

NEMLINEÁRIS, MIKROHULLÁMÚ ÁRAMKÖRÖK TELJESÍTMÉNYILLESZTÉSE

LADVÁNSZKY JÁNOS
Távközlési Kutató Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

Ebben a cikkben hangolt kimenetű, nemlineáris, mikrohullámú áramkörök maximális teljesítményű terhelésére adunk meg zárt kifejezéseket. Az elméleti eredményeket kísérletileg igazoljuk.

1. Bevezetés

Nemlineáris áramkörök maximális kimenőteljesítményű munkapontjának meghatározása gyakori feladat, különösen a mikrohullámú áramkörök tervezése során. Az 1. ábrán mikrohullámú teljesítményerősítő blokk vázlat látható, amely aktív eszköz (tranzisztort) és csatolóhálózatokat tartalmaz. Tételezzük fel, hogy a jelforrásokból kivehető maximális teljesítmény rögzített, és azt, hogy a bemeneti csatolóhálózatot már ismerjük. Keressük azt a kimeneti csatolóhálózatot, amely a terhelésen maximális teljesítményt biztosít.

A maximális kimenőteljesítmény elérése érdekében a csatolóhálózatok veszteségeit a lehető legkisebbre kell csökkenteni. Ezért a tervezés első lépésében rendszerint veszteségmentes csatolóhálózatot tételeznek fel. Az áramkörök elméletéből számos módszert ismerünk, melyek veszteségmentes, ellenállással lezárt, adott bemeneti reflexiójú, elosztott paraméterű kótkapú szintézisére alkalmasak [1]. Ezért a feladat megoldásához elegendő az 1. ábrán látható tranzisztor kimenetén maximális teljesítményt biztosító, Γ_L -lel jelölt reflexió ismerete.

Ebben a cikkben a kitűzött problémát szinuszos jelforrás és sáváteresztő jellegű, kis sávzélességű csatolóhálózatok esetére oldjuk meg. A 2. fejezet az eddig ismert eredmények összefoglalását, a 3. fejezet a feladat megoldásának elméleti megalapozását tartalmazza. A maximális teljesítményt biztosító terhelő reflexióra vonatkozó képleteket a 4. fejezetben adjuk meg, a kísérleti igazolással együtt.

Célunk egy megoldás gondolatmenetének bemutatása. Ezért a közölt állítások egzakt bizonyítását elhagytuk. A gondolatmenet részletes kifejtése a [15] referenciában található meg.

Beérkezett: 1988. IX. 7. (□)

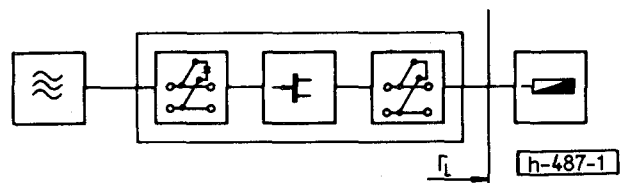
LADVÁNSZKY JÁNOS

A BME Villamosmérnöki Karán végzett 1978-ban. Azóta a Távközlési Kutató Intézetben dolgozik, jelenleg tudományos főmunkatárs. 1988-

ban kandidátusi fokozatot szerzett. Érdeklődési köre: az áramkörök elmélete, mikrohullámú alkalmazásokkal. 1985-ben az MTA Távközlési Rendszerek Bizottság tanácskozó tagjává választották.

2. A teljesítményillesztés ismert összefüggései és kísérleti módszerei

Az 1. ábrán látható jelforrás és erősítő együttes hálózatelméleti modellje nemlineáris, memóriával rendelkező, aktív egykapu. Gondolatmenetünket az egyszerűbb esetekre, a lineáris és memóriával nem rendelkező aktív egykapukra vonatkozó irodalmi eredmények bemutatásával kezdjük.

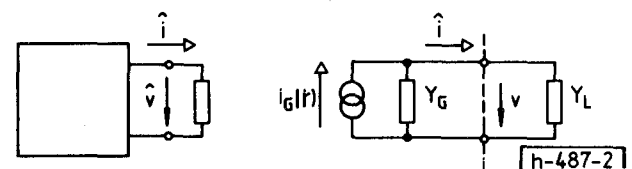


1. ábra. Mikrohullámú erősítő blokkvázlata

Tekintsük a 2. ábrán látható, független áramforrásból és ezzel párhuzamosan kapcsolt, állandó Y_G belső admittanciából álló generátort, melyet az Y_L admittanciával terhelünk. Az admittanciákat valós és képzetes részre bontjuk:

$$Y_G = G_G + jB_G \quad (2.1)$$

$$Y_L = G_L + jB_L \quad (2.2)$$



2. ábra. Lineáris generátor modellezése Thevenin ekvivalenssel

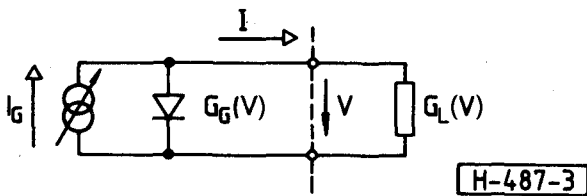
ahol G_A a konduktanciát, B a szuszceptanciát, j a képzetes egységet jelöli. A teljesítményillesztés lineáris belső admittanciára vonatkozó esetei széles körben ismertek [2]. Szinuszos áramforrás és pozitív valós részű Y_G admittancia esetén az optimális terhelő admittancia a generátor-admittancia konjugáltja:

$$G_L = G_G \quad (2.3)$$

$$B_L = -B_G \quad (2.4)$$

Ez a megoldás az áramforrás tetszőleges amplitúdója mellett érvényes, és csak egy olyan terhelő admittancia létezik, melynél a teljesítmény globális maximumot vesz fel. A (2.3–4) összefüggések alapvető fontosságúak a lineáris áramkörök tervezésében.

Nemrég megoldott, érdekes probléma a napelem teljesítményillesztése [3], amely a 3. ábra szerint nemlineáris, rezisztív generátor-admittanciával és párhuzamosan kapcsolt áramforrással modellezhető. Keresett az áramforrás tetszőleges árama esetén maximális teljesítményt disszipáló terhelés karakterisztikája.



3. ábra. Napelem teljesítményillesztése. A napelemet a napsugárzás erősségétől függő áramú áramforrás és a dióda modellezi

Ha a generátor belső konduktanciájának karakterisztikáját $G_G(V)$ -vel jelöljük, akkor a maximális teljesítményű terhelés $G_L(V)$ konduktanciájára az alábbi kifejezés adódik:

$$G_L(V) = G_G(V) + V \frac{dG_G(V)}{dV} \quad (2.5)$$

A teljesítménymaximum létezéséhez más kvalitatív feltételeknek is teljesülniük kell. Ezeket a „maximális teljesítmény tétel” [3] foglalja össze.

A nemlineáris, mikrohullámú erősítők egyik fent felsorolt csoportba sem sorolhatók. Ezért a maximális kimenőteljesítmény elérésére az aktív eszköz (tranzisztor) nagyjelű mérésén alapuló módszereket dolgoztak ki. Kezdetben a lineáris áramkörökre értelmezett reflexió-s mátrix elemeinek szintfüggését tételezték fel [4]. Az így bevezetett ún. „nagyjelű S-paraméterek” alkalmazására azonban erős korlátok adódnak.

Gyakorlati feladatok megoldására is alkalmas az a módszer, melyben a nemlineáris eszközt az állandó kimenőteljesítményhez tartozó terhelés reflexiójának helygörbéjével („load-pull”) jellemzik, állandó bemenőteljesítmény mellett [5]. A módszer hátránya, hogy igen komplikált, anyag- és munkai igényes mérést tesz szükségessé, és a modell nem alkalmas visszacsatolást tartalmazó áramkörök tervezésére.

Ez utóbbi hátrányt küszöböli ki a kétkapú reflexió-s leírófüggvények bevezetése, amely az eszköz általánosabb jellemzését teszi lehetővé, azonban ennek megfelelően lényegesen nagyobb számú mérést igényel [6].

Mindhárom módszer egyik célja a legnagyobb kimenőteljesítményhez tartozó terhelő reflexió meghatározása.

Azonban arra a — bennünket leginkább érdeklő — kérdésre, hogy az optimális terhelés adatai milyen explicit kapcsolatban vannak az aktív eszköz modellparamétereivel, nem találunk egyértelmű, általános érvényű választ.

A lineáris áramkörök elméletéből ismert megállapítások hatására sokáig feltételezték azt, hogy a nemlineáris eszköz nagyjelű kimeneti reflexiójának konjugáltja biztosítja a maximális kimenőteljesítményt. A hetvenes évek vége óta számos méréssel bizonyították, hogy ez nincs így: mikrohullámú tranzistorok esetén a teljesítményszint növelésével az optimális terhelő reflexió egyre inkább eltér a kimeneti reflexió konjugáltjától [7]. Egy későbbi cikkben a nemlineáris eszköz kimenetét áramforrással párhuzamosan kapcsolt nemlineáris konduktancia és kapacitás párhuzamos kapcsolásával modellezve, empirikus összefüggést közöltek a generátor és az optimális terhelés konduktanciájának kapcsolatára [8]. A modellben szereplő kapacitást egy újabb cikkben lineárisnak tekintve arra az állításra jutottak, hogy az optimális terhelés szuszceptanciája a generátor szuszceptanciájának -1-szerese [9].

A nemlineáris, memóriával rendelkező egykapuk teljesítményillesztési problémájának legáltalánosabb megoldását Wyatt adta meg [10]. Eredményei lényegében a [3] cikkben közölt eredmények Hilbert térbeli függvényekre vonatkozó matematikai általánosításai. A szerző megjegyzi, hogy az általa megadott optimális terhelés általában nem kauzális, így eredményei áramkörök tervezésére közvetlenül nem alkalmazhatók.

A fentiekből kitűnik, hogy az általános elvi megfontolások nem realizálható eredményre vezetnek, vagy olyan feltételezésből indulnak ki, amelyek a bevezetőben kitűzött feladatban nem teljesülnek. A gyakorlati eredmények pedig túl speciálisak, vagy bonyolult mérési elrendezést igényelnek. Az alábbi-

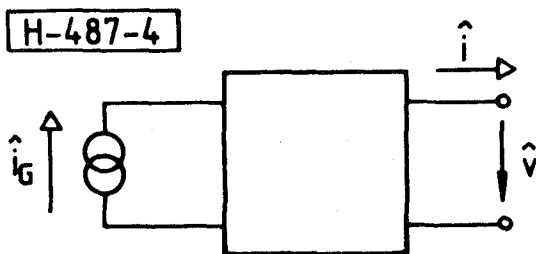
akban a kétféle megközelítés közötti távolságot próbáljuk áthidalni.

3. Elméleti alapok

Az előző fejezetben ismertetett, a teljesítményillesztésre vonatkozó (2.3—5) egyenletek meghatározásához a generátort Thevenin ekvivalens (2. ábra), vagy ahhoz hasonló felépítésű áramkörrel (3. ábra) modelleztük. Az 1. ábrán a jelforrás és az erősítő együttes hálózatelméleti modellje nemlineáris, memóriával rendelkező generátor. Az a probléma, hogy lehet-e ezt az áramkört a Thevenin ekvivalenshez hasonló felépítésű modellel reprezentálni.

A 2. ábra lineáris generátor Thevenin ekvivalenssel történő modellezését mutatja. A generátor belső felépítését általában nem ismerjük, ezért az ábra bal oldalán a generátort fekete doboz reprezentálja. A Thevenin-ekvivalensben szereplő független áramforrás $i_G(t)$ áramának és az Y_G belső admittanciának a meghatározása a generátor és a modell áram- feszültség karakterisztikájának azonosságán alapszik: ha $v = \hat{v}$ fennáll, akkor az $i = \hat{i}$ egyenlőségnek is teljesülnie kell.

A Thevenin-ekvivalens a következő tulajdonsággal rendelkezik. Tételezzük fel, hogy a 2. ábrán fekete dobozzal jelölt generátor fizikai helyettesítő áramköre független áramforrást is tartalmaz, ezt a 4. ábrán a fekete dobozból kiemeljük. Ha a kiemelt áramforrás i_G áramát változtatjuk és az áramkör többi paraméterét rögzítjük, akkor a Thevenin-ekvivalensben csak az i_G -vei jelölt rövidzárási áram változik meg, az Y_G belső admittancia változatlan marad.



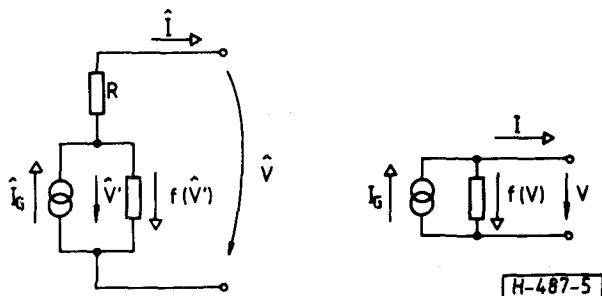
4. ábra. A Thevenin-ekvivalens egy tulajdonságának magyarázatához

A rövidzárási áram változására mutat példát a 3. ábra, ahol napelem teljesítményillesztésének problémáját ábrázoltuk. Az i_G áram a megvilágítás erősségétől függ.

Lényeges eltérés a 2. ábra áramköréhez képest, hogy a generátor belső vezetése nemlineáris, és az, hogy itt nem a 2. ábrán látható modellezési eljárást követtük. A napelem helyettesítő áramköre a 3. ábrán

látható modellnél bonyolultabb, például az 5. ábra szerint soros ellenállást is tartalmazhat.

Vizsgáljuk meg annak a lehetőségét, hogy tetszőleges I áram esetén hozzárendelhető-e a Thevenin-ekvivalenshez hasonló modell a napelem 5. ábrán



5. ábra. Napelem soros veszteségi ellenállást tartalmazó modellje

látható, soros ellenállást is tartalmazó modelljéhez! Az ábra bal oldalán látható áramkört, illetve a jobb oldalon látható modellt a következő egyenletekkel jellemezhetjük:

$$\hat{i} = \hat{i}_G - \hat{f}(\hat{v} + \hat{R}) \quad (3.1 a)$$

$$I = i_G - f(V) \quad (3.1 b)$$

Az egyszerűség kedvéért feltételezzük, hogy \hat{f}^{-1} létezik. Ha i_G értékét rögzítjük, akkor az $I = \hat{i}$, $V = \hat{v}$, $f(0) = 0$ egyenletek alapján i_G és $f(V)$ numerikusan meghatározható. Azonban különböző i_G értékek-nél más-más $f(V)$ karakterisztika adódik. Más szóval, ez a modell nem rendelkezik a lineáris áramkörök Thevenin ekvivalensének fent említett tulajdonságával.

Az említett tulajdonság, t.i., hogy különböző i_G értékekhez ugyanaz az $f(V)$ karakterisztika tartozzon, jelentős számítástechnikai előnyököt biztosítana az 1. ábrán jelölt feladat megoldásában. Ezért a problémát úgy oldjuk meg, hogy a modell érvényességi körét a teljesítményillesztési feladat megoldására szűkítjük le.

A továbbiakban két nemlineáris, rezisztív egykaput teljesítmény-ekvivalensnek nevezünk, ha maximális teljesítményű terhelésük azonos [11].

Belátható [11], hogy amennyiben egy nemlineáris egykapunak létezik maximális teljesítményű terhelése, akkor létezik a Thevenin ekvivalens áramkörrel egyező felépítésű teljesítmény-ekvivalense. A továbbiakban teljesítmény-ekvivalensnek ezt az áramkört nevezzük.

A terhelés karakterisztikájából a teljesítmény-ekvivalens belső vezetéseinek karakterisztikája meghatározható [12].

A teljesítmény-ekvivalens bevezetésének az az értelme, hogy mérésekkel egyszerűen megállapíthatók a modell paraméterei. Erre a kérdésre a 4. fejezetben térünk vissza.

Eddig nemlineáris, rezisztív áramkörökkel foglalkoztunk, a bevezetőben említett erősítő nemlineáris, memóriával rendelkező áramkör. Ahhoz, hogy az 1. ábrán látható áramkört modellezni tudjuk, olyan módszert kell megadnunk, melynek segítségével a nemlineáris, rezisztív áramkörökre vonatkozó eredményeket, így a teljesítmény-ekvivalens fogalmát memóriával rendelkező áramkörökre terjeszthetjük ki [13].

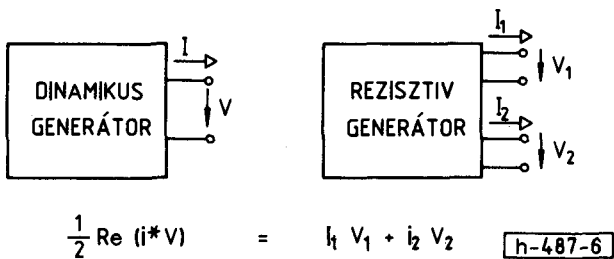
Periódikus gerjesztésű áramkörökre szorítkozunk, melyekben a generátor vagy a terhelés sáváteresztő tulajdonsága lehetővé teszi, hogy szinuszos áramokat és feszültségeket tételezzünk fel:

$$i(t) = \text{Re} (I e^{j\omega_0 t}) \quad (3.2)$$

$$v(t) = \text{Re} (V e^{j\omega_0 t}) \quad (3.3)$$

amelyben I és V jelöli az áram és a feszültség komplex csúcserőértékét, ω_0 a gerjesztés alapharmónikusának körfrekvenciája.

A memóriával rendelkező (dinamikus) generátor egykapuhoz rezisztív kétkaput rendeltünk hozzá, melynek kapuáramait és feszültségeiket rendre I_1 , V_1 , I_2 , V_2 jelöli (6. ábra). Tegyük egyenlővé a kapuá-



6. ábra. A rezisztív generátorokra vonatkozó eredmények kiterjesztése dinamikus generátorokra

ramokat és feszültségeket a dinamikus generátor árama és feszültsége komplex effektív értékének valós és képzetes részével:

$$I_1 = \text{Re} \left(\frac{I}{\sqrt{2}} \right) \quad V_1 = \text{Re} \left(\frac{V}{\sqrt{2}} \right) \quad (3.4)$$

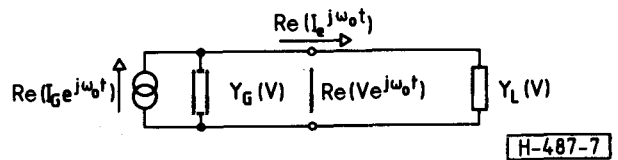
$$I_2 = \text{Im} \left(\frac{I}{\sqrt{2}} \right) \quad V_2 = \text{Im} \left(\frac{V}{\sqrt{2}} \right) \quad (3.5)$$

Ezzel elértük, hogy a dinamikus generátor által leadott hatásos teljesítmény megegyezik a rezisztív generátor teljesítményével:

$$\frac{1}{2} \text{Re}(I^*V) = I_1 V_1 + I_2 V_2 \quad (3.6)$$

Mivel a 6. ábrán látható két generátort kölcsönösen egyértelmű kapcsolatba hoztuk egymással, és a teljesítményeik megegyeznek, ezért a rezisztív generátorra vonatkozó minden eredmény átvihető a dinamikus generátorra is. Ebből következik, hogy amennyiben a dinamikus generátornak létezik maximális teljesítményű terhelése, akkor az előzőleg definiált teljesítmény ekvivalens áramkörrel modellezhető.

Számos kísérleti tapasztalat szerint a tranzisztoros erősítők hasznos kimenő teljesítményének létezik maximuma a bemenő szint szöles tartományá-



7. ábra. Az 1. ábrán látható erősítő modellezése Thevenin ekvivalens áramkörrel

ban. Ezért az 1. ábrán látható erősítőt a 7. ábrán látható módon modellezzük. Gondolatmenetünk szerint ez a modell akkor érvényes, ha a tranzisztor belső visszacsatolása nem hanyagolható el.

4. Hangolt kimenetű nemlineáris áramkörök maximális teljesítményű terhelése

Tekintsük a nemlineáris erősítő 7. ábrán látható modelljét, amely a következő egyenletekkel írható le:

$$I = I_G - V[G_G(V) + jB_G(V)] \quad (4.1)$$

$$I = V[G_L(V) + jB_L(V)] \quad (4.2)$$

Itt $Y_G(V) = G_G(V) + jB_G(V)$ és $Y_L(V) = G_L(V) + jB_L(V)$ rendre a generátor és a terhelés admittancia-leírófüggvényét jelöli. A leírófüggvényt itt a szinuszos gerjesztés és a válasz alapharmónikus komponense közötti összefüggéssel értelmezzük [14].

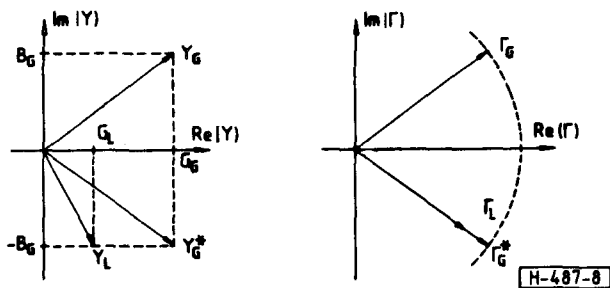
A (4.1) egyenlet felhasználásával felírva a generátor által leadott teljesítményt, ennek maximumát képezve és a (4.2) egyenletet alkalmazva a következő eredményt kapjuk:

$$G_L = G_G + V \frac{dG_G(V)}{dV} \quad (4.3)$$

$$B_L = -B_G \quad (4.4)$$

A (4.3–4) egyenletek olyan nemlineáris terhelő-admittanciát adnak meg, amely a 7. ábrán látható füg-

getlen áramgenerátor tetszőleges I_G árama esetén maximális teljesítményt disszipál.



8. ábra. A teljesítményillesztési feladat feszültség-áram és hullámparaméteres leírást alkalmazó megoldásának összehasonlítása

A (4.3–4) egyenletek szerint a lineáris áramkörre megismert (2.3–4) konjugált reláció nemlineáris áramkörök esetén nem érvényes, de speciális esetként adódik. A (4.3–4) összefüggések a nemlineáris, rezisztív esetre megismert (2.5) formulát is speciális esetként tartalmazzák.

Méréstechnikai okokból a mikrohullámú erősítő teljesítményillesztési problémájának megoldásához jobban illeszkedik a hullámparaméteres leírás. Ezért a következőkben megvizsgáljuk, hogyan lehet a (4.3–4) egyenletekhez hasonlóan a maximális teljesítményű terhelés hullámparaméteres leírását megadni.

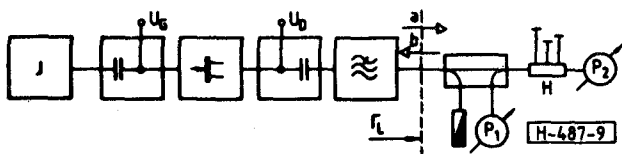
Az előző fejezetben ismertetett gondolatmenet-höz hasonlóan adódik, hogy az 1. ábrán látható erősítőt a Thevenin-ekvivalens hullámparaméteres megfelelőjével is modellezhetjük:

$$a_G + b \Gamma_G(b) = a \quad (4.5)$$

$$a = b \Gamma_L \quad (4.6)$$

ahol a és b a terhelés felé haladó és onnan visszavert hullám komplex amplitúdóit, a_G a független generátor komplex amplitúdóját, $\Gamma_G(b)$ a generátor reflexiósfüggvényét, a terhelés inverz reflexiósfüggvényét jelöli.

A maximális teljesítményű terhelést a következő összefüggések írják le:



9. ábra. Nemlineáris generátor maximális teljesítményű Γ_L terhelhető reflexiójának mérése

$$\Gamma_L = |\Gamma_G(|b|)| + |b| \frac{\partial |\Gamma_G(|b|)|}{\partial |b|} \quad (4.7)$$

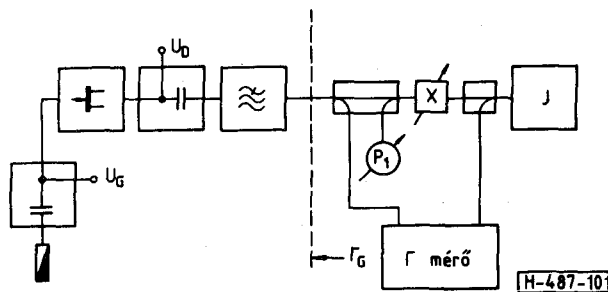
$$\text{arc} \Gamma_L = -\text{arc} \Gamma_G(|b|) \quad (4.8)$$

A (4.7–8) egyenletek olyan nemlineáris terhelést határoznak meg, amely az a_G gerjesztőszint tetszőleges értéke mellett maximális teljesítményt disszipál. Ha a_G értékét rögzítjük, akkor a terhelés karakterisztikájának csak egy pontja adott. Ezt szintfüggetlen Γ_L reflexióval is megvalósíthatjuk.

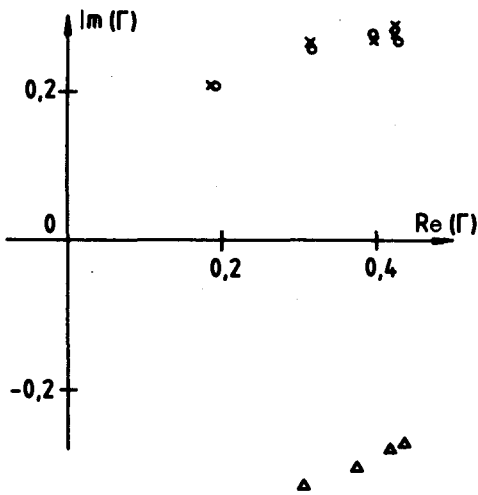
A következőkben a (4.7–8) összefüggések kísérleti igazolását mutatjuk be. A 9. ábrán a szaggatott vonal bal oldalán nemlineáris, memóriával rendelkező generátort ábrázoltunk, amely mikrohullámú jelforrásból, tranzistorbefogó szerkezetben elhelyezett mikrohullámú tervezérlésű tranzistorból, a kapu- és nyelő-elektroda U_G és U_D feszültségét biztosító tápfeszültség-bevezető áramkörökből és aluláteresztő szűrőből áll. A J jelforrás szabályozható amplitúdójú 4 GHz-es szinuszelet szolgáltat. Az alkalmazott tranzistor MSC 88002 típusú, $U_D = 5$ V, $I_D = 75$ mA -es munkapontban üzemel.

A szaggatott vonal jobb oldalán változtatható reflexiójú terhelést ábrázoltunk, amely kettős iránycsatolóból és 50 ohmos lezáróból áll.

A J jelforrás rögzített szintje mellett a H háromcsonkos hangolót úgy állítottuk be, hogy a P_2 teljesítménymérő maximális teljesítményt mutasson. Mivel az iránycsatoló vesztesége kicsi, a P_1 teljesítménymérőn leolvasott érték négyzetgyöke a maximális teljesítményű munkapontoz tartozó b hullámparaméter abszolút értékével arányos. A P_1 teljesítménymérőn mutatott értéket feljegyeztük, ezután a J jelforrást, majd a nyelő- és kapuelektroda U_D és U_G feszültségét kikapcsoltuk. Az áramkört a szaggatott vonal mentén felbontva megmértük a maximális teljesítményű munkapontoz tartozó Γ_L terhelő reflexiót. A mérést a J jelforrás különböző szintjeinél megismételtük, így a $\Gamma_L(b)$ függvény 11. ábrán keresztrel jelölt pontjait kapjuk meg. Ezután a 10. ábra szerint a J jelforrás helyére 50 ohmos lezá-



10. ábra. Nemlineáris generátor Γ_G kimeneti reflexiójának mérése



11. ábra. A (4.10—11) egyenletek kísérleti igazolása
 Jelölések: x — mért Γ_L optimális terhelő reflexió
 D — mért Γ_G kimeneti reflexió
 o — a (4.10—11) egyenlet alapján
 kiszámított Γ_L terhelő reflexió

rót helyeztünk, a szaggatott vonaltól jobbra, a terhelés helyén pedig nagyjelű reflexió mérésére szolgáló elrendezést állítottunk össze. A J jelforrás frekvenciáját az előző mérésnek megfelelően 4 GHz-re állítottuk be, majd az X változtatható csillapítót úgy szabályoztuk, hogy a P_1 teljesítménymérő pontosan az előző mérésben feljegyzett értékek valamelyikét mutassa. Minden feljegyzett értékhez megmértük a nemlineáris generátor Γ_G reflexióját, ezeket a 11. ábrán háromszöggel jelöltük.

Ezután az összetartozó $|\Gamma_G| - |b|$ pontokra való együtthatós polinomot illesztettünk és meghatároztuk a (4.8) egyenletekkel megadott terhelő reflexió értékeit. Az eredményeket a 11. ábrán körrel jelöltük.

A 11. ábráról leolvasható, hogy a maximális kimenőteljesítményhez tartozó terhelő reflexiók számított és mért értékei jó egyezést mutatnak.

Megjegyezzük, hogy mérési eredményeink kvalitatíve összhangban vannak az irodalomból ismert adatokkal [9]. Azonban az irodalomban (4.7—8) egyenletekhez hasonló, a generátor és a maximális teljesítményű terhelés reflexiójának általános összefüggését megadó állítást nem találtunk.

A 11. ábra egyúttal azt is mutatja, hogy miért tartotta számos kutató a lineáris esetre megismert $\Gamma_L = \Gamma_G^*$ relációt a nemlineáris generátorok esetén is érvényesnek. Ha a Γ_G generátor-reflexió szintfüggése kicsi, akkor a (4.10) egyenlet jobb oldalának második tagja elhanyagolható, és az optimális

terhelő reflexió Γ_G^* -hoz igen közeli értéket vesz fel. Mivel a kísérleti tapasztalat szerint a teljesítmény terhelő reflexiótól való függése a teljesítmény maximuma közelében lassan változó függvény, ezért a Γ_G^* -tól való eltérést a gyakorlati esetek egy részében csak igen precíz méréssel lehet megállapítani. Ezért a 9. ábrán látható P_1 teljesítménymérő helyén digitális leolvasású, precíziós műszert alkalmaztunk. A P_2 teljesítménymérő pontossága nem kritikus. Mivel csak a maximumindikálására használtuk fel, az egyetlen követelmény a nagy felbontóképesség volt. Minden reflexiómórist a másodlagos hatások szokásos módon történő csökkentésével, rövidzárral, szakadással és 50 ohmos lezáróval történt hitelesítéssel végeztünk el.

Megjegyezzük, hogy az itt ismertetett kísérleti igazolás egyben általános módszert nyújt nemlineáris, hangolt kimenetű mikrohullámú áramkörök maximális teljesítményű terhelésének meghatározására. A 11. ábra szerinti elrendezésben meg kell mérni a vizsgált áramkör reflexióját, majd a fent leírt módon meghatározható a terhelő reflexió. A módszer csak azt használja ki, hogy a vizsgált áramkör kimeneti jelében a harmonikusok elhanyagolhatók, de független a vizsgált áramkör belső felépítésétől. Ezért az erősítőn kívül frekvencia-sokszorozók, -osztók, keverők és oszcillátorok esetén is alkalmazható.

5. Következtetések

Ebben a cikkben a nemlineáris, mikrohullámú áramkörök teljesítményillesztésére vonatkozó elméleti és gyakorlati eredmények közötti távolság áthidalására törekedtünk. Olyan áramköröket vizsgáltunk, melyek kimenőjele jó közelítéssel szinuszos. Zárt összefüggéseket adtunk meg a maximális teljesítményű terhelés admittancia- és reflexiók leírófüggvényeinek meghatározására. Elméleti eredményeink kísérleti igazolására olyan módszert közöltünk, amely tetszőleges, hangolt kimenetű áramkör maximális teljesítményű terhelésének egyszerű meghatározását teszi lehetővé.

6. Köszönetnyilvánítás

A cikkben ismertetett munkát a Távközlési Kutató Intézetben, intézeti tudományos ösztöndíjasként végeztem.

Köszönöm az Intézettől és aspiránsvezetőmtől, Dr. Baranyi Andrásától kapott sokoldalú támogatást. Köszönöm mindazok közreműködését, akik a fenti eredmények eléréséhez hozzásegítettek.

IRODALOM

[1] Csurgay Á., Markó Sz.: „Mikrohullámú passzív hálózatok”, Mérnöktovábbképző Intézet, 1965

[2] Kuh, E.S., Rohrer, R.: „Theory of Linear Active Networks”, Holden-Day, 1967

[3] Wyatt, J.L., Chua, L.O.: „Nonlinear Resistive maximum Power Theorem, with Solar Cell Application”, IEEE Trans. on CAS, Nov. 1983, pp. 824—828

[4] Chaffin R. J., Leighton W. H.: „Large-Signal S-Parameter Characterization of UHF Power Transistors”, Dig. Tech. Papers, IEEE MTT Int. Microwave Symp., Univ. Colorado, Boulder, June 5, 1973, pp 155—157

[5] Cusach et al.: „Automatic Load Contour mapping for Microwave Power Transistors”, IEEE Trans. on MTT, Dec. 1974, pp. 1146—1152

[6] Baranyi A.: „Nagyjelű mikrohullámú eszközök modellezése”, Híradástechnika, 1986/6, 273—280. old.

[7] Tucker, R.S.: „Third-Order Intermodulation Distortion and Gain Compression in GaAs FET's, IEEE Trans. on MTT, May 1979, pp. 400—408

[8] Tucker, R.S.: „Optimum Load Admittance for a Microwave Power Transistor”, Proc. IEEE, March 1980, pp. 410—411

[9] Tucker, R.S.: RF Characterisation of Microwave Power FET's, IEEE Trans. on MTT, Aug. 1981, pp. 776—781

[10] Wyatt, J.L.: „Nonlinear Dynamic maximum Power Theorem, with Numerical Method”, Research report, Massachusetts Institute of Technology, LIDS-P-1331, Sept. 1983

[11] Ladvánszky, J.: „On the Extension of the Nonlinear Resistive Maximum Power Theorem I”, Proc. of the ISCAC '86, San José, California, USA, May 5—7, 1986, pp. 257—259

[12] Ladvánszky, J.: „On the Extension of the Nonlinear Resistive Maximum Power Theorem II”, Proc. of the 8th International Colloquium on Microwave Communication”, Budapest, Aug. 25—29, 1986, pp. 251—252

[13] Ladvánszky, J.: „Maximum Power Theorem — a Describing Function Approach”, Proc. of the ECCTD '87, Paris, France, Sept. 1—4, 1987, pp. 35—40

[14] Gelb, A., Vander Velde, W.E.: „Multiple Input Describing Functions and Nonlinear System Design”, McGraw-Hill, New York, 1968

[15] Ladvánszky, J.: „Nemlineáris, mikrohullámú áramkörök tervezésének problémái”, kandidátusi értekezés, Budapest, 1987.