

Nagynyereségű mikrosztrip antennák

VÖLGYI FERENC

Budapesti Műszaki Egyetem

Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék



ÖSSZEFOGLALÁS

Az integrált áramkörti technika előnyösen alkalmazható mikrohullámú antennák megvalósítására. A nyomtatott, mikroszalagvonalas antennák (MSA) kedvezőbb geometriai méretekkel rendelkeznek, valamint egyszerűbben gyárthatók, mint a velük azonos teljesítményű egyéb antennatípusok. Áttekintjük az MSA-elemeket és nagyynyereségű antennarácsokat, kihangsúlyozva a gyakorlati tervezési módszereket. A cikk a mikrosztrip antennák főbb jellemzőivel, a tervezés és realizálás kérdéseivel foglalkozik, valamint bemutatja a Budapesti Műszaki Egyetem Mikrohullámú Híradástechnika Tanszékén folyó kísérletek eredményeit. Végül ezen antennák további kutatásához és kísérletekhez szükséges útmutatást ad.

Bevezetés

A legegyszerűbb kivitelű nyomtatott antenna (mikroszalagvonalas antenna, microstrip antenna: MSA) egyetlen vékony szigetelő anyaggal elválasztott két párhuzamos vezető felületről álló szendvics szerkezet. Az alsó vezető (földelő lemez) reflektorként működik, a felső vezető réteg pedig a sugárzó elem, amely lehet pl. egy rezonáns négyszögletes felület (1. ábra), kör alakú felület, rezonáns dipol stb. [1], [2]. Ezen elemi antennák már irányított sugárzást mutatnak, izotróp antennára vonatkoztatott nyereségük [4] azonban nem jelentős.

Nagynyereségű nyomtatott antennák azonos szerkezeti felépítésű (monolitikus) nyomtatott sugárzó sorból, illetve ezekből összeállított sugárzó felületről (sugárzó rács) készíthetők. Az elemeket rendszerint egy nyomtatott áramkörti lap egyik oldalán maratással alakítják ki [3]. Mikroszalagvonalas áramkörök biztosítják a fázisvezérlést és teljesítményszétosztást az oszlopok és sorok elemei között. Aktív elemek (Schottky diódák, mikrohullámú tranzisztorok, PIN-diódás fázistolók stb.) közvetlenül a mikroszalag antennalapra integrálhatók.

A fenti, nyomtatott áramkörti technológiával előállítható antennák előnyös tulajdonságai:

- viszonylag egyszerű (kvázi kétdimenziós) szerkezet,
- kis súly, minimális anyagfelhasználás,
- alacsony gyártási költségek,
- nagy tervezési változatosság (szabadságfok),
- egy darabból állók (integráltak),
- hozzásimulnak az adott felületekhez (sík- vagy konform antennák),
- tetszőleges (lineáris vagy körös) polarizáció,
- egyidejűleg két vagy több frekvencián működő antennák készíthetők,
- moduláris tervezés (elemi antennák, sugárzó sorok és rácsok, aktív és vezérlő elemek),

VÖLGYI FERENC

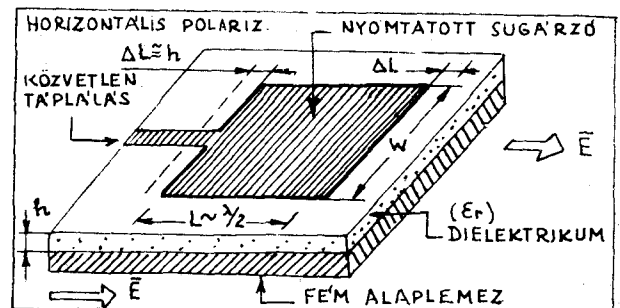
A Budapesti Műszaki Egyetemen szerzett villamosmérnöki diplomát 1964-ben, mikrohullámú szakmérnöki diplomát 1972-ben. A BMÉ Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék oktatója, 1964-óta. Egyetemi adjunktus, a Mikrohullámú Laboratórium vezetője.

Számos tantárgy – Antennák és hullámterjedés, Mikrohullámú eszközök és áramkörök, Áramkörök-II, Mikrohullámú áramkörök számítógépes tervezése – előadója. Kutatási területei: mikrohullámú aktív áramkörök (kis zajú parametrikus erősítők), milliméteres hullámú áramkörök, mikrosztrip antennák.

- speciális antennák készíthetők (adaptív antennák, többretegű antennák, frekvencia vezérlésű mikroszalag antennák, széles irányszög tartományra készült sugárzó sorok, frekvenciaváltós antennák, digitálisan fázisvezérelt antenna sorok stb.),
- végül, de nem utolsósorban: léteznek nagyon jó apertúra hatásfokú sokelemes nyomtatott antennarendszerek [1] 267. old., [12], [13].

A mikroszalag antennák alkalmazásának korlátai között kell említeni a rezonáns elemű antennarendszerek keskeny frekvenciasávját, a sokelemű antennarendszerek tápláló hálózatának veszteségeit (főleg nagyobb mikrohullámú frekvenciákon), valamint az adóantennaként történő alkalmazásoknál a korlátozott ráadható teljesítményt.

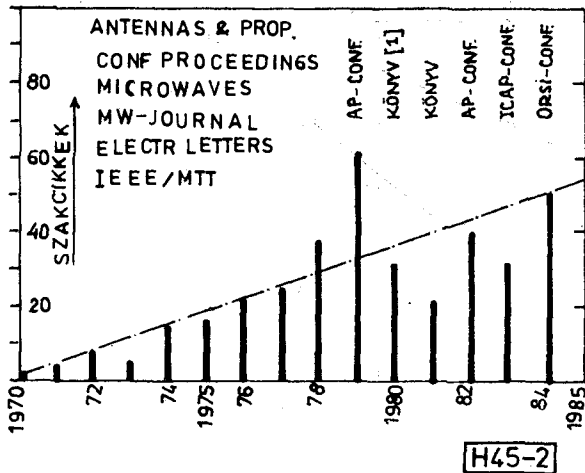
A mai gyakorlatban nyomtatott antennákat használnak a legkülönbözőbb frekvenciákon 100 MHz-től egészen 70 GHz-ig. A méretek szubmilliméterestől (monolitikus rezonáns antenna szubmilliméteres hullámtartományra) 23 négyzetméterig (SEASAT mic-



H45-1

1. ábra. Rezonáns négyszögletes mikrosztrip antenna (MSA)

Béérkezett: 1985. II. 18. (*)



H45-2

2. ábra. Mikrosztrip antennákkal foglalkozó idegen nyelvű szakcikkek száma évi bontásban

rostrip fázisvezérelt antennarács, mérete: 10,7 m × 2,2 m) terjednek, lásd [1] 259. old.

A vázolt gondolatok alapján azt hiszem, nyilvánvaló az a rendkívül nagy érdeklődés, amelyet a külföldi kutatók, szakemberek a mikrosztrip antennák irányában mutatnak. A megjelent idegen nyelvű szakcikkek száma évről évre növekszik. Ennek illusztrálására szolgáljon a 2. ábra hisztogramja, mely az általam ismert, mikrosztrip antenna témájú idegen nyelvű (nagyrészt angol) szakcikkek számát mutatja évenkénti bontásban.

Hazai vonatkozásban elsősorban figyelemfelkeltésnek szántam az [8] előadást, melyben az elemi nyomtatott antennákat, valamint a rezonáns négyzet alakú elemekből [9] felépített sugárzókat [6] ismertettem. Jelen cikket a nagynyereségű nyomtatott antennáknak szenteltem, röviden ismertetve a főbb tervezési megfontolásokat, az érdekesebb realizációkat, vázolván saját kutatási eredményeimet. A sokféle antenna-paraméter közül itt elsősorban a nyereséget vizsgálom, a különféle mikrosztrip antennákat az elérhető nyereség alapján értékelem.

Tervezési megfontolások

Alapanyagok, korlátozások

Bár a mikrosztrip sugárzókat *Deschamps* már 1953-ban felvetette, gyakorlati realizációkra csak a 70-es évek közepén került sor (2. ábra), amikor is megfelelő kis veszteségű, réz vagy arany bevonatú dielektromos szubsztrátumok álltak a tervezők rendelkezésére. Ma ezen jó minőségű anyagok széles skálája ismeretes. Gyakran használt laminátumok például az alábbiak (gyártmány-elnevezések):

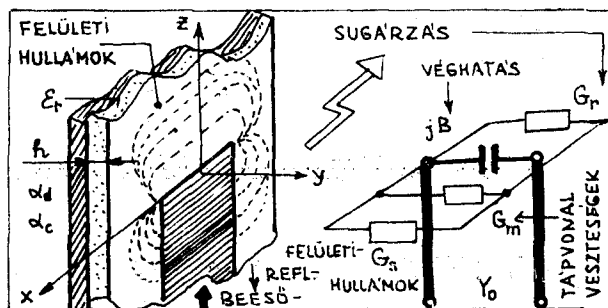
- RT Duroid 5880 (Rogers Corp.),
- K-6098 (3M Company),
- Polyguide (Electronized Chemicals Co.),
- Rexolite-1422.

A Mikrohullámú Híradástechnika Tanszéken sokféle mikrohullámú áramkört (pl. parametrikus erősítők, Gunn-oszcillátorok, Schottky-keverők, legkülönfélébb

szűrők-, gyűrűs rezonátoros áramkörök stb.) fejlesztettünk ki [15] alumínium hátlappal erősített Polyguide (lásd [5] 3.3.1. alfejezet) alapanyagban. Kísérleteim alapján ez a laminátum nyomtatott antennák készítésére is kiváló, vesztesége kicsi, az alumínium hátlap pedig általában feleslegessé teszi további mechanikai merevítők alkalmazását.

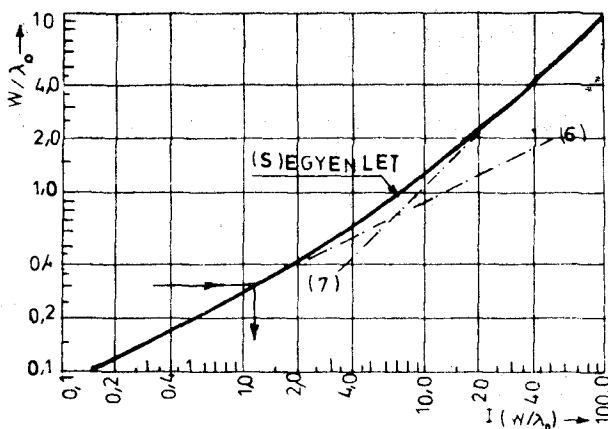
Adott alapanyaghoz és szubsztrátum vastagsághoz hozzárendelhetünk egy véges frekvenciasávot, melyben a nyomtatott antenna paraméterei közel optimálisak. Ennek illusztrálására tekintünk a végén nyitott szalagvonal sugárzásokat is figyelembevéve 3. ábra szerinti helyettesítő képét. Az Y_0 hullámmittancijú mikroszalagvonalra kapcsolt elektromágneses hullám a tápvonal dielektromos- és fémvesztesége következtében csillapodva jut a nyitott véghez, ahol az együttes hatást G_m konduktanciával vehetjük figyelembe. A hullám egy része reflektálódik, másik része a kb. $(w \times h)$ méretű résen keresztül kisugárzódik a környező térbe, illetve felületi hullámot gerjeszt a szubsztrátumban. Ezeket a hatásokat a G_r sugárzási konduktanciával, G_s felületi hullámmal arányos konduktanciával és a véghatást leíró B szuszceptanciával jellemezzük. Alapösszefüggések:

$$G_r = \frac{I(w/\lambda_0)^2}{120\pi^2} \left[1 - \frac{\pi^2}{6} \left(\frac{h}{\lambda_0} \right)^2 \right], \quad (i)$$



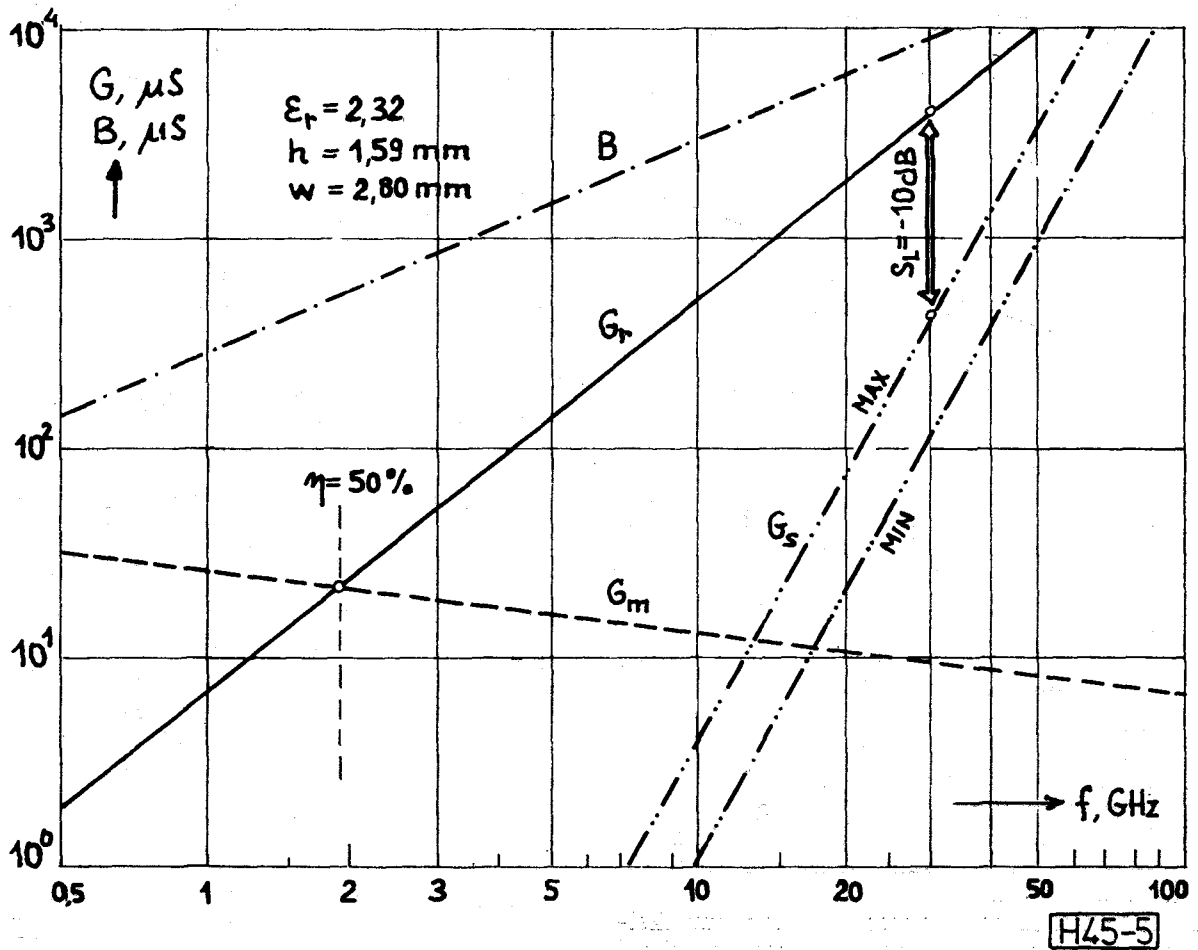
H45-3

3. ábra. Végén nyitott szalagvonal és helyettesítő képe



H45-4

4. ábra. Az $I(w/\lambda_0)$ integrál függvény (5. egyenlet) és aszimptotái



5. ábra. Végén nyitott szalagvonal helyettesíthető képében szereplő elemek frekvenciafüggése

$$G_s = G_r \log [S_L^{dB}/10] \quad S_L = \text{melléknyaláb szint}, \quad (2)$$

$$B = 2,589 Y_0 \left(\frac{h}{\lambda_0} \right) \frac{\epsilon_e + 0,300}{\epsilon_e - 0,258} \cdot \frac{w/h + 0,262}{w/h + 0,813}, \quad (3)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} (i + i2h/w)^{-1/2}, \quad (4)$$

$$I(w/\lambda_0) = \int_0^\pi \sin^2 \left(\frac{w}{\lambda_0} \cos \theta \right) \cdot \text{tg}^2 \theta \cdot \sin \theta \, d\theta. \quad (5)$$

Az $I(w/\lambda_0)$ integrál függvény menetét a 4. ábrán külön megadtam. Közelítő kifejezések:

$$I \cong \frac{4\pi^2}{3} \left(\frac{w}{\lambda_0} \right)^2; \quad w/\lambda_0 \ll 1, \quad (6)$$

$$I \cong \pi^2 \left(\frac{w}{\lambda_0} \right); \quad w/\lambda_0 \gg 1. \quad (7)$$

A tápvonal nyitott végén az eredő (ekvivalens) konduktancia:

$$G_e = G_m + G_r + G_s, \quad (8)$$

ezzel a sugárzó hatásfoka:

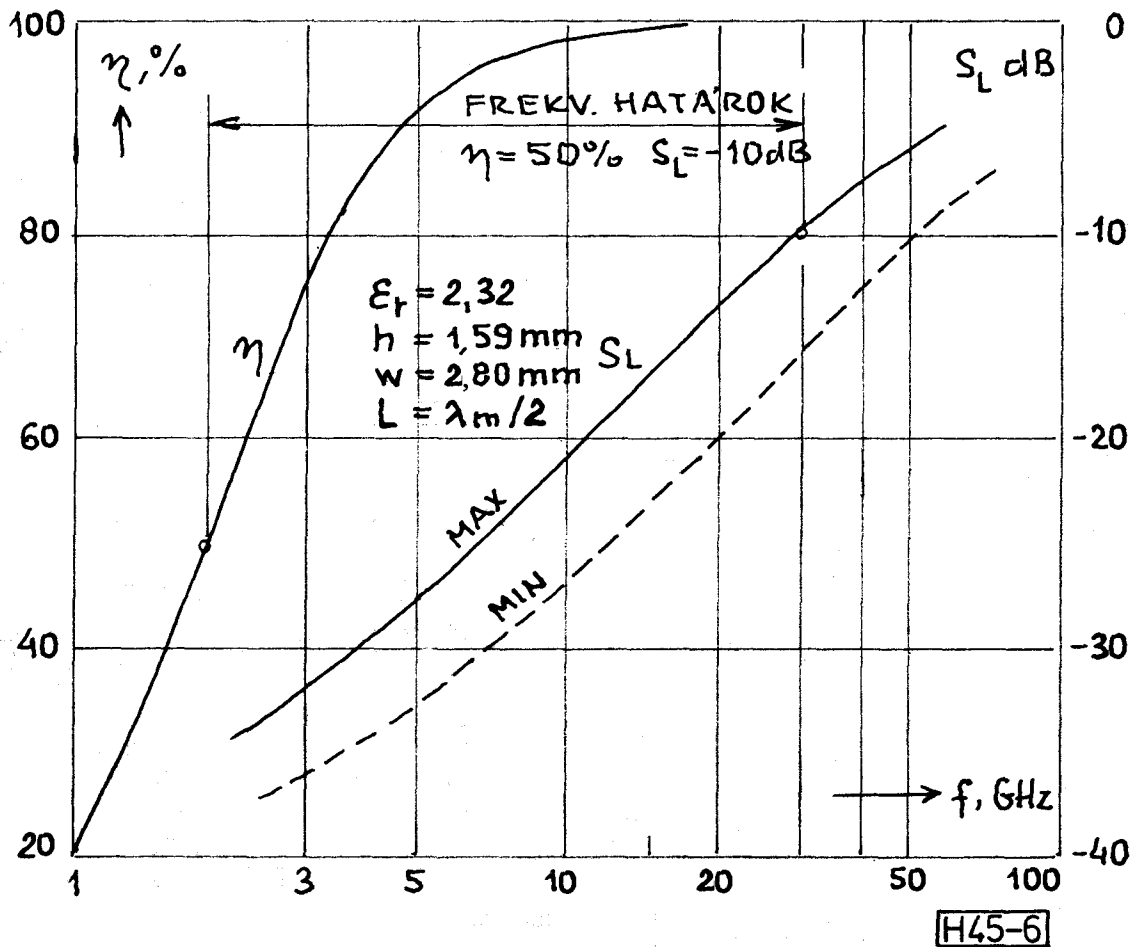
$$\eta = G_r/G_e. \quad (9)$$

A konduktanciák frekvenciafüggését szemléletesen mutatja az 5. ábra, amely 1/16" dielektrikum vastagságú Polyguide anyagra vonatkozik, $w=2,8$ mm szalagszélesség mellett. Látható, hogy kis frekvenciákon $G_s \cong 0$, G_r pedig elhanyagolható G_m -hez képest. A tápvonal nem sugároz, a helyettesítő képben elegendő a végkapacitást és legfeljebb a tápvonal veszteségeket figyelembe venni. Közepes mikrohullámú frekvenciákon jó hatásfokú sugárzót kapunk, elhanyagolható szintű zavaró felületi hullámokkal. Nagy frekvenciákon a dielektrikum síkjába eső sugárzás megnő, az antenna iránykarakterisztika leromlik.

A (9) egyenletből számított hatásfok görbét, valamint a (2) egyenlet alapján meghatározható S_L melléknyaláb szint frekvenciafüggését a 6. ábra mutatja. Elfogadható nyomtatott antennák paramétereinek $\eta \geq 50\%$ és $S_L \leq -10$ dB-t tekintve, a frekvenciahatárok az ábrán megtalálhatók.

Gyártási toleranciák

Az 1. ábrán látható négyzetes nyomtatott antennánál tulajdonképpen két, kb. $(w \times h)$ méretű réssugárzó együttműködéséről van szó, amikor is $L \cong \lambda_m/2$ választás mellett (vagyis a végkapacitásokat vonalhossz rövidítéssel kompenzálva) rezonáns antennát kapunk, $G_A = 2G_r$ antenna sugárzási konduktanciával.



6. ábra. Polyguide alapanyagon realizált $L = \lambda_m/2$ hosszúságú rezonáns MSA hatásfoka és kedvezőtlen esetben fellépő melléknyaláb szintje

A rezonanciafrekvencia:

$$f_r = \frac{c}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_e}}, \quad (10)$$

ahol: c : fénysebesség, ϵ_e a (4) egyenlethől számított effektív dielektromos állandó,

$$\Delta L = \frac{1}{2\pi} \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \arctg \frac{B}{Y_0}, \quad (ii)$$

ahol: B a (3) egyenlettel adott szuszceptancia.

Az optimális elemszélesség:

$$W = \frac{c}{2f_r} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2}. \quad (12)$$

A (10) egyenlet szerinti rezonanciafrekvenciára elvégezve a toleranciaanalízist, a laminátumot szállító cég által adott $\Delta\epsilon_r$, Δh , Δt valamint a fotomaratási technológia során tartható ΔL és ΔW bizonytalanságokat figyelembe véve 1/32''-os Polyguide anyagra a 7. ábrán megadott eredményeket kapjuk. Az X-sávban vagy előlötti frekvenciákon rezonáns nyom-

tatott antennánál a ΔL hosszúságtűrés határozza meg alapvetően a rezonanciafrekvencia pontosságát.

Elemi MSA-k nyeresége

Egy W szélességű réssugárzó irányhatása (irányítottsága):

$$D_1 = \frac{4\pi^2}{I} \left(\frac{w}{\lambda_0} \right)^2, \quad (13)$$

ahol: I az (5) egyenlettel adott integrál (lásd 4. ábra).

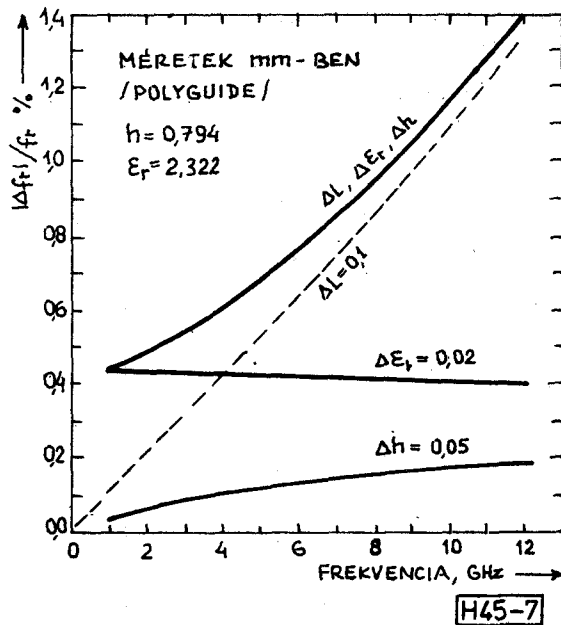
A (6) és (7)-tel adott közelítéseket figyelembe véve:

$$D_1 \cong 3(4,8 \text{ dB}), \quad w/\lambda_0 \ll 1, \quad (14)$$

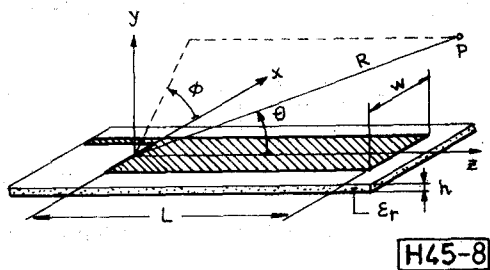
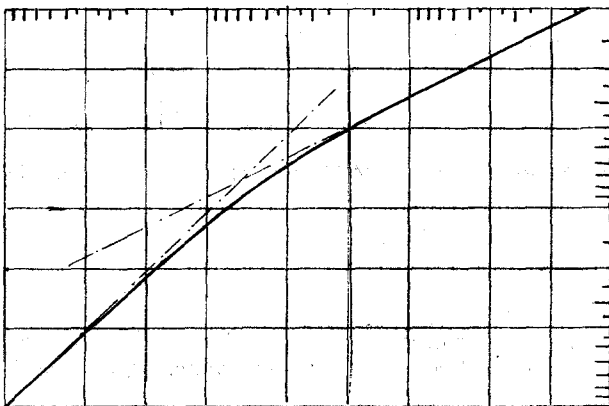
$$D_1 \cong 4(w/\lambda_0), \quad w/\lambda_0 \gg 1. \quad (15)$$

Az 1. ábra szerinti négyszögletes mikrosztrip antenára, amely az E-elektromos síkban két részből áll, az irányhatás:

$$D = \frac{2D_1}{1 + g_{12}}, \quad (16)$$



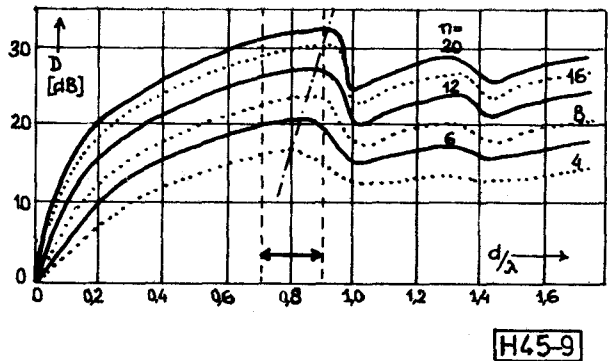
7. ábra. Rezonáns négyszögeletes MSA adott toleranciákhoz tartozó relatív rezonancia frekvencia eltérése



8. ábra. Haladóhullámú mikrosztripp antenna (MTA) és a számításokhoz használt koordináta-rendszer

ahol: g_{12} a normalizált kölcsönhatási konduktancia (lásd [1] 52. old.). Feltételezve, ho $y \ll 1$,

$$D = 2D_1 \quad (17)$$



9. ábra. Rövid dipólusokból felépített nxn elemű négyzet alakú oldalsugárzó rács irányítottsága

A nyomtatott antenna izotróp antennára vonatkozó nyeresége:

$$G_i = \eta D, \text{ ahol } \eta \text{ (9)-cel adott.} \quad (18)$$

Polyguide-hordozókra elvégezve a számításokat az 1...10 GHz frekvenciatartományban 4,5...7,5 dB közötti nyereségértékeket kapunk. Kör alakú nyomtatott antennákra hasonló értékek adódnak. Hogyan növelhető a nyereség? Fenti MSA-kat építő elemnek tekintve, több elem összekapcsolásával képezzünk sugárzó sort, majd sorok összekapcsolásával sugárzó rácsot (felületi antenna), ezzel az irányítottság lényegesen megnövekszik. Másik lehetőség: eleve nagyobb nyereségű elemek (pl. haladóhullámú MSA-k) alkalmazása.

Haladóhullámú vonalsugárzók

A végén illesztetten lezárt haladóhullámú vezeték sugárzását régóta ismerik és hasznosítják az antennás gyakorlatban (lásd [4] 3.17. alfejezet). Nagy távolságú rövidhullámú összeköttetésekhez elterjedten alkalmazzák a vízszintes rombuszantennát, míg URH-frekvenciákon használatos a körpolarizált hullám vételére szolgáló helix-antenna. További típusok, mint pl. a Franklin-antenna, meander-vonalsugárzó közvetlenül is alkalmasak mikrohullámú frekvenciákon működő haladóhullámú mikrosztripp antennák (MTA) létrehozására.

A 8. ábrán vázolt MTA sugárzási karakterisztikájának főiránya:

$$\Theta_M = \cos^{-1}(\beta/k_0), \quad \beta < k_0, \quad (19)$$

ahol:

$$k_0 = 2\pi/\lambda_0, \quad \lambda_0 = c/f, \quad (20)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta, \quad (21)$$

β a hullámvezető struktúra mentén vezetett hullámok fázistényezője, míg α az általuk gerjesztett koherens kisugárzott hullámok következtében fellépő veszteség. Az egyenletekből látható, hogy a maximális sugárzás iránya a frekvenciával vezérelhető (frequency scanning antenna).

Az antenna hullámhosszban mért hosszának (L/λ_0) növelesekor egyre inkább orrsugárzóvá válik, tehát

$\Theta_M \rightarrow 0$. $L \geq 2\lambda_0$ esetén a maximum iránya megegyezik mind haladó, mind állóhullám esetén. Az α -csillapítás növelésekor a fősugárzási irány gyakorlatilag változatlan marad, csak a nullirányok „feltöltődnek”.

Egy W szélességű, L hosszúságú MTA nyeresége (lásd [1] 186. old.):

$$G = \frac{4\pi W L \sin \Theta_M \cdot \tan h(\alpha L/2)}{\lambda_0^2 (\alpha L/2)}. \quad (22)$$

Legyenek egy antenna méretei: $W = \lambda_0/2$, $L = 4\lambda_0$, csillapítása: $\alpha L \cong 10$ dB, közelítőleg oldalsugárzózt feltételezve ($\Theta_M \cong 90^\circ$):

$$D = n^2(k_0 d) \left\{ n k_0 d + 2^{n-1} \sum_{p=0}^{n-1} \frac{n-p}{n} \sin(p k_0 d) \cdot \cos(p k_0 d \cdot \cos \Theta_M) \right\}^{-1} \quad (23)$$

A maximális irányítottságra egy egyszerűbb képlet:

$$D_{\max} \cdot \Theta_E \cdot \Theta_H = 41\,253, \quad (24)$$

ahol Θ_E és Θ_H az E és H síkú 3 dB-es irányélességi szögek (fokokban).

Mekkora nyereséget érhetünk el sokelemű sugárzó ráccsal? Becsléshez használjuk a 9. ábrát, mely rövid dipólusokból felépített $n \times n$ elemű négyzetes oldalsugárzó elrendezés irányítottságára vonatkozik. A diagramból leolvasott értékekből 1,8 dB-t levonva, megközelítőleg izotróp antennára vonatkozó irányítottságot (D_i) kapunk. Az elemek távolságát $0,9 \lambda$ -ra választva $20 \times 20 = 400$ elemű elrendezéssel $D_i \cong 30$ dB adódik. Álljon a rendszer $G_1 \cong 5$ dB nyereségű négyzet alakú nyomtatott elemekből. A teljes elosztó hálózat veszteségére vegyünk fel $A_t = 3$ dB-t, ezzel a teljes rendszer várható nyeresége $G_t \cong 32$ dB.

A 9. ábráról az is leolvasható, hogy az optimális elem-távolság ($0,8 - 0,9 \lambda$ között adódik, elemszámtól függően. Takarékosági okokból $d = 0,7\lambda$ választás mellett sem romlik azonban észrevehetően az antennarendszer irányítottsága.

Határ a csillagos ég?

Meddig érdemes az elemszámot növelni? Közvetlen műsorszóró műhold vételére tervezett, mikrosztríp táplálású nyomtatott széles réssugárzókból felépített 512-elemes antennáról számol be M. Collier [10] cikkében. Negyedhullámú réseket helyezett el egymástól $\lambda_0/2$ távolságra az E síkban, λ_0 távolságra a H síkban (lásd 10/J ábrát). Egy L oldalhosszúságú négyzetes elrendezés esetén a teljes elemszám: $N = 2L^2/\lambda_0^2$. A választott elosztó hálózat mellett a tápvonal vesztesége: $A = 3\alpha L/2$. Egyetlen réssugárzó nyereségére $G_1 = 5$ dB értéket kapott. Mindezeket figyelembe véve, az antennarendszer nyeresége:

$$G(\text{dB}) = G_1 + 10 \log \frac{2L^2}{\lambda_0^2} - \frac{3\alpha L}{2}, \quad (25)$$

$$G \cong 8\pi \div 14 \text{ dB},$$

amely több mint négyszerese az elemi nyomtatott antennák nyereségének.

Mikrosztríp sugárzó sorok és rácsok

Elemi nyomtatott antennákból felépített sugárzó sorok és rácsok (microstrip array antenna: MAA) vizsgálatára jól használható elmélet az izotróp sugárzókra kidolgozott pontforrás-sor analízis (lásd [4] 3.7. alfejezet vagy [1] Ch. 7.). Eszerint egy n elemű, d elem távolságú, Θ_M irányba sugárzó izotróp sor irányítottsága:

maximummal bír az oldalhossz (így az elemszám) függvényében. Az alkalmazott dielektrikum esetén, 12 GHz-en az értékek: $N = 1874$, $D_{\max} = 30$ dB. A görbe maximummal bíró jellege miatt az utolsó dB-ekért nagy elemszám- és költségnövekedéssel kell fizetni. Végeredményben a realizált 512-elemes antennával 25 dB nyereséget ért el $A = 5,8$ dB tápvonalveszteség mellett.

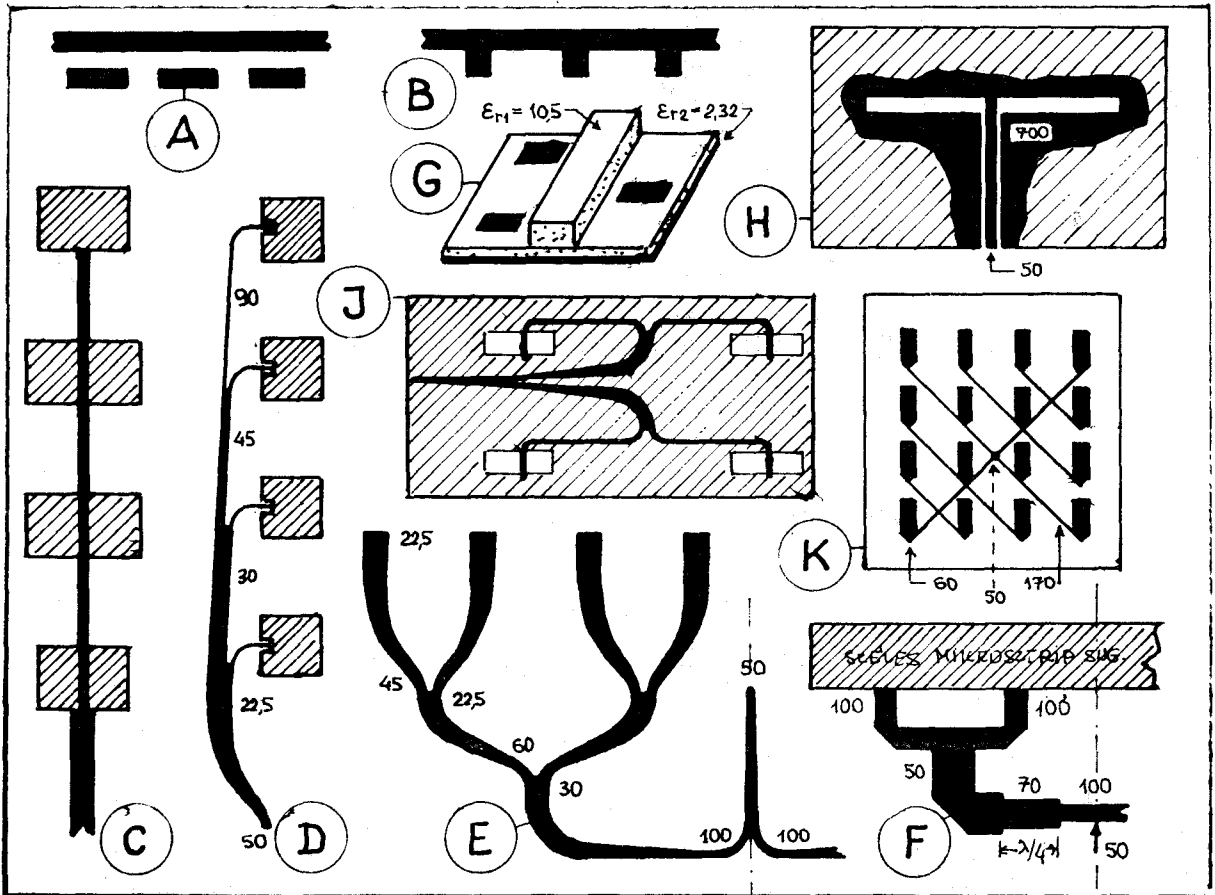
Később Nakaoka és társai ([1] p. 268.) 320-elemű réssugárzóval 28 dB nyereséget értek el 12 GHz-en. Kérdés ezek után az, egyáltalán hogyan lehet 30 dB-nél nagyobb nyereséget realizálni? A válasz: nagyobb nyereségű építőelem és jobb elosztóhálózat kell!

Diszkrét elemekből felépített sugárzórendszer elemeinek táplálására szolgáló különféle megoldásokat mutatja a 10. ábra. A számos összekapcsolási lehetőség közül előnyben kell részesíteni azokat, melyek — amellet, hogy biztosítják az elemek részére az előírt amplitúdójú és fázisú gerjesztést — minimális csillapításúak, minimális sugárzásúak, széles frekvenciasávban jó impedanciaillesztést biztosítanak a bemeneti csatlakozó felé.

Nagy elemszámú felületi sugárzó elrendezéseknél, nagyobb mikrohullámú frekvenciákon rendkívüli jelentőségűvé válik a táplálóhálózat vesztesége. A kutatók nagy erőfeszítéseket tesznek ezen veszteségek csökkentése érdekében. Példaként emlitem a [13] hivatkozásban ismertetett 17 GHz-es antirezonáns dipólusokból felépített 100 elemű MAA táplálóhálózatát. Az antenna csőtápvonal bemenetű, a sugárzó sorokat szimmetrikus szalagvonalal, az elemeket koplánár-szalaggal táplálják, így a hálózat vesztesége mindössze 1,3 dB.

A [12] cikkben ismertetett, 36,9 dB nyereségű, 1024 elemű 12 GHz-es antennára a teljes táplálórendszer vesztesége: 2,45 dB.

Az X sávú, 128 elemű antennám (13. ábra) elosztóhálózatát az $1/32''$ -os Polyguide laminátumon realizált sugárzóik síkja mögött helyeztem el, mikrosztríp vonalak helyett árnyékolt szalagvonalakkal realizáltam, amely melléknyalábok szempontjából is ked-



10. ábra. MSA-elemek táplásának különféle megoldásai (számértékek: impedanciák ohmban):

A) Kapacitív csatolás (rezonáns sugárzók), B) Közvetlen csatolás (fésűs antenna), C) Soros táplálás (szélek felé csökkenő amplitúdójú MSA-sor), D) Párhuzamos táplálás, szakaszonként csökkenő impedanciával (négyzet alakú MSA-kból felépített oldalsugárzó sor [6], E) Közösített táplálás (in-line osztó, lineáris átmene-tekkel [6]), F) Negyedhullámú transzformátoros párhuzamos táplálás (henger felületre hajlított széles MSA részlete [3]), G) Nyomatott elemek táplálása dielektromos hullámvezetőről (70 GHz-es hybrid MSA), H) Táplálás koplánár részvonalal (nyomatott antirezonáns antenna), J) Elektromágneses csatolás (mikro- sztríp elosztó hálózattal táplált széles résű sugárzó rendszer részlete [10]), K) Keresztítáplálás, átlós irányú mikrosztríp tápvezetőlétréről (nyomatott rezonáns dipólusok [1])

vezőbb. A négy bemenetet közösítő hálózat vasta- gabb ($2 \times 1/16''$) hordozón készült. A teljes tápvezet- rendszer vesztesége kb. 1,5 dB.

Realizációk (kutatósi eredmények)

Moduláris tervezés

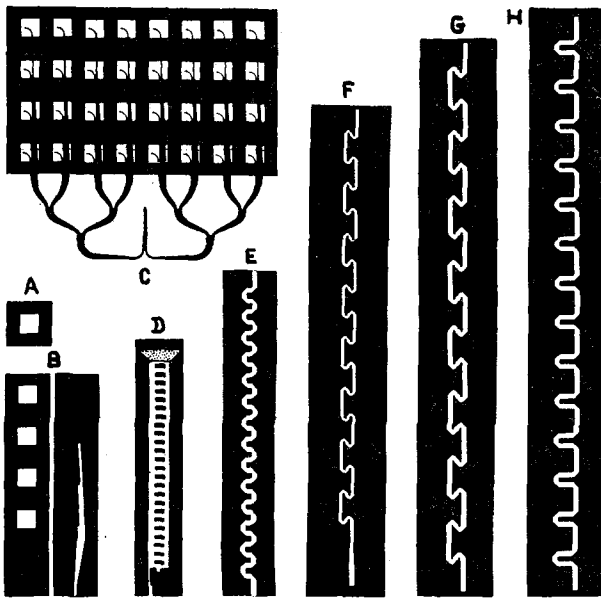
A mikrosztríp antennákkal való ismerkedésemet egy X sávú, négyzet alakú nyomatott antenna (11/a áb- ra) megtervezésével kezdtem, 1974-ben. Az antenna főbb jellemzői: 6,5 dB nyereség, 80% hatásfok, 77° irányélesség az E síkban, 85° a H síkban, -14 dB melléknyaláb szint.

A következő lépés egy négy elemből álló sugárzó sor elkészítése volt (11/b ábra). Az elosztóhálózat in-line elrendezésű szimmetrikus szalagvonal, az an- tenna mögött elhelyezve, a nyomatott elemhez rövid átvezetéssel csatlakoztatva. Az antenna nye-

resége 11,7 dB, $r \leq 2$ bemeneti állóhullámarányhoz tartozó relatív sáv szélessége 6,5% (lásd 12. ábrát).

A 4-elemes antennát alap építő elemnek tekintve, a további oldalsugárzó felületi antennákat ilyen mo- dulok összekapcsolásával állítottam elő. Ily módon 32-elemes (11/c ábra), 64-elemes, és 128-elemes (13. ábra) antennák készültek. Az egymásutáni reali- zációk mindegyike 80% feletti hatásfokot mutatott, a melléknyaláb elnyomás az E síkban ~ 12 dB, a H síkban ~ 14 dB volt.

A moduláris tervezés—kísérletezés során köz- benső optimalizálásra is sor került, amikor a 11/c ábra szerinti antenna helyett optimálisra növelt oszlop távolságú 32-elemes modulokból építettem fel a 13. ábrán bemutatott antennát. A közbenső mérési eredmények nagyon pontosan követték az irányka- rakterisztika multiplifikációjának elvét (az adott sík- ban megkétszerezett elemszámú antenna irányéles- ségi szöge pontosan fele volt az előzőének), a nyere- ségértékek azonban — még a tápvezet- veszteségek



H45-11

11. ábra. Kísérleteim során vizsgált X-sávú mikrostrip antennakollekció:

A) Koaxiális táplálású, négyzet alakú MSA, B) Négyzet alakú nyomtatott antennából felépített négyelemű oldalsugárzó sor, szalagvonalas in-line elágazású párhuzamos táplálással, C) Négyzet alakú MSA-elemekből (4×8) felépített sugárzó rács (felületi antenna). A párhuzamos táplálású oszlopokhoz közösítő elosztó hálózat csatlakozik a sugárzók mögött, árnyékolt szalagvonalas kivitelben, D) Magasabb módusban (TE_{01}) működő haladóhullámú antenna, integrált lezáró ellenállás lemezzel, módus-szupresszor résekkel, E) Meander-vonalú MTA, a hossz tengelyre mérőleges polarizációval, F) Franklin-antenna 11,4 GHz-re, vertikális polarizációval, G) Franklin-antenna 9,2 GHz-re, vertikális polarizációval, H) Körpolarizált Rampart-line antenna

levonása után is — egyre inkább elmaradtak az elméleti értékhez képest (14. ábra). Az ok: az elosztóhálózat növekvő sugárzási vesztesége.

Úgy tűnik kiaknáztam az elrendezésben rejlő lehetőségeket, nagyobb elemszámú antennát (az adott módon) már nem volt célszerű építeni. Lényegében a (25) egyenlettel adódthoz hasonló limitálás jelentkezett, más okból és lényegesen jobb antenna paraméterei mellett. A 128-elemes antenna főbb jellemzői: 25 dB nyereség, 80% hatásfok, $3,6^\circ$ irányélesség az E síkban, $9,3^\circ$ a H síkban, -12 és $-14,5$ dB melléknyaláb szint.

Nagyobb nyereség realizálására célszerűbb a sok-elemű antennát a még igen jó hatásfokú 32-elemes modulokból összekapcsolni, kis veszteségű félmerev koaxiális kábelek (mikroporozus dielektrikumú semi-rigid kábelek) segítségével, mint ahogy ezt a SEASAT-antenna ([1] p. 259.) esetében is tették.

Az összekapcsoláshoz célszerűen használhatók még a szimmetrikus szalagvonalas realizációjú gyűrűs hibridek, melyek relatíve széles frekvenciatartományban jó amplitúdó- és fáziskarakterisztikát mu-

tatnak (15. ábra). A 128-elemes MSA 32-elemes moduljainak bemeneteit felhasználva ily módon térbeli monopulse antenna (egyetlen impulzussal működő követő antenna, lásd [5] 5. fejezet) hozható létre. Méréseim szerint az azimut különbségi csatornán, az összegcsatorna fő sugárzási irányában 25 dB-nél nagyobb elnyomás adódott.

Mikrosztrip haladóhullámú antennakísérletek

Nagyobb nyereségű alap-építőelem kiválasztása céljából megvizsgáltam egy magasabb módusban működő MTA-t, amely W. Menzel nevéhez fűződik ([1] p. 204.). Bár az antenna közvetlenül az első magasabb módus (TE_{01}) f_c határfrekvenciája fölött a legjobb hatásfokú (kvázi-TEM módusból TE_{01} módusba való konverzió hatásfoka $\sim 80\%$, $f/f_c = 1,05$ esetén), frekvenciával történő nyalábmozgatás (frequency scanning) céljából megvizsgáltam a magasabb frekvenciás működést is. Emiatt a nagyobb frekvenciák felé az eredetihez képest javítottam a bemeneti illesztést, valamint az antenna végére helyezett csillapító fóliával biztosítottam a jó lezárást (11/d ábra).

A kvázi-TEM módusú széles szalagon a TE_{01} magasabb módus létrehozható aszimmetrikus betáplálással és a hossz tengelyben elhelyezett módus-elnyomó csapokkal (csapos antenna), illetve keresztirányú résekkel (réselt antenna, nem sugárzó rések). A csapos antenna illesztését közvetlenül $f_c = 8,8$ GHz fölött optimalizáltam, míg a nyomtatás szempontjából kedvezőbb kialakítású réselt antenna illesztését 12 GHz táján javítottam (16A és C görbék). A lezáróra jutó teljesítményhányadot ábrázoló 16/B és D görbék azt mutatják, hogy mindkét antenna a 8,8–11,8 GHz sávban $\alpha L \cong 12$ dB értékkel hatásosan sugároz. A főnyaláb iránya (Θ_M) a (19) egyenletből számítható, azonban itt β a csőtápvonal analógia alapján adódik:

$$\beta = 2\pi/\lambda_g, \quad (26)$$

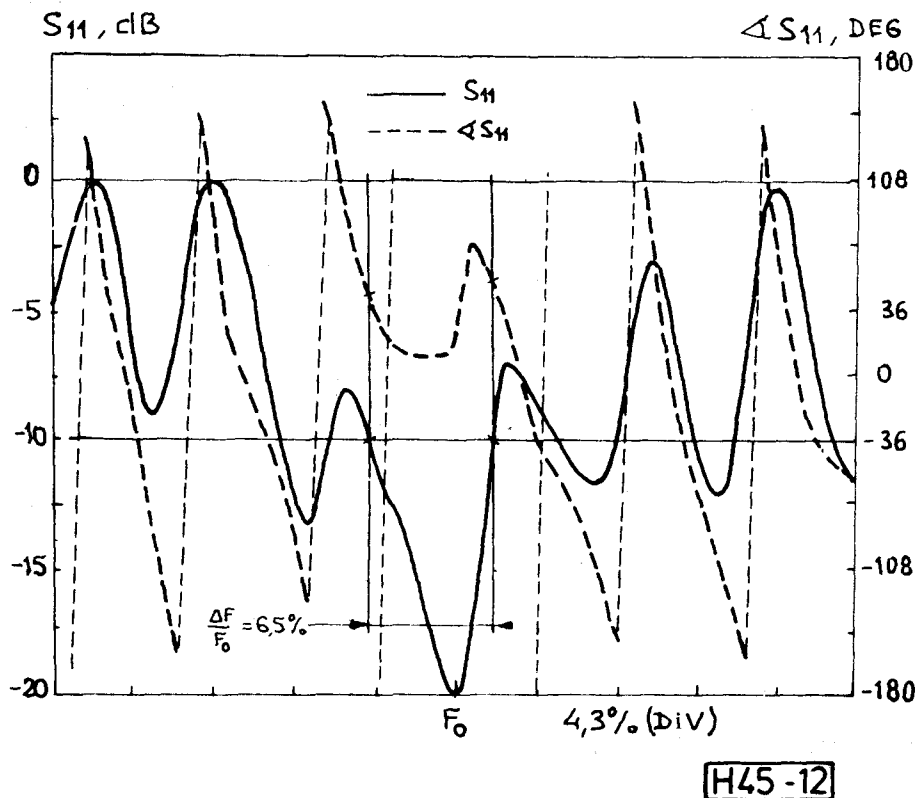
$$\lambda_g = \frac{\lambda_d}{\sqrt{1 - (\lambda_d/2w_e)^2}}, \quad (27)$$

$$\lambda_d = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_e}. \quad (28)$$

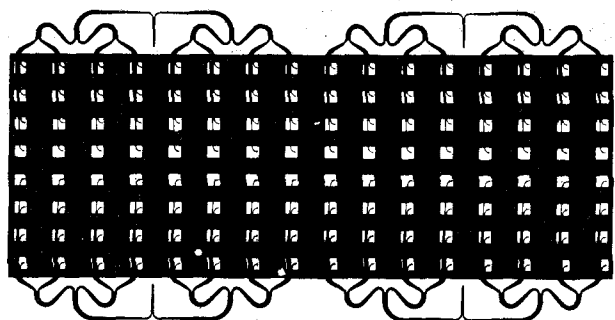
A képletekben szereplő ϵ_e effektív permittivitásnak és w_e effektív vonalszélességnek az [1] könyv 204. oldalán írottakkal ellentétben semmi köze a széles szalagra TEM-módusban meghatározható értékekhez, hanem Θ_M és β két frekvencián felvett értékekből számíthatók vissza. Ezt a számítást méréseim (19. ábra) nagyon jól bizonyították.

A mért antenna iránykarakterisztikákat a 17. és 18. ábrák mutatják. Az iránykarakterisztika-mérések nem szabad térben, hanem laboratóriumban (reflektáló környezetben) történtek, így a főnyalábtól távolabbi reflexiók hatásának értékelése nem egyértelmű. Jól látszik azonban a lezáró csillapító hatása; levételekor a 130° táján levő melléknyaláb 9,4 dB-lel megemelkedett (17/B ábra). Az antennanyereség növekedése ekkor mindössze 0,3 dB volt.

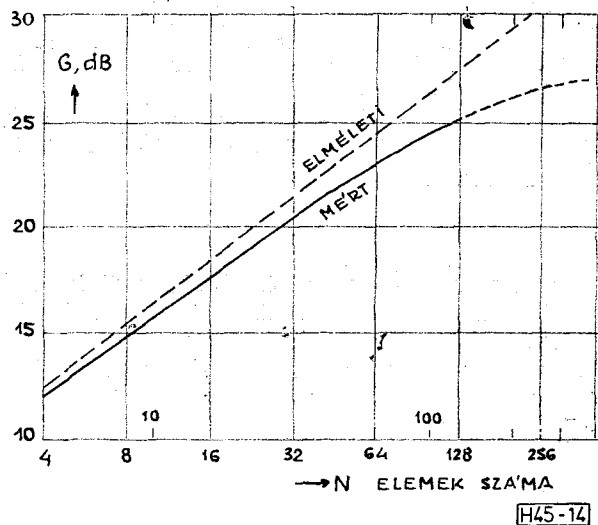
A 19. ábra nyereséggörbéje alapján, 9 GHz táján 14 dB körüli alapnyereséggel és 1 dB elosztóhálózat



12. ábra. 4-elemes MSA mért bemeneti reflexiótényezője



13. ábra. Polyguide laminátumon realizált, 128-elemes, X-sávú nyomtatott antenna



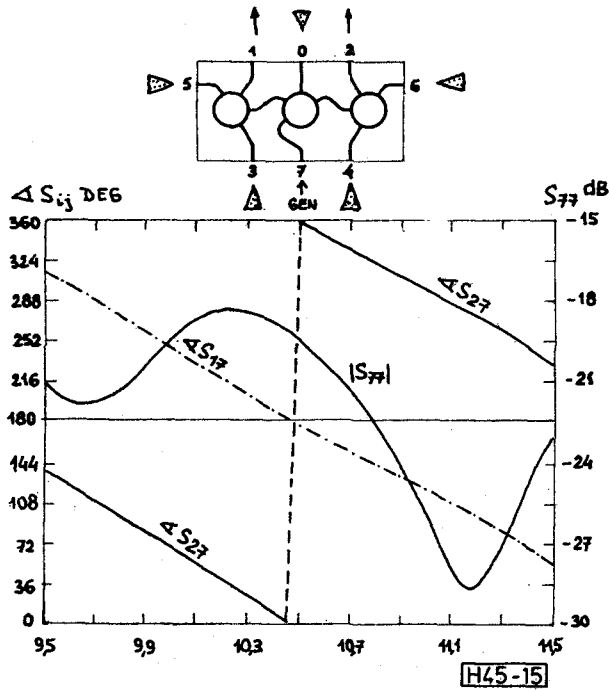
14. ábra. X-sávú nyomtatott antennák elméleti és mért nyeresége az elemszám függvényében

veszteséggel számolva, 32-elemes antennával 28 dB körüli nyereség elérhetőnek látszik, $\eta \cong 65\%$ összehatásfok mellett.

A meander-vonal számos mikrohullámú alkalmazása ismeretes. Gyakran használt elem például a depolarizátor (körös polarizációból lineáris és vízszont), mely meander-szalagokkal telerakott, egymástól negyedhullám távolságra levő dielektromos lemezekből áll. Mikrosztrip vonalon realizált meander szalaggal haladóhullámú antennát is készíthetünk [11]. Egy a felső — X sávra tervezett meander — antennát mutat a 11/E ábra. Mérési eredményeimet a 20. és 21. ábra mutatja. Amint ez a 21. ábra H síkú

iránykarakteristikáján látható, a főnyaláb iránya $\theta_M = 112^\circ$, vagyis az antenna a lezárástól a bemenet felé sugároz. A 20. ábra szerint a nyereség $\sim 10\%$ relatív frekvenciatartományban 16 dB fölötti.

1984. őszén Helsinkiben (Helsinki University of Technology, Radio Laboratory), S. Tallquist jóvoltából módomb volt megismerni a [14] beszámolóban ismertetett lánc-antennát (amely egyike volt az első,

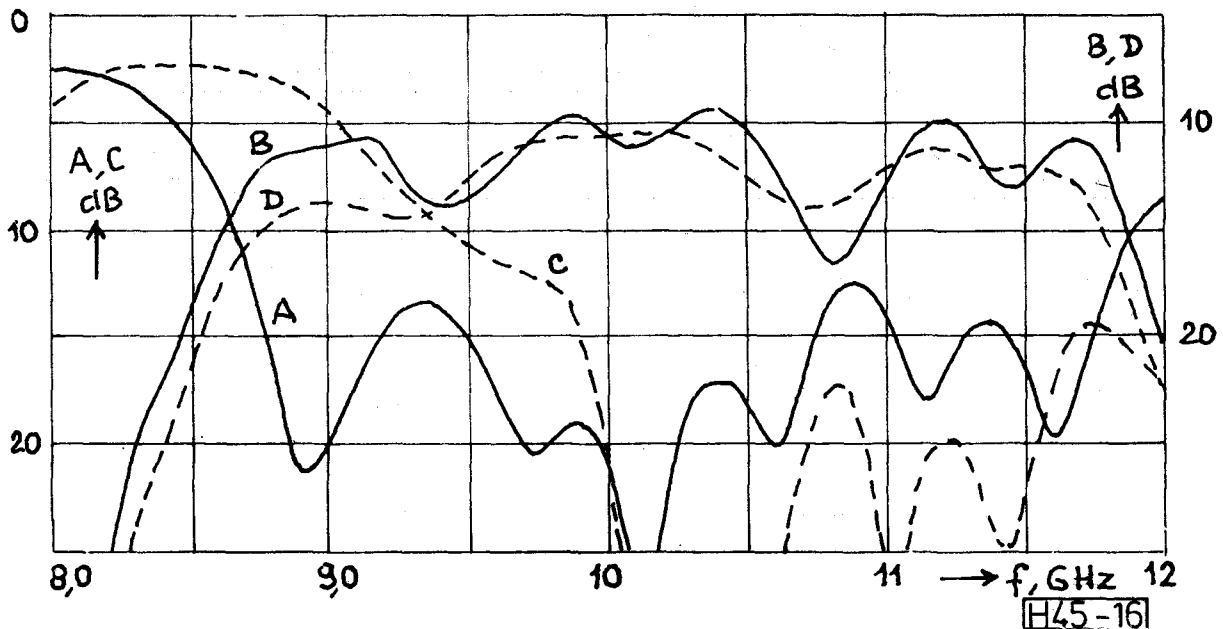


15. ábra. Három gyűrűs hibridből álló hálózat bemeneti reflexiós csillapítása, valamint átviteli tényezőjének fázismenete

rádió-összeköttetésekhez használt nagy méretű mikrosztrip antennáknak), valamint annak továbbfejlesztett változatát. Mikrosztrip áramkörökön kontrollméréseket is végeztem (pl. 12. ábra, 15. ábra), doc. V. Porra és prof. M. Valtonen szíves támogatásával. Terveimben szerepel a [14]-ben ismertetett antenna Polyguide-anyagú realizációjának kipróbálása.

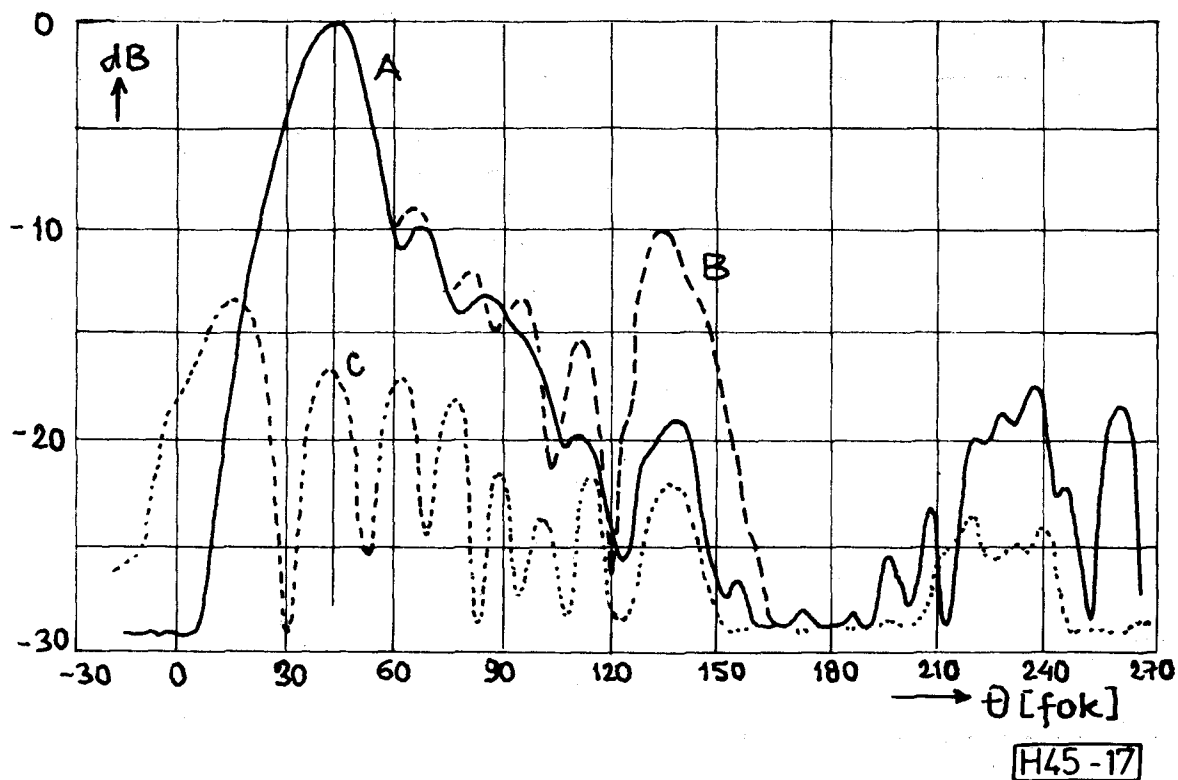
Körpolarizált vonalsugárzó

A haladóhullámú meander-antenna, a periodikus struktúra hullámhosszban vett méreteinek speciális megválasztása mellett körpolarizált sugárzást mutat. J. R. James és társai [11] által Rampart-antennának nevezett MTA egy realizációját mutatja a 11/H ábra. A mért iránykarakterisztikák a 24. ábrán láthatók. Az antenna a teljes X sávban működik (10 GHz kört nyékét kivéve), jó körpolarizációs tulajdonságoka



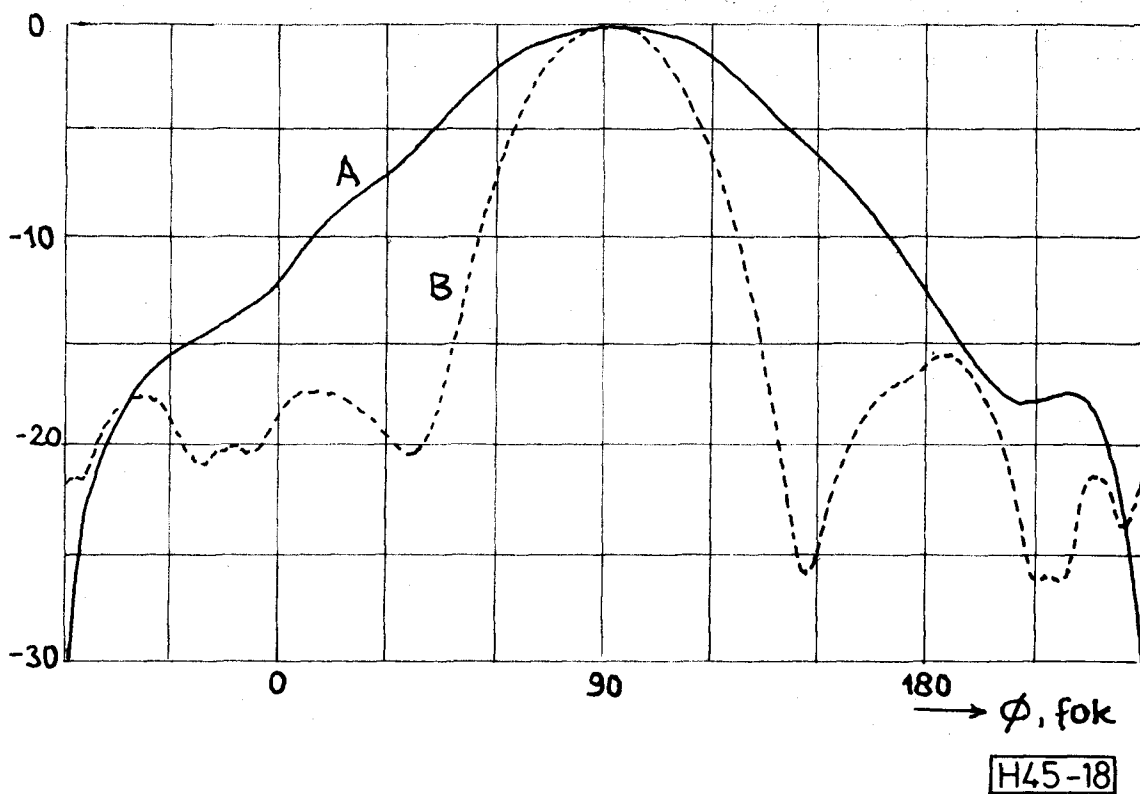
16. ábra. Magasabb módusban (TE₀₁) működő MTA

A) Csapos antenna bemeneti reflexiója, B) Csapos antenna átviteli csillapítása (lezáróra jutó teljesítményhányad), C) Réselt antenna bemeneti reflexiója, D) Réselt antenna átviteli csillapítása



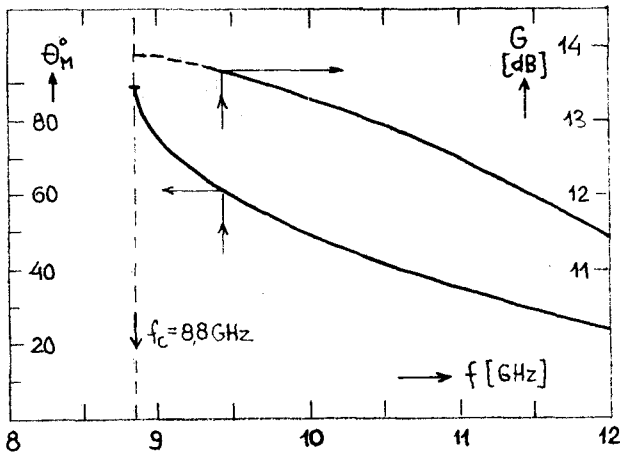
17. ábra. Kételemes, magasabb módusú MTA H síkú iránykarakterisztikái 10,5 GHz-en mérve:

A) Azonos polarizáció, lezáró csillapító szalaggal ($\theta_M = 43^\circ$), B) Előbbi, lezárók levéve, C) Kereszt polarizációs karakterisztika



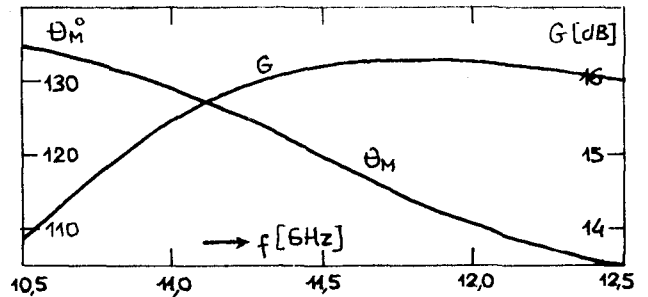
18. ábra. Magasabb módusú MTA E síkú iránykarakterisztikája 10,5 GHz frekvencián:

A) Egyetlen (réselt) antenna, B) Kételemes rendszer (elemtávolság 26 mm)



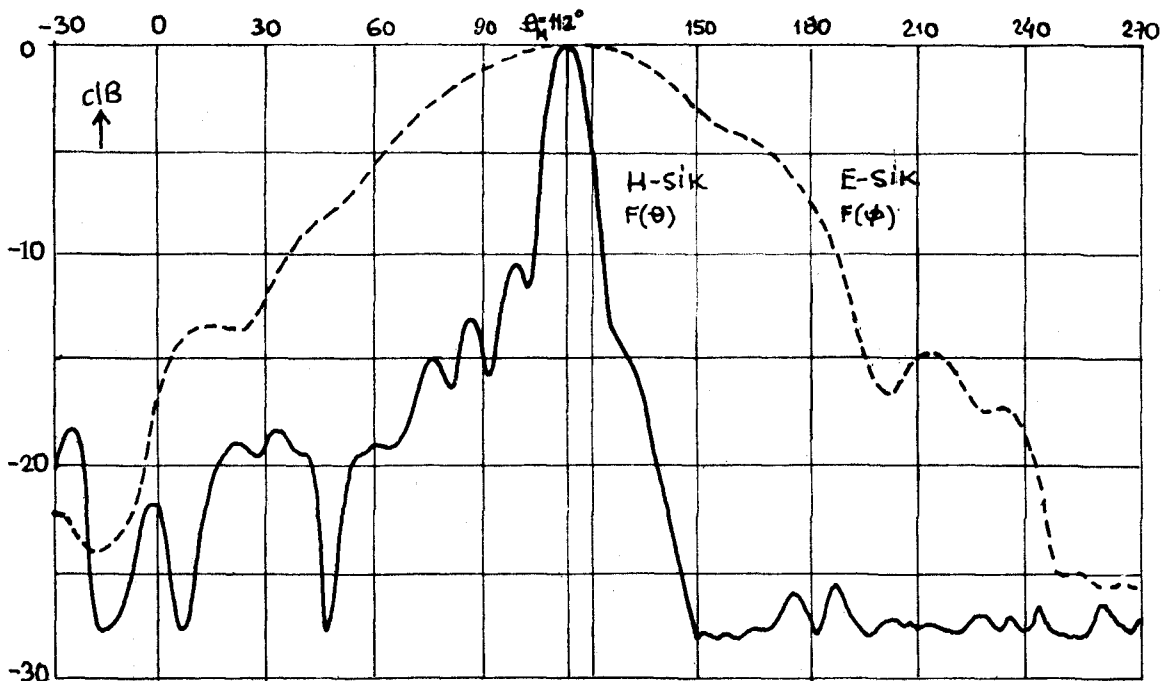
H45-19

19. ábra. Magasabb módusú MTA (réselt) mért nyeresége és fősugárzási iránya a frekvencia függvényében. Határfrekvencia, $f_c = 8,8$ GHz



H45-20

20. ábra. Meander-vonalú MTA mért nyeresége és fősugárzási iránya a frekvencia függvényében

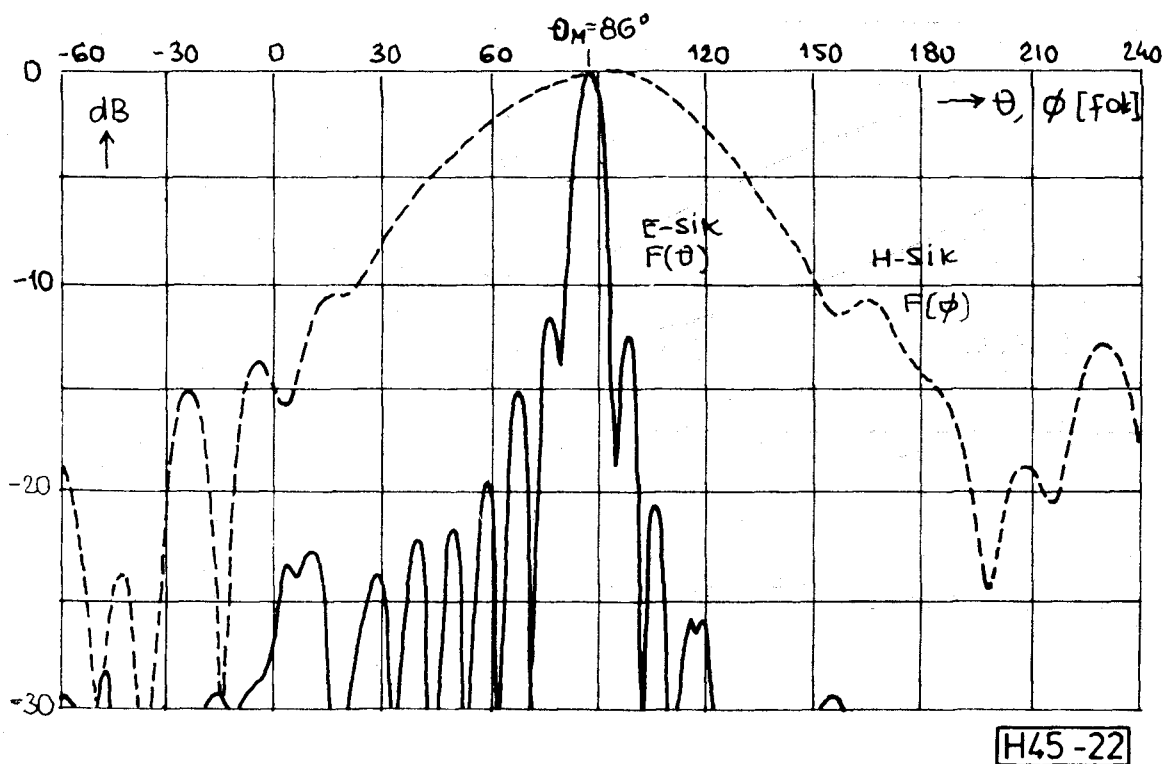


H45-21

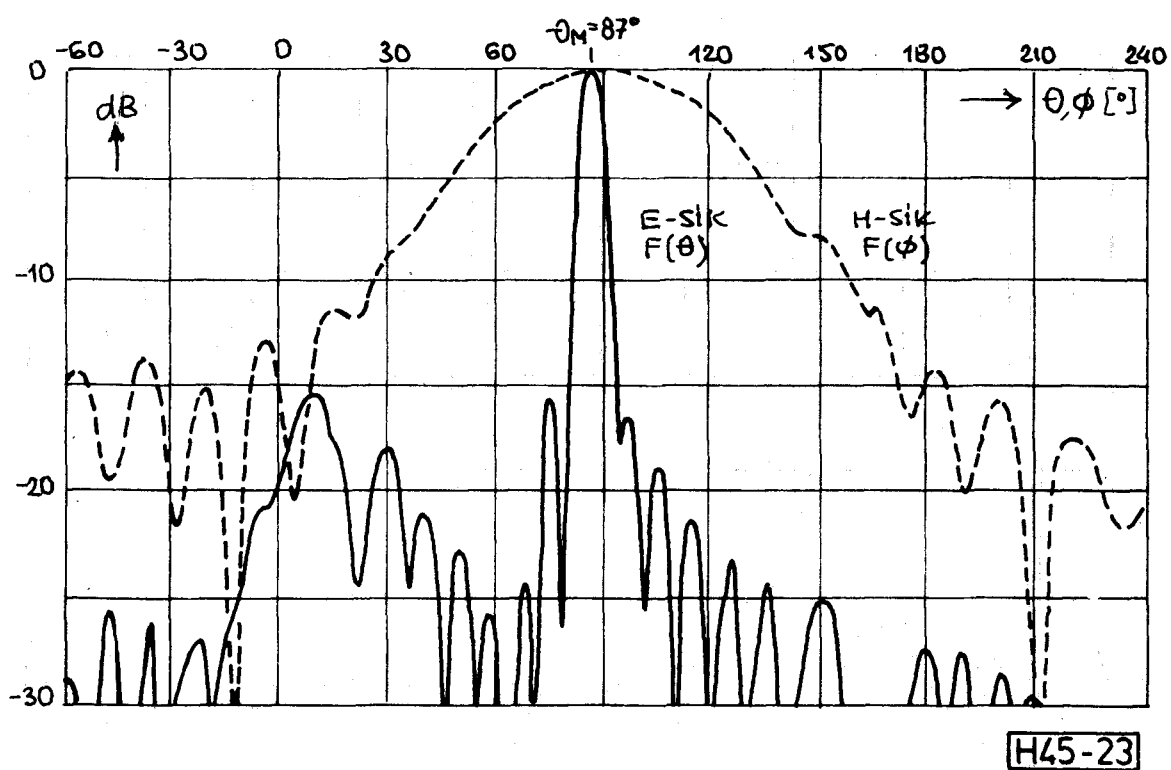
21. ábra. Meander-vonalú MTA iránykarakterisztikája a két fősíkban

mutat 10,8 GHz táján, másutt a horizontális és vertikális komponensek között 8–10 dB különbség mérhető. A 25. ábra terhelésre jutó teljesítményt ábrázoló A görbéjéről leolvasható, hogy 10 GHz környékén nem jut teljesítmény a lezárásra, más frekvenciákon az antenna a jó haladóhullámú antennákra jellemző $\alpha L \cong 10$ dB átlagos csillapítást mutatja. Hová lett a teljesítmény, ha nincs a térben, nem ju-

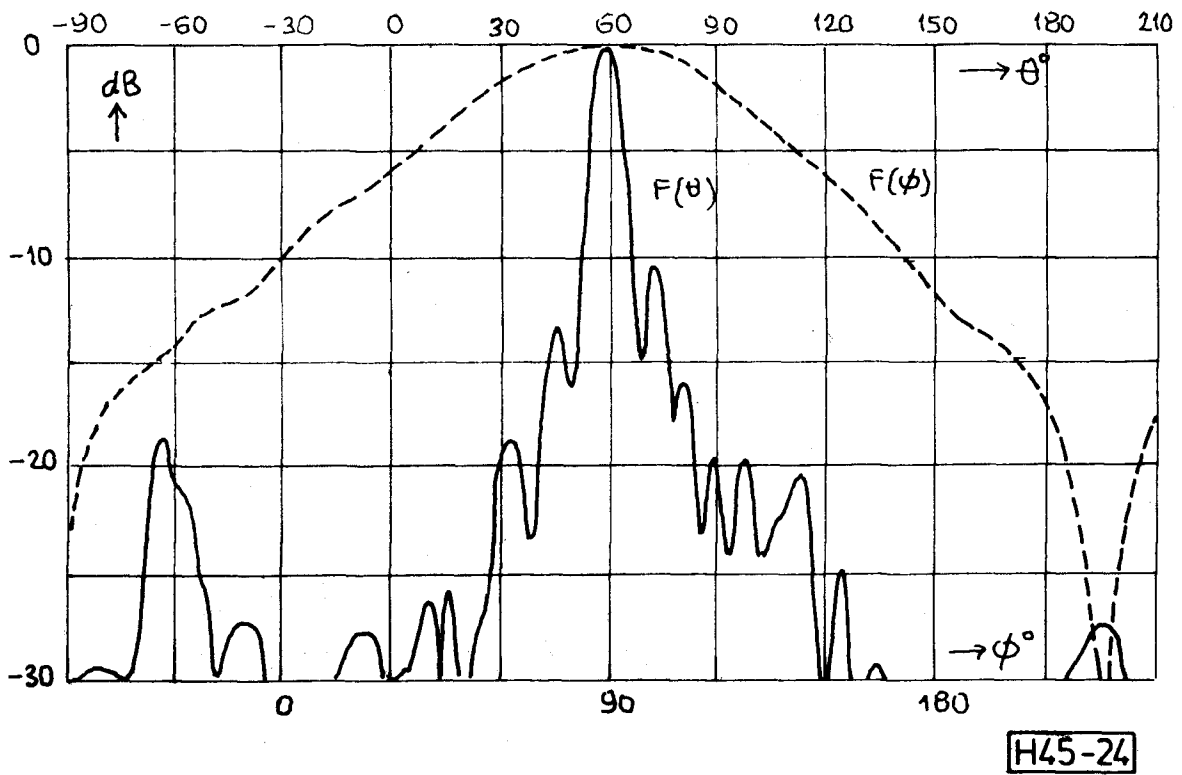
tott a lezáróra? Nyilván reflektálódott. Valóban ezt támasztja alá a 25. ábra B görbéje. Sávszűrő szűrőként viselkedik a struktúra 10 GHz környékén. Miért? A visszahajtott vonalszakaszok közelsége miatti csatolt tápvonalak következtében. A megoldás útja: keskenyebb szalag (nagyobb hullámellenállás) használata, melynél a csatolás elhanyagolhatóvá válik.



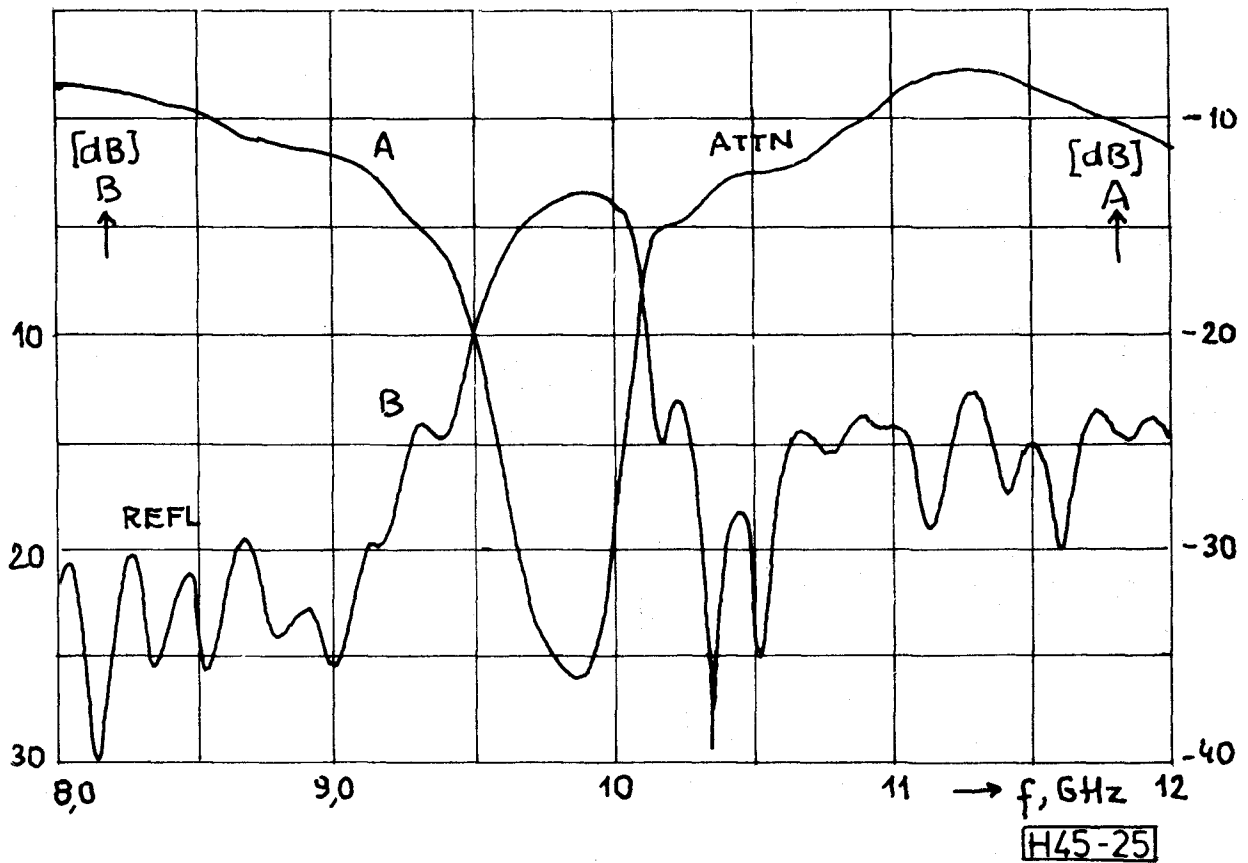
22. ábra. 9,2 GHz-es Franklin-antenna iránykarakterisztikája a két fősíkban



23. ábra. 11,4 GHz-es Franklin-antenna iránykarakterisztikája a két fősíkban



24. ábra. Körpolarizált vonalsugárzó iránykarakterisztikái



25. ábra. Körpolarizált vonalsugárzó bemeneti reflexiója és lezárásra jutó teljesítménye

Mért MSA-jellemzők összehasonlítása

ANT. (ábra)	Frekv. [GHz]	G_1 [dB]	η (%)	Θ_{\max} [fok]	Θ_0 [fok]	Φ_0 [fok]	Polar.
11. G	9,15	17,9	93	86	7,2	66	VERT.
11. F	11,35	18,8	90	87	7,0	67	VERT.
11. H	10,8	15,8	94	18	14,0	74	CIRC.
11. H	8,37	17,0	79	60	8,0	78	HOR.
11. E	11,9	16,2	80	112	11,0	74	HOR.
11. D	10,58	12,8	61	43	20,0	80	HOR.
11. C	10	20,2	76	90	7,4	18,5	HOR.
13.	10	25,0	56	90	3,6	9,3	HOR.

Mind ez mennyiért?

Az antennaelmélet alap összefüggéséből (nyereség-hatásos felület) kiinduló szerény költségbecslést adok Polyguide-alapanyagon realizált egyrétegű (elosztóhálózat a sugárzó elemek között) sokelemű nyomtatott antennákra a 10 GHz-es frekvenciasávban.

Csupán az alapanyag költségét tekintve (átszámolt tájékoztató ár ~ 400 Ft/dm²), 25 dB-nél kisebb nyereségű antennáknál 70% nagyobb nyereségnél 50% összehatásfokkal számolva, az eredmények a 26. ábrán láthatók.

Bár minden szakember ismeri, nem árt tudatosítani azt a tényt, miszerint az antennanyereség adott mértékű növelésének költsége erősen függ a kiinduló nyereségtől. A 26. ábra alapján 8 GHz-en egy 16 dB-es antenna nyereségének megkétszerezése (19 dB-re) kb. 260 Ft-ba, 31 dB alapnyereség esetén minimálisan 12 ezer Ft-ba kerül. Ebből következik, hogy nagy nyereségű antennát nem szabad elrontani, viszont kisebb nyereségű építő-elemekkel olcsón kísérletezhetünk. Erre való a már említett moduláris tervezés.

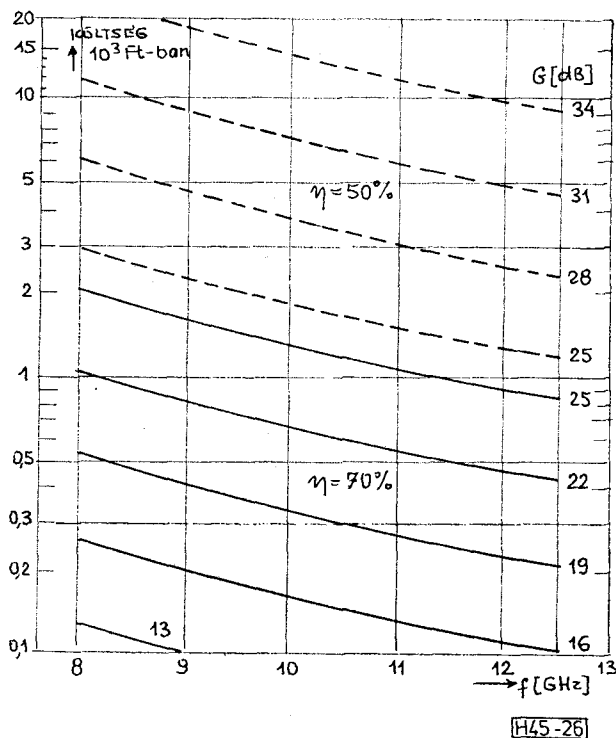
„State of the Art”

Szeretek a csúcokra felnézni, innen tudni mi várható 10 év múlva. Mikrosztríp antenna témában, nyereség szempontjából melyek a kiemelkedő példák?

A bevezetőben említett 1024-elemű, 23 m² felületű fázisvezérelt mikrosztríp antenna (SEASAT, lásd [1] p. 259.) 1275 MHz frekvencián 34,9 dB nyereséget realizált. Teljes tömege mindössze 103 kg!

G. Dubost és C. Vinatier [12] szimmetrikus visszahajtott nyomtatott síkdipólókból felépített, árnyékolt szalagvonalas táplálású 32×32 elemes antennával 36,9±0,3 dB nyereséget értek el, széles frekvenciasávban (11,7–12,5 GHz), közel 50% teljes hatásfok mellett. Javaslatukban szerepel négy ilyen antenna közel 43 dB nyereséget adó csótápvonalas összekapcsolása.

Különleges táplálási megoldásról nevezetes A. Nestic és társai [13] antennája. Antirezonáns nyom-



26. ábra. Polyguide alapanyagon realizált egyrétegű MSA becsült alapanyag költségei

tatott dipólusokból álló 100-elemes antennával 17 GHz-en 28 dB nyereséget értek el, 74% hatásfok mellett.

J. C. Williams nevéhez fűződik az átlós-kereszt táplálású MSA-k kifejlesztése ([1] p. 266., lásd még 10/K ábrát). Továbbfejlesztett, nyomtatott rezonáns dipólusokból álló 16×16 elemes antennával 25 dB nyereséget ért el 36 GHz-en, 60% sugárzási hatásfokkal.

Tudomásom szerint a legnagyobb frekvenciájú (70 GHz) hybrid-multilayer mikrosztríp antennát J. R. James és társai készítették. A 32 rezonáns nyomtatott elemet tartalmazó antenna részlete a 10/G ábrán látható.

Kilátó

Remélem, sikerült felkeltenem a szakemberek érdeklődését, kielégítenem az érdeklődők kíváncsiságát mikrosztríp antennák vonatkozásában.

Hadd említsem itt még a terveimben szereplő témákat:

- jó hatásfokú MSA, 12 GHz-es műsorszóró műhold (TV-DBS) vételére,
- digitálisan fázisvezérelt antennarácscsal kapcsolatos kísérletek,
- gallium-arszenid monolit integrált antenna, milliméteres hullámsávra.

A megszerzett ismeretanyagon és a kísérleti eredményeken túlmenően úgy gondolom, hogy egy-egy szemléletmód kialakítását teszi lehetővé a mikrosztríp antennákkal való foglalatosság. Az áramkör tervezőt zavarba ejti, ha a mikrosztríp áramkör su-

gároz, dobozolni kell, ekkor pedig doboz rezonanciák lépnek fel. Egy antennás számára természetes, hogy egy meghajlított szalagvonal sugároz (ráadásul ezen az alapon kitűnő antennákat lehet készíteni). Az, hogy a körpolarizált Rampart-antenna bemeneti reflexiója az említett gondokat okozta, csak antennás szemmel nehezen magyarázható (ehhez kell a csatolt tápvonalak elmélete). Az, hogy a 10/A, B vagy C ábrán, illetve a 11/E és H ábrán látható struktúrák reaktanciával terhelt tápvonalként, szűrőként vagy antennaként működnek csupán a hullámhosszban mért elemtávolságoktól függ. Mindez egy képben, az elektromágneses tér elméletben benne van. Ehhez kellene az antennák.

A világ ugyanis egységes, csak mi szakemberek kategorizálunk. Lehet, hogy egy már elfogadott kategóriába több minden is belefér? Lehetséges, hogy az antenna, a tápvonalrendszer, a PIN-diódás fázisvezérlő áramkörök (a kiszolgáló áramkörökkel együtt), a mikrosztríp szűrők, sőt a komplett mikrohullámú aktív áramkörök egy alanyon (legyen az lágy dielektrikumú hordozó, kerámia, vagy gallium-arszenid) helyezkedjenek el? A mikrosztríp antennáknál mindez természetes követelmény. Ez az integráltság gondolatának megvalósítása.

Véleményem szerint a mikrosztríp antennák fejlesztéséhez is jó elméleti felkészültség, találékonyság és szívós kutató munka szükséges. Az antennák zöme a hazai technológiai színvonalon realizálható. A realizációt nem érintik az igen nehezen, vagy egyáltalán nem beszerezhető mikrohullámú félvezetőkkel kapcsolatos ismert gondok.

- [1] *Bahl, I. J. and Bartia, P.*: „Microstrip Antennas” Artech House, Inc. Dedham, Massachusetts, 1980.
- [2] *Carver, K. R. and Mink, J. W.*: „Microstrip Antenna Technology”, IEEE/AP-29 No. 1. January 1981. pp. 2-24.
- [3] *Mailloux, R. L. et al.*: „Microstrip Array Technology” IEEE/AP-29, No. 1. January 1981 pp 25-37.
- [4] *Dr. Istvánffy Edvin*: „Tápvonalak, antennák, hullámterjedés” Tankönyvkiadó, Budapest, 1967.
- [5] *Dr. Almássy György*: „Mikrohullámú Kézikönyv”, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1973.
- [6] *Völgyi Ferenc*: „Mikrosztríp antennák fejlesztése (Tanulmány) BME-MHT 1975.
- [7] *Endes Ildikó*: „12 GHz-es mikrosztríp antenna tervezése” Diplomaterv, BME, MHT. 1981.
- [8] *Völgyi Ferenc*: „X-sávú mikrosztríp antennák tervezése, realizálása és mérése” BME Jubileumi Tudományos Ülésszak, 1983. ápr. 20. (Kiadvány 58. o.)
- [9] *Wiesbeck, W.*: „Miniaturisierte Antenne in Mikrowellenstreifenleitungs technik” NTZ 28 (1975) H. 5. S. 156-159.
- [10] *Collier, M.*: „Microstrip Antenna Array for 12 GHz. TV” Microwave Journal, September 1977. pp 67-71.
- [11] *James, J. R., Hall, P. S., Wood, C., Hendersson, A.*: „Some recent developments in microstrip antenna design” IEEE/AP-29 No. 1. January 1981. pp. 124-128.
- [12] *Dubost, G., Vinatier, C.*: „Large bandwidth and high gain array of folded dipoles acting at 12 GHz” 3th International Conference on Antennas and Propagation 12-15 April, 1983. CPN. 219 Part 1, pp. 145-149.
- [13] *Nesic, A. et al.*: „Highly efficient two-dimensional printed antenna array with a new feeding network” 14. EuMC, September 1984. pp 697-701.
- [14] *Tiuri, M., Henriksson, J., Tallquist, S.*: „Printed Circuit Radio Link Antenna” 6th Europ. Microwave Conf., Sep. 1976. pp. 280-283.
- [15] *Völgyi, F. Jachimovits, L- Bozsoki I.*: „Desing of hibrid integrated microwave circuits made on plastic substrate” IV. Nat. conf. on Microwave Solid State Electronics, Gdansk (poland) 1977. pp. 46-54.