



**A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET  
FOLYÓIRATA**

**XXXIII. évfolyam  
B U D A P E S T**

**1982**

**2**

# HÍRADÁSTECHNIKA

XXXIII. ÉVFOLYAM 1982. 2. SZÁM

## A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

### TARTALOM

FRIGYES ISTVÁN:	Digitális rádiórelé rendszerek tervezése megbízhatóságra .....	49
	A külföldi folyóiratokból .....	62, 69
KAPOR JÓZSEF:	Rezonáns quadrafilár antenna .....	63
	BHG ORION TERTA MŰSZAKI KÜZLEMÉNYEK	
CZOBOR MIKLÓS:	A COMBI-X típusú nagykapacitású távbeszélő központ .....	73
	Hírek üzemeinkből .....	78
GYURIS ÁRPÁD— KLATSMÁNYI BÉLA— PINTÉR ISTVÁN:	Automatikus számtárcsa impulzus mérőberendezés .....	79
SCHILLING REZSŐNÉ:	A telefonforgalom szolgáltatási szint paramétereinek számítása PTK—1072 zsebkalkulátorra .....	84
	MŰSZAKI SZEMLE	
MALCSINER FERENC:	Új szélessávú antenna rendszerek a IV—V. TV sávra .....	90

### A SZÁM SZERZŐI:

FRIGYES ISTVÁN okl. vill. mérnök, a TKI tud. osztályvezetője, KAPOR JÓZSEF okl. vill. mérnök, a BME Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék tudományos munkatársa, CZOBOR MIKLÓS okl. vill. mérnök, a BHG Fejlesztési Intézet műszaki gazdasági tanácsadója, GYURIS ÁRPÁD okl. vill. mérnök, a KKVMF főiskolai adjunktusa, KLATSMÁNYI BÉLA okl. vill. mérnök, a KKVMF főiskola docense, PINTÉR ISTVÁN okl. vill. mérnök, a KKVMF főiskola docense, SCHILLING REZSŐNÉ okl. vill. mérnök, a BHG Fejlesztési Intézet fejlesztőmérnöke, MALCSINER FERENC vill. üzem mérnök, a BHG Fejlesztési Intézet fejlesztőmérnöke.

Felelős szerkesztő: BOGLÁR GYULA

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

A szerkesztő bizottság elnöke: HORVÁTH IMRE

Szerkesztő: ANGYAL LÁSZLÓ

A szerkesztő bizottság tagjai:

Angyal László, Balogh Pál, Bánsághi Pál, Boglár Gyula, dr. Flesch István, Forintos György, Hermann Ákos, Horváth Imre, Jakubik Béla, Laczkó Endre, May Péter, Mérey Imréné, Nagygyörgy Gábor.

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

### HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, Budapest, Lenin krt. 9—11. 1073. Telefon: 221—285. Levélcím: Budapest, Pf. 223. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, Budapest, József nádor tér 1.) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámmal. Előfizetési díj: fél évre 138,— Ft, egész évre 276,— Ft. Egyes szám ára 23,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H—1839 Budapest, Postafiók 149.



Egyetemi Nyomda — 82.7586 Budapest, 1982. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

HU ISSN 0018—2028

Index: 25 375

## Digitális rádiórelé rendszerek tervezése megbízhatóságra

FRIGYES ISTVÁN  
TKI

### 1. Bevezetés; előzmények

Egy korábbi tanulmányban [1] digitális rádiórelé rendszerek tervezésére szolgáló módszert vezettünk be. Az azóta eltelt években többhelyütt sikerrel alkalmaztuk ezt az eljárást különböző digitális rádiórelé berendezések fő paramétereinek megállapításában [2], [3] és tudomásunk szerint mások is használták konkrét vonalak tervezésében. Az alábbiakban röviden megismételjük a tervezési módszer lényegét.

A rendszer tervezésében a CCIR, illetve a CCITT vonatkozó előírásaiból indulunk ki [4], [5], [6]. Ezek szerint egy 2500 km hosszú digitális referencia-összeköttetés hibaaránya legfeljebb

- a)  $1 \cdot 10^{-7}$  bármely hónap legalább 99%-ában,
- b)  $1 \cdot 10^{-3}$  bármely hónap legalább 99,95%-ában.

Ha a  $10^{-3}$ -nál nagyobb hibaarány 10 másodpercnél hosszabb ideig tart, ennek arányszáma egy duplex összeköttetés legalább egy irányában

- c) ne haladja meg egy év 99,7%-át.

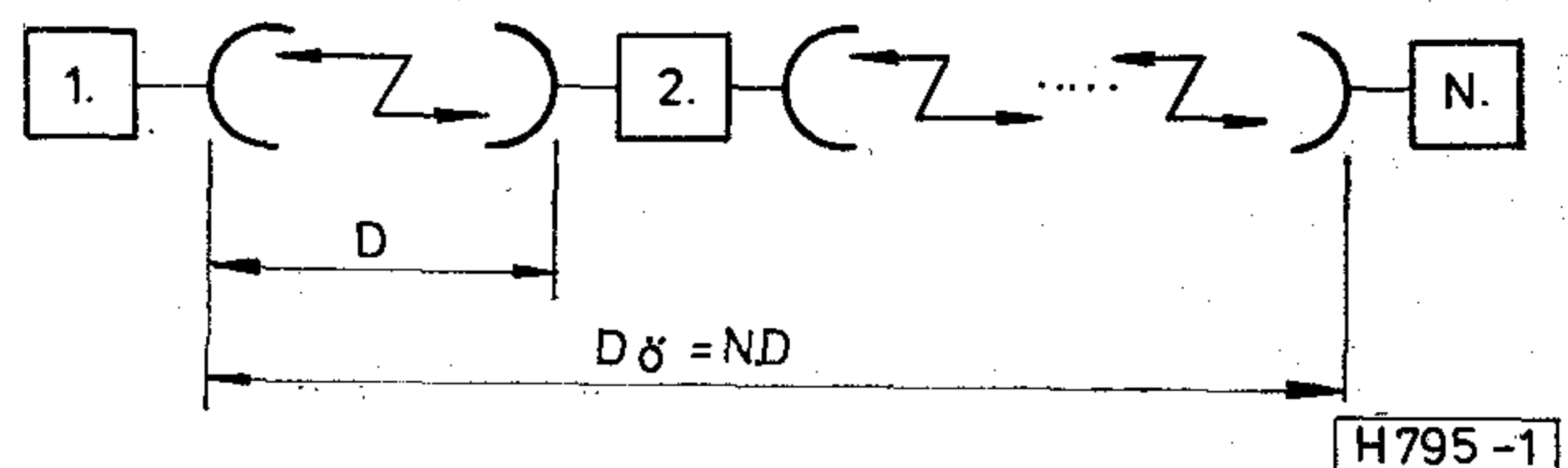
Gyakorlati rendszerek, illetve berendezések tervezésére az előírásokat úgy célszerű lebontani, hogy figyelembe vesszük az összeköttetés hosszát: a tényleges adatokat a gerinchálózat részét képező összeköttetés hosszával arányosnak tekintjük; ekkor az arányossági tényező lesz a berendezés vagy a rendszer tervezési adata, jellemzője. Konkrétan az az időtartam (vagy valószínűség), melyben a hibaarány a  $10^{-3}$  értéket meghaladja.

$$P_{m\delta} = S D_{\delta} \quad (1)$$

$P_{m\delta}$ -vel jelölve a  $10^{-3}$ -nál nagyobb hibaarány bekövetkezésének valószínűségét,  $D_{\delta}$ -vel a teljes összeköttetés hosszát és  $S$ -sel az említett arányossági tényezőt. Ha feltesszük, hogy az összeköttetés az 1. ábrának megfelelően  $N$  db  $D$  hosszúságú szakaszból áll,

$$P_{m\delta} = S \cdot N \cdot D \quad (2)$$

$S$  értéke a  $b$ ) követelmény szerint (vagyis 10 másodpercnél rövidebb eseményekre)  $2 \cdot 10^{-7}/\text{km}$ , a  $c$ ) követelmény szerint  $1,2 \cdot 10^{-6}/\text{km}$ . A  $b$ ) és  $c$ ) követelmény lényegében megbízhatósági adat: ha a hibaarány  $10^{-3}$ -nál nagyobb, a rendszer nem használható, így nem áll rendelkezésre; gyakran célszerű ilyen



1. ábra. Rádiórelé összeköttetés vázlata

esetben az összeköttetést megszakítani. A következőkben az összeköttetést mi is megszakítottak fogjuk tekinteni, valahányszor  $P_E > 10^{-3}$ .

Az összeköttetés minőségi követelményét az  $a$ ) előírás tartalmazza. Ennek konkrét kifejtése előtt emlékeztünkbe kell vésni, hogy a CCITT [5] a rendszer egész rendelkezésreállításának idejére írja elő a hibaarányt (tehát nem 1-nél több %-ára), de ez az  $a$ ) követelmény szerintinek 2,5-szerese ( $10^{-10}/\text{km}$ ). A különbség ugyan nem nagy, de a szerző véleménye szerint helyesebb a teljes idő átlagos hibaarányát tekinteni; és erre talán elégséges a  $10^{-10}/\text{km}$  érték. Így az előírásoknak megfelelő, és gerinchálózat részét képező rendszer átlagos hibaaránya

$$\overline{P_E} = P \cdot N \cdot D, \quad (3)$$

ahol  $P$  értéke az előbbieknél megfelelően  $10^{-10}/\text{km}$  vagy  $4 \cdot 10^{-11}/\text{km}$ .

[1]-ben feltettük még, hogy a hibaarány — minden követelménytől függetlenül — egy rádiószakaszon jól közelíthető a

$$P_E = e^{-BR} + P_{EO} \quad (4)$$

formulával, ahol  $P_{EO}$  az az alap-hibának nevezhető hibaarány, mely igen nagy jel/zaj viszonynál lép fel és  $R$  a vevő sávjában mérhető rádiófrekvenciás jel/zaj viszony.  $P_s$ -sel jelölve az összeköttetés megszakadáshoz tartozó hibaarányt (a  $b$ ) és  $c$ ) követelmények szerint  $P_s = 10^{-3}$ ), az ehhez tartozó  $R$  érték  $R_s$ -sel jelölhető.

Végül bevezettük a berendezések fő adatait összefoglaló

$$V \triangleq \frac{P_a G_1 G_2}{F B_o L} \frac{\text{mW}}{\text{MHz}}, \quad (5)$$

ahol:

$P_a$  az adó teljesítménye mW-ban;

$G_1$  és  $G_2$  az adó és a vevőantenna nyeresége;

$F$  a vevő zajtényezője;

$B_v$  annak zajsáv szélessége mW-ban;

$L$  az adó és az adóantenna, valamint a vevő és a vevőantenna között elhelyezett elemek — szűrők, tápvonalak stb. — együttes csillapítása.

E fogalmakkal, illetve jelölésekkel a rádiórelé rendszer specifikációs adatai

a kilométerenként megengedett átlagos hibaarány,  $P$ ;

az a hibaarány, mely fölött a rendszer meg van szakadva,  $P_s$ ;

a kilométerenként megengedett megszakadási arány,  $S$ .

A berendezés felépítésére jellemző  $R_s$ , az a jel/zaj viszony, mely a  $P_s$  hibaarányhoz tartozik. Ez általában néhány dB-lel nagyobb, mint ami az illető modulációs rendszerre elméletileg adódik, ha a hibákat egyedül additív Gauss-zaj következményének tekintjük. E különbség, mely a gyakorlatban 2,5–5 dB között szokott lenni, a szomszédos jelek közötti interferenciának, csatornák közötti interferenciának, szinkronizációs hibának, pontatlan áramköri működésnek és más okoknak lehet a következménye. Elméleti meghatározására különböző módszerek ismeretesek, melyek bizonyos részletességű összefoglalása pl. [7]-ben található meg. A jelen tervezési eljárás szempontjából azonban  $R_s$  tapasztalati állandónak tekinthető. Értéke vagy adott (számítások vagy mérések alapján), vagy azt plauzibilis feltevések alapján felvesszük.

A felsorolt specifikációs adatok és  $R_s$  ismeretében a rendszert alkotó berendezések következő adatait kell megtervezni:

az (5) összefüggéssel definiált  $V$  berendezés-jellemzőt;

az igen nagy  $R$  értékeknél fellépő  $P_{EO}$  alap-hibát, pontosabban annak megengedhető legnagyobb értékét.

$V$  értékével együtt a szükséges fading tartalék is kiadódik.

[1]-ben a számítások megtalálhatók arra az esetre, melyben a megszakadás kizárólag a mély fadingnek következménye. A következő általános összefüggések adódtak:

$$S \cdot D = \int_0^{R_s} p(R) dR, \quad (6)$$

ahol  $p(R)$  a jel/zaj viszony valószínűségi sűrűségfüggvénye. Feltéve, hogy ez az  $R=0$  környékén sorba fejthető,

$$p(R) = R^m \sum_{i=0}^{\infty} c_i R^i \approx c_0 R^m, \quad (7)$$

vagyis a sornak csak az első tagját vesszük figyelembe. (Ezt az indokolja, hogy az összeköttetést csak igen kis valószínűséggel engedjük megszakadni; itt az  $A$  fading csillapítás igen nagy, illetve  $R$  igen kicsi medián értékéhez képest.)

Ezzel

$$V = \frac{c_0 R_s}{m \sqrt{S}}, \quad (8)$$

illetve a szükséges fading-tartalék

$$A_f = \frac{c_0 V}{D^2 f^2}. \quad (9)$$

Másfelől az alap-hiba legnagyobb megengedhető értéke

$$P_{EO} = D \left[ P + S(m+1) \frac{P_s}{\ln P_s} \right]. \quad (10)$$

Végül [8] alapján explicite is megadtuk ezeket az értékeket két esetre: ha a fading kizárólag többutas terjedés következménye, valamint ugyanerre az esetre akkor, ha az információ átvitelére tartalékcatorna is rendelkezésre áll, melynek frekvenciája az üzemi csatornáétól eltér. Az összefüggések egy csatornára

$$V = \frac{4,36 \cdot 10^{-9} ab D^4 f^3 R_s}{S} \frac{\text{mW}}{\text{MHz}}, \quad (11)$$

$$A = \frac{6 \cdot 10^{-7} \cdot ab D^2 f}{S}, \quad (12)$$

$$P_{EO} = D \left( P + S \frac{P_s}{\ln P_s} \right), \quad (13)$$

ahol  $D$  km-ben,  $f$  GHz-ben,  $P$  és  $S$  1/km-ben helyettesítendő.

A kétszatornás esetre

$$V = \frac{5,62 \cdot 10^{-5} \sqrt{ab} D^3 f^3 R_s}{\sqrt{Sg} \Delta f}, \quad (14)$$

$$A_f = Df \sqrt{\frac{6 \cdot 10^{-7} a \cdot b}{Sg \Delta f}}, \quad (15)$$

$$P_{EO} = D \left( P + 2S \frac{P_s}{\ln P_s} \right), \quad (16)$$

ahol  $\Delta f$  a két csatorna vivőfrekvenciáinak különbsége. A (11)–(16) összefüggésekben szereplő állandók értéke a következő

$a=4$  víz vagy nagyon sima és nedves talaj fölötti terjedésnél;

$a=1$  átlagos talajnál;

$a=1/4$  hegyvidéken, nagyon száraz, durva talajnál;

$b=1/2$  trópusi éghajlaton;

$b=1/4$  a mérsékelt és a hideg égövben;

$b=1/8$  hegyvidéken vagy nagyon száraz éghajlatnál;

$g=1/2$  a 4 GHz-es sávban;

$g=1/4$  a 6 GHz-es sávban;

$g=1/8$  a 8 GHz-es sávban;

$g=1/12$  a 11–13 GHz körüli frekvenciasávban.

A fentiekben nagyon röviden ismertett tervezési eljárás segítségével 10–12 GHz alatt működő egy-csatornás összeköttetések jól megtervezhetők, ha csak a terjedési jelenségeket kell figyelembe vennünk.

Kívánatos azonban a módszer kiterjesztése három különböző irányba:

vegyük figyelembe a 10 GHz fölötti frekvenciák terjedési tulajdonságait is, hiszen a digitális rendszerek jelentős része itt működik;

a tervezési módszer vegye figyelembe az átviteli csatorna megbízhatóságán kívül a berendezések megbízhatóságát is — hisz a b) és c) előírások a teljes összeköttetés megbízhatóságára vonatkoznak;

egy csatornára vonatkozó adatok alkalmazása egy-nél több csatornás rendszerre nem teljesen triviális; szisztematikus tervezési eljárásba e megfontolásokat is célszerű befoglalni.

A felsorolt általánosításokat elvégeztük és az eredményeket [23]-ban röviden ismertettük. A következők az eredmények részletes ismertetését tartalmazzák. A kifejtendő elmélet legalább 20 GHz-ig érvényes.

## 2. A rádiórelé csatorna megbízhatóságának jellemzése

Amint az előző szakaszban láttuk, a rádiórelé berendezések fő paramétereit magába foglaló  $V$  mennyiség a megbízhatósági előírások alapján tervezhető meg. Ezért a továbbhaladás érdekében meg kell vizsgálni azokat az okokat, melyek egy digitális rádióösszeköttetés megszakadásához vezetnek.

Egy rádióösszeköttetés megbízhatatlansága két oknak lehet a következménye: az átviteli közeg megbízhatatlanságának és a berendezések meghibásodásának.

A közeg megbízhatatlansága, amely a fading-jelenségben testesül meg, azt okozza, hogy a rendszer bármely szakaszán véges annak a valószínűsége, hogy kedvezőtlen terjedési viszonyok miatt a csillapítás-növekedés nagyobb az  $A_f$  fading-tartaléknál. Ilyenkor a jel/zaj viszony  $R_s$ -nél kisebb lesz, vagyis a hibaarány  $P_s$ -nél nagyobb, így az összeköttetés e szakaszon megszakad. A 20 GHz-nél kisebb frekvenciákon a megszakadáshoz vezető mély fading gyakorlatilag csak két okból fakadhat: többutas terjedésből vagy igen heves eső okozta abszorpcióból.

Összefoglalva, egy összeköttetés megszakadásának három oka lehet:

- az igen heves eső;
- a kedvezőtlen többutas terjedés;
- a berendezések meghibásodása.

Kvantitatív összefüggések felírása érdekében vegyük figyelembe azt, hogy heves eső csaknem mindig zivatarok alakjában fordul elő. Többutas terjedés viszont nyugodt, szélszélű időben fordul elő a legnagyobb valószínűséggel, amikor különböző hőmérsékletű légrétegek alakulhatnak ki. Ezért feltehetjük, hogy a heves eső miatti és a többutas terjedés miatti megszakadás egymást kölcsönösen kizáró események. Másfelől a berendezések meghibásodása bármelyik típusú fadingtól független esemény. Így egy szakaszon egy rádiófrekvenciás csatorna megszakadásának valószínűsége

$$P_m = P_{m1} + P_{m2} + P_{m3} - P_{m3}(P_{m1} + P_{m2}) \approx \approx P_{m1} + P_{m2} + P_{m3}, \quad (17)$$

ahol 1-es indexszel az eső miatti, 2-essel a többutas terjedés miatti és 3-assal a berendezéshiba miatti megszakadást jelöltük. Az 1. szakaszban definiáltuk a kilométerenként megengedhető megszakadási arányt,  $S$ -et; a fentiek alapján mindegyik megszakadási okhoz rendelhetünk egy  $S$ -et:

$$S = S_1 + S_2 + S_3. \quad (18)$$

Itt az indexelés megegyezik a (17) formulában alkalmazottal.

Minthogy a rendszer-előírások természetesen csak az eredő  $S$ -re vonatkoznak, a tervezés egyik feladata a három összetevőre való szétbontás. Ezt a későbbiekben el fogjuk végezni. Előbb azonban megvizsgáljuk az egyes összetevők tulajdonságait.

A berendezés-hibával kezdve, egyetlen adó-vevő kiesési valószínűsége

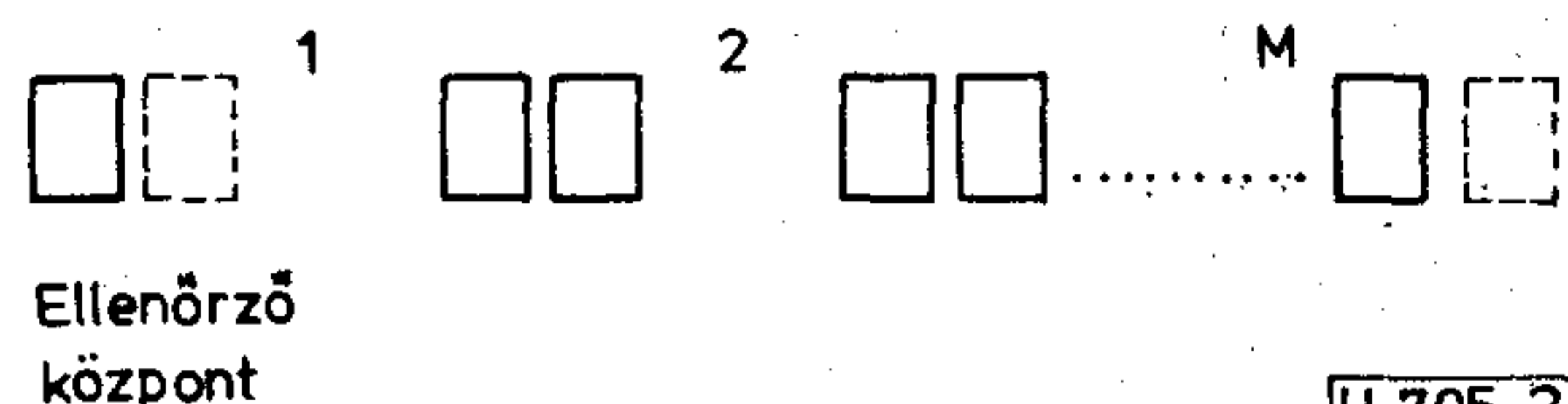
$$P_{m3} = \frac{MTTR}{MTBF + MTTR} \approx \frac{MTTR}{MTBF} \triangleq y, \quad (19)$$

ahol a közismert megbízhatósági jelöléseket alkalmaztuk:  $MTBF$  a két meghibásodás közötti átlagos idő (Mean Time Between Failures) és  $MTTR$  a javításhoz szükséges átlagos idő (Mean Time To Repair). A gyakorlatban  $MTBF$  pl. 20 000–150 000 óra között van;  $MTTR$  csak kis részben függ a berendezéstől és nagyobb részben a javítószolgálat szervezésétől. Minthogy korszerű rendszerekben az állomások nagy része felügyelet nélkül működik, a javításhoz szükséges idő három részből tevődik össze: a hiba felismeréséhez, a hibás állomás megközelítéséhez és a tényleges javításhoz szükséges időből. A három közül az első legtöbbször elhanyagolható.

Az átlagos megközelítési idő becsléséhez segítséget nyújt, ha meghatározzuk az állomások átlagos távolságát a felügyelő-állomástól. Ehhez vegyük figyelembe, hogy ismétlőállomáson kétszer annyi adó-vevő van, mint végállomáson, így ott meghibásodás is kétszer nagyobb valószínűséggel fordul elő. Továbbá tegyük fel, hogy a minimális  $MTTR$  elérése érdekében a javító-szolgálat úgy van megszervezve, hogy az állomásokat az azokhoz legközelebb eső ellenőrző-állomás személyzete javítja. Így essen egy ellenőrző központ hatáskörébe az egyik irányban a 2. ábrán feltüntetett  $M$  db szakasz.

A közbülső állomások mind ismétlőállomások, de az ellenőrző központ helyén és a legtávolabbi ponton lehet vég vagy ismétlőállomás. Akkor, ha a szakaszok hossza  $D$ , az átlagos távolság, melyet a javító személyzetnek meg kell tenni

$$\bar{D} = \frac{M(M-1+i)}{2(M-1)+i+j} \cdot D, \quad (20)$$



2. ábra. Felügyelt szakasz vázlatja

ahol:

$i=j=2$ , ha az összes állomás ismétlő,  
 $i=1$ , ha a legtávolabbi állomás végállomás és  
 $j=1$ , ha az ellenőrző állomás végállomás.

Végül a „tényleges javítási idő” tulajdonképpen csaknem mindig a hibás részegység cseréjét jelenti. Gyakorlati esetekben *MTTR* egy vagy néhány óra szokott lenni.

Felírhatjuk  $S_3$  értékét is:

$$S_3 = 2 \frac{y}{D}, \quad (20a)$$

ahol  $y$  a (19) formulában van megadva.

Rátérve a többutas terjedés jellemzésére, annak legrészletesebb kísérleti eredményei és ezek legalaposabb feldolgozása tudomásunk szerint [9]-ben, elmélete [10]-ben, míg a gyakorlati formulák a legjobban összefoglalva [8]-ban található meg. Ezek alapján a 10 dB-nél nagyobb fadingcsillapítások eloszlási függvényének komplementere a

$$P(A) = \frac{6 \cdot 10^{-7} a \cdot b \cdot f D^3}{A}, \quad (21)$$

mely formula jelöléseit az 1. szakaszban értelmeztük. Ha annak valószínűségét nézzük, hogy két egymástól  $\Delta f$  értékkel különböző jel fading-csillapítása egyidejűleg nagyobb  $A$ -nál, a

$$P_2(A) = \frac{6 \cdot 10^{-7} \cdot a \cdot b \cdot f^2 D^3}{g \Delta f \cdot A^2} \quad (22)$$

összefüggés érvényes. Az utóbbi két formula felhasználásával adódott egyébként az 1. szakasz (11)–(16) kifejezése.

A (22) formula érvényességi körét egyszerű megfontolásokkal becsülhetjük meg. Egyrészt bármilyen kis  $\Delta f$ -nél  $P_2(A)$  (vagyis annak a valószínűsége, hogy a két jel mindegyikének csillapítása egyidejűleg nagyobb  $A$ -nál) nem lehet nagyobb  $P_1(A)$ -nál (azaz: annak a valószínűségénél, hogy a csillapítás az egyiknél eléri  $A$ -t). Másrészt, ha  $P_2 = P_1^2$ , a két jel fading szempontjából egymástól független; a frekvenciák különbségét tovább növelve az eloszlások nem változnak. Ebből  $f$ -re az

$$\frac{f}{Ag} \leq \Delta f \leq \frac{1,67 \cdot 10^6}{abgD^3} \quad (22a)$$

korlát adódik. Az alsó korlátnál kisebb  $\Delta f$ -re a fadingcsillapítás a két jelre megegyezik, így  $P_2(A) = P_1(A)$ ; a felső korlátnál nagyobb  $f$ -re  $P_2(A) = [P_1(A)]^2$ .

Hangsúlyozni kell persze, hogy e korlátok csak a formulák alakjának vizsgálata alapján adódtak. A tényleges fizikai korlátok ennél szűkebbek lehetnek, főként  $\Delta f$  felső korlátjának tekintetében. Durván egy-egy CCIR sávon belül tűnnek megfelelőnek — tehát például 10,7–11,7 GHz, 12,75–13,25 GHz között.

Következő feladatunk az eső okozta csillapítás jellemzése. E probléma vizsgálata a század eleje óta számos kutatót foglalkoztatott — az első jelentős eredmény [11]-től származik. A Föld közelében a

hullámterjedésre gyakorolt hatását a politikai értelemben vett Nyugat-Európa csaknem minden országára kiterjedően a [12]-ben ismertetett program keretében vizsgálták, igen nagy részletességgel. Az eredményeket [13]-ban tették közzé. [13] és mások legfontosabb eredményeit az alábbiakban foglaljuk össze — kissé terjedelmesebb volta miatt külön szakaszként.

### 3. Az eső hatása a 10–20 GHz közötti sávba eső hullámok terjedésére és ennek statisztikai leírása

Ha a térnek abban a részében, melyben az elektromágneses hullámok terjednek, vízcseppek helyezkednek el, a hullámok csillapodni fognak. A csillapítás elvileg a hosszal arányos — vagyis  $A^{dB} = \alpha D$ , ahol  $\alpha$  a csillapítási tényező és  $A$  most a dB-ben kifejezett csillapítás. Az  $\alpha$  csillapítási tényező függ — többek között —

- az eső  $I$  intenzitásától (ennek dimenziója mm/óra);
- a frekvenciától;
- a hullámok polarizációjától;
- az adó és a vevő távolságától.

Abban az idealizált esetben, melyben az  $I$  intenzitás az egész kérdéses térrészben homogén és az esőcseppek gömb alakúak, a csillapítási tényező az

$$\alpha = k I^c \quad (23)$$

formulából számítható, ahol  $k$  és  $C$  egyaránt frekvenciafüggők. A (23) összefüggés 100–150 GHz-ig érvényes, [14] tartalmazza  $k$  és  $c$  értékeit a 10...100 GHz közötti frekvenciákra. A szóbanforgó 10–20 GHz közötti sávban a frekvenciafüggés egyszerűen adható meg:

$$\alpha = 0,0266 I^{1,137} \cdot \frac{f-6}{7} \text{ dB/km}, \quad (24)$$

ahol  $I$  mm/órában,  $f$  GHz-ben helyettesítendő.

Minthogy az esőcseppek a valóságban nem gömbalakúak, az  $\alpha$  csillapítási tényező függ a hullámok polarizációjától, mégpedig a vízszintes polarizációjuk jobban csillapodnak, mint a függőlegesek. Az eltérés a szóbanforgó sávban 15 vagy legfeljebb 20%. A (24) összefüggésből számítható csillapítási tényezőt közepes értéknek tekinthetjük: vízszintes polarizációra nagyságát 7,5–10%-kal meg kell növelni és függőleges polarizációra lecsökkenteni. Másfelől durva becsléseknél a polarizációtól való függést el is hanyagolhatjuk.

A szakasz-hossztól való függésnek az az oka, hogy a heves zivatarok kiterjedése viszonylag kicsi, legtöbbször kisebb mint egy rádió-szakasz hossza. Ezért a csillapítás a szakasz mentén nem állandó, hanem a helynek függvénye. A szakaszon mérhető tényleges eső-csillapítást az

$$A = \int_0^D \alpha(x, I) dx \text{ dB}$$

integrálból kellene kiszámítanunk. Másfelől definiálhatunk egy egyenértékű esőintenzitást, úgy, hogy a csillapítás

$$A = D \alpha(I_{eq}) \quad (25)$$

alakban legyen felírható, ahol  $\alpha$ -t a (23) vagy a (24) formulából számíthatjuk ki,  $I_{eq}$  ismeretében.

Az eddigiekből látható, hogy az eső okozta csillapítás megbecsülésénél a legfontosabb, hogy kellő ismereteink legyenek az eső-intenzitás statisztikai jellemzéséről. Az ilyen statisztikai adatok felvételének nehézségeit és ezek megoldását hely hiányában nem részletezzük, de két körülményre fontos felhívunk a figyelmet. Az egyik az, hogy az éves csapadék-eloszlás ismeretéből egyáltalában nem lehet a heves esőzések számára következtetni. Így mediterrán országok nyugati partvidékein sokkal nagyobb a heves esők előfordulásainak valószínűsége, mint a sokkal csapadékosabb Nyugat-Európában. A másik körülmény pedig az, hogy rövid, néhány perces időtartamokban lényegesen hevesebb esők fordulnak elő, mint a Meteorológiai Intézetek adataiban, melyek általában egy óras vagy még hosszabb integrálású méréseket regisztrálnak.

Rátérve tulajdonképpeni problémánkra nézzük, hogy milyen adatokra van szükségünk ahhoz, hogy az eső okozta fading hatását figyelembe vehessük a digitális rendszerek tervezésében. A legfontosabb adat az  $I$  eső-intenzitás valószínűségi eloszlás-függvényének ismerete. Európa imént említett országaira elég részletes és elég pontos adatokat tartalmaz [15]. Reprodukálásuk e helyütt nem lenne célszerű, ehelyett inkább [16]-nak az egész Földre kiterjedő adatait adjuk meg, melyek természetesen az előbbinél jóval kevésbé pontosak. Azonban éppen mivel kevésbé részletesek, talán alkalmasabbak berendezések

előzetes tervezésére. A 3. ábrán megadtuk a szóbanforgó öt eloszlási görbét, valamint azt, hogy a Föld melyik területén melyikük érvényes. Ugyancsak meg kell határozni — adott időszázalék, szakasz-hossz és  $I$  mellett — a (25) formulában szereplő  $I_{eq}$  értékét. Erre [17] adott tapasztalati módszert. Eszerint

$$I_{eq} = \sqrt{C_1 C_2} \cdot I, \quad (26)$$

ahol  $C_1$  és  $C_2$  a 4. ábrából olvasható le.

Összefoglalva  $P_1$  valószínűséggel arra számíthatunk, hogy egy  $D$  hosszúságú szakaszon  $A$  dB vagy ennél nagyobb csillapítás lép fel az eső következtében, ahol

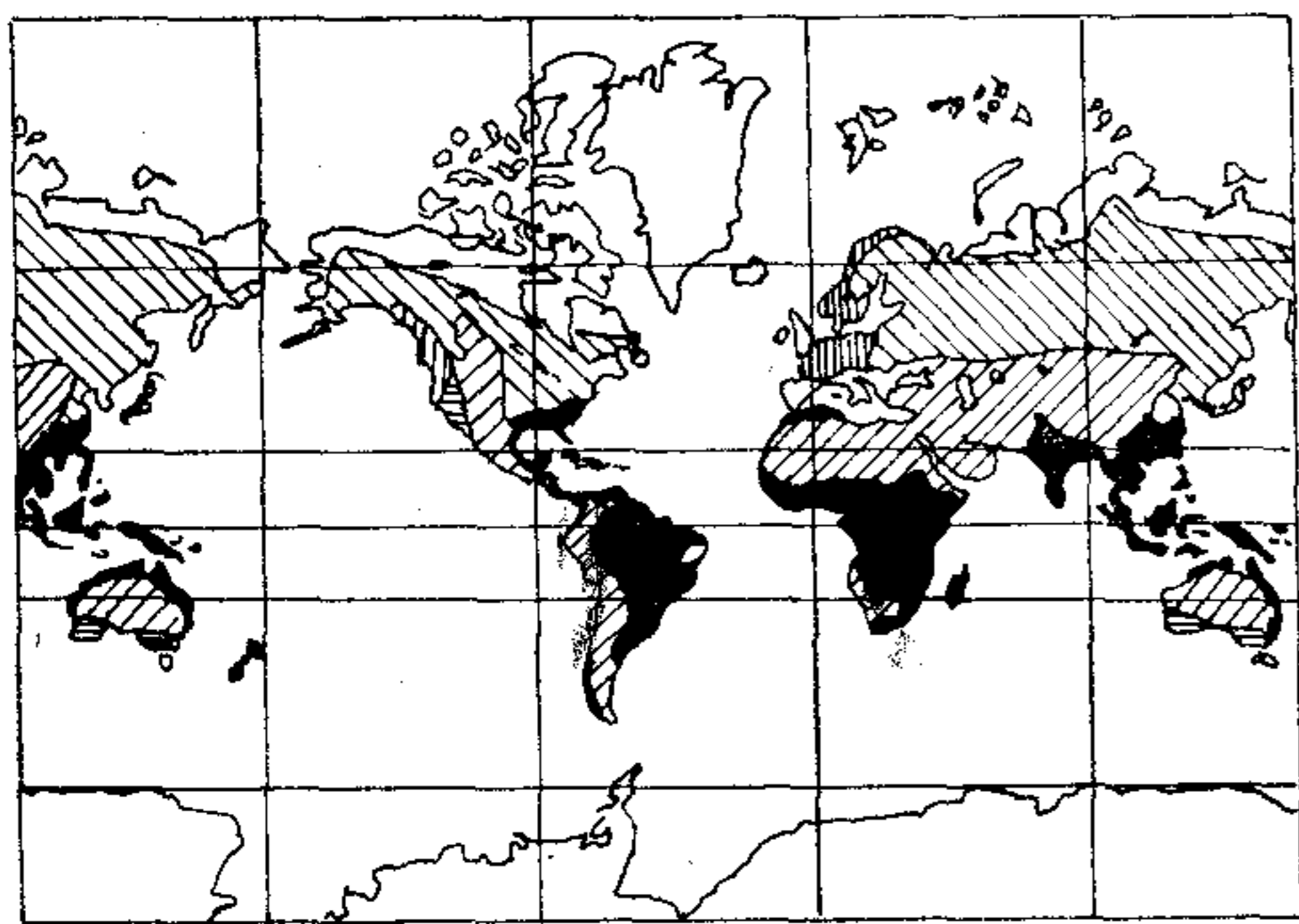
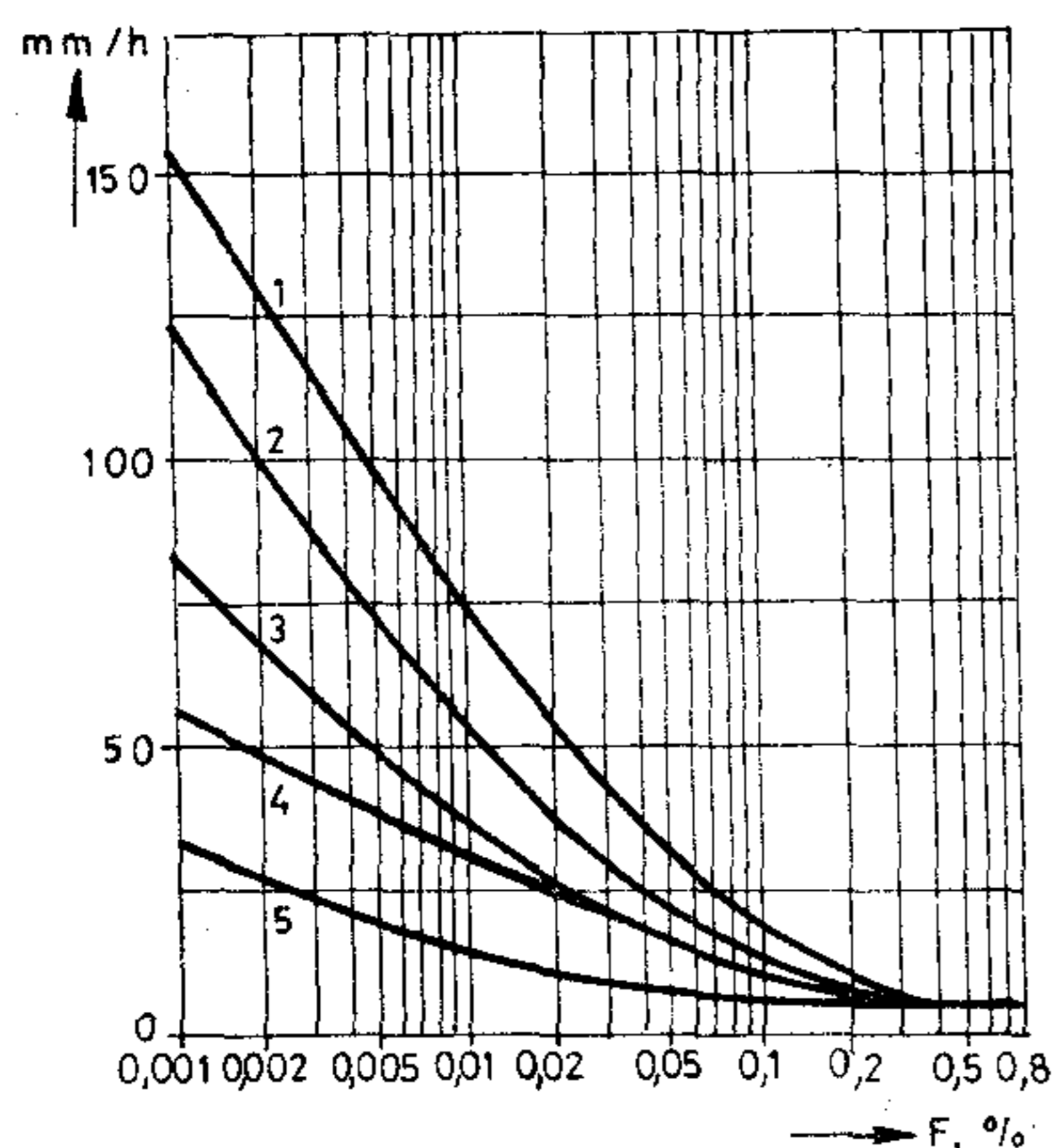
$$A = 0,0266 I_{eq}^{1,137} \cdot D \cdot \frac{f-6}{7}, \quad (27)$$

itt  $I_{eq}$  a (26) összefüggésből,  $C_1$  és  $C_2$  a 4. ábrából,  $I$  a 3. ábra megfelelő görbéjéből kapható;  $D$ -t km-ben,  $f$ -et GHz-ben kell helyettesíteni és  $A$ -t dB-ben kapjuk meg.

$I$  eloszlása igen jól megközelíti a log-normáleloszlást. Így a (23) összefüggésből láthatóan  $\alpha$  is log-normál eloszlású lesz, mivel  $I$  és  $\alpha$  között hatványfüggvény kapcsolat van.

#### 4. Egysatornás rendszer tervezése

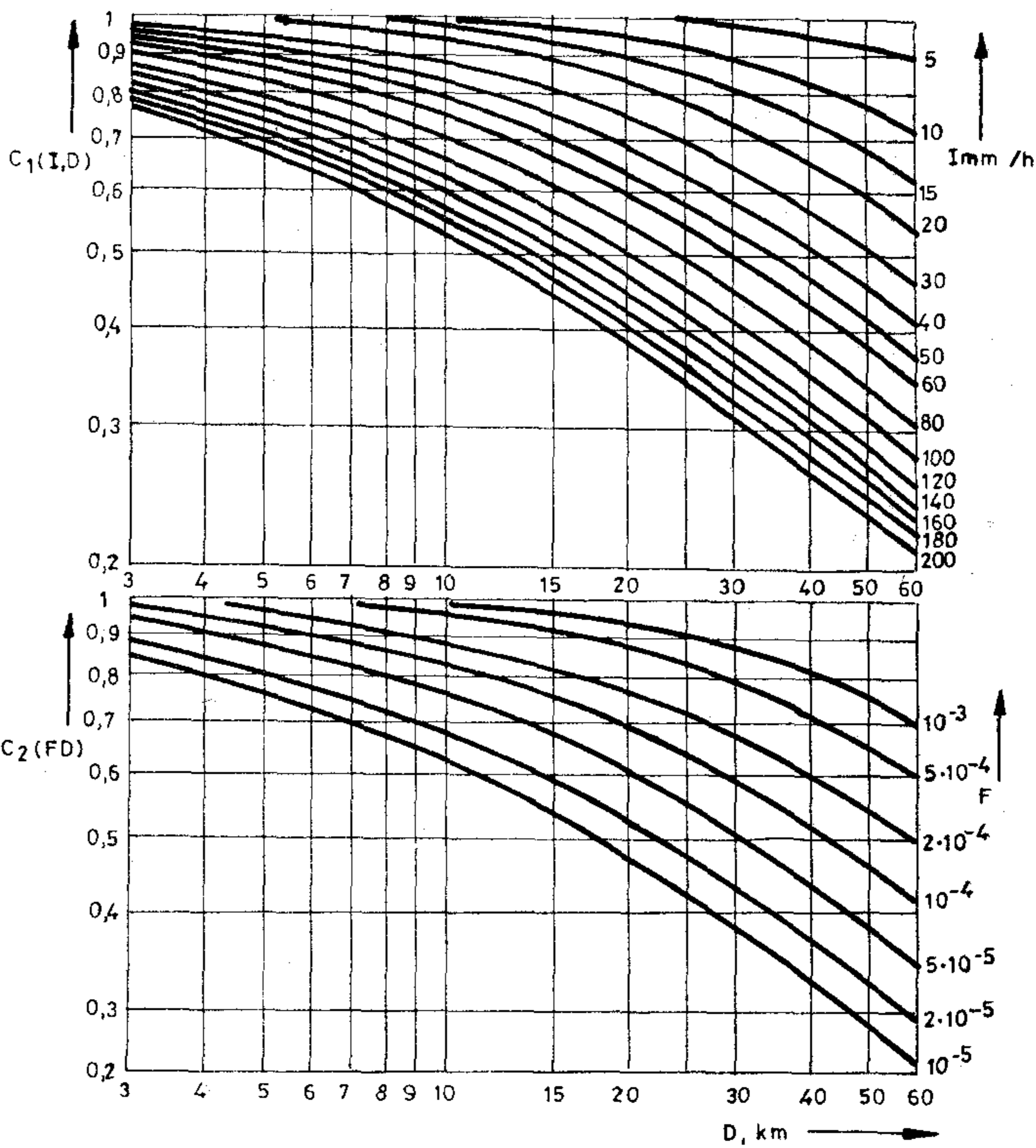
A rendszerek konkrét tervezésében bizonyos nehézséget jelentenek az 1. szakaszban *b)* és *c)* alatt összefoglalt követelmények: más idő százalékot engednek meg rövid (1 másodpercnél rövidebb) és hosszú (10 másodpercnél hosszabb) megszakadásokra. Ez a



1 2 3 4 5

H795-3

3. ábra. Az eső-intenzitás eloszlási függvényének komplementere a Föld különböző részein és az egyes függvény-görbék érvényességi területei



H795-4

4. ábra. A (26) egyenletben szereplő  $C_1$  és  $C_2$  állandók értékei

rendszer tervezőjétől elvárja, hogy ismerje a különböző okokból származó megszakadások időtartamát, a mi tervezési eljárásunkban pedig nem teszi lehetővé egyetlen  $S$  kilométerenként megengedhető megszakadási arányszám kitűzését.

A megszakadáshoz vezető három ok közül nyilvánvalóan a „hosszú” kategóriába tartoznak a berendezéshibából származó megszakadások. A heves esők ugyan rövid ideig tartanak, de várható időtartamuk inkább perc nagyságrendű, így 10 másodpercnél hosszabb ideig tartván, ezek is a „hosszú” kategóriába tartoznak. A „rövid” kategóriába egyedül a többutas terjedésből származó megszakadások tartozhatnak, bár ezek időtartama is gyakran hosszabb 10 másodpercnél és még gyakrabban esnek a CCIR által figyelmen kívül hagyott 1 és 10 másodperc közötti tartományba. Ezért leszűrhetjük azt a következtetést, hogy a  $b$ ) és  $c$ ) követelmények különválasztásának sok értelme nincsen, azt valószínűleg előbbutóbb a CCIR is meg fogja szüntetni vagy meg fogja változtatni. Mi a következőkben egyetlen  $S$  értékkel végezzük számításainkat; számpélda kapcsán látni fogjuk, hogy ilyen módon is teljesülhet mind a  $b$ ), mind a  $c$ ) követelmény.

Ezek előre bocsátása után a számítási módszer a következő.  $S$  értékét és a berendezés-megbízhatósági adatokat ismernek véve  $S_3$  (20a)-ból és (19)-ből adódik. Ebből

$$S_1 + S_2 = S - S_3, \quad (28)$$

ahol emlékeztetőül  $S$  a kilométerenként megengedett megszakadási arány,  $S_1$  ennek az eső-okozta része, míg  $S_2$ , illetve  $S_3$  a többutas terjedésből, illetve a berendezések meghibásodásából ered.

A következő feladat az  $A_f$  fadingtartalék megállapítása majd az ebből közvetlenül adódó  $V$  berendezés-jellemző megállapítása úgy, hogy a (28)-ból számított  $S_1 + S_2$ -t ne lépjük túl. Kiindulva abból a megállapításból, hogy a mélyfading két lehetséges oka egymást kizáró események,  $S_1$  és  $S_2$  megosztása akkor lesz optimális, ha a kettő azonos fadingtartalékot kíván. Ha ugyanis például a felvett  $S_1$  és  $S_2$  értékekhez  $A_{f1} > A_{f2}$  adódik,  $S_1$  növelhető  $S_2$  rovására, aminek következtében  $A_{f1}$  csökken és  $A_{f2}$  nő. Minthogy egy tényleges rendszerben nyilvánvalóan

$$A_f = \max(A_{f1}, A_{f2})$$

fadingtartalékot kell biztosítani, ez

$$A_{f1} = A_{f2} \quad (29)$$

esetben lesz minimális.

Az optimális fading-tartalék megtervezéséhez figyelembe kell venni a  $c$ ) követelmény azon kitételét, hogy az időszázalék „legalább az egyik irányban” bekövetkező megszakadásra vonatkozik. [A (20a) formulában ezt már figyelembe vettük.] Egy duplex rádiócsatorna két iránya mindig különböző frekvencián működik, ezért a fadingtartalék annak a valószínűségétől fog függni, hogy a két csatorna közül legalább az egyikben a fadingcsillapítás ezt az értéket meghaladja.

Az eső okozta csillapítás gyakorlatilag frekvenciafüggetlen: minden frekvencián monoton növekvő kapcsolatban van a pillanatnyi eső-intenzitással. A többutas terjedés miatti csillapítás pillanatnyi

nagysága azonban erősen frekvenciafüggő. Konkrétan annak a valószínűsége, hogy az „oda” és „vissza” irányú jelek legalább egyike meghaladja az  $A$  értéket, (21)-ből és (22)-ből

$$P(A) = \begin{cases} \frac{6 \cdot 10^{-7} abfD^3}{A} \left( 2 - \frac{f}{Ag\Delta f} \right); & \frac{f}{Ag\Delta f} \leq 1 \\ \frac{6 \cdot 10^{-7} abfD^3}{A}; & \frac{f}{Ag\Delta f} > 1, \end{cases} \quad (30)$$

ahol  $\Delta f$  az adó- és vevőfrekvenciák különbsége. E formula abból adódik, hogy két esemény legalább egyikének valószínűsége a két valószínűség összege, csökkentve az együttes előfordulás valószínűségével. Ha (30) első összefüggésének feltétele nem teljesül, az oda- és vissza-irányokban mérhető fading-csillapítás megegyezik; ebből adódik a második összefüggés.

$S_2$  ismeretében a szükséges fading-tartalék

$$A_f = A_{f0} \left( 1 + \sqrt{1 - \frac{\beta f}{g\Delta f A_{f0}}} \right),$$

$$A_{f0} = \frac{6 \cdot 10^{-7} abfD^2}{S_2};$$

$$\beta = \begin{cases} 1, & \text{ha } S_2 \leq 6 \cdot 10^{-7} abg\Delta f D^2 \\ 0, & \text{ha } S_2 > 6 \cdot 10^{-7} abg\Delta f D^2, \end{cases} \quad (31)$$

illetve a  $V$  berendezés-jellemző

$$V = \frac{A_f D^2 f^2 R_s}{137,6} \text{ mW/MHz.} \quad (32)$$

Következő lépés az eső hatásának meghatározása.  $S_2$ -vel együtt  $S_1$ -re is van kiinduló értékünk. Így egy szakasz kiesésének valószínűsége

$$P_{m1} = S_1 D. \quad (33)$$

A  $P_{m1}$ -hez tartozó eső-intenzitást a 3. ábra megfelelő görbéjéből határozhatjuk meg, a szükséges  $A_{f1}$  fadingtartalékot pedig a (26) és (27) formulákból, a 3. szakasz végén leírt módon. Ha a kiadódó  $A_{f1} = A_{f2}$ , a számítást befejeztük. Ellenkező esetben új  $S_2$  érték felvételével a számítást meg kell ismételni. Némi gyakorlattal a 2.–3. iteráció már teljesíti a (29)-ben szereplő egyenlőséget.

## 5. n-esatornás tartalék nélküli rendszer tervezése

Míg egyetlen rádiócsatorna megbízhatósági követelményei — a számértékektől eltekintve — teljesen egyértelműek, egynél több duplex csatornás rendszerrel a megbízhatóság értelmezése is kérdéses. Tekintsük a rendszer egyetlen csatornáját, és ezt rendelkezésre állónak akkor, ha ennek mindkét iránya teljesíti az előírásokat? Vagy csak akkor tekintsünk egy  $n$  csatornás rendszert rendelkezésre állónak, ha annak mind az  $n$  csatornája mindkét irányban rendelkezésre áll? A CCIR előírásainak betűje erre nézve semmi iránymutatást nem tartalmaz. Egyes példaképpen leírások az előbbi, csatornánkénti definíciót látszanak alkalmazni [18].

E cikk szerzőjének véleménye szerint az utóbbi értelmezés plauzibilisebb: a rendszert egészében kell tekinteni, és amint ennek egyetlen eleme — egy



rádiócsatornája — meghibásodik, a rendszer mint egész, nem áll rendelkezésre. Másfelől ez a definíció nyilvánvalóan több berendezést von be a „rendszer” körébe, ezért a kiesés valószínűsége nagyobb lesz, mint ha a csatornánkénti definíciót alkalmaztuk volna. Célszerűnek látszik ezért ilyen filozófia alkalmazásánál a követelmények konkrét számértékeit enyhébbre választani — például a CCIR előírásainak  $n$ -szeresére. Persze a számértékek a tervezési módszert nem érintik. E cikk módszerének azok az alkalmazói, akiknek az első, csatornánkénti definíció rokonszenvesebb, a jelen 5. szakasz megfontolásait figyelmen kívül hagyhatják.

Határozzuk meg először  $S_3$  értékét.  $N$  szakaszos  $n$  csatornás összeköttetés adóvevőinek száma  $2nN$ . Definíciónk értelmében a rendszer nem áll rendelkezésre, ha ezek közül legalább egy elromlott. Így a megszakadás valószínűsége — a binomiális eloszlás ismert összefüggéseinek felhasználásával —

$$P_{m3} = 1 - (1 - y)^{2nN}, \quad (33a)$$

(az  $y$  mennyiségét (19)-ben definiáltuk), illetve  $S_3$  értéke

$$S_3 = \frac{P_{m3}}{ND} = \frac{1 - (1 - y)^{2nN}}{ND} \approx \frac{2ny}{D}. \quad (34)$$

Az egycsatornás esethez hasonlóan most is

$$S_1 + S_2 = S - S_3.$$

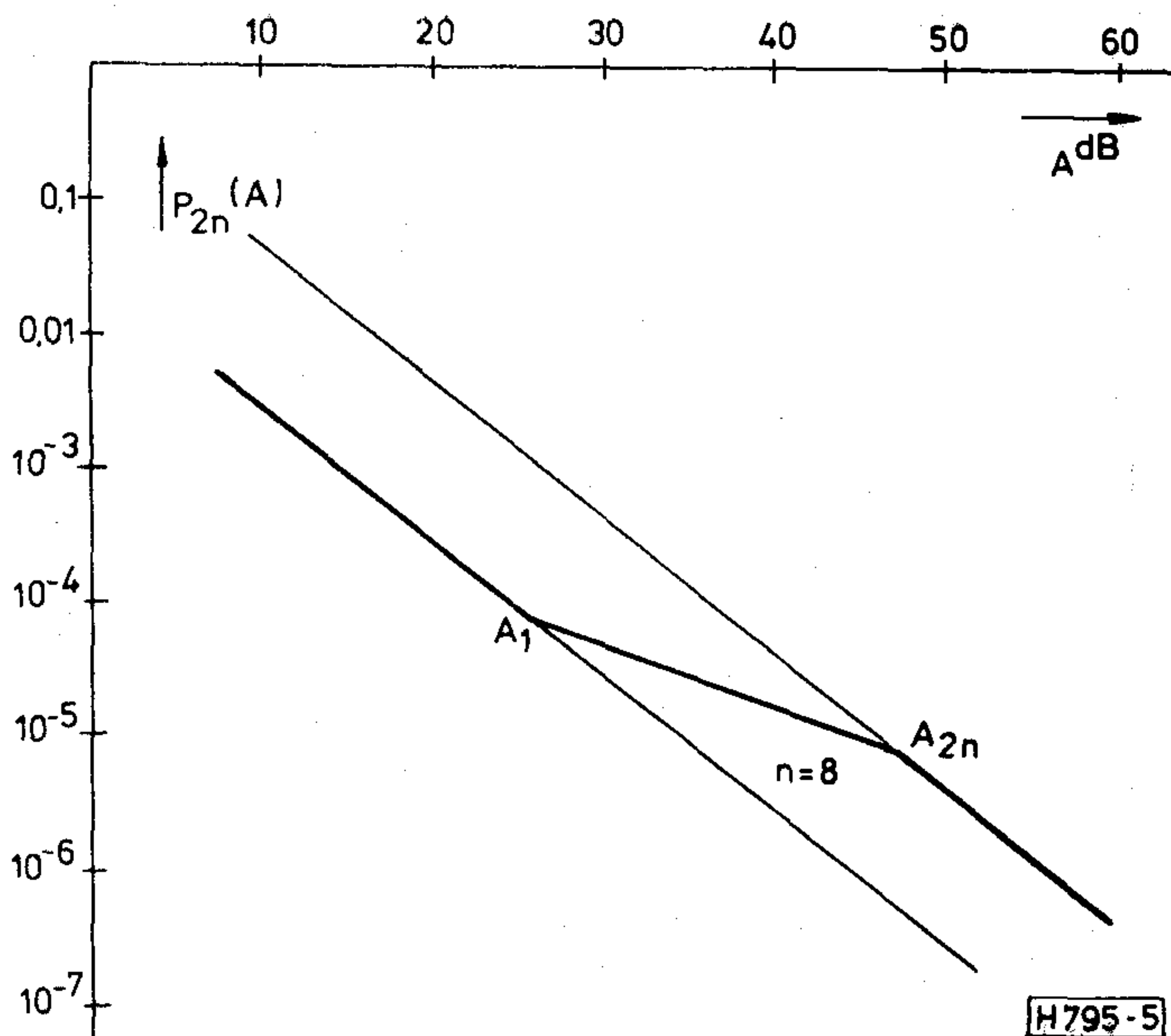
A fadingcsillapítás meghatározásában most is az előző szakaszhoz hasonló eljárást követjük, de ehhez meg kell határoznunk a  $2n$  különböző frekvenciájú jel együttes fadingjének megfelelő statisztikai jellemzőjét. Nyilvánvaló, hogy  $A_{f1}$  most is frekvenciafüggetlennek tekinthető. A többutas terjedés miatt fellépő  $A_{f2}$  meghatározásához további megfontolásokat kell tennünk. Ezt a függelékben tesszük meg.

A függelékben részletezzük, hogy a figyelembeveendő eloszlási függvény közelítőleg

$$P_{2n}(A) \begin{cases} \frac{6 \cdot 10^{-7} \cdot abfD^3}{A}; & 10 \text{ dB} \leq A \leq A_1 \\ \frac{6 \cdot 10^{-7} \cdot abfD^3}{A_1^{1n2n/1nx}} \cdot \frac{1}{A^{(1-1n2n/1nx)}}; & A_1 < A \leq A_{2n} \\ \frac{1,2n \cdot 10^{-6} \cdot abfD^3}{A}; & A > A_{2n} \end{cases} \quad (35)$$

(35)-nek megfelelően a szükséges fadingtartalék

$$A_{f2} = \begin{cases} \frac{6 \cdot 10^{-7} \cdot abfD^2}{S_2}; & S_2 \geq 6 \cdot 10^{-7} \cdot abgD^2[(2n-2)\Delta + \Delta_2] \geq S; \\ \frac{6 \cdot 10^{-7} \cdot abfD^2 \cdot 2n}{S_2}; & S_2 \leq \frac{2nS'}{x}, \\ \left( \frac{6 \cdot 10^{-7} \cdot abfD^2}{S_2} \right)^{\ln x / \ln \frac{x}{2n}} \cdot \frac{1}{A^{\ln 2n / \ln \frac{x}{2n}}}; & S' > S'' > \frac{2nS'}{x}. \end{cases} \quad (36)$$



5. ábra. A  $P_{2n}$  eloszlás egy példaképeni görbéje; adatok:  $a \cdot b = 0,25$ ,  $f = 13$  GHz,  $D = 25$  km,  $\Delta = 28$  MHz,  $\Delta_2 = 70$  MHz,  $n = 8$

ahol:  $A_1 = \frac{f}{g[(2n-2)\Delta + \Delta_2]}$ ;

$$x = \frac{5}{n} \left( \frac{2n-2}{\Delta} + \frac{1}{\Delta_2} \right) [(2n-2)\Delta + \Delta_2];$$

$$A_{2n} = A_1 - x.$$

[Az 5. ábrán példaképpen felrajzoltuk  $P_{2n}(A)$ -t a következő adatokkal:  $a \cdot b = 0,25$ ,  $f = 13$  GHz,  $D = 25$  km,  $\Delta = 28$  MHz,  $\Delta_2 = 70$  MHz,  $n = 8$ ].

Látható, hogy a három összefüggés érvényességi köre nem függ a frekvenciától (illetve csak  $g-n$  keresztül függ tőle) azonban függ a szakaszhossztól.

A továbbiakban ugyanúgy járhatunk el, mint az egycsatornás esetben: az összegben adott  $S_1$  és  $S_2$  értékpárt úgy kell megválasztani, hogy  $A_{f1} = A_{f2}$  legyen. Az ezekhez szükséges  $V$  érték lesz a minimális azok közül, melyek a megbízhatósági követelményeket teljesítik.

## 6. Tartalékolt rendszer

A különböző lehetséges tartalékolási rendszerek közül egyedül azt vizsgáljuk, melyben a párhuzamosan haladó  $n$  duplex csatornához egy  $n+1$ -ediket adnak tartalék gyanánt. Egy úgynevezett kapcsolási szakasz  $M_1$  ismétlő-szakaszból áll. Ha bármelyik üzemi csatorna egyik adóvevője meghibásodik és a tartalékcsatorna jó, a kapcsolási szakasz elején a hibás csatorna moduláló jelét a tartalék adóra kapcsolják és a kapcsolási szakasz végén a tartalék csatorna jelét adják tovább. E műveletek végrehajtásához kétirányú információcserére van szükség, így maga az átkapcsoló rendszer is elég bonyolult, megbízhatósága véges. Az egyszerűség kedvéért a következőkben ezt nem vesszük figyelembe és az átkapcsoló rendszert mindig rendelkezésreállónak tekintjük. Ezzel nem követünk el nagy hibát, mert digitális rádiórelé rendszerek átkapcsoló berendezése minden bonyolultsága mellett is csaknem mindig jóval megbízhatóbb mint az adóvevők.

A berendezéshiba miatt megszakadásokra a tartalékcsatorna jelenlétének az lesz a hatása, hogy az első hibánál MTTR lecsökken, méghozzá az átkapcsolási időre. Ez — az összes szükséges művelet elvégzését figyelembevéve is — másodperc nagyságrendű, vagyis legalább három nagyságrenddel kisebb mint a tényleges javítási idő. Másfelől a csatornák száma eggyel megnőtt. Végül, ha egyedül a tartalékcsatorna hibásodott meg, az nem jár megszakadással. Az új MTTR-t és az ahhoz tartozó  $y$ -t vesszővel jelölve egy kapcsolási szakasz megszakadásának valószínűsége az alábbiakból adódik: az első csatorna megszakadási valószínűsége egy kapcsolási szakaszon

$$z' \cong 1 - (1 - y')^{2M_1}.$$

A kapcsolási szakasz legalább 1 csatornája megszakad, ha az első csatorna megszakadt, vagy ha egynél több csatorna szakadt meg. De a második, ...  $n+1$ -ik csatorna már  $z$  valószínűséggel szakad meg, ahol

$$z \cong 1 - (1 - y)^{2M_1}.$$

Így egy kapcsolási szakasz

$$P_{m3k} = nz'(1 - z')^{n-1} \cdot [2 - (1 - z)^n],$$

valószínűséggel, az egész összeköttetés pedig

$$P_{m3} = 1 - (1 - P_{m3k})^{N/M} \approx N2ny'(1 + 2nM_1y),$$

valószínűséggel szakad meg.  $S_3$  értéke

$$S_3 = \frac{P_{m3}}{ND} \approx \frac{2ny'(1 + 2nM_1y)}{D}.$$

Látható, hogy  $S_3$   $M_1$ -gyel monoton nő, bár csak egy általában lényegtelen korrekciós tag erejéig. Másfelől, ha az átkapcsolási rendszer megbízhatatlansága nem elhanyagolható,  $P_{m3}$ -nak illetve  $S_3$ -nak 1-nél nagyobb  $M$  mellett van optimuma.

E rész befejezéseként megemlítjük, hogy több csatorna együttes megbízhatóságának kérdéseit valamivel általánosabb feltételek mellett [19] vizsgálta.

A többutas terjedés vizsgálatára áttérve azt mondhatjuk, hogy a rendszer legalább egy csatornája tartalékolt esetben olyan valószínűséggel fog megszakadni, amennyi két szomszédos csatorna egyidejű megszakadásának valószínűsége. Ez abból a (függetlenségben részletezett) feltevésből következik, hogy elhanyagoljuk annak a valószínűségét, hogy éppen két csatorna egyidejű csillapodásánál azok nem egymás közvetlen szomszédai.

(35) alapján az  $A$  csillapítás három rész-tartományra felírhatjuk  $P_{2n}(A)$  kifejezését, míg egy negyedikre megbecsülhetjük.

Amíg  $A \leq A_1$ , diversity-hatás nem mutatkozik, így  $P$  kifejezése megegyezik (35) első összefüggésével, de most  $n$  az üzemi csatornák számánál 1-gyel nagyobb. De ugyancsak nem mutatkozik diversity-hatás addig, amíg

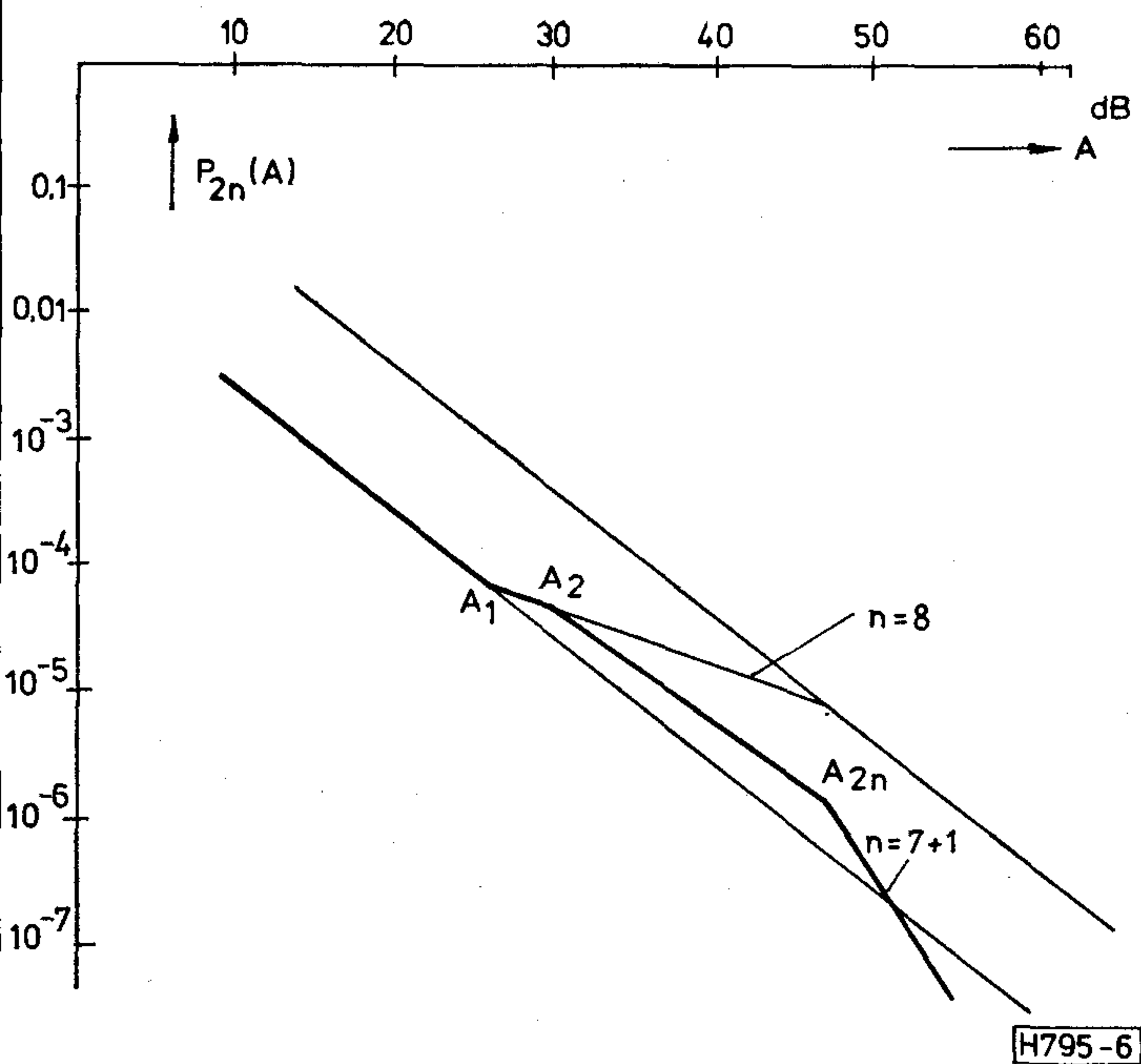
$$A_1 < A \leq A_2 \cong \frac{f}{gn\Delta}.$$

Erre a tartományra tehát (35) második összefüggése vonatkozik. Másfelől  $A > A_{2n}$  esetben

$$P_{2n}(A) = \frac{2n \cdot 6 \cdot 10^{-7} \cdot abf^2 D^3}{A^2 g \Delta}; \quad A > A_{2n}$$

[l. a (22) formulát]. Az  $A_2 < A \leq A_{2n}$  tartományra érvényes eloszlási függvényt megint a két határpont plauzibilis összekötésével nyerhetjük (vagyis log-log papíron rajzolt egyenessel). Így a  $P_{2n}(A)$  összefüggés most négy tartományból áll:

$$P_{2n}(A) = \begin{cases} \frac{6 \cdot 10^{-7} abf^2 D^3}{A}; & 10 \text{ dB} \leq A \leq A_1 \\ \frac{6 \cdot 10^{-7} \cdot abf^2 D^3}{A_1 \ln^{2n/\ln x}} \cdot \frac{1}{A^{(1 - \ln 2n/\ln x)}}; & A_1 \leq A \leq A_2 \\ P_{2n}(A_{2n}) \left( \frac{A}{A_{2n}} \right) \ln \frac{P_{2n}(A_2)}{P_{2n}(A_{2n})} / \ln (A_2/A_{2n}); & A_2 < A \leq A_{2n} \\ \frac{2 \cdot n \cdot 6 \cdot 10^{-7} \cdot abf^2 D^3}{A^2 g \Delta}; & A > A_{2n}. \end{cases} \quad (39)$$



6. ábra. A  $P_{2n}$  eloszlás tartalékkolt rendszerben; az üzemi csatornák száma 7, egy tartalékcatorna (vagyis  $n=7+1$ ), a többi adat megegyezik az 5. ábrával

A 6. ábrán megismételtük az 5. ábrát és ugyancsak felrajzoltuk a (39)-ből számítható  $P_{2n}(A)$  eloszlási függvényt is. Az  $A_{f2}$  fadingtartalék szükséges értéke a 6. ábrán mutatott görbének az adott esetre érvényes alakjából számítható ki a legegyszerűbben, figyelembevéve, hogy  $P_{2n}(A_{f2}) = S_2 D$ . A 6. ábrából azt láthatjuk, hogy tartalékcatornás rendszerben  $P_{2n}(A)$  csak alig kedvezőtlenebb, vagy éppen kedvezőbb mint az egyetlen csatornára érvényes  $P_1(A)$ . Az ábrákon  $D=25$  km.

Az eső hatására bekövetkező csillapítás az előző szakaszok módszerével vehető figyelembe. Így birtokában vagyunk a tartalékkolt rendszerek tervezési eljárásának is.

## 7. Számítási példák

### 1. példa

Első példaként tervezzünk a 13 GHz-frekvenciasávra olyan rendszert, mely eleget tesz [6] előírásainak. A rendszer álljon 34 368 kbit/s sebességű jeleket átvivő berendezésekből.

A párhuzamosan haladó csatornák száma legyen 7, vagyis a teljes kapacitás 3360 duplex telefoncsatorna. A frekvenciatervet [20] adja meg; eszerint  $\Delta=28$  MHz, a csatornák száma 8 és  $\Delta_2=70$  MHz.

Tegyük fel, hogy MTBF=75 000 óra. Legyenek az ismétlőállomások felügyelet nélküliek, és minden tizedik állomás legyen felügyelőállomás. Akkor a (20) formula  $M$  értéke 4,  $i=j=2$ , így javításkor az átlagos megteendő út

$$\bar{D}=2D,$$

és először tegyük fel, hogy  $D=20$  km (ezt az értéket később esetleg módosítani kell). Így  $\bar{D}=40$  km, az

átlagos megközelítési időt 1 órának, az egységcserehez szükséges időt 1,5 órának vehetjük, vagyis MTTR=2,5 óra.

Így

$$y=3,3 \cdot 10^{-5} \text{ és}$$

$$S_3=2 \frac{yn}{D}=2,33 \cdot 10^{-5},$$

vagyis a követelmények tartalék nélkül semmiképpen nem teljesíthetők. 7+1 tartalékkolt rendszert alkalmazva MTTR'=1 sec  $y'=3,7 \cdot 10^{-9}$ ,

$$S_3=2,6 \cdot 10^{-9}.$$

Ezzel

$$S_1+S_2=S-S_3=1,19 \cdot 10^{-6}.$$

Végezzük a rendszer tervezését két esetre. Legyen az  $A$  változatban a berendezés alkalmas mérsékelt égövön, átlagos talajviszonyoknál való felhasználásra. Itt a  $a \cdot b=0,25$  és az esőintenzitás eloszlása a 3. ábra 2 jelű görbéjéről olvasható le. Az optimális fadingtartalék számítását az 1. táblázatban foglaltuk össze. Látható, hogy lényegében a 2. iteráció már szolgáltatja az  $A_f=45$  dB fading-tartalék értéket.

1. táblázat

Iteráció	$S_2 \cdot 10^7$	$A_{f2}^{dB}$	$S_1 \cdot 10^7$	$S_1 D \cdot 10^5$	$I_{mm/h}$	$I_{eq}$	$A_{f1}^{dB}$
1.	2	37	9,97	1,9	105	53,5	48
2.	0,5	44	11,48	2,2	98	50	45,4
3.	0,4	45	11,57	2,22	97	49,5	45

A fading-tartalék birtokában  $V=86,4$  dB-re adódik, ( $V$  definícióját az (5) formula tartalmazza, és  $R_s$  értékét 14,5 dB-ben becsültük meg).

$V$  értéke az adott sebességen elég nagy. Ha például az antennák nyeresége 45 dB, a vevő zajtényezője 7,5 dB és  $L=10$  dB, a feltételeket kielégítő adóteljesítmény 500 mW.

Azonban  $L=10$  dB-es értékénél fel kellett tételezni, hogy az adóvevők az antenna közelében helyezkednek el; az antennatápvonalak csillapítására mindössze 2 dB-t engedünk meg, ami 15 m hosszát jelent a két oldalon együttvéve. Ha megengedünk 80 m tápvonalhosszat,  $L$  értéke 9 dB-lel megnő, vagyis például az adó teljesítménye 3,8 W-ra emelendő. Ez már nehezen valósítható meg. Az antennák nyereségét nem célszerű emelni, mert a túl keskeny nyaláb a vétel instabilitását okozhatja. (Egyébként 45 dB nyereség 1,8 m átmérőjű antennával érhető el.) Ezért legcélszerűbbnek az a megoldás látszik, hogy a vevő zajtényezőjét előerősítővel 4 dB-esre csökkentjük. Ekkor a szükséges adóteljesítmény 1,7 W.

Ugyane példa  $B$  változatában legyen a berendezés alkalmas trópusi klímán való felhasználásra is. Ekkor  $a \cdot b=1/2$  és az eső-intenzitás eloszlását a 3. ábra 1 jelű görbéje adja meg.

Az adott számokkal a minimális fading-tartalék 55 dB, ami  $V$  értékének 10 dB-es növekedését tenné szükségessé.  $L=10$  dB mellett 4 dB zajtényező

és 2 W adóteljesítmény változatlan antennákkal még elégséges. Ha azonban  $L=19$  dB — vagyis az antenna a berendezésektől 40 m távolságban is lehet — feltétlenül növelni kell az antennákat. Például  $F=4$  dB,  $P_a=2$  W,  $G=50$  dB (átmérő 3,5 m) megfelelő választás.

Másfelől az állomások távolságát 20 km-ről 15 km-re csökkentve a szükséges fading-tartalék 51 dB-re adódik. Ehhez 89,9 dB-es  $V$  tartozik, vagyis az előbbi esetről 3,5 dB-lel nagyobb. A rövidebb távolságon a kissé megnövelt antennanyereség elfogadható, így célszerűnek tűnik az  $F=7,5$  dB,  $L=10$  dB,  $P_a=500$  mW,  $G=47$  dB vagy  $F=7,5$  dB,  $L=19$  dB,  $P_a=1,7$  W,  $G=47$  dB választás. Az antenna átmérője ekkor 2,4 m lehet.

Látjuk, hogy a szakasz-hossz változtatásával a két felhasználási égőv csaknem azonos berendezéseket igényel. A rendszer költségei persze sokkal nagyobbak lesznek a tropikus klímán, mert 25%-kal több ismétlőállomásra lesz szükség. ( $D$  25%-os csökkentésével  $S_3$  persze arányosan megnőtt. A példában ennek semmi jelentősége nincsen, mert  $S_3$  a teljes  $S$ -nek csak néhány ezreléke.)

## 2. példa

Tervezzünk most olyan berendezést, amelyet a helyi hálózatban kívánunk felhasználni — például a telefonközpontokat összekötő trónk-vonalként. Ilyen összeköttetésről — még igen nagy kiterjedésű városokban is — feltehetjük, hogy hossza nem haladja meg a 25 km-t. Minthogy egy hosszú összeköttetés legfeljebb két végén tartalmaz egy-egy ilyen rendszert, a 2500 km hosszú referencia-útnak legfeljebb 2%-át alkotják a tervezendő rendszer berendezései.

Ilyen rendszer tervezésénél nagyon gondosan kell megválasztani a tervezési célkitűzéseket. Ha tartjuk magunkat a CCIR nagy távolságú összeköttetésekre vonatkozó előírásaihoz, az előző példa eredményeit kapjuk, a szükséges tartalékolt és elég drága berendezésekkel. Helyesebbnek tűnik, ha engedményeket teszünk. Engedjük meg azt, hogy a tervezendő, legfeljebb kétszer 25 km hosszúságú összeköttetés a teljes rendszer megszakadási arányszámát 3%-ról 4%-ra növelje. Akkor

$$S = 2,12 \cdot 10^{-5} / \text{km}.$$

Működjön e rendszer is a 13 GHz-es sávban, sebessége legyen 34 368 kbit/s. Legyen a kiinduló állomástávolság 25 km ismétlőállomás nélkül. Akkor  $MTTR=1,5$  óra,  $y=2 \cdot 10^{-5}$ , illetve tartalék nélkül ( $n=8$ )

$$S_3 = \frac{2yn}{D} = 1,28 \cdot 10^{-5},$$

(minthogy a feltételek most bizonyára teljesíthetőek tartalék nélkül is, az üzemi csatornák számát 7-ről 8-ra emeltük).

$$S_1 + S_2 = S - S_3 = 8,4 \cdot 10^{-6}.$$

A számításokat a 2. táblázatban foglaltuk össze. Ezek szerint a második iteráció kiadta a 31 dB fadingtartalékot. Most

$$V = 72,4 \text{ dB}.$$

Iteráció	$S_2 \cdot 10^6$	$A_{f2}^{dB}$	$S_1 \cdot 10^6$	$S_1 D \cdot 10^4$	$I$	$I_{ed}$	$A_{f1}^{dB}$
1.	1	37,8	7,4	1,85	40	27	28,2
2.	2	31	6,4	1,6	45	29	31

A zajtényezőt 7,5 dB-re, az adóteljesítményt 100 mW-ra választhatjuk. A szükséges antennanyereség  $L=10$  dB mellett 41,5 dB,  $L=19$  dB mellett 46 dB.

Látható, hogy a rendszer megbízhatóságának lényegtelen csökkentésével sokkal olcsóbbá tehetjük az igényelt berendezéseket. Az is látható, hogy  $S_2$  részaránya most sokkal nagyobb mint az 1. példában. Ott az  $A$  változatban  $S_1/S_2=28$ , míg most  $S_1/S_2=3,2$ ; ez részben annak a következménye, hogy most a fading-tartalék jóval kisebb, részben annak, hogy tartalék nélküli rendszert vizsgálunk.

## 8. Az összeköttetések minősége

Eddig az összeköttetések megbízhatóságával, a megbízhatósági előírások teljesítésével foglalkoztunk. Most megvizsgáljuk az ilyen módon tervezett összeköttetések minőségét.

Az 1. szakaszban láttuk, hogy a legfontosabb minőségi paraméter az átlagos hibaarány. Értékét a (4) formula alapján a

$$\bar{P}_E = P_{EO} + \int_{R_s}^{\infty} e^{-BR} p(R) dR$$

összefüggésből számíthatjuk ki — lásd [1]. Az integrál kiértékeléséből a  $P_{EO}$  alap-tévesztés megengedhető értéke

$$P_{EO} = PD + \frac{P_s}{\ln P_s} \cdot R_s \cdot p(R_s). \quad (40)$$

(40) számszerű kiértékeléséhez a  $p(R_s) \cdot R_s$  tényezőt kell kiszámítanunk, a megfelelő adatokból.

Amennyiben a  $p(R)$  valószínűségi sűrűség-függvény az  $R=0$  pontban sorbafejthető és a sor magasabbrendű tagjait elhanyagolhatjuk, a  $p(R_s) \cdot R_s$

szorzat kapcsolatba hozható az  $\int_0^{\infty} p dR$  integrállal, melynek értéke — a definíciók szerint —  $(S - S_3)D$ . [Ebből adódott a (10) formula.] Ugyanis ilyenkor

$$p(R) \approx c_0 R^m,$$

másfelől

$$p(R_s)R_s = c_0 R_s^{m+1},$$

így

$$p(R_s)R_s = (m+1)(S - S_3)D. \quad (41)$$

A vizsgált esetben  $S - S_3 = S_1 + S_2$ , mely utóbbi két mennyiséggel reprezentált eseményekről láttuk, hogy egymást kizárják. Így  $p(R)$  is írható ilyen alakban

$$p(R) = p_1(R) + p_2(R). \quad (42)$$

Mielőtt (42) vizsgálatával tovább haladnánk, először is azt kell tisztázni, hogy míg a megbízhatóságot

egyidejűleg az  $n$  darab duplex csatornára értelmeztük, a hibaarányt nyilvánvalóan egy egyirányú csatornában mérhetjük, erre specifikálhatjuk. Ezért (42) második tagja az egy csatornára vonatkozó (21) vagy (22) formulából származtatható — az előbbi tartalék nélküli, az utóbbi tartalékolt esetben. Vagyis az  $m$  kitevő tartalék nélkül 0, tartalékolt rendszerben 1. (Ugyanis  $R$  fordítva arányos az  $A$  fadingcsillapítással.)

Nem teljesen nyilvánvaló a (41)-be helyettesítendő  $S_2$  értékének megválasztása sem. Minthogy a tervezés során a  $2n$  csatorna bármelyikének megszakadási valószínűségét adtuk meg  $S_2D$  értékében, az egy csatornára vonatkozó érték — jelöljük ezt  $S_2'D$ -vel —

$$S_2D \geq S_2'D \geq \frac{S_2D}{2n}.$$

A tényleges tervezésnél vagy  $S_2D$ -vel számolhatunk, mint felső korláttal, vagy — nagyobb pontosságot igényelve —  $S_2'/S_2$  értékét meghatározhatjuk a (35) és a (21) illetve a (39) és a (22) formula összevetéséből.

Térjünk most át  $p_1(R)$  vizsgálatára. A 3. ábrából illetve az előző szakasz példáiból láthatjuk, hogy az időszázalék (illetve a valószínűség) csökkentésével az  $A$  fading-csillapítás a fordított arányosságnál általában gyorsabban nő. A számértékek szemrevételezéséből láthatjuk, hogy a gyakorlatilag szóbjövő szakaszban  $A$  eloszlási függvényének komplementere hatványfüggvénynek tekinthető, vagyis

$$P(A) = \frac{c'}{A^{m_1+1}}, \quad (43)$$

ahol most  $0 < m_1 + 1 < 1$ . Így az  $R$  jel/zaj viszony eloszlási függvénye

$$P(R) = c'' R^{m_1+1},$$

illetve sűrűség-függvénye

$$p_1(R) = cR^{m_1}; \quad -1 < m_1 < 0. \quad (44)$$

Így a (41) formula továbbra is érvényes marad, noha  $p(R)$  most nem fejthető sorba.

A közölt megfontolások alapján

$$P_{EO} \leq \left\{ P + \frac{P_s}{\ln P_s} [(m_1 + 1)S_1 + (m + 1)S_2'] \right\} D, \quad (45)$$

ahol emlékeztetőül  $P$  a kilométerenként megengedett hibaarány,  $P_s$  a megszakadáshoz tartozó hibaarány és  $m=0$  tartalék nélküli,  $m=1$  tartalékolt esetben.  $m_1$  és  $S_2'$  meghatározása ugyan nagyobb nehézséget nem jelent, de legtöbbször fölösleges. A  $P_{EO}$  alaptévesztésre ugyanis kisebb értéket kapunk — így a rendszer minősége jobb lesz, ha a

$$P_{EO} \leq \left\{ P + \frac{P_s}{\ln P_s} [S_1 + (m + 1)S_2] \right\} D, \quad (45a)$$

formulát használjuk. A pontosabb, (45) összefüggésre akkor kell áttérni, ha a (45a) szerinti  $P_{EO}$  nem vagy csak nehezen teljesíthető.

Az előző szakasz számításait egészítsük ki  $P_{EO}$  meghatározásával, ha  $P = 10^{-10}/\text{km}$ ,  $P_s = 10^{-3}$ .

### 1. példa A változat

A (45a) formula szerint  $P_{EO} = 1,4 \cdot 10^{-10}$ , vagyis a pontosabb (45) veendő figyelembe. Az 1. táblázatból  $m_1 + 1 = 0,22$ , továbbá  $S_2' = S_2/5$ . Így a (45) összefüggésből

$$P_{EO} \leq 1 \cdot 10^{-9}$$

adódik, ami kényelmesen teljesíthető.

### B. változat

Itt is a precízebb (45) formulát kell használni.  $m_1 + 1$  most 0,13 és  $S_2'$  elhanyagolhatóan kicsi.  $D = 20$  km-nél

$$P_{EO} \leq 1,5 \cdot 10^{-9}.$$

$D = 15$  km-nél pedig

$$P_{EO} \leq 1 \cdot 10^{-9}.$$

### 2. példa

Adatok:  $S_2' = S_2/6$ ,  $m_1 + 1 = 0,21$ . Tegyük most is némi engedelményt a rövid összeköttetés minőségében: legyen  $P = 3 \cdot 10^{-10}$ ; ezzel a teljes, 2500 km hosszú összeköttetés átlagos hibaaránya mindössze 1%-kal nő.  $P_{EO}$  megengedhető értékére  $1,4 \cdot 10^{-9}$  adódik.

A minőséggel kapcsolatban még két kérdést kell tisztázni. Az egyik, ezzel félig-meddig összefüggő kérdés a 10 másodpercnél rövidebb ideig tartó megszakadások kérdése. Ezekre nézve a CCIR hatszor kisebb valószínűséget enged meg, vagyis  $S = 2 \cdot 10^{-7}/\text{km}$ . Mint egy korábbi szakaszban fejtegettük, e különbségtételnek kevés indoka van, és főként a gyakorlatban nehezen tartható kézben. Ennek ellenére vizsgáljuk meg a kapott eredményeket e szempontból.

Két típusú megszakadás eshet ebbe a kategóriába: többutas terjedésből származó megszakadások, továbbá a tartalékra való átkapcsolás előtt bekövetkező megszakadások. A hosszú összeköttetésre végzett, tipikus példának tekinthető számítás azt mutatja, hogy a 13 GHz frekvenciasávban  $S_2$  optimális értéke úgymint jóval kisebb  $2 \cdot 10^{-7}$ -nél; nagyobb frekvenciákon  $S_2$  még tovább csökkenne. 10 GHz-nél kisebb frekvenciákon, ahol az eső nem okoz fadinget,  $S_2$ -t esetleg  $2 \cdot 10^{-7}$ -ben kell maximálni —  $S_3$  értékétől függetlenül.

A tartalékra való átkapcsolásból származó megszakadás arányszámát a (38) formula első tagjából kapjuk:

$$S_3' = \frac{2ny'}{D},$$

ahol, emlékeztetőül,  $y'$  az átkapcsolási idő és MTBF hányadosa. Így  $S_3'$  általában  $10^{-8}$  nagyságrendű.

A másik és feltétlenül súlyosabb kérdés a többutas terjedés szelektív jellegének hatása a rendszerek minőségére. Ha egy rádiófrekvenciás csatorna sávján belül a csillapítás jelentősen változik, a jelek eltorzulnak, a jelátlapolódás megnő és ennek folytán  $R_s$  értéke — a  $P_s$ -hez tartozó jel/zaj viszony — megnő. Ennek következtében a fading-tartalék látványosan lecsökken. A kezünkben levő és a cikkben felhasznált apparátus e jelenség számszerű vizsgálatára nem elégséges; mindössze olyan többutas fading-

csillapítás korlátokat tudunk megadni, melyek alatt e jelenség nem jelentkezik. Az eredményeket a 3. táblázat tartalmazza, 34 Mbit/s sebességű 4 állapotú és 140 Mbit/s sebességű, 16 állapotú rendszerekre. Látható, hogy a fading csak igen kis csillapításig tekinthető biztonságos szűrésűnek. Különböző kísérleti vizsgálatok azt mutatják [21], [22], hogy 34 Mbit/s-nál a fading-tartalék csökkenése még 50 dB-es kiinduló értéknél sem haladja meg az 1-2 dB-t, nagyobb sebességen e hatás jelentős lehet.

3. táblázat

Frekvenciasáv GHz	34 Mb/s 4PSK	140 Mb/s 16QAM
	A dB	
4	26	22,5
6	31	27
8	35	31,5
11	38	34,5
13	39	35

## 9. Következtetések

E cikkben, [1]-ben végzett vizsgálatainkat kiterjesztve, módszert adtunk 10 GHz alatt, vagy 10 és 20 GHz között működő digitális rádiórelé rendszerek tervezésére. Az eljárásban a terjedési és a berendezésmegbízhatósági paramétereket egyaránt figyelembe vesszük. Elsősorban a számpéldákból az alábbi fontos következtetéseket vonhatjuk le:

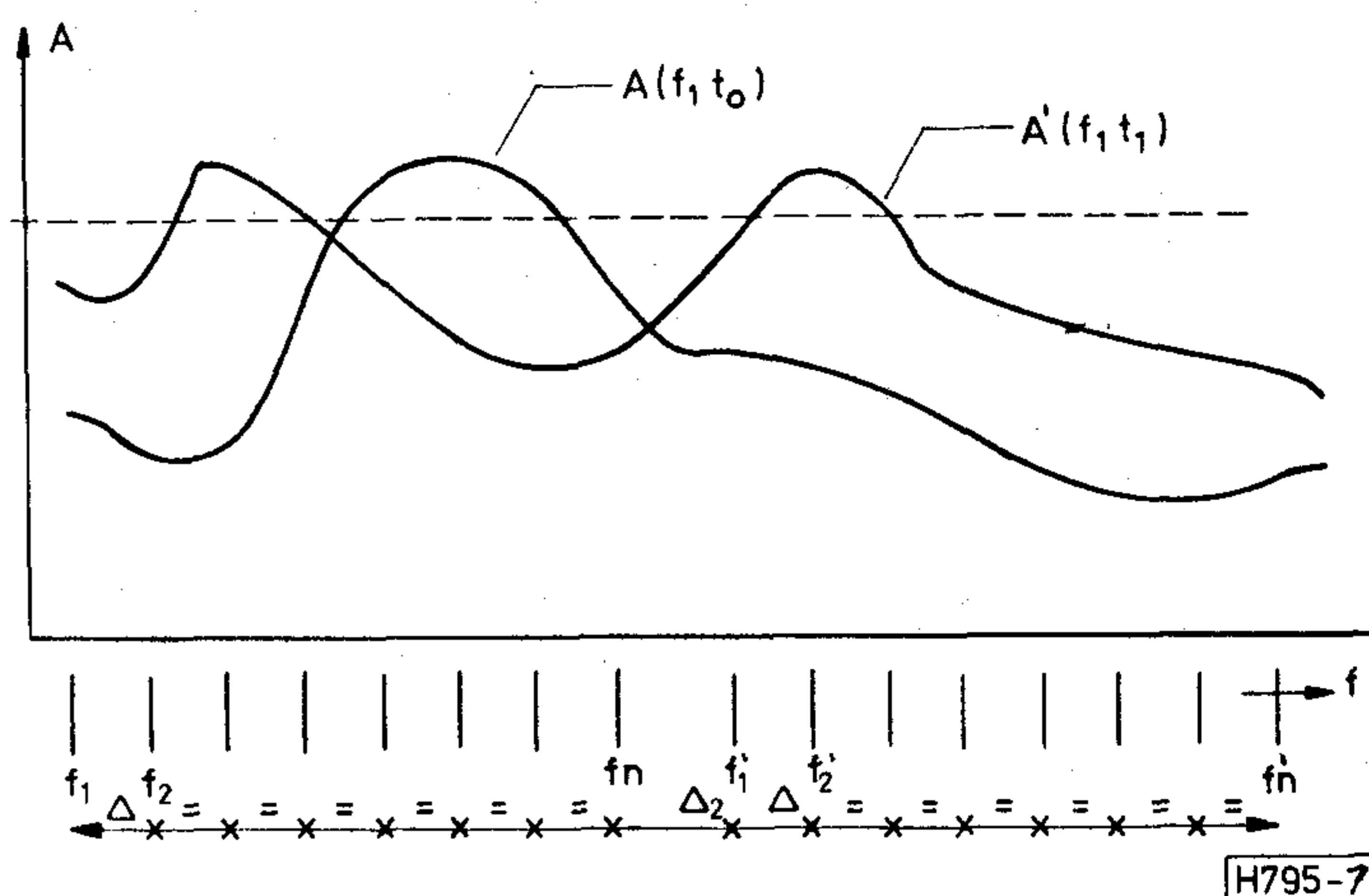
a) hosszú összeköttetésre vonatkozó CCIR előírások gyakorlatilag nem teljesíthetők tartalék csatorna nélkül; másfelől egynél több tartalékcsatorna alkalmazását korszerű, nagy megbízhatóságú berendezéseknél semmi nem indokolja;

b) teljesen indokolatlan a hosszú összeköttetésekre vonatkozó előírások megkövetelése olyan rendszertől, amelyet csak a helyi hálózatban vagy más olyan helyen kívánunk alkalmazni, amely egy hosszú összeköttetésnek csak kis részét teszi ki, ezzel a berendezéseket igen megdrágítanánk, lényeges minőségi javulás nélkül.

A tárgyalás során [9] ismert eredményeinek továbbfejlesztésével összefüggéseket írtunk fel több csatorna egyidejű fadingjére vonatkozóan. Ezek az eredmények tudomásunk szerint újak. Ezekből az alábbi fontos következtetés szűrhető le:

$n$  csatornás csatornatartalék nélküli rendszerben a többutas terjedés miatti fading kompenzálására szükséges fading-tartalék az egycsatornás eset  $2n$ -szeresét is elérheti — a gyakorlatban például 12 dB-lel nagyobbat; tartalékcsatorna alkalmazásakor e különbség elenyészően kicsi.

Az itt ismertetett számítások elvégzésére interaktív program készült a PTK 1096 kalkulátorra. A program rövid ismertetése [23]-ban található meg. A program csak az ismertetett számítások egy részét képes elvégezni, ezért továbbfejlesztése folyamatban van.



7. ábra. Az A szakaszcsillapítás-folyamat két jellegzetes mintafüggvénye az idő rögzített értékénél a frekvencia függvényében; az ábra tartalmazza a mikrohullámú csatornák vivőfrekvenciáit is

## Függelék

E függelékben egyszerű modell és plauzibilis feltételezések alapján megbecsüljük azt, hogy milyen valószínűséggel nagyobb a többutas terjedés-okozta fading  $2n$  csatorna közül legalább az egyikén egy  $A$  értéknél. Az eredményeket tovább egyszerűsítve, gyakorlati tervezésre alkalmas összefüggéseket kapunk.

Sajnos a rendelkezésreálló információ nem több, mint a (21) és (22) formula; tudomásunk szerint más tervezési célra alkalmas adatokat, melyek a fading frekvenciafüggését mutatnák, nem publikáltak. Ezért néhány plauzibilisnek tűnő feltevést teszünk, melyekkel a kérdés megoldható. Az  $A$  fading-csillapítás két paramétertől, az időtől és a frekvenciától függő sztohasztikus folyamat:  $A = A(f, t)$ . A 7. ábrán felrajzoltuk ennek két mintafüggvényét a frekvencia függvényében, az időt rögzítettnek képzelve. Ugyancsak felrajzoltuk példaképpen a CCIR egy ajánlott frekvencia-raszterét, ahol az  $f_1 \dots f_8$  frekvenciákon az „oda”, az  $f'_1 \dots f'_8$  frekvenciákon a „viszsa”-irányú jelek haladnak. Végül feltüntettük az  $A_f$  fading-tartalékot is.

Mind a  $t_0$  mind a  $t_1$  időpontban három csatorna szakadt meg, mert a csillapítás nagyobb  $A_f$ -nél ( $t_0$ :  $f_5, f_6, f_7$ ;  $t_1$ :  $f_3, f'_1, f'_2$ ). Azonban míg az előbbi esetben ez három szomszédos frekvencián történt, az utóbbiban nem. A következőkben feltesszük, hogy az  $A'(f, t_1)$ -hez hasonló mintafüggvények nem fordulnak elő, vagyis a csillapítás csak egy  $f_a \leq f \leq f_b$  sávban nagyobb  $A_f$ -nél. Ez valószínűsíthető azzal, hogy a)  $A_f$  mindig elég nagy; b) a szóbanforgó frekvenciasávok elég keskenyek, így még a sáv két szélén levő jelek fading-csillapítása is erősen korrelálva lesz egymással és c) két jel egyidejű fadingjének valószínűsége a frekvenciakülönbséggel fordítva arányos [1. a (22) formula].

Ennek feltételezésével annak a valószínűsége, hogy egynél több különböző frekvenciájú jel fading-csillapítása egyidejűleg nagyobb  $A$ -nál megegyezik annak a valószínűségével, hogy ez két szomszédos frekvenciájú jelre áll fenn. E feltevés birtokában közelítőleg meghatározhatjuk annak a valószínű-

ségét, hogy  $2n$  különböző frekvenciájú csatorna közül legalább egyiken  $A$ -nál nagyobb fading-csillapítás lép fel. Tegyük fel először, hogy  $A$  igen nagy. Akkor az egyes csatornák csillapítása nem lesz egymással korrelációban; így a  $2n$  csatornás esetben a fading valószínűsége éppen a  $2n$ -szerese lesz egyetlen jel fading-valószínűségének. Csökkentve a csillapítást, az egyes frekvenciák csillapodása egyre inkább korrelálva lesz egymással — 1. a (22) összefüggést — vagyis egyre nő az az idő-százalék, melyben két vagy több csatorna csillapítása egyidejűleg nagyobb  $A$ -nál. Ezzel egyidejűleg adott csillapítás valószínűségének  $2n$ -es szorzója csökken. Erre a tartományra a fading-csillapítás valószínűségét meg is adhatjuk:

$$P_{2n}(A) = P_1(A) \left[ 2n - \left( \frac{2n-2}{\Delta} - \frac{1}{\Delta_2} \right) \frac{f}{Ag} \right], \quad (\text{F. 1})$$

ahol  $P_1A$  a (21) összefüggésben van megadva és az utóbbi formula addig érvényes, amíg  $P_1$  szorzója 3–4-nél nagyobb.

Ennél kisebb csillapításnál a szomszédos csatornák kezdenek „összecsúszni”: az idő egy részében egyidejűleg érik el maximális csillapításukat. Ekkor látszólag  $2n/2 = n$  különböző frekvencia terjed, melyek távolsága  $2\Delta$ . Tovább csökkentve a csillapítást  $k$  csatorna „csúszik össze”: a látszólagos frekvenciák száma  $\left[ \frac{2n}{k} + 1 + \varepsilon \right]$  lesz, ahol csonka szögletes zárójellel az egész rész-képzést jelöltük:  $\varepsilon$  tetszőleges kis pozitív szám és  $k = 3, 4, \dots, 2n-1$ .

Másfelől kis  $A$  értéknél végezve a vizsgálatot,  $P_{2n}(A)$  meg fog egyezni  $P_1(A)$ -val, amíg a két szélső frekvencia különbsége eleget nem tesz a (22a) összefüggés első feltételének. Ennél kisebb csillapításoknál ugyanis az összes csatorna együtt csillapodik.

E megfontolásokat összefoglalva megbecsülhetjük a  $P_{2n}(A)$  valószínűséget. Ezt az egyszerűség kedvéért arra az esetre írjuk fel, mikor  $\Delta = \Delta_2$

$$P_{2n}(A) = P_1(A) \cdot \max_k \left\{ \frac{2n}{k} - \varepsilon + 1 - \left[ \frac{2n}{k} - \varepsilon \right] \cdot \frac{f}{gA} \right\}, \quad (\text{F. 2})$$

ahol a  $\max_k$  jelölés értelme: azt a  $k$  értéket kell venni, mely a legnagyobb  $P_{2n}$  értéket adja. Ilyen számítás eredményét mutatjuk a 8. ábrán. Az adatok:  $f = 13$  GHz,  $1/g = 12$ ,  $\Delta = 28$  MHz;  $a \cdot b = 0,25$  és  $D = 20$  km.

Az ábrából közvetlenül látható, hogy  $P$  kritikus része az alkalmazott log-log ábrázolásban egyenessel helyettesíthető. A bejelölt  $A_1$ -nél kisebb csillapításoknál  $P_{2n} = P_1$ ,  $A_{2n}$ -nél nagyobb csillapításuknál pedig  $P_{2n} = 2nP_1$ .

$A_1$  értéke (22a) alapján triviálisan

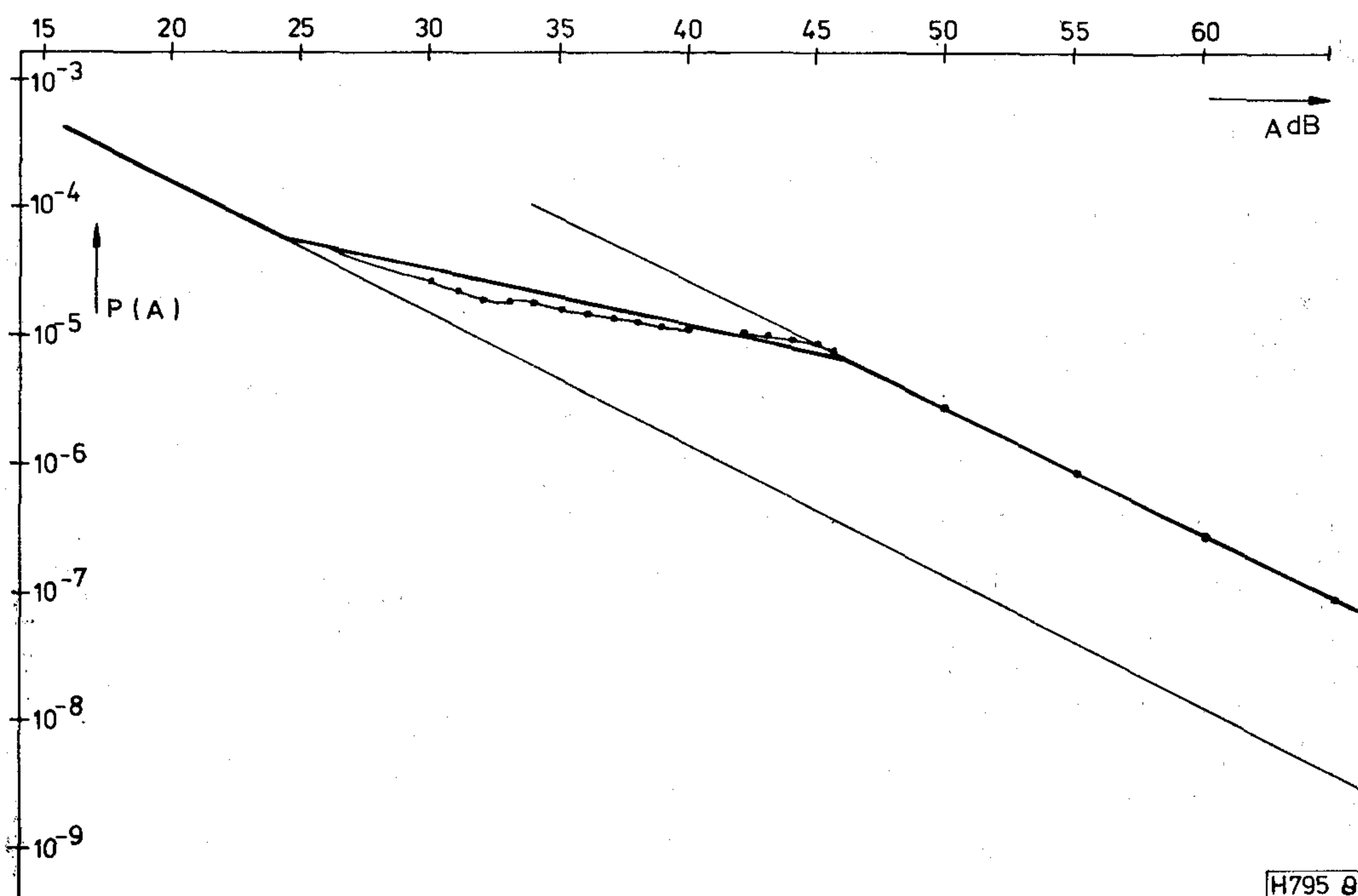
$$A_1 = \frac{f}{g[(2n-1)\Delta + \Delta_2]}, \quad (\text{F. 3})$$

míg  $A_{2n}$  önkényesen például úgy választható, hogy az (F. 1) zárójelének második tagja  $2n$ -nek 10%-a legyen  $A = A_{2n}$ -nél. Ebből

$$\frac{A_{2n}}{A_1} = \frac{5}{n} \left( \frac{2n-2}{\Delta} + \frac{1}{\Delta_2} \right) [(2n-2)\Delta + \Delta_2] \cong (\text{F. 4})$$

adódik.

Ezekkel annak valószínűsége, hogy  $2n$  különböző frekvenciájú jel közül legalább az egyiken  $A$ -nál



8. ábra.  $2n$  csatorna legalább egyike által meghaladott fading-csillapítás valószínűsége egyszerűsítő feltevések alapján számítva továbbá a számított görbéhez illeszkedő közelítő görbe

nagyobb fadingcsillapítás lép fel a többutas terjedés következtében

$$P_{2n}(A) = \frac{6 \cdot 10^{-7} \cdot abfD^3}{A_1^{\ln 2n/\ln x}} \cdot \frac{1}{A^{1-\ln 2n/\ln x}} \quad (\text{F. 5})$$

( $n=1$  esetre birtokunkban van az egzakt összefüggés is, ez a (30) formula. (30) és (F. 5) értékeit összehasonlítva, a legnagyobb eltérés 11%; így erre az egy esetre a közelítő formulát verifikáltuk.)

#### I R O D A L O M

- [1] *Frigyes*: Design of digital radio relay systems, Budavox Telecommunication Review 1977/1 pp 19–32.
- [2] *Ványai*: Digital microwave radio relay equipment for high speed data transmission, Bvox. Rev. 1977/3 pp 1–11.
- [3] *Frigyes, Szabó*: Közepes sebességű digitális rádiórelé rendszer vázlatteve. TKI Intézeti Tanulmány, 1979. jún.
- [4] CCIR Doc. 9/160, 28. Oct. 1980, Draft new Recommendation, Geneva.
- [5] CCITT Recommendation G 821. Orange Book.
- [6] CCIR Recommendation 557, Kyoto, 1978.
- [7] *Frigyes, Szabó, Ványai*: Digitális mikrohullámú átviteltechnika, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1980.
- [8] Noise and Reliability of low and medium density CCIR FM/FDM systems, Farinon Electric of Canada, July 1973.
- [9] *Barnett*: Multipath propagation at 4, 6, 11 GHz, BSTJ Vol 51 pp 321–361, Febr. 1972.
- [10] *Ruthroff*: Multipath fading on line-of-sight microwave radio systems, BSTJ Vol. 50 pp 2375–2389, Sept. 1971.
- [11] *Mie*: Contribution á l'optique des milieux troubles, Ann. Phys. No 25. pp 373–443, März, 1908.
- [12] *Fedi*: The Eurocop-Cost 25/4 project on radiopropagation above 10 GHz, Alta Frequenza Vol XLVIII N. 4. pp 47–E–51E, 1979.
- [13] Alta Frequenza külön szám, Vol. XLVIII. N. 4. Aprile 1979.
- [14] *Fedi*: Attenuation due to rain on a terrestrial path, ugyanott pp 61E–78E.
- [15] *Fedi*: Rainfall characteristics across Europe, ugyanott pp 53E–60E.
- [16] CCIR Report 563, Kyoto, 1978.
- [17] *Boithias, Battesti*: Method for calculating rain attenuation, Proc 6th Microcoll, Vol. 1. pp III. 5/27. 1–4, Budapest, 1978.
- [18] CCIR Report 445–2, Kyoto, 1978.
- [19] *Róna*: A tartalékszámok száma rádiórelé rendszerekben. Közre nem adott tanulmány, 1980.
- [20] CCIR Recommendation 497–1, Kyoto, 1978.
- [21] *Boithias*: Etudes actuelles pur les faisceaux herziens á visibilité directe, C et T, 30<sup>e</sup> A. No spécial, oct, 1976. pp 432–439.
- [22] *Dupuis, Leclert, Rooryk, Souflet*: New parameters in the design of digital microwave system, Proc 6th Microcoll. pp I–4/21. 1–5. Budapest, 1978.
- [23] *Frigyes*: Digitális rádiórelé rendszerek tervezése megbízhatóságra, Mikrohullámú Szeminárium, 1980. 7–10. old.

## A külföldi szakfolyóiratokból

Összeállította: BALOGH PÁL

Egy éve működik a Német Posta kísérleti üzeme egy digitális technikával kialakított berendezésekkel felépített mikrohullámú vonalszakaszon. A berendezés a 14,5...15,4 GHz frekvenciatartományban rádiófrekvenciás csatornánként két, egyenként 8,448 Mbit/s sebességű digitális adatjelet visz át. Ezek időmultiplex eljárással felkészített beszéd-, vagy adatcsatornák lehetnek (pl. számítógépek közötti adatátvitel, radarképjelek stb.). Az új berendezés adó- és vevő részét a 60 cm-es parabola antennával együtt egy egységbe integrálták, úgy hogy az egész antenna szerelvényre szerelhető.

Az így kialakított berendezés extrém klimatikus feltételek mellett (–25 °C...+50 °C) is üzemképes. Teljesítményfelvétele mindössze 39 W, így áramellátása egy kis napenergia-generátor segítségével is biztosítható. Az adóban a HDB–3 kód szerinti adatjelet két jelsorozattá alakítják át és scramblerre vezetik rá, mely eljárás biztos órajelviszanyerést tesz lehetővé. A jel egy különbségképzőn keresztül jut a fázismodulátorra, mely a vivő fázisát 0°, 90°, 180° és 270°-kal kapcsolhatja át. A vivőoszillátort egy 0,3...3,4 kHz-es analóg szolgálati csatorna jelével is modulálják. A vevőben a vett jelet először egy 70 MHz-zes középfrekvenciára keverik, demodulálják és analóg szolgálati csatornát kicsatolják. Egy regenerátorkapcsolás a digitális jeleket megszabadítja az átviteli úton rátelepedett zajektól, majd egy descrambler visszaállítja az adó jelét. (*Technische Rundschau*, 1981. jan. 27. [852])

\*

Az angol Postaigazgatás Távközlési Kutató központja a telefonhallgatók (kézibeszélők) ellenőrzéséhez előírásokat dolgozott ki. A mérendő mennyiségek a mikrofon érzékenysége és a hangszóró saját echója. (A saját echó az a jel, melyet a hangszóró vesz, ha ugyanabban a kézibeszélőben jel jut a mikrofonra.) A mérések során egy 600 ohm impedanciával szimulált csomóponti telefonközpont feszültség szintjét és a hallgató hangnyomásszintjét egymáshoz viszonyítva vizsgálták. A központot és a hallgatót max. 128 km hosszú szimulált helyi vezetékkel kötötték össze. A mérésekhez a Brüel und Kjaer cég „műhangját” és „műfület” használták, mindkettőt mesterséges fejbe építve. Az elektromos jelet a Solartron 1170 frekvenciamenet-analizátor adója állította elő, melyet felváltva vagy a műhanghoz, vagy a központhoz vezettek. Az analizátor vevője vagy a központban keletkező feszültséget, vagy a műfülnél mérhető hangnyomásszintet analizálta. Az eljárás legfőbb előnye szemben a hagyományos analóg műszerparkot alkalmazó eljárásokkal, hogy a mérés asztali számológéppel (pl. Hewlett Packard 9825 Calculator) előre-programozottan folytatható le és nyomtatott jegyzőkönyv készíthető. (*Nachrichten Electronic*, 1981. 1. sz. [854])

Folytatás a 69. oldalon



# Rezonáns quadrafilar antenna

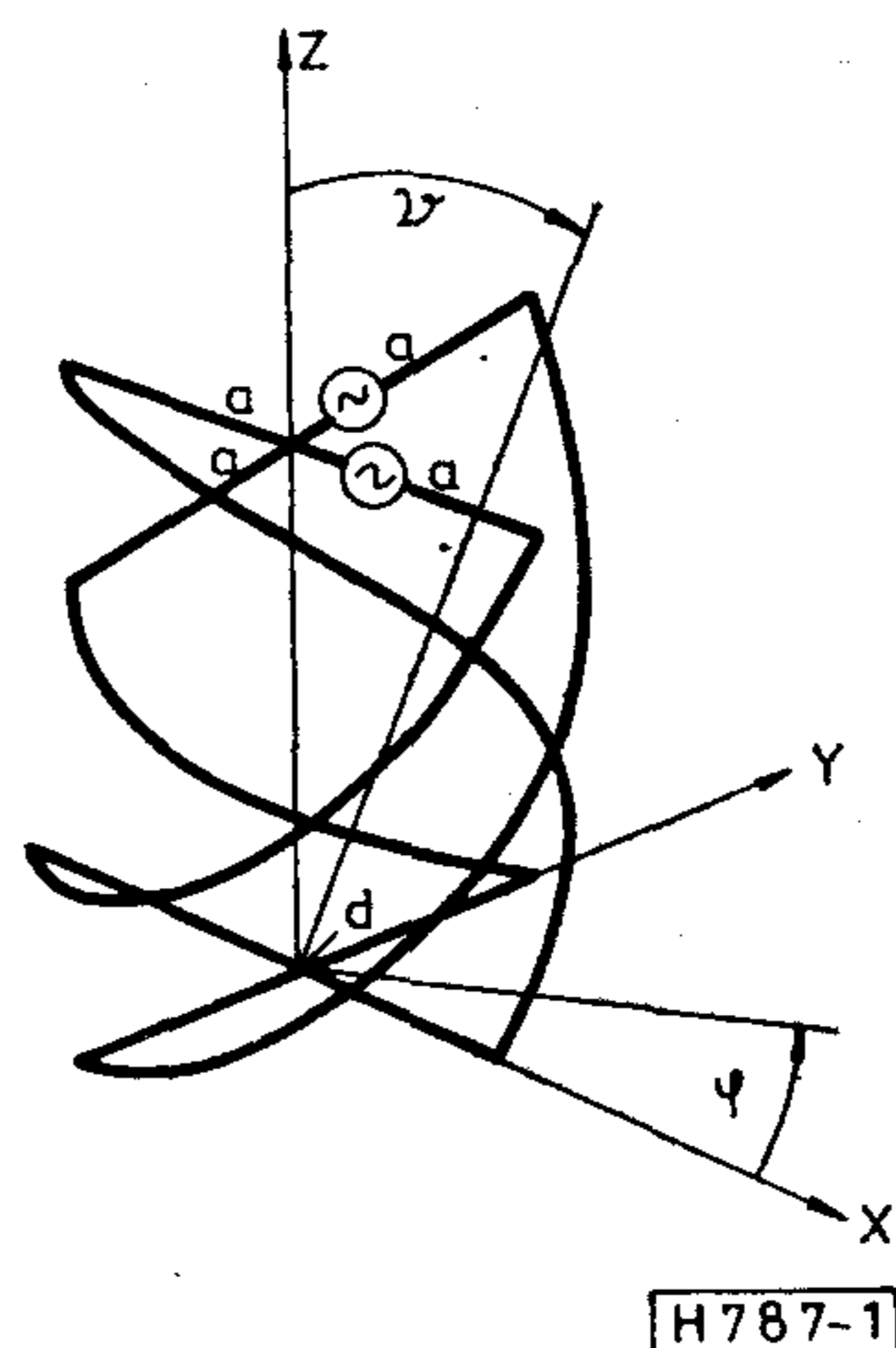
KAPOR JÓZSEF tud. mts.  
BME Mikrohullámú  
Híradástechnika Tanszék

A quadrafilar antenna az azonos frekvencián működő más antennatípusokhoz hasonlítva viszonylag kis méretű és súlyú. Az antenna felett a sugárzási tér egy igen széles szögtartományban ( $90^\circ$ – $240^\circ$ ) körösen polarizált a  $\theta$  és  $\varphi$  gömbkoordinátáktól függetlenül. Ezek a tulajdonságok teszik előnyössé az antenna alkalmazását az alacsonypályás\* műholdas összeköttetésekben, akár a műholdon, akár a földi állomásokon. Hasonló alkalmazási célból került kifejlesztésre a BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszékén a quadrafilar antennák egyik típusa a félmenetes rezonáns quadrafilar. Ezek az antennák jelenleg az Interkozmosz nemzetközi együttműködés keretében megvalósított kísérleti műholdas adatgyűjtő rendszer (SSPI) földi állomásain, a világ óceánjain ún. adatgyűjtő bójákon, valamint szárazföldi megfigyelő állomásokon működnek. A BME Rádióklubja szintén hasonló típusú adóantennát működtet sikeresen a 432 MHz-es sávban az OSCAR-7 amatőr műholddal fenntartott összeköttetésben.

## Quadrafilar antenna

A quadrafilart a hélix antennák családjába sorolhatjuk, bár alapvető eltérés a megszokott 8–10 menetes rokonaitól, hogy nem a haladó hullámok elvén működik. Tömören összefoglalva a quadrafilar olyan négybekezdésű  $1/4$ ;  $1/2$ ;  $3/4$  vagy 1 menettel megvalósított hélix antenna, amelynél ezeket az antenna elemeket  $1/4$ ;  $1/2$ ;  $3/4$  vagy 1 egész hullámhosszúságú vezető darabok alkotják. Valamely menetszámhoz bármely elemhossz hozzárendelhető és fordítva. A különböző menetszám-elemhossz változatokhoz eltérő alakú iránykarakterisztikák, ill. eltérő antennaparaméterek tartoznak [1]. A részletesebb vizsgálat céljából válasszuk ki a változatok közül a félmenetes félhullámhosszúságú elemekből összeállított antennát vagy röviden az  $(1/2; 1/2\lambda)$  quadrafilart [2].

\* Alacsonypályás: mivel az antenna nyeresége a szimmetrikus dipólhoz képest alig nagyobb az egységnyinél (0,5 dB).



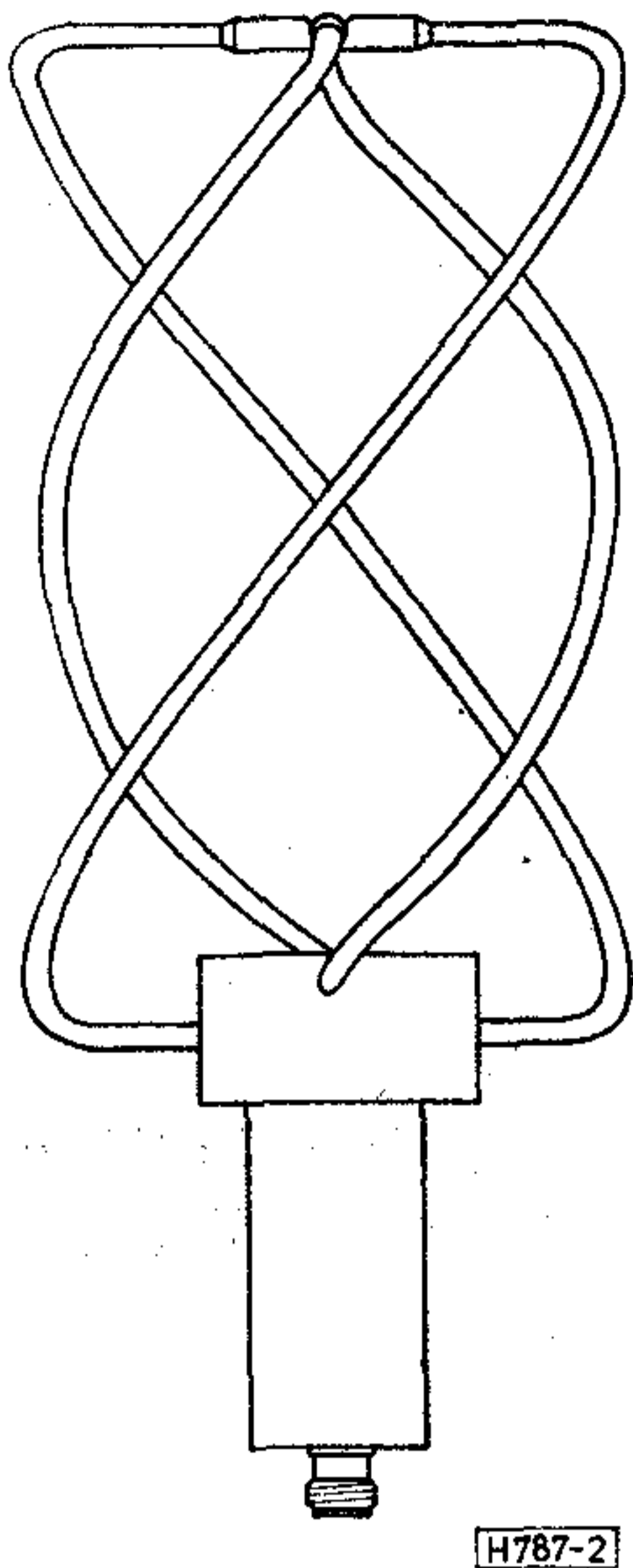
1. ábra

## Az $(1/2; 1/2\lambda)$ quadrafilar

Az  $(1/2; 1/2\lambda)$  quadrafilar antennát két ortogonális helyzetű félmenetes bifiláris hurok állítja elő az 1. ábrán vázolt módon. Egy gyakorlati megvalósítást a 2. ábrán láthatunk. Mindkét bifiláris hurok kerülete hullámhossz nagyságú. Mint ismert, egy ilyen bifiláris hurok körösen polarizált elektromágneses teret eredményez toroid alakú iránykarakterisztikával. A szinusz függvény szerint változó sugárzási tér nulliránya merőleges a bifiláris hurok tengelyére, valamint a hurok sugárirányú lineáris összetevőire. Az ortogonális hurkokat fáziskvadraturában táplálva az antenna felett kialakult sugárzási tér szintén körös polarizációjú, az iránykarakterisztika pedig forgáskardioid alakú. Abból a célból, hogy meghatározzuk az  $(1/2; 1/2\lambda)$  quadrafilar legfontosabb jellemzőit, végezzük el az antenna részletesebb vizsgálatát.

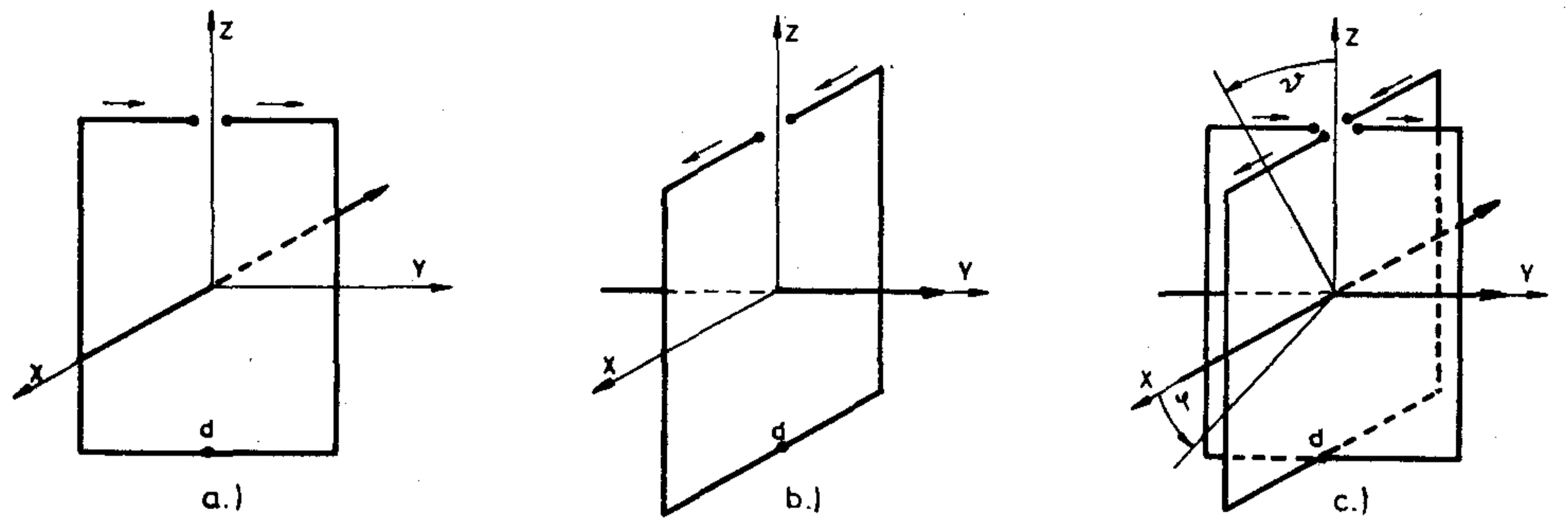
## Iránykarakterisztika

A quadrafilar antenna sugárzási tere C. C. Kilgus által származtatott integrálegyenletek alapján számítható [3]. Esetünkben azonban tekintsünk el az



2. ábra

integrálegyenletek használatától és a szemléletesebb intuitív analízis módszerével határozzuk meg az antenna iránykarakteristikáját [4]. Az analízis lényege: ismerve a két ortogonális helyezett bifiláris hurokban a szinuszos gerjesztés hatására kialakuló árameloszlást az  $(I/2; I/2\lambda)$  quadrafilart egy olyan elemi dipól-hurokdipólból összeállítható egyszerű antenna rendszerrel modellezzük, amely hasonló árameloszlást mutat és így hasonló sugárzási teret hoz létre, mint a szóbanforgó négybekezdésű hélix antenna. A hullámhossznyi kerületű bifiláris hélixet



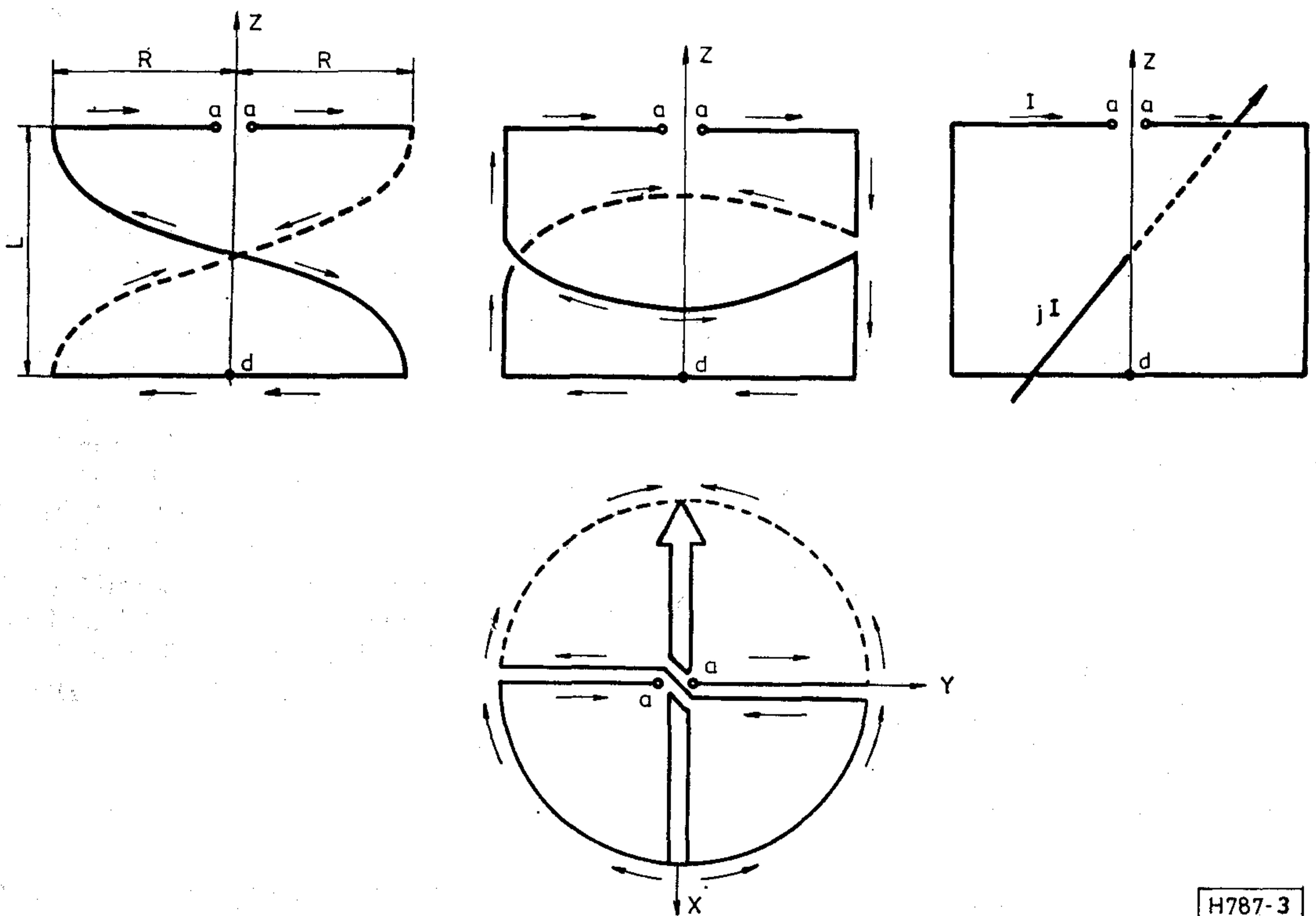
4. ábra

közelítsük a 3. ábrán vázolt módon két félhurokkal és lineáris szakaszokkal. A nyilak a szinuszos táplálás hatására kialakuló árameloszlást jelölik. A két félhurokban kialakult árameloszlás vektoriális összege egy olyan áramszál v. dipól hatásával egyezik meg, amely merőleges a hurok tengelyére és a hurok sugárirányú szakaszaira. Ezután már egyszerűen megrajzolható a 4. ábrán látható helyettesítő modell, melynek alapján a quadrafilar antenna sugárzási terének a kiszámítása az elemi dipólok és hurokdipólok jólismert térkomponenseinek az összegezésére korlátozódik. Közelítésünk helyességét ellenőrizzük a 3. ábrán modellezett balsodrású bifiláris hélix terének a felírásával.

$$E_{\varphi} = \frac{IA_H}{4\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{\beta^2}{r} \sin \vartheta e^{j(\omega t - \beta r)},$$

$$E_{\vartheta} = j \frac{I \cdot l}{4\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{\beta}{r} \sin \vartheta e^{j(\omega t - \beta r)}.$$

(1)



3. ábra

$I$  a bifiláris hurokban folyó áram;  
 $A_H$  az ekvivalens keret területe;  
 $l$  az ekvivalens dipól hossza;  
 $E_\varphi$  a keret;  
 $E_\vartheta$  a dipól által előállított térerősszetevő.

Az egyenletrendszerből láthatóan az  $E_\varphi$ ;  $E_\vartheta$  térkomponensek valamennyi  $\varphi$  és  $\vartheta$  szögre nézve fáziskvadratúrában vannak. Továbbá a  $\beta \cdot A_H = l$  egyenlőség fennállása esetén a bifiláris hélix által létrehozott elektromágneses tér valóban körösen polarizált. A két ortogonálisan elhelyezett bifiláris hurkot fáziskvadratúrában táplálva, továbbá az egyes elemi antennák által keltett térkomponenseket összegezve a következő normalizált egyenletrendszert kapjuk.

— Balsodrású quadrafilar esetén

$$\begin{aligned} E\varphi_{+j} &= (I + \cos \vartheta)(-\cos \varphi + j \sin \varphi) = \\ &= (1 + \cos \vartheta)e^{-j(\varphi + \pi)} \\ E\vartheta_{+j} &= (I + \cos \vartheta)(-\sin \varphi - j \cos \varphi) = \\ &= (1 + \cos \vartheta)e^{-j\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right)}. \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} E\varphi_{-j} &= (I - \cos \vartheta)(\cos \varphi + j \sin \varphi) = \\ &= (1 - \cos \vartheta)e^{j\varphi}, \\ E\vartheta_{-j} &= (I - \cos \vartheta)(-\sin \varphi + j \cos \varphi) = \\ &= (1 - \cos \vartheta)e^{j\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right)}. \end{aligned} \quad (3)$$

— Jobbsodrású quadrafilar esetén

$$\begin{aligned} E\varphi_{-j} &= (I + \cos \vartheta)(-\cos \varphi - j \sin \varphi) = \\ &= (1 + \cos \vartheta)e^{j(\varphi + \pi)}, \\ E\vartheta_{-j} &= (I + \cos \vartheta)(-\sin \varphi + j \cos \varphi) = \\ &= (1 + \cos \vartheta)e^{j\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right)}. \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} E\varphi_{+j} &= (I - \cos \vartheta)(\cos \varphi - j \sin \varphi) = \\ &= (1 - \cos \vartheta)e^{-j\varphi}, \\ E\vartheta_{+j} &= (I - \cos \vartheta)(-\sin \varphi - j \cos \varphi) = \\ &= (1 - \cos \vartheta)e^{-j\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right)}. \end{aligned} \quad (5)$$

Ahol  $\varphi$  és  $\vartheta$  az ortogonális gömbkoordináták. A  $+j$ ;  $-j$  indexek a bifiláris hurkok közti fáziseltérés szögét és irányát jelölik.

A kapott eredményekből megállapíthatjuk, hogy az  $(I/2; I/2\lambda)$  quadrafilar antenna sugárzási tere valamennyi  $\varphi$  és  $\vartheta$  koordinátákra nézve körösen polarizált és az iránykarakterisztika forgáskardioid alakú. Az antenna a bifiláris hurkok közti fáziseltérés előjelétől függően előre vagy hátrafelé sugároz. A polarizáció értelmét a quadrafilar meneteinek a tekerési iránya határozza meg. Például a balsodrású quadrafilar előre irányban ( $+z$  tengely) jobbra körös polarizációjú teret hoz létre az antenna felett.

## A négybekezdésű rezonáns hélix geometriája

Visszatérve a 3. ábrán látott helyettesítő modellhez, vizsgáljuk meg, milyen geometriai jellemzőkkel rendelkezik a bemutatott antenna. Az ekvivalens keret területe:

$$A_H = 2RL,$$

$2R$  a bifiláris hélix átmérője;

$L$  az antenna axiális hossza.

A csavarmenet hossza

$$\sqrt{(R\pi)^2 + L^2}.$$

Mivel egy bifiláris hurok kerülete  $\lambda$ , így írható, hogy

$$\sqrt{(R\pi)^2 + L^2} + 2R = \lambda/2. \quad (6)$$

Továbbá a már korábban felírt  $\beta \cdot A_H = l$  összefüggésből

$$\beta \cdot A_H = l = \beta \cdot 2RL.$$

A 3. ábrából adódóan  $l = 2R$ , ebből viszont a  $\beta L = 1$  egyenlet következik. Ezt az összefüggést felhasználva a 6. egyenletrendszer megoldásához  $R = 0,089 \lambda$  eredményt kapjuk. Az antenna axiális hossza  $L = 0,16 \lambda$ . Mint ismeretes zárt hurok esetében bizonyos hosszabbítási tényezőt is figyelembe kell vennünk, hogy az antenna a megfelelő frekvencián rezonáljon. Ennek megfelelően a bifiláris hélixek sugarát ill. axiális hosszát vagy mindkettőt kis mértékben módosítani kell.

Az ilyen geometriai méretekkel tervezett antennák optimális körös polarizációs tulajdonságokkal rendelkeznek. Meg kell jegyezni, hogy a tetszőleges átmérővel és axiális hosszal megépített antennák is körösen polarizált sugárzási teret eredményeznek, azonban a fentebb megadott méretekkel való durva eltérés esetén az antennaparaméterek — elsősorban az iránykarakterisztika alakja és az ellipticitási tényező — elromlanak. Az egynél több menettel készült antennáknál a paraméterekben hasonló romlás tapasztalható.

## Sugárzási ellenállás

Egy bifiláris hurok sugárzási ellenállása az eddig használt modell alapján az ekvivalens dipól és hurokdipól antennák sugárzási ellenállásainak az összegével egyenlő.

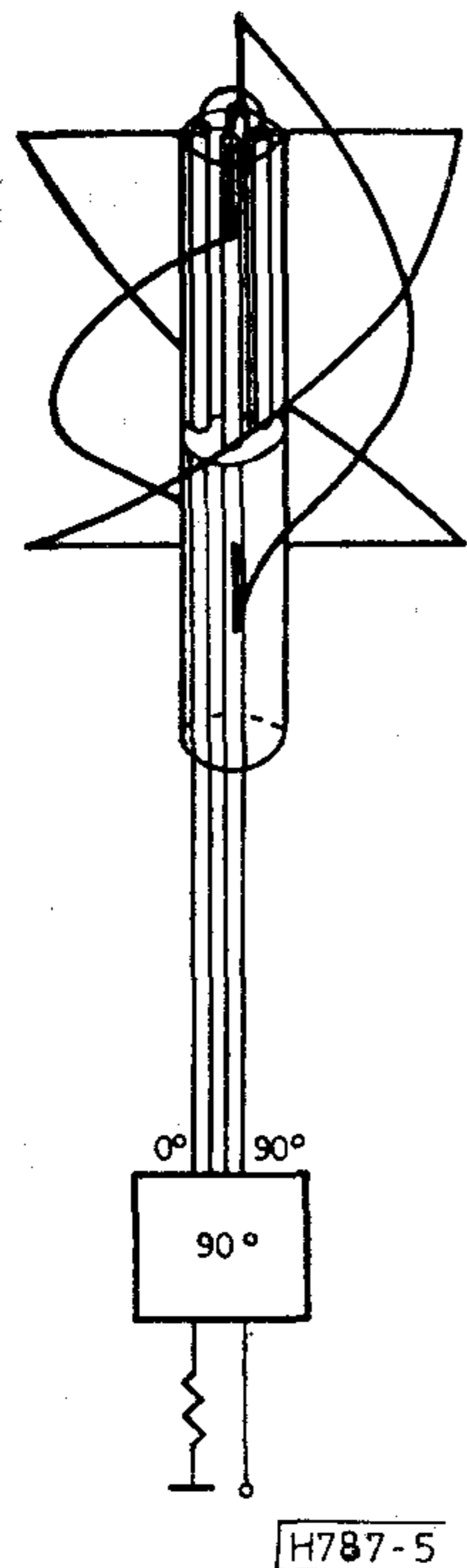
$$R_{SI} = R_{SDI} + R_{SHI},$$

ahol:

$$R_{SDI} = R_{SHI} = 80\pi^2 \left(\frac{2R}{\lambda}\right)^2 = 25 \text{ ohm}.$$

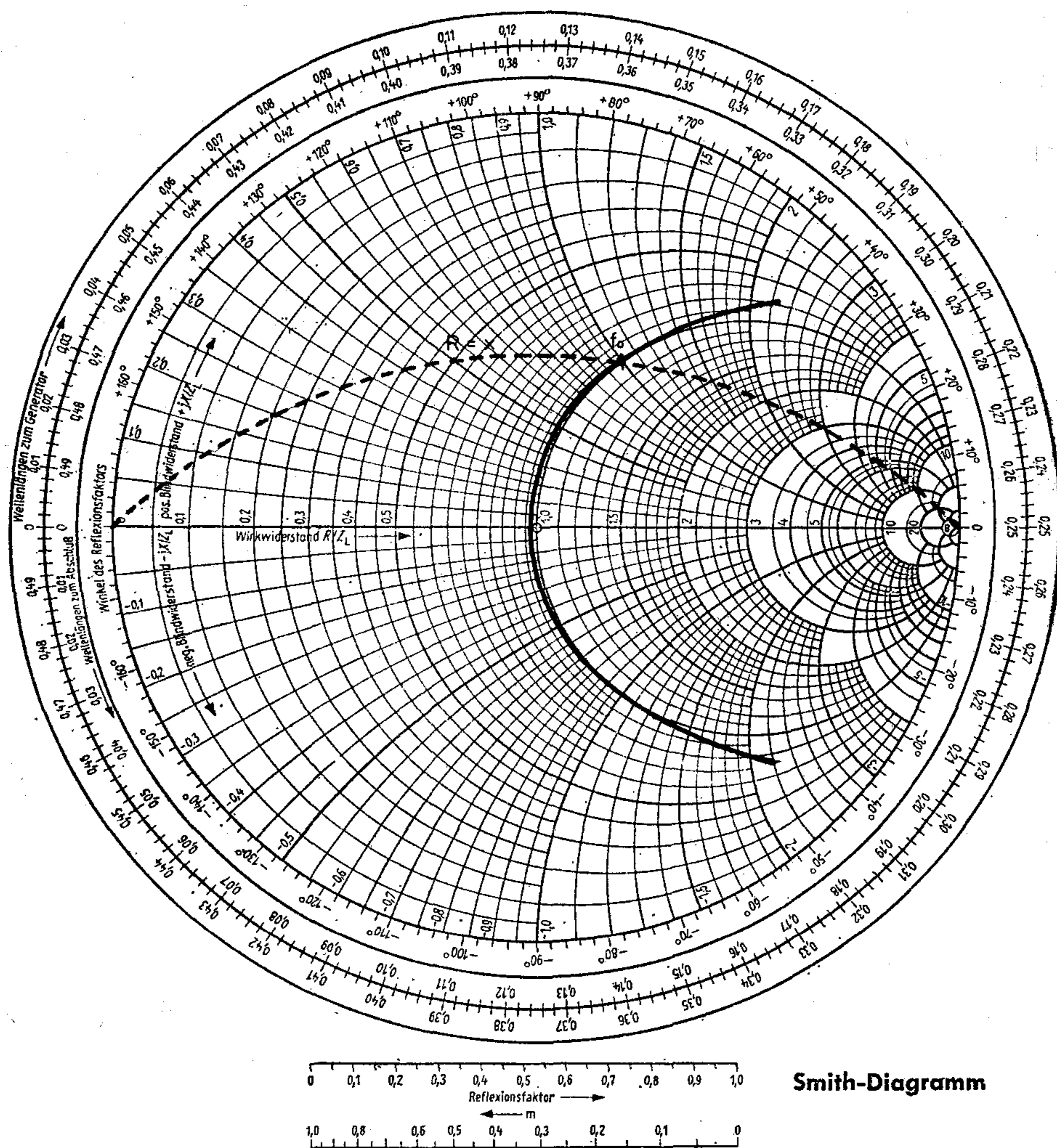
Így  $R_{SI} = 50$  ohm-ra adódik. Természetesen a valóságban a felhasznált antennaelem vastagságától függően eltérést tapasztalhatunk az 50 ohmos értéktől.

## A fáziskvadrátúra automatikus megvalósítása

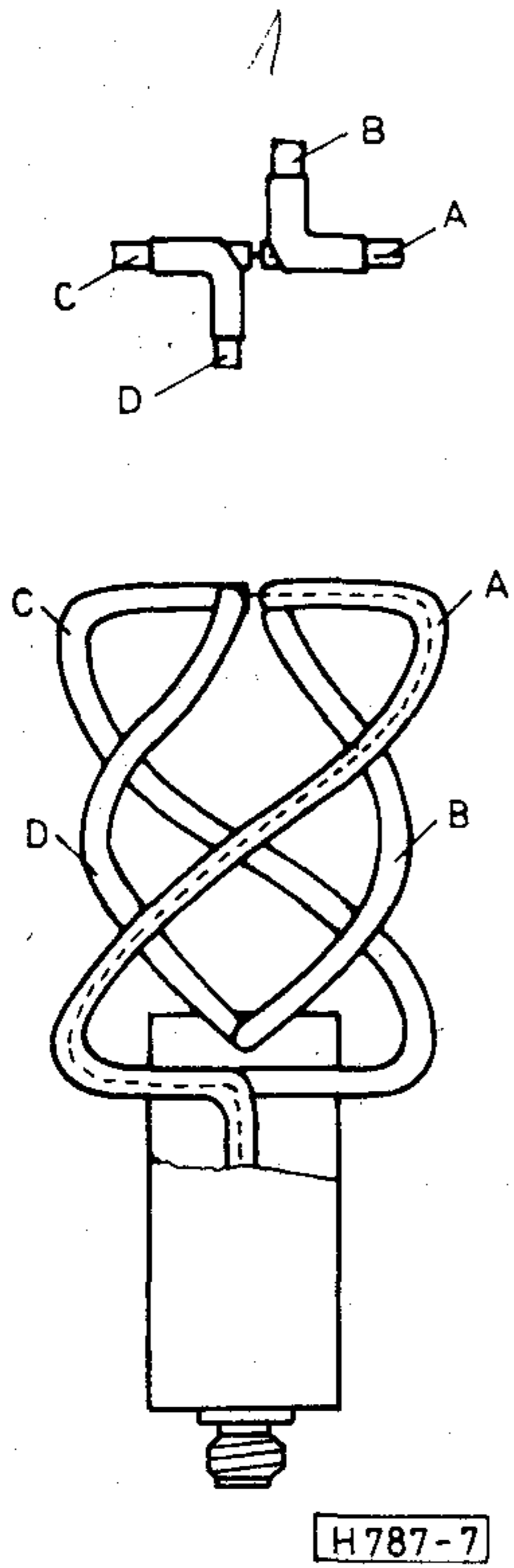


5. ábra

A két hurok fáziskvadrátúrában való táplálásának legegyszerűbb módja a kvadrátúrahíbrides megoldás 5. ábra. A körös polarizáció megvalósításához szükséges speciális fázishelyzet előállításának egy másik lehetősége a fáziskvadrátúra automatikus megvalósítása a két ortogonális bifiláris hurok rezonanciától való elhangolásával. A rezonanciától való elhangolás mértékét egy jellegzetes impedancia beállítása határozza meg. A hurok hangolása a következőképpen történik: az egyik hurok hosszát addig növeljük, ameddig a bemeneti impedancia az antenna működési frekvenciáján el nem éri a  $Z_L = R + jR$  értéket. A másik hurok hosszát pedig mindaddig csökkentjük, ameddig a bemeneti impedancia  $Z_C = -R - jR$  értéket mutat az előbbi frekvencián. Az így kialakított induktív ill. kapacitív hurok párhuzamos kapcsolásával elértük, hogy a hurok áramai közti fáziskülönbség  $90^\circ$  és az antenna bemeneti impedanciája az  $f_0$  működési frekvencián:  $Z_{be} = Z_L \times Z_C = -R = 50 \text{ ohm}$ . A bifiláris hurok bemeneti impedanciájának hangolási elve jól követhető a 6. ábrán látható Smith diagramon. Az induktív hurok méretezése akkor helyes, ha az  $R = X$  görbe, a quadrifilar működési

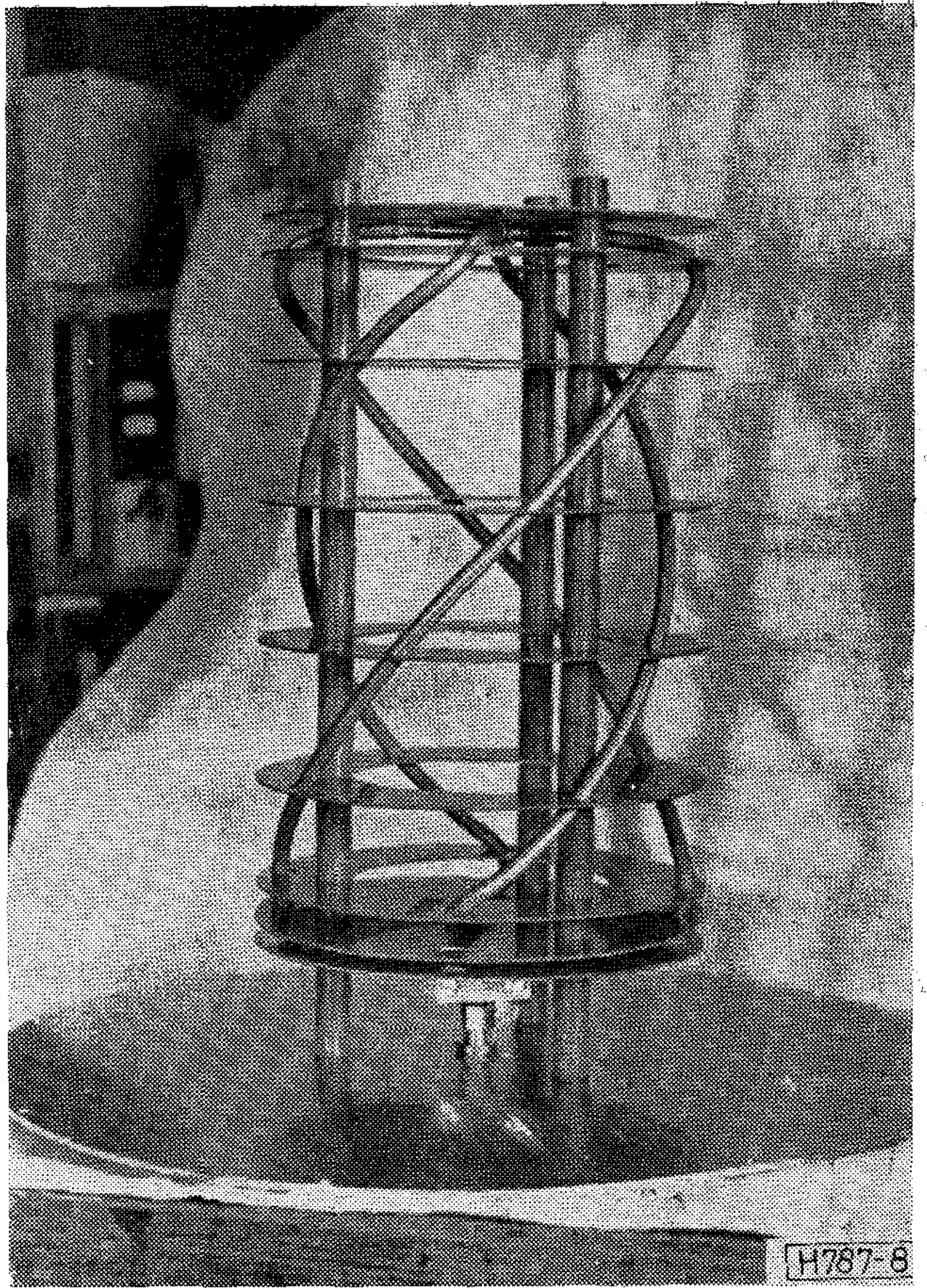


6. ábra

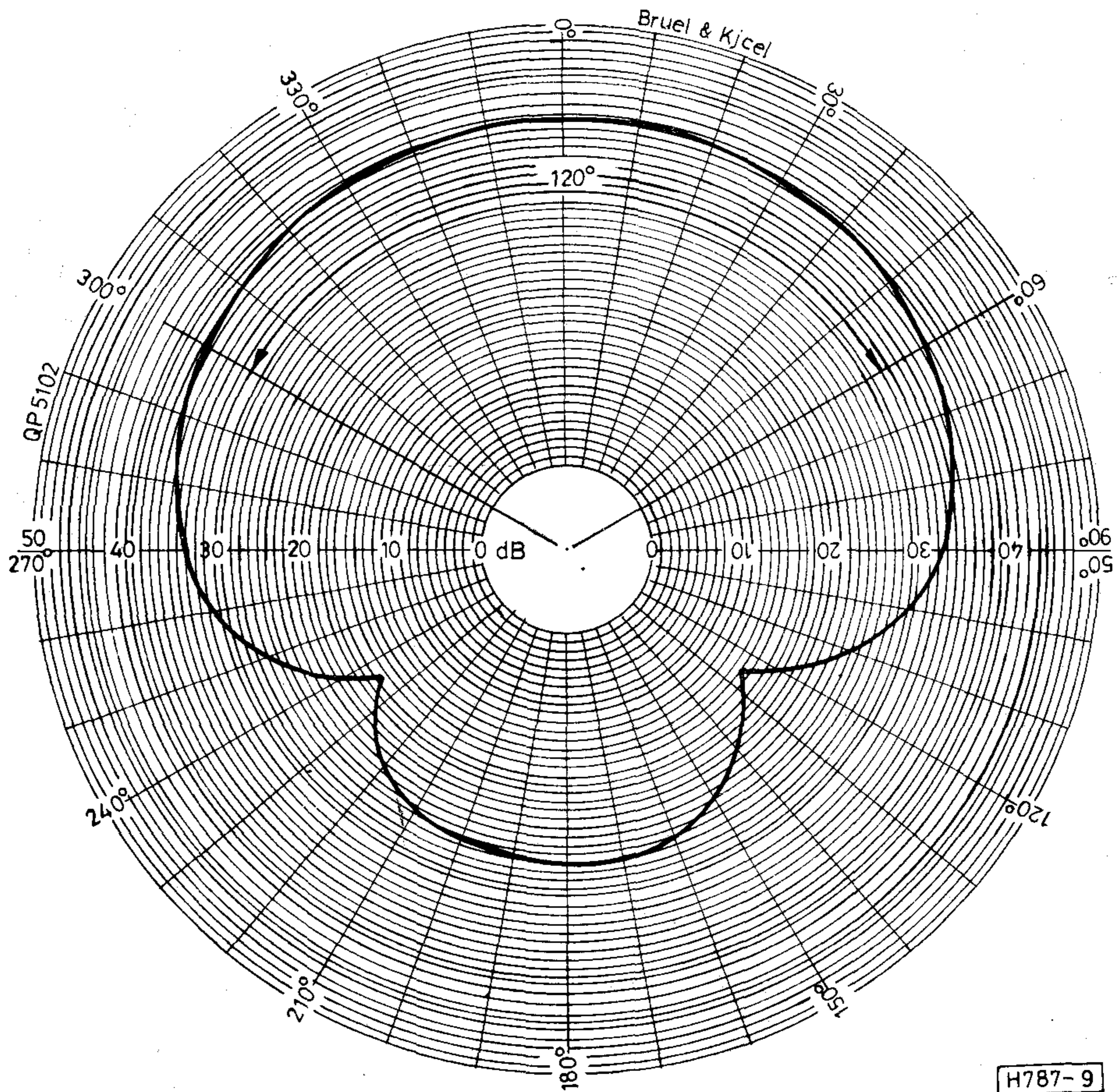


H787-7

7. ábra



8. ábra



H787-9

9. ábra

frekvenciáján, metszi a bifiláris hélix impedancia görbét. A kapacitív huroknál az  $R = -X$  görbével való metszéspont a keresett megfelelő hely.

### Az antenna táplálása

Az antenna táplálására a bifiláris hurok egyik eleme használható fel úgy, hogy a tápláló koax v. semi-rigid kábel belső érét ugyanazon hurok szemben fekvő végéhez kötjük a 7. ábra szerint. Ennek következményeként a tápkábel külső köpenyén ugyanolyan nagyságú áram folyik, mint a belső érrel megtáplált elem, csak azzal ellentétes fázisban. Ezzel tulajdonképpen az aszimmetrikus tápkábelnek a szimmetrikus antennához való illesztését oldottuk meg. A másik hurok végződéseit a párhuzamos kapcsolás szabályai szerint kötjük az előbbihez, figyelve arra, hogy a végek megfelelő bekötésétől függ az antenna sugárzásának az iránya.

### A földi vevőállomáson elhelyezett antenna

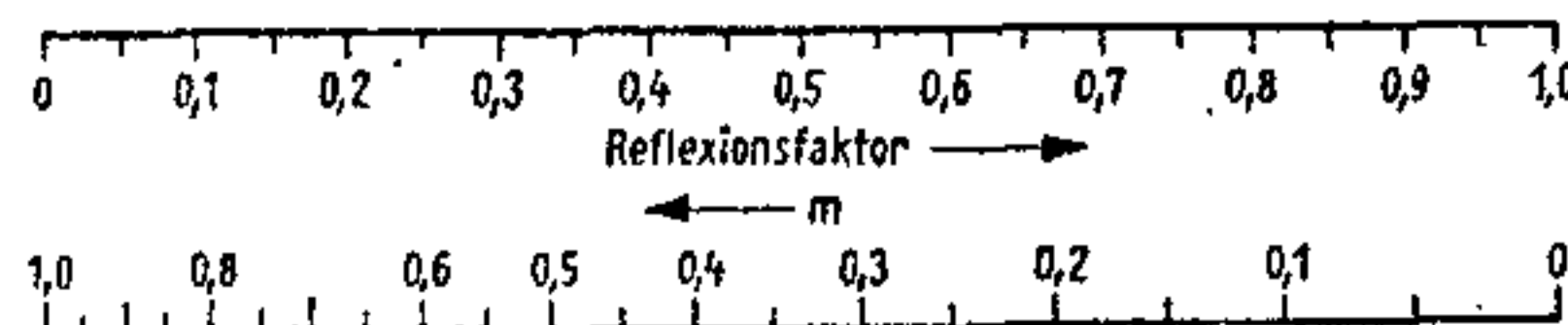
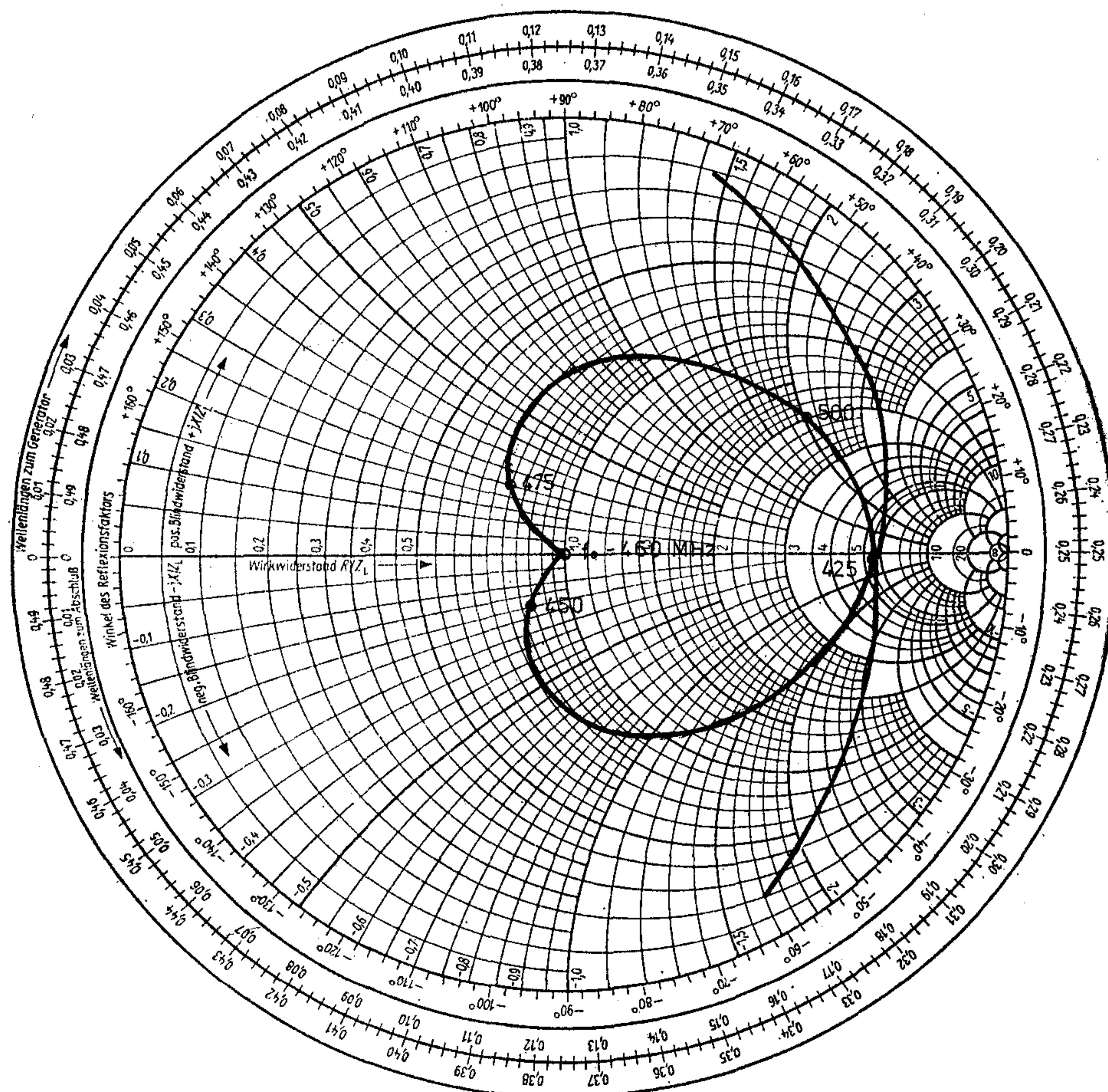
A bevezetőben már említett 460 MHz-re készült bója antenna fényképe látható a 8. ábrán, védőburkolat nélkül. Az antennaelemek RG 142 B/U típusú

HABIA gyártmányú koaxiális kábeldarabok. A kábelekben a táplálást is ellátó antennaelem kivételével nincs belső ér. A fényképen látható üvegszál-alapú korongok (ÜVETO) az antenna merevítését és mechanikai védelmét biztosítják. A szigetelő korongokat PVC távtartók rögzítik a menetemelkedésnek megfelelő távolságokban. Egy azonos típusú antenna elkészítésével és összerelésével az [5] irodalom foglalkozik részletesen.

Az antennán végzett mérésorozatról a 9. ábrán az antenna vízszintes síkban felvett feszültség-iránykarakterisztikáját, a 10. ábrán pedig a bemeneti impedanciagörbét láthatjuk. Az impedanciagörbe megjelenítésére NA 900 B típusú ELCOM gyártmányú hálózatanalizátort használtunk. A sugárzáskarakterisztika felvételét a BME közelében fekvő MAFC sporttelepen végeztük a 11. ábrán vázolt mérési elrendezés alapján. Az antenna által kisugárzott elektromágneses tér körösen polarizált, az ellipticitási tényező a 9. ábrán berajzolt szögtartományon belül kisebb, mint 2,5 dB. A mérési bizonytalanság becsült értéke 0,5 dB.

Az  $(I/2; I/2\lambda)$  quadrafilar tulajdonságainak az összefoglalása:

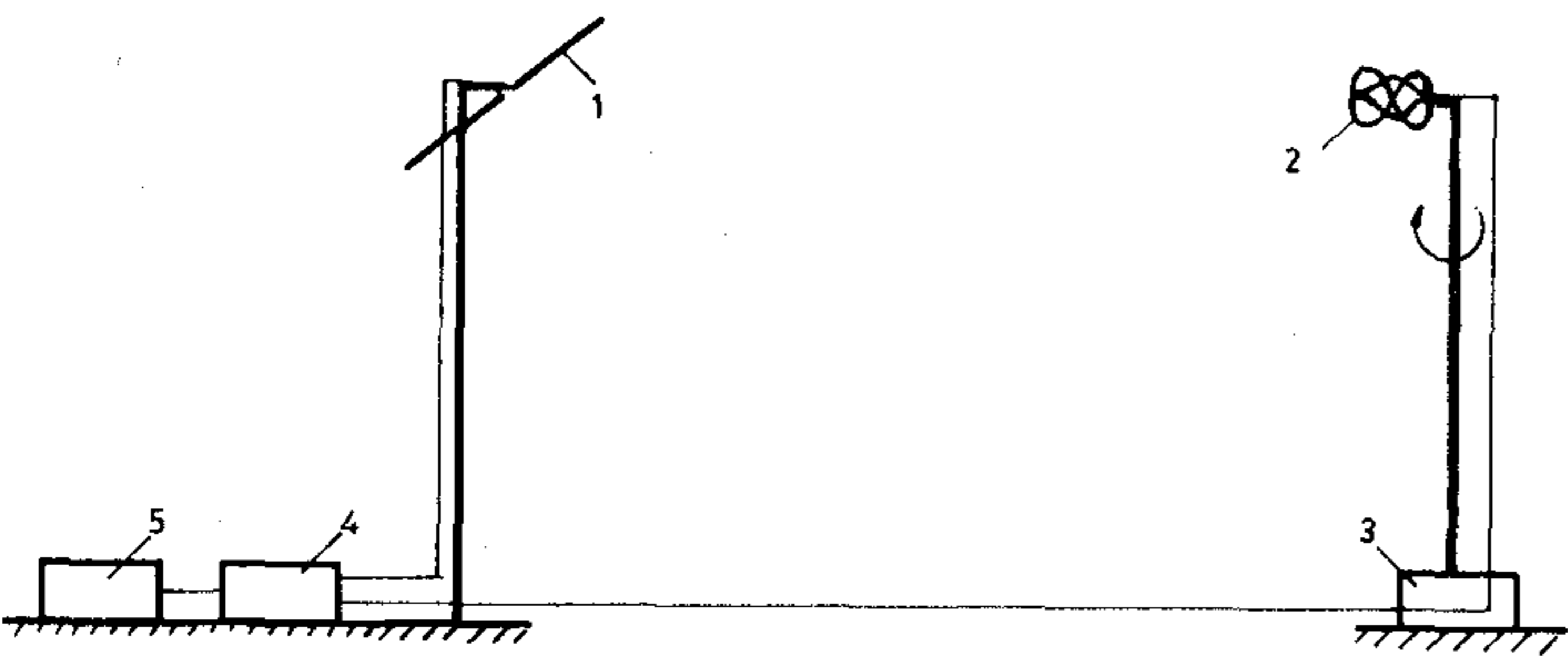
A quadrafilar bemeneti impedanciája a működési frekvencián közel 50 ohm, így az antenna nem igényel



Smith-Diagramm

H787-10

10. ábra



1. Mérődipól
2. Quadrifilar antenna
3. Brüel - Kjaer forgó asztal
4. RFT SMV mérővevő
5. Brüel - Kjaer szintirő

H787-11

### 11. ábra

kiegészítő illesztő áramkört. A fáziskvadratúra automatikus beállítása szükségtelemé teszi a táplálás-hoz egyébként nem nélkülözhető kvadratúra-hibrid alkalmazását. A fentebb felsoroltak az elektromos és súlyveszteségek csökkenését, továbbá az antenna megbízhatóságának növekedését eredményezik.

Előnyt jelent az egyszerű konstrukció, a viszonylag kis méret és súly. A  $\lambda/2$  hosszúságú dipólussal összehasonlítva a quadrifilar antenna lineáris irányú maximális kiterjedése kb.  $0,2 \lambda$  nagyságú.

Az antenna felett az elektromágneses tér egy széles szögtartományban körösen polarizált. A quadrifilarnak ez a tulajdonsága a bójaantennák esetében nagyon lényeges, mert a tengeren telepített antennák erős hullámzásokor sem „vesztik” el a velük összeköttetésben álló műholdat. Az adott felhasználásnál az antenna egyetlen hátránya a viszonylag kis nyereség.

### I R O D A L O M

- [1] C. C. Kilgus: Resonant Quadrifilar Helix Design Microwave Journal, December 1970. p. 49.
- [2] Канор И.: Четырехзаходная резонансная антенна, используемая на наземных станциях связи со спутником Труды институтов связи: kiadás alatt.
- [3] C. C. Kilgus: Resonant Quadrifilar Helix IEEE Trans. on Ant. and Prop. May 1969 p. 349.
- [4] C. C. Kilgus: Multielement Turn fractional Helices IEEE Trans. on Ant. Prop. July 1968 p. 499.
- [5] Kapor J.: Négybekezdésű rezonáns hélix antenna a 432 MHz-es amatőr sávra Rádiótechnika 1981. 11.-12. sz.

## A külföldi szakfolyóiratokból

### Folytatás a 62. oldalról

Az RCP-11 hordozható, 42 cm átmérőjű képernyővel rendelkező színes tv készülék szervesen integrált kiegészítő URH vevővel és programozható digitális kapcsoló órával rendelkezik. (Az előre bejelentett Bildschirmtext és Videotext vételi lehetőséget egyelőre nem építették be.) Az előre beállított és tárolt tv és/vagy rádió állomások az infravörös távvezérlő 16 programbillentyűjével lehívhatók. A Toshiba képcső új fényporozása és a fókuszfeszültség 2 kV-tal történt megemlése következtében a képesség és fényerő olyan lett, hogy a készülék szabadban vagy világos szobában nézve kielégítő kontrasztot biztosít. A készülék fő áramköreit két nagyfelületű modulon alakították ki. Az URH rész és a vezérlő elektronika kisebb modulokon épül fel. Az egységeket dugaszolható kábeltörzsek kötik össze. A beépített óra ébresztésre vagy előre beprogramozott időben a készülék bekapcsolására is használható. A hordozható tv készüléket ellátták magnetofon-, fejhallgató- és további hangszóró csatlakoztatásához szükséges csatlakozó aljzatokkal is. (Radio fernseh phono praxis 1981. 1-2. sz. [855])

\*

A Control Logic Inc. (Natick, Mass.) cég RS232C-kompatibilis kettős meghajtású kazettás magnetofonos tárolórendszert dolgozott ki, amely a cég állítása szerint bármilyen mini-, vagy mikroszámítógéphez csatlakoztatható.

A „Micro-Tape” akármelyik miniszámítógép számára max. 0,5 MByte információt képes tárolni on-line

üzemben. A hozzáférési idő csökkentése érdekében a DEC kompatibilis (TV-58) egységnek véletlen hozzáférésű blokk-címzése van, amely lehetővé teszi egymás-melletti blokkok törlését és újraindítását. Az adatátviteli sebesség változtatható 110-től 38,4 kbaud-ig. A Micro-Tape 3-M DC100A kazettákat használ (Dectape II formátum). Szélsőséges üzemi körülmények elviselésére tervezték, maximális üzemi hőmérséklete 45 °C, a hálózati zavarokat és zajokat a tápegységbe épített szűrővel szűrik ki. (T) (Canadian Datasystems, 1980. 9. sz. [856])

\*

Fényvezetős átviteli szakaszok installációja és karbantartása igényli a csillapítás mérését, lehetőleg egyszerű, hordozható készülékek segítségével. A Siemens cég a feltételeknek megfelelő, telepről üzemeltethető csillapításmérőt dolgozott ki K1125 típusjellel. A készülék a W2125 jelű mérőadóból és a D2125 jelű mérővevőből áll. A mérés előtt az adót és a vevőt a mérendő kábellel azonos, 1 m hosszú kábeldarabbal hitelesítik, vagyis az adóteljesítményt úgy állítják be, hogy a vevő 0 dB-t mutasson. Így a kábeltípustól függő beiktatási csillapítás és lesugárzott optikai teljesítmény eltérései kiküszöbölhetők. A mérendő kábelszakasz felkapcsolása után a referenciához viszonyított csillapítás különbség a vevőn kétszámjegyes kijelzőn leolvasható. A mérési tartomány 0...31 dB három fokozatban. A fotodióda sötét áramának elnyomása érdekében a fényjelet 1000 Hz-cel szaggatják. Telepkímélés céljából ezenkívül 1 Hz-es megszakítatlan sorozatban is adnak. (Nachrichten Elektronik, 1981. 1. sz. [857])

A Photodyne Inc. által forgalomba hozott három optikai tesztkészülék elsősorban a száloptikás átviteli rendszerek ellenőrzését, bemérését teszi lehetővé.

A zsebalkulátor méretű készülékek segítségével abszolút optikai teljesítmény, illetve optikai csillapítás mérhető. A mért értékek kijelzése folyadékkristályos display-n, az 1 mW teljesítményszinthez képest dB-ben történik.

Az egy távadóból és két érzékelőből álló készülékcsalád minden tagja kb. 300 órás üzemeltetést biztosító akkumulátorral működik.

A 8XE típusú távadóhoz többféle, a felhasználó által kiválasztható LED csatlakoztatható. A LED-et tápláló áramgenerátor kimenete 1 mA-tól 100 mA-ig, 0,25%-os pontossággal változtatható.

A készlet másik két egysége érzékelő, melyek egymástól csak az érzékelési hullámhossz tartományban különböznek. A 11XE modell esetében az 400...1100 nm, míg a 12XE típusnál 800...1800 nm. Dinamikus mérési határuk 80 dB. Ebben a tartományban 0,1 dB-es felbontást biztosítanak.

Mindhárom készülékhez, a legtöbb száloptika csatlakoztatására alkalmas foglalat tartozik.

A távadó ára kb. 300 dollár, az érzékelők pedig darabonként 500 dollárba kerülnek. (*Laser Focus*, 1980. nov. [858])

\*

A National Semiconductor által most forgalomba hozott LM 4500 A típusú FM sztereó demodulátor áramkör 88 dB-es jel/zaj viszonyt biztosít a 10 Hz...15 kHz frekvenciatartományban.

Az áramkör a fáziszárt hurkok elvén működik. Említésre méltó tulajdonsága, hogy igen jól tűri a bemeneti jel túllendülését, 2,5 V (csúcstól-csúcsig) értékű ingadozás esetén is helyesen működik.

A keverő funkció a chip 11-es lábára kötött feszültséggel vezérelhető. Sztereó vevőkészülékekben ez a feszültség a pilot jelből állítható elő. Ennek gyengesége, illetve monaurális adás esetén hiányakor az áramkör összegzi a jobb és a bal csatornán érkező bemeneti jelet.

A chip aszimmetrikus, 8...16 V szintű tápfeszültséget igényel, tehát igen jól alkalmazható hordozható készülékekben is. Ára 1,5 dollár. (*Electronic Design*, 1980. aug. [859])

\*

A Bell Laboratórium — saját gyártású fényemittáló diódákkal és száloptikával — 1300 nm hullámhosszon 274 Mbit/s sebességű adatátvitelt valósított meg. Ugyanezekkel az alkatrészekkel 23 km-es ismétlőállomás nélküli, 44,7 Mbit/s adatátvitelt értek el. Mindkét eredmény rekordot jelent a fényemittáló diódás adatátvitelben (az előbbi a sebesség, az utóbbi az ismétlő nélküli átvitel távolsága terén).

Bár laboratóriumokban lézerdiodákkal jobb eredményeket értek el, a mostani kísérletek azt mutatják, hogy a fényemittáló diódák teljesítménye a hosszú hullámhosszakon összemérhető azokkal a kisebb hullámhosszú lézeres rendszerekkel, amelyeket a Bell System alkalmazni kíván. A fényemittáló diódák előnye a kisebb beruházási költség, kisebb a modális zaj, végül, hogy nem kell olyan biztonsági szabályokat betartani, mint a lézerek esetében. A Bell Laboratórium egyébként olyan egymódusú száloptikakapcsolót fejlesztett ki, amelynek beiktatási csillapítása 0,5 dB, az áthallás pedig -70 dB alatt van. (*Laser Focus*, 1980. 11. sz. [860])

\*

Káprázthatóan gyors számítógépek gyártásának lehetőségével a 90-es évekre számítottak, a Josephson elemek felhasználásával. Jelenleg még nem biztosítható széles körben a Josephson elemek üzemeltetéséhez szükséges igen alacsony hőmérséklet. Az US Air Force daytoni bázisán (Ohio) az anyagok alapvető tulajdonságait kutató F. W. Vahldiek véletlenül szupravezetésre bukkant szobahőmérsékleten. Ilyen felfedezés biztosíthatja az igen gyors, ps ciklusidejű gépek megvalósítását a közelebbi jövőben. A szupra-

vezetők másik rendkívüli előnye, hogy nincs hőfejlesztésük, veszteség nélkül üzemeltethetők. Vahldiek már évek óta foglalkozott titánbromid kristályokkal. A kikristályosítást különböző körülmények között végezte. Az egyik, a megosztott kristályszerkezettől eltérő kristály rendelkezik a szupravezető tulajdonsággal. A szupravezetés még ennél a kristálynál is tenzor-tulajdonságú. Négy pontos mérésnél két irányban a kristály ellenállása normális volt, míg legnagyobb meglepetésre a harmadik irányban nem volt kimutatható ellenállás. (*Electronics*, 1980. okt. 9. [861])

\*

A telefonok hosszú éveken keresztül alig változtak. Változásuk a félvezetők elterjedésével a 60-as években kezdődött, amely a 70-es években gyorsult fel. A 80-as években további lényeges változások várhatók. A magánszemélyek speciális kívánságait is teljesítő, automatikus kapcsolású PABX készülékek már ma sok esetben mikroprocesszoros vezérlésűek. Egy-egy gomb benyomásával így egész művelet sorok indíthatók el. Emellett pl. alfanumerikus kijelző is felszerelhető a készülékre. Az átvitel minőségének lényeges javítása érhető el az analóg beszédjel digitális átvitelével. Ehhez a mikroprocesszoros vezérlésű telefonba még codecet (kódoló- és dekódoló egységet) is beépítettek. A telefonvonalon a digitális jel átvitele impulzus-kódmodulációval, 64 kbit/s sebességgel történik. A kijelzők LED-ek vagy LCD-k lehetnek. A digitalizált beszédjelekkel azonos vezetéken digitális adatokat is át lehet vinni (aszinkron adatátvitel). (*Telecommunication*, 1980. dec. [867])

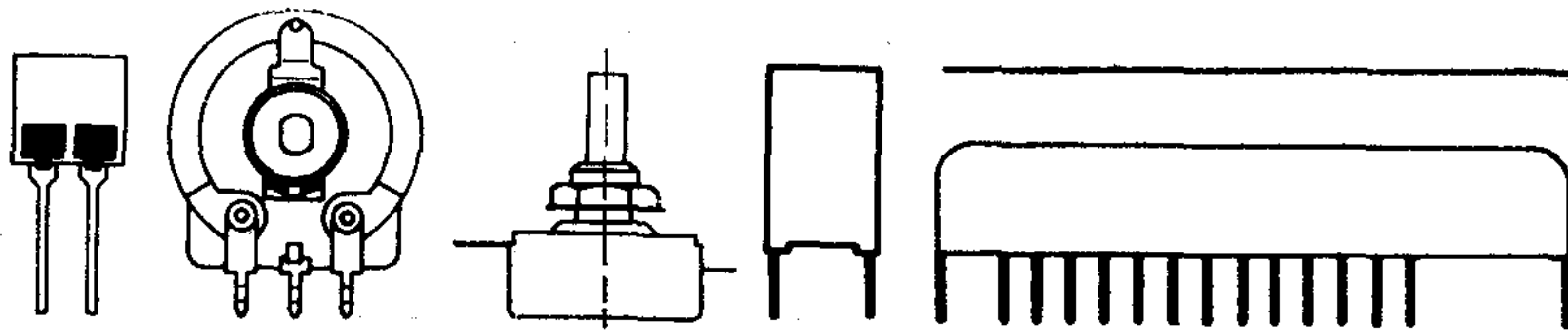
\*

Az Intermetall SAA 6002 típusú CMOS mikroprocesszorral egyszerű módon alakítható ki egy intelligens nyomógombos telefonkészülék. Az SAA 6002 az SA 6000 4 bites egy áramkörös mikrogép maszkprogramozott változata, melyet speciálisan telefonkészülék céljára programoztak. Az SAA 6000 aritmetikai egységet, parancsdekódolót, programszámlálót és regisztereket tartalmaz, valamint 2268 Byte ROM tárat, és 96×4 bites szó kapacitású RAM-ot. A belső óragenerátorhoz kívülről két soros kondenzátorral kell az órafrekvenciát meghatározó kristályt kapcsolni. A programozás során nemcsak a ROM-ot programozzák, hanem két programozható logikai mátrixot (PLA) is, mellyel a belső kapcsolási utakat alakítják ki. A telefonkészülékben a processzorhoz billentyűzet, 256×4 bites külső RAM és egy folyadékkristályos számkijelző kapcsolódik. A kijelző 8 db hétszegmensből felépülő számjegyet tartalmaz. A kijelzés statikus, vagy két-fázisú multiplex eljárással történhet. Az SAA 6002 + 2,6 és +3,4 V közötti tápfeszültséget igényel. Felemelt kézibeszélő esetén ez a telefonhálózatból nyerhető. Mivel letett kézibeszélő esetében a legtöbb országban tilos a hálózatból feszültséget felvenni, ezért ekkor két elem (pl. ezüstoxid-cella) biztosítja a tápellátást. Működéskor a kijelző jelezheti a beírt hívott számot, a tárolt hívószámokat, az időt és a beszélgetési díjakat. (*Nachrichten elektronik*, 1980. 11. sz. [868])

\*

A Plessey Verkaufs AG, Zürich Ansafone Mark 6 Int. jelű készüléke egyszerű kezeléssel, a szöveg- és az üzenetrögzítő kazetta cserélhető. Integrált áramkörös, üzembiztos, alacsony szervizköltségű. A válasz szöveg választható max. 3 perces hosszúra. A hívó tetszés szerinti hosszúságú üzenetet hagyhat a normál kazettán. A készülék a beszédkapcsolat megszakadása után automatikusan kapcsol ki. Ha a hívásválaszoló be van kapcsolva, a beérkező szöveg a rögzítéssel párhuzamosan a beépített hangszórával meghallgatható, amíg a telefonkézibeszélő le van téve. A fontosabb beszélgetések vagy üzenetek a felemelt kézibeszélő esetében is rögzíthetők, de a készülék rögzítés nélkül csak hívásválaszolóként alkalmazható. (*Technische Rundschau*, 1981. jan. [869])





# MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

## Vastagréteg ellenállás

Nem szigetelt típus

**R536x (R5362, R5366) R5363**

### Ajánlott felhasználás

Alkalmazható műszerekben, átviteltechnikai és egyéb híradástechnikai berendezésekben, valamint minden olyan áramkörben, ahol nagy rezisztencia-tartomány, viszonylag nagy terhelhetőség szükséges, miniatűr, nyomtatott huzalozásba beültethető kivitelben.

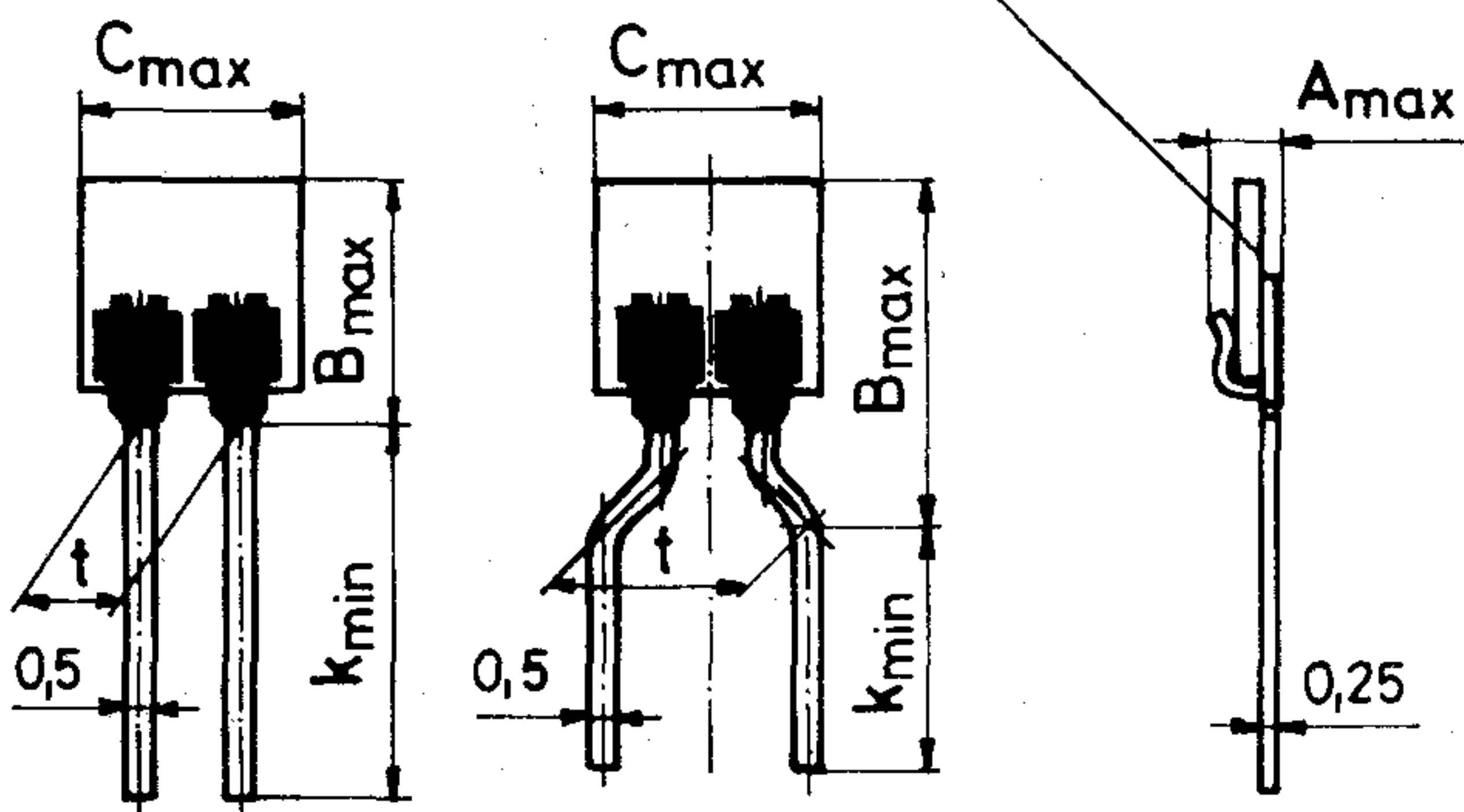
### Szerkezeti felépítés

HORDOZÓ  
ELLENÁLLÁS  
KIVEZETŐLÁB  
BEVONAT

alumíniumoxid  
vastagréteg  
ónozott sárgaréz  
védőréteg

Méreték mm-ben

Megjelölés



**R5362**

**R5366**

Katalógusjel	Névleges terhelhetőség		A <sub>max</sub>	B <sub>max</sub>	C <sub>max</sub>	k <sub>min</sub>	t <sup>±0,2</sup>
	70°C-on	40°C-on					
	[W]		Méreték [mm]				
R5362				6,7		8	2,54
R5366	0,5	0,7	1,8	9	5,4	6	5,08

### Villamos jellemzők

NÉVLEGES

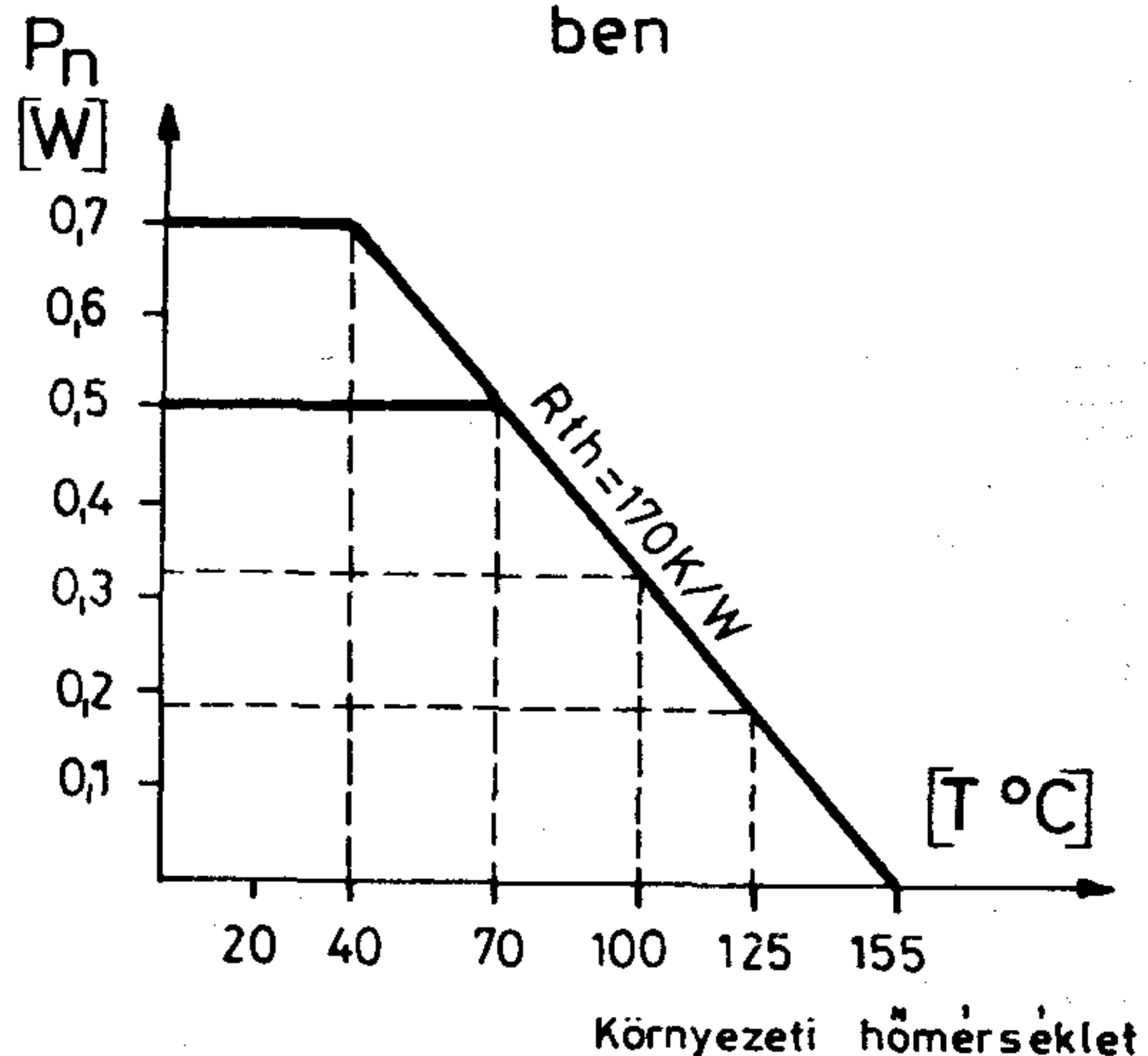
REZISZTENCIA (R<sub>n</sub>) 10 Ω...3,3 MΩ  
REZISZTENCIA SOR E6  
REZISZTENCIA TŰRÉS ±20; ±10%  
HŐELLENÁLLÁS (R<sub>th</sub>) 170 K/W

NÉVLEGES

TERHELHETŐSÉG (P<sub>n</sub>) táblázat szerint  
ÜZEMI

TERHELHETŐSÉG lásd az alábbi ábrát

Megengedett tartós terhelés a környezeti hőmérséklet függvényében



HATÁRFESZÜLTÉS (U<sub>h</sub>) 150 V

FELÜLETI

HŐMÉRSÉKLET max. +155 °C

HŐMÉRSÉKLETI

TÉNYEZŐ max. ±250·10<sup>-6</sup>/K

ZAJFESZÜLTÉS

R<sub>n</sub> ≤ 33 kΩ max. 1 μV/V  
33 kΩ < R<sub>n</sub> ≤ 330 kΩ max. 5 μV/V  
R<sub>n</sub> > 330 kΩ max. 50 μV/V

Környezetállóság

KULCSSZÁM 55/155/56

TARTÓS NEDVES

MELEG napok száma 56

dR/R

max.  $\pm 1\%$  vagy  $0,5 \Omega$   
amelyik nagyobb

Tartósság

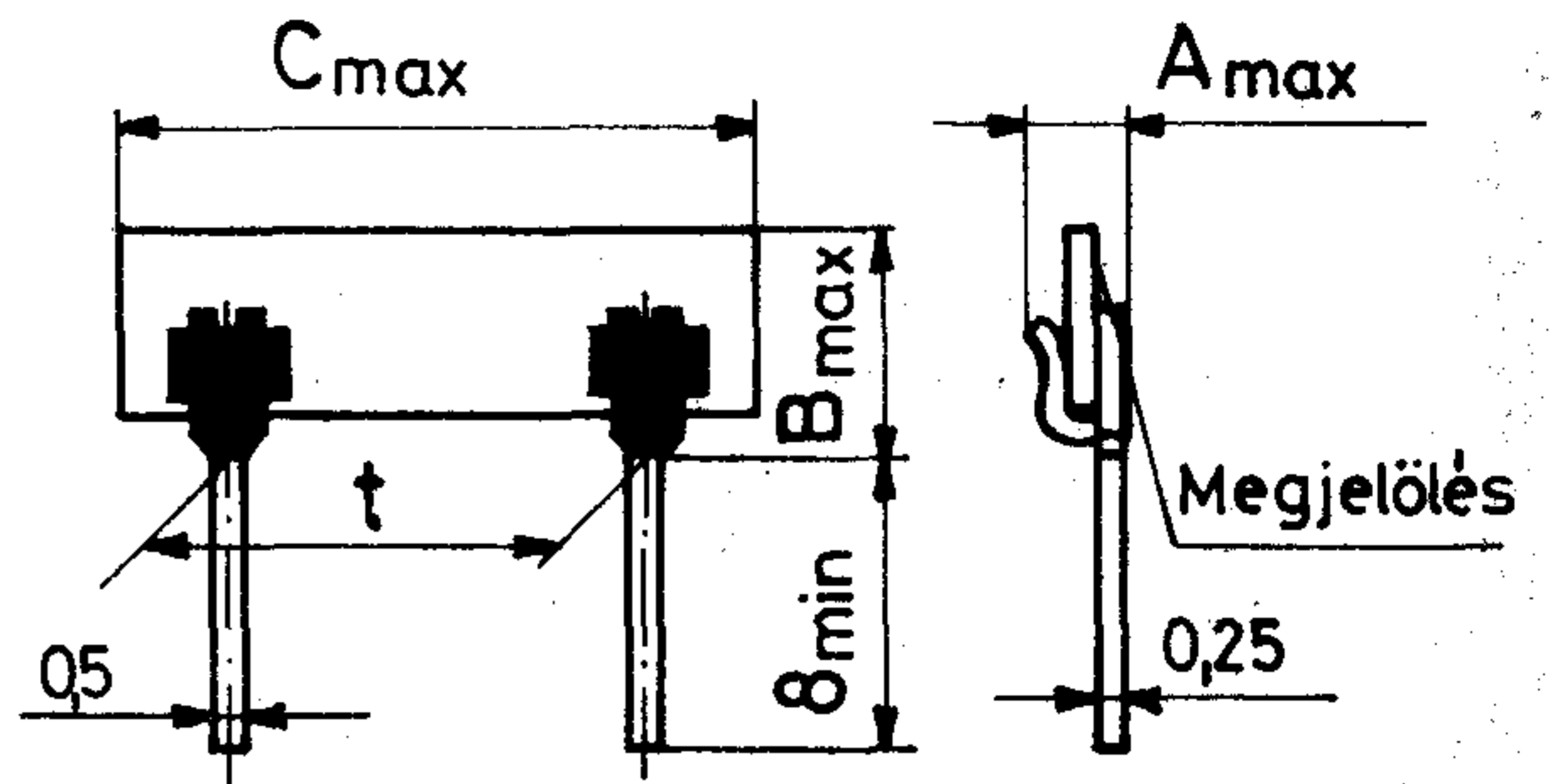
Időtartam  
Vill. terhelés

1000 h  
 $P_n$  vagy  $U_h$   
amelyik kisebb

Hőmérséklet  
dR/R

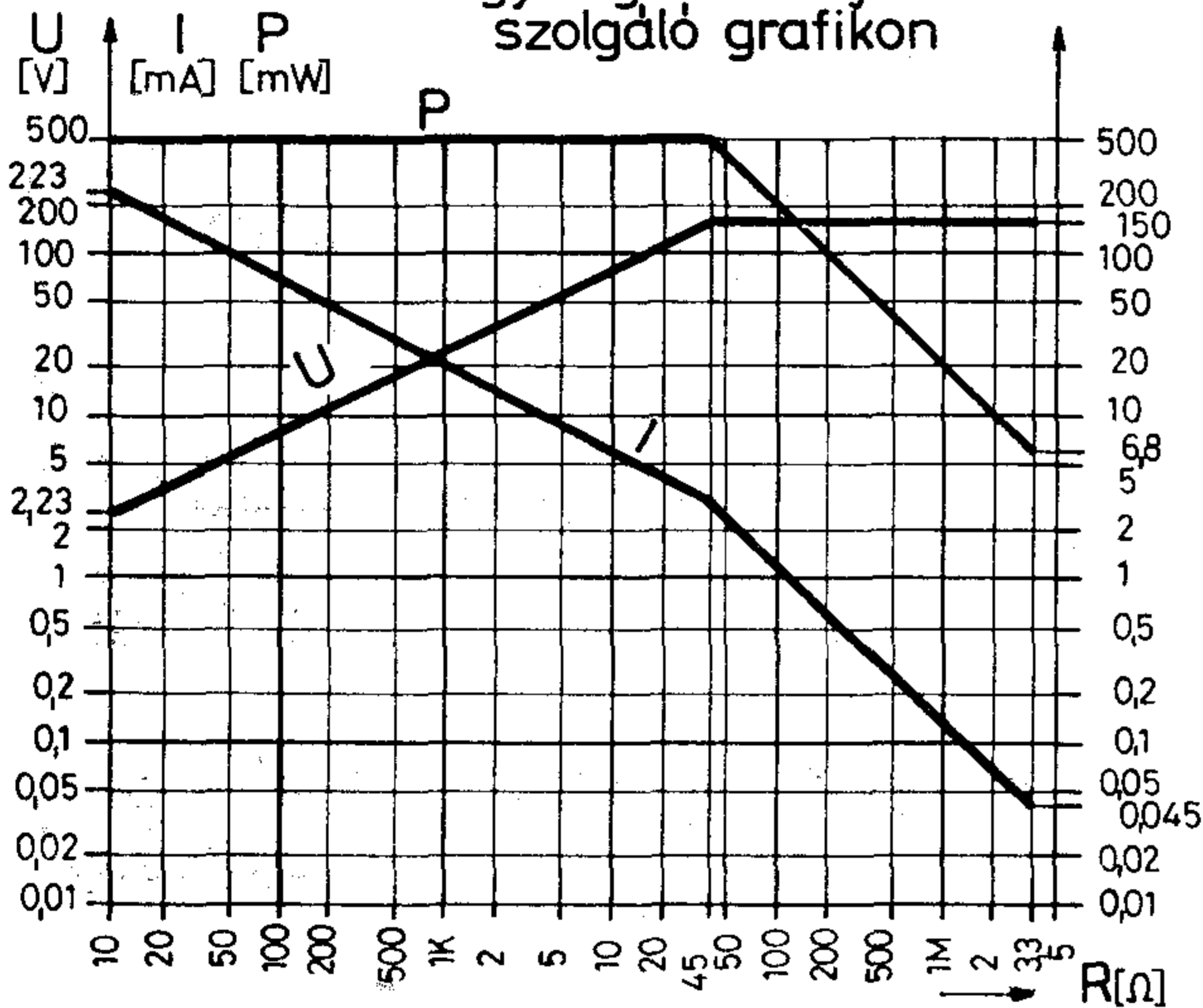
$+70^\circ\text{C}$   
max.  $\pm 1\%$  vagy  $0,5 \Omega$   
amelyik nagyobb

Méreték mm-ben



R 5363

Nagyságrendi tájékoztatásra  
szolgáló grafikon



R5363

Névleges rezisz- tencia [MΩ]	$A_{max}$	$B_{max}$	$C_{max}$	$t \pm 0,2$	$U_h$ [V]
2,2 és 22	1,8	6,7	13	10,16	1000
3,3 és 33					1100
4,7 és 47		8			1500
6,8 és 68		10,1			2000
10 és 100					2500
15 és 150					14,3

Villamos jellemzők

NÉVLEGES

REZISZTENCIA ( $R_n$ ) 2,2 MΩ...150 MΩ

REZISZTENCIA SOR E6

REZISZTENCIA TŰRÉS  $\pm 20; \pm 10\%$

HATÁRFESZÜLTÉS ( $U_h$ ) táblázat szerint

FELÜLETI

HŐMÉRSÉKLET max.  $+155^\circ\text{C}$

HŐMÉRSÉKLETI

TÉNYEZŐ max.  $\pm 250 \cdot 10^{-6}/\text{K}$

Környezetállóság

KULCSSZÁM 55/155/56

TARTÓS NEDVES

MELEG napok száma 56

dR/R max.  $\pm 2\%$

Tartósság

Időtartam 1000 h

Vill. terhelés max.  $U_h$

Hőmérséklet  $+70^\circ\text{C}$

dR/R max.  $\pm 2\%$

Az alábbiak mindhárom ellenállástípusra (R5362, R5366, R5363) egyaránt vonatkoznak.

Beszereleési előírás

Az ellenállásokat célszerű max. 20 W teljesítményű max.  $230^\circ\text{C}$  hőmérsékletű pákával max. 2 s idő alatt beforrasztani. Nyomatott huzalozású felhasználásnál az ónfűrdő hőmérséklete  $230 \pm 5^\circ\text{C}$ , a bemártás időtartama  $2 \pm 0,5$  s legyen.

A meleg és hideg raktározás, valamint egyéb műszaki tájékoztatók az Rx-74.261/27 és /28 termékszabványokban található (beszerezhető a REMIX Kereskedelmi Főosztálytól).

Ezen alkatrészeinket az ELEKTROMODUL forgalmazza. Megkeresésükre küldünk katalógust.

Kereskedelmi Főosztályunk (telefon: 573-033) várja érdeklődésüket és készséggel áll rendelkezésükre.

REMIX®

Rádiótechnikai Vállalat Budapest, X. Pataki tér 20.

A szerkesztő bizottság elnöke: HORVÁTH IMRE

Szerkesztő: ANGYAL LÁSZLÓ

### SZERKESZTŐ BIZOTTSÁG

#### BHG

Laczkó Endre  
Bernhardt Richárd  
Dr. Eisler Péter  
Dr. Gosztony Géza  
Honti Ottó  
Klug Miklós  
Tölgyesi László

#### ORION

Jakubik Béla  
Csernoch János  
Froemel Károly  
Sass Károly  
Szabó Károly  
Szász Gerő

#### TERTA

Bánsági Pál  
Baján Tibor  
Bendek Elek  
Halmi Gábor  
Hutter Mihály

BHG ORION TERTA

# MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXVIII. évfolyam

1982

2. szám

## A COMBI-X típusú nagykapacitású távbeszélő központ

CZOBOR MIKLÓS  
BHG

Már régen meglevő igény kielégítését teszi lehetővé a korszerű szolgáltatásokkal rendelkező KA5001 típusú nagykapacitású alközpont. A fejlesztés az ARF102 típusú főközpont alapáramköreiből és kapcsoló-fokozataiból indult ki, ezért szükségszerűen vetődött fel a gondolat — valamint az igény — hogy a viszonylag nagy beruházást igénylő távbeszélő alközpont berendezéseit több intézmény közösen használhassa és főállomások is beköthetők legyenek. Ebbe az irányba folytatva a fejlesztést alakult ki a COMBI-X típusú nagykapacitású távbeszélő központ, amelynek szolgáltatásait és működését — bár a fejlesztés még nem fejeződött be — az alábbiakban ismertetjük.

A COMBI-X elnevezés is utal rá, hogy ez olyan vegyeshasznátú távbeszélő központ, amely az alközponti szolgáltatásokon túlmenően főközponti szolgáltatásokat is nyújt, vagyis egyaránt alkalmas az alközponti és a főközponti feladatok ellátására. Rendszertechnikai és konstrukciós felépítése folytán az AR rendszerű távbeszélő központ-családba illeszkedő berendezés, pontosabban az ARF102 típusú főközpont alközponti szolgáltatásokkal kiegészített változata.

Az alközponti rész alapszolgáltatásként tartalmazza a legfontosabb alközponti szolgáltatásokat — amelyek az igényeknek megfelelően kiegészíthetők a legkorszerűbb szolgáltatásokkal — és úgy illeszkedik a főközponti részhez, hogy annak minden eredeti tulajdonsága megmaradt. Ezáltal lehetővé vált, hogy ugyanabba a központba alközponti mellékállomások és főállomások is beköthetők legyenek. A mellék- és főállomások elosztása elvileg tetszőleges lehet, azonban gyakorlati okokból célszerű 100-as csoportokat alakítani a főállomásokból.

Az AR rendszerben alkalmazott MFC jelzésrendszer — amely a COMBI-X alapvető jelzésrendszerre — egyszerűvé teszi az együttműködést az azonos jelzésrendszerű postai hálózattal és alkalmassá teszi több központból álló — akár országos kiterjedésű — hálózat kialakítására. A rugalmas regiszter-szervezés révén együtt tud működni csoportválasztói szinten más rendszerű központokkal (pl. Rotary), valamint csatlakoztatni lehet egy másik központ lokál-szerelvényére is.

A COMBI-X alkalmazható mint *alközpont* (kezelői közvetítéssel, illetve beválasztással), mint *centrex-központ* (több intézmény által közösen használva) és mint *főközpont* (a főállomások részére). Ezért nemcsak a nagyobb vállalat, intézmény, több vállalat által közösen használt irodaépület, több központból álló hálózattal rendelkező intézmény belső és külső távbeszélő forgalmát képes lebonyolítani, hanem a központ közelében levő település postai közforgalmú hálózaton belüli előfizetői és nyilvános távbeszélő forgalmát is. A COMBI-X vegyesközponti alkalmazása a központ berendezéseinek gazdaságosabb kihasználását eredményezi a közületi és a lakás távbeszélő-csúcsforgalom időpontjának eltérése következtében.

### A COMBI-X általános műszaki jellemzői

A központhoz kapcsolódó *vonalfajták* a következők lehetnek:

- *mellékállomási* vonalak, melyeken lehetnek szám-tárcsás, billentyűs (MF jelzéssel), valamint (adapter közbeiktatásával) LB készülékek,
- *főállomási* vonalak, melyeken lehetnek szám-tárcsás, billentyűs (MF jelzéssel) és (adapter közbeiktatásával) pénzbedobós készülékek,
- *kimenő* vonalak, amelyek (illesztő áramkörök közbeiktatásával) az együttműködő központ csoportválasztó fokozatának bemenetére csatlakoznak (ARF102, ARM, Rotary stb.),
- *bejövő* vonalak, amelyek (illesztő áramkörök közbeiktatásával) az együttműködő központ csoportválasztó fokozatának kimenetére csatlakoznak (ARF102, ARM, Rotary, stb.),
- *kétirányú* vonalak, amelyek a másik központ lokál-szerelvényére csatlakoznak,
- *társközponti* vonalak, amelyek a társközpont megfelelő illesztő-áramkörére csatlakoznak.

A központhoz — akár vegyesen is — kapcsolódó különböző vonalfajták és az ezekhez csatlakozó különféle készüléktípusok, illetve központtípusok közötti együttműködést a COMBI-X rugalmas regiszter-szervezése biztosítja.

A mellékállomások a főközpont irányába (előtét irányválasztó-szám segítségével) két tárcsahangos rendszerben, míg a társközpontok irányába — egy-séges számrendszer esetén — egy tárcsahangos, egyéb esetben (irányválasztó-szám segítségével) két tárcsahangos rendszerben hívhatnak. A főállomások ugyanúgy hívhatnak mint más, főközpontba csatlakozó főállomások.

A mellék- és a főállomásról *kezdeményezett hívás* felépítését a COMBI—X regisztere vezérli

- *közvetlenül*, ha a hívás a központon belül marad, vagy ha kimenő vonalon épül fel a kapcsolat,
- *közvetve*, tárcsaimpulzusok kiadásával (hurok-szagatással), ha a hívás kétirányú vonalon épül fel.

A központba *bejövő hívás* felépítését (végződő, tranzit)

- *beválasztással* közvetlenül az együttműködő központ regisztere vezérli (amennyiben MFC jelzésrendszerű), vagy ismétlő-regiszter közbeiktatásával, ha más jelzéssel adja át a hívottra jellemző információt,
- *kezelő közvetítésével* a COMBI—X regisztere vezérli minden olyan esetben, amikor a másik központból nem érkezik a hívottra jellemző információ, vagy a hívott beválasztással nem hívható.

A központ *szám kiosztása* főközponti beválasztás esetén illeszkedik a főközpont szám kiosztásához, mert az alközpont kezelője (vállalat hívószáma), valamint a beválasztással hívható mellékállomások és a főállomások részére a főközpont biztosít számmezőt. Házi forgalomban a mellékállomások hívószáma négy- vagy ötjegyű (a főközponti hívószám utolsó négy vagy öt számjegye), a kezelők közös hívószáma egyjegyű, egyéb speciális hívószámok egy- kettő- vagy háromjegyűek.

A COMBI—X konstrukciós felépítése folytán az AR család tagja. Az alkalmazott keretek, kapcsolómezők és az áramkörök (sávok) egy része a már eddig is gyártott típusokból épül fel. Az alközponti szolgáltatásokat megvalósító áramkörök új fejlesztésűek és kialakításuk illeszkedik a már eddig is alkalmazott típusokéhoz.

### A COMBI—X szolgáltatásai

A szolgáltatásokat két csoportra osztjuk:

- *alapszolgáltatások*, melyeket a központ mindig tartalmaz,
- *opcionális (választható) szolgáltatások*, melyeket külön kívánságra építünk be.

A központ berendezései alapszolgáltatás formájában tartalmazzák a legegyszerűbb alközponti szolgáltatásokat és alkalmasak arra, hogy a legkorszerűbb alközponti, valamint főközponti szolgáltatásokkal kiegészíthetők legyenek.

#### Mellékállomások alapszolgáltatásai:

- a mellékállomások kategóriákba sorolhatók és meghatározhatók az egyes kategóriák által igénybe vehető szolgáltatások:

*Hívó kategóriák* („hívó jogok”) lehetnek pl. nemzetközi- belföldi- vagy körzeti-távhívásra jogos, városi- vagy csak házi-forgalomra jogos, csak kezelő közreműködésével hívható, valamilyen egyéb szolgáltatásra jogosult (elsőbbeségi, automatikus visszahívás, konferencia, diktafon, rövidített hívószám, hívásátírányítás stb.), főállomássá „válhat” stb.

*Hívott kategóriák* („hívhatósági jogok”) lehetnek pl. bejövőforgalomban beválasztással, vagy csak kezelőn keresztül hívható, házi forgalomban is csak kezelőn keresztül hívható, nem hívható stb.

- *házi hívás* automatikusan és félautomatikusan (kezelő közvetítésével),
- *kimenő hívás* automatikusan, távhívás korlátozással a hívó kategóriájának figyelembe vételével,
- *bejövő hívás* automatikusan (beválasztással) és félautomatikusan (kezelő közvetítésével),
- *egyéb szolgáltatások* automatikus igénybevétele speciális hívószám segítségével,
- *egyjegyű közös kezelői hívószám* a házi forgalomban
- *külső kapcsolat gyorsátadása* a kezelőnek,
- *foglaltsági hang* kb. 5—10 s-ig, ha a hívott állomás, kimenő irány, illetve egyéb szolgáltatás foglalt, a blokkoltsági állapotot megelőzően,
- *blokkoltsági állapot* következik be azonnal, ha a kapcsolat elérhetetlenség (torlódás, jogtalan kísérlet) miatt nem épül fel,
- *azonnali hívó oldali és késleltetett* (90 s) hívott oldali, *bontás* házi-, kimenő- és bejövő-összekötéseknél,
- *blokkolt állapotba* kerül a mellékállomás és vonaláramköréből, *blokkoltsági hangot* kap, ha a kézibeszélőjét nem teszi helyére.

Az alközponti kezelők feladataikat kezelői munkahelyeken (asztalokon) oldják meg, amelyekből asztalsor alakítható ki. A kezelői asztalon vannak elhelyezve:

- *egyéni billentyűk* és *optikai jelzők* (LED-ek) a hívások fogadásához és közvetítéséhez,
- *számbillentyűzet* a hívások közvetítéséhez és a kezelő által kezdeményezett hívások felépítéséhez,
- *számkijelző*, amelyen megjelenik a kezelő által billentyűzött szám, a kezelőt hívó mellékállomás kapcsolási száma, a külső kapcsolatot létrehozó vonal kódszáma stb.,
- *közös billentyűk* és *optikai jelzők* (LED-ek) a különféle jelzésekhez és manipulációkhoz,
- *dugaszolható beszélőkészlet* (kézi vagy fejbeszélő).

#### Kezelők alapszolgáltatásai:

- a munkahelyre érkező *hívások automatikus elosztása*, automatikus és manuális *munkahely koncentrálás*, *hívás átírányítás másik munkahelyre*, automatikus *éjjeli üzemmód* (hívás fogadás),

- a kezelő a hívó vonalra beléphet (hívás fogadás), kiközvetítheti, a vonalból kiléphet, másik hívó vonalra átléphet automatikus várakoztatásba helyezéssel,
- a várakozó vonalokról jelzést kap, amely kb. 40 s elteltével *sürgető-hívójelzésre* vált át,
- a kezelő jelzést kap a hívott mellékállomás állapotáról (szabad, foglalt, kétszeresen foglalt, blokkolt és házi jogos),
- szabad vonalon automatikus vonalhurok ellenőrzés és sürgető csengetési lehetőség,
- várakoztathatja a hívót a szabad és a foglalt vonalon, a vonal felszabadulásakor automatikusan megindul a csengetés,
- a foglalt és a kétszeresen foglalt vonalra figyelhet és erőszakosan bonthatja azt,
- a blokkolt vonalra befigyelés után figyelmeztető hangjelzést (riasztó hangot) adhat,
- kétszeresen foglalt és blokkolt vonalon nem várakoztathatja a hívót (automatikus törlés),
- a bebillentyűzött számot, a hívás kiközvetítését törölheti,
- a mellékállomás jelentkezése után a kezelő felváltva, illetve egyszerre is beszélhet a mellékállomással és a hívóval,
- lánckapcsolást készíthet elő,
- kimenő kapcsolatot létesíthet és azt kiközvetítheti egy mellékállomásra (megrendelt kapcsolat),
- a kezelő általa előre meghatározott vonalon létesíthet kimenő kapcsolatot,
- kimenő hívást, vagy egyéb szolgáltatást (konferencia, diktafon) engedélyezhet a mellékállomásnak, a mellékállomás kategóriájának egy szeri megváltoztatásával,
- a kezelő egyéni mellékállomási vonallal rendelkezik, amely várakozásba helyezhető.

#### Egyéb alapszolgáltatások:

- a kimenő vonalokhoz csatlakozó díjszámlálók rögzítik a mellékállomások kimenő hívásainak díjegységeit,
- automatikusan kizáródnak a kimenő hívásból a kimenő-, kétirányú- és társközponti-vonalak vonalszakadás, vonalzárlat és póluscseré esetén,
- a bejövő és kimenő vonalak összekapcsolhatók egymással (tranzitálás),
- az alarmjelzések és a vizsgálati módszerek megfelelnek az ARF102 típusú központoknál alkalmazottaknak.

#### Opcionális (választható) szolgáltatások

A COMBI—X alapközpont kiegészítő berendezések alkalmazásával korszerű alközponti és főközponti szolgáltatásokat nyújtó vegyesközpontként alkalmazható.

#### Mellékállomások választható szolgáltatásai:

- *belső tudakozódás* (visszahívás+átadás): mellékállomás hívása a külső fél leválasztása és várakoztatása mellett. A visszahívó felváltva,

- illettegyszerre is beszélhet a mellékállomással és a külső féllel. A külső kapcsolat átadható a visszahívott jelentkezése előtt, vagy után,
- *elsőbbbségi szolgáltatás*, amelynek segítségével a hívó a foglalt mellékállomás vonalába harmadik félként bekapcsolódhat,
- *automatikus visszahívás* (hívás-fenntartás), amely foglalt mellékállomás esetén vehető igénybe és a hívott felszabadulása után automatikusan felcsengeti a hívót, majd a hívottat,
- *konferencia beszélgetés*, amelybe az összehívó egyenként kapcsolhatja be bármelyik mellékállomást vagy főállomást,
- *központi diktafon*, amely felkapcsolódás után számjegy beadásával vezérelhető (állj! indulj! vissza! stb.),
- *személykereső* berendezés, amelynek segítségével a személykeresésbe bevont személyeket bárki egy speciális számmal hívhatja. A hívott személy értesülve a hívásról, bármelyik mellékállomásról egy speciális szám beadásával kapcsolatba kerül a hívóval,
- *fővonall-rendelő* berendezés, amely felcsengeti a hívó mellékállomást, ha a főközpont irányába van szabad vonal,
- *hívás átirányítás*, amely lehetővé teszi, hogy a mellékállomás a készülékére irányuló hívásokat bármelyik mellékállomásra, vagy a felügyeleti szolgálatra átirányíthassa, a híváskezdeményezés lehetőségének megtartása mellett,
- *rövidített hívószám* a gyakrabban hívott állomások két- vagy három számjeggyel történő hívásához. Az így kiadott teljes szám legfeljebb 15 jegyű lehet,
- *főállomássá „válás”* egy speciális szám beadása után egyszeri alkalomra, ha a mellékállomás egyéni díjszámlálóval van ellátva. Ebben az esetben, mint főállomás működik a hívás végéig.

#### Alközponti kezelők választható szolgáltatásai:

- *éjjeli kezelés*; a bejövő (kimenő) hívások átadása a mellékállomásnak bejelentéssel, vagy anélkül (visszahívás-átadással),
- *táv hívás díjellenőrzés*, amelynek segítségével a távhívás befejezése után az e feladatra kijelölt kezelői munkahely számkijelzőjén megjelenik a távhívást lebonyolító mellékállomás kapcsolási száma és a távhívás díjtétele,
- *táv hívás díjrögzítő* berendezés, amely a távhívás befejezése után rögzíti (kinyomtatja) a hívó mellékállomás kapcsolási számát, a távhívás díjtételét, valamint az időpontját,
- *központi óra*, amely a munkahely számkijelzőjén kijelzi a pontos időt.

#### Egyéb választható szolgáltatások:

- *főállomások* kialakítása kategóriák segítségével és egyéni díjszámlálók alkalmazásával (a főállomások azonos szolgáltatásokkal rendelkeznek, mint az ARF102 típusú főközpont állomásai),

- csoportos vonalak (PBX) képezhetők ezres számmezőn belül,
- ikervonalak (egy- és kétívontos) alakíthatók ki,
- nagytávolságú vonalak, melyekre — adapter közbeiktatásával — mellékállomások és előfizetői főállomások csatlakoztathatók,
- billentyűs készülékek (MF jelzéssel) alkalmazása,
- pénzbedobós készülékek csatlakoztatása adapter segítségével,
- LB készülékek — adapter közbeiktatásával —, vagy hívómű nélküli CB készülékek a mellékállomási vonalakon (félautomatikus hívás),
- egyéni forgalomkorlátozó berendezés alkalmazása a készüléken, melynek segítségével bizonyos szolgáltatások (elsőbbbségi, távhívás stb.) csak a berendezés kikapcsolása után vehetők igénybe,
- felügyeleti szolgálat berendezés, amely lehetővé teszi, hogy bizonyos mellékállomásokra irányuló hívások a felügyeleti készülékre kapcsolódjanak, ahol mód van az üzenetek rögzítésére, vagy a hívások továbbkapcsolására
- „nem foglalt” (non busy) beszélőhelyek, amelyek hívásakor mindig felépül a kapcsolat és a kezelő készüléken kijelződik a hívó állomás kapcsolási száma,
- éjjeliőr ellenőrző berendezés, amely alarmjelzést ad, ha az éjjeliőr az előre meghatározott időpontban és készüléken nem adja be a megfelelő speciális számot,
- centrex berendezés segítségével több intézmény közösen használhatja ugyanazt a központot, mivel biztosítva van az intézményenkénti díjszámlálás, valamint a kezelő (kezelők) intézményenkénti bejelentkezése (közös kezelő),

- távfelügyeleti berendezés segítségével a felügyeletet ellátó helyre (főközpont) továbbíthatóak az alarmjelzések.

### A COMBI—X működése

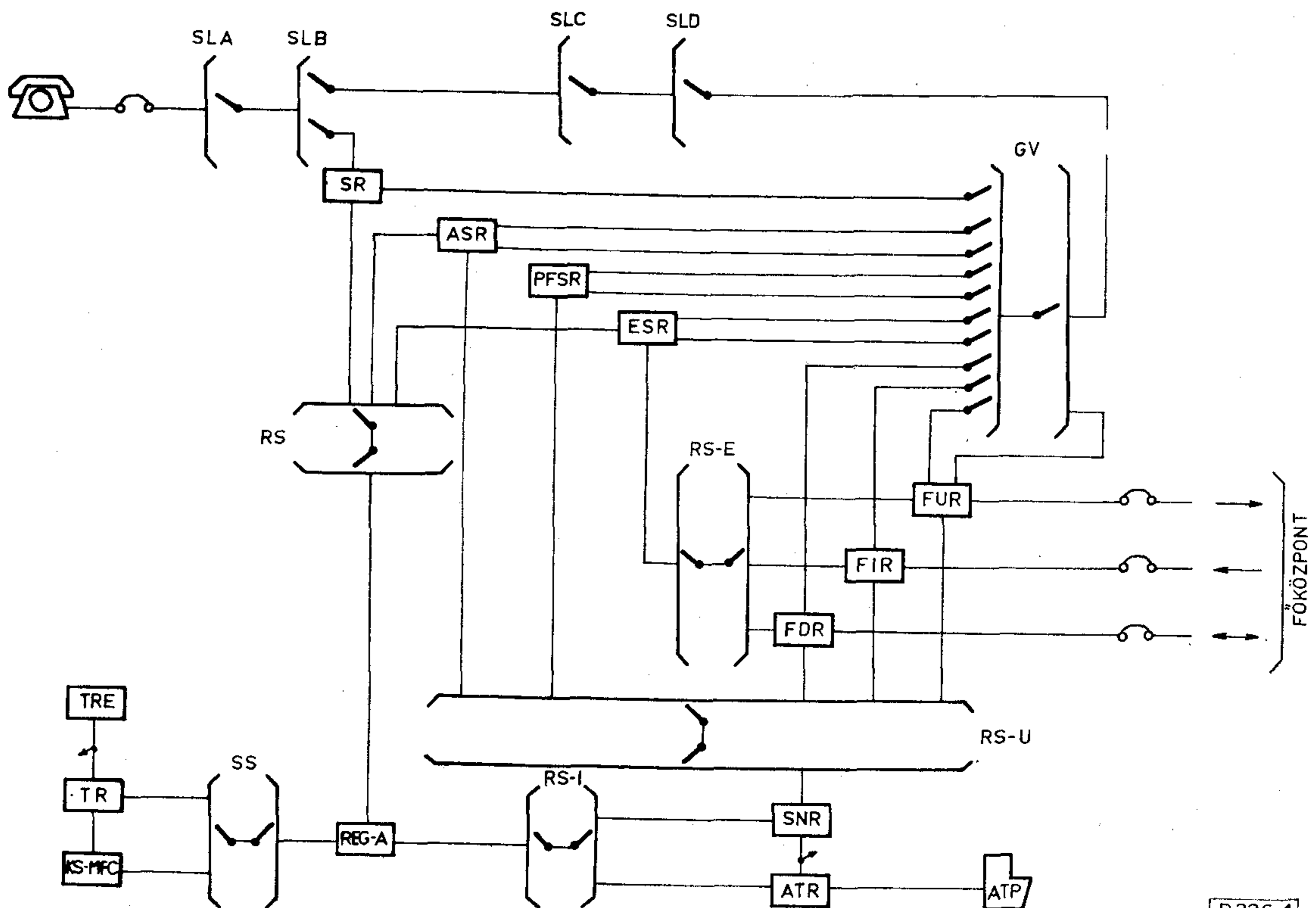
A kapcsolási vázlaton a COMBI—X központ kapcsoló fokozatainak és néhány fontosabb áramkörének elrendezése látható. Az SL (előfizetői), GV (csoportválasztó), RS (regiszter kereső) és az SS (kódadó kereső) fokozatok, valamint az SR (összekötő), KS—MFC (kódadó) áramkörök elrendezése és funkciója megegyezik az ARF102 típusú főközpontéval (főközponti rész). Az RS—I (regiszter kereső), az RS—U (trunk összekötő kereső) és az RS—E (visszahívó kereső) fokozatok, valamint a REG—A (regiszter), ATR (kezelő), ATP (kezelő asztal), SNR (trunk összekötő), FUR (kimenő vonal), FIR (bejövő vonal), FDR (kétirányú vonal), ESR (visszahívó), ASR (kezelői összekötő), PFSR (elsőbbbségi összekötő) és TR (tranzlátör) áramkörök elrendezése és működése biztosítja az alközponti szolgáltatások egy részét (alközponti rész).

A különféle hívások felépítését az alábbi főbb kapcsolás-típusok és ezek kombinációi biztosítják (lásd: kapcsolási vázlat):

#### A) Regiszter kapcsolás

A kapcsolás célja, hogy a hívást kezdeményező állomásra regiszter (REG—A) kapcsolódjon fel.

Az állomás kézibeszélőjének felemelésekor a hozzá tartozó SL (ezres előfizetői) fokozat marker áramköre



1. ábra. COMBI—X kapcsolási vázlata

B226-1

azonosítja a hívó állomást, majd az SLA és SLB kapcsoló fokozatokon át felkapcsol egy összekötő (SR) áramkört, melyhez az RS fokozaton keresztül egy szabad regiszter (REG—A) kapcsolódik. A hívó állomás kategóriájától függően (mellékállomás vagy főállomás) a regiszter alközponti vagy főközponti tárcsázási hangot ad.

#### B) Hívott kapcsolása (vonalválasztás)

A kapcsolat — melynek az a célja, hogy a regiszterrel kapcsolatban levő áramkör (SR, ASR, PFSR, ESR stb.) GV fokozat felőli kimenetére kapcsolja fel a hívott állomást — a következőképpen épül fel:

A regiszter, ha elegendő számjegyet vett be, magára kapcsol az SS fokozaton keresztül egy kódadót (KS—MFC), amely a beadott számjegyek alapján — MFC jelzésekkel — vezérli a kapcsolat felépítését. Először a csoportválasztó (GV) fokozatot kapcsolja át a kívánt ezres SL fokozat felé, majd az SLD, SLC, SLB és SLA fokozatokon keresztül felkapcsolja a kívánt állomást. A kapcsolat végén a regiszter és a kódadó, valamint az RS és az SS fokozat felszabadul.

#### C) Visszakapcsolás

Ennek a kapcsolásnak az a célja, hogy a regiszterrel kapcsolatban levő mellékállomást az előtétszámmal (irányszámmal) megjelölt szolgáltatást biztosító áramkör (kimenő vonal, kezelői összekötő, elsőbbségi összekötő konferencia stb.) GV fokozat felőli kimenetére kapcsolja.

A regiszter az előtét szám bevétele után a koordináló marker segítségével kijelöli a kívánt szolgáltatáshoz tartozó szabad áramköröket és ezek közül az egyiket az RS—I fokozaton, egy szabad SNR áramkörön, valamint az RS—U fokozaton keresztül magára kapcsolja. Ezután a regiszter hív egy szabad kódadót (KS—MFC) az SS fokozaton keresztül, amely a hívó mellékállomás regiszterben tárolt kapcsolási száma alapján a kért áramkör (pld. ASR) csoportválasztó-bemenetére vonalválasztással (B) felkapcsolja a hívó mellékállomást. A regiszter ezután elbontja a hívó felé az összekötő (SR) áramkört és a kódadót, valamint a RS és SS fokozatot. Amennyiben a regiszter a kért áramkörből nem kap tartást, akkor felszabadul, és elbontja a trunk-összekötő áramkört, valamint az RS—I és RS—U fokozatot is.

#### D) Kezelő kapcsolás

A kapcsolat célja, hogy a kezelőt hívó áramkörre (bejövő vonal, kezelői összekötő stb.) beültetett — elsősorban szabad — kezelőhöz tartozó szabad trunk-összekötő (SNR) kapcsolódjon. Az SNR áramkör hívójelzést tud adni a kezelőnek, amelybe az a kezelő áramkörön (ATR) át be tud kapcsolódni.

A kezelőt hívó áramkör (FIR, ASR stb.) a koordináló marker segítségével kijelöli a számításba vehető kezelőkhöz tartozó szabad trunk-összekötő áramköröket és az RS—U fokozaton keresztül felkapcsolódik az egyikre. Ekkor a kezelőasztalon (ATP) kijelződik az SNR áramkörhöz tartozó egyéni optikai jelzőn (LED) a „kezelő hívás”. A kezelő az SNR áramkörhöz tartozó billentyűvel fogadhatja a hívást.

A központ működését néhány hívás felépítésén keresztül mutatjuk be:

*Mellékállomás házi hívása.* A kézibeszélő felemelése után regiszter kapcsolás (A), majd a számjegyek beadása után vonalválasztás (B) következik. A hívott csengetését és a táphidakat az SR áramkör adja.

*Mellékállomás kimenő hívása.* A kézibeszélő felemelése után regiszter kapcsolás (A), majd az előtét szám beadása után visszakapcsolás (C) következik, FUR vagy FDR áramkörre. A regiszter azonban nem szabadul fel (a vonalhurokról tart) és „második” (főközponti irány esetén „főközponti”) tárcsahangot ad. A mellékállomástól a számjegyeket a REG—A veszi be, ellenőrzi azokat (távhívás korlátozás), majd a vonal típusától függően közvetlenül (FUR), vagy közvetve (FDR) vezérli a távoli központot. Ezután a regiszter „egyenesbe” kapcsolja a trunk áramkört (FUR, FDR), majd felszabadul és elbontja az SNR áramkört, valamint az RS—I és RS—U fokozatot. A hívó mellékállomásnak a táphidat a FUR, vagy FDR áramkör biztosítja.

*Bejövő hívás beválasztással.* A távoli központból bejövő vonalon (FIR) érkező hívás, a távoli kódadó vezérlésével, vonalválasztással (B) kapcsolja fel a hívott állomást a FIR áramkör GV fokozat felőli kimenetére. A hívott csengetését és a táphidat a FIR biztosítja.

*Bejövő hívás kezelő közvetítésével.* Amennyiben a távoli központból bejövő vonalon (FIR) érkező hívás a távoli kódadó vezérlésével nem építhető fel (beválasztással nem hívható állomás, vagy a központ kezelői hívószáma), akkor az SL, illetve GV fokozat jelzést ad a FIR áramkörnek, mire az kezelő-kapcsolást (D) kezdeményez. A kétirányú vonalon (FDR) érkező hívás közvetlenül kezelő-kapcsolást (D) eredményez. A kezelő az ATR áramkörön keresztül kapcsolódhat az SNR áramkörbe és a kért mellékállomás hívószámát az ATR áramkörhöz RS—I fokozaton át kapcsolódó REG—A áramkörbe billentyűzi be. A hívott mellékállomást a REG—A-hoz SS fokozaton keresztül kapcsolódó KS—MFC az RS—I fokozaton, az ATR és SNR áramkörön, valamint az RS—U fokozaton keresztül vonalválasztással (B) kapcsolja a FIR (vagy FDR) áramkör GV fokozat felőli kimenetére. A foglaltságvizsgálatot és a csengetést az SNR, a táphidat pedig a FIR (vagy FDR) biztosítja.

*Visszahívás.* A mellékállomás külső kapcsolata esetén a visszahívást kezdeményező vonalra (FIR, FUR, FDR) az RS—E fokozaton keresztül egy szabad visszahívó áramkör (ESR) kapcsolódik fel, amelyre az RS fokozaton keresztül egy szabad regiszter kapcsolódik és tárcsázási hangot ad. A számjegyek beadása után vonalválasztás (B) következik. A csengetést és a táphidat az ESR áramkör adja.

*Kezelő hívása házi forgalomban.* A kézibeszélő felemelése után regiszter kapcsolás (A), majd a kezelő közös hívószámának beadása után visszakapcsolás (C) az ASR áramkörre és kezelő-kapcsolás (D) következik.

*Elsőbbségi hívás.* Amennyiben a házi hívás alkalmával a hívott foglalt, akkor a vonalválasztás (B) végén a regiszter 5—10 s-ig foglaltsági hangot ad. Ha az elsőbbségi jogú állomás ez idő alatt beadja az

„1”-es számjegyet, akkor visszakapcsolás (C) történik az elsőbbségi összekötő (PFSR) áramkörre és mivel a regiszter nem szabadul fel, ezért egy újabb vonalválasztás (B) segítségével harmadik félként bekapcsolódik a foglalt mellékállomás beszélgetésébe. A titkossági hangot és a táphidat a PFSR biztosítja.

*Hívás rövidített hívószámmal.* A kézibeszélő felemelése után regiszter kapcsolás (A) történik, majd

a rövidített hívószám beadása után a regiszter az SS fokozaton keresztül tranzlátort (TR) kapcsol magára. A TR a közös elektronikus tároló (TRE) segítségével a hívó kapcsolási száma és a rövidített hívószám által meghatározott számjegyeket adja be a REG—A áramkörbe, a rövidített hívószám helyébe. A továbbiakban a hívás ugyanúgy épül fel, mintha a mellékállomás adta volna be a számjegyeket.

## HÍREK ÜZEMEINKBŐL

### Szerződéskötések

A Telefongyár a BUDAVOX külkereskedelmi vállalattal együttműködve nagy volumenű kereskedelmi szerződést írt alá a tavaszi BNV-n az illetékes szovjet külkereskedelmi vállalatokkal 1982. évi szállítási határidővel. A szerződés alapján lekötötték a szovjet viszonylatú jövő évi TAF rendszerek és berendezések mintegy 85 százalékát, valamint a szovjet viszonylatú légvezetékes rendszerek közel 100 százalékát.

Ezen kívül jelentős szerződéseket írtak alá az NDK-val és Bulgáriával is, ahová ugyancsak TAF, illetve PCM berendezéseket szállít a Telefongyár.

### LC szűrős csatornalap gépi szerelése

A Telefongyárban három fejlesztőmérnök az automatikus gépi szerelőüzem három automata beültetőjét alkalmassá tette arra, hogy a korábban kézzel beültetett csatornalapokon gépi úton történjen a szerelés. Jelenleg a mérés technológián dolgoznak, hogy könnyebb legyen az elektromos bemérés is.

Az eljárás lényege, hogy az alaplapot áttervezték a huzalozás és az alkatrészek elhelyezésével együtt. Azzal, hogy gépi beültetésre tették alkalmassá az LC-szűrőlapokat, normaóra megtakarítást is lehetővé tettek.

### Párhuzamosan a megvalósítással

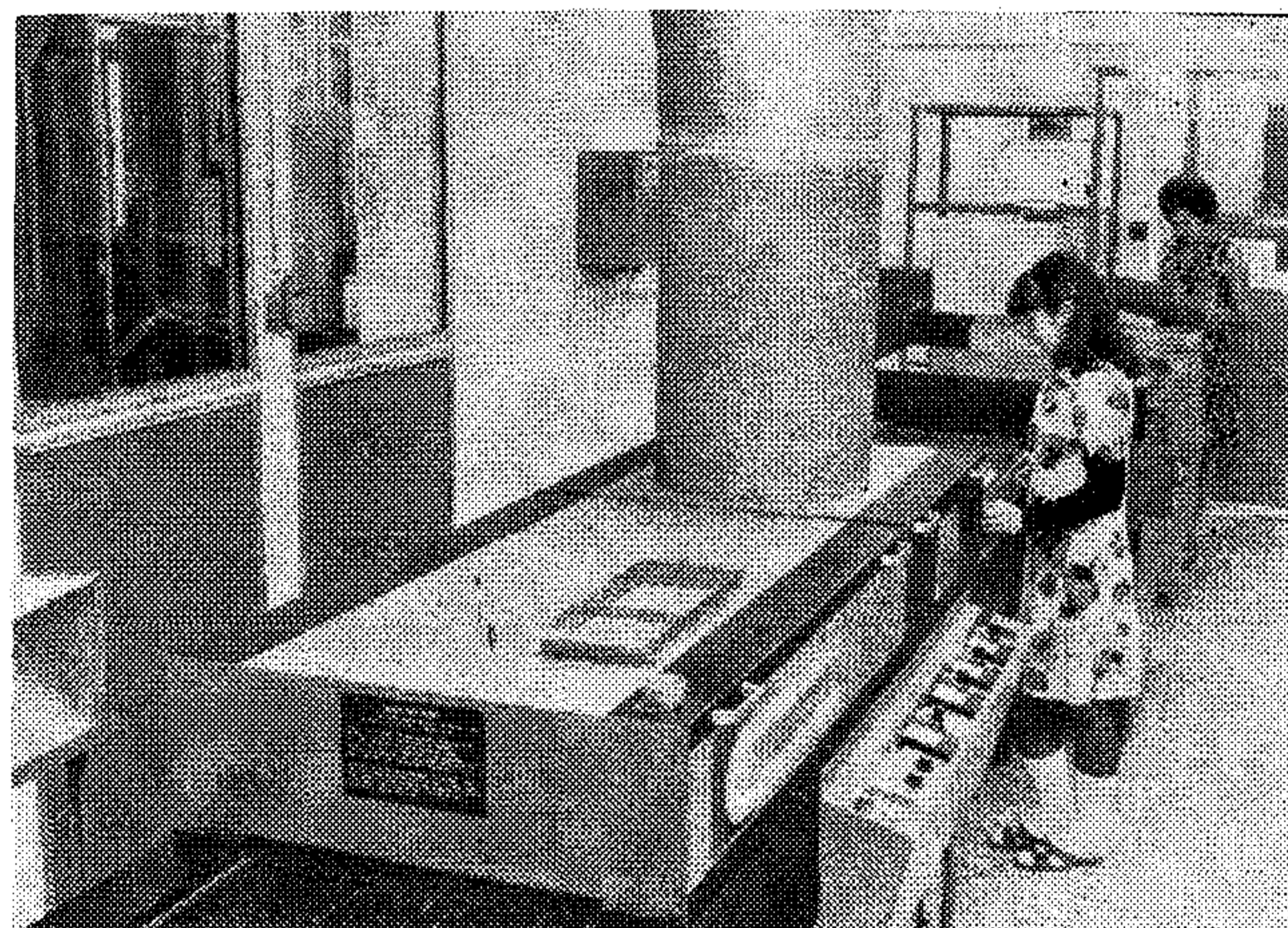
A közelmúltban műszaki-gazdasági pályázatot hirdetett a Telefongyár különféle technikai kérdések megoldására. A tíz pályázatból kilencet jutalmaztak. Közülük egyiket Fridrik Márta villamosmérnök vezetésével egy kilenc tagú kollektíva készítette „A nyomtatott huzalozású lapgyártó üzem hatékony üzemeltetési feltételeinek biztosítása” címmel.

A Telefongyárban a közelmúltban állítottak üzembe egy korszerű nyáklap-gyártó üzemet, amely a pályázat szerint végzi munkáját. Így a pályázat párhuzamosan a megvalósítással azzal foglalkozik, hogy egy ilyen üzem telepítése milyen ütemben, hogyan készül. Foglalkozik azzal is, hogy milyen feltételeket kell megteremteni ahhoz, hogy az új

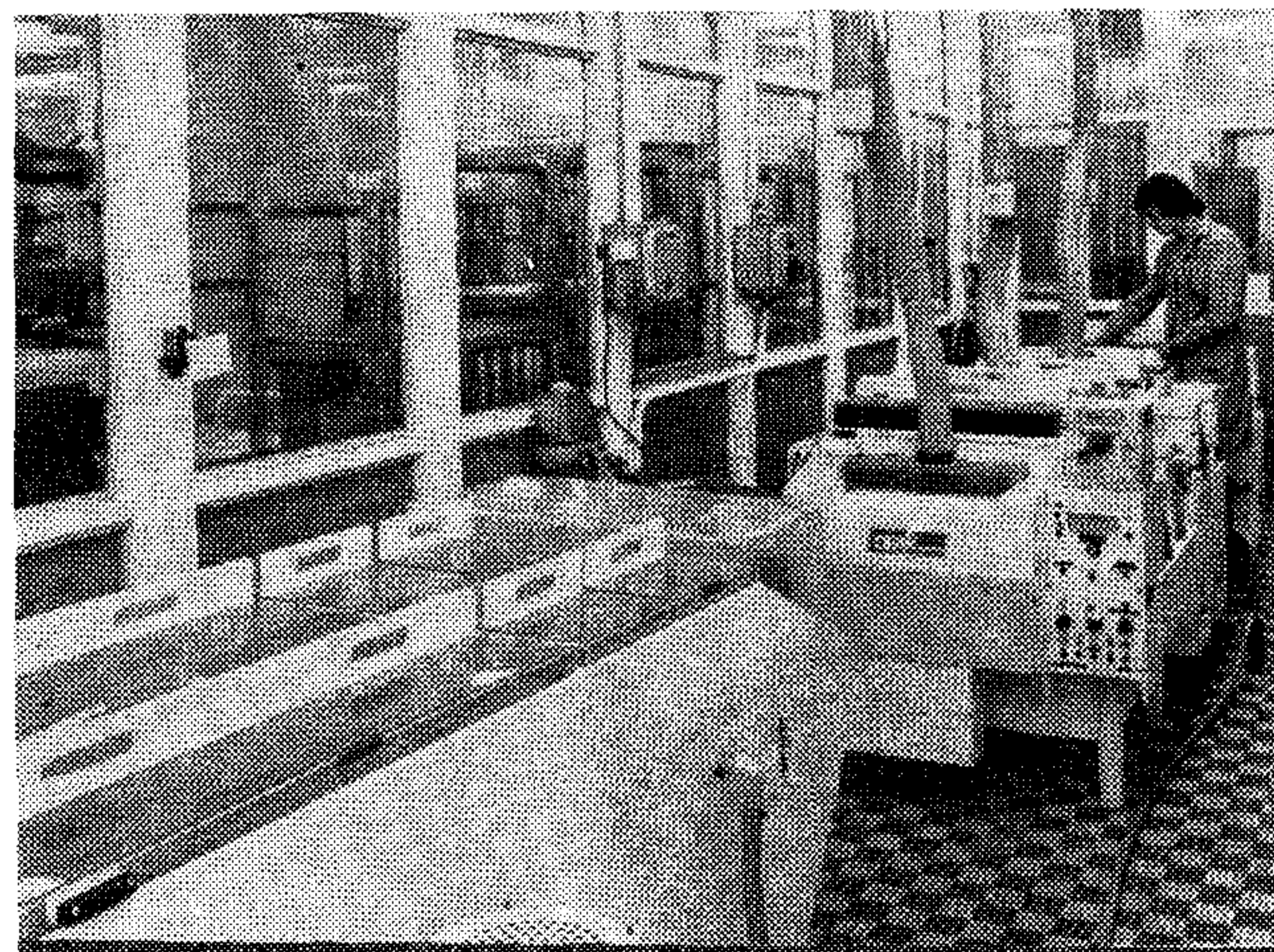
gépeket üzembe lehessen állítani, milyen és hány gép érkezik, azok hová kerülnek stb.

A pályázat, szinkronban a megvalósulással, foglalkozik azzal is, hogy a betanításra érkező külföldi szakemberek részére hogy a legcélszerűbb a gépek felállítása, de ismerteti az új technológia megtanulásához szükséges tanfolyamok tematikáját is.

A pályázat az anyagi elismerés mellett külön műszaki igazgatói dicséretben is részesült.



A nyáklap-gyártó üzem maratógépe



Előtérben a sztrippelőgép, mögötte a marató



# Automatikus számtárca impulzus mérőberendezés

GYURIS ÁRPÁD—  
KLATSMÁNYI BÉLA—  
PINTÉR ISTVÁN  
KKVMF

## 1. Általános ismertetés

A berendezés a kapcsolt táviróhálózatban (pl. telex-hálózat) a kapcsolat felépítéséhez szükséges választó jeleket előállító számtárca impulzusainak minőségét ellenőrzi.

A számtárcaimpulzusok minőségének ellenőrzése a számtárcaimpulzusokat jellemző paraméterek mérésével történik. Ezeket a paramétereket a CCITT (Nemzetközi Táviró és Távbeszélő Tanácsadó Testület) U.2. jelű ajánlása rögzíti az alábbiak szerint.

A CCITT,

figyelembe véve,

a) hogy amikor számtárca-impulzus generátort használnak a nemzetközi telex-hálózatba irányuló előfizetői automatikus választási eljárás során, előnyös az ilyen számtárca-impulzus generátorok jellemzőit lehetőség szerint szabványosítani;

b) hogy a tárcsázási sebesség és a tárcsák holt idejének szabványosítása nem okoz műszaki nehézséget;

c) hogy bizonyos automatikus rendszerek kielégítő működéséhez az egymást követő impulzus sorozatok közti idő nem lehet 500 ms-nál kevesebb, de a tapasztalat azt mutatja, hogy egy gyakorlott kezelőnek a tárcsa felhúzásához 300 ms időre van szüksége;

d) hogy az 1,2:1-től 1,9:1-ig terjedő impulzus arányok a meglévő automatikus kapcsoló rendszerek megfelelő működését biztosítják;

e) hogy ezek az impulzus arányok elfogadhatók abból a célból, hogy egyszerűsödjék az előfizetők közötti közvetlen hívás;

egyhangúlag azt a véleményt nyilvánítja,

1. hogy a nemzetközi telex szolgálatban, amikor számtárca-impulzus generátorokat használnak az előfizetők automatikus választására:

a) a szabványos tárcsázási sebesség másodpercenként 10 impulzus legyen  $\pm 10\%$  tűréssel;

b) a tárcsák holt ideje nem lehet 200 msec névleges értéknél kevesebb;

2.

a) hogy az impulzus-aránynak 1,2:1 és 1,9:1 között kell lennie, a névleges arányt úgy lehet megválasztani, hogy 1,5:1 és 1,6:1 közé essen;

b) hogy, amikor a választó jelek jeljavítón haladnak át előnyös lehet a 1,5:1 névleges arány használata.

Az általunk kifejlesztett berendezéseket a táviróközpontokban szerelik fel és velük a kapcsolatot bármely táviró-állomás — a szokványos módon — felveheti. A kapcsolat felvétele után tárcsázott további 0 (nulla) számjegy impulzusait a berendezés automatikusan leméri s az eredményt egyrészt visszaküldi a hívó telexállomásra, másrészt a hozzá kapcsolt távgépíró (monitor gép) is kinyomtatja (naplózza). A berendezés a „0” számjegy jellemzőit (10 impulzus) digitális úton méri.

A berendezés műszaki adatai:

Mérendő paraméterek:

Tárcaimpulzus lefutási idők:

Nyitás + zárás ( $N+Z$ ) átlag

lefutási ideje: a 10 tárcsaimpulzus lefutási ideje.  
Mérési tartomány: 0–1,99 sec  $\pm 1$  digit

Az első (1) impulzus  
lefutási ideje: az 1. tárcsaimpulzus ( $N+Z$ ) lefutási ideje.  
Mérési tartomány: 0–0,199 sec  $\pm 1$  digit

A kilencedik (9.) impulzus  
lefutási ideje: a 9. tárcsaimpulzus ( $N+Z$ ) lefutási ideje.  
Mérési tartomány: 0–0,199 sec  $\pm 1$  digit

Zárás—nyitás viszony

$Z/N$  max.: a maximális zárás—nyitás viszony értéke.

Mérési tartomány: 0–3,99  $\pm 1$  digit

$Z/N$  min.: minimális zárás—nyitás viszony értéke.  
Mérési tartomány: 0–3,99  $\pm 1$  digit.

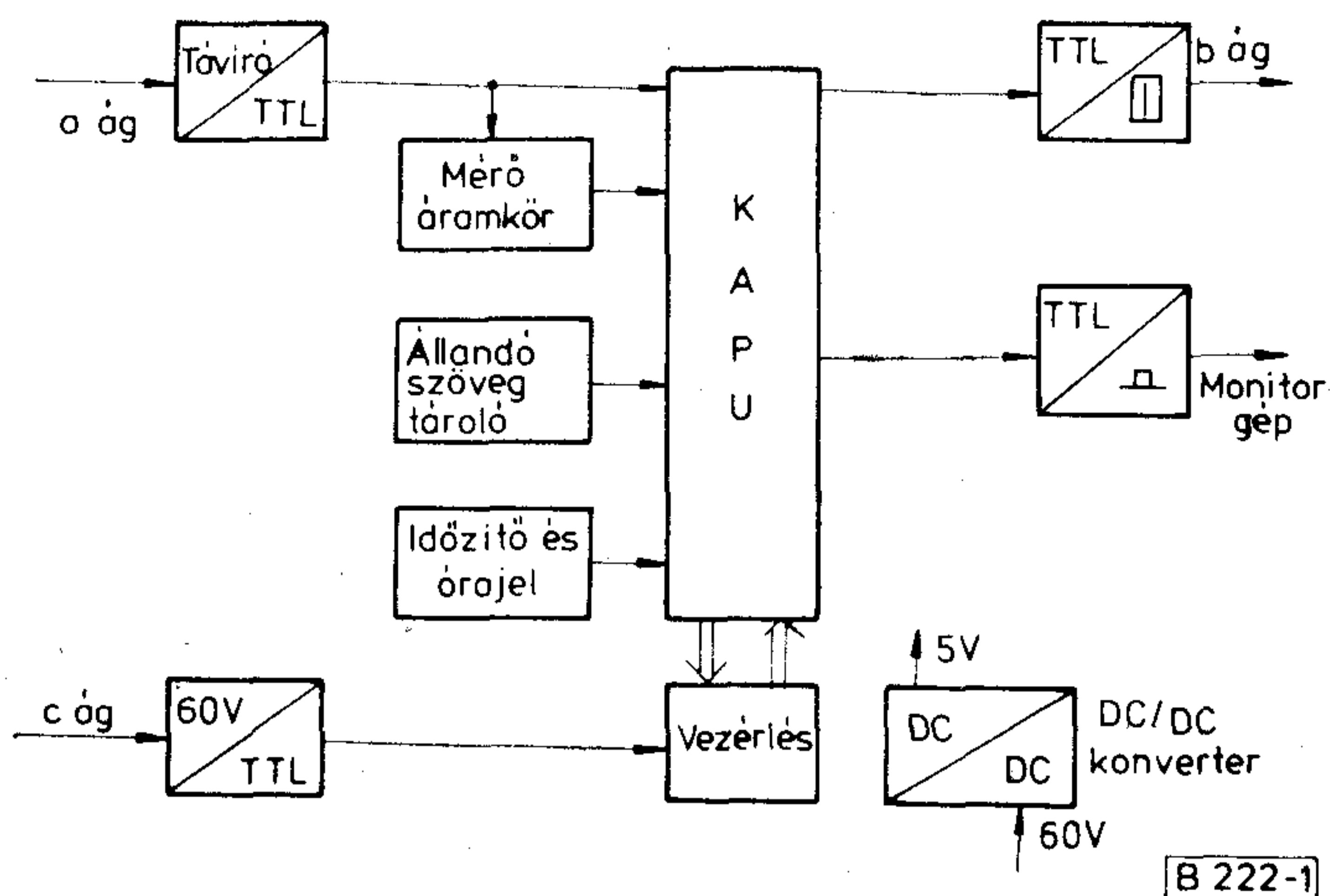
Megengedett környezeti hőmérséklet min. +10 °C, max. +50 °C. A berendezés tömbvázlata az 1. ábrán látható.

A berendezés megfelelő jelszint illesztés után kapcsolódik

— a TW55 típusú központhoz a vonalválasztó a, b, c ívpontjaira

— a monitor távgépíróhoz.

A „Mérő áramkör” az előbb specifikált mérések elvégzéséhez szükséges áramköröket tartalmazza.



1. ábra. A berendezés tömbvázlata

Az „Állandó szöveg” tároló az eredmények közlésének formátumkaraktereit tárolja.

Az „Időzítő és órajel” áramkör állítja elő a méréshez szükséges órajeleket és a különböző időzítéseket.

A „Kapu” áramkör biztosítja, hogy a kimenetekre mindig a megfelelő karakter kerüljön.

A „Vezérlés” biztosítja a köponttal való együttműködést és a mérőkörök, kapuk megfelelő vezérlését.

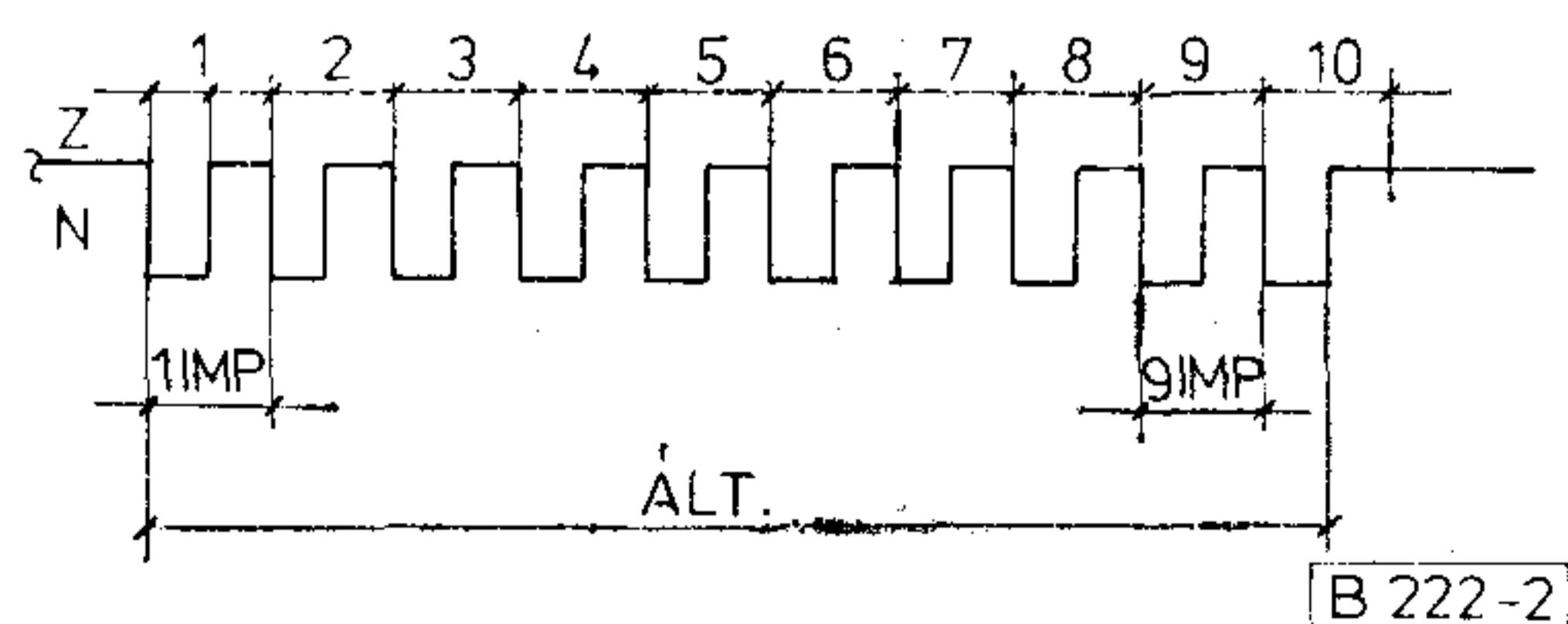
A tápegység +60 V-ból állítja elő az IC-khez szükséges +5 V-os tápfeszültséget.

## 2. A paraméter mérések elvi megvalósítása

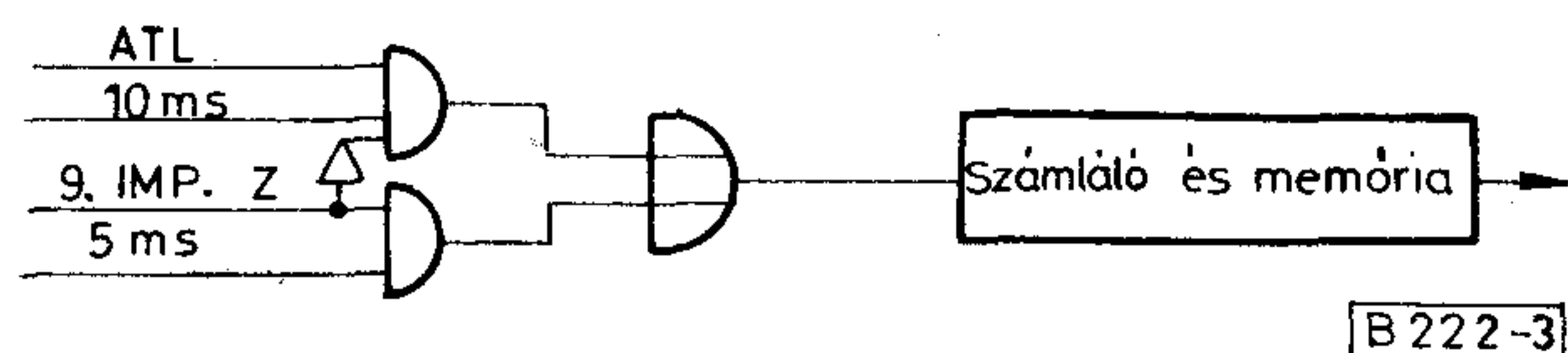
### 2.1. A tárcsaimpulzus idők (Z+N) mérésének elve

A berendezés a „0” szám (10 impulzus) jellemzőit méri. Impulzusidők szempontjából a berendezés méri az 1. impulzus lefutási idejét (1. IMP), a 9. impulzus lefutási idejét (9. IMP) és a teljes lefutási időt (ÁTL). Az egyes idők definícióját a 2. ábra szemlélteti.

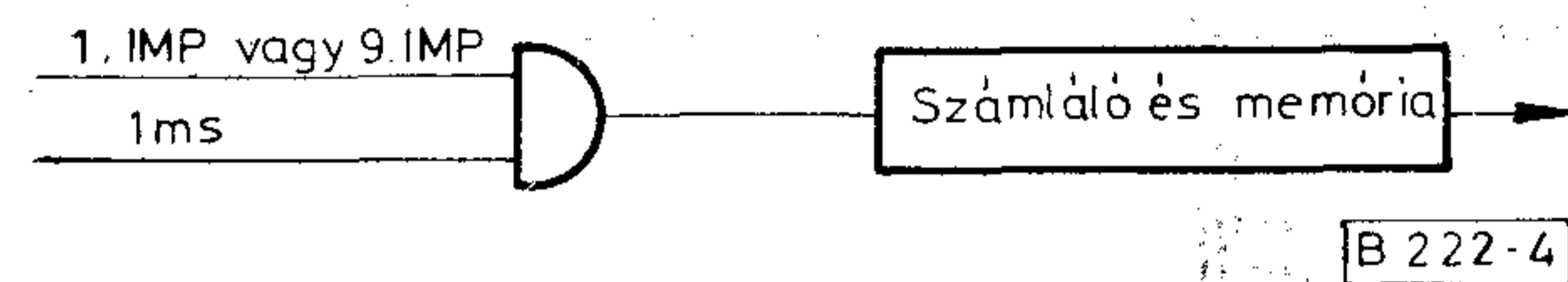
A teljes lefutási idő mérését a 3. ábra mutatja. Mivel a 10. tárcsaimpulzus zárási idejét nem lehet mérni (ezt a zárást már nem követi nyitás!), a 9. impulzus zárási idejét a berendezés „kétszer” méri, ill. a mérés kétszeres órajel frekvenciával történik. Az első és kilencedik impulzus mérésének elve a 4. ábrán látható.



2. ábra. Az impulzusidők definíciója



3. ábra. A teljes lefutási idő mérési elve



4. ábra. Az 1. és 9. impulzus mérésének elve

### 2.2. Zárás–nyitás viszony (Z/N) mérésének elve

A mérés elvi megvalósítása az 5. ábrán látható. Nyitási idő alatt (N) az N számláló 200  $\mu$ s-os órajellel számol. Az N elteltével legyen a számláló számtartalma „n”.

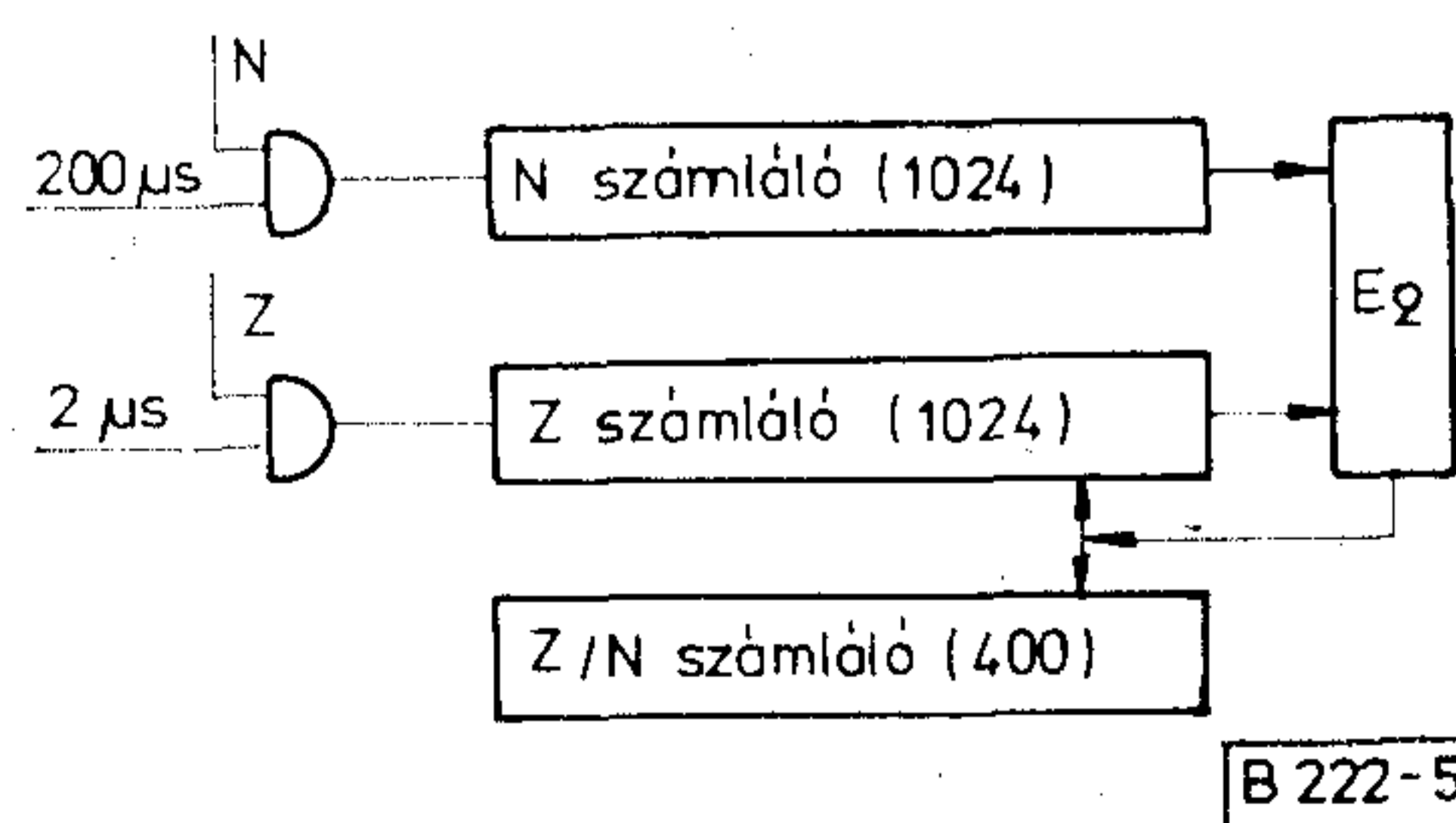
N időtartama:  $N = n \cdot 200 \mu$ s.

A zárási idő alatt (Z) a Z számláló 2  $\mu$ s-os órajellel számol. Ha ezen számolás folyamán a Z számtartalma megegyezik N számtartalmával, amit az ekvivalencia áramkör (Eq) jelez, akkor a Z számláló törlődik, a Z/N számláló tartalma eggyel nő és a számolás újra kezdődik. A számlálás a Z=N feltételig tart ismét, majd az ekvivalencia bekövetkeztével ismét előlről kezdődik. Mindez addig tart, míg a zárási idő (Z) le nem jár. A Z/N számláló a zárási idő (Z) alatti ekvivalenciákat (törlések) számolja. A zárási idő lejártakor legyen a Z/N számláló számtartalma „k”.

A fentiekkel kifejezve Z időtartama:  $Z = k \cdot n \cdot 2 \mu$ s, ill.

$$\frac{Z}{N} = \frac{k \cdot n \cdot 2 \mu s}{n \cdot 200 \mu s} = \frac{k}{100}$$

Látható, hogy Z/N értéke a Z/N számláló számtartalmával (k) arányos lesz, s mivel az arányossági tényező  $\frac{1}{100}$ , a számérték is éppen a keresett arányt mutatja.



5. ábra. A zárás-nyitás viszony mérésének elve

### 2.3. A berendezés együttműködése a központtal

A berendezés a központhoz az *a*, *b* és *c* ágakon keresztül kapcsolódik. A működés idődiagramja a 6. ábrán látható. Az ábrán szereplő időzítések:

$$\tau_0 = 200 \text{ ms}$$

$$\tau_1 = 8 \text{ s}$$

$$\tau_2 = 200 \text{ ms}$$

$$\tau_3 = 800 \text{ ms}$$

$$\tau_4 = 4 \text{ s}$$

Az időzítések pontossága egységesen:

Névleges érték  $\pm 10 \text{ ms}$ .

A berendezés működése az idődiagram alapján a következő:

Azon telexállomás, amely a számtárcsájának minőségét kívánja megmérni, letárcsázza a mérőberendezés hívószámát. A kapcsolat létrejöttét a *c*. ág jelzi a berendezésnek. A berendezés 200 ms-os  $\tau_0$  várakozási idő után, amikor a kapcsolási tranziensek lejátszódtak, várja a „0” tárcsaimpulzus-sorozatot. Ez azt jelenti, hogy a mérendő állomáson a kapcsolatot felépítő tárcsázás után közvetlenül egy „0”-t kell tárcsázni, amelynek alapján a berendezés a mérési feladatokat végzi.

A berendezés a  $\tau_0$  késleltetés után 8 sec-os időzítést ( $\tau_1$ ) indít; ha ezen időzítés alatt nem érkeznek meg a „0” számjegy impulzusai, a várakozás megszűnik, s a készülék ezt a tényt közli.

A mérés befejezése után 200 ms múlva ( $\tau_2$ ) a berendezés kiadja a „hívás kapcsolva” jelzést. Ez 2 sec időtartamú stop polaritású jel. A „hívás kapcsolva” jelzés kiadása után a névadó kérése következik, majd 800 ms-os időzítés ( $\tau_3$ ) indul. Ha ezen időzítés lejártáig a névadó adása nem kezdődik meg, még egy névadó kérés következik. Ha újabb 800 ms múlva sem kezdődik el a névadó adása, a berendezés bontási jelet ad. A névadó vételének kezdetétől számított 4 sec ( $\tau_4$ ) múlva történik a mérési eredmények továbbítása.

A mért eredményeknek a hívó állomásra történő továbbítása után a berendezés bontási jelet ad. A bontás kezdeményezése 1500 ms-os start és 200 ms-os stop polaritású jel kiadásával történik. Ha a „bontás megerősítés” az első bontási jel ciklus alatt nem érkezik meg, akkor a berendezés újabb bontást kezdeményez. Ha ezen idő alatt sem érkezik meg a bontás megerősítése, akkor a berendezés riasztási állapotba kerül. A mért eredmény közlését közvetlenül megelőzi a mérőberendezést azonosító szöveg küldése.

A berendezés a hívó állomás azonosító karakter-sorozatát kiírja, de nem értelmezi.

A berendezés az „a” ágon érkező jelek analóg szűrését is elvégzi. Ez  $\sim 2 \text{ ms}$ -os időállandójú integrálást jelent, amely kiszűri a bejövő ágból a ms-os tüskéket. Másrészt egy digitális figyelő áramkör a „0” tárcsa és névadó várható ideje alatt monitorozza, hogy az impulzusok szélessége elérje-e a 8–10 ms-ot; ha egy bejövő impulzus szélessége ezt nem haladta meg, akkor bontás kezdeményezés történik.

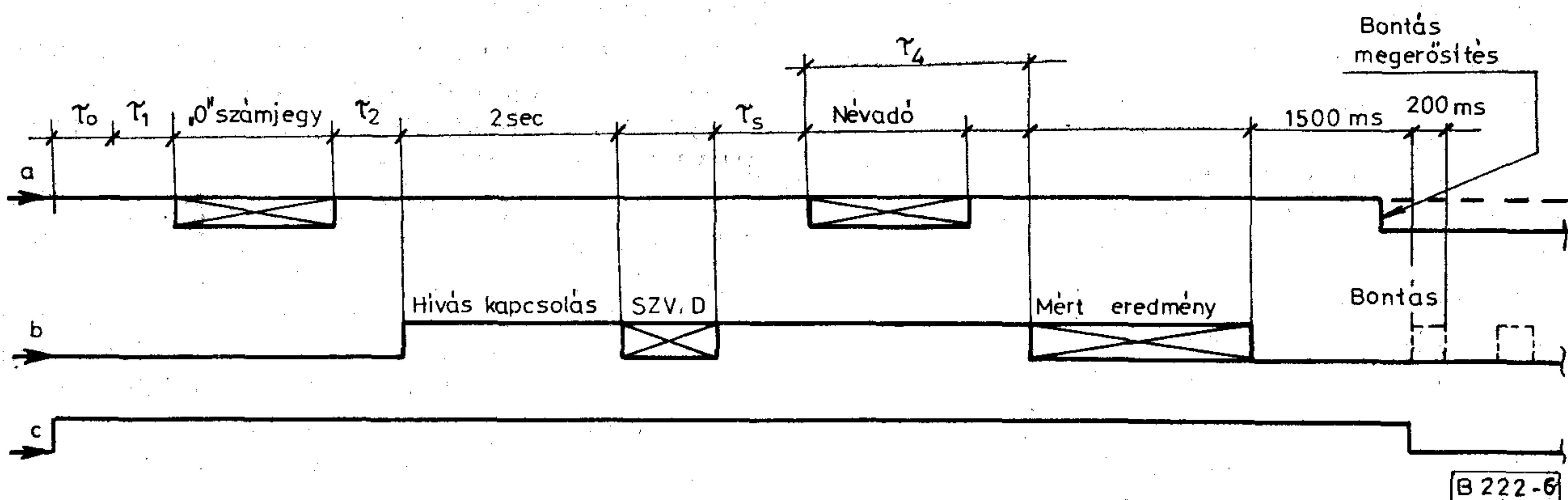
Az előzőekben ismertetett idődiagram állapotdiagram formájában a 7. ábrán látható.

Az ábra rövidítéseinek jelentése:

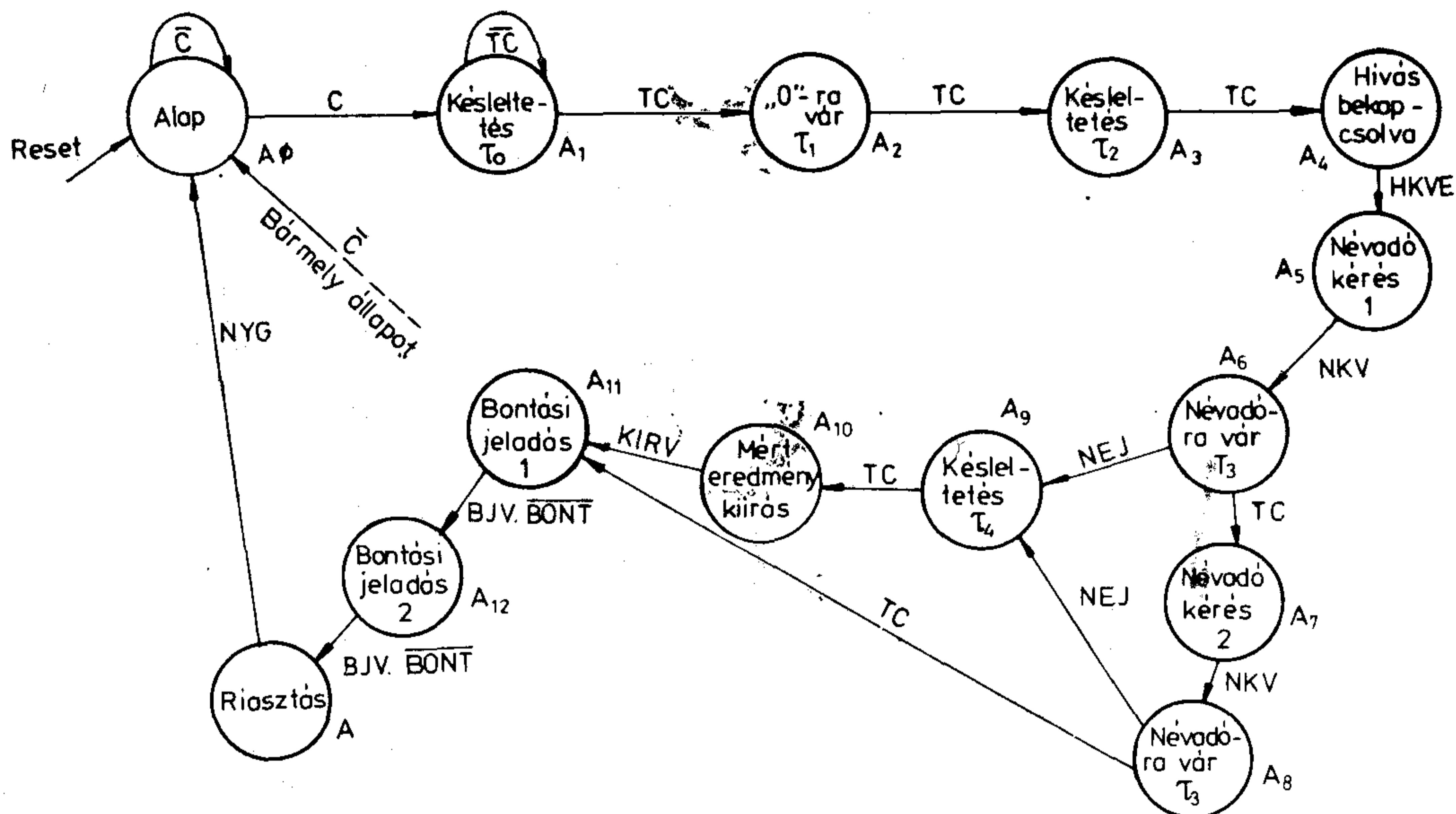
C	Központból jövő „c” ág
TC	Az éppen folyó időzítés lejárt
HKVE	Hívás kapcsolva adásának vége
NKV	Névadó kérés vége
NEJ	Névadó vétele elkezdődött
KIRV	Eredménykiírás vége
BJV	Bontási jel adás vége
BONT	Bontásmegegerősítési jel
NYG	Nyomógomb

Az egyes állapotok jelentése:

- A0 Alapállapot ( $\bar{C}$  hatására bármely állapotból ide kerül)
- A1 200 ms-os késleltetés
- A2 „0” tárcsázást vár ill. ha jött, a mérés ezalatt történik. 8 sec-ig vár tárcsázásra. Ha egy tárcsaimpulzus bejött, utána 2 sec múlva befejeződik.
- A3 200 ms-os késleltetés
- A4 Hívás kapcsolva jelzés kiadása



6. ábra. A berendezés működési idődiagramja



B222-7

7. ábra. Működési állapotdiagram

- A5 Névadó kérdés
- A6 Névadóra vár 800 ms-ig. Ha ezalatt nem kezdődött meg az adás, újra kikéri a névadót
- A7 Ismételt névadó kérdés
- A8 Ismételt névadóra várás (800 ms)
- A9 Névadó vételének elkezdése után ezen állapotban várja ki a teljes névadót. A várakozás ideje 4 sec.
- A10 A mért eredmény kiírása
- A11 Bontási jel adás (ha a bontás megerősítése nem történik meg, megismétli a bontási jel adását)
- A12 Ismételt bontási jel adás
- A13 Riasztási állapot (a bontás nem történik meg az ismételt kérdés után sem)

A vezérlő áramkör elvi megoldása a 8. ábrán látható.

#### 2.4. Mérési eredmények kiírása

A mérési eredmények kiírásának formátuma a következő lehet:

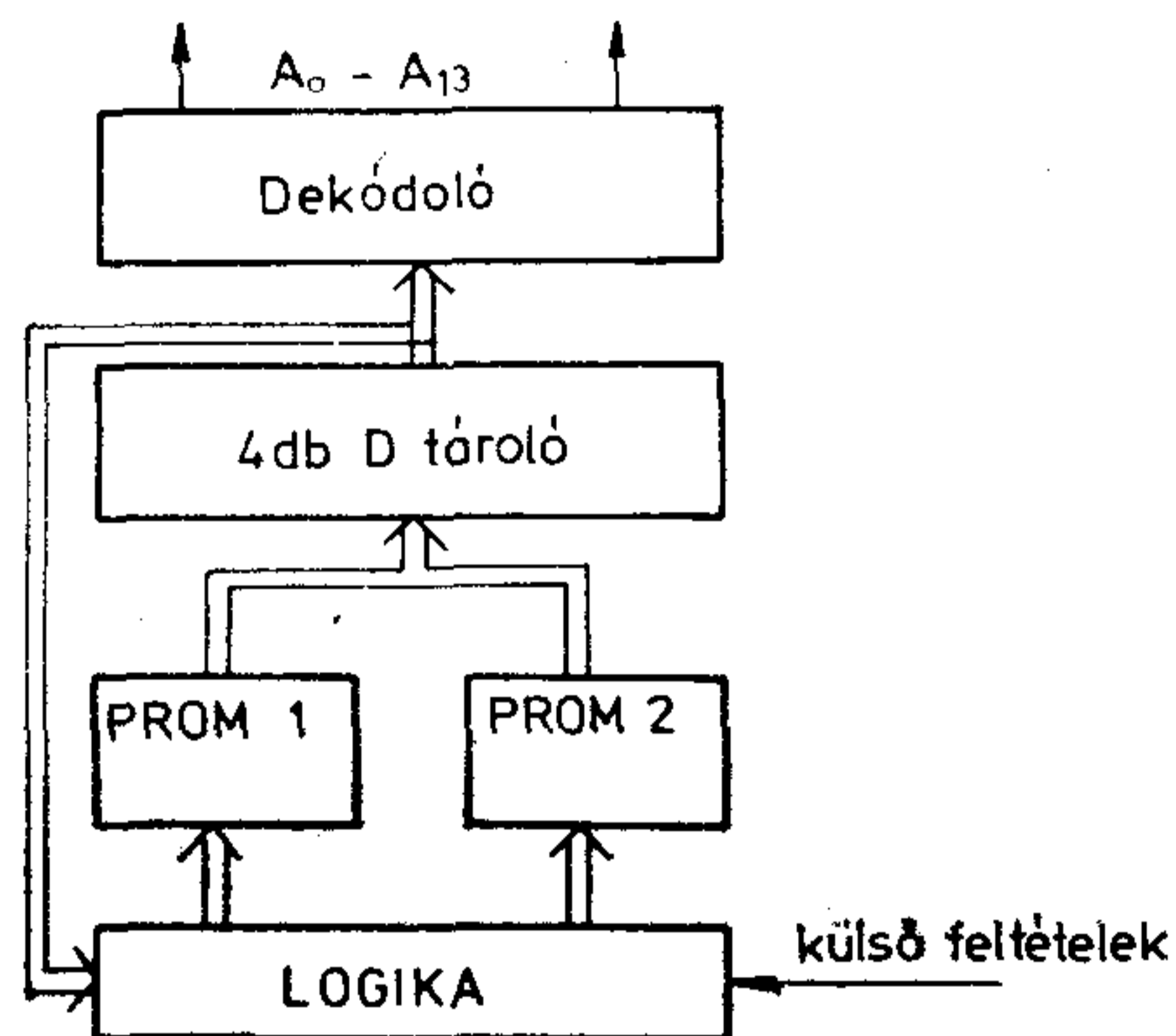
— Normál esetről beszélünk, ha az A2-es állapotban beérkezett a 10 impulzus („0” szám tárcsázása). Ekkor a formátum pl. a következő:

6211 miskolc u  
 szt impulzus mero budapest  
 atl 1. 9. z/n max min  
 11.2 1.12 1.17 0.52 0.45+

— Hibás esetről beszélünk, ha az A2-es állapot alatt nem 10 impulzus érkezett be. Ekkor a formátum az alábbi

6211 miskolc u  
 szt impulzus mero budapest  
 02 db impulzus érkezett.

A szöveget alkotó karakterek egy része független a mért eredménytől, ezek a formátumkarakterek. A formátumkaraktereket 32×8 bites PROM-ok tárolják.



B 222-8

8. ábra. A vezérlő áramkör elvi felépítése

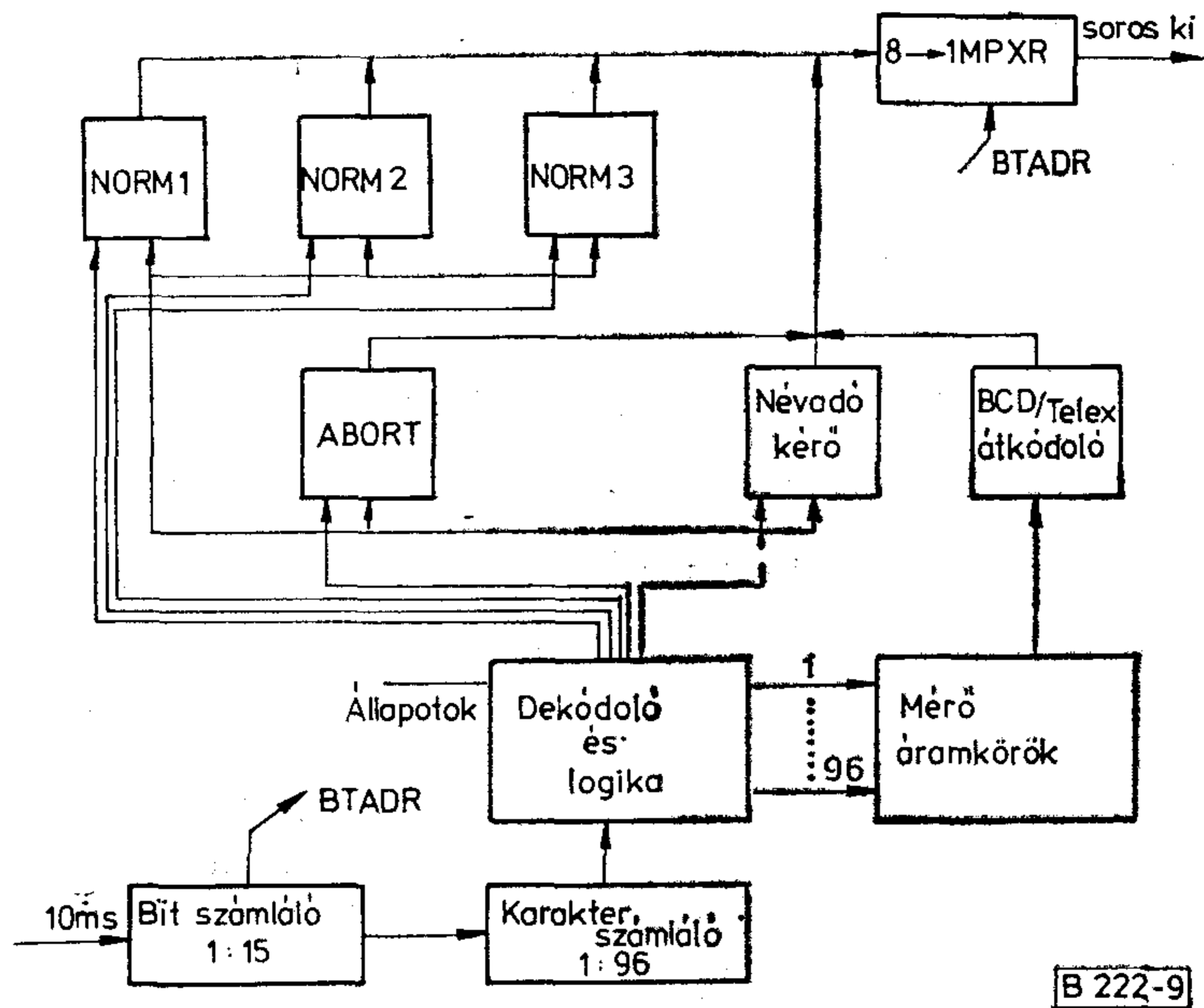
A mérési eredmények kiírásának megoldása a 9. ábrán látható.

A Normál esetben történő kiíráshoz a formátumkarakterek a NORM1, NORM2 és NORM3 PROM-okban, hibás esetben pedig a NORM1 és ABORT PROM-okban találhatók.

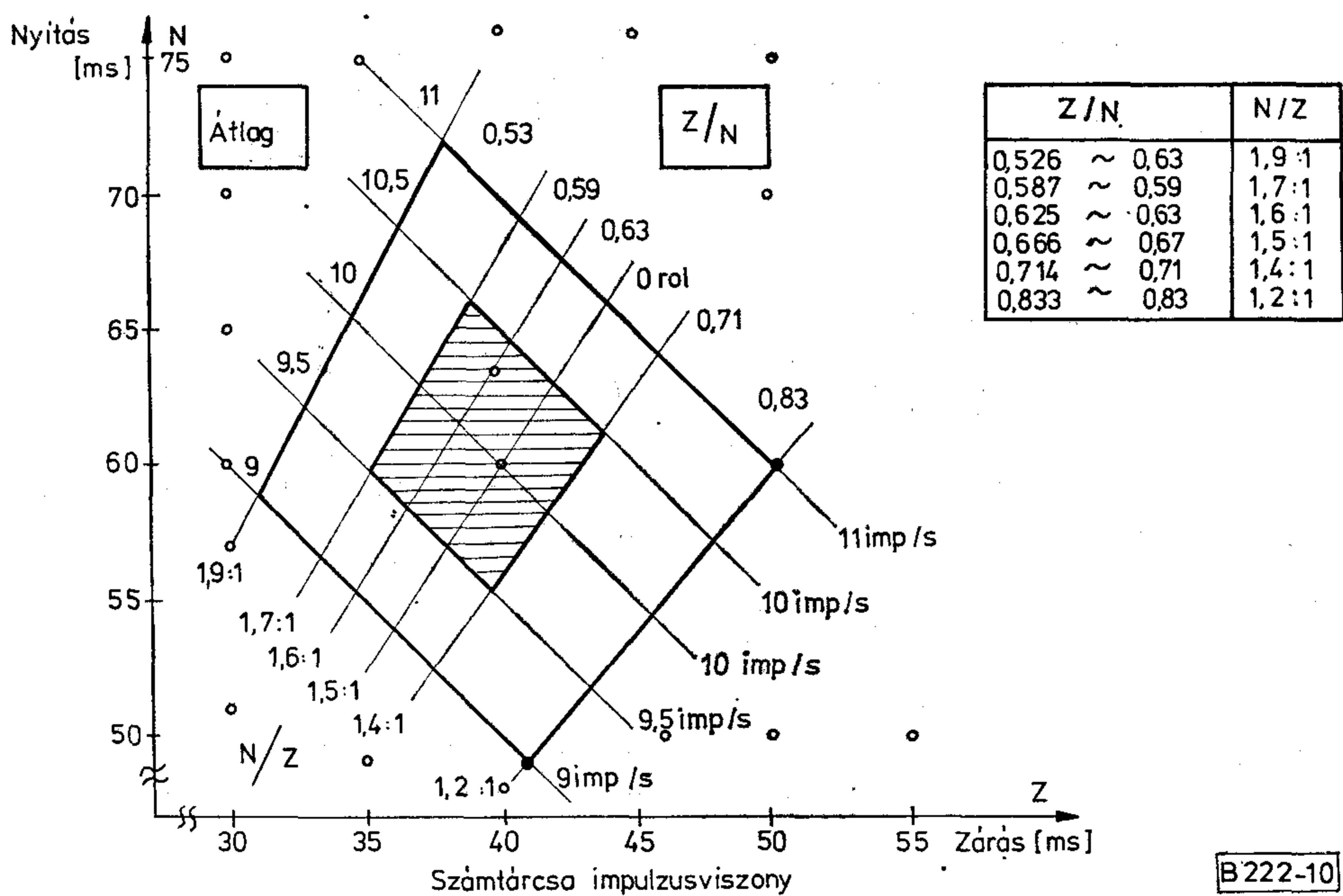
A névadó kérő karaktereket külön PROM tartalmazza. A mérő áramkörökben a mérési eredmények BCD kódban vannak tárolva. A telex kódra történő átkódolást is PROM végzi.

Az előbb említett PROM-ok (6 db) közös buszra dolgoznak, amely egy 8–1 multiplexor bemenetét képezi. Ezen multiplexor végzi a párhuzamos soros átalakítást. A PROM-ok érvényesítését a karakter számláló és állapottároló tartalmának figyelembevételével a „Dekódoló és logika” áramkör végzi.

A karakterszámláló a maximálisan kiadható 96 karakter számlálását végzi. A bitszámláló 10 ms-os órajelet kap. Így egy karakter ideje alatt 15-öt számol (minden bit ideje alatt 2-t, kivéve a stop bitet,



9. ábra. Mérési eredmények kiírásának tömbvázlata



10. ábra. Diagram a mért eredmények kiértékeléséhez

ahol 3-at). A mérőáramkörök kimenetén a BCD jeleket nyitott kollektoros NAND-ból kialakított VAGY kapuk fogják össze. A VAGY-ok kijelölését a karakter dekódoló végzi.

### 3. A berendezés mérési eredményeinek kiértékelése

A berendezéssel mért eredmények alapján eldönthetjük, hogy a számtárca helyesen működik-e. A mért értékek kiértékelését a 10. ábrán levő diagram segítségével végezzük.

A tárcsa megfelel a CCITT U. 1. ajánlásának, ha a mért értékek a nagy négyszög által meghatározott területre esnek.

A tárcsa megfelel a Posta Központi Táviró Hivatal előírásainak, ha a mért értékek a vonalkázott négyszögbe esnek.

A diagramon a paraméter határokat alkotó négyszög oldalakon kívül a névleges értékeket képező egyenesek is szerepelnek ( $Z+N=100$ ,  $Z/N=0,67$ ,  $Z/N=0,63$ ).

# A telefonforgalom szolgáltatási szint paramétereinek számítása PTK—1072 zsebkalkulátorral

SCHILLING REZSŐNÉ  
BHG

## Bevezetés

Műszaki és tudományos számításokhoz a nagy számológépek mellett széles körben alkalmazzák a programozható zsebszámológépeket. Utóbbiak gyártásával hazánkban a Híradástechnika Szövetkezet foglalkozik. A különböző készülékekről összefoglaló ismertetést olvashatunk az [1]-ben. Az egyik legelterjedtebb, könnyen hozzáférhető típus a PTK—1072, amely egyszerűen programozható és üzemeltethető.

A zsebkalkulátorok használata különösen célszerű a sokszor ismétlődő összefüggések számítása, vagy egyszerűbb iterációs eljárások alkalmazása esetében, így pl. telefonforgalmi paraméterek számítására is. Ennek az alkalmazási területnek a jelentőségéről tanúskodik pl. [2].

## 1. Célkitűzés

Az itt közölt programok célja, hogy gyakorlati segítséget nyújtsanak a forgalmi méretezéshez, ha nem állnak rendelkezésre táblázatok vagy diagramok, illetve azok értelmezési tartománya nem megfelelő. Az eddig elkészült programok az alábbiak:

1. Teljes elérhetőségű nyaláb veszteségi és várakozási jellemzői.
2. Adott vonalszám és veszteségi valószínűség mellett lebonyolítható forgalom meghatározása teljes elérhetőségű nyaláb esetén.
3. Teljes elérhetőségű nyaláb veszteségi valószínűsége korlátozott számú forgalomforrás esetében.
4. Korlátozott elérhetőségű nyaláb veszteségi valószínűsége (MPJ képlet).

## 2. Általános ismertetés

A programok leírása megadja a matematikai képletet, a folyamatábrát és a programlistát, majd numerikus példa következik. Az alábbiakban feltételezzük, hogy a felhasználó otthonos a PTK—1072 programozásában. A programokat a „Felhasználói utasítás”-ban alkalmazott formában adtuk meg.

A programok írásánál törekedni kell a lépésszám csökkentésére, ami többféleképpen érhető el. Így pl. a műveleteket olyan sorrendben kell végezni, hogy a legkevesebb zárójelre legyen szükség. Emlékeztetünk arra, hogy a műveletvégzés a logikai algebra szabályai szerint történik. A két utoljára beírt szám

között kijelölt műveletet a gép elvégzi és a kapott eredménnyel további számítás végezhető. Célszerű lehet a többször ismétlődő részeredmények regiszterben történő tárolása; a lépésszám további redukálására lehetőséget nyújt az  $x_n$  billentyű alkalmazása stb.

## 3. A programok ismertetése

### 3.1. Teljes elérhetőségű nyaláb veszteségi és várakozási jellemzői

Jelölje az  $N$  vonalból álló teljes elérhetőségű nyaláb felajánlott forgalmát  $A$ .

Veszteséges rendszerben a veszteség valószínűségét Erlang első képlete alapján határozzuk meg:

$$E_N(A) = \frac{A^N}{N!} \cdot \frac{1}{\sum_{i=0}^N \frac{A^i}{i!}}$$

Várakozásos rendszer esetén Erlang második képletét alkalmazzuk, ami a várakozás valószínűségét adja meg:

$$M_N(A) = \frac{NE_N(A)}{AE_N(A) + N - A}$$

Ekkor annak a valószínűsége, hogy a várakozási idő túllépi az  $xt_m$  értéket, ahol  $t_m$  az átlagos tartási idő és  $x$  tetszőleges valós szám, a következő:

$$P_x = M_N(A)e^{-(N-A)x}$$

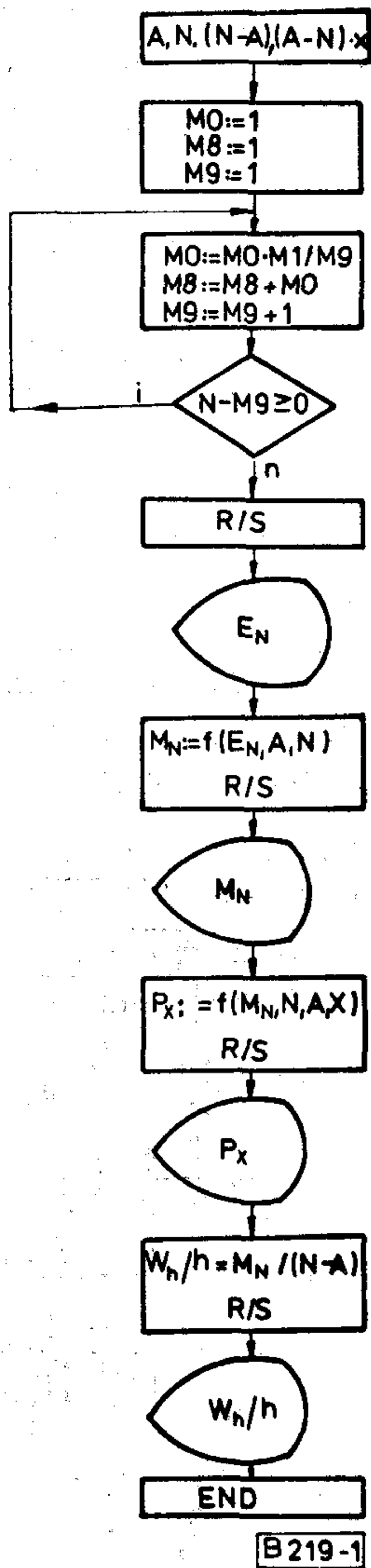
További jellemző paraméter a várakozási idő és a kiszolgálási idő aránya:

$$\frac{W_h}{h} = \frac{M_N(A)}{N - A}$$

A folyamatábra az 1. ábrán látható. A programlistát és az adatlistát az 1.1., illetve 1.2. táblázat mutatja.

A programlistát tömör formában adtuk meg, az utasítások fentről lefelé és balról jobbra következnek egymás után. Áttekinthetőség érdekében öt utasításonként választó vonalat tettünk. A balszélső oszlop felső utasítása tartozik a 00 címhez.

A program futtatásakor az eredmények a következő sorrendben jelennek meg:  $E_N(A)$ ,  $M_N(A)$ ,  $P_x$ ,  $W_h/h$



B 219-1

1. ábra. Folyamatábra a veszteséges és várakozásos Erlang képletek kiszámításához

Szám példa:

Eredmények:

Adatok: A=5

$E_N(A) = 0,0184$

N=10

$M_N(A) = 0,0361$

X=1

$P_x = 0,0002$

$W_h/h = 0,0072$

3.2. Lebonyolítható forgalom teljes elérhetőségű nyalábon

Az N vonalból álló teljes elérhetőségű nyalábon egy előírt E veszteségi valószínűség mellett lebonyolítható forgalmat, iterációs módszerrel határozzuk meg [3].

A forgalom első közelítő értéke:

$$x_0 = \frac{N}{1-E}$$

1				
M	M	÷	MR	=
0	0	MR	5	R/S
M	$x_n$	8	+	MR
8	MR	=	MR	6
M	2	M	3	÷
9	—	5	)	MR
MR	MR	R/S	=	3
1	9	×	M	=
×	=	MR	6	R/S
MR	SKIP	2	R/S	
0	GOTO	÷	X	
÷	0	(	MR	
MR	7	MR	4	
9	MR	1	F	
=	0	×	$e^x$	

1.2. táblázat

Regiszter	Beírandó adat
M1	A
M2	N
M3	N-A
M4	-(N-A)X

2.1. táblázat

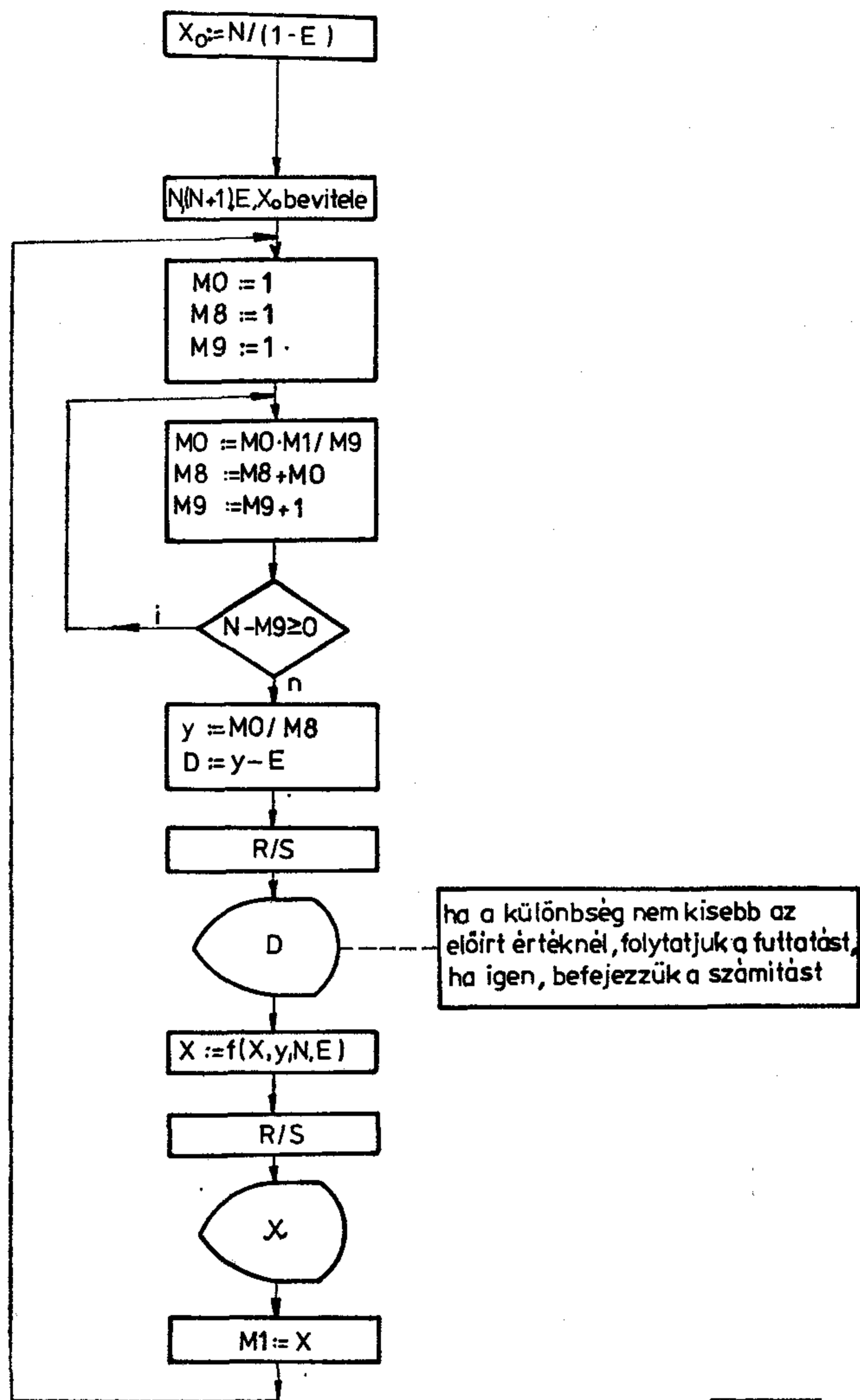
1				
M	M	÷	(	5
0	0	MR	MR	—
M	$x_n$	8	1	MR
8	MR	=	×	1
M	2	M	MR	=
9	—	5	5	+ / —
MR	MR	—	+	M
1	9	MR	MR	1
×	=	4	3	R/S
MR	SKIP	=	—	
0	GOTO	R/S	MR	
÷	0	×	1	
MR	7	MR	)	
9	MR	1	÷	
=	0	÷	MR	

A (p+1)-dik lépésben kapott közelítés:

$$x_{p+1} = x_p - \frac{(y_p - E)x_p}{(x_p y_p + N + 1 - x_p)y_p}$$

ahol  $y_p = E_N(x_p)$ .

A folyamatábrát a 2. ábra, a programlistát és az adatlistát a 2.1. és a 2.2. táblázat mutatja. A forgalom  $x_0$  első közelítő értékét adatként írjuk be az M1 tárolóba.



B 219-2

2. ábra. Folyamatábra adott veszteség és vonalszám mellett átvitt forgalom meghatározásához

2.2. táblázat

Regiszter	Beírandó adat
M1	$x_0 = N/(1-E)$
M2	N
M3	N+1
M4	E

A program futtatásakor az első kiírt adat a közelítő forgalommal számított veszteség és az előírt E érték különbsége. Ha még nem értük el a kívánt pontosságot, folytatjuk a számítást. A második kiírt adat a forgalom újabb közelítő értéke. Ismételjük a futtatást mindaddig, amíg a számított és az előírt veszteség eltérése kisebb lesz a kívánt értékénél. Ekkor a forgalom megfelelő közelítő értéke az M1 tárolóból kiolvasható.

Számpélda

Adatok  
 $N=20$   
 $E=0,05$   
 $X_0=21,0526$

A futtatás során kapott

eredmények  
 $y_0 - E = 0,1354$   
 $X_1 = 17,0601$   
 $y_1 - E = 0,0372$   
 $X_2 = 15,7189$   
 $\vdots$   
 $y_4 - E = 0,0003$   
 $x_5 = 15,2515$

3.3. Teljes elérhetőségű nyáláb veszteségi valószínűsége korlátozott számú forgalomforrás esetében

Legyen a teljes elérhetőségű N vonalból álló nyáláb forgalma A, a forgalomforrások száma S.

Ekkor a nyálában fellépő veszteséget az Engset képlet alapján határozzuk meg:

$$B = \frac{\binom{S-1}{N} \left( \frac{a}{1-a(1-B)} \right)^N}{\sum_{i=0}^N \binom{S-1}{i} \left( \frac{a}{1-a(1-B)} \right)^i}$$

ahol  $a = \frac{A}{S}$ .

A kifejezés a B veszteséget implicit formában tartalmazza. A számítást iterációs módszerrel végzük az alábbi lépések szerint [4]:

1. Meghatározzuk  $I_N$ -t a következő rekurzió alapján

$$I_i = 1 + \frac{i\alpha^{-1}}{S-i} I_{i-1} \quad (1)$$

$$i = 0, 1, \dots, N$$

ahol

$$\alpha^{-1} = \frac{1-a(1-B_0)}{a} = \frac{S}{A} - 1 + B_0 \quad (2)$$

$$I_0 = 1$$

$B_0$  első közelítő értéke tetszőleges.

A (2) összefüggést az alábbi „művelettakarékos” formában behelyettesítjük (1)-be.

$$I_i = \frac{S/A - 1 + B_0}{s-i} i I_{i-1} + 1.$$

2. A veszteség közelítő értéke  $I_N$  reciproka.

$$B = \frac{1}{I_N}.$$

3. Az előírt D pontosság ellenőrzése.

Ha a  $|B - B_0| < D$  egyenlőtlenség nem áll fenn, ismételjük a számítást.  $B_0$  új értéke  $B = \frac{1}{I_N}$ .

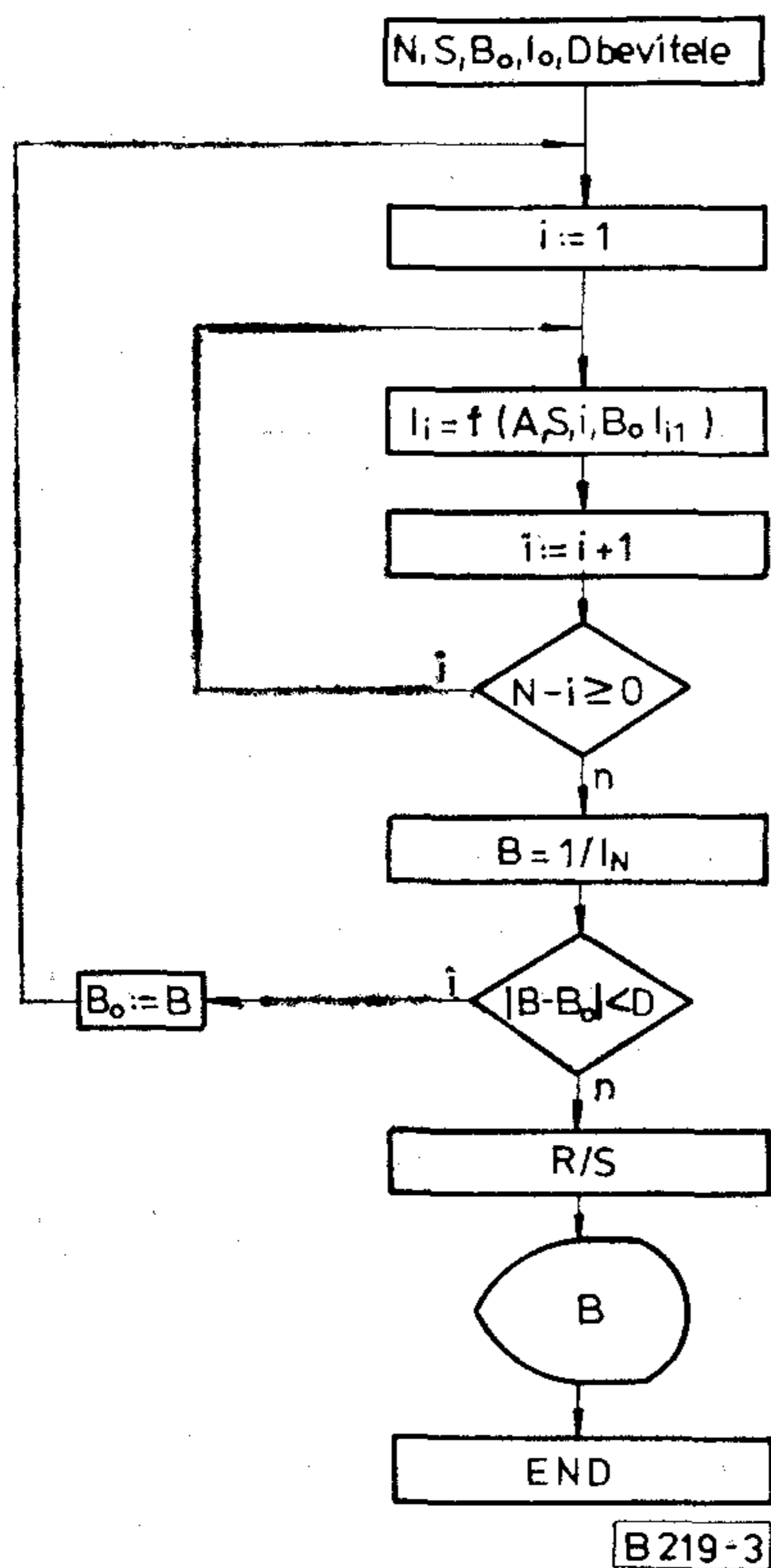
Ha az egyenlőtlenség igaz, akkor a veszteség adott pontosságú értéke  $B = \frac{1}{I_N}$ .



3.1. táblázat

1				
M	(	=	5	=
5	MR	M	F	SKIP
M	2	5	$\sqrt{x}$	GOTO
9	—	$x_n$	F	0
MR	MR	MR	$x \leftrightarrow y$	0
2	9	3	6	MR
÷	)	—	—	6
MR	×	MR	MR	R/S
1	MR	9	6	
—	9	=	×	
1	×	SKIP	=	
+	MR	GOTO	$\sqrt{x}$	
MR	5	0	—	
6	+	5	MR	
÷	1	MR	0	

A program blokkvázlata a 3. ábrán látható. A programlistát a 3.1. táblázat, az adatlistát a 3.2. táblázat tartalmazza.



3. ábra. Folyamatábra az Engset képlet számításához

Szám példa

Adatok:  $N=2$       A kapott eredmény:  $B=0,32872$   
 $A=1,85$   
 $S=5$   
 $D=0,00001$   
 $B_0=0,5$

3.4. Korlátozott elérhetőségű nyaláb veszteségi valószínűsége (MPJ képlet)

3.2. táblázat

Regiszter	Beírandó adat
M0	D előírt pontosság
M1	A
M2	S
M3	N
M6	$B_{01}$ tetszőleges

Az  $N$  vonalból álló  $k$  elérhetőségű nyaláb  $A$  forgalmat bonyolít le. A veszteséget a MPJ (Modified-Palm-Jacobaeus) összefüggés szerint határozzuk meg:

$$B = \frac{E_N(A_0)}{E_{N-k}(A_0)},$$

ahol  $A_0$  fiktív forgalom és fenn kell állni a következő egyenlőségnek

$$A_0[1 - E_N(A_0)] = A(1 - B).$$

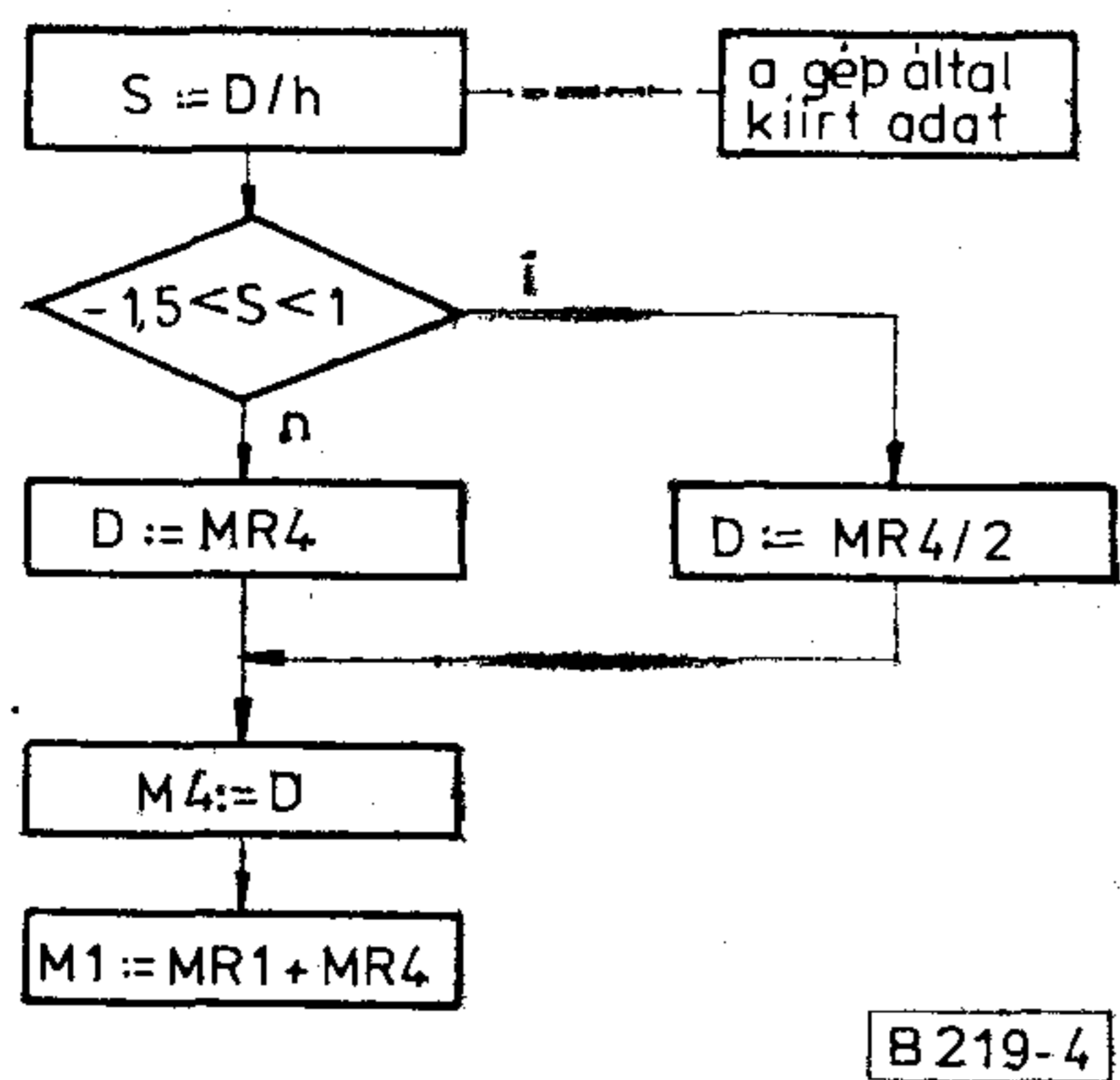
A számítást iterációs módszerrel végezzük. A kétféleképpen számított átvitt forgalom különbsége jellemzi a pontosságot. Az  $n$ -dik lépésben  $h_n$  hiba a következő:

$$h_n = A_n[1 - E_N(A_n)] - A \left( 1 - \frac{E_N(A_n)}{E_{N-k}(A_n)} \right),$$

ahol  $A_n$  az  $n$ -edik lépésben kapott  $h_n$  pontosságú fiktív forgalom.

A zsebszámológép kis programmemória kapacitása miatt a teljes számítás sajnos csak interaktív módon végezhető el. Ennek menetét az alábbiakban ismertetjük.

Az adatok a következő sorrendben jelennek meg:  $E_{N-k}(A_n)$ ,  $E_N(A_n)$ ,  $h_n$ ,  $D_n/h_n$ . Az  $E_{N-k}(A_n)$  megjelenése után módosítjuk a regiszterek tartalmát. Az  $E_{N-k}(A_n)$  értéket beírjuk az  $M6$  regiszterbe,  $M2$  új tartalma  $N$ . A kezdő címre állunk és ismételjük a futtatást. Az  $E_N(A_n)$  után megkapjuk a  $h_n$  hiba értékét, amelynek  $(-1)$ -szeresét az  $M4$  tartalmazza. Amennyiben a hiba az előírt határnál kisebb, befejezzük a számítást. A fiktív forgalom az  $M1$  regiszterből kiolvasható. Ha a hiba a kívánt értéknél nagyobb, folytatjuk a futtatást. Az újabb megjelenő adattól ( $S=D/h$ ) függ a lépésköz nagysága. A gyorsabb konvergencia érdekében a lépésközt a 4. ábra alapján állapítjuk meg. A következő futtatás előtt  $D$  értékét bevisszük az  $M4$  tárolóba (a regiszter korábbi tartalmát átírjuk) és hozzáadjuk  $M1$  tartalmához. Az  $M2$  regiszter tartalmát  $(N-k)$ -ra módosítjuk és ismételjük a futtatást. A programlistát és az adatlistát a 4.1. és 4.2. táblázat tartalmazza, a blokkvázlatot az 5. ábra mutatja.



B 219-4

4. ábra. Folyamatábra az MPJ képlet iterációjában szereplő lépésköz meghatározásához. (Az első lépés után  $D = MR4$  választandó, ekkor  $s = 0$ )

4.1. táblázat

1				
M	M	÷	1	F
0	0	MR	—	$x \leftrightarrow y$
M	$x_n$	8	MR	4
8	MR	=	3	÷
M	2	M	—	MR
9	—	5	(	4
MR	MR	R/S	MR	=
1	9	×	1	R/S
×	=	MR	×	
MR	SKIP	3	MR	
0	GOTO	÷	5	
÷	0	MR	)	
MR	7	6	=	
9	MR	+	R/S	
=	0	MR	+/-	

4.2. táblázat

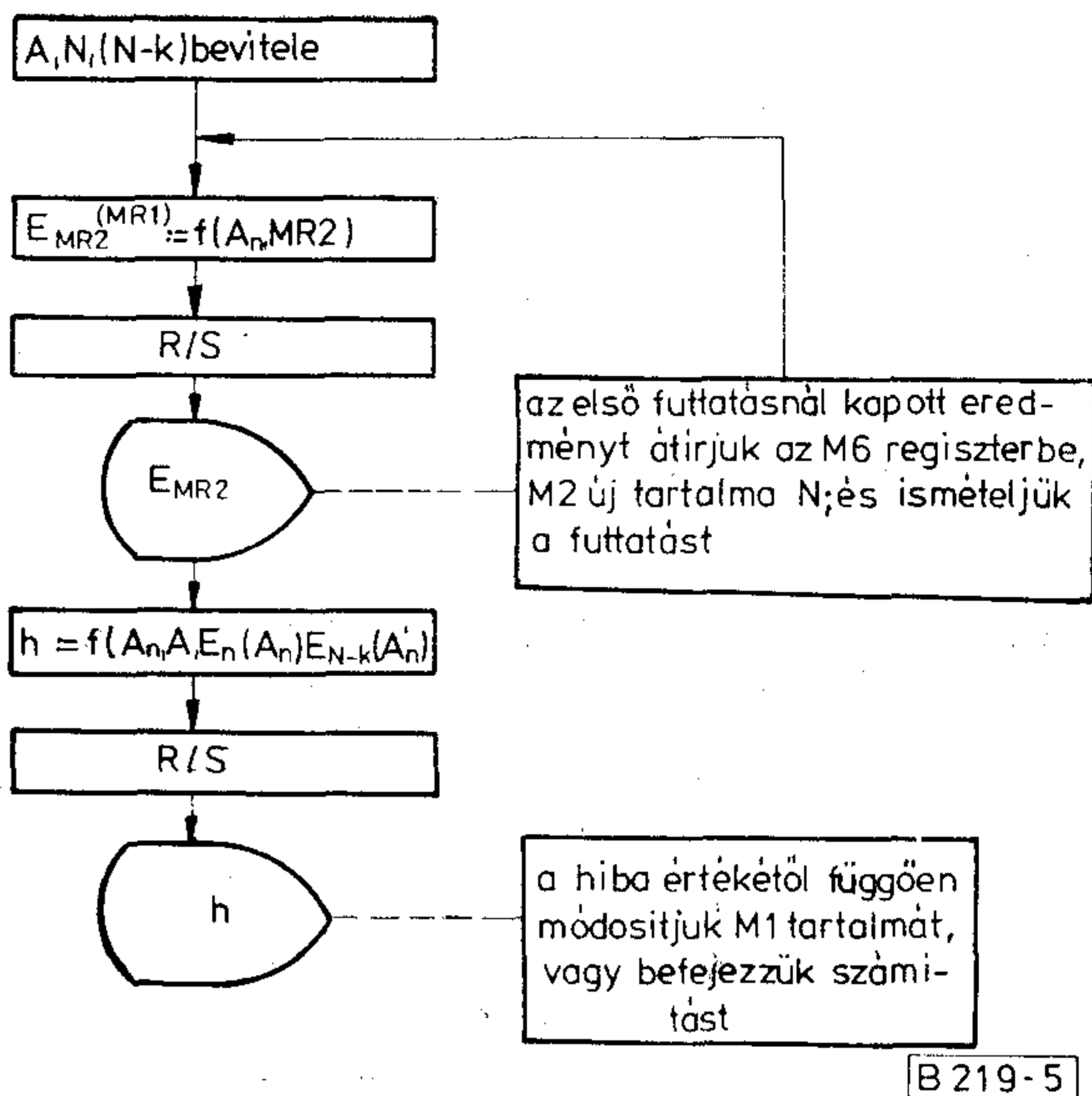
Regiszter	Befrandó adat
M1	$A_n$
M2	$(N-k), N$
M3	A

— Megjegyzés:  $A_n$  kezdő értéke: A

Szám példa:

Adatok:

A = 7,6  
N = 18  
k = 8



B 219-5

5. ábra. Folyamatábra az MPJ formula számításához

A futtatás során kapott eredmények:

n	$E_{N-k}(A_n)$	$E_n$	$h_n$	$D_n/h_n$
1	0,10388	0,00056	0,03668	0
2	0,10228	0,00053	-0,00118	-31,16097
3	0,10233	0,00053	0,0004	-31,5293

Kiolvasandó adatok:

Fiktív forgalom:  $A' = MR1 = 7,56449$

Veszteség:  $B = \frac{E_N(A')}{E_{N-k}(A')} = \frac{MR5}{MR6} = 0,00521$ .

A futtatás befejezésekor a B értéket manuálisan kell előállítani úgy, hogy az M5 regiszter tartalmát elosztjuk az M6 regiszter tartalmával.

Megjegyezzük, hogy az MPJ képlettel számított veszteségi valószínűség kisebb mint a tényleges. A szükséges korrekcióra vonatkozó megfontolások [5]-ben található. A korrekció nélküli eredmény is többnyire jó közelítés, ha gondosan megtervezett keverésről van szó.

#### I R O D A L O M

- [1] Németh, K.: A Híradástechnika Szövetkezet számológépei. Híradástechnika 31. 1980. 10. pp. 367—373.
- [2] Bretschneider, G.: Traffic engineering with programmable pocket calculators. — 8. ITC., Melbourne, 1976. Preprint Book N° 337/1—2.
- [3] Szybiczky, E.: Some numerical methods used for telephone traffic theory applications. Ericsson Techn. 20. 1964. 2. pp. 204—229.
- [4] Ágostházi, M.; Gosztony, G., Uxa, É.: Engset Charts Budavox Telecom. Rev. 1973. Special Edition. p. 32.
- [5] Herzog, U.: Adaption of the MPJ loss formula to gradings of various type. ISDT TU Stuttgart, 4th Report on Studies in Congestion Theory, 1967, May.

## Ünnepélyes nívódíj-átadás a BHG-ben

Február 5-én ünnepélyes szerkesztőbizottsági ülésen értékelte az előző év szerkesztőségi munkáját a „BHG ORION TERTA Műszaki Közlemények” szerkesztő bizottsága.

Az elmúlt év kiemelkedő eseményeiről Angyal László, a lap szerkesztője számolt be. A „Híradástechniká”-val történt egyesülés második éve az összefogásban rejlő lehetőségek kedvező kibontakozását hozta. Megemlékezett a beszámoló arról is, hogy a szerkesztőbizottság munkáját értékelte a HTE elnöksége, midőn kétévtizedes munkásságának 1981. évi jubileuma alkalmából elismerő levelet küldött a lapot alapító nagyvállalatok vezetőihez. A szerkesztőbizottság kitüntetett tagjai nevében az előadó köszönetét fejezte ki, ígéretet téve a további lelkiismeretes munkára.

Ígéretes fejlődés tapasztalható a cikkírók részéről is.

A szerkesztőségnek átadott cikkek száma és minősége jelentősen megnőtt a múlt évben. Úgy tűnik, az iparág fejlődésével együtt a publikációkra való törekvés is fokozódik, s ezt a folyamatot a lap gazdáinak minden erővel segíteniük kell. Ezért kérte a HTE vezetősége a lap terjedelmének bővítését, s ezért jelenik meg 1982-ben folyóiratunk az eddigi számonként 40 oldal helyett 48 oldalnyi terjedelemben.

A legjobb cikkírók munkáját, a cikkek tartalmi értékét Laczkó Endre, a BHG műszaki igazgatója méltatta majd átadta a nívódíjat a kitüntetetteknek.

*A BHG szerzői közül nívódíjat kapott:*

1. Pákai László: Koaxiális elemek TV átjátszó berendezésekben (1981. 8. szám.)
2. Somfai Ferenc: Híradástechnikai gyártmányok mechanikai tartósságának vizsgálati rendszerei és következményei (1981. 5. szám.)
3. Császár Gyula, Konkoly Lászlóné, Szádeczky-Kardos Tamás: Alközpont kezelők terhelésének optimális elosztása. (1981. 1. szám.)

*Az ORION szerzői közül nívódíjat kapott:*

1. Piret Endre: Mérési algoritmus ellenállás-létrahálózatok mérésére (1981. 12. szám.)
2. Froemel Károly, Polgár Endre: Új típusú tv kf vobulátor (1981. 10. szám.)

*A Telefongyár szerzői közül nívódíjat kapott:*

1. Mihály András: Átviteltechnikai rendszerek konstrukciója (1981. 3. szám.)



Angyal László szerkesztő az éves beszámolót ismerteti. Az elnökség tagjai: Mérey Imréné, a HTE főtitkár-helyettese, és Laczkó Endre, a BHG műszaki igazgatója



Laczkó Endre átadja a nívódíjat Császár Gyulának és Szádeczky-Kardos Tamásnak. Előtérben balról jobbra: Pákai László nívódíjas, dr. Eisler Péter, a HTE üzemi csoportjának elnöke és Horváth Imre, a szerkesztőbizottság elnöke

2. Kovács Antal, Pál Imre, Horváth János: Nyomtatott huzalozású áramkörök és ezekből felépülő alrendszerek számítógépes TGE rendszere a Telefongyárban. I. rész. (1981. 10. szám.)

## Új szélessávú antennarendszerek a IV.—V. TV sávra

A TESLA elektronikus és telekommunikációs konzern évtizedek óta szállít külföldre, elsősorban a Szovjetunióba, hírszóró és TV-adóállomásokat a hozzátartozó antennarendszerekkel.

Az új rendszerű színes TV-adócsalád, mely 1—5—20—40 kW-os egységekből áll, szükségessé tette egy újszerű antennarendszer kifejlesztését. Az adócsalád egyik tagja, az 5 kW-os, klyztronnal megoldott színes TV-állomás, az 1. képünkön látható.

A TESLA gyár Prága—Hloubetin kísérleti telepén foglalkoznak az antennarendszerek kifejlesztésével. A most kifejlesztett egyik antennarendszert — melyet a 2. képünk mutat be — ismertetjük e cikkben.

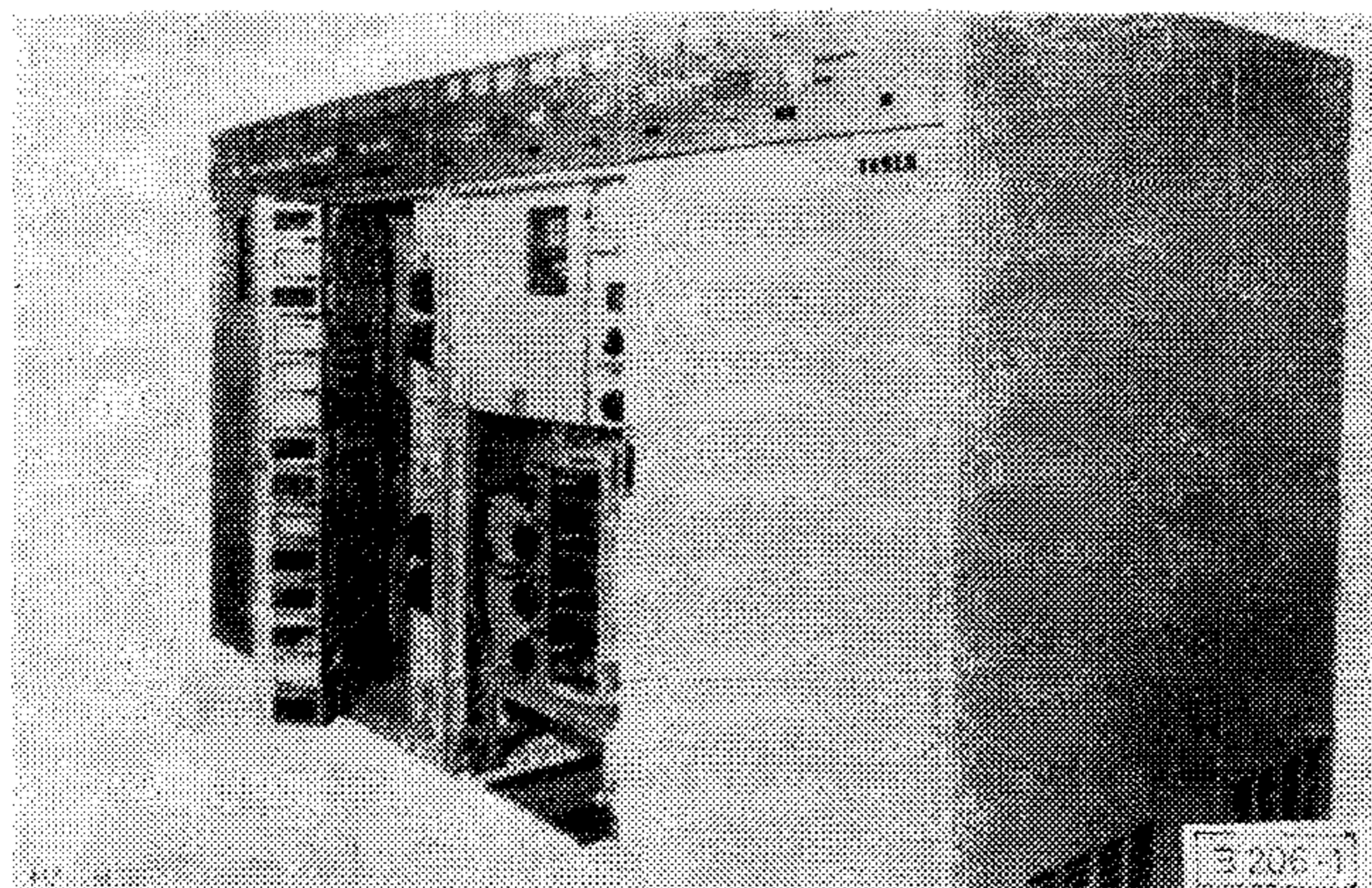
Az antennakutató-csoport legújabb eredménye az AHP 450 típusjelű antennacsalád, melyet sorozatban gyártanak.

A szélessávú antennarendszer a IV. és V. TV sávban, a 470—790 MHz-es frekvenciatartományban üzemeltethető, vagyis a TV 21—60 csatornákon.

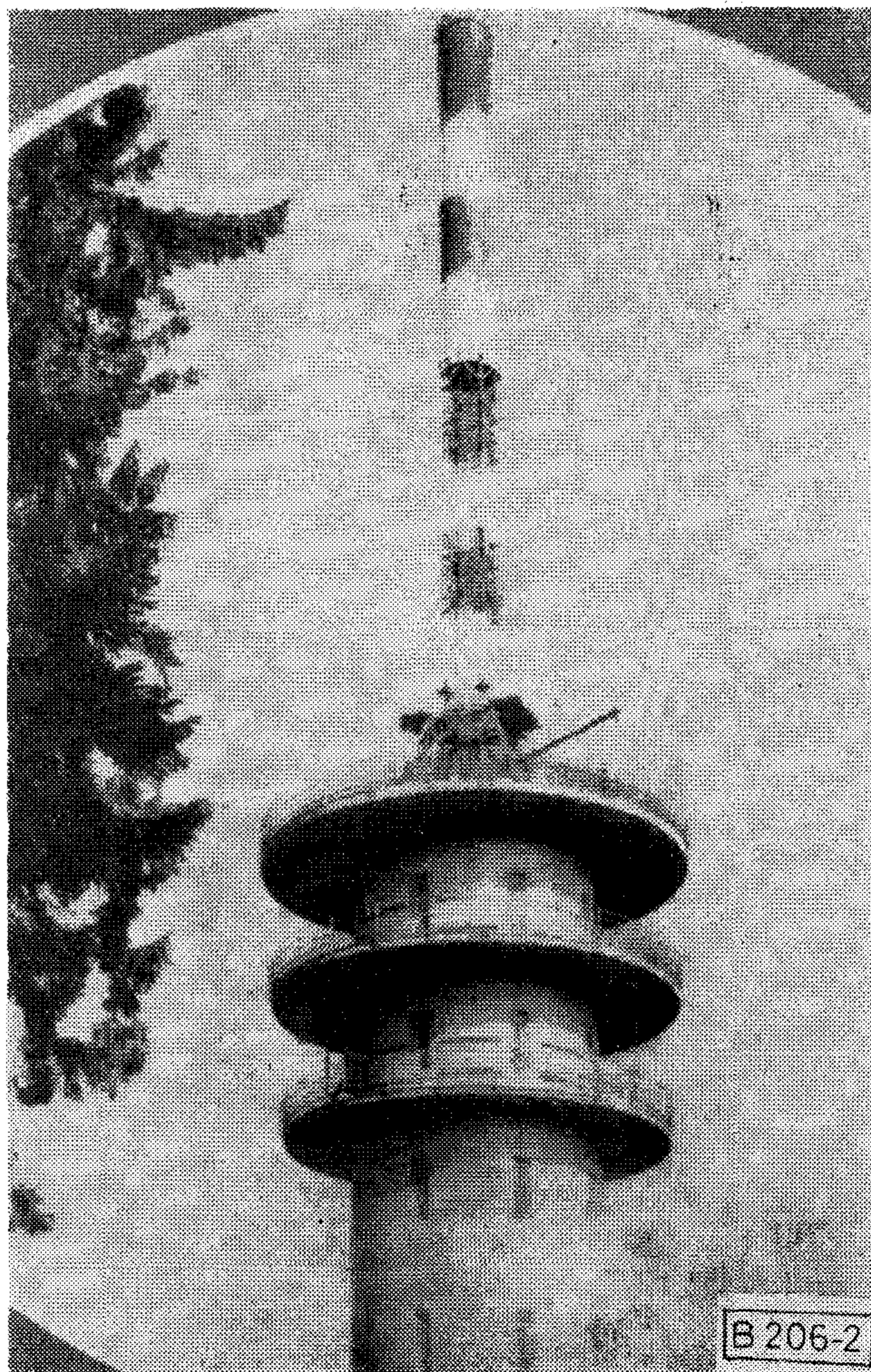
A kutatócsoport jelenleg az AHP-rendszer továbbfejlesztésén dolgozik. A cél, hogy két vagy több adó külön csatornán legyen egyidejűleg üzemeltethető, akár vízszintes, akár függőleges polarizációval.

Az AHP 450 antennarendszer alapvető eleme az

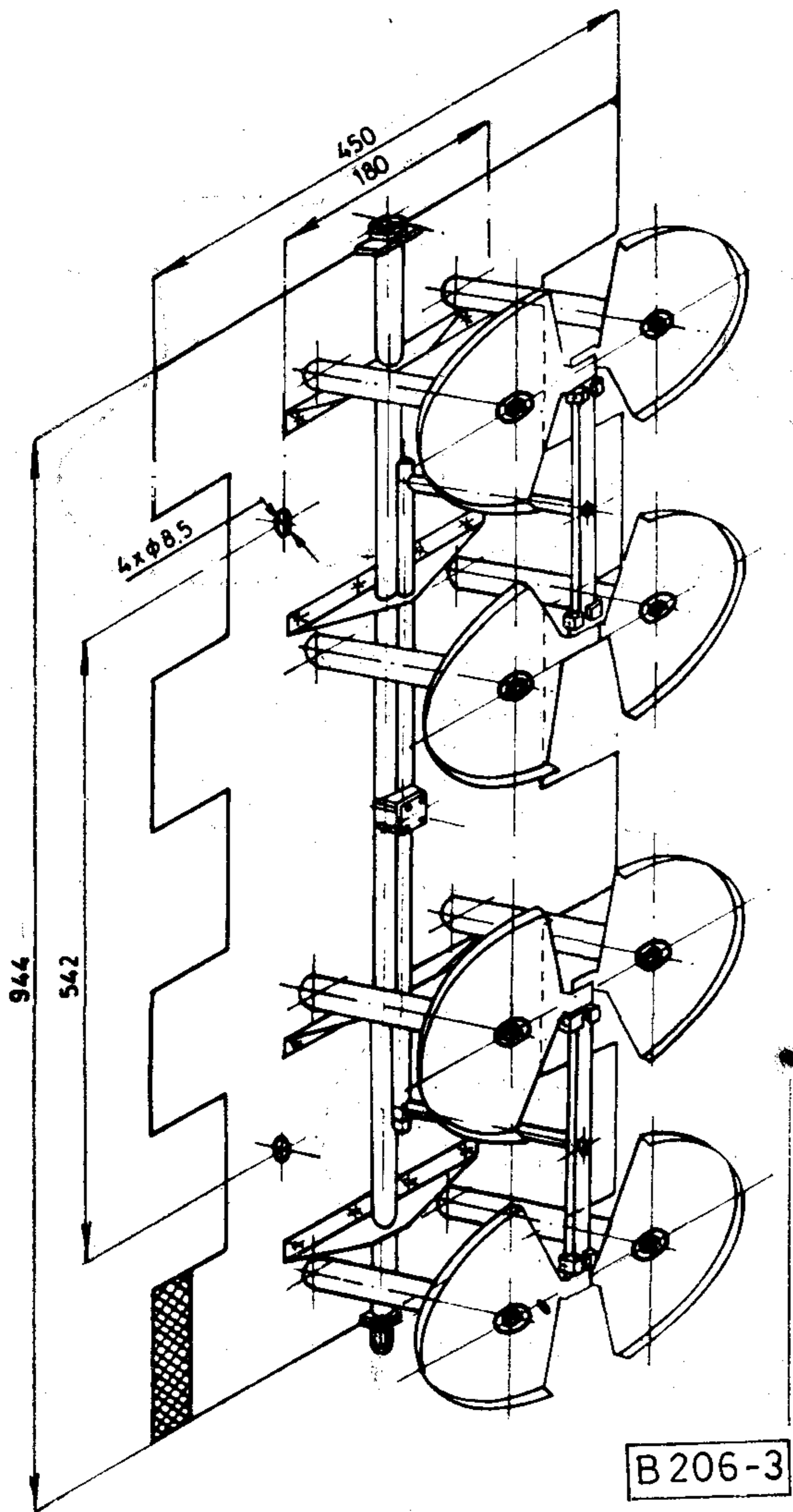
antennapanel (3. ábra). A panel négy pár szélessávú lemez dipolt tartalmaz, melyek egy sík felületű reflektor előtt helyezkednek el. A táplálás a panel középvonalában elhelyezett 75 ohmos aszimmetrikus koaxiális kábelen keresztül történik. Ezután követ-



1. ábra. 5 kW-os Tesla TV adó a IV—V. sávra



2. ábra. AHP 450 TV antennarendszer a IV—V. TV sávra



3. ábra. Egy antennapanel szerkezeti rajza

kezik a balun, melyhez a szélessávú dipólok csatlakoznak.

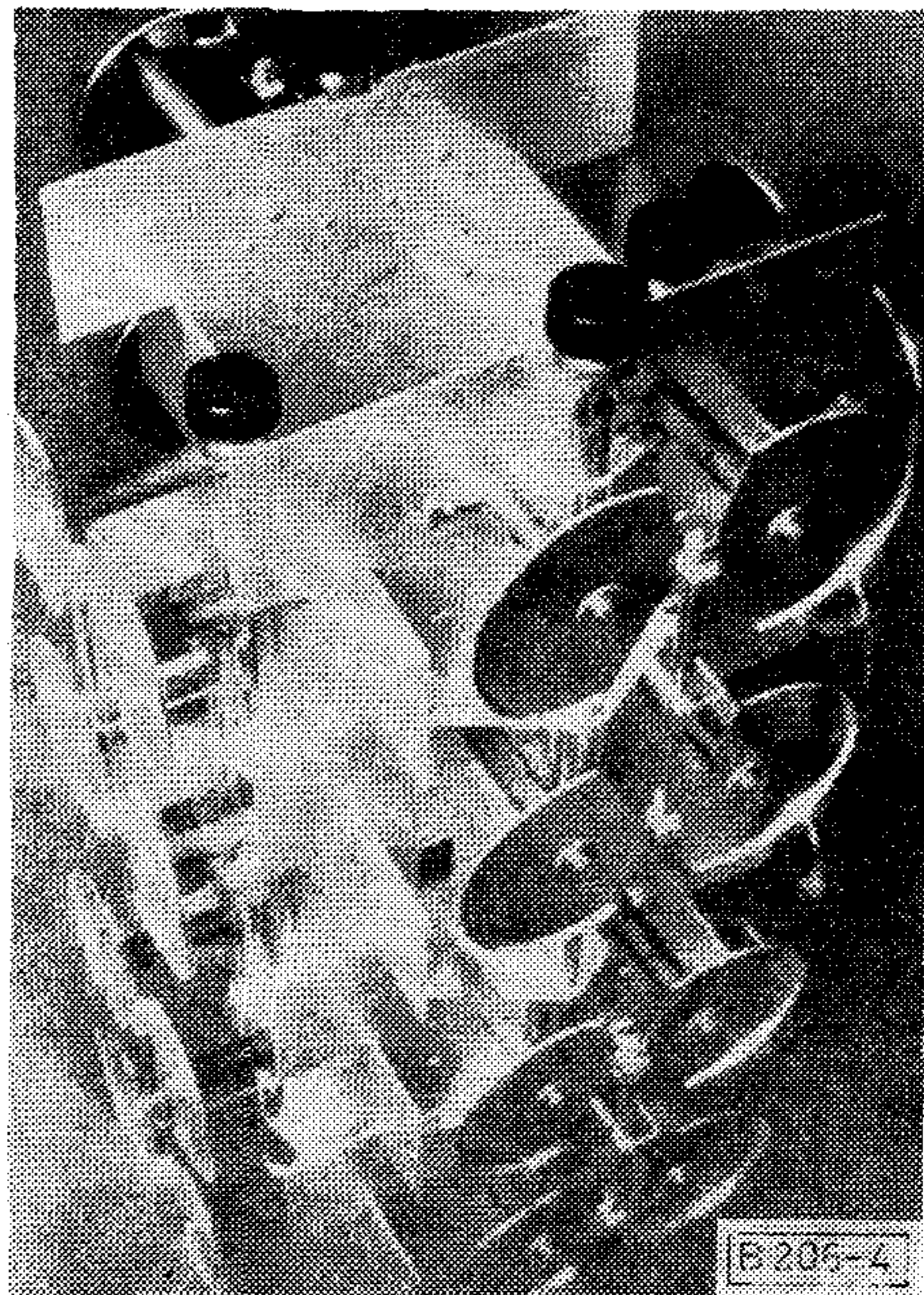
Az antennapanel méretét a reflektor lemeze határozza meg. Mérete:  $450 \times 944$  m. A panel súlya: 15 kg.

A panelek elektromos terhelhetősége a frekvenciától függ:

470 MHz-en	1,7 kW.
790 MHz-en	1,3 kW.

A reflektorlemez kiképzési formája lehetőséget nyújt több irányba sugárzó antennapanel elhelyezésére egy kis méretű —  $300 \times 300$  mm-es — keresztmetszettel rendelkező tartószerkezeten (4. kép).

Egy panelen belül a dipólok párhuzamosan vannak kapcsolva és szimmetrikusan táplálódnak. A közös tápvonal merev csőből kialakított tápvonalát a HF—15—16D típusú koaxiális kábel köti össze az adóval. Ugyanígy kábel köti össze a panelesoportokat egymással. Az alkalmazott koaxiális csatlakozók típuszáma: ACT 9015.



4. ábra. Négy antennapanelből kiképzett körsugárzó

Az itt ismertetett sugárzó rendszer polarizációs síkja horizontális. Egy panel nyeresége kb. 11 dB.

#### Az AHP 450 antennarendszerek típusai és jellemző adatai

A szükséges iránykarakterisztika kialakításához a tartószerkezeten egymás mellett és egymás felett több antennapanel helyezhető el.

A panelek emeletenkénti száma határozza meg az antennarendszer típusát. Így megkülönböztethetjük az alábbi típusokat:

R típus, mely 4 panelt tartalmaz a tartószerkezet négy oldalán;

F típus, mely 3 panelt tartalmaz a tartószerkezet három oldalán;

C típus, mely 2 panelt tartalmaz a tartó két szomszédos oldalán;

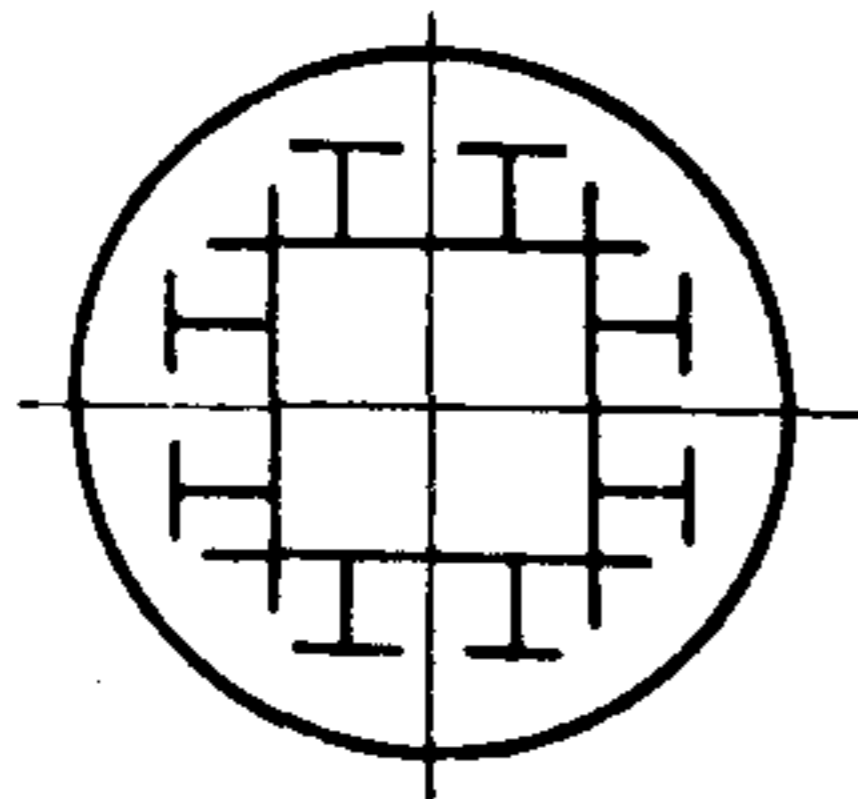
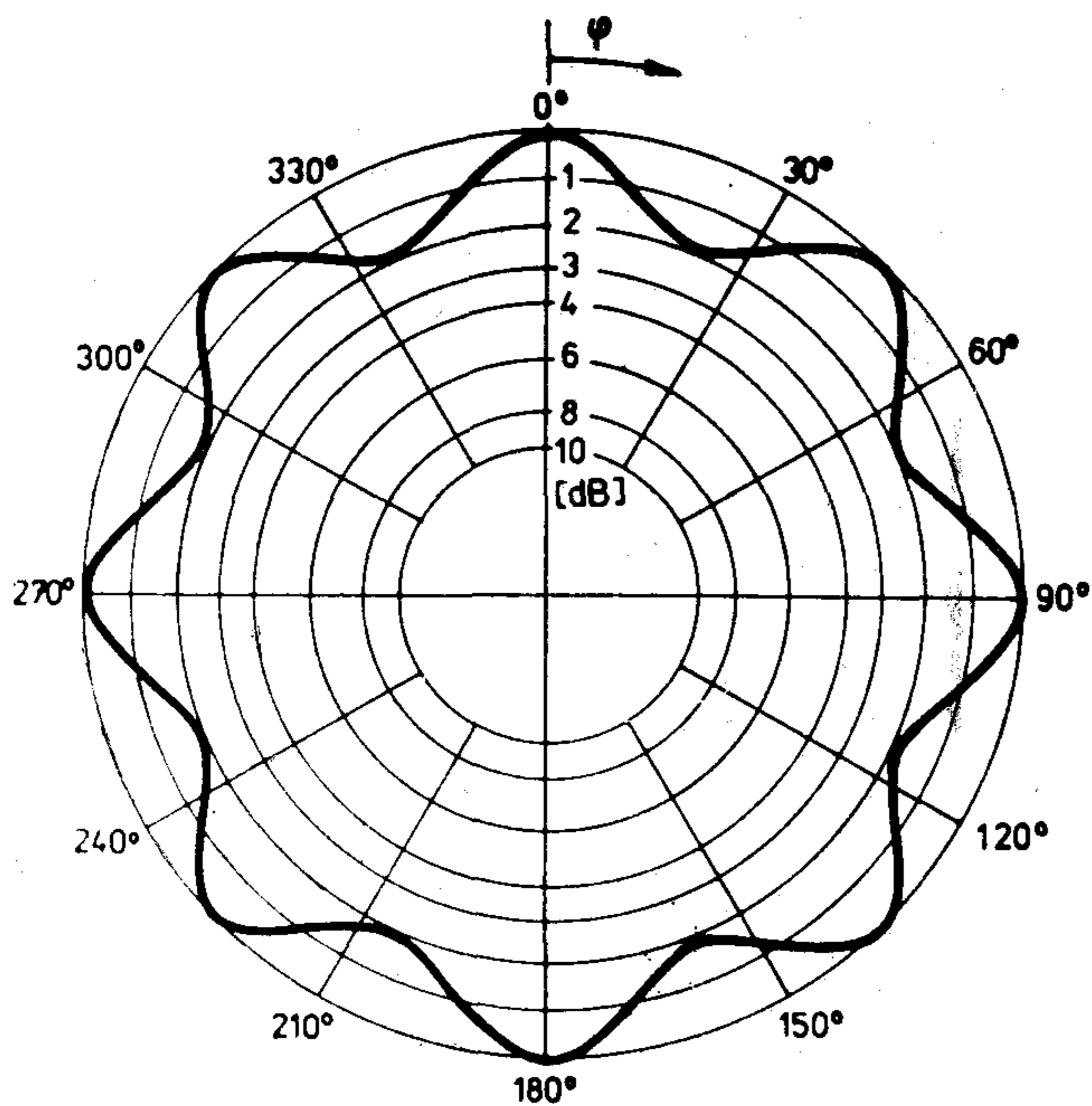
E típus, mely 2 panelt tartalmaz a tartó két átellenes oldalán.

#### A sugárzó rendszer horizontális iránykarakterisztikái

A fenti antennarendszerek elrendezését és iránykarakterisztikáit az 5, 6, 7, 8 polárdiagramok tüntetik fel.

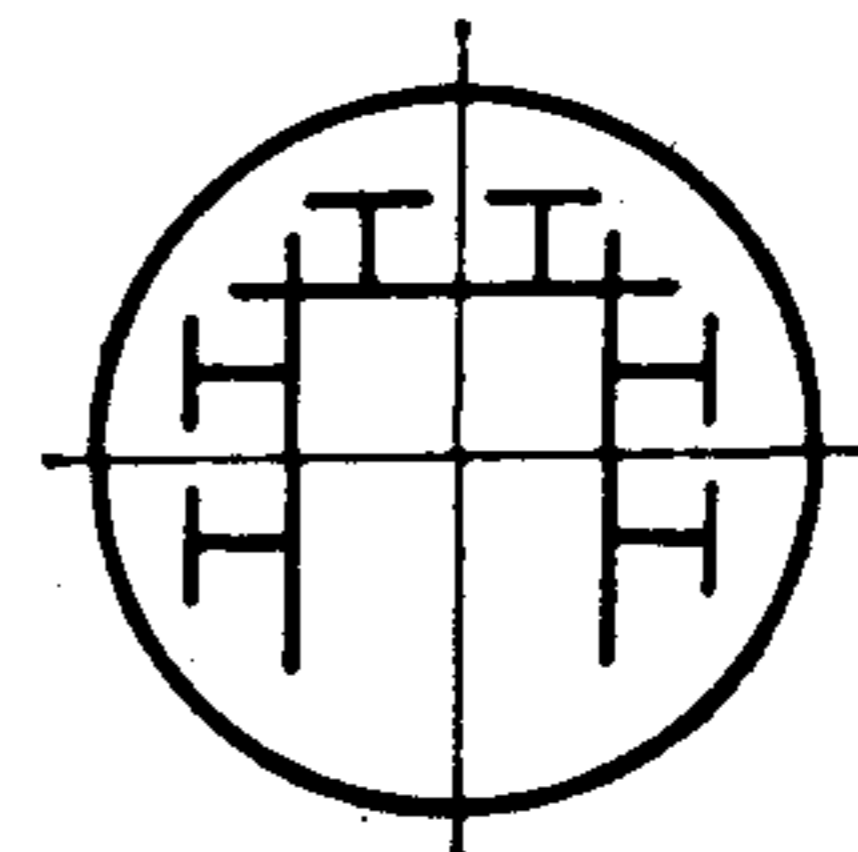
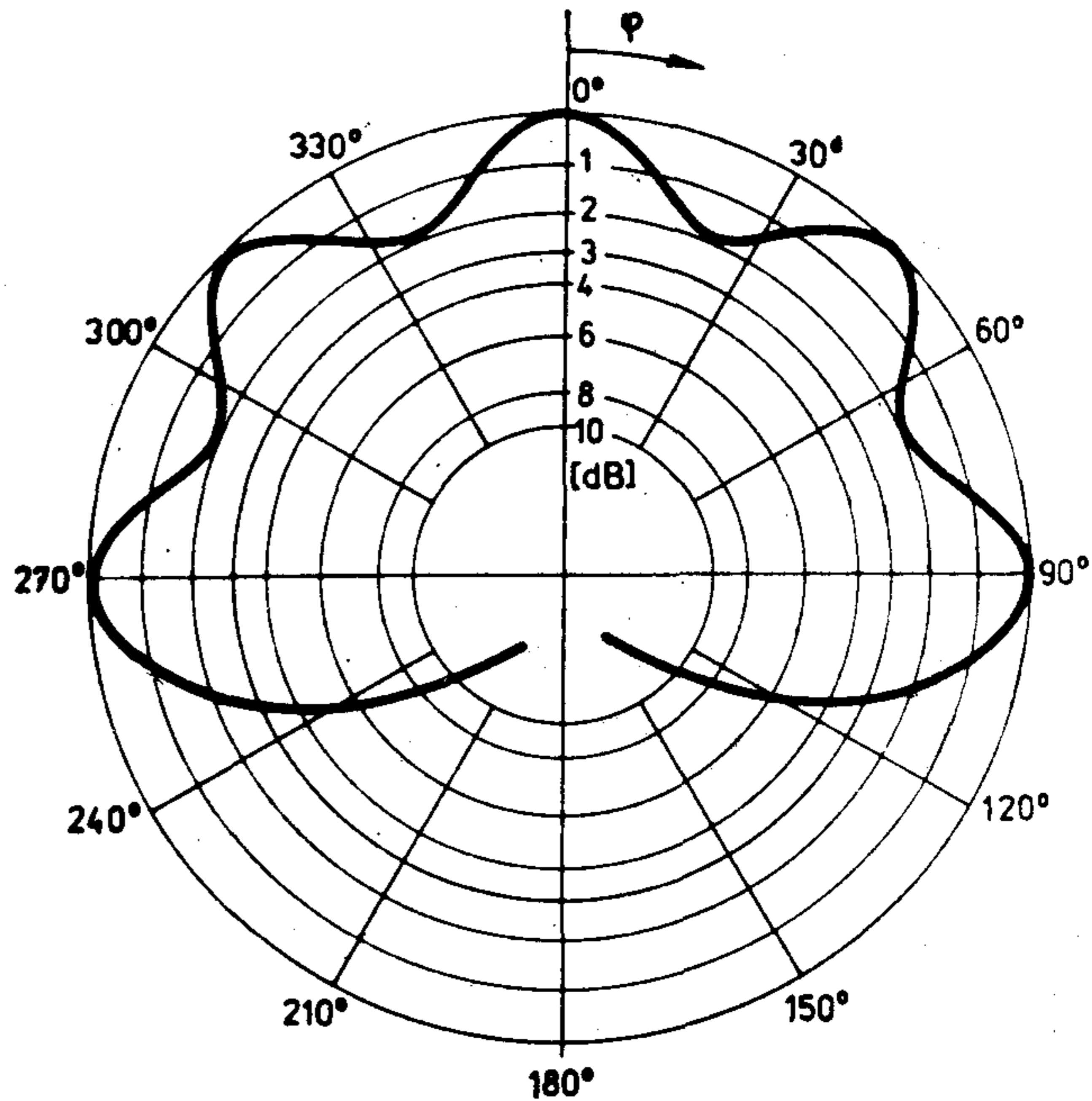
Az R típusú antenna körsugárzó (5. ábra). Egyenlőtlensége a maximális sugárzási irányhoz képest  $-2$  dB.

Az F típusú antennarendszer a tartószerkezet három oldalán helyezkedik el. Sugárzási diagramja  $180^\circ$ -on belül kb.  $-2$  dB,  $240^\circ$ -on belül pedig  $-5$  dB egyenlőtlenséget mutat (6. ábra).



B206-5

5. ábra. Körsugárzó polárdiagramja és a panelek elhelyezése



B206-6

6. ábra. Három oldalon telepített panelek és az eredő karakterisztika

A C típusú, a tartószerkezet egymás melletti két oldalán elhelyezett antennapanelt tartalmaz. E rendszer iránykarakteristikája  $90^\circ$ -on belül  $-2$  dB-es,  $150$  fokra vonatkoztatva pedig  $-5$  dB-es egyenlőtlenességet mutat (7. ábra).

Az E típusú rendszer két egymással átellenes oldalon elhelyezett antennapanel csoportot tartalmaz. Ezek sugárzási iránykarakteristikáját tünteti fel a 8. ábra. A  $-5$  dB-es szintesés mindkét irányban kb.  $60^\circ$ -nál adódik.

### Antennanyereség

Több egymás felett elhelyezett antennapanel-csoporttal a sugárzó rendszer nyeresége megnövelhető az 1. táblázat szerint.

A panelek egymásközti tápkábel eloszlása és a panelek csatlakoztatása látható a 9. ábrán, ahol a maximális 64 panel nyert alkalmazást.

A TESLA gyár jelölési rendszerében a típusbetű után alkalmazott szám az antennarendszer emeleteinek számát jelenti.

Jelenleg az alábbi típusok kerültek kivitelezésre:

R2 R3 R4

F2 F3 F4

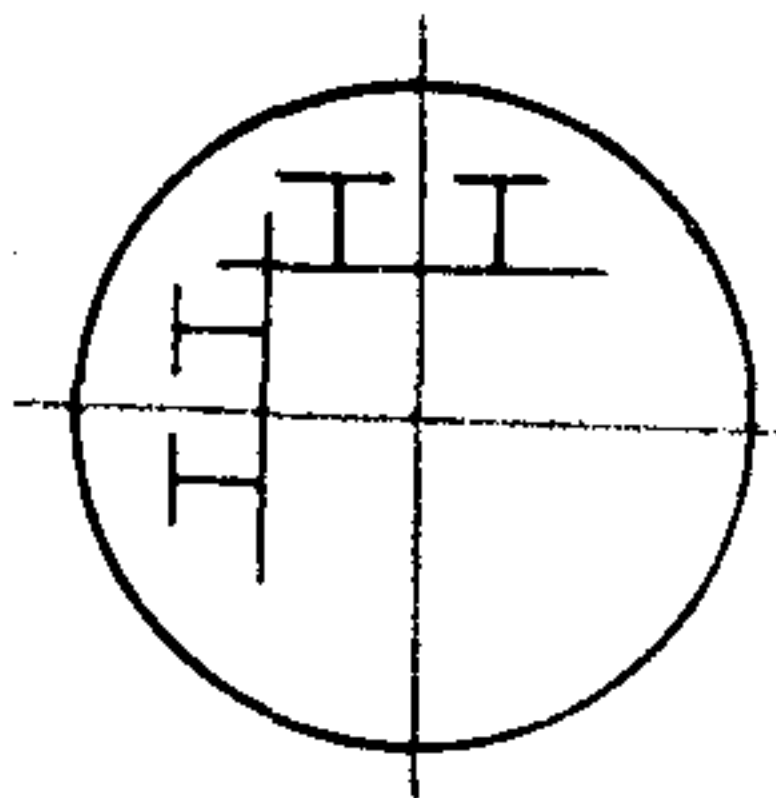
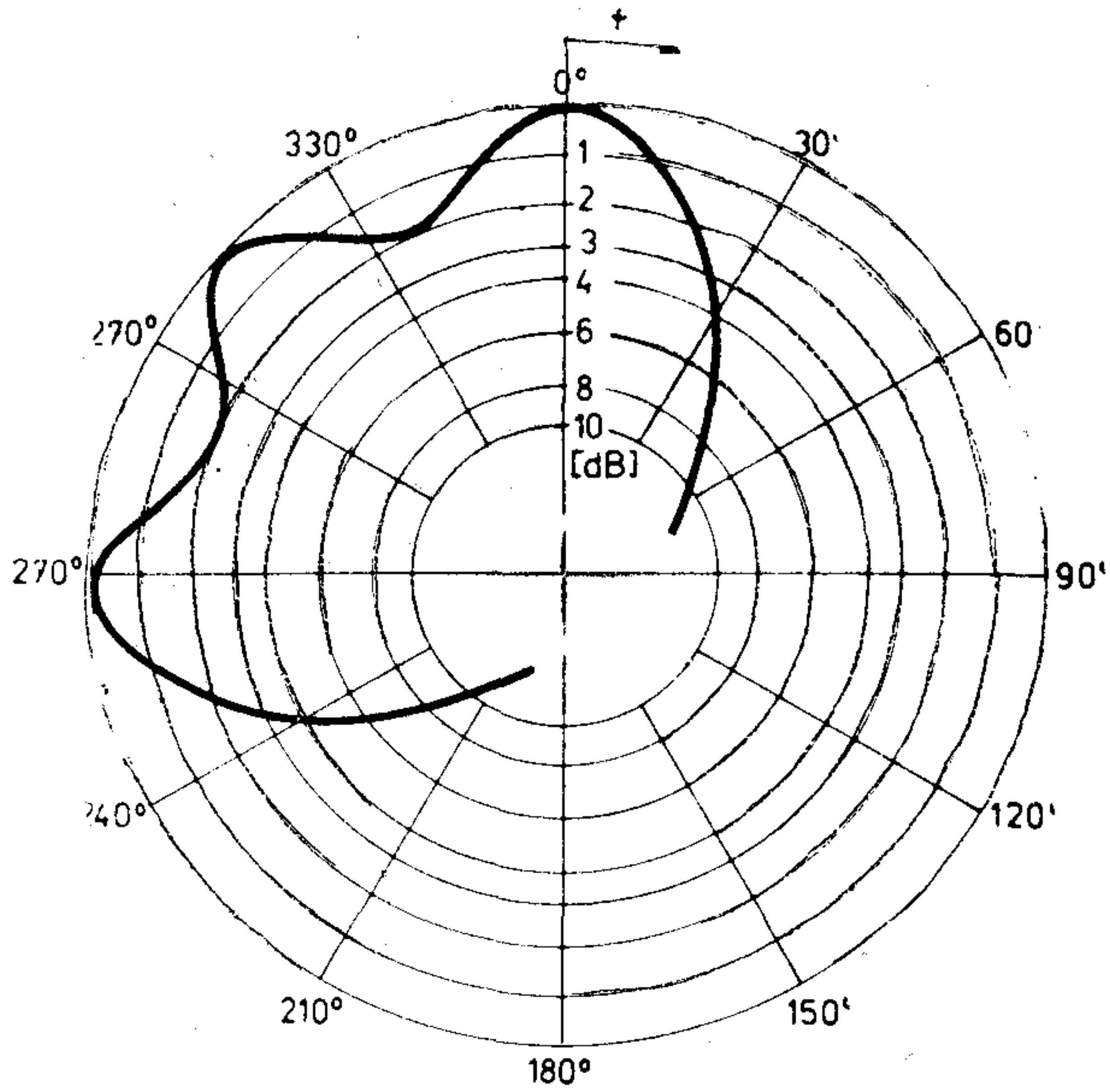
1. táblázat

Antenna-rendszer típusa	Emeletek száma	Panelek száma	Erősítési tényező dB-ben az alábbi frekvenciákon, MHz-ben		
			470	630	790
R	4	16	9,03	9,8	10,7
	8	32	12,3	12,8	13,7
	12	48	14,1	14,6	15,5
	16	64	15,3	15,8	16,7
F	4	12	10,6	10,7	11,8
	8	24	13,6	13,7	14,8
	12	36	15,3	15,8	16,6
	16	48	16,6	16,7	17,8
C és E	4	8	12,3	12,8	13,7
	8	16	15,3	15,8	16,7
	12	24	17,1	17,6	18,5
	16	32	18,3	18,8	19,7

C2 C3 C4

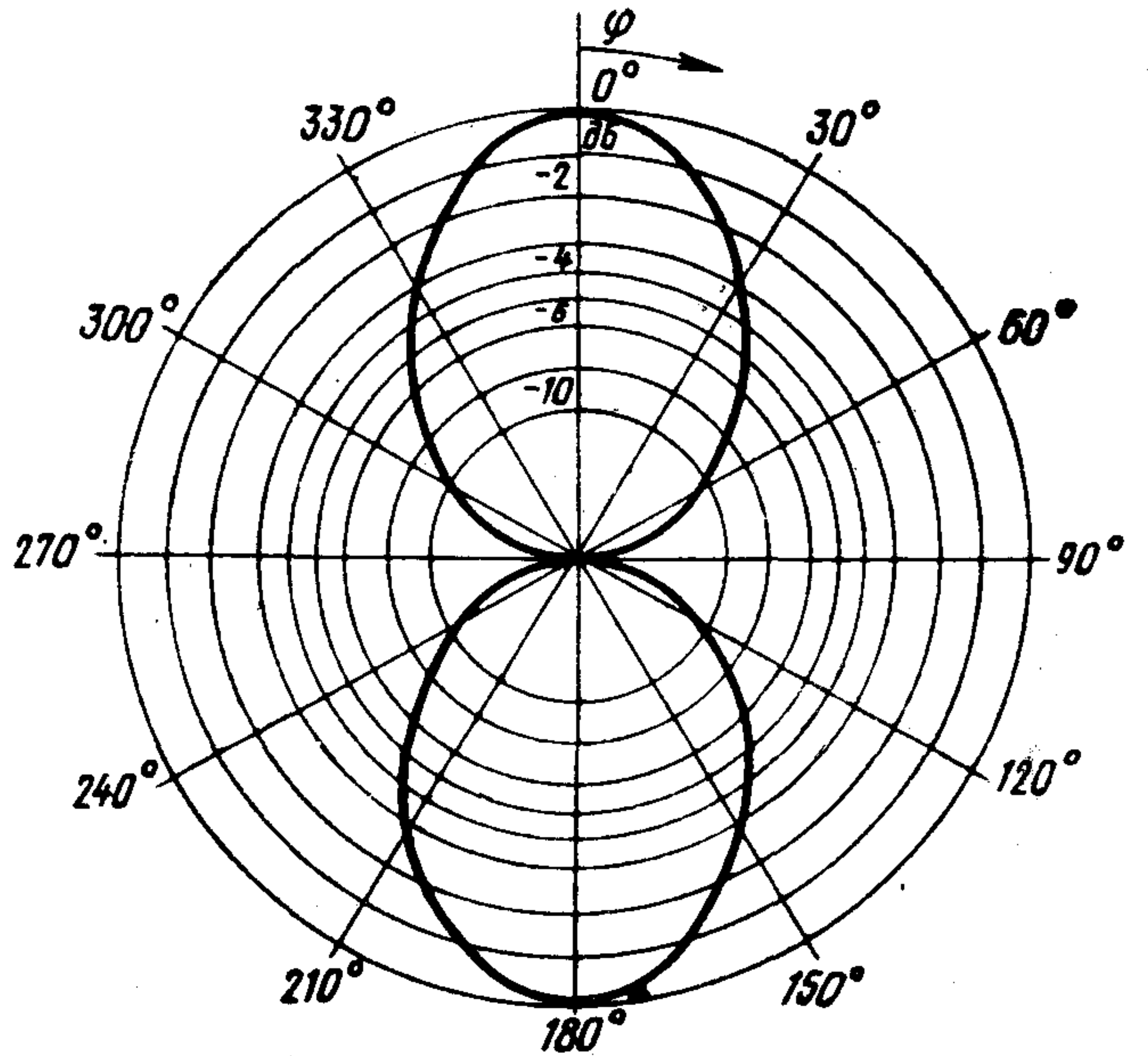
E (külön kívánságra).

Az antennarendszer optimális megoldása az, amikor két azonos rendszerű és panelszámú antennacsoportot helyeznek el egymás felett a tartószerkezeten. Így az adó műsorvitele alatt a két csoport párhuzamosítható, de szükség esetén — pl. javítás,

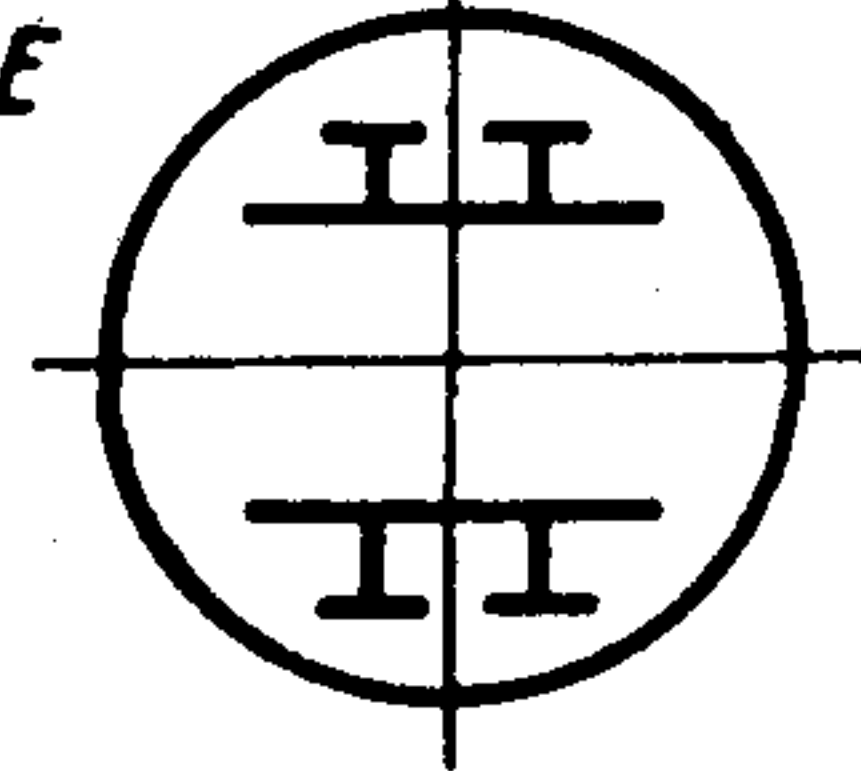


B 206-7

7. ábra. C típusú panel; elrendezés és iránykarakterisztika



Tun E



B 206-8

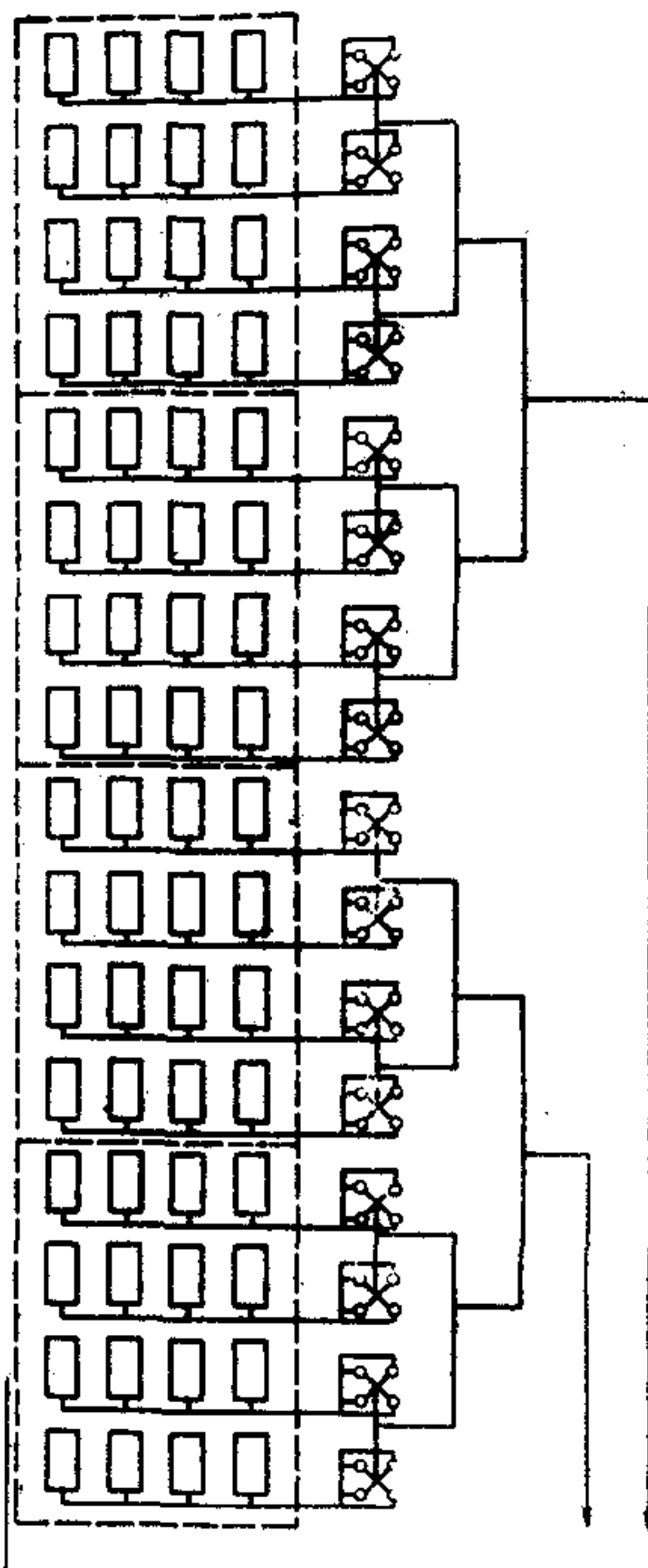
8. ábra. E típusú panel; elrendezés és iránykarakterisztika

megelőző karbantartás alkalmával — az egyik rendszer üzemben kívül helyezhető. Ilyen megoldást mutat a 9. ábra.

### Függőleges iránykarakterisztika

A különböző változatban kivitelezett antennarendszerek függőleges iránykarakterisztikája az egymás felett elhelyezett emeletek számától függ. A 10. ábrán egy nyolc emeletes, a 11. ábrán egy tizenhat emeletes antennarendszer függőleges iránykarakterisztikája látható. (A diagram függőleges tengelyén a maximumhoz viszonyított relatív térerősségváltozás, a vízszintes tengelyen a fő sugárzási iránytól eltérő helyzetben mért térerősség-ingadozás van feltüntetve. A folyamatos vonal 470 MHz-re, a szaggatott vonal 790 MHz-re vonatkozik.)

Mint az ábrákból látható, a  $-6$  dB-es térerősségcsökkenés a függőleges síkban — az üzemi frekvenciától függően — a nyolc emeletes antennarendszer-nél kb.  $1-3^\circ$ -nál, a tizenhat emeletes antennarendszer-nél kb.  $0,5-1,5^\circ$ -nál következik be. Ez a nemzetközileg elfogadott értékeket teljesen kielégíti (10., 11. ábra).



B 206-9

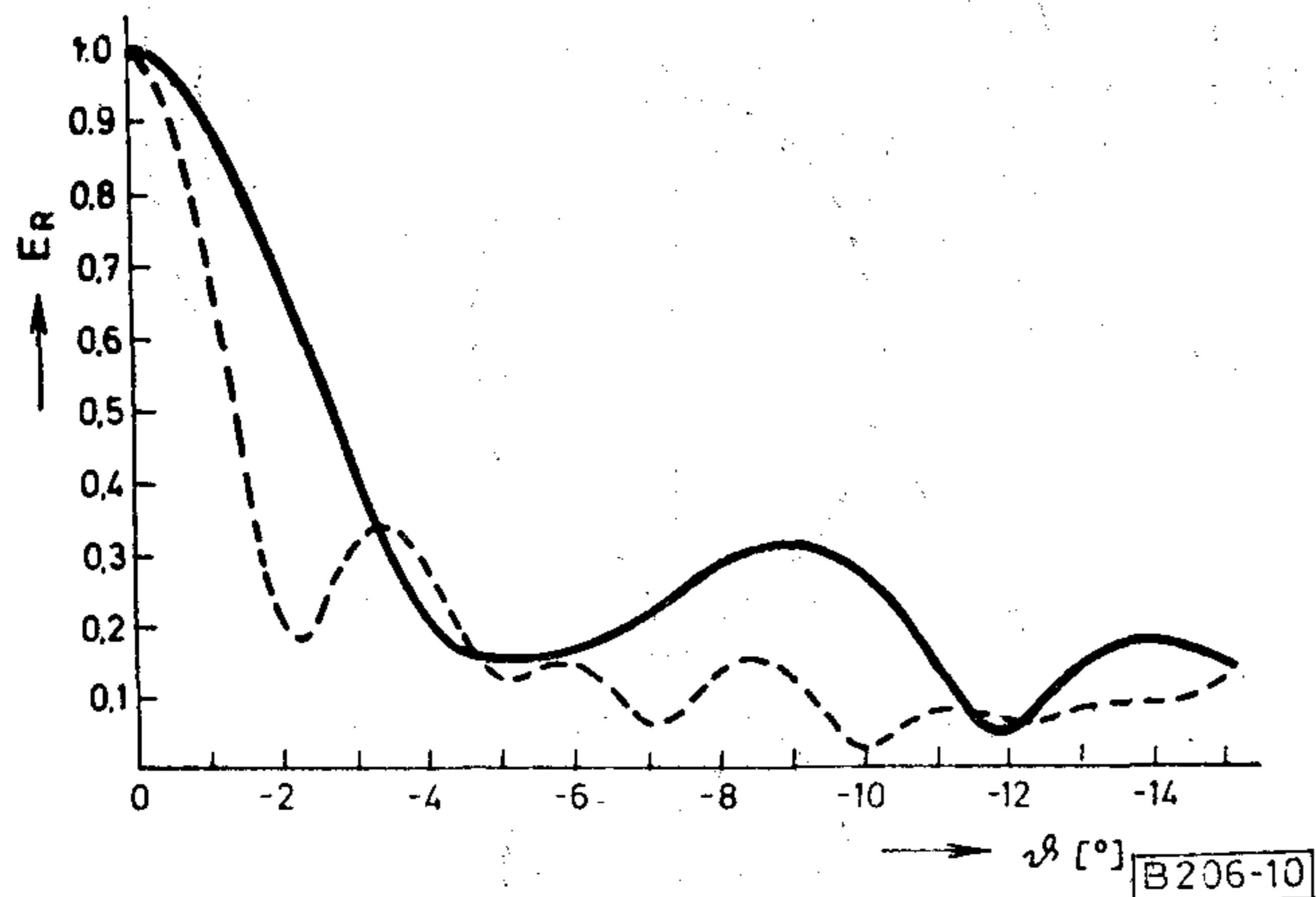
9. ábra. Két, egymás felett telepített, összesen 16 emeletes körsugárzó rendszer paneljeinek táplálása

### Terhelhetőség

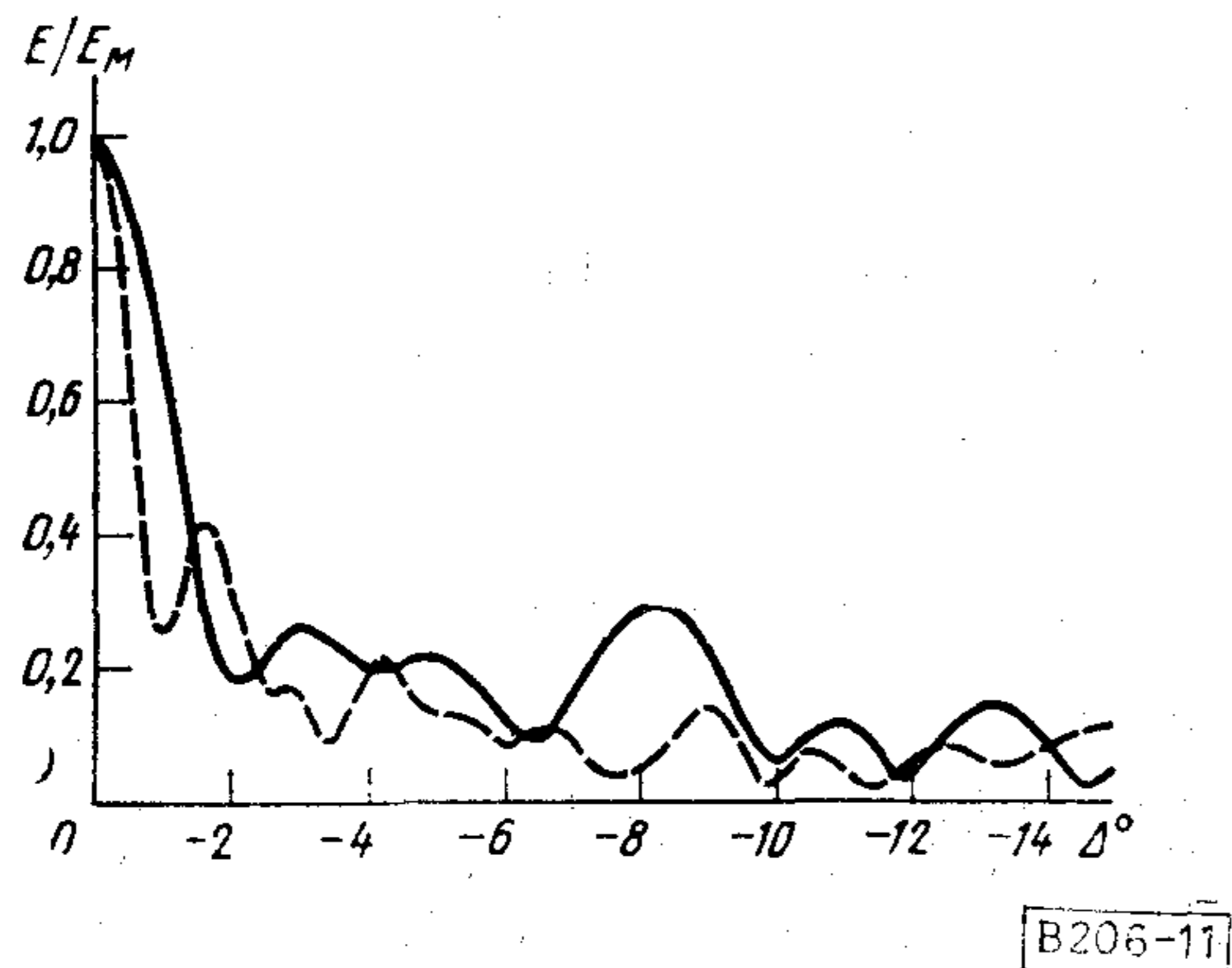
A panelekbe betáplálható nagyfrekvenciás energia nagysága függ a frekvenciától, de átlagosan panele-

ként 1,5 kW terhelhetőséggel lehet számolni. Az antennarendszerek terhelhetőségét így az alkalmazott panelek száma határozza meg.

A 12. ábrán látható, hogy a maximálisan betáplálható energia a 16 emeletes, körsugárzó rendszernél 470 MHz-en: 48 kW. Legkisebb a terhelhetősége a C és E rendszereknek 790 MHz-en (kb. 11 kW). E teljesítményadatokat a tápkábeleken és elosztókon fellépő teljesítményvesztések nincsenek beleszámítva.



10. ábra. Függőleges sugárzási diagram 8 emelet esetén



11. ábra. Függőleges sugárzási diagram 16 emeletes antennánál

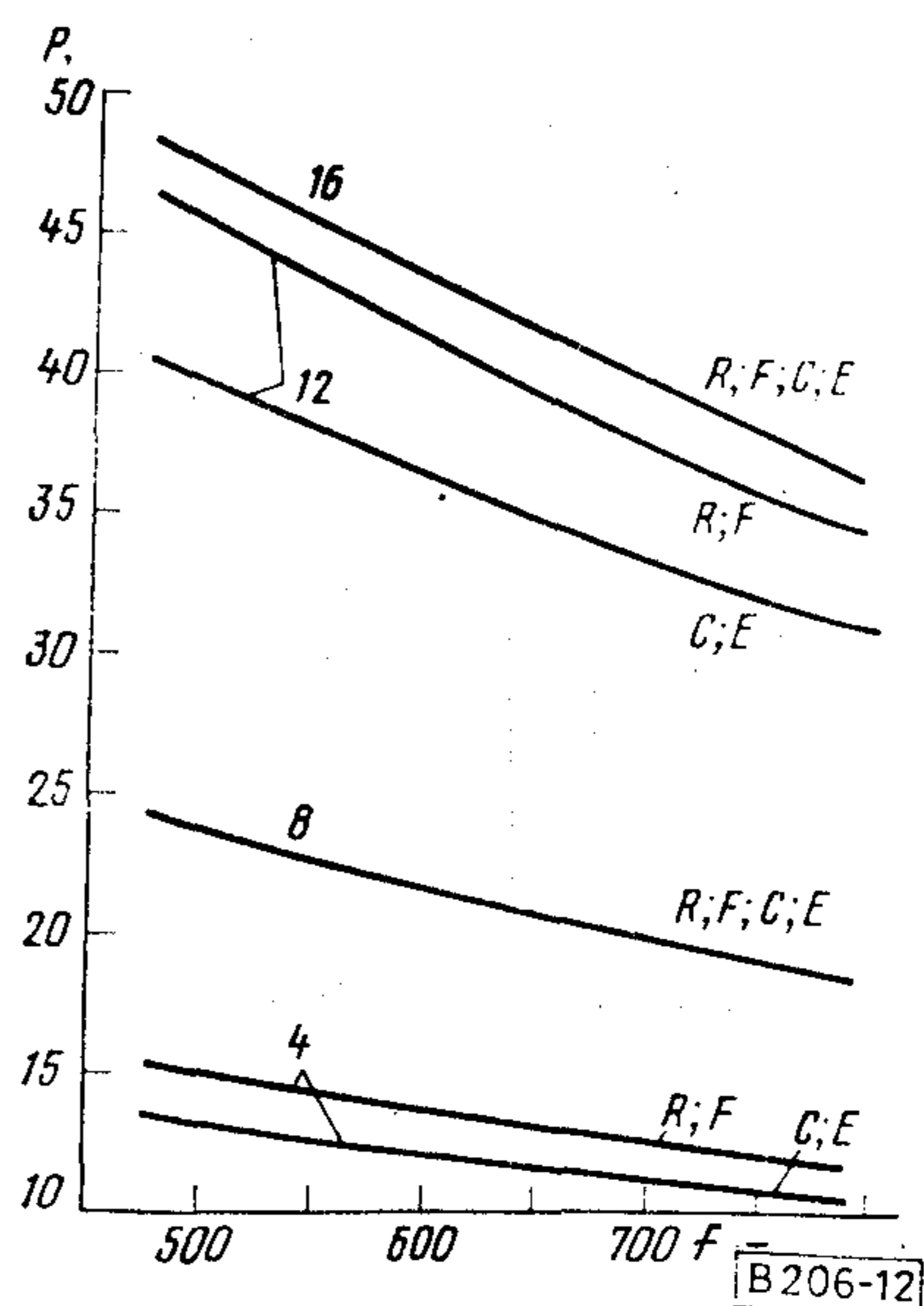
### Állóhullámarány

Az antennarendszer tápvezetékének bemenetén mért állóhullámarány értékét — a jó képminőség érdekében —  $VSWR \leq 1,05$  érték alatt kell tartani. Ilyen érték biztosítása széles frekvenciatartományban igen nehéz feladat, főként abban az esetben, ha kettő vagy ennél több üzemi csatornára van szükség. Az adott problémát egyedi, kétszeres vagy többszörös fáziskompenzálással lehet megoldani.

A fáziskompenzáció elve, hogy két vagy több antennapanelt párhuzamosan kapcsolnak, egymáshoz képest  $90^\circ$ -os fáziseltolással. A dipólusok bemenő impedanciájának azonos értékűnek kell lenniük. Négy

antennapanel esetén  $0-90-180-270$  fokos fáziseltolással táplálják a paneleket.

A szükséges fáziseltolást a kábelhossz megválasztásával valósítják meg. A  $90^\circ$ -os fáziseltolást negyedhullám hosszúságú tápvezetékdarabbal lehet elérni. Tekintve, hogy széles sávú antennarendszerről van szó, ezt a követelményt nem lehet maradéktalanul kielégíteni. Mivel  $\lambda = 0,64-0,38$  m, a fázistoló negyedhullámú tápvonal hossza  $16-9,5$  cm között kellene változzon, ami gyakorlatilag keresztülvihetetlen. Ezért — feltehetően — egy közepes értékre, kb. 13 cm-re méretezték a fázistoló vezeték hosszát, ami a szerkezeti konstrukcióból adódott. Így az önálló paneleken a frekvenciától függő állóhullámarány jön létre.



12. ábra. Az antennarendszer terhelhetősége

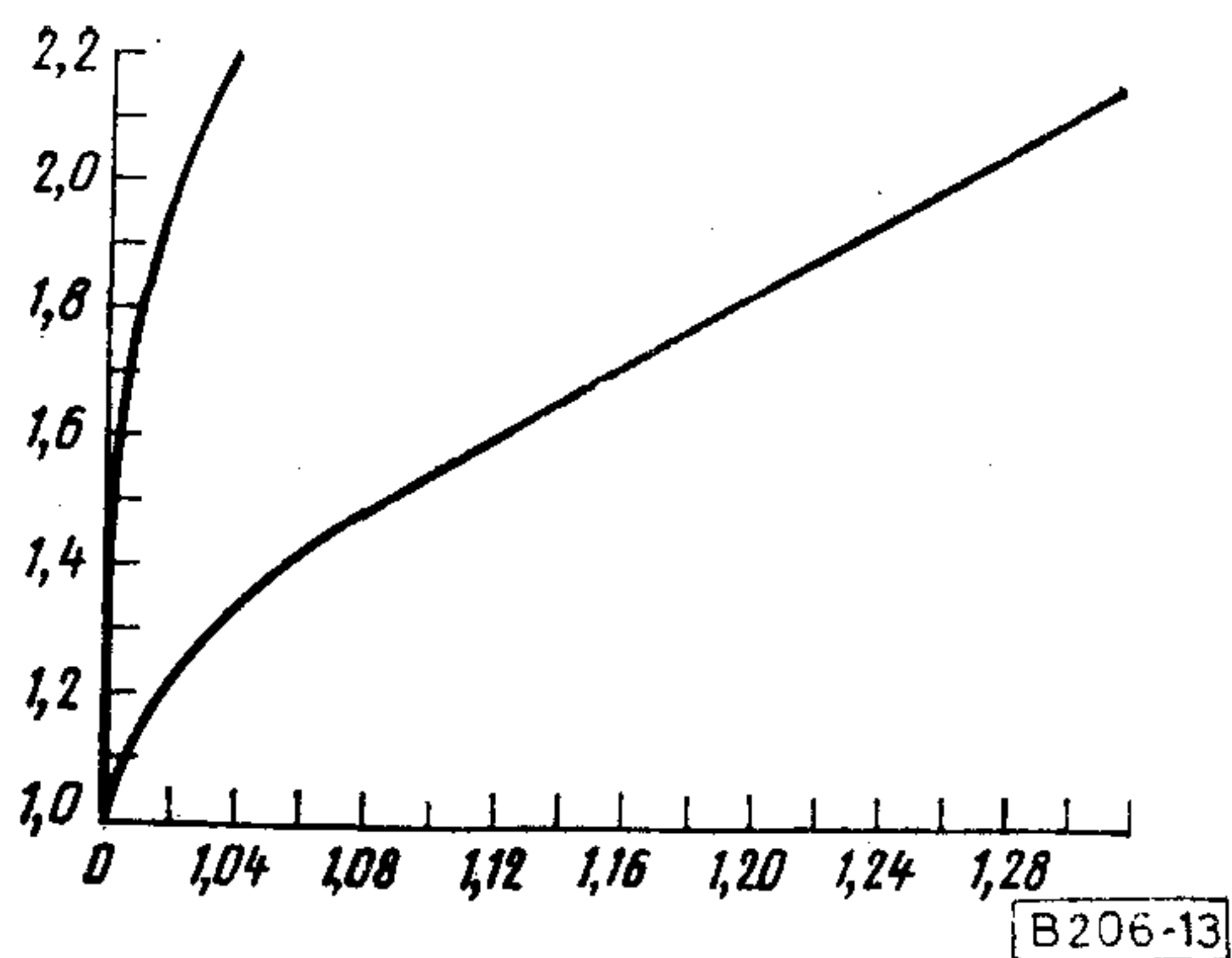
A 13. ábra a fáziskompenzáció hatását tünteti fel. A jobb oldali görbe egyszerűes, a bal oldali a négyszeres kompenzálás eredményét mutatja. (A diagramon mind a függőleges, mind a vízszintes tengely az állóhullámarányt tünteti fel.)

Abban az esetben, ha a fáziskompenzálás eltér a  $90^\circ$ -tól, az állóhullámarány kedvezőtlenebb lesz. Ugyanez következik be páratlan számú antennapanel alkalmazása esetén is, függetlenül attól, hogy a fáziskülönbség éppen  $90^\circ$ -ra van-e beállítva. Az illetés további javítása a fáziskompenzálás ismétlésével érhető el a tápvezeték legközelebbi leágazásánál.

### A táprendszer

Az antennarendszer táplálása széles sávú koaxiális elosztókból és csövekből kialakított merev koaxiális tápvonalszakaszokból épül fel. A táprendszer a kiegészítő hordozókonstrukción belül helyezkedik el. Az elektromos rendszer felépítését és az antennapanel táplálási megoldását a példaként ismertetett tizenhat emeletes körsugárzó esetében a 9. ábra mutat-





13. ábra. A fáziskompenzálás hatása az állóhullám-arányra

ja be. A táprendszer feltételezi, hogy az antennarendszerben egymás felett elhelyezkedő két azonos antennapanel-csoport van telepítve, melyek egymástól függetlenek és mindkettő azonos — 75 ohmos — aszimmetrikus bemeneti impedanciával rendelkezik. E módszerrel valósítható meg a 100%-os tartalék üzemmód, melyre javítás vagy karbantartási munkák során van szükség. Normál üzemben a két rendszer mindegyike részt vesz a műsor sugárzásában.

### Konstrukció

Az antennarendszer alapelemei az antennapanel és a táprendszer. Ezek egy  $300 \times 300$  mm-es négyzetes keresztmetszetű tartóvázon helyezkednek el. Az egész antennarendszert kívülről körülveszi egy szabadon álló henger, mely mechanikai tartóelemként szolgál. Anyaga üvegszövet és poliészter gyantából áll. Ezt az anyagot nagyfokú mechanikai szilárdság és kiváló elektromos tulajdonság jellemzi. A henger

ideális védelmet nyújt az időjárási viszontagságokkal szemben.

A henger egyes részei azonos, 1900 mm-es belső átmérővel rendelkeznek. Egy henger magassága 4550 mm. A 2. képen látható telepített antennarendszer négy elemből áll. Teljes hossza a szerkezeti részekkel együtt 22 m.

A henger falának vastagsága telepítésének magasságával változik. Az egyes szakaszok peremézéssel csatlakoznak egymáshoz. A henger alsó és felső része búvónyílással rendelkező tetővel van ellátva. A kis méretű belső hordozókonstrukció miatt az antenna panelek és a henger belső fala között elegendő hely van a szükséges ellenőrzés és karbantartás elvégzésére. A különlegesen kiképzett létra hozzáférhetőséget biztosít a teljes antennarendszerhez a hengeren belül.

### Villámvédelem

Az AHP 450 sorozatú antennarendszerek megfelelő villámvédelmi szerelvényekkel vannak ellátva. A villámvédő rendszert a henger felső felén elhelyezkedő kollektorok, valamint a henger körül szimmetrikusan elhelyezkedő négy vezeték alkotja. A teljes villámvédő rendszer le van földelve. A fentiekén kívül mind az antennapanelek, mind pedig a táprendszerek a szimmetrizáló elemen keresztül le van földelve.

A fenti adatokból kitűnik, hogy az AHP 450 sorozatú antennarendszerek a legtöbb adóhoz optimálisan alkalmazhatók. Bármilyen helyen és bármilyen klimatikai körülmények között telepíthetők. A megfelelő antennatípus alkalmazása azonban előzetesen gondos megfontolást igényel.

### I R O D A L O M

ELEKTROSZVJÁZ 1980. No. 5. Tesla Elektronics 4/80.

## TARTALOM

## СОДЕРЖАНИЕ

## INHALT

## CONTENTS

ETO 621.396.43.001.2

Frigyés I.:

**Digitális rádiórelé rendszerek tervezése megbízhatóságra**

HÍRADÁSTECHNIKA 1982. 2. sz.

A cikk a megbízhatatlanság forrásainak vizsgálata után tervezési módszert ismertet, melynek segítségével egy rádiórelé rendszer fő paraméterei megtervezhetők. A tervezés kiindulásául a CCIR ajánlásokban szereplő specifikációk szolgálnak. A cikk tárgyalja az egy és több RF csatornás, valamint a tartalék nélküli és a tartalékolt rendszerek esetét. Melléktermékként összefüggéseket állapít meg több RF csatorna egyidejű fadingjére vonatkozóan.

ETO 621.396.677:629.783

Kapor J.:

**Rezonáns quadrifilar antenna**

HÍRADÁSTECHNIKA 1982. 2. sz.

A szerző ismerteti az Interkosmosz nemzetközi együttműködés keretében megvalósított kísérleti műholdas adatgyűjtő rendszer (SSPI) földi állomásaira kifejlesztett rezonáns quadrifilar antennát.

ETO 621.395.344.6:621.395.722

Czobor M.:

**A COMBI—X típusú nagykapacitású távbeszélő központ**

HÍRADÁSTECHNIKA 1982. 2. sz.

A szerző ismerteti a BHG által kifejlesztett COMBI—X típusú nagykapacitású crossbar központot, amely az ARF 102 típusú főközpont alközponti szolgáltatásokkal kiegészített változata és egyaránt alkalmazható al-, centrex- és vegyes-központként. A cikk ismerteti a központ alap- és opcionális szolgáltatásait, valamint működését.

ETO 621.374.3.08:621.394.615

Gyuris Á.—Klatsmányi B.—Pintér I.:

**Automatikus számtársa impulzus mérő berendezés**

HÍRADÁSTECHNIKA, 1982. 2. sz.

Szerzők a Posta Központi Táviró Hivatal számára, a Kandó Kálmán Villamosipari Műszaki Főiskola Híradásipari Intézetében kifejlesztett automatikus számtársa impulzus mérő berendezés elvi felépítését, működését és alkalmazási lehetőségeit ismertetik. A TW 55 tip. táviróközpontokban felszerelhető berendezés bármely előfizetői telexállomásról normál módon hívható: a számtársa impulzus jellemzők mérési eredményét egyidejű naplózás mellett a hívó állomással írásos formában közli. A fejlesztőmunka különleges impulzus-ido tartamok és viszonyok programozott, automatikus vizsgálatára, mérésére szolgáló berendezés kialakítását eredményezte.

ETO 654.15.02.001.24:681.32-181.4

Schilling R.-né:

**A telefonforgalom szolgáltatási szint paramétereinek számítása PTK—1072 zsebkalkulátorral**

HÍRADÁSTECHNIKA, 1982. 2. sz.

Az ismertett programok lehetővé teszik az alapvető telefonforgalmi paraméterek meghatározását PTK—1072 zsebkalkulátorral. Az alkalmazott matematikai összefüggéseket a folyamatábra és a programlista, majd numerikus példa követi. A programokkal az alábbiak számíthatók ki: veszteséges és várakozásos Erlang képletek, adott veszteség és vonalszám mellett átvitt forgalom, teljes elérhetőségű nyáláb veszteségi valószínűsége korlátozott számú forrás esetén (Erlang képlet) és korlátozott elérhetőségű nyáláb veszteségi valószínűsége (MPJ formula).

ДК 621.396.43.001.2

Фридеш, И.:

**Проектирование по надежности цифровых радиорелейных систем**

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1982. № 2

Статья после рассмотрения источников по надежности излагает метод проектирования, при помощи которого возможно проектировать основные параметры одной радиорелейной системы. Исходным материалом проектирования служат спецификации содержащиеся в рекомендациях МККР. Статья рассматривает случаи системы с одним и несколькими каналами РЧ, а также системы без резерва и резервом. В качестве побочной продукции определяет зависимость в отношении одновременного замирования нескольких каналов РЧ.

ДК 621.396.677:629.783

Капор, Й.:

**Четырехзаходная резонансная антенна**

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1982. № 2

Автор знакомит нас с четырехзаходной резонансной спиральной антенной для наземных станций экспериментальной системы сбора данных (SSPI), осуществленной в рамках Интеркосмоса.

ДК 621.395.344.6:621.395.722

Цобор, М.:

**АТС большой емкости типа COMBI-X**

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1982. № 2

Автор излагает разработанную на Предприятии Техники Связи БХГ телефонную станцию типа COMBI-1 большой емкости координатной системы, которая представляет собой вариант центральной станции ARF 102, расширенная услугами учрежденческой АТС и может быть применена в качестве учрежденческой, центрах и смешенной станции. Статья знакомит с основными, дополнительными услугами и работой АТС.

Дк 621.374.3.08:621.394.615

Дюриш, А.—Клатшмани, Б.—Пинтер, И.:

**Аппаратуры измерения импульсов автоматического номеронабирателя**

HÍRADÁSTECHNIKA, (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1982, № 2

Авторы излагают принципиальное построение принципов действия возможности применения аппаратуры измерения импульсов автоматического номеронабирателя разработанного в Институте Связи Технического Института Электрической Промышленности им. Кандо Калман для применения в Центральной Телеграфной Организации Администрации Связи. Аппаратура может быть вызвана нормальным методом с любой станцией телетайпа абонентов и может быть установлена на телеграфных станциях типа ТВ 55: результат измерения показателей импульсов номеронабирателя при одновременном составлении дневника в письменной форме сообщает вызывающую станцию. В результате проведенных работ по разработкам была разработана аппаратура для измерения, автоматического испытания методом запрограммирования специальной продолжительности импульсов и соотношений.

Дк 654.15.02.001.24:681.32-181.4

Шиллинг Р.:

**Определение параметров качества обслуживания телетрафика при помощи карманной вычислительной машины ПТК—1072**

HÍRADÁSTECHNIKA, (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1982, № 2

Представленные программы позволяют определить основные параметры телетрафика прикладных карманной вычислительной машины ПТК—1072. После прикладных математических соотношений следуют блок схема и список программы, а потом цифровые примеры. С помощью программ вычисляются следующие: (а) формулы Эрланга по системе с потерями и по системе с ожиданием, (б) переоценка нагрузки при заданных числах линий, (в) вероятность потерь в полнодоступном пучке при ограниченном числе источников (формула Энгсета), (г) вероятность потерь в неполнодоступном пучке (формула МПЯ).

DK 621.396.43.001.2

Frigyes, I.:

### Planung für Zuverlässigkeit von digitalen Rundfunkrelaisystemen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. Nr 2.

Nach der Prüfung der Unzuverlässigkeitsquellen, macht der Artikel eine Methode bekannt, mit deren Hilfe die wichtigsten Parameter eines Rundfunkrelaisystems geplant werden können. Als Ausgangspunkt der Planung dienen Spezifikationen, die in den CCIR-Empfehlungen dargestellt sind. Der Artikel behandelt die Systeme mit einem Kanal oder mit mehreren Kanälen, sowie die Systeme ohne oder mit Reserve. Als Nebenprodukt werden Zusammenhänge für das gleichzeitige Fading mehrerer Rundfunkfrequenzkanäle festgestellt.

DK 621.396.677:629.783

Kapor, J.:

### Quadrifilar-Resonanzantenne

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. Nr 2.

Der Verfasser dieses Artikels berichtet über eine Quadrifilar-Resonanzantenne, welche für die Erdstationen eines im Rahmen der internationalen Zusammenarbeit „Intercosmos“ (SSPU) verwirklichten experimentalen Satellit-Datenerfassungssystem entwickelt wurde.

DK 621.395.344.6:621.395.722

Czobor M.:

### Fernsprechzentrale grosser Kapazität, Typ Combi X

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. Nr 2.

Der Verfasser macht die von der Firma BHG entwickelte Fernsprechzentrale grosser Kapazität, Typ Combi X bekannt. Diese Zentrale ist eine Variante der Stadtzentrale Typ ARF 102, die mit Leistungen von Nebenstellenanlagen erweitert ist und als Nebenstellen — Zenrex — und Mehrzweckzentrale ebenfalls verwendbar ist. Der Artikel berichtet über die Grund- und Optionsleistungen, sowie über die Funktion der Zentrale.

DK 621.374.3.08:621.394.615

Gyuris, A.—Klatsmányi, B. Pintér, I.:

### Automatisches Prüfgerät für die Impulsmessung von Wählscheiben

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. Nr. 2.

Die Verfasser des Artikels machen den prinzipiellen Aufbau, die Funktion und die Anwendungsmöglichkeiten eines automatischen Impulsmessgeräts bekannt, welches im Fernmeldeinstitut der „Kandó Kálmán“ Elektroindustriellen Technischen Hochschule im Auftrag des Zentralen Telegrafischen Büros der Ungarischen Post entwickelt wurde. Diese Anlage kann in den telegrafischen Zentralen Typ 55 eingebaut werden und ist aus jeder Telex-Station anrufbar, und zwar in normaler Weise im Rahmen des Teilnehmer-netzes. Die Anlage teilt der Rufstation die Messergebnisse der Impulskarakteristiken der Wählscheiben, bei gleichzeitiger Notierung, schriftlich mit.

Die Entwicklungsarbeit führte zur Verwirklichung einer Prüfanlage, die zur programmierten, automatischen Prüfmessung der besonderen Impulszeitdauer und Umstände dient.

DK 654.15.02.001.24:681.32-181.4

Frau Schilling, R.:

### Kalkulation der Parameter für den Leistungspegel des Fernsprechverkehrs, mit Hilfe des Taschenrechners PTK—1072

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. Nr. 2.

Die mitgeteilten Programme ermöglichen die Feststellung der grundlegenden Parameter für den Fernsprechverkehr, mit Hilfe des Taschenrechners PTK—1072. Nach den angewandten mathematischen Zusammenhängen wird als Fortsetzung das Reihenfolgediagramm mit der Programmliste und zuletzt auch ein numerisches Beispiel gegeben. Mit Hilfe dieser Programme kann folgendes ausgerechnet werden:

- Erlang-Formel für Verlust und Abwartung
- Übertragener Verkehr bei gegebener Verlust- und Linienanzahl
- Verlustwahrscheinlichkeit des voll-erreichbaren Bündels bei begrenzter Quellenanzahl. (Engset-Formel) und
- Verlustwahrscheinlichkeit des begrenzt-erreichbaren Bündels. (MPJ-Formel)

UDC 621.396.43.001.2

Frigyes, I.:

### A reliability design of terrestrial digital microwave communication systems

HÍRADÁSTECHNIKA, (Budapest) 1982. No. 2.

In the paper after discussing the sources of unreliability a method is given for the design of the main parameters of a digital microwave radio system. The starting point of the design is formed by the specifications laid down in CCIR Recommendations. Single and multichannel systems as well as systems without and with a standby channel are dealt with. As a by-product relationships are stated for the simultaneous fading of several RF channels.

UDC 621.396.677:629.783

Kapor, J.:

### Resonant quadrifilar helix antenna

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. No. 2.

The author introduces the resonant quadrifilar helix antenna for the earth stations of the Data Collection System (SSPI). This program is performed under the aegis of Intercosmos.

UDC 621.395.344.6:621.395.722

Czobor, M.:

### High capacity telephone exchange Type COMBI-X

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. No. 2.

The author introduces the high capacity crossbar exchange Type COMBI-X. It is a version of main exchange type ARF 102 completed with PABX facilities and it can be used, as a PABX, Centrex and tandem exchange. The paper introduces the standard and optional facilities and the operation of the exchange.

UDC 621.374.3.08:621.394.615

Gyuris, Á.—Klatsmányi, B.—Pintér, I.:

### Automatic dial pulse tester

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. No. 2.

The authors introduce the block structure, the operation and applications of an automatic dial pulse tester equipment developed at the Communication Industry Institute of Kandó Kálmán Electric Industry Technical College for the Central Telegraph Post Office. The equipment can be installed in telegraph exchanges type T-55, and can be called from any telegraph subscriber station normally. It informs the caller station about the dial pulse test results in writing and at the same time records them. The development is resulted in an equipment provided for programmed, automatic examination and measurement of special pulse durations and relations.

UDC 654.15.02.001.24:681.32-181.4

Mrs. Schilling, R.:

### Computing of telephone traffic facility level parameters by the help of PTK—1072 pocket calculator

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. No. 2.

The introduced programs provide for computing the basic telephone traffic parameters by the help of PTK—1072 pocket calculator. The used mathematical relations are followed by flow chart and program list, then numeric example. The followings can be computed by the help of the programs:  
Erlang-formulas for loss and delay systems,  
traffic carried at a given loss and line number,  
loss probability of a full available group in case of finite number of sources (Engset-formula),  
loss probability of limited available group (MPJ-formula).

# HÉLIOSZ

## távvezérlésű színes TV

ORION CT 1656 SPOC típusú, távvezérlővel kezelhető  
színes televízió vevőkészülék



A készülék kétnormás. A SECAM ill. PAL rendszerű színes adások, valamint az OIRT ill. a CCIR norma szerinti kép-hang távolság tekintetében automatikus normaváltóval működik. 56 cm-es átlójú precíziós in-line (PIL) képcsöve nagy fényerejű, kiváló minőségű képet szolgáltat. Infravörös távvezérlő egységével 10 méteres távolságon belül történhet a venni kívánt adóallo-

más kiválasztása, a hangerő, a fényerő és a szintelítettség szabályozása. Az „ideál” kapcsológombját benyomva optimális fényerővel és szintelítettséggel működik a készülék, a hangerő pedig az alaphangerő potencióméterrel a már előzőleg szabályozott értékre áll be. A távvezérlővel a készülék ki is kapcsolható.



**ORION RÁDIÓ ÉS VILLAMOSSÁGI VÁLLALAT**

Telefon: 284-830

1106 Budapest, Jászberényi út 29.

Telex: ORION BUDAPEST, 461