



**A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA**

**XXXVI. évfolyam
B U D A P E S T**

1985

6

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XXXVI. évfolyam 1985. 6. szám

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXXI. évfolyam 1985. 6. szám

MEV REMIX TKI

MŰSZAKI TUDOMÁNYOS KÖZLEMÉNYEK

III. évfolyam 1985. 6. szám

Felelős szerkesztő:

DR. TÓFALVI GYULA

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

A szerkesztő bizottság elnöke:

HORVÁTH IMRE

Szerkesztők:

ANGYAL LÁSZLÓ

MÉREY IMRÉNÉ

SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ

*

SZERKESZTŐ BIZOTTSÁG

HTE

Rovatvezető: Mérey Imréné

Dr. Flesch István

Forintos György

Gál Ferenc

BHG

Rovatvezető: Angyal László

Tudományos szerkesztő: Dr. Frajka Béla

Bernhardt Richard, dr. Eisler Péter,

dr. Gosztony Géza, dr. Kerpán István, Klug

Miklós, Laczkó Endre, Sztaiacs Ákos

MEV

Rovatvezető: Kászonyi László

Tudományos szerkesztő: Dr. Kormány Teréz

Balogh Albert, Csornai László, Czermann

Mihály, Hidas György, Huszka Zoltán,

dr. Ligeti Róbertné, dr. Mátay Géza,

dr. Motál György, Schödl Ervin

ORION

Rovatvezető: Jakubik Béla

Tudományos szerkesztő: Dr. Frigyes István

Csernoch János, Froemel Károly, Szabó

Károly, Szász Gerő

REMIX

Rovatvezető: Rippel Géza

Tudományos szerkesztő: Dr. Kormány Teréz

Balanyi Szilveszter, Bodnár László, Kovács

Gyula, Mészáros Sándor, Molnár László

TKI

Rovatvezető: Dr. Baranyi András

Tudományos szerkesztő: Dr. Lajtha György

Dr. Henk Tamás, Dr. Kása István, Megyesi

Csaba, Dr. Sárkány Tamás, Dr. Simonyi Ernő

TERTA

Rovatvezető: Bánsághi Pál

Tudományos szerkesztő: Dr. Gordos Géza

Baján Tibor, Benedek Elek, Halmi Gábor,

Hutter Mihály

*

Szerkesztőségi ügyekben
és kéziratokkal kapcsolatban
felvilágosítást ad: Szöllősi Györgyné,
telefon: 495-098

ROVATOK

Egyesületi élet
Rendszertechnika
Kapcsolástechnika
Vezetékes technika
Fénytávközlés
Vezeték nélküli technika
Adástechnika
Vételtechnika
Mikroelektronika
Alkatrésztechnika
Hálózatelmélet
Elektromágneses problémák

ROVATGAZDÁK

HTE (H)
TKI (□)
BHG (#)
TERTA (↔)
ORION (*)
MEV (Λ)
REMIX (Δ)

ROVATTÁRSÁK

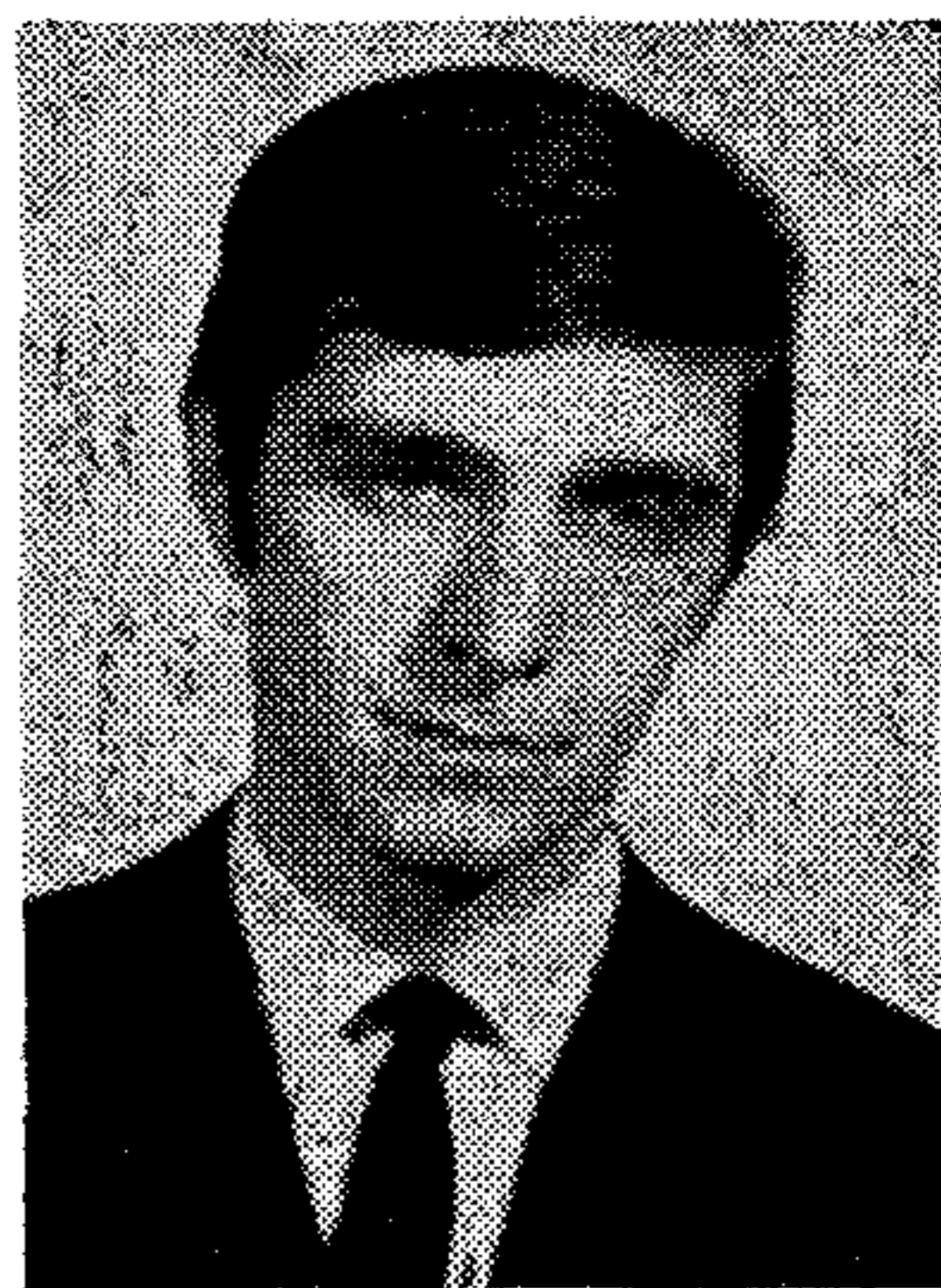
BEAG HTV
BME KONAKTA
BRG KŐPORC
EMO KFKI
El. szöv. M. Posta
FMV ML
GAMMA MM
HTSZ MFKI
HAGY TUNGSRAM

TARTALOM

LADÁNYI-TURÓCZY BÉLA: Forgásparaboloid antennák fejlesztésének elméleti és gyakorlati problémái a 10 GHz feletti frekvenciatartományban	241
DR. BOGNÁR ZOLTÁN—CZAPÁRY ANDRÁS: 12 GHz-en végzett hullámterjedési mérések eredményeinek kiértékelése	246
Szemle	245, 250, 781
DR. CSERNOCH JÁNOS: Analóg mikrohullámú összeköttetések zajának számítása kézi kalkulátorok segítségével	251
BALÁS MIKLÓS: Szimmetrikus kábeleken megvalósított digitális összeköttetések méretezése	262
VÖLGYI FERENC: Nagynyereségű mikrosztrip antennák	266
Híradástechnika Szövetkezet: Tv-stúdiók ellenőrző műszerei	282
Tartalmi összefoglalások	287

Forgásparaboloid antennák fejlesztésének elméleti és gyakorlati problémái a 10 GHz feletti frekvenciatartományban

LADÁNYI-TURÓCZY BÉLA
Finommechanikai Vállalat



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk a forgásparaboloid antennák reflektoraival, valamint primer sugárzóival szemben támasztott követelmények elméleti alátámasztásával és a gyakorlati megvalósítással foglalkozik. Röviden ismerteti az antenna nyereségét befolyásoló lényeges paramétereket és azok kiszámítási módját, valamint megadja az első néhány melléknyaláb meghatározásához szükséges egyenleteket.

Az elmúlt 2-3 évtizedben a világ híradástechnikailag fejlett országaiban a mikrohullámú földi relérendszer számára rendelkezésre álló frekvenciasávok (2, 4, 6, 8 GHz) egyre jobban telítődtek. A gyorsuló ütemben növekvő igény újabb nagy kapacitású relérendszerek kiépítésére szükségessé tette a 10 GHz feletti frekvenciatartomány igénybevételét. Ezzel párhuzamosan megjelent a közvetlen műholdas műsorszórás (DBS) lehetősége is, amely a 11,7–12,5 GHz-es frekvenciasávban kerül megvalósításra.

Ezen események alapján a Finommechanikai Vállalat arra az elhatározásra jutott, hogy megkezdi a 10 GHz feletti frekvenciatartományban működő antennák kifejlesztését.

A mikrohullámú antennák legfontosabb elektromos paraméterei:

- nyereség,
- hatásfok,
- sugárzási karakterisztikák (azonos-kereszt-polarizációs),
- bemeneti csatolás állóhullámarány,
- csatolási (duplex primer sugárzó esetében),
- átvihető teljesítmény.

A 10 GHz feletti frekvenciasávban a megfelelő elektromos paraméterek beállítása sokkal szigorúbb mechanikai követelményeket jelent az antenna egyes alkotóelemeivel szemben.

A közvetlenül megvilágított forgásparaboloid antennák főbb részei az 1. ábrán láthatók:

Vizsgáljuk meg az antenna fő alkotórészeinek az elektromos paraméterekre gyakorolt hatását.

Antennatükör

Az antennatükör vagy reflektor, a mikrohullámú antenna egyik legfontosabb alkotóeleme. Ez biztosítja a primer sugárzó által kisugárzott elektromágneses energiának a kívánt irányba történő nyalábolását, és egyidejűleg a tartószerkezettel együtt bizto-

LADÁNYI-TURÓCZY BÉLA

1968-ban szerzett diplomát a BME Villamosmérnöki Karának Mikrohullámú Ágazatán. 1970-ben mérnök-tanári diplomát szerez. 1968–1971 között az Elektromechanikai Vállalat (jelenleg BHG Fejlesztési Intézet) fejlesztőmérnöke, majd 1975-ig az Antenna-Laboratórium vezetője. Ebben az időszakban RH, URH és tv-adó antennák

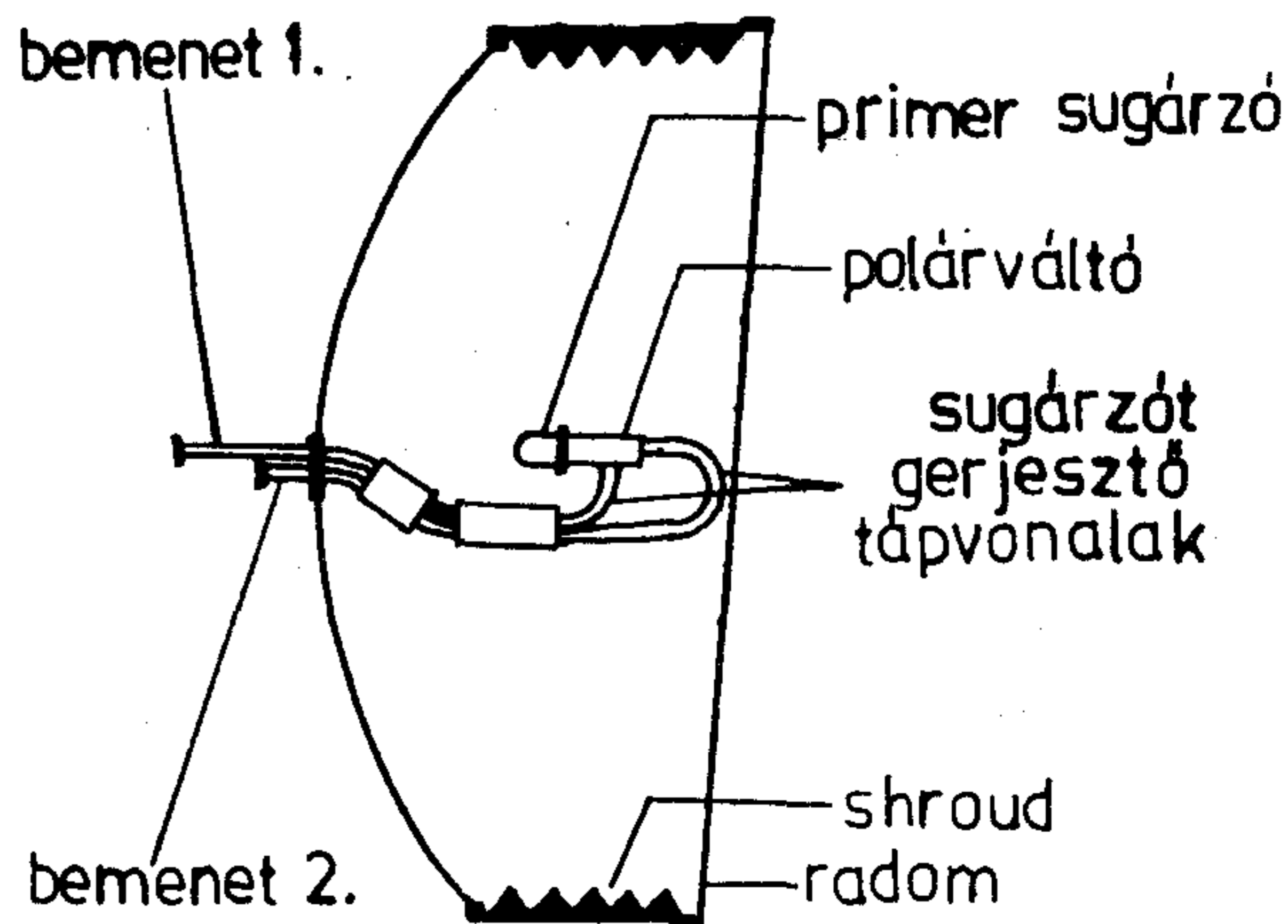
és adó-antennarendszerek fejlesztésével, valamint telepítésével foglalkozik, közben villamosmérnök–matematikus szakmérnöki tanulmányokat folytat. 1975 óta a Finommechanikai Vállalat Fejlesztési Igazgatóságán laborvezető. Fő témái: mikrohullámú antennák, tápvonalak és passzív áramkörök fejlesztése. Előadóként részt vesz a BME-n folyó szakmérnök-képzésben.

sítja a primer sugárzórendszer és a kiegészítő elemek (radom, shroud stb.) megfelelő helyzetben történő rögzítését.

A gyakorlatban tökéletes forgásparaboloidot lehetetlen készíteni, de olyan gyártási technológiát kell választani, amely a lehető legnagyobb felületi pontosságot biztosítja elviselhető beruházási költségek mellett.

A tükör felületi pontatlanságának következményei:

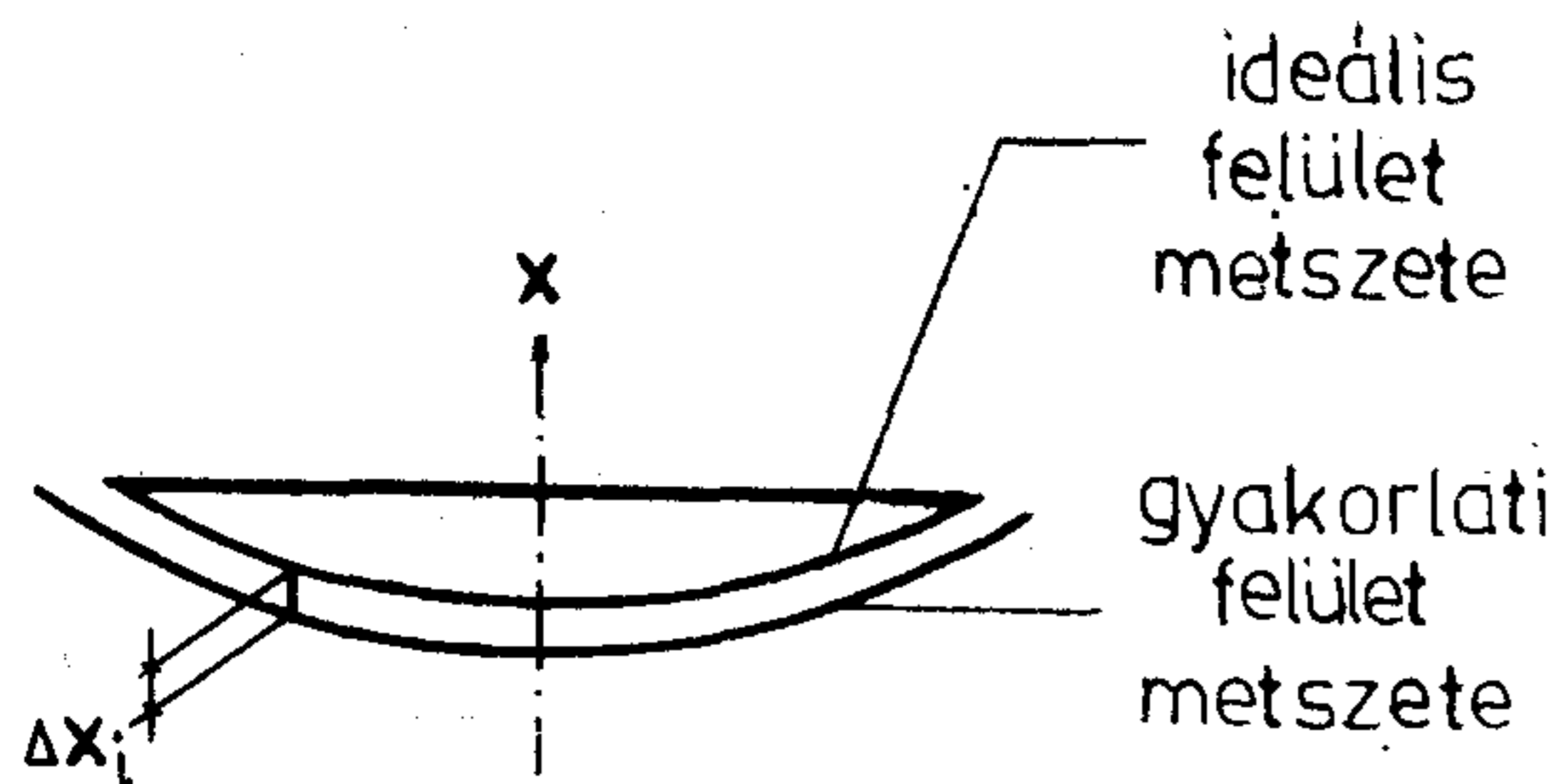
- az antenna nyeresége csökken, a hatásfok romlik,
- a sugárzási karakterisztikák melléknyalábjai nőnek, a zérushelyek feltöltődnek,
- a kereszt-polarizáció a főirányban nő.



H34-1

1. ábra. A forgásparaboloid antenna felépítése

Beérkezett: 1985. II. 15. (*)



H34-2

2. ábra. A ΔX_i távolság értelmezése

A nyereség és a tükör felületi pontossága közötti kapcsolat meghatározásához Ruze módszerét [1] fogjuk felhasználni. Egyenletes tükör-megvilágítás esetében — ami e szempontból a legrosszabb eset —

$$G = \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 e^{-\delta^2} \left\{ 1 + \left(\frac{2C}{D}\right)^2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(\delta^2)^n}{n! n} \right\}, \quad (1)$$

ahol G az antenna nyeresége főirányban,

D — az antenna átmérője,

λ — üzemi hullámhossz,

δ — $4\pi\sigma/\lambda$,

σ — az effektív (rms) felületi hiba,

c — a korrelációs intervallumok sugara,

n — a korrelációs intervallumok száma.

Az általunk a gyakorlatban használt átmérőjű (1...4 m) antennáknál a $c/D \ll 1$ egyenlőtlenség áll fenn. Ennek következtében a nyereség:

$$G = \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 e^{-\left(\frac{4\pi\sigma}{\lambda}\right)^2}. \quad (2)$$

Az effektív felületi hiba (rms) meghatározása

Tételezzük fel, hogy a gyakorlati forgásparaboloid felület hibái, normális eloszlás szerintiek. Ekkor az

effektív felületi hiba a következőképpen határozható meg:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\Delta X_i - M)^2}{N}}; \quad M = \frac{\sum_{i=1}^N \Delta X_i}{N}; \quad (3)$$

ahol x_i az i pontban a konkrét felület és az ideális forgásparaboloid felület megfelelő pontja közötti — a forgásparaboloid tengelyével párhuzamos — távolság (2. ábra).

A normális eloszlás feltételezésének jogosságát 300 db 3 m átmérőjű antenna mérési adatainak vizsgálata alapján χ^2 próbával ellenőriztük.

A ΔX_i értékek ismeretében a σ segítségével a nyereség már könnyen megállapítható. Az ΔX_i értékek meghatározása méréssel történik és erre igen sok módszer alkalmazható [2]. Az FMV-ben alkalmazott mérési módszer egy ismert pontossággal készült sablonnal történő összehasonlítás. A mérési pontok elrendezését a 3. ábra mutatja:

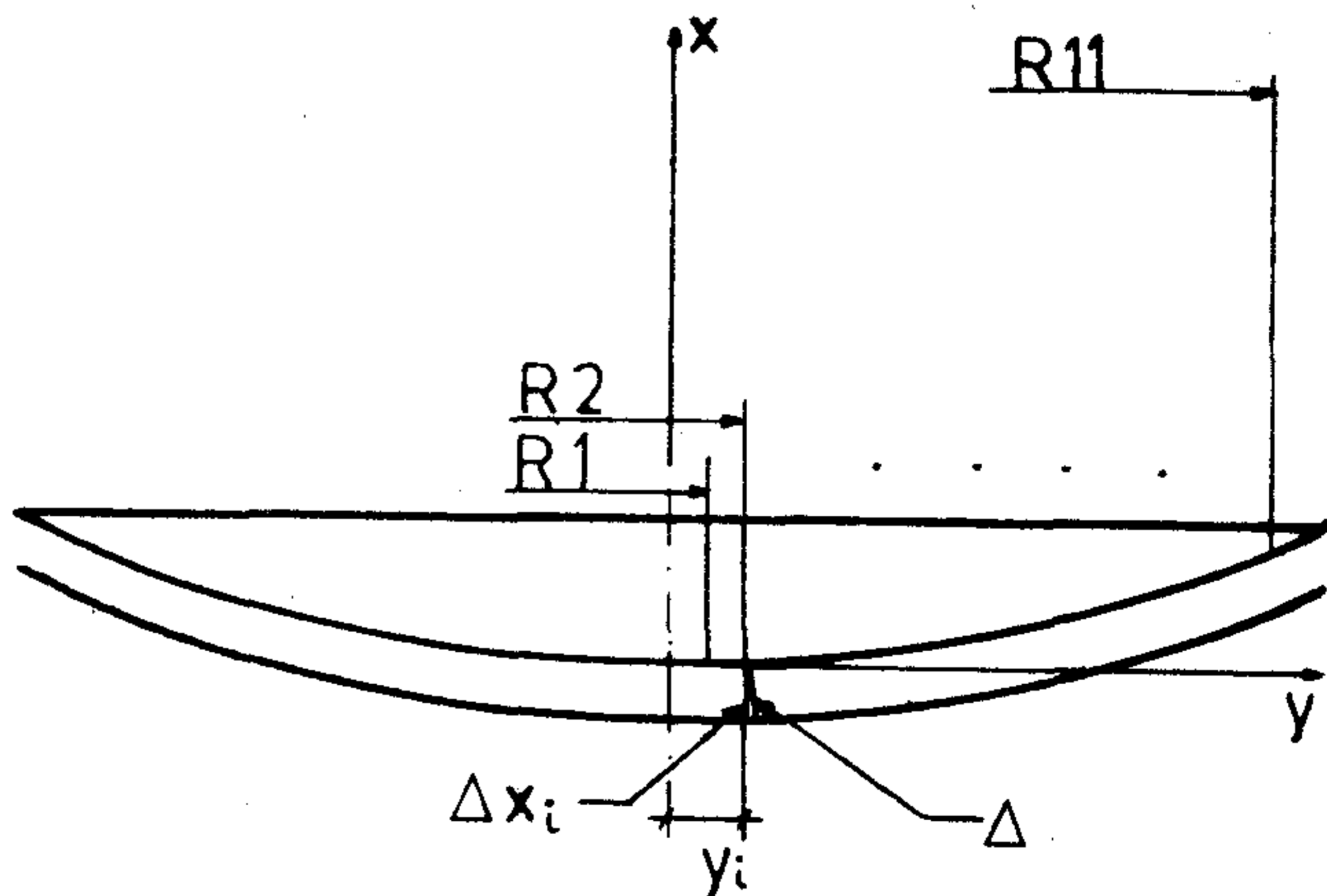
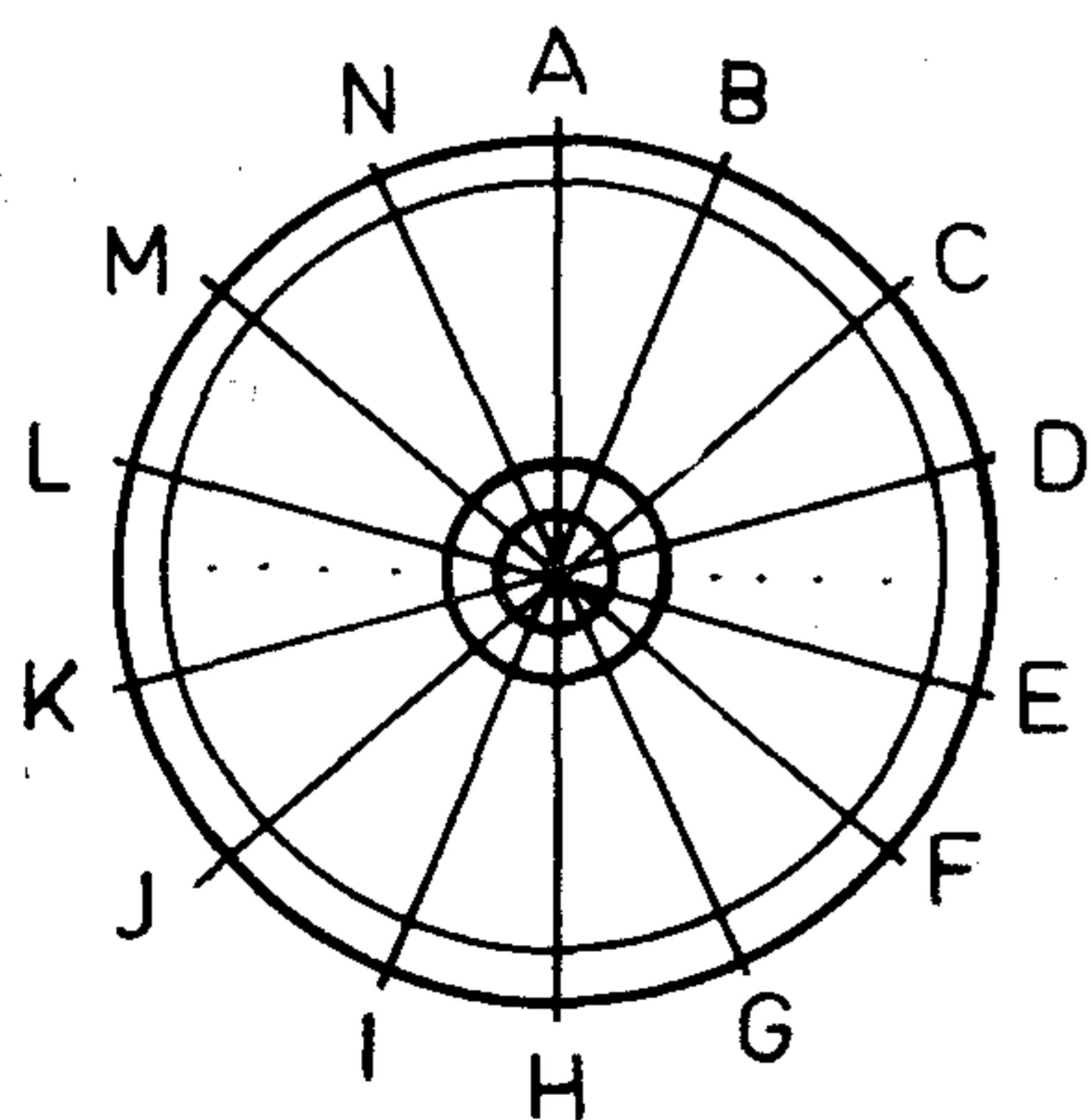
A mérés mindig a paraboloid metszők érintőjére merőlegesen történik, ezért a tengelyirányú eltérés meghatározásához az alábbi egyenletet kell figyelembe vennünk:

$$\Delta X_i = \Delta \frac{1}{\cos\left(90^\circ - \arctg \frac{2f}{y_i}\right)}. \quad (4)$$

A mérési pontok számának akkorának kell lenni, hogy azok növelése az effektív hibát már gyakorlatilag ne befolyásolja. Ez az 1–4 m átmérőjű antennáknál mintegy 50–150 pont.

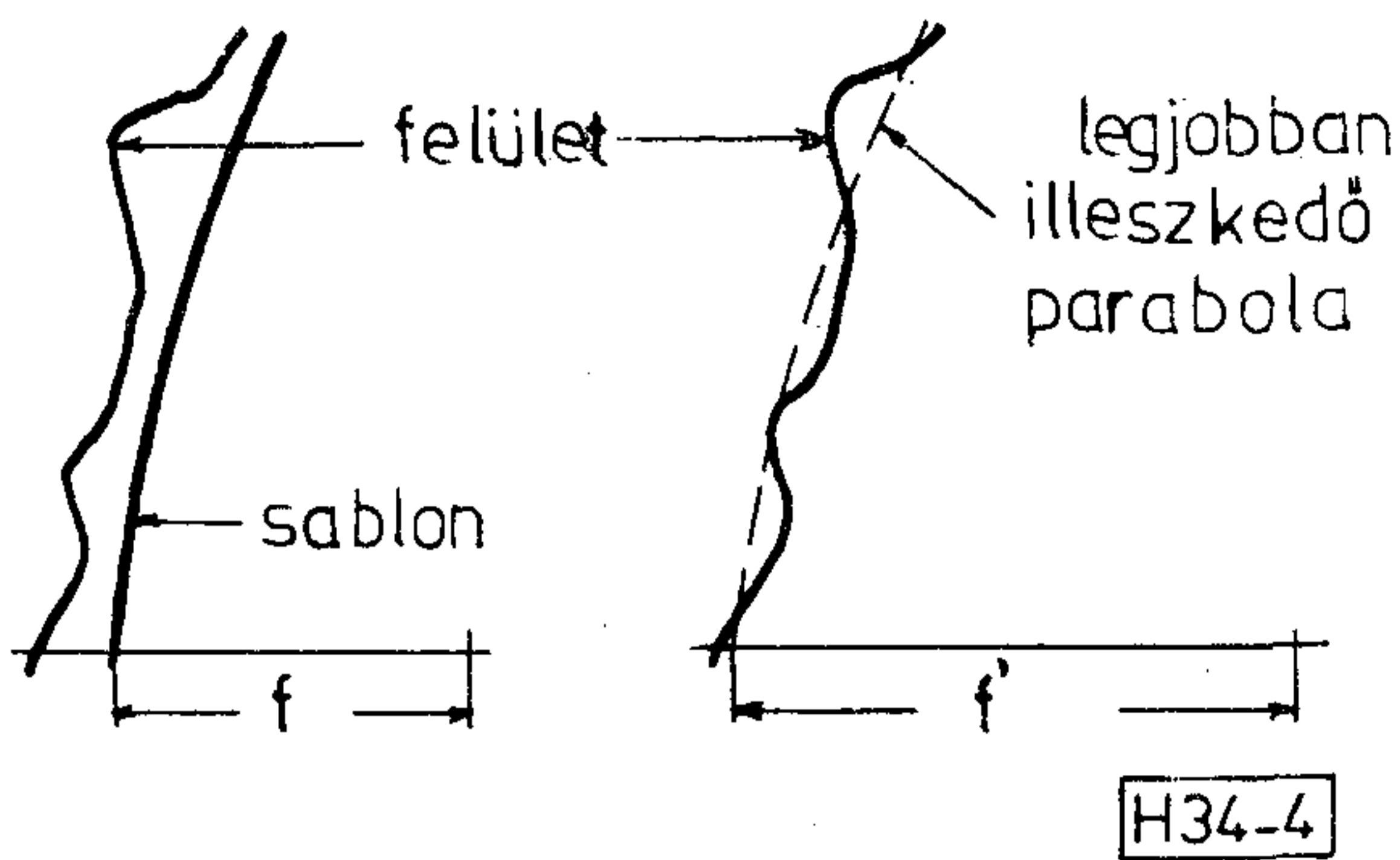
A mérést célszerű automatikus mérőrendszerrel elvégezni és személyi számítógéppel kiértékelni. A számítógépes elemzés lehetőséget ad arra, hogy a tükrök pontatlansága következtében fellépő nyereségsökkenést némileg mérsékeljük. Ezt az ún. legjobban illeszkedő paraboloid megkeresésével érjük el (4. ábra).

Az ún. legjobban illeszkedő paraboloidhoz tartozó effektív felületi hiba minimális és fókusztávolsága természetesen eltér a sablon fókusztávolságától. Ez a



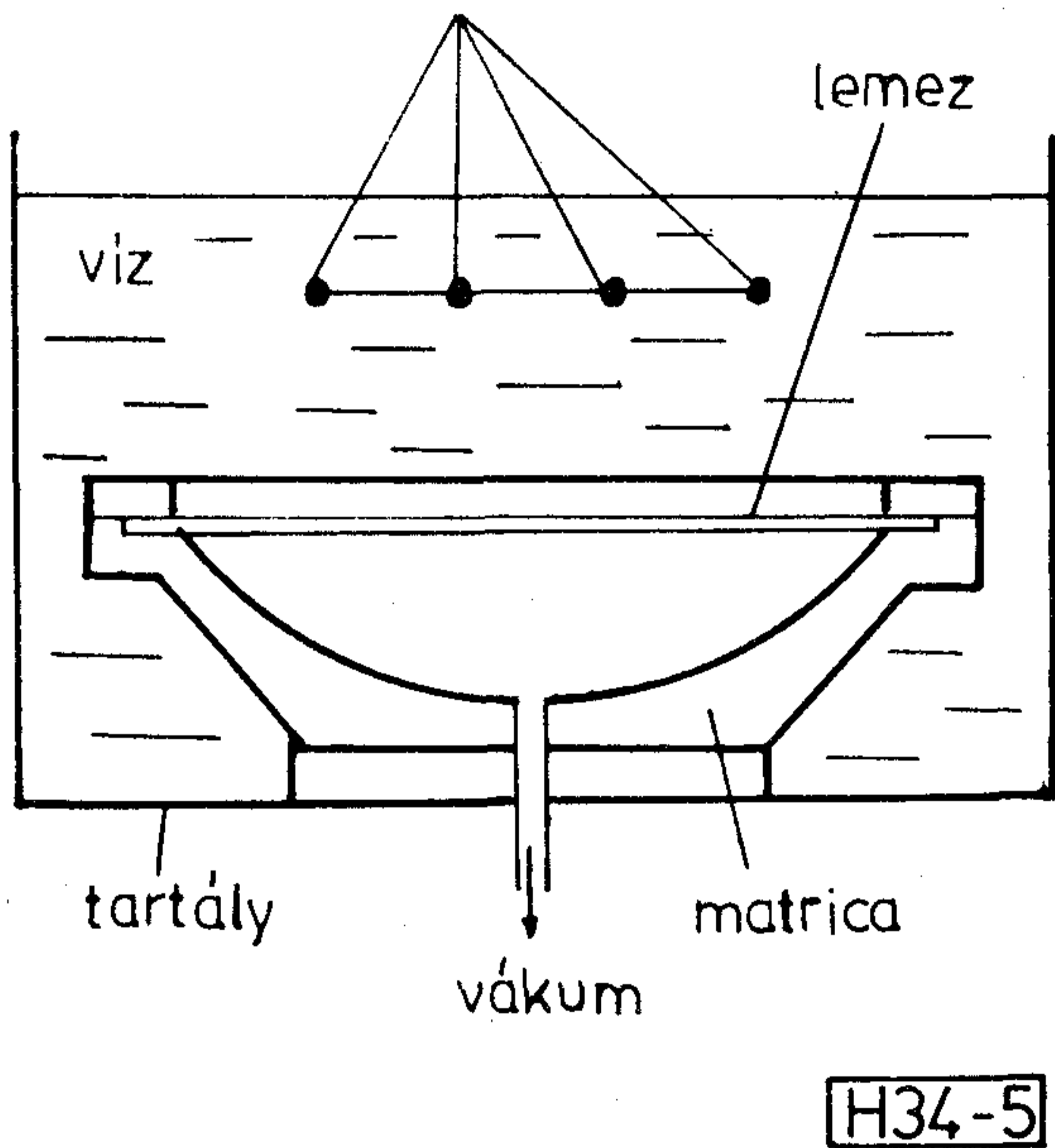
H34-3

3. ábra. A mérési pontok elrendezése



4. ábra

robbanó töltetek



5. ábra. A robbantási technológiához alkalmazott elrendezés

távolság minden egyes tükörhöz meghatározható és a primer sugárzó helyzete ennek megfelelően módosítható.

A 10 GHz felett működő antennákra a nyereségcsökkenés és az effektív hiba közötti összefüggést a (2) képlet alapján a következő táblázat mutatja. (A ΔG értékek 13 GHz frekvenciára vonatkoznak.)

1. táblázat

σ [mm]	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7
ΔG /dB	0,013	0,052	0,116	0,206	0,322	0,463	0,631

A fenti adatokból látszik, hogy viszonylag kis effektív felületi hiba is jelentős nyereségcsökkenést okoz. Ami a maximális felületi hibát illeti, normális

eloszlást feltételezve a felület bármely két vizsgált pontja közötti eltérés (pl. $\sigma=0,3$ mm esetén) az eseteknek csak 1%-ában haladja meg az 1,5 mm-t.

Az antennatükör előállítására szolgáló technológia

A gyártási technológia megválasztása az előállítandó felület pontosságától függ. A 10 GHz felett működő antennák esetében a vezető világcégek az antennatükör pontatlanságából adódó nyereségcsökkenést 0,1 dB-nél kisebb érték alatt tartják. Ebből az adatból az 1. táblázat segítségével megállapítható, hogy 13 GHz-en az effektív hiba maximum 0,3 mm lehet.

Ezt a pontosságot véleményünk szerint a hagyományos technológiákkal már nem lehet biztosítani, vagy a beruházási költségek aránytalanul magasakká válnak.

A Gépipari Technológiai Intézet Képlékeny Alakítási Főosztályának munkatársaival lefolytatott konzultációk alapján a robbantásos technológiát választottuk, amelynek vázlatja az 5. ábrán látható.

A technológiai sorrend a következő

1. Az alumínium teríték elhelyezése a robbantó szerszámon.
2. A ráncfogó felszerelése.
3. A robbanóanyag elhelyezése.
4. Részleges vákuum létrehozása a szerszám és az alumíniumlemez közötti térben.
5. A teljes rendszer vízzel telt hengerben való elhelyezése.
6. A robbantás végrehajtása.
7. A teljes rendszer kiemelése a vízből.
8. A 3–7. pontok újbóli végrehajtása.

A GTI-vel végzett közös kísérletek alapján sikerült a megfelelő alapanyagot (Al 99,5), a robbanóanyag szükséges mennyiségét és geometriai elrendezését meghatározni, 1100 mm átmérőjű antennatükrök legyártásához.

Az elért igen pontos eredményeket a 2. számú táblázat adja meg.

2. táblázat

Tükör száma	1	2	3	4	5	6	7
σ_{opt} , mm	0,272	0,278	0,298	0,238	0,261	0,268	0,269
f_{opt} , mm	316	316	316	316	316	315,5	316

ahol σ_{opt} — a legjobban illeszkedő paraboloidhoz tartozó effektív hiba,

f_{opt} — a legjobban illeszkedő paraboloid (σ értéke minimális) fókusztávolsága.

A tükör hatása a melléknyalábokra és a keresztpolarizációra

A már említett 0,3 mm-es effektív hiba esetében a gyakorlatban használt megvilágítás mellett az első melléknyaláb növekedése 13 GHz-en számításaink

szerint mintegy 0,6 dB, a zérushely feltöltődik $-\infty$ -ről kb. -30 dB-re. A melléknyalábokra kifejtett hatást az irodalom [3] részletesen tárgyalja. A keresztpolarizáció a fent említett felületi hiba esetében a főirányban az elméleti $-\infty$ dB értékről, mintegy -40 – -45 dB-re nő. Ugyanakkor a keresztpolarizáció melléknyalábjai $0,5$ – $0,6$ dB értékekkel csökkennek [6].

Az antenntükör megvilágítására szolgáló ún. primer sugárzó rendszer

A primer sugárzó rendszer alapvető feladata a megfelelő, apertúraeloszlás létrehozása. Az apertúraeloszlás alapvetően befolyásolja az elérhető nyereséget és sugárzási karakterisztikákat.

Körapertúra és tengelyszimmetrikus apertúraeloszlás esetében (a forgásparaboloid antenna körapertúrával rendelkezik) a távoltéri sugárzási karakterisztika normalizált értéke a következő összefüggés alapján számítható ki [4], [5].

$$F(u) = \frac{1}{M} \int_0^1 F(R) J_0(uR) R dR, \quad (5)$$

ahol $M = \int F(R) R dR$ normál tényező,

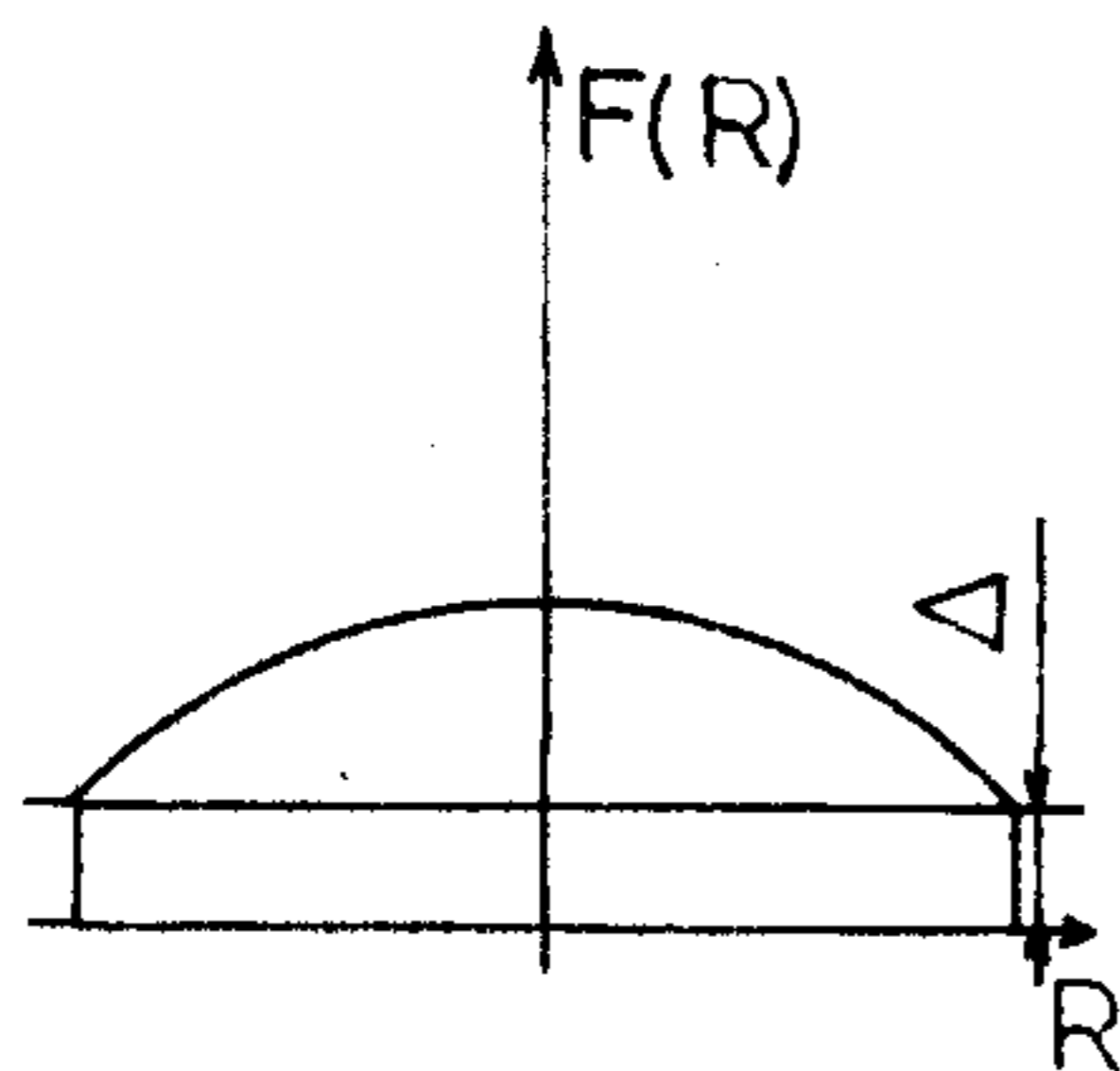
$$u = \beta R \sin \Theta = \pi D \sin \Theta / \lambda,$$

$D = 2R$ – az apertúra átmérője.

A fenti egyenlet azt jelenti, hogy a távoltéri sugárzási karakterisztika azonos a nulladrendű Fourier–Bessel-transzformálttal. Viszonyítási alapként célszerű az egyenletes apertúraeloszlást tekinteni, azaz $F(R) \equiv 1$ értéket. Az alábbi táblázat az egyenletes amplitúdóeloszlás esetében megadja a főirány közelében a legfontosabb jellemzőket, valamint az apertúra hatásfokot és a távoltéri karakterisztika burkoló görbét.

3. táblázat

$2\Theta_{0,5}$	$2\Theta_0$	F_1	F_2	F_3	α	$F_{\text{burkoló}}(u)$
$1,02 \frac{\lambda}{D}$	$2,44 \frac{\lambda}{D}$	$-17,6$	$-23,8$	$-28,0$	$1,0$	$\frac{1,6}{u\sqrt{u}}$



H34-6

6. ábra. Parabolikus apertúraeloszlás

ahol $2\Theta_{0,5}$ – a 3 dB-es pontok közötti szög radiánban,
 $2\Theta_0$ – az első zérushelyek közötti szög radiánban,
 F_1, F_2, F_3 – az első, második, ill. harmadik melléknyaláb szintje, dB.

Egyenletes apertúraeloszlást nem lehet megvalósítani, ezért a gyakorlatban gyakran használják például a parabolikus eloszlást adott élmegvilágítással.

$$F(R) = 1 - (1 - \Delta)R^2 = \Delta + (1 - \Delta)(1 - R^2). \quad (6)$$

A fenti apertúraeloszlás (6. ábra) esetében a normalizált távoltéri sugárzási karakterisztika a következő egyenlettel határozható meg:

$$F(u) = \frac{2}{1 + \Delta} \left[\Delta A_1(u) + \frac{1}{2} (1 - \Delta) A_2(u) \right], \quad (7)$$

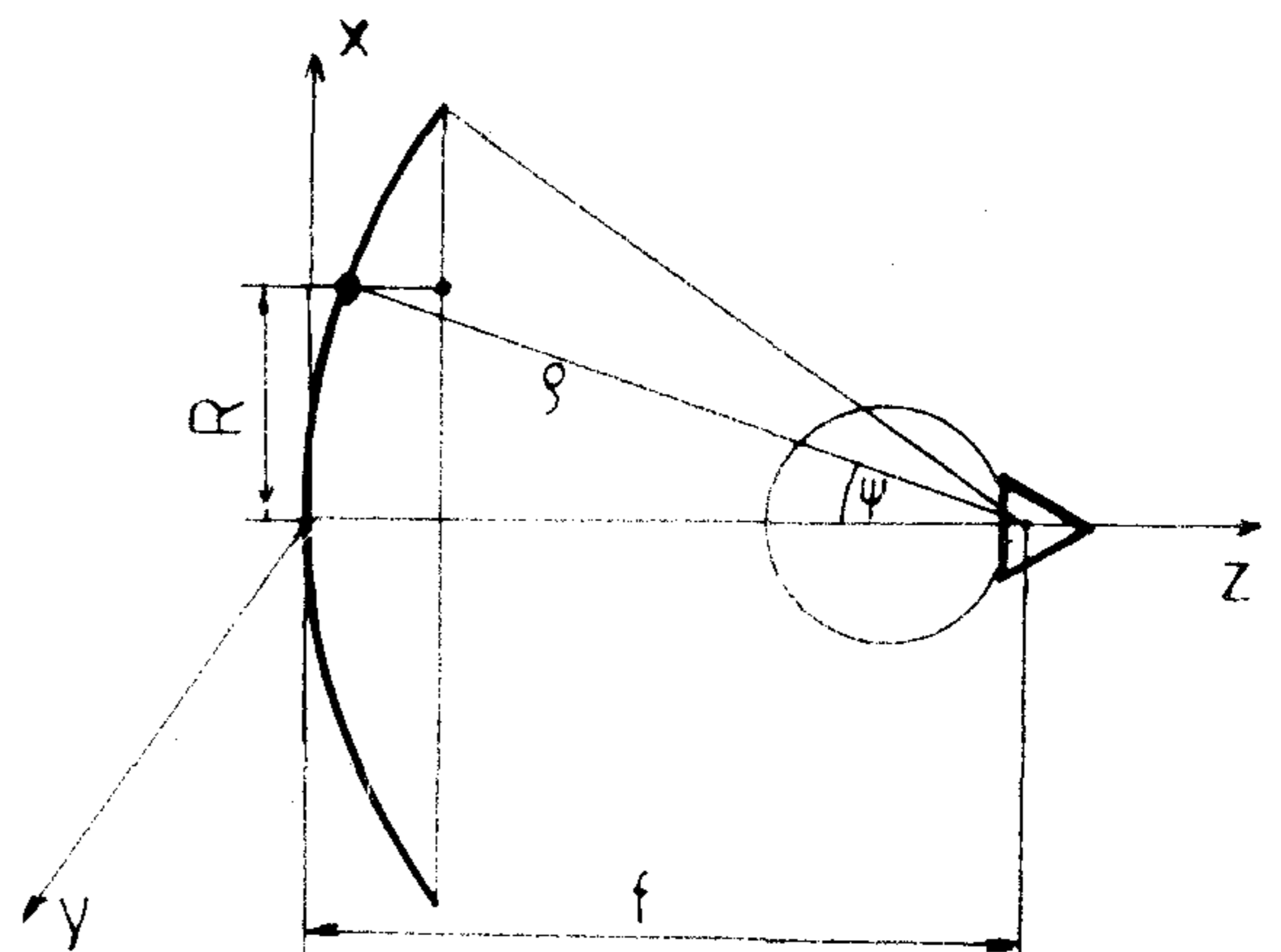
ahol $A_1(u)$ és $A_2(u)$ rendre elsőfajú elsőrendű, illetve másodrendű lambda függvények.

A (7) egyenlet alapján adódó eredményeket a 4. táblázat tartalmazza.

4. táblázat

Élmegvilágítás	$2\Theta_{0,5}$	$2\Theta_0$	F_1	F_2	F_3	η_a	$F_{\text{burkoló}}(u)$
0,5 (-6 dB)	$1,09 \frac{\lambda}{D}$	$2,68 \frac{\lambda}{D}$	$-20,6$	$-27,1$	$-31,3$	$0,964$	$\frac{1,06}{u\sqrt{u}}$
0,316 (-10 dB)	$1,14 \frac{\lambda}{D}$	$2,83 \frac{\lambda}{D}$	$-22,4$	$-29,3$	$-33,8$	$0,917$	$\frac{0,38}{u\sqrt{u}}$
0,1 (-20 dB)	$1,22 \frac{\lambda}{D}$	$3,12 \frac{\lambda}{D}$	$-24,2$	$-32,8$	$-38,4$	$0,818$	$\frac{0,15}{u\sqrt{u}}$
0	$1,27 \frac{\lambda}{D}$	$3,27 \frac{\lambda}{D}$	$-24,6$	$-33,6$	$-39,7$	$0,75$	$\frac{6,4}{u^2\sqrt{u}}$

A 3. és 4. táblázat adataiból látszik, hogy a (6) apertúraeloszlás esetében a maximális hatásfokot (és ennek következtében a maximális nyereséget) az



H34-7

7. ábra. A primer sugárzó és a parabola geometriai elrendezése

egyenletes apertúraeloszlás biztosítja, ugyan akkor az első három melléknyaláb viszonylag nagy. Az élmegvilágítás csökkentésével a hatásfok fokozatosan romlik, a melléknyalábok szintje csökken. Ezekből az a fontos következtetés vonható le, hogy a nagy nyereség és a kisszintű melléknyalábok elérése egymással ellentétes követelmények, tehát kompromisszumos megoldásra kell törekednünk.

A primer sugárzó rendszernek az egyenletes amplitúdóeloszlást minél jobban megközelítő, ugyanakkor lehetőleg kicsiny élmegvilágítású apertúraeloszlást kell létrehozni.

Meg kell jegyeznünk, hogy a távolféri sugárzási karakterisztika kiszámítására alkalmas egyenletek csak az első néhány melléknyalábot adják meg nagy pontossággal, a további melléknyalábok meghatározására alkalmatlanok.

A primer sugárzó sugárzási karakterisztikája és az apertúraeloszlás közötti kapcsolatot a 7. ábra alapján az alábbi egyenletek adják meg:

$$e = \frac{2f}{1 + \cos \psi},$$

$$F(R) = \frac{1 + \cos \psi}{2} F(\psi).$$

Ekkor feltételeztük, hogy a primer sugárzó karakterisztikája $F(\psi)$ csak a ψ szögtől függ és a z tengelyre szimmetrikus. Ez a feltételezés megfelelő primer sugárzó alkalmazása esetén helytálló.

A primer sugárzó rendszerre vonatkozó egyéb követelmények:

- kis veszteségek (falveszteség, radom veszteség),
- kis bemeneti állóhullámarány,
- a sugárzó fázisközéppontjának a paraboloid fókuszpontjával való minél pontosabb egybeesése,
- dehidrálnálhatóság,
- kisszintű keresztpolarizáció.

A fenti követelmények teljesítése a 10 GHz feletti frekvenciatartományban meglehetősen nehéz, mert

a kis hullámhossz (13 GHz-en pl. 23 mm) következtében a sugárzó rendszer beállítására igen szigorú tűrések vonatkoznak és a veszteségek is lényegesen nagyobbak.

A cikkben röviden ismertettem a fejlesztési munka során alkalmazott számítási módszert, valamint a Finommechanikai Vállalatnál elért eredményeket. Az $\varnothing 1,1$ m-es tükrök után az $\varnothing 2$ m-es tükrök nagy pontosságú gyártásának kidolgozására kerül sor és végső célunk a 10–15 GHz-es frekvenciatartományban nagy sorozatban, gazdaságosan gyártható antennacsalád kifejlesztése.

A rendelkezésre álló korlátozott hely miatt a primer sugárzó kialakításával kapcsolatos, igen fontos elektromos és mechanikus tervezési kérdésekre nem tudtam kitérni.

Köszönetnyilvánítás

Ezúton mondok köszönetet közvetlen kollégáimnak, akik a fejlesztési munkában segítettek és Czeglédi Istvánnak, a GTI tudományos munkatársának, valamint kollégáimnak, akik a tükörgyártás technológiájának kidolgozását végezték.

I R O D A L O M

- [1] John Ruze: Antenna Tolerance Theory — A Review Proceedings of the IEEE Vol. 54. No. 4. 1966. ápril.
- [2] Béla Ladányi-Turóczy: The measurement of Mechanical Parameters of Paraboloid Antennas. Budavox Telecommunication Review 1979/1.
- [3] Vu The Bao: Influence of correlation interval and Illumination taper in antenna tolerance theory. Proc. IEE, Vol. 116. No. 2. February 1969.
- [4] В. Г. Ямпольский; О. П. Фролов: Антенны и ЭМС, Москва, "Радио и связь" 1983.
- [5] Г. З. Аузендерг, В. Г. Ямпольский; О. Н. Тершин: Антенны УКВ, Часть I. Издательство "Связь" Москва 1977.
- [6] I. M. M. Vissers et al.: Crosspolarisation properties of reflector antennas with random surface errors. Electronics Letters. 20th January 1983. Vol. 19. No. 2.

Szemle

Összeállította: GÁL FERENC

Kína Postai és Távközlési Ipari Vállalata szerződést kötött az amerikai ITT-vel, amelynek keretében jelentősen bővítik Kína helyi és nemzetközi telefonhálózatát. Indulásként mintegy 150 millió dollár értékben 100 000 vonalnyi System 12 digitális telefonközpontot szerel fel az ITT Pekingben és Sanghajban. Az ITT átadja a System 12 gyártástechnológiáját egy Sanghajban létesülő közös kínai–belga vállalatnak. A közös vállalat évente 300 000 telefonközponti vonalat fog gyártani.

(Telecommunication Journal.)

Az International Resource Development Inc. amerikai piackutató cég becslése szerint az 1983. évi 2,8 milliárd dolláros brit híradástechnikai piac 10 év

alatt négyszeresére bővül. Ez fokozott lehetőséget teremt a szigetországban eladni kívánó külföldi cégeknek is. A British Telecom például hagyományos brit szállítóitól (Plessey, STC, GEC, Racal) elfordulva egyre inkább USA cégek felé tekint. A brit híradástechnikai piacon az igazi változást az „információs korszak” eljövetele eredményezi majd. Jelenleg a forgalmazott eszközök fele értékét a kábelek és telefonközpontok képviselik. 1993-ban viszont a kábeltelevízió az üzleti perifériák (pl. videotex terminálok) és a műholdas összeköttetések már a piac 40%-át, a telefonközpontok és kábelek pedig csak 10%-át alkotják.

A brit híradástechnikai piac bővülése (millió USA dollárban) a fő piaci szegmensek szerint:

(Folytatás a 250. oldalon)

12 GHz-en végzett hullámterjedési mérések eredményeinek kiértékelése

DR. BOGNÁR ZOLTÁN —
CZAPÁRY ANDRÁS

Közlekedési és Távközlési Műszaki Főiskola
Távközlési és Automatizálási Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A 12 GHz-es indítandó hullámterjedési mérést ismerteti a cikk. Egyidejű szakaszcsillapítást, keresztpolarizációs csillapítást és esőintenzitást mérünk egy adó és egy vevő felhasználásával. Az esőmérő gyors működésű és jó felbontást tesz lehetővé. A mért 5 paraméterből 4 továbbit állítunk elő adatszelekcióval, hogy információt gyűjtünk a többutas terjedésről. A nyert adatok kiértékelése a kétdimenziós sűrűségfüggvények előállításával kezdődik, amelyek a H és V polarizációban mért csillapítások a HV és VH keresztpolarizációs csillapítások, valamint az eső havi eloszlásfüggvényeit szolgáltatják. A korrelációs tényezőket is meghatározzuk. A mikroprocesszoros adatfeldolgozó rendszer kinyomtatja az órás maximum, minimum és medián értékeket is.

1. Bevezetés

A mikrohullámú távközlési csatornák tervezéséhez, ezen keresztül a frekvenciasávok legjobb kihasználásához szerte a világon számos hullámterjedési mérést végeztek. Ezekből sok tapasztalat gyűlt össze, melyek alapvető útmutatást adnak arra, hogy milyen paramétereket kell mérni, milyen jelenségeket kell vizsgálni, ha az ország területén vagy annak egy kisebb részén jellemző információkat akarunk kapni a tervezéshez. A mikrohullámú csatornák beruházási költségeit ismerve nyilvánvaló, hogy nem lehet pusztán olvasmányokra támaszkodva tervezni.

A 12 GHz-es sávban először a Posta Kísérleti Intézet végzett Budapest területén méréseket, majd vizsgálatokat az ország más részein. Méréseinket ezek továbbfolytatásaként szerveztük a Tudomány-szervezési és Informatikai Intézet anyagi támogatásával. A szervezést és kivitelezést a Távközlési és Automatizálási Intézet Vezetéknélküli Távközlési Osztálya végzi Czapáry András, Szabó Zsolt, Kolos Tibor, Kalász Gyula és Oláh Ferenc főiskolai adjunktusok részvételével. Az állami megbízásként folyó munkát dr. Bognár Zoltán főiskolai docens irányítja.

2. A mérőrendszer felépítése

A felépítést a kivitelezés folyamán kissé módosítottuk, hogy a mérések a lehető legtöbb szükséges információt nyújtsák a szakasról. Az 1. ábrán látható a rendszer vázlata. Az adó és vevő oldali RF részeket részletesen ismertettük (1), így itt csak az adás és vétel idődiagramját mutatjuk be (2. ábra). Látható, hogy a vett jelből egy 4 ms-os periódusban veszünk mintát, így valamennyi azonos idejűnek

DR. BOGNÁR ZOLTÁN

1962-ben szerzett oklevelet a BME Villamosmérnöki Karán. Az Orionban fejlesztőmérnökként 1971-ig, közben évekig a Távközlési Kutató Intézetben és a Finommechanikai Vállalatnál a mikrohullámú rendszerek fejlesztésén dolgozott. 1965–66-ban mikrohullámú szakmérnöki tanfolyamot végzett a BME-n. 1971–1980-ig a Postavezérgazgatóság Vezetéknélküli Táv-

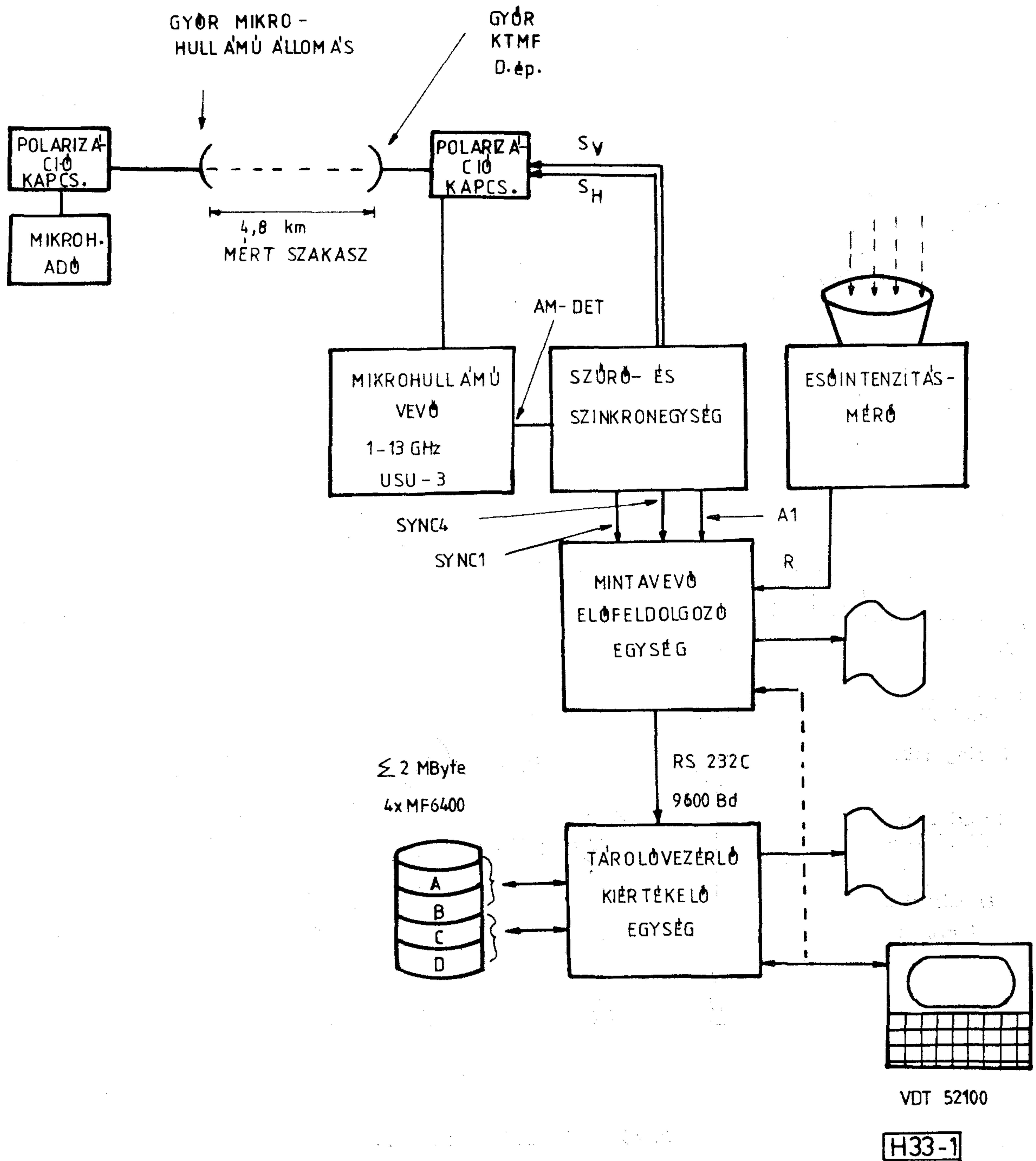
közlési Szakosztályán dolgozott a mikrohullámú rendszerek szakterületén. 1973-ban védte meg doktori disszertációját, melynek témája „Rádiócsatornák megbízhatósága valóságos terjedési feltételek mellett”. 1976–77-ben Zambiában oktatott, oktatásszervezési tevékenységet végzett a Nemzetközi Távközlési Egyesület megbízásából. 1980-tól a Közlekedési és Távközlési Műszaki Főiskola docense, a Vezeték Nélküli Távközlési Osztály vezetője.

tekinthető. Ezt az indokolja, hogy 100 dB/s sebességű fading esetén is legfeljebb 0,4 dB-t változhatnak a mintaamplitúdók, ami jelentősen kisebb a tervezett felbontásnál (l. 1. táblázat). A táblázat a mérési tartományokat is mutatja. Az esőintenzitást saját készítésű műszerrel mérjük (2).

A mérési adatok feldolgozását egy 2 processzoros adatgyűjtő rendszer végzi, melyet az alábbiakban ismertetünk:

A mikrohullámú adó PIN diódás kapcsolója 2 ms-ig 10 kHz-cel szaggatott H polarizációjú jelet, 2 ms-ig V polarizációjú jelet juttat az ADÁS oldali parabola antennára. A VÉTEL oldalon a parabola antenna jele tápvonalak közbeiktatásával PIN diódás kapcsolókkal realizált polarizáció kapcsolóra jut, amely felváltva a mindenkori vett H polarizációjú és vett V polarizációjú jelet kapcsolja az USU-3 mérővevő bemenetére. A PIN-diódás kapcsolókat működtető S_H és S_V kapcsoló vezérlő jeleket a szűrő és szinkron egység állítja elő a mindenkori vett jelből. A mintavevő és előfeldolgozó egység egyik bemenetére az USU-3 vevő AM-DET kimenete kapcsolódik (jele A1), amely tehát időmultiplex jel. Az időmultiplex jelből helyes időpontban történő mintavétel időzítésére szolgál a SYNC1 és SYNC4 jelű csatorna. Az F_H fading és a P_{HV} polarizációs csillapítás mintavétele és mérése a megfelelő 1 ms-os időrés 8-ik 100 μ s-jában történik. Az F_V fading és a P_{VH} polarizációs csillapítás mintavétele és mérése a megfelelő 1 ms-os időrés 3-ik 100 μ s-jában történik. A mintavevő és előfeldolgozó egység másik bemenetére az esőintenzitás mérő kimenete kapcsolódik (jele R). Az R jel időben lassan változik, mintavétele

* Beérkezett: 1985. II. 12.)

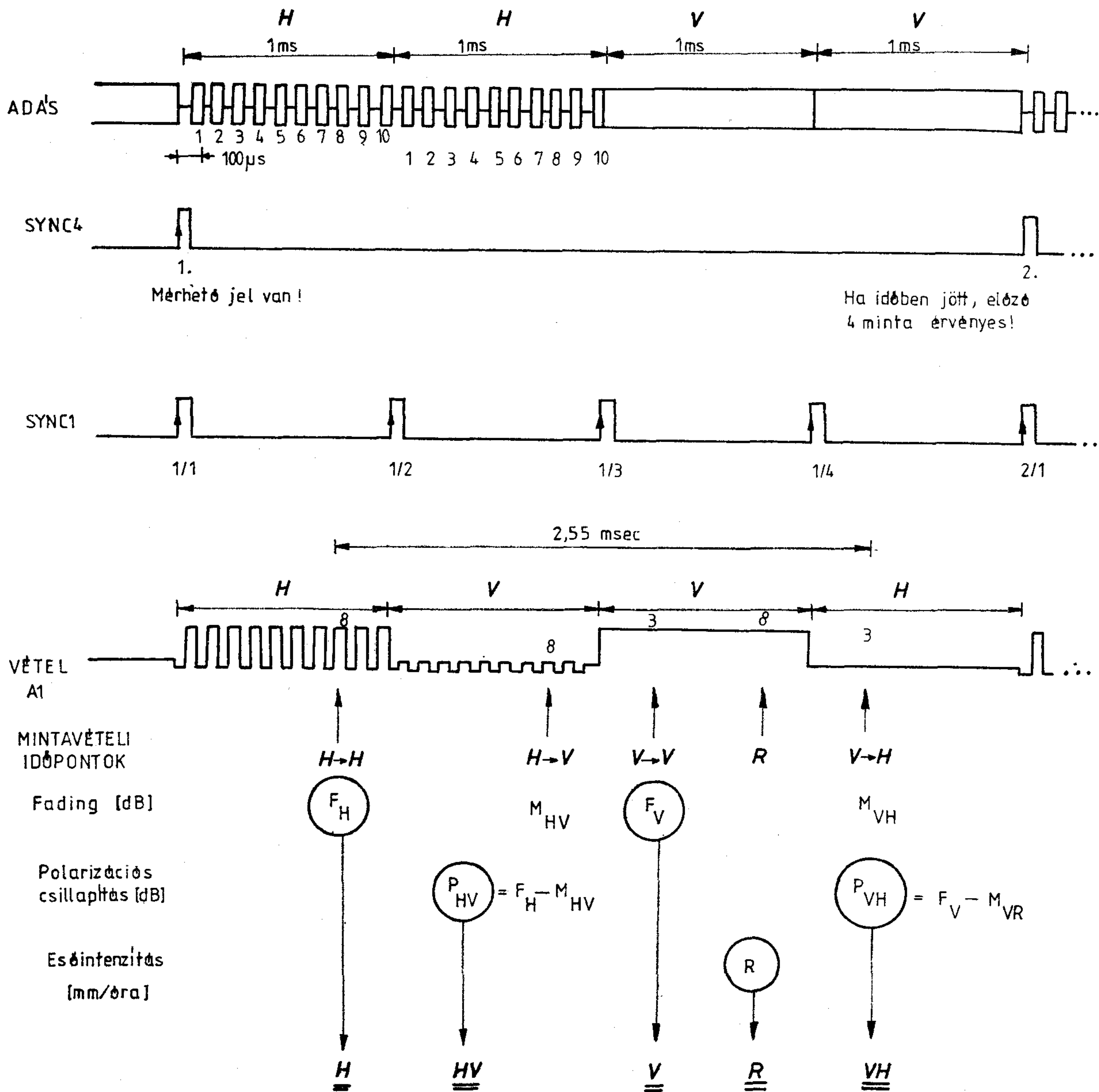


1. ábra. A mérőrendszer vázlatja

és mérése az F_V fading 1 ms-os időrésének a 8-ik 100 μ s-jában történik. A mintavevő és előfeldolgozó egység MC6802 CPU-val, 50 kByte RAM, 12 kByte EPROM memóriával rendelkező mikroprocesszoros egység, ESZR méretű rackfiókban helyezkedik el. Párhuzamos printer interfésszel, videoterminál csatlakoztatására alkalmas soros 1200 Bd sebességű, RS232C interfésszel, valamint adatátviteli rendeltetésű soros 9600 Bd sebességű, RS232C interfésszel rendelkezik. 25 μ s konverziós idejű AD572 típusú, Analog Devices gyártmányú A/D Konvertert alkalmazunk analóg/digitál átalakítóként. A mintavétel egyidejűsége 2,55 ms, a konverzió 12 bites a nagyobb pontosság érdekében.

A mintavevő és előfeldolgozó egység két fontosabb funkciója:

- Az ún. *órás* feldolgozáshoz a H , V , HV , VH , R jellemzőket reprezentáló 8 bites alapadatokat gyűjti 8 ms felbontásban. Maximum, minimum és medián meghatározásokat végez, az eredményeket nyomtatja.
- Az ún. *havi* feldolgozáshoz a H , V , HV , VH , R jellemzőket reprezentáló 8 bites alapadatokat 0,5 s felbontásban gyűjti és átmenetileg 1 órára tárolja. Az 1 órás adatmennyiséget az adatátviteli interfészen mintegy 1 perc alatt át-küldi a tárolóvezérlő és kiértékelő egységhez.



H33-2

2. ábra. Mintavételi időpontok

A tárolóvezérlő és kiértékelő egység i8085 CPU-val, 56 kByte (bankelhető) RAM memóriával, 6 kByte EPROM memóriával rendelkező mikroprocesszoros egység, ESZR méretű rackfiókban helyezkedik el. Párhuzamos printer interfésszel, videoterminal csatlakoztatására alkalmas soros 1200 Bd sebességű, RS232C interfésszel, valamint adatátviteli rendeltetésű soros 9600 Bd sebességű, RS232C interfésszel rendelkezik.

A 4 db MF6400 típusú MOM floppy-diszk 2 MByte tárolási kapacitással a havi feldolgozások tárolási igényének, valamint az archivált adatok feldolgozási igényének kielégítését szolgálja. A berendezéshez EPROM és PROM égető csatlakoztatható.

A tárolóvezérlő és kiértékelő egység fontosabb funkciói:

- A mintavevő és előfeldolgozó egységtől átvett 1 órás adatmennyiség időbeli eloszlásainak meghatározása, nyomtatása, átmeneti tárolása.
- Havi kétdimenziós sűrűségfüggvények előállítására 6 bites felbontásban.
- Eső időtartam eloszlásainak meghatározása.
- Kétdimenziós sűrűségfüggvényeket alapul vevő különféle feldolgozások.

Alapparaméter minták	Mérési tartomány	Felbontás
síkpolárizációs csillapítás (H és V)	50 dB	1 dB
polarizációs csillapítás (V → H és H → V)	30 dB	1 dB
esőintenzitás (R)	5-200 mm/ø	5 mm/ø

I. táblázat Mérési alapparaméterek

I. táblázat. Mérési alapparaméterek

3. Mért jellemzők és kiértékelésük

Síkpolárizált jelekkel végezzük a mérést, amikor is ezek csillapítását és a közöttük levő polarizációs csillapítást mérjük. Szétválasztjuk a mért jeleket esős és esőmentes időben mért jellemzőkre, így tanulmányozhatjuk az eső, illetve több utas terjedés hatását. A feldolgozás során előállítjuk a csillapítások és polarizációs csillapítások havi eloszlásfüggvényét, az óras max, min és medián értékeket, egyes korrelációs együtthatókat és regressziós görbéket az alábbiak szerint:

$\left. \begin{array}{l} H \\ H \rightarrow V \\ V \\ V \rightarrow H \\ R \end{array} \right\}$ primer adatok	$\left. \begin{array}{l} \text{a 9 v. v. havi eloszlás-} \\ \text{függvénye} \\ \text{a 9 v. v. óras max, min és} \\ \text{medián értéke} \end{array} \right\}$
$\left. \begin{array}{l} \text{esőmentes időben} \\ \text{adatszelekcióval} \end{array} \right\}$	$\left. \begin{array}{l} \text{Korrelációs együtthatók:} \\ \text{esős időben: } H, V; H, \\ \text{VH; } H, R; V, HV; V, \\ \text{R; VH, R; HV, R.} \end{array} \right\}$
$\left. \begin{array}{l} H \\ H \rightarrow V \\ V \\ V \rightarrow H \end{array} \right\}$	$\left. \begin{array}{l} \text{esőmentes időben: } H, V; \\ \text{H, VH; V, HV} \end{array} \right\}$
	regressziós görbe

A kiértékelés alapját a korrelációs együtthatónál a fent feltüntetett v. v. párok kétdimenziós hisztogramjának előállítása képezi. Tekintve, hogy diszkrét eloszlásról van szó, az együttes hisztogramot egy-egy kétdimenziós $S_H \times S_V$, $S_H \times S_{VH}$, $S_H \times S_R$, ill. $S_{VH} \times S_R$ méretű mátrix képviseli.

Az S-ek itt a felbontást jelentik, melyek végleges értékét a mérőrendszer kiépítettsége korlátozza, de fennáll, hogy

$$S_H, S_V \geq 50, S_{VH} \geq 30, S_R \geq 40. \quad (1)$$

A feldolgozás ismertetéséhez tekintsük csak a H, V hisztogramot, melynek elemei b_{HIVj} -k. Ebből az egyedi H és V hisztogramokat a

$$b_{Hi} = \sum_{j=1}^{S_V} b_{HIVj} \text{ és } b_{Vj} = \sum_{i=1}^{S_H} b_{HIVj}. \quad (2)$$



CZAPÁRY ANDRÁS,

a Közlekedési és Távközlési Műszaki Főiskola Távközlési és Automatizálási Intézetének adjunktusa. 1973-ban végzett a BME Villamosmérnöki Kar Híradás-

technika Szakán. 1978-ban digitális elektronikai szakmérnöki képesítést szerzett. 1973-75 között a BEAG Elektroakusztikai Gyárban dolgozott, mint fejlesztőmérnök. Társszerzője több szabadalomnak. 1978 óta mikroprocesszorok alkalmazásával, hardver és szoftver tervezési kérdéseivel foglalkozik. A Főiskolán oktatói munkája során számos jegyzetet írt. Az utóbbi években szakmai érdeklődése és munkája mikroprocesszoros belépésellenőrző és riasztórendszerek tervezése. Tagja a HTE Mikroszámítógépes programnyelvek és Operációs Szakosztály Vezetőségének.

Természetesen az is fennáll, hogy a teljes havi mintaszám

$$B_H = \sum_{i=1}^{S_H} b_{Hi} = B_V = \sum_{j=1}^{S_V} b_{Vj}. \quad (3)$$

Az egydimenziós hisztogramokból az eloszlásfüggvények az alábbiak szerint állíthatók elő, pl.:

$$F_H(h) = \frac{1}{B_H} \sum_{h_i < h} b_{Hi}, \quad (4)$$

ahol h végigfut a H teljes fadingtartományon (50 dB), melyet a h_i diszkrét értékek képeznek. Az eloszlások jellemzői az alábbiak szerint számíthatók: várható érték:

$$M(H) = \frac{1}{B_H} \sum_i h_i b_{Hi} \quad (5)$$

szórás:

$$D(H) = \sqrt{\frac{1}{B_H} \sum_i h_i^2 b_{Hi} - M(H)^2}. \quad (6)$$

Fentiek ismeretében meghatározható a két v. v. korrelációs együtthatója is:

$$r_{H,V} = \frac{\frac{1}{B_H B_V} \sum_{i=1}^{S_H} \sum_{j=1}^{S_V} h_i v_j b_{HIVj} - M(H) \cdot M(V)}{D(H) \cdot D(V)}. \quad (7)$$

Az együttes eloszlások ismerete lehetőséget ad egyes eseményekre vonatkoztatott feltételes eloszlások előállítására is, pl.:

$$F_{H|R=0}(h) = \frac{1}{B_{H|R=0}} \sum_{h_i < h} b_{HIVj} \quad (8)$$

Ez természetesen azonos eloszlást ad, mint az esőmentes időben adatszelekcióval nyert H, V vagy H, VH együttes hisztogramból (2), (3) és (4) szerinti peremeloszlás.

Két v. v. együttes eloszlásának ismeretében statisztikai becslést is adhatunk a kettő közötti függ-

vényszerű kapcsolatra, pl. a H polarizációban mért csillapítás (A_H) és az esőintenzitás (R) között:

$$A_H(R) = M(\xi_H | \xi_R = R) \quad (9)$$

alakú regresszió képzésével, ahol M a várható érték képzést jelöli. A (9) alakú függvényt ξ_H -nak ξ_R -re vonatkoztatott regressziójának nevezzük [3]. Ezt alkalmazva:

$$A_H(R_K) = \frac{\sum_{i=1}^{S_H} h_i b_{HiRK}}{\sum_{i=1}^{S_H} b_{HiRK}} \quad (10)$$

empirikus függvényt kapjuk.

Az esőcsillapítás eloszlásának meteorológiai mérésekből való becslése céljából 30 mp, 1, 5, 10 perces, 1 óras átlagolással is veszünk fel esőintenzitás eloszlásfüggvényt.

A CCIR által ajánlott (4) 1 óras feldolgozást is végzünk abból a célból, hogy vizsgálható legyen a paraméterek napi változása. Ennek alapján felvehető a nap meghatározott órájában valamelyik paraméter éves eloszlása vagy az óras maximumok, minimumok vagy mediánértékek havi eloszlása.

A mérőrendszer lehetővé teszi az egyidőben mért paraméterek kinyomtatását, mellyel pl. a regressziós becslés jósága szemléletesen ellenőrizhető. Az eső jellegét naplózással rögzítjük.

Összefoglalás

A fentiekben ismerttetett mérés láthatóan számos alapinformációt ad a távközlési csatornák tervezéséhez. Az empirikus eredmények felhasználását tovább könnyíti, ha illeszkedő függvényeket keresünk az eloszlásfüggvényekhez. Az eloszlásfüggvények közelítését elsősorban Nakagami-m eloszlásfüggvé-

nyekkel lehet megkísérelni. Vizsgálhatók a paraméterek a „legrosszabb hónap” kiválasztása céljából is.

A CCIR-ben ajánlott (5), a mélyfadingekre vonatkozó $p_M K \cdot Q$ együtthatók is meghatározhatók, melyek a mélyfadingek megjelenési valószínűségét, a klimatikus és domborzati hatást jelentik.

Méréseinknek korlátai is vannak. Az esőintenzitás és a csillapításadatok között akkor tudnánk felállítani szorosabb függvénykapcsolatot, ha az esőintenzitást a szakasz több pontján mérhetnénk. Ezt nem vállalhattuk a tetemes költségnövekedés miatt. További korlát, hogy jóllehet a csillapítások tulajdonságainak vizsgálata megmutatja a több utas terjedés hatását, ennek mérését a légkör tulajdonságainak (p , e , T vagy N_0 és ΔN) mérésével kellene kísérni, ami már a meteorológiai jellemzőkből való becslést is lehetővé tenné.

Mindezek ellenére úgy véljük, hogy méréseink hasznos, új alapinformációkkal járulnak hozzá a hazai hullámterjedési kutatásokhoz. Az itt alkalmazott mérési elv más frekvenciasávokra is alkalmazható a későbbi vizsgálatokhoz.

A szerzők és a mérőcsoport tagjai köszönetet mondanak a Főiskolán, a Magyar Postánál, Távközlési Kutató Intézetnél, Tudományszervezési és Informatikai Intézetnél és másutt dolgozó kollégáknak az eddigiekben nyújtott segítségükért és támogatásukért.

I R O D A L O M

- [1] Kolos Tibor—dr. Bognár Zoltán: Hullámterjedési mérések a 12 GHz-es sávban. KTMF. Tud. Ülészak, 1984. V. 13—15.
- [2] Dr. Bognár—Kalász—Szabó: Nagy sebességű esőintenzitás-mérés hullámterjedési vizsgálatok céljára.
- [3] Prékopa András: Valószínűségelmélet, Műszaki Könyvkiadó, Bp. 1972.
- [4] CCIR Rec. 311—4 Genf, 1982.
- [5] CCIR Rec. 338—4 Genf, 1982.

(Folytatás a 245. oldalról)

Az optikai átviteli rendszerek legújabb fejlesztése egyrészt arra irányul, hogy 30 000 beszédcsatornát lehessen átvinni egy üvegszálpáron (10...20-szor többet, mint jelenleg), másrészt, hogy a regenerátorok közötti távolságot 400 km-re lehessen kiterjeszteni (a jelenleginek több mint 10-szeresére). A British Telecom laboratóriumában folyó kutatások szerint mindkét feladat megoldható a koherens átviteli eljárás alkalmazásával. A jelenlegi optikai átviteli rendszerek 700 GHz vonalszélességű spektrumot használnak, míg a koherens rendszerek egyetlen hullámhosszú fényt és 10...100 kHz vonalszélességű spektrumot alkalmaznak. A koherens rendszerekben alkalmazott félvezető lézerek frekvenciastabilitásának hibája jobb 10^{-9} -nél, amely nem jellemző a hagyományos optikai rendszerekre. A keskeny spektrumvonal szélességét a lézer chipen kívül levő optikai üveggel vagy szűrővel érik el, amely egyetlen frekvenciát vagy hullámhosszat választ ki. Lehetővé válik lézeres optikai

heterodin vevők készítése, amelyek a rádióvevők közvetlen optikai ekvivalensei. A bejövő jel detektálása céljából egy második lézersugarat keresnek a bejövő lézersugarhoz, ezáltal egy középfrekvenciát állítanak elő a detektorban. Így a detektorok vételi érzékenysége 30...100-szorosára nő, ami a regenerátorok távolságának növelését teszi lehetővé. A 400 km-es regenerátor távolság lehetővé teszi az ilyen hosszúságú tenger alatti kábelek ismétlődő nélküli megvalósítását, ami csökkenti a költségeket és növeli a megbízhatóságot. További eredmények várhatók a jelenleginél tisztább üveg felhasználásától; az infravörös tartományban végzett kutatások szerint 0,1...0,2 dB/km értékre csökkenthető az üvegszál csillapítása. Mindezek alapján az átvihető beszédcsatornák száma 10...20-szorosára növekszik.

(Telecommunication Journal.)

(Folytatás a 281. oldalon)

Analóg mikrohullámú összeköttetések zajának számítása kézi kalkulátorok segítségével

DR. CSERNOCH JÁNOS
Orion



ÖSSZEFOGLALÁS

A szerző a cikk első részében a zajszámítás menetét tárgyalja. A cikk második részében a zajszámítás konkrét programja és folyamatábrája található Texas TI programmable T58C kalkulátor esetén.

DR. CSERNOCH JÁNOS

1954-ben fejezte be tanulmányait az Eötvös Loránd Tudományegyetem fizikus szakán. Mikrohullámú műszerek és rádiólokátorok gyártástechnológiájával foglalkozott. Mai szakmai te-

rülete analóg és digitális mikrohullámú rendszer-technika, továbbá elektromágneses hullámok terjedése. A Kandó Kálmán Villamosipari Főiskolán ezeket a témákat oktatja. Több közlemény szerzője. A „Műszaki Tudományok Kandidátusa”.

Bevezetés

A programozható kis kalkulátorok elterjedése kapcsán felmerült az igény olyan programok kidolgozására, melyek kis kalkulátoron is lefuttathatók. Ezzel lényegében nemcsak a nagy számítógéppel kapcsolatos adminisztráció takarítható meg, hanem a program akkor is lefuttatható, ha a vonaltervező nem a vállalat területén, hanem pl. attól távol, valahol kiküldetésben van.

Természetesen ami a tárolható adatokat és a programlépéseket illeti, szerényebbeknek kell lennünk. Az alábbi példában egy Texas TI Programmable T58C kalkulátoron lefuttatható programot ismertetünk max. 240 programlépéssel és 30 memóriával.

A program két részből áll:

1. Szakaszcsillapítás-számítás
2. Zajszámítás

A szakaszcsillapítás-számítás az elején két elágazó utasítást tartalmaz attól függően, hogy az RF szakasz tartalmaz-e sík tükröt, vagy kettős paraboloidot (1. ábra).

A három zajszámítás (TF , TV és kísérőhang) a szakaszcsillapításhoz csatlakoztatható. Ami az összeköttetés hosszát illeti, csak a TF átvitel esetén van korlátozás (max. 840 km), de ha a kiértékeléstől eltekintünk, akkor ez is megszüntethető.

Ami a zajszámítás menetét és a zajjelöléseket illeti, a dolgozat a CCIR előírásokra támaszkodik (1), (2), (3), (4), (5).

A program a következő eredményeket szolgáltatja (R/S):

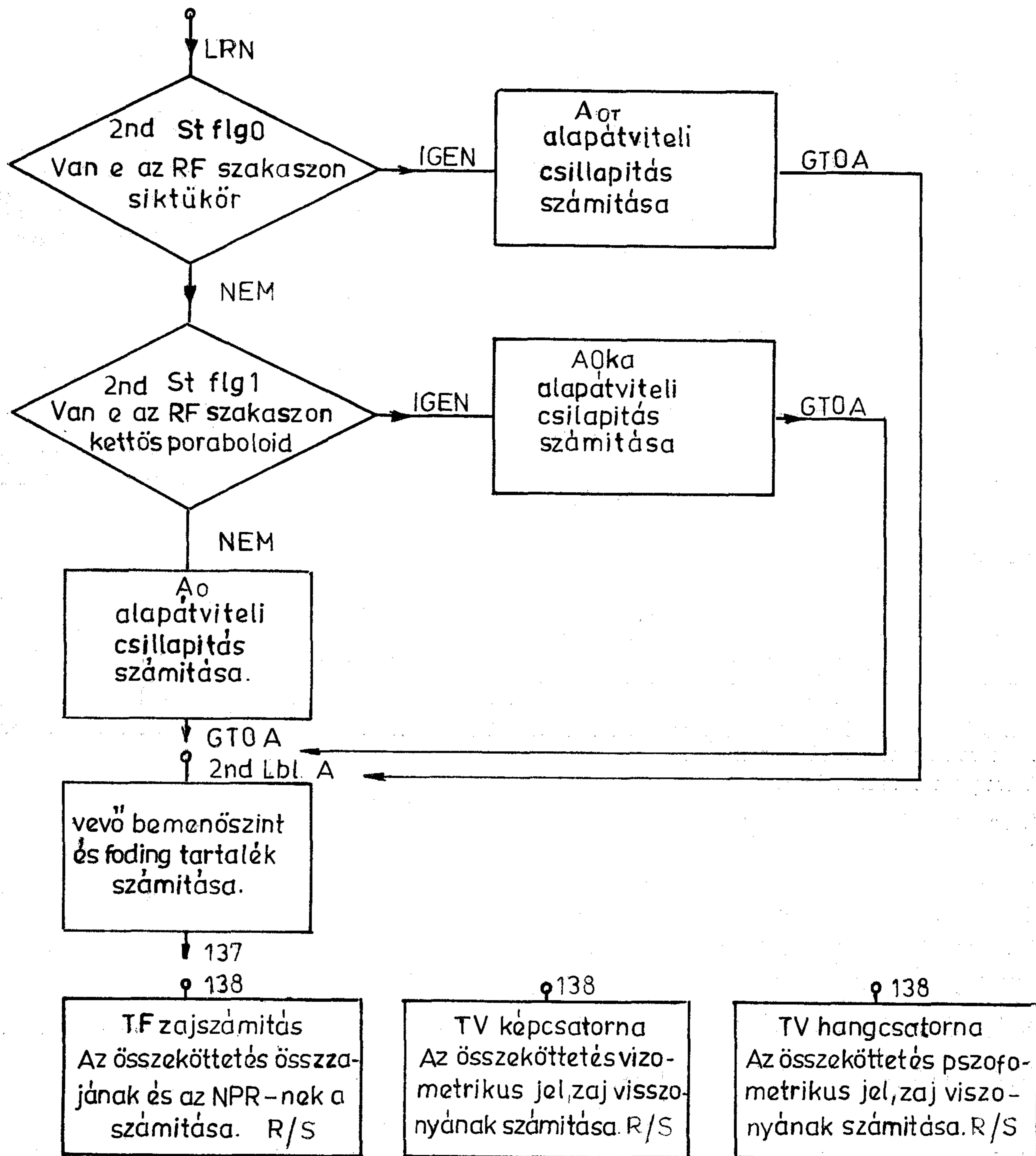
1. Szakaszcsillapítás-számítás

- a) Vevő bemenőszint
- b) Fading tartalék

2. TF zajszámítás

- a) Bemenő szinttől függő zaj OdB fading esetén (P_{z0}) pW_0 -ban.
- b) Bemenő szinttől függő zaj -3 dB fading esetén (P_{zF0}) pW_0 -ban.
- c) Összaj az összeköttetés elejétől számítva (P_{zTOT}) pW_0 -ban.
- d) NPR dB-ben.

Beérkezett: 1985. II. 6. (*)



1. ábra. A zajszámítás folyamat ábrája.

H 921 - 1

3. Tv képcsatorna zajszámítása

— Vizometrikus jel/zaj viszony az összeköttetés elejétől számítva.

4. Tv hangcsatorna zajszámítása

— Pszofometrikus jel/zaj viszony az összeköttetés elejétől számítva 1 mW hasznos jelre vonatkoztatva. Végezetül megjegyezzük, hogy a program minden változtatása nélkül T59 kalkulátoron is lefuttatható mágneskártya segítségével.

Más típusú kalkulátor alkalmazása esetén a program értelemszerűen átírható a közölt példa alapján.

1. Példák teljes összeköttetések zajának számítására

1.1. Szakaszcsillapítás-számítás

Adott egy 4 RF szakaszból álló mikrohullámú összeköttetés a következő adatokkal: RF szakaszok száma: 4 (a megoldásban az $i=1, 2, 3$ és 4 számozás az érvényes).

A) Csillapítás-adatok

A) 1. Kereten belüli csillapítások (negatív előjellel)

Adóoldal (minden RF szakaszra érvényes)

Széles sávú cirkulátor csill.	$A_{AKSZC} = -0,25$ dB
Légelzáró csill.	$A_{AKL} = -0,1$ dB
Izolátor csill.	$A_{AKIZ} = -0,25$ dB
Iránycsatoló csill.	$A_{AKIR} = -0,1$ dB
Szűrőváltósűrő csill.	$A_{AKSZVSZ} = -1,0$ dB
Keskenysávú cirkulátor- átmenet csill.	$A_{AKKC} = -0,25$ dB
Keskenysávú cirkulátor- átmenet száma (poz)	$K_{AKC} = 4$ dB
Hullámvezető kereten belüli csill.	$A_{AKC} = -0,14$ dB

Vevőoldal (minden RF szakaszra érvényes)

Széles sávú cirkulátor csill.	$A_{VKSZC} = -0,25$ dB
Légelzáró csill.	$A_{VKL} = -0,1$ dB
Izolátor csill.	$A_{VKIZ} = -0,25$ dB
Iránycsatoló csill.	$A_{VKIR} = -0,1$ dB
Szűrőváltósűrő	$A_{VKSZVSZ} = -1,0$ dB
Keskenysávú cirkulátor- átmenet csill.	$A_{VKKC} = -0,25$ dB
Keskenysávú cirkulátor- átmenet száma (poz)	$K_{VKC} = 4$ dB
Hullámvezető	$A_{VKH} = -0,14$ dB

A) 2. Antenna és antennatápvonal jellemzői

Adóoldal	$i=1$	2	3	4
Tápvonal csillapítása a_{ATAPV} [dB/m]	-0,09	-0,09	-0,09	-0,09
Tápvonalhossz l_{ATAPV} [m]	20	13,5	26	35
Adóantenna nyeresége G_A [dB]	38,5	45	45	45
Radom csillapítása A_{ARA} [dB]	-0,75	-0,75	-0,75	-0,75
Vevőoldal				
Tápvonal csillapítása a_{VTAPV} [dB/m]	-0,09	-0,09	-0,09	-0,09
Tápvonalhossz l_{VTAPV} [m]	14,3	24	43	15
Vevőantenna nyeresége G_V [dB]	45	45	45	45
Radom csillapítása A_{VRA} [dB]	-0,75	-0,75	-0,75	-0,75
Beiktatott A_F csillapítás (fix) [dB]	0	0	0	-0
A) 3. Adóteljesítmény P_A [W]	0,7	0,7	0,7	0,7
Küszöbérték [dBW]	-103	-103	-103	-103
A) 4. RF szakasz adatai				
Frekvencia [MHz]	8150	8150	8150	8150
RF szakasz hossza [km]	19,6	45,4	28,2	6,5
Diffrakciós csillapítás [dB]	-0	0	-0	-0

B) Csillapítás számítása

B) 1. RF szakasz

Alapátviteli csillapítás

$A_0 = -20 \log f$ [MHz] $- 20 \log d_{RF}$ [km] $- 32,447$ [dB]	-136,51	-143,81	-139,68	-
$- 126,93$ (értelemszerűen)				
RF szakasz csillapítás				
$A_{RF} = G_A + G_V + A_0 + A_{diff}$ [dB] $- 37,93$ (értelemszerűen)	53,01	53,81	56,68	-
B) 2. Kereten belüli csillapítás				
<i>Adóoldal</i>				
$A_A = A_{AKSZVSZ} + A_{AKL} + A_{AKIZ} + A_{AKIR} + A_{AKSZVSZ} + K_{AKC} + A_{AKKC} + A_{AKC}$ [dB]				-2,84
<i>Vevőoldal</i>				
$A_V = A_A$ [dB]				-2,84
B) 3. Antennatápvonal-rendszer				
<i>Adóoldal</i>				
$A_{AT} = R_{ATAPV} O_{ATAPU} + A_{ARA}$	$i=1$	2	3	4
	-2,55	-1,965	-3,09	-3,9
<i>Vevőoldal</i>				
$A_{VT} = A_{ATAPV} A_{VTADV} + A_{ARA} + A_F$	-2,037	-2,91	-4,62	-2,1
B) 4. Pótlólagos csillapítás				
$A_{ZO} = A_A + A_V + A_{AT} + A_{VT}$	-10,267	-10,555	-13,39	-11,68
B) 5. Teljes szakaszcsillapítás				
$A_{RFTOT} = A_{RF} + A_{ZU}$	-63,282	-64,366	-63,07	-48,61
B) 6. Vevő bemenőszint				
$P_{VdB} = 10 \log P_A + A_{RFTOT}$	-64,83	-65,92	-64,61	-50,15
B) 7. Fading tartalék				
$A_{Fres} = P_{kü} - P_{vdB}$	-38,17	-37,08	-38,39	-52,84
1, 2 TF zajszánítás				
A) Zajadatok				
A) 1. Terheléstől független adatok				
Adó-vevő alapzaj P_B [pWo]	20	20	20	20
Modem teljes zaj P_{mod} [pWo]	70	0	0	0
Antenna hátrasugárzás P_{ant} [pWo]	0	2,5	2,5	0
Rendszerérték S_{TF} [dB]	139,5	139,5	139,5	139,5
Közepes fading A_{FD} [dB]	-3	-3	-3	-3
A) 2. Intermoduláció				
Adó-vevő intermod. P_{VAINT} [pWo]	40	40	40	40
Tápvonalintermod P_{INTW} [pWo]	20	20	20	20
Tartalékolás P_{tart} [pWo]	0	30	0	0
B) Zajszámítás				
B) 1. Bemenő szinttől függő zaj				
<i>Bemenő szinttől függő jel/zaj viszony</i>				
$P_{20dB} = S_{TF} + A_{RFTOT}$ [dB]	76,223	75,134	76,44	90,89
<i>Bemenő szinttől függő zaj odB fading esetén</i>				
$P_{20} = 10^9 \text{ num } \log \frac{-P_{20dB}}{10}$ [pWo]	23,89	30,65	22,73	0,81
<i>Bemenő szinttől függő zaj átlagfading esetén</i>				

$P_{ZFD} = P_{z0} \cdot \text{num log} - \frac{A_{FD}}{10}$ [pWo]	47,78	61,33	45,45	1,63
B) 2. <i>Bemenő szinttől független zaj</i>	1	2	3	4
$P_{IND} = P_B + P_{mod} + P_{ant} + P_{VAINT} + P_{INTW} + P_{tart}$ [pWo]	150	112,5	82,5	80
<i>F, 5, 3 Szakasz teljes zaj</i>				
$P_{ZTOT} = P_{ZFD} + P_{IND}$ [pWo]	197,78	173,83	127,95	81,63
<i>NPR CCIR [dB]</i>				
$10 \log \frac{10^9}{P_{ZTOT}} - 18,5$ [CCIR]	48,54	45,80	44,51	43,86
<i>NPR KGST [dB]</i>				
$10 \log \frac{10^9}{P_{ZTOT}} - 16,5$ [KGST]	50,54	47,80	46,51	45,86

B) 3. *Zajok a szakasz elejétől számítva (i=1)*

Bemenő szinttől független zaj

$\sum_{i=1}^i P_{IND}(i)$ [pWo]	150	262,5	345	425
---------------------------------	-----	-------	-----	-----

Bemenő szinttől függő zajok összege OdB fading esetén

$\sum_{i=1}^i P_{z0}(i)$ [pWo]	23,89	54,56	174,71	78,09
--------------------------------	-------	-------	--------	-------

Bemenő szinttől függő zajok összege átlagfading esetén

$\sum_{i=1}^i P_{ZFD}(i)$ [pWo]	47,78	109,11	154,56	156,2
---------------------------------	-------	--------	--------	-------

Teljes zaj OdB átlagfading esetén

$P_{TOTO} = \sum_{i=1}^i P_{z0}(i) + \sum_{i=1}^i P_{IND}(i)$ [pWo]	173,89	317,06	422,28	503,09
---	--------	--------	--------	--------

Teljes zaj A_{FD} átlagfading esetén

$P_{TOT} = \sum_{i=1}^i P_{ZH}(i) + \sum_{i=1}^i P_{INP}(i)$ [pWo]	197,76	371,61	499,56	581,19
--	--------	--------	--------	--------

Az összeköttetés hossza

$$L = \sum d_{RF} = 19,6 + 45,4 + 28,2 + 6,5 = 99,7 \text{ [km]}$$

A vonatkozó előírás $50 \text{ km} < L \leq 840 \text{ km}$ esetére

$$P_{CCIR} = 3L + 200 \text{ [pWo]} = 3 \cdot 99,7 + 200 = 499,1 \text{ [pWo]}$$

Megjegyzés: hosszabb összeköttetés esetén a szóban forgó ajánlás

$840 \text{ km} < L \leq 1670 \text{ km}$ esetén

$$P_{CCIR} = 3L + 400 \text{ [pWo]}$$

$1670 \text{ km} < L \leq 2500 \text{ km}$ esetén

$$P_{CCIR} = 3L + 600 \text{ [pWo]}$$

1.3. *Tv-képcsatorna zajszámítása*

A) <i>Zajadatok</i>	1	2	3	4
Adó-vevő alapzaj P_B [dB]	-77	-77	-77	-77
Modem teljes zaj P_{mod} [dB]	-72	$-\infty$	$-\infty$	$-\infty$
Antennasugárzás P_{ant} [dB]	-80	-77	-77	-80
Rendszerérték S_{TV} [dB]	148,8	148,8	148,8	148,8

RF szakasz csillapítás A_{RFTOT} [dB]	-63,282	-64,366	-63,07	-49,61
Átlagfading A_{FD} [dB]	-3	-3	-3	-3
1%-os időhányadhoz tartozó jel/zaj (referencia-hálózatra vonatkoztatva)				$X_1 = 57$ dB
RF szakasz száma a referenciahálózatban				$n_{REF} - 20$

B) Zajszámítás

B) 1. Szintek átszámítása pW-ra (vonatkozási teljesítmény 1 mW)

Adó-vevő alapzaj

$$P_B = 10^9 \text{ num log } \left[\frac{P_{B \text{ dB}}}{10} \right] \text{ [pW]} \quad 19,95 \quad 19,95 \quad 19,95 \quad 19,95$$

Modem teljes zaj

$$P_{\text{mod}} = 10^9 \text{ num log } \left[\frac{P_{\text{mod dB}}}{10} \right] \text{ [pW]} \quad 63,10 \quad 0 \quad 0 \quad 0$$

Antenna hátrasugárzás

$$P_{\text{ant}} = 10^9 \text{ num log } \left[\frac{P_{\text{ant dB}}}{10} \right] \text{ [pW]} \quad 10 \quad 19,95 \quad 19,95 \quad 10$$

B) 2. Bemelő szinttől függő zaj számítása

Bemelő szinttől függő jel/zaj viszony

$$P_{z0 \text{ dB}} = S_{TV} + A_{RFTOT} \text{ [dB]} \quad 85,52 \quad 84,43 \quad 85,73 \quad 100,19$$

Bemelő szinttől függő zaj OdB-es fading esetén

$$P_{z0} = 10^9 \text{ num log } \left[-\frac{P_{z0 \text{ dB}}}{10} \right] \text{ [pW]} \quad 2,81 \quad 3,60 \quad 2,67 \quad 9,57 \cdot 10^{-2}$$

Bemelő szinttől függő zaj átlagfading esetén

$$P_{ZFD} = P_{z0} \text{ num log } \left[-\frac{A_{Fa}}{10} \right] \text{ [pW]} \quad 5,61 \quad 7,21 \quad 5,34 \quad 1,91 \cdot 10^{-1}$$

B) 3. Bemelő szinttől független zaj

Hozzájárulás

$$P_{\text{IND}} = P_B + P_{\text{mod}} + P_{\text{ant}} \text{ [pW]} \quad 93,05 \quad 39,91 \quad 39,91 \quad 29,95$$

Teljes zajhozzájárulás átlagfading esetén

$$P_{ZH} = P_{ZFD} + P_{\text{IND}} \text{ [pW]} \quad 98,66 \quad 47,11 \quad 45,25 \quad 30,14$$

B) 4. Zajok a szakasz elejétől ($i=1$) számítva

Bemelő szinttől független zaj

$$\sum_{i=1}^l P_{\text{IND}}(i) \text{ [pW]} \quad 93,05 \quad 132,95 \quad 172,86 \quad 203,81$$

Bemelő szinttől függő zajok összege odB fading esetén

$$\sum_{i=1}^l P_{zi}(i) \text{ [pW]} \quad 2,81 \quad 6,41 \quad 9,08 \quad 21,38$$

Bemelő szinttől függő zajok összege átlag fading esetén

$$\sum_{i=1}^l P_{ZFD}(i) = \text{ [pW]} \quad 5,61 \quad 12,82 \quad 18,16 \quad 18,35$$

Teljes zaj (odB átlagfading)

$$P_{TOT} = \sum_{i=1}^l P_{z0}(i) + \sum_{i=1}^l P_{\text{IND}}(i) \text{ [pW]} \quad 95,86 \quad 139,36 \quad 181,94 \quad 211,99$$

Teljes zaj (A_{FD} átlagfading)

$$P_{TOT} = \sum_{i=1}^l P_{ZK}(i) + \sum_{i=1}^l P_{\text{IND}}(i) \text{ [pW]} \quad 98,66 \quad 145,77 \quad 191,02 \quad 222,16$$

Az összeköttetés hossza
20%-os időhányadhoz tartozó zajelőírás:

$L=99,7$ km

$X_1=57$ dB

$$X_{20} = X_1 + 4 = 61 \text{ dB}$$

20%-os időhányadhoz tartozó zajelőírás:

$$P_{EL,dB} = X_{20} + 10 \log \frac{n_{REF}}{n}$$

Megjegyzés: az utóbbi előírást $n \geq 5$ esetén vesszük csak figyelembe
Vizometrikus jel/zaj viszony

$$P_{TOT,dB} = 10 \log \frac{10^9}{P_{TOT}} = 66,55 \text{ dB}$$

1.4. Tv hangcsatorna zajsámítás

a) Zajadatok

	1	2	3	4
Adó-vevő alapzaj $P_{B,dB}$ [dB]			elhanyagolható	
Modem teljes zaj $P_{Mod,dB}$ [dB]	-70	-	-	
Antenna $P_{ant,dB}$ [dB]			elhanyagolható	
Rendszerérték S_{TVH} [dB]	141,7	141,7	141,7	141,7
RF szakasz csillapítás				
A_{RFTOT} [dB]	-64,277	-64,365	-70,07	-58,11
Átlagfading A_{FD} [dB]	-3	-3	-3	-3
1%-os időhányadhoz tartozó zajelőírás referencia- hálózatra vonatkoztatva (CCITT Rec. P. 53 szerinti régi hálózatra)			$X_1=44$ dB OpS	
RF szakaszok száma a referencia-hálózatban			$n_{REF}=20$	

Megjegyzés: a CCIR Rec. 468-1 szerinti új
hálózatra vonatkozó zajelőírás $X_1 = -40$ dBmOpS

B) 1. Szintek átsámítása pW-ra (vonatkozási teljesítmény 8 mW)

Adó-vevő alapzaj

$$P_B = 8 \cdot 10^9 \text{ num log} \left[\frac{P_{B,dB}}{10} \right] \text{ [pW]}$$

Modem teljes zaj

$$P_{mod} = 8 \cdot 10^9 \text{ num log} \left[\frac{P_{mod,dB}}{10} \right] \text{ [pW]}$$

Antenna hátrasugárzás

$$P_{ant} = 8 \cdot 10^9 \text{ num log} \left[\frac{P_{ant,dB}}{10} \right] \text{ [pW]}$$

B) 2. Bemenő szinttől függő zaj

Bemenő szinttől függő jel/zaj

$$P_{z0,dB} = S_{TV} + A_{RFTOT} \text{ [odB]}$$

$$\sum_{i=1}^i P_{z0} = 10^9 \text{ num log} \left[-\frac{P_{z0,dB}}{10} \right] \text{ [pW]}$$

Bemenő szinttől függő zaj átlagfading esetén

$$\sum_{i=1}^i P_{zFD} = P_{z0} \text{ num log} \left[-\frac{A_{F0}}{10} \right] \text{ [pW]}$$

B) 3. Bemenő szinttől független zaj

$$P_{IND} = P_B + P_{mod} + P_{ant} \text{ [pW]}$$

Teljes zajhozzájárulás

$$P_{zH} = P_{zFD} + P_{IND} \text{ [pW]}$$

B) 4. Zajok a szakasz elejétől számítva

Bemenő szinttől független zaj

$\sum_{i=1}^i P_{IND}(i)$ [pW]	800	800	800	800
Bemenő szinttől függő zajok összege odB fading esetén				
$\sum_{i=1}^i P_{z0}(i)$ [pW]	115,16	262,98	372,53	376,45
Bemenő szinttől függő zajok összege átlagfading esetén				
$P_{ZFD}(i)$ [pW]	230,33	525,96	745,05	752,90
Teljes zaj odB átlagfading esetén				
$P_{TOT} = \sum_{i=1}^i P_{z0}(i) + \sum_{i=1}^i P_{IND}(i)$ [pW]	915,16	1062,98	1972,53	1176,93
Teljes zaj A_{FD} átlagfading esetén	1	2	3	4
$P_{TOT} = \sum_{i=1}^i P_{ZH}(i) + \sum_{i=1}^i P_{IND}(i)$ [pW]	1030	1326	1545	1553
Az összeköttetés hossza	$L = 99,7$ km		$X_1 = -44$	
20%-os időhányadhoz tartozó zajelőírás	$X_{20} = X_1 - 4 = -48$ dBm - ps			
20%-os időhányadhoz tartozó arányos zajelőírás	$P_{EL\text{ dB}} = X_{20} - 10 \log \left[\frac{n_{REF}}{n} \right]$			
	$P_{EL\text{ dB}} = -54,98$ dB mps			

Megjegyzés: az utóbbi előírást $n \geq 5$ esetén vesszük csak figyelembe.

1 mW teljesítményre vonatkoztatott jel/zaj viszony

$$P_{TOT\text{ dB}} = 10 \log \frac{10^9}{P_{TOT}} = 55,09 \text{ dB}$$

2. Zajmérleg számítása gépi úton

Az alábbiakban közöljük a zajmérleg számítását Texas kalkulátor segítségével. (TI Programmable T58C, vagy TI Programmable T59).

A program két blokkból áll:

1. Zajsámítás

- Szakaszcsillapítás-számítás + TF zajsámítás
- Szakaszcsillapítás-számítás + TV zajsámítás
- Szakaszcsillapítás-számítás + kísézőhang – zajsámítás.

2. Mélyfodingszámítás

- TF mélyfodingszámítás
- TV mélyfodingszámítás
- Kisézőhang – mélyfodingszámítás

Megjegyezzük, hogy a szakaszcsillapítás-számítás mind a három zajsámítás esetén azonos. Így először a szakaszszámítást közöljük. A különböző zajsámításokat illeszteni lehet a szakaszcsillapítás-számításhoz. A programlépéseket is ennek megfelelően számoztuk. (A mélyfodingszámítást itt most nem közöljük.)

2.1. Szakaszcsillapítás-számítás

Memóriaeloszlás (Partitioning, 3–2 nd OP17): 239,29

Betáplálendő adatok:

- | | |
|--|--------|
| — RF szakasztávolság d_{RF} [km] | STO-01 |
| — Antennatápvonal hossza (adó) l_A [m] | STO-02 |
| — Antennatápvonal hossza (vevő) l_V [m]
(az összeget ellenőrizni) | SUM-02 |
| — Adóantenna nyeresége G_{Ai} [dB] | STO-03 |
| — Vevőantenna nyeresége G_{vi} [dB]
(az összeget ellenőrizni) | SUM-03 |
| — Frekvencia f_0 [MHz] | STO-04 |

– Első résztávolság d_{1p} km vagy d_{ATK} [km] (kettős paraboloid vagy síktükör)	STO-05
– Második résztávolság d_{2p} [km] vagy d_{v1K} [km] (kettős paraboloid vagy síktükör $d_{RF} = d_{1p} + d_{2p} = d_{ATV} + d_{VTK}$)	STO-06
– Síktükör geometriai felülete A_T [m ²]	STO-07
– Elterítés szöge $O_{rú}$ [f-ok] (síktükör esetén)	STO-08
– Tápvonal csillapítása méterenként α [dB/m] 2 nd (A szorzatot ellenőrizni!)	Prd-02
– Kereten belüli csillapítás (adó oldal) A_A [dB]	STO-09
– Kereten belüli csillapítás (vevő oldal) A_V [dB] (Összeget ellenőrizni!)	SUM-09

Megjegyzés: az utóbbi kettő a széles sávú cirkulátor, a légzáró, az izolátor, az iránycsatoló, a szűrőváltó, a keskenysávú cirkulátorok és a tápvonal csillapításának összege.

– Diffrakciós és egyéb csillapítás összege A_{diff} [dB]	STO-15
– Kettős antenna nyeresége G_1 [dB] (kettős paraboloid)	STO-17
– Kettős antenna nyeresége G_2 [dB] (Az összeget ellenőrizni!)	SUM-17
– Küszöbszint $P_{kü}$ [dBW]	STO-19
– 142,75	STO-21
– 32,447	STO-22
– 64,894	STO-23
Adóteljesítmény-szint $10 \log P_A$ dBW	STO-24

(A P_A adóteljesítményt W-ban kell behelyettesíteni. Az első RF számítása előtt a következő műveleteket végezzük el:

– Zérus, ill. 0	STO-27
– Zérus, ill. 0	STO-28
– Zérus, ill. 0	STO-29

A továbbiakban egy összeköttetés számításán belül ezekhez a memóriákhoz nyúlni nem szabad (27, 28 és 29).

A szakaszcsillapítás számítás elágazó utasításokat tartalmaz. A programok beindítása előtt a következő műveletek elvégzése szükséges:

Csak adó- és vevőantennával ellátott RF szakasz esetén: $RST - R/S$
 Síktükörrel ellátott RF szakasz esetén: $RST - 2 \text{ nd St flg} - 0 - R/S$
 Kettős paraboloiddal ellátott RF szakasz esetén: $RST - 2 \text{ nd St flg} - 1 - R/S$
 Az alapátviteli csillapítás képletei a következők:

- Csak adó- és vevőantennával ellátott RF szakasz esetén:
 A_0 [dB] = $-32,447 - 20 \log d_{RF}$ [km] $- 20 \log f$ [MHz]
- Síktükörrel ellátott RF szakasz esetén:

$$A_{OT} \text{ [dB]} = -20 \log (D_{ATK} \text{ [m]} d_{VTK} \text{ [m]}) + 20 \log A_T \text{ [m]} \cos \frac{A_{rú} \text{ [fok]}}{2} - 142,75 \text{ [dB]}$$

- Kettős paraboloiddal ellátott RF szakasz esetén

$$A_{okA} \text{ [dB]} = G_1 \text{ [dB]} + G_2 \text{ [dB]} - 40 \log f \text{ [MHz]} - 20 \log d_{1p} \text{ [km]} - 20 \log d_{2p} \text{ [km]} - 64,894 \text{ dB}$$

Program: (A tételes programot minden érdeklődőnek szolgáltatom.)

2.2. TF zajszámítás

Betáplálendő adatok:

– S_{TF} [dB] = Rendszerérték (pozitív előjellel)	STO-11
– Bemenő szinttől független zajok összege	
$P_{BB} = P_B + P_{ANT} + P_{VA-INT} + P_{RES} + P_{INT-W}$ $(P_B = \text{adó-vevő alapzaj}$ $P_{ANT} = \text{antenna hátrasugárzás, ill. interferencia}$ $P_{VA-INT} = \text{adó-vevő intermoduláció}$ $P_{RES} = \text{tartalékoló automatika zaja}$ $P_{INT-W} = \text{tápvonal intermoduláció})$	STO-12
– $P_{mod} = \text{Modem teljes zaj}$	STO-13
– $L = \sum d_{RF} = \text{az összeköttetés hossza}$	STO-14

- 18,5
- 200

STO-18
STO-00

A zajszámítás képletei a következők:

a) CCIR alapon vett zajviszony

$$(NPR)_{CCIR} = 10 \log \frac{10^9}{P_{ZTOT} [\text{pW}_0]} - 18,5 \text{ dB}$$

(P_{ZTOT} = teljes zaj)

b) KGST alapon vett zajviszony

$$(NPR)_{KGST} = 10 \log \frac{10^9}{P_{ZTOT} [\text{pW}_0]} - 16,5 \text{ dB}$$

c) Bemenő szinttől függő jel/zaj viszony dB-ben

$$P_{z0dB} = S_{TF} + A_{RFTOT} \quad (A_{RFTOT} \text{ negatív})$$

Bemenő szinttől függő zaj 0dB fading esetén $P_{ZD} [\text{pW}_0] = 10^9 \text{ num log } -\frac{P_{z0dB}}{10}$

Bemenő szinttől függő zaj -3 dB fading esetén $P_{ZFD} = 2P_{Z0}$

d) $50 \text{ km} < L \leq 840 \text{ km}$ hosszú összeköttetés esetén a megengedett zaj $P_{CCIR} [\text{pW}_0] = 3L [\text{km}] + 200 [\text{pW}_0]$

Program: (A tételes programot minden érdeklődőnek szolgáltatom.)

2.3. TV zajszámítás (képcsatorna)

Betáplálendő adatok:

- $S_{TV} [\text{dB}]$ = Rendszerérték (pozitív előjellel) STO-11
- P_{BdB} = Adó-vevő alapzajszint STO-12
- P_{moddB} = Modem teljes zajszint STO-13
- (Ha nincsen modulátor $P_{moddB} = -900 \text{ dB}$)
- P_{moddB} = Antenna hátrasugárzás STO-14
- $X_{20} = 57 + 4 = 61 \text{ dB}$ STO-18
- (20%-os időhányadhoz tartozó zajajánlás CCIR Recommendation. $X_1 = 57 \text{ dB}$)
- $n_{REF} = RF$ szakaszok száma a referenciahálózatban STO-20
- $n = RF$ szakaszok száma a szóban forgó összeköttetésen STO-10

A zajszámítás képletei a következők:

a) Átszámítások:

$$\text{Adó-vevő alapzaj } P_B [\text{pW}] = 10^9 \text{ num log } \left[\frac{P_{BdB}}{10} \right].$$

$$\text{Modem teljes zaj } P_{mod} [\text{pW}] = 10^9 \text{ num log } \left[\frac{P_{moddB}}{10} \right].$$

$$\text{Antenna hátrasugárzás } P_{ant} [\text{pW}] = 10^9 \text{ num log } \left[\frac{P_{aktdB}}{10} \right].$$

b) Bemenő szinttől függő jel/zaj viszony dB-ben

$$P_{z0dB} = S_{TV} + A_{RFTOT} \quad (A_{RFTOT} \text{ negatív})$$

Bemenő szinttől függő zaj 0 dB fading esetén $P_{Z0} [\text{pW}] = 10^9 \text{ num log } \left(-\frac{P_{z0dB}}{10} \right)$.

Bemenő szinttől függő zaj -3 dB fading esetén $P_{ZFD} [\text{pN}] = 2 P_{z0}$

c) A 20% időhányadhoz tartozó arányos zajelőírás:

$$P_{El dB} = X_{20} + 10 \log \left[\frac{n_{REF}}{n} \right].$$

(Nem kötelező!)

d) Vizometrikus jel/zaj viszony $P_{ZTOT} = 10 \log \frac{10^9}{P_{ZTOT}}$.

(P_{ZTOT} = Az összeköttetés zaja az összeköttetés elejétől számítva.)

c) Referenciafeszültség: $0,7 V_{p-p}$

Program: (a tételes programot minden érdeklődőnek szolgáltatom).

2.4. TV zajszámítás (hangsátorna)

Betáplálendő adatok:

- S_{TVH} = Rendszerérték (pozitív előjellel) STO-11
- P_{BdB} = Adó-vevő alapzajszint STO-12
- P_{moddB} = Modem teljes zajszint STO-13
(Ha nincs modulátor $P_{moddB} = -900$ dB)
- P_{antdB} = Antenna hátrasugárzás STO-14
(Ha ez elhanyagolható $P_{antdB} = -900$ dB)
- X_{20} = $-44 - 4 = -48$ dBmps STO-18
(20%-os időhányadhoz tartozó zajszintajánlás.
CCIR Recommendation $X_1 = 44$ dBmps.)
- n_{REF} = RF szakasz száma a referenciahálózatban STO-20
- $n = RF$ szakasz száma a szóban forgó összeköttetésen STO-11

A zajszámítás képletei a következők:

a) Átszámítások:

Adó-vevő alapzaj

$$P_B \text{ [pW]} = 8 \cdot 10^9 \text{ num log } \left[\frac{P_{BdB}}{10} \right]$$

$$\text{Modem teljes zaj } P_{mod} \text{ [pW]} = 8 \cdot 10^9 \text{ num log } \left[\frac{P_{moddB}}{10} \right]$$

$$\text{Antenna hátrasugárzás } P_{am} \text{ [pW]} = 8 \cdot 10^9 \text{ num log } \left[\frac{P_{antdB}}{10} \right]$$

b) Bemenő szinttől függő jel/zaj viszony dB-ben $P_{zodB} = S_{TVH} + A_{RFTOT}$ (A_{RFTOT} negatív)

$$\text{Bemenő szinttől zaj 0 dB fading esetén } P_{zo} \text{ [pW]} = 8 \cdot 10^9 \text{ num log } \left(-\frac{P_{zodB}}{10} \right)$$

$$\text{Bemenő szinttől függő zaj } -3 \text{ dB fading esetén } P_{ZFD} \text{ [pW]} = 2P_{zo}$$

c) A 20%-os időhányadhoz tartozó arányos zajelőírás $P_{1E/dB} = X_{20} + 10 \log \left[\frac{n_{BEF}}{n} \right]$

(Nem kötelező!)

d) 1 mW bemenő jelteljesítményre vonatkoztatott pszofometrikus jel/zaj viszony

$$P_{ZTOT} \text{ dB} = 10 \log \frac{10^9}{P_{ZTOT} \text{ [pW]}}$$

(P_{ZTOT} = Az összeköttetés zaja az összeköttetés elejétől számítva.)

e) Max. bemenő teljesítményszint: 9 dBm ~ 8 mV

Program: (a tételes programot minden érdeklődőnek szolgáltatom).

I R O D A L O M

- [1] CCIR Recommendation 421 — 3 Requirements for the transmission of television signals over long distances. (System I excepted).
- [2] CCIR Recommendation 393-2. Allowable noise power in the hypothetical reference circuit.
- [3] CCIR Recommendation 395-1. Noise in the radio

portion of circuits to be established over real links.

- [4] CCIR Recommendation 289-1. Permissible noise in the hypothetical reference circuit.
- [5] CCIR Recommendation 504. Performance characteristics of 10 kHz type sound-programme circuits.

Szimmetrikus kábeleken megvalósított digitális összeköttetések méretezése

BALÁS MIKLÓS
Posta Kísérleti Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk a szimmetrikus kábelben telepített primer digitális (PCM) rendszerek vonalszakaszainak tervezését ismerteti egy-, ill. kétkábeles üzemmód esetén. Eljárást ad a maximális megengedhető regenerátor távolság meghatározására.

Bevezetés

Napjainkban a távközlő hálózat bővítése a már meglévő kábelek ereinek többszörös kihasználása útján a Magyar Posta számára is egyre sürgetőbb kényszer. A feladat megoldásában a vivőfrekvenciás rendszerek mellett mind nagyobb szerephez jutnak a hálózat valamennyi síkján alkalmazható digitális rendszerek. A szimmetrikus kábeleken megvalósított digitális összeköttetések átviteltechnikai méretezésének legfontosabb kérdése a maximális regenerátor távolságok meghatározása. E közlemény a Posta Kísérleti Intézet által javasolt tervezési módszert ismerteti anélkül, hogy a digitális összeköttetés alapáramköreit megvalósító érpárok kiválasztásának módszereire részletesen kitérne.

Ismeretes tény, hogy a regenerátorok között megengedhető távolságot az egy kábelben levő szimmetrikus érpárok között létrejövő áthallásból adódó jel-zaj viszony korlátozza. Az általunk javasolt tervezési eljárás lényege az, hogy átlagos kábel paramétereiből indul ki és a paraméterek szórását figyelembe véve egy olyan maximális regenerátor távolságot határoz meg, amely a kívánt hibaarányt az összeköttetések 97%-ában biztonsággal teljesíti. Ezt a regenerátor távolságot a továbbiakban maximális megengedhető regenerátor távolságnak nevezzük. A maximális megengedhető regenerátor távolságra történő méretezés szükségességét az indokolja, hogy az egyes egyedi esetekre történő méretezés számos — gyakorlati szempontból áthidalhatatlan — nehézséggel jár, így pl. az egyedi kábel paraméterek meghatározása sok időt és nagymennyiségű műszert igényel.

A tervezési eljárás kidolgozásánál figyelemmel kellett lenni arra, hogy a postai hálózat a különböző érátmérők figyelembevétel nélkül is több mint 50 kábelszerkezetet alkalmaz, melyekhez egységes méretezési eljárás szükséges, és hogy a módszernek elegendő tartalékot kell biztosítani ahhoz, hogy a kábel paraméterek változása pl. öregedés esetén is megfelelő minőségű maradjon az összeköttetés.

BALÁS MIKLÓS

A Budapesti Műszaki Egyetemen 1977-ben híradástechnikai, 1982-ben táv- és adatközlési szakmérnöki diplomát szerzett.

A Posta Kísérleti Intézet dolgozója, tématerülete az időosztásos digitális rendszerek telepítési kérdései, minőségi paraméterei és mérés technikája.

A vonalszakaszok méretezése

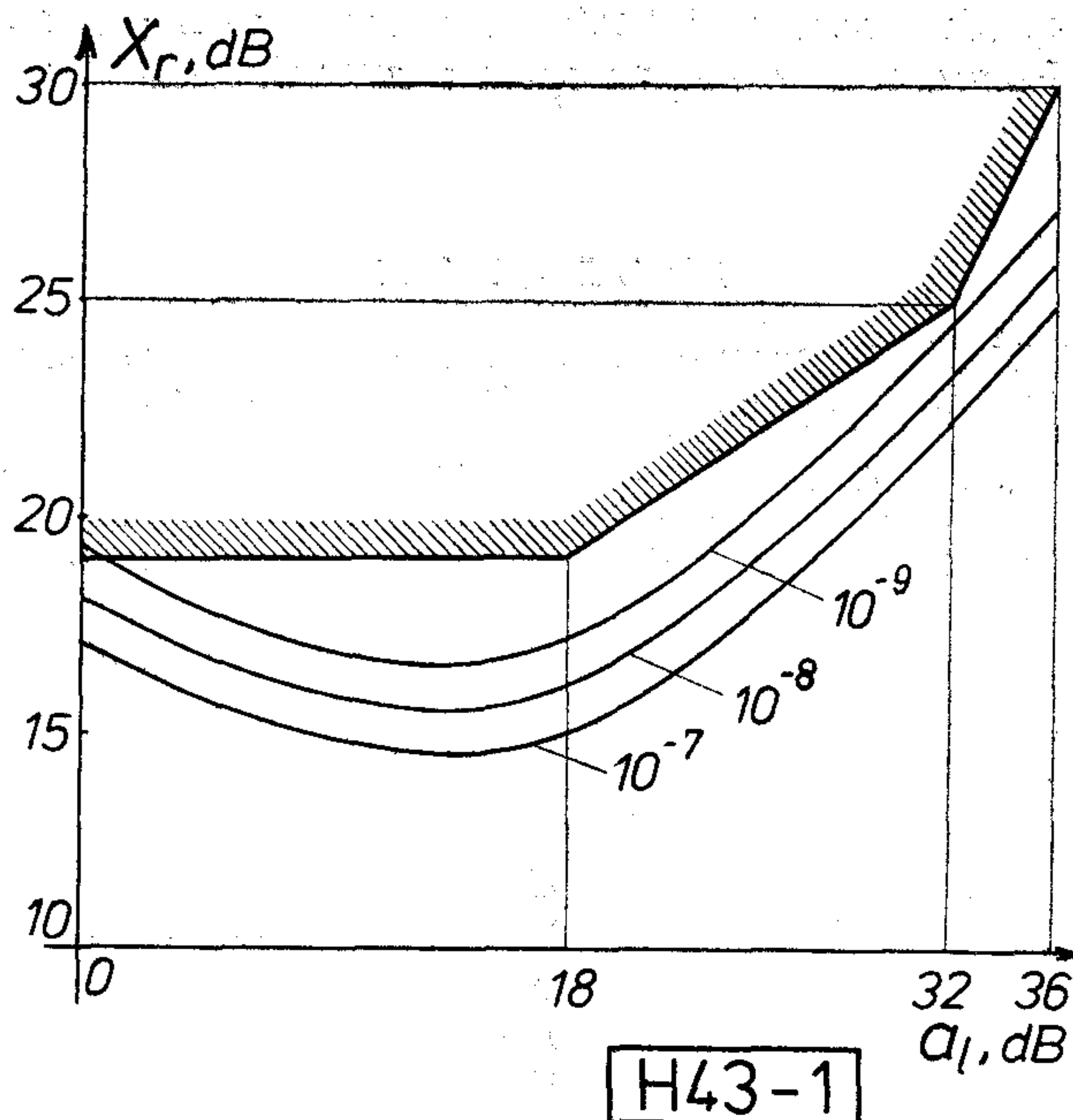
A maximális megengedhető regenerátor távolságú regenerátor szakasz végpontján, azaz a regenerátor bemenetén a kábel által biztosított áthallási védettségnek (jel-zaj viszony) meg kell egyeznie az előírt hibaarányhoz szükséges X_r jel-zaj viszonyal.

$$X_r = a_0 + K, \quad (1)$$

ahol a_0 a kábel áthallási védettsége egyetlen zavaró rendszer esetén, dB

K a korrekciós tényező és tartalék, dB.

Nézzük meg részletesebben az összefüggés tényezőit. Vizsgálatainkat korlátozzuk a primer PCM



1. ábra. A TERTA BD—30 rendszer regenerátorainak jel-zaj karakterisztikája

Beérkezett: 1985. III. 6. (□)

rendszerek frekvenciasávjára és a Magyarországon alkalmazott konkrét berendezésekre.

Az előírt hibaarányhoz szükséges X_r jel-zaj viszony az alkalmazott regenerátorra jellemző. A Telefongyár által kifejlesztett és gyártott BD-30 típusú primer PCM rendszer automatikus erősítés-szabályozással rendelkező regenerátorainál különböző hibaarányokhoz tartozó jel-zaj karakterisztikákat az 1. ábra mutatja. Az ábra szerint a szükséges jel-zaj viszony az a_l szakaszcsillapítás függvénye, amit a regenerátorban alkalmazott szint-szabályozás és amplitúdó karakterisztika kiegyenlítés maradék hibája okoz. Az ábrán a 10^{-7} hibaarányhoz tartozó tolerancia görbét is feltüntettük. Az ábrából látható, hogy a jel-zaj viszony 1 dB-es csökkenése a hibaarányban kb. egy nagyságrendű romlást okoz. A tervezés biztonsága érdekében a legrosszabb esetet jelentő tolerancia görbével számolunk. A méretezésnél figyelembe vett X_r jel-zaj viszony a következő módon adódik:

$$X_r = X(a_l) + E(\varepsilon), \quad (2)$$

ahol $X(a_l)$ a 10^{-7} hibaarányhoz tartozó tolerancia görbe, dB és

$E(\varepsilon)$ korrekciós tényező, melynek értéke az $\varepsilon = 10^{-7}, 10^{-8}, 10^{-9} \dots$ hibaarányoknak megfelelően 0, 1, 2, ... dB.

Az a_v áthallási védettség a 2. ábra alapján közelvégi áthallás esetén

$$a_{vk} = a_k - a_l, \quad (3a)$$

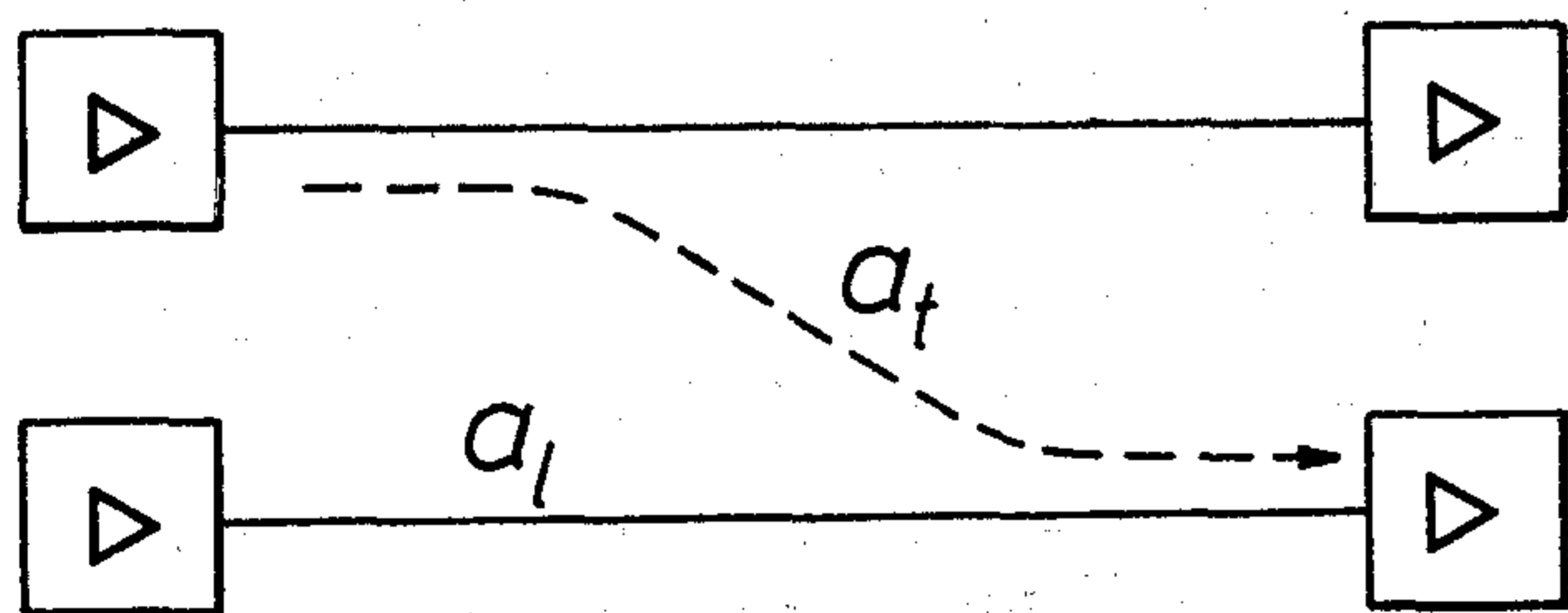
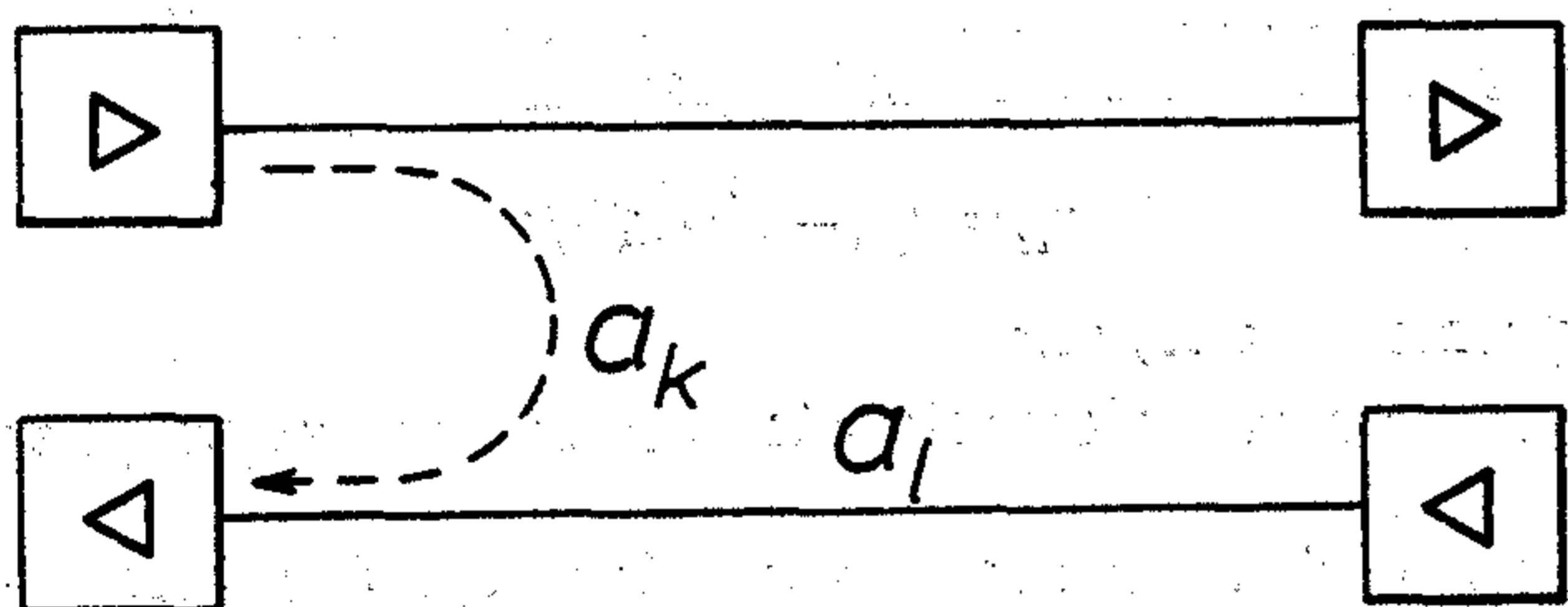
távolvégi áthallás esetén

$$a_{vt} = a_t - a_l \quad (3b)$$

alakban írható fel, ahol

a_{vk} a közelvégi áthallási védettség, dB,

a_k a közelvégi áthallási csillapítás, dB,



H43-2

2. ábra. Közelvégi és távolvégi áthallási csillapítás

a_{vt} a távolvégi áthallási védettség, dB és

a_l a távolvégi áthallási csillapítás, dB.

Az a_l maximálisan megengedhető szakaszcsillapítás felbontható a következőképp:

$$a_l = k \cdot l \cdot \alpha, \quad (4)$$

ahol l a maximálisan megengedhető regenerátor távolság hosszegységben,

α a kábelerek hosszegységre eső csillapítása a fél bitfrekvencián, dB és

k a csillapítás szórását és hőmérsékletfüggését figyelembe vevő konstans, melynek értéke mérési eredmények alapján föld alatti kábelknél 1,05, légekábelnél 1,15.

Az α csillapítási tényező jellegzetes értékeit különböző kábelre az 1. táblázatban adjuk meg.

A továbbiakban a méretezés szempontjából külön kell kezelnünk az egy-, illetve kétkábeles üzemmódokat. Egykábeles esetben az adás és vétel irány érpárjai ugyanabban a kábelben helyezkednek el, szemben a kétkábeles üzemmóddal, ahol a két irány érpárjait független kábelre tartalmazzák.

Egykábeles üzemmódnál, ha egy kábelben egyidejűleg N db digitális rendszer üzemel, a vételi irányokat az összes, azaz N db adásirány zavarja a közelvégi áthallás útján (tehát a saját adásirány is), amíg a többi, $N-1$ vételi irányból a távolvégi áthallással jutnak jelek a megfigyelt áramkörre. Primer PCM frekvenciasávban a távolvégi áthallási csillapítás értéke általában 20–30 dB-lel nagyobb a közelvégi áthallási csillapításnál, ezért a vételi irányok zavaró hatását elhanyagoljuk.

Az áthallási zavarok gyakorlatilag teljesítmény szerint összegeződnek, ha $N > 5$, melyet a K korrekciós tényezőben $-10 \cdot \lg N$ taggal lehet figyelembe venni. Az $N \leq 5$ esetén a feszültség szerinti összegeződés a jellemző, melyet a különböző méretezési módszerek egymástól eltérően kezelnek. Több módszernél közös, hogy az áthallási csillapítás szórását (σ) kombinálják a rendszerek számával. A korrekciós tagot $0,4 \cdot \sigma \cdot \lg N$ alakúra választottuk.

Méréseink alapján mind a közelvégi, mind a távolvégi áthallási csillapítás megközelítőleg normális

1. táblázat

Kábelerek hosszegységre eső csillapítása (α) 1 MHz-en, dB/km

Kábel típus	Érátmérő (mm)				
	0,4	0,6	0,8	0,9	1,2
Papír szigetelésű helyi távbeszélő kábel	25	18,5	14,5		
Polietilén szigetelésű helyi távbeszélő kábel	20,5	14,6			
Papír szigetelésű távkábel (DM)				11	8,5
Önhordó légekábel		15	10,5		
Vazelin töltésű helyi távbeszélő kábel	23	17,2	14		

Közelvégi áthallási csillapítás a_k

Kábeltípus	Statistikai csoport	Várható érték, dB
Vazelin térkitöltésű helyi távbeszélő kábel	Alappázmán belül, szomszédos érnégyesek között	61
	Alappázmán belül, nem szomszédos érnégyesek között	62
	Szomszédos alappázmák között	66
	Nem szomszédos alappázmák között	69
	Szomszédos főpázmák között	78
	Nem szomszédos főpázmák között	84
Papír szigetelésű helyi távbeszélő kábel Papír szigetelésű távkábel	Azonos koszorúban, szomszédos érnégyesek között	60
	Azonos koszorúban, legalább egy érnégyessel elválasztott érnégyesek között	68
	Azonos koszorúban, legalább két érnégyessel elválasztott érnégyesek között	71
	Szomszédos koszorúk között	64
	Legalább egy koszorúval, vagy árnyékolással elválasztott koszorúk között	75
Önhordó légkábel	Azonos koszorúban, szomszédos érnégyesek között	52
	Azonos koszorúban, legalább egy érnégyessel elválasztott érnégyesek között	56
	Azonos koszorúban, legalább két érnégyessel elválasztott érnégyesek között	60
	Szomszédos koszorúk között	55
	Egy koszorúval elválasztott koszorúk között	64

eloszlású és szórása 5–9 dB. A közelvégi áthallási csillapítás átlagértékeit különböző kábeltípusokra és áthallási viszonylatokra a 2. táblázatban adjuk meg. A közelvégi áthallási csillapítás frekvenciafüggő, a táblázat csak a méretezéshez szükséges, súlyponti frekvencián (1024 kHz-en) mért értékeket tartalmazza.

A tervezési eljárás célkitűzése, hogy a táblázatosan megadott áthallási csillapítási adatokból méretezett vonalszakasz a kijelölt kábelérpárok 97%-án megfelelő minőségű működést biztosítson, ezért az áthallási csillapítás átlagértéke helyett a 2σ -val csökkentett értékkel számolunk. A dB-ben kifejezett K korrekciós tényező így

$$K = -10 \cdot \lg N + 0,4 \cdot \sigma \cdot \lg N - 2\sigma - T \quad (5)$$

alakra hozható, ahol T a kábel paraméterek változására fenntartott tartalék, melynek értékét 3–5 dB-re célszerű választani.

A (2), (3) és (5) összefüggéseket az (1) egyenletbe helyettesítve és nullára rendezve az

$$a_k - a_l - 10 \cdot \lg N + 0,4 \cdot \sigma \cdot \lg N - X(a_l) - 2\sigma - T - E(\varepsilon) = 0 \quad (6)$$

méretezési összefüggést kapjuk, melyet a $\sigma = 5,5$ dB értékkel számolva nomogramban ábrázoltunk a 3. ábrán. Az l hossz (4) alapján számítható.

Kétkábeles üzemmód esetén csak az azonos irányú jelek a zavarforrások, ezért a távolvégi áthallási csil-

lapítás a méretezés alapja. Amíg a közelvégi áthallási csillapítás 1 MHz-en gyakorlatilag független a kábelhossztól kb. 300 m-nél hosszabb kábelek esetén, addig a távolvégi áthallási csillapítás és védettség hosszfüggése már nem hanyagolható el. A távolvégi áthallási védettség hosszfüggését az

$$a_{vt} = a_{vtd} - 10 \cdot \lg(l/d) \quad (7)$$

egyenlet írja le, ahol

d a mért referencia kábel hossza hosszegységben és

a_{vtd} a d hosszúságú kábel távolvégi áthallási védettsége, dB.

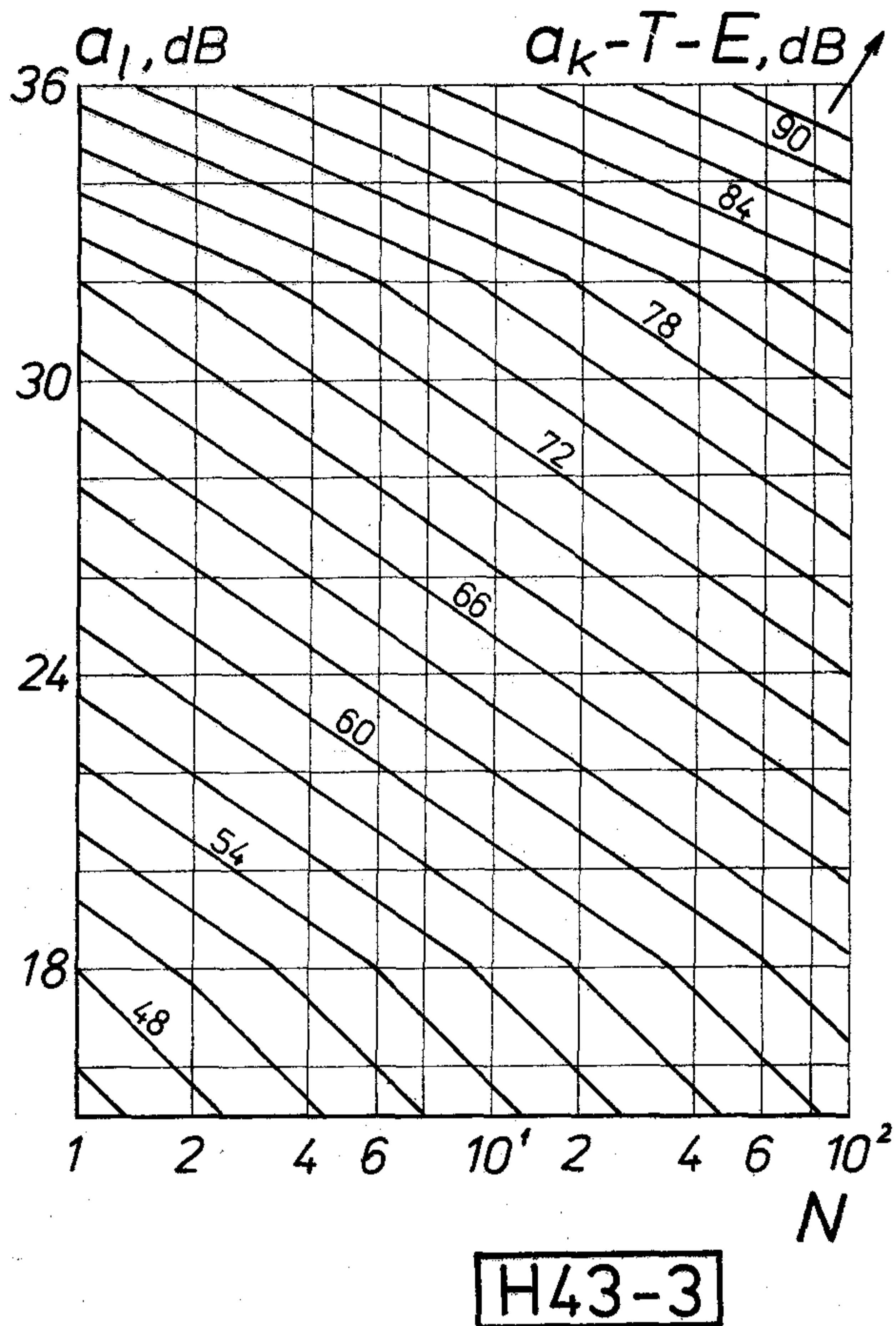
A Magyar Posta a kétkábeles üzemmódot csak vazelin térkitöltésű szimmetrikus kábeleken kívánja alkalmazni. A $d = 1$ km hosszúságú kábelek átlagos távolvégi áthallási védettségi értékeit a 3. táblázat tartalmazza.

Az (1), (2), (5) és (7) egyenletből kapjuk a kétkábeles üzemmód méretezési összefüggését:

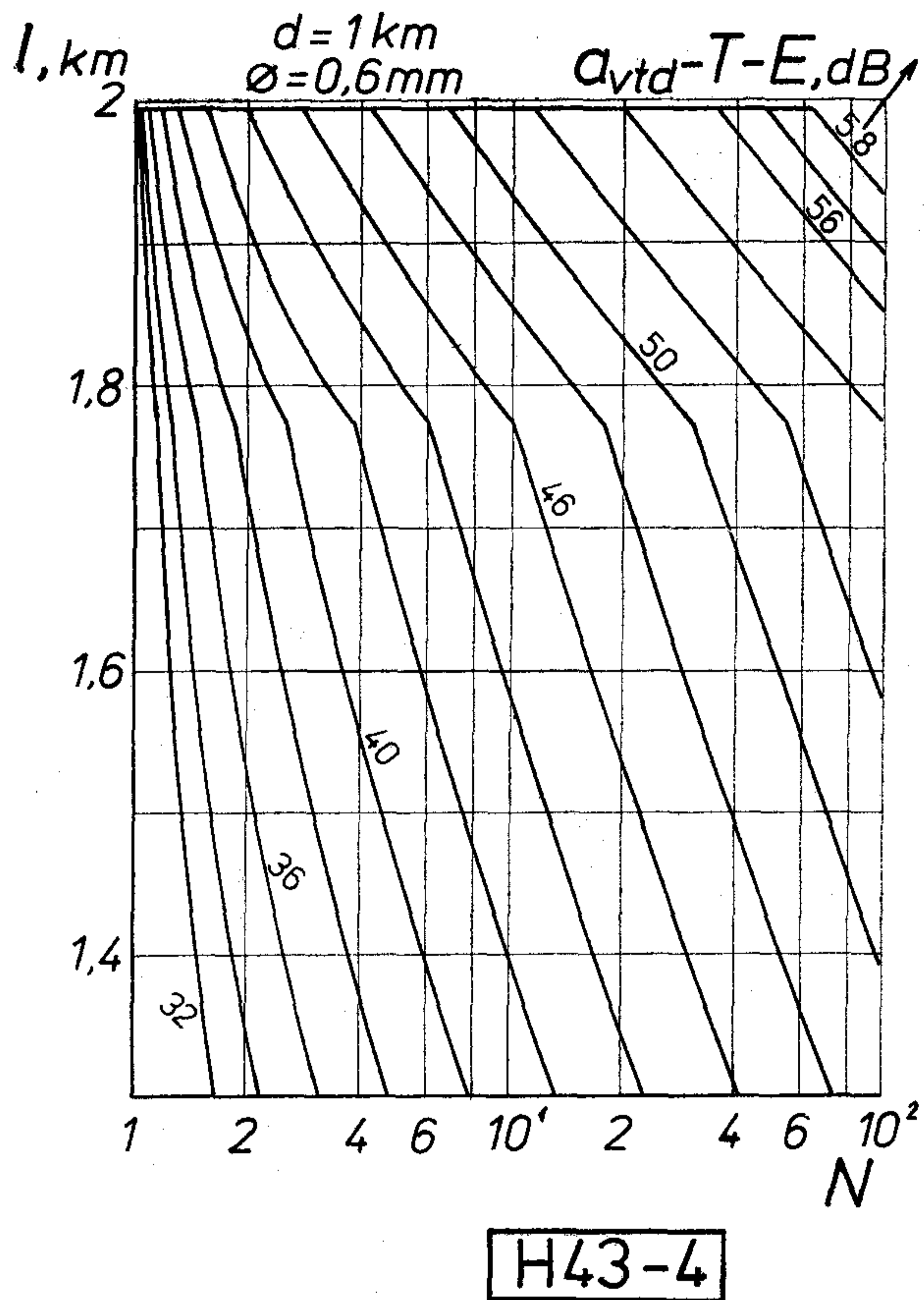
$$a_{vtd} - 10 \cdot \lg(l/d) - 10 \cdot \lg(N-1) + 0,4 \cdot \sigma \cdot \lg(N-1) - X(a_l) - 2\sigma - T - E(\varepsilon) = 0 \quad (8)$$

A képletben a zavaró rendszerek számának megfelelően $N-1$ szerepel. A $\sigma = 5,5$ dB értékkel számolva példaként a 0,6 mm érátmérőjű vazelin térkitöltésű kábel nomogramját mutatjuk be a 4. ábrán.

Az ismertetett tervezési módszer a magyar háló-



3. ábra. Az egykábeles üzemmód tervezési nomogramja



4. ábra. A kétkábeles üzemmód tervezési nomogramja

3. táblázat

Távlevégi áthallási védettség a_{vtd} ($d = 1$ km)

Kábeltípus	Statisztikai csoport	Várható érték, dB
Vazelin töltésű helyi távbeszélő kábel	Érnégyes érpárjai között	51
	Alappásmán belül, szomszédos érnégyesek között	57
	Alappásmán belül, nem szomszédos érnégyesek között	62

zat feltételei között lehetővé teszi a szimmetrikus kábeleken telepített primer digitális rendszerek vonalszakaszain a regenerátorok optimális távolságának számítását.

Szám példák

1. Egykábeles üzemmód

Határozzuk meg egy $104 \times 4 \times 0,8$ mm érátmérőjű papír szigetelésű helyi távbeszélő kábelben létesítendő primer PCM összeköttetés maximálisan megengedhető regenerátor távolságát, ha a telepítendő rendszerek száma 10, és a regenerátor szakaszon megkövetelt hibaarány 10^{-9} .

E cikk nem tért ki az alapáramkörök megvalósító érpárok kiválasztására, ezért alapadatként kezeljük, hogy a 104×4 -es kábel külső koszorújában levő 29 érnégyesen 10 PCM rendszer elhelyezhető úgy, hogy az átviteli irányok között egynél több elválasztó érnégyes maradjon, a 2. táblázatból tehát $a_k = 68$ dB. $N = 10$, $E(\epsilon) = 2$ dB, az 1. táblázatból $\alpha = 14,5$ dB/km, a tartalékot válasszuk $T = 4$ dB értékre. A fenti adatokkal $a_k - T - E = 62$ dB és a 3. ábra nomogramja alapján $a_l = 23$ dB. Papír szigetelésű földkábeleknél $k = 1,05$. A (4) egyenlet segítségével kiszámítható a maximálisan megengedhető regenerátor távolság: $l = 1,51$ km.

2. Kétkábeles üzemmód

Határozzuk meg két azonos minőségű, azonos nyomvonalon haladó $10 \times 4 \times 0,6$ mm érátmérőjű vazelin térkitöltésű helyi távbeszélő kábelben létesítendő 8 db primer PCM összeköttetés maximálisan megengedhető regenerátor távolságát. A megkövetelt hibaarány: 10^{-9} .

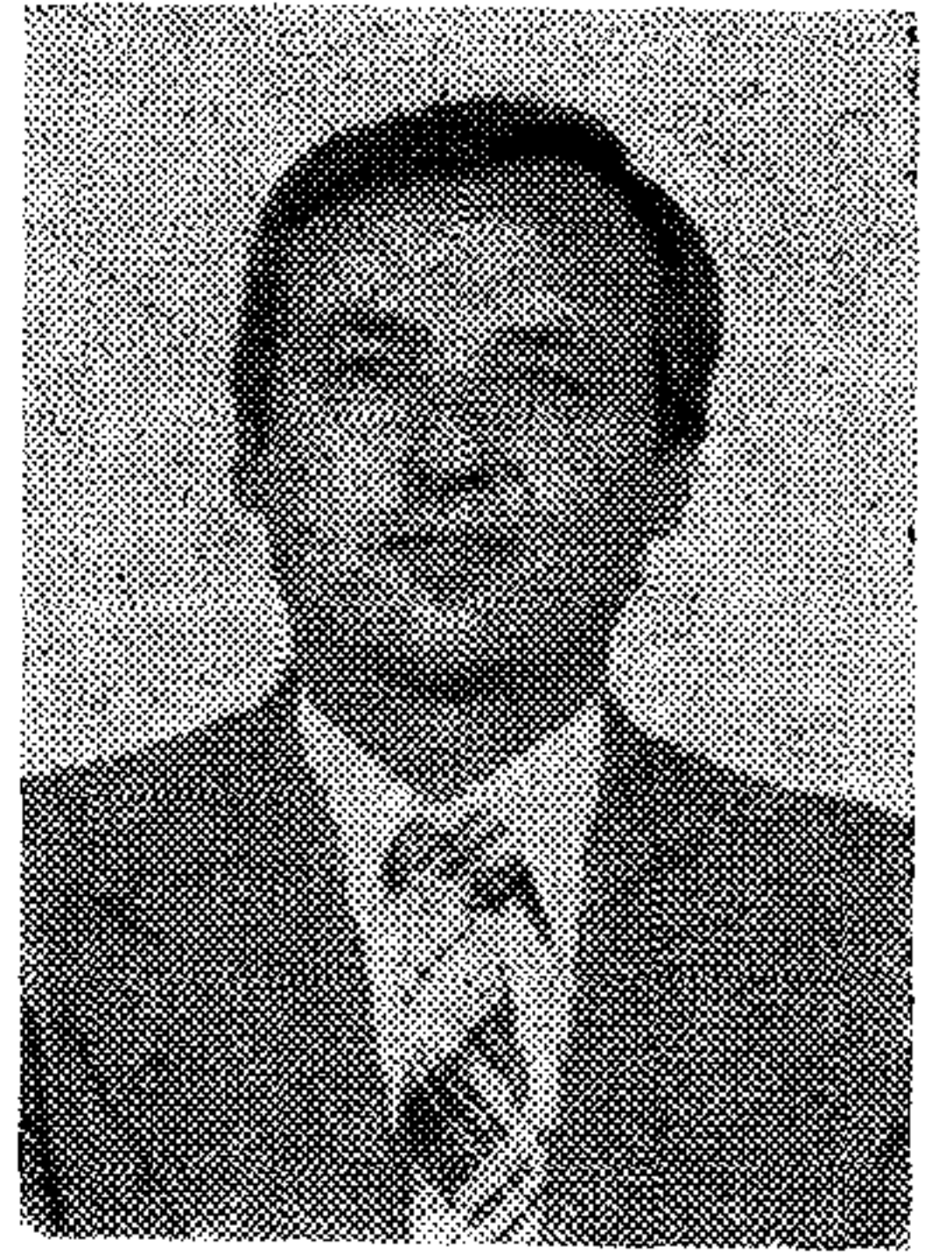
A 10×4 -es kábelszerkezetben az alapáramkörök kiválaszthatók úgy, hogy az alappásmán belül szomszédos érnégyesekbe kerüljenek, tehát a 3. táblázatból $a_{vtd} = 57$ dB. $N = 8$, $E(\epsilon) = 2$ dB, legyen $T = 5$ dB. A 4. ábrából közvetlenül meghatározható maximális megengedhető regenerátor távolság: $l = 1,94$ km.

Nagynyereségű mikrosztrip antennák

VÖLGYI FERENC

Budapesti Műszaki Egyetem

Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék



ÖSSZEFOGLALÁS

Az integrált áramköri 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 nagynyereségű 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 Tanszéken 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 felületből 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 felületből (sugárzó rács) készíthetők. Az elemeket rendszerint egy nyomtatott áramköri 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 áramköri 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

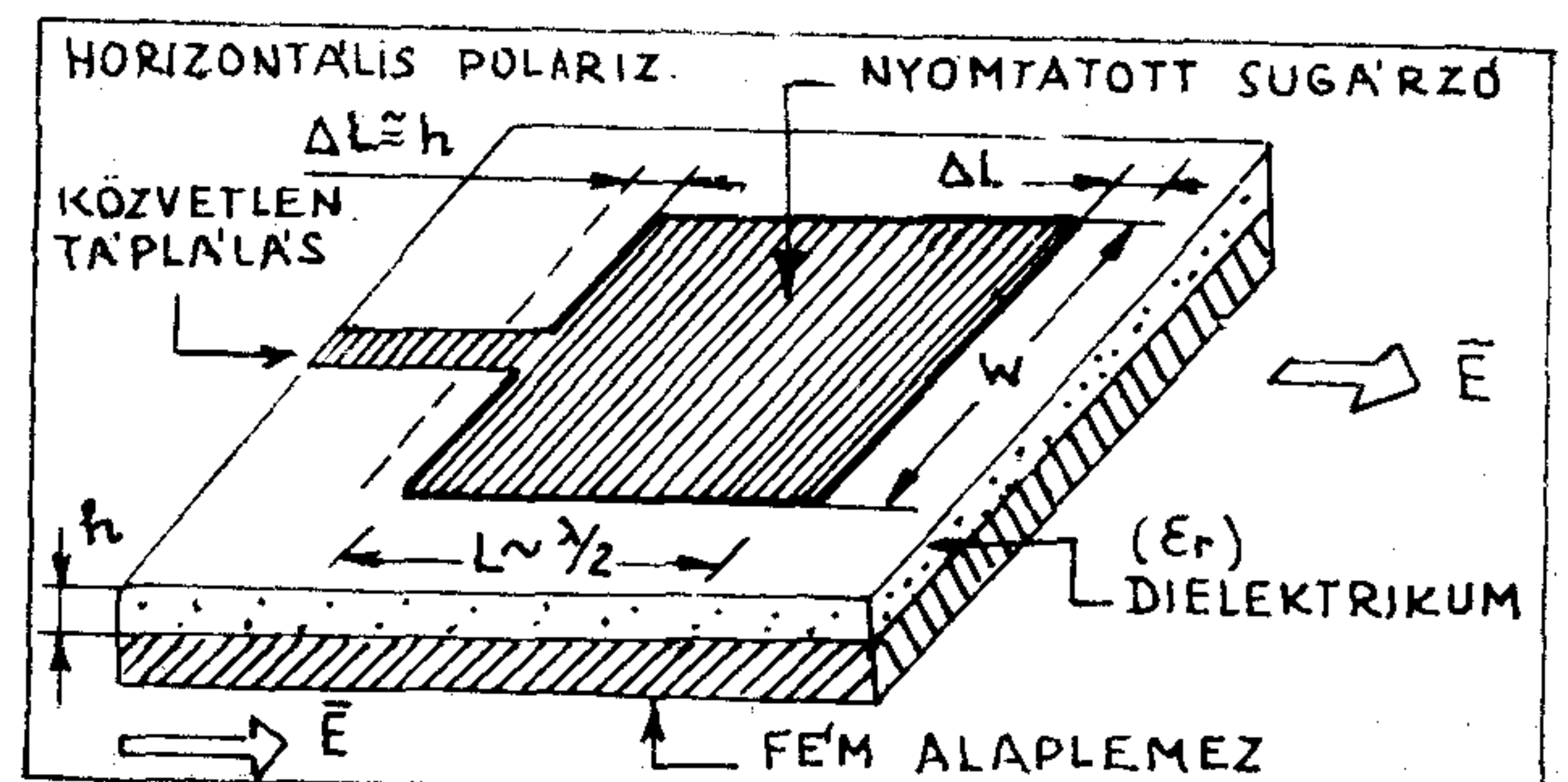
A Budapesti Műszaki Egyetemen szerzett villamosmérnöki diplomát 1964-ben, mikrohullámú szakmérnöki diplomát 1972-ben. A BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék oktatója, 1964-óta. Egyetemi adjunktus, a Mikrohullámú Laboratórium vezetője.

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, többrétegű 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.

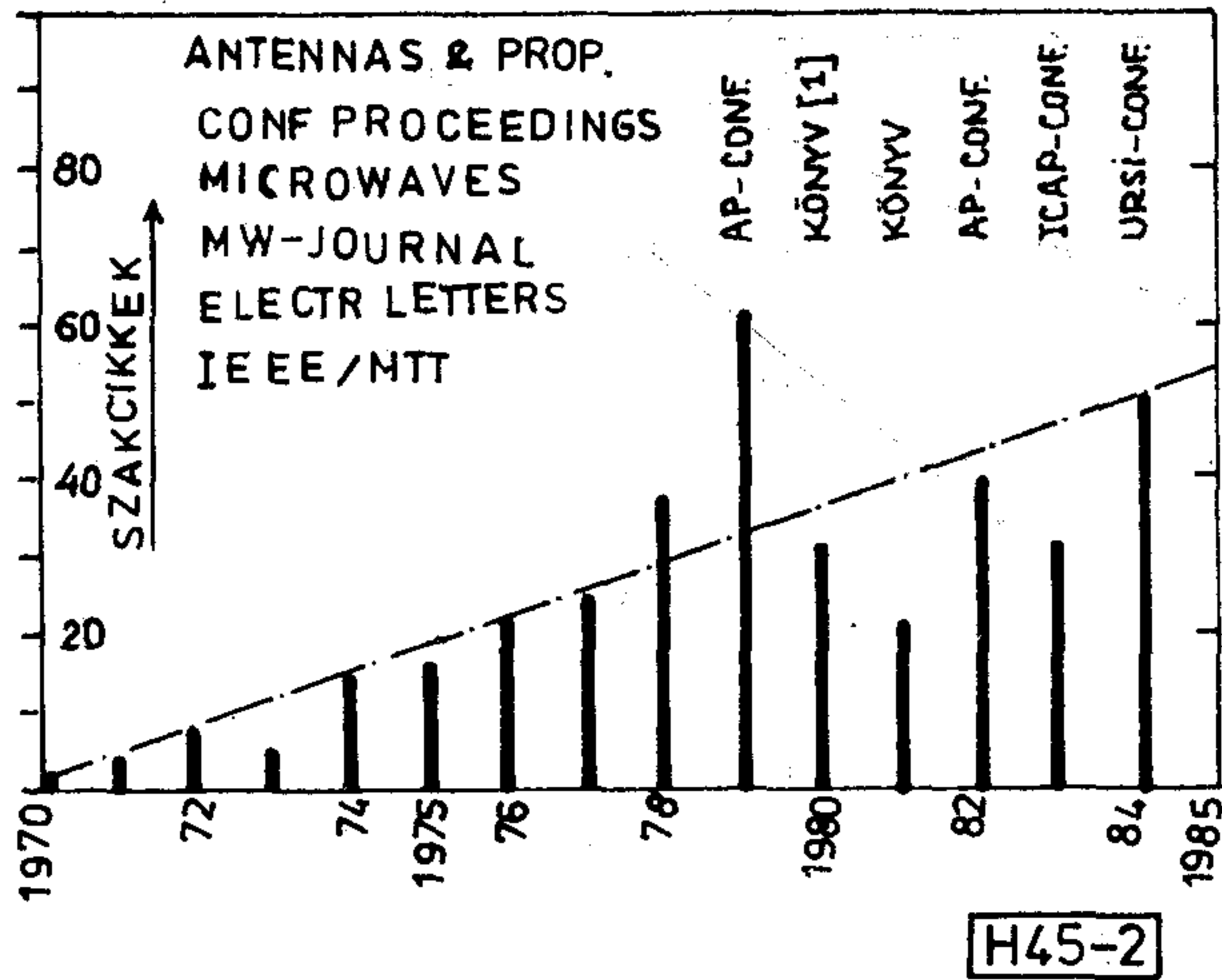
A mai gyakorlatban nyomtatott antennákat használnak a legkülönbözőbb frekvenciákon 100 MHz-től egészen 70 GHz-ig. A méretek szubmilliméterestől (monolitikus rezonáns antenna szubmilliméteres hullámterjedési tartományra) 23 négyzetméterig (SEASAT mic-



H45-1

1. ábra. Rezonáns négyszögletes mikrosztrip antenna (MSA)

Beérkezett: 1985. II. 18. (*)



2. ábra. Mikrosztríp 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 mikrosztríp antennák irányában mutatnak. A megjelent idegen nyelvű szakcikkek száma évről évre növekszik. Ennek illusztrálására szolgáljon a 2. ábra hisztogramja, mely az általam ismert, mikrosztríp antenna témájú idegen nyelvű (nagyreszt 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 mikrosztríp antennákat az elérhető nyereség alapján értékelem.

Tervezési megfontolások

Alapanyagok, korlátozások

Bár a mikrosztríp sugárzó gondolatát 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):

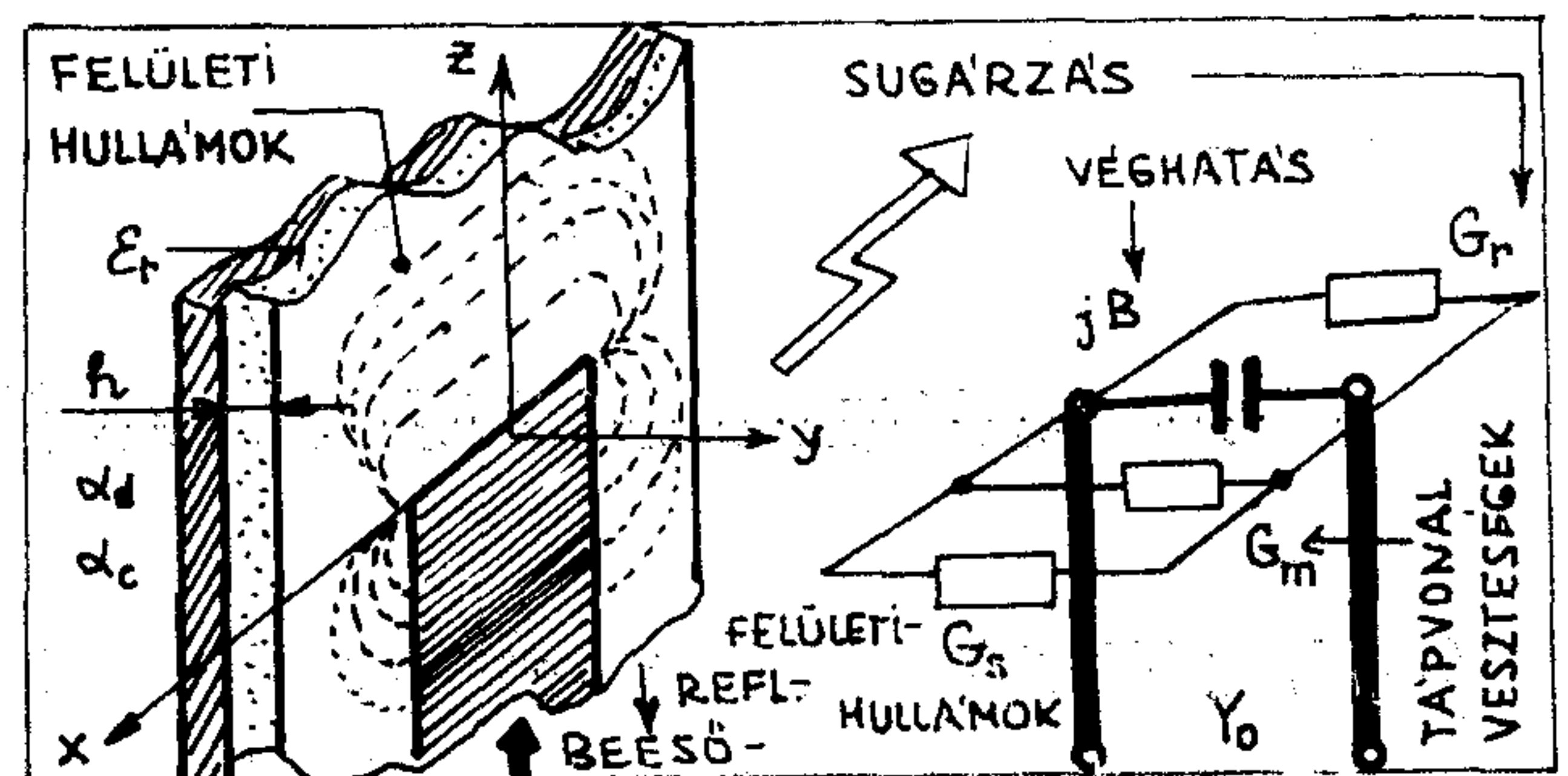
- RT Duroid 5880 (Rogers Corp.),
- K-6098 (3M Company),
- Polyguide (Electronized Chemicals Co.),
- Rexolite-1422.

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

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

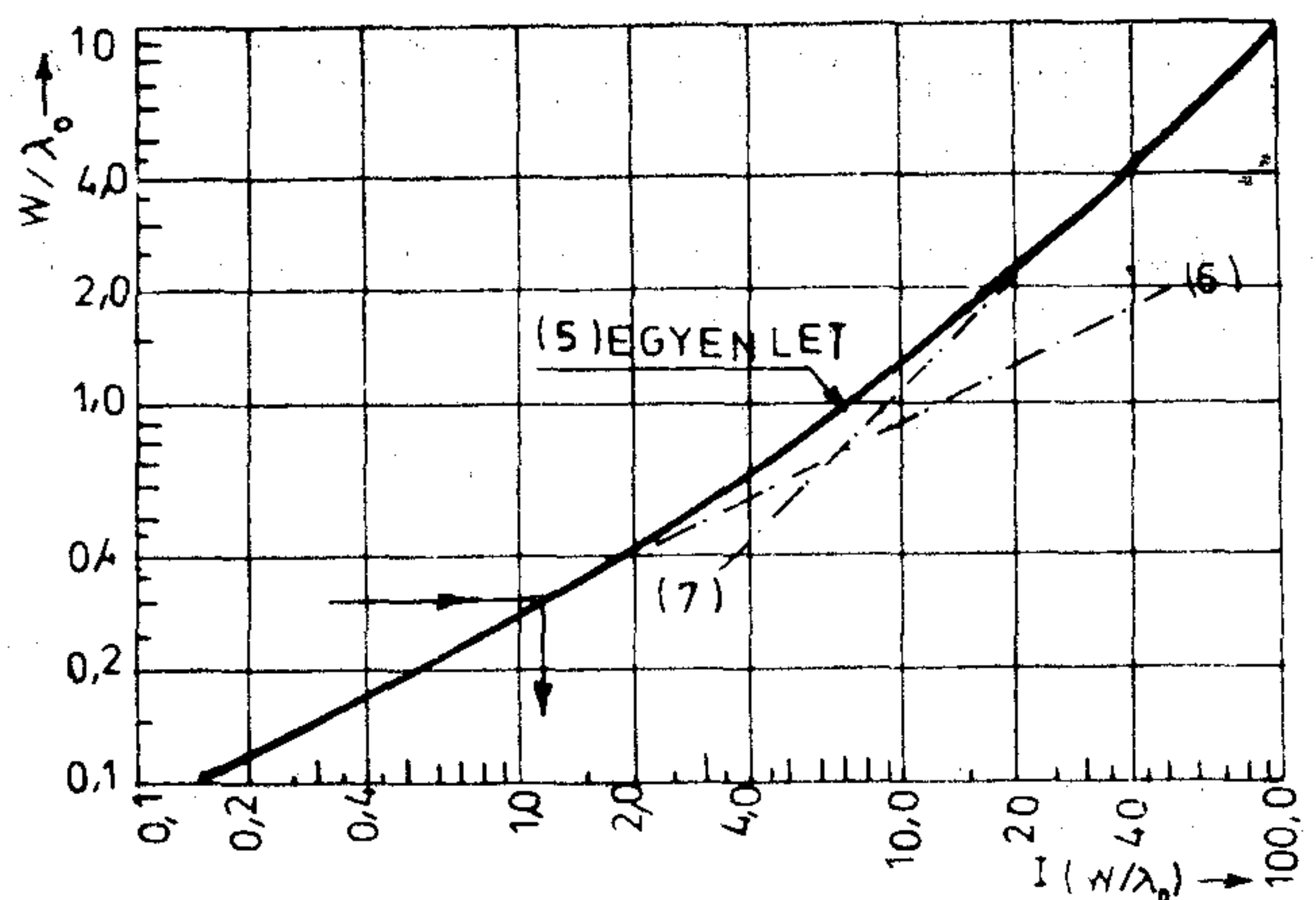
Adott alapanyaghoz és szubsztrátum vastagsághoz hozzárendelhetünk egy véges frekvenciasávot, melyben a nyomtatott antenna paraméterei közel optimálisak. Ennek illusztrálására tekintünk a végén nyitott szalagvonal sugárzásokat is figyelembevevő 3. ábra szerinti helyettesítő képét. Az Y_0 hullámmittanciájú 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:

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

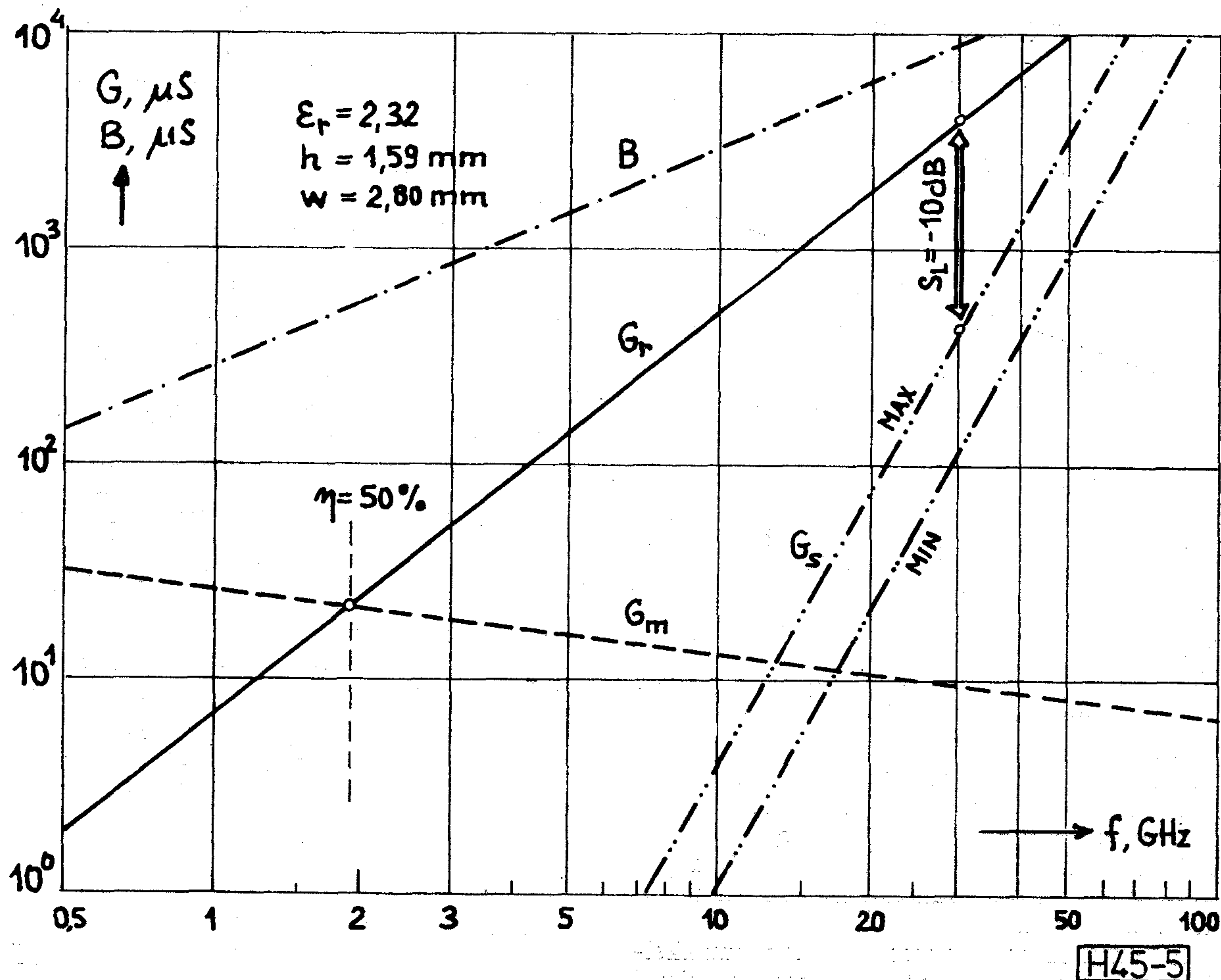


H45-3

3. ábra. Végén nyitott szalagvonal és helyettesítő képe



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



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

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

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

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} (1 + 12h/w)^{-1/2}, \quad (4)$$

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

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:

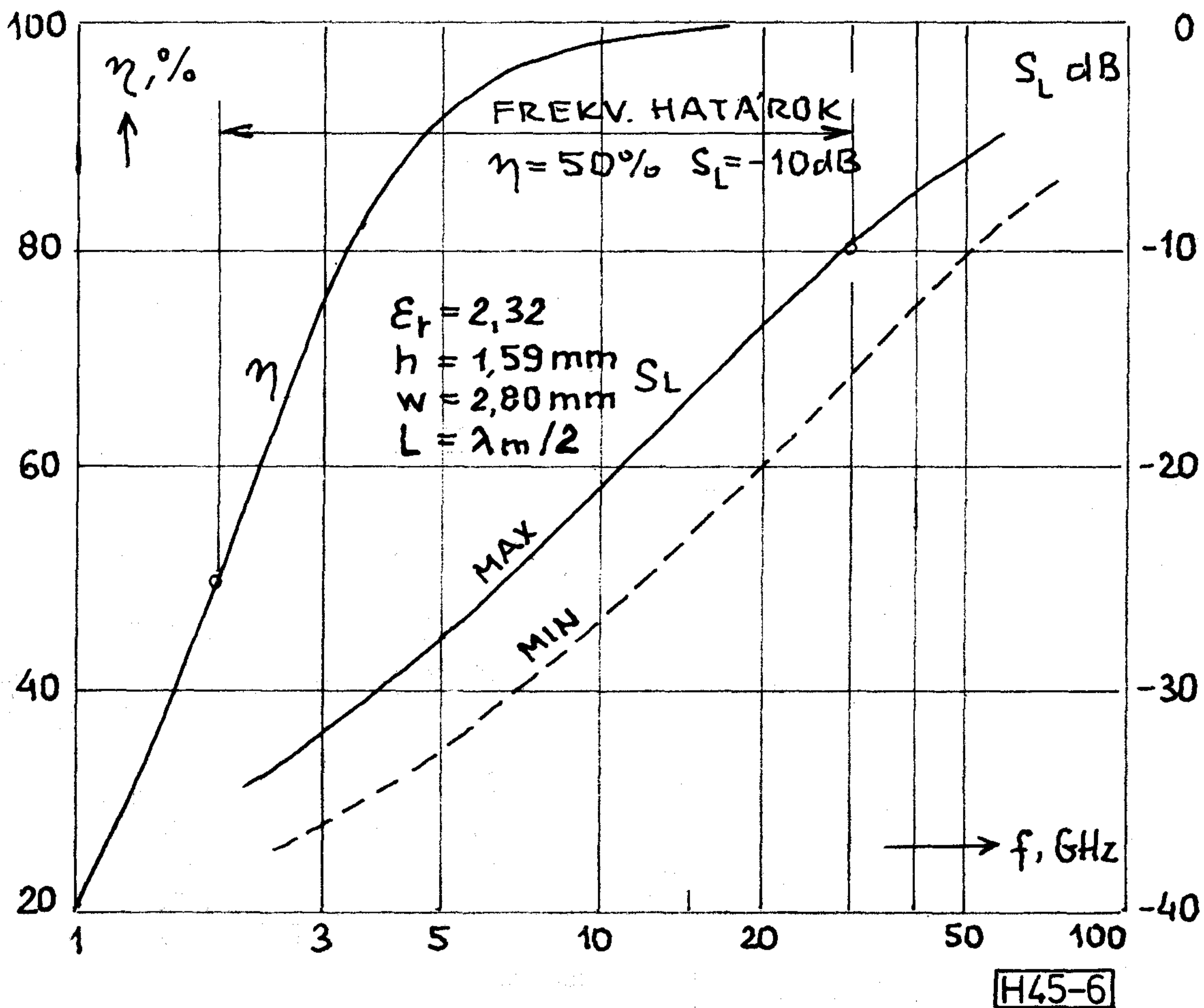
$$\eta = G_r/G_e. \quad (9)$$

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 négyszögletes nyomtatott antennánál tulajdonképpen két, kb. $(w \times h)$ méretű réssugárzó együttműködéséről van szó, amikor is $L \cong \cong \lambda_m/2$ 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) egyenletből számított effektív dielektromos állandó,

$$\Delta L = \frac{1}{2\pi} \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \arctg \frac{B}{Y_0}, \quad (11)$$

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 efölötti frekvenciákon rezonáns nyom-

tatott antennáknál 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).

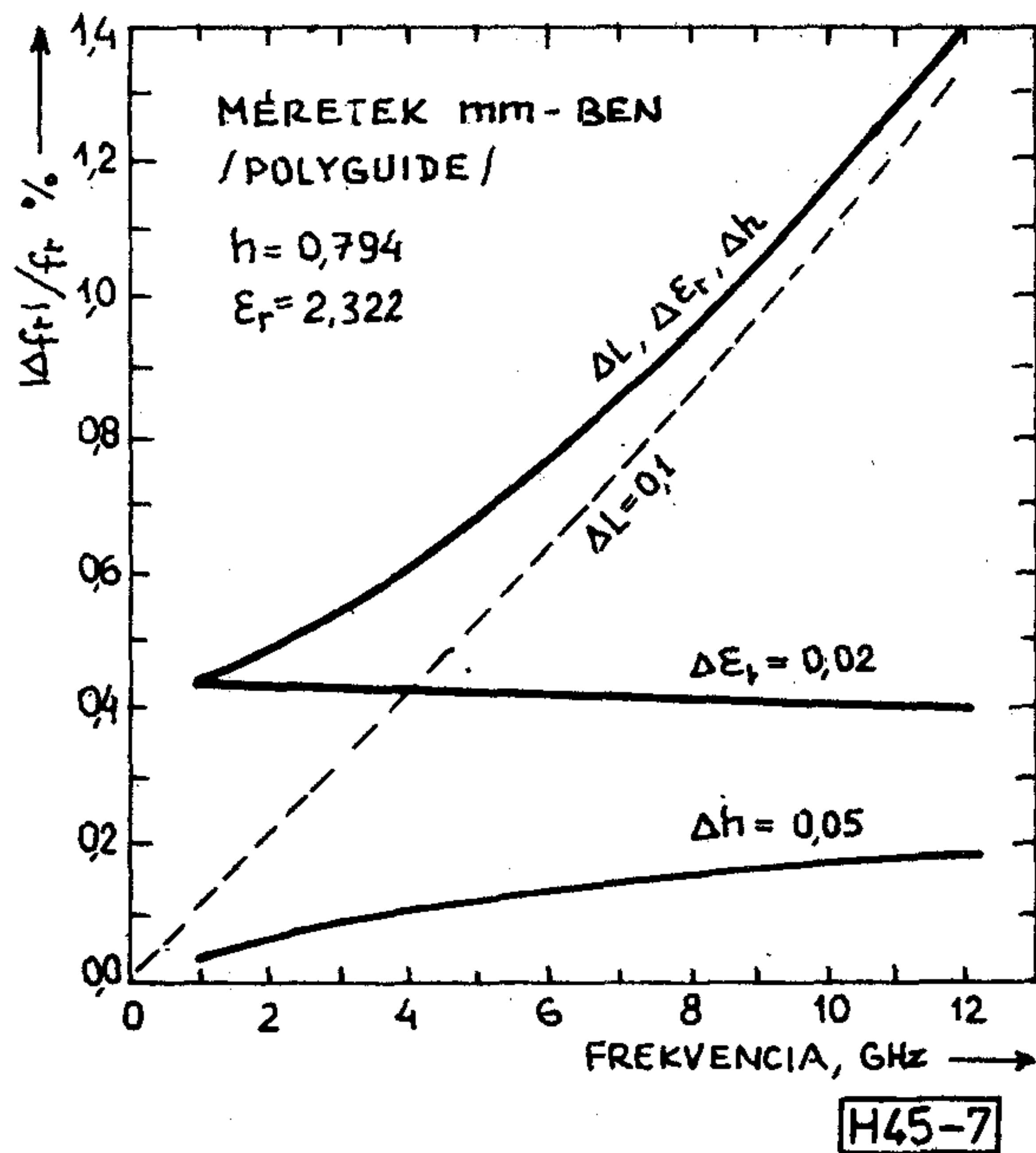
A (6) és (7)-tel adott közelítéseket figyelembe véve:

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

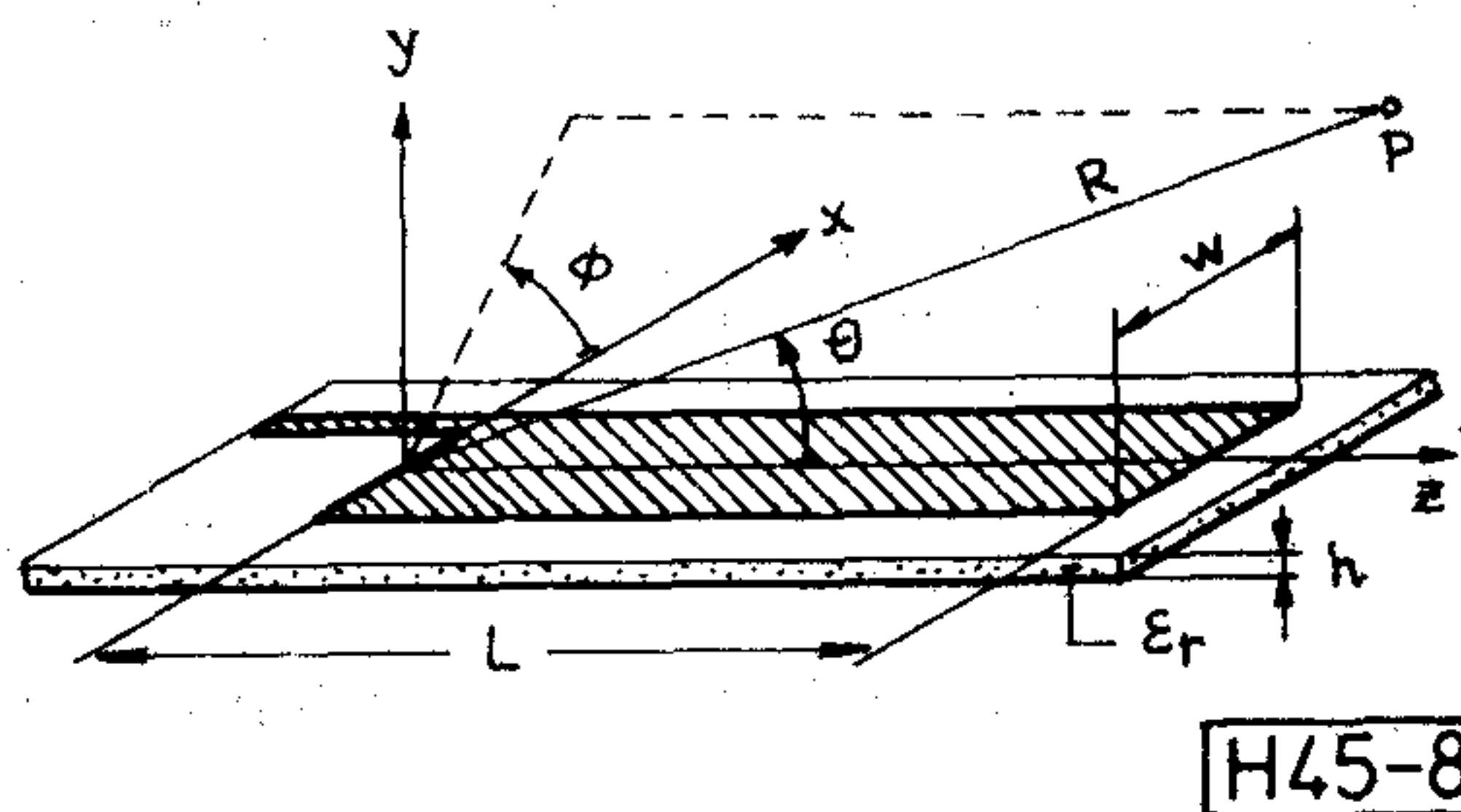
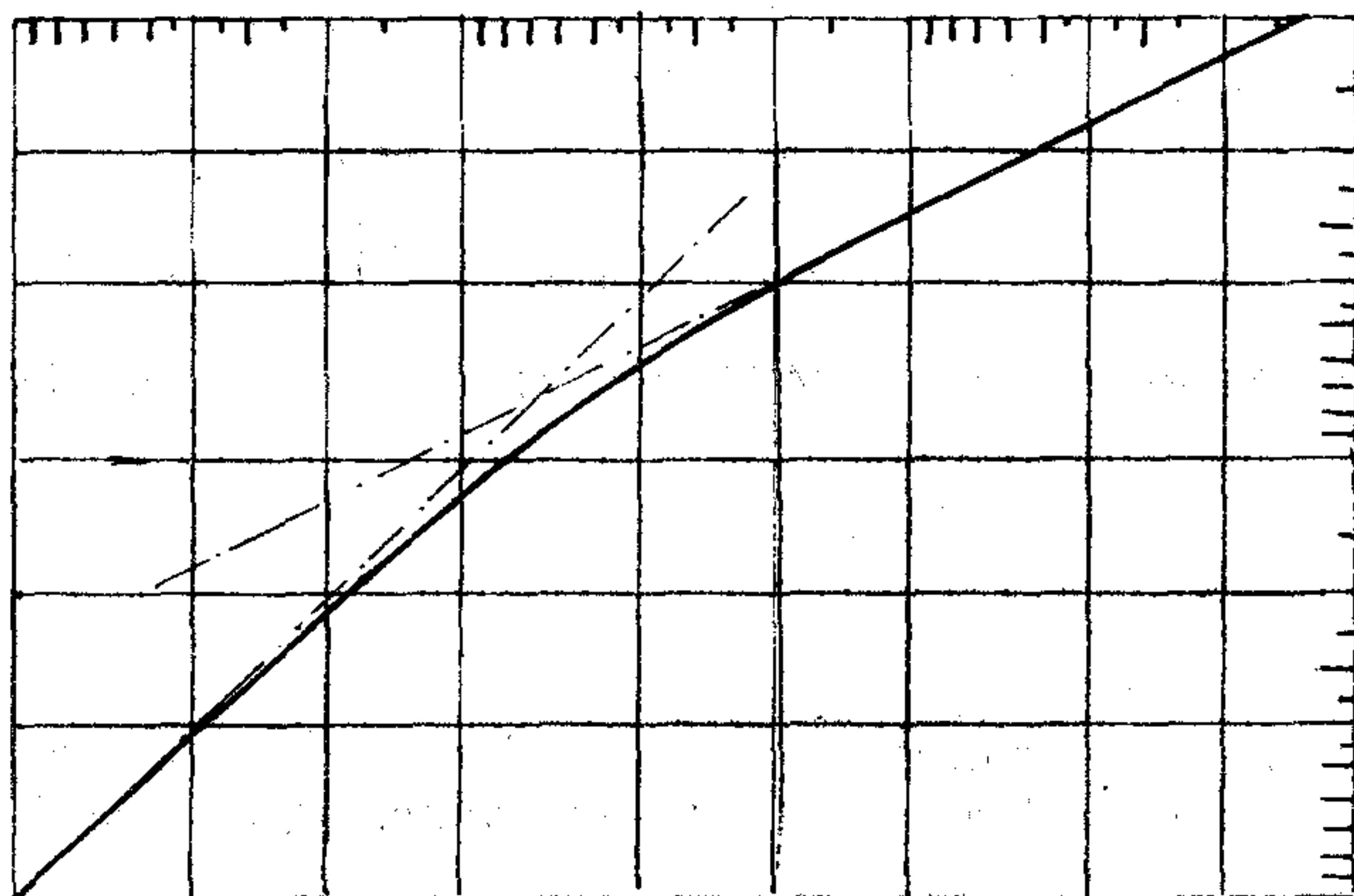
$$D_1 \cong 4(w/\lambda_0), \quad w/\lambda_0 \gg 1. \quad (15)$$

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

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



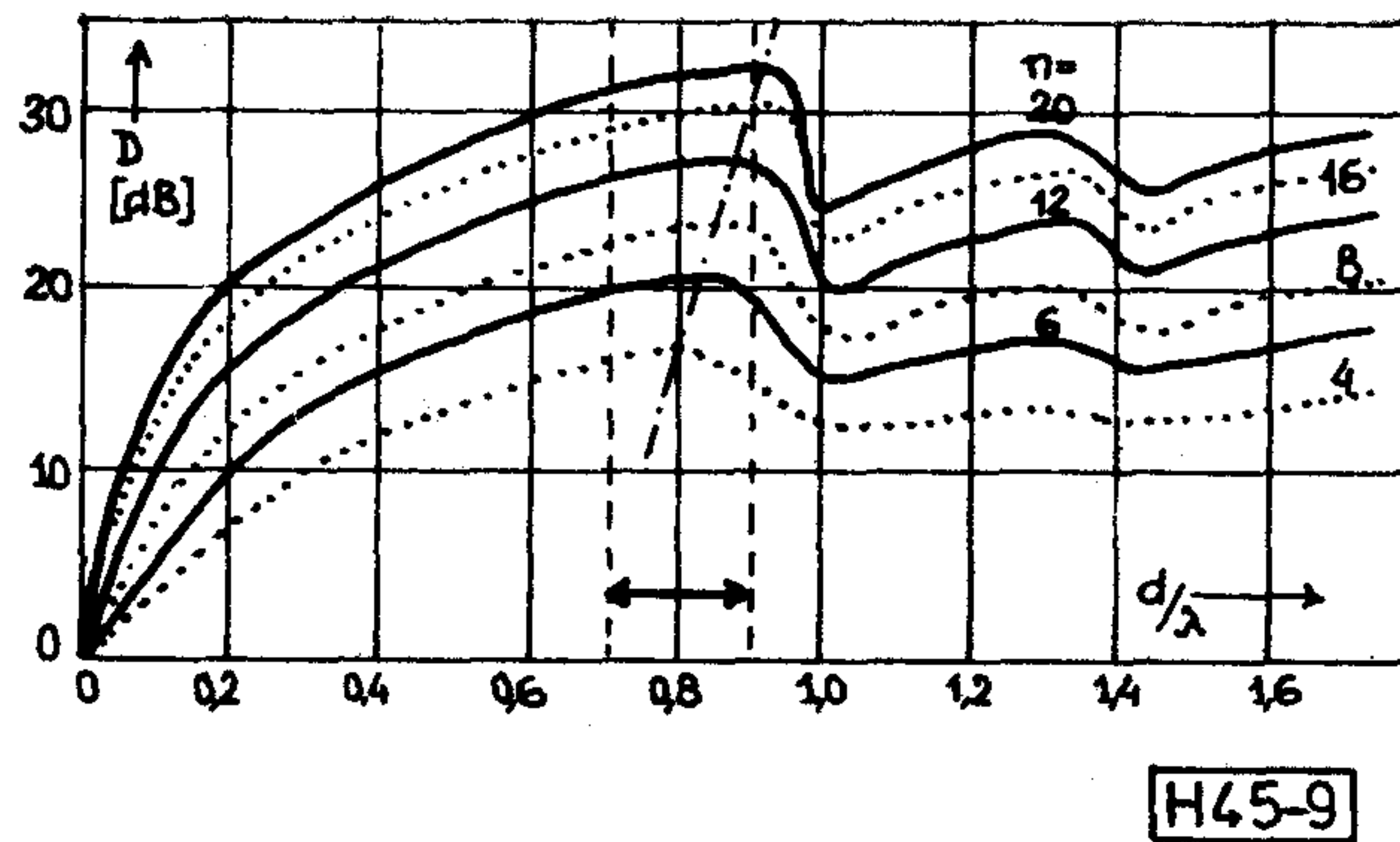
7. ábra. Rezonáns négyszögeletes MSA adott toleranciákhoz tartozó relatív rezonancia frekvencia eltérése



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

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

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



9. ábra. Rövid dipólusokból felépített $n \times n$ 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 elemek 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 mikrosztríp 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) növelésekor 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.):

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

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

$$D = n^2(k_0 d) \left\{ nk_0 d + 2^{n-1} \sum_{p=0}^{n-1} \frac{n-p}{n} \sin(pk_0 d) \cdot \cos(pk_0 d \cdot \cos \Theta_M) \right\}^{-1} \quad (23)$$

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 $A_i = 3$ dB-t, ezzel a teljes rendszer várható nyeresége $G_i \cong 32$ dB.

A 9. ábráról az is leolvasható, hogy az optimális elemtávolság ($0,8 - 0,9$) λ 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, mikrosztrip 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.

Mikrosztrip 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.

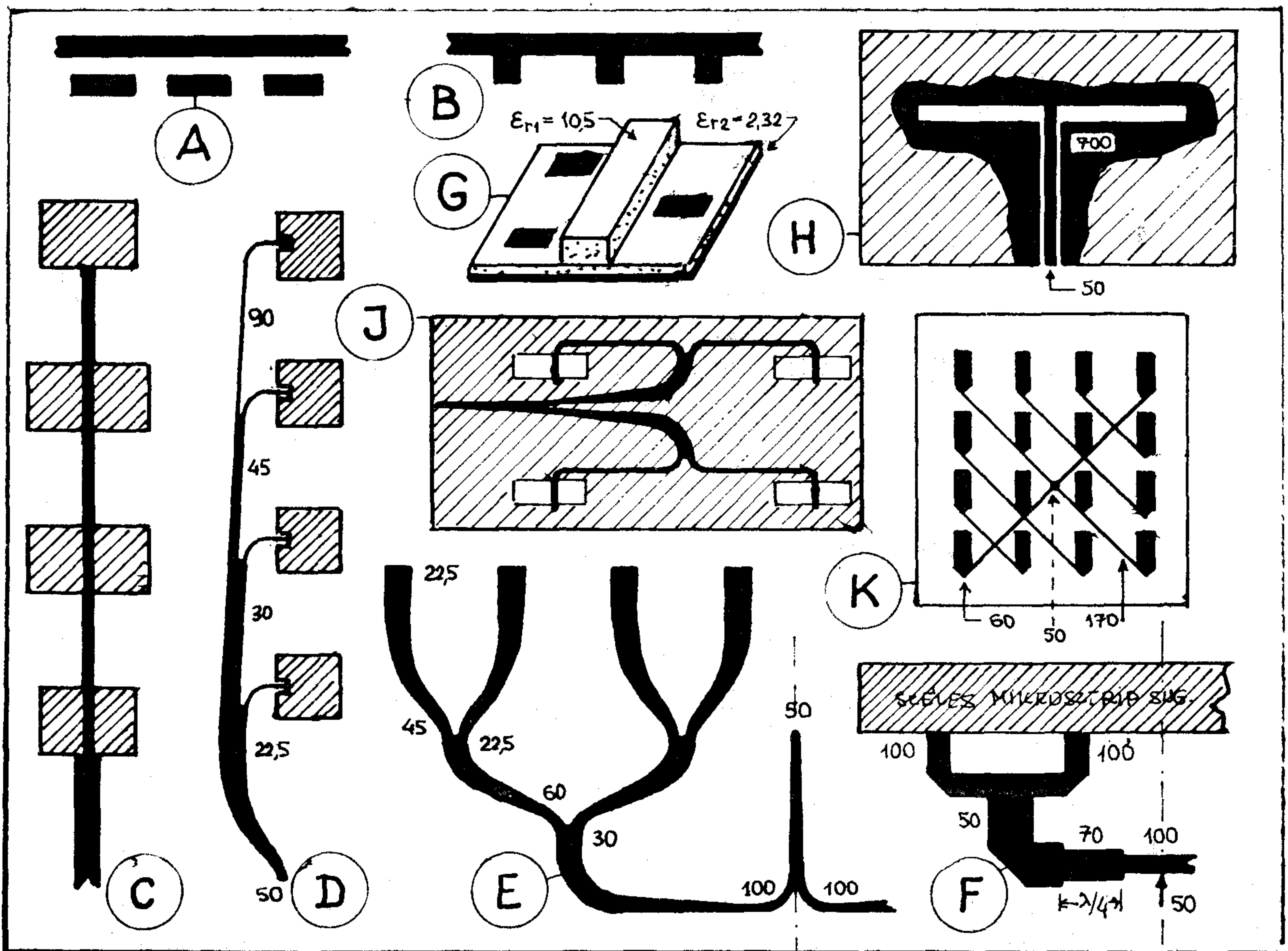
Később Nakaoka és társai ([1] p. 268.) 320-elemű réssugárzóval 28 dB nyereséget értek el 12 GHz-en. Kérdés ezek után az, egyáltalán hogyan lehet 30 dB-nél nagyobb nyereséget realizálni? A válasz: nagyobb nyereségű építőelem és jobb elosztóhálózat kell!

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 említem a [13] hivatkozásban ismertetett 17 GHz-es antirezonáns dipólusokból felépített 100 elemű MAA táplálóhálózatát. Az antenna csőtápvonal bemenetű, a sugárzó sorokat szimmetrikus szalagvonallal, az elemeket koplanár-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, mikrosztrip 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 átmenetekkel [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 részvonallal (nyomatott antirezonáns antenna), J) Elektromágneses csatolás (mikrosztríp elosztó hálózattal táplált széles résű sugárzó rendszer részlete [10]), K) Keresztítáplálás, átlós irányú mikrosztríp tápvonalakról (nyomatott rezonáns dipólusok [1])

vezőbb. A négy bemenetet közösítő hálózat vastagabb ($2 \times 1/16''$) hordozón készült. A teljes tápvonalrendszer vesztesége kb. 1,5 dB.

Realizációk (kutatási eredmények)

Moduláris tervezés

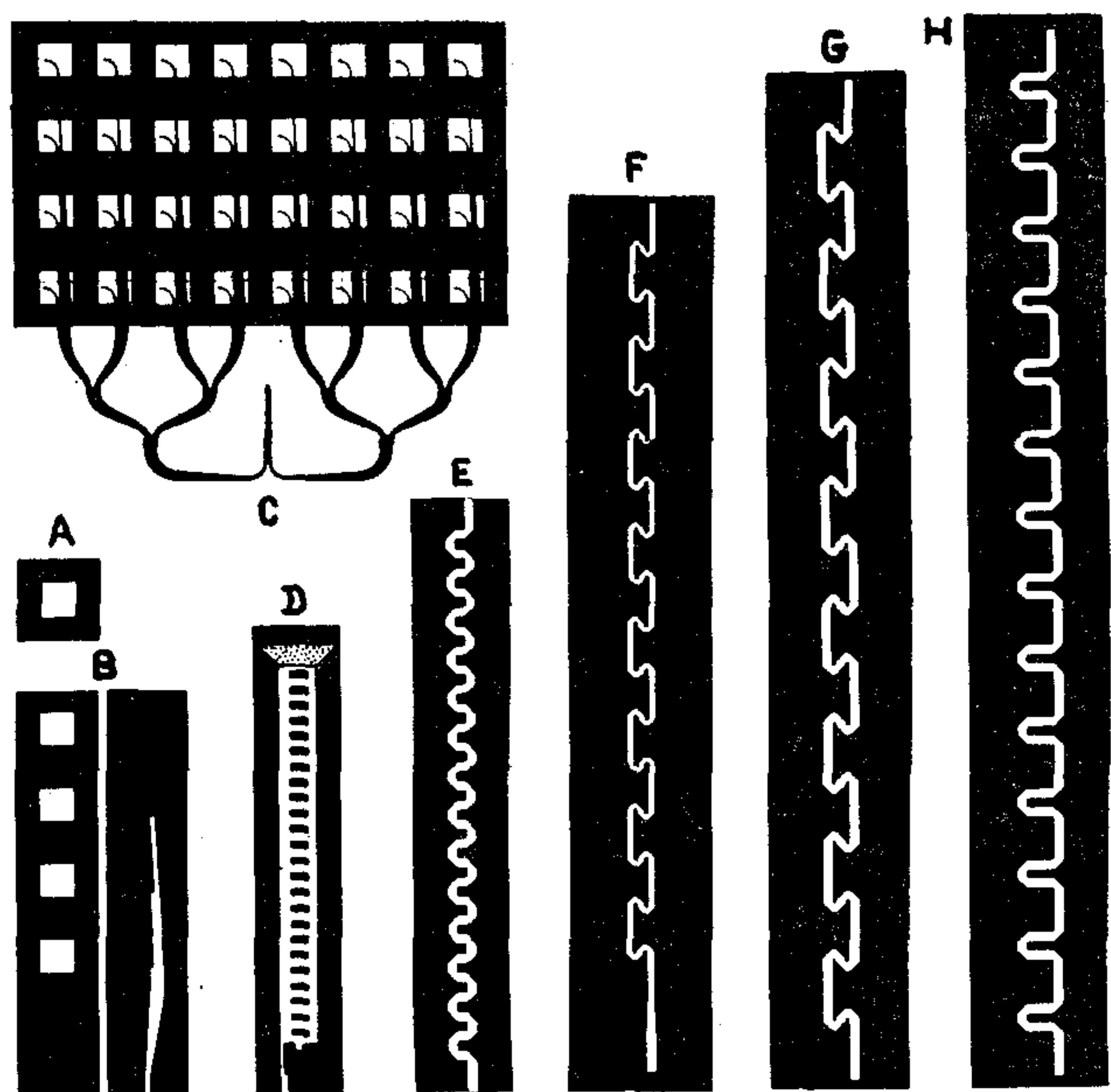
A mikrosztríp antennákkal való ismerkedésemet egy X sávú, négyzet alakú nyomatott antenna (11/a ábra) megtervezésével kezdtem, 1974-ben. Az antenna főbb jellemzői: 6,5 dB nyereség, 80% hatásfok, 77° irányélesség az E síkban, 85° a H síkban, -14 dB melléknyaláb szint.

A következő lépés egy négy elemből álló sugárzó sor elkészítése volt (11/b ábra). Az elosztóhálózat in-line elrendezésű szimmetrikus szalagvonal, az antenna 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 modulok összekapcsolásával állítottam elő. Ily módon 32-elemes (11/c ábra), 64-elemes, és 128-elemes (13. ábra) antennák készültek. Az egymásutáni realizációk mindegyike 80% feletti hatásfokot mutatott, a melléknyaláb elnyomás az E síkban ~ 12 dB, a H síkban ~ 14 dB volt.

A moduláris tervezés-kísérletezés során közben 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 közbeni mérési eredmények nagyon pontosan követték az iránykarakterisztika multiplikációjának elvét (az adott síkban megkészszerített elemszámú antenna irányélességi szöge pontosan fele volt az előzőének), a nyereségértékek azonban — még a tápvonal-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 merőleges 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 adotthoz 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 így 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:

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

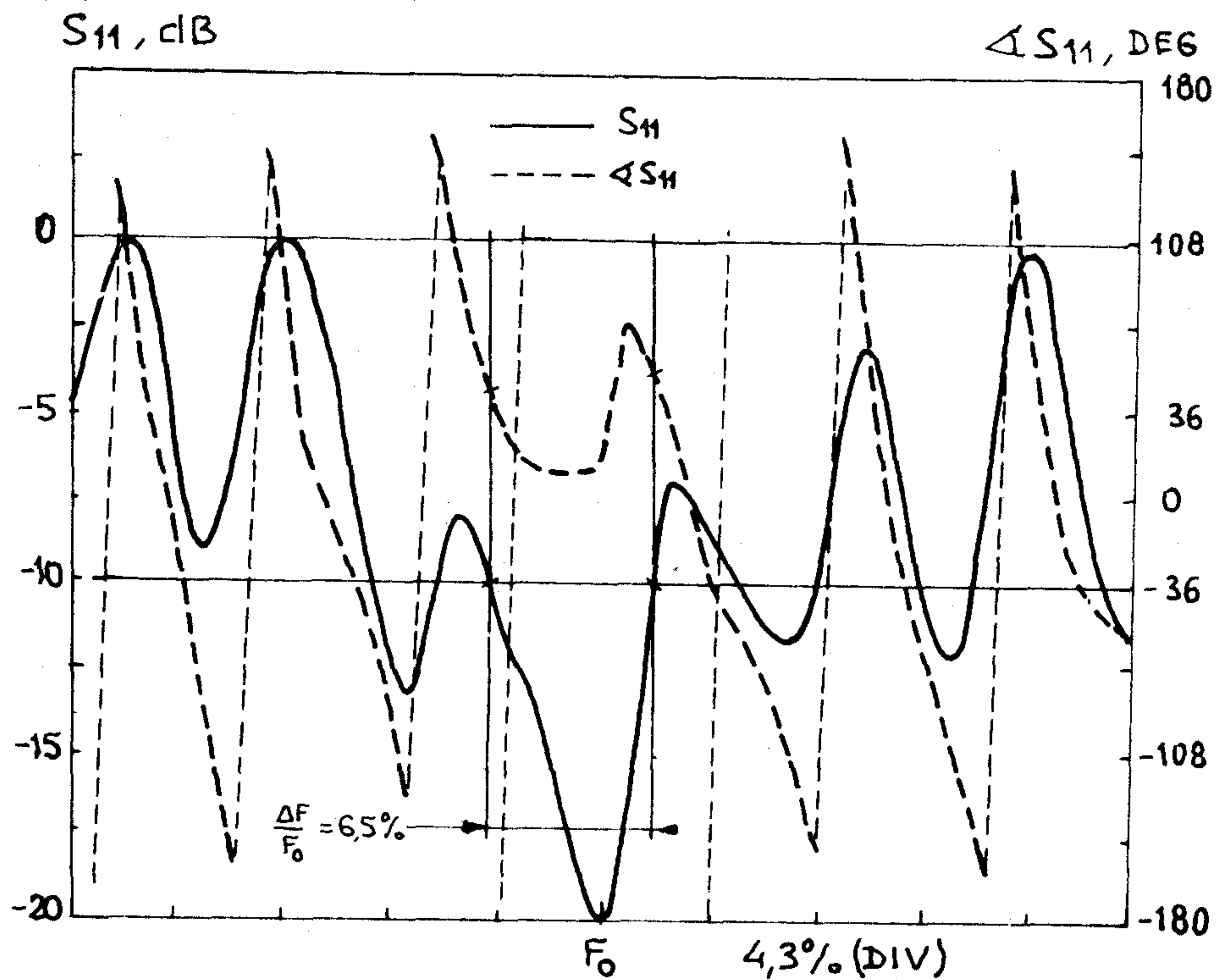
$$\lambda_g = \frac{\lambda_d}{\sqrt{1 - (\lambda_d/2w_e)^2}}, \quad (27)$$

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

A képletekben szereplő ϵ_e effektív permittitásnak 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 értékéből számíthatók vissza. Ezt a számítást méréseim (19. ábra) nagyon jól bizonyították.

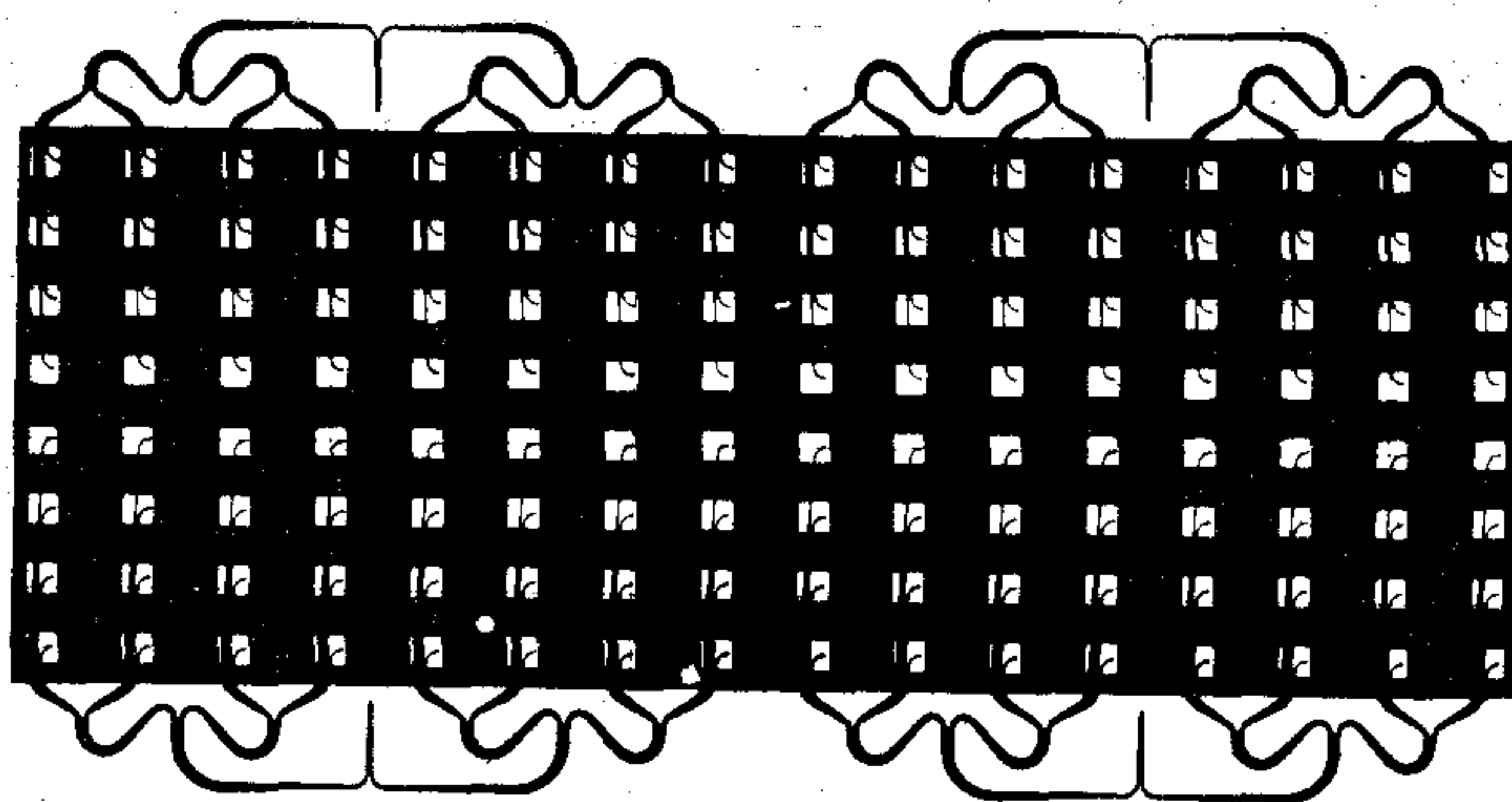
A mért antenna iránykarakterisztikákat a 17. és 18. ábrák mutatják. Az iránykarakterisztika-mérések nem szabad térben, hanem laboratóriumban (reflektáló környezetben) történtek, így a főnyalábtól távolabbi reflexiók hatásának értékelése nem egyértelmű. Jól látszik azonban a lezáró csillapító hatása; 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



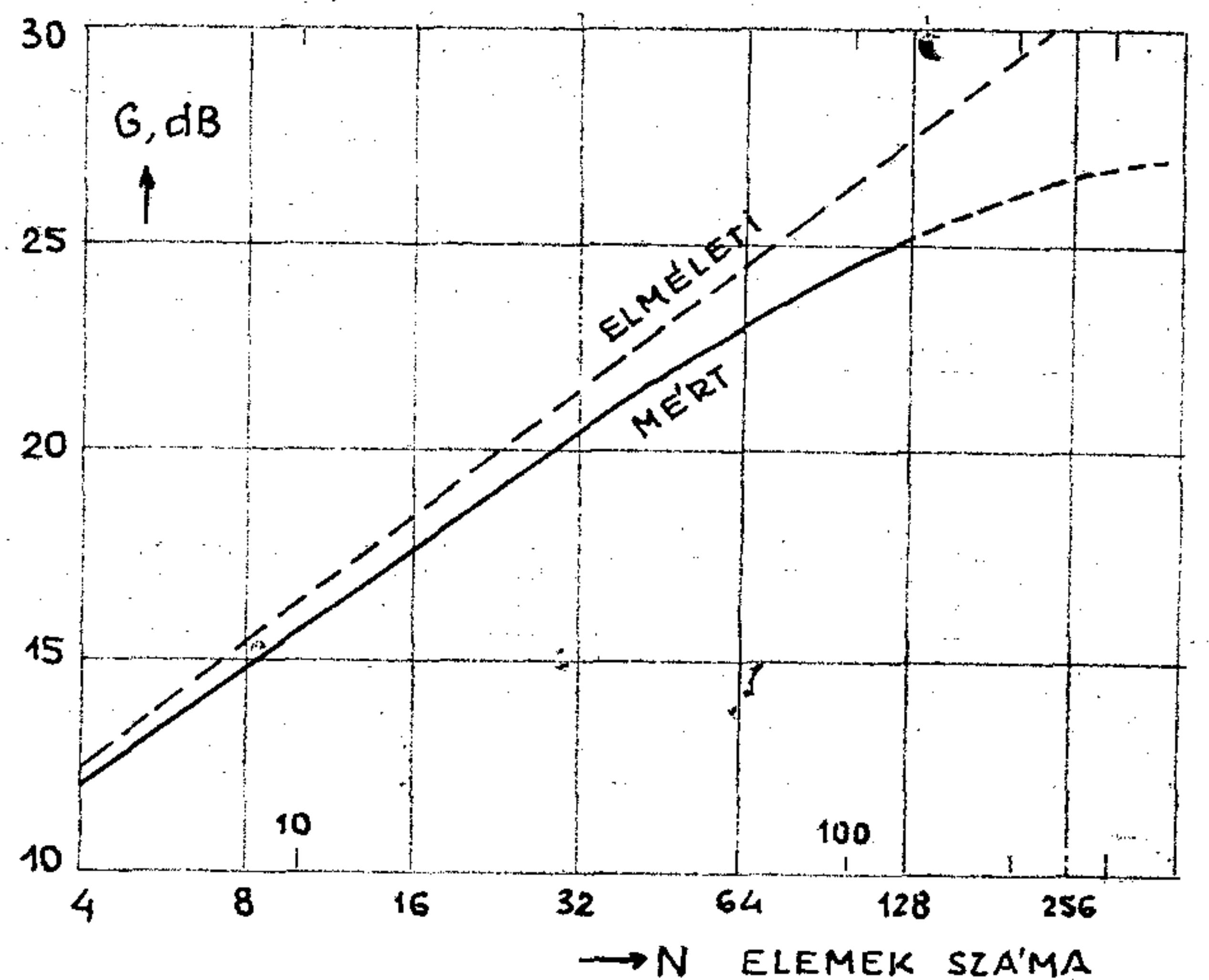
H45-12

12. ábra. 4-elemes MSA mért bemeneti reflexiótényezője



H45-13

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



H45-14

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

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

A meander-vonal számos mikrohullámú alkalmazása ismeretes. Gyakran használt elem például a depolarizátor (körös polarizációból lineáris és viszont), 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

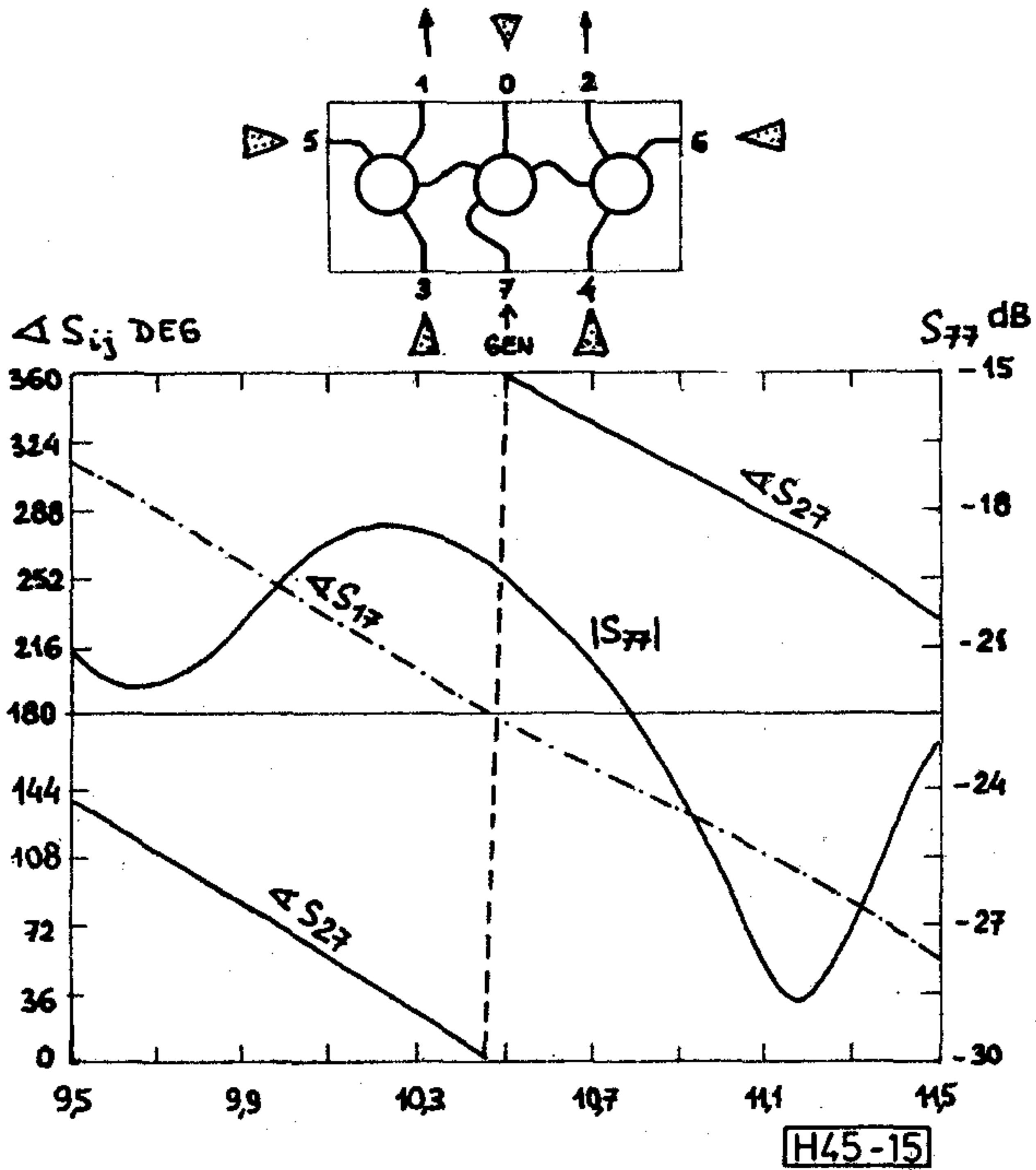
iránykarakterisztikáján látható, a főnyaláb iránya $\theta_M = 112^\circ$, vagyis az antenna a lezárástól a bemenet felé sugároz. A 20. ábra szerint a nyereség $\sim 10\%$ relatív frekvenciatartományban 16 dB fölötti.

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

Mikrosztrip kivitelű Franklin-antennák

A szakadással lezárt (állóhullámú), hullámhosszban mérve hosszú mikrosztrip struktúra oldalsugárzó Franklin-antennaként való alkalmazása a szakirodalom alapján igen jó nyereséget ígért. S. Nishimura és társai ([1] p. 216.) Rexolite-1422 típusú hordozón realizált Franklin-antennájának kontrolljaképpen elkészítettünk egy 9,2 GHz-es MSA-t, Polyguide hordozón (11/G ábra). A mért iránykarakteristikákat a 22. ábra mutatja. Az antenna valóban nagyon jó, nyeresége 17,9 dB, apertúra hatásfoka: 93%. Egyetlen hátránya a kis relatív sávzélesség (0,8%).

Egy felső X sávra tervezett [7] további antenna (11/F ábra) utólag elvégzett mérései (23. ábra) már a dielektrikumban terjedő felületi hullám megnövekedett hatását mutatják (E -síkú iránykarakterisztika, $\theta \cong 0^\circ$ környékén). Ezen antenna nyeresége 11,35 GHz-en 18,8 dB, $r \leq 2$ állóhullámarányhoz tartozó relatív sávzélessége 1,6%. Ilyen antennák összekapcsolásával kialakított oldalsugárzó MAA-val 30 dB feletti nyereség könnyen megvalósíthatónak látszik az X sávban, diszkrét frekvenciákon.

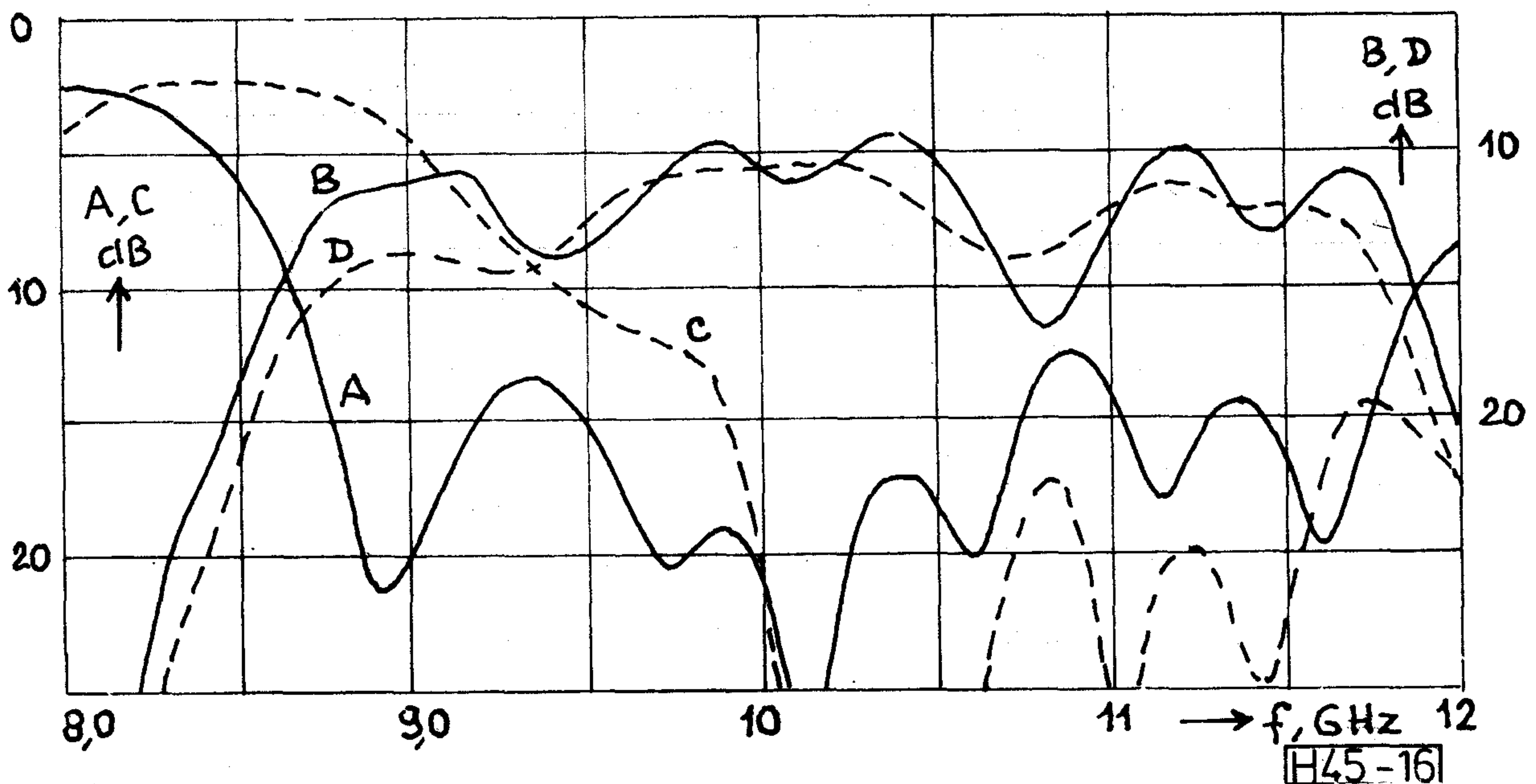


15. ábra. Három gyűrűs hibridből álló hálózat bemeneti reflexiócsillapítása, valamint átviteli tényezőjének fázismenete

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.

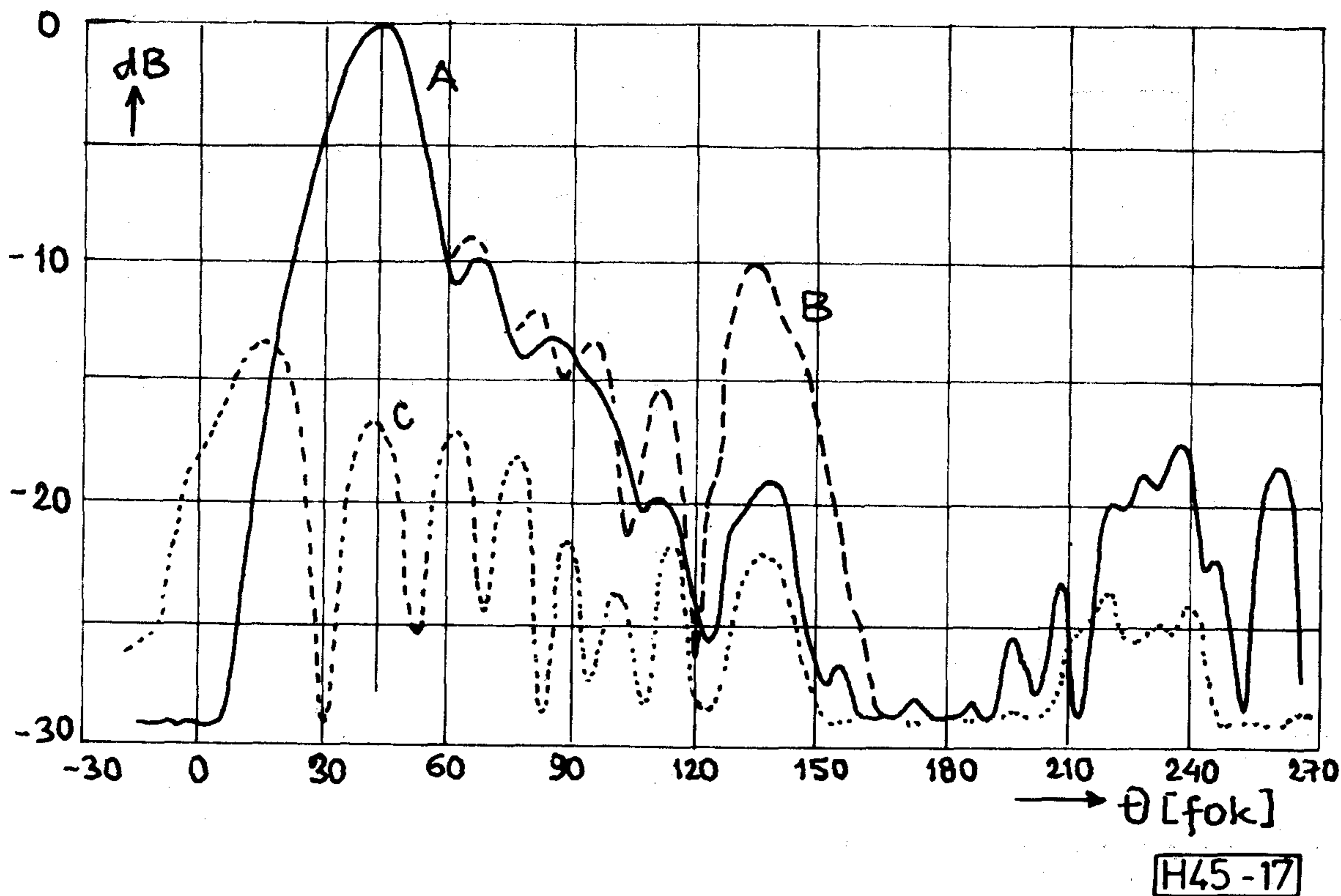
Körpolarizált vonalsugárzó

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. Az antenna a teljes X sávban működik (10 GHz kört nyékét kivéve), jó körpolarizációs tulajdonságoka



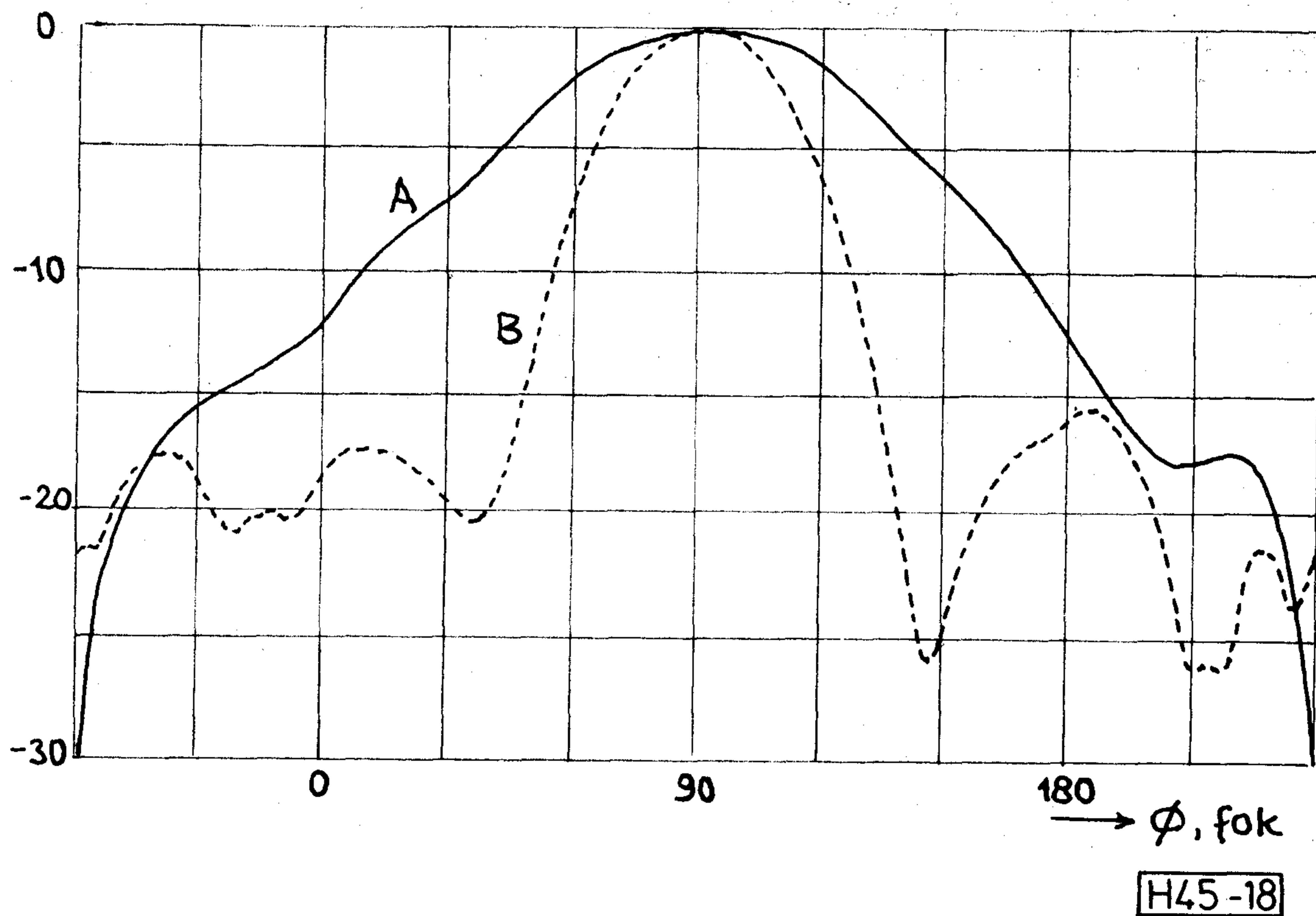
16. ábra. Magasabb módusban (TE_{01}) működő MTA

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



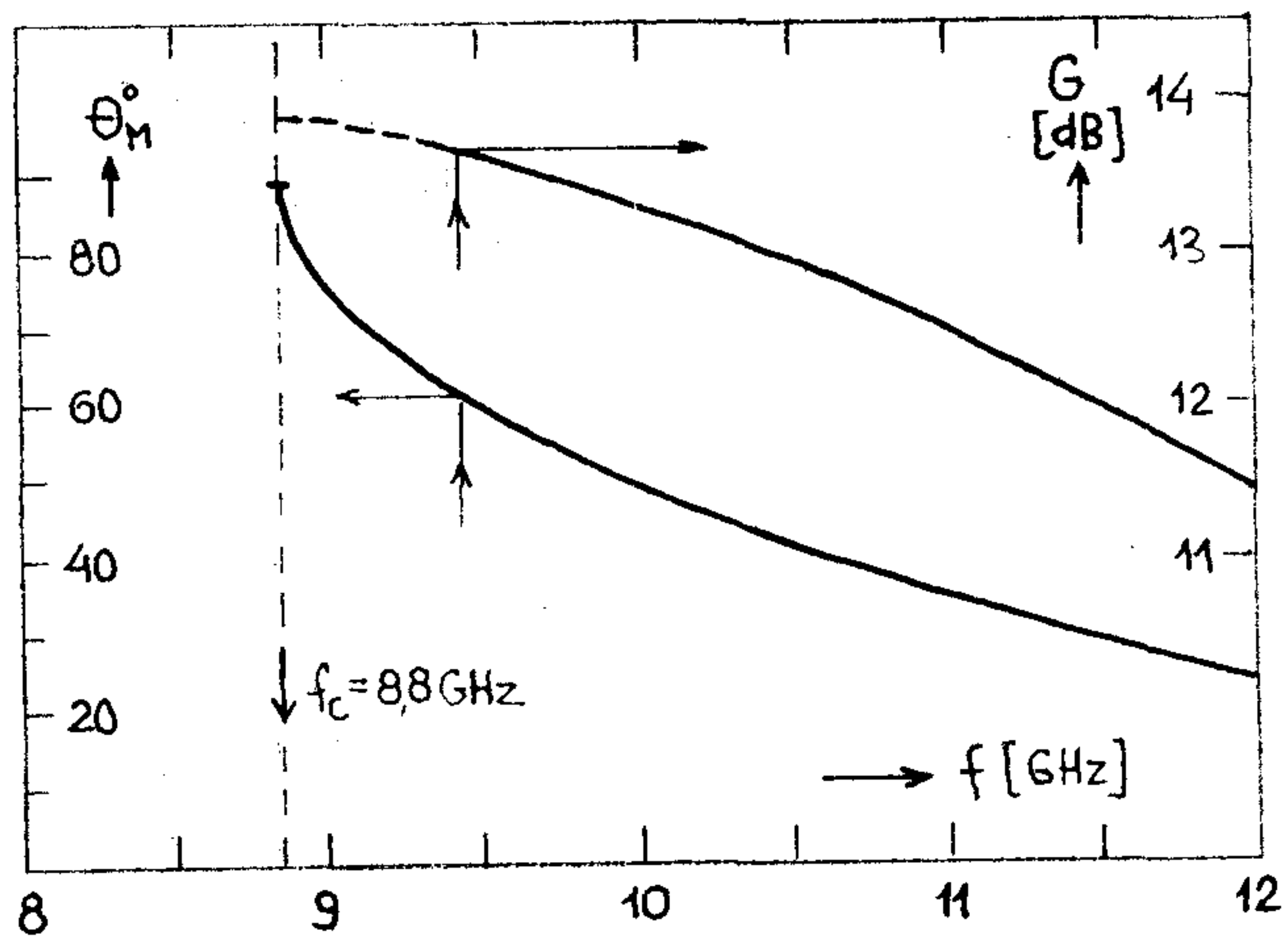
17. ábra. Kételemes, magasabb módusú MTA H síkú iránykarakterisztikái 10,5 GHz-en mérve:

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



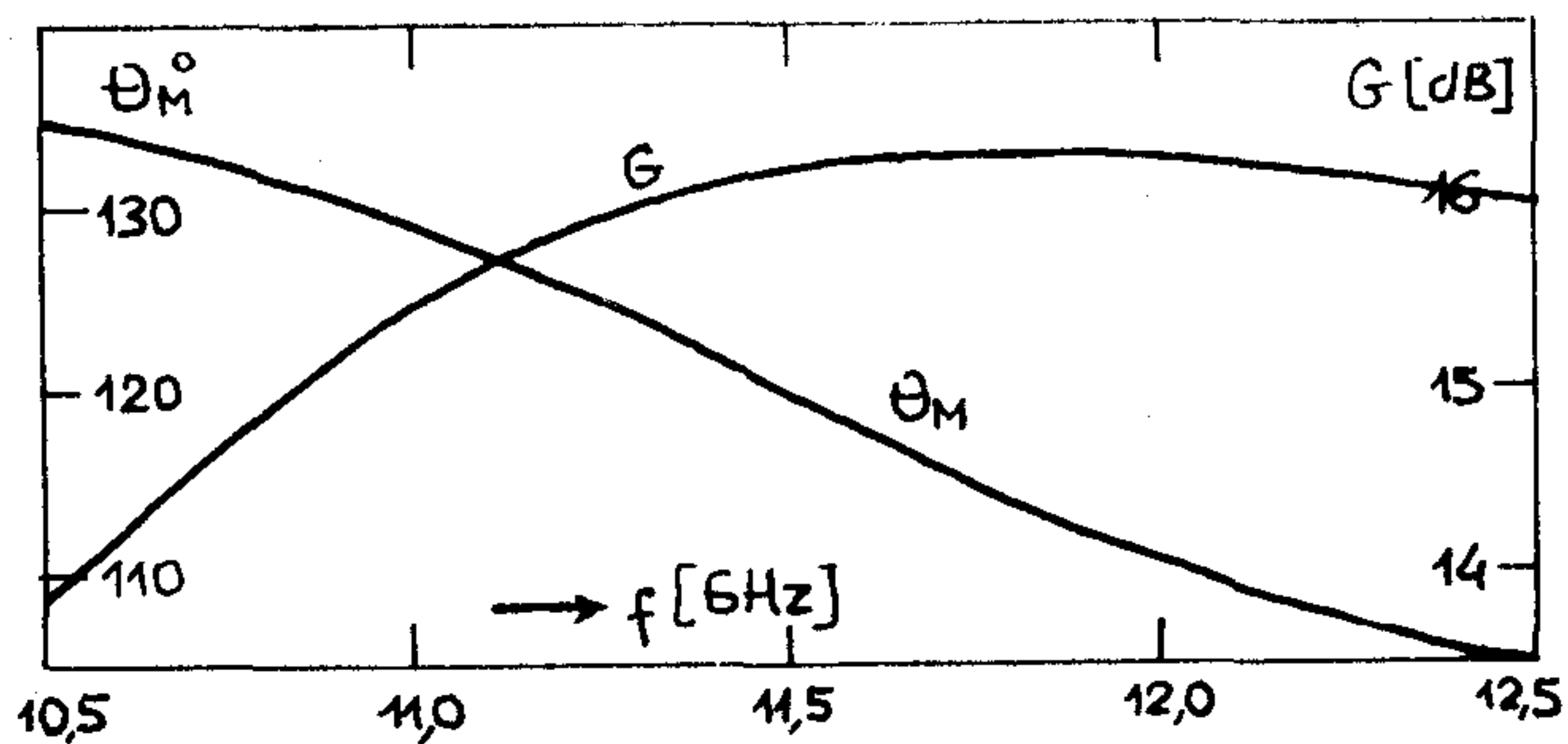
18. ábra. Magasabb módusú MTA E síkú iránykarakterisztikája 10,5 GHz frekvencián:

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



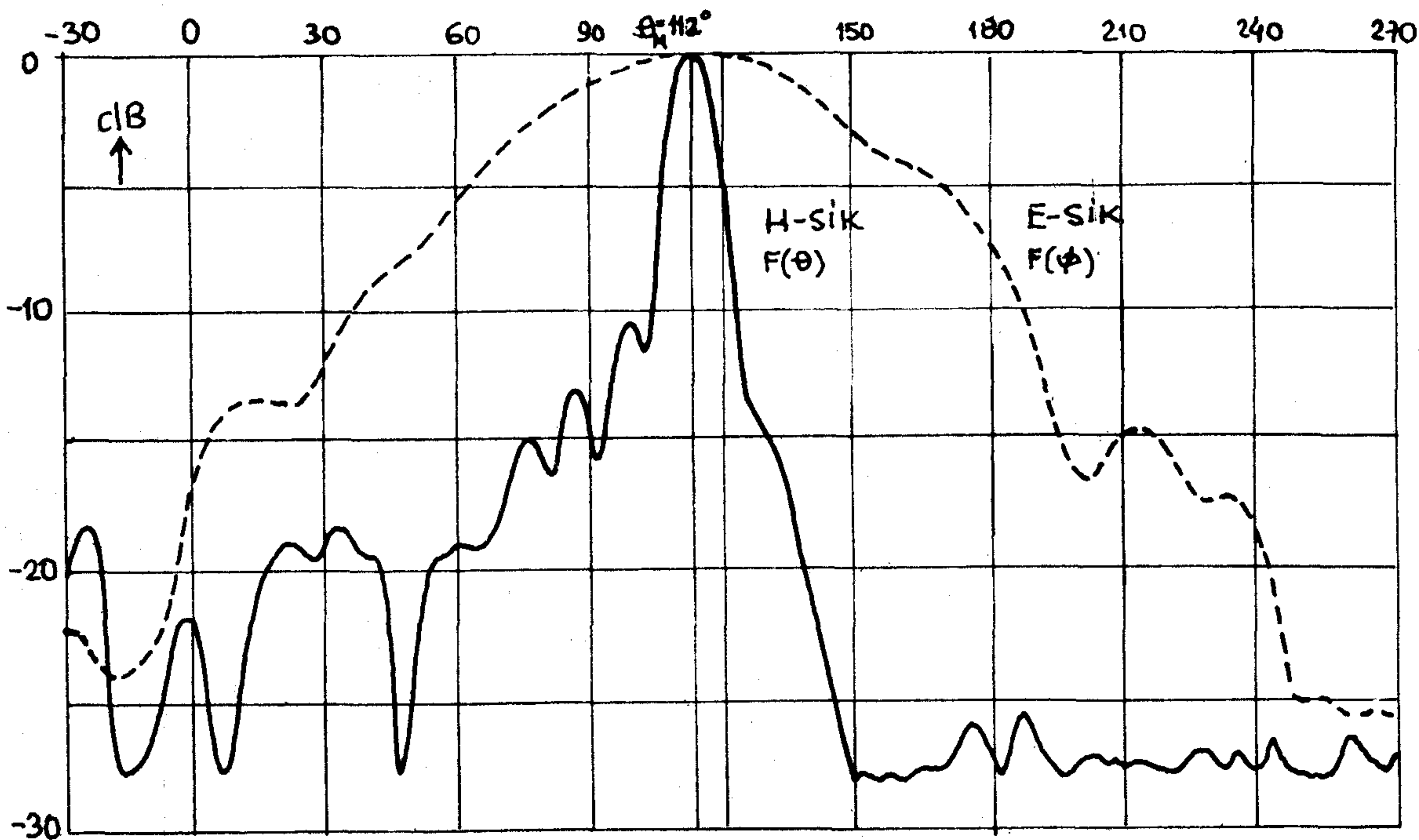
H45-19

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

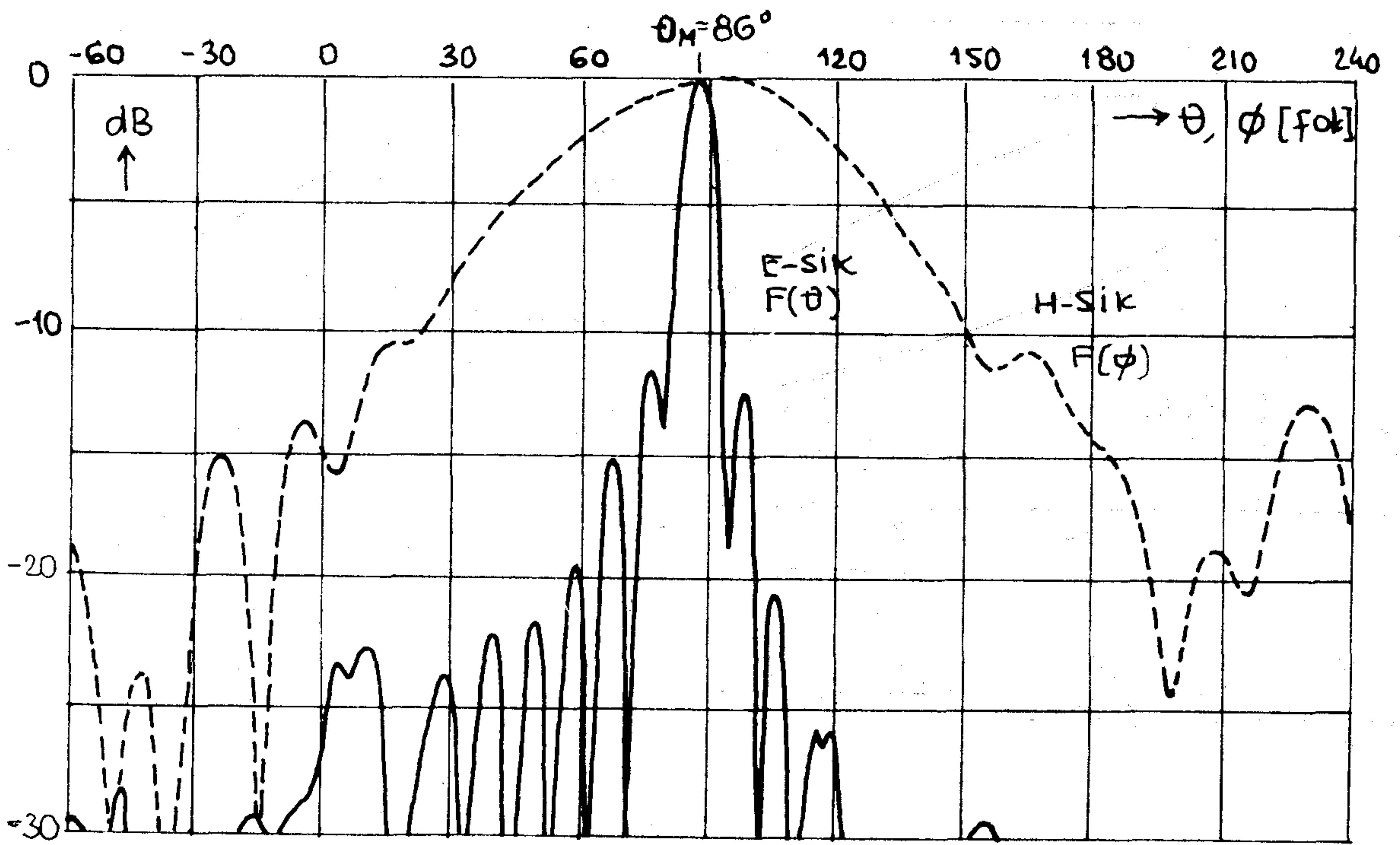


H45-21

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

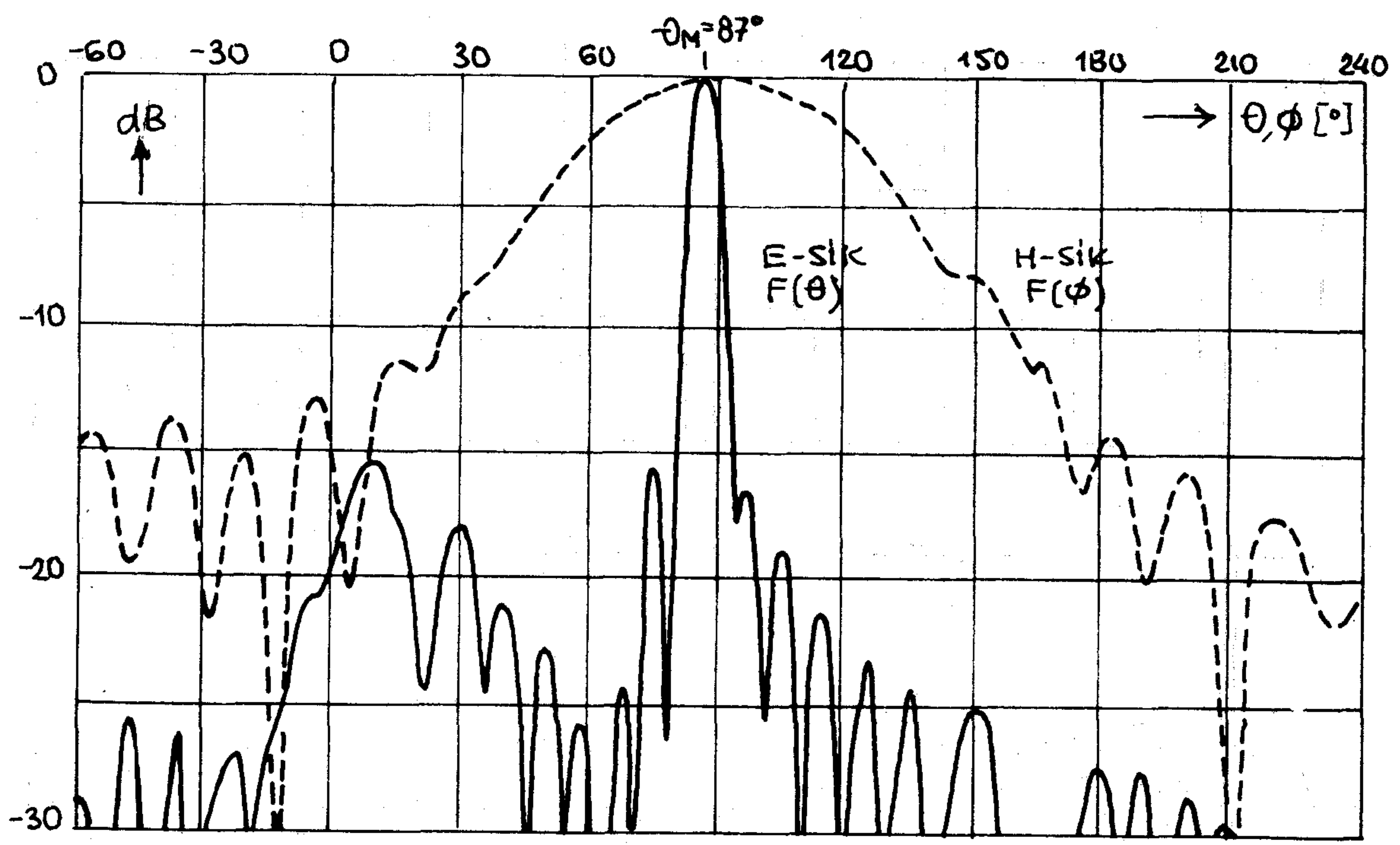
mutat 10,8 GHz táján, másutt a horizontális és vertikális komponensek között 8–10 dB különbség mérhető. A 25. ábra terhelésre jutó teljesítményt ábrázoló A görbéről leolvasható, hogy 10 GHz környékén nem jut teljesítmény a lezárásra, más frekvenciákon az antenna a jó haladóhullámú antennákra jellemző $\alpha L \cong 10$ 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. Sávvároszűrőként 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.



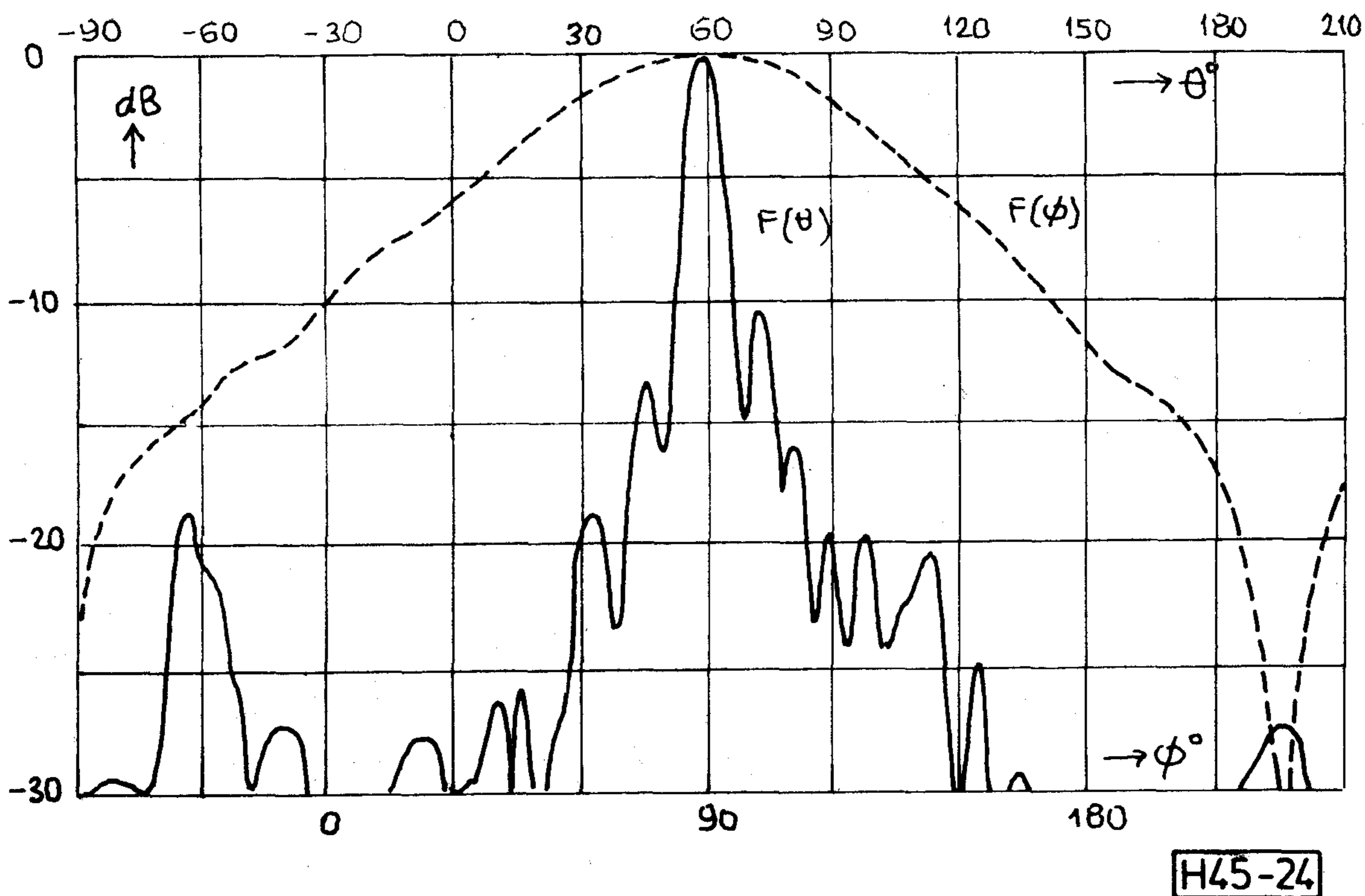
H45-22

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

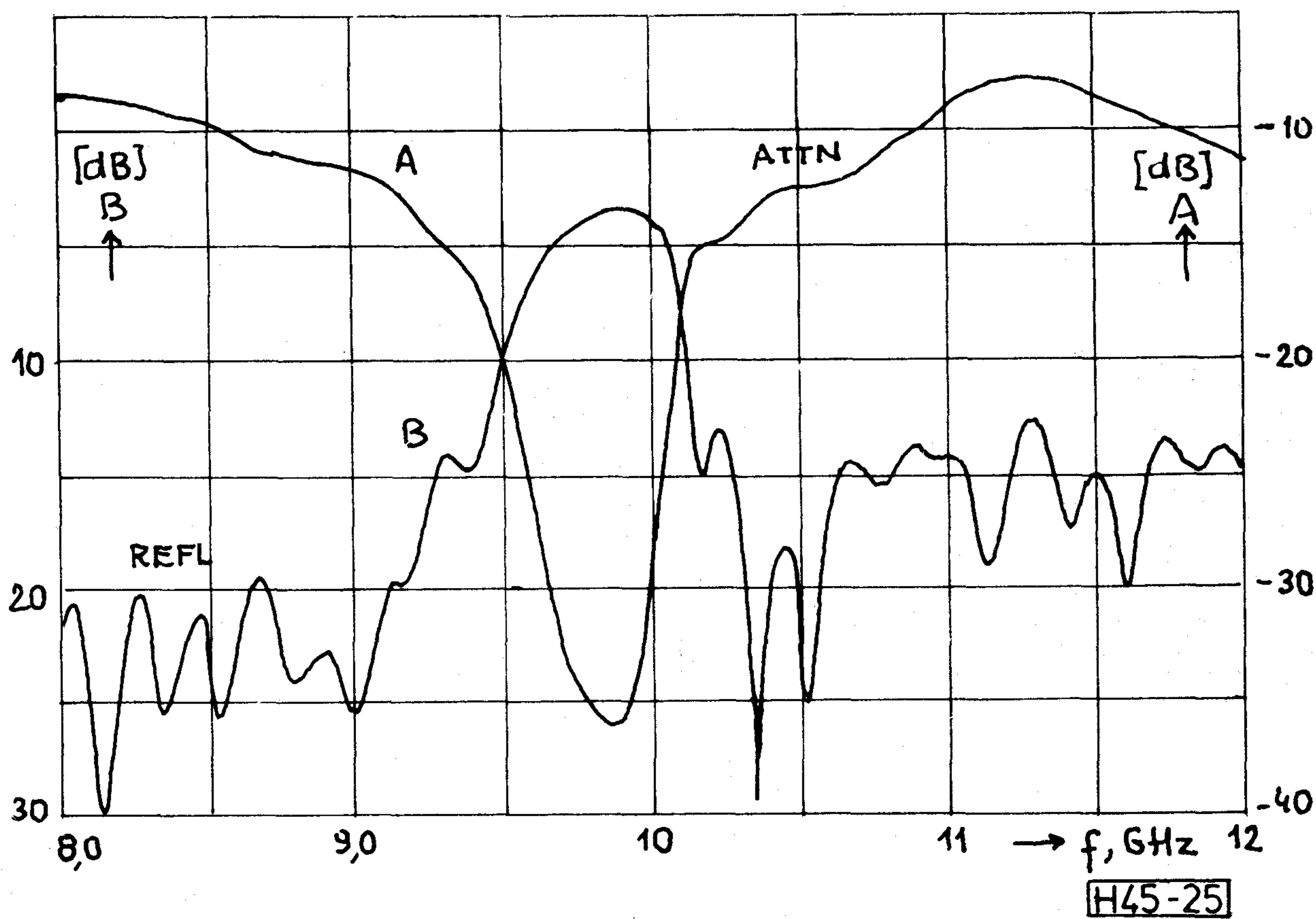


H45-23

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_t [dB]	η (%)	Θ_{max} [fok]	Θ_s [fok]	Φ_s [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.

Mindez 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 nagynyereségű antennát nem szabad elrontani, viszont kisebb nyereségű építő-elemekkel olcsón kísérletezhetünk. Erre való a már említett moduláris tervezés.

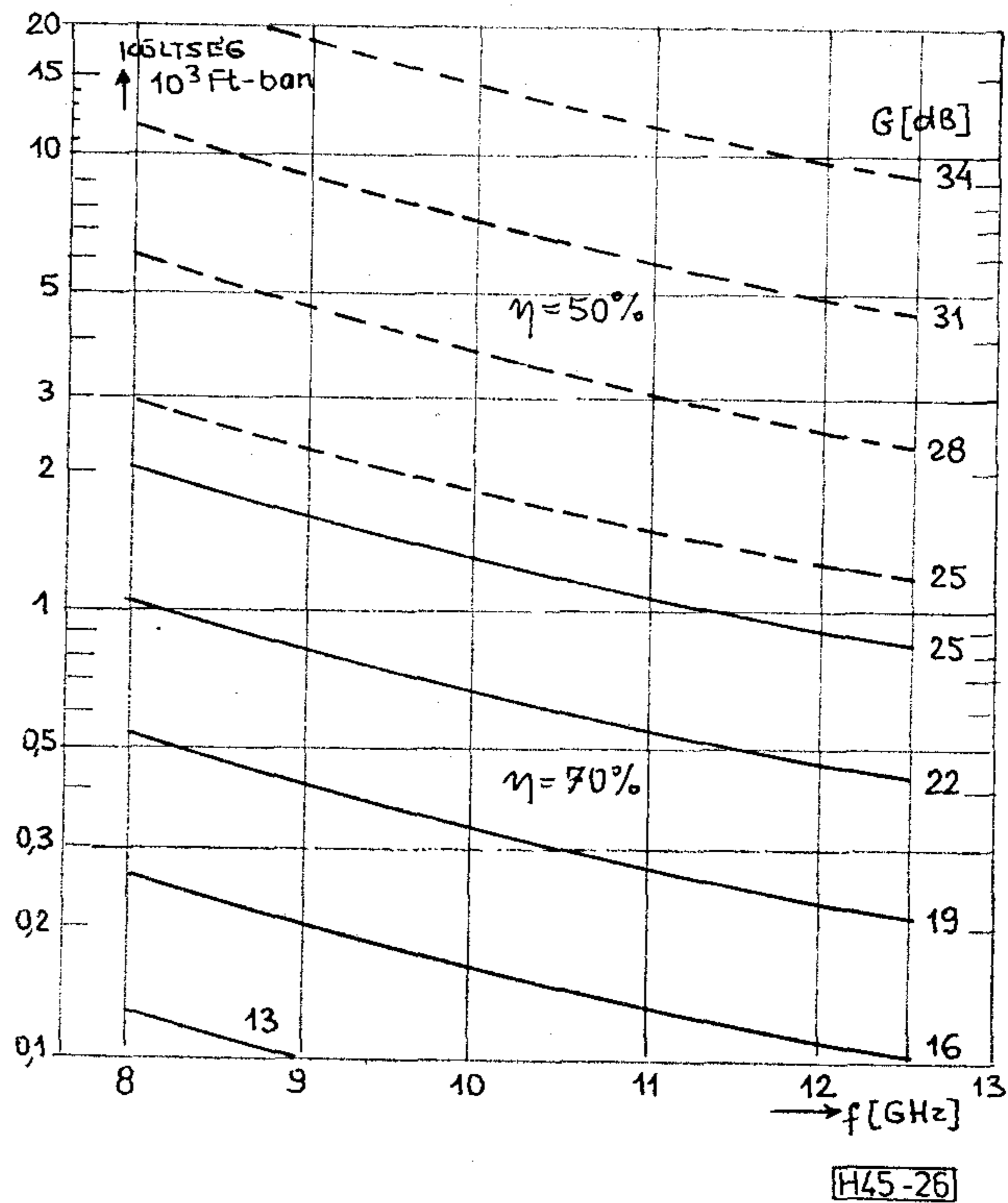
„State of the Art”

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

A bevezetőben említett 1024-elemű, 23 m² felületű fázisvezérelt mikrosztrip 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 csőtápvonalas összekapcsolása.

Különleges táplálási megoldásáról nevezetes A. Nesic 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 mikrosztrip 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 mikrosztrip 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 ismeretanyag és a kísérleti eredményeken túlmenően úgy gondolom, hogy egy egységes szemléletmód kialakítását teszi lehetővé a mikrosztrip antennákkal való foglalatosság. Az áramkör tervezőt zavarba ejti, ha a mikrosztrip 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 térelméletben benne van. Ehhez kellenek 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 mikro-hullámú aktív áramkörök egy alapanyagon (legyen az lágú dielektrikumú hordozó, kerámia, vagy gallium-arzenid) 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 mikro-hullámú 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] *Mailoux, 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.

(Folytatás a 250. oldalról)

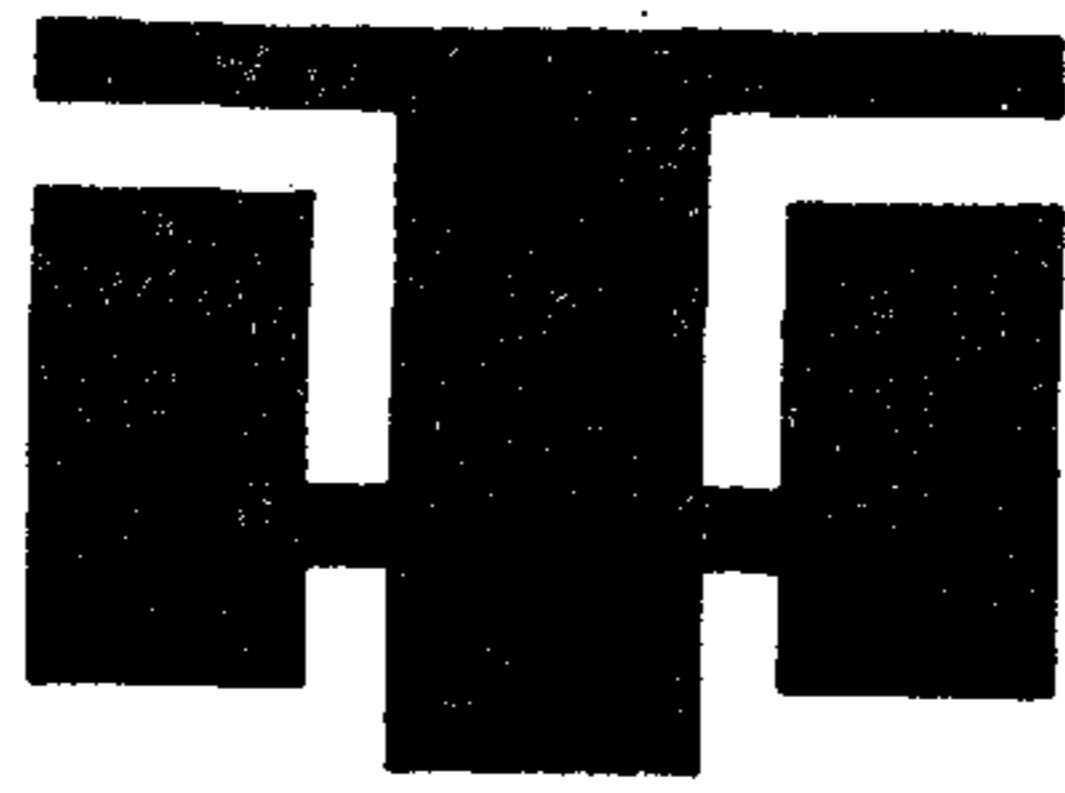
	1983	1985
Telefon- és válaszoló (üzenetrögzítő) berendezések	87	99
Üzleti perifériák és terminálok	252	635
Telefonközpontok	249	309
Irodai központi kapcsoló rendszerek	942	1170
Műholdas távközlés	167	213
Eladóhelyi terminálok	106	167
Kábelek	365	532
Mobil hírközlő berendezések	24	59
Helyi és távoli hálózatok	297	433
Kábeltelevízió	175	425
Videotex és egyéb on-line szolgáltatások	182	304
Összesen	2846	4346

(News from IRDI.)

A teletex levélminőségű iratok továbbítását teszi lehetővé különböző országbeli gyártók által készített terminálok között. A CCITT ajánlásai lehetőséget adnak a szöveg formája és tartalma kérdésében az automatikus adás és vétel végrehajtására. Az átvitel a két terminál memóriája között megy végbe, képessé téve a terminált egyéb feladatok elvégzésére is, mint pl. a szövegelőkészítés megszakítás nélküli üzemből. Meglevő ajánlások: P200 teletex szolgáltatás, S.60 teletex terminál, S.61 karakter készlet és kódolás, teletex eljárások, transzport szolgáltatás. Ezek alapján biztosítható a terminálok garantált együttműködése (kompatibilitása).

További fejlesztések vannak folyamatban, melyek-többek között a kevert módú működés a teletex és fakszimile, valamint üzenetkezelés és adatházis elérés együttműködésére terjednek ki. Bár a teletex átvitel eljárása viszonylag komplikált, de nagy előnyt jelent, hogy külön átviteli hálózat nem szükséges; a meglevő telefon- vagy adathálózat egyaránt jól felhasználható.

(Data Processing.)



HÍRADÁSTECHNIKA SZÖVETKEZET

1519 BUDAPEST * PF. 268. * TEL.: 869-304 * TELEX: 22-6151

TV-STÚDIÓK ELLENŐRZŐ MŰSZEREI

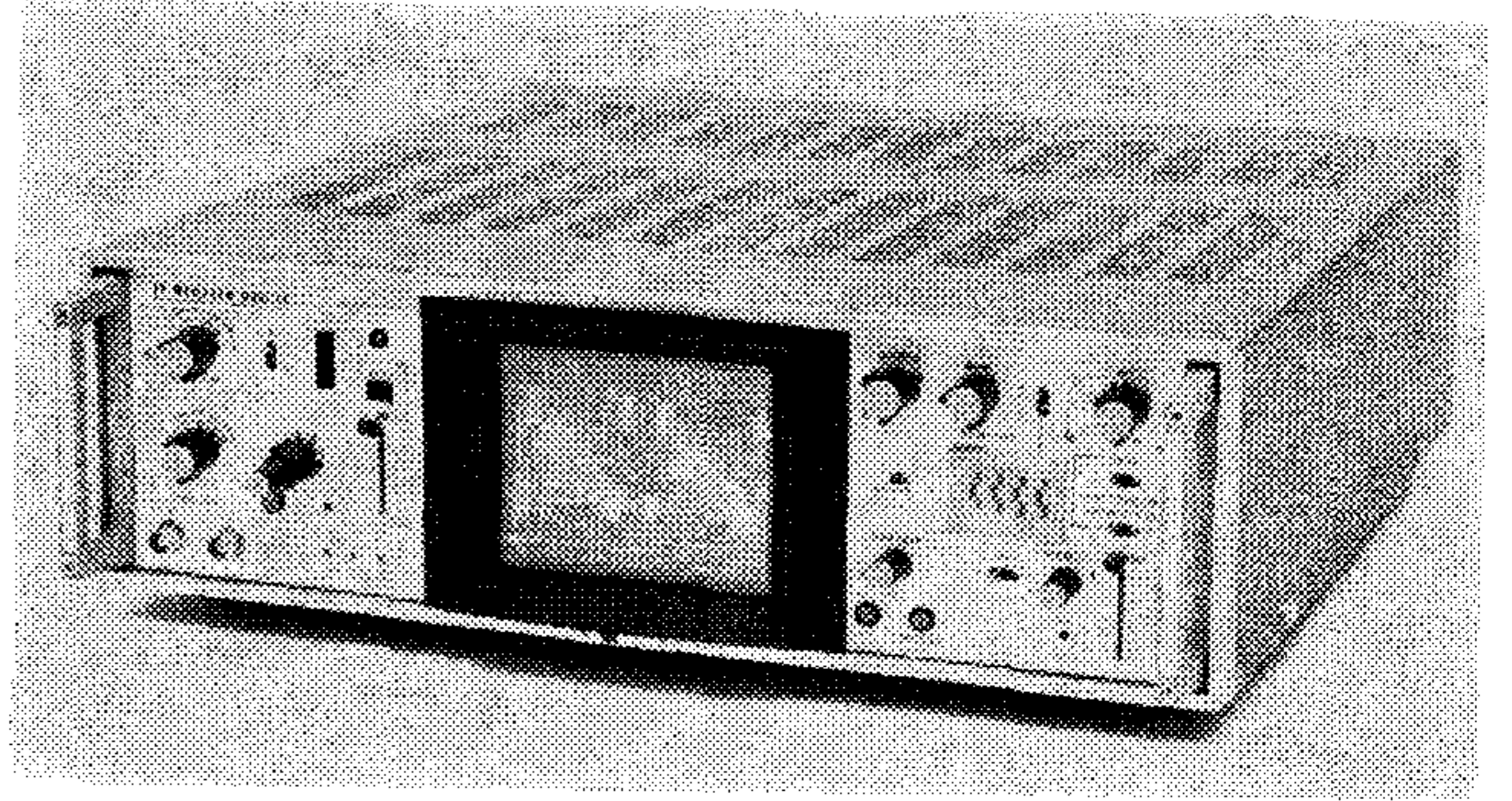
A tv-stúdiók műszerellátottságának, illetve műszerezésének kérdéseivel napjainkban igen aktuális újra foglalkozni. A professzionális (nagyadókön át műsort szóró) televízió gerinchálózatának megvalósulása után a műsorellátás fő feladata megvalósult, nagyobb beruházásokra tulajdonképpen nem volt szükség.

Ezt a látszólagos beruházási érdektelenséget megszüntette a nem professzionális televízió egyre erősebb terjedése. A nem professzionális televízió magja volt az ún. ipari tv, amelynek segítségével általában bizonyos ipari folyamatokat ellenőriztek és csak mérsékelt műszaki igényeket támasztottak a készülékekkel kapcsolatban. Erre alapozva igen erősen fejlődött pl. az oktatási televízió, általában pedig a zárt láncú (closed circuit) tv-alkalmazások különböző fajtái, melyek az elmúlt időszakban igen nagy mennyiségben kerültek beruházásra. Legújabbán pedig a házi, illetve kisközösségi tv-stúdiók és kábeltelevíziós hálózatokat kiszolgáló regionális stúdiók települése folyik.

A műszerezettség kérdései

A zártláncú és kisközösségi televízió stúdióknál abban az esetben, ha több képjelforrásról (kamera, videórekorder) dolgoznak, ellenőrző műszerek is szükségesek. Tekintettel arra, hogy az anyagi eszközök általában korlátozottak, minden beruházást igen erősen meg kell gondolni — legyen akár belföldön, akár külföldön —, hogy melyek legyenek azok a műszerek, melyeket minimálisan be kell ruházni ahhoz, hogy megbízható, optimális minőséget adó és egyben a hatósági előírásoknak is megfelelő képet lehessen a stúdióból továbbítani. Lényegében ugyanezek a megfontolások érvényesek a professzionális tv-átviteli láncok közbenső és végállomásainál levő vonalvégpontok műszerezettségével kapcsolatban is.

A nemzetközi tendenciákat tekintve egyértelmű, hogy legnagyobb darabszámban a félprofesszionális jellegű televíziós oszcilloszkópokat és a vektorszópokat használják. A magasabb igények kielégítésére (professzionális stúdióknál és átviteli vonalak végberendezéseinél) professzionális tv oszcilloszkópot (1. ábra) és vektorszópot használnak. Ezek azok a műszerek, melyek számottevő mértékben piacra



1. ábra

találhatnak, illetve azok, melyekkel a műszeres ellenőrzés kérdései megoldhatók.

A tv oszcilloszkóp lényegében olyan oszcilloszkóp, amelyben csak a tv technika által kívánt funkciók maradtak meg, de beépültek azok a különleges szolgáltatások, melyek a szokásos (mérő) oszcilloszkópokban nincsenek meg, de a tv jelek ellenőrzése szempontjából elsőrendűen fontosak. Ezeket a készülékeket hullámalak monitoroknak (waveform monitor) nevezik, megkülönböztetésül a képmonitortól (picture monitor). A monitor kifejezés az állandó megfigyelésre utal. Ezek a készülékek állandóan mutatják a stúdió, vonal, vagy bármilyen képforrás jelét, ezek a folyamatos minőségellenőrzés eszközei.

A vektorszóp elsősorban a PAL szabványú színes jeleknél nélkülözhetetlen a színes jel gyors, egyszerű rátekintéssel történő ellenőrzésére, a kírívó hibák észrevételére, illetve a kóderek jellemzőinek ellenőrzésére. Mint ismeretes, Magyarországon a műsorszóró televízió SECAM színes szabvány szerint működik, azonban a nem professzionális rendszerek egy része PAL szabványú. A PAL szabvány Nyugat-Európában erősen elterjedt, és a legtöbb berendezés innen kerül importálásra. A PAL kóderek esetleges hibái a jelalak és a vektorábra segítségével könnyen megmérhetők.

Ez a két készülék kiegészítve a megfelelő képmonitorokkal, elegendő a stúdiókban, illetve közvetítő vonalakon a minimális mérés-technikai igények kielégítésére.

A Híradástechnika Szövetkezet — HT — a professzionális tv-technika területén sokféle mérő-készüléket gyárt. A félprofesszionális területen a szükséges ellenőrző, keverő, beállító stb. készülékek kívül igen sokféle kamerát, melyek közül néhány egészen különleges igényeknek felel meg (pl. a sötétben is „látó” nagyérzékenységű kamera, TV 17—23.)

Így gyakorlatilag minden eszközt tud saját termékei közül biztosítani félprofesszionális stúdiók kialakítására.

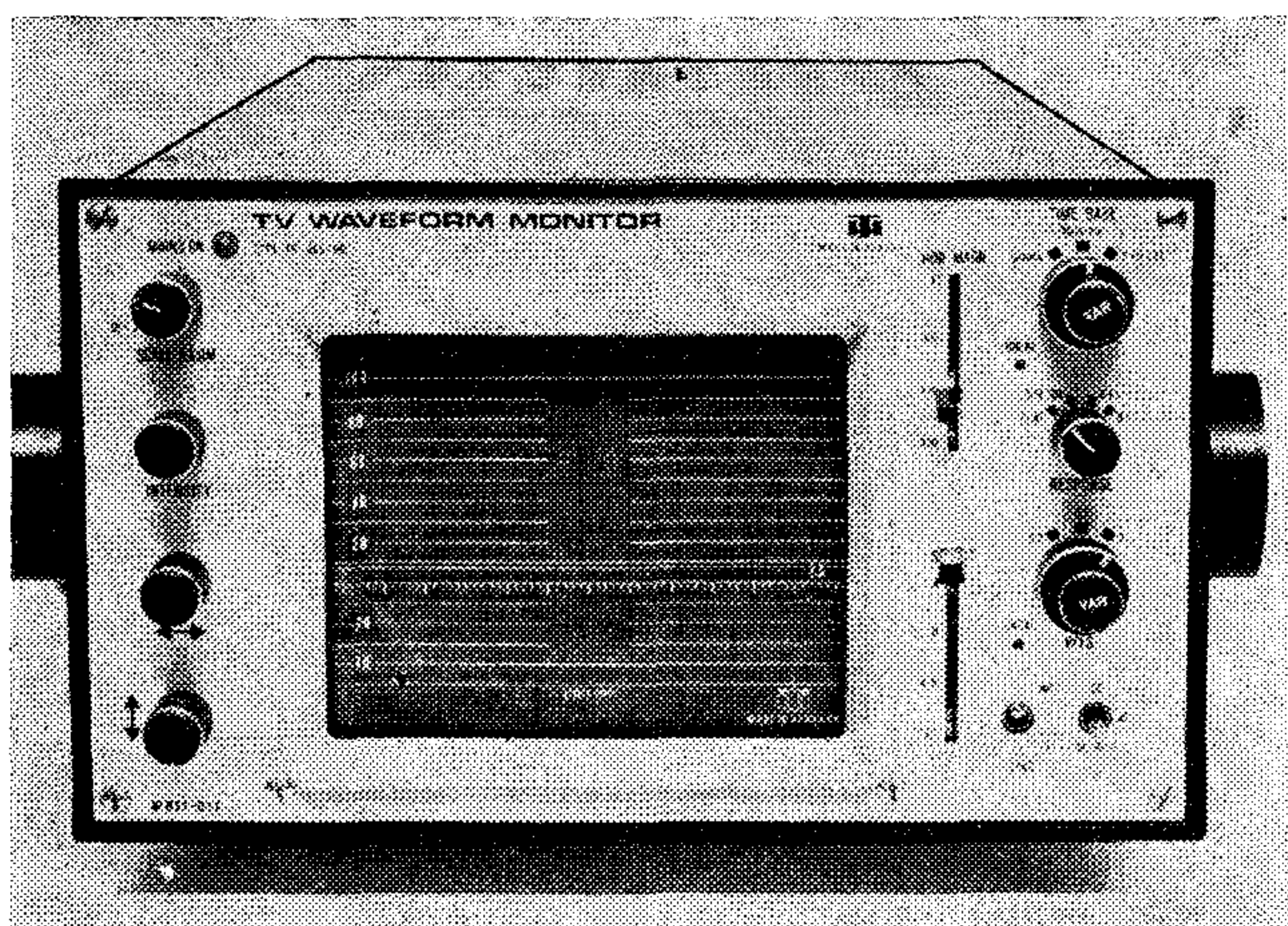
PROFESSZIONÁLIS ÉS „FÉLMÉRETŰ” HULLÁMALAK MONITOR

A hullámalak monitorból ez idáig csak a professzionális kivitel (TR-1854, 1. ábra) állt rendelkezésre, amely többet teljesít, mint amit az egyszerű stúdióknál az ilyen készülékektől megkívánnak és e készülék vízszintes mérete 19". Az ún. „félméretű” hullámalak monitor iránt, amely a 19"-os vízszintes méretnek csak a felét foglalja el, világszerte igen nagy az érdeklődés. A piackutató munka úgy mutatta, hogy a kapható készülékek viszonylag nagy árúak és a magas árat elsősorban a gyártó nevéért, nem pedig a teljesítményért kell megfizetni. Ebből eredően reálisnak tűnt az a célkitűzés, hogy megfelelő elektronsugárcső választással, a fő alkatrészek HT-n belüli szabványosításával és céltudatos fejlesztő munkával e készülék nemcsak a szocialista, hanem a tőkés piacon is értékesíthető legyen.

A fejlesztés során állandóan szem előtt tartottuk, hogy gazdaságos, a tőkés konkurrenséknél többet szolgáltató és olcsóbb készülékkel jelenhessünk meg. A részletes vizsgálatok azt mutatták, hogy PAL jelek vizsgálatára alkalmas vektorszóp a szocialista piac kínálatában alig található, s így lehetőség nyílik — nagyobb darabszámban — mindkét piacon történő értékesítésre, ezért ezt a készüléket is kifejlesztettük. Több mint 1 éves folyamatos szállítás eredményeinek birtokában megállapítható, hogy a HT által kifejlesztett készülékek gyakorlatilag minden szempontból sikerültek.

A könnyebb feladatot a „félméretű” hullámalak monitor (HT TR 1866, 2. ábra) jelentette, hiszen ennek a professzionális típusát évek óta gyártja a HT, tehát elegendő tapasztalat állt rendelkezésre és a korszerűsítés elvi irányvonalai is megvoltak az új „félméretű” típus kialakítására.

Első rátekintésre feleslegesnek tűnik olyan oszcilloszkóp típus kialakítása, amelyik „hullámalak monitor”, hiszen a mai oszcilloszkópok minden igényt kielégítenek, vélhetően a hullámalakok monitorálásának igényét is. Valóságban ez nem így van, többféle



2. ábra

szempontból sem. Bár a mérőoszcilloszkópok kezelés szempontjából egyszerűsödtek, de még mindig „pilótavizsgát” igényel a megfelelő kezelés megtanulása. Sok kezelőszerv, többféle üzemmód nehezíti a használatot, sőt vannak olyan lehetőségek is a mai készülékekben, amelyet a legtöbb felhasználó nem ismer és nem is használ.

Az 1. táblázatban összehasonlítottuk a professzionális, a „félméretű” hullámalak monitor és az általános mérőoszcilloszkóp szolgáltatásait tv-technikai felhasználás szempontjából. A táblázat rátekintésre is mutatja a közönséges mérőoszcilloszkóp alkalmatlanságát erre a célra.

Bármilyen szokatlan, a legfontosabb szempont a hullámalak monitoroknál az egyszerű kezelés.

A stúdióban, egy átviteli lánc végén a kezelőknek meglehetősen sok feladatuk van, és elsősorban a látott képre koncentrálnak, úgymond másodlagosak a számszerű jellemzők.

A fejlesztés során az egyszerű kezelés figyelembevételével különös gondot fordítottak a fényerő és a fókusz automatikus beállítására. A kiinduló koncepció az volt, hogy ne legyen külön fókuszszabályzó és a fényerő minden üzemi helyzetben maradjon lehetőleg állandó. Ennek eleget is tettünk, mivel minden fényerő beállításához az alkalmazott fókuszelektronika az optimális képességet állítja be.

Jellemzők	Professzionális hullámalak monitor TR-1854	„Félméretű” hullámalak monitor TR-1866	Átlagos mérőoszcilloszkóp
Egyszerű kezelés	×	×	∅
Éles kép	×	×	∅
Egyszerű és pontos szintmérés	×	×	∅
Nagy vízszintes nyújtás	×	×	∅
Passzív szinttartás	×	×	∅
Sorszelektor, négyes szekvencia	×	∅	∅
D _R , D _B sorok szétválasztása	×	∅	∅
Nyújtott impulzus vizsgálat	×	×	∅
RGB, YRGB üzemmód	×	×	∅
Beiktatott szűrők	×	×	∅

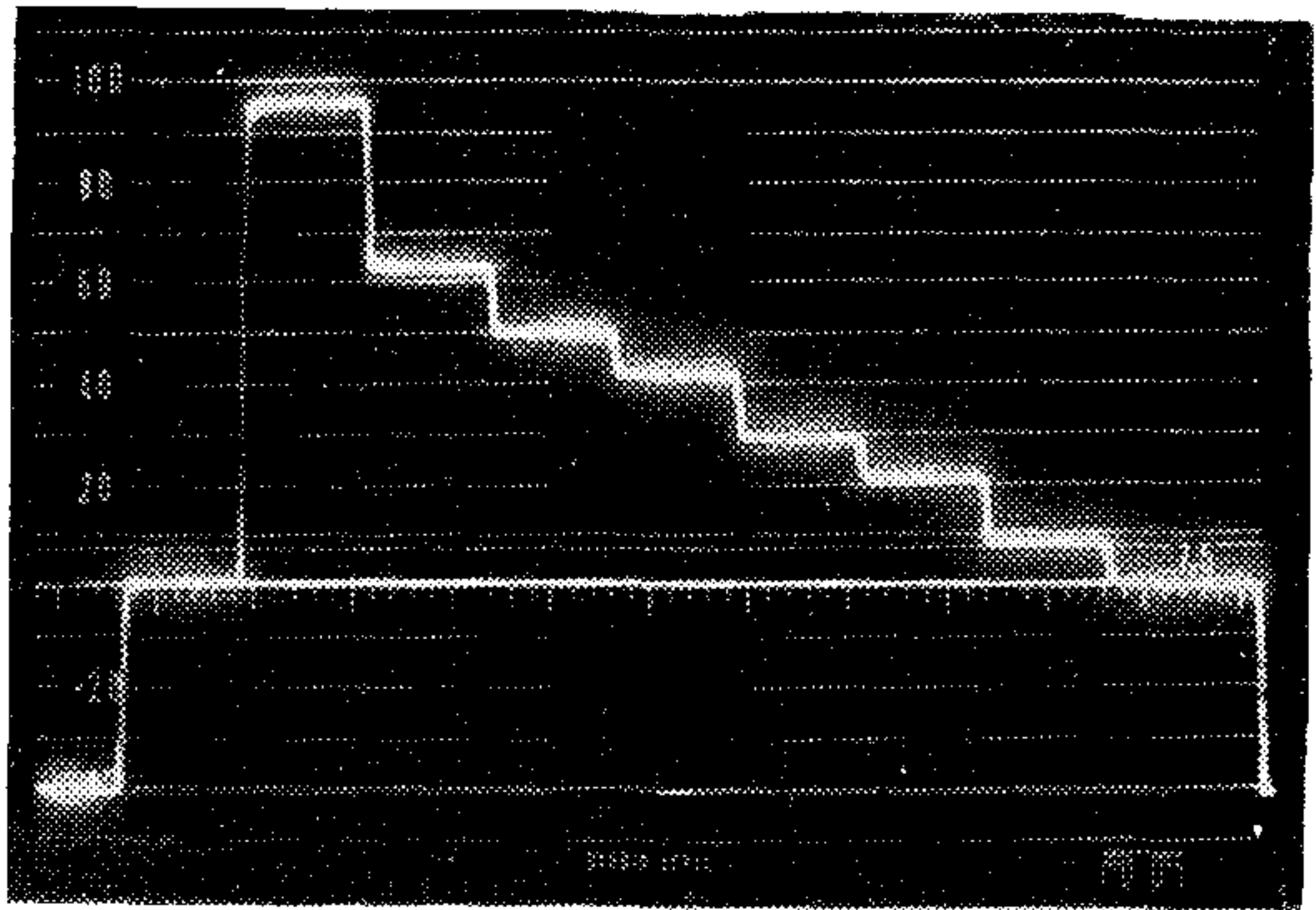
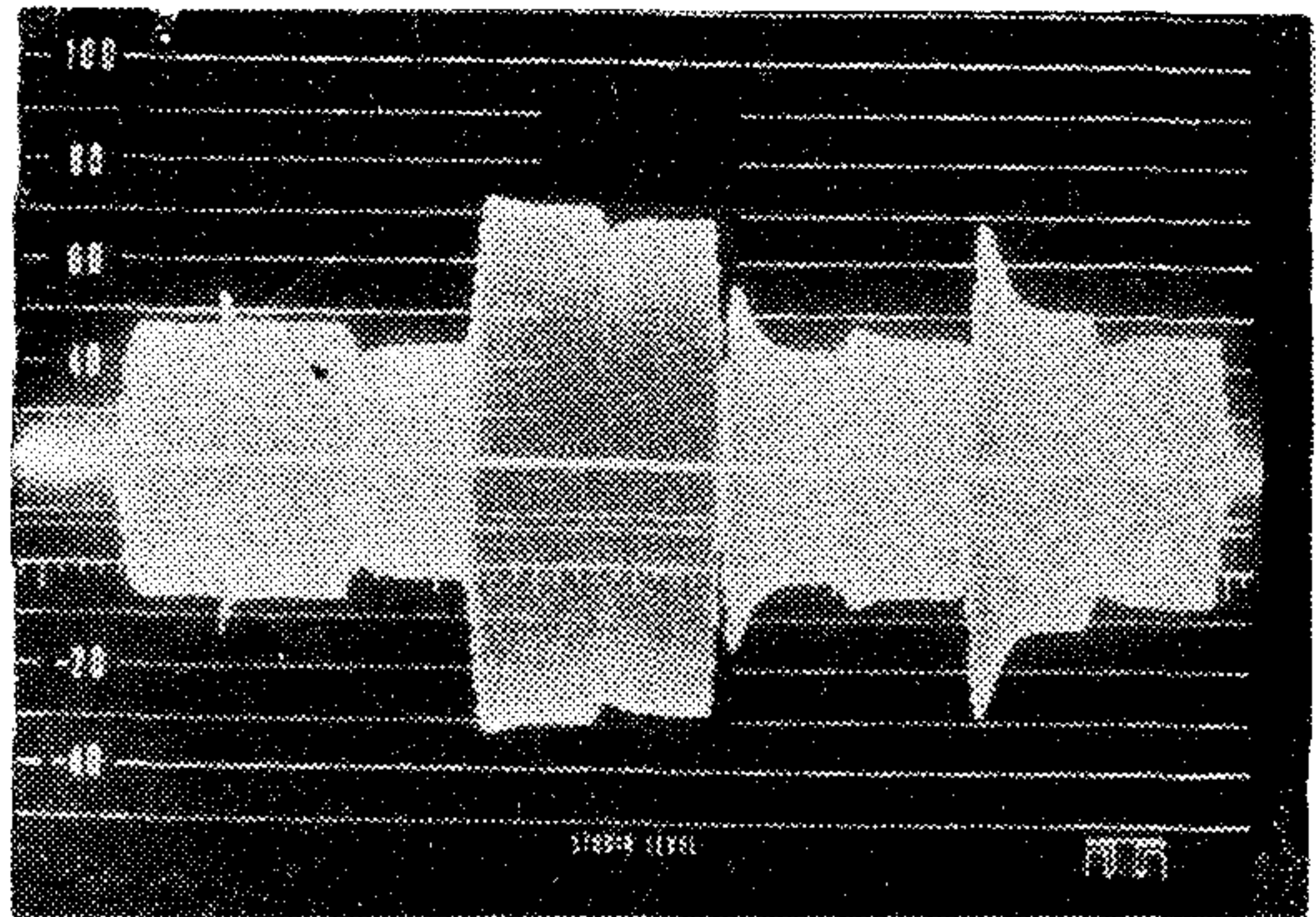
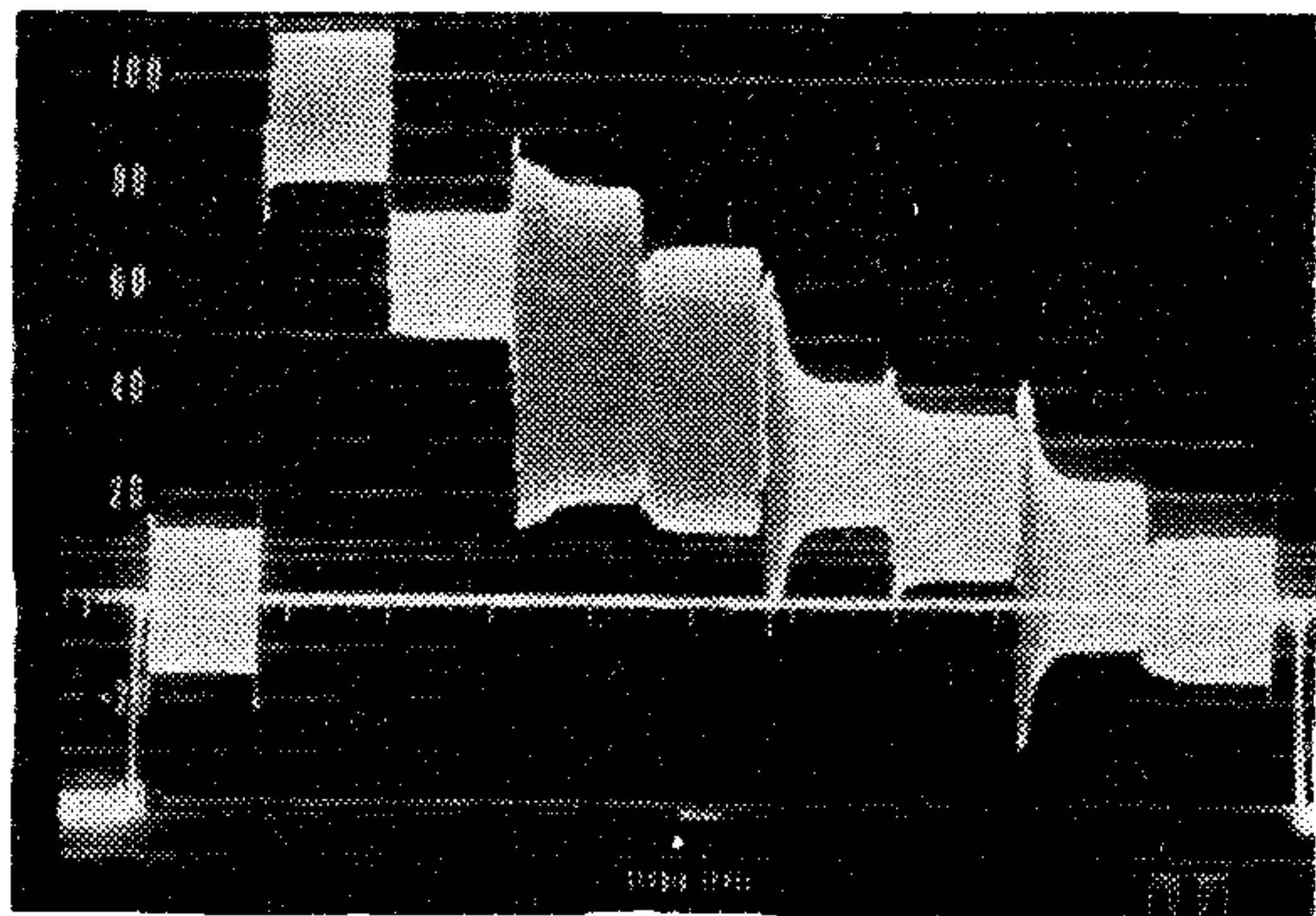
Jelölés: X = van; ∅ = hiányzik

Az áramkör érdekessége, illetve a készülék konkurenséknél nem szokásos kényelmi megoldása az, hogy a kivilágító impulzusok nagysága módosítható. A készülék pl. igen nagy vízszintes nyújtást valósít meg többfokozatú átkapcsolással (1-, 10-, 20- és 50-szeres) és nyilvánvalóan a nyújtás növekedésével az ernyőn látható fényerő is csökken. Ha a nyújtás átkapcsolás egyben a fényerő módosítását is biztosítja, akkor az észlelt fényerő nem változik az átkapcsolás függvényében, legalábbis addig, amíg a cső bírja.

A készülék alapvető problémáját az elektronsugárcső jelenti. A tv-felhasználás az, ahol egyrészt nagyon éles ernyőképre van szükség a képcső teljes felületén, még aránylag nagy fényerőnél is, másrészt pedig a cső „fénykihozatalának” — vagyis a fényerőnek sorszelektoros üzemmódban, ahol a kivilágítás ideje rövid, pl. 1 sor, a kioltás ideje pedig hosszú, pl. 311 sor — jónak is kell lennie. Vizsgálatainkat egyetlen felhasználó, a Telefunken igen sokféle elektronsugárcsővére terjesztettük ki és kiterjedt vizsgálataink alapján megállapítottuk, hogy a kisfeszültségű csövek (kb. 3 kV gyorsítófeszültség) erre a célra nem alkalmasak és az eltérítési érzékenység kívánalmak pedig kényszerítő jelleggel az utángyorsító csövet írják elő.

Bármennyire is szeretnénk volna a három készülékünkhöz (professzionális, „félméretű” hullámalak monitor, vektorszóp) azonos csövet választani, nem sikerült. A professzionális monitor vizsgálósoros üzemmódja drágább csövet igényel, mint a vektorszóp, illetve a vizsgálósor nélküli üzemmód.

A „félméretű” hullámalak monitor a tőkés piacon ajánlott készülékek között, ha az ár/teljesítmény viszonyt vizsgáljuk, igen jónak mondható. A nagy feszültségről működtetett cső, s az emiatt megvalósítható igen nagy vízszintes nyújtás részben helyettesíti a sorszelektort. A nagyon jó jellemzőkkel rendelkező függőleges erősítő, valamint a HT rugalmassága abban a tekintetben, hogy alaptípustól eltérő opciókat is készen áll szállítani, valóban gazdaságos darabszám értékesítését tette lehetővé mind a tőkés, mind a szocialista piacon.



Jellemzők	Hullámalak monitor típus	
	TR-1854 professzionális	TR-1866 „félméretű”
Bemenetek	2 db átfűzött 2 db nagyimpedanciás	2 db átfűzött
Amplitúdó pontosság	±1%	±1%
Max. érzékenység	0,2; 0,5; 1 V/képméret 0,1 V/képméret nem kalibrált	0,2; 0,5; 1 V/képméret 0,1 V/képméret nem kalibrált
Frekvenciamenet	0...6 MHz ±1% 6...8 MHz +1% -3%	0...7 MHz +1% -3%
Szűrők	differenciáló aluláteresztő (Y) Sáváteresztő +6 dB erősítéssel; külső	differenciáló aluláteresztő (Y) sáváteresztő (4,43 MHz)
Eltérítési idők	H, 2H, 2V, külső	H, 2H, 2V
Vízszintes nyújtás	max. 50x	max. 50x
Lassú clamper	kikapcsolható	kikapcsolható
Sorszelektor	kódtárcsás sorválasztás 1000 sorig választott sort jelző marker	nincs
YRGB-RGB üzemmód	automatikus választás	automatikus választás
Kihasználható ernyőméret	80×100 mm (külső skálákkal)	80×100 mm (belső skálás)
Teljes gyorsító feszültség	12 kV	12 kV

A professzionális hullámalak monitorunk (HT TR-1854), 19'' szélességű szabványos rack-szekrényben helyezhető el. Ez a „félméretű”-től csak annyiban különbözik, hogy a sorszelektorral digitálisan választható az ábrázolni kívánt sor, amelyiket mind a képellenőrző monitoron, mind pedig a hullámalak monitoron (képfrekvenciás eltérítésnél) meg lehet jelölni (kivilágítással). Lehet választani a D_R , D_B sorok egymásra rajzolt, illetve egymás után történő ábrázolása között. A készülék néhány jellemzője távvezérelhető: opcionálisan nagyobb függőleges erősítés is megvalósítható, pl. -50 dB szintű nemkívánt jelek mérése. Különleges, illetve a felhasználó által tervezett szűrő beépítése is lehetséges. A készü-

lékbe beépített szűrőkkel végezhető mérésekre a 3. ábra mutat néhány példát. A készülék ezen túlmenően ugyanazokat a jellemzőket szolgáltatja, mint a „félméretű” társa, azzal a különbséggel, hogy a költségesebb cső miatt jobb a fényerőhasznosítás.

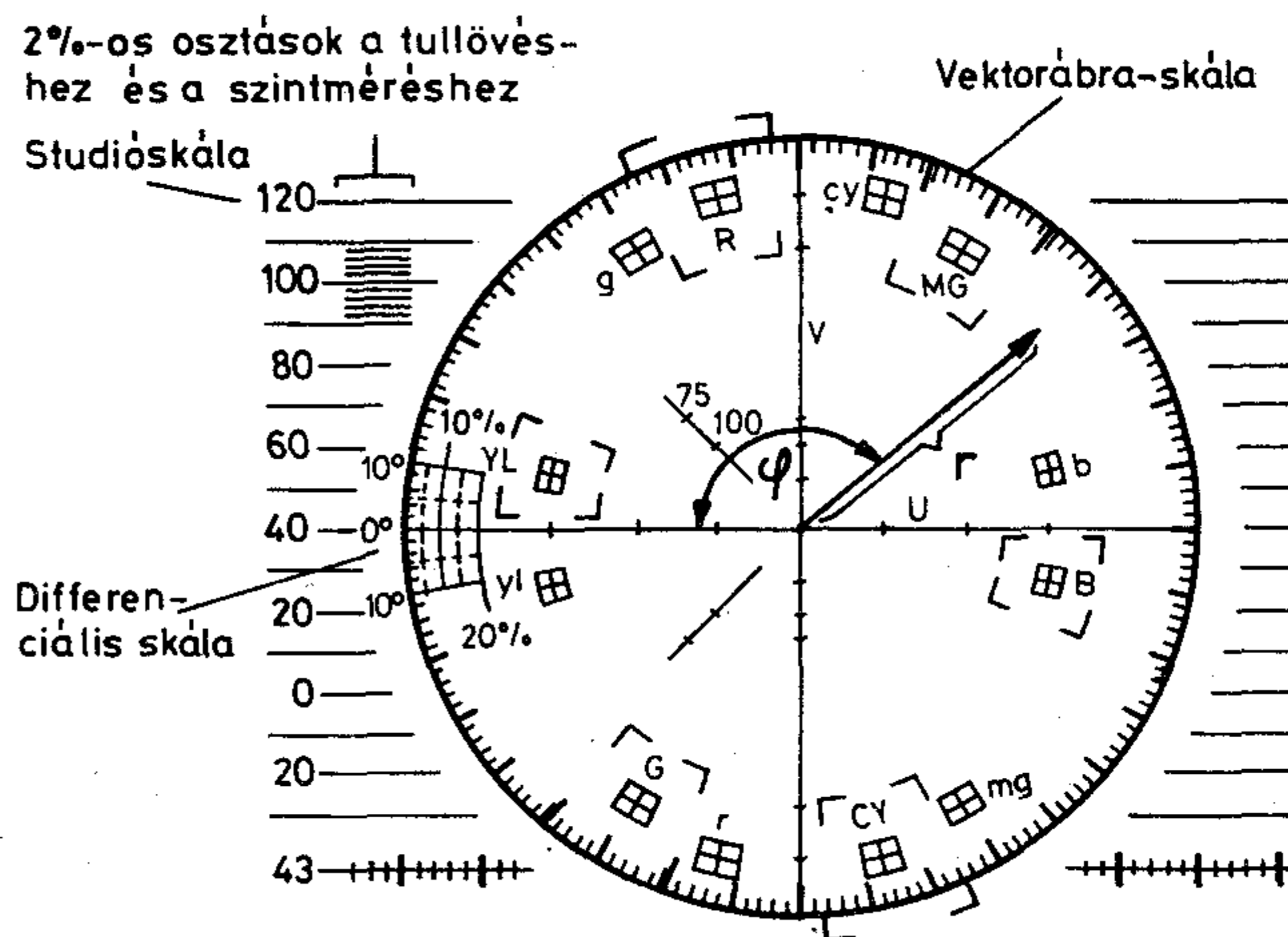
PAL & SECAM VEKTORSZKÓP

A másik „félméretű” készülék, a vektorszokóp (PAL&SECAM Vectorscope HT TR—1867, 7. ábra) a színes tv-jelek ellenőrzésére szolgál. Elterjedt a PAL jeleknél használt vektorszokóp, amelyiknél nem a szokásos, idő függvényében történő ábrázolást használják, hanem az X és Y irányú vezérlésekkel poláris ábrázolást valósítanak meg. A poláris ábrázolásnál (4. ábra) a középponttól mért távolság a körkoordináta sugarának nagyságát szemlélteti (r), míg a referenciához képest bezárt szöge (φ), a vektor elfordulási szögére jellemző.

A PAL színes rendszernél, ennél a vektoros ábrázolásnál a referencia a két színsegédvívó csomag, a burst, melynek helyzete rögzített és a két burstjel egymáshoz képest bezárt szöge is. A PAL rendszerben a színeket a burst-höz képest bezárt szög, a telítettséget pedig az adott színnek megfelelő vektor hossza szabja meg. Egy adott tőrégörbébe kell gyakorlatilag a szabványos színsáv vektorainak belefértie.

Hazánkban a nemprofesszionális tv-rendszerek nagy többsége PAL rendszerű, tehát egy PAL vektorszokóp típusra nagy hazai és szocialista irányú kereslet van. A nyugati piacra történő behatoláshoz cél-

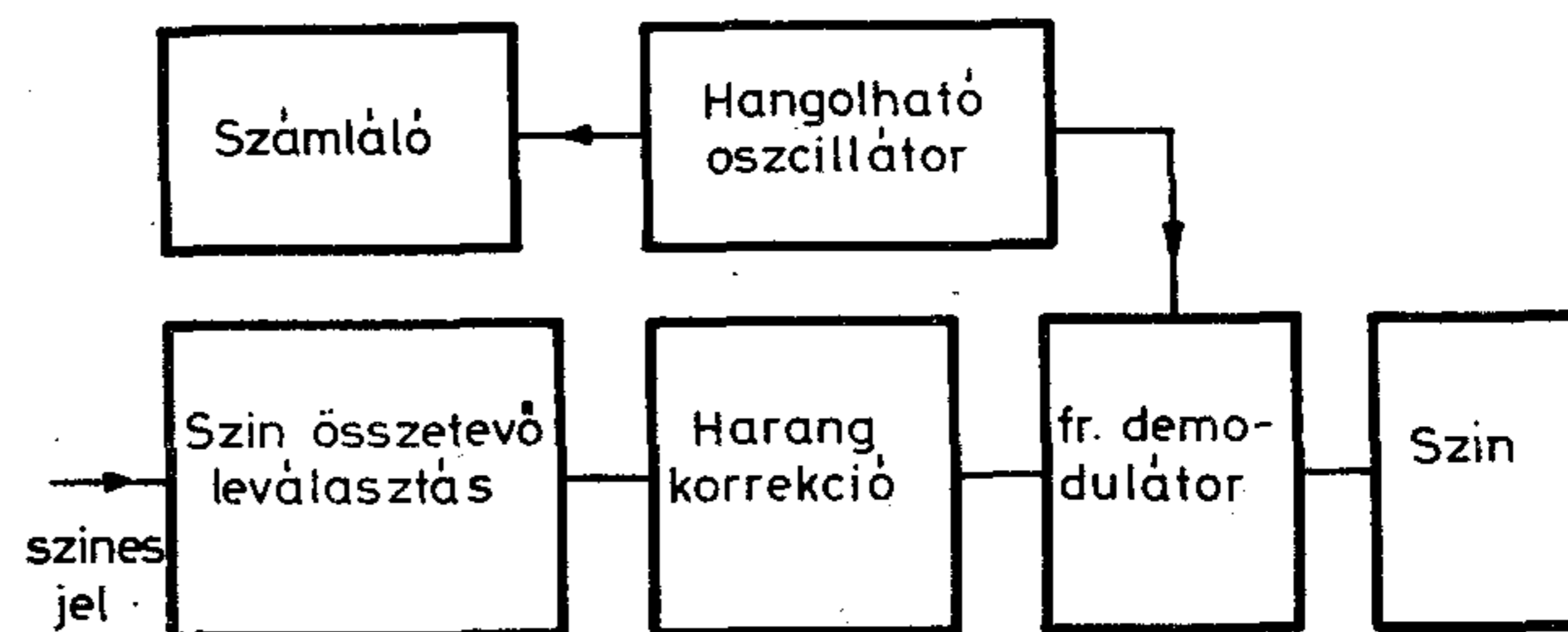
szerűnek látszott a készüléket még olyan jellemzőkkel is kiegészíteni, amelyek abban a környezetben könnyebben eladhatóvá teszik. Ennek a törekvésnek és a szocialista piac igényeinek megfelelően a HT a készüléket a SECAM szabványú jelek vizsgálatára is alkalmassá tette.



2. ábra

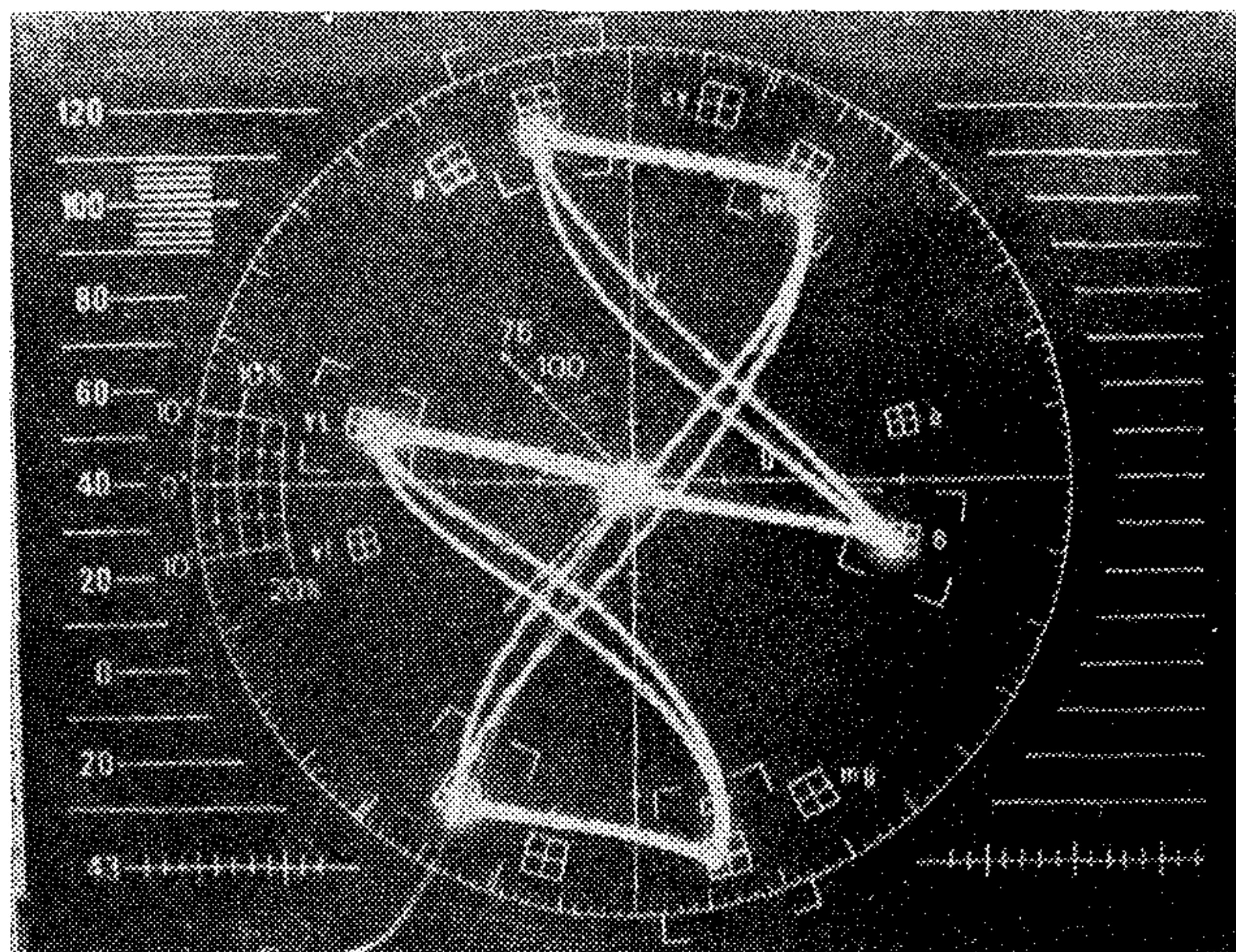
A SECAM színjelek ellenőrzésének szokásos eszköze a SECAM analízátor (SECAM Analyser, HT TR—1856), amelyik rendkívül szellemesen működik: a leválasztott és visszakorrigált színjelet egy diszkriminátorra viszik, és itt vissza lehet nyerni a D_R , illetve D_B sorban a színinformációt, amint az minden vevőkészülékben is történik. Ha ugyanerre a diszkriminátorra egy változtatható frekvenciájú oszcillátor jelét is ráadjuk (5. ábra), akkor az oszcillátor pillanatnyi frekvenciájának megfelelően egy egyenszint fog megjelenni. Ugyanezt a módszert használva a vektorszokóp ernyőjén felváltva jelenik meg a D_R és D_G sor, a másik periódusban pedig az oszcillátor jele. A két jelet, az oszcillátor frekvenciájának változtatásával fedésbe lehet hozni, a frekvencia változtatása diszkriminátor után egyenfeszültség-változást, tehát a sugár fel-le mozgását okozza. Az oszcillátor frekvenciáját pedig számlálóval ki lehet jelezni (a D_R és D_B sorokban ugyanahhoz a színhez más frekvencia tartozik!). Ennek az a nagy előnye, hogy a diszkriminátor nonlinearitása a mérésből kiesik, a számláló pontossága a kelleténél nagyobb is lehet, a teljes pontosság végül is a mérővonal és a színjel

Vektorszokóp TR—1867	
Üzem módok	D_B , D_R sorok ábrázolása
	Színösszetevők harangkorrekció után
	SECAM analízátor
	SECAM vektor
	PAL vektor
	PAL csak V
	PAL 75/100%-os telítettség
	PAL vizsgálókör
Frekvenciamenet	25 Hz...5 MHz +1% -2%
	5 MHz...7 MHz +1% -3%
Fázisforgatás ± 6 dB szintváltozásra	2°
Vektorábra-pontosság	stabilitás: $\pm 1\%$ SECAM fázishiba: 2°
Kihasználható ernyőméret	80×100 mm (belső skálás)
Teljes gyorsító feszültség	12 kV



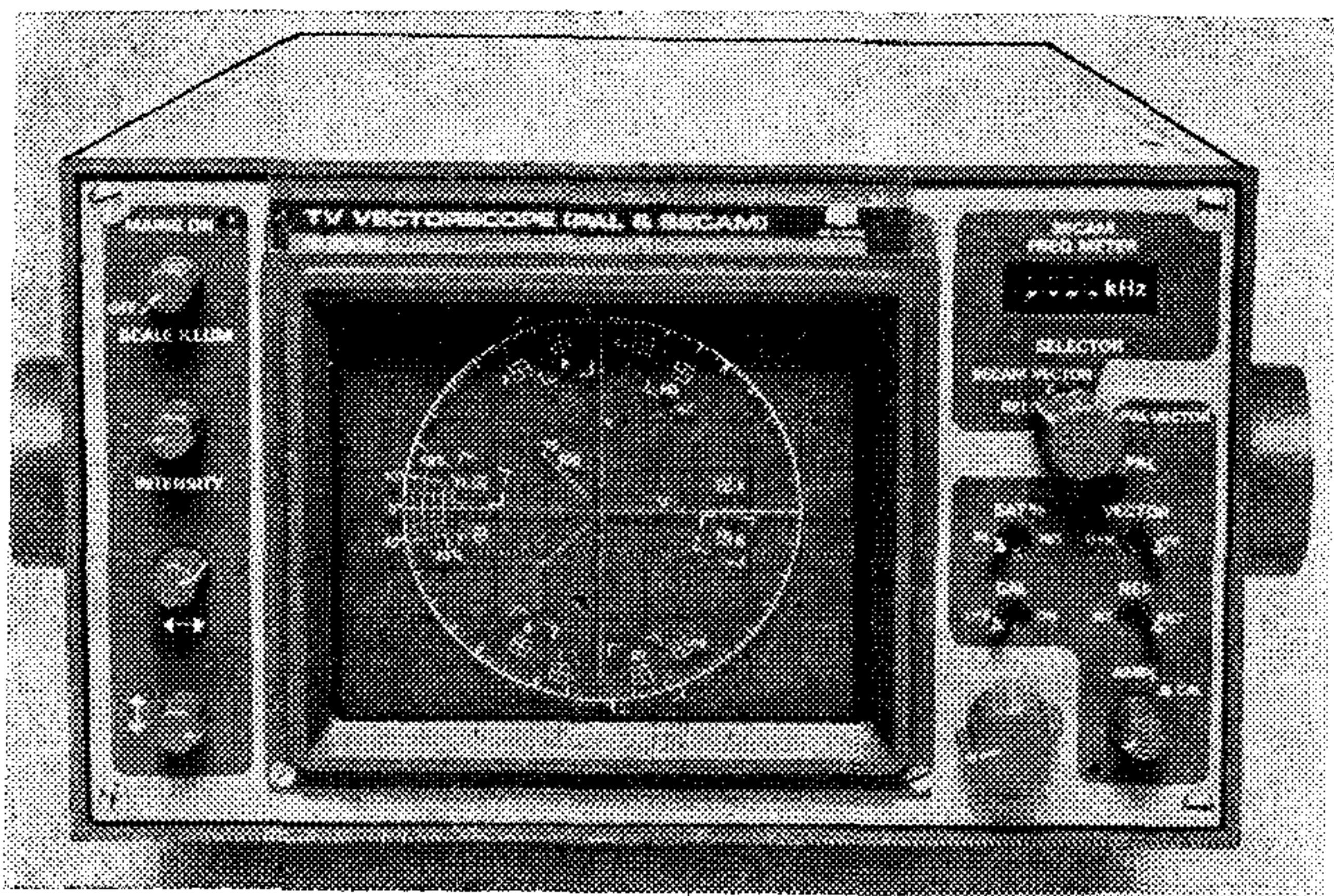
3. ábra

összeillesztésének pontosságától függ. A vektorszakópnál a számláló felbontása 1 kHz, a függőleges erősítőben pedig még 5-szörös többleterősítés is beiktatható, a pontosabb összeillesztés érdekében (6. ábra).

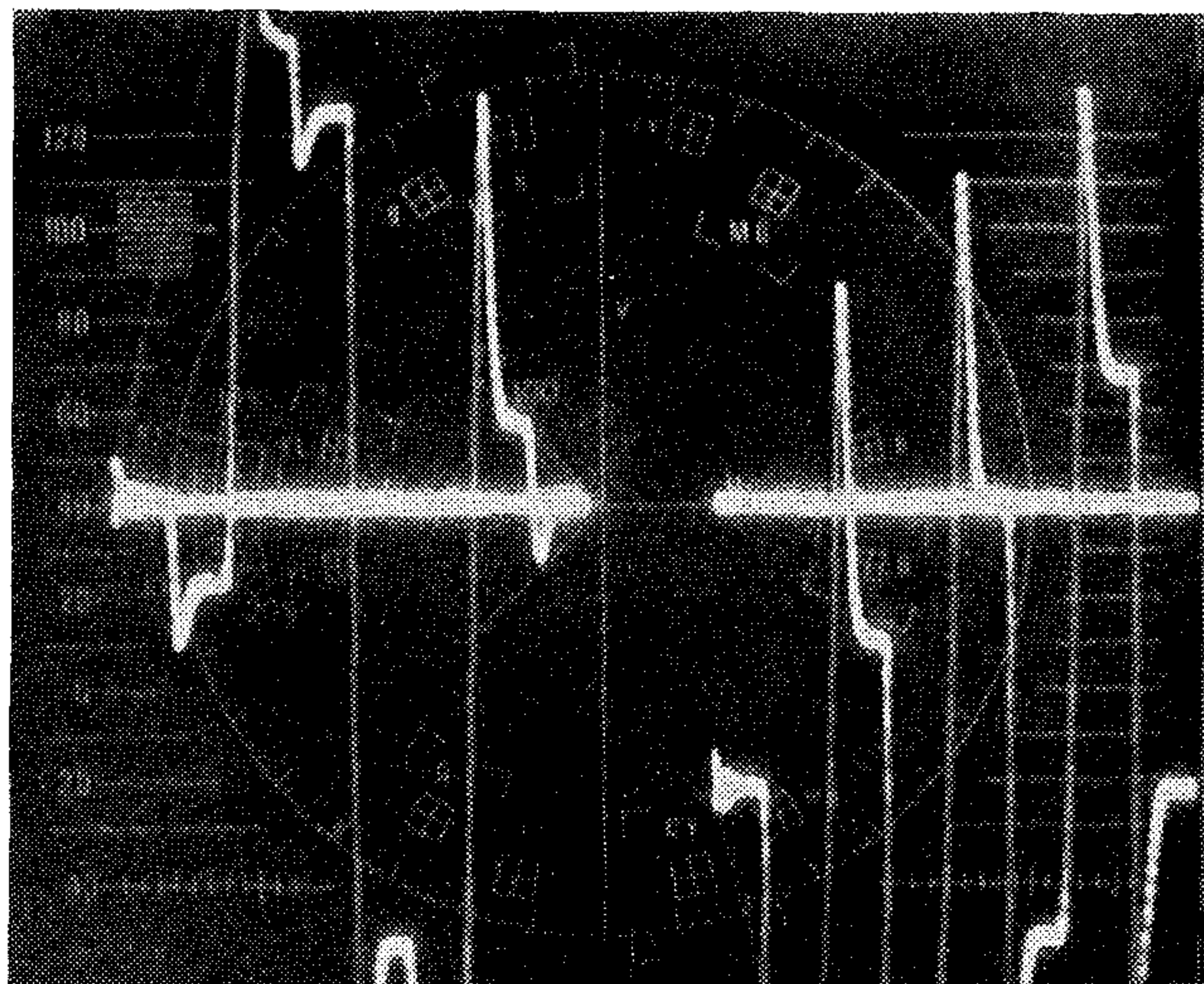


6. ábra

A tőkés vevők zöme használja a SECAM rendszert műsorok országok közötti átadásánál; adott esetben a határterületeken, illetve többnormás készülékek gyártásánál szükség van a SECAM mérési lehetőségekre is. Tekintettel arra, hogy ezek a felhasználók a vektorábrához vannak szokva a PAL-rendszer miatt a HT vektorszakópnál (7. ábra) SECAM vektorábrát is biztosít (8. ábra).



7. ábra



8. ábra

Mivel a vektorok ábrázolása a vektorszakópnál úgy történik, hogy az egyik eltérítést az $R-Y$, a másik eltérítést a $B-Y$ jel vezérli, s mert a SECAM és PAL színelkülönbségű jelek gyakorlatilag azonosak, megjeleníthetők a SECAM vektorok. Lévén, hogy a SECAM frekvenciaméréshez a PAL&SECAM vektorszakópnál kellett a két sor egymás utáni ábrázolása, a készülék szolgáltatja a szokásos idő függvényében történő ábrázolást soronként, de megfelelő D_R , D_B szétválasztással.

Külön szolgáltatás a haranggörbe-korrektió utáni ábrázolás, a PAL üzemmódban pedig a szokásos megoldások, mint hitelesítő kör, a csak V vektor ábrázolás, változtatható telítettségábrázolás be vannak építve. Tekintettel a belsőskálás csőre, lehetőség van differenciális fázis és amplitúdó mérésre is.

A készülékek mechanikusan rendkívül egyszerű felépítésűek: az éleken lemezből hajlított profilok tartják a műanyag első és hátsó keretet. A panelek legnagyobb része kihajtható, tehát minden oldalról hozzá lehet férni az alkatrészekhez és a készüléket ezzel könnyen lehet szervizelni.

A HT mindig feladatának tartotta, hogy felhasználóit lehetőleg teljes mértékben kielégítse komplett rendszerek szállításával. A „félméretű” hullámalak monitor és a PAL&SECAM vektorszakóp nagymértékben hozzájárul a zárt láncú rendszerek és kábeles tv-hálózatok fejállomások műszerezettségének megoldásához. A professzionális hullámalak monitor pedig a stúdió minőségű ellenőrzés eddig is gyártott monitorát váltotta le egy korszerűbb készülékkel.

A felsorolt készülékek folyamatos gyártásban vannak, s bármely alkalmazástechnikai kérdésben a Híradástechnika Szövetkezet Vevőszolgálatára készséggel áll felhasználóink rendelkezésére (telefon: 869-522).

Csepregi-H. Kázmér



HÍRADÁSTECHNIKA SZÖVETKEZET

BUDAPEST 1116, TEMESVÁR U. 20.

Ладани-Туроци, Б.:

Принципиальные и практические проблемы разработки поворотной параболической антенны в диапазоне свыше 10 ГГц

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1985. № 6.

Статья знакомит рефлекторами поворотной параболической антенны, принципиальным обоснованием технических требований, предъявляемых к первичным излучателям и практическим выполнением. Коротко излагает основные параметры, влияющие на выигрыш антенны, также задает уравнения для определения первых нескольких побочных пучков.

Д-р Богнар, З.—Цапари, А.:

Оценка результата измерений распространения волн в диапазоне свыше 12 ГГц

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1985. № 6.

Статья знакомит с измерением пускового распространения волн частотой 12 ГГц. Применением одного передатчика и приемника одновременно измеряем затухание участка, поляризацию перекрестного затухания и интенсивность дождя. Прибор измерения дождя быстродействующий и обеспечивает хорошую разборчивость. Из 5-и измеренных параметров формируем дальнейшие параметры с помощью селекции данных, чтобы собрать информацию о многозвеньевом распространении. Оценка полученных данных начинается созданием двухмерной функции плотности, которая задает функции распространения затухания измеренных в поляризации H и V и перекрестных поляризаций HV и VH, а также зависимости среднемесячного распределения дождя. Определяется также коэффициент корреляции. Система микропроцессорной обработки данных печатает максимальное значение в часах и минимальное и медиальное значения.

Чернох, Я.

Расчет шума каналов микроволновой связи с помощью программируемых счетчиков — калькуляторов

(Хирадашттехника, Будапешт) 1985. № 6.

В первой части статьи автор обсуждает процесс вычисления шума. Во второй части статьи дана конкретная программа и диаграмма потока в случае использования устройства Texas Programmable T58C.

Балаш, М.:

Планирование цифровой передачи, реализованной на симметричных кабелях

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1985. № 6.

Статья занимается с планированием линейных трактов первичных цифровых систем (ИКМ), применяемых на симметричных кабелях в случае одно- или двухкабельной эксплуатации. Метод дает решение к определению максимально-допустимого расстояния регенератора.

Вельди, Ф.:

Микрополосковые антенны с большим значением выигрыша

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадашттехника, Будапешт) 1985. № 6.

Техника интегральной микросхемы преимущественно применяется для создания микроволновых антенн. Антенны смикроволновым печатным монтажом (МША) обладают более благоприятными геометрическими размерами, упрощающие их производство по сравнению с другими типами антенн аналогичной мощности. Рассматриваются элементы МША и антенны сетки большого выигрыша, подчеркивая методы их проектирования. Статья описывает основные показатели и приводит вопросы из проектирования и реализации, а также результат экспериментов, проведенных на кафедре микроволновой техники связи Технического Университета в г. Будапеште. В заключение дает инструкцию для проведения дальнейших исследований и экспериментов.

Ladányi-Turóczy, B.:

Die theoretischen und praktischen Probleme der Entwicklung von Rotationsparaboloid-Antennen im Frequenzbereich über 10 GHz

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. Nr. 6.

Der Artikel erörtert die theoretische Unterstützung und die praktische Verwirklichung derjenigen Erfordernisse, die hinsichtlich der Reflektoren und Primärstrahler der Rotationsparaboloid-Antennen gestellt wurden. Es werden kurz die wichtigsten Parameter, welche den Antennengewinn beeinflussen, sowie ihre Rechenmethoden behandelt. Ausserdem werden die zur Feststellung einiger der ersten Nebenbündel benötigten Gleichungen angegeben.

Dr. Bognár, Z.—Czapáry, Z.:

Bekanntmachung einer Messung der Wellenfortpflanzung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. Nr. 6.

Der Artikel berichtet über eine Messung die mit 12 GHz angetriebenen Wellenfortpflanzung mit Hilfe eines Senders und Empfängers gleichzeitige Streckendämpfung, Querpolarisationsdämpfung und Regenintensität gemessen wird. Das Regenmessgerät funktioniert schnell und ermöglicht eine gute Auflösung. Von den gemessenen 5 Parametern werden weitere 4 mit Hilfe von Datenselektion hergestellt, um damit Informationen über die verschiedenen Fortpflanzungen zu sammeln. Die Auswertung der erhaltenen Daten beginnt mit der Herstellung von Dichtheitsfunktionen mit 2 Dimensionen. Diese Dichtheitsfunktionen erstellen die monatlichen Verteilungsfunktionen der in H und V Polarisation gemessenen, Dämpfungsfunktionen der HV und VH Querpolarisationsdämpfungen, sowie die monatlichen Verteilungsfunktionen des Regens. Die Korrelationsfaktoren werden auch festgestellt. Das mit Mikroprozessor versehene Datenverarbeitungssystem druckt ebenfalls die stündlichen Maximal-, Minimal- und Medianwerte.

Csernoch, J.:

Rauschberechnung der SHF Verbindungen mit Hilfe der programmierbaren Taschenrechner

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. Nr. 6.

Im ersten Teil des Artikels behandelt der Verfasser den Vorgang der Rauschberechnung. In der zweiten Hälfte des Artikels sind das konkrete Programm und das Flussdiagramm in dem Fall von Kalkulator Texas TI Programmable T58C befindlich.

Balás, M.:

Bemessung der mit symmetrischen Kabeln aufgebauten digitalen Verbindungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), 1985. Nr. 6.

Der Artikel befasst sich mit der Trassenplanung für primäre digitale Systeme (PCM) mit symmetrischen Kabeln beim ein- und zwei Kabelbetriebsarten. Mit diesem Verfahren kann man die maximale zulässige Regeneratordistanz zu bestimmen.

Völgyi, F.:

Mikrostrip-Antennen mit grossem Gewinn

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), 1985. Nr. 6.

Die Technik für gedruckte Schaltungen kann vorteilhaft bei der Realisierung von Mikrowellen-Antennen verwendet werden. Die gedruckten Mikrostrip-Antennen verfügen über günstigere geometrische Dimensionen und können einfacher gefertigt werden als andere Antennentypen mit der gleichen Leistung. Der Artikel gibt uns einen Überblick auf die Elemente der Mikrostrip-Antennen, sowie auf die Antennengitter mit grossem Gewinn. Dabei werden die praktischen Planungsmethoden besonders betont. Der Artikel beschäftigt sich mit den Hauptcharakteristiken der Mikrostrip-Antennen, mit den Problemen der Planung, sowie mit der Realisierung und zeigt uns die Ergebnisse der Experimente, die seitens der Fakultät für Mikrowellentechnik der Budapester Technischen Universität durchgeführt wurden. Zuletzt werden die zur weiteren Forschung dieser Antennen, sowie zu den Experimenten benötigten Hinweise gegeben.

Ladányi-Turóczy, B.:

Some theoretical and practical problems in the development of paraboloid of revolution antennas the frequency range above 10 GHz

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), 1985. No. 6.

This paper deals with the theoretical fundamentals and practical realization concerning to the requirements of paraboloid reflectors and primary feeds. It shortly introduces to the important parameters influencing the gain of the antenna, and gives a calculating "method". The last part of it gives the equations needed to the determination of some sidelobes near the main beam.

Dr. Bognár, Z.—Czapáry, A.:

Evaluation of Results of Wave Propagation Measurements Accomplished at 12 GHz

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), 1985. No. 6.

The 12 GHz propagation experiment starting soon has been described. Attenuation, cross-polarisation isolation, and rain rate are measured simultaneously by only one Tx and Rx. Rain gauge is a fast operating one offering good resolutions. 5 parameters measured provide 4 additional ones by data selection which makes possible to gain information about multipath effects. The evaluation of data collected is directed to the two-dimension probability density functions supplying the individual cumulative probability distributions of attenuation in H and V polarisations, cross-polarisation isolation HV and VH, and rain rate on monthly basis. Correlation factors are also evaluated. The microprocessor based data-processing system prints the maximum, minimum and median values per hour.

Csernoch, J.:

Noise computing of the microwave links by aid of programmable calculators

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1985. No. 6.

In the first part of the article the author discusses the process of the noise-computing. In the second part of the article the concrete programm and flow chart can be found when the calculator Texas TI Programmable T58C is used.

Balás, M.:

Dimensioning of digital connections established on symmetrical cables

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), 1985. No. 6.

The paper presents the planning of line sections of primary digital (PCM) systems established on symmetrical cables in the case of one- and two-cable operation. It provides a method for calculation of the maximum permissible regenerator distance.

Völgyi, F.:

High Gain Microstrip Antennas

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest), 1985. No. 6.

Integrated circuit technology can advantageously be used for the construction of microwave antennas. The patched microstrip antennas (MSA-s) have advantageous geometric dimensions and can be manufactured easier than other antenna types offering identical performances. A survey of microstrip antenna elements and high gain arrays are presented, with emphasis on practical design techniques. The paper deals with the main features of microstrip antennas, with the problems of design and realisation, and presents the results of the experiments carried out at the Technical University of Budapest, Department of Microwave Telecommunication. Finally, critical needs for further research and development for these antennas are identified.

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Dr. Tófalvi Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6–8. 1055. Telefon: 531-027. Kiadja: a Delta Szaklapkiadó és Műszaki Szolgáltató Leányvállalat, 1442 Budapest VII., Garay u. 5. Telefon: 415-583, 215-440. Felelős kiadó: Faklen Pál igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215–296 162. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H–1839 Budapest, Postafiók 149.



Egyetemi Nyomda — 85.3587 Budapest, 1985. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

HU ISSN 0018—2028

Index: 25 375