

Mikrohullámú PSK modulátorok S-paraméteres vizsgálata

BÉRES VILMOS
Távközlési Kutató Intézet

1. Bevezetés

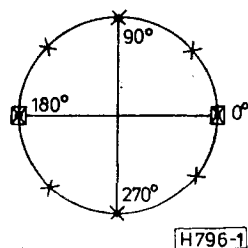
A mikrohullámú hírközlő rendszerek fejlesztése és gyártása terén napjainkban világszerte a digitális technika térhódítása figyelhető meg [1]. Az ilyen berendezésekben az egyik leggyakrabban alkalmazott modulációs mód a digitális fázismoduláció, a PSK (Phase Shift Keying), amikor is a kisugárzott, állandó frekvenciájú és amplitúdójú RF jel fázisa néhány előre meghatározott állapot között ugrásszerűen változik. A lehetséges fázisállapotok a 360° -os tartományt egyenletesen töltik ki (1. ábra), számuk $n=2^N$. A modulációt ekkor N bitesnek, illetve n állapotúnak hívjuk (leggyakrabban $N=2$). A rendszer minőségét az e modulációt létrehozó – gyakran közvetlenül vivőfrekvencián működő – áramkör döntően befolyásolja. Az alábbiakban ilyen mikrohullámú PSK modulátorokkal foglalkozunk.

A fázishelyzetek egyenletes eloszlása lehetővé teszi, hogy a modulátort N darab, olyan kétállapotú modulátor kaskád kapcsolásaként építsük fel, amelyek rendre a legkisebb fázislépcső $1, 2, \dots, N$ -szeresét szolgáltatják [3]. Az alábbiakban e kétállapotú modulátorokat analizáljuk, a teljes modulátor főbb paraméterei (például csillapításai) ezek jellemzőiből egyszerű algebrai műveletekkel meghatározhatók.

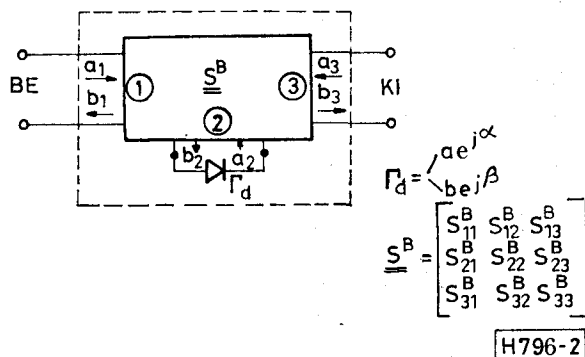
Az egyes számításokban a modulátort a témához kapcsolódóan korábban megjelent irodalmi közleményekkel (pl. [2, 3, 4]) ellentétben, S reflexiós mátrixával jellemezzük. Az S -paramétereknek fizikai tartalmuk van, a velük történő leírás a feszültség-áram kapcsolási jellemzőkhöz kapcsolódó mátrixokkal való leírásnál sokkal kedvezőbb, a paraméterek a vizsgált hálózatjellemzőkhöz közvetlenül kapcsolódnak, az eredmények szemléletesebbé, könnyebben kiértékelhetővé válnak, az analízis alapján történő tervezés egyszerűbb, áttekinthetőbb lesz.

2. A kétállapotú reflexiós modulátor működési elve

A két különböző fázisállapot létrehozására két meghatározott állapotú mikrohullámú félvezető eszközt (általában pin-diódát) használunk, amelyet valamilyen időinvariáns hálózatba ágyazunk be (2. ábra). A diódát nyitó, illetve záró állapotába megfelelő se-



1. ábra. Fázisállapotok PSK moduláció esetén,
□ = 2PSK ($N=1$)
● = 4PSK ($N=2$)
× = 8PSK ($N=3$)



2. ábra. Kétállapotú modulátor elvi felépítése

bességgel vezérlő meghajtó áramkörrel itt nem foglalkozunk.

A diódát a szokásos, ideális rövidzárt és szakadást szolgáltató kapcsolóként történő modellezése helyett – a valóságnak megfelelően – csak két különböző impedanciát, illetve reflexiót mutató elemként kezeljük; a két reflexió-tényezőt $\Gamma_{da} = ae^{j\alpha}$ és $\Gamma_{db} = be^{j\beta}$ -val jelöljük.

A modulátor-előírás ezek után az alábbi: Az S^B hálózat be- és kimenetét illetően lezárva a dióda két különböző állapotához tartozó kimeneti jel azonos (és minél nagyobb) amplitúdójú, valamint az előírt Δ fáziskülönbségű legyen, a bemeneten jel ne reflektálódjon.

Belátható, hogy ilyenkor a beágyazó hálózat nem lehet reciprok. Ugyanis a

$$b = S^B a \quad (1)$$

Beérkezett: 1981. V. 6.

mátrixegyenletben az illesztettség

$$b_1 = a_3 = 0 \quad (2)$$

feltételét felhasználva, egyszerű átalakítások után:

$$S_{11}^B + \frac{S_{12}^B S_{21}^B \Gamma_d}{1 - S_{22}^B \Gamma_d} = 0, \quad (3)$$

$$b_3 = S_{31}^B + \frac{S_{32}^B S_{21}^B \Gamma_d}{1 - S_{22}^B \Gamma_d} \quad (4)$$

adódik. Ha $S_{12}^B \neq 0$, a (3) összefüggést a (4) egyenletbe helyettesítve:

$$b_3 = S_{31}^B - S_{32}^B \frac{S_{11}^B}{S_{12}^B}, \quad (5)$$

vagyis a kimeneti jel csak az időinvariáns hálózat időfüggetlen paramétereitől függene, így nem jöhet létre modulátor. Ha viszont (3)-ban $S_{12}^B = 0$ (és így persze S_{11}^B is zérus), akkor reciprok hálózat esetén S_{21}^B is 0 lenne, ezért

$$b_3 = S_{31}^B \quad (6)$$

adódna, ami megintcsak Γ_d -től független kimeneti jelet eredményez. A modulátor létrejöttének tehát egy olyan nonreciprok hálózat a szükséges feltétele, amelyre:

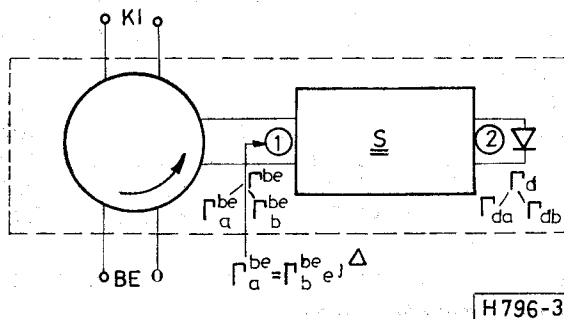
$$S_{11}^B = S_{12}^B = 0 \neq S_{21}^B. \quad (7)$$

Ekkor már b_3 , azaz a kimeneti jel az előírást teljesítheti.

Megjegyezzük, hogy a gondolatmenet akkor is alkalmazható, ha a bemeneten valamilyen mértékű, a vezérléstől független reflexió megengedett. Hasonlóan egyszerűen látható be, hogy ha a kimeneti modulált jelet a bemenettel azonos helyen írjuk elő, reciprok beágyazó hálózat már használható. Ilyenkor azonban a két különböző irányban haladó jel szétválasztására cirkulátor szükséges. Ez, illetve (7) kielégítése vezet a 3. ábra szerinti felépítéshez. Az S^B beágyazó hálózat részét jelentő, most már reciprok S négyfólyus feladata a diódaimpedanciáknak az 1 kapura olyan, azonos abszolút értékű reflexiótényezőbe való transzformálása, amelyek fázisa között az előírt Δ különbség van.

További vizsgálataink tárgyát ezen S hálózat képezi, amelyet ezek után passzív, lineáris, reaktáns négyfólyusnak tételezünk fel. A következő fejezetekben az alábbi kérdésekre keressük a válaszokat:

- Az S-hálózatot mennyiben határozzák meg a diódaadatok és a modulátor-előírás, mely



3. ábra. Reflexiófázismodulátor cirkulátorral

elemei számíthatók? Ezekre explicit formulákat keresünk.

- Hogyan alakulnak a veszteségek, található-e optimális csillapítású hálózat? (Ha ugyanis S nem egyértelműen adott, célszerű erre optimalizálni.)
- Milyen kapcsolat van a fent megfogalmazott transzformációs feladat és a hagyományos illesztési probléma között? (Ez utóbbi szerint egy általános impedanciát reflexiómentes lezárásba kell transzformálnunk.) Ez a kérdés azért fontos, mert a reflexiómentes illesztés jól kidolgozott irodalmából (pl. [5]-ből) célszerű minél többet felhasználni.
- S milyen konkrét hálózatokkal realizálható, ezek hogyan tervezhetők?

3. A transzformáló négyfólyus analízise

A 3. ábra S illesztő hálózata feltételünk értelmében lineáris, passzív, reciprok, reaktáns, így S elemeire:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{12} & S_{22} \end{bmatrix}, \quad S_{ij} = |S_{ij}| e^{j\varphi_{ij}} \quad i, j = 1, 2, \quad (8)$$

$$|S_{11}| = |S_{22}|, \quad |S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1, \quad (9)$$

$$\varphi_{12} = \frac{\varphi_{11} + \varphi_{22} + \pi}{2}. \quad (10)$$

A 2. kapuján $\Gamma_d = |\Gamma_d| e^{j\varphi_d}$ reflexiótényezőjű impedanciával lezárt négyfólyus 1. bemenetére a reflexiótényezőt számolva és a (8)...(10) feltételeket felhasználva:

$$\Gamma^{be} = e^{j\varphi_{11}} \frac{|S_{11}| - |\Gamma_d| e^{j(\varphi_{22} + \varphi_d)}}{1 - |\Gamma_d| |S_{11}| e^{j(\varphi_{22} + \varphi_d)}} \quad (11)$$

alakba írható. Így a fázismodulátor feltételi egyenlete az $|S_{11}| = x$, $\varphi_{22} = \varphi$ egyszerűsítő jelöléseket bevezetve az alábbi lesz:

$$\frac{x - a e^{j(\varphi + \alpha)}}{1 - x a e^{j(\varphi + \alpha)}} = e^{j\Delta} \frac{x - b e^{j(\varphi + \beta)}}{1 - x b e^{j(\varphi + \beta)}}. \quad (12)$$

Itt az $e^{j\varphi_{11}}$ mennyiséggel egyszerűsíthetünk, vagyis φ_{11} -et előírásunk nem határozza meg. Ez fizikailag a bemeneti referenciasík szabad eltolhatóságát jelenti, ami érthető, hisz a cirkulátor és az S hálózat közti „távolság” a működést valóban nem befolyásolja (egyszerűség okából célszerű a $\varphi_{11} = 0$ választás).

A komplex volta miatt két feltételt jelentő (12) egyenletből a két ismeretlen, x és φ általában meghatározható, vagyis a hálózat S mátrixa – a bemeneti referenciasík szabad választásától eltekintve – általában kötött.

S elemeinek explicit kifejezése érdekében (12)-t az állandók és változók értelmezési tartományában megengedett átalakításokkal az alábbi alakra hozhatjuk:

$$x^2 A_1 + 2xj \sin\left(\frac{\Delta}{2}\right) [e^{-j(\varphi + \gamma)} + a b e^{j(\varphi + \alpha + \beta - \gamma)}] + A_2 e^{j(\gamma_2 - \gamma_1)} = 0. \quad (13)$$

A 3. fejezetben bevezetett állandók értelmezése

A_1	$+ \sqrt{a^2 + b^2 - 2ab \cos [-(\alpha - \beta) - \Delta]}$
A_2	$+ \sqrt{a^2 + b^2 - 2ab \cos [(\alpha - \beta) - \Delta]}$
A_3	$+ \sqrt{1 + a^2 b^2 + 2ab \cos [(\alpha + \beta) - 2\gamma_1]}$
A_4	$+ \sqrt{1 + a^2 b^2 - 2ab \cos [(\alpha + \beta) - 2\gamma_1]}$
A_5	$+ \sqrt{A_3^2 \cos^2 (\gamma_2 - \gamma_1) + A_4^2 \sin^2 (\gamma_2 - \gamma_1) - A_3 A_4 \sin [2(\gamma_2 - \gamma_1)] \cos \left(\gamma_3 - \gamma_4 + \frac{\pi}{2} \right)}$
γ_i	ha $D_i > 0$ $\text{Arc tg } \frac{N_i}{D_i}$ $i = 1, \dots, 5$ ha $D_i = 0$ $\gamma_i = \frac{\pi}{2}$ $N_i > 0$ esetén
	$-\frac{\pi}{2}$ $N_i < 0$ esetén
	ha $D_i < 0$ $\text{Arc tg } \frac{N_i}{D_i} \pm \pi$ $i = 1, \dots, 5$ 0 $N_i = 0$ esetén
N_1	$b \sin \left(\beta - \frac{\Delta}{2} \right) - a \sin \left(\alpha + \frac{\Delta}{2} \right)$
N_2	$-b \sin \left(\beta + \frac{\Delta}{2} \right) + a \sin \left(\alpha - \frac{\Delta}{2} \right)$
N_3	$\sin \gamma_1 + ab \cdot \sin (\alpha + \beta - \gamma_1)$
N_4	$\sin \gamma_1 - ab \sin (\alpha + \beta - \gamma_1)$
N_5	$A_3 \cos (\gamma_2 - \gamma_1) \sin (2\gamma_3) - A_4 \sin (\gamma_2 - \gamma_1) \sin \left(\gamma_3 + \gamma_4 - \frac{\pi}{2} \right)$
D_1	$b \cos \left(\beta - \frac{\Delta}{2} \right) - a \cos \left(\alpha + \frac{\Delta}{2} \right)$
D_2	$-b \cos \left(\beta + \frac{\Delta}{2} \right) + a \cos \left(\alpha - \frac{\Delta}{2} \right)$
D_3	$\cos \gamma_1 + ab \cos (\alpha + \beta - \gamma_1)$
D_4	$\cos \gamma_1 - ab \cos (\alpha + \beta - \gamma_1)$
D_5	$A_3 \cos (\gamma_2 - \gamma_1) \cos (2\gamma_3) - A_4 \sin (\gamma_2 - \gamma_1) \cos \left(\gamma_3 + \gamma_4 - \frac{\pi}{2} \right)$
B	$2A_4 \sin \frac{\Delta}{2} \sin \left(\gamma_4 - \gamma_3 \pm \frac{\pi}{2} \right)$
C	$A_2 \cos (\gamma_2 - \gamma_1)$
C_1	$-A_2 \sin (\gamma_2 - \gamma_1) / 2A_3 \sin \frac{\Delta}{2}$
C_2	$A_4 \sin (\gamma_2 - \gamma_1) \sin (\gamma_4 - \gamma_3) - A_3 \cos (\gamma_2 - \gamma_1) - 2C_1^2 A_1 A_3 / A_2$

Itt és a későbbiekben az újonnan bevezetett jelölések az ismert adatokból (dióda-reflexiók, fáziselőírás) meghatározható mennyiségeket, a probléma szempontjából konstansokat jelentenek, összefoglalóan az 1. táblázat adja értelmezésüket. A (13) komplex egyenletet valós és képzetes részre bontva, néhány trigonometrikus azonosság felhasználásával:

$$x^2 A_1 + 2x \sin \left(\frac{\Delta}{2} \right) \cdot A_4 \cdot \sin (\varphi + \gamma_4) + A_2 \cos (\gamma_2 - \gamma_1) = 0, \quad (14)$$

$$2x \sin \left(\frac{\Delta}{2} \right) \cdot A_5 \cos (\varphi + \gamma_3) = -A_2 \sin (\gamma_2 - \gamma_1). \quad (15)$$

Ha (15) nem $0=0$ alakú, abból:

$$x = \frac{-A_2 \sin (\gamma_2 - \gamma_1)}{2A_3 \sin \left(\frac{\Delta}{2} \right) \cos (\varphi + \gamma_3)} = \frac{C_1}{\cos (\varphi + \gamma_3)}, \quad (16)$$

amit (14)-be behelyettesítve, és onnan a másik ismeretlent, φ -t néhány átalakítás után kifejezve:

$$\varphi = \frac{\arccos\left(\frac{C_2}{A_5}\right) - \gamma_5}{2} \quad (17)$$

Így általában $\varphi = \varphi_{22}$ és $x = |S_{11}| = |S_{22}|$ (16) és (17) segítségével kapható. A

$$\frac{|C_2|}{A_5} \leq 1 \quad (18)$$

és a

$$0 < x < 1 \quad (19)$$

egyenlőtlenségek a feladat megoldhatóságának kritériumát adják, ezek adott diódaparaméterek mellett Δ -ra jelenthetnek implicit korlátot.

Amennyiben (15) $0=0$ alakú, a megoldás másképp adódik. Ez az alábbi esetekben fordulhat elő:

- $a=b$ és $\alpha-\beta=\Delta$. Ekkor $x=0$ és φ tetszőleges értékű. A dióda transzformáló hálózat nélkül is teljesíti az előírást, a négypólust így egyszerű átkötés helyettesítheti.
- $a=b=1$ és $\alpha-\beta$ tetszőleges értékű. Ekkor (15) x és φ minden értéke mellett teljesül, így $|S_{22}|$ -re és φ_{22} -re végtelen sok, a (14) által előírt egyetlen feltételt kielégítő megoldás van. Fizikailag ez azt jelenti, hogy a reaktáns diódaimpedanciák és a veszteségmentes transzformáló négy-pólus miatt a bemeneti reflexiók azonos abszolút értékére vonatkozó követelmény mindig teljesül (és ennek az értéke egységnyi), csak az előírt fázist kell beállítani; ez az egy feltétel a hálózat S mátrixát nem határozza meg.
- Általában, ha $a=b$ és α, β, Δ tetszőleges értékű, vagy ha $\Delta=180^\circ$ és a, b, α, β tetszőleges, (15) jobb oldala zérus, bal oldalának konstansai nem. Ilyenkor $x=0$ nem választható, mert az ilyen hálózat a dióda-reflexiókat nem módosíthatja. Ezért ebben az esetben:

$$\cos(\varphi + \gamma_5) = 0, \quad (20)$$

amiből:

$$\varphi = -\gamma_5 \pm \frac{\pi}{2}. \quad (21)$$

Ezt (14)-be helyettesítve x egy másodfokú egyenlet gyökeként kapható:

$$x = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4A_1C}}{2A_1}. \quad (22)$$

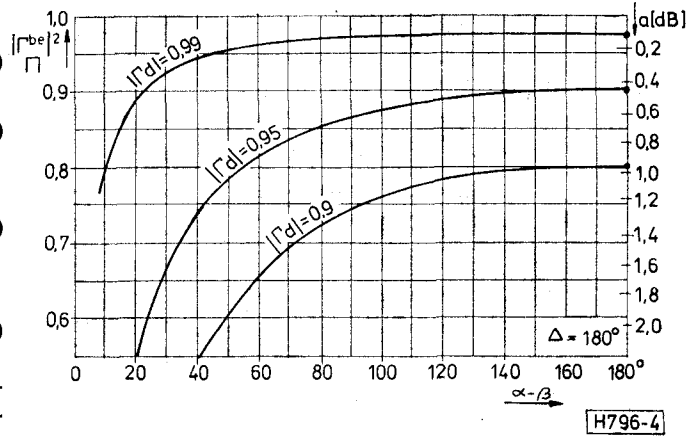
Megoldhatósági kritériumként ekkor

$$D = B^2 - 4A_1C \geq 0, \quad (23)$$

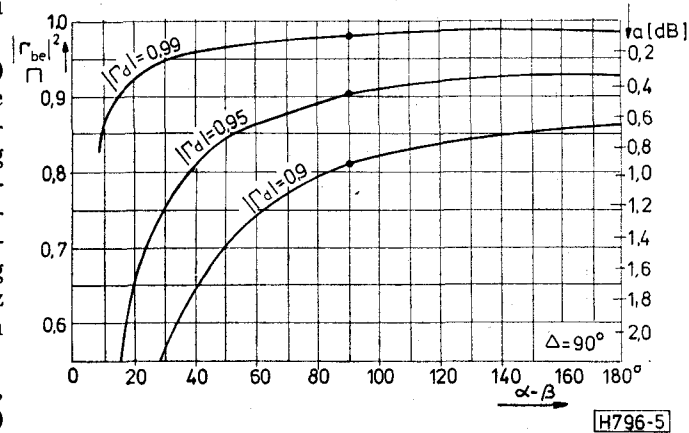
$$0 < x < 1 \quad (24)$$

írható fel, ami az eredményt egyértelművé teszi.

A veszteségekre jellemző $|T^{be}|^2$ eredményeinknek a (11) összefüggésbe való helyettesítésével határozható meg. A hosszabb formulák részletezése helyett néhány fontosnak tartott megjegyzés:



4. ábra. A veszteség alakulása azonos abszolút értékű dióda-reflexiók esetén azok fáziskülönbségének függvényében, 180° -os modulátorra.
● = transzformáló négy-pólus nélküli eset



5. ábra. A veszteség alakulása azonos abszolút értékű dióda-reflexiók esetén azok fáziskülönbségének függvényében, 90° -os modulátorra.
● = transzformáló négy-pólus nélküli eset

– Mivel S -t (illetve annak lényeges elemeit) a feladat általában egyértelműen meghatározza, $|T^{be}|^2$ is számolható a konkrét hálózat ismerete nélkül. Reaktáns diódaimpedanciák esetén ugyan S nem kötött, de ilyenkor $|T^{be}|$ mindig egységnyi, „optimális veszteségű” hálózat tehát ekkor sem található.

– $|T^{be}|$ nem szükségszerűen $|T_a|$ és $|T_b|$ valamilyen átlaga, azoknál a fázisviszonyoktól függően kisebb és nagyobb egyaránt lehet. Példaként a 4. és 5. ábrán azonos abszolút értékű reflexiót adó diódára tüntettük fel $|T^{be}|^2$ -t a dióda-reflexiók fáziseltérésének függvényében $\Delta=180^\circ$ -os és $\Delta=90^\circ$ -os modulátorra. Ebben a speciális esetben ugyanis a dióda-reflexiók fázisa külön-külön érdektelen, csak különbségük marad képleteinkben. Látható, hogy az előírtnál kisebb fázisdifferencia rontja, a nagyobb javítja a veszteségeket. Ha a négy-pólusnak nagyon erős „fázis-széthúzást” kell biztosítania, a veszteség drasztikusan romlik, határértékben, azonos diódaimpedanciákhoz – érthetően – nulla átvitel tartozik.

4. A reflexiómentes illesztés és a PSK modulátor

Az S paraméterek alkalmazásával igen egyszerűen kimutatható a reflexiómentes illesztés és a modulátor-előírást biztosító négy-pólusok közötti kapcsolat. A $\Gamma_t = |\Gamma_t| e^{j\varphi_t}$ terhelést reflexiómentes lezárásba transzformáló passzív, lineáris, reciproknak, reaktáns S hálózatra vonatkozó előírás:

$$\Gamma^{bc}(\Gamma_2 = \Gamma_t) = \frac{|S_{22}| - |\Gamma_t| e^{j(\varphi_{22} + \varphi_t)}}{1 - |S_{22}| |\Gamma_t| e^{j(\varphi_{22} + \varphi_t)}} = 0, \quad (25)$$

amiből:

$$\Gamma_t = S_{22}^* \quad (26)$$

Itt a * konjugálást jelöl. Ha az S -hálózat fázis-modulátort hoz létre, S_{22} az előírásból meghatározható (ld. (16)–(17) és (21)–(22)), így ha a feladat megoldható, mindig található olyan látszólagos lezárás is, aminek reflexiómentes illesztése ekvivalens a fázis-modulátor létrehozásával. Vagyis ha a négy-pólus Γ_t -t reflexiómentesen illeszti, teljesül a fázis-modulátor előírás is, és fordítva, ennek teljesítése a látszólagos Γ_t illesztését is maga után vonja. Így a feladat visszavezethető egyetlen impedancia reflexiómentes illesztésére annak ellenére, hogy a hálózatot leíró mátrixok egyik esetben sem teljes mértékben meghatározottak. Ezen ekvivalencia lehetőségét a tekintett négy-pólusok jellemzőire érvényes, erősen korlátozó jellegű (8)–(10) összefüggések teremtik meg, valamint a két feladat azon fizikai hasonlatossága, hogy a bemeneti referenciasík felvételeire mindkettő érzéketlen.

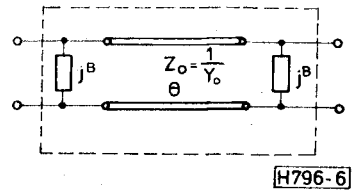
Ez az ekvivalencia azért is igen nagy jelentőségű, mert a dióda-reflexiókból és a fázis-előírásból meghatározott egyetlen Γ_t látszólagos terhelés illesztésére különböző módszerek már ismeretesek. Más kérdés persze az, hogy a származtatott Γ_t frekvenciafüggése olyan is lehet, amire széles sávú illesztést nehéz találni, ezzel a kérdéssel itt részletesen nem foglalkozunk.

5. Illesztő hálózatok

Mint láttuk, a fázis-modulátor előírás, illetve ami ezzel ekvivalens, egy látszólagos terhelés reflexiómentes illesztésének előírása az illesztő négy-pólus S mátrixát — a bemeneti referenciasík bizonytalanságától eltekintve — egyértelműen meghatározza. Ez azonban nem jelenti a konkrét realizáció megkötöttségét, a feltételt kielégítő ekvivalens kapcsolások száma, még ha csak különböző hosszúságú és hullámellenállású távvezetéseket engedünk meg építőelemként, akkor is végtelen. Az egyszerű (keskeny sávú) tervezési gyakorlat szerint két szabad paraméterű elrendezést választunk, és ennek változóit az előírások szerint határozzuk meg.

Az alábbi kapcsolásokat már csak mint reflexiómentes illesztést szolgáltató négy-pólusokat vizsgáljuk, feltételezve, hogy az illesztendő látszólagos Γ_t -t a korábban közölt összefüggésekkel már meghatároztuk.

A legegyszerűbb ilyen elrendezés a mikrohullámú gyakorlatban egyetlen távvezeték szakasz, amelynek



6. ábra. A javasolt transzformáló hálózat

Z_0 hullámellenállására és Θ elektromos hosszára, annak S mátrixát feltételeinkkel összehasonlítva:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\operatorname{Re}\{\Gamma_t^{-1}\} + 1}{\operatorname{Re}\{\Gamma_t^{-1}\} - 1}}, \quad (27)$$

$$\Theta = \arctg \frac{\sqrt{\operatorname{Re}^2\{\Gamma_t^{-1}\} - 1}}{\operatorname{Im}\{\Gamma_t^{-1}\}} \quad (28)$$

adódik. (Itt és a továbbiakban a cirkulátor, azaz a bemenet hullámimpedanciájára normalizált relatív impedanciákkal számolunk.) Ezen elrendezés hibája nemcsak az, hogy a számított hullámimpedanciák megvalósíthatatlanul kicsiny vagy nagy értékek lehetnek, hanem az is, hogy a lehetséges Γ_t -k egy széles tartományára elvileg sem ad megoldást, azaz adott dióda-paraméterek mellett a reaktáns hálózattal egyébként létrehozható Δ fáziskülönbség korlátozott. Ahhoz ugyanis, hogy Z_0 és Θ valós legyen, a

$$|\cos \varphi_t| > |\Gamma_t| \quad (29)$$

feltétel betartása szükséges. Ettől a hibától más publikált elrendezések sem mentesek [2]. Ezért itt egy egyébként gyakran előforduló kapcsolást javasolunk általános fázis-modulátor létrehozására. A 6. ábrán bemutatott elrendezés csőtápvonalas, koaxiális vagy akár szalagvonalas technikával egyszerűen megvalósítható áramköri elemekből áll, a sönt szuszceptancia csőtápvonalas iriszt vagy botot, koaxiális tárcsát vagy elágazó, extrém lezárású szalagvonalat egyaránt képviselhet. Az elrendezés mindhárom paramétere szabad, így jól realizálható értékek állíthatók be. A két előírás egyszerű levezetés után:

$$B - Y_0 \operatorname{ctg} \Theta = \frac{\operatorname{Im}\{\Gamma_t\}}{|\Gamma_t|^2 + \operatorname{Re}\{\Gamma_t\}}, \quad (30)$$

$$B^2 - Y_0^2 - 2BY_0 \operatorname{ctg} \Theta = \frac{|\Gamma_t|^2 - \operatorname{Re}\{\Gamma_t\}}{|\Gamma_t|^2 + \operatorname{Re}\{\Gamma_t\}} \quad (31)$$

Ha a távvezeték szakasz hosszára például $\Theta = 90^\circ$ -ot választunk:

$$B = \frac{\operatorname{Im}\{\Gamma_t\}}{|\Gamma_t|^2 + \operatorname{Re}\{\Gamma_t\}}, \quad (32)$$

$$Y_0 = \frac{|\Gamma_t| \sqrt{1 - |\Gamma_t|^2}}{|\Gamma_t|^2 + \operatorname{Re}\{\Gamma_t\}} \quad (33)$$

Ez minden lehetséges (azaz 0 és 1 közti abszolút értékű) Γ_t esetén valós megoldást ad.

A fenti eljárások egyfrekvenciás tervezést tesznek lehetővé, ami néhány RF-csatorna sáv szélességben kielégítően működő modulátort eredményez. Széles

sávú eszköz tervezéséhez bonyolultabb, több elemes illesztő hálózat válhat szükségessé. Ilyen hálózat nyerhető például azáltal, ha a 6. ábra vagy aszimmetrikus változata kapcsolásából m elemet kaszkádba kapcsolunk. Ezen szintézisfeladat megoldására a TKI-ben kidolgozás alatt van egy EMG-666 típusú asztali számítógépen működő, tervezőorientált program [6]. Ennek eredményes felhasználásáról remélhetőleg már a közeljövőben beszámolhatunk.

6. Tervezési példa

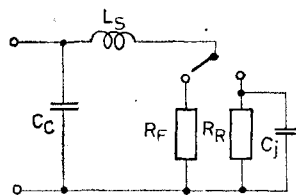
A konkrét tervezés a félvezető helyettesítő kapcsolása alapján végezhető. Egy pin-dióda ekvivalens kapcsolása a vezető és a lezárt állapot tökéletlenségét reprezentáló ellenállások mellett a lezárt átmenet rétegtkapacitását, valamint a kivezetés és a tokozás parazitáit kell, hogy tartalmazza. Egy ilyen általános helyettesítő képet, gyors működésű ($t_k = 1-10$ ns), LID tokozású diódára vonatkozó tipikus adatokkal a 7. ábra mutat. Ennek alapján $f=8$ GHz-re $\Delta=180^\circ$ -os és $\Delta=90^\circ$ -os modulátort ($Z_c=50$ ohm) terveztünk. A 2. táblázat mutatja az általános analízis eredményei alapján a 6. ábra elemeire meghatározott értékeket. A reflexiókat visszaszámolva ellenőrizhető, hogy a kívánt modulátort a kapcsolás valóban létrehozza.

A helyettesítő kép alapján történő tervezésnek a valóságban több hátránya van. A helyettesítő kép elemei általában csak nagy szórással ismertek, egyes adatok sokszor hiányoznak a katalógusokból. Célserűbb ezért a dióda mért paramétereit alapján tör-

2. táblázat

A 6. ábra transzformáló hálózatára a 7. ábra adataival számolt értékek

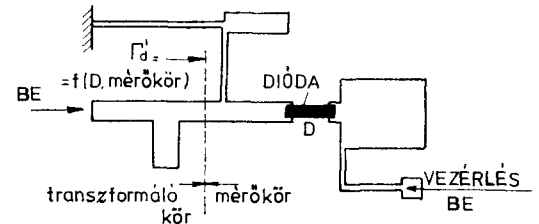
	$\Delta=90^\circ$	$\Delta=180^\circ$
$\Gamma_{dB} = \Gamma_{db}$	$-0,1238 - j0,9916 = 0,9993 \cdot e^{j262,88^\circ}$	
$\Gamma_{dB} = \Gamma_{db}$	$-0,5715 + j0,7722 = 0,9607 \cdot e^{j126,51^\circ}$	
Γ_i	$0,8292 \cdot e^{-j87,03^\circ}$	$0,7825 \cdot e^{-j97,81^\circ}$
Z_0	$1,5763 = 78,8 \Omega$	$1,0385 = 51,9 \Omega$
Θ	90°	90°
B	$-1,1334$	$-1,5322$
Γ_E^{be}	$0,996 \cdot e^{j98,2^\circ}$	$0,994 \cdot e^{j185,68^\circ}$
Γ_F^{be}	$0,996 \cdot e^{j13,2^\circ}$	$0,994 \cdot e^{j5,68^\circ}$



$R_F \sim 0,8 \Omega$
 $C_j \sim 0,2 \text{ rF}$
 $R_R \sim 100 \text{ k}\Omega$
 $L_S \sim 0,4 \text{ nH}$
 $C_C \sim 0,2 \text{ rF}$

H796-7

7. ábra. Pin-dióda helyettesítő képe tipikus elemértékekkel



H796-8

8. ábra. Reflexiós fázismodulátor mikroszalag vonalon

tendő tervezés; ekkor persze a mért adatok a félvezető mellett a mérőkör jellemzőit is magukba foglalják. Ezért ilyenkor a diódát a véglegeshez hasonló beültetésben mérjük, és a tervezésben már ezt az eredő impedanciát használjuk fel. Erre az elvre a 8. ábra mikroszalagvonalas elrendezése mutat példát.

Mintafeladatként a Thomson CSF DH 532 típusú diódájával kerámia hordozón egy 90° -os modulátort készítettünk a 8. ábra elrendezése szerinti illesztő hálózattal. Diódacsere esetén kis mértékű utánahangolás szükséges, ami az elágazó vonalra helyezett dielektrikummal történhet. Válogatott diódák esetén ez a hangolás el is maradhat. A fontosabb mérési eredmények ($f=8$ GHz):

A reciprok rész csillapítás-hozzájárulása: $\leq 0,75$ dB,
 Fázispontosság ($\Delta f = \pm 100$ MHz): $\leq \pm 2^\circ$,
 Amplitúdóhiba: $\leq 0,2$ dB.

7. Összefoglalás

A közleményben a kétállapotú reflexiós PSK modulátor S-paraméteres vizsgálatával foglalkoztunk. Megmutattuk, hogy a feladat visszavezethető egyetlen, látszólagos terhelés reflexiómentes illesztésére, erre a diódaadatokból és a fáziselőírásból számolható terhelésre explicit formulákat adtunk. Konkrét illesztő hálózatként olyan elrendezést javasoltunk, ami tetszőleges terhelés illesztésére, illetve modulátor létrehozására alkalmas. Ennek tervezésére konkrét példát mutattunk, illetve egy elkészült áramkör mérési eredményeit ismertettük.

I R O D A L O M

- [1] Frigyes I. — Szabó Z. — Ványai P.: Digitális mikrohullámú átviteltechnika. Műszaki Könyvkiadó, Budapest 1980.
- [2] H. A. Atwater: Reflection Coefficient Transformations for Phase-Shift Circuits. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-28, no. 6. pp. 563-568 (1980. jún.)
- [3] Béres V.: Digitális mikrohullámú rádiórelé-berendezések modulátorai. Előadás az 1. „Hírközlő rendszerek és berendezések” Ifjúsági Szakmai Konferencián. Budapest, 1980. nov. 17.
- [4] T. Dorschner: Characterisation of Reflexion Phase Modulators Using Hyperbolic Geometry. 3. European Microwave Conference, 1973. Brüsszel, A. 9. 1.
- [5] R. M. Fano: Theoretical Limitations of the Broadband Matching of Arbitrary Impedances. Journal of the Franklin Inst. Vol. 249. pp. 57-84 (1950. jan.)
- [6] Hammer G.: Szóbeli információ