

# Nagyjelű mikrohullámú eszközök modellezése

DR. BARANYI ANDRÁS

Távközlési Kutató Intézet



## ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk nagyszintű mikrohullámú tranzisztorok kétkapuleírófüggvényekkel történő modellezését tárgyalja. Ismerteti a kétkapuleírófüggvények mérésére kidolgozott eljárást, a mérőrendszer kalibrációját és a mérési hibák korrekcióját. Ezután a javasolt modell alkalmazását mutatja be mikrohullámú teljesítményerősítők tervezésében, az erősítők stabilitásának és modulációátvitelének vizsgálatában.

## 1. Bevezetés

Nagyszintű mikrohullámú áramkörök — teljesítményerősítők és oszcillátorok — tervezésénél az áramkörben alkalmazott mikrohullámú tranzisztorok nagyjelű működését leíró modellekre van szükség. Bármely modellalkotás természetes követelménye, hogy a modell lehető általános feltételek mellett pontosan írja le az eszköz működését és a modellparaméterek meghatározására alkalmas mérési eljárások álljanak rendelkezésre. A mikrohullámú tranzisztorok nagyjelű modellezésénél közvetlen célkitűzés az, hogy a modell alapján következtetni tudjunk az eszközzel megvalósított áramkör teljesítmény és impedancia viszonyaira, stabilitására és modulációs jellemzőire.

A mikrohullámú frekvenciasávban a hullámparaméterek mérésére alakultak ki hatékony mérési eljárások, így a mikrohullámú tranzisztorok modellezési eljárásai is elsősorban az eszközön mért hullámparaméterek, illetve az azokból számítható teljesítmény- és impedancia viszonyok pontos leírására töreksznek. A modellezési eljárások többségében a szinuszos gerjesztés esetét vizsgálják és feltételezik, hogy az eszköz belső parazita reaktanciái miatt a kapcsolárokon fellépő magasabb harmonikusok hatása elhanyagolható.

Ebben a cikkben az irodalomból ismert nagyjelű modellezési eljárások áttekintése során rámutatunk az ismert módszerek korlátaira és megmutatjuk, hogy a mikrohullámú eszközök általános feltételek mellett történő nagyjelű modellezése az ún. kétkapuleírófüggvények bevezetésével történhet [4], [11], [13]. Ismertetjük a kétkapuleírófüggvények mérésére kialakított mérési összeállítást, majd a mérőrendszer kalibrációját és a kétkapuleírófüggvények mérésénél fellépő hibák korrekcióját tárgyaljuk. Ezután a mikrohullámú teljesítményerősítők kétkapuleírófüggvényeken alapuló tervezési összefüggéseit ismertetjük. Megmutatjuk, hogy a kétkapuleírófüggvények érzékenység paramétereinek ismeretében összefüggések adhatók meg az erősítők stabilitásának és modulációátviteli jellemzőinek vizsgálatára.

DR. BARANYI ANDRÁS

1960-ban szerzett villamosmérnöki oklevelet a Budapesti Műszaki Egyetemen. 1960 óta a Távközlési Kutató Intézetben dolgozik. Kezdetben mikrohullámú rádióberendezések áramköreinek tervezésével és FM-rendszerek torzítási problémáival foglalkozott. 1982 óta úrtávközlő berendezések fejlesztését irá-

nyítja, jelenleg tudományos főosztályvezetői minőségben. 1965 óta tart előadásokat a BME szakmérnöki oktatása keretében. Két ízben dolgozott vendégkutatóként az Egyesült Államokban. Kutatási területe a nemlineáris hálózatok elmélete. 1976-ban ebben a témakörben szerzett kandidátusi fokozatot. A HTE VB tagja, 1986-ban Puskás emlékéremmel tüntették ki.

## 2. Mikrohullámú kétkapu hullámparaméteres leírása

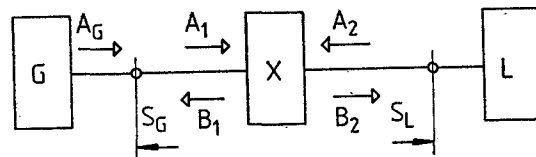
Tekintsük az 1. ábra szerinti elrendezést, ahol  $G, \omega$  frekvenciájú szinuszos jelet szolgáltató generátort,  $X$  a modellezendő nagyjelű eszközt,  $L$  lineáris terhelést jelöl. Az eszközre jutó haladó és visszavert hullámok amplitúdója legyen rendre  $A_1$  és  $B_1$ , illetve  $A_2$  és  $B_2$ . Az eszköz modellezése lényegében a fenti négy komplex hullám amplitúdó kapcsolatának leírását jelenti.

A nagyjelű eszközmodellezés egyik irányzata az eszköz működését ún. terhelési görbékkel jellemzi (load-pull characterization) [2], [3], [17]. Ennél a módszernél az  $S_L$  reflexióval jellemzett terhelés folyamatos hangolásával meghatározzák azon  $S_L$  terhelések helygörcbójét, melyeknél konstans  $|A_1|$  szint mellett a terhelésre jutó teljesítmény állandó. Az állandó bemeneti szint biztosításához, a mérésnél illesztett generátort használnak. Eszerint az  $(S_L)|P_L|$  állandó terhelési görbék mérését meghatározó feltételek:

$$S_G = 0 \quad |A_1| = \text{állandó} \quad (1)$$

$$S_L = \frac{B_2}{A_2}, \quad P_L = |B_2|^2 - |A_2|^2 = \text{állandó} \quad (2)$$

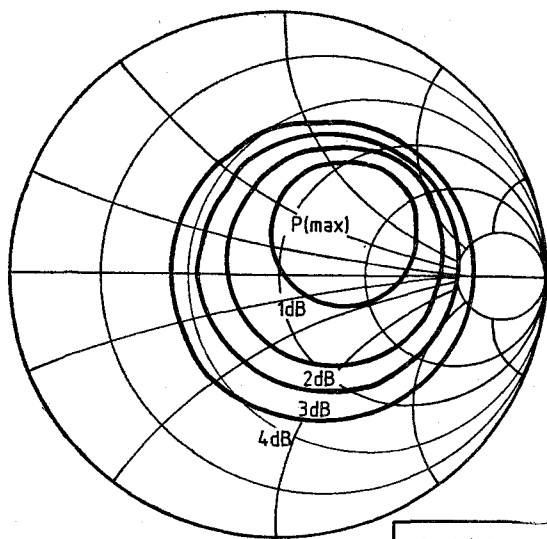
Az (1) és (2) összefüggésnek eleget tevő  $S_L$  értékek lineáris eszköz esetén koncentrikus körökön helyezkednek el, nagyjelű működés esetén a körök torzulnak és a görbék távolsága is változó (2. ábra). A terhelési görbék alapján kiválasztható a maximális teljesítményt



H-166-1

1. ábra. Mikrohullámú erősítő leírása hullámparaméterekkel

Beérkezett: 1986. III. 5. (□)



2. ábra. Nagyszintű eszköz jellegzetes terhelési görbéje

eredményező terhelés értéke. A terhelési görbékkel történő jellemzés alapvető hátránya, hogy a terhelés változásával együttjáró bemeneti impedancia változásról nem ad számot, így annak vizsgálata külön mérés-sorozatot igényel. További nehézséget jelent a kimeneti teljesítmény mérése alapján beállított  $S_L$  reflexiók pontos meghatározása, melyre többféle szellemes módszert is javasolnak az irodalomban [3], [8].

A nagyjelű modellezés irodalomban gyakran hivatkozott másik irányzata az ún. nagyjelű  $S$ -paraméterekkel írja le a nagyszintű áramkörökben alkalmazott mikrohullámú eszközök működését [1], [6], [10], [14]. Ennek a leírásnak alap gondolata az, hogy a lineáris eszközökre érvényes reflexiók mátrixszal történő jellemzést általánosítja a nagyjelű működés esetére, a mátrix elemek szintfüggését feltételezve.

A lineáris eszközök reflexiók mátrixszal történő közismert leírását a következő összefüggések adják meg:

$$B_1 = S_{11} A_1 + S_{12} A_2 \quad (3)$$

$$B_2 = S_{21} A_1 + S_{22} A_2 \quad (4)$$

Fenti összefüggésekben az  $S_{ik}$  mátrix elemek komplex mennyiségek, melyek csak az  $\omega$  frekvenciától függenek. Korszerű hálózatanalizátorokkal az egyes reflexiók paraméterek külön-külön gyorsan meghatározhatók, a megfelelő mérési pontosságot a hálózatanalizátorokhoz kidolgozott kalibrációs és számítógépes korrekciós eljárások biztosítják [12], [19]. A hálózatanalizátoros mérés egyszerűsített diagramját a 3. ábra mutatja, ahol a  $G$  generátor jele a kapcsolókat tartalmazó  $A$  jelű  $S$  paramétermérő előttén keresztül jut a mérendő  $X$  eszközre, a  $Q$  hányadosmérő a  $O$  jelű referens bemenetre és az  $M$  mérőbemenetre jutó jelek hányadosát indikálja. Az egyes paraméterek mérése az  $A$  előtét kapcsolóinak különböző állásaiban történik, oly módon, hogy egyidejűleg csak a mérendő eszköz egyik bemenete kap gerjesztést. Az ábra példaként az  $S_{21}$  paraméter mérése esetén fellépő jelutakat mutatja. Ha az ábra szerinti összeállításban a paraméterek mérését különböző generátor szinteknél vé-

gezzük el, akkor a paraméterek nagyjelű működéséből adódó szintfüggést tapasztalunk. Számos publikációban a nagyszintű áramkörök tervezéséhez a lineáris áramkörök esetére kidolgozott méretezési összefüggéseket használják a 3. ábra szerinti összeállításban mért ún. nagyjelű  $S$ -paraméterek segítségével [5], [7], [9]. Ez az eljárás azonban csak erős megszorítások mellett érvényes [15], [16], nevezetesen akkor, ha a visszavert  $B_1$  és  $B_2$  hullámok a bemeneti  $A_1$  és  $A_2$  hullámok egyváltozós nemlineáris függvényeinek összegével fejezhető ki:

$$B_1 = S_{11}(|A_1|) A_1 + S_{12}(|A_2|) A_2 \quad (5)$$

$$B_2 = S_{21}(|A_1|) A_1 + S_{22}(|A_2|) A_2 \quad (6)$$

Fenti leírás egyes speciális esetekben jó közelítést eredményez, azonban semmiképpen sem tekinthető általános érvényűnek.

Az  $\omega$  frekvenciás haladó és visszavert hullámok kapcsolatának általános érvényű leírása a kétkapu leírófüggvények segítségével lehetséges [4], [13]. Az általános kétkapu modell meghatározása — a következőkben részletezett mérési eljárás szerint — alapos megfontolások alapján kialakított viszonylag bonyolult mérési elrendezést, nagymennyiségű mérési adat meghatározását és ezek számítógépes kiértékelését igényli. Ezért szélesebb körű elterjedéséhez számítógéppel vezérelt mérési program és adatfeldolgozás szükséges. Másfelől azonban a modell általánosságából adódóan az előző korlátozott érvényű modellekhez képest lényegesen több információt szolgáltat az áramkörtervező számára, lehetővé téve a mérés, modellezés és tervezés folyamatának egységes kezelését és megoldását.

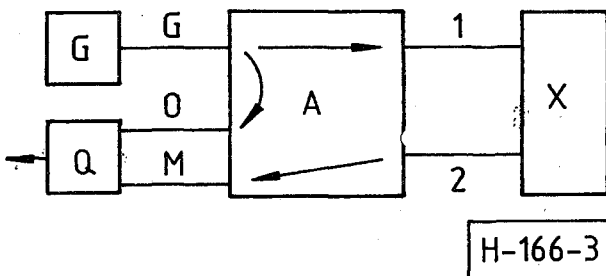
### 3. Modellezés kétkapu-leírófüggvényekkel

Tekintsük ismét az 1. ábrán látható elrendezést. Jellemezzük az  $X$  nemlineáris eszközt a  $B_1$  és  $B_2$  visszavert hullámok és az  $A_1$  haladó hullám komplex amplitúdóinak viszonyát meghatározó  $S_R$  reflexiók és  $S_T$  transzmissziós leírófüggvényekkel:

$$B_1 = S_R(|A_1|, |A_2|, \varphi) A_1 \quad (7)$$

$$B_2 = S_T(|A_1|, |A_2|, \varphi) A_1 \quad (8)$$

Feltételezésünk szerint az  $X$  nagyjelű eszköz időinvariáns, ezért a (7) és (8) összefüggésekben szereplő  $S_R$  és  $S_T$  kétkapu-leírófüggvények az  $A_1$  haladó hullám fá-



3. ábra. Hálózatanalizátoros mérés blokkisméje

zisértől függetlenek. Mindkét komplex értékű leírófüggvény három valós változó függvénye, ezek a haladó hullámok  $|A_1|$  és  $|A_2|$  abszolút értékei és a haladó hullámok fázisainak különbsége:

$$\varphi = \arcsin(A_1) - \arcsin(A_2) \quad (9)$$

A haladó hullámok komplex amplitúdóinak hányadosát  $Q$ -val jelölve a kétkapuleírófüggvényekkel leírt modell összefüggése a következő alakban is írható:

$$B_1/A_1 = S_R(|A_1|, Q) \quad (10)$$

$$B_2/A_1 = S_T(|A_1|, Q) \quad (11)$$

$$Q = A_1/A_2$$

Az eszköz modellezése a különböző  $A_1$  és  $Q$  értékekhez tartozó  $S_R$  és  $S_T$  leírófüggvények meghatározását jelenti. A modellparaméterek mérésénél fontos kérdés a mérőrendszer kalibrációja. A kalibrációhoz lineáris elemeket használunk, ezért szükségünk lesz a lineáris kétkapuk leírófüggvényeinek kifejezésére. Ezek a (3) és (4) egyenletekből közvetlenül adódnak:

$$S_R = S_{11} + S_{12}Q \quad (13)$$

$$S_T = S_{21} + S_{22}Q \quad (14)$$

Megállapíthatjuk, hogy a lineáris eszközök leírófüggvényei a  $Q$  amplitúdóviszony lineáris függvényei és az  $A_1$  szinttől függetlenek.

#### 4. Kétkapuleírófüggvények mérése

A kétkapuleírófüggvények mérésére szolgáló összeállítást a 4. ábra mutatja. A  $G$  generátort követő  $PA$  teljesítményerősítő kimenetéről iránycsatolón keresztül kisszintű jellel csatlakozunk a  $Q$  hányadosmérő  $O$  jelű referens bemenetére. A továbbhaladó nagyszintű jel az iránycsatolót követő teljesítményosztón kétfelé ágazik. Az első ágba izolátorok közé helyeztett  $L_1$  változtatható csillapítón és kettős iránycsatolón keresztül jut el a jel, a mérendő  $X$  eszköz bemenetére. Az iránycsatoló első csatoló ágához kapcsolt  $P_1$  teljesítménymérő az eszköz bemenetére jutó  $|A_1|$  szint mérésére szolgál, a másik csatoló ágon keresztül az eszköz bemenetéről visszavert jel az  $A$  előtét  $R$  bemenetére jut, így az előtét kapcsoló  $R$  állásában a hányadosmérő közelítően az  $S_R$  reflexió leírófüggvény értékét indikálja. A másik ágba izolátorok közé helyezett állítható  $\varphi$  fázistoló és változtatható  $L_2$  csillapító teszi lehetővé az eszközre jutó  $(A_2/A_1)$  amplitúdóviszony szabályozását. A szabályozó elemeket követő  $C2$  iránycsatoló az eszköz kimenetéről visszavert  $B_2$  hullám kicsatolására szolgál és a mérő előtét  $T$  bemenetéhez csatlakozik, így a kapcsoló  $T$  állásában a hányadosmérőn mért értékből az  $S_T$  transzmissziós leírófüggvény határozható meg.

A mérési összeállítás lényeges eleme a  $C2$  iránycsatoló és az eszköz kimenete közé beiktatott  $H$  jelű háromcsonkos hangoló elem. A hangoló elem alkalmazásával biztosíthatjuk azt, hogy az eszköz optimális beállításához tartozó modellparaméterek mérése ne igényeljen elfogadhatatlanul nagy teljesítményszintet a 2-es ágba.

A  $H$  hangoló hatásának vizsgálatához tekintsük a

hangoló két kapuján fellépő  $A_2$  és  $B_2$ , illetve  $A'_2$  és  $B'_2$  hullámok kapcsolatát, melyet a  $H$  hangoló reflexió mátrixa ír le. Tételizzük fel, hogy a hangoló veszteségmentes. Ekkor írható, hogy

$$\begin{bmatrix} A_2 \\ B'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma & j\sqrt{1-|\Gamma|^2}e^{j\varphi} \\ j\sqrt{1-|\Gamma|^2}e^{j\varphi} & \Gamma^*e^{2j\varphi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_2 \\ A'_2 \end{bmatrix} \quad (15)$$

Ahol  $\Gamma$  és  $\Gamma^*$  a  $H$  hangoló eszköz-oldali reflexióját, illetve annak konjugáltját jelöli.

A (15) egyenlet összefüggést ad a  $C2$  iránycsatoló bemenetén beállított  $Q' = A'_2/A_1$  amplitúdóviszony és az ott mérhető  $S'_T = B'_2/A_1$  transzmissziós leírófüggvény, valamint az eszközön fellépő  $Q = A_2/A_1$  és  $S_T = B_2/A_1$  paraméterek között:

$$Q = \Gamma S_T + j\sqrt{1-|\Gamma|^2} e^{j\varphi} Q' \quad (16)$$

$$S_T = j\sqrt{1-|\Gamma|^2} e^{j\varphi} S_T + \Gamma^* e^{2j\varphi} Q' \quad (17)$$

Az eszköz kimenetén jelentkező  $S_L = A_2/B_2$  és az iránycsatoló síkjában fellépő  $S'_L = A'_2/B'_2$  reflexiók kapcsolatára a következő összefüggés adódik:

$$|S'_L| = \left| \frac{S_L - \Gamma}{S_L \Gamma^* - 1} \right| \quad (18)$$

A mérés elvégzéséhez szükséges teljesítmények számításánál tételizzük fel, hogy az eszköz optimális beállításban  $P_L$  teljesítményt ad le  $S_L$  reflexió tényezőjű terhelésre

$$P_L = |B_2|^2 - |A_2|^2 = |A_2|^2 \left[ \frac{1}{|S_L|^2} - 1 \right] \quad (19)$$

A (19) összefüggésből meghatározhatjuk az  $A_2$  haladó hullám által hordozott  $P_2$  teljesítményt:

$$P_2 = |A_2|^2 = P_L \frac{|S_L|^2}{1 - |S_L|^2} \quad (21)$$

Ugyanezen munkapontban a  $H$  hangoló veszteségmentessége miatt a vészós paraméterekkel jelzett kapun is  $P_L$  teljesítmény jut az iránycsatolóra, a méréshez szükséges,  $A_2$  hullám által szolgáltatott  $P_2$  teljesítmény viszonyt eltérő a  $C2$  iránycsatoló  $H$  hangoló felé mutatott, (18) egyenletből számítható  $S'_L$  reflexiójának megfelelően:

$$P_2 = |A_2|^2 = P_L \frac{|S'_L|^2}{1 - |S'_L|^2} \quad (22)$$

Tekintsünk egy gyakorlati számpéldát. Legyen  $P_L = 1$  W és  $S_L = 0,825 \angle -157^\circ$ . A leírófüggvények méréséhez szükséges, eszköz felé haladó teljesítmény a (21) egyenlet alapján  $P_2 = 2,13$  W. Eszerint az 1 W teljesítményű eszköz méréséhez több, mint 2 W teljesítményű mérőjel szükséges. Alkalmazzuk a  $H$  hangolót és állítsuk elemeit oly módon, hogy a  $C2$  iránycsatolón mért  $B_2$  hullám nagy abszolút értékű legyen. Tételizzük fel, hogy a hangolón beállított reflexió  $\Gamma = 0,8 \angle -170^\circ$ . Ezzel az iránycsatoló felől mutatkozó  $S_L$  reflexió abszolút értéke (18) alapján  $|S'_L| = 0,48$  és a hangoló bemenetén szükséges mérőteljesítmény a (22) egyenletből  $P_2 = 0,3$  W. Eszerint a  $H$  hangoló alkalmazásával a nagyteljesítményű eszközök model-

lezéséhez szükséges méréseket viszonylag kisteljesítményű mérőjellel lehet elvégezni.

### 5. Kalibráció és hibakorrekció

A mérőrendszerben alkalmazott iránycsatolók nem tökéletes irányhatása, a mérőrendszer elemeinek zérustól eltérő reflexiója miatt a 4. ábra mérési összeállításában mért kétkapuleírőfüggvények értéke a valóságostól eltér még abban az esetben is, ha az előbbiekben tárgyalt  $H$  hangoló elemet nem alkalmazzuk. A  $H$  hangoló elem beiktatása a (16) és (17) egyenletek szerint számottevő — de jól kézben tartható eltérést eredményez az eszközre jellemző  $Q$  és  $S_T$  értékek, valamint a hangoló bemenetén jelentkező  $Q'$  és  $S_T'$  értékek között.

A mérőrendszer kalibrációjának feladata kettős, egyrészt meg kell állapítani az eszközre jellemző  $S_R$ ,  $S_T$  és  $Q$  értékek és a műszer által mutatott  $S_R^x$  és  $S_T^x$  értékek kapcsolatának funkcionális alakját, másrészt ismert leírőfüggvényekkel rendelkező eszközök mérése alapján meg kell határozni az összefüggések paramétereit. Végül a hibakorrekcióhoz az az előzőleg meghatározott kalibrációs összefüggések invertálását kell elvégezni.

A 4. ábra mérési elrendezésének részletes analízise alapján a következő kalibrációs összefüggések adódnak:

$$S_R^x = a + \frac{b S_T}{1 - c S_R} \quad (23)$$

$$S_T^x = d + \frac{e S_T}{1 - c S_R} \quad (24)$$

$$Q = f(1 - c S_R) + g S_T \quad (25)$$

ahol a mért értékeket  $x$ -el jelöltük.

Az  $a, b, \dots, g$  paraméterek egyrészt frekvenciafüggőek, másrészt általában az  $L_1, L_2$  csillapítók és a  $\varphi$  fázistoló állásától is függenek.

A (23)–(25) kalibrációs összefüggésekben szereplő hét paraméter meghatározásához az 5. ábrán feltüntetett négyféle ismert reflexiószal rendelkező lineáris kalibráló elemet használjuk fel. Ezek leírőfüggvényei a (13) és (14) egyenletek alapján közvetlenül felírhatók.

Az első kalibráló elem kétoldali illesztett lezáró, melynek kétkapuleírőfüggvényei:

$$S_{R1} = 0 \quad S_{T1} = 0 \quad (26)$$

A második kalibráló elem kétoldali rövidzár, melynél

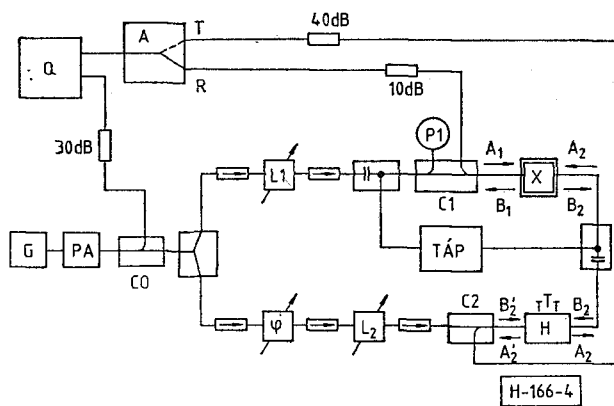
$$S_{R2} = -1, \quad S_{T2} = -Q_2 \quad (27)$$

A harmadik kalibráló elem a geometriából számítható  $\Gamma_3$  reflexióval rendelkező kétoldali szakadás. Ennek leírőfüggvényei:

$$S_{R3} = \Gamma_3 \quad S_{T3} = Q_3 \Gamma_3 \quad (28)$$

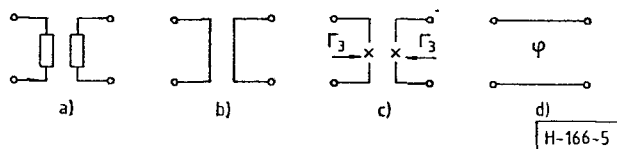
Végül a negyedik kalibráló elem  $\varphi$  fázistolású átmenő vonal, melynek leírőfüggvényei:

$$S_{R4} = Q_4 \exp(-j\varphi) \quad S_{T4} = \exp(-j\varphi) \quad (29)$$



4. ábra.

Mérési összeállítás kétkapuleírőfüggvények meghatározására



5. ábra. Kalibráló elemek a 4. ábra mérési összeállításához

A (23), (24) és (25) egyenletekben szereplő paraméterek meghatározásához végezzük el rendre az 5. ábrán feltüntetett kalibráló elemek mérését és helyettesítsük be a (26)–(29) egyenletek szerinti leírőfüggvény értékeket az előbbi egyenletekbe.  $Q_2, Q_3$  és  $Q_4$  értékét a (25) egyenlet felhasználásával kiküszöbölve a következő összefüggéseket kapjuk:

$$S_{R1}^x = a \quad S_{T1}^x = d \quad (30)$$

$$S_{R2}^x = a - \frac{b}{1+c} \quad S_{T2}^x = d - \frac{ef}{1+g} \quad (31)$$

$$S_{R3}^x = a + \frac{b \Gamma_3}{1 - c \Gamma_3} \quad S_{T3}^x = d + ef \frac{\Gamma_3}{1 - g \Gamma_3} \quad (32)$$

$$S_{R4}^x = a + b \frac{f + ge^{-j\varphi}}{e^{j\varphi} - cge^{-j\varphi}} \quad S_{T4}^x = d + e \frac{1 + cfe^{-j\varphi}}{e^{j\varphi} - cge^{-j\varphi}} \quad (34)$$

A (30) egyenletek szerint az első kalibráló elem mérése közvetlenül szolgáltatja az  $a$  és  $d$  paramétereket. A többi paraméter számításának egyszerűsítésére vezetünk be az

$$S_{Rk}^x - S_{R1}^x = \hat{S}_{Rk} \quad S_{Tk}^x - S_{T1}^x = \hat{S}_{Tk} \quad k = 2, 3, 4 \quad (35)$$

jelöléseket. A (31) és (32) egyenletpárok megoldásával a  $b, c$  és  $g$  paramétereket, valamint az  $(ef)$  szorzatot határozhatjuk meg.

$$b = -\frac{\hat{S}_{R2} \hat{S}_{R3} (1 + \Gamma_3)}{(\hat{S}_{R3} - \hat{S}_{R2}) \Gamma_3} \quad (36)$$

$$c = \frac{\hat{S}_{R2} \Gamma_3 + \hat{S}_{R3}}{(\hat{S}_{R3} - \hat{S}_{R2}) \Gamma_3} \quad (37)$$

$$g = \frac{S_{T2}\Gamma_3 + S_{T3}}{(S_{T3} - S_{T2})\Gamma_3} \quad (38)$$

$$ef = -\frac{S_{T2}S_{T3}(1 + \Gamma_3)}{(S_{T3} - S_{T2})P_3} \quad (39)$$

A (34) egyenletpárból  $f$  és  $e$  értéke külön-külön is számítható:

$$f = \frac{S_{R4}}{b} (e^{j\varphi} - cge^{-j\varphi}) - ge^{-j\varphi} \quad (40)$$

$$e = b \frac{S_{T4}}{S_{R4}} \frac{f + ge^{-j\varphi}}{1 + fc e^{-j\varphi}} \quad (41)$$

Az  $(ef)$  szorzatot kétféle módon is meghatároztuk: a (39) egyenlet szerint a kétoldali rövidzár és szakadás mérésével, a (40) és (41) összefüggésekkel pedig az ismert hosszúságú átmenő vonal segítségével. A kétféle érték összevetése módot ad a kalibráció ellenőrzésére. A 3–4 GHz-es frekvenciasávban végzett méréseink szerint az ismertett kalibrációs eljárással az  $(ef)$  szorzat meghatározásának pontossága 10% nagyságrendű, ami jó eredménynek mondható.

Említettük, hogy a kalibráció paraméterei mind a frekvenciától, mind pedig a szabályozható csillapítók és fázistoló beállításától függenek. Ezért egy adott frekvencián a mérés előkészítéséhez a kalibrációs paramétereket az  $L_1$  és  $L_2$  csillapítók és a  $\varphi$  fázistoló mindazon állásaiban meg kell határozni, ahol később méréseket kívánunk végezni. Legyen a mérendő beállítások száma

$$M = n_1 n_2 n_\varphi \quad (42)$$

ahol  $n_1$ ,  $n_2$  és  $n_\varphi$  az  $L_1$ ,  $L_2$  és  $\varphi$  szabályozó elemek különböző beállításának számát jelölik. A fenti összefüggésből kitűnik, hogy a mérendő pontok számának növelésével a kalibrációs munka rohamosan növekszik. Egyszerűsítést jelent azonban az, hogy a 4. ábra mérési elrendezésében alkalmazott izolátorok miatt a szabályzó elemek közti kölcsönhatás elhanyagolható és így a kalibrációs paramétereknek a szabályzó elemek beállításától való függése egyváltozós függvények szorzataként adható meg:

$$p(L_1, L_2, \varphi) = p(L_1)p(L_2)p(\varphi) \quad (43)$$

ahol  $p$  tetszőleges  $a, \dots, g$  kalibrációs paramétert jelöl. A (43) felbontás miatt a kalibrációs méréseket eleget

$$K = n_1 + n_2 + n_\varphi - 2 \quad (44)$$

különböző beállításban elvégezni. Az  $M$  különböző beállításához tartozó kalibrációs paraméterek a  $K$  pontban mért kalibrációs adatokból (43) felhasználásával számíthatók.

Az eszköz mérése a szabályzó elemek különböző beállításában a kalibrációs adatok meghatározása után történhet. Az előtét kapcsoló  $R$  és  $T$  állásban a  $Q$  hányadosmérő által mért  $S_R^*$  és  $S_T^*$  értékekből az eszközre jellemző  $S_R$  és  $S_T$  kétkapú leírófüggvényeket a (23) és (24) egyenletek invertálásával kapjuk:

$$S_R = \frac{S_R^* - a}{b + c(S_R^* - a)} \quad (45)$$

$$S_T = \frac{S_T^* - d}{e} \frac{b}{b + c(S_R^* - a)} \quad (46)$$

A vizsgált beállításához tartozó  $A_1$  és  $Q$  független változókat a kalibrált  $P_1$  teljesítménymérőről olvassuk le, illetve a (45) és (46) egyenletekben meghatározott  $S_R$  és  $S_T$  felhasználásával a (25) egyenletből számítjuk ki.

## 6. Kétkapú-leírófüggvények alkalmazása nagyszintű erősítő tervezésében

A mikrohullámú tranzisztor mérésekkel meghatározott kétkapú-leírófüggvényeiből a tranzisztorral épített nagyszintű erősítő jellemzői közvetlenül számíthatók. Az áramkörü jellemzők és a leírófüggvények kapcsolatának ismeretében viszont lehetőség nyílik arra, hogy az optimális áramkörü jellemzőket eredményező szint és impedancia viszonyokat az előzőekben ismertetett mérési elrendezés számítógépes vezérlésével határozzuk meg.

Tekintsük ismét az 1. ábrán látható erősítő elrendezést. Az aktív elemet leíró (10), (11) és (12) egyenletek mellett szükségünk van az  $A_g$  forrásamplitúdójú és  $S_G$  reflexiójú generátort és az  $S_L$  reflexiójú terhelést leíró összefüggésekre:

$$A_1 = A_g + S_g B_1 \quad (47)$$

$$A_2 = S_L B_2 \quad (48)$$

A terhelésre jutó teljesítmény (11) és (12) egyenletek felhasználásával:

$$P_L = |B_2|^2 - |A_2|^2 = [|S_T|^2 - |Q|^2] |A_1|^2 \quad (49)$$

A generátorból kivehető maximális teljesítmény (47) egyenlet alapján:

$$P_{G0} = |A_G|^2 \frac{1}{1 - |S_G|^2} \quad (50)$$

A (47) egyenletből a (10) egyenlet szerinti reflexió leírófüggvény behelyettesítésével kapjuk, hogy:

$$|A_G|^2 = |A_1|^2 |1 - S_G S_R|^2 \quad (51)$$

Így az erősítő üzemi teljesítményerősítése:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{G0}} = \frac{|S_T|^2 - |Q|^2}{|1 - S_G S_R|^2} (1 - |S_G|^2) \quad (52)$$

Az üzemi teljesítményerősítés maximumát akkor kapjuk, ha a generátor reflexiója a reflexió leírófüggvény konjugáltja:

$$G_{T \max} = \frac{|S_T|^2 - |Q|^2}{1 - |S_R|^2} \quad (53)$$

Eszerint a tranzisztor  $A_1$ ,  $Q$ ,  $S_R$ ,  $S_T$  paraméterekkel jellemzett kivezérlési állapotában a tranzisztoros erősítő a (49) szerinti kimeneti teljesítményt és az (53) szerinti teljesítményerősítést szolgáltatja, ha a lezáró impedanciákat a következő módon választjuk meg:

$$S_G = S_R^* \quad S_L = Q/S_T \quad (54)$$

A kivezérléshez szükséges meghajtó teljesítmény értéke az (50) egyenletből adódik.

Fenti összefüggések birtokában természetes az a gondolat, hogy a mikrohullámú tranzisztorok kétkapu-leírófüggvényeinek mérésével egy időben a mért adatokhoz tartozó kimenő teljesítmény és teljesítményerősítés értékét is meghatározzuk. Így a mérési eredmények értékelését egyszerű optimalizációs eljárással kombinálva a 4. ábra elrendezésében az  $L_1$ ,  $L_2$  és  $\varphi$  szabályzó elemek beállítását számítógépes vezérléssel végezhetjük az optimális áramköri jellemzők meghatározása érdekében.

Fenti gondolatok gyakorlati megvalósítására a Táv-közlési Kutató Intézetben a kétkapu-leírófüggvények mérésére és az ezen alapuló optimalizált tervezésre szolgáló programot dolgoztunk ki. A programmal a kétkapu-leírófüggvények méréséhez szükséges kalibráció, hibakorrekció, valamint a kétkapu-leírófüggvényekből származtatható áramköri jellemzők optimalizációja végezhető el. Az optimalizációs stratégia egy kezdőpontból kiindulva a szomszédos pontokat vizsgálja és ezek közül a legjobbat választva jut el az optimálishoz közel eső megoldáshoz. Az 1982-ben készített program 23 kbyte memória kapacitású számítógépre készült. Az adott memóriakapacitás az  $L_1$  és  $L_2$  csillapítók 5—5, a fázistoló 8 különböző beállítását teszi lehetővé. A program maximum 7 áramköri jellemző súlyozott összegének optimalizására alkalmas.

Példaként az MSC 4001 típusú bipoláris tranzisztorral  $f=3,75$  GHz-en végzett vizsgálataink eredményét ismertetjük. A 4. ábra szerinti mérési elrendezésben kb. 250 mW teljesítményt adtunk az 1-es és 2-es mérőágak bemenetére. Az  $L_1$  csillapító megengedett állásait 0, 1, 2, 3 dB-re az  $L_2$  csillapító lehetséges beállításait 5, 10, 15 dB-re választottuk, a fázistoló esetében 45°-os osztásban 8 állást engedünk meg. A méréseket az  $L_1=3$  dB,  $L_2=10$  dB és  $\varphi=225^\circ$  adatokkal jellemzett kezdőpontból indítottuk. Először a  $H$  hangolóval a maximális közel eső kimenő teljesítményt állítottunk be, majd elvégeztük a kalibrációs méréseket a szabályzó elemek valamennyi megengedett állásában. Ezután először a maximális kimenő teljesítményt, majd a maximális teljesítményerősítést tekintettük az optimumkeresés célfüggvényének. A szabályzó elemek megadott, viszonylag durva lépésközei mellett mindkét jellemző optimuma azonos beállításban adódott, melynek paramétereit az 1. táblázat foglalja össze. Érdekességként említhető, hogy az optimalizációs eljárás a kétféle esetben eltérő lépéssorozaton keresztül jutott ugyanahhoz a megoldáshoz.

1. táblázat

MSC 4001 tranzisztor optimális beállításának adatai  
( $f=3,75$  GHz)

Paraméter	Abszolút érték	Fázis
$ A_1 ^2$	24,1 dBm	
$Q$	8,2 dB	$-64^\circ$
$S_R$	$-3,3$ dB	$36^\circ$
$S_T$	9,8 dB	$92^\circ$
$S_L$	$-1,6$ dB	$-156^\circ$
$P_L$	28,8 dB	
$G_{Tmax}$	7,4 dB	
$S_G$	$-3,3$ dB	$-36^\circ$

A mért adatokat a tranzisztor katalógus adataival összevetve megállapítható, hogy az általunk mért optimális terhelés jól egyezik a katalógusban szereplő  $S_L=-1,7$  dB  $\angle -157^\circ$  értékű terheléssel. A generátor oldali lezárásnál viszont a katalógusban ajánlott  $S_G=-9,3$  dB  $\angle 63^\circ$  jelentősen eltér az általunk meghatározott  $S_G=-3,3$  dB  $\angle -36^\circ$  értéktől. A mért paraméterek ellenőrzésére kísérleti erősítőt építettünk, melyen mind a bemeneten, mind a kimeneten hangoló elemekkel állítottuk be a maximális kimeneti teljesítményt. A kísérleti összeállításban mért  $P_L=29$  dBm és  $G_P=7$  db megfelelő egyezést mutatott a táblázatban szereplő számított értékekkel.

## 7. Stabilitás és moduláció átvitel kapcsolata a leírófüggvény érzékenységekkel

Az előzők szerint a nagyszintű erősítő szinuszos gerjesztéshez tartozó állapotát az eszköz (10)—(12) nemlineáris kétkapu leírófüggvényei és a lezárások (47)—(48) lineáris egyenletei egyértelműen meghatározzák.

Az alkalmazások szempontjából fontos probléma a szinuszos gerjesztéshez tartozó állapot stabilitása és a szinuszos gerjesztés modulációjának átvitele. Mindkét kérdés lényegében a szinuszos gerjesztés perturbációjának vizsgálatát igényli. A perturbációs vizsgálatoknál feltételezzük, hogy a nagyszintű eszköz széles sávú abban az értelemben, hogy a kétkapu leírófüggvények frekvenciafüggése a lezárások frekvenciafüggéséhez képest elhanyagolható.

A stabilitás vizsgálatánál abból indulunk ki, hogy a nagyszintű eszközre jutó haladó és visszavert hullámok komplex  $s$  frekvenciájú amplitúdó és fázismodulációval rendelkeznek, melyek a szokásos módon alsó és felső modulációs oldalsávokkal jellemezhetők. A haladó és visszavert hullámok normalizált modulációs oldalsáv amplitúdói között két négydimenziós mátrix teremt kapcsolatot, melyek egyrészt az  $S_R$  és  $S_T$  nemlineáris leírófüggvények differenciális alakjának, másrészt az  $S_G$  és  $S_L$  lezárások frekvenciafüggésének figyelembevételével határozhatók meg. A nagyszintű eszköz modulációátvitelére jellemző mátrix előző feltételezésünknek megfelelően frekvenciafüggetlen, a mátrix elemei a kétkapu leírófüggvények relatív érzékenységeiből számíthatók. Az  $S_R$  és  $S_T$  komplex leírófüggvények három valós változótól függenek, így összesen hat komplex érzékenység paraméter definiálható a következő kifejezésekkel:

$$d_{Qk} = \frac{\partial S_Q}{\partial |A_k|} \frac{|A_k|}{S_Q} \quad Q = R, T \quad k = 1, 2 \quad (55)$$

$$d_{QP} = j \frac{\partial S_Q}{\partial \varphi} \frac{1}{S_Q} \quad Q = R, T$$

A lezárások modulációs jellemzőit meghatározó mátrix diagonális elemei az  $S_G$  és  $S_L$  reflexiók tényezőik modulációs oldalsáv frekvenciákon felvett értékeiből számíthatók.

Az összefüggések meghatározásával itt nem foglalkozunk, mivel egy előző közleményben [18] a modulációátviteli mátrixok számítási módszerét részletesen ismertettük. Itt csak a nemlineáris erősítő stabili-

tásának feltételét adjuk meg. Eszerint az 1. ábra szerinti erősítő stabilitását az alábbi egyenlet karakterisztikus frekvenciái határozzák meg:

$$H(s) = \det[I - M(s)] = 0 \quad (57)$$

ahol  $I$  az egység mátrix, az  $M(s)$  mátrixot a következő összefüggés határozza meg:

$$M(s) = \begin{bmatrix} I + D_{R2} + D_{RP} & D_{R2} - D_{RP} \\ I + D_{T1} + D_{TP} & D_{T2} - D_{TP} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_G(s) & O \\ O & D_L(s) \end{bmatrix} \quad (58)$$

ahol az (58) egyenletben szereplő  $2 \times 2$ -es mátrixok definíciója a következő:

$$D_{Qk} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} d_{Qk} & d_{Qk}^* \\ d_{Qk}^* & d_{Qk} \end{bmatrix} \quad D_{QP} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} d_{QP} & -d_{QP} \\ -d_{QP}^* & d_{QP}^* \end{bmatrix} \quad Q = R, T \quad k = 1, 2 \quad (59)$$

$$D_G(s) = \langle S_R S_G(j\omega_0 + s), S_R^* S_G^*(j\omega_0 - s) \rangle \quad (60)$$

$$D_L(s) = \langle \frac{S_L(j\omega_0 + s)}{S_L(j\omega_0)}, \frac{S_L^*(j\omega_0 - s)}{S_L^*(j\omega_0)} \rangle \quad (61)$$

A nemlineáris erősítő stabilitásának szükséges és elégséges feltétele, hogy az (57) egyenlet szerinti  $H(s)$  függvény valamennyi zérusa negatív valós résszel rendelkezzen.

Az általános modulációátviteli összefüggéseken belül különös jelentősége van az  $s=0$  modulációs frekvenciához tartozó statikus  $AM$  kompresszióknak és  $AM-PM$  konverzióknak, mely fázismodulált jelek átvitelére esetén a nemlineáris torzítás egyik forrása lehet.

Tekintsük az  $X$ -szel jelölt  $A_k$  vagy  $B_k$  hullámparaméterek relatív változását, mely  $m_k$  amplitúdó és  $\theta_k$  fázismodulációs összetevőkre bontható:

$$\frac{\Delta x}{x} = \frac{\Delta |x|}{|x|} + j \operatorname{arc}(\Delta x) = m_x + j\theta_x \quad (62)$$

A haladó és visszavert hullámok relatív változásai közti kapcsolat (10) és (11) alapján:

$$\frac{\Delta B_1}{B_1} = \frac{\Delta S_R}{S_R} + \frac{\Delta A_1}{A_1} \quad (63)$$

$$\frac{\Delta B_2}{B_2} = \frac{\Delta S_T}{S_T} + \frac{\Delta A_1}{A_1} \quad (64)$$

Másrészt a (47) és (48) egyenletek felhasználásával

$$\frac{\Delta A_1}{A_1} = \frac{\Delta A_G + S_G \Delta B_1}{A_1} \quad (65)$$

és

$$\frac{\Delta A_2}{A_2} = \frac{\Delta B_2}{B_2} \quad (66)$$

ahol figyelembe vettük, hogy a zérus modulációs frekvenciának megfelelően a perturbáció során  $S_G$  és  $S_L$  nem változik. A (10) és (47) egyenletek helyettesítésével (65) a következő alakra hozható:

$$\frac{\Delta B_1}{B_1} = \frac{1}{S_R S_G} \frac{\Delta A_1}{A_1} - \frac{(1 - S_R S_G)}{S_R S_G} \frac{\Delta A_g}{A_g} \quad (67)$$

A (63) és (67), valamint a (64) és (66) egyenletek összevetéséből adódik, hogy

$$\frac{\Delta A_1}{A_1} - q \frac{\Delta S_R}{S_R} = \frac{\Delta A_g}{A_g} \quad (68)$$

valamint

$$\frac{\Delta A_1}{A_1} - \frac{\Delta A_2}{A_2} + \frac{\Delta S_T}{S_T} = 0 \quad (69)$$

ahol

$$q = \frac{S_G S_R}{1 - S_G S_R} \quad (70)$$

A kétkapuleírőfüggvények relatív megváltozása és a haladó hullámok perturbációja között az érzékenységg-függvények teremtenek kapcsolatot:

$$\frac{\Delta S_Q}{S_Q} = d_{Q1} \frac{\Delta A_1}{A_1} + d_{Q2} \frac{\Delta A_2}{A_2} + j d_{QP} \operatorname{arc}(\Delta A_1 - \Delta A_2) \quad Q = R, T \quad (71)$$

A (68) és (69) egyenletekbe a (71) összefüggéseket behelyettesítve és a (62) összefüggés jelöléseit figyelembe véve a haladó hullámok  $m_k$  és  $\theta_k$  modulációs indexeinek, valamint a generátor  $m_g$  amplitúdómodulációs indexének kapcsolatát a következő két komplex egyenlet írja le:

$$(m_1 + j\theta_1) - q(d_{R1} m_1 + d_{R2} m_2 + j d_{RP}(\theta_1 - \theta_2)) = m_g \quad (72)$$

$$(m_1 - m_2) + j(\theta_1 - \theta_2) + d_{T1} m_1 + d_{T2} m_2 + j d_{TP}(\theta_1 - \theta_2) = 0 \quad (73)$$

Az egyenletekben négy ismeretlen szerepel: a bemeneti és kimeneti amplitúdó- és fázismodulációs indexek. Ezek közül számunkra a kimeneti modulációs indexek érdekesek, mivel ezek határozzák meg a nemlineáris erősítő  $c$   $AM$ -kompresszióját és  $k$   $AM-PM$  konverzióját:

$$c = m_2/m_g \quad \text{és} \quad k = \theta_2/m_g \quad (74)$$

A (72) és (73) egyenleteket valós és képzetes részre bontva fenti mennyiségek közvetlenül meghatározhatók.

Az előző fejtegetésekből kitűnik, hogy a nagyszintű erősítő működésének részletesebb vizsgálatához a kétkapuleírőfüggvények mellett ezek relatív érzékenységgének ismerete is szükséges. Ha az érzékenységg-függvényeket a különböző munkapontokban meghatározott leírőfüggvények különbségi hányadosából kívánjuk meghatározni, akkor a leírőfüggvények mérési pontosságára különösen szigorú követelmények adódnak. Ezért a derivált jellemzők méréséhez a 4. ábra mérési elrendezésében célszerű modulált jelet szolgáltató generátort használni és a kiértékeléshez a  $Q$  hányadosmérő mellett spektrumanalizátort alkalmazni. Mérőrendszerünk ilyen irányú továbbfejlesztését a közeljövőben tervezzük.

## 8. Köszönetnyilvánítás

A nagyszintű mikrohullámú áramkörök tervezésének megalapozásához a modellezés elvi kérdéseinek elemzése mellett a gyakorlati eszközmérések számos részletkérdésének megoldására volt szükség. A cikkben ismertetett mérési és az ehhez kapcsolódó tervezési eljárás kidolgozásában Ladvánszky János végzett meghatározó munkát a mérőrendszer kialakításával és a vezérlő programrendszer elkészítésével. Köszönet illeti Pápics Józsefet oszcillátorok tervezésével kapcsolatos értékes hozzájárulásaiért és Kolumbán Gézátt, aki számos ötlettel — többek között az alacsony teljesítményszinteken történő méréshez szükséges hangoló elem alkalmazásával — járult hozzá a munka sikeréhez.

## IRODALOM

- [1] *W. H. Leighton, R. J. Chaffin, J. G. Webb*: "RF Amplifier Design with Large-Signal S-parameters", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT—21, No. 12, Dec. 1973
- [2] *J. M. Cusack, S. M. Perlow, B. S. Perlman*: "Automatic Load Contour Mapping for Microwave Power Transistors", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT—22, No. 12, Dec. 1974
- [3] *Y. Takayama*: "A New Load-Pull Characterization Method for Microwave Power Transistors", 1976 IEEE MTT—S, International Microwave Symposium, June, 1976
- [4] *S. R. Mazumder, P. D. van der Puije*: "An Experimental Method of Characterizing Nonlinear 2-ports and its Application to Microwave Class-C Transistor Power Amplifier Design", IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. SC—12, No. 5, Oct. 1977
- [5] *K. L. Kotzebue*: "A Quasi-Linear Approach to the Design of Microwave Transistor Power Amplifiers", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT—24, No. 12, Dec. 1976
- [6] *S. R. Mazumder, P. D. van der Puije*: "Two-Signal" Method of Measuring the Large-Signal S-parameters of Transistors", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT—26, No. 6, June, 1978
- [7] *Y. Mitsui, M. Nakatani, S. Mitsui*: "Design of GaAs MESFET Oscillator Using Large-Signal S-Parameters", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT—25, No. 12, Dec. 1977
- [8] *H. Abe, Y. Aono*: "11-GHz GaAs Power MESFET Load-Pull Measurements Utilizing a New Method of Determining Tuner Y Parameters", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT—17, No. 5, May 1979
- [9] *K. M. Johnson*: "Large Signal GaAs MESFET Oscillator Design", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT—27, March 1979
- [10] *R. Soares, et al.*: "Novel Measurement Technique Allows Full Two-Port Characterization of GaAs Power MESFETs", Proc. of the 10th European Microwave Conference, Warsaw, Sept. 1980
- [11] *Ladvánszky J., Baranyi A., Pápics J.*: „Mikrohullámú tranzisztorok nagyszintű modellezése”, Intézeti tanulmány, TKI—I—80—333—3, Budapest, 1980 nov.
- [12] *A. Baranyi, J. Ladvánszky*: "On the exact S-parameter measurement of active devices", Proc. of the 10th European Microwave Conference, Warsaw, Sept. 1980
- [13] *A. Baranyi, J. Ladvánszky, G. Kolumbán*: "Accurate large signal characterization of microwave transistors", Proc. of the 7th Coll. on Microwave Comm., Budapest, Sept. 1982.
- [14] *R. S. Tucker*: "RF Characterization of Microwave Power FETs", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT—29, No. 8, August, 1981
- [15] *Pápics J.*: „Új módszer mikrohullámú tranzisztoros oszcillátorok tervezésére”, TKI közlemények, XXIX. évf. 3—4. szám, Budapest, 1983
- [16] *R. J. Gilmore, F. J. Rosenbaum*: "An Analytic Approach to Optimum Oscillator Design Using S-Parameters", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT—31, No. 8, August 1983
- [17] *R. S. Tucker, P. F. Bradley*: "Computer-Aided Error Correction of Large-Signal Load-Pull Measurements", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT—32, No. 3, March 1984
- [18] *Baranyi A., Ladvánszky J.*: „Nemlineáris erősítők stabilitása”, Híradástechnika XXXV. évf. 1984. 2. szám
- [19] *Ladvánszky J.*: "Mikrohullámú áramkörök reflexiósmátrixának pontos mérése hálózatanalizátorral", Híradástechnika, XXXVI. évf. 1985. 12. szám

*Lapunk példányonként megvásárolható  
V., Váci utca 10.  
V., Bajcsy-Zsilinszky út 76. szám alatti  
hírlapboltokban*