

Mikrohullámú áramkörök reflexiós mátrixának pontos mérése hálózatanalizátorral

LADVÁNSZKY JÁNOS
Távközlési Kutató Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A hálózatanalizátor parazita átviteli és reflexiói mérési hibákat okoznak, ezért eljárást adunk a mérési hibák korrekciójára. Számítógép-programot ismertettünk, amely a hiba-korrekción kívül a mérés vezérlésére is alkalmas. A program használatát példákön mutatjuk be.

1. Bevezetés

Mikrohullámú áramkörök reflexiós mátrixelemeinek mérésére széles körben használnak komplex hányadosképzésen alapuló, hálózatanalizátorok nevezett mérési összeállítást (1. ábra). A hálózatanalizátorban fellépő parazita átvitek és reflexiók mérési hibákat okoznak, melyek korrekciójával már sok szerző foglalkozott (1. [1] irodalomjegyzékét). A vizsgálatok többsége abból a feltételezésből indul ki, hogy a szisztematikus mérési hibák egy, az ideálisnak feltételezett műszer és a mérendő eszköz közé a 2. ábra szerint beiktatott hibaáramkörrel modellezhetők [2–4]. A hibaáramkörrel történő modellezés feltételeit azonban nem vizsgálták meg.

Ebben a cikkben megadjuk a hálózatanalizátorral történő mérés szisztematikus hibáinak hibaáramkörrel történő modellezéséhez szükséges feltételeket. A hibaáramkör paramétereinek meghatározásához (a kalibrációhoz) ismert reflexiós mátrixú áramköröket használunk fel. Igazoljuk, hogy általános esetben a kalibrációhoz legalább egy ismert reflexiós mátrixú *nonreciprok* áramkör is szükséges. Mivel ilyenek a gyakorlatban nem rendelkezünk, megmutatjuk, mikor végezhető el a kalibráció *reciprok* áramkörökkel.

Eredményeinket alkalmazva a 4. pontban megadjuk a kalibráció és a hibakorrekció algoritmusát. A számítások elvégzésére és a mérés vezérlésére számítógép-programot ismertettünk. Végül három példát közlünk, melyek a program használhatóságát igazolják.

2. A hálózatanalizátorral történő mérés modellezése

Kétkapuk hálózatanalizátorral történő mérésének blokkvázlatát mutatja az 1. ábra, ahol G a generátort, Q a komplex hányadosképzőt és X a mérendő eszközt jelöli, amely az F mérőbefogón keresztül kapcsolódik az S S -paramétermérés elötétéhez. Az S elötét a generátor jelét a mérőbefogón keresztül az X mért eszközre, a mérendő eszközből jövő jelet a Q hányadosképző T (Test) bemenetére juttatja. Az S elötéten keresztül jut jel a hányadosképző másik, R (Reference) bemenetére is. A mérés elve egyszerű: ha a generátorból a T és az

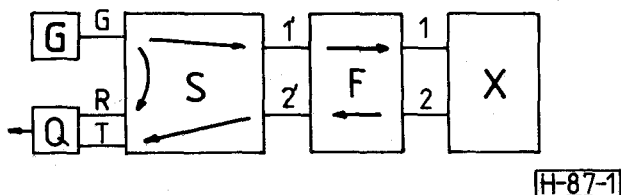
LADVÁNSZKY JÁNOS

1978-ban végzett a BME Villamosmérnöki Karának híradástechnika „B” szakán. Egyetemi hallgatóként nemlineáris áramkörök és térszámítás témakörben végzett tudományos diákköri munkát.

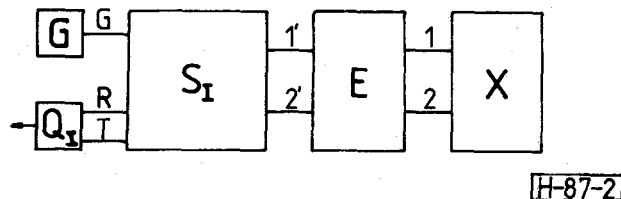
1978 óta a Távközlési Kutató Intézetben dolgozik. Kezdetben mikrohullámú félvezetők modellezési és mérés technikáival foglalkozott. Jelenleg aspiráns, és a széles-sávú, nemlineáris erősítők témakörében végez kutatómunkát.

R bemenetig egyforma az átvitel, akkor a műszerről egységnyi reflexiót vagy transzmissziót olvashatunk le. A mért eszköz a generátorból a T bemenetre jutó jelet megváltoztatja, de az R bemenetre jutót nem, ezért a két jel hányadosa a mérendő paraméterrel arányos.

Az S elötét, a Q hányadosképző és az F mérőbefogó parazita átviteli és csatolásai mérési hibát okoznak. Említettük, hogy számos publikációban [1–4] a mérési hibákat a 2. ábrán látható E négykapuval modellezik, amely az X mérendő eszköz és az S ideális (parazita csatolás- és reflexiómentes) elötétekből, a Q ideális hányadosképzőből és a G generátorból álló, ideálisnak feltételezett műszer közé van kapcsolva. Ebben a modellben az E négykapu reprezentálja az S elötét, a Q hányadosképző és az F mérőbefogó által okozott mérési hibákat.



1. ábra. A hálózatanalizátor blokkvázlata. G a mikrohullámú generátort, S az S -paramétermérés elötétet, F a mérőbefogót, X a mérendő eszközt, Q a hányadosképzőt jelöli. A berajzolt nyilak az S_{21} mérésének megfelelő fő jelet mutatják



2. ábra. A mérési hibák modellezése hibaáramkörrel. Az E hibaáramkör az 1. ábrán látható S elötét, Q hányadosképző és F mérőbefogó által okozott mérési hibákat modellezi, ezért S_I és Q ideális elötétet ill. hányadosképzőt jelöl

Beérkezett: 1985. VII. 1. (□)

Az X kétkapu reflexiós mátrixának mérni kívánt elemét az S előtétbe épített kapcsolók segítségével választhatjuk ki. A reflexiós mátrix négy elemének megfelelően a különböző kapcsolóállásokhoz az S előtét négy különböző belső struktúrája tartozik. Ideális esetben minden kapcsolóállásban három kapupár között van csatolás, a többi átvitel és az összes reflexió zérus értékű. Az 1. ábra az S_{21} mérésének megfelelő jelutakat mutatja.

A 2. ábrán levő modell érvényességéhez az S előtét négy különböző struktúrájából származó mérési hibákat egyetlen hibaáramkörrel kell modellezni. Korábbi vizsgálataink során igazoltuk [7], hogy a hibaáramkörrel történő modellezés feltételei a következők

1. Az S előtét kapcsolóinak átváltásakor a fő jelutak átvitelei közül egyszerre csak egy változhat meg.

2. Az 1 és 2 kapu reflexiói és a köztük mérhető parazita átvitel a kapcsolók átváltásakor nem változhat meg.

3. A parazita reflexióknak 1-nél, a parazita átvitelnek a fő jelutak átviteleivel legalább egy nagyságrenddel kisebbnek kell lenniük.

3. Kalibráció reciprok áramkörökkel

A mérési hibák korrekciójához meg kell határozni az E négykapu paramétereit. Ehhez kalibrációs méréseket végzünk, ami ismert reflexiós mátrixú áramkörök mérését jelenti. Minden korábbi publikációban azt feltételezték, hogy az E áramkör paramétere reciprok kalibráló áramkörök segítségével meghatározhatók. Megmutatjuk, hogy ez általában nem áll fenn, ezért a kalibrációhoz az E áramkörre vonatkozó további megszorításoknak kell teljesülniük. Ebben a fejezetben elvi vizsgálatot végzünk, melynek alapján a következő fejezetben adjuk meg a kalibráció algoritmusát.

Az E hibaáramkör 4×4 -es méretű S_E reflexiós mátrixát 2×2 -es részmátrixokra bontjuk, melyben a kapuk sorrendje $T, R, I, 2$:

$$S_E = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (i)$$

Jelölje S_X és S_M rendre az X mérendő kétkapu valódi és a műszerről leolvasott reflexiós mátrixát! A 2. ábra alapján, az (1) egyenlet jelöléseivel a valódi és a mért reflexiós mátrix kapcsolata a következő:

$$S_M = A + BS_X(I - DS_X)^{-1}C \quad (2)$$

ahol I a 2×2 -es egységmátrixot jelöli, és feltételeztük, hogy $(I - DS_X)$ nem szinguláris.

A hibakorrekcióhoz az A, B, C, D , mátrixok elemeit kell meghatározni ismert S_{Ci} ($i=1, 2, \dots$) reflexiós mátrixú kalibráló áramkörök S_{Mi} ($i=1, 2, \dots$) mért adatai segítségével, ekkor a (2) egyenletben S_M helyett S_{Mi} , S_X helyett S_{Ci} írható. Az A, B, C, D mátrixok összesen 16 eleme közül csak 15 független, mert B szorzása és C osztása ugyanazzal a komplex számmal a (2) egyenlet szerinti transzformációt változatlanul hagyja.

Tegyük fel, hogy van három kalibráló áramkörünk, melyek reflexiós mátrixai a következők:

$$S_{C1} = 0 \quad S_{C2} = -I \quad S_{C3} = I \quad (3)$$

Mindhárom áramkör reciprok, mert $S_{Ci} = S_{Ci}^T$ ($i=1, 2, \dots$). A (2) és (3) egyenletekből az A és a $C^{-1}DB^{-1}$ mátrixok az alábbi alakban adódnak:

$$A = S_{M1} \quad (4)$$

$$C^{-1}DB^{-1} = -\frac{1}{2}[(S_{M2} - S_{M1})^{-1} + (S_{M3} - S_{M1})^{-1}] \quad (5)$$

Az A és a $C^{-1}DB^{-1}$ mátrixok ismeretében bevezetjük az S_T transzformált reflexiós mátrixot:

$$S_T = [C^{-1}DB^{-1} + (S_M - A)^{-1}]^{-1} \quad (6)$$

Az S_T és az S_X mátrixok kapcsolata a (2) egyenlet alapján a következő:

$$S_T = BS_X C \quad (7)$$

A (7) lineáris egyenlet az alábbi alakban is felírható:

$$\begin{bmatrix} S_{T11} \\ S_{T21} \\ S_{T12} \\ S_{T22} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} S_{X11} \\ S_{X21} \\ S_{X12} \\ S_{X22} \end{bmatrix} = \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} b_{11}c_{11} & b_{12}c_{11} & b_{11}c_{21} & b_{12}c_{21} \\ b_{21}c_{11} & b_{22}c_{11} & b_{21}c_{21} & b_{22}c_{21} \\ b_{11}c_{12} & b_{12}c_{12} & b_{11}c_{22} & b_{12}c_{22} \\ b_{21}c_{12} & b_{22}c_{12} & b_{21}c_{22} & b_{22}c_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{X11} \\ S_{X21} \\ S_{X12} \\ S_{X22} \end{bmatrix}$$

Ezzel a hibakorrekció problémáját a (8) egyenlet invertálására redukáltuk.

Reciprok kalibráló áramkörökkel a K mátrix első és utolsó oszlopának elemeit könnyen megkaphatjuk [8], azonban $S_{C12} = S_{C21}$ miatt a 2. és 3. oszlopban álló elemek összegét tudjuk csak meghatározni. Ha a mérendő áramkörök is reciprok ($S_{X12} = S_{X21}$), akkor ez elég lehet, hiszen ekkor a (8) egyenlet az alábbi alakra egyszerűsödik:

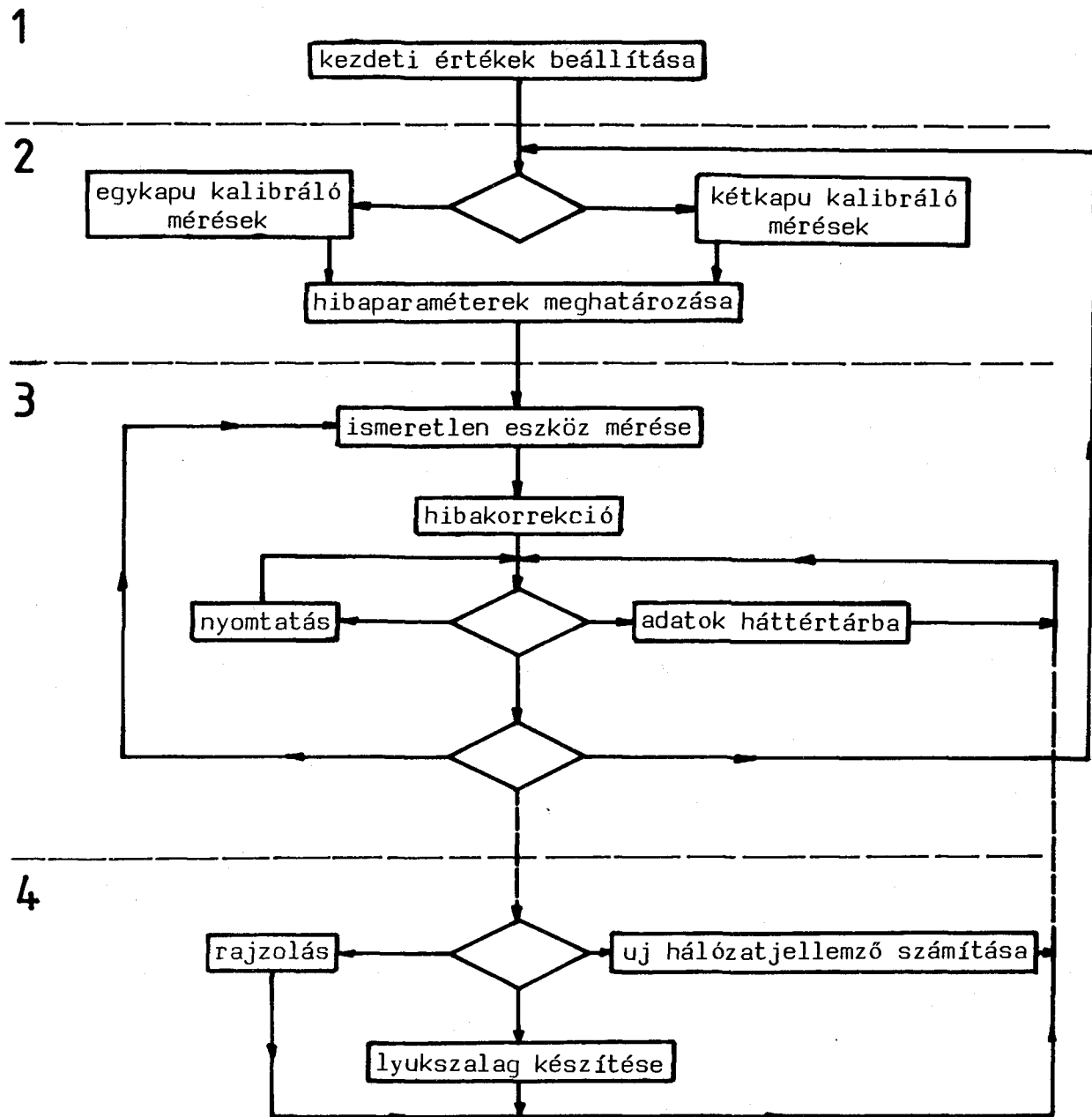
$$\begin{bmatrix} S_{T11} \\ S_{T21} \\ S_{T22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{11} & (k_{12} + k_{13}) & k_{14} \\ k_{21} & (k_{21} + k_{23}) & k_{24} \\ k_{41} & (k_{42} + k_{43}) & k_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{X11} \\ S_{X21} \\ S_{X22} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Ezzel a hibakorrekció problémáját a (8) egyenlet invertálására redukáltuk.

A probléma az, hogy a mérendő áramkör (pl. egy tranzisztor) általában nem reciprok, így további összefüggéseket kell találnunk a K mátrix elemei között. Erre lehetőséget nyújtana az E hibaáramkör reciprocitása, de belátható [7], hogy E általában nem reciprok.

A (8) egyenlet szerint a K mátrix elemei a B és C mátrix elemeinek szorzatai. A B és C mátrix összesen 8 elemet tartalmaz, B szorzása és C osztása ugyanazzal a számmal K -t változatlanul hagyja. Ezért a K mátrixnak legfeljebb 7 független eleme van, a (8) egyenlet alapján meggyőződhetünk arról, hogy a független elemek száma pontosan 7. A K mátrix bármely oszlopában és sorában 3—3 elem független, az 1. és 4. oszlop elemeit már ismerjük. Ezért a kritikus 2. vagy 3. oszlopból pontosan egy elem ismerete szükséges és elegendő az összes többi mátrixelem meghatározásához.

A fenti gondolatmenetből fontos következtetések vonhatók le. Egyrészt az, hogy K elemeinek meghatározásához, így a kalibrációhoz általában nonreciprok



H-87-3

3. ábra. A kalibrációt, a hibakorrekciót és a mérés vezérlését végző számítógép-program blokkvázlata

áramkör is szükséges. Ismert reflexiós mátrixú nonreciprok áramkörrel azonban a gyakorlatban nem rendelkezünk, ezért meg kell vizsgálni azt is, mikor végezhető el a kalibráció reciprok áramkörökkel. A fenti gondolatmenet alapján a kalibráció pontosan akkor végezhető el reciprok áramkörökkel, ha a K mátrix 2. vagy 3. oszlopának egy elemét ismerjük.

Az utóbbi feltétel a gyakorlatban úgy teljesül, hogy B és C diagonálmátrixra egyszerűsödik, ugyanis a diagonálison kívüli elemek (b_{12} , b_{21} , c_{12} , c_{21}) az S előtét parazita átviteleit reprezentálják és gyakorlatilag elhanyagolhatók [7], teljesítve ezzel a 2. fejezet 3. feltéte-

lét is. Megjegyezzük, hogy vannak nem elhanyagolható, de a 2. fejezetben megadott feltételeket teljesítő parazita átvitelek is [7].

4. Hibakorrekció

Az előző fejezetben elméleti vizsgálatot végeztünk, melyben figyelmen kívül hagytuk a feltételezett kalibráló elemek reflexiós mátrixának gyakorlati realizálhatóságát. Ebben a fejezetben az elvi eredmények alapján olyan kalibrációs és hibakorrekciós algorit-

must mutatunk be, amelyhez a gyakorlatban jól realizálható kalibráló áramköröket használunk fel: kétoldali illesztett lezárót (két 50 ohmos ellenállás), kétoldali rövidzárt és φ elektromos hosszúságú átmenetet. Reflexió mátrixaik rendre a következők:

$$S_{C1} = \mathbf{O}, \quad S_{C2} = -\mathbf{I}, \quad S_{C3} = e^{-\varphi} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

A jelölések egyszerűsítésére két speciális mátrixműveletet vezetünk be. Legyen $\mathbf{X} = [x_{ij}]$ és $\mathbf{Y} = [y_{ij}]$ két azonos méretű mátrix. \mathbf{X} és \mathbf{Y} elemenkénti szorzását és osztását a következőképpen értelmezzük:

$$\mathbf{X} \times \mathbf{Y} = [x_{ij} y_{ij}] \quad \mathbf{X} : \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} x_{ij} \\ y_{ij} \end{bmatrix} \quad (11)$$

A hibakorrekcióban \mathbf{B} és \mathbf{C} diagonális tulajdonságát használjuk ki. Bevezetjük a \mathbf{B} és \mathbf{C} elemeiből álló \mathbf{H} mátrixot:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} c_{11} b_{11} & c_{11} b_{22} \\ c_{22} h_{11} & c_{22} b_{22} \end{bmatrix} \quad (12)$$

Diagonális \mathbf{B} és \mathbf{C} esetén a (2) egyenlet alapján a hibakorrekció a következő:

$$S_x = [\mathbf{D} + \mathbf{H} \times (\mathbf{S}_M - \mathbf{A}^{-1})^{-1}] \quad (13)$$

A kalibráció az \mathbf{A} , \mathbf{D} és \mathbf{H} mátrixok meghatározását jelenti, melyet a (10) és (13) egyenletek alapján végezhetünk el:

$$\mathbf{A} = \mathbf{S}_{M1} \quad (14)$$

$$\mathbf{H} = (\mathbf{S}_{C2}^{-1} - \mathbf{S}_{C3}^{-1}) : [(\mathbf{S}_{M2} - \mathbf{S}_{M1})^{-1} - (\mathbf{S}_{M3} - \mathbf{S}_{M1})^{-1}] \quad (15)$$

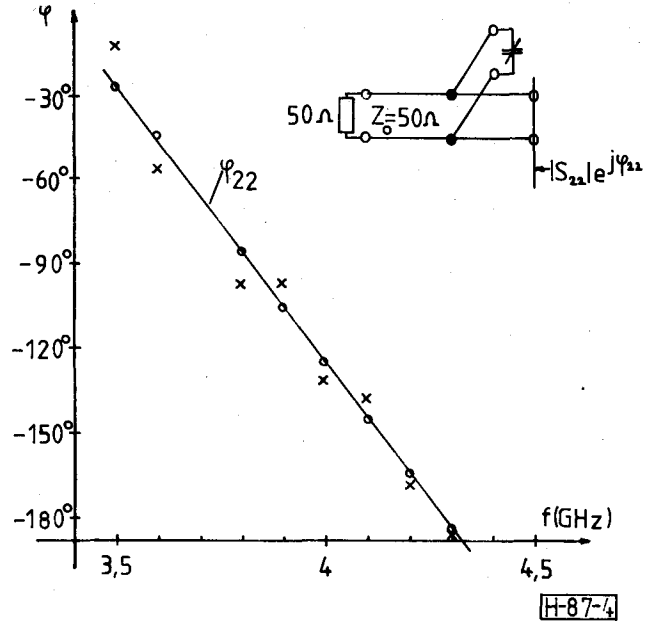
$$\mathbf{D} = \mathbf{S}_{C2}^{-1} - \mathbf{H} \times (\mathbf{S}_{M2} - \mathbf{S}_{M1})^{-1} \quad (16)$$

A (12) összefüggésből látjuk, hogy a \mathbf{H} mátrixnak csak 3 eleme független, míg az \mathbf{A} és \mathbf{D} mátrixoknak általában négy-négy eleme. Így a rendszert egy frekvencián összesen 11 komplex szám jellemzi.

5. Számítógép-program

A fenti számítások elvégzésére és a mérés vezérlésére többféle, ~ 30 kbyte memóriakapacitású számítógépen futtatható programot készítettünk, melyek blokkvázlatát a 3. ábra mutatja. A program alapváltozata három részből áll, melyek közül egyidejűleg csak egy van a számítógép memóriájában. Az első rész a kezdeti értékek beállítását, a második a kalibrációt, a harmadik az ismeretlen eszköz mérését vezérli. A program bővített változatai rajzdokumentáció készítésére, a mért adatokból a felhasználó által definiált hálózattjellemzők meghatározására és a mért adatok 8 csatornás lyukszalagon történő tárolására is alkalmasak. A lyukszalagon tárolt mért paraméterek nagyobb számítógépen futtatható hálózatanalízis és optimalizáló program [9] számára szolgáltatnak kiinduló adatokat.

A 3. ábrán látható 2. számú programrész többféle kalibráció elvégzésére nyújt lehetőséget. Ha a mért eszköz egykapu, akkor egyszerűbb a kalibráció [5]. Ebben az esetben kalibráló áramkörként illesztett lezárót, rövidzárt és szakadást használunk. A mérési



4. ábra. Mikrosztríp tápvonalat söntöltő trimmerkondenzátor reflexiójának fázisa a frekvencia függvényében. A műszerről leolvasott fázist kereszt, a hibakorrekció utáni fázist kör jelöli

pontosság növelésére a változtatható lezáró (sliding load) kezelést, a mért adatokra történő kör-illesztést [6] és a szakadás kapacitív modelljét is beépítettük a programba.

Az egyik programváltozat a csőtápvonalas méréseket is lehetővé teszi. Ekkor a harmadik kalibráló elem a szakadás helyett olyan rövidzár, melynek a referenciasíktól mért távolsága előírt mértékben változtatható.

Kétkapu mérése esetén a 4. fejezet szerinti három kalibráló kétkaput használjuk, melyek frekvenciánként 12 mért adatot szolgáltatnak. A hibaparaméterek száma csak 11, ezért egy mért adatot a kalibráció ellenőrzésére használunk fel.

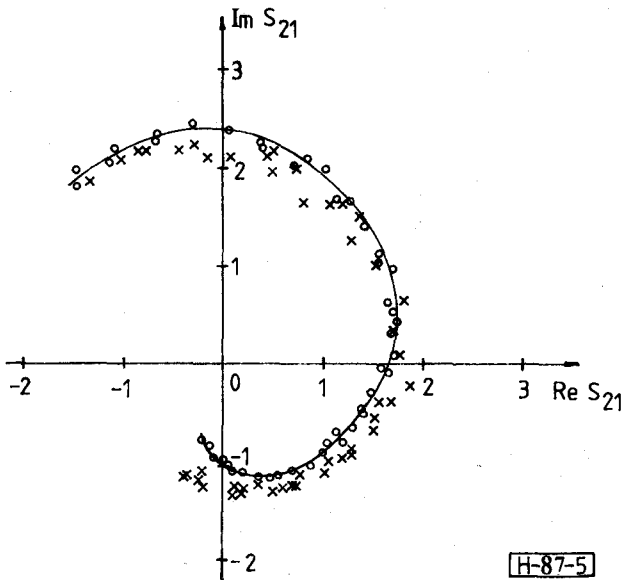
Hangsúlyozzuk, hogy a (13) egyenlettel megadott algoritmus alapján készített számítógép-program az irodalomból ismert programoknál [1–4] lényegesen hatékonyabb mérést tesz lehetővé.

Egy 50 frekvenciapontban végzett mérés ideje a kalibrációval együtt hozzávetőleg negyed órát vesz igénybe. A bemutatott program és mérőapparátus a Távközlési Kutató Intézet központi laboratóriumában működik.

6. Példák

Ebben a fejezetben három példát közlünk, melyek a hibakorrekció szükségességét és a bemutatott számítógép-program használhatóságát igazolják.

1. példa. Ismert, hogy passzív eszközök reflexiói egynél kisebb abszolút értékűek. A mérési hibák következtében azonban a műszerről leolvasott reflexió egynél nagyobb abszolút értékű is lehet. A kísérletek során 10 cm hosszúságú koaxiális tápvonal végére rövidzárt helyeztünk és a tápvonal szabad végének reflexióját mértük. A műszerről $f=3,6$ GHz-en $S_{M11} = 1,2$ értéket olvastunk le, amely a hibakorrekció



5. ábra. A CFY 11 típusú térvezérlésű tranzisztor S_{21} paramétere a 2–12 GHz-es frekvenciasávban, $U_{DS} = 4$ V, $I_D = 30$ mA-es munkapontban. A műszerről leolvasott értékeket kereszt, a hibakorrekció utáni értékeket kör jelöli

után $S_{x11} = 0,98$ értéket eredményezett, a várakozásnak megfelelően.

2. példa. Mikrosztríp tápvonalat söntölő trimmer-kondenzátor reflexiójának fázisát mutatja a 4. ábra. Látható, hogy a mérési hibák hatására a fázismenet szabálytalan, míg a hibakorrekció után kapott pontok jó közelítéssel egy egyenesre esnek, az elvi megfontolásokkal összhangban. A korrekció előtti és utáni adatokra regressziós egyeneseket fektetve azt tapasztaltuk, hogy a korrekció hatására a mért pontok regressziós egyenestől vett átlagos távolsága körülbelül egytizedére csökkent.

3. példa. CFY 11 típusú térvezérlésű tranzisztor reflexiós mátrixának S_{21} elemét látjuk az 5. ábrán a 2–12 GHz-es frekvenciasávban, $V_{DS} = 4$ V, $I_D = 30$ mA munkapontban. A hibakorrekciót a 4. fejezetben leírt algoritmussal végeztük el. A 2. példához hasonlóan a műszerről leolvasott adatok szórása nagyobb, mint a korrigált adatoké. Az is megfigyelhető, hogy a korrekció hatása nagy frekvenciákon különösen erős, ami a tranzisztor határfrekvenciájának becslésében érzékelhető a legjobban.

7. Záró megjegyzések

A cikkben megadtuk a hálózatanalizátor-elrendezés hibaáramkörrel történő modellezésének és reciprok áramkörökkel történő kalibrációjának feltételeit. Al-

goritmust adtunk a kalibrációra és a hibakorrekcióra, és ezek felhasználásával a mérés vezérlésére és kiértékelésére alkalmas programot dolgoztunk ki.

Az eljárás gyakorlati alkalmazhatóságát döntően befolyásolja a felhasznált kalibráló elemek minősége. Megfelelő minőségű kalibráló elemek előállítása bonyolult és drága. Ezért felvetődik a kérdés, hogy a hibaparaméterek számát változtatlanul hagyva mennyi a legkevesebb adat, amit a kalibráló elemekről *a priori* ismernünk kell. A minimális számú adatot igénylő kalibráció kidolgozása a továbbfejlesztés egyik iránya lehet.

8. Köszönetnyilvánítás

Köszönetet mondok mindazoknak, akik érdeklődésükkel, futtatási tapasztalataik közlésével, a méréshez szükséges anyagok és eszközök biztosításával a kitűzött cél elérését megkönnyítették számomra.

Külön köszönöm dr. Baranyi Andrásnak az elméleti vizsgálatokban való részvételét. A nonreciprok kalibráló elem szükségességére az itt közölttől eltérő gondolatmenettel ő mutatott rá először.

Köszönöm dr. Kása István rendszeres érdeklődését és azt, hogy a témakör kiterjedt szakirodalmában való tájékozódásában segített.

Végül köszönöm Printz Imrének, hogy műszereket és számos segédeszközt biztosított számomra.

IRODALOM

- [1] Adam, S. F.: Automatic Microwave Network Measurements, Proc. of the IEEE, April 1978, pp. 384–391.
- [2] Gelinovatch, V. G.: Computer Program for the Direct Calibration of Two-Port Reflectometers for Automated Microwave Measurements, IEEE Trans. on MTT, Jan. 1976, pp. 45–47.
- [3] Speciale, R. A.: A Generalization of the TSD Network-Analyzer Calibration Procedure, Covering n-Port Scattering-Parameter Measurements, Affected by Leakage Errors, IEEE Trans. on MTT, Dec. 1977, pp. 1100–1115.
- [4] Fitzpatrick, J.: Error Models for Systems Measurement, Microwave Journal, May 1978, pp. 63–66.
- [5] Bianco, B., Corana, A., Ridella, S. and Simicich, C.: Evaluation of Errors in Calibration Procedures for Measurements of Reflection Coefficient, IEEE Trans. on IM, Dec. 1978, pp. 365–358.
- [6] Kása I.: A Circle Fitting Procedure and Its Error Analysis, IEEE Trans. on IM, March 1976, pp. 8–14.
- [7] Ladvánszky J., Baranyi A.: Mikrohullámú tranzisztorok mérése, TKI tanulmány, Bp. 1979. nov. TKI-I-79-333-3.
- [8] Baranyi A., Ladvánszky J.: On the Exact S-parameter Measurement of Active Devices, Proc. of the 10th European Microwave Conference, Warszawa, 8–11th Sept. 1980, pp. 278–282.
- [9] Valtonen, M., Ladvánszky J.: Lineáris aktív áramkörök tervezése a frekvenciatartományban az APLAC 35 számítógépprogram segítségével, felhasználói dokumentáció, Budapest, 1981. dec. 30.