anterior (**b**). Făcând diferența dintre aceste puteri se constată că rezultă aceiași expresie $(|G_{21}| - G_{12})U_1U_2 > 0$ ca și diferența dintre $|P_2|$ și P_1 . Puterea dezvoltată de AO acoperă puterea disipată P_R cât și diferența dintre $|P_2|$ și P_1 , adică $P_{AO} = P_R + (|P_2| - P_1)$, expresie care de asemenea este în concordanță cu bilanțul puterilor.

Analiza celor trei cazuri (**a**, **b**, **c**) s-a făcut considerând un girator ideal. Dacă giratorul nu e ideal ($G_{11} \neq 0$, $G_{22} \neq 0$), expresia puterii totale P_t “primită” pe la cele două porți trebuie să îndeplinească condiția de pasivitate:

$$P_t = (G_{11}U_1^2 + G_{22}U_2^2) + U_1U_2(G_{12} - |G_{21}|) \geq 0 \tag{2.66}$$

observându-se că, în acest caz mai general, în expresia puterii totale mai intervine un termen suplimentar față de cazul giratorului ideal, termen care întotdeauna este pozitiv, ($G_{11}U_1^2 + G_{22}U_2^2 > 0$).

Dacă giratorul nu este ideal, concluzia de circuit pasiv (rel.2.66) rămâne valabilă în cazurile **a** și **b**, cu observația că apar pierderi și în primul caz (**a**). În ceea ce privește cazul **c**,

pentru a constata dacă comportarea giratorului este de circuit activ, trebuie văzut dacă cu acest termen suplimentar puterea totală este negativă.

Analiza acestor cazuri caracteristice (a, b, c) va fi exemplificată în capitolul cinci, făcându-se o verificare a rezultatelor obținute în lucrare atât prin calcul cât și pe baza unui program PSpice.

2.3. Comparație sintetică între giratorul Hall și giratorul cu amplificatoare operaționale

În tabelul 2.1 se prezintă sintetic principalele elemente de comparație între giratorul Hall și giratorul cu AO.

Tabelul 2.1

	Giratorul Hall	Giratorul cu AO
1	<p>Comportarea ca girator a generatorului Hall apare în mod natural ca urmare a unui efect fizic (efectul Hall), ce stă la baza funcționării lui. Este deci o proprietate intrinsecă a generatorului Hall care poate fi folosită pentru realizarea de girator Hall.</p> <p>Generatorul Hall se folosește în multe aplicații tehnice importante. Comportarea ca girator intervine și în aceste aplicații, dar ea nu prezintă nici o importanță pentru aplicațiile respective.</p>	<p>Giratorul cu AO reprezintă de fapt o schemă electrică (electronică) cuadripolară ce conține pe lângă elemente de circuit pasive (rezistoare) și elemente de circuit active (AO) într-un anumit montaj.</p> <p>Comportarea ca girator a schemei se obține prin alegerea adecvată a valorilor rezistențelor din schemă. Proprietatea de girator apare deci, în mod voit, prin dimensionarea adecvată a schemei. Schema giratorului cu AO principal nu se poate folosi în alte aplicații ale amplificatoarelor operaționale.</p>
2	<p>Giratorul Hall este un element cuadripolar simplu și eminent pasiv, care evident satisface condiția de pasivitate a</p>	<p>Din punct de vedere al respectării condiției de pasivitate, giratorul cu AO poate să se comporte fie ca un circuit pasiv, fie ca</p>

	unui circuit electric.	unul activ. Această comportare diferită depinde, în principial, de valorile relative ale parametrilor cuadripolari ai giratorului.
3	<p>Ca circuit cuadripolar are o comportare rezistivă până la frecvențe foarte înalte, de ordinul MHz.</p> <p>Domeniul lui specific de funcționare este la frecvențe mult mai mici decât această limită superioară.</p>	<p>În mod obișnuit, se poate considera că acest tip de girator, în formă uzuală, are un caracter rezistiv până la frecvențe de câteva zeci de kHz, limita superioară de frecvență fiind în principal aceea până la care AO din schemă se pot considera practic ideale.</p>
4	<p>La giratorul Hall fără "tensiune de zero", care este cazul cel mai des întâlnit, parametrii cuadripolari de transfer sunt egali ca valori numerice.</p> <p>Ei pot fi însă și diferiți dacă există "tensiune de zero" și dacă aceasta respectă anumite restricții de valoare și semn.</p>	<p>Giratorul cu AO se poate realiza cu parametri cuadripolari de transfer fie egali fie diferiți ca valori numerice, numai prin dimensionarea corespunzătoare a schemei.</p>
5	<p>În construcție uzuală, principial nu se poate realiza un girator Hall care să fie ideal, din cauza pierderilor inevitabile foarte mari în plăcile semiconductoare Hall.</p> <p>Într-o anumită măsură, mai mică sau mai mare, pierderile ar putea fi reduse prin unele soluții tehnice, care ar complica însă dispozitivul.</p>	<p>Este de remarcat ca un avantaj important faptul că, se poate realiza un girator cu AO care să fie practic ideal, deci fără pierderi.</p> <p>În ceea ce privește pierderile din rezistoarele giratorului, care apar chiar dacă giratorul este ideal, se menționează că schema poate fi astfel dimensionată încât această putere disipată în rezistoare să fie complet acoperită de puterea dezvoltată de AO din schemă, caz în care giratorul apare nedisipativ față de borne.</p> <p>În mod deosebit se poate releva posibilitatea de realizare a unui girator ideal, într-o formă simplă și performantă, cu ajutorul amplificatoarelor operaționale tip transconductanță (OTA).</p>

6	Funcționarea giratorului Hall la o inducție magnetică B constantă în timp și luarea unor măsuri adecvate specifice de adaptare, pot asigura practic liniaritatea giratorului Hall.	Semnalele nu vor depăși anumite valori pentru a putea considera giratorul cu AO ca un circuit cuadripolar liniar.
7	Analiza funcționării giratorului (generatorului) Hall ocazională și abordarea unor probleme teoretice importante, cum ar fi: dependența unor mărimi de valoarea și sensul inducției magnetice B , sau verificarea relației lui Onsager-Casimir, ș.a.	Fiind vorba doar de dimensionarea adecvată a unei scheme electrice pentru obținerea comportării ca girator a acesteia, nu se pun probleme analoge cu caracter fenomenologic.
8	Ca ordin de mărime, parametrii globali de calitate T_{k0} (rel.1.47) și k (rel.1.31) ai giratorului Hall sunt mult subunitari, (performanțe modeste).	Parametrii T_{k0} și k ai giratorului cu AO pot atinge, în mod obișnuit, valori foarte mari, de ordinul de mărime 10^2-10^5 . (performanțe foarte mari).

Analiza comparativă a celor două tipuri de giratoare (tab. 2.1), în afară de faptul că relevă în mod sintetic elementele comune și elementele care le diferențiază, constituie un argument în plus pentru a crea un cadru de analiză larg și tot odată unitar a acestor giratoare. Este necesar ca în studiu să se considere giratoare atât ideale cât și cu pierderi și de asemenea, giratoare cu parametrii cuadripolari de transfer de valori egale și de valori diferite.

CAPITOLUL 3.

SCHEME ECHIVALENTE ALE CUADRIPOLILOR ANTIRECIPROCI ȘI BILANȚURI DE PUTERI

Schemele echivalente ale cuadripolilor antireciproci se pot stabili plecând de la schemele echivalente ale cuadripolilor nereziproci în general, ținându-se seama corespunzător de condiția de antireciprocitate. Această operațiune se poate face de la început, sau se face pe parcurs.

Deoarece, exprimarea acestei condiții depinde de regula de asociere a sensurilor de referință, este necesar să se precizeze regula de asociere adoptată la obținerea diferitelor rezultate, pentru a se evita posibile confuzii. Se va observa că, de nereziprocitya cuadripolilor se ține seama în schemele echivalente prin surse de tensiune sau de curent comandate.

Pe baza schemelor echivalente se pot face, relativ simplu, bilanțuri de puteri active și reactive, ceea ce subliniază implicit importanța schemelor echivalente în scop de calcul. La efectuarea bilanțurilor de puteri, pe lângă puterile de la cele două porți, trebuie calculate și puterile (active și reactive) ale surselor comandate din schemele echivalente, care de fapt țin seama de antireciprocitatea giratorului. Se menționează faptul că, numai pe baza ecuațiilor cuadripolare ale unui girator, se pot calcula doar puterile la cele două porți.

3.1. Schema echivalentă în T.

Referindu-ne la un cuadripol nereziproci oarecare, caracterizat prin matricea rezistentă $[R]$, aceasta se poate descompune astfel:

$$[R] = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{12} & R_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ R_4 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

care este o descompunere clasică în teoria cuadripolului [24, 73]. Prima matrice din membrul drept (rel.3.1) se referă la un cuadripol reciproc, pe care să-l considerăm în T și la scrierea ecuațiilor căruia s-a aplicat regula de asociere de la receptoare la ambele porți, iar a doua matrice corespunde unei surse de tensiune comandată în curent, având tensiunea electromotoare $R_4 \underline{I}_1 = (R_{21} - R_{12}) \underline{I}_1$ și care acționează în circuitul de ieșire.

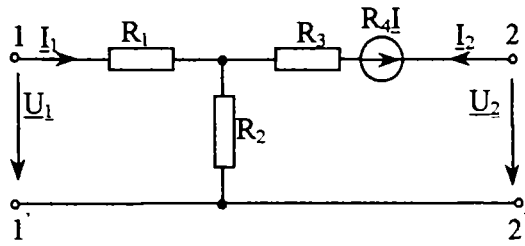


Fig.3.1 Schemă cuadripolară echivalentă în T, cu o sursă de tensiune comandată în curent

De fapt, această sumă corespunde conectării în serie a celor doi cuadripoli componenți, care într-o reprezentare simplificată este redată în figura 3.1. Ecuațiile schemei echivalente sunt:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= (R_1 + R_2) \underline{I}_1 + R_2 \underline{I}_2 \\ \underline{U}_2 &= (R_2 + R_4) \underline{I}_1 + (R_2 + R_3) \underline{I}_2 \end{aligned} \quad (3.2)$$

în care intervin parametrii cuadripolari (rel.3.3), în funcție de care rezultă apoi parametrii $R_1 \dots R_4$ ai schemei echivalente (rel.3.4):

$$\begin{aligned} R_{11} &= R_1 + R_2 & R_1 &= R_{11} - R_{12} \\ R_{12} &= R_2 & R_2 &= R_{12} \\ R_{21} &= R_2 + R_4 & R_3 &= R_{22} - R_{12} \\ R_{22} &= R_2 + R_3 & R_4 &= R_{21} - R_{12} \end{aligned} \quad (3.3) \quad (3.4)$$

În cazul cuadripolilor antireciproci, aceștia sunt caracterizați prin faptul că produsul parametrilor de transfer este negativ, adică $R_{12} R_{21} < 0$. De exemplu, dacă $R_{12} > 0$ atunci $R_{21} = -|R_{21}| < 0$, astfel că parametrul R_4 devine:

$$R_4 = R_{21} - R_{12} = -(R_{12} + |R_{21}|) \quad (3.5)$$

Bine înțeles, dacă $R_{12} < 0$, respectiv $R_{21} > 0$, expresia lui R_4 este:

$$R_4 = R_{21} - R_{12} = (|R_{12}| + R_{21}) \quad (3.6)$$

În situația că rezistențele de transfer sunt egale ca valori numerice, respectiv $|R_{12}| = |R_{21}| = R_g$, în care R_g este rezistența de girație, pentru R_4 rezultă expresia:

$$R_4 = \mp 2R_g \quad (3.7)$$

cu semnul minus dacă $R_{12} > 0$ și cu semnul plus dacă $R_{12} = -|R_{12}| < 0$.

În figura 3.2 se prezintă schemele cuadripolare echivalente în ipoteza $R_{12} > 0$, respectiv $R_{21} < 0$, în următoarele două situații:

a) parametrii cuadripolari de transfer de valori diferite ($|R_{12}| \neq |R_{21}|$);

b) parametrii cuadripolari de transfer de valori egale ($|R_{12}| = |R_{21}| = R_g$).

S-a ținut seama de expresiile parametrilor R_1, R_2, R_3, R_4 , din schema echivalentă (rel. 3.4).

Dacă în relația (3.4) și corespunzător în schema echivalentă din figura 3.2. se consideră nuli parametrii cuadripolari R_{11} și R_{22} se obțin rezultatele valabile în cazul giratorului ideal.

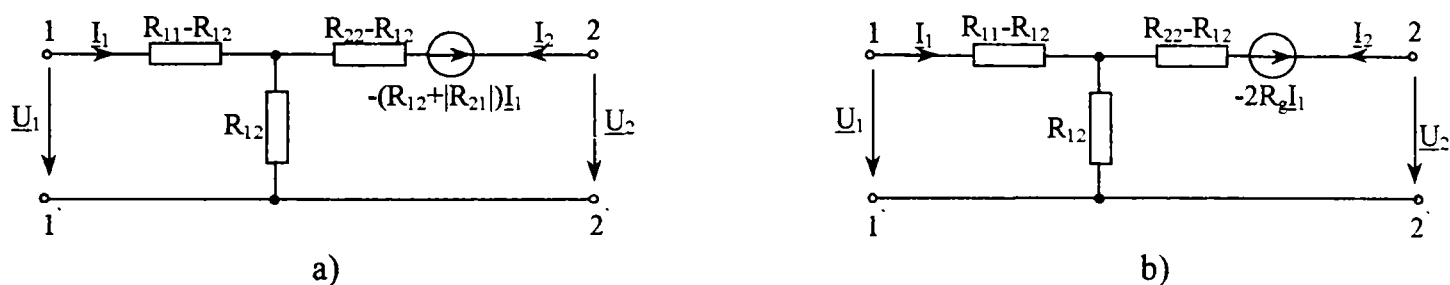


Fig. 3.2 Schemă echivalentă în T, pentru $R_{12} > 0$, respectiv $R_{21} = -R_{21}' < 0$

a) $|R_{12}| \neq |R_{21}'|$

b) $|R_{12}| = |R_{21}'| = R_g$

Cu titlu informativ se menționează că, dacă la scrierea ecuațiilor schemei echivalente s-ar fi aplicat regula de asociere de la receptoare la bornele 11 și regula de la generatoare la bornele 22, se obțin expresiile:

$$\begin{aligned} R_{11} &= R_1 + R_2 \\ R_{12} &= -R_2 \\ R_{21} &= R_2 + R_4 \\ R_{22} &= -(R_2 + R_3) \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} R_1 &= R_{11} + R_{12} \\ R_2 &= -R_{12} \\ R_3 &= R_{12} - R_{22} \\ R_4 &= R_{12} + R_{21} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Se observă că expresiile (3.4) și (3.9) diferă formal unele de altele prin semnele cu care intervin unii termeni. Dacă însă se ține seama de semnificațiile fizice ale parametrilor cuadripolari, în cadrul fiecărei reguli de asociere a sensurilor de referință, pentru parametrii $R_1 \dots R_4$ ale schemei echivalente rezultă aceleași expresii, independent de regula de asociere aplicată.

Se mai poate menționa că, în locul sursei de tensiune comandată în curent din schema echivalentă în T (fig.3.2), se poate considera și o schemă echivalentă cu o sursă de curent comandată ($R_4 / R_3 I_1$), conectată în paralel cu R_3 , [24].

De asemenea, descompunerea matricei $[R]$ se poate face astfel încât schema echivalentă în T să conțină două surse de tensiune comandate în curent. În acest scop, trebuie observat că, matricea rezistență a cuadripolului neregiproc și nesimetric se poate descompune și astfel:

$$[R] = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11} & 0 \\ 0 & R_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & R_{12} \\ R_{21} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Prima matrice din sumă corespunde unui cuadripol reciproc considerat în T incomplet (fără rezistență transversală), iar a doua matrice corespunde unui cuadripol constituit din două surse de tensiune comandate în curent, fiecare dintre surse fiind introdusă în circuitul câte unei porți (fig.3.3).

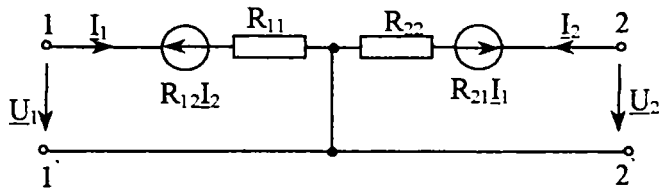


Fig. 3.3 Schemă echivalentă cu două surse de tensiune comandate

Această schemă echivalentă e folosită pe scară largă în analiza cuadripolilor din cauza unei anumite simetrii față de cele două porți.

În cazul cuadripolilor antireciproci ($R_{12}R_{21} < 0$), dacă considerăm din nou $R_{12} > 0$, rezultă schema din figura 3.4.a.

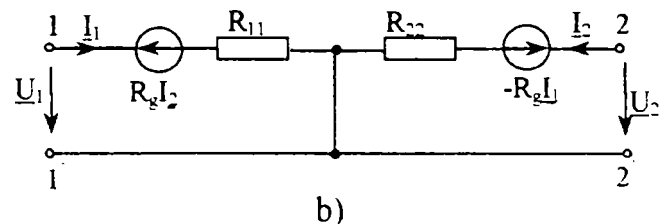
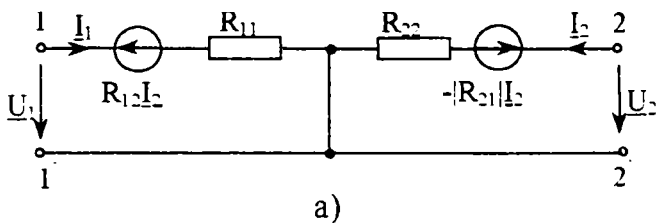


Fig. 3.4 Schemă echivalentă cu două surse de tensiune comandate, în ipoteza $R_{12} > 0$. a) $R_{12} \neq R_{21}$; b) $R_{12} = R_{21} = R_g$

Figura 3.4.b se referă la cazul când rezistențele de transfer sunt egale ca valori numerice. În acest caz în schema echivalentă se poate scrie $R_{12} = |R_{21}| = R_g$.

3.2. Schema echivalentă în Π

Matricea conductanță (admitanță) a unui cuadripol nereciproci oarecare se poate descompune astfel, [24, 73]:

$$[G] = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{:1} & G_{12} \\ G_{:2} & G_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ G_4 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

în care $G_4 = G_{21} - G_{12}$. Descompunerii exprimată de relația 3.11 îi corespunde o schemă

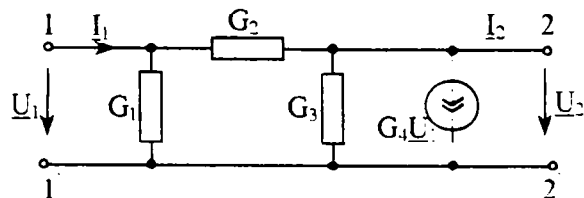


Fig. 3.5 Schemă cuadripolară echivalentă în Π , cu o sursă de curent comandată în tensiune

cuadripolară echivalentă, constituită dintr-un cuadripol reciproc care îl considerăm în Π și o sursă de curent comandat în tensiune ($G_4 U_1$) și conectată la bornele 22' (fig. 3.5). S-a aplicat

regula de asociere a sensurilor de referință de la receptoare la ambele porți. Se știe că în locul sursei de curent din schemă echivalent în Π se poate considera și o sursă de tensiune de t.e.m $G_4 U_1 / G_3$ introdusă în serie cu G_3 [24].

Ecuțiile acestei scheme echivalente sunt:

$$\begin{aligned} I_1 &= (G_1 + G_2)U_1 - G_2 U_2 \\ I_2 &= (-G_2 + G_4)U_1 + (G_2 + G_3)U_2 \end{aligned} \quad (3.13)$$

în care intervin parametrii cuadripolari (rel.3.13), din care rezultă apoi parametrii $G_1 \dots G_4$ ai schemei echivalente (rel.3.14).

$$\begin{aligned} G_{11} &= G_1 + G_2 & G_1 &= G_{11} + G_{12} \\ G_{12} &= -G_2 & G_2 &= -G_{12} \\ G_{21} &= G_4 - G_2 & G_3 &= G_{22} + G_{12} \\ G_{22} &= G_2 + G_3 & G_4 &= G_{21} - G_{12} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Pentru a ține seama de faptul că cuadripolul este antireciproc se va pune condiția $G_{12}G_{21} < 0$. Dacă de exemplu $G_{12} > 0$, parametrul G_4 devine:

$$G_4 = G_{21} - G_{12} = -(G_{12} + |G_{21}|) \quad (3.15)$$

Dacă $G_{12} < 0$, respectiv $G_{21} > 0$, expresia lui G_4 este:

$$G_4 = G_{21} - G_{12} = (G_{12} + |G_{21}|) \quad (3.16)$$

În situația în care conductanțele de transfer sunt egale ca valori numerice $|G_{12}| = |G_{21}| = G_g$, G_g , fiind conductanța de girație ($G_g = 1/R_g$), pentru G_4 rezultă expresia:

$$G_4 = \mp 2G_g \quad (3.17)$$

cu semnul minus dacă $G_{12} > 0$ și cu semnul plus dacă $G_{12} = -|G_{12}| < 0$.

În figura 3.6 se reprezintă schemele cuadripolare în ipoteza $G_{12} > 0$ în următoarele două situații:

- parametrii cuadripolari de transfer de valori numerice diferite ($|G_{12}| \neq |G_{21}|$)
- parametrii cuadripolari de transfer de valori egale ($|G_{12}| = |G_{21}| = G_g$).

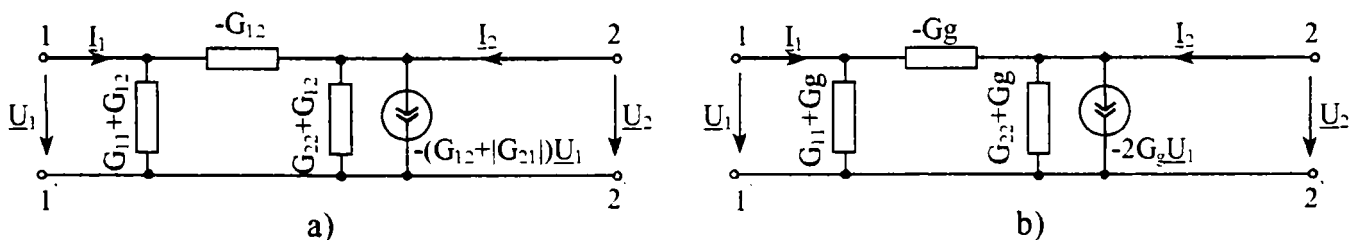


Fig. 3.6 Schemă echivalentă în Π , pentru $G_{12} > 0$, respectiv $G_{21} = -|G_{21}| < 0$;
a) ($|G_{12}| \neq |G_{21}|$); b) ($|G_{12}| = |G_{21}| = G_g$)

Este evident că dacă s-ar fi considerat ipoteza $G_{12} < 0$, structura schemei echivalente (fig.3.6.) rămâne aceeași, însă vor trebui schimbate semnele lui G_{12} și G_{21} . Dacă în relațiile 3.14 și corespunzător în schema echivalentă din figura 3.6. se consideră nuli parametrii cuadripolari G_{11} și G_{22} se obțin rezultatele valabile în cazul giratorului ideal.

Schema echivalentă analizată (fig.3.5; fig.3.6), se poate numi și schema echivalentă în Π cu o singură sursă de curent comandată în tensiune. Se poate menționa că există o schemă echivalentă cu două surse de curent comandate, care se obține pe baza următoarei descompunerii a matricei conductanță:

$$[G] = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & 0 \\ 0 & G_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & G_{12} \\ G_{21} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Prima matrice din sursă reprezintă un cuadripol reciproc în Π incomplet (fără admitanță longitudinală), iar a doua matrice corespunde unui cuadripol constituit din două surse de curent comandate în tensiune, fiecare sursă fiind conectată la câte o poartă (fig.3.7).

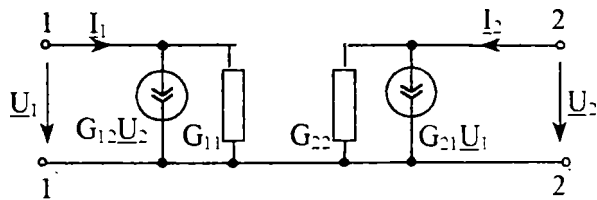


Fig. 3.7 Schemă echivalentă cu două surse de curent comandate

În cazul cuadripolilor antireciproci ($G_{12}G_{21} < 0$), dacă se consideră din nou $G_{12} > 0$, respectiv $G_{21} = -|G_{21}| < 0$, rezultă schema echivalentă din figura 3.8.a

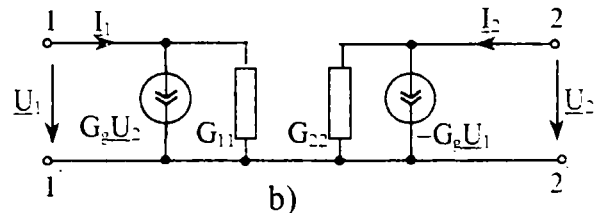
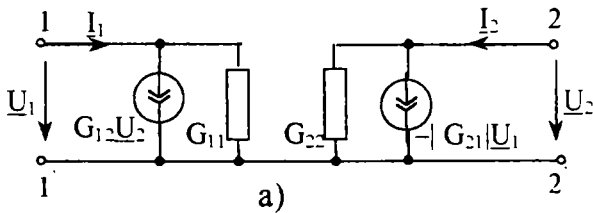


Fig. 3.8 Schemă echivalentă cu două surse de curent comandate, în ipoteza $G_{12} > 0$:
a) ($|G_{12}| \neq |G_{21}|$); b) ($|G_{12}| = |G_{21}| = G_g$)

Figura 3.8.b se referă la cazul când conductanțele de transfer sunt egale ca valori numerice $|G_{12}| = |G_{21}| = G_g$. În această situație se va scrie G_g în loc de G_{12} și $-G_g$ în loc de G_{21} . Această schemă se simplifică și mai mult dacă cuadripolul analizat este ideal, deoarece conductanțele de scurtcircuit la cele două porți sunt nule ($G_{11} = G_{22} = 0$), rezultând o schemă echivalentă simplă (fig.1.5).

Se poate observa că schema echivalentă cu două surse de curent comandate (fig.3.8) prezintă o anumită simetrie de structură față de cele două porți, din care cauză de multe ori este preferată în scop de analiză.

Este important de subliniat că această schemă echivalentă poate fi realizată întocmai foarte ușor folosind dispozitive integrate moderne cu denumirea prescurtată de O.T.A (operațional transconductance amplifier), [33, 68]. Se știe că, amplificatorul operațional tip transconductanță este o sursă de curent controlată în tensiune, la care curentul de ieșire I_0 este proporțional cu tensiunea diferențială aplicată la intrare [68]. Factorul de proporționalitate dintre curentul de ieșire și tensiunea diferențială aplicată la intrare se numește transconductanță (g) a dispozitivului OTA, putându-se scrie $I_0 = g(V_+ - V_-)$.

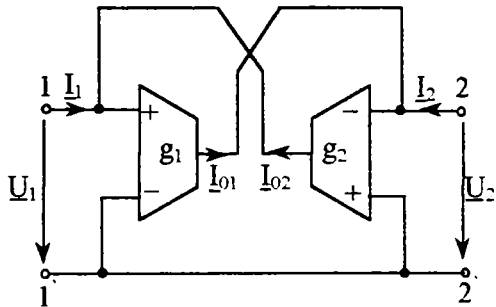


Fig. 3.9 Girator realizat cu O.T.A. (amplificatoare operaționale tip transconductanță)

Un girator ideal poate fi deci realizat pe baza schemei lui echivalente, asociind fiecăruia din cele două surse de curent comandate din schemă câte un OTA (fig.3.9). Într-o astfel de realizare transconductanțele g_1 și g_2 ale celor două OTA corespund conductanțelor de transfer ale giratorului. Pentru schema din figura 3.9 se poate scrie:

$$\underline{I_{01}} = g_1(V_1 - 0) = g_1 \underline{U_1} \text{ și } \underline{I_{02}} = g_2(0 - V_2) = -g_2 \underline{U_2}.$$

Din cauza rezistențelor de intrare foarte mari ale dispozitivelor OTA, se poate scrie $\underline{I_1} \approx -\underline{I_{02}}$ și $\underline{I_2} \approx -\underline{I_{01}}$

astfel că rezultă expresiile:

$$\begin{aligned} \underline{I_1} &= g_2 \underline{U_2} & \text{sau} & & \underline{U_1} &= -\frac{1}{g_1} \underline{I_2} \\ \underline{I_2} &= -g_1 \underline{U_1} & & & \underline{I_1} &= g_2 \underline{U_2} \end{aligned} \quad (3.19) \quad (3.20)$$

care sunt tocmai ecuațiile unui girator ideal, a cărei matrice de lanț este:

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{g_1} \\ g_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

având determinantul $\det[A] = g_2/g_1$.

Se poate observa că, inductivitatea simulată cu giratorul din figura 3.9, având la ieșire condensatorul de capacitate C , este $L = C/g_1g_2$, dacă evident giratorul este ideal. Se mai poate releva că, spre deosebire de giratorul realizat cu AO obișnuite, schema giratorului realizat cu dispozitive OTA nu are elemente de circuit pasive (rezistoare), ci este constituit doar din cele două OTA (fig.3.9), ceea ce constituie o simplificare a schemei giratorului.

3.3. Schema echivalentă în punte

Se urmărește stabilirea unei scheme echivalente în punte, ale cărei elemente să fie exprimate în funcție de parametrii cuadripolari introduși prin alimentarea pe la ambele capete, preocupare care se întâlnește și în [20]. În acest scop matricea conductanță a cuadripolului se descompune astfel:

$$\begin{aligned}
 [G] &= \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (G_1)_1 + (G_1)_{-1} & (G_1)_1 - (G_1)_{-1} \\ (G_2)_1 - (G_2)_{-1} & (G_2)_1 + (G_2)_{-1} \end{bmatrix} = \\
 &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (G_1)_1 + (G_1)_{-1} & (G_1)_1 - (G_1)_{-1} \\ (G_1)_1 - (G_1)_{-1} & (G_1)_1 + (G_1)_{-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ G_4 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.22)
 \end{aligned}$$

în care:

$$G_3 = G_{22} - G_{11} = \frac{1}{2} [(G_2)_1 + (G_2)_{-1} - (G_1)_{-1} - (G_1)_1] \quad (3.23)$$

$$G_4 = G_{21} - G_{12} = \frac{1}{2} [(G_2)_1 - (G_2)_{-1} - (G_1)_1 + (G_1)_{-1}] \quad (3.24)$$

relații în care s-a aplicat regula de asociere a sensurilor de referință de la receptoare pentru ambele porți.

Prima matrice din dreapta relației 3.22 corespunde unei scheme cuadripolare reciproce

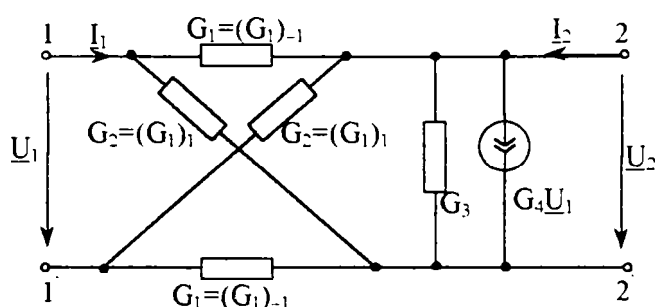


Fig. 3.10 Schemă echivalentă în punte

și simetrice în punte, ale cărei elemente sunt: $G_1 = (G_1)_{-1}$ și $G_2 = (G_1)_1$. Matricea a doua din relația 3.22 corespunde unui dipol (G_3) conectat la bornele de ieșire, ce ține seama de nesimetrie, iar matricea a treia corespunde unei surse de curent conectată tot la poarta de ieșire, având curentul de scurtcircuit $G_4 U_1$ care ține seama în

fond de nerez reciprocitatea cuadripolului, (fig. 3.10).

Dacă rezistențele de transfer ale cuadripolului antireciproce sunt egale ca valori numerice, condiția de antireciprocare a cuadripolului este:

$$(G_1)_1 - (G_1)_{-1} = (G_2)_{-1} - (G_2)_1 \quad (3.25)$$

iar parametrii G_1, \dots, G_4 ai schemei echivalente devin:

$$\begin{aligned}
G_1 &= (G_1)_{-1} \\
G_2 &= (G_1)_1 \\
G_3 &= G_{22} - G_{11} = \frac{1}{2}[(G_2)_1 + (G_2)_{-1} - (G_1)_{-1} - (G_1)_1] \\
G_4 &= G_{21} - G_{12} = \frac{1}{2}[(G_2)_1 - (G_2)_{-1} - (G_1)_1 + (G_1)_{-1}] = (G_1)_{-1} - (G_1)_1
\end{aligned} \tag{3.26}$$

Cu ajutorul parametrilor cuadripolari introduși prin alimentarea pe la ambele capete se pot elabora și alte scheme echivalente în punte. Schema echivalentă la care sursa de curent comandată este conectată la bornele de intrare (fig.3.11), se obține prin descompunerea matricei conductanță în felul următor:

$$\begin{aligned}
[G] &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (G_1)_1 + (G_1)_{-1} & (G_1)_1 - (G_1)_{-1} \\ (G_2)_1 - (G_2)_{-1} & (G_2)_1 + (G_2)_{-1} \end{bmatrix} = \\
&= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} G_1 + G_2 & G_2 - G_1 \\ G_2 - G_1 & G_1 + G_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_3 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & G_4 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \\
&= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (G_2)_1 + (G_2)_{-1} & (G_2)_1 - (G_2)_{-1} \\ (G_2)_1 - (G_2)_{-1} & (G_2)_1 + (G_2)_{-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_3 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & G_4 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.27}$$

în care:

$$\begin{aligned}
G_1 &= (G_2)_{-1} \\
G_2 &= (G_2)_1 \\
G_3 &= G_{11} - G_{22} = \frac{1}{2}[(G_1)_1 + (G_1)_{-1} - (G_2)_1 - (G_2)_{-1}] \\
G_4 &= G_{12} - G_{21} = \frac{1}{2}[(G_1)_1 - (G_1)_{-1} - (G_2)_1 + (G_2)_{-1}]
\end{aligned} \tag{3.28}$$

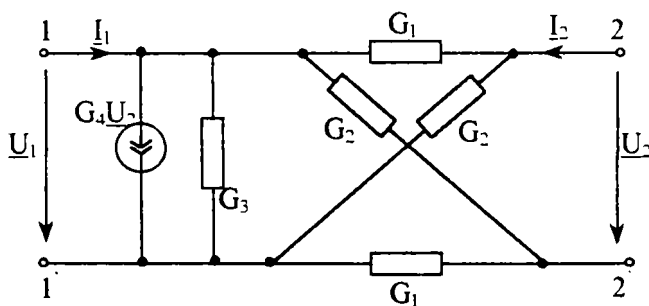


Fig. 3.11 Schemă echivalentă în punte, cu sursa de curent comandată la bornele de intrare

La scrierea ecuațiilor s-a folosit numai regula de la receptoare la ambele porți. Referindu-se la cuadripolii antireciproci cu conductanțe de transfer egale și presupunând $G_{12} > 0$, conductanța G_4 devine:

$$G_4 = 2G_{12} = (G_1)_1 - (G_1)_{-1} \tag{3.29}$$

Se mai poate stabili o schemă echivalentă cu două surse de curent comandate, câte una la fiecare poartă. În acest caz, matricea conductanță se descompune astfel:

$$\begin{aligned}
[G] &= \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_1 & 0 \\ 0 & G_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & G_3 \\ G_4 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_5 & 0 \\ 0 & G_6 \end{bmatrix} = \\
&= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (G_1)_1 + (G_1)_{-1} & (G_1)_1 - (G_1)_{-1} \\ (G_2)_1 - (G_2)_{-1} & (G_2)_1 + (G_2)_{-1} \end{bmatrix} = \\
&= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (G_1)_1 + (G_1)_{-1} + (G_2)_1 + (G_2)_{-1} & 0 \\ 0 & (G_1)_1 + (G_1)_{-1} + (G_2)_1 + (G_2)_{-1} \end{bmatrix} + \\
&+ \begin{bmatrix} 0 & G_3 \\ G_4 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_5 & 0 \\ 0 & G_6 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.30}$$

în care s-au făcut notațiile:

$$\begin{aligned}
G_1 &= G_{11} + G_{22} = \frac{1}{2} [(G_1)_1 + (G_1)_{-1} + (G_2)_1 + (G_2)_{-1}] \\
G_3 &= G_{12} = \frac{1}{2} [(G_1)_1 - (G_1)_{-1}] \\
G_4 &= G_{21} = \frac{1}{2} [(G_2)_1 - (G_2)_{-1}] \\
G_5 &= -G_{22} = -\frac{1}{2} [(G_2)_1 + (G_2)_{-1}] \\
G_6 &= -G_{11} = -\frac{1}{2} [(G_1)_1 + (G_1)_{-1}]
\end{aligned} \tag{3.31}$$

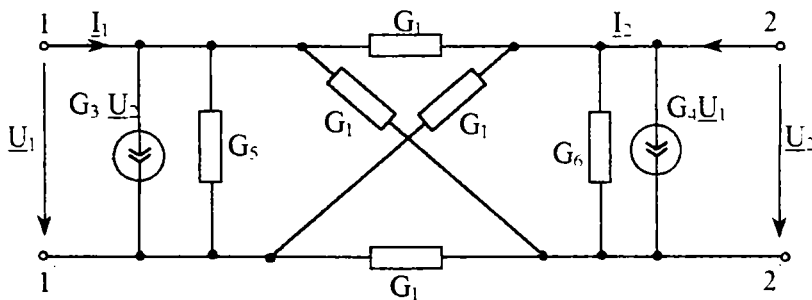


Fig. 3.12 Schemă echivalentă în punte, cu două surse de curent comandate

Schema echivalentă în punte corespunzătoare acestei descompunerii (rel.3.30), este arătată în figura 3.12. Prima matrice din (rel.3.30) corespunde unui cuadripol simetric în punte conținând un singur element (G_1). Schema mai conține două surse

de curent comandate, $G_3 \underline{U}_2$ și $G_4 \underline{U}_1$, la fiecare poartă câte una și de asemenea, dipolii G_5 și G_6 conectați la cele două porți.

Presupunând și în acest caz admitanțele de transfer ale cuadripolului antireciproce egale ca valori numerice, parametrii G_3 și G_4 devin:

$$\begin{aligned}
G_3 &= G_{12} = \frac{1}{2} [(G_1)_1 - (G_1)_{-1}] \\
G_4 &= -|G_{21}| = -\frac{1}{2} [(G_2)_1 - (G_2)_{-1}]
\end{aligned} \tag{3.32}$$

parametrii G_1, G_5, G_6 rămânând neschimbați. S-a presupus situația în care $G_{12} > 0$ respectiv $G_{21} = -|G_{21}| < 0$.

3.4. Bilanțuri de puteri active și reactive pe baza schemelor echivalente

Pentru efectuarea bilanțurilor de puteri, din motive de simplitate în acest paragraf se va considera doar schema echivalentă în Π , în diferitele ei variante, menționând faptul că în mod analog bilanțurile de putere se pot face și pe baza celorlalte scheme cuadripolare echivalente. De asemenea, se mai menționează că bilanțul de puteri se va face la început considerând un girator ideal și apoi pentru un girator cu pierderi.

α) Se consideră un girator ideal având conectat la bornele de ieșire un condensator fără

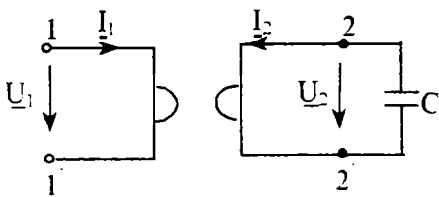


Fig. 3.13 Girator cu sarcină pur capacitivă

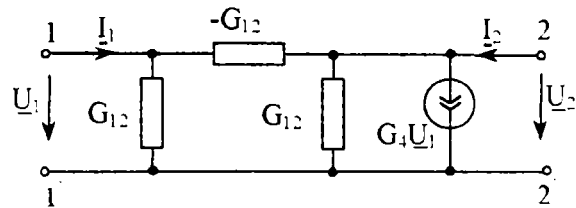


Fig. 3.14 Schemă echivalentă în Π a giratorului ideal ($G_{12} > 0$)

pierderi, de capacitate C , schemă care în tehnică corespunde deja unui montaj uzual pentru simularea pe această cale a unor inductivități (fig.3.13). Schema echivalentă în Π a unui girator ideal, cu o singură sursă comandată, este prezentată în figura 3.14. Această schemă echivalentă presupune că $G_{12} > 0$, respectiv $G_{21} = -|G_{21}| < 0$, astfel că parametrul G_4 al schemei echivalente este $G_4 = G_{21} - G_{12} = -(G_{12} + |G_{21}|)$.

Ecuția pentru receptorul pur capacitiv este $\underline{U}_2 = -\underline{I}_2 \underline{Z}_C = jX_C \underline{I}_2$. Ținând seama și de ecuațiile giratorului ideal (rel.1.19) se pot scrie expresiile variabilelor la borne, în care tensiunea \underline{U}_1 este o mărime de referință:

$$\begin{aligned} \underline{I}_2 &= G_{21} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 &= jX_C \underline{I}_2 = -jX_C G_{21} \underline{U}_1 = jX_C |G_{21}| \underline{U}_1 \\ \underline{I}_1 &= G_{12} \underline{U}_2 = jX_C G_{21} G_{12} \underline{U}_1 = -jX_C |G_{12} G_{21}| \underline{U}_1 \end{aligned} \quad (3.33)$$

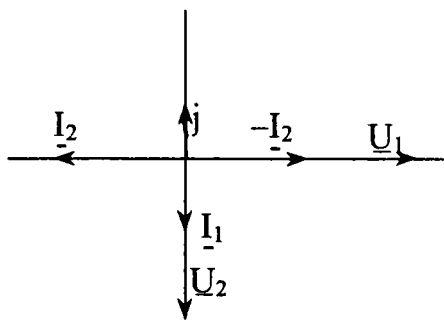


Fig. 3.15 Explicativă privind defazajele dintre variabilele de la bornele giratorului ideal.

Cele patru variabile la borne ($\underline{U}_1, \underline{U}_2, \underline{I}_1, \underline{I}_2$) pot fi urmărite calitativ într-un plan complex (fig. 3.15). În această explicativă se verifică simplu defazajul capacitiv ($-\pi/2$) între \underline{U}_2 și ($-\underline{I}_2$) și de asemenea, defazajul inductiv ($+\pi/2$) la bornele de intrare, între \underline{U}_1 și \underline{I}_1 .

Pe baza relației 3.33 se pot determina puterile aparente în complex la cele două porți ale giratorului, obținându-se expresiile:

$$\underline{S}_1 = \underline{U}_1^* \underline{I}_1 = P_1 - jQ_1 = jX_c G_{12} G_{21} U_1^2 = -jX_c G_{12} |G_{21}| U_1^2 \quad (3.34)$$

$$\underline{S}_2 = \underline{U}_2^* (-\underline{I}_2) = P_2 - jQ_2' = jX_c G_{21}^2 U_1^2 \quad (3.35)$$

Din ecuațiile (3.34) și (3.35) se vede că puterea reactivă (Q_1) "primită" pe la bornele 11 de către girator este pozitivă:

$$Q_1 = X_c |G_{12} G_{21}| U_1^2 > 0 \quad (3.36)$$

iar puterea reactivă cedată de girator condensatorului C la bornele 22 este negativă:

$$Q_2 = -X_c G_{21}^2 U_1^2 < 0 \quad (3.37)$$

În locul puterii reactive Q_2 absorbită de condensator pe la bornele 22, se poate considera puterea reactivă "primită" Q_2 de girator pe la bornele respective, cele două puteri fiind egale și de semn contrar ($Q_2 = -Q_2'$) adică:

$$Q_2 = X_c G_{21}^2 U_1^2 > 0 \quad (3.38)$$

Se observă că, ambele puteri reactive "primate" pe la cele două porți sunt pozitive. Un bilanț al puterilor reactive se poate obține numai pe baza schemelor cuadripolare echivalente. Considerând schema echivalentă în Π , cu o sursă de curent comandată, mai trebuie deci să se calculeze puterea aparentă în complex \underline{S}_s a acesteia, obținându-se:

$$\underline{S}_s = \underline{U}_2^* \underline{I}_s = P_s - jQ_s = \underline{U}_2^* (G_{21} - G_{12}) \underline{U}_1 = -jX_c (G_{21}^2 + |G_{12} G_{21}|) U_1^2$$

Puterea activă a sursei de curent comandată din schema echivalentă este evident nulă ($P_s=0$), iar puterea reactivă a sursei este:

$$Q_s = X_c (|G_{12} G_{21}| + G_{21}^2) U_1^2 > 0 \quad (3.39)$$

Comparând relațiile (3.36), (3.38), (3.39) se constată că bilanțul puterii reactive este:

$$Q_1 + Q_2 = Q_s \quad (3.40)$$

adică, suma puterilor reactive "primită" de girator pe la cele două porți este egală cu puterea absorbită de sursa de curent comandată din schema echivalentă. De asemenea, se mai poate observa că raportul puterilor reactive la cele două perechi de borne Q_1/Q_2 este egal cu raportul valorilor conductanțelor de transfer în scurtcircuit $|G_{12}|/|G_{21}|$.

La giratorul ideal analizat este evident că puterile active la cele două perechi de borne sunt nule ($P_1 = P_2 = P_s = 0$).

β) Pentru analiza cât mai completă a unui bilanț de puteri ne vom referi în continuare și la un girator cu pierderi (fig.3.6.). În acest scop, schema giratorului cu AO se dimensionează așa fel încât în mod voit, giratorul să fie cu anumite pierderi ($G_{11} \neq 0, G_{22} \neq 0$).

Pornind de la expresia admitanței echivalente de intrare \underline{Y}_{e1} a giratorului (rel.1.37), care are conectat la bornele de ieșire un condensator de capacitate C, ($\underline{Y}_s = j\omega C$), expresia acestei, mărimi este:

$$\underline{Y}_{e1} = G_{e1} - jB_{e1} = G_{11} + \frac{|G_{12}G_{21}|}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} G_{22} - j \frac{|G_{12}G_{21}|}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} \omega C \quad (3.41)$$

Puterile aparente în complex la cele două porți, sunt:

$$\begin{aligned} \underline{S}_1 &= \underline{U}_1^* \underline{I}_1 = \underline{Y}_{e1} \underline{U}_1^2 = P_1 - jQ_1 = \\ &= \left[G_{11} + \frac{|G_{12}G_{21}|}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} G_{22} \right] U_1^2 - j \left[\frac{|G_{12}G_{21}|}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} \omega C \right] U_1^2 \end{aligned} \quad (3.42)$$

$$\underline{S}_2 = \underline{U}_2^* (-\underline{I}_2) = P_2 - jQ_2 = j\omega C U_2^2 = j\omega C \frac{G_{21}^2}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} U_1^2 \quad (3.43)$$

în ultima relație ținându-se esama de expresia:

$$\left(\frac{U_2}{U_1} \right)^2 = \frac{G_{21}^2}{G_{22}^2 + (\omega C)^2}$$

Din relațiile (3.42) și (3.43) se vede că puterea reactivă (Q_1) "primită" pe la bornele 11 de către girator și puterea reactivă "primită" de girator pe la bornele 22 ($Q_2 = -Q_2$) sunt pozitive:

$$Q_1 = \left[\frac{|G_{12}G_{21}|}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} \omega C \right] U_1^2 > 0 \quad (3.44)$$

$$Q_2 = \omega C \frac{G_{21}^2}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} U_1^2 > 0 \quad (3.45)$$

Puterea activă primită de girator pe la bornele 11' (P_1), este pozitivă și are expresia:

$$P_1 = \left[G_{11} + \frac{|G_{12}G_{21}|}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} G_{22} \right] U_1^2 \quad (3.56)$$

iar puterea activă P_2 este evident nulă.

Luând în considerare schema echivalentă în Π cu o sursă de curent comandată (fig. 3.6), puterea aparentă în complex P_S a acesteia este:

$$\underline{S}_S = \underline{U}_2^* \underline{I}_S = \underline{U}_2^* (G_{21} - G_{12}) \underline{U}_1 = \frac{G_{21}(G_{22} + j\omega C)(G_{12} - G_{21})}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} U_1^2 = P_S - jQ_S \quad (3.47)$$

în care s-a ținut seama că, referindu-ne la o bornă de ieșire a schemei echivalente, între \underline{U}_2 și \underline{U}_1 rezultă relația:

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{-G_{21}}{G_{22} + j\omega C} = \frac{-G_{21}(G_{22} - j\omega C)}{G_{22}^2 + (\omega C)^2}$$

Din expresia (3.47) rezultă părțile reale P_S și Q_S a puterii complexe \underline{S}_S :

$$P_S = -\frac{|G_{12}G_{21}| + G_{21}^2}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} G_{22} U_1^2 < 0 \quad (3.48)$$

și

$$Q_S = \frac{|G_{12}G_{21}| + G_{21}^2}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} \omega C U_1^2 > 0 \quad (3.49)$$

Notând cu P_G puterea activă disipată în rezistențele schemei echivalente, se obține în final expresia:

$$P_G = \left[G_{11} + \frac{|G_{12}G_{21}|G_{22}}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} \right] U_1^2 + \left[\frac{|G_{12}G_{21}| + G_{21}^2}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} G_{22} \right] U_1^2 \quad (3.50)$$

Din ecuațiile: (3.44), (3.45), (3.49) rezultă bilanțul puterilor reactive pentru un girator cu pierderi:

$$Q_1 + Q_2 = Q_S \quad (3.51)$$

adică suma puterilor reactive "primite" de girator pe la cele două porți este egală cu puterea absorbită de sursa de curent comandată în tensiune din schema echivalentă.

Din relațiile (3.46), (3.48), (3.50), bilanțul puterilor active poate fi scris:

$$P_1 + |P_S| = P_G \quad (3.52)$$

adică suma puterii active primite de girator pe la bornele 11 și puterea activă debitată de sursa de curent comandată asigură puterea activă disipată în rezistențele schemei echivalente.

În continuare se va face bilanțul puterilor pe baza unei scheme echivalente tot în Π însă cu două surse de curent comandate în tensiune (fig.3.16), pentru un girator cu pierderi având parametrul de transfer $G_{12} > 0$.

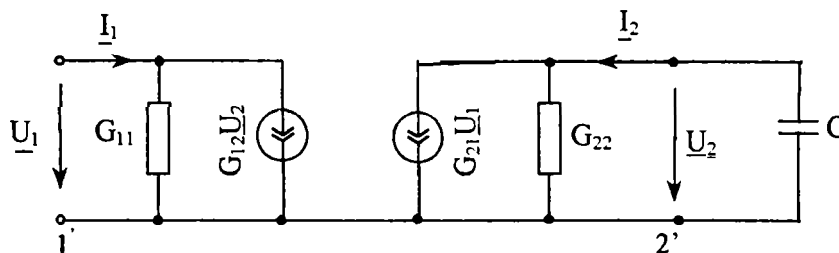


Fig. 3.16 Schemă echivalentă în Π cu două surse de curent comandate pentru un girator cu pierderi având o sarcină capacitivă

Puterea aparentă complexă absorbită de cuadripol pe la bornele 11' este:

$$\underline{S}_1 = \underline{U}_1^* \underline{I}_1 = P_1 - jQ_1 = \left[G_{11} + \frac{|G_{12}G_{21}|(G_{22} - j\omega C)}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} \right] U_1^2 \quad (3.53)$$

Din această relație rezultă puterea activă și puterea reactivă corespunzătoare:

$$P_1 = \left(G_{11} + \frac{|G_{21}G_{12}|G_{22}}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} \right) U_1^2 \quad (3.54)$$

respectiv:

$$Q_1 = \frac{|G_{21}G_{12}|\omega C}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} U_1^2 \quad (3.55)$$

Puterea aparentă la bornele 22' este:

$$\underline{S}_2 = \underline{U}_2^* (-\underline{I}_2) = P_2 - jQ_2' = \frac{j\omega C G_{21}^2}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} U_1^2 \quad (3.56)$$

Notând cu Q_2 , puterea reactivă "primită" de girator pe la bornele 22 ($Q_2 = -Q_2'$), putem scrie:

$$Q_2 = \frac{G_{21}^2 \omega C}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} U_1^2 \quad (3.57)$$

Puterea aparentă complexă absorbită de sursa de curent comandată de la bornele 11' este:

$$\underline{S}_{S1} = \underline{U}_1^* (G_{12} \underline{U}_2) = P_{S1} - jQ_{S1} = \frac{-G_{12}G_{21}}{G_{22} + j\omega C} U_1^2 = -\frac{G_{12}G_{21}(G_{22} - j\omega C)}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} U_1^2 \quad (3.58)$$

din care rezultă:

$$P_{S1} = \frac{|G_{12}G_{21}|G_{22}}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} U_1^2 \quad (3.59)$$

respectiv:

$$Q_{S1} = \frac{|G_{12}G_{21}|\omega C}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} U_1^2 \quad (3.60)$$

În mod analog puterea aparentă complexă absorbită de sursa de curent comandată în tensiune de la bornele 22' este:

$$\underline{S}_{S2} = \underline{U}_2^*(G_{21}\underline{U}_1) = P_{S2} - jQ_{S2} = -\frac{G_{21}^2(G_{22} - j\omega C)}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} U_1^2 \quad (3.61)$$

din care rezultă:

$$P_{S2} = -\frac{G_{21}^2 G_{22}}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} U_1^2 \quad (3.62)$$

respectiv:

$$Q_{S2} = \frac{G_{21}^2 \omega C}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} U_1^2 \quad (3.63)$$

Sarcina fiind pur capacitivă, puterea activă P_2 la bornele 22 este nulă ($P_2=0$), iar puterile active absorbite pe la cele două porți corespunzătoare conductanțelor G_{11} și G_{22} sunt:

$$P_{G11} = G_{11} U_1^2 \quad P_{G22} = G_{22} U_2^2 = \frac{G_{21}^2 G_{22}}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} U_1^2 \quad (3.64)$$

Ținând seama de relațiile (3.54), (3.59), (3.62), (3.64), bilanțul puterilor active este:

$$P_1 = P_{G11} + P_{S1} \quad P_2 = P_{G22} + P_{S2} = 0 \quad (3.65)$$

iar bilanțul puterilor reactive, ținând seama de ecuațiile (3.55), (3.57), (3.60), (3.63), este:

$$Q_1 = Q_{S1} \quad Q_2 = Q_{S2} \quad (3.66)$$

Din bilanțul puterilor active și reactive (rel. (3.65), (3.66)) se observă că în acest caz putem vorbi de bilanțuri de puteri separate pentru cele două porți, ceea ce intuitiv este arătat în figura 3.17.

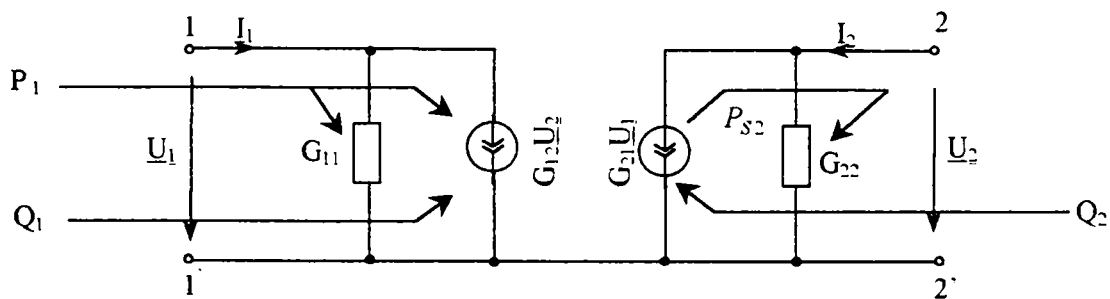


Fig. 3.17 Explicativă privind bilanțul puterilor active și reactive ale giratorului cu sarcină capacitivă, pe baza schemei echivalente în Π cu două surse de curent comandate.

CAPITOLUL 4.

UNELE ASPECTE APLICATIVE ALE CIRCUITRILOR CUADRIPOLE ANTIRECIPROCE

4.1. Simularea inductivităților cu ajutorul giratoarelor.

Proprietatea caracteristică a giratoarelor de inversare a impedanțelor, s-a menționat deja în principal în capitolul referitor la impedanța echivalentă de intrare a acestora (cap.1.3). În orice caz, trebuie subliniat faptul că simularea unor inductivități cu ajutorul giratoarelor este o soluție tehnică importantă și de actualitate, utilizată pe scară largă în aplicații concrete [14, 17, 84, 91, 102]. Prin această soluție s-au făcut pași importanți în direcția înlocuirii circuitelor de tipul RL cu circuite de tipul RC, mai performante și care se pot realiza sub formă integrată. La acest avantaj al circuitelor RC se mai poate adăuga fiabilitatea ridicată și costul relativ redus al circuitelor cu elemente integrate moderne.

În acest subcapitol se analizează problema stabilirii locului geometric al impedanței echivalente de intrare a giratoarelor cu sarcină pur capacitivă, care se folosesc pentru simularea inductivităților, cu care ocazie s-au prezentat și unele aspecte de optimizare. De asemenea, se analizează posibilitatea de simulare a inductivităților care să nu fie puse la masă, respectiv a inductivităților nepământate. ("floating inductors").

Referindu-ne la cele două tipuri de giratoare analizate în lucrare (cap.2), se pot face câteva precizări suplimentare, privind utilizarea lor la simularea inductivităților. Utilizarea giratorului Hall în acest scop se poate spune că este evident posibilă, dar soluția este mai mult teoretică, deoarece pierderile în plăcile Hall sunt foarte mari. Această observație nu se referă și la celelalte aplicații importante și cunoscute ale generatorului Hall, la care pierderile mari din plăcile semiconductoare Hall nu au rol determinant. În schimb, giratorul cu AO se aplică în tehnică pe scară largă pentru simularea inductivităților, mai ales că el poate fi realizat ca dispozitiv practic ideal, adică fără pierderi.

4.1.1. Impedanța (admitanța) echivalentă de intrare a unui girator cu sarcină pur capacitivă.

Să considerăm un girator cu pierderi, care are conectat la bornele de ieșire 22' un condensator de capacitate C, și a cărui impedanță echivalentă de intrare are expresia (rel.1.43):

$$\underline{Z}_{e1} = R_{e1} + jX_{e1} = R_{11} + \frac{|R_{12}R_{21}|}{R_{22}^2 + X_C^2} R_{22} + j \frac{|R_{12}R_{21}|}{R_{22}^2 + X_C^2} X_C. \quad (4.1)$$

în care: $R_{11}=R_{10}$, $R_{22}=R_{20}$, iar $X_C=1/\omega C$.

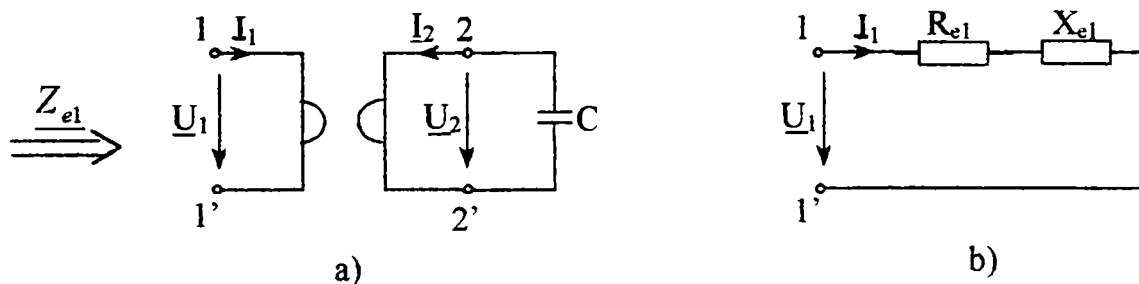


Fig. 4.1 Girator cu sarcină capacitivă

Schema echivalentă dipolară corespunzătoare relației (4.1), respectiv fig.4.1a este arătată în fig.4.1b. Relația (4.1) se mai poate scrie și sub forma:

$$\underline{Z}_{e1} = R_{11} + \frac{|R_{12}R_{21}|\omega^2 C^2}{1 + \omega^2 C^2 R_{22}^2} R_{22} + j \frac{\omega C |R_{12}R_{21}|}{1 + \omega^2 C^2 R_{22}^2}. \quad (4.2)$$

Din relația (4.2) rezultă că, inductivitatea L_{e1} simulată la intrarea giratorului cu sarcină pur capacitivă este:

$$L_{e1} = \frac{C |R_{12}R_{21}|}{1 + \omega^2 C^2 R_{22}^2}. \quad (4.3)$$

Se vede că, dacă $\omega^2 C^2 R_{22}^2 \ll 1$ rezultă cazul particular al giratorului ideal, când inductivitatea simulată este: $L_{e1}^* = C |R_{12}R_{21}|$:

Pe baza relației (4.1) se poate determina locul geometric al impedanței echivalente de intrare (\underline{Z}_{e1}), atunci când reactanța capacitivă X_C variază. În acest scop exprimăm întâi pe X_C în funcție de R_{e1} și X_{e1} , obținându-se expresia:

$$X_C = \frac{X_{e1}}{R_{e1} - R_{11}} R_{22}. \quad (4.4)$$

Ținându-se seama și de expresia lui X_{e1} (rel.4.1), se obține ecuația:

$$(R_{e1} - R_{11})^2 + X_{e1}^2 - \frac{|R_{12}R_{21}|}{R_{22}}(R_{e1} - R_{11}) = 0.$$

relație ce se poate scrie și astfel:

$$\left[R_{e1} - \left(R_{11} + \frac{|R_{12}R_{21}|}{2R_{22}} \right) \right]^2 + X_{e1}^2 = \frac{|R_{12}R_{21}|^2}{4R_{22}^2}. \quad (4.5)$$

Din relația (4.5) rezultă că, locul geometric al impedanței echivalente de intrare Z_{e1} este un cerc situat în cadranul întâi al planului complex, având pe axa reală mărimea R_{e1} și pe axa imaginară mărimea X_{e1} , ecuația fiind de forma $(x - d_0)^2 + y^2 = r^2$. Centrul cercului este situat

pe axa reală la distanța $d_0 = R_{11} + \frac{|R_{12}R_{21}|}{2R_{22}}$ de originea axelor, iar raza cercului este $r = \frac{|R_{12}R_{21}|}{2R_{22}}$,

(fig. 4.2). Dacă X_C variază de la zero la infinit rezultă de fapt semicercul din figura 4.2. Punctele de intersecție ale cercului cu axa reală sunt tocmai rezistența în gol (R_{10}) și rezistența de scurtcircuit (R_{1k}). Se poate observa că $R_{1k} > R_{10}$, rezultat caracteristic circuitelor antireciproce. Acest fapt se poate urmări și direct în figură. În adevăr: $R_{10} = d_0 - r$, iar $R_{1k} = d_0 + r = R_{10} + |R_{12}R_{21}|/R_{20} > R_{10}$.

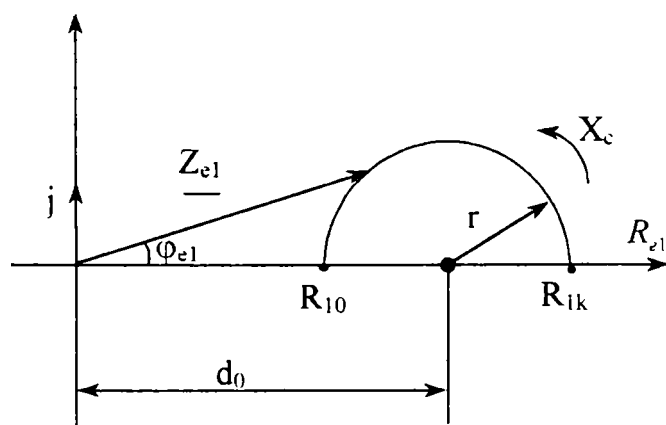


Fig. 4.2. Locul geometric al impedanței echivalente de intrare

Această problemă se putea rezolva principial și altfel. În adevăr, impedanța echivalentă de intrare a giratorului are și expresia evidentă [50, 73]:

$$\underline{Z}_{e1} = \frac{R_{11} \underline{Z}_C + \det[R]}{\underline{Z}_C + R_{22}}. \quad (4.6)$$

care este de forma:

$$\underline{w} = \frac{a\underline{z} + b}{c\underline{z} + d}. \quad (4.7)$$

expresie (rel.4.7) care în teoria funcțiilor de variabilă complexă [51], este cunoscută și ca funcție omografică, ce realizează transformarea conformă din planurile complexe w și z . Se precizează că și funcția inversă este omografică.

Plecând de la expresia impedanței echivalente a giratorului dată de relația 4.6, aceasta se soluționează în raport cu \underline{Z}_C și făcând înlocuirea $\underline{Z}_{e1} = R_{e1} + jX_{e1}$, se obține expresia lui \underline{Z}_C în care se pune condiția $\Re(\underline{Z}_C) = 0$, care ține seama de faptul că impedanța de sarcină are numai parte imaginară ($\underline{Z}_C = 1/j\omega C$). În final se obține aceeași ecuație a cercului loc geometric a impedanței echivalente (rel.4.5).

În mod analog, se poate determina expresia admitanței echivalente de intrare, în cazul giratorului cu sarcină capacitivă ($\underline{Y}_C = j\omega C$), obținându-se: expresia:

$$\underline{Y}_{e1} = G_{e1} - jB_{e1} = G_{11} + \frac{|G_{12}G_{21}|}{G_{22}^2 + (\omega C)^2} G_{22} - j\omega C \frac{|G_{12}G_{21}|}{G_{22}^2 + (\omega C)^2}. \quad (4.8)$$

în care G_{e1} este conductanța echivalentă de intrare, iar B_{e1} este susceptanța echivalentă de intrare. În expresia (4.8) intervin parametrii cuadripolari conductanță ai giratorului.

Este util să fie menționată și expresia impedanței echivalente de intrare \underline{Z}_{e1} , în funcție de parametri cuadripolari conductanță (G) și de impedanța sarcinii ($\underline{Z}_C = 1/j\omega C$):

$$\underline{Z}_{e1} = \frac{G_{22}\underline{Z}_C + 1}{G_{11} + \det[G]\underline{Z}_C} \quad (4.9)$$

Această expresie se poate scrie și sub forma:

$$\underline{Z}_{e1} = \frac{1}{G_{11} + \frac{1}{\frac{G_{22}}{|G_{12}G_{21}|} + \frac{1}{|G_{12}G_{21}|\underline{Z}_C}}} = \frac{1}{G_{11} + \frac{1}{\frac{G_{22}}{|G_{12}G_{21}|} + j\omega L_{e1}^*}}. \quad (4.10)$$

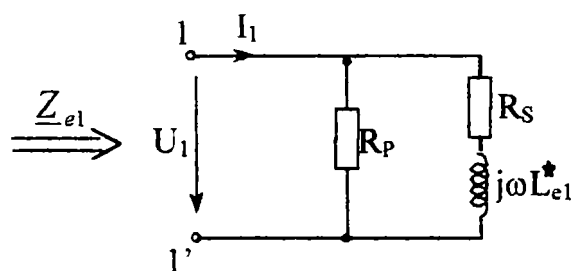


Fig. 4.3 Schema echivalentă dipolară a giratorului real cu sarcină capacitivă

Pe baza relației 4.10) rezultă față de bornele 11 o schemă echivalentă dipolară a giratorului, cu sarcină capacitivă, reprezentată în figura 4.3. În această schemă care corespunde giratorului cu pierderi, $j\omega L_{e1}^*$ reprezintă reactanța inductivă pe care ar simula-o giratorul în ipoteza că ar fi ideal. În schemă apar în plus, în mod explicit, două elemente rezistive de circuit, care țin seama de pierderile din girator și anume o

rezistență $R_s = G_{22} / |G_{12}G_{21}|$ în serie cu reactanța $j\omega L_{e1}^*$ și o rezistență $R_p = 1/G_{11}$ în paralel cu aceasta, respectiv conectată la bornele 11'.

În mod analog se poate exprima și admitanța echivalentă de intrare \underline{Y}_{e1} , în funcție de parametrii cuadripolari rezistență și de admitanță de sarcină \underline{Y}_C , obținându-se o expresie analoagă relației 4.10:

$$\underline{Y}_{e1} = \frac{R_{22} \underline{Y}_C + 1}{R_{11} + \det[\underline{R}] \underline{Y}_C} = \frac{1}{R_{11} + \frac{1}{\frac{R_{22}}{|R_{12}R_{21}|} + \frac{1}{j\omega C |R_{12}R_{21}|}}}. \quad (4.11)$$

Din punctul de vedere al impedențelor (admitanțelor) echivalente de intrare în cazul unui girator cu pierderi este necesar să se aleagă anumite soluții optime.

Exprimând ecuația semicercului (rel.4.5) în funcție de factorul de calitate k al giratorului (rel.1.71), se obține relația:

$$\left(R_{e1} - R_{11} \frac{2+k}{2} \right)^2 + X_{e1}^2 = R_{11}^2 \frac{k^2}{4}. \quad (4.12)$$

Impunând rezistenței R_{11} o valoare constantă și dând diferite valori lui k se obține reprezentarea din fig. 4.4.

În mod analog ecuația semicercului exprimată în funcție de factorul de calitate k este:

$$\left(G_{e1} - G_{11} \frac{2+k}{2} \right)^2 + B_{e1}^2 = G_{11}^2 \frac{k^2}{4}. \quad (4.13)$$

Ne referim în continuare la relația (4.1). Tangenta unghiului φ_{e1} , adică raportul dintre partea imaginară (X_{e1}) și partea reală (R_{e1}) a impedenței echivalente \underline{Z}_{e1} , este:

$$\operatorname{tg} \varphi_{e1} = \frac{X_{e1}}{R_{e1}} = \frac{|R_{12}R_{21}| X_C R_{22}}{R_{11} (R_{22}^2 + X_C^2) + |R_{12}R_{21}|} = \frac{k \frac{X_C}{R_{22}}}{(1+k) + \left(\frac{X_C}{R_{22}} \right)^2}. \quad (4.14)$$

Pentru k luând diferite valori, variația $\operatorname{tg} \varphi_{e1}$ în funcției de X_C/R_{22} este reprezentată în fig. 4.5.

Valoarea reactanței de sarcină (X_{CM}), pentru care $\operatorname{tg} \varphi_{e1}$ are valoare maximă se obține prin anularea expresiei:

$$\frac{\partial}{\partial X_C} (\operatorname{tg} \varphi_{e1}) = 0, \quad (4.15)$$

rezultând:

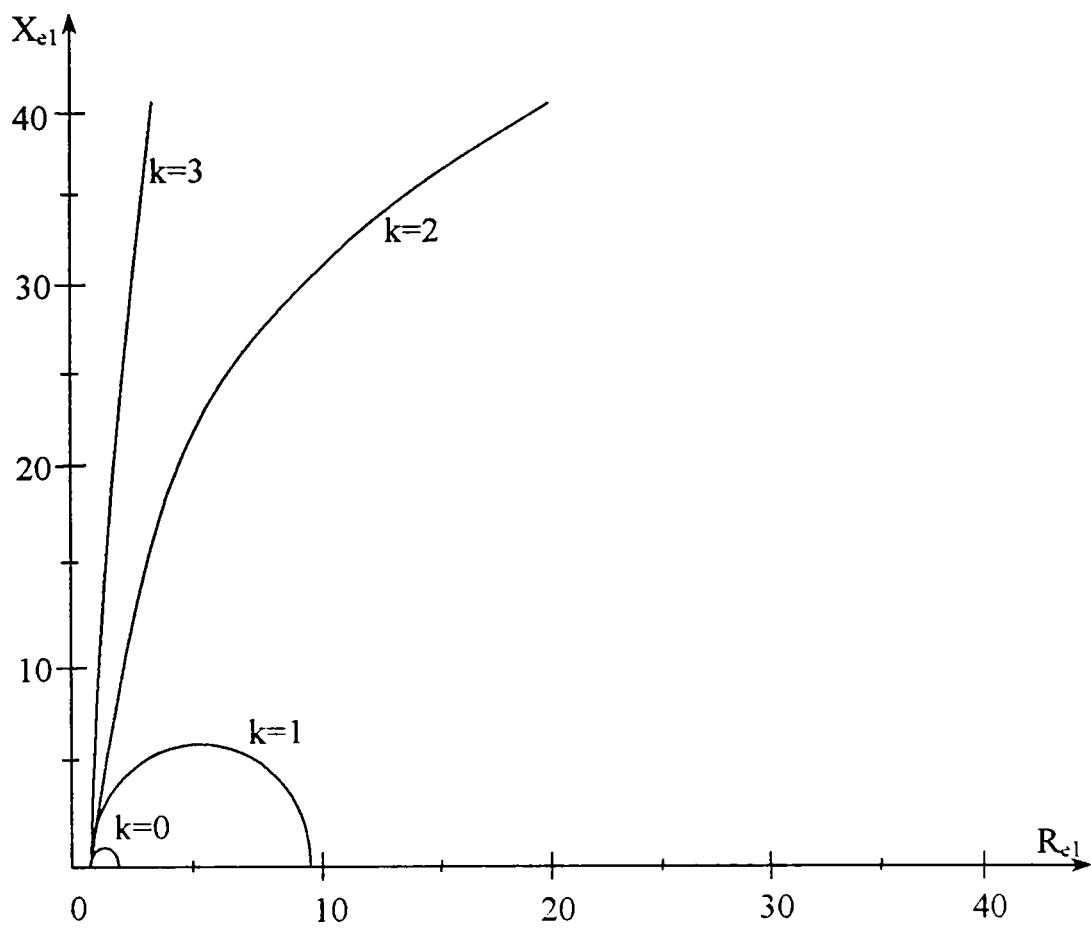


Fig. 4.4 Graficul funcției X_{e1} funcție de R_{e1}

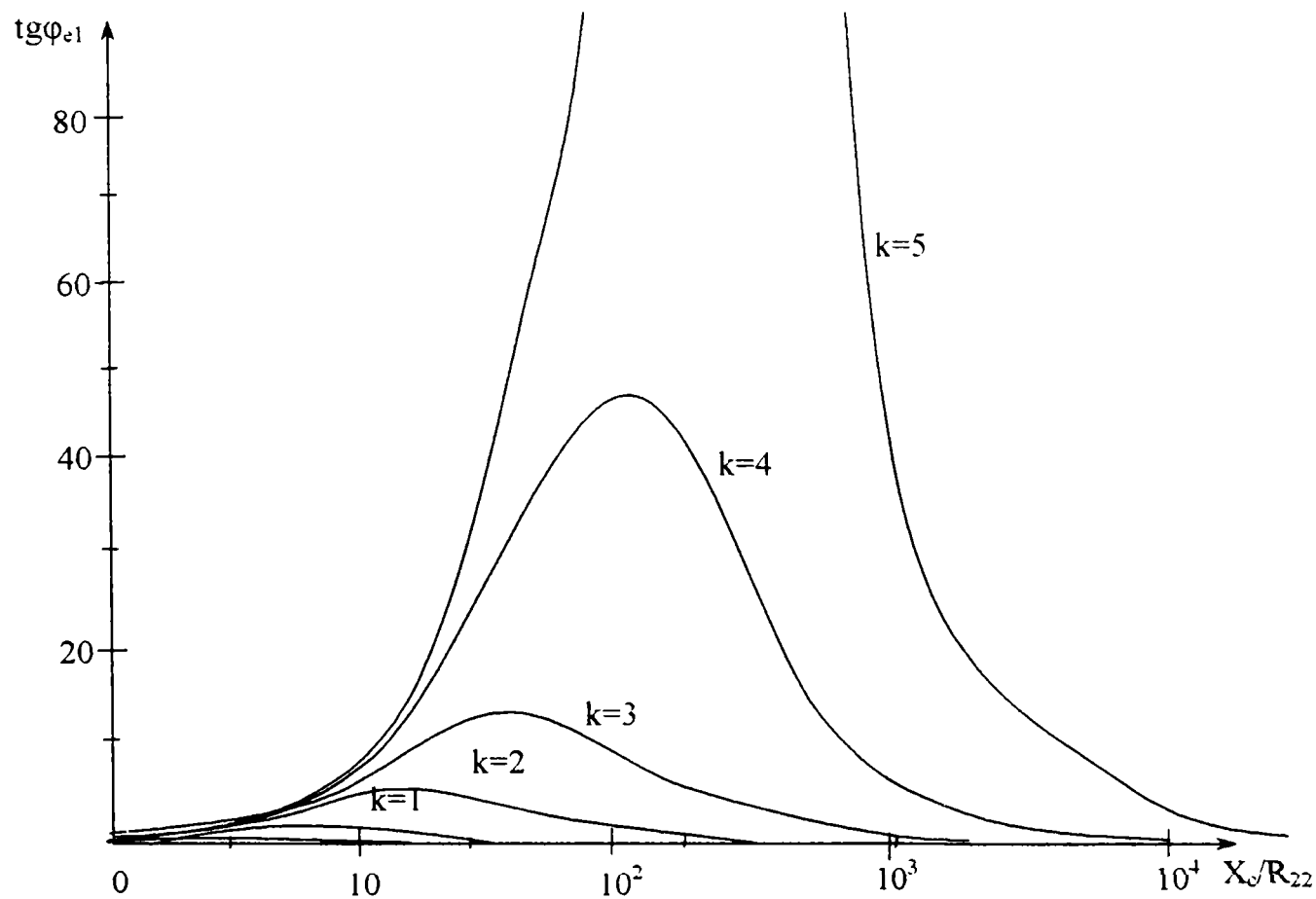


Fig. 4.5 Reprezentarea $\text{tg}\varphi_{e1}$ în funcție de X_C/R_{22}

$$X_{CM} = \sqrt{R_{22}^2 + \frac{R_{22}}{R_{11}} |R_{12} R_{21}|} = R_{22} \sqrt{1+k}. \quad (4.16)$$

În figura 4.6 se reprezintă variația raportului X_{CM}/R_{22} funcție de k .

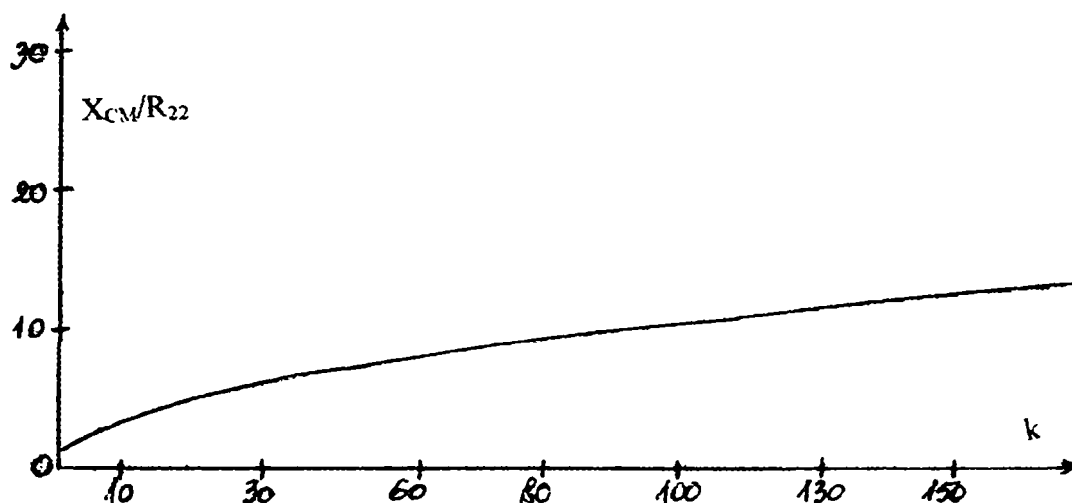


Fig. 4.6 Graficul funcției X_{CM}/R_{22} funcție de k

4.1.2. Inductivități nepământate ("floating inductor") realizate cu ajutorul giratoarelor

În mod obișnuit inductivitatea L simultană de către un girator cu AO practic ideal, cu rezistență (conductanță) de girație R_g (G_g) și cu sarcină pur capacitivă (C), este $L = CR_g^2 = C/G_g^2$. Trebuie însă observat că inductivitatea astfel realizată este legată la masă, respectiv se spune că este pământată ("grounded inductor"), așa cum se arată în fig. 4.7.

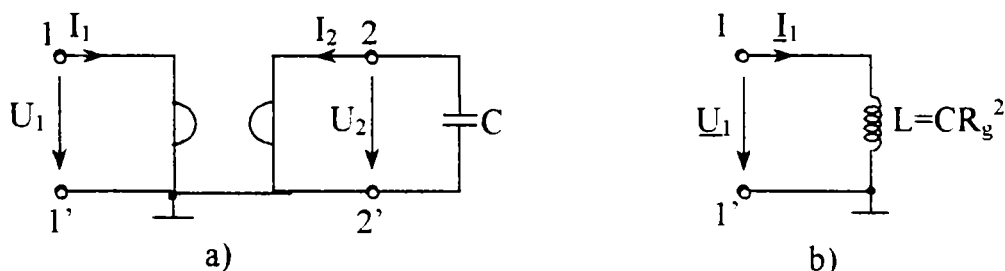


Fig. 4.7 Explicativă privind realizarea cu ajutorul unui girator ideal a unei inductivități pământate

Realizarea unei inductivități nepământate ("floating inductor") se poate face cu două giratoare, așa cum se vede în figura 4.8, [33].

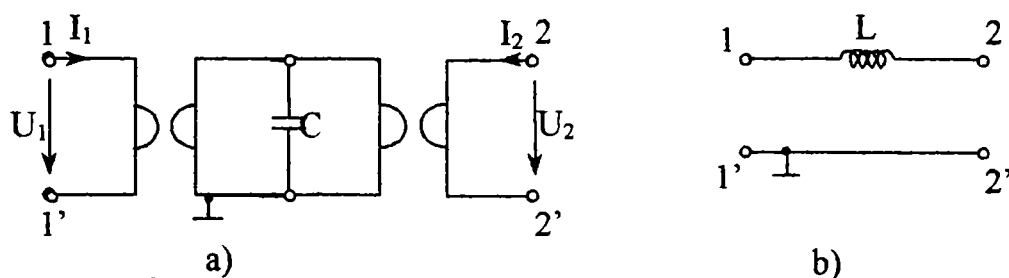


Fig. 4.8 Explicativă privind realizarea cu ajutorul unor giratoare ideale a unei inductivități nepământate (floating inductor)

Pentru justificarea acestui rezultat (fig. 4.8), într-un cadru mai general se va considera un cuadripol în T dispus între două giratoare presupuse pentru simplitate identice (fig. 4.9) și se pune problema de a determina cuadripolul echivalent (dual) a întregii grupări.

Ținând seama de ecuațiile giratorului ideal, cu notațiile din figura 4.9, se poate scrie:

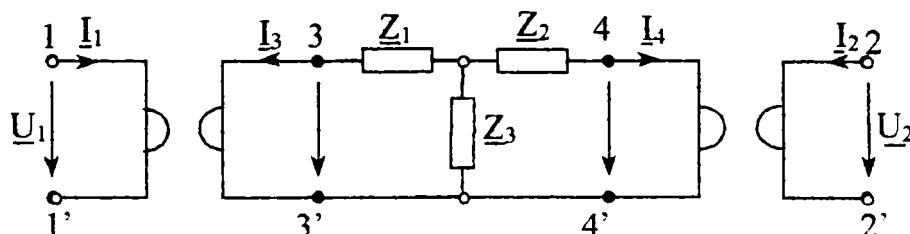


Fig. 4.9 Conectarea unui cuadripol în T între două giratoare identice

$$\begin{aligned} \underline{I}_3 &= -G_g \underline{U}_1 & \underline{I}_4 &= G_g \underline{U}_2 \\ \underline{U}_3 &= G_g^{-1} \underline{I}_1 & \underline{U}_4 &= -G_g^{-1} \underline{I}_2 \end{aligned} \quad (4.17)$$

Cu aceste expresii ale variabilelor, tensiuni și curenți, de la bornele cuadripolului component în T (fig. 4.9), ecuațiile cuadripolare ale acestuia devin:

$$\begin{aligned} R_g \underline{I}_1 &= G_g \underline{U}_1 \underline{Z}_1 + (G_g \underline{U}_1 - G_g \underline{U}_2) \underline{Z}_3 \\ -R_g \underline{I}_2 &= -G_g \underline{U}_2 \underline{Z}_2 + (G_g \underline{U}_1 - G_g \underline{U}_2) \underline{Z}_3 \end{aligned} \quad (4.18)$$

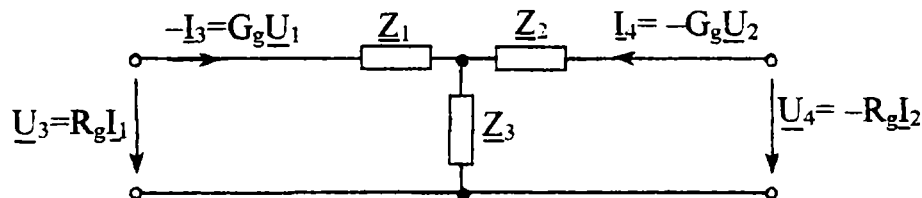


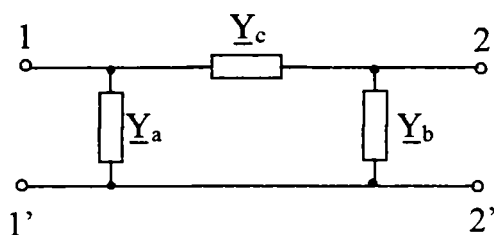
Fig. 4.10 Variabilele la bornele cuadripolului în T

în care se ține seama că giratoarele sunt ideale, iar $R_g = 1/G_g$. Ecuațiile (4.18) se mai pot scrie și sub forma:

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 &= (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_3) G_g^2 \underline{U}_1 - \underline{Z}_3 G_g^2 \underline{U}_2. \\ \underline{I}_2 &= -\underline{Z}_3 G_g^2 \underline{U}_1 + (\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3) G_g^2 \underline{U}_2. \end{aligned} \quad (4.19)$$

Se poate observa că aceste ecuații corespund, de fapt, întregii scheme cuprinse între 11' și 22' (fig.4.9) și ele sunt ecuațiile unui cuadripol reciproc.

Să considerăm acum un cuadripol în Π (fig. 4.11) care este dualul cuadripolului în T. Ecuațiile acestui cuadripol sunt:



$$\begin{aligned} \underline{I}_1 &= (\underline{Y}_a + \underline{Y}_c) \underline{U}_1 + (-\underline{Y}_c) \underline{U}_2 \\ \underline{I}_2 &= (-\underline{Y}_c) \underline{U}_1 + (\underline{Y}_b + \underline{Y}_c) \underline{U}_2 \end{aligned} \quad (4.20)$$

Fig. 4.11 Cuadripol în Π

Din compararea relațiilor (4.19) și (4.20), rezultă condițiile în care schema în Π , din figura 4.11 și schema din figura 4.9 sunt echivalente. Aceste expresii sunt:

$$\begin{aligned} \underline{Y}_a &= \underline{Z}_1 G_g^2 \\ \underline{Y}_b &= \underline{Z}_2 G_g^2 \\ \underline{Y}_c &= \underline{Z}_3 G_g^2 \end{aligned} \quad (4.21)$$

Considerând cazul particular: $\underline{Z}_1 = \underline{Z}_2 = 0$, rezultă $\underline{Y}_a = \underline{Y}_b = 0$ și rămâne doar $\underline{Y}_c = \underline{Z}_3 G_g^2 \neq 0$.

Dacă $\underline{Z}_3 = 1/j\omega C$, rezultă $\underline{Y}_c = G_g^2 / j\omega C = 1/j\omega L$, adică \underline{Y}_c corespunde unei inductivități L având expresia $L = C / G_g^2$. Se obține astfel rezultatul din figura 4.8 corespunzător realizării unei inductivități nepământate.

Rezultatul se poate generaliza și pentru cazul când rezistențele (conductanțele) de giratie ale celor două giratoare sunt de valori diferite (R_{g1} și R_{g2}). Considerând un cuadripol în T constituit numai din condensatoare (C_1, C_2, C_3) și dispuse între două giratoare (fig. 4.12) rezultă un cuadripol în Π format numai din inductivități (L_a, L_b, L_c) având expresiile [91]:

$$\begin{aligned} L_a &= R_{g1} R_{g2} C_1 \\ L_b &= R_{g1} R_{g2} C_2 \\ L_c &= R_{g1} R_{g2} C_3. \end{aligned} \quad (4.22)$$

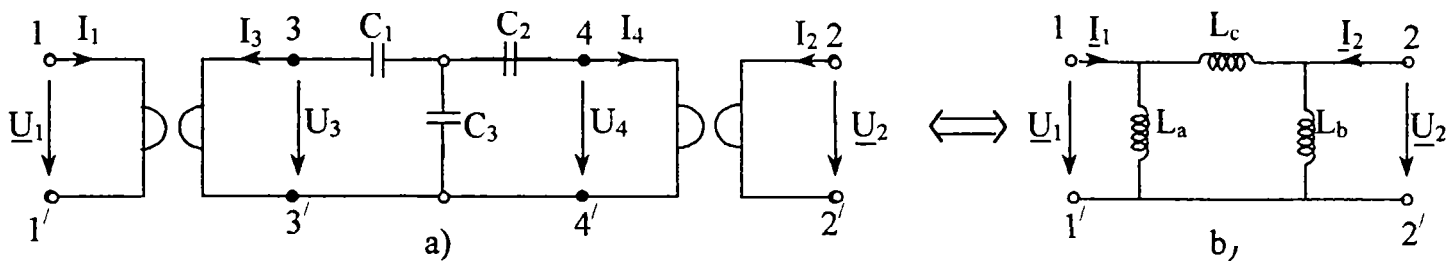


Fig. 4.12 Cuadripol în T situat între două giratoare (a) și schema echivalentă duală în \$\Pi\$ (b)

Procedând în mod analog se pot stabili și alte exemple de scheme cuadripolare duale

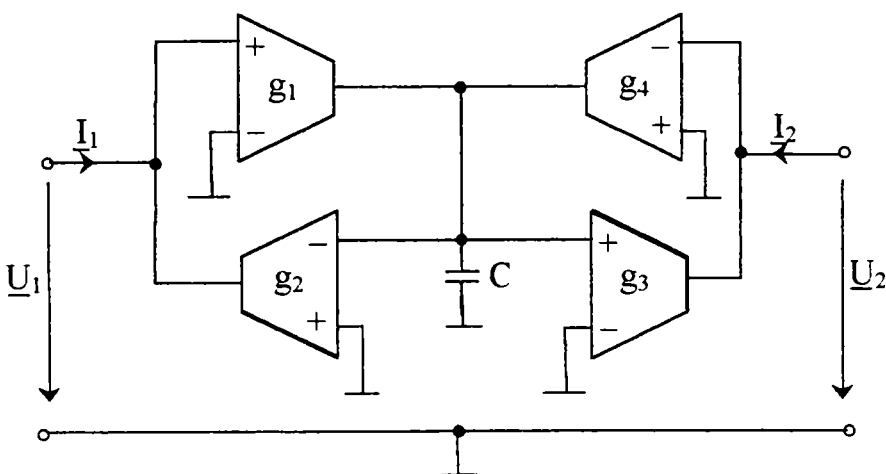


Fig. 4.13 Realizarea unei inductivități nepământate cu AO tip transconductanță (OTA)

schemelor dispuse între cele două giratoare. Obținerea de scheme duale cu ajutorul giratoarelor este o caracteristică importantă a acestora.

În figura 4.13 se poate urmări realizarea unei inductivități nepământate cu ajutorul unor amplificatoare operaționale tip transconductanță, respectiv OTA [33].

4.2. Circuite cuadripolare unidirecționale

Din punct de vedere al structurii, un cuadripol unidirecțional se poate realiza printr-o combinație corespunzătoare a unui girator cu un cuadripol reciproc. Caracteristic cuadripolilor unidirecționali este faptul că impedanța echivalentă de intrare a acestora este independentă de impedanța de sarcină și de regimurile de funcționare extreme, de gol și scurtcircuit.

La un cuadripol unidirecțional se arată că, determinantul matricei de lanț A este nul, \$\det[A]=0\$. În adevăr, expresia impedanței echivalente de intrare a unui cuadripol se poate descompune în două moduri [24, 73]:

$$\underline{Z}_{el} = \frac{\underline{A}_{11} \underline{Z}_s + \underline{A}_{12}}{\underline{A}_{21} \underline{Z}_s + \underline{A}_{22}} = \frac{\underline{A}_{11}}{\underline{A}_{21}} - \frac{\det[A]}{\underline{A}_{21} (\underline{A}_{21} \underline{Z}_s + \underline{A}_{22})} = \underline{Z}_{el0} - \frac{\det[A]}{\underline{A}_{21} (\underline{A}_{21} \underline{Z}_s + \underline{A}_{22})} \quad (4.23)$$

sau

$$\underline{Z}_{el} = \frac{\underline{A}_{11}\underline{Z}_S + \underline{A}_{12}}{\underline{A}_{21}\underline{Z}_S + \underline{A}_{22}} = \frac{\underline{A}_{12}}{\underline{A}_{22}} + \frac{\underline{Z}_S \det[A]}{\underline{A}_{22}(\underline{A}_{21}\underline{Z}_S + \underline{A}_{22})} = \frac{1}{\underline{Y}_{elk}} + \frac{\underline{Z}_S \det[A]}{\underline{A}_{22}(\underline{A}_{21}\underline{Z}_S + \underline{A}_{22})} \quad (4.24)$$

în care \underline{Z}_S este impedanța sarcinii. Se observă că, dacă $\det[A]=0$, rezultă $\underline{Z}_{e1} = \underline{Z}_{e10} = \underline{Z}_{elk}$, respectiv și parametrii cuadripolari de transfer în gol și scurtcircuit ai schemei electrice echivalente sunt de asemenea nuli ($\underline{Z}_{e12} = \underline{Y}_{e12} = 0$), relații ce caracterizează un cuadripol unidirecțional.

Analiza unor scheme unidirecționale.

În literatura de specialitate, referitoare la posibilitatea realizării unor circuite cuadripolare unidirecționale, sunt menționate două tipuri principale de scheme, (fig.4.14), [49, 61, 95]. În schema din fig.4.14a, cuadripolul component reciproc este reprezentat de rezistențele longitudinale R_L și R_L , iar în fig.4.14 b el este reprezentat de un cuadripol în T. Deoarece rezis-

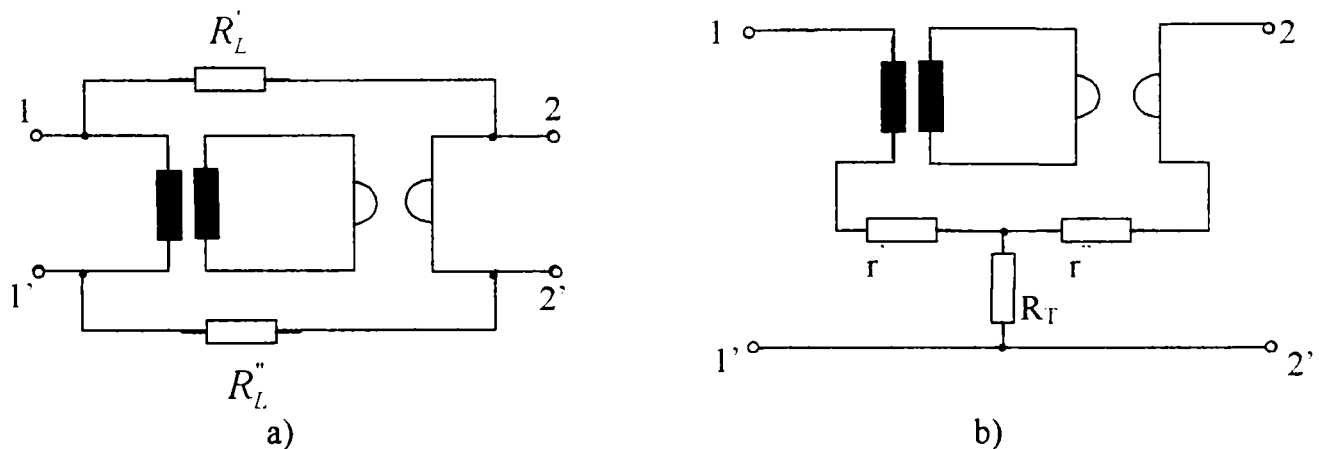


Fig. 4.14 Scheme principale de cuadripoli unidirecționali

tentele r și r' nu intervin de fapt în condiția de unidirecționalitate acestea pot fi omise din schemă, astfel încât din cuadripolul reciproc în T va rămâne practic numai rezistență transversală R_T . Introducerea în schemele unidirecționale a unui transformator ideal (fig.4.14), urmărește decuplarea giratorului de cuadripolul reciproc și în plus cuadripolii componenți ai schemei

unidireționale pot fi considerați astfel diporți și în schema de ansamblu, ceea ce simplifică analiza acestora.

Schema cu rezistențe longitudinale egale ($R_L' = R_L'' = R_L$), reprezentată în figura 4.15, se menționează de obicei în cazul folosirii giratorului bazat pe efectul Hall [49]. Matricea rezistență

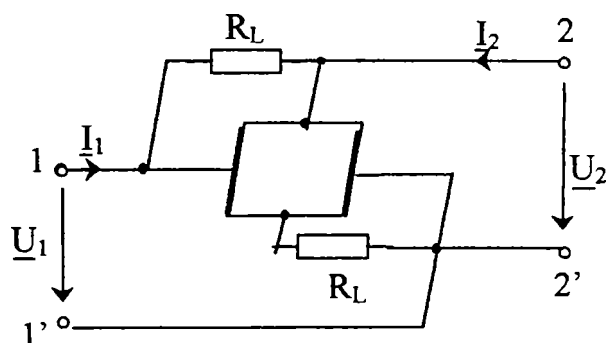


Fig. 4.15 Cuadripolul unidirecțional cu girator Hall

[R] g (2.7):

$$[R] = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{10} & S_0 B \\ -S_0 B & R_{20} \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Cunoscând matricea rezistență se poate calcula matricea conductanță a acestuia, [G]:

$$[G] = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{R_{11}R_{22} - |R_{12}R_{21}|} \begin{bmatrix} R_{20} & -S_0 B \\ S_0 B & R_{10} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

în care s-a ținut seama că $R_{12} R_{21} < 0$. Matricea conductanță echivalentă a schemei de ansamblu $[G_e]$, se obține prin însumarea matricelor conductanță a cuadripolilor componenți: $[G_e] = [G] + [G_L]$, în care $[G_L]$ este matricea conductanță a cuadripolului reciproc format din cele două rezistențe longitudinale:

$$[G_e] = \begin{bmatrix} G_{e11} & G_{e12} \\ G_{e21} & G_{e22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{1}{R_L} & \frac{1}{R_L} \\ \frac{1}{R_L} & \frac{1}{R_L} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{R_{20}}{R_{10}R_{20} + (S_0 B)^2} + \frac{1}{2R_L} & -\frac{S_0 B}{R_{10}R_{20} + (S_0 B)^2} + \frac{1}{2R_L} \\ \frac{S_0 B}{R_{10}R_{20} + (S_0 B)^2} + \frac{1}{2R_L} & \frac{R_{10}}{R_{10}R_{20} + (S_0 B)^2} + \frac{1}{2R_L} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Condiția de unidirecționalitate este ca $G_{e12} = 0$, ea fiind îndeplinită dacă se alege:

$$R_L = \frac{R_{10}R_{20} + (S_0 B)^2}{2(S_0 B)} \quad (4.28)$$

În legătură cu giratorul Hall ca element al unei scheme unidirecționale trebuie menționat faptul că, din cauza pierderilor mari în placa Hall și atenuarea în sens direct a unor astfel de scheme este relativ mare, ceea ce explică un interes mai mult teoretic față de ele.

În lucrare, ne propunem să analizăm problema realizării unor scheme unidirecționale, folosind ca element antireciproc un girator cu AO. După cunoștințele noastre, această soluție pentru realizarea unei scheme unidirecționale nu este semnalată în literatură. În schimb folosirea giratorului cu AO ca convertor de impedanță este menționată pe larg în literatură.

Referindu-ne concret la un girator cu AO, de tip Antoniou (fig. 2.9), din ecuațiile schemei (rel.2.40), rezultă matricea conductanță $[G]$, care are expresia:

$$[G] = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_1 - \frac{G_2 G_4}{G_3} & \frac{G_2 G_4}{G_3} \\ -G_4 & G_4 - \frac{G_5 G_7}{G_6} \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

Se vede că, $G_{12}G_{21} < 0$ și de asemenea că $G_{12} = G_2 G_4 / G_3 > 0$, ceea ce înseamnă că rezistența de transfer în gol a giratorului este negativă ($R_{12} < 0$).

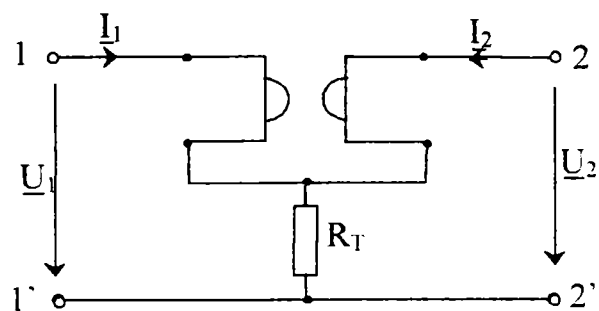


Fig. 4.16 Cuadripol unidirecțional cu girator cu AO

Printr-o dimensionare corespunzătoare a

schemei, alegând de exemplu toate rezistențele egale cu R se obține un girator teoretic ideal cu parametrii $G_{11}=G_{22}=0$, $G_{12} = G$ și

$G_{21} = -|G_{21}| = -G$, unde $G=1/R$. Pentru a realiza în

acest caz o schemă unidirecțională, în care

giratorului cu AO intervine ca element component se folosește tipul de schemă cu rezistență

transversală. (fig. 4.16).

Această schemă rezultă prin conectarea în serie a celor doi cuadripoli componenti. Prin însumarea matricilor rezistență a cuadripolilor conectați în serie se obține matricea rezistenței echivalentă $[R_e]$ a schemei în ansamblu, adică:

$$[R_e] = \begin{bmatrix} R_{e10} & R_{e12} \\ R_{e21} & R_{e20} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{10} & -|R_{12}| \\ R_{21} & R_{20} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_T & R_T \\ R_T & R_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{10} + R_T & -|R_{12}| + R_T \\ R_{21} + R_T & R_{20} + R_T \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

care se simplifică dacă giratorului este ideal ($R_{10} = R_{20} = 0$).

Se poate observa că schema considerată devine unidirecțională dacă:

$$R_T = |R_{12}| \quad (4.31)$$

Cunoscând matricea rezistență $[R_e]$ a cuadripolului echivalent corespunzător schemei de ansamblu, se poate calcula matricea conductanță $[G_e]$ a acesteia.

$$[G_e] = \begin{bmatrix} G_{e1k} & G_{e12} \\ G_{e21} & G_{e2k} \end{bmatrix} = \frac{1}{\det[R_e]} \begin{bmatrix} R_{e20} & -R_{e12} \\ -R_{e21} & R_{e10} \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

în care s-a notat cu $\det[R_e]$, determinantul matricei echivalente.

$$\det[Re] = (R_{10} + R_T)(R_{20} + R_T) - (R_T - |R_{12}|)(R_{21} + R_T) \quad (4.33)$$

Conductanța echivalentă în scurtcircuit a cuadripolului alimentat pe la bornele 11' este:

$$G_{e1k} = \frac{R_{e22}}{\det[R_e]} = \frac{R_{20} + R_T}{\det[R_e]} \quad (4.34)$$

Pentru $R_T = |R_{12}|$, rezultă:

$$G_{e1k} = \frac{R_{20} + R_T}{(R_{10} + R_T)(R_{20} + R_T)} = \frac{1}{R_{10} + R_T} = \frac{1}{R_{e10}} = G_{e10} \quad (4.35)$$

cea ce verifică egalitatea conductanței echivalente în scurtcircuit G_{e1k} cu conductanța echivalentă în gol, G_{e10} .

Fiind cunoscuți parametrii schemei unidireționale în ansamblu ei, se poate calcula constanta de transfer în sens direct g_{1c} , care în cazul nostru este egală cu constanta de atenuare a_{1c} , deoarece caracterul întregului circuit este rezistiv, aplicând relația cunoscută $a_{1c} = \ln 2\sqrt{R_{e10}R_{e20}} / R_{e21}$. În sens invers, constanta de atenuare a schemei unidireționale este infinită ($a_{2c} = \infty$), deoarece în relația de calcul a acestei mărimi, $a_{2c} = \ln 2\sqrt{R_{e10}R_{e20}} / R_{e12}$, rezistența de transfer a schemei echivalente R_{e12} , care intervine la numitor este nulă.

În capitolul cinci se prezintă un exemplu concret de schemă unidirecțională realizată experimental, care conține ca element component un girator cu amplificatoare operaționale.

CAPITOLUL 5

VERIFICAREA UNOR REZULTATE DE CALCUL, PRIN SIMULARE NUMERICĂ PSPICE ȘI PE CALE EXPERIMENTALĂ

5.1. Determinarea parametrilor cuadripolari ai giratoarelor

5.1.1. Referindu-ne la un girator cu AO de tip Antoniou (fig.2.10), se vor considera două seturi de valori ale rezistențelor schemei giratorului, urmărindu-se concordanța valorilor parametrilor cuadripolari determinați pe diferite căi.

Un prim set de valori presupune rezistențele schemei egale, respectiv $G_1=G_2 = \dots =G_7=G$ caz în care, din ecuațiile giratorului (rel.2.40), rezultă următorii parametri cuadripolari:

$$G_{11} = G_{22} = 0 \quad \text{și} \quad G_{12} = -G_{21} = G \quad (5.1)$$

ce corespund unui girator ideal.

Parametrii cuadripolari rezistență corespunzători acestor parametri conductanță (rel.5.1), sunt:

$$R_{11} = R_{22} = 0 \quad \text{și} \quad R_{21} = -R_{12} = R \quad (5.2)$$

în care $R=1/G$. De exemplu, considerând $R=G^{-1}=2\text{k}\Omega$ rezultă parametrii cuadripolari ai giratorului, redați în tabelul 5.1.

Tabelul 5.1

	G_{11} [mS]	G_{22} [mS]	G_{12} [mS]	G_{21} [mS]	R_{11} [kΩ]	R_{22} [kΩ]	R_{12} [kΩ]	R_{21} [kΩ]	Obs.
Calcul	0	0	0.5	-0.5	0	0	-2	2	
PSpice	$0.51 \cdot 10^{-3}$	$0.38 \cdot 10^{-3}$	0.5	-0.5	$1.51 \cdot 10^{-3}$	$2.03 \cdot 10^{-3}$	-2	2	1kHz

Valorile obținute prin calcul sunt trecute în rândul întâi al tabelului. Verificarea acestor valori s-a făcut prin simulare numerică PSpice [70, 94]. Valorile parametrilor obținute pe această cale sunt trecute în rândul al doilea al tabelului 5.1.

Un alt set de valori ales pentru elementele de circuit pasive ale schemei giratorului corespund cazului când parametrii cuadripolari de transfer nu rezultă de valori egale. Se consideră astfel: $G_1 = G_2 = G'$; $G_3 = G_4 = G_5 = G''$; $G_6 = G_7 = G'''$, în care caz, din ecuațiile (rel.2.40) rezultă:

$$G_{11} = G_{22} = 0 \quad \text{iar} \quad \begin{aligned} G_{12} &= G' \\ G_{21} &= -G'' \end{aligned} \quad (5.3)$$

Corespunzător, pentru parametrii cuadripolari rezistență din acest caz rezultă expresiile:

$$R_{11} = R_{22} \quad \text{și} \quad \begin{aligned} R_{12} &= -R'' \\ R_{21} &= R' \end{aligned} \quad (5.4)$$

unde $R^i = 1/G^i$, $R^j = 1/G^j$. De exemplu, considerând $R=R''=2\text{k}\Omega$ și $R^j=3\text{k}\Omega$, se obțin parametrii cuadripolari din tabelul 5.2. Prima linie din tabel conține parametrii cuadripolari obținuți prin calcul, iar linia doua cuprinde parametrii cuadripolari rezultați prin simulare PSpice în regim permanent sinusoidal, la 1kHz.

Tabelul 5.2

	G_{11} [mS]	G_{22} [mS]	G_{12} [mS]	G_{21} [mS]	R_{11} [k Ω]	R_{22} [k Ω]	R_{12} [k Ω]	R_{21} [k Ω]	Obs.
Calcul	0	0	0.5	-0.333	0	0	-3	2	
PSpice	$0.51 \cdot 10^{-3}$	$0.26 \cdot 10^{-3}$	0.5	-0.333	$1.51 \cdot 10^{-3}$	$3.04 \cdot 10^{-3}$	-3	2	1kHz

În ambele cazuri, se constată că între parametrii cuadripolari obținuți prin calcul și cei rezultați prin simulare numerică PSpice există o concordanță foarte bună. Parametrii cuadripolari de transfer (G_{12} , G_{21} și R_{12} , R_{21}) obținuți pe cele două căi au riguros aceleași valori, în schimb parametrii cuadripolari definiți la porți (G_{11} , G_{22} și R_{11} , R_{22}) obținuți prin simulare PSpice nu sunt chiar nuli. Ei sunt însă neglijabili în raport cu parametrii de transfer corespunzători, fiind de aproximativ 10^3 ori mai mici, ceea ce corespunde de fapt tot unui girator practic ideal. Se poate deci considera că în ipotezele de lucru considerate, caracteristicile esențiale ale schemei analizate sunt corect redate prin simulare PSpice. Cu modificarea în anumite limite a frecvenței de lucru, s-a putut observa o ușoară modificare a valorilor parametrilor definiți la porți, ei rămânând însă tot neglijabili față de parametrii cuadripolari de transfer.

Pentru cele două cazuri (a, b) considerate (tab.5.1 și tab.5.2), să determinăm și parametrii introduși prin alimentarea cuadripolului pe la ambele capete în condiții particulare (pct. 1.1.2),

prin simulare numerică PSpice. S-au obținut parametrii $(G_1)_1$, $(G_2)_1$, $(G_1)_{-1}$, $(G_2)_{-1}$ ale căror valori sunt trecute în tabelul 5.3.

Tabelul 5.3

Cazul	$k_U=1$ și $\alpha = 0$		$k_U=1$ și $\alpha = \pi$	
	$(G_1)_1$	$(G_2)_1$	$(G_1)_{-1}$	$(G_2)_{-1}$
a	0.5mS	-0.5mS	-0.5mS	0.5mS
b	0.5mS	-0.333mS	-0.5mS	0.333mS

Se observă că parametrii cuadripolari din tabelul 5.3 verifică în cazul a condiția de antireciprocitate exprimată de relația 1.11, iar în cazul b condiția de antireciprocitate exprimată de relația 1.18.

În figura 5.1a s-au reprezentat într-un plan complex locurile geometrice ale admitanțelor echivalente la cele două porți pentru cazul a, ce corespunde la parametri cuadripolari de transfer egali ca valori numerice. Rezultă două cercuri suprapuse, iar parametrii cuadripolari $(G_1)_1, (G_2)_{-1}, (G_1)_{-1}, (G_2)_1$ se găsesc la intersecția cercurilor cu axa reală, fiind așezați într-o anumită ordine.

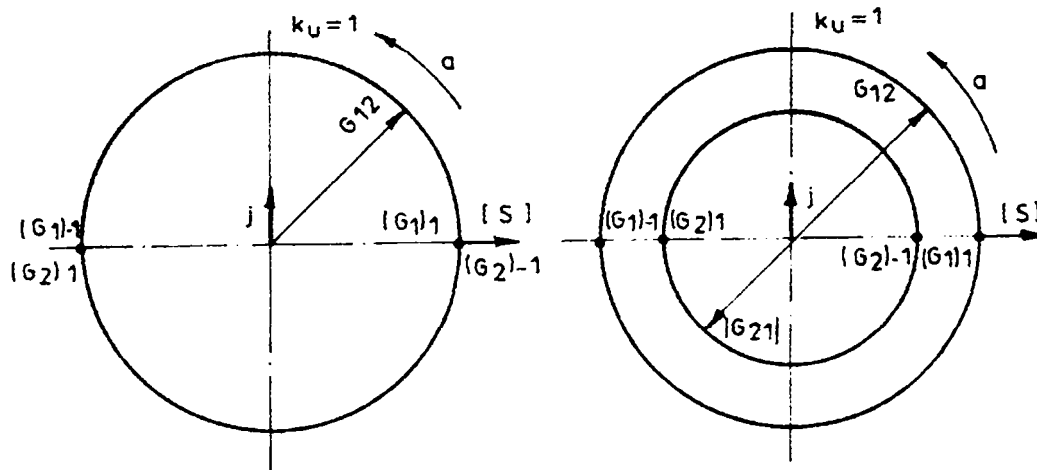


Fig. 5.1 Cercurile loc geometric ale admitanțelor echivalente de intrare, pentru giratorul cu AO alimentat pe la ambele capete în condiții particulare; a parametrii de transfer egali; b parametrii de transfer inegali;

În cazul b) (tab.5.3), cercurile loc geometric sunt reprezentate în figura 5.1b, observându-se că pentru acest caz, ce corespunde la parametrii cuadripolari de transfer diferiți, razele celor două cercuri sunt în raportul $G_{12}/|G_{21}|$.

Din simpla observație a acestor figuri (fig.5.1a, b) rezultă că avem de a face cu un cuadripol antireciproc, respectiv cu un girator, după cum sunt dispuși parametrii $(G_1)_1$, $(G_2)_1$.

$(G_1)_{-1}$, $(G_2)_{-1}$ relativ între ei. Dacă de exemplu, așa cum este în aceste figuri, $(G_1)_1 > (G_1)_{-1}$, atunci $(G_2)_1 < (G_2)_{-1}$, ceea ce este caracteristic la un girator. Se poate reaminti că dacă cuadripolul rezistiv ar fi reciproc, iar $(G_1)_1 > (G_1)_{-1}$ atunci ar rezulta și $(G_2)_1 > (G_2)_{-1}$. Deosebirea pe această cale dintre un girator și un cuadripol reciproc este deci evidentă.

Fiind determinați parametrii cuadripolari ai giratorului ideal cu AO, se poate calcula raportul k dintre modulul produsului parametrilor de transfer și produsul parametrilor proprii definiți la porți, raport care, așa cum s-a menționat (rel.1.31) se poate considera un factor de calitate al giratorului. Ținând seama de valorile parametrilor determinați prin simulare PSpice pentru cazul a, (tab.5.1), acest raport este $k=1.27 \cdot 10^6$, iar pentru cazul b, (tab.5.2), rezultă $k=1.25 \cdot 10^6$. Se poate releva în cazul giratorului practic ideal cu AO, valoarea foarte mare a raportului k , ceea ce înseamnă implicit și performanțe ridicate ca girator.

Pentru cele două cazuri de giratoare considerate (a, b), să vedem care este valoarea inductivității echivalente (L_{e1}) realizate la bornele de intrare ale giratoarelor respective, în ipoteza că la bornele lor de ieșire este conectat un condensator de capacitate $C=10\text{nF}$. Referindu-ne la relația 1.24 ce corespunde unui girator ideal, în primul caz rezultă prin calcul direct $L_{e1}=40\text{mH}$, iar pentru al doilea caz se obține $L_{e1}=60\text{mH}$. Prin simulare numerică PSpice a giratorului s-au obținut rezultatele prezentate în fig.5.2, din care rezultă că la 1kHz, inductivitatea echivalentă este $L_{e1}=40,27\text{mH}$ pentru primul caz și $L_{e1}=60,29\text{mH}$ pentru cazul al doilea. Se menționează că simularea PSpice ține seama de un model real al AO, care în cazul nostru corespunde tipului de integrat AD 712.

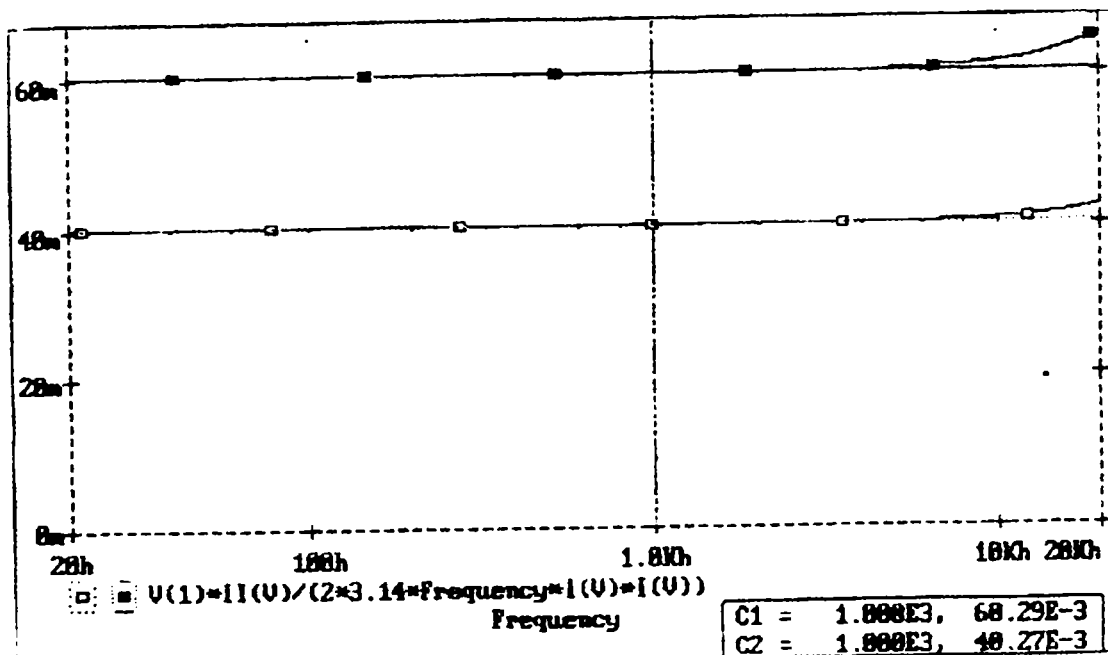


Fig. 5.2 Variația inductivității echivalente obținută prin simulare PSpice: \square - cazul a; \blacksquare -cazul b

Se observă și în acest caz (fig.5.2), buna concordanță între rezultatele obținute prin simulare PSpice, în condiții foarte apropiate de ale unei funcționări reale, cu rezultate obținute prin calcul în ipotezele simplificatoare de studiu. Concordanța este deosebit de bună la frecvența considerată.

5.1.2. La punctul anterior (5.1.1), ne-am referit la giratoare ideale cu AO, care se folosesc pe scară largă pentru simularea unor inductivități cu factori de calitate ridicați, relevându-se câteva aspecte strâns legate de determinarea parametrilor cuadripolari ai acestora.

Parametrii cuadripolari introduși prin alimentarea pe la ambele capete în condiții particulare, se pot aplica și în cazul generatorului Hall, cu precizarea că în acest caz conductanțele (proprie) definite la porți nu mai sunt nule ($G_{11} \neq G_{22} \neq 0$). Ca urmare, centrele cercurilor loc geometric nu vor mai fi în originea planului complex. De exemplu, să considerăm cazul simplu al unui girator Hall, cu placă Hall simetrică din InSb, care are următorii parametrii cuadripolari: $R_{11} = R_{22} = 0.72\Omega$ și $R_{12} = -R_{21} = 0.25\Omega$, cărora le corespund un factor de calitate doar de $k = 0.123$. De altfel se știe că, giratorul Hall nu e performant în ceea ce privește proprietatea de inversare a impedanțelor, în comparație cu un girator cu AO ideal (pct. 2.3). La un girator Hall cu sarcină capacitivă, reactanța echivalentă de intrare are într-adevăr caracter inductiv, dar impedanța echivalentă de intrare mai are și o parte reală importantă ce corespunde pierderilor din placa Hall.

Cunoscând parametrii cuadripolari rezistență în gol ai giratorului Hall se pot deduce parametrii cuadripolari conductanță de scurtcircuit, obținându-se matricea conductanță corespunzătoare, $[G]$:

$$[G] = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{\det[R]} \begin{bmatrix} R_{22} & -R_{12} \\ -R_{21} & R_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.240 & -0.428 \\ 0.428 & 1.240 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Expresiile parametrilor cuadripolari corespunzători alimentării generatorului Hall pe la ambele capete, cu tensiuni egale, o dată în fază și o dată în opoziție, sunt (rel.1.14):

$$\begin{aligned} (G_1)_+ &= G_{11} + G_{12} = 0.812 [S] & (G_2)_+ &= G_{22} + G_{21} = 1.668 [S] \\ (G_1)_{-1} &= G_{11} - G_{12} = 1.668 [S] & (G_2)_{-1} &= G_{22} - G_{21} = 0.812 [S] \end{aligned} \quad (5.6)$$

Cercurile loc geometric corespunzătoare parametrilor dați de relațiile 5.6 sunt reprezentate în figura 5.3. Placa Hall fiind simetrică, cercurile corespunzătoare celor două porți sunt identice ca rază și poziție a centrului. Din motive de simplitate a reprezentării grafice în figura 5.3, s-au trasat numai cercurile loc geometric.

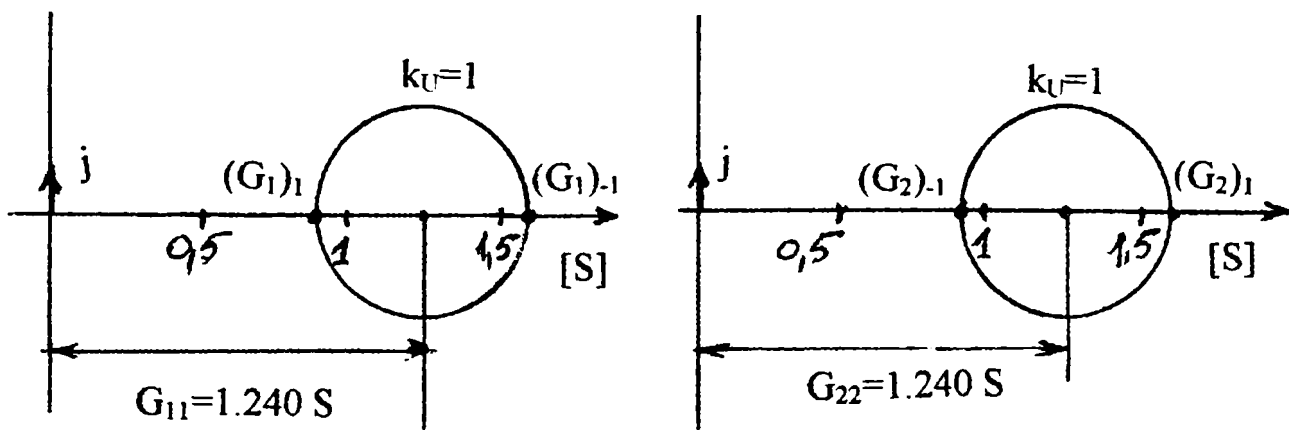


Fig. 5.3 Cercurile loc geometric ale admitanțelor echivalente de intrare, pentru un generator Hall simetric, alimentat pe la ambele capete în condiții particulare

Criteriul simplu și intuitiv, care relevă faptul că avem de a face cu un cuadripol antireciprocal, respectiv un girator, rezultă din observația pozițiilor relative ale parametrilor $(G_1)_1$, $(G_1)_{-1}$, $(G_2)_1$, $(G_2)_{-1}$, pe axa reală, așa cum s-a menționat și în cazul giratorului cu AO (fig.5.1). Astfel, se vede că dacă la o poartă a cuadripolului $(G_1)_1 < (G_1)_{-1}$, la cealaltă poartă rezultă $(G_2)_1 > (G_2)_{-1}$.

În legătură cu sistemul de parametri cuadripolari independenți, corespunzători alimentării cuadripolilor în condiții particulare, cu tensiuni egale o dată în fază și apoi în opoziție, se poate releva faptul că autorul aplică pentru prima dată în literatură acest sistem de parametri în analiza giratoarelor, stabilind pe baza lor un criteriu simplu pentru identificarea acestora.

În ceea ce privește parametrii cuadripolari rezistență obișnuiți ai unui girator Hall, dacă aceștia sunt cunoscuți, se poate verifica simplu respectarea de către giratorul Hall a condiției de antireciprocitate și a relației lui Onsager-Casimir (rel.2.22). De fapt, interesează valorile parametrilor cuadripolari de transfer în gol, într-un domeniu cât mai larg al inducției magnetice și de asemenea pentru sensuri opuse ale acesteia. În scop de verificare, autorul a plecat de la

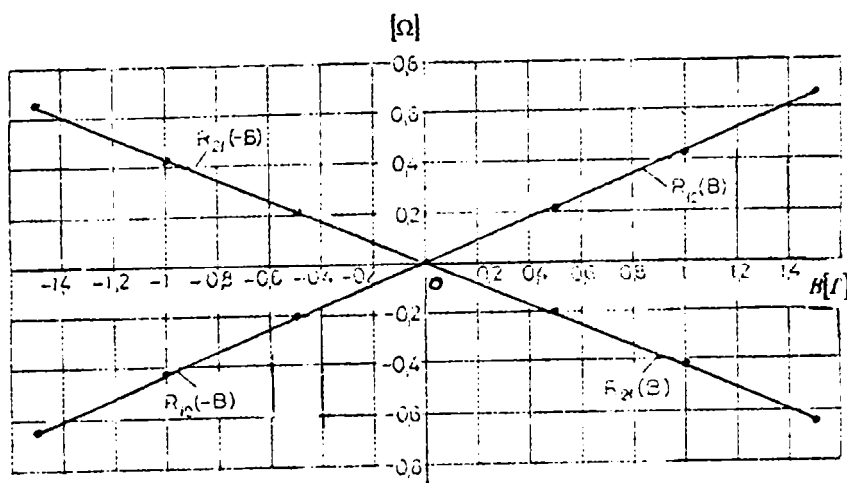


Fig. 5.4 Variația rezistențelor de transfer în gol cu inducția magnetică, pentru o placă din InSb fără tensiune de zero

rezultatele experimentale din figura 5.4, care au fost obținute în laboratorul catedrei de Electrotehnică, în condiții de mare precizie pentru o placă Hall din InSb, fără tensiune de zero, [20].

Se poate constata respectarea atât a condiției de antireciprocitate, $R_{12}(\pm B) = -R_{21}(\pm B)$, pentru diferite valori și ambele sensuri ale inducției magnetice, cât și respectarea relației lui Onsager-Casimir, adică întotdeauna se verifică că $R_{jk}(B) = R_{kj}(-B)$.

5.2. Condiția de pasivitate a giratoarelor cu amplificatoare operaționale

S-a văzut că, în timp ce giratorul pe bază de efect Hall întotdeauna are o comportare de circuit cuadripolar pasiv, giratorul cu amplificatoare operaționale (AO) poate avea o comportare atât de circuit pasiv cât și de circuit cuadripolar activ, în funcție, în principal de valorile relative ale parametrilor cuadripolari de transfer (pct.2.2.4). Această precizare este evidentă, deoarece schema unui girator cu AO conține pe lângă elemente pasive de circuit și elemente active (AO). În lucrare, această problemă este analizată pe baza condiției de pasivitate, cunoscută din teoria circuitelor electrice (rel.2.54).

La un girator cu AO trebuie să se țină seama de faptul că, în afara puterilor (P_1, P_2) de la cele două porți, mai intervine puterea P_{AO} dezvoltată de AO și puterea P_R disipată în rezistențele schemei, fiind evident că toate aceste puteri intervin într-un bilanț de puteri (rel.2.60).

Considerându-se un girator ideal ($G_{11}=G_{22}=0$), se calculează expresiile rapoartelor dintre puterile active și reactive la cele două porți, (rel.2.49), precum și rapoartele tensiunilor la borne (rel.2.50) și ale curenților (rel.2.52). În ceea ce privește analiza comportării giratorului cu AO din punct de vedere al respectării condiției de pasivitate, aceasta s-a făcut considerând cazurile a, b, c, caracteristice prezentate la punctul 2.2.4, ($G_{12}=|G_{21}|$; $G_{12}>|G_{21}|$ și $G_{12}<|G_{21}|$), în care s-a presupus $G_{12}>0$.

Pentru verificarea principalelor rezultate obținute în cele trei cazuri caracteristice (a, b, c) s-a considerat un girator ideal cu sarcină rezistivă, pentru două valori ale rezistenței de sarcină ($R_S=2k\Omega$ și $R_S=1k\Omega$), tensiunea aplicată fiind $U_1=1V$ iar $f=1kHz$. Valorile diferitelor mărimi ce intervin au fost calculate pe baza relațiilor menționate, iar în scopul verificării lor au fost și determinate prin simulare numerică PSpice. Valorile rezultate pe cele două căi sunt cuprinse în tabelul 5.4.

Se poate observa o foarte bună concordanță între valorile obținute prin calcul direct pe baza expresiilor stabilite și valorile obținute prin simulare PSpice, ceea ce validează implicit și corectitudinea modelului de AO utilizat în simulare. Se reamintește că în calculul analitic

amplificatoarele operaționale se consideră ideale, ipoteză ce se dovedește și cu acest caz cu totul admisibilă.

Tabelul 5.4

Cazul	Val. lui G [mS]	R_S [Ω]	Metoda	U_2 [mV]	I_2 [mA]	I_1 [mA]	P_1 [mW]	$ P_2 $ [mW]	P_{AO} [mW]	P_R [mW]
<u>a</u>	$G_k=1$ $k=1,\dots,7$ $G_{12}= G_{21} $ $G_{12}=1$ $G_{21}=-1$	2	analitic	2	1	2	2	2	16	16
			PSpice	1.999	0.999	1.999	1.999	1.997	15.98	15.98
		1	analitic	1	1	1	1	1	4	4
			PSpice	0.999	0.999	0.999	0.999	0.998	3.99	3.99
<u>b</u>	$G_1=1$ $G_{12}> G_{21} $ $G_2=1$ $G_{12}=1$ $G_3=0.5$ $G_4=0.5$ $G_5=0.5$ $G_6=1$ $G=-1$	2	analitic	1	0.5	1	1	0.5	3	3.5
			PSpice	0.999	0.499	0.999	0.999	0.498	2.99	3.49
		1	analitic	0.5	0.5	0.5	0.5	0.25	1.875	2.125
			PSpice	0.499	0.499	0.5	0.5	0.249	1.875	2.124
<u>c</u>	$G_1=0.5$ $G_{12}< G_{21} $ $G_2=0.5$ $G_{12}=0.5$ $G_3=1$ $G_4=1$ $G_5=1$ $G_6=0.5$ $G=-0.5$	2	analitic	2	1	1	1	2	12	11
			PSpice	1.999	0.999	0.999	0.999	1.997	11.98	10.98
		1	analitic	1	1	0.5	0.5	1	3	2.5
			PSpice	0.999	0.999	0.499	0.499	0.998	2.99	2.49

Dintre rezultatele mai interesante, argumentate și de valorile mărimilor din tabelul 5.4, se poate releva faptul că, în adevăr, raportul dintre puterile P_1 , P_2 de la porți (rel.2.49) depinde numai de parametrii cuadripolari de transfer (G_{12} , G_{21}) ai giratorului, fiind independent de impedanța de sarcină. În ceea ce privește raportul tensiunilor la cele două porți, acesta depinde de conductanța cuadripolară de transfer G_{21} și de impedanța de sarcină (rel.2.50), iar raportul dintre curenți la borne depinde de cealaltă conductanță de transfer (G_{12}) și de impedanța de sarcină (2.52).

Referindu-ne la cele trei cazuri analizate (a, b, c), în cazul c rezultă că puterea totală ”primită” de girator pe la cele două porți este negativă și deoarece $P_2 > P_1$ comportarea giratorului este aceea de circuit activ. În cazurile a și b comportarea giratorului este de circuit pasiv. Se relevă în mod deosebit pentru aplicații cazul a, când conductanțele cuadripolare de transfer sunt

egale, puterea disipată P_R în rezistoarele schemei fiind în acest caz în întregime acoperite de puterea P_{AO} dezvoltată de amplificatoarele operaționale din schemă. Deoarece în acest caz $P_R = P_{AO}$ giratorul se comportă ca un circuit cuadripolar pasiv, nedisipativ, deci nimic din puterea primită de girator pe la bornele de intrare nu se disipă în rezistoarele giratorului. Acest caz a se poate considera, sub acest aspect, că el corespunde unor condiții optime de funcționare ale giratorului ideal cu AO.

5.3. Bilanțuri de puteri active și reactive efectuate pe baza schemelor cuadripolare echivalente

Un bilanț al puterilor active și reactive ce intervin la giratoarele se poate face și pe baza schemelor echivalente cuadripolare ale acestora, fie că e vorba de un girator cu AO sau de un girator Hall. Așa cum s-a văzut, aceste scheme cuadripolare echivalente conțin surse comandate, ce țin seama de nereziprocity (antireziprocity) giratoarelor. Dacă se face bilanțul de puteri pe baza schemelor echivalente, în afară de puterile active și reactive de la cele două porți, în aceste bilanțuri intervin puterile (active și reactive) ale surselor comandate din schema echivalentă respectivă.

Pentru verificarea unor expresii stabilite în capitolul 3, s-a dimensionat special un girator cu AO astfel încât să aibe anumite pierderi controlate ($G_{11} \neq 0, G_{22} \neq 0$). Bineînțeles că acest lucru s-a făcut doar în scop de verificare a rezultatelor, deoarece un girator cu AO se realizează obișnuit ca să fie practic fără pierderi.

În mod concret s-a considerat două cazuri și anume: a girator cu conductanțe de transfer egale ($|G_{12}| = |G_{21}|$) și b, un girator cu conductanțe de transfer diferite ($|G_{12}| \neq |G_{21}|$). În primul caz (a) a rezultat $k = |G_{12}G_{21}| / G_{11}G_{22} = 8.79$, iar în al doilea caz b, s-a obținut $k = 3.05$. În calcule s-a considerat schema echivalentă în Π , cu o sursă comandată de curent (fig.3.6). Dacă Q_1 și Q_2 sunt puterile reactive primite de girator pe la cele două porți, suma lor este egală cu puterea reactivă Q_s absorbită de sursa de curent comandată din schema echivalentă, ($Q_1 + Q_2 = Q_s$). În ceea ce privește bilanțul puterilor active, puterea activă P_1 absorbită de girator pe la poarta 11, însumată cu puterea activă $|P_s|$ debitată de sursa de curent comandată este egală cu puterea disipată în rezistențele schemei P_R , ($P_1 + |P_s| = P_R$).

Giratoarele s-au presupus cu o sarcină pur capacitivă ($C=10\text{nF}$), valorile diferitelor mărimi determinându-se atât analitic cât și prin simulare numerică PSpice, considerând $U_1=1\text{V}$ iar $f=1\text{kHz}$. Cele mai importante rezultate sunt cuprinse în tabelul 5.5, putându-se constata o bună concordanță între valorile unor mărimi obținute pe cele două căi.

Tabelul 5.5

	$ G_{12} = G_{21} $		$ G_{12} \neq G_{21} $	
	analitic	PSpice	analitic	PSpice
G_{11} [mS]	0.197	0.195	1.33	1.32
G_{12} [mS]	0.303	0.302	2	1.99
G_{21} [mS]	-0.303	-0.303	-1	-0.99
G_{22} [mS]	0.047	0.053	0.5	0.5
G_{e1} [mS]	0.917	0.912	5.26	5.27
B_{e1} [mS]	0.853	0.852	0.49	0.49
L_{e1} [mH]	86.6	87.05	2.81	2.83
P_1 [mW]	0.917	0.914	5.26	5.27
P_2 [mW]	0	0	0	0
Q_1 [mVAr]	0.853	0.844	0.494	0.498
Q_2 [mVAr]	0.853	0.844	0.247	0.248
Q_s [mVAr]	1.706	—	0.741	—

5.4. Schemă cuadripolară unidirecțională având ca element component un girator cu amplificatoare operaționale

5.4.1. Se consideră o schemă unidirecțională cu rezistență R_T transversală (fig.4.16), în structura căreia intervine un girator ideal cu AO, la care $G_{12}>0$, respectiv $G_{21}=-|G_{21}|<0$. Schema giratorului se dimensionează astfel, încât să aibă o comportare de circuit pasiv, considerându-se următoarele două cazuri:

cazul a: $G_{12}=1\text{mS}$; $G_{21}=-1\text{mS}$, respectiv $R_{12}=-1\text{k}\Omega$; $R_{21}=1\text{k}\Omega$;

cazul b: $G_{12}=2\text{mS}$; $G_{21}=-1\text{mS}$, respectiv $R_{12}=-1\text{k}\Omega$; $R_{21}=0.5\text{k}\Omega$;

unde s-a ținut cont că $R_{12}=-1/|G_{21}|$ și $R_{21}=1/|G_{12}|$, ce rezultă din relațiile de trecere de la matricea conductanță $[G]$ la matricea rezistență $[R]$ a unui cuadripol ideal.

Urmează acum să se calculeze, pentru schema echivalentă de ansamblu (fig.4.16), rezistența echivalentă de intrare în gol R_{e10} și rezistența echivalentă de intrare de scurtcircuit R_{e1k} . Rezistența R_{e10} rezultă imediat din relația 4.30. Giratorul fiind considerat ideal ($R_{10}=0$), se vede că, R_{e10} în funcție de R_T variază după o dreaptă ce trece prin origine și care este aceeași pentru cele două cazuri (a, b) analizate.

În ceea ce privește calculul rezistenței echivalente de intrare în scurtcircuit R_{e1k} a schemei, se determină matricea conductanță $[G_e]$ corespunzătoare matricei rezistență $[R_e]$, din care rezultă și conductanța de intrare în scurtcircuit G_{e1k} , respectiv $R_{e1k}=1/G_{e1k}$. Se obține astfel expresia:

$$R_{e1k} = -(R_{12} + R_{21}) - \frac{R_{12}R_{21}}{R_T} = (|R_{12}| - |R_{21}|) + \frac{|R_{12}R_{21}|}{R_T} \quad (5.7)$$

în care s-a ținut seama că $R_{12}=-|R_{12}|$ și $R_{21}=|R_{21}|$. Pentru cele două cazuri a, b considerate, expresiile rezistenței R_{e1k} sunt:

cazul a: $R_{e1k}=1/R_T$
cazul b: $R_{e1k}=0.5(1+1/R_T)$ (5.8)

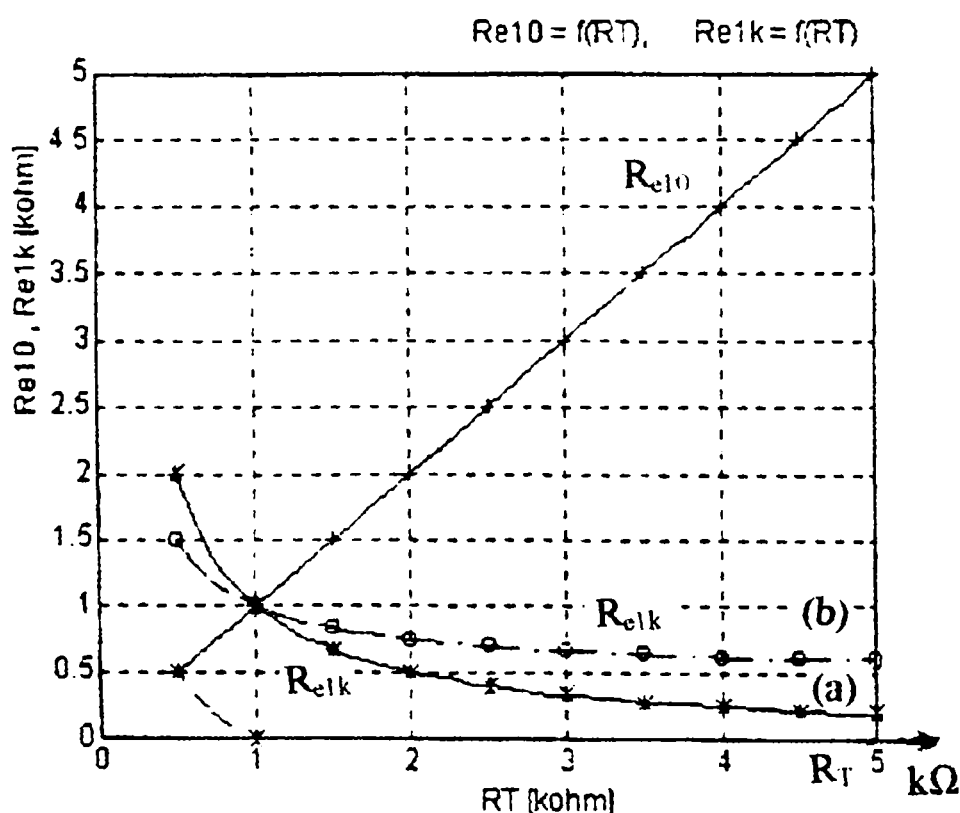


Fig. 5.5 Dependența rezistenței echivalente R_{e10} și a rezistențelor R_{e1k} (cazurile a, b) de rezistența transversală R_T .

Pe baza relației 5.8 se pot trasa grafic dependența rezistenței echivalente R_{e1k} în funcție de valoarea rezistenței transversale R_T (fig.5.5), pentru cele două cazuri considerate (a, b). Schema analizată devine unidirecțională pentru R_T ce corespunde intersecției dreptei $R_{e10}(R_T)$ și a curbelor $R_{e1k}(R_T)$. Punctul respectiv

de funcționare corespunde la $R_T=1k\Omega$, care se observă că este tocmai R_{12} , adică schema devine unidirecțională pentru $R_T=R_{12}$, conform teoriei (rel.4.31).

Pentru confruntarea rezultatelor obținute prin calcul, pentru exemplul considerat, a fost aplicată și calea simulării numerice PSpice a schemei unidirecționale analizate. Rezultatele obținute pe cele două căi și cuprinse în figura 5.5 practic coincid, putându-se constata o concordanță foarte bună între ele, ceea ce implicit confirmă și ipoteza considerării în studiu a amplificatoarelor operaționale din schemă ca fiind ideale.

5.4.2. Pentru verificarea și pe cale experimentală a acestor rezultate, autorul a realizat un montaj experimental de schemă unidirecțională, folosind amplificatoare operaționale de tip AD712, care au performanțe medii. S-au realizat practic cazurile a și b analizate anterior prin calcul și pe baza simulării numerice PSpice (pct.5.4.1).

Pentru determinarea parametrilor cuadripolari rezistență ai giratorului cu AO realizat, au fost efectuate încercări experimentale în gol, la frecvența de 950Hz, tensiunea aplicată fiind 1V.

Valorile rezistențelor $R_1...R_7$ din schema giratorului tip Antoniou (fig.2.10), pentru realizarea celor două cazuri (a, b), sunt cuprinse în tabelul 5.6.

Tabelul 5.6

	R_1 [k Ω]	R_2 [k Ω]	R_3 [k Ω]	R_4 [k Ω]	R_5 [k Ω]	R_6 [k Ω]	R_7 [k Ω]
a	1	1	1	1	1	1	1
b	0.5	0.5	1	1	1	2	2

Parametrii cuadripolari de transfer în gol ai giratorului (R_{12} , R_{21}), determinați prin calcul și pe cale experimentală, pentru aceste valori ale rezistențelor schemei (tab.5.6), sunt cuprinși în tabelul 5.7.

În ceea ce privește rezistența în gol față de bornele de intrare R_{10} , determinată tot experimental, aceasta a fost de $R_{10} \approx 0.1k\Omega$, respectiv $R_{10} \approx 0.07k\Omega$.

Tabelul 5.7

	R_{12} [k Ω]		R_{21} [k Ω]	
	Analitic	Experimental	Analitic	Experimental
a	-1	-1.08	1	0.98
b	-1	-1.09	0.5	0.49

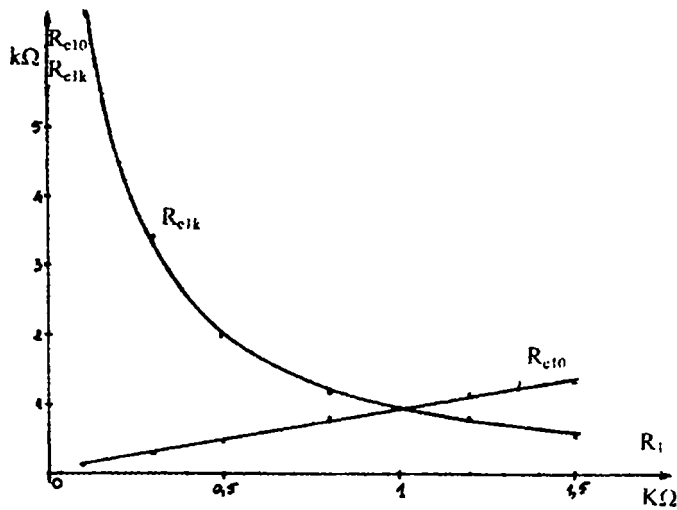
Abaterile între valorile parametrilor de transfer în gol rezultate prin calcul și cele determinate pe cale experimentală (tab.5.7), se consideră admisibile. Se mai poate observa că, la acest tip de girator, rezistența de transfer în

gol R_{12} este în adevăr negativă, respectiv $G_{12}>0$, ceea ce înseamnă că pentru a obține un cuadripol unidirecțional trebuie aplicată schema cu rezistență transversală, (fig. 4.16).

Referindu-ne la cazul a, se determină experimental, în funcție de rezistența transversală (R_T), atât rezistența echivalentă a întregii scheme la funcționarea ei în gol (R_{e10}), cât și rezistența

echivalentă a schemei la funcționarea în scurtcircuit (R_{e1k}). Caracteristicile $R_{e10}(R_T)$ și $R_{e1k}(R_T)$ se pot urmări în figura 5.6 și ele au fost trasate pe baza datelor cuprinse în tabelul 5.8.

Rezistența transversală R_T pentru care schema cuadripolară devine unidirecțională corespunde punctului de intersecție al caracteristicilor $R_{e10}(R_T)$ și $R_{e1k}(R_T)$. Din figura 5.6 rezultă

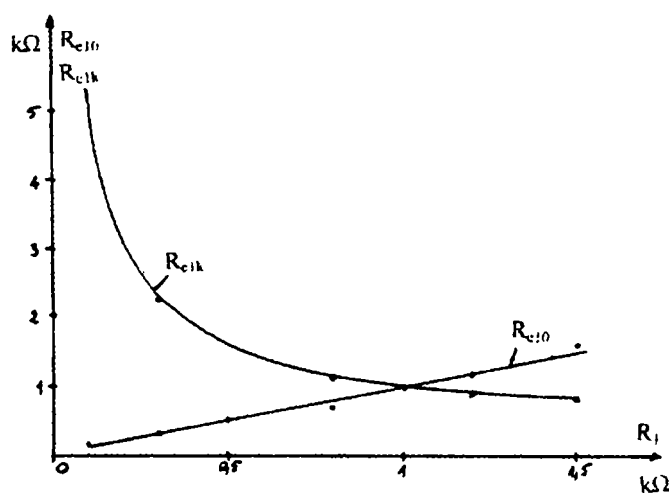


Tabelul 5.8

R_T kΩ	U_1 V	I_{e10} mA	I_{e1k} mA	R_{e10} kΩ	R_{e1k} kΩ
0.1	1.02	5.65	0.12	0.18	8.50
0.3	1.02	3.49	0.30	0.29	3.40
0.5	1.02	2.09	0.51	0.48	2.00
0.8	1.02	1.30	0.85	0.78	1.20
1	1.02	1.05	1.05	0.97	0.97
1.2	1.02	0.84	1.28	1.22	0.80
1.5	1.02	0.70	1.68	1.45	0.60

Fig. 5.6 Caracteristicile $R_{e10}(R_T)$ și $R_{e1k}(R_T)$, pentru cazul a

că, această condiție se realizează pentru $R_T=1k\Omega$. Se poate remarca că, valoarea determinată experimental a rezistenței de transfer R_T pentru care schema devine unidirecțională, corespunde cu valoarea acestei rezistențe determinată analitic sau pe baza simulării numerice PSpice (fig.5.5). De altfel, caracteristicile determinate pe cale experimentală, practic se suprapun peste caracteristicile obținute prin simulare PSpice (fig 5.5). În ceea ce privește valorile rezistențelor echivalente în gol și în scurtcircuit corespunzătoare punctului de intersecție al caracteristicilor, în mod analog, în figura 5.7 s-au trasat caracteristicile $R_{e10}(R_T)$ și $R_{e1k}(R_T)$ pentru cazul acestea sunt $R_{e10}=R_{e1k}=0.97k\Omega$, față de $1k\Omega$ cât a rezultat prin simulare PSpice.



Tabelul 5.9

R_T kΩ	U_1 V	I_{e10} mA	I_{e1k} mA	R_{e10} kΩ	R_{e1k} kΩ
0.1	1.01	8.77	0.17	0.11	5.94
0.3	1.01	3.32	0.45	0.30	2.24
0.5	1.01	2.00	0.65	0.50	1.55
0.8	1.01	1.45	0.90	0.69	1.12
1	1.01	1.01	1.01	1.00	1.00
1.2	1.01	0.84	1.08	1.20	0.93
1.5	1.01	0.60	1.20	1.68	0.84

Fig. 5.7 Caracteristicile $R_{e10}(R_T)$ și $R_{e1k}(R_T)$, pentru cazul b

În mod analog, în figura 5.7 s-au trasat caracteristicile $R_{e10}(R_T)$ și $R_{e1k}(R_T)$ pentru cazul b), când parametrii cuadripolari de transfer nu sunt egali, pe baza rezultatelor obținute pe cale experimentală și care sunt cuprinse în tabelul 5.9. Deși cele două cazuri (a, b) sunt diferite, deoarece parametrul cuadripolar de transfer R_{12} este însă același și în cazul b, schema devine unidirecțională pentru aceeași valoare a rezistenței transversale ca și în cazul a, adică $R_T=1k\Omega$, ceea ce se verifică și pe cale experimentală (fig.5.7).

CAPITOLUL 6

PRINCIPALELE CONCLUZII. CONTRIBUȚII ȘTIINȚIFICE ALE AUTORULUI

Un obiectiv important urmărit în teza de doctorat este încercarea autorului de a contribui la elaborarea unui cadru teoretic pentru analiza unitară a unor circuite cuadripolare antireciproce, cu caracter rezistiv, mai mult de pe pozițiile electrotehnicii teoretice și nu din punct de vedere strict al unei anumite specialități. În mod concret, în lucrare autorul se referă la giratorul Hall și la giratorul cu amplificatoare operaționale, ambele tipuri de giratoare fiind caracterizate și prin aceea că studiul lor se poate face în cadrul teoriei cuadripolului electric. Trebuie însă relevat faptul că, ipotezele de studiu din teză sunt mult mai generale decât cele obișnuite din literatură pentru giratoare, ceea ce lărgeste cadrul de analiză al cuadripolilor antireciprocii.

Circuitele cuadripolare antireciproce analizate în teză se consideră liniare și într-un regim de alimentare permanent sinusoidal. Este important să se releve faptul că, în domeniile de frecvență în care aceste giratoare practic funcționează, ele pot fi considerate cu suficient de bună aproximație că au un caracter rezistiv, ceea ce prezintă un real interes aplicativ.

În analiza celor două tipuri de giratoare menționate, se insistă mai ales asupra elementelor esențiale care sunt determinante pentru comportarea lor ca circuite cuadripolare antireciproce. Tot odată, lucrarea mai cuprinde o analiză comparativă sistematică a acestor giratoare, pe baza caracteristicii detaliate ale fiecărui tip de girator. O astfel de analiză critică nu a fost întâlnită de autor în literatura de specialitate.

O problemă importantă prezentată în teză este stabilirea condițiilor în care un girator are sau nu o comportare de circuit electric pasiv. În acest sens este evident că, giratorul pe bază de efect Hall este un circuit cuadripolar pasiv. În ceea ce privește însă giratorul cu amplificatoare operaționale, care are în structura lui și elemente activ (AO), este necesar să se stabilească în ce condiții se comportă ca un circuit electric pasiv și de asemenea, când giratorul cu amplificatoare operaționale funcționează în condiții optime. În studiu se aplică condiția de pasivitate din teoria circuitelor electrice, conform căreia un cuadripol se consideră pasiv dacă puterea totală "primită" pe la cele două porți nu este negativă. Între problemele teoretice de bază prezentate în teză este și

cea referitoare la stabilirea schemelor cuadripolare echivalente ale cuadripolilor antireciproci. Pe lângă constatarea că aceste scheme cuadripolare echivalente conțin și surse comandate, ca la orice cuadripol nerez reciproc, în lucrare se prezintă bilanțuri de puteri active și reactive efectuate convenabil pe baza lor, ceea ce reprezintă printre altele și o utilă verificare de calcul. Bilanțul puterilor reactive efectuat pe această cale ține seama de proprietatea giratoarelor de inversare a impedanțelor.

Aspectele aplicative analizate în teză se referă la simularea de inductivități cu ajutorul giratoarelor având o sarcină pur capacitivă și la analiza unor scheme cuadripolare unidireționale. În cazul giratoarelor cu sarcină capacitivă se prezintă unele elemente de analiză mai generale, cum este determinarea locului geometric al impedanței echivalente de intrare în funcție de reactanța capacitivă a sarcinii. În lucrare este abordată și problema realizării unor inductivități "nepământate" cu ajutorul giratoarelor, în stânsă legătură cu obținerea pe această cale a unor scheme cuadripolare duale. În lucrare se analizează posibilitatea de realizare a unor scheme unidirecționale cu ajutorul giratoarelor cu amplificatoare operaționale. În ceea ce privește verificarea unor rezultate din teză, aceasta se face prin calcul, prin simulare numerică PSpice și pe cale experimentală.

Pentru elaborarea tezei a fost consultată o vastă bibliografie, cuprinzând 102 titluri. Se menționează faptul că, dintre acestea șase sunt articole științifice publicate ale autorului în legătură directă cu tematica tezei, dintre care două au fost elaborate singur, iar patru lucrări sunt în colaborare.

*

Principalele contribuții originale pe care autorul consideră că le-a adus în teza de doctorat, pot fi prezentate mai sistematic pe probleme principale, respectiv grupuri de probleme abordate, (A, B, C):

A Elaborarea unui cadru teoretic de analiză unitară a circuitelor cuadripolare antireciproce:

1. Analiza dependenței condiției de antireciprocitate și a expresiei impedanței echivalente de intrare a cuadripolilor antireciproci de regulile de asociere a sensurilor de referință ale curenților și tensiunilor la borne. Dintre ipotezele de studiu mai generale, din acest cadru de analiză, se poate menționa că se consideră și cazul când parametrii cuadripolari de transfer

sunt de valori numerice diferite, ceea ce în mod obișnuit în literatură nu se face și de asemenea, se ține seama de pierderile din girator.

2. Aplicarea avantajoasă în studiu a unui sistem de parametri cuadripolari mai puțin convențional, ce corespunde alimentării cuadripolului pe la ambele porți în condiții particulare.
3. Se completează criteriile de diferențiere ale cuadripolilor antireciproci rezistivi de cuadripolii reciproci. De exemplu, se arată că raportul T_{k0} dintre rezistențele de scurtcircuit și rezistențele în gol, definite la cele două porți ($T_{k0} = R_{1k}/R_{10} = R_{2k}/R_{20}$), este supraunitar la cuadripolii antireciproci, este subunitar la cuadripolii reciproci și este egal cu unitatea la cuadripolii unidirecționali.
4. Se stabilesc principalele scheme cuadripolare echivalente ale cuadripolilor antireciproci, caracterizate prin faptul că în structura lor intervin și surse comandate și pe baza cărora se fac unele bilanțuri de puteri active și reactive. În legătură cu schema echivalentă în Π , cu două surse de curent comandate în tensiune, se relevă faptul că este posibilă realizarea întocmai a unui girator.

B Analiza celor două tipuri de giratoare

1. La prezentarea giratorului Hall și giratorului cu amplificatoare operaționale, sunt scoase în evidență mai multe aspecte și elemente teoretice esențiale, determinate pentru comportarea lor ca circuite antireciproce. Astfel, la generatorul (giratorul) Hall este menționată posibilitatea de descompunere a rezistențelor cuadripolare de transfer în câte două componente, descompunere care verifică relația lui Onsager-Casimir și prin care se poate explica antireciprocitatea acestui dispozitiv.
2. Comparația sintetică între giratorul Hall și giratorul cu amplificatoare operaționale, care cuprinde principalele caracteristici și performanțe ale celor două tipuri de giratoare, reprezintă o analiză critică neîntâlnită de autor în literatura de specialitate.
3. Relevarea faptului important că, giratorul cu amplificatoare operaționale se poate realiza ca să fie practic ideal, deci fără pierderi, ceea ce la giratorul Hall nu se poate principial realiza. Acest fapt explică de altfel largă răspândire în practică a giratorului ideal cu amplificatoare operaționale.
4. Stabilirea condițiilor în care un girator ideal cu amplificatoare operaționale se comportă ca un circuit cuadripolar pasiv. De asemenea, se stabilește și condiția de funcționare optimă a

giratorului ideal cu amplificatoare operaționale, care presupune egalitatea valorilor numerice ale parametrilor cuadripolari de transfer.

C Aspecte aplicative, verificări și rezultate experimentale

1. Determinarea locului geometric al impedanței echivalente de intrare a unui girator cu sarcină capacitivă, utilizat pentru simularea de inductivități, în funcție de reactanța capacitivă de sarcină.
2. Justificarea simulării unor inductivități ”nepământate”, în stânsă legătură cu posibilitatea de a obține scheme electrice duale ale unor scheme dispuse între două giratoare.
3. Realizarea pe cale experimentală a unei scheme cuadripolare unidirecționale, în structura căreia se utilizează un girator cu amplificatoare operaționale.

Relevarea importanței semnelor relative ale celor doi parametri cuadripolari de transfer ai unui girator rezistiv, pentru realizarea unui anumit tip de schemă cuadripolară unidirecțională.

4. Aplicarea unei simulări numerice PSpice pentru verificarea unor rezultate obținute în analiza făcută.

BIBLIOGRAFIE

1. ANGOT, A., *Complemente de matematici pentru inginerii din electrotehnică și din telecomunicații (traducere din l. franceză)*, Ed. Tehnică, București, 1965.
2. ANTONIOU, A., *3 Terminal Gyrator Circuits Using O.A.* Electronics Letters, 4, p.91, 1968.
3. ANTONIOU, A., *Realisation of gyrator using operational amplifiers and their use in RC active network synthesis.* Proc. IEEE , 116, p.1838, 1969.
4. ANTONIU, A., HAIDU, K.S., *Modeling of a gyrator circuit.* IEEE. Trans Circuits Theory, vol. CT 20, p.533, sept. 1973.
5. BALABANIAN, N., BICKART, T., *Teoria modernă a circuitelor electrice. (traducere din l. engleză)* Ed. Tehnică. București, 1974.
6. BONNEFILLE, R., QUICHAUD, G., *Multipôles non réciproques, gyrateurs et moteur à effet Hall*, RGE, vol.76, p.656, 1967.
7. BRAUNERSREUTHER, E., HÄUSLER, J., *Verminderung des Umkehrfelders von Hallgeneratoren durch Berücksichtigung der Onsager-Casimir Beziehung.* Kerntechnik, 12, nr.12, p.544, 1970.
8. CALLEN, H.B., *Application on Onsager's reciprocal to thermomagnetic and galvanomagnetic effects.* Phys. Rev., 73, p.1349, 1948.
9. CAMBI, E., *Nonreciprocal quadripoles and the gyrator.* Ricerca sci., 26, 7, 1956
10. CARLIN, H.J., GIORDANO, A.B., *Network Theory. An introduction to reciprocal and nonreciprocal circuits.* Prentice-Hall Englewood Cliffs, 1964.
11. CARTIANU, GH., SĂVESCU, M., CONSTANTIN, I., STANOMIR, D., *Semnale. circuite și sisteme.* Ed. did. și ped., București, 1980.
12. CASIMIR, H.B.G., *On Onsager's principle of microscopic reversibility.* Rev.Mod.Phys., 17, p.343, 1945.
13. CHAMPLIN, K.S., *Hall field relaxation in semiconductors at high frequency.* J.appl.Phys., 31, 10, p.1770, 1960.

14. CHUA, O.L., BROWN, R., HAMILTON, N., *Fractals in the Twist and Flip Circuits*, Proceedings of the IEEE vol. 81, nr.10, p.1466, 1993.
15. CLAWSON, A.R., WIEDER, H.H., *Bibliography on the Hall effect theory and applications*, Solid-State Electronics, 7, p.387, 1964.
16. CIUGUDEAN, M., *Circuite integrate analogice*, Centrul de multiplicare al Universității Politehnica Timișoara, 1995.
17. CRUZ, J.M., CHUA, L.O., *An IC Chip of Chua's Circuit*, IEEE Trans. on Circ and Syst. vol. 40, nr.10, p.614, 1993.
18. DE SABATA, I., *Câmpul electric din traductoare Hall în regim cvasistaționar*, Teză de doctorat, Inst. Pol. Timișoara, 1966.
19. DABA, D., *Câmpul Hall al curenților induși în câmpuri magnetice rapid variabile în plăci semiconductoare*, Electrotehnica, 4, 1982.
20. DOBRE, S., *Contribuții privind studiul generatorului Hall ca element de circuit*, Teză de doctorat, Inst. Pol. Timișoara
21. DOEBKE, W., *Bemerkungen zum Gyrator-Problem*, AEÜ, 5, p.197, 1954
22. EHSANI, M., HUSAIN, I., BILGIC, M.O., *Power Converters as Natural Gyrtors*, IEEE Trans. on Circ. and Syst., vol.40, nr 12, p.946, 1993
23. EPPRECHT, G.M., *Allgemeine, aktive, passive und nichtreziproke Vierpole* Tech Mitt. PTT, v.35, p.169, 1957.
24. FELDKELLER, R., *Einführung in die Vierpoltheorie der elektrischen Nachrichtentechnik*, Hirzel-Verlag, Stuttgart, 1962
25. FICHER, F., *Transformatoren und Gyrtoren in Mechanik und Elektrizität*. AEÜ, 8, 25 1954.
26. FLÜGE, S., *Handbuch der Physik*, Bd. XX, Halbleiter, Springer-Verlang, 1957.
27. FOX, A.G., HILLER, S.E., WEISS, T., *Behaviour and application of ferrites in the microwave region*, Bell Syst. Techn.-Journal, 34, p 5, 1955.
28. FRANK, V., HOGGARD, H., *Note on the reciprocity theorem for electrical systems*, Appl. Sc. Research (B), 7, 2, p.145, 1958.
29. FRÄNKEL, D., DE SABATA, I., *Generatorul Hall*, Ed. Tehnică, București, 1968.
30. GORAȘ, L., *Contribuții la studiul și realizarea convertoarelor și invertoarelor de impedanță*, Teză de doctorat. Inst. Pol. Iași, 1978.
31. GORAȘ, L., *Mutatoare generalizate*, Bul. Inst. Pol. Iași, fasc. 1-2, sect. III, 1979.

32. GRAY, P.R., MEYER, R. G., *Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare (traducere din limba engleză)*, Ed. Tehnică, București, 1983.
33. GREEN, M. M., *On Power Transmission of LC Ladder Filters Using Active Inductor Realisations*. IEEE Trans. on Circ. and Syst.Fundamental Theory and Applications, vol. 43, nr.6, p.509.1996.
34. GRÜTZMANN, S., *Untersuchungen an Hall-Effekt-Gyratoren, Isolatoren und Zirkuratoren*, Diss, TH Stuttgart, 1965.
35. HELER, A., *Contribuții teoretice și experimentale privind folosirea efectelor galvanomagnetice din materiale semiconductoare la măsurarea puterilor electrice*, Teză de doctorat, Inst. Pol. Timișoara, 1966.
36. HÄEUSLER, J., *Zum Halleffekt-Reaktanzkonverter mit vier Elektroden*, AEÜ, 22, 5, p.258, 1968.
37. HĂRĂGUȘ, ȘT., *Unele precizări de calcul privind giratoarele cu AO*. Bul. șt. al Univ. Pol. Timisoara, s. Electro., T.26(56), f 1, p 17, 1977.
38. HĂRĂGUȘ, ȘT.,ȘORA, C., TONȚ, D., *Verificarea condiției de antireciprocitate la giratoarele cu AO*, Analele Univ. Oradea , Fasc. Electrotehnică p.13, 1997.
39. HĂRĂGUȘ, ȘT., *Some Considerations About Power Balance for a Gyrator based on two controlled Sources Equivalent Circuit*, Bul șt Univ. Pol. Timișoara, s Electro. , T. 43(57), f.1, p.15, 1998.
40. HĂRĂGUȘ, ȘT., *The Analizis of Gyrator Like Behaviour of a Double Bridge DC-DC Power Converters*, Bul. șt. Univ. Pol. Timișoara, T. 43(57), f.2, p 35. 1998.
41. HĂRĂGUȘ, ȘT., *Some aspects concerning the gyrator like behaviour of controlled double bridge power converters*. Analele Univ. Oradea , Fasc. Electrotehnică p.27, 1999.
42. HOGAN, C.L., *The ferromagnetic Faraday effect at microwave frequencies and its application*, Bell Syst. Techn J., 31, 1952.
43. KATAOKA, S., HASHIZUME, N., *Variable impedance device using galvanomagnetic effects in semiconductors*, Proc. IEEE, 53, p.2138, 1965.
44. KONTZAROV, S., USUNOV, I., *Equivalent Circuit for an Ungrounded Inductance if realized by two real gyrators*. AEÜ, 26., H9, 1972
45. KUHRT, F., HARTEL, W., *Der Hallgenerator als Vierpol*, A f E, vol.43, 11, 1957
46. KUHRT, F., LIPPMANN, H.J., WIEHL, K., *Über das Frequenzverhalten von Hallgeneratoren*, AEÜ, 13, 8, p.341, 1959.

47. KUHRT, F., LIPPMANN, H.J., *Hallgeneratoren. Eigenschaften und Anwendungen*, Springer – Verlag, Berlin, 1968.
48. MADELUNG, O., *Zur Theorie der Leitfähigkeit in isotropen Halbleitern*, Z.f. Naturforsch., 9a, 667, 1954.
49. MASON, W.P., HEWITT, W.H., WICK, R.F., *Hall effect modulators and gyrators employing magnetic field independent orientation in germanium*, J. Appl Phys., 24, 2, p.166 1953.
50. MATEESCU, A., *Semnale, circuite și sisteme*. Ed. did. și ped., București, 1984.
51. MAYER, O., *Teoria funcțiilor de variabilă complexă*. Ed. Academiei RSR, București, 1981.
52. MC MILLAN, E., *Violation of the reciprocity theorem in linear passive electromechanical systems*. J. Acoust. Sos. America, 18, 2, p.344, 1946.
53. MC MILLAN, E.M., *Gyrator*. J. Acoust. Sos. America, 19, 1, p.922, 1947.
54. MEIXNER, J., *Zur Theorie der elektrischen Transporterscheinungen im Magnetfeld*, Ann. d. Phys., 40, 165, 1941.
55. MITRA, S.K., *Analysis and Synthesis of linear Active Networks*, John Wiley, New York, 1969.
56. ONSAGER, L., *Reciprocal relations in irreversible processes*, Phys. Rev., 37, 405, 1931; 38, 2265, 1931.
57. ORCHARD, H.J., *Inductorless filters*. Electron. Lett., vol 2, p.224, sept. 1966
58. OSWALD, J., *Note sur la matrice de répartition d'un gyrateur*, Cables et Transmission, 11, 1, 84, 1957.
59. PIAN, L., *Active Filters, part 2-Using the gyrator*, Electronics, 41, nr 2, p. 114, 1968
60. PRACHE, P.M., *Structures granulaires ferromagnétiques*, Cables et Transmission, 11, 1, p.32, 1957.
61. PRUDHON, M., *Gyrateurs et systèmes à sens unique*, Cables et Transmission, 11, 1, p.84, 1957.
62. RĂDULEȚ, R., ȚUGULEA, A., *Asupra regulilor de asociație a sensurilor de referință în electrotehnică*, Electrotehnica, 9, p.319, 1959.
63. ROSMAN, H., BRAIER, A., *Asupra regimului energetic al generatorului Hall*, Bul Inst. Pol. Iași, VI, 1-2, 235, 1960.

64. ROSMAN, H., *Rezonanța la porțile de acces ale unei rețele electrice liniare de tip cuadripol diport, pasiv și reciproc, în regim permanent sinusoidal*, Teză doctorat, Inst. Pol. Iași, 1968.
65. ROSMAN, H., *Sur les conditions de passivité d'un quadripole générale , lineare en regim permanent harmonique*. Rev. Roum. Sci. Tech. s. Electro. et Energ. 34, 4, p.471, 1989.
66. RULEA, GH., *Bazele teoretice și experimentale ale tehnicii microundelor*, Ed. Științifică și Enciclopedică , București, 1989.
67. SHMILOVITZ, D., YARON, I., SINGER, S., *Transmission Line Based Gyrator* , IEEE Trans. On Circ. and System. Fundamental Theory and Applications, vol.45, nr.4, p.428, 1998.
68. SIMION, E., MIRON, C., FEȘTILĂ, L., *Montaje electronice cu circuite integrate analogice*, Ed. Dacia, Cluj-Napoca, 1986.
69. SINGER, S., *Loss free gyrator realisation* , IEEE Trans. Circuits Syst , vol. CAS 35, p 26, ian. 1998.
70. SZTOJANOV, I., PAȘCA, G., *Analiza asistată de calculator a circuitelor electrice. Ghid practic PSpice*, Ed. Teora, București, 1997.
71. STRUTT, M.J.O., WILLISEN, F.K., *Messunger über die Frequenzabhängigkeit des Gausseffektes bei verschieden Halbleitern bis 2000 MHz*. AEÜ, 15, 25, 1961.
72. ȘORA, C., *Introducere în studiul generatorului Hall*, Ed. Academiei RSR, București, 1969.
73. ȘORA, C., *Le quadripole électrique*. Ed. Mason, Paris, 1969.
74. ȘORA, C., *Untersuchung des elektrischen Feldes in einem rechteckigen Hallplättchen mittels eines elektrokinetischen Modells*, ETZ-A, 90, 1, p 17, 1969
75. ȘORA, C., *Über die Antireziprozitätsbedingung bei Hallplättchen beliebiger Geometrie*, Rev. Roum. Sci. Tech. Electro. et Energ., T.16, nr.4, p 679, 1971.
76. ȘORA, C., *Über die Widerstandserhöhung bei Halbleiterplatten als Folge des geometrischen Magnetwiderstandseffekt*, Solid-State Electronics, 14, p.445, 41, 1971.
77. ȘORA, C., DOBRE, S., *Study on the Hall generator behaviour on the basis of parameters introduced by supply through both terminal pairs*, Bul. Inst. Pol Timișoara, T. 20(34), p.183, 1975.

78. ŞORA, C., *Über das Verhalten von Stromdurchflossenen Halbleiterplatten in Anwesenheit eines Magnetfeldes*, Rev. Roum. Sci. Tech. Electr. et Energ. T.24, nr.3, , p.479, 1979.
79. ŞORA, C., DOBRE, S., HĂRĂGUŞ, ŞT., *Asupra comportării generatorului Hall ca și invertor de reactanță*. Bul. st. și tech. al Inst. Pol. Timișoara. s. Electrotehnică, T. 25(39), f. 1, p. 7, 1980.
80. ŞORA, C., *Bazele electrotehnicii*, Ed. did. și ped., București, 1982.
81. ŞORA, C., VETREŞ, I., RADU, D., *Numerical Calculation Variant of the Field Problem in Hall Plattes*, Proc. ICAT'93, Craiova, p.161, nov. 1993, .
82. ŞORA, C., VETREŞ, I., RADU, D., *Encadrement des phénomènes galvanomagnétiques dans la théorie de champ électromagnétique*, Rev. Roum. Scie. Techn. et Energ., București, 39, 3, p.371, 1994.
83. ŞORA, C., ŞORA, I., *Despre posibilitatea de încadrare a studiului efectelor galvanomagnetice în teoria microscopică a fenomenelor electromagnetice*. Analele Universității Oradea, Fasc. Electroteh. , p.156, 1995.
84. ŞORA, C., HĂRĂGUŞ, ŞT., *Unele observații privind analiza giratoarelor cu $A()$ folosite pentru simularea inductivităților*. Bul. st. Univ. Pol. Timișoara. s. Electrotehnică, T. 41(55), f.2, p.13, 1996.
85. ŞORA, C., HĂRĂGUŞ, ŞT., *Câteva aspecte privind analiza giratoarelor cu $A()$ prin simulare pe calculator*, Bul. st. al Univ. Pol. Timișoara. s. Electrotehnică. T. 41(55), f.2, p.1, 1996.
86. ŞORA, C., ŞORA, I., HĂRĂGUŞ, ŞT., TONȚ, D., *Despre condiția de antireciprocitate*, Analele Universității Oradea, Fasc. Electro. , p.38, 1997
87. ŞORA, C., HĂRĂGUŞ, ŞT., *Despre expresiile impedanței echivalente de intrare ale cuadripolilor antireciproci*. Bul. st. Univ. Pol. Timișoara, T. 42(56), f.1, p.11. 1997.
88. ŞORA C., HĂRĂGUŞ ŞT.; TONȚ D., *Câteva aspecte privind analiza schemelor cuadripolare unidirecționale* .Bul. şt. Univ. Pol. Timișoara, s. Electro., T. 43(57), f.2, p.27, 1998.
89. ŞORA C., HĂRĂGUŞ ŞT.; TONȚ D., *About the passivity for operational amplifiers based gyrators*. Analele Univ. Oradea, Fasc. Electro., p.141, 1999.
90. TELLEGEN, B.D.H., *The gyrator a new electric network element* Philips Res. Rep., 3, p.81, 1948.

91. TIETZE, U., SCHENK, CH., , *Halbleiter Schaltungstechnik*, Springer Verlag , Berlin, New York, 1974.
92. TONȚ, D., *Energetical balance of gyrator based on T equivalent diagrams*, Analele Univ. Oradea, Fasc. Electro., p. 121, 1999.
93. TONȚ, D., *Ideal gyrator using AO as component of the unidirectional diagrams* , Analele Univ. Oradea , Fasc. Electro., p. 127, mai 1999.
94. TUINENGA, P.W., *SPICE- A Guide to Circuit Simulation using PSpice*, Prentice Hall, N.J., 1988.
95. VALLESE, L.M., *Understanding the gyrator*, Proc. IRE, 43, 4, p.483, 1955.
96. VETREȘ, I., *Contribuții privind dezvoltarea unor metode de câmp pentru determinarea rezistivității și a coeficientului Hall la materiale semiconductoare. Teză de doctorat*, Inst. Pol. Timișoara, 1980.
97. VETREȘ, I., *Componentele rezistențelor de transfer ale materialelor semiconductoare in câmp magnetic staționar* , Bul. șt. Inst. Pol. Timișoara, seria Electrotehnică, T23(37), f.2, p.166, 1978.
98. VETREȘ, I., *Dependența rezistențelor proprii și de transfer ale dispozitivelor galvanomagnetice de sensul inducției magnetice*, Bul șt Ins. Pol Timișoara. T. 24(38), f.1, p. 12, 1979.
99. VON WILLISEN, F.K., *Über der Einfluss statischer transversalen Magnetfelder auf die Stromverdrängung in Halbleitern hoher Trägerbeweglichkeit*. Diss. ETH. Zürich., 1960.
100. WICK, R.F., *Solution of the field problem of the germanium gyrator*. J Appl Phys , 25, 741, p.6, 1954.
101. WILSON, A.N., ORCHARD H. J., *Realisation of ideal gyrators*, IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS 21, p. 729, 1974.
102. ZIMMERMANN, G., *Teoretischen Grundlagen gyratorisch erzeugter Inductivitäten*. Nachrichtentechnik, 18, H4, 1968.