

# 1 Dispozitive și aparate de măsură specifice domeniului microundelor

## 1.1 Generatoare de microunde

Oricare ar fi frecvența, un oscilator electromagnetic conține, în esență, aceleași părți componente principale:

- un element activ (tub cu vid, diodă cu rezistență negativă, tranzistor etc.), capabil să amplifice semnalele;
- o rețea de reacție, care readuce la intrarea elementului amplificator o parte din energia semnalului de la ieșire;
- un element rezonant - eventual cu frecvență de rezonanță variabilă - care introduce în bucla de reacție un defazaj dependent de frecvență, astfel încât faza semnalului de reacție este cea corectă numai la o singură frecvență, care astfel devine frecvența de oscilație a oscilatorului.

La frecvențele "clasice", mai joase (sub 1 GHz), există o mare varietate de scheme posibile de oscilator. În general toate aceste scheme folosesc drept element activ un tranzistor sau un tub electronic cu vid, dar diferă între ele prin tipul de conexiune al elementului activ (BC, EC sau CC în cazul tranzistorului), precum și prin structura circuitului de reacție utilizat (priză capacitivă la oscilatoarele Colpitts, priză inductivă la oscilatoarele Hartley etc.).

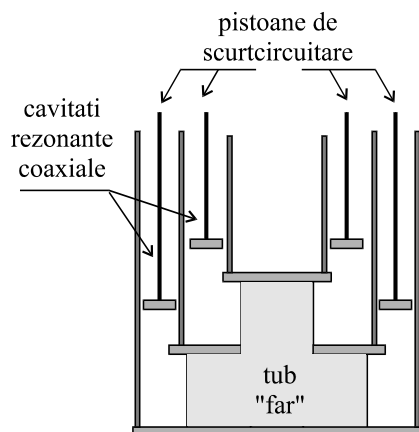
Oscilatoarele de microunde ar putea avea structuri similare, dar creșterea frecvenței lor de oscilație este întotdeauna limitată. Principalele probleme specifice care apar la utilizarea elementelor active clasice la frecvențe foarte înalte sunt:

- prezența elementelor reactive parazite, în special capacitățile parazite dintre electrozii elementului activ, dar și inductanțele parazite ale conexiunilor;
- timpul de tranzit al purtătorilor de sarcină, care la frecvențe foarte înalte devine comparabil cu perioada semnalului, producând astfel o reducere drastică a amplificării elementului activ.

Pentru a reduce influența elementelor reactive parazite au fost realizate dispozitive cu construcții speciale, la care elementele reactive sunt reduse la minimum. Influența elementelor reactive parazite poate fi diminuată și mai mult prin includerea lor direct în elementele rezonante, așa cum se întâmplă la așa-numitul "tub far" (fig.1.1).

Pentru a reduce efectul timpului de tranzit al purtătorilor de sarcină, soluția este reducerea dimensiunilor fizice ale dispozitivelor, astfel încât distanțele de parcurs să fie cât mai mici. Din acest motiv tranzistoarele de

microunde au lăţimi ale bazelor foarte reduse, de ordinul unor fracţiuni de micron. Evident, realizarea unor astfel de tranzistoare de microunde presupune o tehnologie corespunzătoare, extrem de performantă.



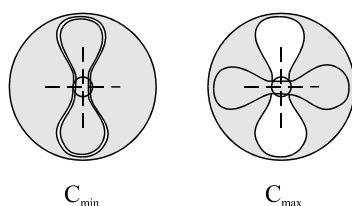
**Fig. 1.1** Tub "far" pentru frecvenţe înalte.

deşi aceste oscilatoare conţin toate elementele clasice, ele trebuiesc analizate ca un tot unitar (v. cursul de Microunde).

Magnetronul este un tub oscilator de microunde special, destinat obţinerii unor puteri mari, în condiţiile unui randament bun.

Oscilatoarele de microunde pot fi realizate şi cu diode speciale cum ar fi dioda tunel, dioda Gunn, dioda IMPATT, dioda TRAPATT etc.

Pe lângă aspectele specifice ale elementului activ, oscilatoarele de microunde se deosebesc de oscilatoarele "clasice" şi prin alte aspecte, referitoare la elementele pasive care intră în componenţa lor. La frecvenţe nu



**Fig. 1.2** Rezonator "fluturaş".

În tuburile electronice speciale de microunde cum ar fi klistronul, magnetronul, tubul cu undă progresivă etc., problema timpului de tranzit al purtătorilor de sarcină este complet eliminată, deoarece acest timp este inclus în însuşi principiul de funcţionare al dispozitivului respectiv. De altfel, la majoritatea oscilatoarelor de microunde realizate cu astfel de tuburi speciale apare şi o întrepătrundere a funcţiilor de amplificare, de reacţie, de stabilire a frecvenţei, astfel încât

prea înalte, elementele rezonante pot avea fie o structură concentrată (LC), fie una distribuită (tronsoane de linii terminate în scurtcircuit). Un tip mai deosebit de rezonator - având o structură semiconcentrată - este prezentat în figura 1.2; acest tip de rezonator "fluturaş" este folosit atât în oscilatoare cât şi în frecvenţmetre.

La frecvenţe mai înalte, elementul rezonant care stabilizează frecvenţa de rezonanţă se prezintă de regulă sub forma unui rezonator de volum: cavităţi rezonantă sau rezonator de dielectric.

În oscilatoarele cu frecvenţă variabilă (*sweeper*) în bucla de reacţie a amplificatorului se folosesc de regulă filtre YIG (*yttrium-iron-garnet*), deoarece frecvenţa de rezonanţă a unei sfere de YIG situată într-un câmp

magnetic de polarizare  $H_0$  poate fi modificată prin modificarea valorii câmpului de polarizare<sup>1</sup>.

Variații mult mai mici ale frecvenței de oscilație pot fi obținute și prin utilizarea unei diode varactor care, prin valoarea capacității sale - capacitate dependentă de tensiunea continuă de polarizare inversă aplicată diodei - poate influența frecvența de rezonanță a unui rezonator. Variațiile de frecvență ce pot fi obținute cu ajutorul varactoarelor sunt însă limitate de regulă la câteva procente din frecvența centrală, iar variația frecvenței cu tensiunea de polarizare este, în general, neliniară.

În cazul folosirii oscilatoarelor ca generatoare de semnal pentru măsurări, un aspect deosebit de important este calibrarea nivelului de ieșire al generatorului. Într-adevăr, un generator folosit în măsurări trebuie să aibă un nivel de ieșire cunoscut și reglabil, nivel care să nu se modifice la schimbarea sarcinii sau a frecvenței de lucru. În general, indiferent de tipul de oscilator utilizat, sursa nu poate satisface de la sine toate aceste cerințe. Soluția problemei constă în utilizarea unui sistem de control automat al nivelului de ieșire ALC (*automatic level control*).

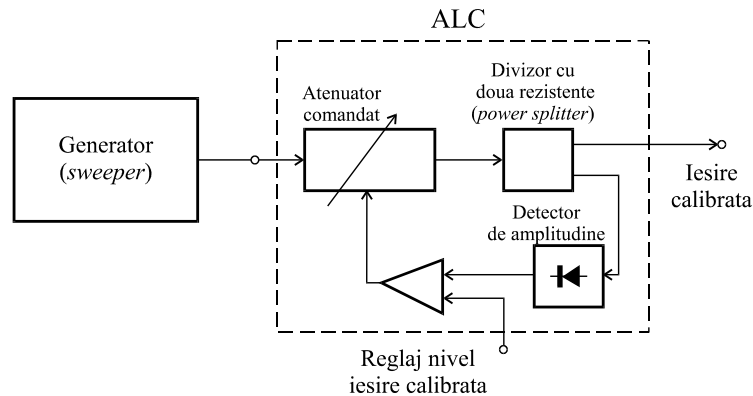
Sistemul de control automat al nivelului constă în menținerea automată a nivelului dorit al undei emergente din generator, fără ca acesta să fie influențat de sarcină sau de modificarea frecvenței de lucru. Elementele componente esențiale ale sistemului sunt un atenuator comandat electric și un circuit de sesizare a amplitudinii undei emergente (fig.1.3). Atenuatorul variabil, comandat electric, este realizat cu diode PIN<sup>2</sup>. Circuitul de separare a unui semnal proporțional numai cu unda emergentă din sistem poate fi realizat cu un cuplor directiv sau cu un divizor de putere cu două rezistențe (*power splitter*). Se știe (v.cursul de Microunde) că la un astfel de divizor cele două unde de ieșire sunt egale între ele, indiferent de sarcinile conectate la porți. Detectorul de amplitudine este de regulă un detector cu diodă, iar amplificatorul operațional permite fixarea nivelului dorit la ieșire prin simpla modificare a unei tensiuni de referință.

Utilizarea unui *power splitter* în sistemul ALC implică - în comparație cu posibila folosire a unui cuplor directiv - o reducere suplimentară cu cca. 3 dB a puterii de la ieșirea generatorului calibrat, dar în general este preferat totuși *power splitter*-ul deoarece acesta are o bandă de lucru mult mai largă decât banda unui cuplor directiv.

---

<sup>1</sup> ) Frecvența de rezonanță a unui filtru YIG variază liniar cu  $H_0$  pe o plajă foarte largă de valori, putând atinge câteva decade. Generând  $H_0$  cu un solenoid se obține un dispozitiv de bandă largă, cu comandă liniară în curent.

<sup>2</sup> ) Pentru semnalul de microunde, diodele PIN se comportă ca niște rezistențe comandate electric: în starea deschis dioda prezintă o rezistență mică, de ordinul ohmilor, iar în starea de polarizare inversă o rezistență mare, de ordinul kiloohmilor.

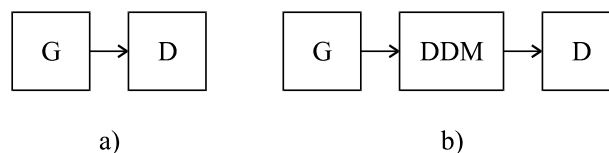


**Fig. 1.3** Sistem de control automat al nivelului la ieșirea unui generator de microunde.

Generatorul prevăzut cu un sistem ALC are și calitatea de a fi foarte bine adaptat, adică de a prezenta un coeficient de reflexie foarte mic. Într-adevăr, dacă câștigul buclei de reacție din sistemul ALC tinde la infinit atunci o eventuală undă venită dinspre sarcină care ajunge la generatorul propriu-zis și se reflectă pe acesta are un efect similar cu o mică variație a nivelului unde  $a_0$  emise din generator, efect ce este imediat compensat de sistemul ALC. Deci o eventuală undă incidentă pe generatorul dotat cu ALC este complet absorbită în interiorul sistemului, ceea ce este echivalent cu o valoare nulă a coeficientului de reflexie al ansamblului:

$$\Gamma_{Gech} = 0 .$$

Coeficientul de reflexie al unui generator joacă un rol important în orice operație de măsurare. Pentru exemplificare se poate considera măsurarea unei atenuări de inserție, măsurare care presupune determinarea puterii disipate într-o sarcină (detector), în două situații: întâi conectând direct sursa la detector (calibrare), apoi intercalând între sursă și detector diportul de măsurat (DDM, în fig.1.4) și, în final, compararea valorilor puterilor astfel obținute. Dacă



**Fig. 1.4** Determinarea atenuării de inserție a unui diport.  
a - calibrare; b - măsurarea diportului.

generatorul are un coeficient de reflexie  $\Gamma_G$  și emite din interiorul său o undă  $a_G$ , diportul este descris prin matricea lui de repartitie  $S$ , iar detectorul are un

coeficient de reflexie  $\Gamma_D$ , atunci pentru puterile măsurate în cele două situații rezultă expresiile:

$$P_{\text{cal}} = \frac{|a_G|^2 (1 - |\Gamma_D|^2)}{2 |1 - \Gamma_G \Gamma_D|^2}, \quad (1.1)$$

$$P_{\text{mas}} = \frac{|a_G|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_D|^2)}{2 |(1 - S_{11} \Gamma_G)(1 - S_{22} \Gamma_D) - S_{21} S_{12} \Gamma_G \Gamma_D|^2}. \quad (1.2)$$

Din împărțirea lor se obține atenuarea de inserție măsurată,  $A_{\text{mas}}$ :

$$\frac{1}{A_{\text{mas}}} = \frac{P_{\text{cal}}}{P_{\text{mas}}} = \frac{|S_{21}|^2 |1 - \Gamma_G \Gamma_D|^2}{|(1 - S_{11} \Gamma_G)(1 - S_{22} \Gamma_D) - S_{21} S_{12} \Gamma_G \Gamma_D|^2}.$$

Valoarea reală a atenuării de inserție, valoare care ar putea fi măsurată dacă s-ar dispune de un generator și de un detector ideale având  $\Gamma_G = 0$ ,  $\Gamma_D = 0$ , este:

$$\frac{1}{A_{\text{real}}} = |S_{21}|^2,$$

Comparând acest rezultat cu cel precedent rezultă relația:

$$\frac{A_{\text{real}}}{A_{\text{mas}}} = \frac{|1 - \Gamma_G \Gamma_D|^2}{|(1 - S_{11} \Gamma_G)(1 - S_{22} \Gamma_D) - S_{21} S_{12} \Gamma_G \Gamma_D|^2}. \quad (1.3)$$

Se constată că intervin aici - cu roluri similare, la fel de importante - ambii coeficienți de reflexie, atât al sarcinii cât și al generatorului.

În practică, de regulă sunt cunoscute doar modulele coeficienților de reflexie  $\Gamma_G$  și  $\Gamma_D$  (această informație fiind dată sub forma valorii numerice a raportului de undă staționară corespunzător,  $\sigma = (1 + |\Gamma|)/(1 - |\Gamma|)$ ), în timp ce fazele din expresia de mai sus - care, de altfel, depind și de lungimile elementelor de interconectare - nu sunt cunoscute exact. În această situație operația de măsurare este afectată de o anumită incertitudine, reprezentată prin intervalul între valoarea maximă posibilă și valoarea minimă posibilă a expresiei de mai sus. Incertitudinea măsurării crește o dată cu creșterea modulelor coeficienților de reflexie  $\Gamma_G$  și  $\Gamma_D$ .

În cazurile în care valorile coeficienților de reflexie ai generatorului și detectorului conduc la incertitudini inacceptabile ale rezultatelor măsurării, este posibilă o îmbunătățire a situației prin adăugarea unor izolatoare la intrarea în detector, respectiv la ieșirea din generator. Un izolator ideal ar conduce la anularea coeficientului de reflexie respectiv, în timp ce un izolator real - chiar dacă este imperfect - poate totuși să producă o importantă diminuare a valorii acestuia.

## 1.2 Indicatoare de nivel al semnalului

Prezența și nivelul semnalelor de microunde pot fi constatate cu ajutorul unor detectoare de microunde. Detectoarele de microunde funcționează pe același principiu ca și detectoarele de amplitudine cu diodă clasice, folosite la frecvențe mai joase. Diodele care se utilizează în detectoarele de microunde trebuie însă să fie foarte rapide, cu elemente parazite cât mai mici. Cel mai des sunt utilizate în această funcție diodele Schottky, care satisfac cerințele respective<sup>3</sup>.

Spre deosebire de majoritatea detectoarelor de amplitudine clasice, detectoarele de microunde lucrează însă de regulă la nivele **foarte mici** ale semnalelor aplicate, astfel încât răspunsul lor nu este liniar ci **pătratic** (v.cursul de Microunde):

$$U_{\text{det}} = k_{\text{det}} \cdot |U|_{\text{apl.}}^2, \quad (1.4)$$

unde  $k_{\text{det}}$  este o constantă a detectorului. De acest lucru trebuie să se țină seama la interpretarea corectă a semnalelor obținute prin detecție.

Un detector ideal ar trebui să fie perfect adaptat în toată banda de frecvențe în care urmează să fie folosit. În practică acest lucru nu este posibil, astfel încât detectoarele reale de microunde au un coeficient de reflexie  $\Gamma_D$ , care însă trebuie să fie cât mai mic<sup>4</sup>.

Detectoarele de microunde pot fi folosite în mai multe feluri:

- ca simple indicatoare ale prezenței microundelor;
- la măsurarea nivelelor relative ale unor semnale. În acest caz, trebuie să se țină seama de caracteristica de detecție a detectorului. Așa cum s-a mai spus, dacă semnalele aplicate diodei sunt foarte mici (nedepășind câțiva milivolți), atunci indiferent de tipul diodei folosite caracteristica detectorului este pătratică;
- la măsurarea puterii prin metode de comparație. În acest caz adaptarea detectorului este o cerință esențială.

## 1.3 Dispozitive și componente specifice măsurărilor în domeniul microundelor

### 1.3.1 Terminații în scurtcircuit, sarcini adaptate

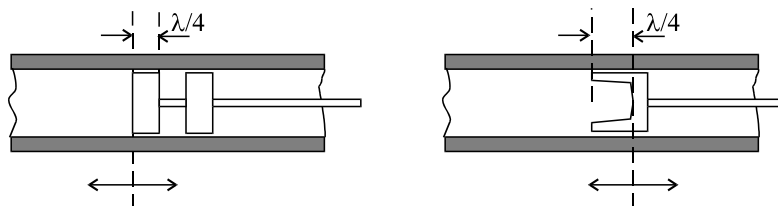
În sistemele de măsurări în microunde se folosesc adesea linii sau ghiduri terminate în scurtcircuit. De multe ori scurtcircuitul trebuie să fie

---

<sup>3</sup> ) O variantă de diode Schottky mult folosită în detectoarele de microunde este așa numita diodă "*low barrier*", care prezintă și avantajul unei caracteristici cu deschiderea curentului la valori mult mai mici ale tensiunii aplicate decât cele clasice. Acest tip de diodă poate detecta și semnalele cu amplitudini foarte mici, fără o polarizare continuă aplicată din exterior.

<sup>4</sup> ) De fapt detectorul este un element de circuit neliniar, astfel încât - riguros vorbind - coeficientul lui de reflexie poate să depindă și de amplitudinea semnalului.

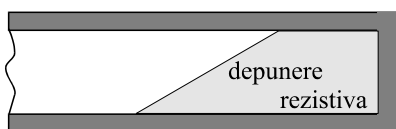
deplasabil în lungul ghidului, pentru a permite reglajul lungimii liniei. Deoarece un piston mobil nu poate asigura un contact perfect cu ghidul, de regulă scurtcircuitele deplasabile au anumite construcții speciale cum ar fi cele schițate în figura 1.5. Ideea de bază a acestor soluții constructive constă în plasarea "contactului" acolo unde curenții superficiali din ghid sunt nuli, astfel încât contactul galvanic al pistonului cu pereții de fapt nu mai este necesar.



**Fig. 1.5** Construcția unor scurtcircuite deplasabile, în ghiduri de undă.

Pentru un cablu coaxial, sarcina adaptată este o rezistență de valoare egală cu impedanța caracteristică a cablului. În aplicațiile nepretențioase sarcina adaptată poate fi chiar o rezistență obișnuită, cu terminale cât mai scurte pentru a se reduce efectele reactive parazite. Rezultate mult mai bune se obțin însă utilizând "pastile" rezistive cu simetrie circulară special confecționate, având dimensiunile cablului.

La ghidurile tubulare sarcina adaptată este o terminație care trebuie să aibă un coeficient de reflexie nul, adică să absoarbă complet orice undă incidentă, în toată banda de frecvențe pentru care a fost construită. Sarcina



**Fig. 1.6** Sarcină adaptată, în ghid de undă.

adaptată în ghiduri poate avea forme diverse. Evident, sarcina adaptată conține materiale cu pierderi cât mai mari, iar forma sarcinii trebuie să asigure evitarea reflexiilor care ar putea să apară chiar la intrarea în sarcină. De regulă, sarcina adaptată se

prezintă sub forma unei depuneri rezistive care ocupă parțial interiorul ghidului (fig.1.6).

### 1.3.2 Transformatoare de polarizare

Unele dispozitive specifice măsurărilor în domeniul microundelor au principii de funcționare bazate pe transformări ale polarizației undelor care se propagă prin ghiduri. Practic, aceasta se poate întâmpla numai în spațiul liber sau în ghidul circular, unde simetria circulară a ghidului permite propagarea unor moduri cu diferite tipuri și direcții de polarizație.

Transformatoarele de polarizație sunt alcătuite din porțiuni de ghid prin care se propagă simultan două moduri de bază ortogonale, cu viteze de fază

ușor diferite între ele. În decursul propagării între cele două unde apare un defazaj diferențial, defazaj care crește proporțional cu distanța parcursă.

Practic, dispozitivele cu defazaj diferențial sunt realizate în ghiduri circular. Modul dominant de propagare într-un ghid circular este modul  $H_{11}$ , mod care, datorită simetriei circulare a ghidului, poate avea orice direcție a polarizării. Însumarea - în anumite proporții - a două unde de bază, cu polarizări perpendiculare între ele, poate genera orice tip de polarizare (liniară, eliptică, circulară). Într-un ghid circular perfect cele două moduri de bază au viteze de fază identice, deci polarizația undei nu se modifică în cursul propagării lor prin ghid. O mică perturbare a structurii ghidului poate avea însă drept efect apariția unei mici diferențe între vitezele de propagare ale celor două moduri de bază. De exemplu, introducerea unei plăci dielectrice longitudinale subțiri în planul diametral al ghidului nu afectează în aceeași măsură cele două moduri  $H_{11}$  din ghid: viteza de fază a undei polarizate (electric) paralel cu placa scade mai mult decât viteza undei polarizate perpendiculară pe placă<sup>5</sup>. Un efect asemănător poate fi obținut printr-o mică ovalizare a ghidului sau prin introducerea unei "nervuri" metalice longitudinale în interiorul ghidului etc. În toate aceste situații, diferența dintre vitezele de propagare ale celor două unde de bază - polarizate paralel și perpendicular față de perturbația introdusă în ghid - are drept consecință apariția unui defazaj diferențial între cele două unde, defazaj care crește proporțional cu distanța parcursă în ghid.

Un element component de bază, prezent în structura multor dispozitive de transformare a polarizației microundelor, este dispozitivul care are proprietăți similare cu așa-numita "placă  $\lambda/4$ " folosită în optică. Transformatorul de polarizație de tip  $\lambda/4$  este un dispozitiv cu defazaj diferențial, având lungimea astfel calculată încât defazajul diferențial între intrare și ieșire să fie de  $\pi/2$  radiani. În acest caz situația se prezintă ca și cum drumul parcurs prin dispozitiv de una dintre cele două unde ar fi cu  $\lambda/4$  mai lung decât drumul parcurs de cealaltă undă. Dispozitivul  $\lambda/4$  este utilizat la transformarea unei polarizații liniare într-o polarizație circulară, sau invers. Într-adevăr, dacă la intrarea în dispozitiv se aplică o undă **polarizată liniar** pe o direcție făcând un unghi de  $45^\circ$  cu placa, această undă incidentă poate fi privită ca o sumă de două unde cu amplitudini egale și în fază - una cu polarizație paralelă, cealaltă cu polarizație perpendiculară pe placă. La ieșirea din dispozitiv amplitudinile celor două unde vor fi tot egale între ele, dar undele vor fi în cuadratură, situație în care suma lor reprezintă o undă **polarizată circular**. Reciproc, dacă la intrarea dispozitivului se aplică o undă

---

<sup>5</sup>) Efectul mai puternic al prezenței plăcii de dielectric asupra undei cu polarizație electrică paralelă cu placa poate fi explicat prin faptul că în zona în care a fost introdusă placa această undă are un câmp electric mai intens decât unda cu polarizație perpendiculară.



cu polarizație circulară, la ieșirea lui se obține o undă polarizată liniar, pe o direcție situată la  $45^0$  față de placa de dielectric.

Dacă lungimea unui defazor diferențial este astfel aleasă încât defazajul diferențial obținut între intrare și ieșire să fie de  $\pi$  radiani, se obține un transformator de polarizație cu proprietăți similare cu placa  $\lambda/2$  din optică. Cele mai multe aplicații ale acestui dispozitiv se bazează pe proprietatea lui de a inversa sensul de rotație al unei unde polarizate circular

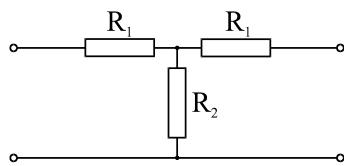
De regulă, transformatoarele de polarizație de tip  $\lambda/4$  sau de tip  $\lambda/2$  sunt realizate practic cu ajutorul unor plăci de dielectric, deoarece această variantă de perturbare a ghidului circular permite menținerea relativ constantă a defazajului diferențial dorit pe o plajă mai mare de frecvențe, deci obținerea unor dispozitive cu bandă de lucru mai largă.

### 1.3.3 Atenuatoare, defazoare

#### Atenuatoare

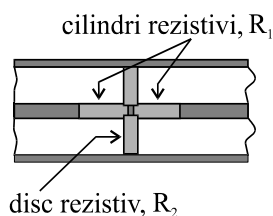
Atenuatoarele sunt diporți reciproci care realizează o anumită atenuare a amplitudinii undelor. Un atenuator ideal este perfect adaptat la ambele porți.

Atenuatoarele pot fi fixe sau variabile. Atenuatoarele variabile sunt comandate prin comandă mecanică, sau prin comandă electrică. Atenuatoarele comandate electric pot fi utilizate și ca modulatori de amplitudine; de regulă în domeniul microundelor aceste atenuatoare sunt realizate cu diode PIN. Soluțiile de realizare constructivă a atenuatoarelor diferă foarte mult în funcție de structura ghidului.



**Fig. 1.7** Atenuator compus din trei rezistențe.

De exemplu, în cablurile coaxiale, la frecvențe nu prea ridicate, se folosesc în mod curent atenuatoarele fixe compuse din câte trei rezistențe alcătuind o schemă în T (fig.1.7). Rezistențele din schemă pot fi determinate în funcție de atenuarea necesară:

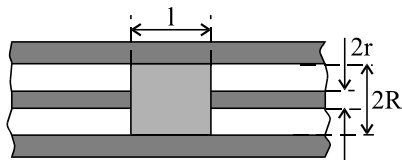


**Fig. 1.8** Realizarea rezistențelor componente ale unui atenuator în T, în cablul coaxial.

$$\begin{aligned} R_1 &= Z_0 \frac{A-1}{A+1}, \\ R_2 &= Z_0 \frac{2A}{A^2-1}, \end{aligned} \quad (1.5)$$

unde  $A$  este atenuarea (în tensiune), iar  $Z_0$  este impedanța caracteristică a cablului coaxial. Rezistențele respective pot fi realizate sub forma unor elemente rezistive de volum, în genul celor din figura 1.8.

În construcția atenuatoarelor coaxiale, în special la frecvențe foarte înalte, este uneori folosită o linie cu pierderi foarte mari. O astfel de linie poate fi realizată dintr-un cablu coaxial în care, pe o anumită porțiune, conductorul central a fost înlocuit printr-o peliculă diametrală subțire, rezistivă (fig.1.9).



**Fig. 1.9** Atenuator cu placă subțire rezistivă, în cablu coaxial.

Dacă pelicula rezistivă introdusă în cablu coaxial este omogenă, are grosimea  $w$  și este făcută dintr-un material cu conductivitatea  $\rho$ , atunci atenuarea pe unitatea de lungime a cablului este:

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{r(R-r)}} \quad (1.6)$$

Se observă că atenuarea liniei nu depinde de rezistivitatea materialului plăcii, în consecință atenuatoarele de acest tip nu sunt afectate de variațiile de temperatură.

Printr-o conectare-deconectare mecanică a unor atenuatoare fixe de diverse valori se pot obține atenuatoarele variabile cu o variație în trepte a atenuării.



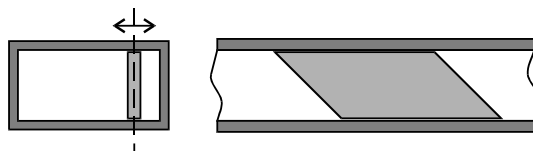
**Fig. 1.10** Atenuator variabil în cablu coaxial, cu ghid circular sub frecvența de tăiere.

Atenuatoarele variabile cu o variație continuă a atenuării pot fi realizate prin utilizarea unor porțiuni de ghid lucrând sub frecvența de tăiere. Dacă  $\omega < \omega_C$ , atunci constanta de atenuare este reală și are expresia:

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_C} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_C}{\lambda}\right)^2} \cong \frac{2\pi}{\lambda_C} \quad (1.7)$$

aproximația fiind acceptabilă atunci când  $\omega \ll \omega_C$ . În acest caz, atenuarea pe unitatea de lungime a ghidului este practic independentă de frecvență. În figura 1.10 este prezentat un atenuator în cablu coaxial, realizat dintr-o porțiune de ghid circular sub frecvența lui de tăiere.

Atenuatoarele variabile în ghid dreptunghiular sunt realizate de regulă sub forma unor plăci absorbante, a căror poziție în secțiunea transversală a ghidului poate fi modificată mecanic (fig.1.11). Prin deplasarea plăcii absorbante variază atenuarea dispozitivului: atenuarea crește atunci când placa se află într-o zonă în care



**Fig. 1.11** Atenuator variabil în ghid, cu placă absorbantă.

câmpul electric din interiorul ghidului este mai intens. Într-un ghid dreptunghiular, ținând seama de distribuția câmpului electric pentru unda  $H_{10}$ , atenuarea va fi maximă atunci când placa este adusă în centrul secțiunii și va fi foarte mică atunci când placa este lângă peretele lateral.

Un atenuator variabil de precizie mult mai bună este atenuatorul rotativ<sup>6</sup> în ghid circular din figura 1.12. Funcționarea lui se bazează pe faptul că plăcile absorbante introduse în ghid absorb componentele câmpului electric care au o

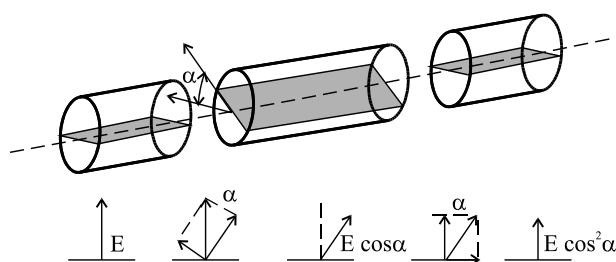


Fig. 1.12 Atenuator variabil rotativ.

polarizație paralelă cu ele, dar nu afectează propagarea componentelor cu polarizație electrică perpendiculară. Unda incidentă este presupusă a avea o polarizație verticală, situație în care la ieșirea din dispozitiv se obține tot o undă cu polarizație verticală, dar cu

o amplitudine mai mică. Dacă plăcile respective absorb complet polarizația paralelă, atunci atenuarea dispozitivului are expresia:

$$A = \frac{1}{\cos^4 \alpha} \quad , \quad A \text{ [dB]} = -40 \cos \alpha \quad , \quad (1.8)$$

unde  $\alpha$  este unghiul de rotație al secțiunii centrale a dispozitivului. La acest dispozitiv atenuarea este complet independentă de frecvență, teoretic cel puțin, iar expresia matematică simplă de mai sus a atenuării facilitează și problema calibrării lui.

Atenuatoarele variabile comandate electric sunt folosite în sistemele de control automat al nivelului de microunde sau pentru alte funcții cum ar fi, de pildă, realizarea unei modulații de amplitudine a semnalului. Aceste atenuatoare utilizează drept rezistențe variabile diodele PIN, comandate prin curentul de polarizare. De regulă schema unui atenuator cuprinde mai multe astfel de diode, conectate în serie sau în paralel pe linie sau ghid, astfel încât prin variația tensiunii de comandă a dispozitivului să se obțină o variație cât mai mare a atenuării sale de inserție. Valorile uzuale ale atenuării unui astfel de dispozitiv pot varia între o valoare minimă de ordinul 1 dB și o valoare maximă care depinde de structura circuitului și care poate atinge  $30 \div 80$  dB. Pentru aplicațiile din domeniul măsurărilor este foarte importantă și stabilitatea atenuării, care poate fi afectată în special de variațiile de temperatură ale mediului ambiant. La unele tipuri de atenuatoare cu diode PIN pentru o bună stabilitate termică se recomandă utilizarea unei surse de polarizare având o

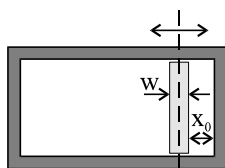
<sup>6</sup> ) Dispozitivul este cunoscut sub denumirea de "rotary-vane".

anumită rezistență internă, deoarece în general efectele termice la comanda în tensiune sunt de sens contrar celor ce apar la comanda în curent, astfel încât prin alegerea unei surse cu o anumită rezistență internă se poate obține compensarea acestor efecte și, în consecință, o bună stabilitate termică.

## Defazoare

Defazoarele sunt dispozitive care permit realizarea unui anumit defazaj între intrarea și ieșirea unui diport, sau între două semnale de la ieșirile unui dispozitiv cu mai multe porți. Ca orice dispozitiv de microunde, defazorul ideal trebuie să aibă toate porțile adaptate. În majoritatea aplicațiilor se urmărește obținerea unui defazaj - fix sau reglabil - care să rămână constant într-o bandă cât mai mare de frecvențe.

Orice tronson de linie poate fi considerat drept un circuit defazor, deoarece semnalul de la ieșirea lui este defazat față de semnalul de intrare cu  $\phi = \beta l$  radiani. Acest defazaj depinde însă de frecvență<sup>7</sup>, prin urmare liniile sunt defazoare de bandă îngustă. O porțiune de linie de lungime variabilă (linie "telescopică") este folosită uneori drept defazor variabil de bandă îngustă.

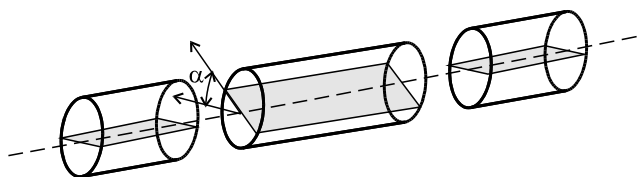


**Fig. 1.13** Defazor variabil cu placă de dielectric în ghid dreptunghiular.

Un defazor variabil de bandă largă în ghid dreptunghiular este prezentat în figura 1.13. Prezența plăcii de dielectric în interiorul ghidului produce o scădere a vitezei de fază a unde, față de ghidul dreptunghiular original. Defazajul dispozitivului poate fi modificat prin modificarea poziției plăcii de dielectric în interiorul ghidului.

Structura unui defazor de precizie în ghidul circular<sup>8</sup> este prezentată în figura 1.14.

Defazorul este compus din două transformatoare de polarizație de tip  $\lambda/4$ , având între ele un transformator de polarizație de tip  $\lambda/2$ . Dacă la intrarea ansamblului se aplică o undă  $H_{11}$  având o polarizație liniară după o direcție situată la  $45^\circ$  față de placă, atunci la ieșirea din prima secțiune polarizația unde devine circulară. În aceste condiții, la ieșirea din secțiunea centrală se



**Fig. 1.14** Defazor de precizie cu plăci dielectrice, în ghid circular.

<sup>7</sup> ) De fapt linia este un circuit de întârziere, deoarece timpul  $\tau = l/v_\phi$  este cel ce nu depinde de frecvență.

<sup>8</sup> ) Acest dispozitiv este cunoscut și sub denumirea de defazor Fox.

obține o tot o undă polarizată circular, dar având un sens de rotație inversat. În fine, această undă este "recuperată" de către ultima secțiune a defazorului, fiind transformată la loc într-o undă polarizată liniar, având direcția de polarizație inițială. Defazajul între semnalele de la intrare și ieșire depinde de poziția porțiunii centrale a dispozitivului. O rotire a secțiunii centrale cu un unghi  $\alpha$  produce o modificare a defazajului cu  $2\alpha$ . Relația simplă și independentă de frecvență între poziția secțiunii centrale a dispozitivului și defazajul realizat permite o calibrare foarte precisă a defazorului considerat.

### 1.3.4 Cuploare directive, divizoare de putere

#### Cuploare directive

Cuploarele directive sunt dispozitive pasive, reciproce, nedisipative, cu patru porți, cu anumite proprietăți specifice. Datorită proprietăților lor, cuploarele directive au multe aplicații în sistemele de măsurări în microunde.

Un cuplor directiv ideal este total adaptat și are  $S_{13} = 0$ ,  $S_{24} = 0$  (fig.1.15). În aceste condiții, un semnal aplicat la poarta 1 se transmite către porțile 2 și 4 dar nu se transmite către poarta 3; se spune că poarta 3 este **izolată** față de poarta 1. De asemenea, un semnal aplicat la poarta 2 se va

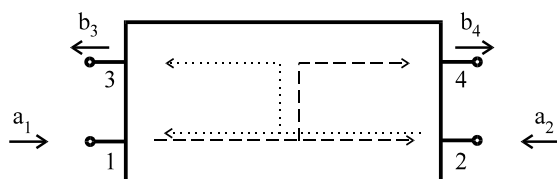


Fig. 1.15 Cuplorul directiv ideal.

transmite către porțile 1 și 3 dar nu se va transmite către poarta 4, care este izolată față de poarta 2.

Dacă se consideră că porțile 1 și 2 fac parte dintr-un "ghid principal" în care există atât o undă directă cât și o undă

inversă, se constată că la poarta 4 apare un semnal proporțional numai cu unda directă, iar la poarta 3 apare un semnal proporțional numai cu unda inversă din ghidul principal. Această posibilitate de a "separa" unda directă de unda inversă este foarte utilă în aparatura de măsură, dar și în alte aplicații.

Prin definiție, atenuarea de cuplaj între două porți ale unui cuplor directiv este atenuarea puterii între porțile respective atunci când toate porțile multiportului sunt terminate adaptat, iar cuplajul între porți este inversul atenuării de cuplaj:

$$A_{C_{i-j}} = \frac{1}{|S_{ji}^2|} , \quad C_{i-j} = \frac{1}{A_{C_{i-j}}} .$$

La un cuplor ideal, atenuarea de cuplaj dintre porțile 2 și 3 este aceeași cu atenuarea de cuplaj dintre porțile 1 și 4. Ținând cont de caracterul nedisipativ al cuplorului, toate aspectele referitoare la circulația puterii între diferitele porți ale unui cuplor directiv ideal (toate modulele parametrilor S) pot fi determinate

din valoarea atenuării de cuplaj. De pildă, dacă se cunoaște atenuarea de cuplaj dintre porțile 1 și 4, atunci celelalte atenuări de cuplaj se obțin din relațiile:

$$\begin{aligned} A_{C_{2-3}} &= A_{C_{1-4}} \\ \frac{1}{A_{C_{1-2}}} + \frac{1}{A_{C_{1-4}}} &= 1 \\ A_{C_{3-4}} &= A_{C_{1-2}} \end{aligned} \quad (1.9)$$

În privința defazărilor dintre semnalele de ieșire, în cazul uzual al cuploarelor care au un plan de simetrie pot exista doar două situații distincte:

- pentru un anumit tip de simetrie, în care  $\phi_{12} = \phi_{34}$ ,  $\phi_{23} = \phi_{14}$ , se obține:

$$\phi_{12} - \phi_{14} = \pm 90^\circ, \quad (1.10.a)$$

acest tip de cuplor numindu-se cuplor **în cuadratură, Q**;

- pentru un alt tip de simetrie, în care  $\phi_{34} = \phi_{12}$ ,  $\phi_{23} = \phi_{14} \pm 180^\circ$ , rezultă:

$$\phi_{12} - \phi_{14} = 0 \quad (\text{sau } \pm 180^\circ), \quad (1.10.b)$$

acest tip de cuplor fiind numit cuplor **diferențial, D**.

Oricare ar fi varianta de realizare practică, la un cuplor real nu pot fi obținute performanțele cuplorului ideal. Practic nu pot fi obținute nici adaptări perfecte ale porților, nici izolări perfecte între porți. Diferitele tipuri de cuploare directive reale se deosebesc între ele și prin măsura în care comportamentul lor se apropie de acela al unui cuplor ideal. De asemenea, în practică are o mare importanță banda de frecvențe în care performanțele cuplorului se mențin la un nivel acceptabil: cu cât banda este mai largă, cu atât aplicațiile în care cuplorul poate fi folosit sunt mai numeroase. Caracterizarea unui cuplor real presupune deci - pe lângă specificarea valorii nominale a atenuării de cuplaj - încă o serie de informații suplimentare, referitoare la imperfecțiunile lui.

Pentru comoditate, la un cuplor se folosesc denumirile de poartă de **transmisie** (pentru poarta care este cel mai strâns cuplată cu poarta de intrare), poartă **izolată** (pentru poarta care este cel mai slab cuplată cu poarta de intrare), și, respectiv, poartă **cuplată**, pentru poarta care a mai rămas în discuție; evident, toate aceste denumiri sunt relative la o anumită poartă, considerată în acel moment drept poartă de **intrare**. Dacă se notează cu 1 poarta de intrare, cu 2 poarta de transmisie, cu 3 poarta izolată și cu 4 poarta cuplată, atunci:

- **Atenuarea de cuplaj**  $A_C$  a cuplorului este atenuarea puterii între porțile 1 și 4, atunci când toate porțile sunt terminate adaptat:

$$A_C = \frac{P_1}{P_4} \Big|_{\text{ad}} = \frac{|a_1|^2 - |b_1|^2}{|b_4|^2}.$$

Dacă reflexia de la poarta de intrare este foarte mică, atunci  $b_1 \cong 0$  și rezultă:

$$A_C = \frac{1}{C} = \frac{1}{|S_{41}|^2} . \quad (1.11)$$

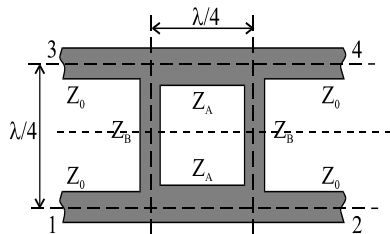
După mărimea cuplajului, cuploarele pot fi împărțite în cuploare de măsură și cuploare divizoare de putere. Sunt considerate drept cuploare de măsură cele care au o atenuare de cuplaj mai mare decât 10 dB astfel încât, în cazul lor, puterea emergentă la poarta de transmisie 2 poate fi considerată practic egală cu puterea incidentă.

- **Directivitatea**  $D$  a unui cuplor real este raportul dintre puterile emergente la poarta cuplată și la poarta izolată, în situația când toate porțile sunt terminate adaptat:

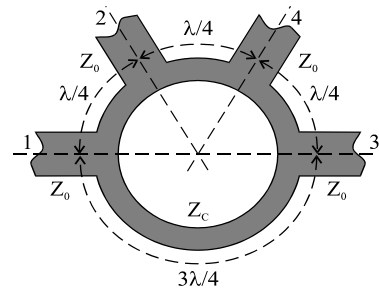
$$D = \frac{P_4}{P_3|_{ad}} = \left| \frac{S_{41}}{S_{31}} \right|^2 . \quad (1.12)$$

Directivitatea unui cuplor descrie o imperfecțiune a lui. La cuploarele folosite în sistemele de măsură, valoarea directivității lor este extrem de importantă. Cuploarele ideale au o directivitate infinită.

- **Banda** de frecvențe  $B$  a cuplorului este intervalul de frecvențe în care performanțele lui rămân acceptabile. Un cuplor este cu atât mai util cu cât banda lui este mai largă. Banda cuplorului poate fi definită folosind diverse criterii cum ar fi condiția ca directivitatea lui să nu scadă sub o limită prescrisă, sau ca variațiile cuplajului să nu depășească niște limite impuse etc. Dată fiind varietatea definițiilor posibile, o valoare numerică pentru banda unui cuplor trebuie să fie întotdeauna însoțită de precizarea definiției utilizate.

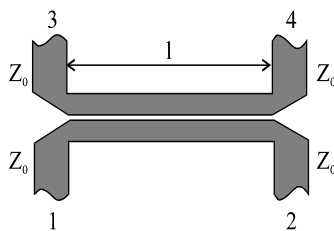


**Fig. 1.16** Cuplor directiv cu tronsoane de cuplaj de lungime  $\lambda/4$ , cu linii microstrip.

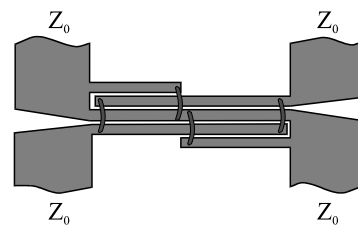


**Fig. 1.17** Cuplor în inel, cu linii microstrip.

În figurile 1.16 și 1.17 sunt reprezentate două tipuri de cuploare de bandă îngustă, realizate în tehnologie microstrip. La cuplorul din fig.1.16 între cele două semnale de ieșire la

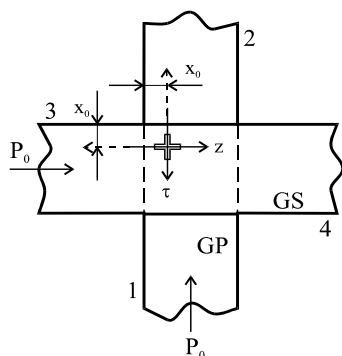


**Fig. 1.18** Cuplor cu două linii microstrip simetrice, cuplate.



**Fig. 1.19** Cuplor Lange cu patru brațe în tehnologie microstrip.

frecvența nominală există un defazaj de  $90^0$ , deci acest cuplor este de tip cuadratură, Q. Cuplorul în inel din figura 1.17 este de tipul diferențial, D.



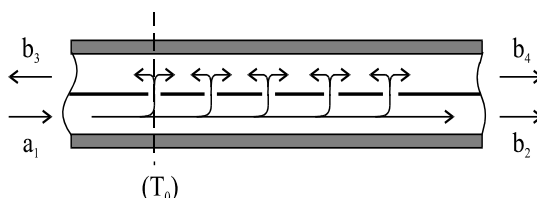
**Fig. 1.20** Cuplorul cu fantă cruce, între ghiduri dreptunghiulare perpendiculare.

În figurile 1.18 și 1.19 sunt reprezentate două cuploare de bandă largă. La cuploarele cu linii cuplate din figurile 18 și 19 între semnalele de ieșire există un defazaj de  $90^0$ , prin urmare și ele sunt cuploare în cuadratură, Q.

Deoarece semnalul se propagă pe linia cuplată în sens invers, către poarta 3 (v.fig.1.18), se spune că acest cuplor este contradirectiv.

În ghidurile de undă se folosesc cuploarele directive cu fante. În figura 1.20

este prezentat un cuplor directiv cu fantă cruce între două ghiduri dreptunghiulare perpendiculare, iar în figura 1.21 este prezentat un cuplor cu mai multe fante, între două ghiduri dreptunghiulare paralele<sup>9</sup>.



**Fig. 1.21** Cuplor directiv cu mai multe fante.

Cuploarele cu fante sunt tot de tipul în cuadratură, Q.

#### Divizoare de putere

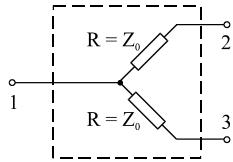
În numeroase sisteme de măsură puterea trebuie împărțită între un canal de măsură și un canal de referință. Un divizor ideal trebuie să aibă porțile adaptate, iar porțile de ieșire trebuie să fie izolate între ele, iar aceste proprietăți trebuie să se mențină într-o bandă cât mai largă de frecvențe.

În sistemele de măsură la divizarea puterii de microunde este folosit așa-numitul *power splitter* (sau divizor de putere cu două rezistențe, fig.1.22). Deși acest divizor nu are porțile de ieșire izolate între ele, el are proprietatea remarcabilă că deși nivelul undelor emergente din porțile lui de ieșire depinde într-o măsură oarecare de terminațiile de la porți, cele două unde emergente sunt mereu egale între ele, indiferent de terminații. Această proprietate face ca divizorul de putere cu două rezistențe să fie folosit în cazurile în care este necesară doar o măsurare relativă a unor nivele de semnal, de pildă o măsurare a unui semnal, în raport cu un nivel de referință. De asemenea, divizorul de acest tip este folosit în sistemele de control automat al nivelului de ieșire al

<sup>9</sup> ) Vezi cursul de Circuite de Microunde.



generatoarelor de microunde (ALC). Divizorul de putere cu două rezistențe are o bandă de lucru foarte largă, limitată practic doar de elementele reactive parazite ale circuitului.

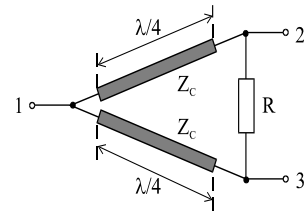


**Fig. 1.22** Divizor de putere cu două rezistențe (*power splitter*).

portile de ieșire. Inconvenientul major al divizorului Wilkinson este banda lui îngustă. Pe același principiu de funcționare pot fi obținute și alte divizoare, având o bandă ceva mai largă folosind circuite similare, puțin mai complicate.

Atât la divizorul Wilkinson cât și la variantele lui, semnalele de la cele două ieșiri sunt în fază.

Un circuit cu proprietăți mai apropiate de cele ale divizorului ideal este așa-numitul divizor de putere Wilkinson (fig.1.23). Divizorul Wilkinson este compus din două tronsoane de linie de lungime  $\lambda/4$  având o aceeași impedanță caracteristică  $Z_C = Z_0 \sqrt{2}$  și dintr-o rezistență concentrată  $R = 2Z_0$ , conectată între



**Fig. 1.23** Divizorul Wilkinson.