



**A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA**

**XXXIII. évfolyam
B U D A P E S T**

1982

4

HÍRADÁSTECHNIKA

XXXIII. ÉVFOLYAM 1982. 4. SZÁM

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

TARTALOM

SÉNYI CSABA:	Többutas hullámterjedésből származó tv-vételzavarok	145
NGUYEN VAN AN:	A termikus szimuláció szerepe a nagybonyolultságú mikroelektronikai eszközök és elektronikai áramkörök konstrukciós tervezésében	157
	A külföldi szakfolyóiratokból	166
BHG ORION TERTA MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK		
HORVÁTH JÓZSEF:	Külső zajok és hatásuk a 400 MHz-es sávban működő digitális rádiórelékre	169
DR. DARABOS ZOLTÁN— KISS ENDRE— SCHULTZ KRISZTINA:	MPDS, a tárolt program vezérlésű távbeszélőközpontok programfejlesztő rendszere	181
DR. HETÉNYI LÁSZLÓ:	Beszéljünk a CB-ről	187
	Hírek üzeminkből	190
	Tartalmi ismertetők	192

A SZÁM SZERZŐI:

SÉNYI CSABA okl. távközlési üzemmérnök, a Posta Rádió és Televízió Műszaki Igazgatóság műszaki előadója, NGUYEN VAN AN okl. vill. mérnök, aspiráns, HORVÁTH JÓZSEF vill. üzemmérnök, az Orion MKFO műszaki ügyintézője, dr. DARABOS ZOLTÁN okl. vill. mérnök, híradástechnikai szakmérnök, a BHG Fejlesztési Intézet fejlesztőmérnöke, KISS ENDRE okl. vill. mérnök, a BHG Fejlesztési Intézet fejlesztőmérnöke, SCHULTZ KRISZTINA programozó matematikus, a BHG Fejlesztési Intézet fejlesztőmérnöke, dr. HETÉNYI LÁSZLÓ okl. vill. mérnök, a TKI tud. főmunkatársa.

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: Szöllősi 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. 1900. 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. 1900) 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 — 82.7779 Budapest, 1982. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

HU ISSN 0018—2028

Index: 25 375

HÍRADÁSTECHNIKA

Többutas hullámterjedésből származó tv-vételzavarok

SÉNYI CSABA
Posta Rádió
és Televízió Műszaki
Igazgatóság

Az egyre korszerűbb televíziós vevőkészülékek, antennarendszerek megjelenésével mindinkább előtérbe kerül a képminőség tökéletesítésének igénye is.

A városi területeken emelt magas épületek száma az elmúlt évtizedben ugrásszerűen emelkedett, aminek következtében a tv-vételben nemkívánt reflexiós zavarok keletkeztek. Hasonló zavarjelenség észlelhető, ha az adó és vevőantenna közötti terepszakasz dombokkal, völgyekkel szabdalva. Ilyen esetekben a közvetlen vett jelen kívül több úton számos zavaró reflektált jel is beérkezhet a vevőantennára. A jelenséget többutas hullámterjedésnek nevezzük. Ennek eredményeként a képernyőn többszörös kép, ún. szellemkép jelenik meg és ezáltal a vételben minőségi romlás következik be.

A káros reflexiók megszüntetésére szolgáló módszerek alkalmazása hazánkban — jórészt anyagi okok miatt is — a képminőség rovására háttérbe szorul. A több száz, vagy több ezer előfizetőt műsorrall ellátó közösségi vevőantenna-rendszerek felhasználásával ugyan van bizonyos lehetőség (csatorna-konvertálásal, ugyanazon műsor más vételi csatornán való továbbításával stb.) a káros reflexiók indirekt úton való kiküszöbölésére.

Ez az eljárás azonban a vételi hely szerint, ill. a továbbított műsorok számától függően csak korlátozott, olykor ideiglenes megoldást tesz lehetővé. A korszerű, szinte minden igényt kielégítő elektronikus szellemképnemző rendszerek jelentenek a probléma úgyszólván teljes megoldását. Ezek azonban bonyolult áramköri felépítésűk, és ennél fogva költségkihatásuk miatt ma még nem számíthatnak szélesebb körű alkalmazásra. Az ilyen rendszerek elterjedését remélhetőleg elősegíti majd a korszerű félvezetőkkel (töltéstovábbító eszközökkel) felépített szűrők felhasználása.

1. A többutas hullámterjedésből származó zavarok kialakulási formái

A többutas vétellel létrejött szellemkép a venni kívánt televíziós jelnek időben késleltetett, csillapított és torzított változata. A jelenség, elsősorban az időjárástól függően, időben változhat. Legegyszerűbb formájában a szellemkép egy nagyméretű sík, homogén, elektromosan vezető felületről érkező reflek-

tált jelként jelenik meg, amely felület úgy helyezkedik el, hogy a reflektált jel teljes úthossza a vívőjel hullámhosszának egész számú többszörösével nagyobb, mint a közvetlen adó-vevő útvonal hossza. Az ilyen jel az eredeti jelnek csillapított és időben eltolódott ismétlődése.

Ha a közvetlen (főjel) által megtett úthosszhoz viszonyított reflektált jel járulékos úthossza a vívő hullámhosszának nem egészszámú többszöröse, akkor a képvívőre szinkronizáló detektor a szellemkép jelének fázisban levő és kvadratura komponenseit is detektálni fogja. A közvetlen és reflektált jel vívője a vevőkészülékben összegeződik és ennek eredményeképpen egy fázisban eltolódott vívőt kapunk. A fáziseltolódás mértékétől függően pozitív, vagy negatív szellemkép jelenik meg aszerint, hogy a főképpel egyező, vagy ellentétes tónusú szellemképről van szó.

Ha a főjel úthosszához viszonyított reflexiós jel úthossznövekedés kicsi, akkor egy ún. „zárt” szellemkép keletkezik. A zárt szellemkép rendszerint nem különálló képként látható, de az eredeti kép életlenségét okozza. Egy további probléma az, hogy egy láthatóan különálló szellemkép is néhány, alig eltérő útvonalhosszal rendelkező reflexiós jel eredményeként jöhet létre.

Ha valamilyen csillapítást okozó akadály van a főjel útjában, akkor a szellemkép erősebb lehet, mint az eredeti kép. Ez ún. előszellemkép megjelenésére vezet, ahol a halvány kép előbb jelentkezik, mint az erős kép.

Megemlítjük még, hogy főleg közösségi vevőantenna-rendszereknél, de kritikusabb esetekben egyéni vételnél is a helytelen illesztések, lezárások, ill. impedancia diszkontinuitások a fentiekhez hasonló, zavaró szellemképeket okoznak, ezekkel a zavarokkal azonban a jelen cikk keretében nem foglalkozunk.

2. A reflexiós jelek jellemzői

A reflexiós jelek értékeléséhez az alábbi lényeges jellemzőket kell meghatározni:

- a reflektált jel intenzitása,
- a főjel és reflektált jel időkülönbsége,

- a reflektált jel jellege (pozitív, negatív),
- a reflektált jelek száma.

A négy paraméterrel a szellemkép megjelenési formája egyértelműen leírható. Az alábbiakban röviden értékeljük az egyes jellemzőket.

2.1 A reflektált jel intenzitása

A reflektált jel intenzitása relatív értékben kifejezhető a főjel (hasznos jel) és a reflexió útján keletkező jel hányadosaként, melyet reflexió-aránynak nevezünk:

$$\text{Reflexió-arány} = \frac{U_{\text{hasznos}}}{U_{\text{reflektált}}},$$

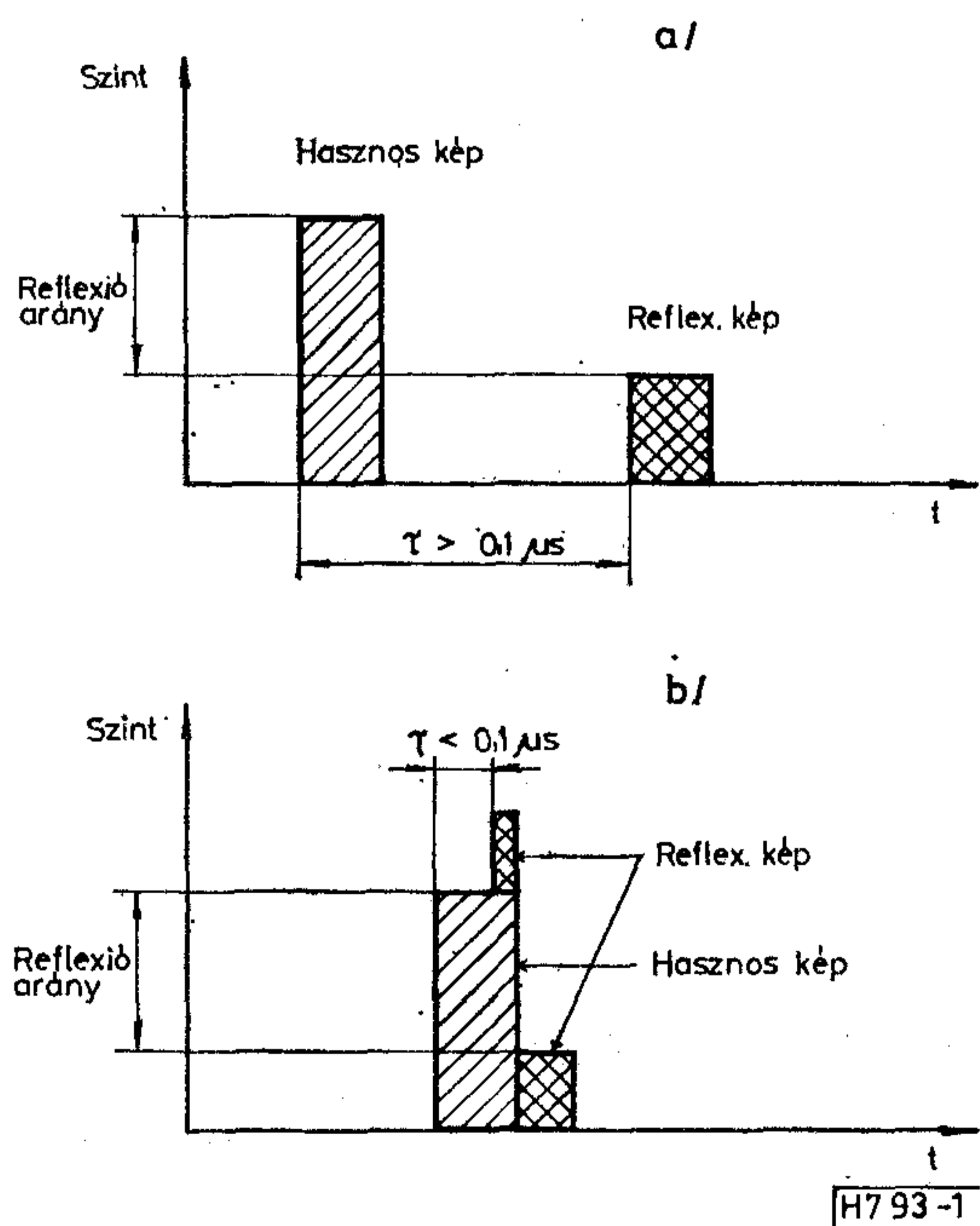
vagy

$$\text{Reflexió-arány} = 20 \lg \frac{U_{\text{hasznos}}}{U_{\text{reflektált}}} \text{ dB.}$$

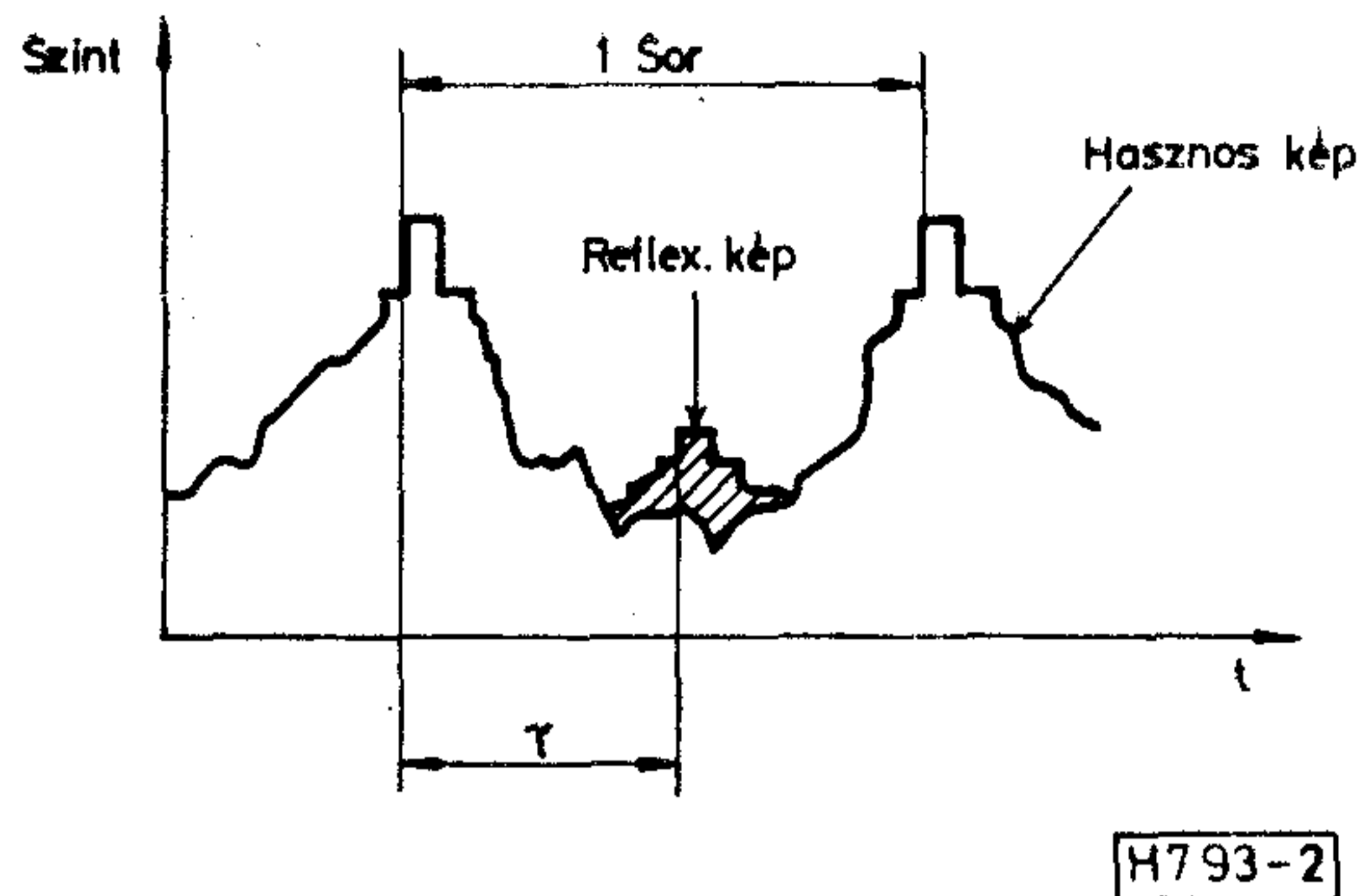
A reflexió-arány tehát megmutatja, hogy a hasznos jel szintje mennyivel nagyobb a reflektált jel szintjénél.

2.2 A főjel és reflektált jel időkülönbsége

Ismeretes, hogy az egyes képpontok felrajzolásához kb. 0,1 μsec időtartam áll rendelkezésre és az elektronsugár a képernyőn balról jobbra, illetve felülről lefelé mozog. Ha a képjelek különböző átviteli idővel (futási idő) érkeznek be, akkor az egyes információk ennek megfelelően, időben eltolódva jelennek meg. Mivel a képpont felrajzolási ideje minimális, a szemünk csak akkor ismer fel egy második képet, ha a futási időkülönbség nagyobb 0,1 μs -nál (1a ábra). Ha a futási időkülönbség kisebb, mint 0,1 μs , akkor a hasznos és reflexiós kép részben egymásra esik és általános életlenség jön létre (1b ábra).



1. ábra. Reflexió-arány és futási időkülönbség a fő- és reflexiós jel között



2. ábra Televíziós jel szintdiagramja zavaró szinkronimpulzussal

Maximális futási időkülönbség nem határozható meg, mivel elméletileg bármilyen időkülönbség létrejöhet. Gyakorlatilag a 64 μs -os (soridő) késleltetés tekinthető maximálisnak, ugyanis e késleltetési időn túl a zavarhatás ismétlődik. Egyébként helyi vételnél ritkán lépnek fel 64 μs -nál nagyobb futási időkülönbségek. A 64 μsec -os késleltetést meghaladó szellemképek nemcsak vízszintes irányban, hanem függőlegesen is eltolódnak. Fokozott zavarhatás akkor észlelhető, amikor növekvő futási idővel a reflexiós jel szinkronimpulzusa a hasznos képben megjelenik (2. ábra). Ekkor a képernyőn a zavar függőleges sötét sáv formájában jelentkezik.

2.3 A reflektált jel jellege (pozitív, negatív szellemkép)

A reflektált jel pozitív, vagy negatív jellegét a hasznos és reflektált jel közötti nagyfrekvenciás fáziskülönbség határozza meg. Egy adott fázishelyzet viszont a futási időkülönbségtől függően jön létre. Ha a futási időkülönbség

$$\tau = n \cdot T \pm \left(\Delta\varphi < \frac{T}{4} \right),$$

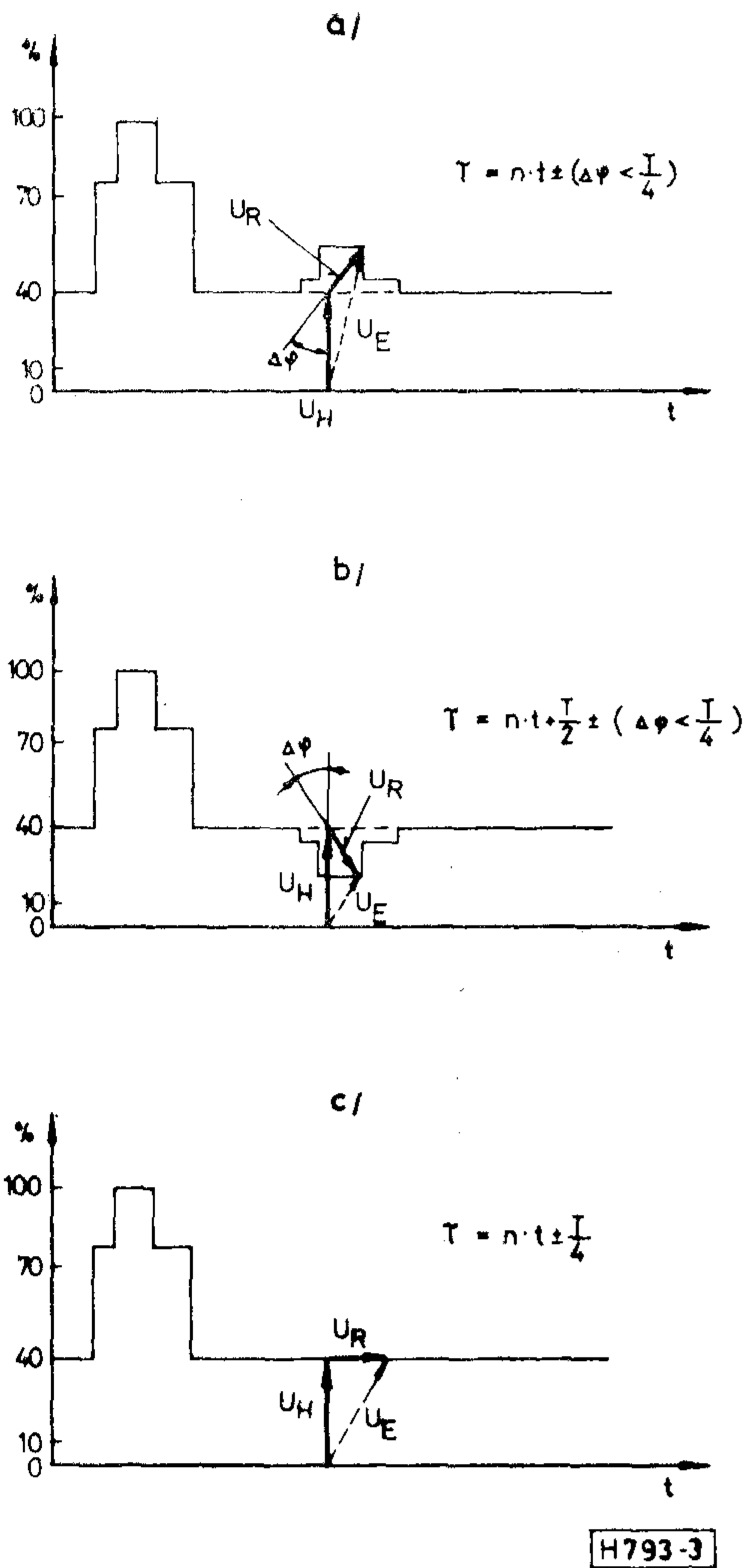
ahol T a vivőfrekvencia periódusideje, $\Delta\varphi$ a fázisszög, n egész szám, akkor a szellemkép pozitív lesz (3a ábra). Ha viszont a futási különbség

$$\tau = n \cdot T + \frac{T}{2} \pm \left(\Delta\varphi < \frac{T}{4} \right),$$

akkor negatív szellemkép jelenik meg (3b ábra). Különleges eset akkor áll fenn, amikor a futási időkülönbség

$$\tau = n \cdot T \pm \frac{T}{4}.$$

Ha csak a vivőkomponensek volnának jelen, a szellemképnek teljesen el kellene tűnnie (3c ábra). Mivel azonban egy kb. 6 MHz-es frekvenciasávot kell átvinni és egy meghatározott fázishelyzet csupán egyetlen diszkrét frekvenciára vonatkozik, ezért a zavar csak részben tűnik el. A szubjektív képminőség javulás ennek ellenére számottevő.



3. ábra. A fő- és reflexiós jel közötti fázisviszony
a) pozitív reflexió, b) negatív reflexió, c) minimális zavaró hatás

2.4 A reflektált jelek száma

A gyakorlatban legtöbbször előforduló eset az, amikor egyidejűleg több reflexiós kép jelenik meg különböző intenzitással, futási idővel és fáziseltolódással. Nyilvánvaló, hogy a reflexiós képek száma a képminőséget döntően befolyásolja.

Itt kell utalnunk arra, hogy a vevőkészülék kapcsolása több jel egyidejű jelenléte esetén úgy funkcionál, hogy mindig a legnagyobb amplitúdójú lép fel mint hasznos jel, amely a képernyő közepén helyezkedik el. Értelemszerűen, ennek megfelelően a zavarjel mindig kisebb, függetlenül attól, hogy közvetlen, vagy reflektált jelről van szó.

3. A képminőség értékelése

A képminőség értékelése alapvetően kétféle módon lehetséges: műszeres méréssel és szubjektív képítélettel.

3.1 Reflexiós jelek mérése

Műszeres méréssel a szellemképre jellemző alapparaméterek meghatározhatók, melyeknek alapján

következtetni tudunk a kép minőségére. Ez a fajta értékelés elsősorban vevőantenna-rendszerek telepítési helyének kijelölésénél előnyös.

Közösségi vevőantenna-rendszereknél a szabadtéri reflexiós jelek mérésére az MSZ 11 458/3—79. sz. hazai szabvány ad előírást. A rendszer antennacsatlakozási pontjaira kapcsolt tv mérővevő video kimenetéről a jelet egy sorszelektoros oszcilloszkópra vezetjük. Oszlopjel, vagy $2T$ impulzus segítségével megmérjük a főjel és a zavaró reflektált jelek amplitúdóinak arányát, valamint a főjel és a reflektált jelek közötti futási időkülönbségeket. A méréseket a rendszer által továbbítani kívánt összes műsorcsatornán el kell végezni.

A kapott adatokból egyértelműen eldönthető, hogy adott helyen a szabadtéri hullámterjedési viszonyok lehetővé teszik-e az antennarendszer telepítését, vagy sem.

Sok esetben azonban a műszeres mérés nem teljes értékű, ugyanis — mint a későbbiekben látni fogjuk — az alapparamétereken kívül számos mellékhatás is befolyásolhatja a vett kép minőségét. Ezért célszerűbbnek látszik, egy szubjektív alapú képminőség értékelést végrehajtani.

3.2 Szubjektív értékelés

Ahhoz, hogy megfelelő értékelést adjunk a képminőségről, meg kell határozni a szubjektív képítélet és az elektromosan mért értékek közötti összefüggést. Az értékelés alapjául szolgáló paraméterek — futási időkülönbség, fáziskülönbség, reflexiós képek száma — meghatározására eléggé bonyolult mérési összeállításra van szükség.

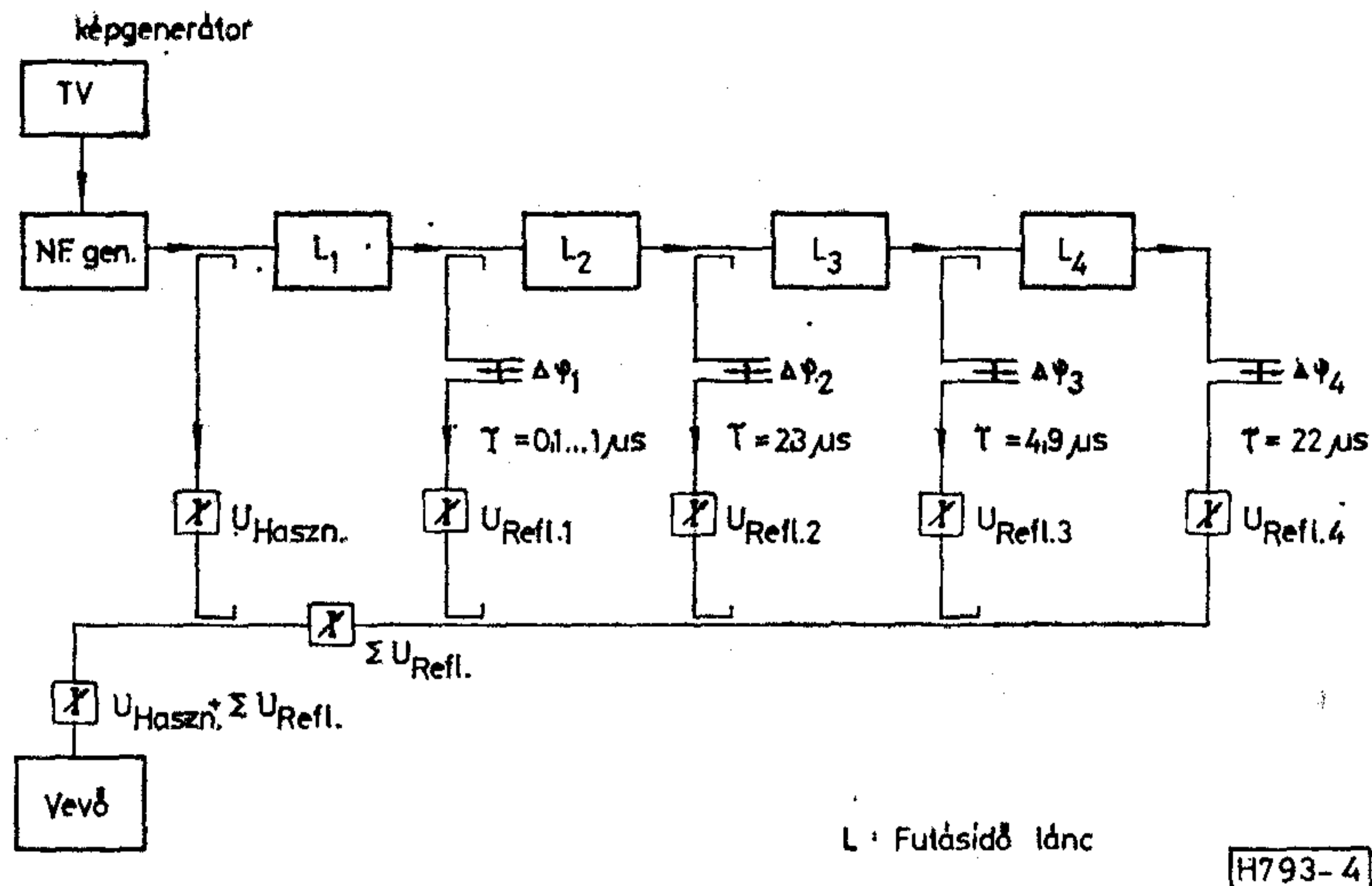
Az értékeléshez egy kísérleti berendezést mutat a 4. ábra, ahol a képminőséget a reflexió-arány, a futási időkülönbség, a fázisszög és a reflexiós képek száma paraméterekkel határozhatjuk meg. A tv mérővevőn megjelenő képtartalom minősítését az 1. táblázat tartalmazza.

A 4. ábrán látható összeállítás szerint ugyanaz a generátor szolgáltatja a hasznos jelet és a négy reflexiós jelet. Az első reflexiós jel futási időkülönbsége $0,1 \mu s$ és $1 \mu s$ között tetszés szerint állítható be, a második, harmadik és negyedik jelé viszont állandó ér-

1. táblázat

A képminőség (Q) szubjektív értékelése

Képminőség (Q)	Általános képítélet
5 Kiváló	Kifogástalan
4 Jó	Kevés, éppen látható, de nem zavaró reflexió
3 Közepes	Egyértelműen észlelhető, enyhén zavaró reflexió. Összbenyomás: még használható kép
2 Elfogadható	Nagyon jól látható zavaró jelenség. Összbenyomás: a kép már nem élvezhető
1 Rossz	A zavarjelenség világosan felismerhető, a kép rosszul látható



4. ábra. Kísérleti berendezés a reflexiós zavarok értékelésére

tékű. Minden jel amplitúdója 0–60 dB értékben változtatható, a reflexiós jelek fázisa pedig 0° – 360° között folyamatosan szabályozható. A képértékelés alapjául szolgáló reflexió-arányt (Q) az $U_{\text{haszn.}}/U_{\text{refl.}}$ jelamplitúdók közötti viszony határozza meg.

A szubjektív képítéletet nagymértékben befolyásolja a kép megfigyelésének körülményei, ezért szükséges annak ismerete is, hogy az értékelés milyen feltételek mellett történt. Jelen esetben ezek a feltételek a következők:

- Megfigyelési távolság: a képmagasság hatszorososa;
- Környezeti megvilágítás: a tv nézésnél szokásos gyenge háttérvilágítás;
- Képkontraszt és fényerő: a megfigyelő beállítása szerint;
- Képtartalom: monoszkóp, vagy hasonló vizsgálóábra;
- A vevőkészülék bemenő feszültsége: 3 mV.

A képtartalom és a vevő bemenő feszültségének megállapításához néhány előzetes vizsgálatra volt szükség. Nyilvánvaló ugyanis, hogy a képtartalom jórészt befolyásolja a szubjektív ítéletet. Tapasztalat szerint egy mozgékonyabb kép kevésbé kritikus értékelést eredményezhet. A kísérletek számára előnyösebbnek tűnt nyugodt képtartalmat választani és erre a célra jól megfelelt az ismert monoszkóp, vagy egyéb, hasonló részletekkel rendelkező vizsgálóábra.

A bemenő feszültség megválasztásánál az volt irányadó, hogy zajmentes kép keletkezzék, ugyanakkor azonban a rendszeren belül esetleg fellépő reflexiós jelekkel, vagy keresztmodulációval zavarok ne lépjenek fel.

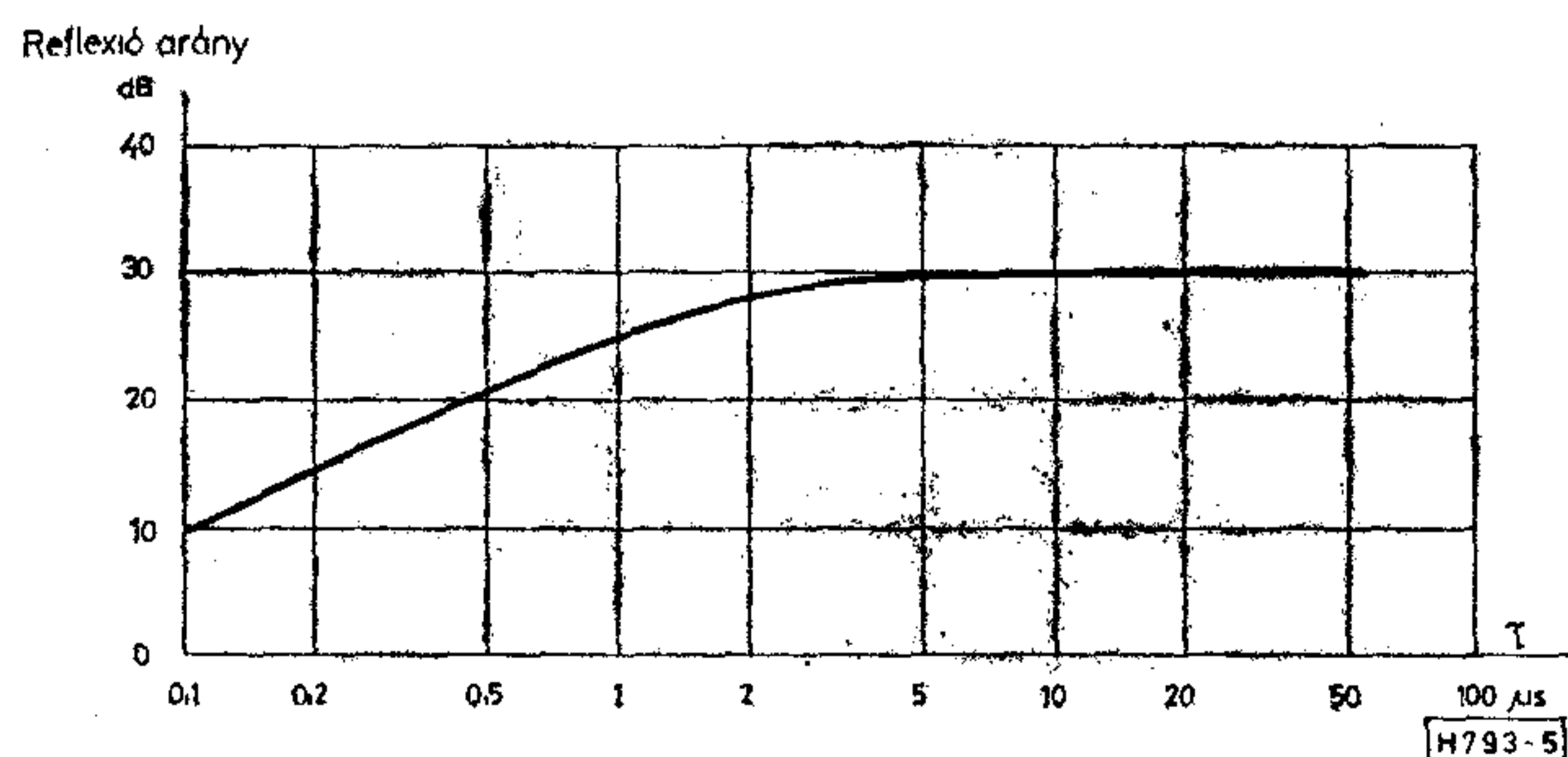
A gyakorlati felmérések alapján megállapítható, hogy csökkenő bemenő feszültség és állandó reflexió arány mellett, a képminőség látszólagos javulása tapasztalható. Ez a szubjektív értékelés következménye, ugyanis a reflexiós zavar a fellépő zaj mellett kevésbé érvényesül.

3.3 A fázisviszonyok vizsgálata

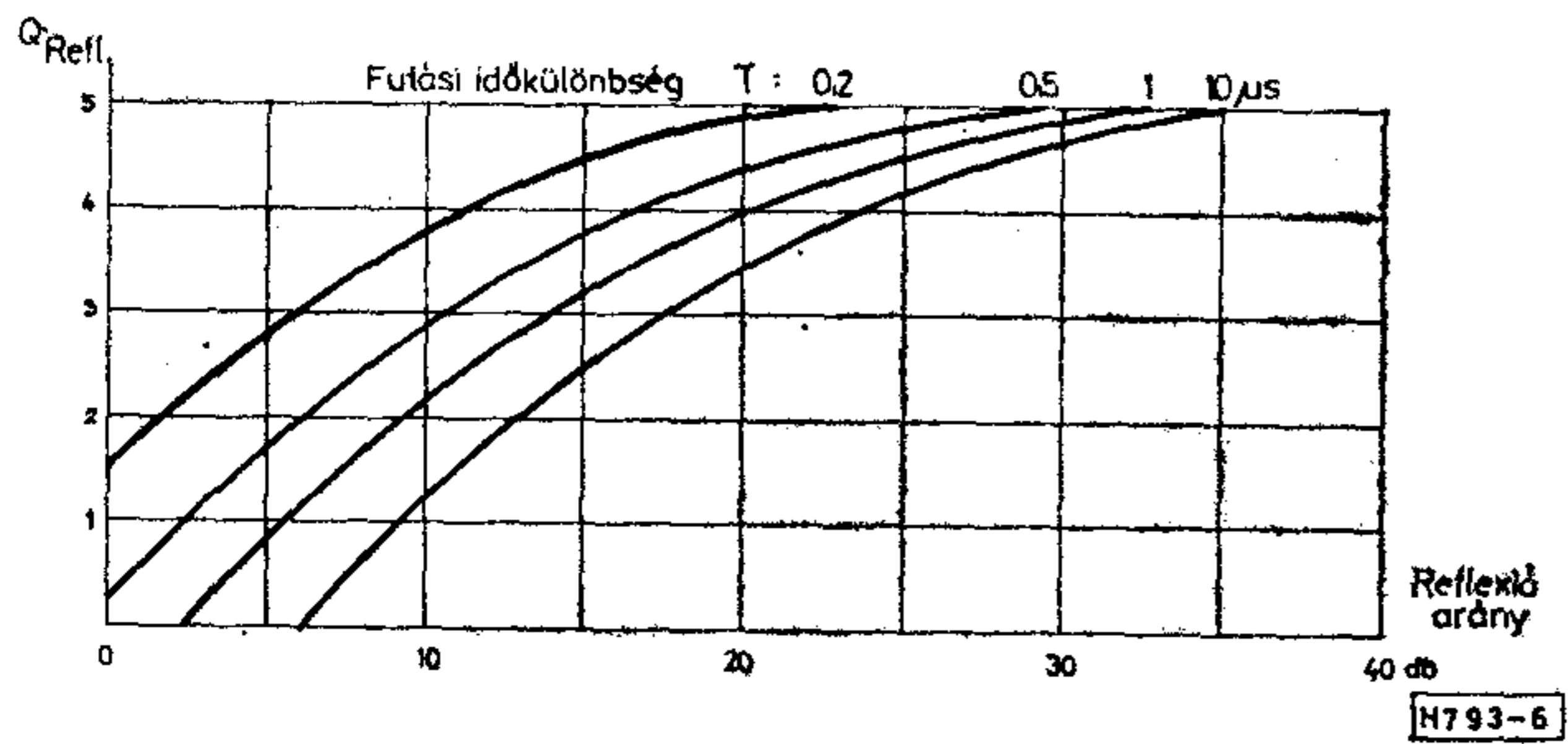
A reflektált jel leginkább akkor észlelhető, ha az egyöntetűen szürke, vagy sötét háttérű képrészleten jelentkezik. Ebben az esetben a reflexiós jel egy jóval nagyobb amplitúdójú állandó jellel keveredik a vevőkészülék demodulátora előtt. A demodulált jel alakja ekkor a főjelhez viszonyított fáziskülönbségtől függ. 0° és 180° fáziskülönbség — pozitív és negatív szellemkép — esetén a képértékelés nagyjából azonos. Ha a hasznos és reflexiós jel közötti fáziskülönbség 90° , ill. 270° akkor a szellemkép részleges kioltása következik be, ami értelemszerűen bizonyos fokú képminőség-javuláshoz vezet.

3.4 Reflexió-arány egyetlen reflexiós jel esetében

Elsősorban azt kell megállapítanunk, hogy a 4-es, 5-ös minősítésű, kifogástalan kép létrehozásához mekkora reflexió-arányra van szükség, a hasznos és egyetlen reflexiós kép közötti futási időkülönbség függvényében. Az összefüggést az 5. ábra mutatja. Látható, hogy a reflexiós kép annál kevésbé zavaró, minél kisebb a futási időkülönbség a hasznos jelhez képest. $\tau > 10 \mu\text{s}$ futási időkülönbségeknél a reflexió-arány 30 dB konstans értéket vesz fel. Ez a nemlineáris folyamat a videojel összetételéből adódik. A 2.



5. ábra. Kifogástalan képre megkövetelt reflexió-arány τ függvényében, egyetlen reflexiós jelnél



6. ábra. Képmínőség a reflexió-arány függvényében, egyetlen, de különböző futási idejű reflexiós jelnél

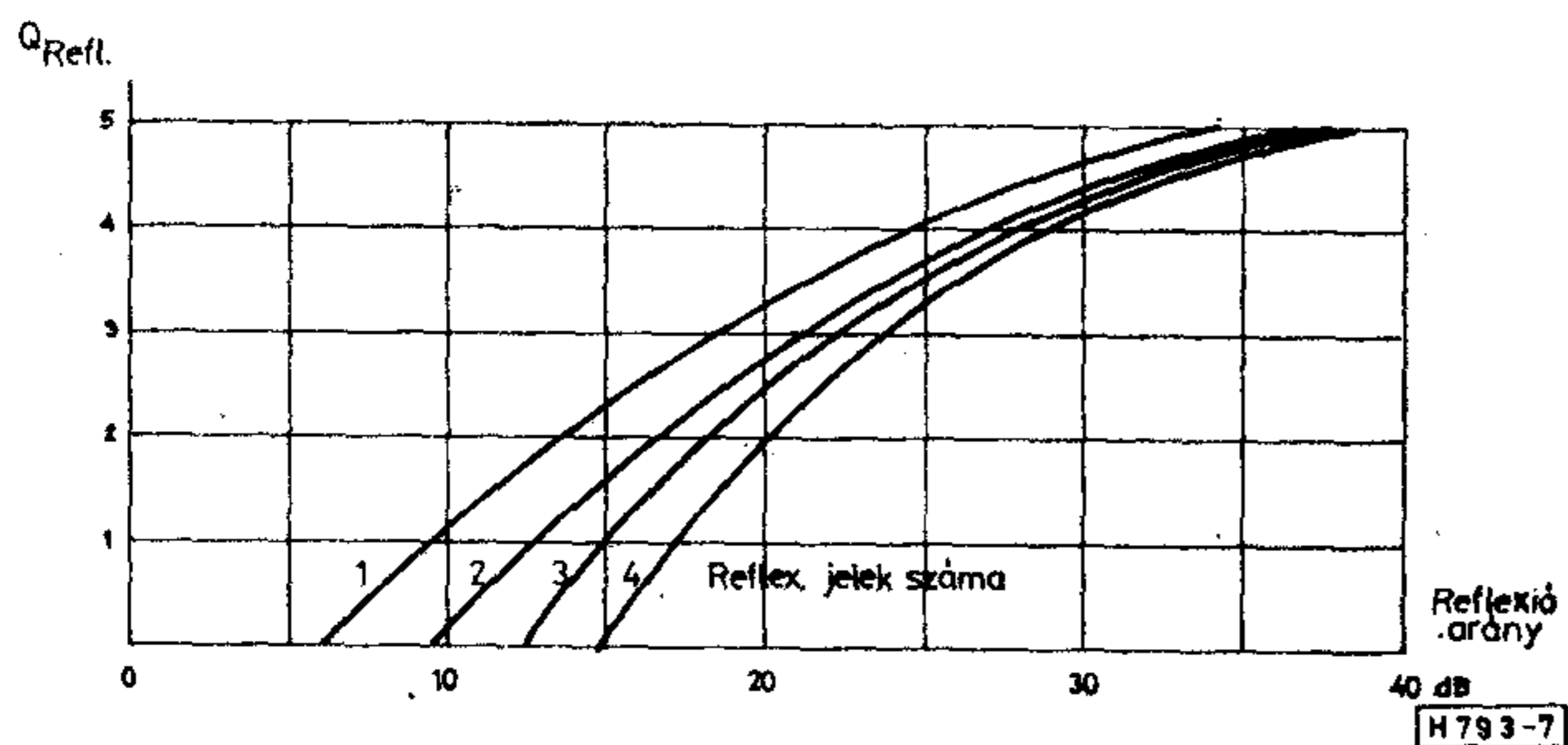
Ábra azt mutatja, hogy emelkedő futási időkülönbséggel a reflexiós kép szinkron-jele zavarösszetevőként jelentkezik. Amíg a szinkronjel ill. a függőleges sáv a bal képszálon látható, addig lényegében csak a reflexiós kép képtartalma zavar. Amint azonban a függőleges sáv a kép közepe felé húzódik, a képromlás mértékét egyre inkább ez határozza meg és $10 \mu s$ futási időkülönbség felett a képmínőség már nem változik.

A képmínőség összefüggését a reflexió-aránnyal a 6. ábra mutatja, ahol paraméterként különböző futási időkülönbségek szerepelnek. A görbék nem tiszta logaritmikus függvényt követnek, mint a zaj esetében. Ennek oka itt is a zavarjel struktúrája, ugyanis növekvő reflexiós jelszinttel eleinte kevés nagy impulzuscsúcs jelenik meg, míg végül az egész képtartalom felismerhető lesz. A 4, 5 minősítési fokozatban csak a nagy amplitúdócsúcsok hatnak, emiatt nagy reflexió-arány szükséges. Kb. $Q < 3$ értékektől jelenik meg a képtartalom, így a zavarstruktúra egyenletesebb lesz, az értékelés pedig lineárisabbá válik.

3.5 Reflexió-arány több reflexiós jelnél

Ez esetben több futási időkülönbséget és több reflexiós jelszintet kell figyelembe venni. Az értékelés egyszerűsítése érdekében azonban a reflexiós jelek nagysága állandó szinten tartható lényeges információk elvesztése nélkül. Továbbá a futási idő minimális értékét $2,6 \mu s$ -ban állapítjuk meg, hogy ezzel kiküszöböljük τ befolyását és így az 1, 2, 3, 4 reflexiós jelet tartalmazó szellemképek hatásai közvetlenül összevethetők.

A 7. ábrából a zavarstruktúrára szintén következtetni lehet. Csökkenő képmínőséggel több reflexiós



7. ábra. Képmínőség a reflexió-arány függvényében, 1...4 reflexiós kép esetén

kép befolyása növekszik. Amíg jó képmínőségek ($Q=4,5$) esetében a képmínőség változás különböző számú reflexiós jeleknél $1/2$ nagyságrendű, addig pl. $Q=2$ -nél már kb. 2 minőségi fokozatváltozás lehetséges. Állandó reflexió-arány mellett egy rossz képmínőséget (pl. 4 reflexiós jellel) elfogadható minőségűre lehet emelni, ha sikerül a reflexiós képek számát csökkenteni.

4. A többutas vétel fizikai értelmezése

4.1 A terepgeometria

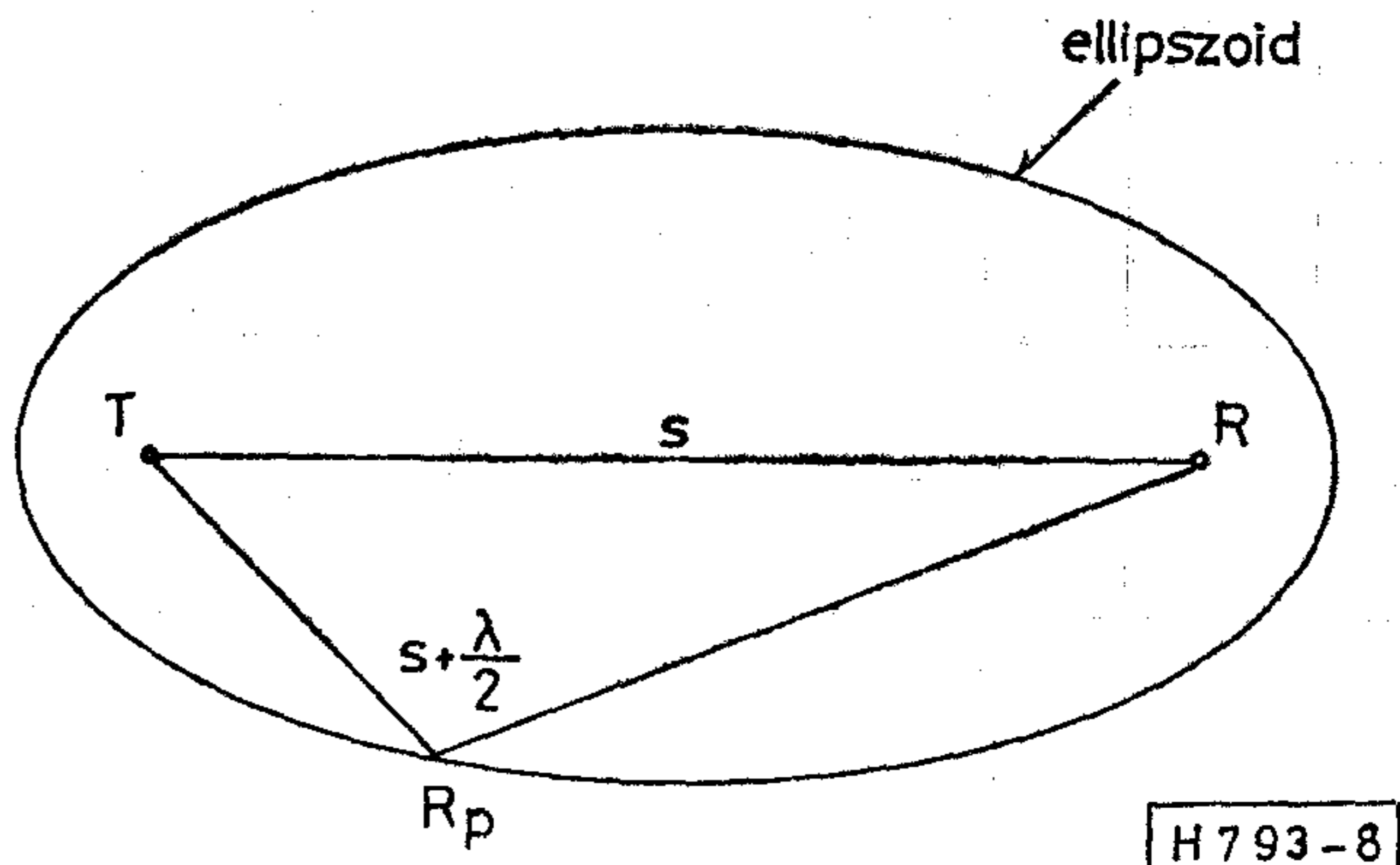
A tv-frekvenciatartományban 50–800 MHz-ig az elektromágneses hullámok fényszerűen terjednek, így érvényesek rájuk a fényhullámok terjedési törvényszerűségei: a reflexió, elhajlás, fénytörés és abszorpció.

Ha a terjedés mentén nincsenek akadályok, akkor a törvényszerűségeket a szabadtéri terjedésre érvényesítjük. Az optikából ismert első Fresnel-zónára érvényes, hogy a vételi helyen e zónán belül eső összes reflexiós pont útkülönbsége maximálisan $\lambda/2$ lehet. Minden reflexiós pontnak két másik ponttól (adó- és vevőhely) való távolságának összege állandó, amely ellipszist, ill. a térben forgási ellipszoidot eredményez (8. ábra). Az első Fresnel-zónát körülvevő forgási ellipszoidot látási ellipszoidnak is nevezik. Ha a reflexiós pontok a látási ellipszoidon kívül fekszenek, akkor egy meghatározott hosszúságot meghaladó útkülönbség esetén reflexiók jönnek létre.

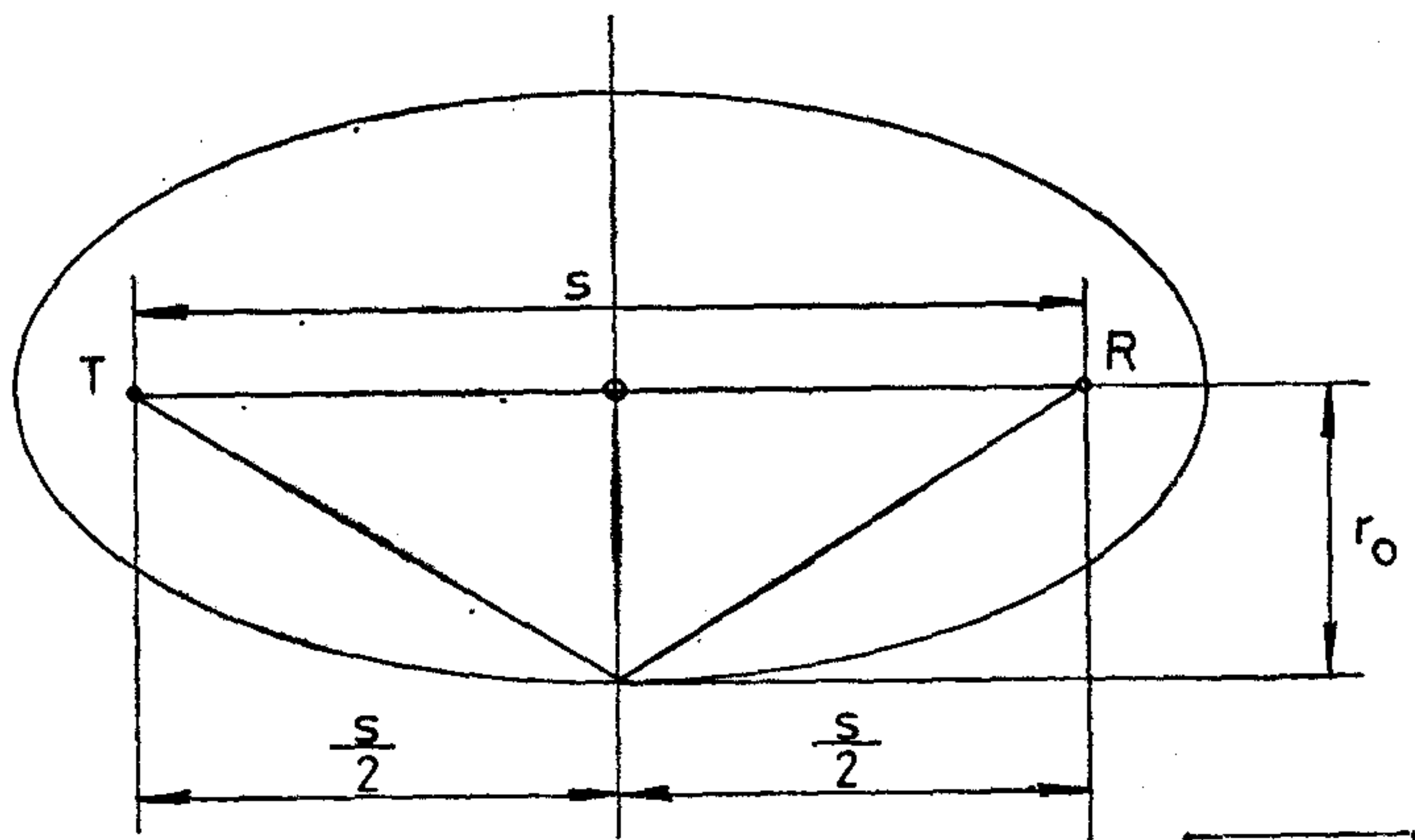
A szellemkép keletkezésének már említett kritériuma a hasznos és reflektált jelek közötti τ futási idő, amely ha nagyobb mint $0,1 \mu s$, akkor a szellemkép felismerhető. Az elektromágneses hullámok véges terjedési sebessége következtében a közvetlen és reflektált jelek különböző úthosszúsága miatt lép fel a futási időkülönbség.

$$\tau = \frac{\Delta s}{c}, \quad (1)$$

ahol Δs , a közvetlen és reflektált jelek közötti útkülönbség, c pedig az elektromágneses hullám szabadtéri terjedési sebessége ($3 \cdot 10^8$ m/s). Az (1) képlet alapján meghatározható, hogy a kritikus $0,1 \mu s$ -os



8. ábra. Forgási ellipszoid $s + \lambda/2$ reflexiós úthosszal



H793-9

9. ábra. Az ellipszoid szerkesztése

futási időkülönbség mekkora útkülönbségnek felel meg.

$$\Delta s = \tau \cdot c = 0,1 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^8,$$

$$\Delta s = 30 \text{ m.}$$

Az adó és vevő közötti távolság ismeretében a forgási ellipszoid megszerkeszthető (9. ábra). Adott s távolságnál az ellipszoid kis féltengelye

$$r_0 = \sqrt{\frac{\Delta s}{2} \left(s + \frac{\Delta s}{2} \right)} \text{ m.} \quad (2)$$

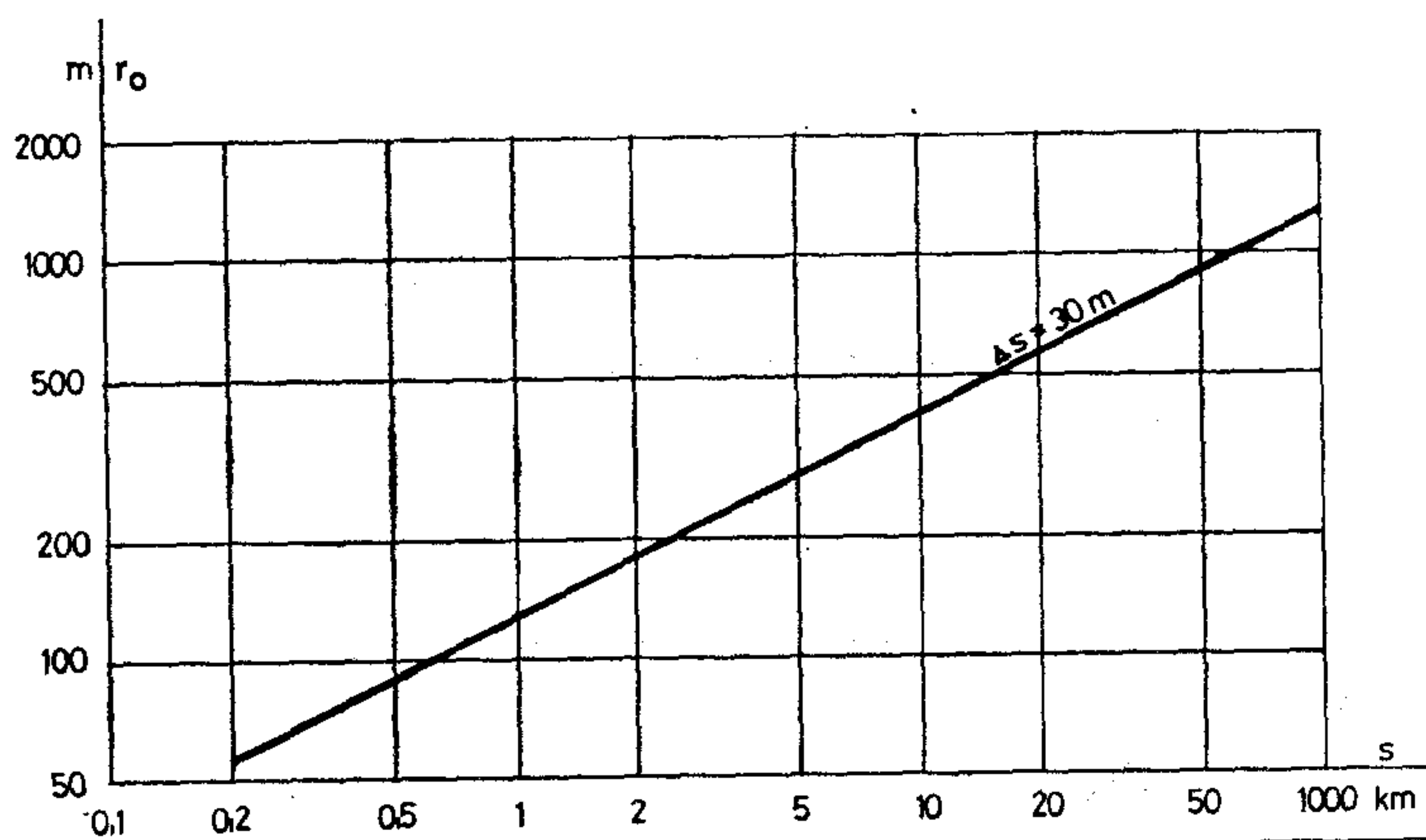
Ha $\Delta s/2$ -nek megfelelő futási idő $\tau \leq 0,1 \mu\text{s}$, akkor jó közelítéssel az összefüggés

$$r_0 = \sqrt{s \frac{\Delta s}{2}} \text{ m.} \quad (3)$$

$\Delta s = 30$ behelyettesítésével a kis féltengely

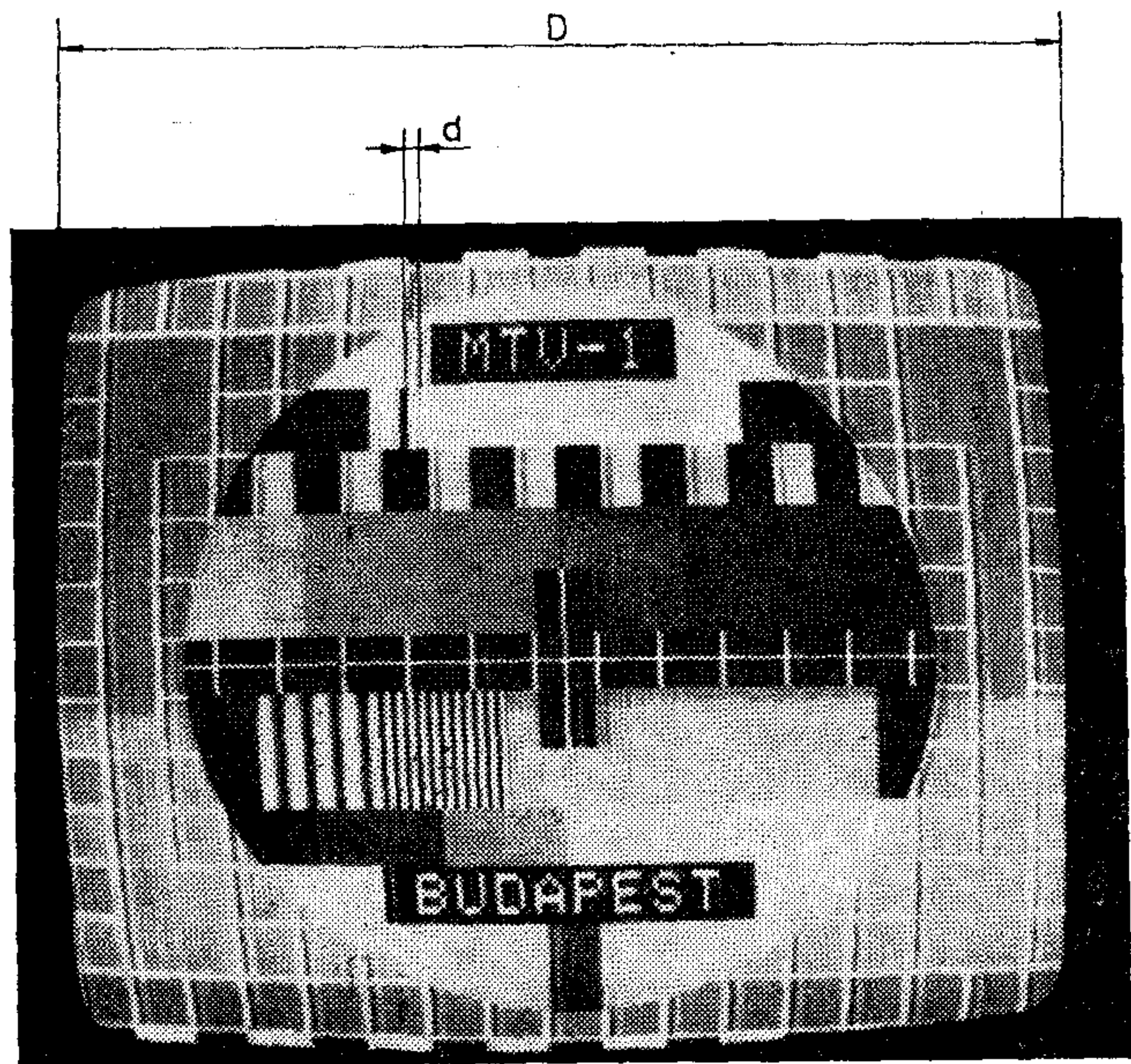
$$r_0 = 3,88 \sqrt{s} \text{ m.} \quad (4)$$

A (4) összefüggés grafikus ábrázolását a 10. ábra mutatja. Az adó és vevő közötti függőleges terepgeo-



H793-10

10. ábra. A forgási ellipszoid r_0 féltengelye, amelyen belül a reflektált sugárzás nem okoz határozott reflexiós képet. $\Delta s =$ útkülönbség, $r_0 =$ forgási ellipszoid féltengelye, $s =$ adó – vevő távolság



H793-11

11. ábra. Mérési értékek a Δs útkülönbség meghatározásához

metriai méreteket tekintve az r_0 féltengely meglehetősen nagy, úgy hogy $\Delta s = 30$ m esetén az ellipszoid többé-kevésbé metszésben lesz. Az adó–vevő összekötő vonal mentén fellépő reflexiók általában nem okoznak zavaró szellemképeket, viszont vízszintes irányú élesség-csökkenéshez vezetnek. Az ilyen reflexiók megszüntetése a szokásos antennákkal nem lehetséges, mivel a közvetlen és reflektált jelek közötti irányszög kicsi.

Hasonlóan, az adó- vagy vevőantenna mögött kevesebb, mint 15 m-re elhelyezkedő reflektáló felületek is a képélesség csökkenését okozzák. Ezért az adó-ill. vevő telephely kiválasztásánál erre a problémára tekintettel kell lenni.

A földfelületi reflexiós helyeket tehát a (4) képlet szerint meghatározott ellipszoidon kívül kell keresni. Közösségi vevőantenna-rendszerek tervezésénél — főleg hegyvidékes, ill. magas épületekkel beépített területeken — feltétlenül szükséges e reflexiós helyek megállapítása. Ehhez a képernyőn megjelenő hasznos és reflexiós kép közötti d eltolódást kell meghatározni (11. ábra). A Δs útkülönbség az alábbiak szerint számítható:

$$\Delta s = \frac{d}{D} \cdot c \cdot T \text{ m,} \quad (5)$$

ahol:

$d =$ a hasznos és reflektált kép közötti eltolódás, mm-ben,

$D =$ a képcső szélessége mm-ben,

$c =$ az elektromágneses hullám szabadtéri terjedési sebessége ($3 \cdot 10^8$ m/s),

$T =$ a kép sorlefutási ideje s -ban ($52 \cdot 10^{-6}$ s).

Az ismert mennyiségek behelyettesítése után az útkülönbség:

$$\Delta s = 1,56 \cdot 10^4 \cdot \frac{d}{D} \text{ m.} \quad (6)$$

Az adó—vevő közötti s távolság ismeretében a kérdéses ellipszis a következőképpen rajzolható fel. Megfelelő léptékű térképen az adási és vételi helyre tűt szúrunk, amelyeket $s + \Delta s$ hosszúságú fonallal kötünk össze. A ceruzával kifeszített fonal vonalvezetésének megfelelő ellipszis kijelöli azokat a pontokat, amelyekről a reflexiók kép létrejöhetett (12. ábra). A térkép alapján, ill. szükség esetén környeztanulmányozással most már meghatározhatók a reflexiót okozó objektumok helyei. Ha a vételi pontban kifogástalan képet kívánunk venni, akkor olyan vevőantennát kell használnunk, amely a megállapított objektumokról visszaverődött energiát a hasznos jelhez képest legalább 30 dB-el csillapítani tudja. A reflexiók csillapítása szempontjából tehát elsősorban a vevőantennák vízszintes irányszöge a mérvadó. Mély völgyekkel szabdalta hegyvidékes terpen azonban a függőleges irányérzékenységnek is szerepe lehet.

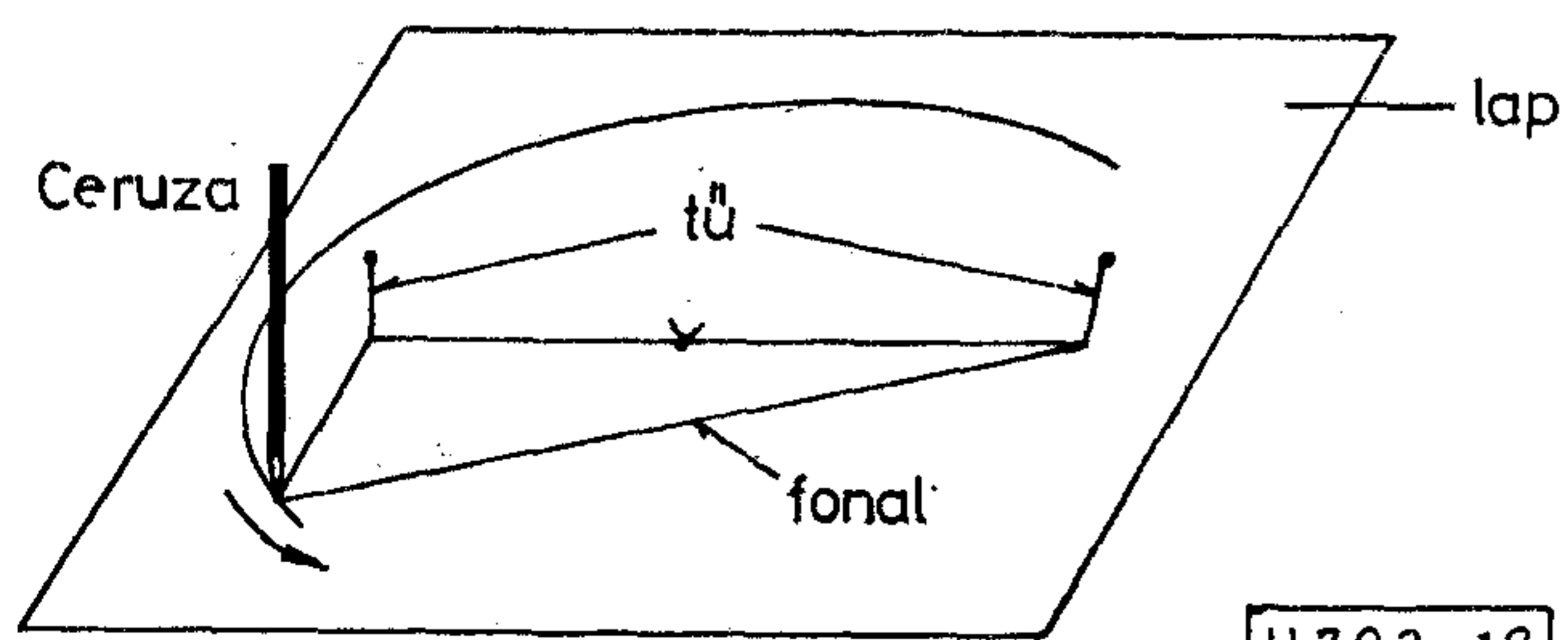
4.2 Reflexió-arány

A hasznos és reflektált jel aránya főleg a reflektáló tárgy helyzetétől és állapotától függ. A reflexió-arány pontos elméleti számítása nem lehetséges, de az általános áttekintés érdekében két extrém esettel — az ideális reflexióval (tükröződés) és szórt reflexióval (szóródás) — foglalkozunk. Gyakorlatilag a két eset mindig együtt jelentkezik, szigorúan véve pedig az abszorpciót is figyelembe kell venni. Az egyszerűség kedvéért ideális állóhullámaránnyal ($r=1$) számolunk.

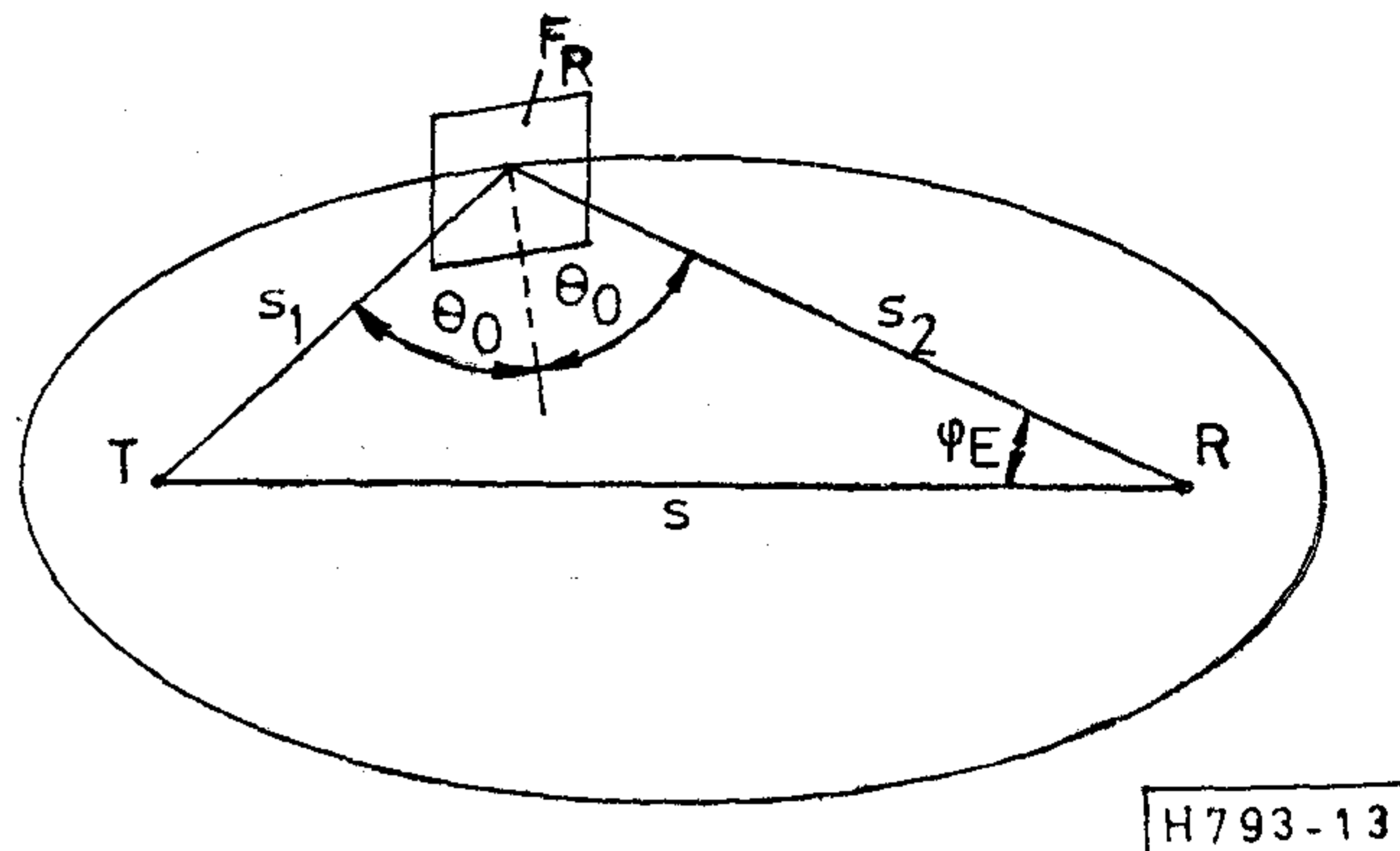
Talajreflexiókra az adó—vevő között ez az érték többnyire megfelel, hegyoldalakra és épületekre lényegesen kisebb. Megállapítottuk, hogy a reflexiók az adó—vevőt összekötő egyenestől oldalt eső területekről keletkeznek. Kérdés, hogy vajon a reflexió-arány hogyan változik a vételi hely és a reflexiók felület függvényében. Az egyik elmélet szerint a megoldás a következőképpen alakul:

a) Tükröződés

Egy végtelen jó vezetőképességű, állandó nagyságú fémlemez érintőlegesen mozog egy ellipszis mentén (13. ábra). A T és R pontok az adási és vételi helyeket jelölik, amelyek az ellipszis gyújtópontjaiban



12. ábra. Az ellipszis megrajzolása



13. ábra. Reflexiók példa konstans $s_1 + s_2$ reflexiók út-hosszal és F_r ideális reflektáló felülettel

vannak. Keressük az R vételi pontban az E_d közvetlen (direkt) hullám és a lemeztől visszaverődött E_r reflektált hullám amplitúdóinak viszonyát a φ_R beesési szög függvényében. A számítás az elhajlási elmélet Kirchoff-Huygenszi közelítő elve alapján végezhető el [1]. A levezetéseket mellőzve eredményül az alábbi összefüggésre jutunk.

$$\frac{E_r}{E_d} = \frac{s}{2s(\Delta s) + (\Delta s)^2} \cdot \frac{F_r}{\lambda} \cdot \left[s + (\Delta s) - \frac{2s(\Delta s) + (\Delta s)^2}{2[s + (\Delta s) - s \cdot \cos \varphi_R]} \right] \quad (7)$$

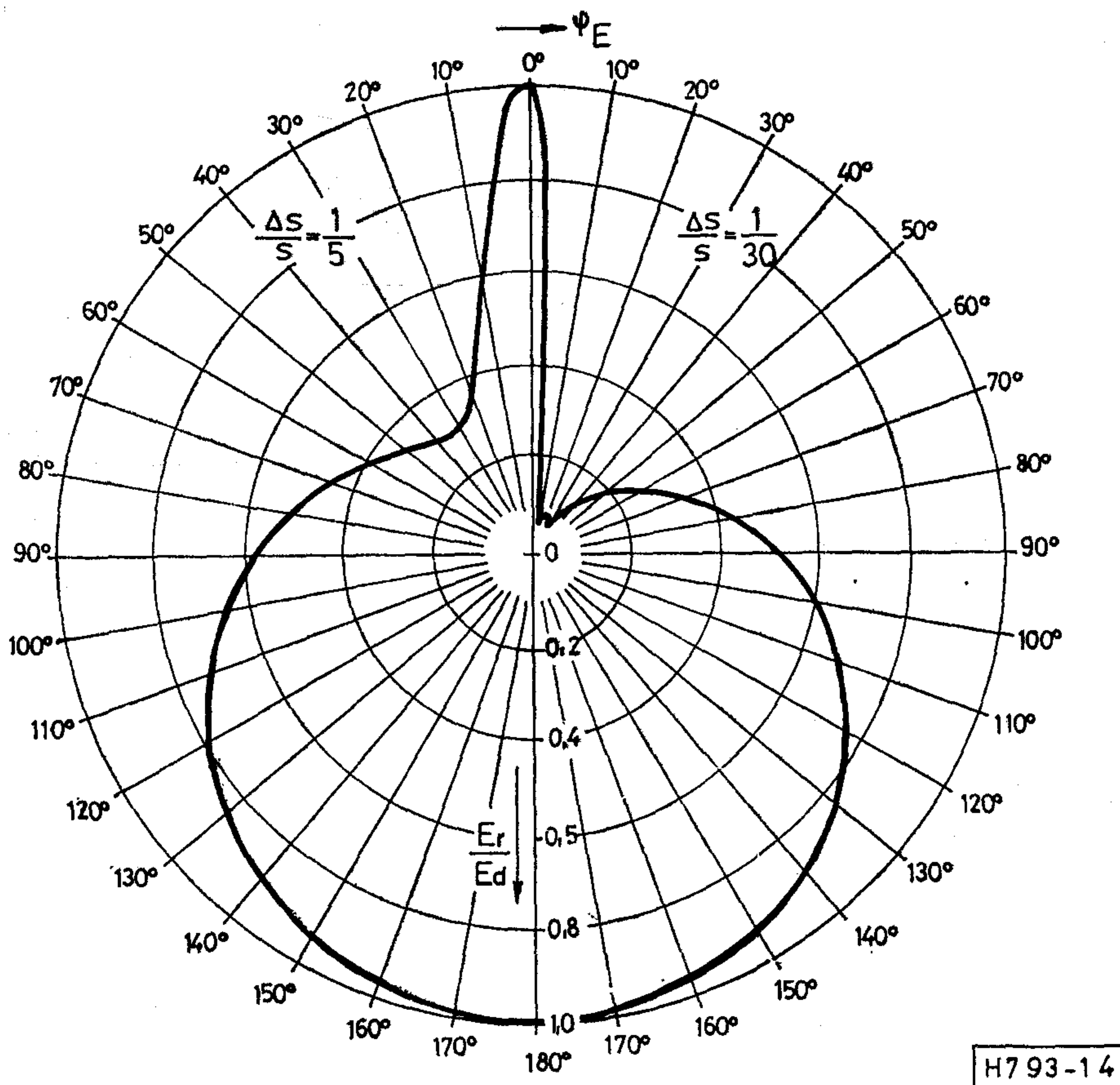
ahol:

- s = az adó és vevő közötti távolság,
- Δs = a visszavert és közvetlen hullám közötti útkülönbség,
- φ_R = a beesési szög,
- F_r = a reflektor felület,
- λ = a hullámhossz.

Az E_r/E_d viszonyt kördiagrammon ábrázoljuk φ_R függvényében azzal a feltételezéssel, hogy $F_r/\lambda = 1$ (14. ábra). A példában $\Delta s/s = 1/5$ és $1/30$ arányt választottunk az E_r/E_d -t pedig $\varphi_R = 0^\circ$ értékre normalizáltuk.

A diagramm szerint két terület határolható be, ahonnan elsősorban reflexió várható. Az egyik az adóantenna mögötti szakasz $\pm 10^\circ$ -al a vételi iránytól, vagyis gyakorlatilag egybeesik a vételi iránynyal. Az ilyen reflexiók jelek megszüntetése a szokásos vevőantennákkal nem lehetséges. A másik terület a vevőantenna környezetében van, a $60^\circ - 300^\circ$ -ig terjedő tartományban. Közösségi vevőantennarendszerek tervezésénél ezt a két övezetet feltétlenül figyelembe kell venni.

A reflexiók jelekkel szembeni érzékenység jó előrehátra viszonyal és kis melléknyalábokkal rendelkező antennával csökkenthető. A főnyaláb irányszöge azonban ez esetben nem döntő jelentőségű. A reflexiók kialakulása az adóantenna iránykarakte-



14. ábra. Az E_r/E_a viszony a φ_R beesési szög függvényében

risztakájának célszerű megválasztásával is ellen-súlyozható. Ha az F_r reflektorfelület hatását is figyelembe vesszük, akkor az tapasztalható, hogy F_r növekedésével az E_r/E_a viszony arányosan növekszik amíg szögletes felületek esetében 1,8, gömbölyű felületeknél pedig 2 maximális értéket el nem ér.

b) Szóródás (szórt reflexió)

Az előzőekben ideális reflexiót tételeztünk fel, a másik megnyilvánulási forma viszont a szórt reflexió. Ez esetben a fémlemez fémgolyóval helyettesítjük. Az értékelés egyszerűsítése végett célszerű a reflektorgolyóra vonatkoztatott reflektorlemez nyereségét kifejezni, mégpedig $F_{lem.} = F_{golyó}$ esetére:

$$\frac{E_{r\text{lem.}}}{E_{r\text{golyó}}} = 2\sqrt{\pi} \frac{\sqrt{F_{lem.}}}{\lambda} \quad (8)$$

Az összefüggés azt mutatja, hogy a λ hullámhossznak meghatározó szerepe van: csökkenő hullámhosszal, vagy növekvő frekvenciával a szórt reflexió kedvezőtlenebb hatást mutat.

5. A reflexió mérések értékelése

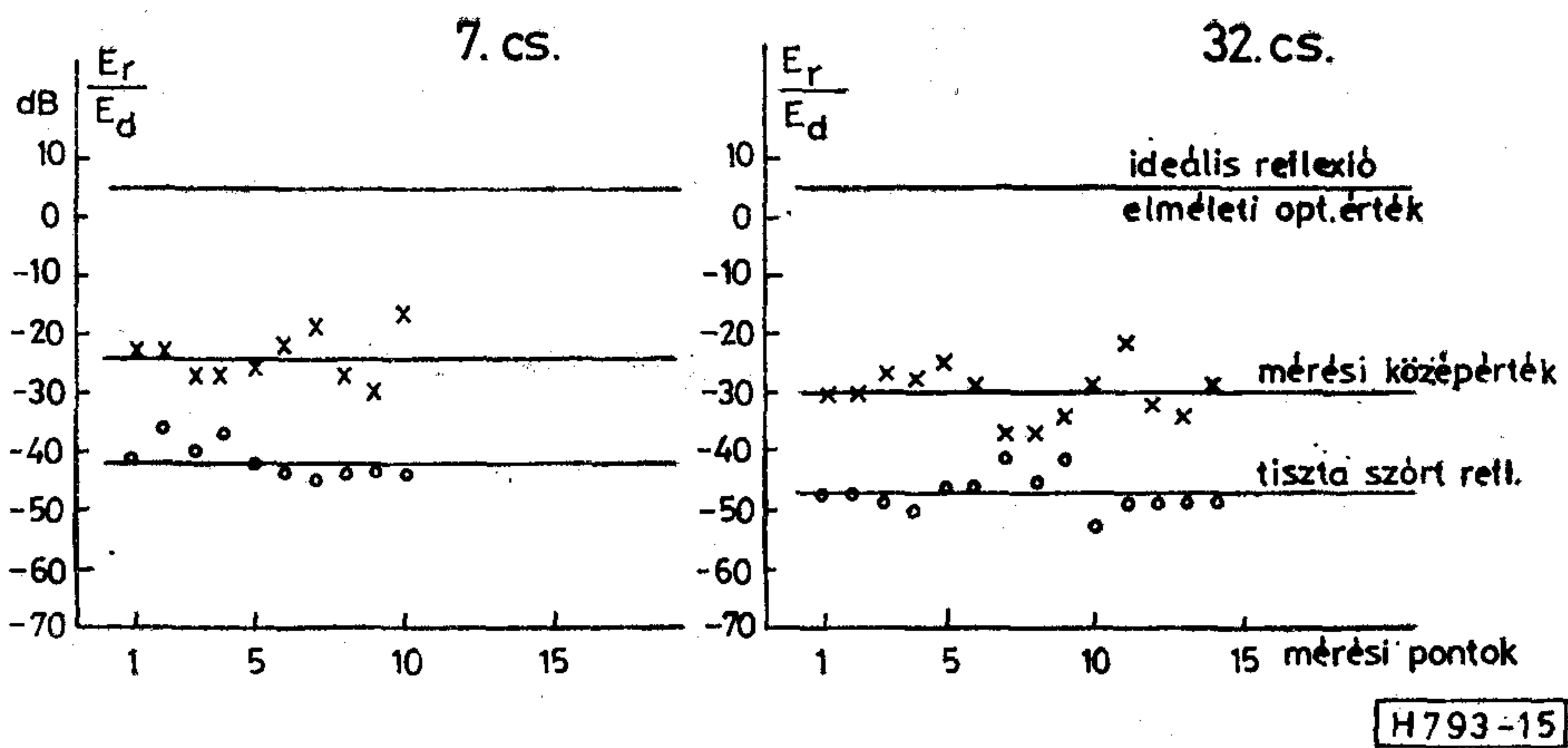
A gyakorlatban a reflektáló tárgyak rendkívül sokfélék, tehát a tükröződés és szóródás mindig együtt lép fel és ez utóbbi meghatározó jellegű. A reflektált hullám csillapítását nagyrészt a visszaverő felület abszorpciója határozza meg. E tényezők elkülönített

vizsgálata, mérése a gyakorlatban nem valósítható meg. Ezért csupán a hasznos és reflektált jelek közötti arány (reflexió-arány) meghatározására szorítkozhatunk.

A két jel kifogástalan elválasztása csak nagyon kis nyílásszögű és nagyobb mint 50 dB előre-hátra viszonyal rendelkező antennával lehetséges. Egy ilyen — pl. a III. sávban üzemelő — antenna igen költséges és rendkívül nagyméretű lenne. A terepviszonyok kellő kihasználásával azonban a szokásos antennákkal is megfelelően értékelhető eredmények realizálhatók. Ehhez olyan vételi helyet kell kiválasztani, ahol az adótól érkező közvetlen energiát a természetes terepakadályok megfelelően lecsökkentik, a reflektált energiát azonban nem.

A III. sávú mérések céljára használatos tipikus mérőantenna pl. 40° vízszintes nyílásszöggel és >23 dB előre-hátra viszonyal rendelkezik.

A mért értékeket az elméleti tükröződésre és szóródásra kiszámított értékekkel összevetve a következők állapíthatók meg (15. ábra). A várakozásnak megfelelően a mért reflexió-arány valóban ezen két szélső érték között van. A mérések átlagértéke a III–IV. frekvenciasávban inkább a szórási reflexió felé közelít. A reflektáló felületek tehát általában egyenetlenek és főleg szórási reflexiót okoznak. Nem ismeretes azonban az abszorpciós veszteségek nagysága, mivel ezeket a mért értékek magukban foglalják. Ugyancsak igazolódik korábbi megállapításunk, miszerint növekvő frekvenciával, vagy csökkenő hul-



15. ábra. E_r/E_a reflexió arány egy meghatározott adó ellátottsági területén. Az E_a elhajlási veszteség nélkül értendő (szabad rálátásnál $E_a = E_0$).
x = mért értékek, o = számított értékek

lámhosszal a reflexió feltételek kedvezőtlenebbek. Eredményként kimondhatjuk, hogy adóra való rálátás esetén az E_r/E_a reflexió-arány legalább 20 dB a III., IV. és V. tv-sávban, kiterjedtebb tagoltabb terepszakaszon azonban a közepes reflexió-arány az E_a hasznos jel elhajlási veszteségei miatt jóval kedvezőtlenebb [1].

Amennyiben tehát az adóra szabad rálátás van, akkor az esetek többségében a szükséges minimális 30 dB reflexió-arány egy viszonylag egyszerű antennával is biztosítható, ellenkező esetben azonban a jó képminőség elérése meglehetősen bonyolult feladat. Magas épületekkel beépített területeken végzett reflexió vizsgálatok a IV. tv-sávban kb. 15 dB szélső értéket eredményeztek az E_0 szabad térerősségre vonatkoztatva.

6. Vevőantenna-rendszerek tervezési szempontjai

Ismeretes, hogy a reflexió-mentes kép létrehozásához legalább 30 dB-es reflexió-arány szükséges. Hegyvidékes, rendkívül tagolt terepen adóra való rálátás esetén kb. 20 dB-es, ha nincs rálátás akkor kb. 0 dB-es értékre számíthatunk. Reflexiók főleg az adó-vevő egyenestől oldalirányban levő terepalakzatokról, létesítményekről származnak. Kritikus zavarterületek vannak az adó- és vevőantenna mögött. A vevőantenna környezetében mintegy 60° – 300° irányzöngön belül lehetséges a reflexió zavarok hatásos csökkentése. Az adóantenna környékéről származó zavaró jelek viszont a szokásos vevőantennákkal nem szüntethetők meg. Nyilvánvaló, hogy alkalmas irányított antennák használatával nagy részben elősegíthető a vételi minőség javítása. A modern vevőantennák >26 dB előre-hátra viszonyal rendelkeznek, amelyekkel komolyabb feltételek mellett is élvezhető vételminőség érhető el.

A reflexió zavarok csökkentése szempontjából a vevőantenna felállítási helye is lényeges. Mint már megállapítottuk a hasznos és egyetlen, vagy domináló reflexió jel közötti 90° , ill. 270° fáziskülönbség esetén mintegy $1/2$ értékelő fokozatú minőségjavulás lehetséges. A III–V. tv-sávok 1,7 m és 0,3 m kö-

zötti hullámhosszainál már csekély vevőantenna helyzetváltoztatással is megkereshető az optimális fázisviszony. Figyelembe kell venni ugyanakkor az időjárás és a kérdéses terepszakaszon a növényzet befolyásoló hatását is. Nagyobb fokú vételi instabilitást okozhat a tartó árbóc kilengése, ingadozása, ezért annak megfelelő rögzítéséről gondoskodni kell.

A csekély helyváltoztatásokon kívül jelentős eredmények érhetők el az épületek, vagy terepszakaszok árnyékoló hatásának kellő kihasználásával. Adódhat olyan helyzet is, amikor a vevőantennát nem a tetőre, hanem esetleg más, vételi szempontból kedvezőbb helyre telepítjük.

További lehetőség az antenna iránykarakterisztikájában a minimum-helyek kihasználása. Viszonylag nagy térerősség esetén az antenna kiforgatható a fő vételi irányból addig, amíg a reflexió energia minimumát nem észleljük. Ha így sikerül a reflexió energiát a hasznos energiához képest lényegesen erősebben csillapítani, akkor minőségi javulás érhető el.

A mérésekből kiderül, hogy a reflexió jel lényegesen nagyobb is lehet a közvetlen jelnél. Kérdés, hogy ez esetben lehet-e a reflexió jelet hasznos jelként felhasználni. Sajnos ez nagyon ritkán lehetséges, mivel valamely reflexió jel a reflektáló felületek szórása miatt egyedi képek sokaságából áll. Egy átlagos, relatív nagy nyílásszögű antennával a reflektáló helyek nem különböztethetők meg. A reflexió jelösszetevők mérése nem egyszerű feladat, viszont egy antenna-mérőrendszerrel a közvetlen jel többnyire behatárolható. Elegendő térerősség esetén is először a maximális közvetlen jelet kell meghatározni és ebből kiindulva a legjobb képminőséget beállítani.

7. Reflexió jelek kiküszöbölési lehetőségei

Az előző szakaszban a normál vevőantenna telepítési szempontok alapján néhány kedvező telepítési feltételre hívtuk fel a figyelmet. A gyakorlatban többnyire az ilyen feltételek betartása mellett sem jutunk megfelelő eredményre. Ilyenkor az egyedüli célra vezető út az, ha részletes elemzés alá vesszük a reflexió jelek kialakulási körülményeit és meghatároz-

zuk azok jellemzőit. A kapott adatok birtokában azután eldönthető, hogy melyik műszaki megoldás a legalkalmasabb a reflexiós jelek elnyomására. A legtöbb, jelenleg ismert módszernek sajnos ma még elég jelentős költségkihatása van annál is inkább, mivel több megoldás mégcsak kísérleti stádiumban létezik.

A szabadtéri reflexiós jelenségek ismeretében felvetődik a kérdés, hogy vajon az információátviteli út melyik szakaszában lehetséges, ill. célszerű a zavaró jelek kiküszöbölése. Alapvetően kétféle megközelítés szerint járhatunk el:

1. A vett jel korrekciójával;
2. A reflexiós viszonyok megváltoztatásával.

Az első módszer alkalmazására is kétféle eljárás lehetséges:

- RF, vagy KF sávban (detektálás előtt).
- Alapsávon (detektálás után).

A reflexiós körülmények megváltoztatása manapság még eléggé újszerű módszer, de a kísérletek eredményei kedvezőknek mutatkoznak. A reflexiós viszonyok módosítására több lehetőség kínálkozik, mégpedig a kisugárzott jel elektromágneses tulajdonságainak (frekvenciájának, polarizációjának), ill. a reflektáló felületek fizikai jellemzőinek megváltoztatásával.

Az alábbiakban röviden áttekintjük a különböző eljárások hatásosságát, előnyeit és hátrányait, ill. a megvalósítás lehetőségeit.

7.1 Szellemképelnyomás a vett jel korrekciójával

A már klasszikusnak mondható módszer az, amikor a szokásos vevőantennákkal, vagy vevőantenna-rendszerekkel az RF tartományban hajtjuk végre a szükséges korrekciót. Ez egyrészt a vevőantenna helyének — a vételminőség vonatkozásában történő — optimális behatárolását jelenti, másrészt pedig egy ún. segédantennával a zavaró reflexiós jelet kompenzáljuk ki [2]. Az eljárás csak bizonyos vételi körülmények mellett mondható hatásosnak. A reflektált jeleknek a főjeltől jól megkülönböztetett irányból kell érkeznie. Az antennák pontos beállítása eléggé nehéz feladat, nem is szólva arról, hogy az antennákat összekötő kábelhossz megválasztása kritikus. Több reflexiós jel esetén bonyolult antenna-rendszerre van szükség, amelyeknek helyes illesztése szintén komoly nehézségeket okoz, márpedig tudvalevő, hogy nagyközösségi vevőantenna-rendszerek esetében — ahol a fenti módszer alkalmazásra kerülhetne — szigorúbb illesztési előírások vannak.

Ma már korszerűbb eljárások ismeretesek, amelyek a vevőkészülékbe épített áramkörökkel képesek a reflektált jelek elnyomására. Egyik ilyen módszer szerint egy ún. akusztikus felületi hullámú (Surface Acoustic Wave = SAW) szűrő hajtja végre a kívánt szellemképelnyomást a vevőkészülék KF fokozatában. A kísérleti eredmények azt mutatták, hogy egy SAW késleltető művonal felhasználásával, amely durva késleltetés szabályozást tesz lehetővé, a kellő reflexiós jel-csillapítás elérhető. Sajnos a „finomhangolás”-t más eszközökkel kell megoldani, amellyel

teljes értékűvé válhat a rendszer. Ebben rejlik a SAW szűrők szellemképelnyomásra való felhasználásának legfőbb hátránya. Fix átviteli karakterisztikájú SAW-szűrők viszonylag egyszerűen megvalósíthatók. A reflexiós viszonyok a hely szerint változnak, ezért egy aránylag nagymértékben változtatható karakterisztikájú szűrőre volna szükség, amelynek előállítása ma még eléggé bonyolult feladat.

Az előzőekben említett szellemkép megszüntetési eljárások a legjobb esetben sem nyújtanak teljes megoldást, ugyanis a tv-jel demodulálása során további torzítás keletkezik, amelyet szintén kompenzálni kell. Ezért szerencsésebb megoldásnak tűnik, ha a szellemkép elnyomását alapsávon (detektálás után) sikerül megvalósítani.

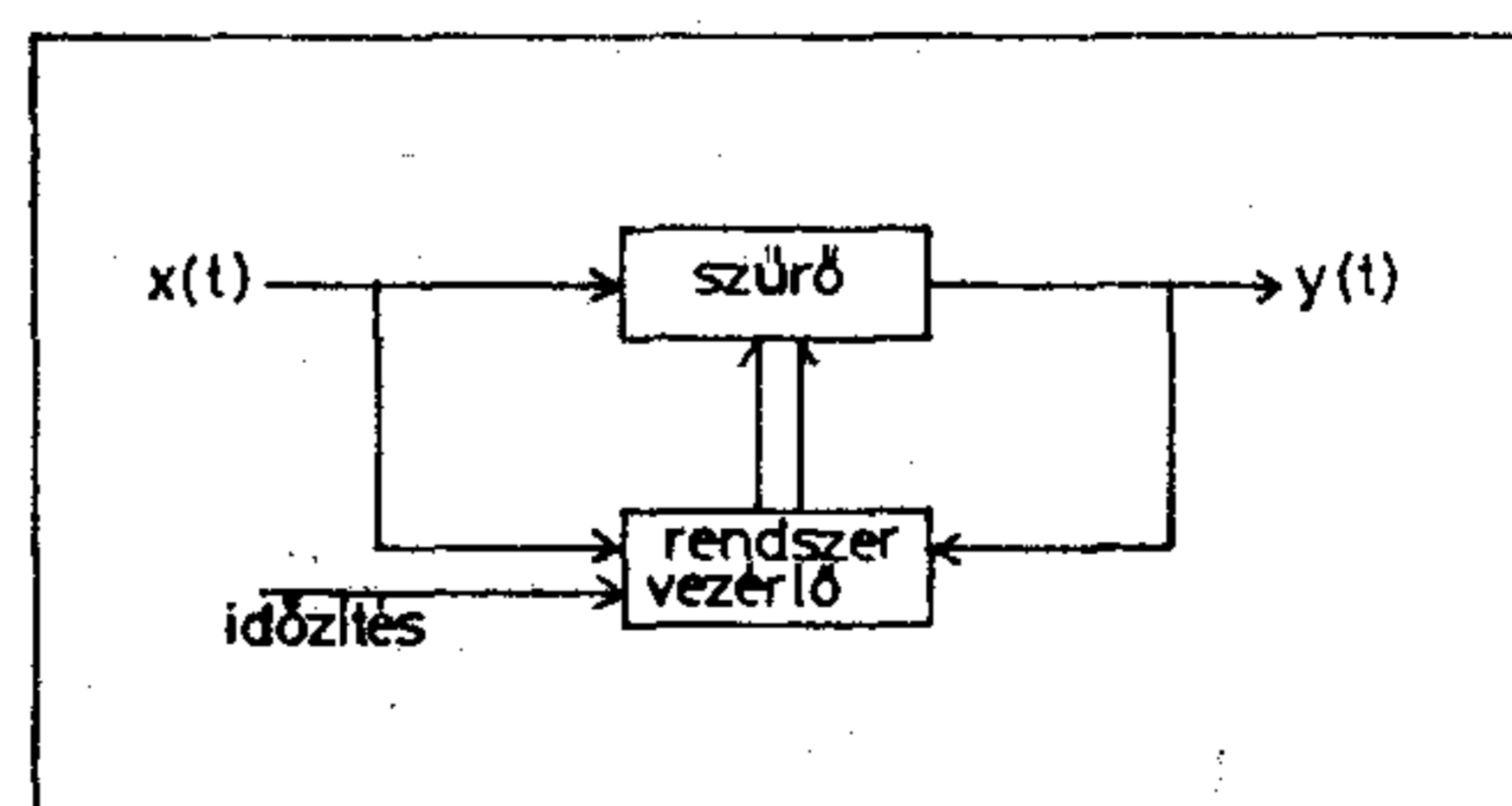
Erre a célra a félvezetős szűrők alkalmas eszközöknek bizonyultak. Ilyen pl. a töltéstovábbító (Charge Transfer Device = CTD) félvezetős szűrő, amely a többszörös reflexiós jelekre is lehetővé teszi az alapsávi szabályozást [3]. A szellemképcsökkentő rendszer alapvetően egy szellemképelnyomásra használt szűrőből és a hozzá illeszkedő vezérlőből (controller) áll (16. ábra). A félvezető alapú szűrők adatmintavételes, vagy digitális rendszerként valósíthatók meg. A mintavételi adat itt olyan rendszerre vonatkozik, ahol a jel analóg „mintáit” diszkrét időintervallumokban nyerjük. A digitális szűrőhöz viszont további eljárásra van szükség oly módon, hogy az analóg mintákat diszkrét, kvantált értékekre alakítsuk át. Jelenleg a legfőbb problémát a megfelelő szűrők megvalósítása jelenti.

A szűrővel együtt használt vezérlő állítja elő a szellemképcsökkentési algoritmust. A vezérlő feladata többek között a jelnyerés amely magában foglalja a mintavételezést és időzítést, ill. a jelfeldolgozás, amely létrehozza a korrekciós algoritmust.

Fenti megoldás nyilvánvalóan csak egyéni vevőkészülékekben valósítható meg, ezzel azonban rendkívül hatásosan, akár manuálisan, akár automatikusan a zavaró reflektált jel elnyomható.

7.2 Szellemképelnyomás a reflexiós viszonyok megváltoztatásával

Az eddig tárgyalt eljárások a vett szellemképes jelek korrekciójával érik el a kívánt eredményt. Felvetődik a gondolat, hogy vajon a kisugárzott jelek paramétereinek megváltoztatásával javíthatunk-e a vételi körülményeken. Az ilyen irányú elméleti számítások és kísérletek azt bizonyították, hogy hatásos szellemkép-csökkentés érhető el, ha mind az adó-, mind pedig a vevőantenna körpolarizált [4].



H793-16

16. ábra. Korszerű szellemképcsökkentő rendszer működési alapelve

Torony általi reflexiós jelamplitúdó-értékek a vevőantenna polarizációjának függvényében

Vevőantenna polarizáció	Reflexiós jelamplitúdó %-ban			
	7. csat. torony		10. csat. torony	
	2T imp.	Oszlopjel	2T imp.	Oszlopjel
<i>Vízszintes</i>				
Átlagos ért.	4,5	4,2	3,9	3,2
Max. ért.	5,2	4,8	4,4	3,2
<i>Függőleges</i>				
Átlagos ért.	4,0	4,3	3,1	3,1
Max. ért.	4,8	4,8	3,2	3,2
<i>Kör</i>				
Átlagos ért.	0,9	0,5	0,7	0,6
Max. ért.	1,2	0,8	0,8	0,8

Valamely felületről visszaverődött körpolarizált hullám jellemzői jórészt a visszaverő felület tulajdonságától és a beeső hullám beesési szögétől függ. Tökéletes reflektáló felület esetében, normál beesési szögnél ismeretes, hogy a hullám minden változás nélkül teljesen visszaverődik, a forgási iránya azonban ellenkezőjére változik; azaz a jobbra forgó körpolarizált hullám balra forgó hullámként verődik vissza. Bár ez a fajta reflektáló felület sem a nagyvárosi, sem a hegyvidékes területen nem áll fenn.

E területeken a reflektáló objektumok különböző anyagok kombinációjából állnak, amelyek eléggé nehezen értékelhetők. Ha feltételezzük, hogy ezek a felületek egy anyagvezető-képességet magában foglaló komplex dielektromos állandóval jellemezhetők, akkor azt tapasztaljuk, hogy a hullám sajátos jellege a reflexió után nagymértékben módosul. Normál beesési szöveget figyelembe véve az látható, hogy bár a reflektált hullám a beeső hullámhoz képest elentétes értelmű, a reflektált jel nagysága jelentősen csillapított lehet.

Még lényegesebb azonban az a körülmény, amikor ferde beesést veszünk figyelembe. Ilyenkor a derékszögű és párhuzamos polarizációs összetevőkre vonatkoztatott reflexiós tényezők sem nagyságban sem fázisban nem egyenlők, úgy hogy az ilyen felületre beeső, tökéletesen köralakú hullám elliptikusan polarizált hullám formájában verődik vissza bal- vagy jobbirányú komponensekkel, a felület fizikai jellemzőitől és a beesési szögtől függően.

A rövid elméleti áttekintés után vizsgáljunk meg néhány mérési eredményt. Az egymáshoz viszonylag közel elhelyezkedő tv-adótoronyok a magasépületekhez hasonló zavaró reflexiókat okoznak. Ilyen reflexiós vizsgálatokra az USA-ban került sor, ahol egy 2. csatornájú (55,29; 59,75 MHz) körpolarizált hullámokat sugárzó adó jelének vételi viszonyait értékelték, két szomszédos tv-adótorony hatásának figyelembevételével [5].

A 7. és 10. csatornán, vízszintes polarizációval sugárzó szomszédos tv-adók a 2. csatornájú adótól nagyjából azonos irányban északra, kb. 600, ill. 1000 m-re helyezkednek el. A mérés a 2. csat. toronytól délnyugatra kb. 4,5 km távolságra történt, vízszintes-, függőleges- és körpolarizált vevőantennákkal. Mindhárom vevőantennától eredő átlagos „szellemkép jelamplitúdó” és maximális szellemkép jel-szint regisztrálásra került, amit a 2. táblázatban foglaltunk össze.

Nagyjából azonos értékek adódnak a vízszintesen és függőlegesen polarizált antennákra, ugyanakkor sokkal kedvezőbb a helyzet a körpolarizált vevőantennára. A maximális értékeket figyelembe véve megállapítható, hogy a körpolarizált vevőantenna a toronyreflexiókra mintegy 14 dB-es csillapítást jelent, a vízszintesen polarizált vevőantennához viszonyítva.

A magas épületektől származó reflexiós problémák megoldására olyan elképzelés is született, amely szerint a VHF/UHF sávú tv-jeleket konvertálással magasabb frekvencia tartományba, az ún. SHF (= Super High Frequency) sávba kell áthelyezni és ott kisugározni. Az SHF hullámterjedés, valamint a műszaki jellemzők és költségek tanulmányozá-

sára kísérleti reléállomás készült Japánban [6]. A reléállomás 7 VHF sávú tv-csatornát vesz, amelyeket konvertálás után a 12 GHz-es sávban sugároz ki. Ezzel a megoldással a szellemképzavarok teljes mértékben megszüntethetők. Az SHF sávú tv-jelek vételére egy parabola antennára, valamint egy SHF/UHF konverterre van szükség, amely akár egy akár több vevőkészüléket is elláthat.

A költségbecslésekből kiderül, hogy egy SHF sávú reléállomás és a vételi egységek létesítési költsége kb. 320 \$-ba kerül lakásonként. Ez az összeg megfelel egy kb. 2000 előfizetőt kiszolgáló kábel-tv létesítési költségének. Ha azonban az ellátott előfizetők száma meghaladja a 2000-et, akkor az SHF berendezés költsége valamivel kevesebb, mint a kábel-tv esetében. Az SHF rendszer fenntartási költsége azonban jóval kisebb, mint a kábel-TV rendszeré.

A magas épületek reflexiójának csökkentése egy másik módszer szerint, az épületek külső falaira felvitt abszorbens anyagokkal lehetséges [7]. Ehhez először a külső épületfalak különböző anyagainak (beton, üveg) reflexiós jellemzőit kellett megmérni, az időjárási viszonyoknak megfelelően nedves és száraz állapotban. A vizsgálatok szerint a reflexiót, főleg a VHF sávban elsősorban a vasbeton panelek okozzák. A reflexiók csillapítására tehát olyan kémiai-lag stabil és időjárásálló abszorbens anyag szükséges, amely vasbetonra erősíthető. A különböző abszorpciós vizsgálatok alapján a ferritanyag megfelelőnek bizonyult. A $100 \times 100 \times 8-10$ mm-es ferrit-csempék különböző felrakásával végzett kísérletek azt mutatták, hogy a kedvező reflexiós tényező elérése érdekében, mágneses térrel szemben a csempék között 0 mm-es légrést, elektromos erőterrel szemben pedig 65 mm-es légrést kell biztosítani.

A gyakorlati megvalósítás egy 25 m magas, 63 m széles épületen történt. A szellemképes terület 500 m hosszú és 120 m szélességű, amely 300 előfizetői helyet foglal magában. A számítógépes értékelés szerint az abszorbens felrakására szükséges minimális terület 650 m^2 , az épület legfelső szakszán, ami kb. 10 m-es magasság befedését jelenti. A ferritcsempézés teljes költsége kb. 200 000 \$ volt.

A mérések a számított eredményeket igazolták. A becslések alapján a ferritcsempék tömeggyártásával a költségek 220 \$/m²-re lennének csökkenthetők.

8. Következtetések

A többutas hullámterjedésből származó reflexiós zavarok vizsgálata alapján az alábbi következtetések vonhatók le:

- Az esetek többségében számos reflexiós jel kialakulásával kell számolni, amelyeknek elnyomása csak bonyolult eljárásokkal lehetséges;
- Fokozott figyelmet kell szentelni — elsősorban közösségi vevőantenna rendszereknél — az SHF sávú reléállomások és vevőrendszerek felhasználási lehetőségére annál is inkább, mivel a jövőben várható a közvetlen szatelit-vétel bevezetése is;
- Főleg a kisebb területeket ellátó kisadók létesítésénél célszerű a körpolarizált sugárzást, mint a reflexiómentes vétel biztosításának egyik lehetőségét figyelembe venni;
- A reflexiós jelek abszorpciójára alkalmas ferritcsempék használata csak olyan esetekben rentábilis, amikor a reflexiós zavart egyetlen, eset-

leg néhány jól elhatárolható épület okozza és ez a zavar egy meghatározott minimális számú előfizető vételében jelentkezik.

I R O D A L O M

- [1] *H. Brand, H. Hügli: Fernseh — Empfangstechnik I. (3. Teil: Reflexionen im tragerfrequenten Übertragungsweg), 1972.*
- [2] *G. I. Nikonov: Metod kompensacii pomeh pri prieme TV szignalov na raznecennüje antennü. Elektroszvjaz, 1980. No. 1.*
- [3] *Ciciora, Sgrignoli, Thomas: A Tutorial on Ghost Cancelling in Television Systems. IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. CE—25, 1979. febr.*
- [4] *G. W. Collins: Effect of Reflecting Structures on Circularly Polarized TV Broadcast Transmission. IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. BC—25, No. 1. 1979. márc.*
- [5] *T. M. Gluys: Measurement and Evaluation of Television Signal Reflections; IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. BC—25, No. 2. 1979. jun.*
- [6] *Tetsuzou Momoura, Seiichi Kikuchi: SHF Terrestrial Broadcasting in Japan. IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. BC—25, No. 4. 1979. dec.*
- [7] *Takeshi Takizawa: Reduction of Ghost Signal by Use of Magnetic Absorbing Material on Walls. IEEE Transaction on Broadcasting, Vol. BC—25, No. 4. 1979. dec.*

MÉRŐAUTOMATA-RENDSZEREK ALKALMAZÁSA

A KG INFORMATIK műszaki és gazdasági információs főosztály, villamosipari információs osztály

gondozásában 1981. szeptemberében megjelent a

MÉRŐAUTOMATA-RENDSZEREK ALKALMAZÁSA

c. témafigyelés 1981. 1—2. összevont száma az alábbi tematika szerint:

- analóg és digitális integrált áramkörök automatikus mérőberendezései;
- analóg és digitális kártyák in-circuit, funkcionális és rendszerben való mérése;
- hibrid IC gyártó automaták;
- diszkrét áramköri elemek vizsgálata;

- mérőautomaták illesztése technológiai sorba;
- postai berendezések (központok) vizsgálata;
- kábelvizsgáló automaták;
- mérőautomata rendszerben alkalmazható egyedi műszerek és processzorok.

A kiadványban folyamatosan figyelik és feldolgozzák a világ reprezentáns szakfolyóirataiban megjelenő, az adott szakterületre vonatkozó információkat, vállalati irodalmat, valamint e témakörben rendezett szimpóziumok és konferenciák anyagát is.

A kiadvány 1. és 2. összevont száma múlt év decemberében jelent meg, kb. 100 oldal terjedelemben. Előfizetési díj 8000,— Ft/év.

Jövő évi tervünk a témafigyelés folytatása, melynek tematikáját folyamatosan igazítjuk mindenkori megrendelőink gyártmányprofiljához.

A termikus szimuláció szerepe a nagybonyolultságú mikroelektronikai eszközök és elektronikai áramkörök konstrukciós tervezésében

NGUYEN VAN AN
TKI

1. Bevezetés

Egy elektronikus áramkörben disszipált teljesítmény hőmérséklet-emelkedést okoz. Ha egy készülék konstrukciós kialakítása nem felel meg a hőviszonyok követelményeinek, akkor a készülék élettartama csökken, megbízhatósága folyamatosan romlik, sőt katasztrofális meghibásodás léphet fel. A félvezető eszközök meghibásodási tényezője pl. duplázódik, ha a pn átmenetek hőmérséklete 8–10 °C-kal emelkedik [1].

Az elektronikai berendezésekben rohamosan nő a funkcióúsűrűség, a működési sebesség és a teljesítménysűrűség. A jelenlegi mikroelektronikai eszközök disszipációs teljesítménysűrűsége már meghaladja a $10^6 \frac{W}{m^3}$ -t [2]. Ezért a termikus tervezés problémái egyre fontosabb szerepet játszanak az áramkörök (berendezések) konstrukciós tervezési folyamatában.

Ebben a cikkben a nagybonyolultságú mikroelektronikai eszközök és elektronikai áramkörök konstrukciós jellemzőit figyelembe vevő általános — konstrukciós szinttől független — termikus modell ismertetésére kerül sor. Egy a stacionárius állapot szimulációjára kidolgozott számítási módszert is bemutatunk. A stacionárius termikus állapot viszonyainak ismerete alapvető fontosságú, mivel elsősorban ez befolyásolja az eszközök működését és megbízhatóságát.

2. A nagybonyolultságú mikroelektronikai eszközök és áramkörök konstrukciós kialakításának jellemzői a termikus viselkedés szempontjából

Napjainkban a mikroelektronikában egyre nő a berendezések (eszközök) funkcióúsűrűsége és működési sebessége. Ezzel együtt a teljesítménysűrűség is rohamosan növekszik. Ezek egyre újabb konstrukciós megoldásokat és technológiákat követelnek. Az elmúlt években szerte a világon nagy intenzitással foglalkoztak és foglalkoznak a nagybonyolultságú mikroelektronikai eszközök és áramkörök új konstrukciós elveinek és tervezési módszereinek kidolgozásával.

Napjainkban alapvetően három tokozási elrendezést használnak [3]:

1. A nyomtatott lapra szerelt DIP tokozású áramkör;
2. „Anyá” chip-tartóra (Chip Carrier-re) szerelt több chip-tartó és
3. Hibrid hordozóra szerelt chip-tartók.

A fentiek alapján látható, hogy a mikroelektronikai eszközök és áramkörök konstrukciós struktúrája hierarchikusan tagolható. Az elektronikus berendezések általános konstrukciós szintrendszerét figyelembe véve [4], az áramköri egységek szintje kibővíthető 3 további szintre (mikroelektronikai áramkörök konstrukciós hierarchiája). Ezeknek a szinteknek a hierarchikus rendszerét elsősorban a megvalósított technológiák határozzák meg. E három konstrukciós szint a következő:

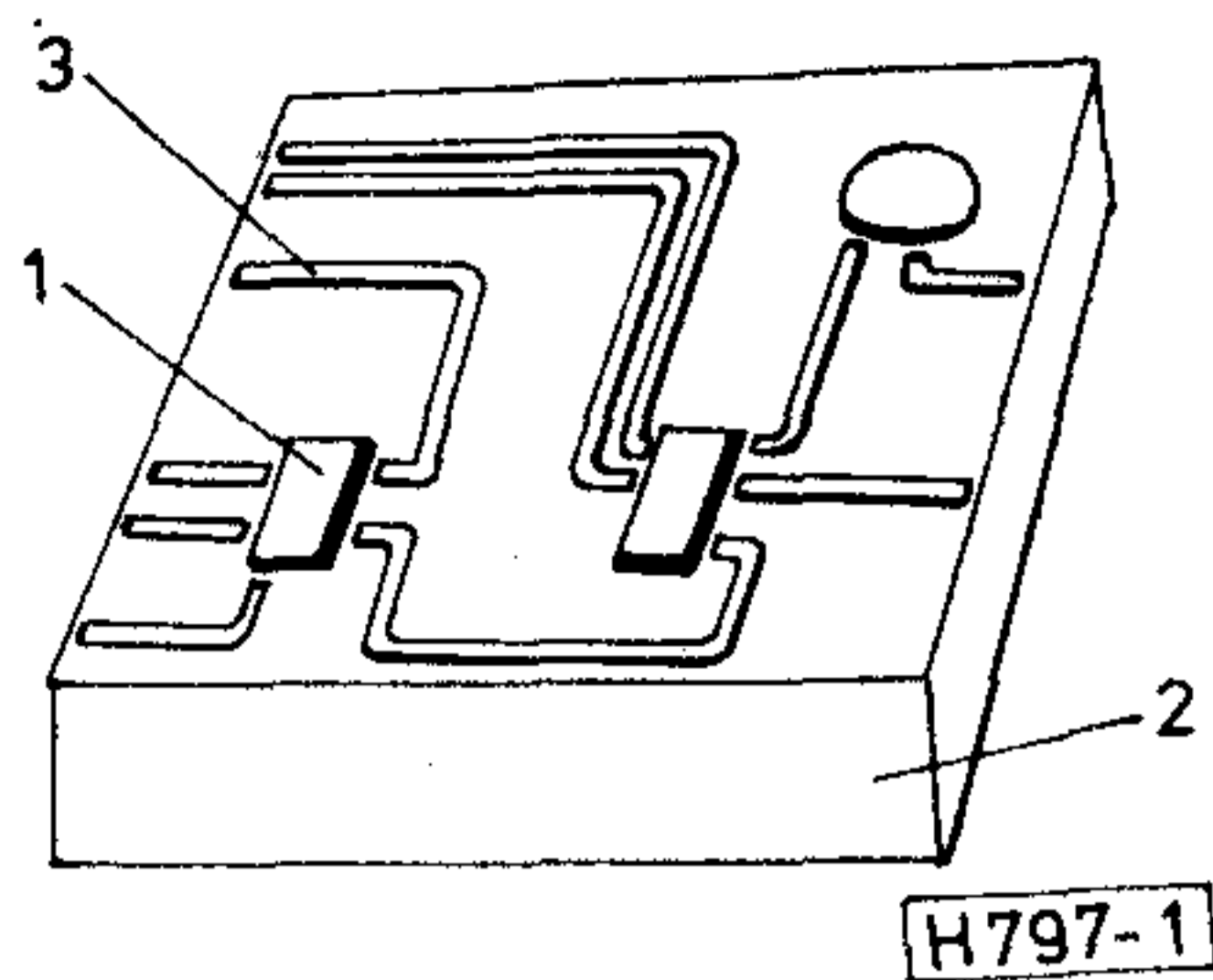
1. szint: Félvezető chip (Bipoláris és MOS technológiák és variánsaik).
2. szint: Hibrid integrált áramkör (vákuumgőzöléses és katódporlasztásos vékonyréteg, ill. szitanyomtatásos vastagréteg technológiák).
3. szint: Nyomtatott áramkör (szubtraktív és additív technológiák és variánsaik).

A fenti felbontás csak egy a sok lehetséges közül, amely a termikus vizsgálatok szempontjából eléggé szemléletes és jól alkalmazható. Egyes esetekben a hibrid áramkör átveheti a nyomtatott lap szerepét, a 3. szint ilyenkor megszűnik. Más esetekben (pl. ha több hibrid áramkört szerelünk egy nyomtatott lapra) a 3. szintnek is van szerepe. Megint más esetekben a 2. szint maradhat ki (pl. DIP-elemek a nyomtatott huzalozású lapokon).

Ez a szintrendszer is rendelkezik az általános tulajdonságokkal [4], például:

- Mindegyik szint eleme nála magasabb szint építőeleme.
- Mindegyik szint elemei önállóan modellezhetők a konstrukciós tervezés szempontjából.

A termikus tervezés (a konstrukciós tervezés egyik fontos fázisa) szempontjából mind a három szint esetén egy közös modellhez juthatunk. A termikus



1. ábra. Általános vizsgált struktúra
1. Hőforrás, 2. Hőátadó közeg (hordozó), 3. A hordozón realizált vezetők

modell 3 lényeges elemet tartalmaz. Ezt az 1. ábra szemlélteti.

Megjegyzendő, hogy a fenti 3 elem szoros összefüggésben van a tokozásrendszer alapvető összetevőivel: a funkcionális résszel, hordozó résszel és a közvetítő résszel [4].

A hőforrás a hőt termelő elem, geometriáját nézve négyzetesnek vagy kör alakúnak tekinthető. A hőforrások az 1. szintnél a pn átmenetek, a MOS-csatornák; a 2. szintnél a félvezető chipék és ellenállások; míg a 3. szintnél IC-tokok (beleértve a HIC-tokokat is) és diszkrét alkatrészek.

A hőátadó közeg valamennyi szintnél elsősorban a hordozó szerepét betöltő elem: a Si chip (1. szint), a kerámia hordozó (2. szint) és a szereletlen nyomtatott lap (3. szint).

A hordozón (szinttől függően különböző technológiákkal) realizált vezetők minden szinten jelen vannak; ezek biztosítják a villamos összeköttetést, de részt vesznek a hőátadásban is.

A fenti 3 elemen kívül még néhány kiegészítő elemet sorolhatunk fel, például: chip bekötési huzalok, toklábak, a környezeti levegőbe való konvekciós és sugárzási hőátadásban részt vevő tokok stb. (Ezek a kiegészítő elemek a konkrét esetektől függően szerepelnek vagy hiányoznak.)

A fentiek alapján végül is konstrukciós szinttől független termikus modellezés lehetőségéhez juthatunk, amely a konstrukciós színhierarchiának megfelelően egy termikus modellhierarchiát eredményez.

3. A mikroelektronikai eszközök és áramkörök termikus analízisének módszereiről

A mikroelektronikai eszközök termikus analízisének feladatát a teljes tokozási rendszer bonyolult geometriája igen nehezíti. Bár a hőterjedési utak változhatnak a tokozásrendszertől függően, a hőátadás két jól elkülöníthető részre bontható, ami minden konstrukciós szintre vonatkozik:

- Belső hőátadás (az eszközökön, ill. az áramkörökön belül).
- Külső hőátadás (a környezet felé).

A belső hőátadás főleg vezetéssel történik, mivel mind a konvekció, mind a sugárzás a felület nagyságának függvénye (ez a mikroelektronikai eszközök-

ben, ill. áramkörökben viszonylag kicsiny). Tokozott alkatrész esetén a tokba bezárt gáz általában rossz hővezető, ami ugyancsak hozzájárul a belső konvekciós hőátadás elhanyagolhatóságához.

A külső hőátadás — amely konvekcióval és/vagy sugárzással történik — a szerelési technikától és a környezettől függ.

Belátható, hogy a mikroelektronikai eszközökben és áramkörökben a vezetés a fő hőátadási mód és a belsejükben levő hőmérséklet-eloszlást a hővezetési parciális differenciálegyenlet megoldása adja meg. Ennek általános alakja [5]:

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{\lambda}{C_p \cdot \rho} \Delta T + \frac{1}{C_p \cdot \rho} \cdot \omega, \quad (1)$$

ahol T : a hőmérséklet [K], [°C].

t : az idő [s],

λ : a hővezetési tényező $\left[\frac{\text{W}}{\text{m} \cdot \text{K}} \right]$,

C_p : a fajhő $\left[\frac{\text{J}}{\text{kg} \cdot \text{K}} \right]$,

ρ : a sűrűség $\left[\frac{\text{kg}}{\text{m}^3} \right]$,

ω : a hővé átalakuló fajlagosteljesítmény $\left[\frac{\text{W}}{\text{m}^3} \right]$

(feltételezzük, hogy λ konstans).

Állandósult esetben (1)-ből

$$\Delta T = -\frac{1}{\lambda} \cdot \omega \quad (2)$$

írható; állandósult, forrásmentes esetben pedig (1)-ből a közismert Laplace egyenlethez jutunk:

$$\Delta T = 0. \quad (3)$$

Az (1), ill. (2) és (3) egyenlet megoldására több módszer áll rendelkezésünkre.

Az egyik az analitikus módszerek csoportja, amely az eszköz, ill. áramkör geometriai felépítésére vonatkozólag egzakt, zárt formájú megoldást eredményez. Carslaw és Jaeger [6] pl. általános módszereket dolgoztak ki egyszerű geometriai alakzatokra. Késsé bonyolult feladatokra is számos analitikus módszer született. Ezek pl. a következők:

- Távvezeték-differenciálegyenlet megoldásának analógiájával [7].
- Fourier és Laplace transzformációval [8], [9], [10], [11], [12], [13].
- Schwarz—Christoffel-féle transzformációval [14].
- Green függvénnyel [15]

működő számítási eljárások.

A bonyolultabb geometriai alakzatok esetén a termikus problémákat numerikus módszerekkel oldják meg:

– A véges differenciák módszere széles körben használatos. Ennek lényege az, hogy az áramkört (ill. eszközt) ésszerű mennyiségű térfogat-, ill. felületdarabra osztjuk fel, úgy, hogy azokon már konstans anyag- és termikus jellemzőket lehessen feltételezni.

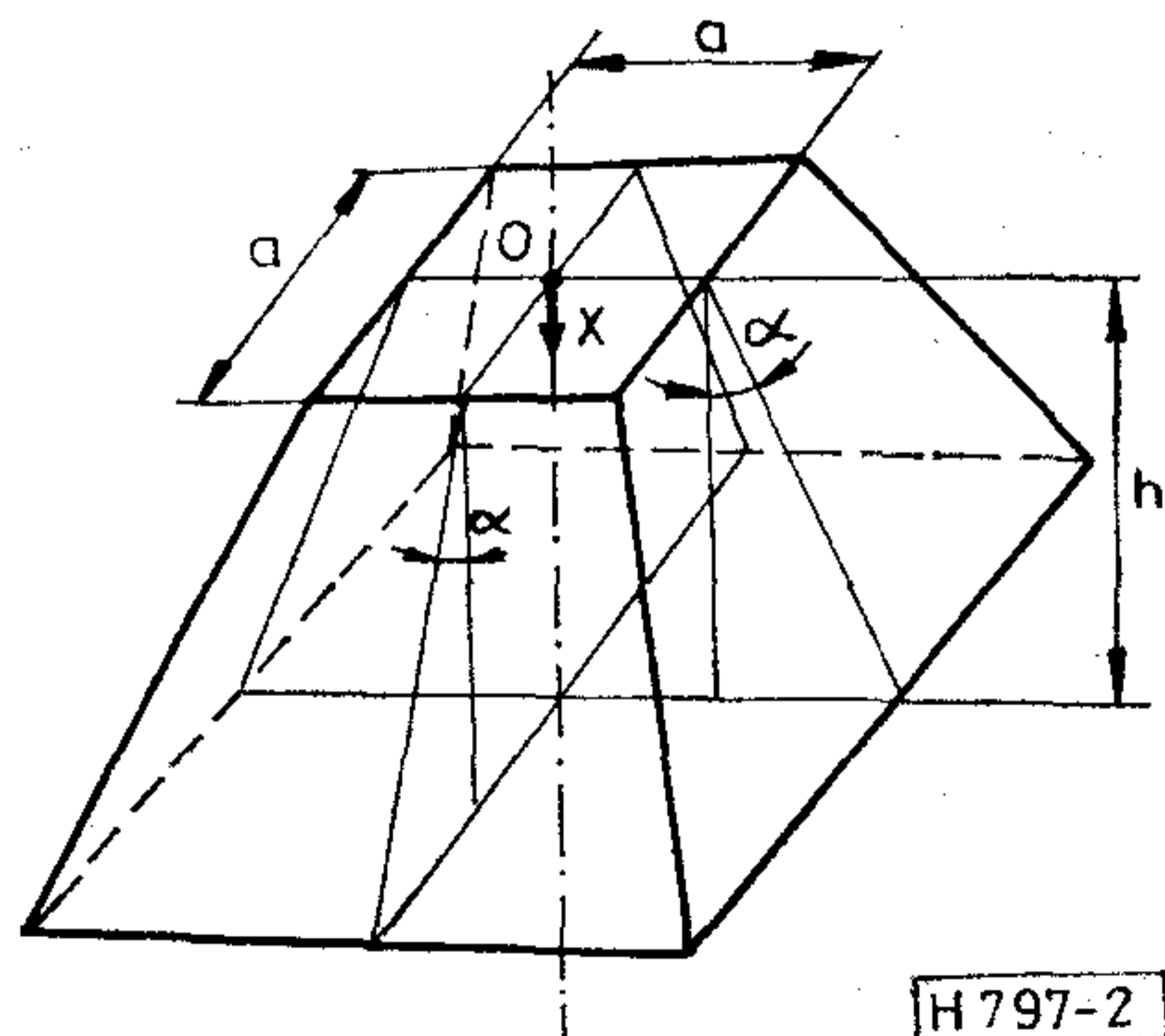
Az ilyen felület-, ill. térfogatarabok (amelyekhez „csomópontokat” rendelünk) között termikus ellenállásokat (R_T) és termikus kapacitásokat (C_T) lehet definiálni. Ezekkel stacionárius állapot-, ill. tranzienanalízis feladatot oldhatunk meg R_T vagy R_T és C_T figyelembevételével. Az analízis feladat ilyen megoldása egyenértékű a parciális differenciálegyenlet diszkretizálásával [16], [17], [18].

— Az elektromos-termikus analógiai módszer a termikus probléma és a koncentrált paraméterű hálózatok közelítő analógiájának elvén alapszik. A termikus viselkedést modellező hálózatban minden csomópontpár között a hűtőknek megfelelő termikus impedancia helyezkedik el [19], [20], [21], [25]. Így a termikus analízisben az elektromos hálózatok szimulációjára kidolgozott számítógép-programok jól felhasználhatók.

A következőkben a 2. részben tárgyalt nagybonyolultságú mikroelektronikai eszközök és áramkörök konstrukciós jellemzőit figyelembe vevő általános termikus modell alapján kidolgozott szimulációs számítási módszert mutatunk be. Ez a módszer az elemi közelítő termikus modelleken alapszik. Itt csak a stacionárius állapot szimulációjához szükséges modell megadására szorítkozunk, tekintettel arra, hogy ez a gyakorlati feladatok esetén a leglényegesebb kérdés. Az elemi hőmodelleket „építőkockák”-ként kezeljük. Az eszköz, ill. áramkör termikus modelljét — növekvő sorszámú konstrukciós szintekkel jellemzett — építőkockákból építjük fel.

4. Elemi közelítő modellek

Az általános termikus modell minden hőforrásához két különböző irányú hűtőt rendelhetünk (vízszintes és függőleges, l. az 1. ábrát), amelyeket az elemi hőmodellek alapján írhatunk le. Más szóval egy 3 dimenziós feladatot két részfeladatra bonthatunk: az egyik egydimenziós (függőleges irányú); a másik két-dimenziós (vízszintes irányú). Természetesen e felbontást nem lehet bármely feladatra alkalmazni. Meg kell jegyeznünk, hogy a mikroelektronikai eszközök és áramkörök konstrukciós sajátosságai ti. az



2. ábra. A csonkagúla hőmodellhez tartozó térfogatelem a : a hőforrás mérete [mm], h : a hordozó közeg vastagsága [mm], λ : a hordozó közeg hővezetési tényezője $\left[\frac{W}{mmK}\right]$, α : a szétterjedési szög

alapvetően síkbeli elrendezés) miatt ez a felbontás indokolt. Amennyiben helyes elemi modelleket választunk, akkor megfelelő pontosságú eredményeket érhetünk el.

Az alábbiakban először megadjuk az összes szóban forgó elemi modell termikus ellenállását. Az elemi modellek felosztása a hűtők és a hőforrás alakja szerint történik.

4.1. A csonkagúla hőmodell

Egy meghatározott méretű hőforrásból származó hőmennyiség igen nagy része egy meghatározott alakú hordozóközegdarabban terjed szét. Legyen a két-dimenziós feltételezett kiterjedésű és a hordozóközeg felületén elhelyezkedő hőforrás mérete: $a \times a$ (mm), ekkor az előbbi meghatározott hordozóközegdarab közelítőleg csonkagúlaként kezelhető (2. ábra). Ez a közelítés az irodalomban többször előfordul [10], [20], [16].

Ha λ konstans és a csonkagúla keresztmetszeti felületei (a hőforrás síkjával párhuzamos) izoterm felületek (ez a mikroelektronikai eszközök és áramkörök hordozói esetén feltételezhető), akkor a 2. ábrán levő alakzat termikus ellenállása egyszerűen számítható:

$$R_T = \frac{1}{\lambda} \int_0^h \frac{dx}{A(x)}, \quad (4)$$

ahol

$$A(x) = (a + 2x \operatorname{tg} \alpha)^2,$$

tehát

$$R_T = \frac{h}{\lambda a(a + 2h \operatorname{tg} \alpha)}. \quad (5)$$

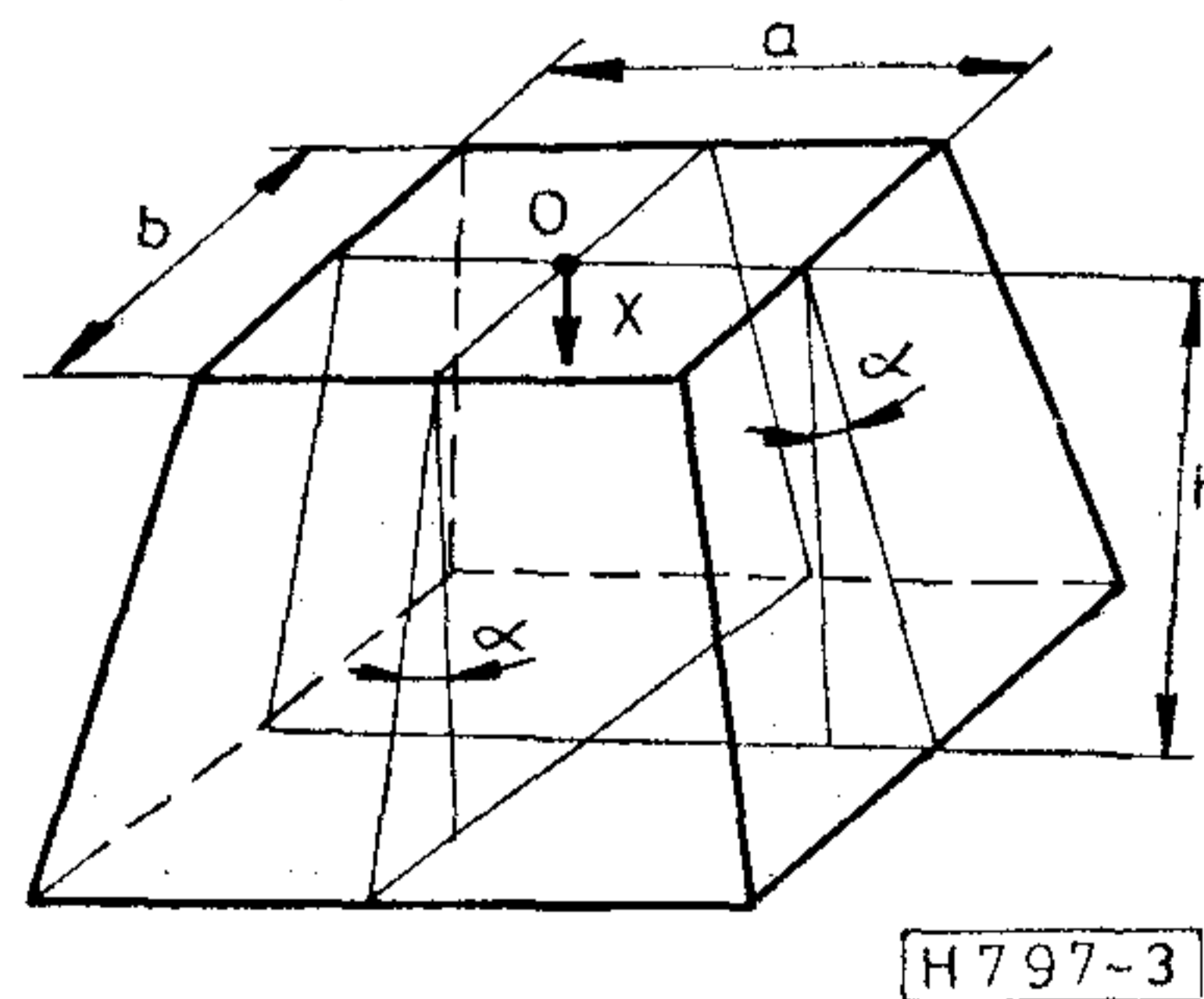
Az α -szög meghatározására a későbbiekben kerül sor.

4.2. Az elfajuló csonkagúla hőmodell

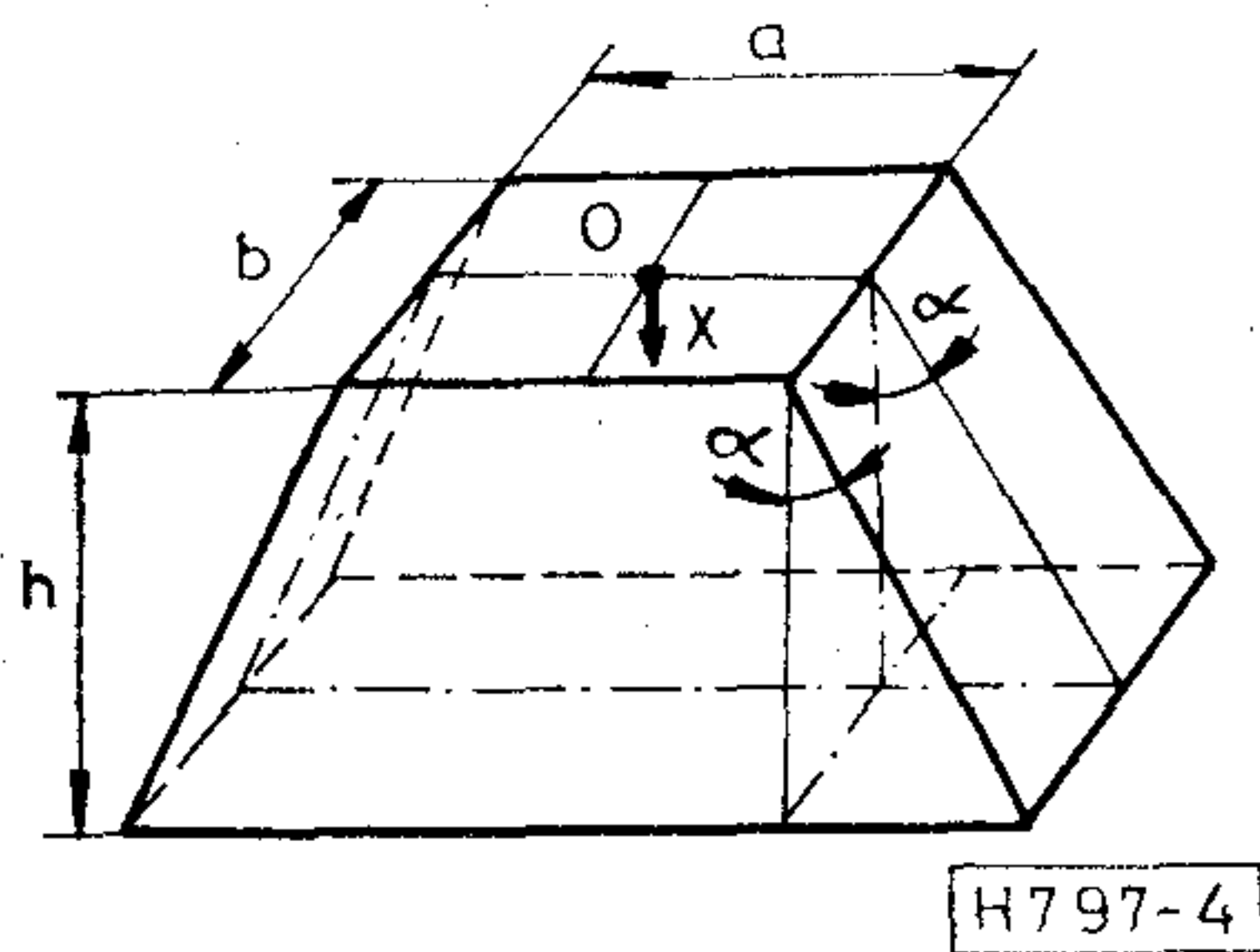
A hőmodell a 3. ábrán látható. A hőforrás mérete: $a \times b$, [mm]. A többi feltétel azonos a 4.1. pontbeli feltételekkel.

A termikus ellenállás (4) alapján számítható:

$$R_T = \frac{1}{\lambda} \int_0^h \frac{dx}{A(x)} = \frac{1}{2\lambda(a-b) \operatorname{tg} \alpha} \ln \frac{a(2h \operatorname{tg} \alpha + b)}{b(2h \operatorname{tg} \alpha + a)} \quad (6)$$



3. ábra. Az elfajuló csonkagúla hőmodellhez tartozó térfogatelem



4. ábra. Az egyenlőszárú trapézszelét hőmodellhez tartozó térfogatelem

felhasználva, hogy

$$A(x) = (a + 2x \operatorname{tg} \alpha) \cdot (b + 2x \operatorname{tg} \alpha), \quad \text{és} \quad \alpha > 0,$$

$$\left(\alpha = 0 \text{ esetén } R_T = \frac{h}{\lambda \cdot a \cdot b} \right).$$

4.3. Egyenlőszárú trapézszelét hőmodell

A modellt a 4. ábra mutatja. Ebben az esetben csak az $A(x)$ függvény különbözik a 4.2. pontbeli viszonyoktól:

$$A(x) = b \cdot (2x \operatorname{tg} \alpha + a) \quad \text{és} \quad \alpha > 0.$$

A termikus ellenállás:

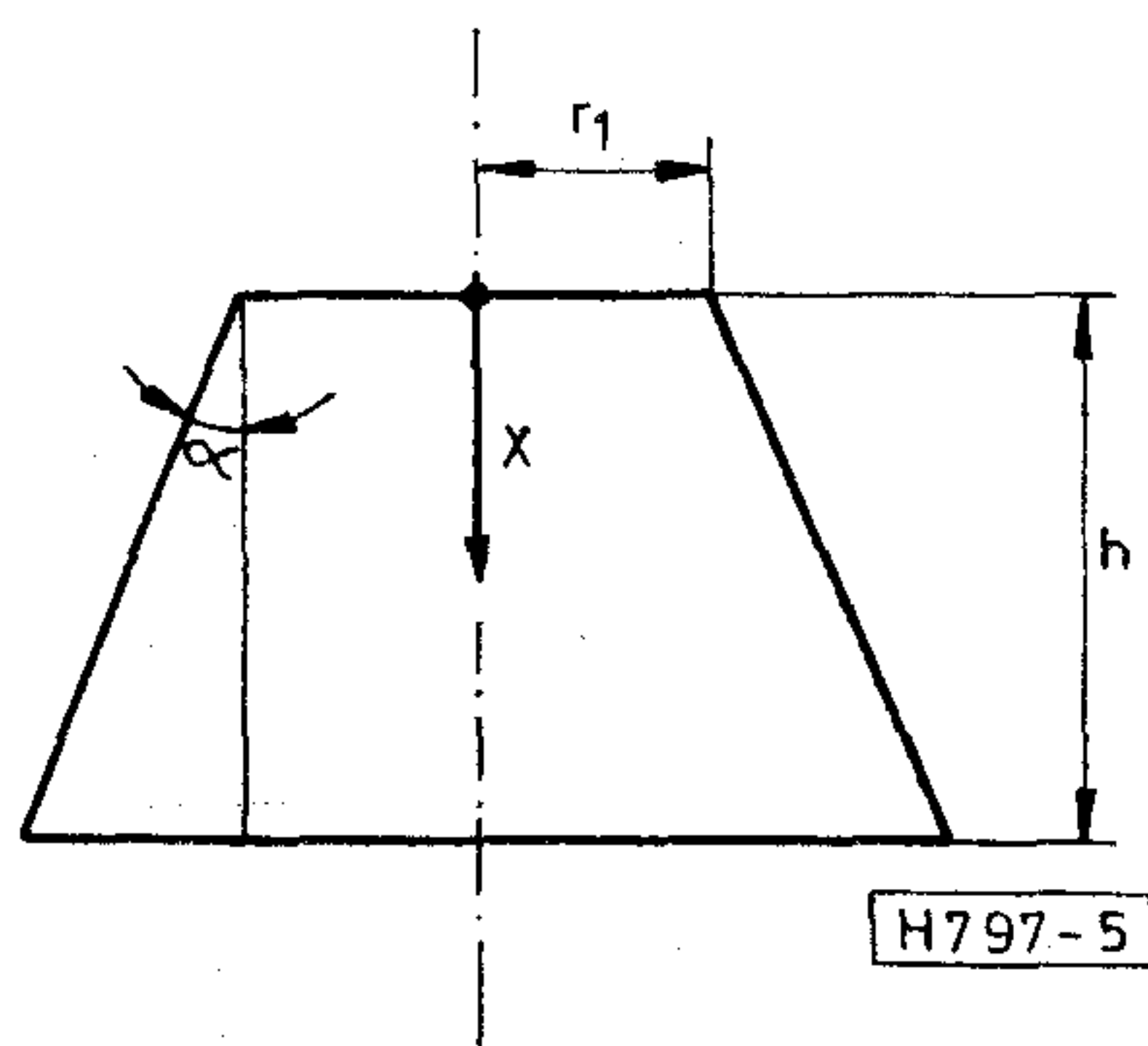
$$R_T = \frac{1}{\lambda} \int_0^h \frac{dx}{A(x)} = \frac{1}{2\lambda \cdot b \cdot \operatorname{tg} \alpha} \ln \left[1 + \frac{2h \cdot \operatorname{tg} \alpha}{a} \right]. \quad (7)$$

4.4. A csonkakúp hőmodell

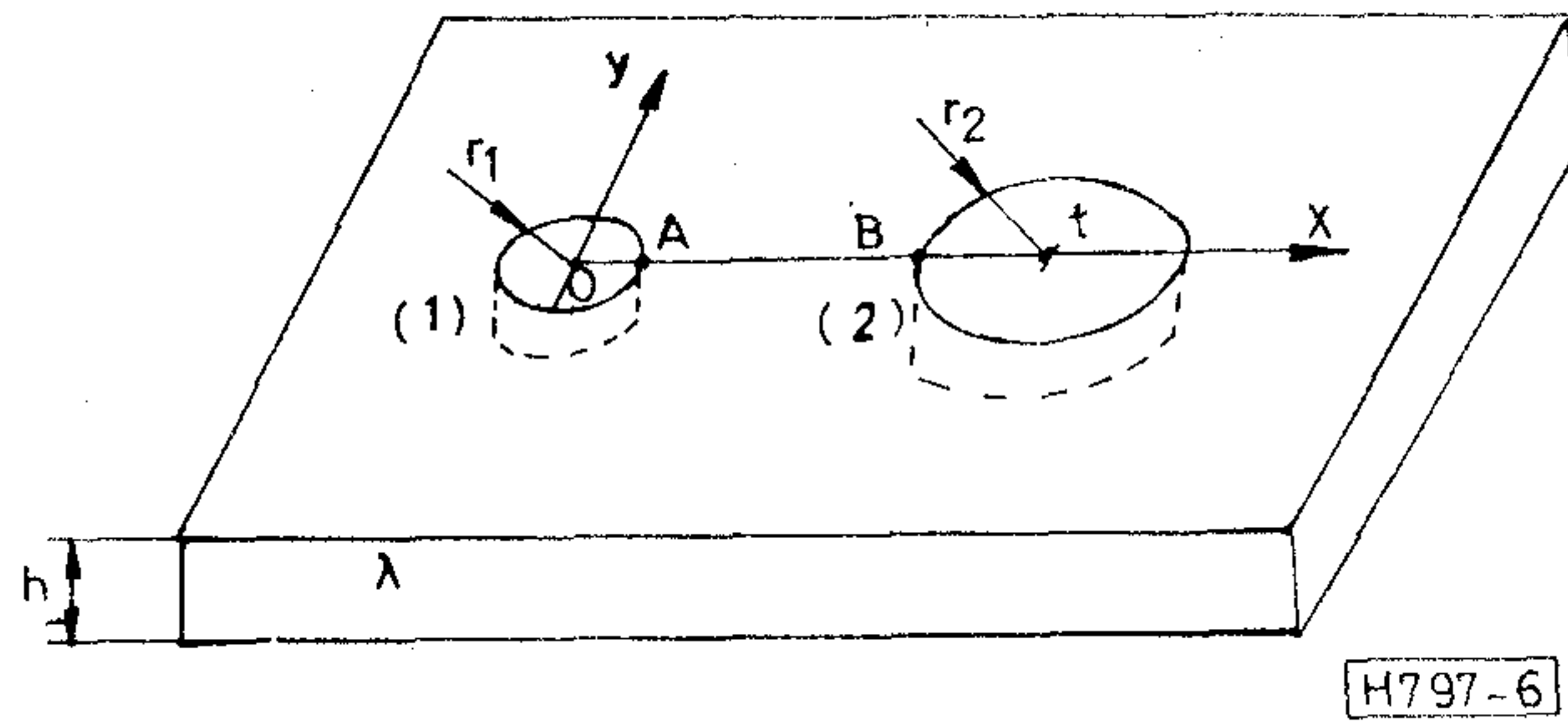
A gyakorlatban sok esetben a hőforrások korong alakúaknak tételezhetők fel, ezért a termikus ellenállás a csonkakúp modell alapján számítható (l. az 5. ábrát).

Legyen a hőforrás r_1 sugarú kör alakú, a hordozó vastagsága: h és hővezetési tényezője: λ . A termikus ellenállás:

$$R_T = \frac{1}{\lambda} \int_0^h \frac{dx}{A(x)} = \frac{h}{\pi \cdot \lambda \cdot r_1 (r_1 + h \cdot \operatorname{tg} \alpha)} \quad (8)$$



5. ábra. A csonkakúp hőmodellhez tartozó térfogatelem keresztmetszete



6. ábra. A hőforrások közötti hőút modelljéhez tartozó geometriai elrendezés

felhasználtuk, hogy

$$A(x) = \pi (r_1 + x \operatorname{tg} \alpha)^2.$$

4.5. A hőforrások közötti hőút modellje (hőcsatolási modell)

Az egyes rétegeken belül a következő modell a csatolási termikus ellenállás számítására alkalmazható. A modellt a 6. ábra mutatja.

A számítás egyszerűsítése kedvéért az (1.)- és (2.)-hőforrásokat kör alakúaknak tekintjük. Ekkor fennáll a következő ekvivalenciaösszefüggés:

$$a \times b = \pi r^2 \quad (9)$$

ahol a , b : a négyszögletes hőforrás méretei,
 r : az ekvivalens hőforrás sugara.

Legyen egy nagy kiterjedésű, de véges vastagságú (h) hordozólapon két különböző sugarú (r_1 és r_2) kör alakú hőforrás, középpontjaikkal egymástól t -távolságban. Az origóban levő (1.)-hőforrás hőmérséklete állandó: T_1 . A második hőforrás (2.) az $(x=t, y=0)$ pontban van és hőmérséklete szintén állandó: T_2 . Tételezzük fel, hogy Φ hőáram a környezetből (1.)-be és (2.)-ből a környezetbe folyik, és más áramlás nincs. Most határozzuk meg a két hőforrás közötti (pontosabban két különböző izoterm felülettel rendelkező korong alakú test közötti) termikus ellenállást.

Az (1.)-forrás környezetében, annak hatására a hőmérséklet a következő függvény szerint változik a hordozón [20], [22]:

$$T_1(x, y) = T_1 - \frac{\Phi}{2\pi \cdot \lambda \cdot h} \ln \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{r_1}. \quad (10)$$

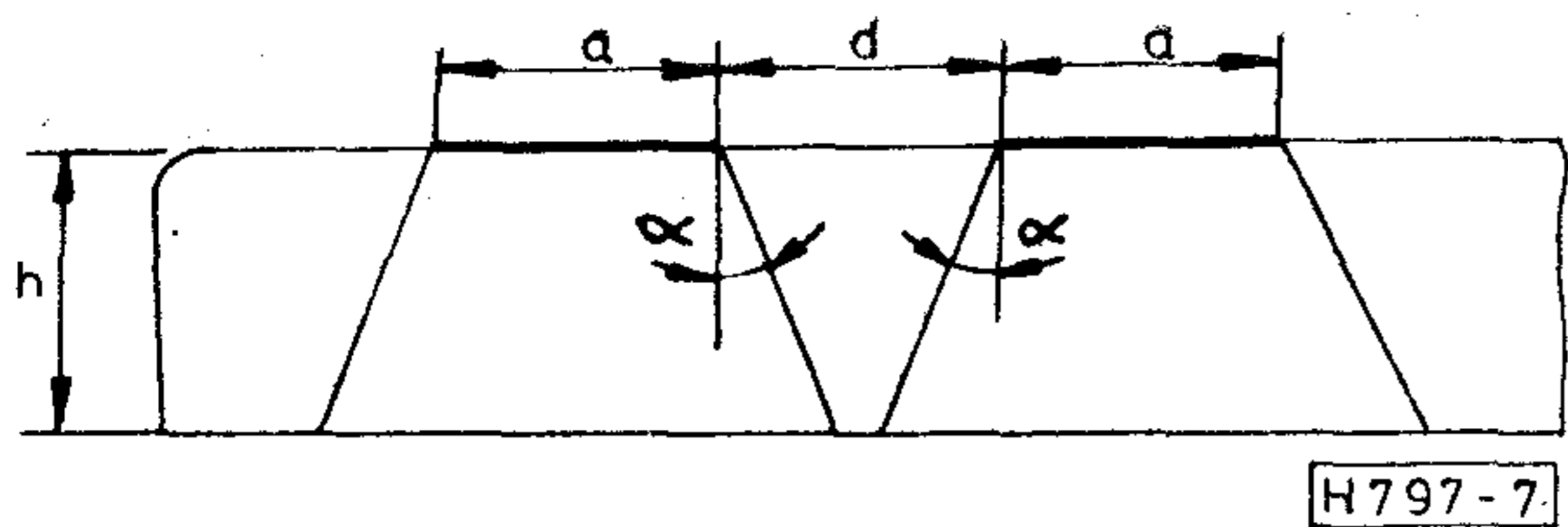
Hasonlóan a (2.)-forrás környezetében, annak hatására a hőmérséklet helyfüggése a hordozón az alábbi:

$$T_2(x, y) = T_2 + \frac{\Phi}{2\pi \cdot \lambda \cdot h} \ln \frac{\sqrt{(x-t)^2 + y^2}}{r_2}. \quad (11)$$

(Itt Φ iránya ellentétes és a (2.)-forrás helykoordinátái: $x=t, y=0$.)

A (10) és (11) segítségével a két forrás perempontjának hőmérséklete (T_A és T_B) számítható:

$$T_A = T_1 + T_2(x, y) \Big|_{\substack{x=r_1 \\ y=0}} = T_1 + T_2 + \frac{\Phi}{2\pi \lambda h} \ln \frac{t-r_1}{r_2}, \quad (12)$$



7. ábra. A szomszédos hőforrások közötti távolság és a szétterjedési szög összefüggésének becsléséhez

és

$$T_B = T_2 + T_1(x = t - r_2; y = 0) =$$

$$= T_2 + T_1 - \frac{\Phi}{2\pi\lambda h} \ln \frac{t - r_2}{r_1} \quad (13)$$

Ezek után a csatolási termikus ellenállás (12) és (13) alapján számítható:

$$R_T = \frac{T_A - T_B}{\Phi} = \frac{1}{2\pi \cdot \lambda \cdot h} \ln \frac{(t - r_1)(t - r_2)}{r_1 \cdot r_2} \quad (14)$$

4.6. A szétterjedési szög (α) becslése

Az α -szög fontos paraméterként szerepel az (5), (6), (7) és (8) összefüggésben. E szög meghatározása egzakt módon nagyon nehéz.

A gyakorlatban α értékét egyes konkrét esetekben kísérleti úton határozzák meg. Pontosabb érték hiányában általában $\alpha = 45^\circ$ -ot szoktak alkalmazni. Ez elég durva közelítés, viszont a számítás egyszerűsíthető [20], [16]. Az α -szög jobb közelítésű megválasztása elsősorban a vizsgálandó modell geometriai paramétereitől függ.

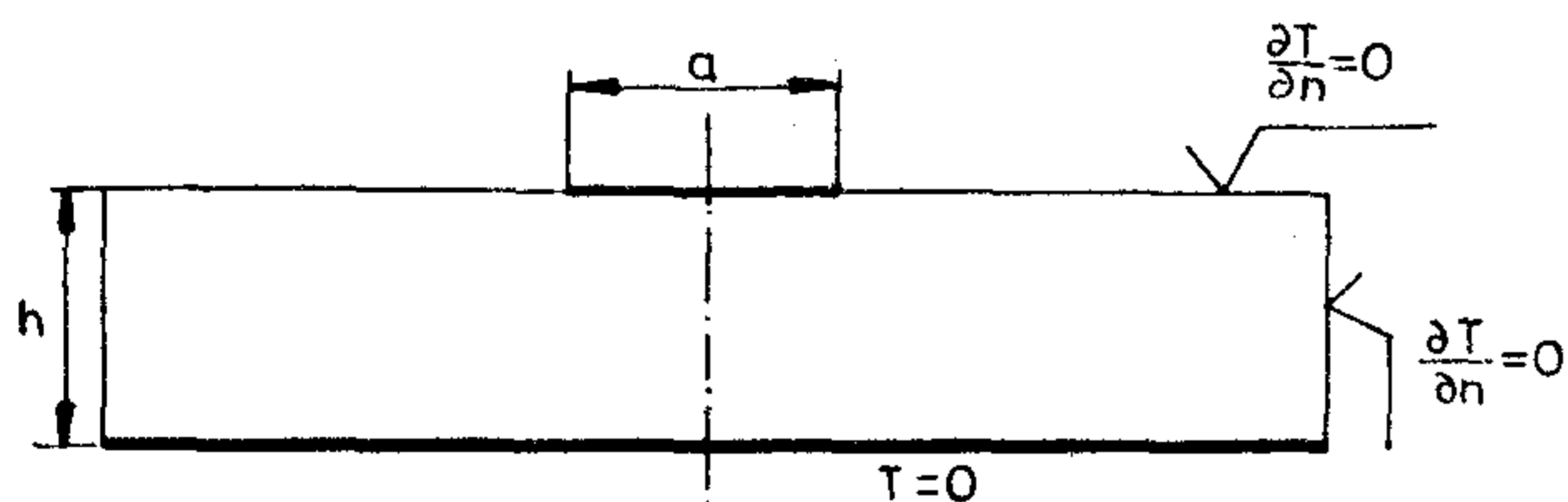
Az első kikötés a szomszédos források közötti távolságból adódik (7. ábra): szükséges, hogy

$$\text{tg } \alpha \leq \frac{d}{2h} \quad (15)$$

legyen, ahol d a két szomszédos forrás közötti távolság,
 h a hordozó vastagsága.

(Pl. $d = 2h$ esetén $\alpha_{\max} = 45^\circ$.)

A gyakorlatban számos technológiai és tervezési



A hordozó: Al_2O_3

$h = 0,8$ [mm]

$\lambda = 0,035$ $\left[\frac{\text{W}}{\text{mm} \cdot \text{K}}\right]$; [28]

A hőforrás mérete: $a \times a$ [mm²]

H797-8

8. ábra. A szétterjedési szög becslésénél alkalmazott elrendezés.

szempont miatt két hőforrás nem kerülhet nagyon közel egymáshoz, ezért a (15) feltétel általában teljesül.

Másik fontos paraméter az α -szög megválasztásának szempontjából a hőforrás mérete a hordozó vastagságához viszonyítva. Ezzel kapcsolatban néhány kísérletet végeztünk. A vizsgált elrendezést a 8. ábra mutatja.

Tegyük fel, hogy egy nagy méretű, 0,8 mm vastagságú kerámia hordozón egy $a \times a$ [mm] méretű hőforrás van. A hordozó alsó felülete hűtőtömbhöz van ragasztva, így az alsó felület hőmérséklete gyakorlatilag közel azonos a környezetével, amelyet 0-nak tételeztünk fel. A hordozó többi felülete legyen adiabatus, azaz a felületeken a hőmérsékletgradiens normális komponense nulla. A forrás hőteljesítménye legyen a vizsgált példában: 1,2 W. 6 tipikus esetet vizsgáltunk, ezekben rendre $a = 0,1; 0,4; 0,8; 1,6; 4; 6$ [mm] a hőforrás mérete. A hővezetési parciális differenciálegyenletet a véges differenciák módszerével megoldó EMFIELD numerikus matematikai programrendszer [26] segítségével meghatároztuk a fenti elrendezés hőmérsékleteloszlását és az izotermákat grafikusán is megjelenítettük.

A 9. ábra (9a; b; c) bemutatja az izotermákat abban az esetben, amelyben feltételeztük, hogy a hordozó állandó teljesítménysűrűségű, különböző méretű hőforrásokat tartalmaz. A 9d ábra szemlélteti az állandó hőmérsékletűnek feltételezett elrendezés izotermvonalait (pontosabban az izotermfelületek metszeteit).

Az izotermák képéből arra a következtetésre juthatunk, hogy minél nagyobb a hőforrás mérete a hordozó vastagságához (vagyis a hőút hosszához) viszonyítva, annál inkább érvényes az a — 4.1...4.4. pontokban használt — feltételezés, amely szerint az izoterm felületek a hőáram túlnyomó részében párhuzamosak a hőforrás síkjával (vö. $A(x)$ a 4.1...4.4. pontokban). Számszerűsítve, jó közelítéssel azt mondhatjuk, hogy ha

$$\frac{a}{h} \geq \frac{1}{2} \quad (16)$$

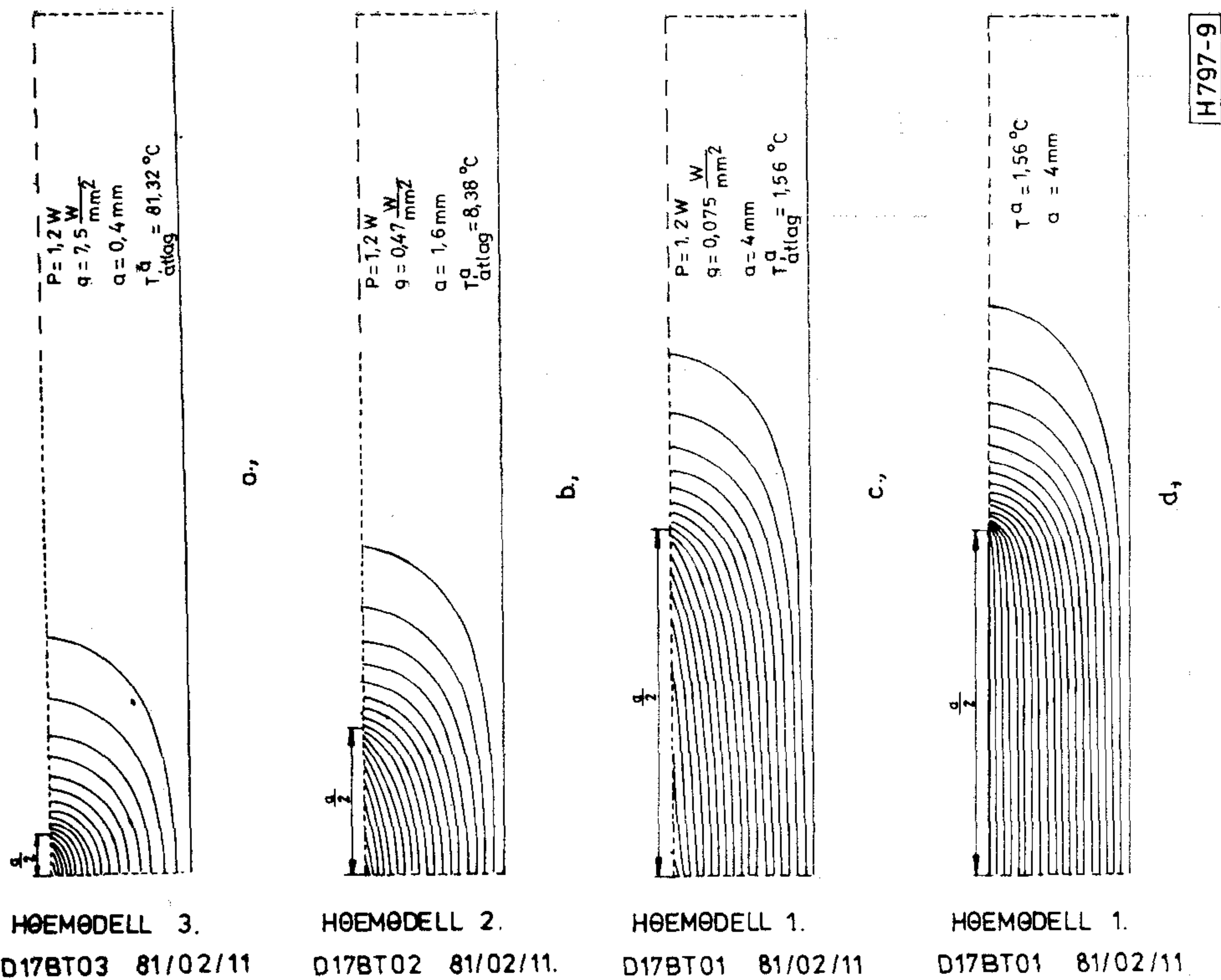
fennáll, akkor $A(x)$ izoterm felületnek tekinthető.

Ennél kisebb $\frac{a}{h}$ értékek esetén az izoterm felületek képe közeledik a pontszerű forrás teréhez (l. a 9a ábrát). Az utóbbi számítására közismert módszerek alkalmazhatók.

Általában a mikroelektronikai eszközökben és áramkörökben a (16) feltétel fennáll, mivel a hőtermelő területek méretei összemérhetők a hordozó vastagságával, sőt legtöbb esetben nagyobbak mint a hordozó vastagsága.

Az izoterma számítási adatok alapján számítottuk a 8. ábrán levő elrendezés termikus ellenállását különböző $\frac{a}{h}$ -értékek esetére. Összehasonlítva ezeket az eredményeket a (7) képlet alapján számolható termikus ellenállás eredményeivel ($a = b$ esetre), egy

$\alpha = \alpha\left(\frac{a}{h}\right)$ görbe javasolható jó közelítésként (l. 10. ábrát). Megjegyzendő, hogy α értéke a tapasztalatok



9. ábra. Az állandó teljesítménysűrűségű hőforrást tartalmazó hordozó-elrendez és izoterm felületeinek metszete

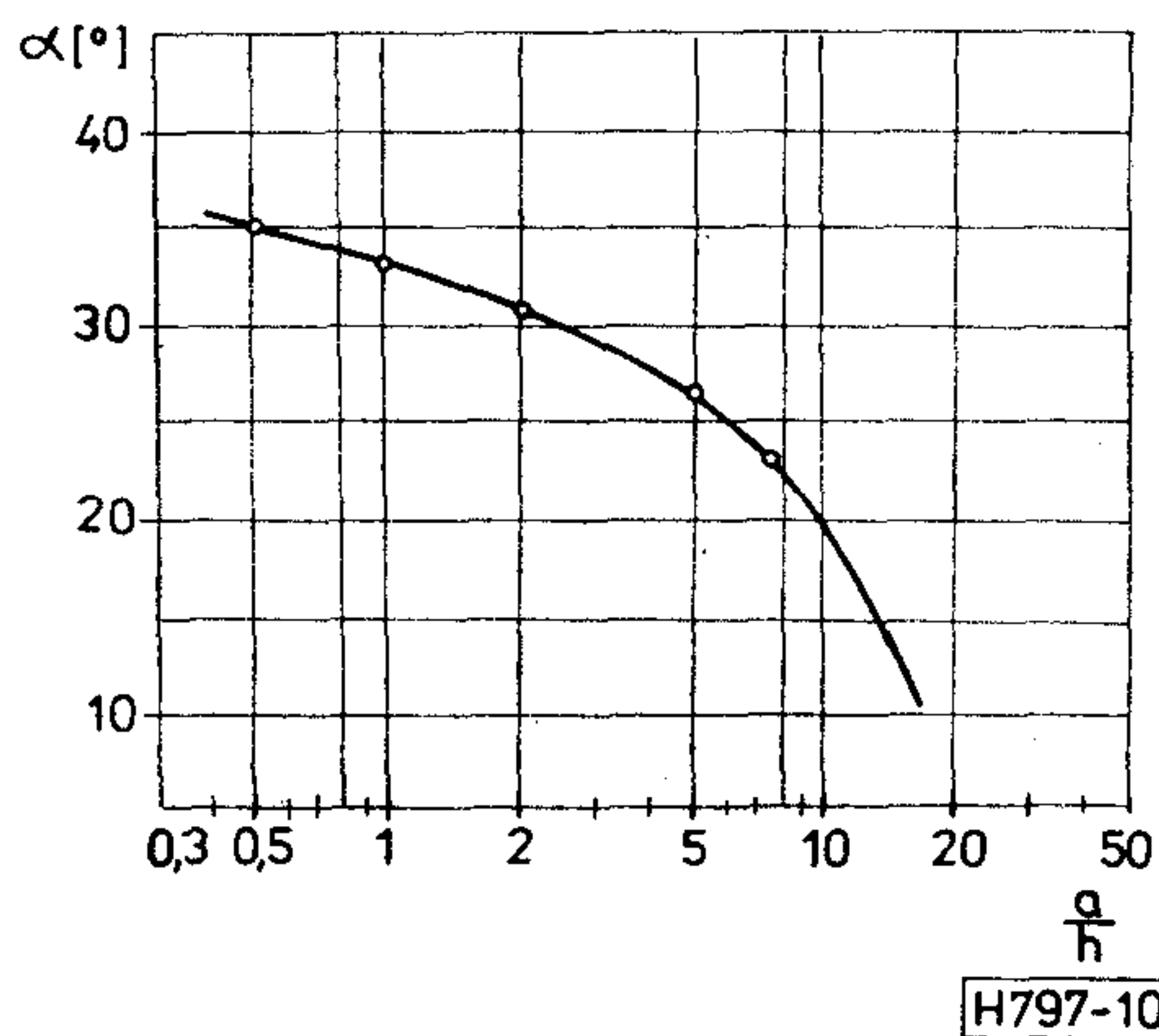
szerint csak $\frac{a}{h}$ értékétől függ és a tett feltételek mellett nem függ az anyagállandóktól.

5. A számítási módszer használata

Az elemi termikus modellek ismertetése után vázoljuk fel a termikus analízis egy lehetséges módszerét.

A bemenő adatok a következők:

- Az eszköz, ill. az áramkör geometriai paraméterei.
- Az alkalmazott anyagok hőjellemezője (λ).



10 ábra. A szétterjedési szög a geometriai jellemzők függvényében

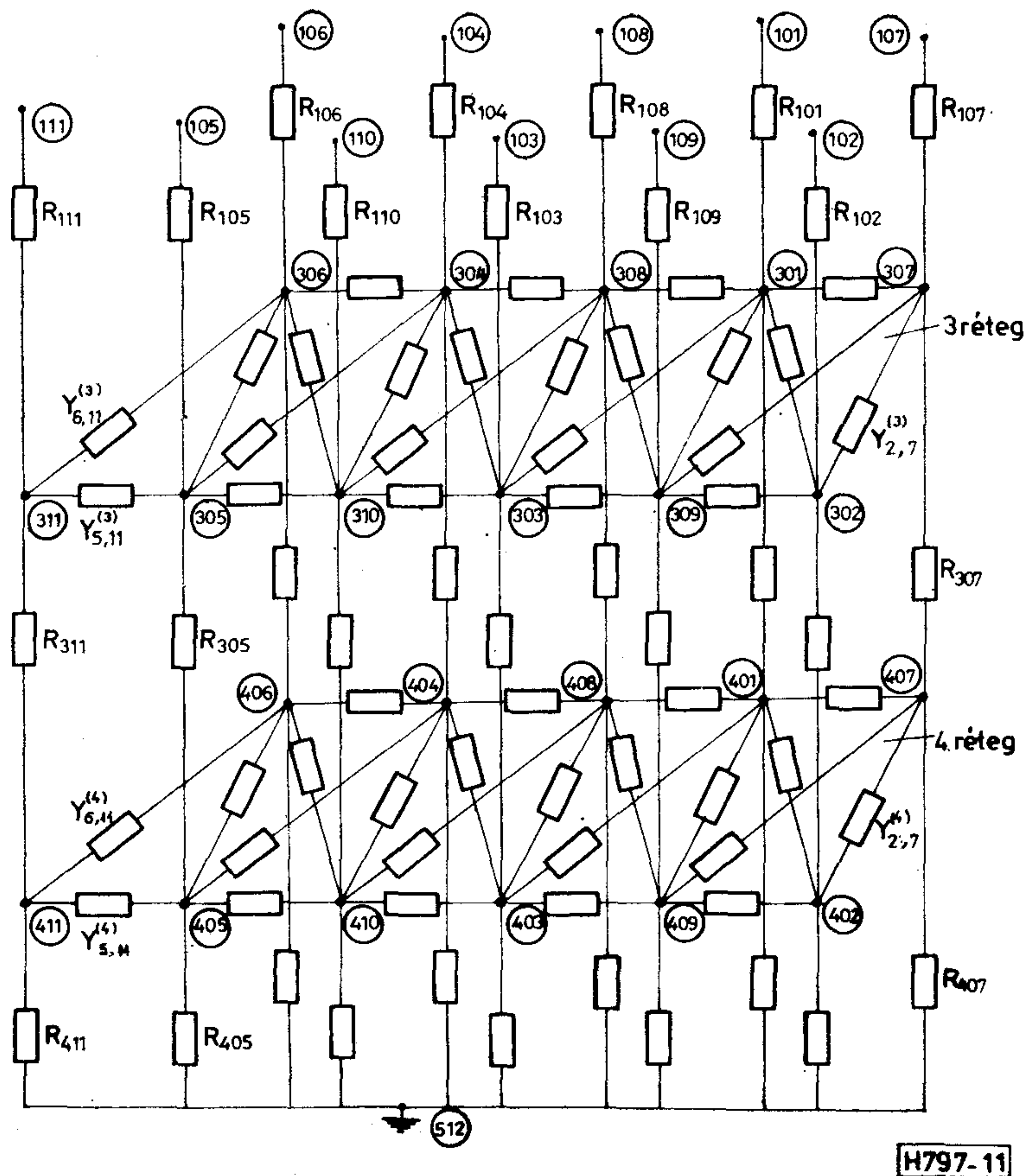
- A környezet hőparaméterei (T, α).
- A hőforrások méretei, disszipációteljesítményei.

A számítási lépések:

1. Minden forráshoz egy csomópontot rendelünk, és ezekre egy-egy független áramgenerátort kötünk (ha a forrás hőmérséklete adott, akkor független feszültséggenerátort alkalmazunk). Az áramgenerátorok a hőforrások hőáramát, a feszültséggenerátorok a hőforrások hőmérsékletét reprezentálják a termikus-elektromos ekvivalenciának megfelelően. A vizsgált eszköz, ill. áramkör struktúra további — termikus szempontból jellemző — térbeli pontjaiban további csomópontokat veszünk fel; az így kialakult térbeli csomóponthálózat pontjai általában a hőforrásokból, valamint az ezek alatt az egyes — termikus paramétereikben eltérő — hordozó és egyéb technológiai rétegek középsíkjaiban elhelyezkedő pontokból adódnak (l. majd példaként a 11. ábrát). Hőmérsékleti referenciapontnak a környezeti hőmérsékletet, ill. az ezt reprezentáló szimbolikus csomópontot célszerű tekinteni.

2. Minden csomópontpár között meghatározzuk a termikus ellenállásokat (ill. konduktanciákat) a különböző elemi modellekkel, éspedig:

- Ha $a=b$ vagy $a \approx b$, akkor az (5) összefüggés alapján (a, b a hőforrás méretei).
- Ha $a \neq b$, akkor a (6) összefüggéssel, de ha $a \gg b$ akkor az elrendezést célszerű több alakra bontani, majd a (7)-tel számolhatunk. Ez a kikötés szükséges a csatolási termikus ellenállás számításához.



11. ábra. A memória áramkör termikus helyettesítő hálózata

- Ha a hőforrás kör alakú, akkor (8) alapján számolunk.
- A csatolási termikus ellenállás számítása a (14) szerint történik (csak az egyes technológiai rétegeken belül, elsősorban a közeli csomópontokra vonatkozóan, nem szükséges minden csomópontpár között a csatolási ellenállást számítani).

3. Bármilyen lineáris DC analízis végrehajtására alkalmas programrendszer futtatása: a kapott hálózat szimulációjának végrehajtása.

4. Kimenő eredmény: a kijelölt csomópontok hőmérséklete. A termikus szimuláció ilyen megvalósításának lényeges tulajdonsága, hogy a vizsgált struktúra belső csomópontjainak hőmérséklete is meghatározható (olyan belső hőmérsékletértékek tehát, amelyek mérési módszerekkel nem határozhatók meg!).

Az előbbieken egy viszonylag egyszerű, áttekinthető termikus analízis módszert ismertettünk, amely egyaránt alkalmazható a

- Félvezető chip (1. szint).
- Hibrid IC (2. szint).
- Nyomatott áramkör (3. szint), egyenként vagy együttes formában történő termikus szimulációjára.

Ami a számítási időt illeti, az ismertett eljárás a gyors módszerek közé tartozik. Emellett lényeges

előnye, hogy nem igényel speciális programokat, és a vázolt feltételek mellett jó eredményt szolgáltat (l. a 6. pontot).

Meg kell jegyeznünk, hogy a konvekciós és sugárzási hőátadást is figyelembe tudjuk venni, mivel ezeknek megfelelő ekvivalens termikus ellenállásokat (R_c , R_r) köthetünk a megfelelő csomópontokhoz. Ezek legegyszerűbb közelítéseit l. pl. [5], [24]-ben.

Figyelembe tudjuk venni a hordozón realizált vezetők termikus hatását is. Ezek modellezését egy későbbi cikkben ismertetjük.

6. Példa

Példaként tekintsünk egy memóriaegységet [10], amely 11 db disszipatív elemet (chipet) tartalmaz egy vastagréteg hibrid áramkörben. A chipek méretei, disszipációs teljesítményei és helykoordinátái az 1. táblázatban találhatóak. A memóriaegység geometriai paramétereit és hőjellemzőit a 2. táblázat ismerteti. A legalsó réteg (tok) alsó felületének hőmérsékletét 0-nak választjuk, az eredmények minden esetben ehhez a referenciaponthoz viszonyított hőmérséklet-különbséget jelentik. Az oldalfelületek és a felső felület (kivéve, ahol chipek vannak) adiabatikusak, mivel a konvekciós és sugárzási hőátadás elhanyagolható. A hőforrásokhoz 11 csomópontot rendelünk (101., 102., ..., 111.; l. a 11. ábrát), amelyekhez 11 db független áramgenerátor van kötve.

A memória áramkör alkatrészeinek adatai [10].

A 11 db chip típusa: 6 db memória meghajtó chip, 2 db dekóder chip és 3 db ellenállás chip.

A chip méretei (a , b), középpontjaik helykoordinátái (x , y) és teljesítményei (P):

Elem sorsz.	x (mm)	y (mm)	a (mm)	b (mm)	P (W)
1.	16,48	3,835	2,006	2,565	0,637
2.	20,243	8,356	2,006	2,565	0,637
3.	12,19	8,356	2,006	2,565	0,637
4.	8,483	3,835	2,006	2,565	0,637
5.	5,537	8,536	2,006	2,565	0,637
6.	4,32	3,355	2,006	2,565	0,637
7.	20,59	2,641	1,32	1,701	0,275
8.	12,59	2,463	1,371	1,905	0,242
9.	16,48	8,23	1,27	1,27	0,250
10.	8,94	8,23	1,27	1,27	0,250
11.	1,88	8,23	1,27	1,27	0,250

2. táblázat

Memória áramkör adatai [10].

A hordozó mérete: $L_1 = 22,86$ mm, $L_2 = 11,43$ mm.

A rétegek adatai:

Réteg sorszáma.	$\lambda \left[\frac{W}{mm \cdot K} \right]$	vastagsága [mm]	megjegyzés
1.	0,0016	0,0508	epoxy-réteg
2.	0,00201	0,128	vastag-réteg
3.	0,0201	0,762	hordozó
4.	0,0167	0,511	kovar tok

A további csomópontok az egyes rétegek (l. 2. táblázat) középsíkjában, a chip középpontjai alatt levő térbeli pontoknak felelnek meg. A teljes hálózattól ($5 \times 11 + 1 = 56$ csomópont, $5 \times 11 + (4 \times 55) = 275$ termikus ellenállás) az egyszerűség kedvéért a chiphez tartozó csomópontok mellett csak a két utolsó réteg csomópontjait, valamint a referenciacsomópontot vettük figyelembe (az 1. és 2. rétegbeli csatolási termikus ellenállások hatását nem vettük figyelembe, mivel ezek több nagyságrenddel nagyobbak a függőleges irányú termikus ellenállásoknál). Ez, mint látni fogjuk, jó közelítést eredményez.

Az egyszerűsített termikus ellenállás-hálózatot a 11. ábra mutatja (34 csomópont és 79 hőellenállás). A termikus ellenállásokat az (5), (6) és (14) összefüggések és a 10. ábrán levő görbe (szétterjedési szög meghatározása) alapján számítottuk.

A szimulációs feladatot a Távközlési Kutató Intézet ANAL-11 programjával [27] oldottuk meg R-30 számítógépen.

Az eredmény (minden csomópontoz tartozó hőmérséklet) a 3. táblázatban található.

A program által kapott eredmény jól közelíti a [10]-ben közölt, az infravörös mikroszkóppal mért eredményt (l. a 3. táblázatban).

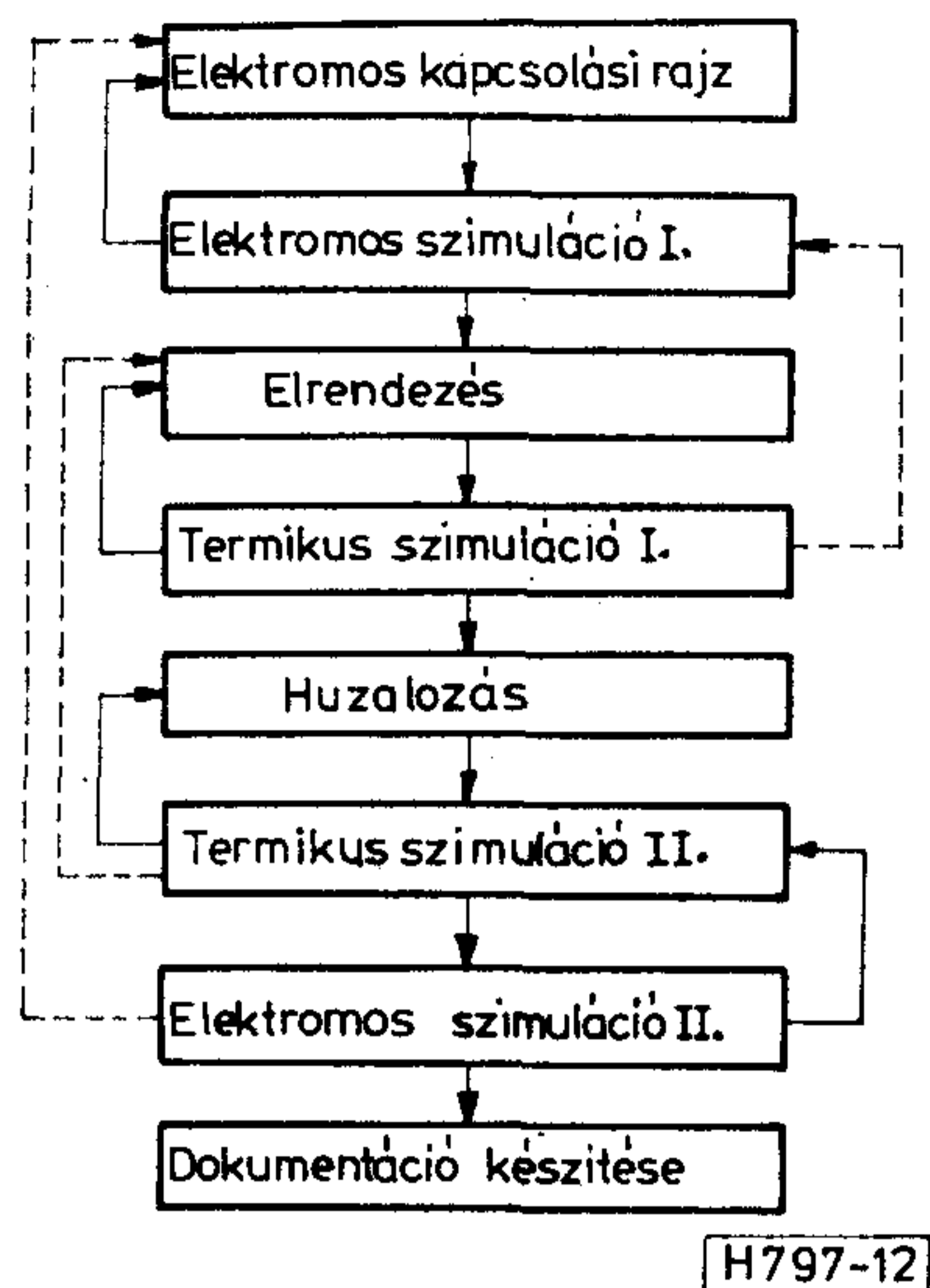
Megjegyzendő, hogy a számított értékek a csomópontok hőmérsékletét — azaz a chip átlaghőmérsékletét — mutatják, ezért kissé eltérnek a mért értékektől.

Csomópont sorszáma	Számított eredmény [°C]	Mért eredmény [°C] [10]
101	16,97	18
102	17,04	18
103	17,04	18
104	17,06	18
105	17,12	18
106	17,12	18
107	16,36	17
108	13,02	13
109	20,46	24
110	20,55	24
111	20,62	24
301	3,12	
302	3,19	
303	3,18	
304	3,21	
305	3,27	
306	3,26	
307	2,81	
308	2,74	
309	3,15	
310	3,23	
311	3,30	
401	0,78	
402	0,81	
403	0,79	
404	0,81	
405	0,82	
406	0,83	
407	0,68	
408	0,68	
409	0,71	
410	0,76	
411	0,73	

7. A termikus analízis szerepe és helye egy komplex tervező rendszerben

Ahhoz, hogy egy eszköz, áramkör vagy berendezés helyesen működjék, nagyon fontos, hogy az elektromos és termikus tervezés már a tervezési folyamat kezdetén párhuzamosan folyjék. A növekvő szerelési sűrűségekből és működési sebességekből adódó egyre nagyobb disszipációsűrűségek miatt a termikus tervezés egyre fontosabb lépéssé válik az áramkörök konstrukciós tervezésében.

A termikus effektusokat figyelembe vevő tervezés és ezen belül az együttes elektromos-termikus szimuláció általában csak iteratív úton valósítható meg. Bizonyos esetben azonban (elsősorban az 1. szintnél, azaz a félvezető chip esetén) szimultán iterációs úton, tehát együttes elektromos-termikus szimulációval lehet és célszerű megoldani az elektromos és termikus változókra vonatkozó egyenleteket [23]. Az első konstrukciós szintnél ugyanis a hőátadó közeg (Si) képes mind az elektromos áram (töltés) mind hőáram (energia) hatékony továbbítására, ezért a [23]-ban közölt módszer jól alkalmazható. A második szinttől kezdve (HIC-hordozón és nyomtatott lapon) azonban külön kell vizsgálni a termikus viszonyokat, majd ennek alapján az újra meghatározott elektromos modellparaméterekkel új elektromos szimulációt kell végrehajtani, ami új elektromos munkapontokat, tehát új disszipációs értékeket eredményez. Ezekkel újabb termikus szimuláció végezhető el stb. Az így — iteratív úton elvégzett — szimuláció



12. ábra. A termikus analízis helye és szerepe az áramkörök tervezési folyamatában

alapján, szükség esetén az áramkör elektromos és konstrukciós modelljének módosítására is sor kerülhet.

A termikus analízisnek egy komplex tervező rendszerben betöltött szerepét és helyét az előbbiek alapján a 12. ábra blokksémája mutatja. A blokksémában a „Termikus szimuláció I” fázis közelítő (és a huzalozás hatását természetesen figyelmen kívül hagyó) termikus modellekkel a durva termikus problémákat már kiszűri, a „Termikus szimuláció II” fázis pontosabb és teljesebb termikus modelljei pedig a kisebb súlyú, de az áramkör helyes viselkedését még meghatározó káros hőeffektusok felismerését segítik. A 12. ábra egyes tervezési fázisai (blokkjai) közötti visszacsatolások egyrészt az iteratív termikus-elektromos szimuláció sorozatot (jobb oldali visszacsatoló nyilak), másrészt a felismert termikus problémák következtében esetleg szükségessé váló elektromos, ill. konstrukciós modellmódosításokat (bal oldali visszacsatoló nyilak) jelölik. A folytonos vonallal jelölt visszacsatoló nyilak a gyakrabban alkalmazott visszacsatolásokra, a szaggatott vonallal jelölt visszacsatoló nyilak a ritkábban alkalmazott visszacsatolásokra utalnak. A blokkséma természetesen csak vázlatos jellegű és nem tartalmaz egyes olyan részleteket, mint pl. a parazita (nemkívánatos elektromos) effektusok figyelembevételét szolgáló szimuláció, melynek a tervezési folyamatba való beépítése hasonló a termikus szimulációéhoz.

Megjegyzendő, hogy az elektromos és az egyéb konstrukciós modellekhez hasonló a gyakrabban előforduló konstrukciós részletek termikus modelljei is adattárban tárolhatók.

8. Összefoglalás

A nagybonyolultságú mikroelektronikai eszközök és elektronikai áramkörök konstrukciós jellemzőit elemelve, egy hierarchikus rendszerhez jutottunk, amely 3 konstrukciós szintet tartalmaz. Megmutat-

tuk, hogy minden szinten egy általános szintfüggetlen termikus modellt használtunk a termikus szimuláció során. Ez a modell olyan elemi termikus modellekből áll, amelyeket „építőkövek”-ként kezelhettünk. Az eszköz, ill. áramkör termikus modelljét — bonyolultságának megfelelő számú — „kockák”-kal (elemi modellekkel) építjük fel.

A bemutatott modellezési és szimulációs módszer jól alkalmazható a mikroelektronikai eszközök és elektronikai áramkörök termikus analízisére, de természetesen nem lehet alkalmazni bármely termikus feladatra. Bár az ismertetett modellezési és szimulációs eljárás közelítő jellegű, a tapasztalatok alapján a tervezési szempontokat tekintve kielégítő pontosságú termikus eredményeket szolgáltat. A módszer lényeges előnye, hogy jól illeszkedik egy komplex tervező rendszerbe; a modellek egyszerűek és adattárban tárolhatók; maga az analízis eljárás pedig megegyezik az elektromos szimuláció során alkalmazott lineáris DC analízis eljárással.

Köszönetnyilvánítás

Ezúton szeretném megköszönni mindazoknak a segítségét, akik a cikk létrejöttében közreműködtek. Köszönet illeti dr. Bálint Lajost értékes tanácsaiért és a vele folytatott konzultációkért, dr. Almássy Györgyöt értékes tanácsaiért, Radványi Andrást az analízisprogram futtatásában nyújtott segítségével, Béres Tibort az izotermák számításában nyújtott segítségével.

I R O D A L O M

- [1] H. S. Blanks: The temperature dependence of component failure rate. *Microelectron. Reliab.* Vol. 20., pp. 297–307. 1980.
- [2] D. J. Kinniment—D. A. Edwards: Thermal design in a hybrid system with high packing density. *IEEE Trans. CHMT*, Vol. CHMT—1, No. 2. pp. 176–181. June 1978.
- [3] J. S. Prokop—D. W. Williams: Chip carriers as a means for high density packing. *IEEE Trans. CHMT*, Vol. CHMT—3, No. 3., pp. 297–304. Sept. 1978.
- [4] L. Bálint—L. Haslinger: The role of physical design, packaging and engineering design in integrated CAD-CAM-CAT systems in the electronics. *Proc. CONSTRONIC'80*, Budapest, 1980.
- [5] Almássy G.: Elektronikus készülékek szerkesztése. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1979.
- [6] H. S. Carslaw—J. C. Jaeger: *Conduction of heat in solids*. Clarendon Press. Oxford, 1959.
- [7] J. Ebrahimi: Analysis of thermal impedance for conventional and beam lead IC chips. *IEEE Trans. ED*, Vol. ED—18, No. 12, pp. 1139–1147. Dec. 1971.
- [8] A. G. Kokkas: Thermal analysis of multiple layer structures. *IEEE Trans. ED*, Vol. ED—21, No. 11, pp. 674–681. Nov. 1974.
- [9] W. Maly—A. P. Piotrowski: Heat exchange Optimization technique for high power hybrid IC's. *IEEE Trans. CHMT*, Vol. CHMT—2, No. 2, pp. 226–231. June 1979.
- [10] R. F. David: Computerized thermal analysis of hybrid circuits. *IEEE Trans. PHP*, Vol. PHP—13, No. 3, pp. 283–290. Sept. 1977.

- [11] R. D. Lindsted—R. J. Surty: Steady state junction temperature of semiconductor chips. IEEE Trans. ED, Vol. ED-19, No. 1, pp. 41–44. Jan. 1972.
- [12] R. Castello—P. Antognetti: Integrated circuits thermal modeling. IEEE J. of Solid State Circuits, Vol. 13, No. 3, pp. 362–366. Jun. 1978.
- [13] N. Zommer—D. L. Feucht: Analytical thermal response of a multiple layer device under the semi-infinite approximation. IEEE Trans. ED, Vol. ED-25, No. 4, pp. 441–448. Apr. 1978.
- [14] A. A. Bilotti: Static temperature distribution in IC chips with isothermal heat sources. IEEE Trans. ED, Vol. ED-21, No. 3, pp. 217–226. March 1974.
- [15] G. N. Ellison: The thermal design of an LSI single chip package. IEEE Trans. PHP, Vol. PHP-12, No. 4, pp. 371–378. Dec. 1976.
- [16] V. W. Ruwe—T. D. Slagh: Thermal analysis considerations of hybrid microelectronic circuits. AMSMI Technical Report RG-76-11, Sept. 1975.
- [17] Z. Zdenek: Hibrid integrált áramkörök termikus analízise. CONSTRONIC'76, Budapest, 1976.
- [18] G. K. Baxter—J. W. Anslow: High temperature thermal characteristics of microelectronic packages. IEEE Trans. PHP, Vol. PHP-13, No. 4, pp. 385–390. Dec. 1977.
- [19] R. C. Buchanan—M. D. Reeber: Thermal considerations in the design of hybrid microelectronic packages. Solid State Tech. pp. 39–43. Febr. 1973.
- [20] K. B. Cook et. al.: Computer-Aided thermal analysis of a hybrid multistage active bandpass filter/amplifier. IEEE Trans. PHP, Vol. PHP-12, No. 4, pp. 344–350. Dec. 1976.
- [21] M. H. McLaughlin—N. D. Fitzroy: Thermal chip evaluation of IC packaging. IEEE Trans. PHP, Vol. PHP-8, No. 3, pp. 39–44. Sept. 1972.
- [22] S. Whitaker: Fundamental principles of heat transfer. Pergamon Press, New York, 1977.
- [23] Székely V.: Integrált áramkörök elektro-termikus jelenségeinek modellezése. Kandidátusi disszertáció, Budapest, 1977.
- [24] J. P. Holman: Heat transfer. McGraw-Hill Book Co., New York, 1972.
- [25] Imre L.: Műszaki hőtan és áramlástan. Tankönyvkiadó, Budapest, 1975.
- [26] Béres T.: A Laplace-egyenlet megoldása első-, másod- és harmadfajú peremfeltételek esetén számítógéppel. „Hírközlő rendszerek és berendezések” Ifjúsági konferencia kiadványa, Budapest, 1980.
- [27] Az ANAL-11 program felhasználói dokumentációja. Távközlési Kutató Intézet, Budapest, 1974.
- [28] C. A. Harper: Elektronikus szerkezetek konstrukciója és gyártása. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1972.

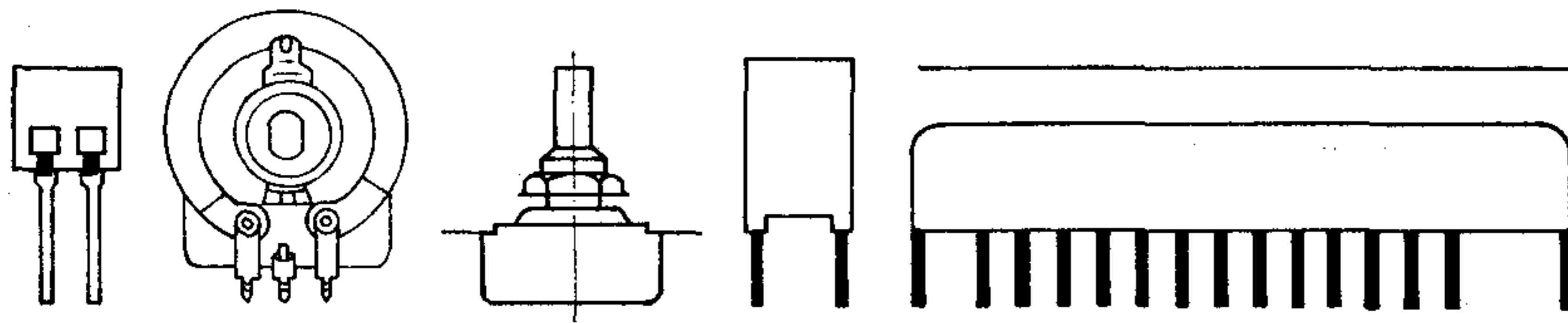
A külföldi szakfolyóiratokból

Összeállította: BALOGH PÁL

(Válogatás a Kohó- és Gépipari Tudományos Informatikai és Ipargazdasági Központ tájékoztató anyagából)

A távbeszélő technikában az utóbbi évtizedben mélyreható elektronizálás játszódik le. Ez mindenekelőtt magát a telefonkészüléket érinti. A postaigazgatóságok arra törekednek, hogy a központok technológiája is kövesse ezt a fejlődést. Az integrált áramkörgyártó cégek érdekes megoldási lehetőségeket kínálnak. A General Instrument egy új mikroprocesszort ajánl, mely az eddig külön áramkörrel realizált távbeszélő készülék funkciókat: nyomógombos hívás, előfizetői hívószámok tárolása, többfrekvenciás vagy impulzus-hívás, egy IC-be integrálja. Ez a processzor egy hívóegységből impulzuskimenettel, 12 jegyes display vezérlésből 32 tárolható telefonszámmal, valamint hatjegyű órakapcsolásból áll. Két további processzort is kínál a GI: egyet kétfrekvenciás hívásra, 12 szám tárolására és kijelzésére, beépített digitális órával. A másik kívülről átkapcsolható impulzusos vagy kétfrekvenciás hívásra alkalmazható. A GI és az Intel komplett IC-készletet is szállít PCM-telefon realizálására. Az európai cégek közül a francia Thomson-CSF gyárt telefon IC-készleteket, főleg a GI és az Intel típusok gyártójaként. A német cégek közül a Siemens és az ITT-Intermetall kínál telefon IC-eket, főleg egy-egy funkció önálló realizálására. (*Elektronikschau*, 1981. 2. sz. [879])

A Plessey Telecommunications és egy kábelgyártó cég, a BICC, bejelentették egy fényvezetős távközlési rendszer elkészültét, mely az első teljesen nyilvános fényvezetős rendszere Európának. A 9 km hosszú összeköttetés 8 Mbit/s sebességen működik és fényvezetőpáronként 120 távbeszélő csatornát visz át. Az itt átadott rendszer az első abból a 14-ből, melyet a Plessey és a BICC a következő 2 évben a British Telecom-nak szállít. A fényvezetőkábel 8 fényvezetőből és két rézhuzalból áll, melyeket nedvességálló polietilén burkolat vesz körül. Az elektrooptikai végződést alkotó berendezés 4 nyomtatott áramköri lapot tartalmaz. Az átviteli úton a rendszer 900 nm hullámhosszon sugárzó LED-et alkalmaz. A fényvezető szál optikai csillapítása csatlakozóval együtt átlagosan 23,0 dbs és max. 28,4 dbs, mely jóval a rögzített határértéken (39 dbs) belül van. A legkisebb sáv szélessége a rendszernek 78 MHz, mely 13,5 MHz effektív sáv szélességet jelent, ha fényforrásul LED-et alkalmaznak. A Plessey által kifejlesztett fényforrás megbízhatóságával tűnik ki: garantált élettartama 10 000 óra. A vevőben lavina-fotodiódát használnak, impedancia erősítővel csatolva. Az összeköttetés összehibaránya a megfelelő CCITT ajánlásokat kielégíti: 1 hiba 10^9 funkcióból. (*Elektronikschau*, 1981. 2. sz. [886])



1932-1982

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

A REMIX Rádiótechnikai Vállalat 1982 áprilisában ünnepli alapításának 50. évfordulóját.

Az 1932-ben alapított ALWAYS és annak jogutódja, a REMIX az elmúlt 50 esztendőben hűen és töretlenül szolgálta gyártmányaival nemcsak a magyar hanem a nemzetközi elektronikai készülékipart. A vállalat — hasonlóan számos más magyar üzemhez — néhány fős kisüzemből nőtt fel napjainkig az egyetlen, tisztaprofilú magyar elektronikai-elem gyárrá.

A REMIX az elmúlt 50 év alatt több mint 5 milliárd alkatrészt boesájtott a készülégyártó ipar rendelkezésére. Ezek az ellenállások, kondenzátorok, potenciométerek a kezdeti évtizedekben elsősorban a Magyarországon gyártott rádiókészülékekben kerültek felhasználásra, de számos európai rádiógyár is hosszú éveken át előszeretettel épített be rádióiba REMIX alkatrészeket.

Az 1950-es évektől rohamosan fejlődő műszer-, majd az átviteltechnikai-, számítástechnikai-, orvosműszer-ipar egyre nagyobb választékban használta és használja ma is termékeinket.

Az utolsó 20 esztendőben a REMIX budapesti székhelye mellett jelentős vidéki telephelyeket hozott létre és hagyományos termékei mellett a passzív RC-elemek integrált formájának tekinthető hibrid áramköri területen is jelentős aktivitást fejt ki. Jelenleg évente a gyártott több mint 250 millió darab REMIX elektronikai alkatrészből a hazai piac mellett számottevő mennyiség jut nemzetközi árucserére is. A Magyarországon forgalomba hozott termékeink pedig készülékekbe építve jelentős volumenben kerülnek a világ legkülönbözőbb tájaira.

A jubileum alkalmából talán nem hat dicsekvésnek, ha elmondjuk, hogy REMIX elektronikai alkatrészek keringenek egyes műholdakon évek óta — jól működve — a világűrben is.

A REMIX — jó hagyományaihoz méltóan — fennállása második félévszázadának küszöbén szeretettel köszönti minden kedves barátját, ügyfelét, üzleti partnereit és ezúton is szeretné biztosítani üzletfeleit, hogy az eddigi gondossággal és készséggel kíván a jövőben is rendelkezésükre állni.

R534

Fémréteg ellenállás

SIEMENS licenc

KIVEZETŐK
BEVONAT

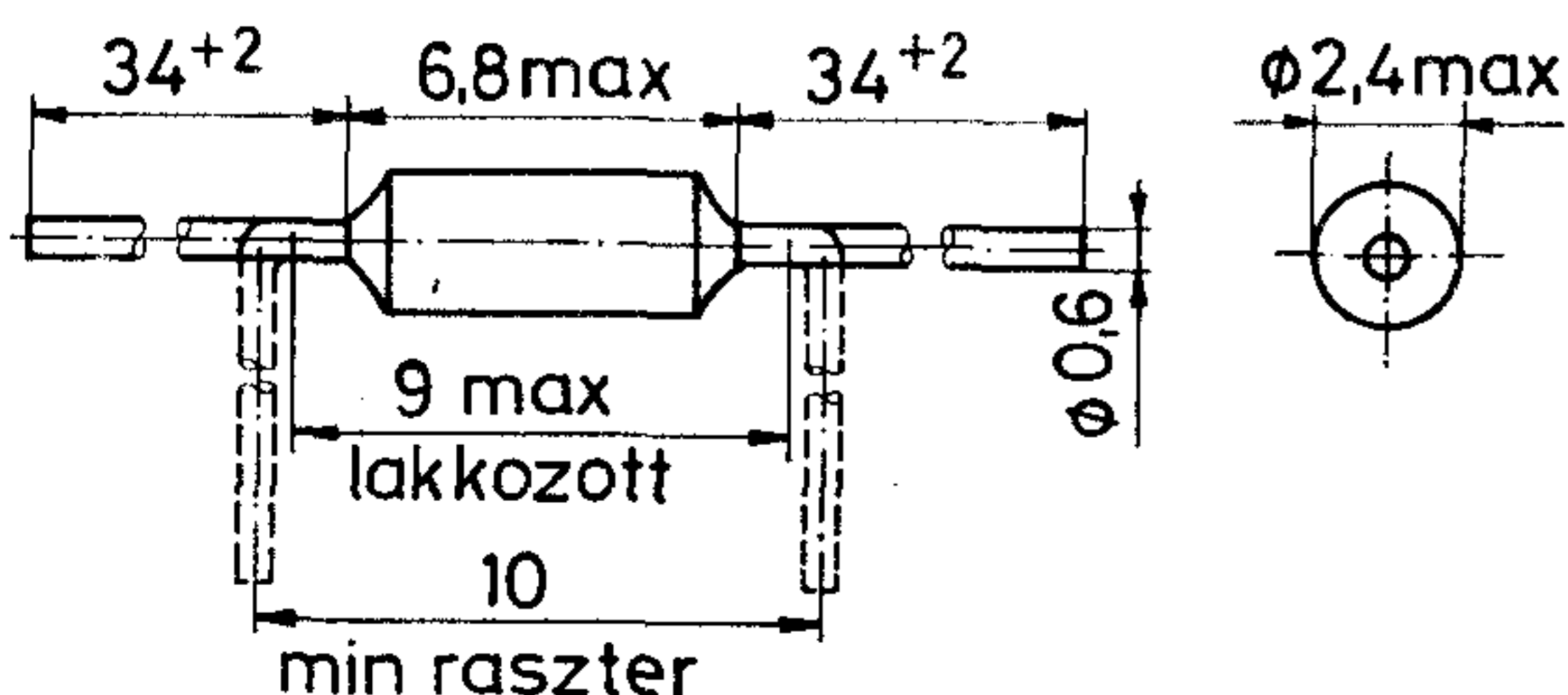
ónozott rézhuzalok
többrétegű védőlakk

Villamos jellemzők

Ajánlott felhasználás

Szűk tűrést, kis hőmérsékleti tényezőt, nagy stabilitást igénylő berendezésekbe.

Méreték mm-ben



Szerkezeti felépítés

HORDOZÓ jó hővezetésű kerámia
ELLENÁLLÁS fémréteg

Névl. terhelhetőség 70°C-on / 40°C-ig [W]	Névl. rezisztencia (R _n) [Ω]	Rezisztencia		Hőmérsékleti tényező 10 ⁻⁶ /K
		sor	tűrés [%]	
0,9	1,1	10 ... 1,5 M	E24 ± 2 ± 5	± 100
		10 ... 1,0 M	E96 ± 1	± 50
		10 ... 511 K	± 0,5	± 25
		49,9 ... 240 K	± 0,1	

10 Ω...220 Ω rezisztenciájú ellenállások indukciószegény kivitelben készülnek.

HŐELLENÁLLÁS (R_{th}) 120 K/W

HATÁRFESZÜLTSG (U_n) 350 V ≈

FELÜLETI HŐMÉRSÉKLET (t_f) max. 175 °C

SZIGETELESI ELLENÁLLÁS (R_{sz})
(sértetlen lakkrétegen)

min. 10 G Ω

BEVONAT ÁTÜTÉSI SZILÁRDSÁGA
(sértetlen lakkrétegen)

450 V-

FESZÜLTSGFÜGGŐSÉG
 $R < 100 \text{ k}\Omega$

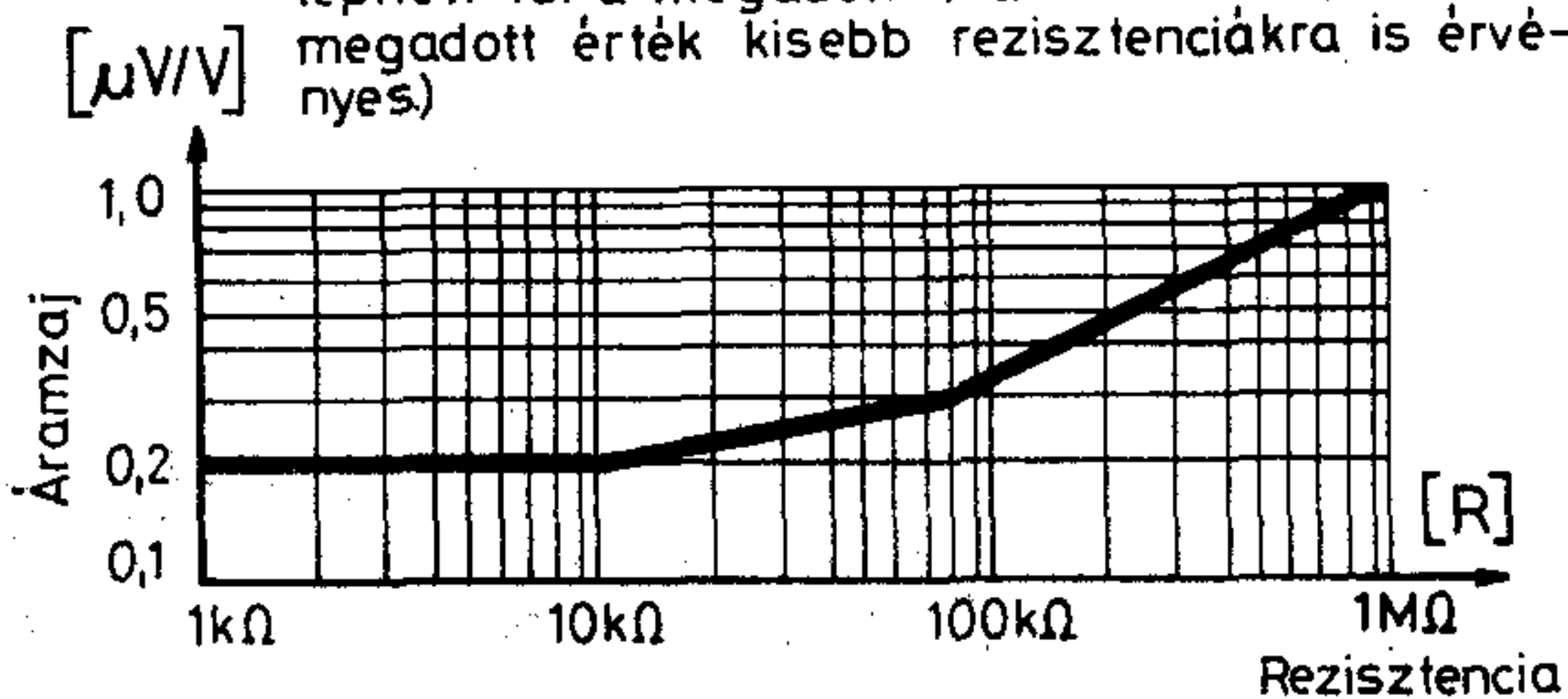
max. $5 \cdot 10^{-6}/V$

ÁRAMZAJ

$1 \text{ k}\Omega < R \leq 10 \text{ k}\Omega$
 $R = 100 \text{ k}\Omega$
 $R = 1 \text{ M}\Omega$

max. $0,2 \mu V/V$
max. $0,35 \mu V/V$
max. $1,0 \mu V/V$

Áramzaj a rezisztencia függvényében. Az ellenállások 95%-a nem lépheti túl a megadott max. értéket. (Az $1 \text{ k}\Omega$ -ra megadott érték kisebb rezisztenciákra is érvényes.)

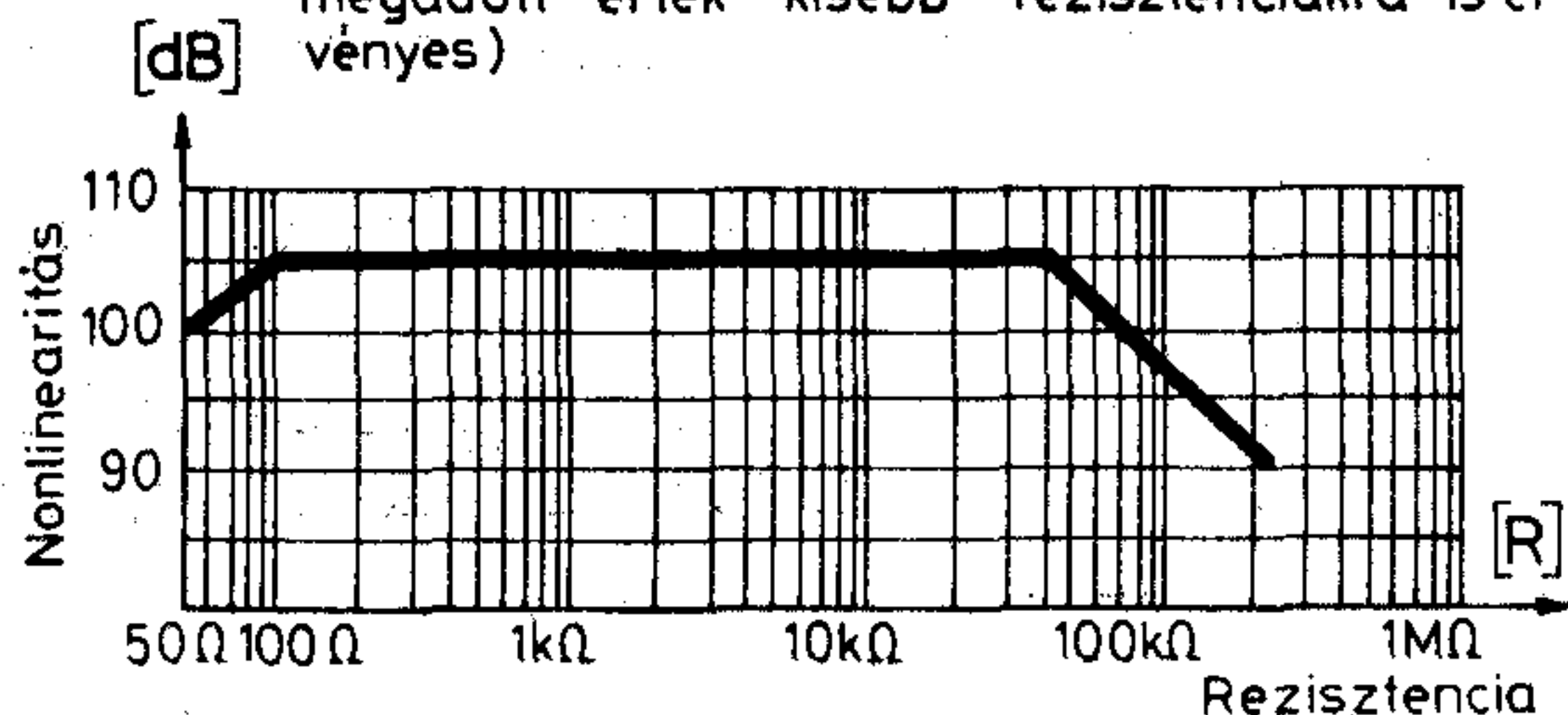


NONLINEARITÁS

$100 \Omega < R < 40 \text{ k}\Omega$

min. 105 dB

Nonlinearitás a rezisztencia függvényében. Az ellenállások min 95%-a a megadott érték felett kell legyen. (Az 50Ω -ra megadott érték kisebb rezisztenciákra is érvényes.)



Megbízhatóság

$t_k \leq 40^\circ C$

$t_{f \max} = 175^\circ C$

— élettartam

130 000 h

— kiesési hányados

max. $10^{-8}/h$

Környezetállóság

FELHASZNÁLÁSI OSZTÁLY

DIN 40 040 szerint

alsó hőmérséklet határ E

felső hőmérséklet határ G

nedvesítési igénybevétel F

EGF

-65 $^\circ C$

+175 $^\circ C$

relatív légnedvesség

éves átlag

évente 30 napig

egyébként

páralecsapódás nélkül

Egyéb környezetállósági

és tartóssági követelmények:

max. 75%

max. 95%

max. 85%

DIN 44 061

Tartós terhelés

— időtartam

10 000 h

— dR/R

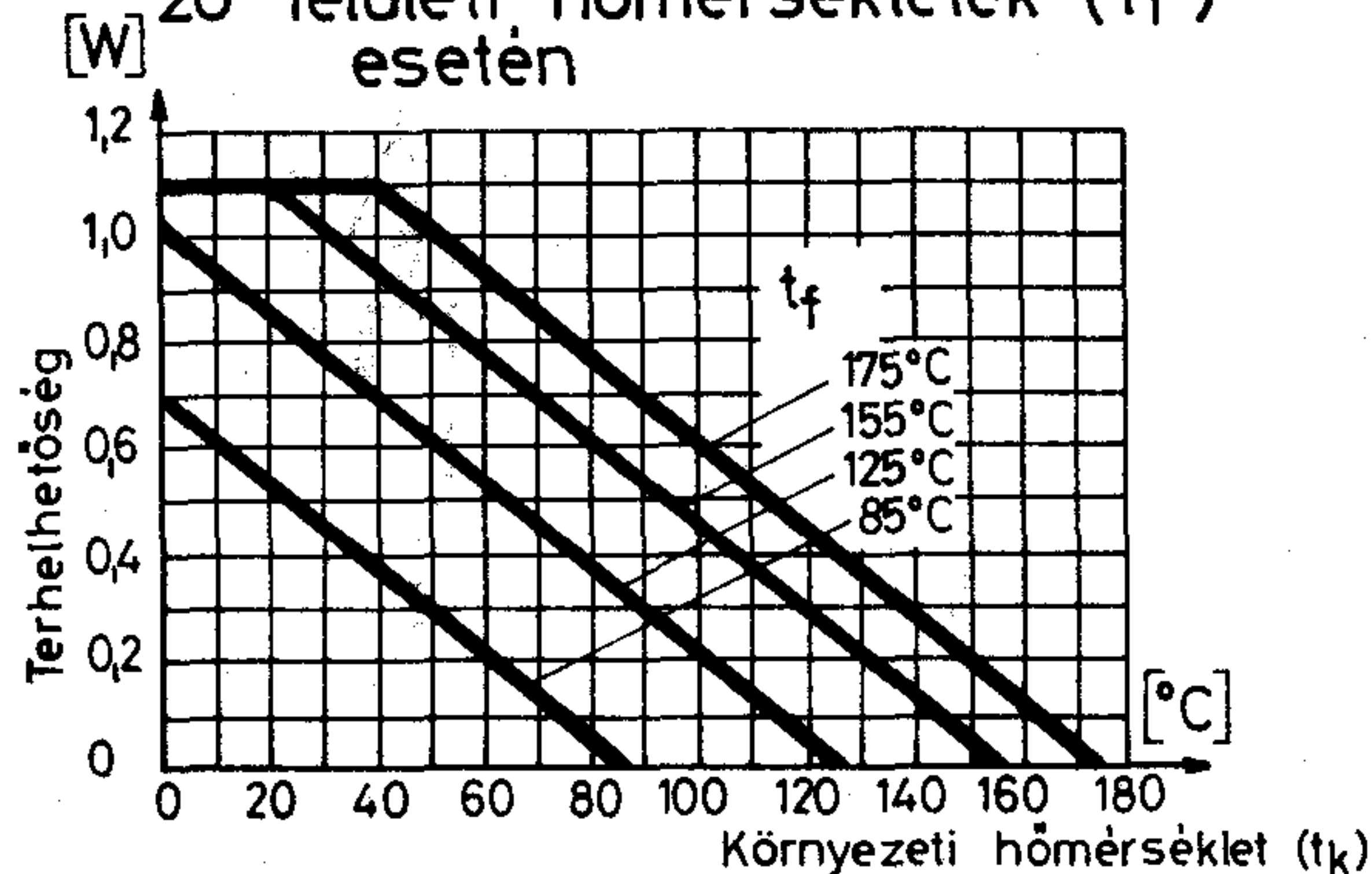
$t_f = 175^\circ C$

max. $\pm 2\%$

$t_f = 155^\circ C$

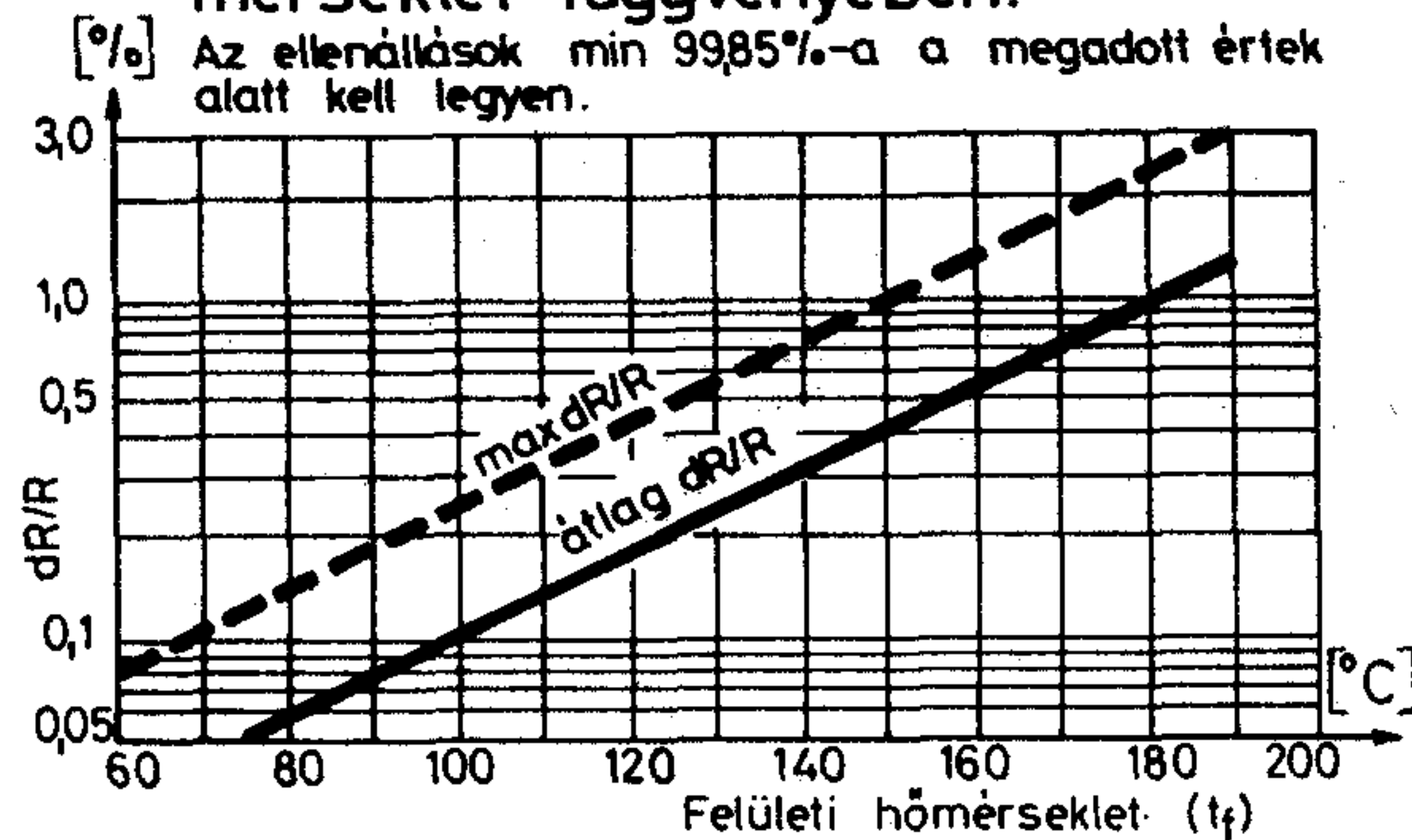
max. $\pm 1,2\%$

Terhelhetőség a környezeti hőmérséklet (t_k) függvényében különböző felületi hőmérsékletek (t_f) esetén



Tartós terhelés (10000h) hatására fellépő %-os változás a felületi hőmérséklet függvényében.

Az ellenállások min 99,85%-a a megadott érték alatt kell legyen.



Megjelölés

Az ellenálláson: névleges rezisztencia és tűrés színjellel az MI 11023/7 szabvány szerint.

Csomagolás

— hevederezve és dobra csévélve RX—77.357/2 és /3 szerint (megfelelő darabszám rendelése esetén)

— ömlesztve műanyag zacskóba és karton dobozba.

Ezen alkatrészeinket az **ELEKTROMODUL** forgalmazza. Megkeresésükre küldünk katalógust. Kereskedelmi főosztályunk (telefon: 573-033) várja érdeklődésüket és készsággal áll rendelkezésükre.

REMIX®

Rádiótechnikai Vállalat Budapest, X. Pataki tér 20.

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
Benedek Elek
Halmi Gábor
Hutter Mihály

Külső zajok és hatásuk a 400 MHz-es sávban működő digitális rádiórelékre

HORVÁTH JÓZSEF
ORION

1. Bevezetés

A 400 MHz-es frekvenciasávban gazdaságos hírközlés hozható létre rádiórelékkel. Természetesen a felépített rendszerekre szigorú, nemzetközi ajánlásokban rögzített átviteli és megbízhatósági követelmények vonatkoznak. A felhasználó szemzőgéből nézve a minőségi követelmények teljesítésén kívül rendkívül fontos tényező az átviteli rendszer rendelkezésre állása. Egy mikrohullámú távközlési rendszer rendelkezésre állását számos tényező befolyásolja. Általában két tényezőt tartanak igen jelentősnek: a rendszer terjedési megbízhatóságát és a rendszer berendezés megbízhatóságát. Természetesen az is ismeretes, hogy egy rádiórelé vonal kieshet az üzemből tápfeszültség kimaradása miatt, természeti csapás miatt (tűz, árvíz, földrengés), sőt emberi okok miatt (pl. a takarító személyzet véletlenül lekapcsol vagy megrongál valamit) is. A rendszer terjedési megbízhatóságánál a kiesést általában a jelentkező mélyfading vagy a külső zajforrásoktól származó interferencia okozza. Az antenára ható nem kívánatos energia a hasznos információ minőségromlását vagy elvesztését okozhatja. A korszerű digitális rádiórelé berendezések és összeköttetések tervezéséhez ma már nem hagyható figyelmen kívül a külső zajok hatása. A zajforrások közül feltűnően jelentékeny a robbanó motorok gyújtórendszerétől származó zaj. Ezért a tárgyalás során elsősorban a gyújtástól eredő zaj jellemzői, terjedése és a digitális rádiórelékre gyakorolt hatása kap bővebb megvilágítást.

2. A külső zajok felosztása, jellemzőik

A külső zajokat keletkezési helyük és származásuk jellege alapján az 1. ábrán ábrázoltak szerint osztjuk fel.

2.1 Természetes forrásból származó külső zajok

Természetes forrásúnak tekintjük mindazokat a külső zajokat, amelyek emberi beavatkozás nélkül keletkeznek és működnek. A természetes forrásból származó külső zajok keletkezési helyüket illetően tovább csoportosíthatók.

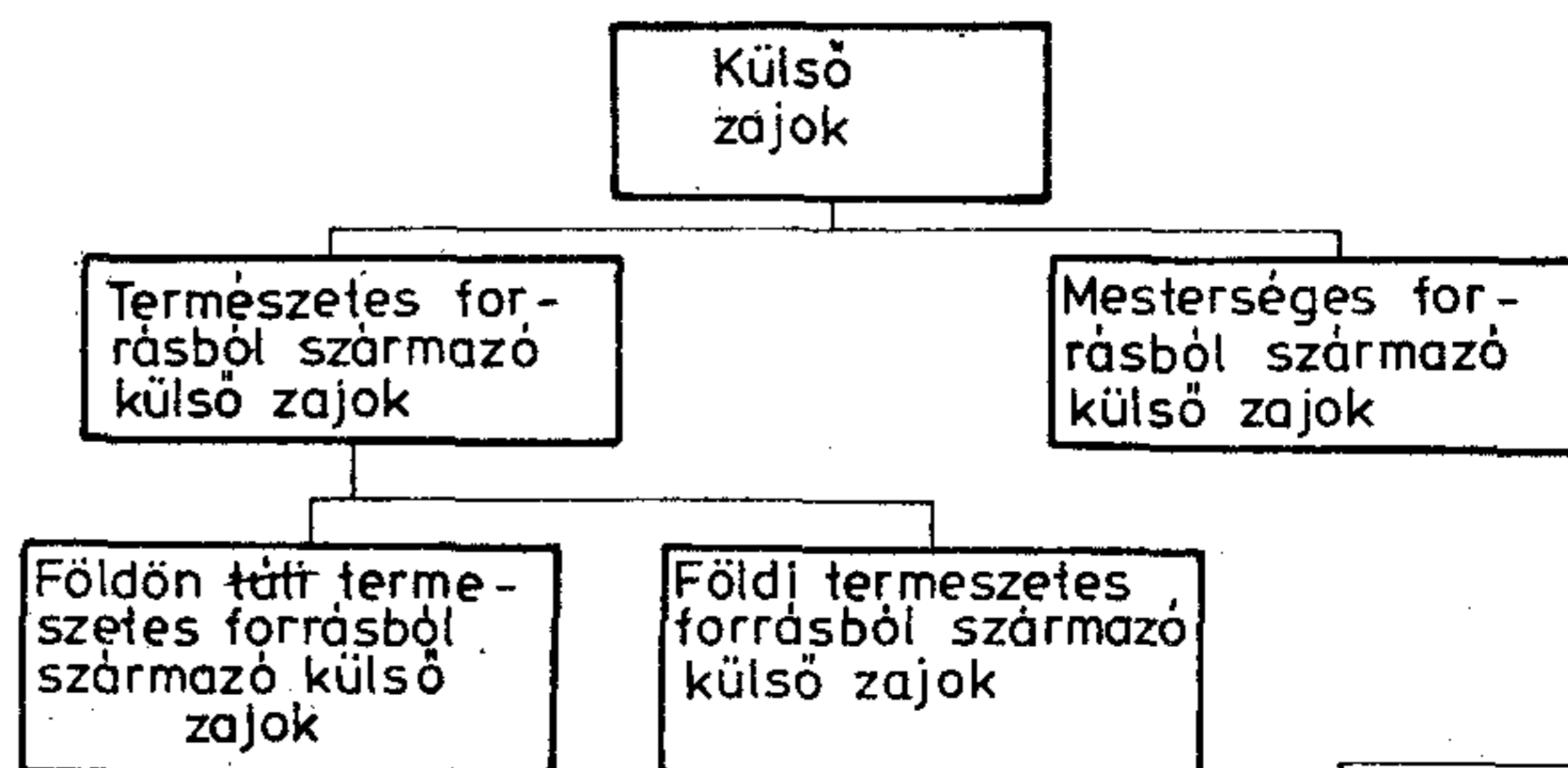
2.1.1 Földön túli természetes forrásból származó külső zajok

— A Galaktika sík zaja.

A Galaxis középpontjától a Galaktika síkba kisu-gárzó zaj. A zajszint itt általában 20 dB-lel nagyobb, mint a Galaktika egyéb részein. A 10 MHz-en mért térerősség $0,9 \mu\text{V/m}$. A frekvencia növekedésével a térerősség csaknem lineárisan csökken, például 80 MHz-től 10 000 MHz-ig 50 dB-es csökkenés tapasztalható. 160 MHz felett a rádiórelé rendszerekre gyakorolt hatása elhanyagolható.

— A nyugodt Nap zaja.

2 GHz alatt jóval alacsonyabb, mint a Galaktika sík zaja és a frekvencia növekedésével itt is állandóan csökken a szintje.



B 230 -1

1. ábra. A külső zajok felosztása

— A Nap zaja kitörés idején.

Napkitöréskor a zajszintben közel 30 dB-es ugrás tapasztalható. Az aktív Nap zaja 80 MHz és 1 GHz között kb. 10 dB-lel nagyobb, mint a Galaktika sík zaja.

— A Cassiopeia zaja.

Egyike a nagy intenzitású kozmikus zajforrásoknak. 60 MHz felett jóval alacsonyabb szintű, mint a nyugodt Nap zaja.

2.1.2 Földi természetes zajforrásból származó zajok

— Az atmoszféra zaja.

A légkörben lejátszódó elektromos kisülés (villám-lás) hozza létre. Ezért a zajszint függ a vizsgált frekvenciától, napszaktól, évszaktól, időjárástól, földrajzi elhelyezkedéstől. Az esős évszakban, a Karib tenger térségében, Kelet Indiában, az egyenlítői Afrikában, Észak Indiában különösen magas a zajszint. Szerencsére 20 MHz felett rohamosan csökken a zaj térerőssége, amely 10 MHz-en $1\mu\text{V/m}$ értékű.

— Csapadékzaj.

A levegőben levő, nagy sebességgel mozgó esőcseppek, jégszemek, hópelyhek, homokszemek (sivatag) az antennához ütközve elvesztik a súrlódás következtében nyert töltésüket. Az apró kisülések az antennán zajfeszültséget hoznak létre. Az antenna nagyfeszültségre töltődhet fel és megindul a korona kisülés, amely jelentékeny zavaró energiát szolgáltat. Természetesen az antenna közelében levő más fémtárgyak is feltöltődhetnek és kisülhetnek, kellemetlen interferenciát okozva. A keletkezett zaj-térerő azonban 10 MHz felett rohamosan csökken.

2.2 Mesterséges forrásból származó külső zajok

Az emberi tevékenység eredményeként számos olyan elektromos készülék üzemel, amely zavaró elektromágneses hullámot bocsát ki. A rádiókészülékek általában keskenysávú, míg az egyéb villamos berendezések szélessávú zajt termelnek. A továbbiakban csak a szélessávú zavarokkal foglalkozunk. A szélessávú zavarokat ember okozta zajnak vagy ipari zajoknak is nevezik. A mérővevőben hallható hang alapján a következők szerint csoportosíthatók.

2.2.1 A mérővevőben zúgó vagy sivító hangot keltő zajok (gyakran sercegő hang kíséri)

Általában a következő készülékek okozzák:

- Összeadó gépek
- Hajszáritók
- Fodrász nyírógépek
- Pénztárgépek
- Fogászati berendezések
- Edénymosók
- Dagasztógépek
- Gravírozógépek
- Elektromos szárítók
- Ventilátorok

- Elektromos hűtőszekrények
- Elektromos varrógépek
- Liftek
- Mezőgazdasági világítási hálózat
- Tábori induktoros telefonok
- Padlókefélék
- Áramfejlesztők
- Légnedvesítők
- Áramátalakítók
- Hordozható villanyfűrók
- Nyomdagépek
- Elektromos játék vonatok
- Porszívók
- Elektromos órlőkészülékek
- Mosógépek

2.2.2 A mérővevőben kerepelő, zümmögő és gyorsan kattogó hangot keltő zajok

Általában a következő készülékek okozzák:

- Gépjárművek elektromos gyújtórendszere
- Zümmerek és elektromos csengők
- Fogorvosi készülékek
- Tárcsás telefonok
- Lift vezérlő rendszerek
- Áramszaggatók egyenirányítók

2.2.3 A mérővevőben erősen zümmögő vagy hirtelen változó hangot keltő zajok

Általában a következő készülékek idézik elő:

- Légtisztítók
- Akkumulátortöltők
- Diathermiás készülékek
- Termény őrlők
- Neon lámpák
- Olajégetők gyújtórendszere
- R-I indukciós kemencék
- Röntgen berendezések

2.2.4 A mérővevőben sercegő vagy köpködő hangot keltő zajok

Általában a következő készülékektől származnak:

- Rossz elektromos érintkezések
- Hibás lámpafoglalat vagy konnektor
- Lift vezérlés
- Nagyfeszültségű távvezeték
- Trolibusz vagy villamos áramszedő

2.2.5 A mérővevőben pattogó hangot keltő zajok

A következő készülékek okozzák:

- Villanyírógépek
- Lift vezérlések
- Neon reklám világítás
- Inkubátorok
- Higanygőz egyenirányítók
- Villanymelegítők
- Távíró jelfogók
- Forgalmi jelzőlámpák

3. A villamosgyújtású belsőégésű motoroktól származó rádiófrekvenciás zavarok hatása a digitális rádiórelékre

3.1 A gyújtás zaj keletkezése

A benzinmotorokban, Otto-motorokban a levegő-benzin keveréket elektromos szikra gyújtja meg. Ez a keverék az égés során rendkívül gyorsan, robbanásszerűen kitágul és mozgási energiát szolgáltat. A szikra külön erre a célra készített eszközben az úgynevezett gyújtógyertyában keletkezik. A gyertyában megfelelően kiképzett szikraköz van, ez termikus, elektromos, mechanikus kialakítás szempontjából az optimumot megközelíti. A szikra létrehozására a 2. ábrán látható elektromos áramkör szolgál.

A szikrához szükséges nagyfeszültség úgy jön létre, hogy a nagyfeszültségű transzformátor primer tekercsével sorban elhelyezett megszakító megszakítja az áramkört (akkumulátoros gyújtás). A megszakítót a motor főtengelye vezérli, hogy a szikra — a gyújtás — a dugattyúk helyzetének megfelelően mindig optimális időben történjen. Többhengeres motoroknál az elosztó osztja el a nagyfeszültségű lökést az egyes hengerek között. A gyújtás bekövetkezése előtt a megszakító rövidrezárt állapotban van és az akkumulátor árama (12 voltos akkumulátor esetén ≈ 4 A) áthalad a gyújtótranszformátor tekercsén. A tekercs mágneses terében felhalmozott energia:

$$W = \frac{1}{2} Li^2 (J), \quad (1)$$

ahol L a primer tekercs inductivitása, i pedig a tekercset átjáró áram.

A megszakítás pillanatában az eddig rövidrezárt C kondenzátor feltöltődik és ezzel lehetőséget ad a gyors kikapcsolásra, egyben megakadályozza az érintkezők idő előtti elhasználódását, beégését. A tekercs árama rendkívül rövid t idő alatt megszűnik és igen nagy feszültség indukálódik a tekercsben:

$$u = -L \frac{di}{dt} (V), \quad (2)$$

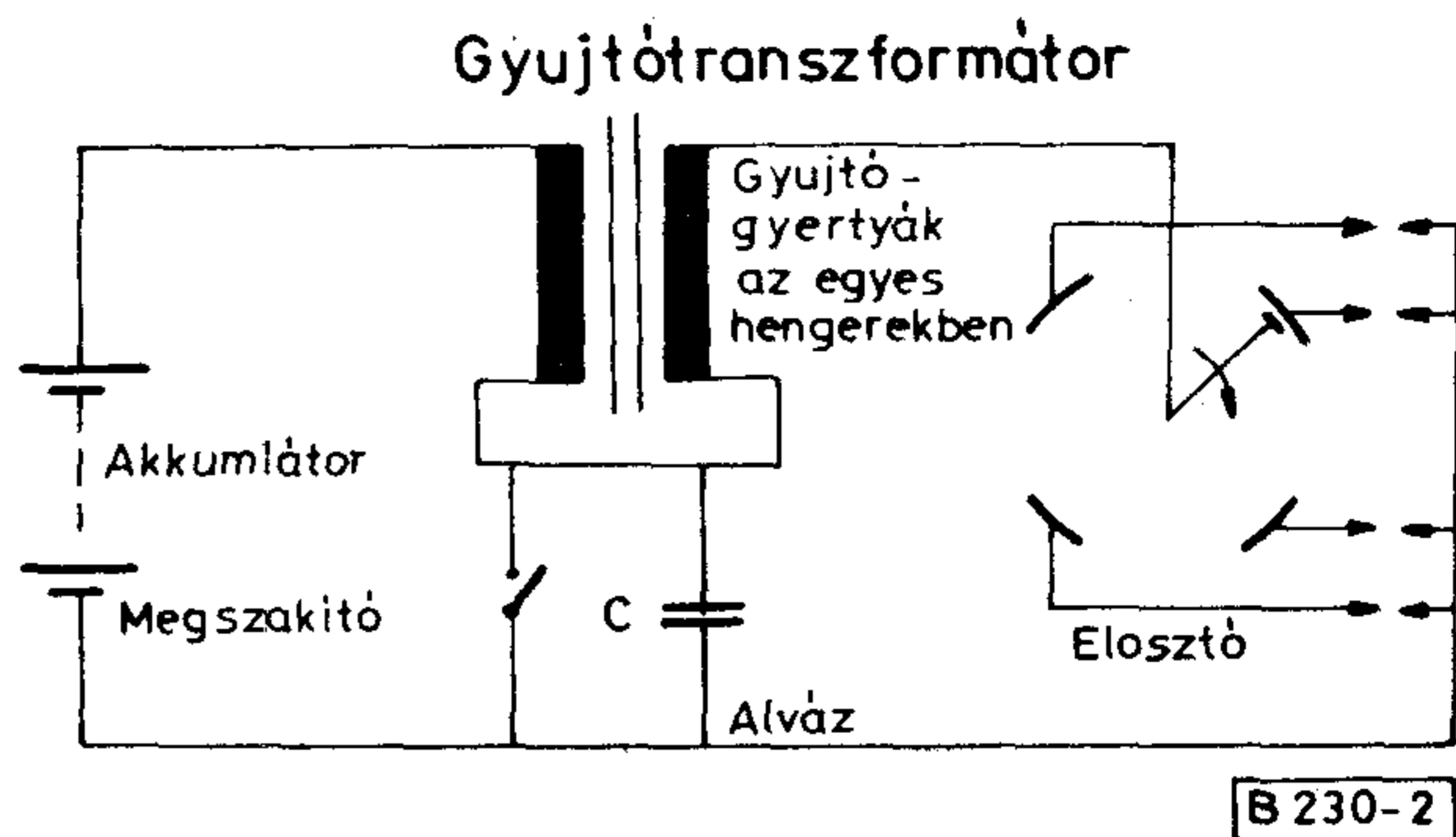
A feszültség csúcsa 10...20 kV értékű. Ez a feszültség feltölti a szekunder tekercsre kapcsolódó elosztó és gyertya vezetékének kapacitását (50...100 pF). A gyertya szikraköze a nagy feszültség hatására ionizálódik, vagyis kialakul az ív, a szikra. A feszültség hirtelen lecsökken 3–5 kV értékű ionizálási feszültségre. Ez addig tart, amíg a transzformátorban tárolt energiából futja, majd a gyertya íve kialszik.

A vezetékben és a transzformátorban megmaradt elektromos energia a vezeték inductivitása és kapacitása által meghatározott frekvencián, a veszteségek által meghatározott idő alatt oszcillálva lecseng (3. ábra).

Az oszcilláló áram a 200 A-t is elérheti. A gyújtásperiódus (T_0) a fordulatszám (n) pillanatnyi értékétől függ. A négyütemű motorok minden második fordulatonál gyújtanak. Négyhengeres, négyütemű motornál a gyújtási periódus:

$$T_0 = \frac{30}{n} (s), \quad (3)$$

ahol n = fordulat/perc.



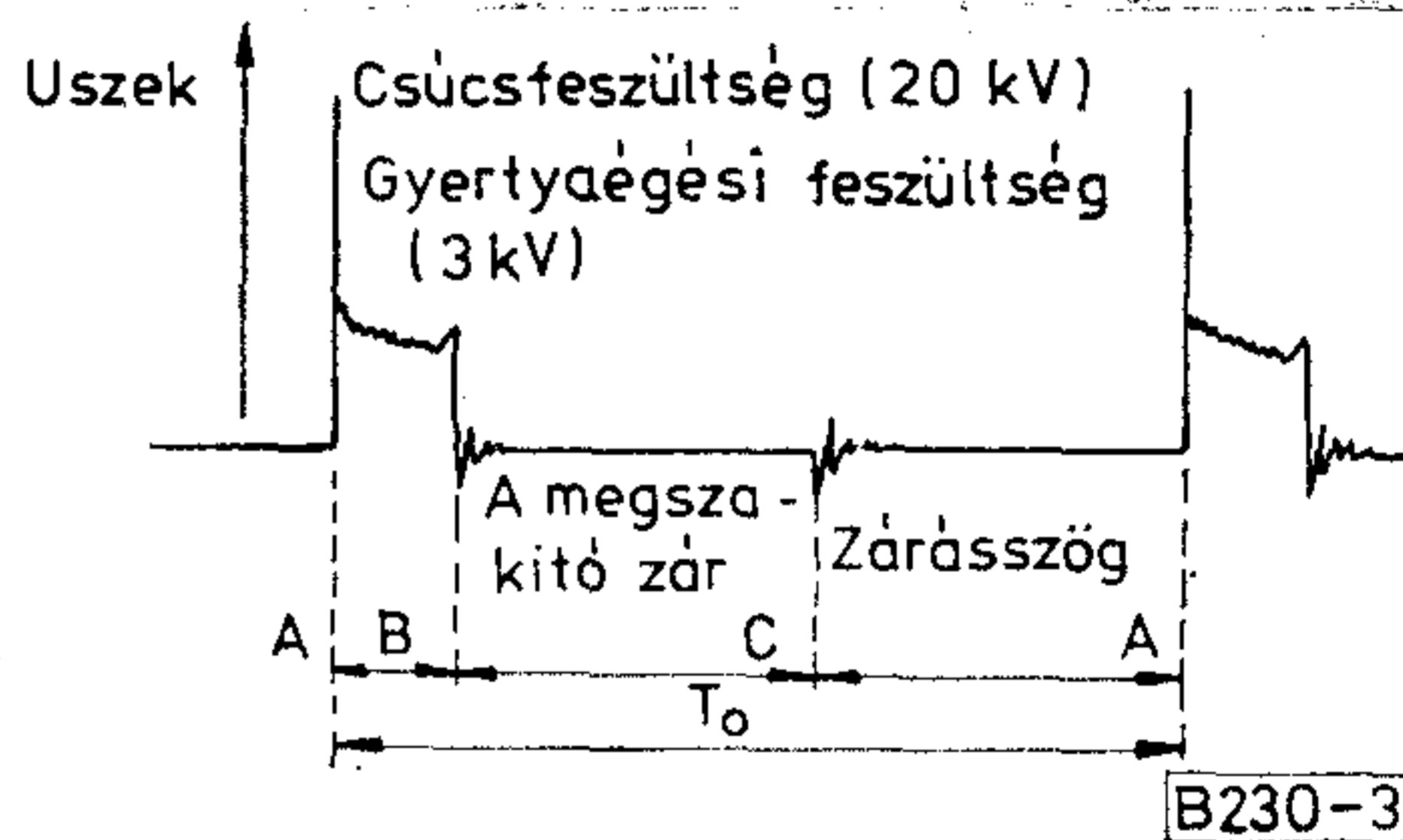
2. ábra. A gyújtószikra létrehozása

A teljes gyújtásperiódus két részre osztható: zárási tartományra és A—B—C tartományra. Az A—B tartománynak kisebbnek kell lennie, mint $T_0/2$ -nek. Így például 6000 fordulat/perc esetén az $A-B < T_0/2 = 2,5$ ms.

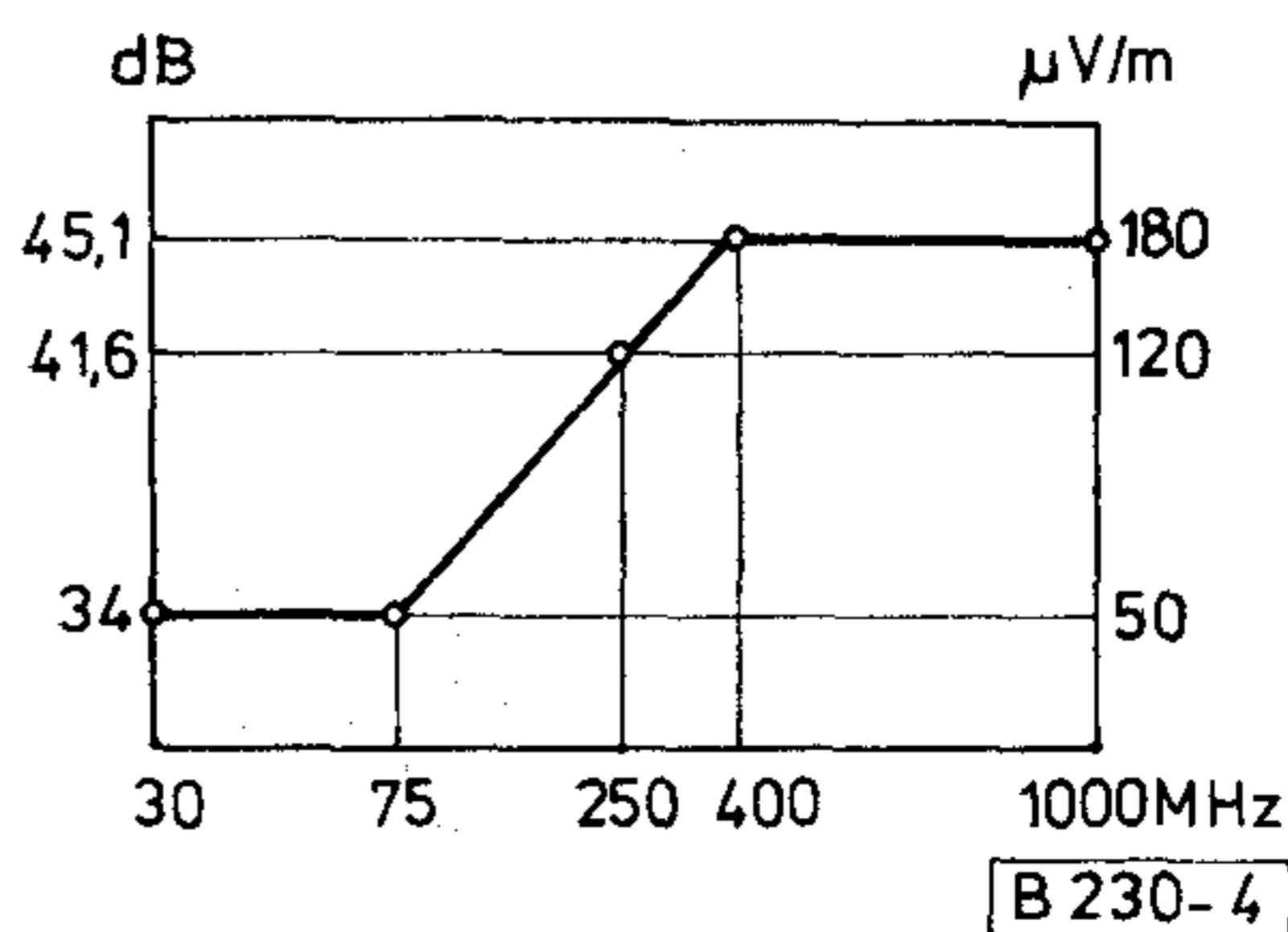
A gyújtás ismétlődési frekvenciája:

$$f_0 = \frac{1}{T_0} (Hz). \quad (4)$$

Az ismétlődési frekvencia általános esetet tekintve 5...200 Hz között van. Például az előző 6000 fordulat/perc esetén $f_0 = 200$ Hz. Minden szikra kialakása után a vezetékben maradt elektromos energia jelentékeny rádiófrekvenciás teljesítményt kisugározva lecseng. A maximális kisugárzott teljesítmény 40–100 MHz-es frekvenciatartományban mérhető, de igen jelentős szinttel kell számolni 600 MHz-ig. Nem zavarmentesített gépkocsi esetén 10 m távolságról mérve a csúcstérerősség elérheti a 800–1000 $\mu V/m$ értéket. A zavarmentesített gépkocsiknál a zajtér-



3. ábra. A gyújtás idődiagramja, ahol A—B a gyújtógyertya tartomány, B—C a gyújtótekercs és kondenzátor tartomány, C—A zárási tartomány.



4. ábra. Megengedett zavar-térerősség szint

erősség természetesen jóval alacsonyabb. A Magyarországon megengedett értéket a KPMSZ P263.4-71 szabvány, közel azonosan más külföldi szabványokhoz a 4. ábrán látható módon adja meg.

A mérés elrendezésére az 5. ábra nyújt felvilágosítást, egyéb feltételeit pedig a KPMSZ P260.1 szabvány írja elő.

Az IEEE által javasolt módszer alapján több gépjárművet megvizsgáltak (a mérő botantenna a gépkocsi elején és hátulján volt elhelyezve) és a 6. ábrán látható zajszinteket kapták a különböző frekvenciákon (1961 előtti gépkocsik esetén).

3.2 A villamos gyújtású belsőégésű motoroktól származó rádiófrekvenciás zavarok terjedése

A gyújtószikra által keletkezett rádiózavar intenzitása, frekvenciatartománya sok tényező közreműködésének az eredménye. Primer sugárzóként szerepelnek a gyújtókábelek. Ezek önrezonanciájukon sugároznak legerőteljesebben. A közelben levő más elektromos vezetékek, fémrudak, fémlapok gerjesztést kapva szekunder sugárzóként működnek. Ezek méreteik, elhelyezkedésük szerint más és más frekvenciát emelnek ki a szikra széles spektrumából. A gépháztető például személykocsik esetén 80-120 MHz-en rezonál, illetve emel ki. A zaj terjedését illetően az Orion DM400/6 és DM400/32 rádiórelék üzemeltetésénél végzett megfigyelések és mérések során a következők voltak megállapíthatók:

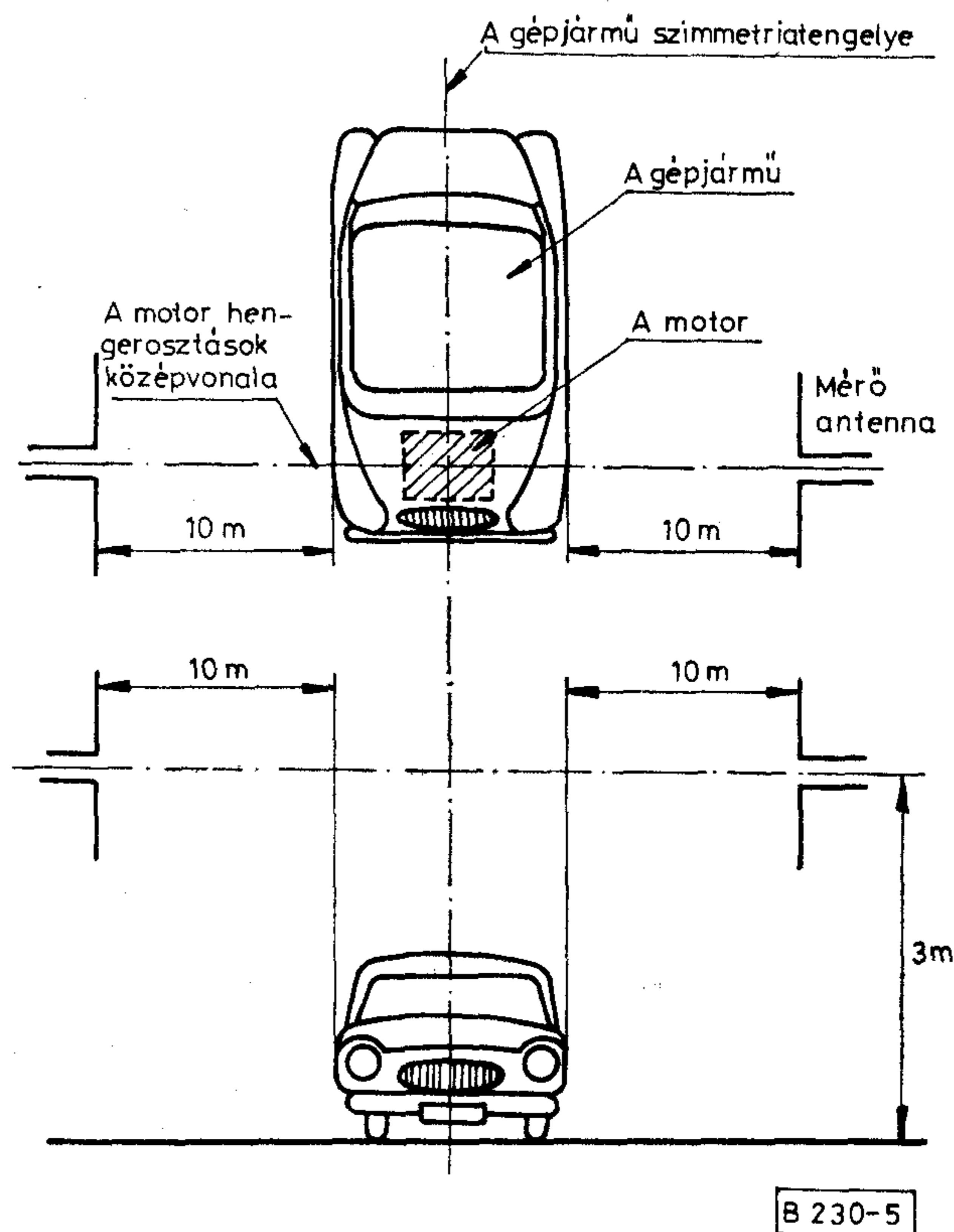
- A zavar szint a távolság növekedésével rendkívül gyorsan csillapodott. Kb. 1 km távolságban levő gépkocsi egy 20 dB fadingtartalékkal rendelkező DM400/6 rádiórelé távbeszélő csatornáira gyakorlatilag nem fejtett ki észlelhető zavaró hatást.
- Függőleges polarizációs síkban, nagyobb távolság esetén kisebb zavar szint mérhető.
- Több jelforrásból (gépkocsitól) származó zavaró jelek a vevőnél összegeződnek és ennek eredményeként nő a zavaró jelszint és a zavaró impulzusok frekvenciája.

Városokban, ipari központokban, nagyforgalmú utak mentén a zavar szint mindig jelentős. Igen kellemetlen, gépjárművek gyújtásától származó zavar volt tapasztalható az Irak déli részén, Basra-ban telepített, a 7. ábrán látható rádiórelé állomáson.

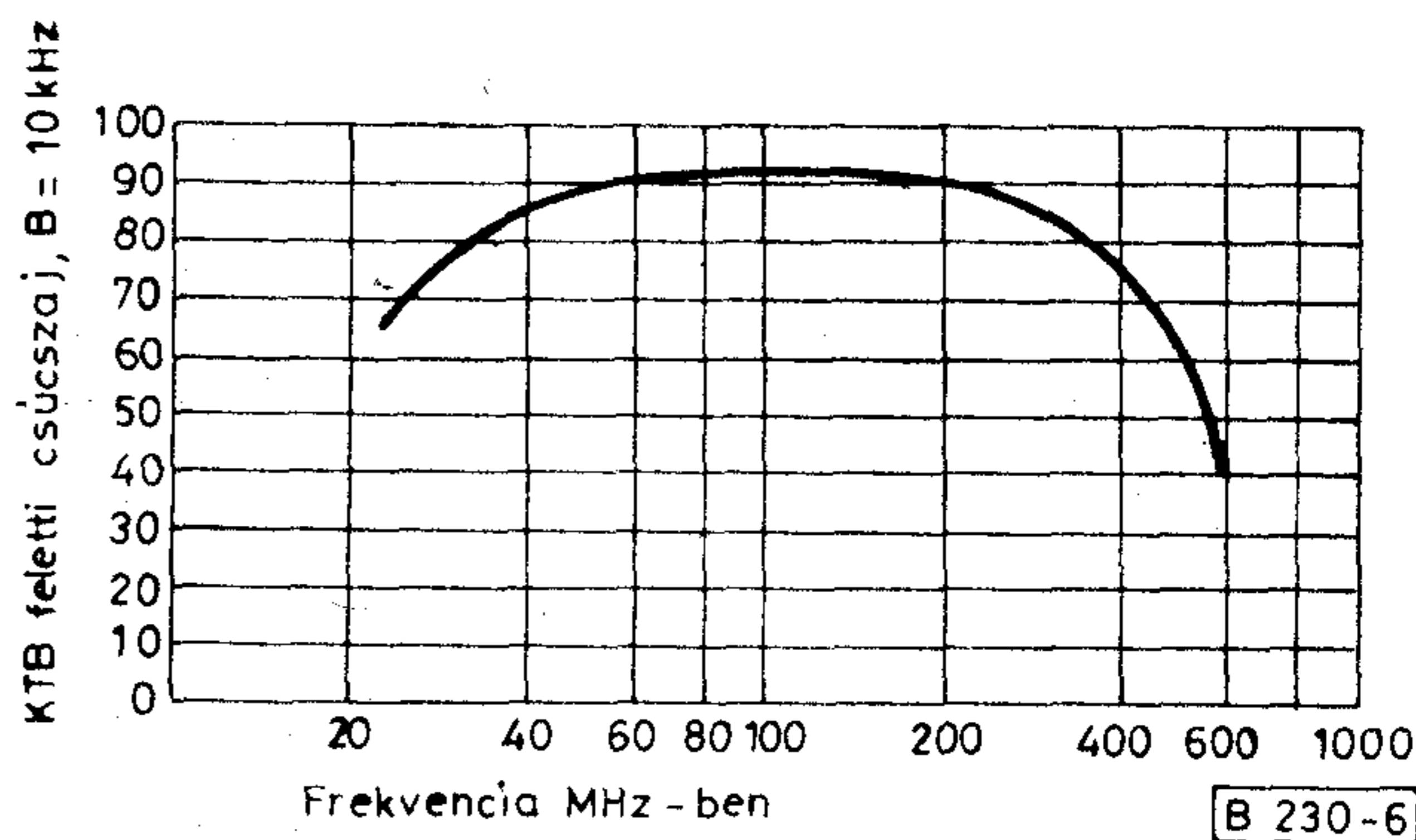
Az állomás közvetlen közelében levő téren nappal megnövekedett a gépjárműforgalom. Régi típusú, nem zavarmentesített gyújtórendszerű buszok (8. ábra), és jórészt még nem zavarmentesített személygépkocsik vettek részt a forgalomban (9. ábra).

A zavar szint az üzemelő gépjárművek növekvő számának megfelelően növekedett. A legzavartatottabb periódus délelőtt 10-től délután 4 óráig tartott. Az átlagos zavar szint ekkor Rohde- & Swartz mérővevővel mérve 15 dB-lel volt nagyobb a KTB-nél.

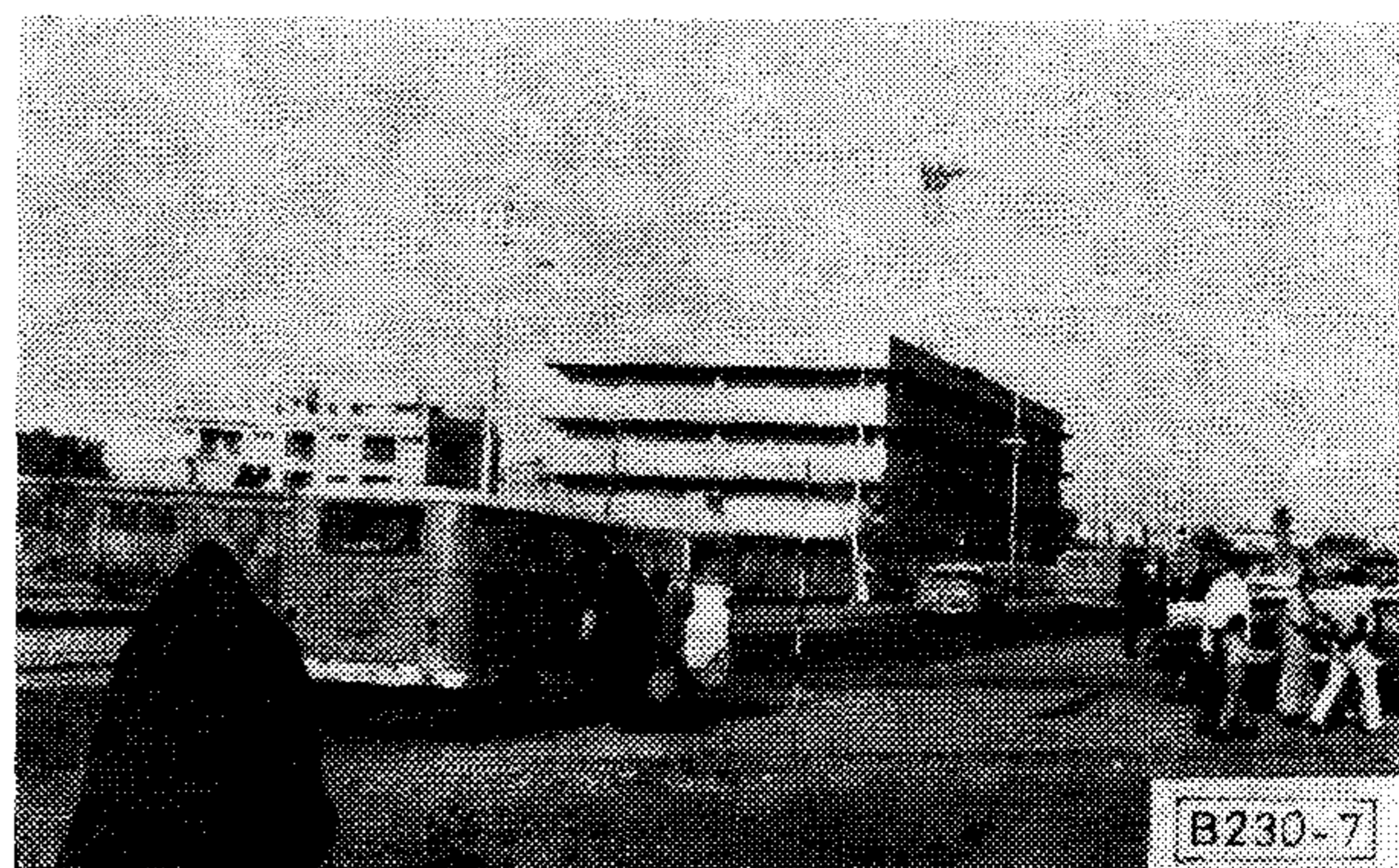
Ellis Ausztráliában a mérések alapján egy úgynevezett „helyszíni zajtényezőt” javasolt az ipari zavarok kifejezésére. A helyszíni zajtényező dB-ben mért zavar szint a KTB felett. Vízszintes polarizáció esetén igen jó korrelációt vett észre a gépjárművek



5. ábra. Példa gépjárművek zavar-térerősségének mérési elrendezésére



6. ábra. Zavar szint különböző frekvenciákon



7. ábra. DM 400/6 típusú rádiórelé állomás helix antennával

forgalmi sűrűsége és a helyszíni zajtényező között 420 MHz-en:

$$Fh = 7 \log(D - 10) \quad (\text{dB}), \quad (5)$$

ahol $D = 10 \log$ (a közvetlen közelben haladó összes gépjárművek száma).

Pl. 20 gépjármű esetén $Fh = 3,3$ dB,
100 gépjármű esetén $Fh = 7$ dB.

Az Egyesült Államok nagy gépkocsiforgalmú városaiban az alábbi zavar szinteket mérték különböző frekvenciákon:

Frekvencia MHz-ben	Átlagos zajszint dB	Csúcs zajszint dB
40	16 a KTB felett	80 $1 \mu\text{V}/\text{MHz}$ felett
150	14 a KTB felett	80 $1 \mu\text{V}/\text{MHz}$ felett
450	8 a KTB felett	70 $1 \mu\text{V}/\text{MHz}$ felett

A gépjárművek gyújtászáján kívül számos más elektromos készülék termel zajt a 400 MHz-es sávban, ezért egy adott állomás közelében rendkívül nehéz szétválasztani a különböző zajforrásokból származó külső zavart. Az Egyesült Államok különböző városaiban 10 kHz sávszélességű vevővel mért zajforrások zajcsúcs intenzitását láthatjuk $\mu\text{V}/\text{m}$ -ben a 10. ábrán.

Minthogy a szóbanforgó zaj szélessávú, ezért gyakran a könnyebb felhasználhatóság végett a jelentkező zajszintet antenna zajtényezővel (Fa) vagy antenna zajhőmérséklettel fejezik ki.

$$Fa = Pn/kT_0B = Ta/T_0, \quad (6)$$

ahol Pn = egy veszteségnélküli antennán rendelkezésre álló zajteljesítmény (W)

T_0 = referencia hőmérséklet, 290 °Kelvin,

k = Boltzmann-féle állandó,

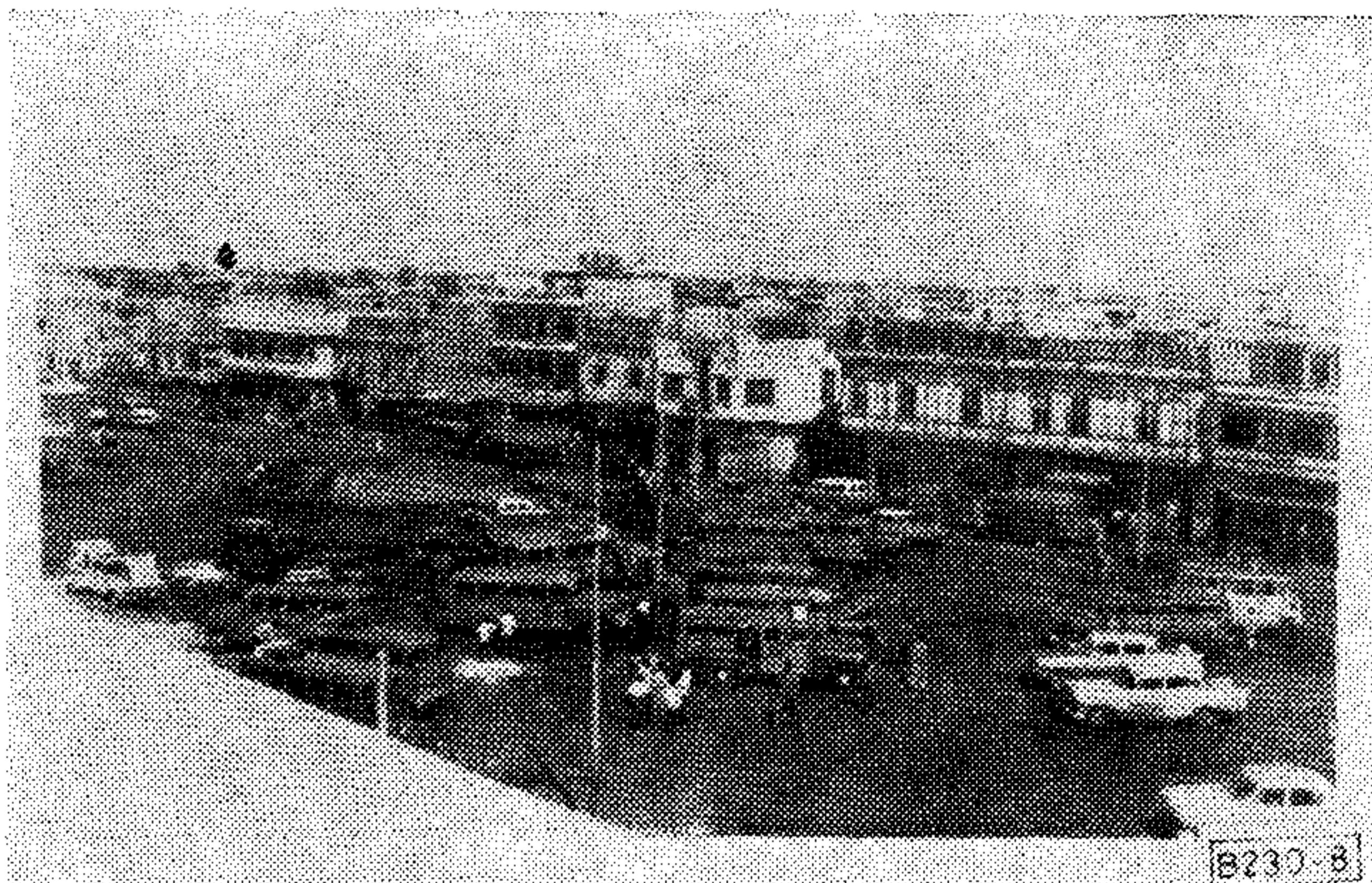
B = effektív vevő zajsávszélesség (Hz),

Ta = effektív antenna zajhőmérséklet külső zaj esetén (Kelvin fokban).

A 11. ábrán a különböző zajforrásokból származó zajszinteket látjuk antenna zajtényezővel és antenna zajhőmérséklettel kifejezve.

A bemutatott ábrákból egyértelműen kiderül, hogy a 400 MHz-es sávban működő rádiórelékre elsősorban az ipari zavarok fejtik ki a legnagyobb hatást. A városok középpontja tekinthető legzavartatottabb területnek, mint ahogyan ezt az Indiában végzett mérések adataiból szerkesztett 12. ábra bemutatja.

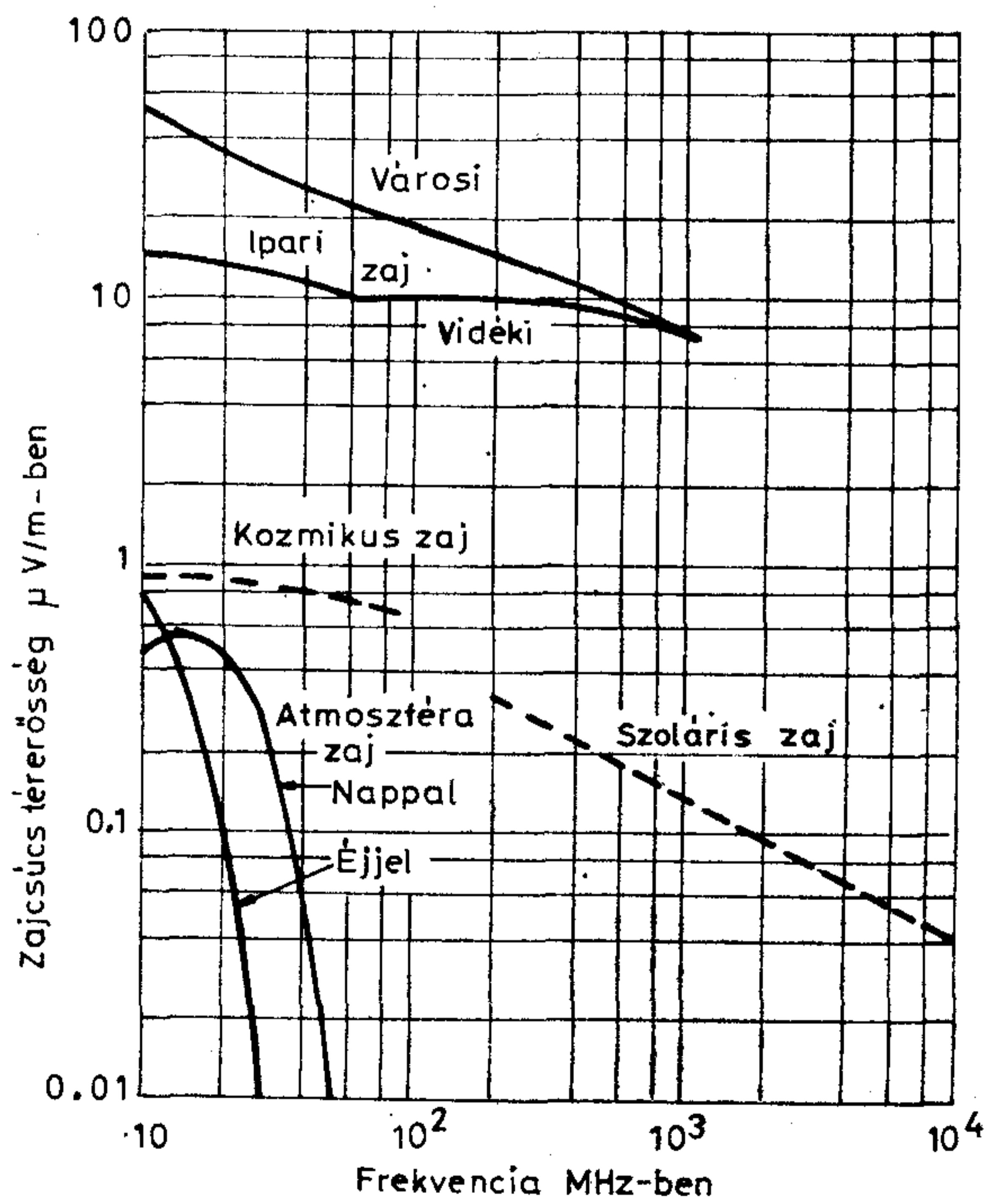
A zajforrástól terjedő elektromágneses hullám elméleti úton számított csillapítása eltér a gyakorlati méréseknél tapasztaltaktól. Az elmúlt néhány év folyamán azonban különböző országokban végzett mérések statisztikai analizálásának eredményeként olyan empirikus formulához sikerült jutni, amely lehetővé teszi a 30-tól 1000 MHz-ig tartó frekvenciasávban 30-tól 1500 m távolságig a föld felszínétől számított 1-től 4 m magasságon belül a térerősség meghatározását. Reflektáló felületektől távol, sík



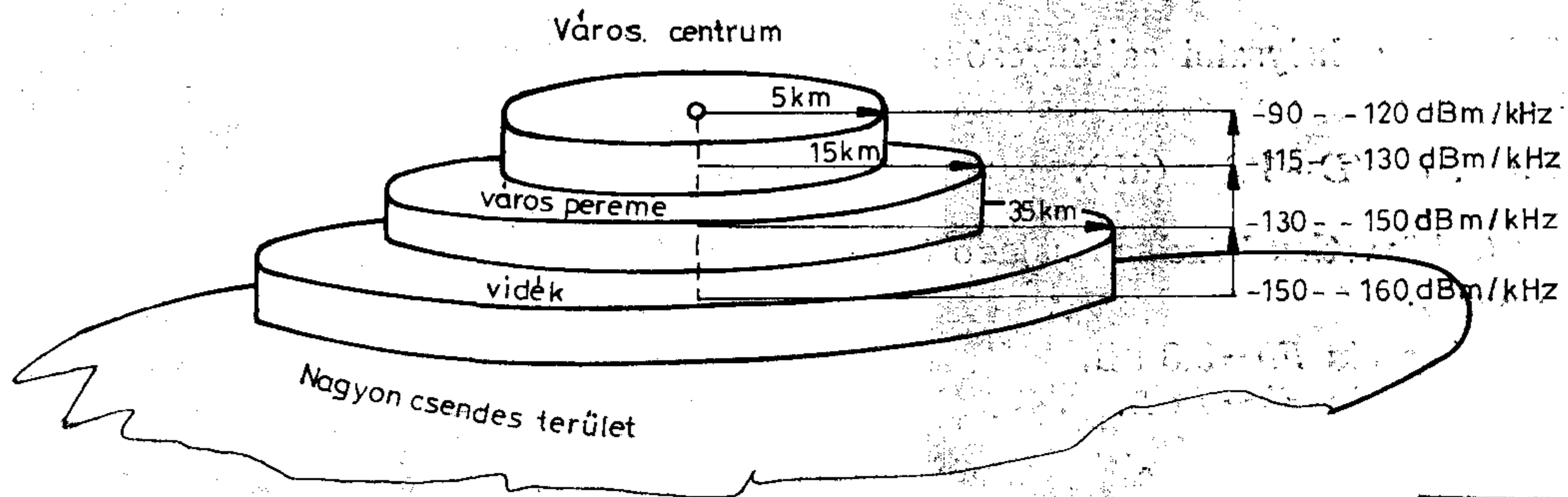
8. ábra. A basrai fabuszok



9. ábra. Nem zavarmentesített gépkocsik



10. ábra. Különböző zavarok zajcsúcs térerőssége



B 230-12

12. ábra. Ipari zaj a 150–500 MHz-es sávban (mérővevő B = 500 kHz)

terepen, a zajforrástól 20–300 m-en belül, 0,5 és 4 m magasságok között a külső zaj térerőssége:

$$E_d = E_{30} \left(\frac{D}{30} \right)^{-1,4} |1^{1/2}| \quad (\mu\text{V/m}), \quad (7)$$

ahol:

E_d = D távolságban jelentkező térerősség $\mu\text{V/m}$ -ben,

E_{30} = 30 méteres távolságban mért térerősség $\mu\text{V/m}$ -ben,

D = távolság m-ben.

A standard szórás szélső értéke s , a következő formula alapján határozható meg:

$$s = 1,5 + 0,005D \quad (\text{dB}). \quad (8)$$

Nem tökéletesen sík és nem reflexiómentes terep esetén a mérési eredmények a frekvenciától is függően eltérnek. Különösen az épületek reflexiója, diffrakciója okoz jelentős változást. Ezért célszerű a vizsgálat helyszínét az alábbiak szerint csoportosítani:

- vidéki terület, ahol a beépített rész 2% alatt van,
- városszéli terület, ahol a beépített rész 2% és 15% között van,
- városi terület, ahol a beépített rész 15% felett van.

Ha a zajforrás 30 m-nél távolabb van, akkor a térerősség az alábbi formulával határozható meg:

$$E_d = E_{30} \left(\frac{D}{30} \right)^{-n} \quad (\mu\text{V/m}), \quad (9)$$

ahol:

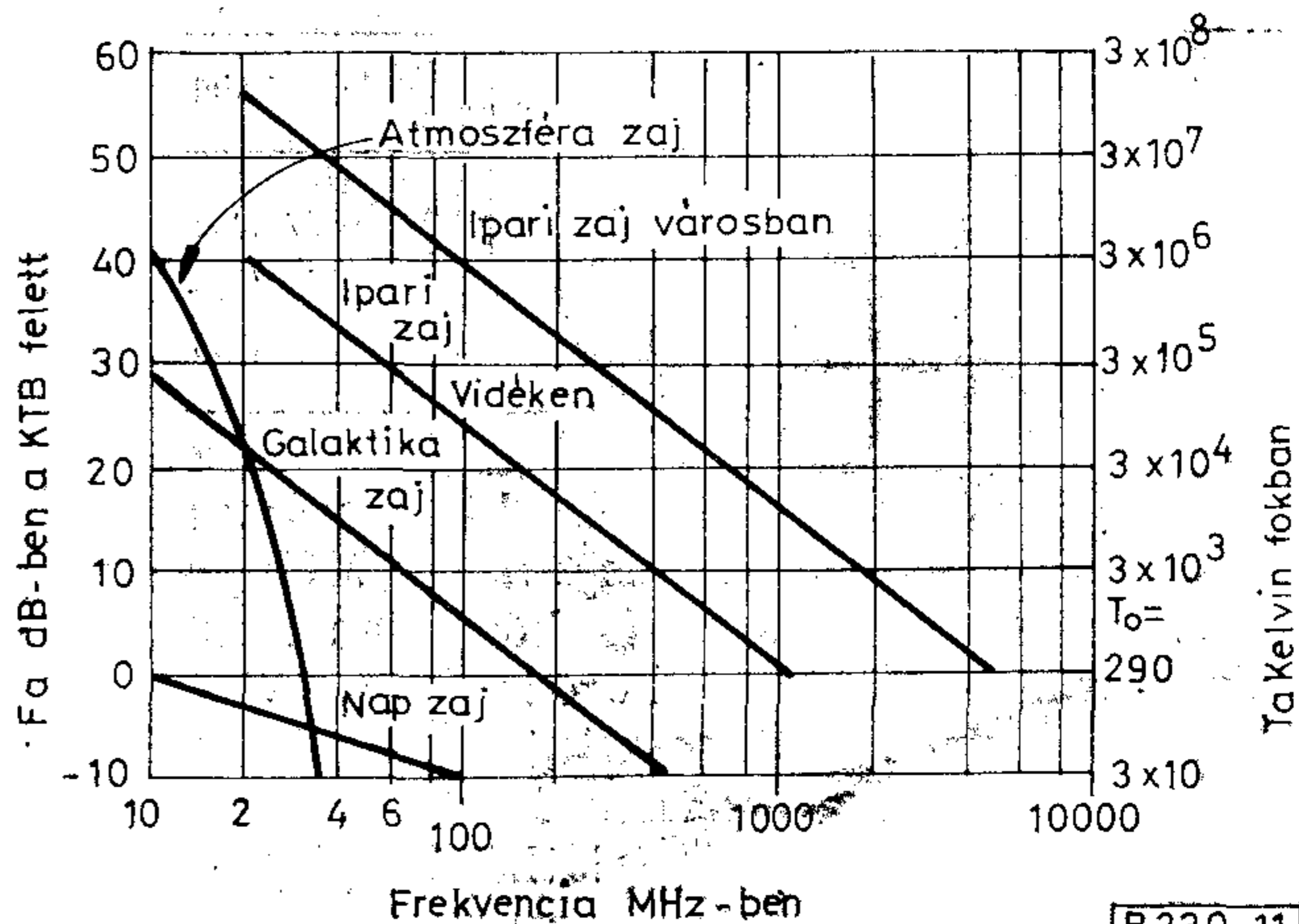
E_{30} = a zajforrástól 30 m-re mért térerősség $\mu\text{V/m}$ -ben,

D = távolság méterben,

n = tapasztalati átlagos csillapítási tényező az alábbi táblázat szerint:

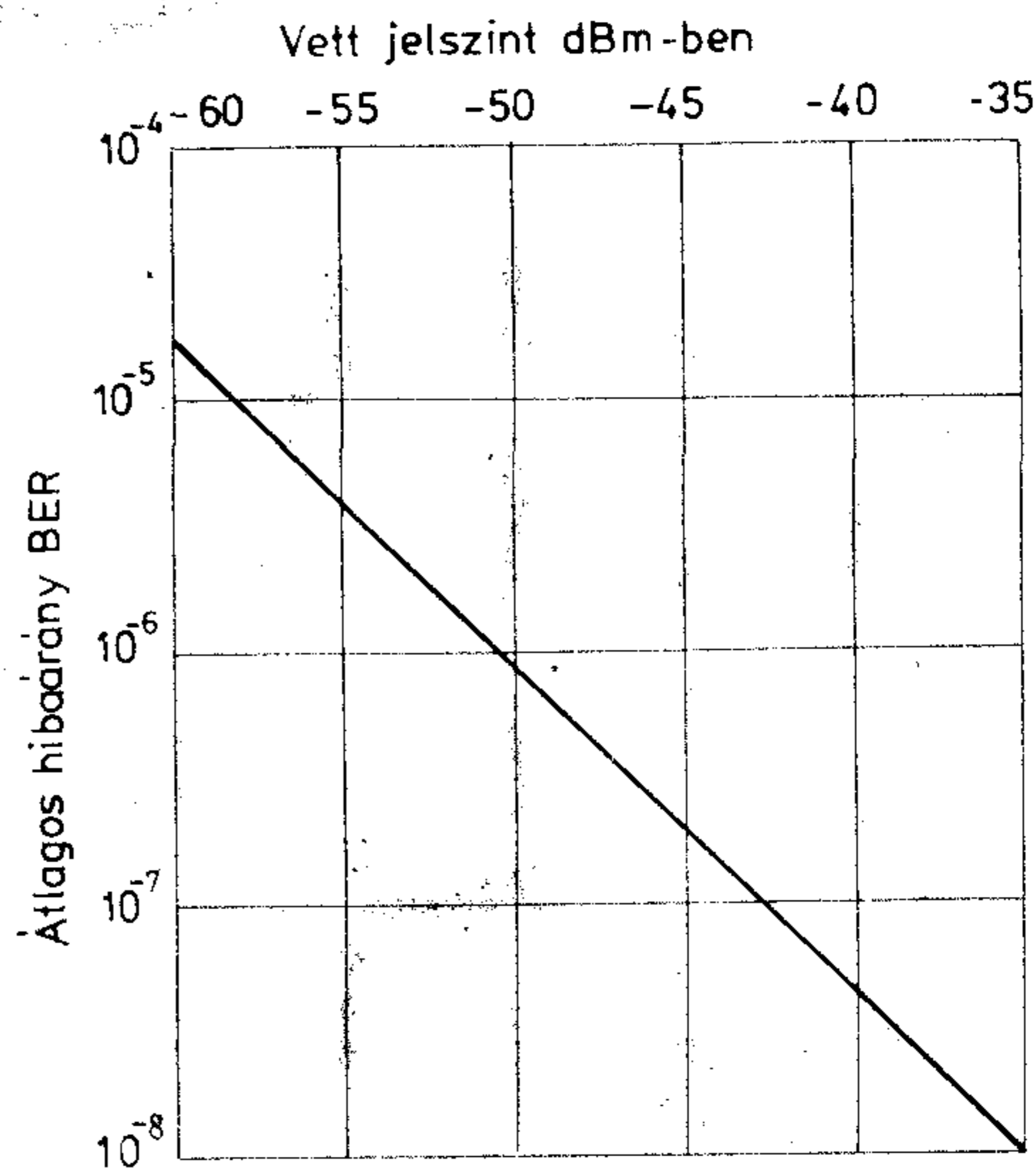
Frekvencia tartomány (MHz)	Vidéki terület		Városszéli terület		Városi terület	
	n	s standard szórás szélső értéke (dB)	n	s standard szórás szélső értéke (dB)	n	s standard szórás szélső értéke (dB)
30-tól 400 MHz-ig	2,2	6	2,8	7	3,5	9
400-tól 1000 MHz-ig	2,8	7	3,5	9	—	—

Megjegyzés: 1 000 MHz körül az épületektől származó reflexió és diffrakció miatt a mérés megbízhatatlanná vált, ezért a városi területen az n értéke nincs feltüntetve.



B 230-11

11. ábra. Különböző zavarok antenna zajhőmérséklete és antenna zajtényezője



B 230-13

13. ábra. BER a vett jelszint függvényében gyújtás-zavar mellett

3.3 A gyújtás zaj digitális rádiórelékre gyakorolt hatásának szubjektív megfigyelése

A külső zajok közül a 400 MHz-es sávban működő digitális rádiórelékre a gyújtás zaj fejt ki a legnagyobb hatást. Ez a forgalmi csatornában szabályosan pattogó hangként jelentkezik. A pattogás sűrűsége függ a közelben haladó gépjárművek számától és a gyújtóimpulzusok ismétlődési frekvenciájától. Kisebb forgalomtól származó zavar nem rontja lényegesen a távbeszélő csatornákon folytatott beszélgetések érthetőségét, azonban rendkívül bántó lehet a fül számára. A forgalom növekedésével szaporodik a pattogások száma és hirtelen romlani kezd az érthetőség. Jelentős közeli gépjárműforgalom esetén a digitális rádiórelé szinkronizmusa gyakran kimarad és a távbeszélő csatornában hallható pattogó hang mellett a beszéd időnkénti megszakadása is észlelhető. Ilyenkor már nem lehet elfogadható távbeszélőkapcsolatot fenntartani. Sokkal kellemetlenebb hatás figyelhető meg a jelző- és táviró-csatornákon. A jelző-csatornákon nyugalmi állapotban az impulzus beütések indokolatlan hívást idéznek elő. Automatikus távbeszélő központhoz csatlakozva a megkezdett hívásoknál a „plusz” impulzusok téves hívást okoznak. Erős külső zavar esetén előálló nemkívánatos tárcsa impulzussorozat a csatlakozó távbeszélőközponthoz annyira leterhelheti, hogy a vonalakat le kell kapcsolni róla. Táviró vagy telex üzemben, ha nincs külön hibavédelem biztosítva, az impulzus zaj karakterhibát okoz. Kisebb zavarítás szöveges táviratoknál a nyelv redundanciája miatt még elviselhető, de az adattovábbítást megnehezíti. Az eddigi tapasztalatok alapján a 400 MHz-es sávban működő digitális rádiórelék átviteli minőségromlását az idő kis hányadában nem a fading, hanem elsősorban a gyújtás zaj okozta.

3.4 A gyújtás zaj hatása a digitális rádiórelék bittévesztésére

1972-ben egy PCM rádiórelé üzemét vizsgálták meglehetősen nagy gyújtás-zavar mellett Helsinkiben. Az összeköttetés műszaki adatai az alábbiak voltak:

Szakasz hossza:	27 km
Antenna nyeresége:	14 dB
Üzemi frekvencia:	367 MHz
Adóteljesítmény:	4 W = 36 dBm
Moduláció:	bináris FSK 1600 kbit/s bitsebességgel modulálva
Frekvencialöklet:	1 MHz
Vevő sáv szélesség:	1,8 MHz
Névleges szakaszcsillapításnál (96 dB) a vett jelszint:	-60 dBm
Termikus zaj 1,8 MHz sáv szélességnél (3 dB-es pont) detektálás előtt:	-104 dBm
C/N névleges szakaszcsillapításnál:	44 dB
Gépkocsik gyújtás zaj csúcsfeszültsége:	60 μ V/50 ohm 120 kHz-es sáv szélesség esetén (6 dB-es pont)

Gyújtás zaj nélkül a névleges szakaszon mért bittévesztés gyakorlatilag nulla volt, ekkor a 10^{-6} BER-hez tartozó fading tartalék 26 dB. Nappal a gyújtás zaj elérte a legmagasabb értéket és az átlagos BER $2 \cdot 10^{-5}$, csúcserőteke 10^{-4} volt. A vételi jelszint emelésével lehetett csökkenteni a bittévesztést. Megközelítőleg 7 dB-es vételi szint növekedés okozott $1/10$ -es csökkenést a bittévesztésben a 13. ábra szerint. A gyújtás zajtól származó bittévesztés növekedését úgy is felfoghatjuk, hogy csökkent az összeköttetés fading tartaléka, mivel a vételi szint növelésével a zavar előtti BER érték helyreállítható. A fading tartalék csökkenését vagy a digitális rádiószakasz impulzus-zaj miatti romlását, melyet D_i romlási tényezővel jelölünk, igen egyszerűen lehet mérni.

Egy működő digitális rádiórelé összeköttetés fading tartalékát, az R_m -et a 14. ábra alapján mérhetjük meg.

Az adó moduláló jelsora egy álvéletlen jelsor. A vevő által vett álvéletlen jelsort a tévesztésmérő értékeli. A mérés kezdetén mind az adónál, mind a vevőnél állítható csillapító nélkül ellenőrizzük az alaptévesztést. Ezután a vevőoldali állítható csillapítóval addig növeljük a csillapítást, amíg a 10^{-3} BER értéket elérjük. Ekkor a leolvasott csillapítás megegyezik a szakasz fading tartalékával R_{m1} -el, ha nincs külső zaj. Végezzük el a mérést úgy is, hogy a vevőoldalon kivesszük a csillapítót és az adóoldalt állítjuk (pl. szolgálati csatornán keresztül) mindaddig, amíg a vevőoldalon 10^{-3} BER értéket nem mérünk. Az így kapott fading tartalék R_{m2} . Ha az $R_{m1} = R_{m2}$ eset áll fenn, akkor nincs mérhető külső zaj, $R_{m1} > R_{m2}$ -nél azonban már külső zajjal kell számolni és a romlási tényező:

$$D_i = R_{m1} - R_{m2} \quad (\text{dB}), \quad (10)$$

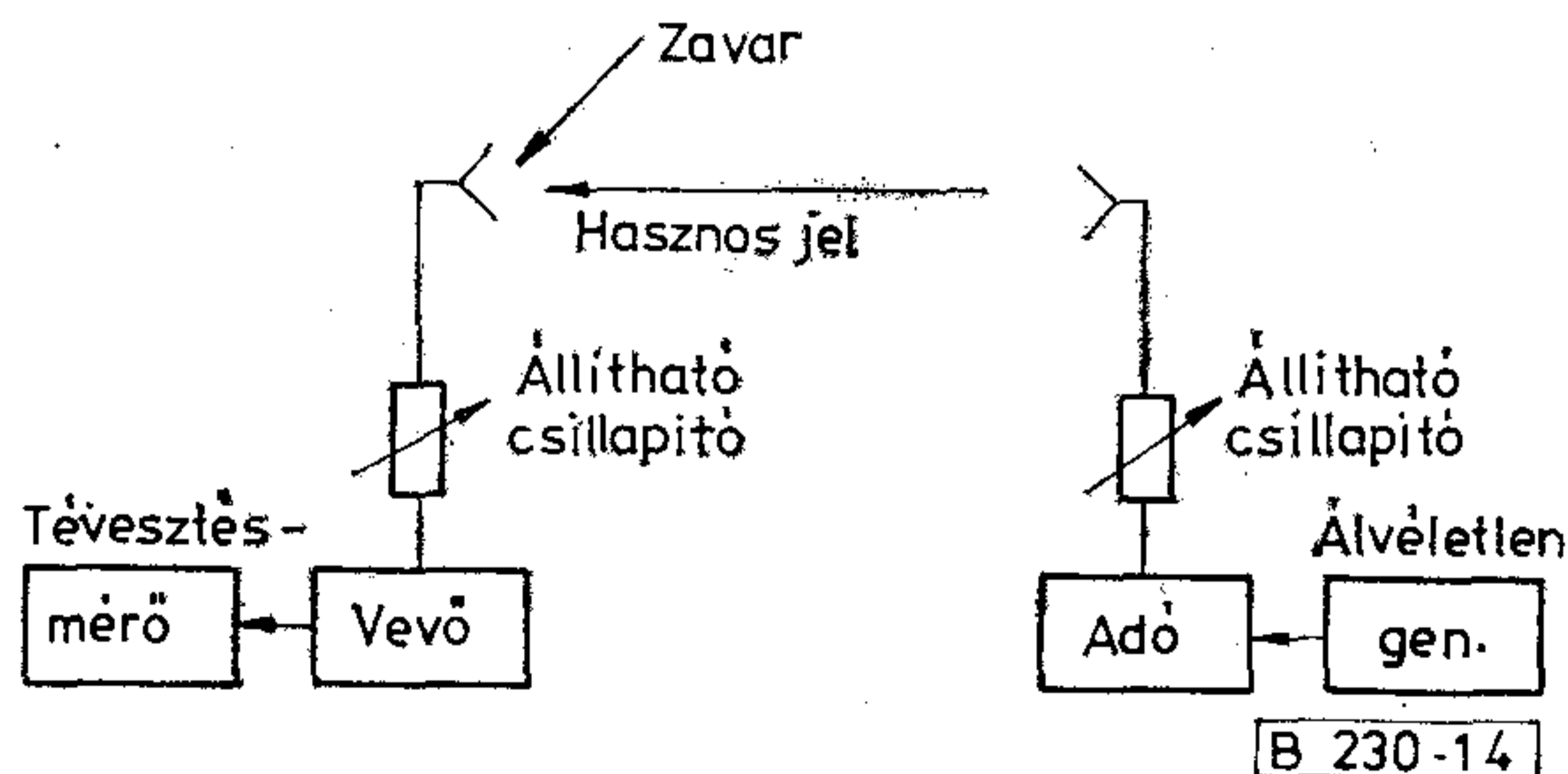
ahol:

D_i = a romlási tényező dB-ben,

R_{m1} = a vevőoldali csillapítóval mért fading tartalék dB-ben,

R_{m2} = az adóoldali csillapítóval mért fading tartalék dB-ben.

Természetesen a tévesztés 10^{-3} értékének meghatározására más egyszerűbb módszer is használható. Az ORION DM400/6 és DM400/32 rádiórelékből felépített, különböző helyeken működő összeköttetések mért D_i tényezőit táblázatba foglaltuk. A táblázatban szereplő mérési eredményekhez azt a kiegészítést kell fűzni, hogy nem hosszú idejű mérésekről van szó, hanem a feltételezett legzavartatottabb periódus rövid idejű vizsgálatáról.



14. ábra. A fading tartalék mérése

Ország	Vevőállomás	Adóállomás	Di dB-ben
Irak	Basra	Műtrágyagyár	15
	Műtrágyagyár	Basra	5
	Basra	Papírgyár	15
	Papírgyár	Basra	2
	Arbil	Salahudin	5
	Salahudin	Arbil	0
	Saqlawa	Salahudin	0
	Salahudin	Saqlawa	5
	Saqlawa	Harir	0
	Harir	Saqlawa	0
Irán	Teherán CPO	Sharerey	20
	Sharerey	Teherán CPO	10
	Pahlavi	Rasht	5
	Rudsar	Amlesh	5
	Amlesh	Rudsar	0
	Bahar	Hamadan	0
	Hamadan	Bahar	10
	Pakisztán	Lyallpur	Chiniot
Chiniot		Lyallpur	2
Di Khan		Darya Khan	5
Darya Khan		Di Khan	0
Kuvait	Kuvait TC	Earth st.	10
	Earth st.	Kuvait TC	2
	Ahmadi	South Sheiba	10
	South Sheiba	Ahmadi	0

A mérések eredményei a következő észrevételeket sugallják:

- A városok (Basra, Teherán) központjaiban mérhető a legnagyobb romlási tényező (15–20 dB).
- Kis gépkocsiforgalommal rendelkező vidéki településeken is tapasztalható 2–5 dB romlási tényező.
- Éjjel csaknem mindenütt 0 dB-re csökkent a romlási tényező.

Más digitális rádiórelék bittévesztésére vonatkozó megfigyelések eredményét az alábbiak szerint lehet összefoglalni, hozzátéve, hogy a mai digitális rádiórelék vevőit általában Gauss zajra optimalizálva tervezik, pedig a két zaj hatása lényeges eltérést mutat.

- Állandó szintű vételi jel esetén, nagy jel–zaj viszonynál az impulzus-zaj több tévesztést okoz, mint a Gauss zaj, kis jel–zaj viszony esetén azonban a Gauss zaj okoz több tévesztést.
- Rayleigh fadinges jelnél a Gauss zaj okoz több hibát minden jel–zaj viszonyra vonatkozóan, lassú, emelkedő fading esetén az impulzus-zaj okoz több hibát, vagyis tévesztést. Diverziti vétel használatakor az impulzus-zaj sokkal kedvezőtlenebb hatást okoz.
- Differenciálisan koherens fázisbillyentyűzés esetén a hibapárosodás csökken a jel–zaj viszony növekedésével, ugyanakkor az impulzus-zaj növekedésével pedig nő.

- Szabályos idő-sávszélesség termékkel rendelkező rendszereknél az illesztett szűrőjű vevő az impulzus-zajokra is optimumot ad.
- A zaj-elnyomási eljárások, mint például a szélessávú határolás, a spektrumkiterjesztés stb. nem jelentősen hatékonyak nagy jel–zaj viszony esetén.
- Azok a vevők, amelyeket speciálisan terveztek egy jellemző típusú zaj elnyomására lényegesen jobb eredményt adnak, mint a „szabvány” zaj-elnyomású megoldások.

4. A gyújtászaj jellemzői, mérése

4.1 A gyújtászaj jellemzői

A belsőégésű motorok elektromos gyújtásától származó zavart a CCIR 334–2 Ajánlása a kvázi-impulzív interferencia kategóriába sorolja. A kvázi-impulzív zaj tulajdonképpen két extrém zajtípus között helyezkedik el. Az egyik szélső típus a termikus vagy fehérzaj, amely rendszertelen amplitúdójú és alakú impulzusok sorozata és olyan sűrűn követik egymást az impulzusok, hogy a vevő időállandója alatt átlapolódnak. A másik típus a tiszta impulzus-zaj, amely csaknem azonos amplitúdójú szabályosan ismétlődő rövid impulzusok sorozata, ahol az impulzus hossza rövidebb mint a vevő időállandója az ismétlődési periódusa pedig hosszabb. Így a vevő gyakorlatilag az egyenkénti impulzusokra reagál. Egy gépkocsi esetén az impulzus szélessége néhány nanoszekundum, míg az ismétlődési periódus 5–200 msec körül van. Ekkor a zaj tiszta impulzus-zajnak tekinthető. Városokban sok gépkocsitól érkező impulzusok már sűrűbben és viszonylag véletlenül helyezkednek el az időtartományban, ezért már a kvázi-impulzív zaj kategóriájába kell sorolnunk, tulajdonságában pedig egyre jobban jelentkezik a fehérzajhoz tartó közeledés.

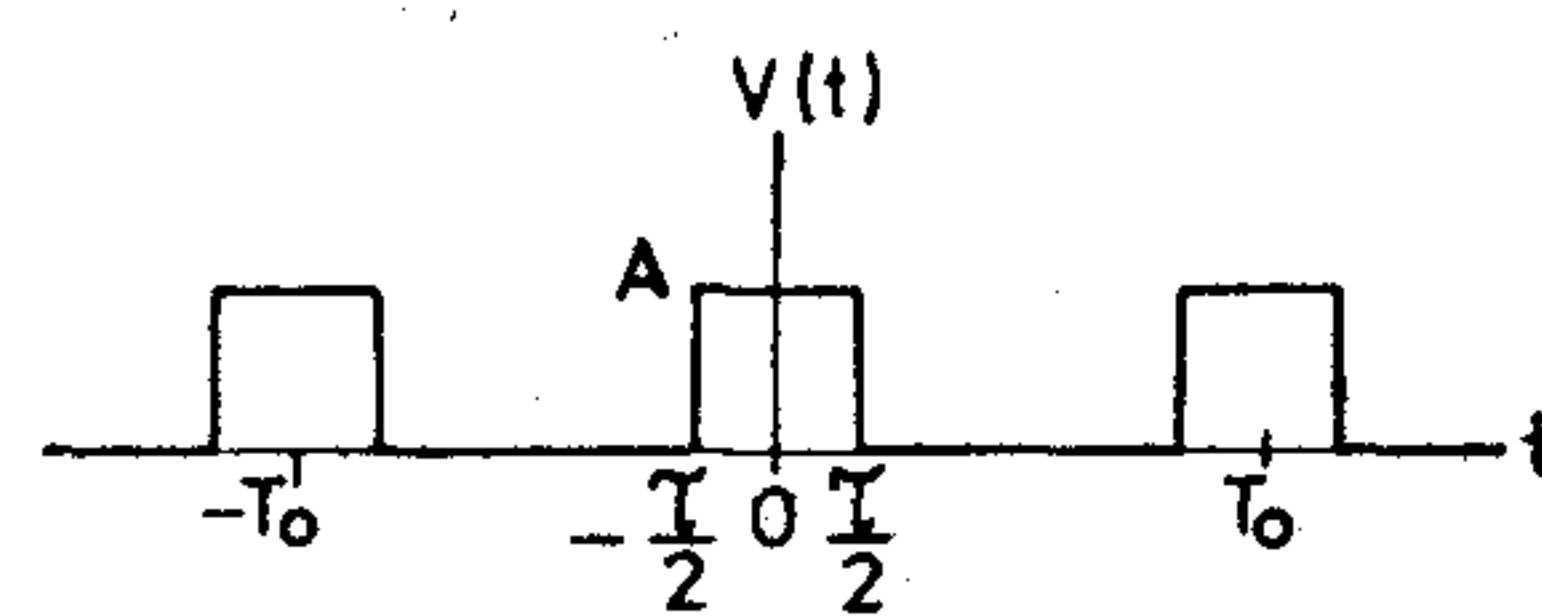
Egy gépkocsi gyújtószikrájának zavaró jele a 15. ábrán látható $v(t)$ periodikus jellel jellemezhető. Mivel az impulzusok pontos alakja nem ismeretes, ezért négyszögletes impulzusok sorozatát használjuk fel a matematikai modellhez.

A négyszögletes impulzus matematikai leírása az időtartományban:

$$v(t) \begin{cases} A & |t| < \frac{\tau}{2} \\ 0 & |t| > \frac{\tau}{2} \end{cases} \quad (11)$$

ahol:

- τ = az impulzus szélessége (sec),
- A = az impulzus amplitúdója (V).



B230-15

15. ábra. Egy gépkocsi gyújtószikrájának zavaró jele

Szeretnénk a periodikus hullámalak vonalas spektrumát $c(nfo)$ meghatározni. Mindjárt az elindulásnál észre kell venni, hogy a jelnek ugrásszerű szakadása van a $t = \pm \tau/2$ helyeken és a $v(t)$ értéke a szakadásoknál határozatlan. Természetesen a matematikai modellen levő ugrásszerű szakadás a valóságban nem létezik. Az átmeneti idő elhanyagolása nem okoz gondot, mivel az sokkal rövidebb az impulzus időtartamánál, ezenkívül a $c(nfo)$ meghatározása elsősorban elvi következtetések céljára szolgál. A Fourier-sor együtthatói:

$$c(nfo) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} v(t) e^{-j2\pi n f_0 t} dt = \frac{1}{T_0} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} A e^{-j2\pi n f_0 t} dt =$$

$$= \frac{A}{-j2\pi n f_0 T_0} (e^{-j\pi n f_0 \tau} - e^{j\pi n f_0 \tau}) = \frac{A}{\pi n} \sin \pi n f_0 \tau, \quad (12)$$

ahol: T_0 = periódusidő (sec), és felhasználtuk azt a tényt, hogy $f_0 T_0 = 1$ és $e^{j\Phi} - e^{-j\Phi} = 2j \sin \Phi$. A fenti összefüggés valamivel egyszerűbb lesz a sinc függvény bevezetésével, amely a következőképpen írható le:

$$\text{sinc} = \frac{\sin x}{x}, \quad (13)$$

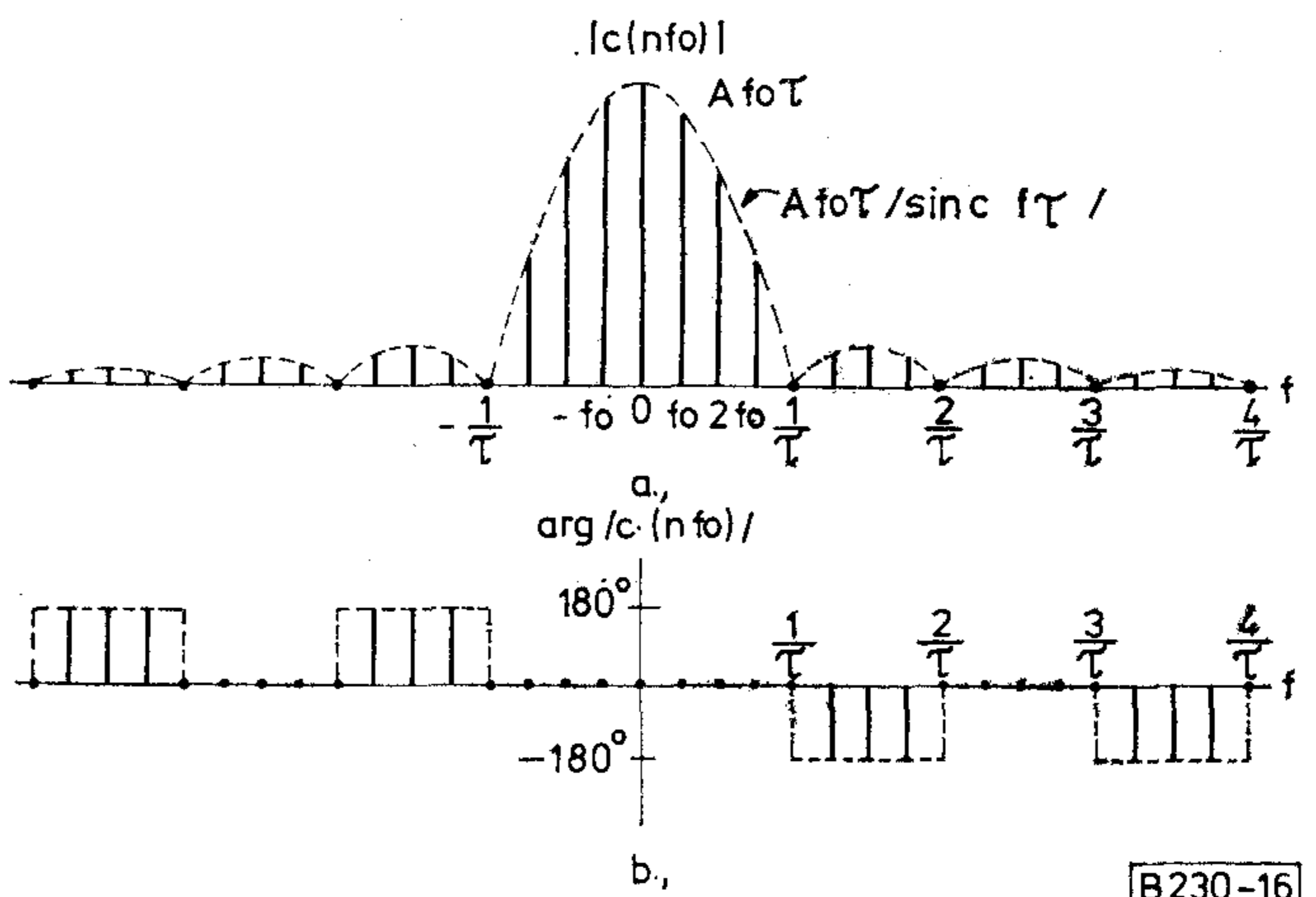
ahol az x független változó.

A sinc függvényt felhasználva a négyszögletes impulzussorozat Fourier-sorának együtthatói a következők:

$$c(nfo) = A f_0 \tau \frac{\sin \pi n f_0 \tau}{n f_0 \tau} = A f_0 \tau \text{sinc } n f_0 \tau, \quad (14)$$

amelyek az időtől függetlenek és szigorúan valós értékűek, mivel a $v(t)$ valós és páros. Ezért az amplitúdó spektrum: $|c(nfo)| = A f_0 \tau (\text{sinc } n f_0 \tau)$, amely a 16a ábrán látható, $f_0 \tau = 1/4$ esetén. A spektrumvonalak burkolóját szaggatott vonallal jelöltük. A $\pm 4 f_0$, $\pm f_0$ stb. spektrumvonalak hiányoznak, mivel $1/\tau$ többszöröseinél a burkoló egyenlő nullával.

Az egyenáramú komponens amplitúdója: $c(0) = A f_0 \tau = A \tau / T_0$. A 16b ábrán látható a fázis spektrum, amely mindig valós, de néha negatív értékű. 100 Hz-es impulzus ismétlődési frekvenciát véve alapul ($T_0 = 10$ msec), $\tau = 2$ nsec impulzusszélességnél a spektrum burkolója 500 MHz-nél lesz nulla amplitúdójú és a spektrumvonalak 100 Hz-re helyezkednek el egymástól. A mikrohullámú vevő sávszűrője a spektrum 400 MHz-es tartományából 1,5 MHz szélességű „ablakon” (DRF 04/32 esetén) látja a spektrumvonalakat (kb. $1,5 \cdot 10^5$ mennyiségűt). A vevő számára az impulzus-zaj olyan szélessávú zavart jelent, amely elől frekvenciaváltással a 390–470 MHz-es sávban kitérni nem lehet. A gyújtószikra viszonylag széles spektruma azonban csak némi módosulással jut el a mikrohullámú vevőkhöz. Ezen módosító tényezők közé tartozik a primer sugárzó rendszer (gyújtókábelek, elosztó, elosztóvezeték, transzformátor stb.), a szekunder sugárzó rendszer, és a terep terjedést befolyásoló tényezői (reflexió, diffrakció). Minthogy a gyújtóimpulzus szélessávú, ezért a különböző sáv szélességű vevők eltérően reagálnak a zavarra. Ha a

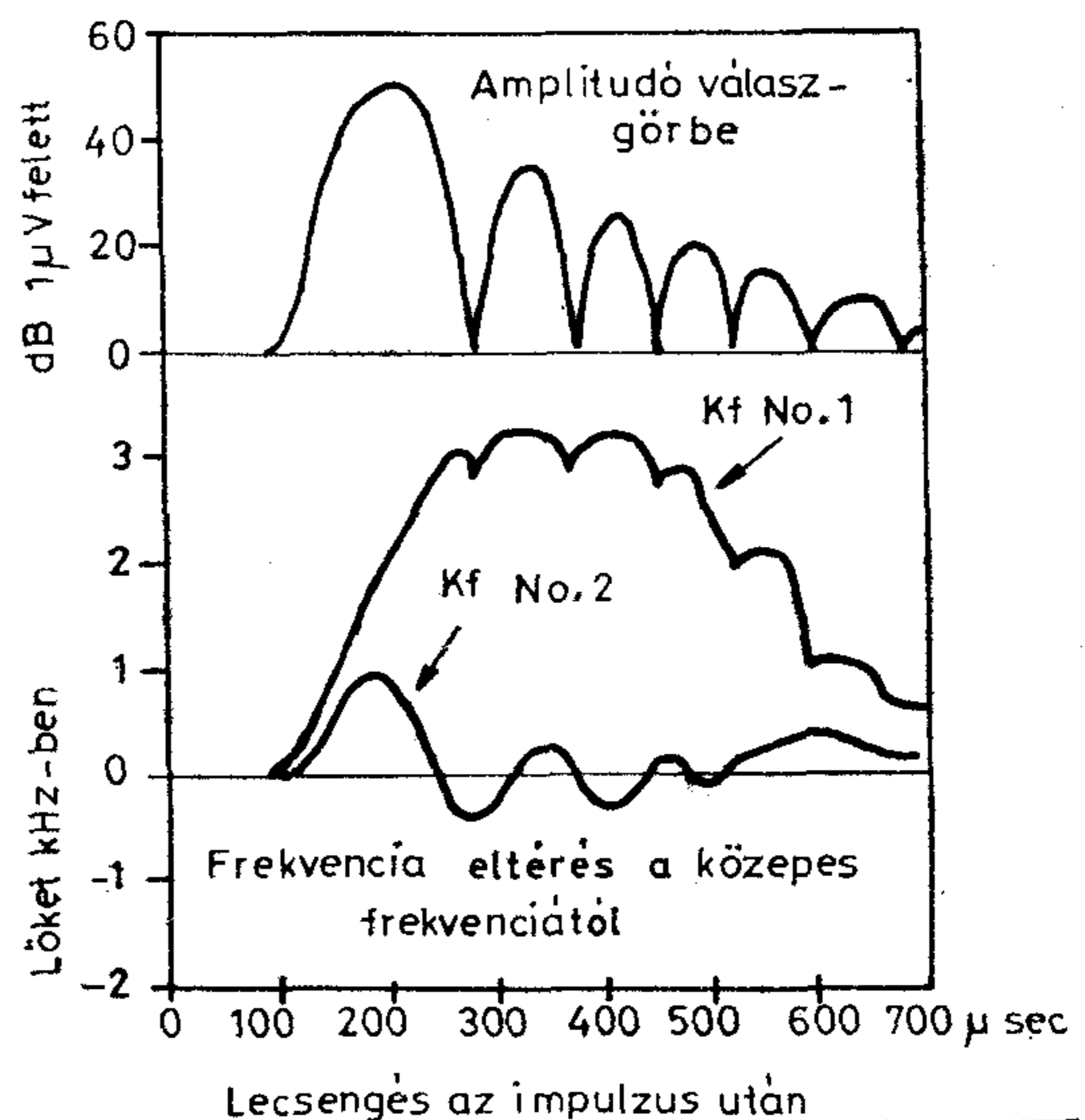


16. ábra. A négyszögletes impulzussorozat spektruma, a) amplitúdó, b) fázis

zavar sáv szélessége $1/\tau$, és a vevő a sáv szélessége B , akkor $B \gg 1/\tau$ esetén a vevő gyakorlatilag (a késleltetéstől és a szűrő csillapításától eltekintve) változás nélkül átviszi az impulzust. $B \ll 1/\tau$ esetén azonban az átvitt impulzus szélessége megnő. Keskeny impulzust kapcsolva egy sávszűrőre, amely B sáv szélességgel rendelkezik a válaszimpulzus minimális szélessége (τ min.) megközelítőleg a következő egyenlőtlenség alapján határozható meg:

$$\tau \text{ min} \geq \frac{1}{2B}. \quad (15)$$

Például egy 2 nsec-os gyújtásimpulzus $B = 1,5$ MHz-es vevőnél 333,3 nsec-os, $B = 10$ kHz-es vevőnél 50 μ sec-os válaszimpulzust hoz létre. Ha $T_0 = 10$ msec, akkor a vevő szinte az egyenkénti impulzusokra válaszol. A 17. ábrán egy keskenysávú vevő impulzusra adott válaszát láthatjuk AM és FM üzemmódban oszcilloszkóppal vizsgálva. A vevő bemenetére kapcsolt impulzus spektrum intenzitása 90



17. ábra. Keskeny sáv szélességű vevő amplitúdó és frekvencia válasza a zavaró impulzusra

$\text{dB}\mu\text{V}/\text{MHz}$ volt. A No1-es KF szűrő normál, míg a No2-es KF fázis-hangolt. Mikrohullámú vevők zavartatásának vizsgálatához szükséges a vételi frekvencia közelébe eső zavaró impulzus egyetlen frekvenciakomponensének csúcserőértékét (P), és az impulzus ismétlődési frekvenciáját (f_0), ismerni.

A vevőbe érkező hasznos jel tulajdonképpen a vevőben keltett maximális amplitúdójú zavaró impulzussal interferál. A C.I.S.P.R. szerint egy G erősítésű, B sávszélességű lineáris vevőben a P csúcserőértékű impulzus az alábbi csúcsamplitúdójú jelet hozza létre:

$$U_{\max} = G \cdot P \cdot B \quad (\text{V}). \quad (16)$$

Az impulzus-zaj hasonlóan a fehérzajhoz széles frekvenciaspektrummal rendelkezik, ezért spektrum-sűrűséggel vagy spektrumintenzitással jellemezhető. A gyakorlatban a zajfeszültség spektrumintenzitását mérik Volt/Hz-ben vagy ennek megfelelő egységeiben. A mért feszültséget egy olyan csúcsfeszültséghez viszonyítják, amely egy egységnyi sávszélességű vevőben keletkezne impulzus hatására. Impulzus-zaj esetén mind a csúcsfeszültség, mind az az átlagos teljesítmény lineárisan nő a sávszélességgel, míg fehérzaj esetén a feszültség négyzetgyökösen, az átlagteljesítmény pedig lineárisan nő a sávszélességgel.

4.2 A gyűjtés zaj mérése

Rádiórelé berendezések telepítése előtt, még a tervezés stádiumában rendkívül fontos a várható interferencia szintjének ismerete. A rádiórelék üzemeltetésekor gyakran elkerülhetetlen a jelentkező zavarok analízise. Az impulzus zavarok mérése azonban nem tartozik az egyszerű mérések közé. A mérési eredményt számos tényező befolyásolja. Ezek közül a legfontosabbak: a vevő sávszélessége, a detektálás típusa, és az interferencia összetétele (szinuszjel, véletlen zaj, impulzus zaj). Kevésbé fontos tényezők, de hatásuk bizonyos körülmények között jelentős lehet: túlterhelődési tényező, az AGC típusa, tükrörfrekvencia elnyomás, KF elnyomás, parazitajelek elnyomása, a mérőműszer időállandója és csillapítása stb. Az interferenciák mérési módszereinek kiválasztásához nyújt segítséget a CCIR 433-3 Ajánlása. Elméleti és gyakorlati megfontolások alapján az alábbi mérési módszerek adnak viszonylag pontos eredményt az impulzus spektrum amplitúdójáról:

- területi módszer,
- szabvány tápvonal módszer,
- harmonikus mérés,
- energia módszer.

Bármely módszert is alkalmazzuk mérőkészülékünk nagyrésze effektív szinuszfeszültségben van kalibrálva, ezért a mért szinusz és impulzusjel amplitúdója között eltérés mutatkozik. A mérések elvégzése előtt ellenőrizni kell műszerünk alábbi $R(f_v, f_0)$ amplitúdó kapcsolatát:

$$R(f_v, f_0) = \frac{U}{S(f_0)}, \quad (17)$$

ahol:

- $S(f_0)$ = a bemenetre jutó impulzus feszültség spektrum amplitúdója V-ban,
- U = a bemenetre jutó szinuszfeszültség effektív értéke az f_v vételi frekvencián V-ban,
- f_0 = az impulzus ismétlődési frekvenciája Hz-ben.

Egy adott $v(t)$ jel spektrum amplitúdója az f_v mérőfrekvencián az alábbi összefüggéssel adható meg:

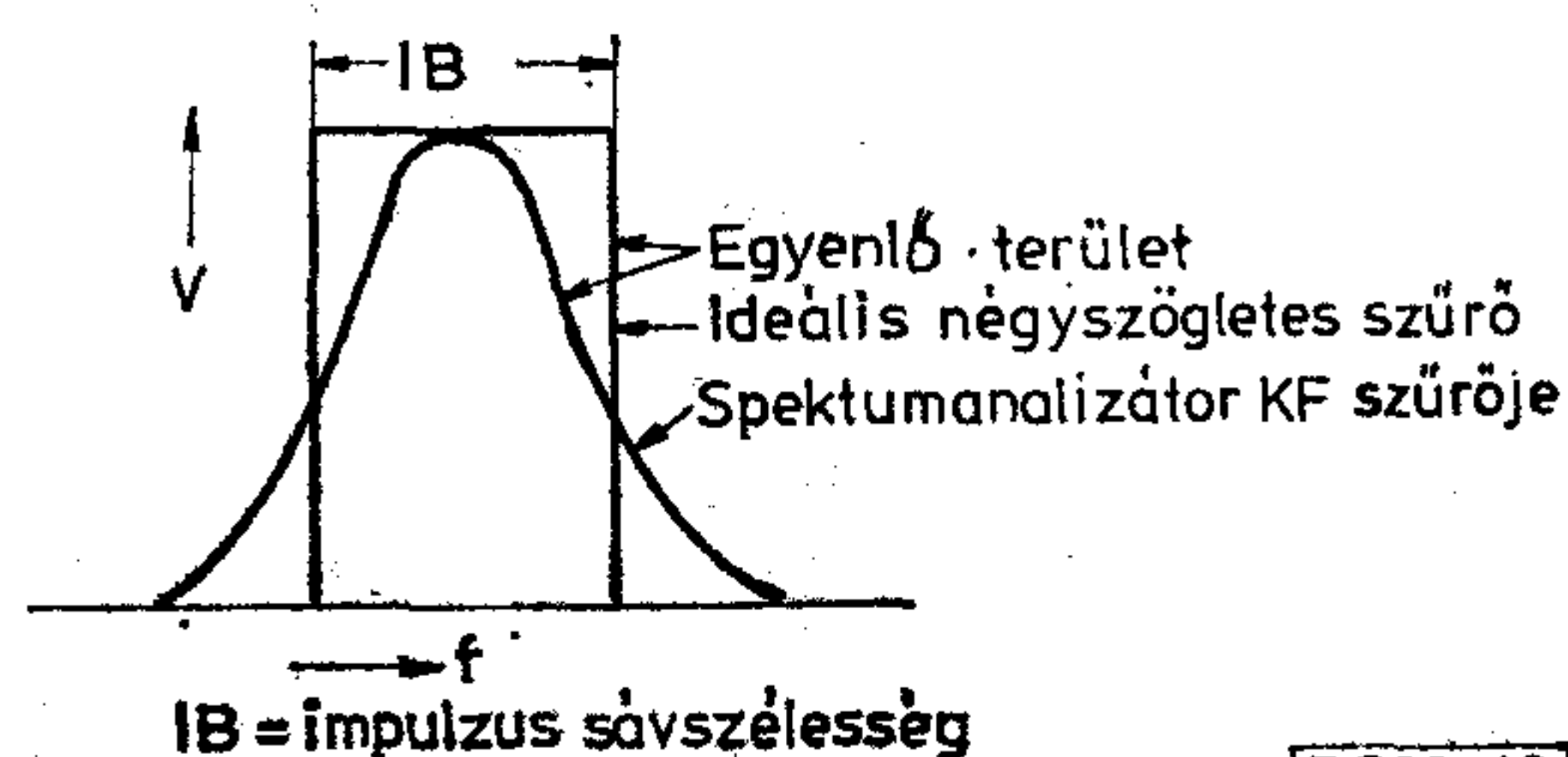
$$S(f) = 2 \left| \int_{-\infty}^{+\infty} V(t) e^{-j2\pi f t} dt \right| \text{ volt-sec}$$

30 és 1000 MHz között a C.I.S.P.R. meghatározása szerint 100 Hz impulzus ismétlődési frekvencia esetén $R_{100} = 22\,700 \frac{1}{\text{sec}}$.

4.2.1 Az impulzus zaj mérése panorámavevővel, spektrumanalizátorral

A 400 MHz-es sávban működő digitális rádiórelé vonalak tervezésekor az impulzus zavarok felderítésére, már üzembehelyezett rádiórelék esetén pedig az impulzus zavarok analízisére célszerű panorámavevőt vagy spektrumanalizátort használni. Ez a műszer lehetővé teszi, hogy a zavar térerősségét, spektrumintenzitását a rendszer működésének teljes sávjában, egyszerűen, pontosan mérjük. Lehetőség van a spektrumkép fotózására is. Minthogy az impulzus zaj fáziskohérens, vagyis az egyes spektrumkomponensek bármely pillanatban fázisban koherensek az összes többi spektrumkomponenssel, ezért, amikor megkészszeressük a sávszélességet, akkor a mért zajfeszültség is megkészszerződik. Az impulzus által létrehozott feszültség a spektrumanalizátor KF-jén tehát sávszélességfüggő. Ezért az impulzus zaj amplitúdóját normalizálni kell a műszer impulzus-zaj sávszélességéhez, amely úgy definiálható, mint egy ideális négyszögletes sávszélességgel rendelkező szűrő, amelyen ugyanakkora feszültség keletkezik, mint a műszer tényleges KF szűrőjén. Az ideális szűrő értelmezése a 18. ábrán látható.

Az impulzus zaj spektrumintenzitásának méréséhez a spektrumanalizátor sávszélességének szélesnek kell lennie az impulzus ismétlődési frekvenciájához képest, de keskenynek az impulzusszélesség reciprokához képest. Amint a 19. ábrán látható a spektrumanalizátor sávszélessége magába foglal néhány spektrumvonalat.



B230-18

18. ábra. Az impulzus zaj sávszélessége

A spektrumanalizátor impulzus sávszélességét az alábbi formula alapján határozhatjuk meg:

$$IB = \frac{VR}{SI}, \quad (19)$$

ahol:

SI = a spektrum intenzitása V/Hz-ben,
 VR = az analizátorban keltett zajfeszültség (V),
 IB = impulzus sávszélesség Hz-ben.

A spektrumanalizátor csúcsválasza minden egyes impulzusra úgy tekinthető, hogy egy adott pillanatban a sávszélességbe eső összes spektrumkomponens lineárisan összeadódik és létrehozza a csúcsválaszt. Így a spektrumintenzitás nem más, mint az egységnyi frekvencián található spektrumvonalak száma szorozva az egyes vonalak amplitúdójával. Spektrumanalizátorral történő méréseknél az alábbi lépéseket kell végrehajtani:

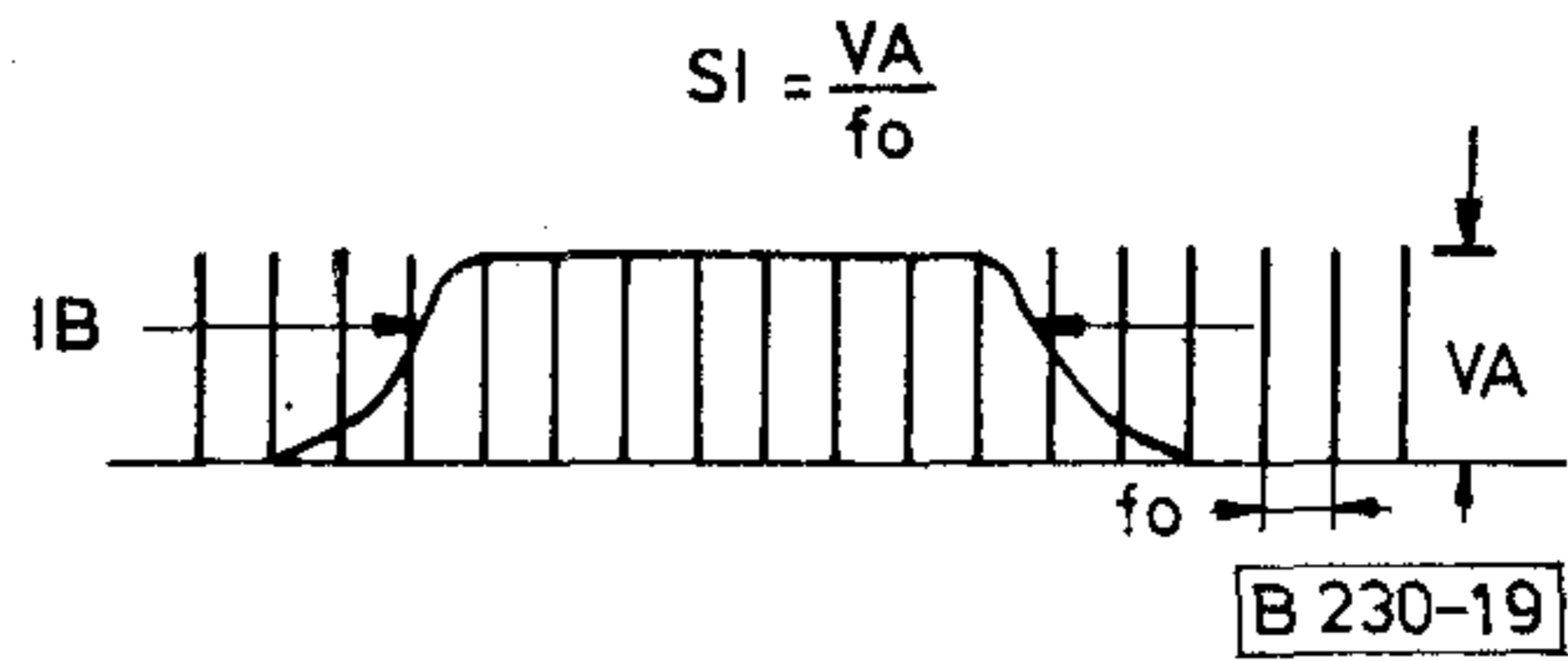
- meghatározni a spektrumanalizátor impulzus-sávszélességét,
- átalakítani a kívánt frekvencián mért amplitúdót dBm-ről dB μ V/kHz-re,
- a kapott spektrumintenzitást normalizálni 1 MHz-es sávszélességre.

Ha a spektrumanalizátort megfelelő sávszélességű antennával látjuk el, amelynek ismerjük a K antennatényezőjét, akkor a műszer alkalmas a zavar térerősségének meghatározására is az alábbi összefüggés alapján:

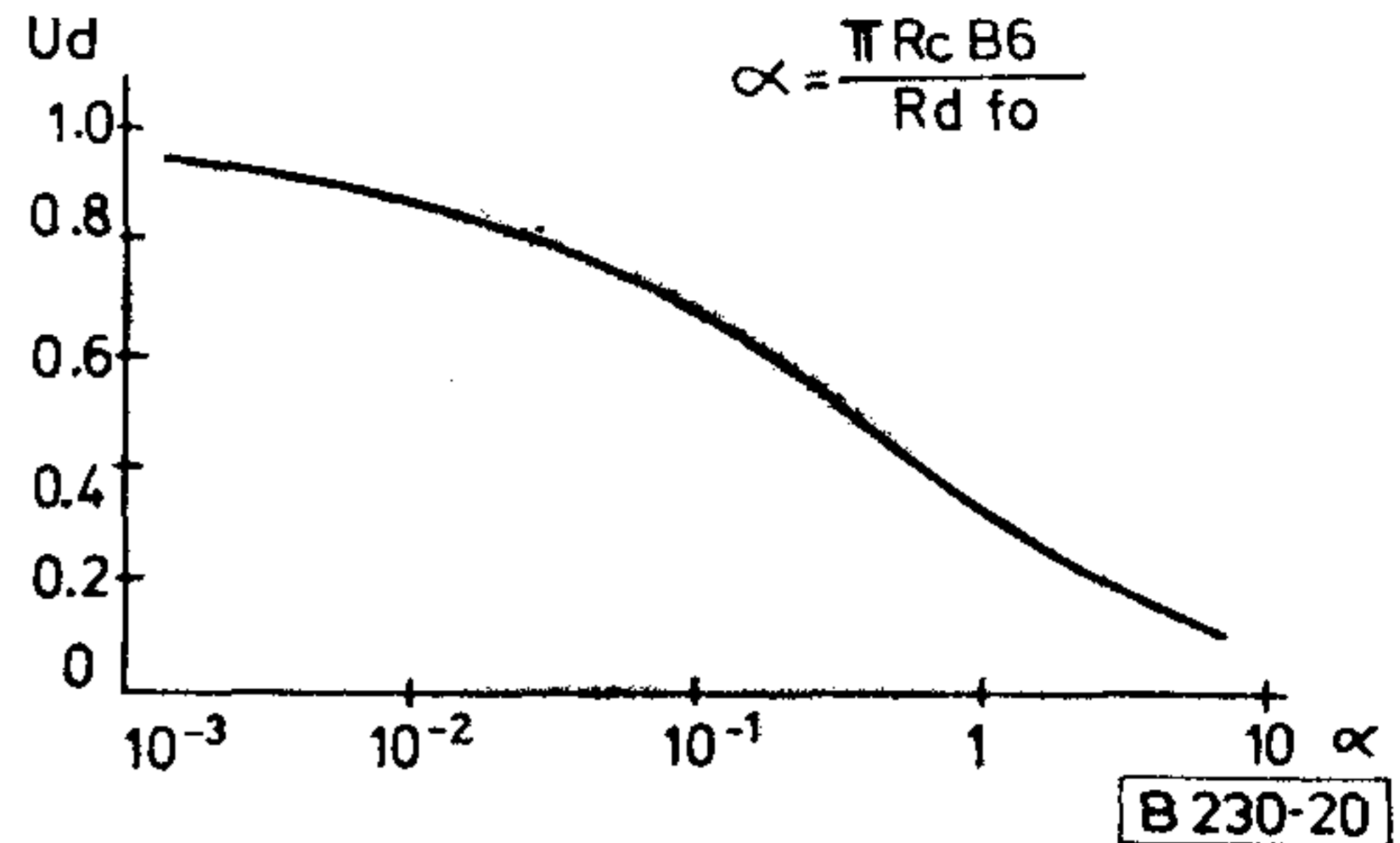
$$E = K V_r, \quad (20)$$

ahol:

E = a térerősség volt/méterben (vagy dB μ V/m-ben),
 K = az antennatényező 1/m-ben (vagy dB/m-ben),
 V_r = a vett feszültség voltban (vagy dB μ V-ban).



19. ábra. A spektrumanalizátor impulzus sávszélessége

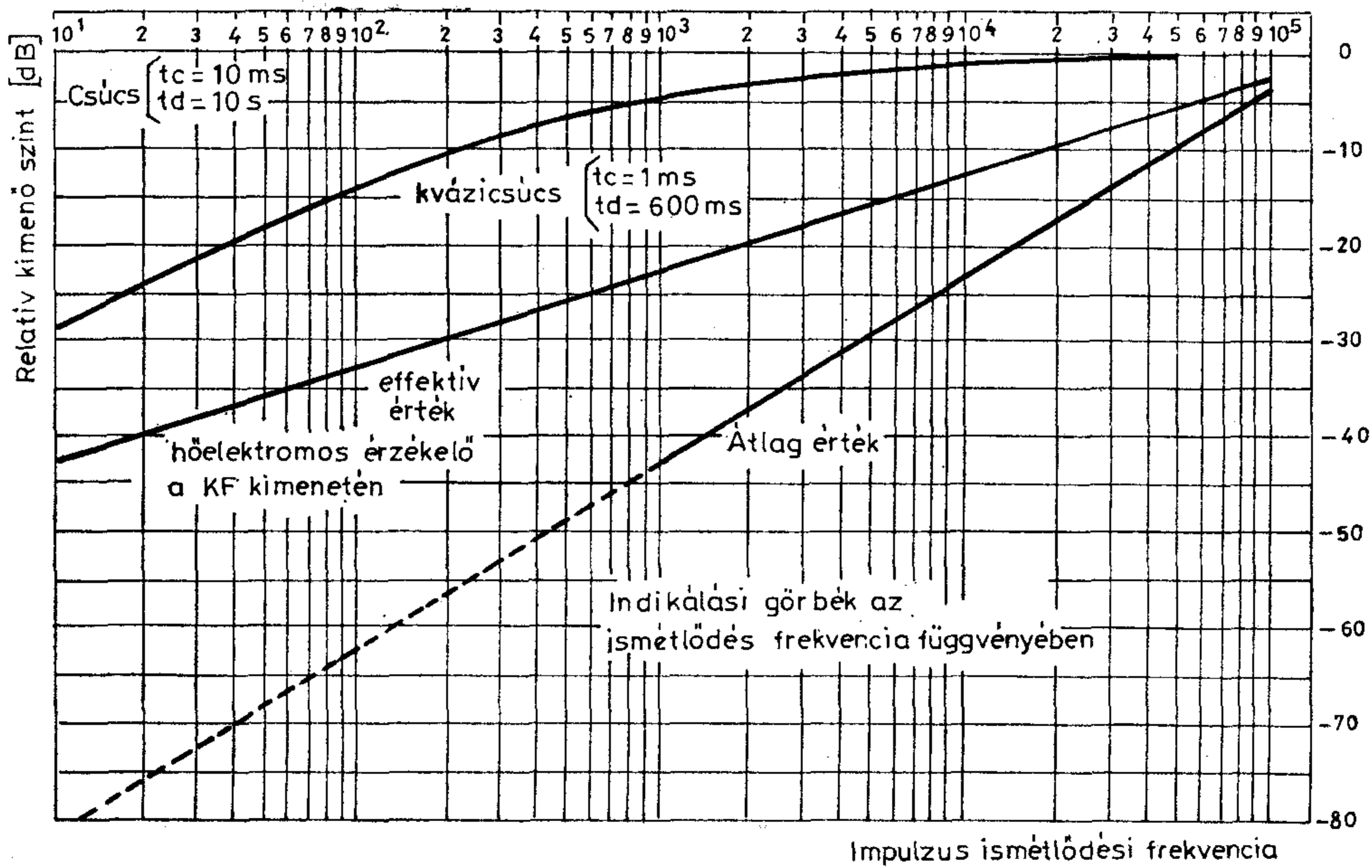


20. ábra. Az U_d impulzus egyenirányítási tényező. Ahol R_c töltőellenállás ohmban, R_d kisütőellenállás ohmban, B_6 sávszélesség (a 6 dB-es ponton) Hz-ben, f_0 impulzus ismétlődési frekvencia Hz-ben

1.2.2 Az impulzus zaj mérése mérővevővel

A mérővevő egyszerű és kényelmes eszköz az impulzus zajok mérésére. Műszaki paramétereit és a mérés módszerét illetően, a pontos eredmény érdekében teljesíteni kell a C.I.S.P.R. 4. Kiadványában szereplő előírásokat. A mérés eredményét elsősorban a vevő sávszűrőjének szelektivitás görbéje és a detektálás típusa befolyásolja. A 20. ábrán egy kvázicsúsdetektor impulzus válaszgörbéjét látjuk a csúcsválaszhoz viszonyítva az α függvényében.

A mérővevő detektortípusának ismerete feltétlenül szükséges. A csúsdetektor feszültsége egye-



21. ábra. A különböző detektorok relatív kimenőszintjei

nesen arányos az impulzus sávzélességgel (B), de nem függ az impulzus ismétlődési frekvenciájától. Az impulzus csúcsfeszültsége a csúcsdetektoron:

$$U_{cs} = 1,41 \cdot A \cdot IB, \quad (21)$$

ahol:

U_{cs} = a csúcsdetektor feszültsége voltban,

A = az impulzus területe voltszekundumban,

IB = a sávszűrő impulzus sávzélessége Hz-ben.

A gyakorlatban ezért a kvázicsúcsdetektort célszerű alkalmazni. Impulzus hatására a kvázicsúcsdetektoron keletkező feszültség:

$$U_{kcs} = 1,41 \cdot A \cdot IB \cdot Ud(\alpha), \quad (22)$$

ahol $Ud(\alpha)$ = a kvázicsúcsdetektor egyenirányítási tényezője (lásd a 20. ábrát). Az átlagfeszültséget mérő detektor feszültsége egyenesen arányos az impulzus ismétlődési frekvenciájával, de nem függ a vevő sávzélességétől:

$$U_a = 1,41 \cdot A \cdot f_0. \quad (23)$$

Alacsony impulzus ismétlődési frekvencia esetén a mért feszültség értéke nagyon kicsi, ezért impulzus-zaj mérésre általában nem használják. Az effektív értéket mérő detektor az alábbi feszültséggel válaszol az impulzusra:

$$U_{eff} = 1,41 \cdot A \cdot \sqrt{f_0 \cdot IB}. \quad (24)$$

Vagyis a kapott feszültség négyzetgyökösen ará-

nyos a sávzélességgel és az impulzus ismétlődési frekvenciával. A 21. ábrán különböző detektortípusok relatív kimenőszintjét látjuk a csúcsdetektor szintjéhez viszonyítva

I R O D A L O M

- [1] Dr. Ambrózi András: Elektronikus zajok. Műszaki könyvkiadó, Budapest, 1972.
- [2] RCA: Point-to-point radio relay systems 44 MHz to 13 000 MHz By RCA Service Company, 1972.
- [3] ITT: Reference data for radio engineers. Howard W. Sams and Co, Inc. 1972.
- [4] Donald G. Fink: Electronik Engineers' Handbook. Mc-Graw-Hill. Inc. 1975.
- [5] Donald H. Hamsher: Communication System Engineering Handbook Mc-Graw-Hill. Inc. 1967.
- [6] RSGB: Radio Communication Handbook Volume 2. Garden City Press Limited, 1976.
- [7] John D. Lenk: Handbook of practical electronic tests and measurements. Prentice-Hall, Inc. 1969.
- [8] Csepregi Horváth Kázmér: Elektronikai mérés-technika. Műszaki könyvkiadó, Budapest, 1979.
- [9] CCIR Recommendation 433-3 Volume I, XIVth Plenary Assembly Kyoto, 1978.
- [10] CCIR Report 670, Volume I, XIVth Plenary Assembly, Kyoto, 1978.
- [11] C.I.S.P.R. 4. C.I.S.P.R. measuring set specification for frequency range 300 MHz to 1000 MHz.
- [12] C.I.S.P.R. 4A. First supplement to C.I.S.P.R. Publication 4, 1967.
- [13] C.I.S.P.R. 5. Radio interference measuring apparatus having detectors other than Quasy-peak.
- [14] C.I.S.P.R. 7. Recommendations of C.I.S.P.R.
- [15] C.I.S.P.R. 7A. First supplement to C.I.S.P.R. Publication 7, 1973.

MPDS, a tárolt program vezérlésű távbeszélőközpontok programfejlesztő rendszere

DR. DARABOS
ZOLTÁN —
KISS ENDRE —
SCHULTZ
KRISZTINA
BHG

A korszerű távbeszélőközpontok többsége számítógépes vezérlésű. A központgyártó cégek berendezéseik vezérlésére legtöbbször saját fejlesztésű kiszámítógépet vagy processzort alkalmaznak. A BHG Híradástechnikai Vállalat tárolt program vezérlésű központjaiban saját fejlesztésű, speciális távbeszélőközpont-vezérlő processzort, a MAT 512 típusú processzort használ fel. Ezért a BHG-nak kellett gondoskodnia a fejlesztőrendszer kialakításáról is.

A számítástechnika ipari bevezetésének kezdeti szakaszára jellemző, hogy a számítógépvezérelt berendezések software-ének előállítási, dokumentálási, megbízhatósági és karbantartási körülményeire nem fordítanak kellő figyelmet. A fenti szempontok elhanyagolása általában jelentős, a termék kibocsátása után keletkező, utólagos költségek és megmagyarázhatatlannak tűnő határidőcsúszások formájában jelentkeznek. Ezek a szempontok különösen nem mellőzhetők olyan termékek fejlesztésekor, melyeket hosszú élettartamra terveznek, és megbízhatósági követelményeik szigorúak.

A BHG Fejlesztési Intézetben létrehozott MPDS (MAT 512 Program Development System) programfejlesztő rendszer egy többprocesszoros, interaktív programfejlesztésre is lehetőséget biztosító berendezés, melyen jelenleg 6 programozó dolgozhat egyidejűleg a programfejlesztés különböző fázisaiban. Az MPDS a mikroprocesszoros fejlesztőrendszerek legfontosabb sajátosságait teszi elérhetővé a MAT 512 alapú rendszerek fejlesztésekor.

1. Az MPDS rendszer hardware felépítése

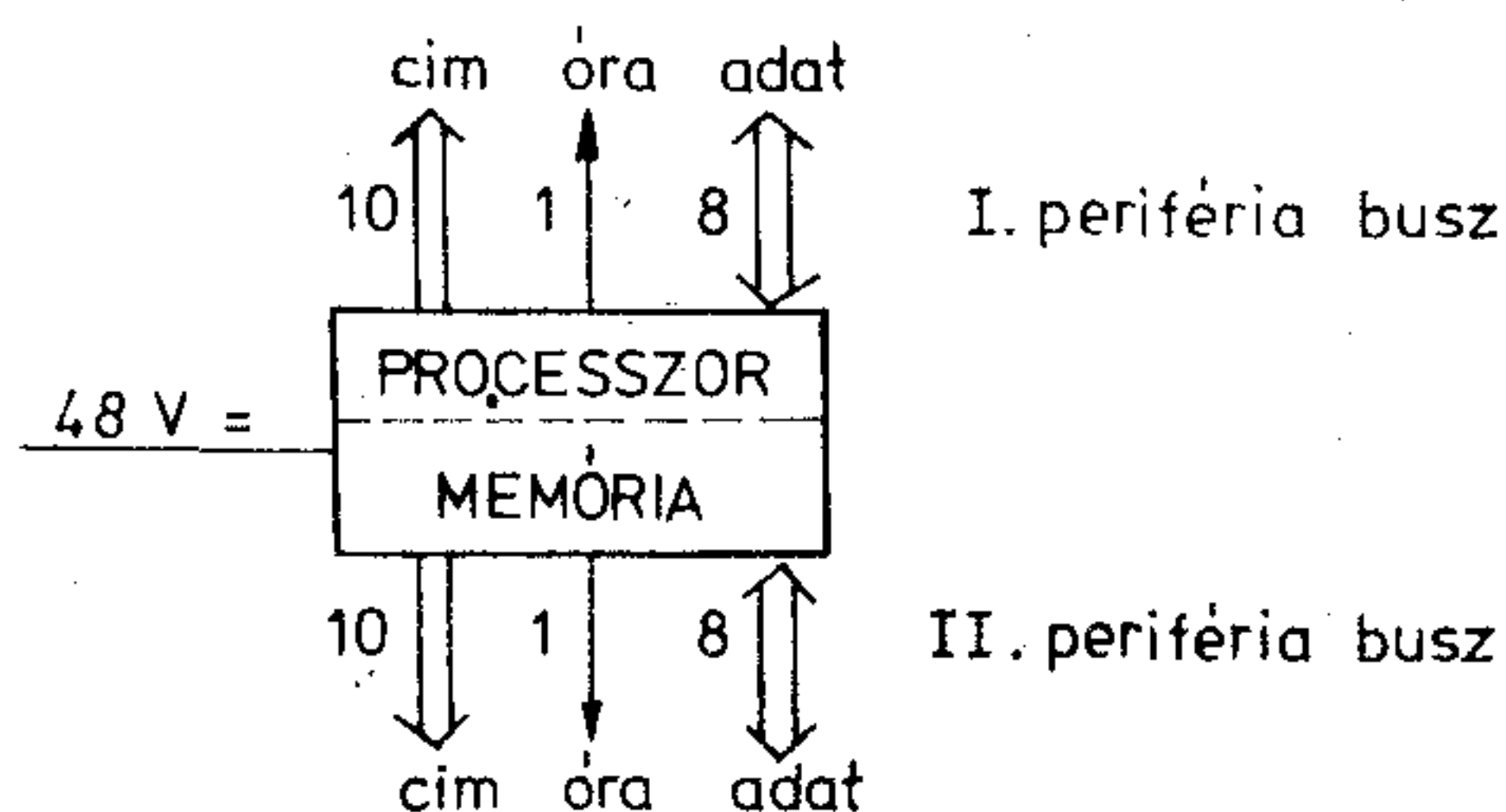
Az MPDS rendszer elsősorban a BHG MAT 512 processzorára írt programok leírására, belövésére és dokumentálására szolgál. A fenti funkcióján felül, sokoldalú csatlakozási felületei és I/O eszközei révén, berendezések programozott tesztelésénél és tetszőleges adatelőkészítési, illetve leíráskészítési feladatoknál is használható. A rendszerben egy TI kiszámítógépet és MAT 512 processzorokat alkalmaztunk. A kiszámítógép ismertetése nem célunk, és meg is haladna jelen cikk kereteit, ezért részletesebben csak a MAT 512 processzorral foglalkozunk.

1.1. A MAT 512 processzor és környezete

Az SSI és MSI elemekből felépített MAT 512 távbeszélőközpont-vezérlő processzort a BHG a 70-es években fejlesztette ki. Az 1. ábrán a processzor külső kapcsolatait és legfontosabb adatait tüntettük fel. A processzor tápellátását a központokban alkalmazott 48 V egyenfeszültségről DC/DC konverterekkel oldották meg.

Látható, hogy a processzor kettő, egymástól függetlenül működtethető perifériabusszal rendelkezik. A perifériabuszok kétirányú kommunikációt biztosítanak a központperifériákkal és különböző karbantartó eszközökkel. A perifériák a 10 bites címbusz dekódolásával határozzák meg, hogy írás vagy olvasás műveletet hajt-e végre a vezérlő. A processzor hardware interrupt-tal nem rendelkezik, a környezeti változások figyelése a 10 ms-os időalappal működő S0—S2 időzítőflag-eket kezelő utasításokkal programból biztosítható. A 10 ms-os ciklus a távbeszélőközpontokban előforduló események kezelésére elegendő. A hardware fix méretű stack-vel rendelkezik, amely nyolc szubrutin egymásba skatulyázását teszi lehetővé.

A processzor utasításkészletének gépi kód szerinti megoszlása látható a 2. ábrán. A MAT 512 utasítás-



elemkészlet: SSI, MSI regiszterek: X, I, Y2, Y1,
szervezés: byte K, S, Q1, Q2, M, P
mikroprogramozott flag-ek: T, S0, S1, S2, S3
memória: max. 64 K stack: fix, 16 byte
sebesség: 10 μ s /utasítás interrupt: nincs

B 232-1

1. ábra. A MAT 512 processzor főbb adatai

készletének jellegzetessége a memória szegmensenkénti (256 byte) kezelése, valamint speciális, mikroprogramban megvalósított műveletek jelenléte. Az első sajátosság azt jelenti, hogy a memóriában levő változókra 1 byte-os címekkel lehet hivatkozni úgy, hogy a változók címének felső byte-ját az Y jelű szegmensregiszterekkel képezi a gép. Ez a memória hatékony kihasználását biztosíthatja, de nem kevés programozási nehézséget okoz. Az utasításkészletben alkalmazott címzési módok és speciális műveletek az alábbiakban foglalhatók össze:

Műveletek:

Aritmetikai: +, +1, -1; logikai: \wedge , \vee , ∇ , -
 Speciális: ROTATE, SHIFT, SELECT, CODE, DECODE

Címzési módok: regiszter,
 immediate,
 direkt,
 indexelt,
 indirekt (indexelt).

A processzor programjai a fenti utasításkészletet magába foglaló MATASSY assembly nyelven készülnek.

Az assembly nyelv tartalmaz olyan direktívákat is, melyekkel programmodulonként linkelhető kódot állít elő a fordítóprogram. Ez a nyelv egy előnyös tulajdonságának bizonyult a központprogramok fejlesztésénél, több programozó munkájának összehangolásánál.

1.2 Az MPDS rendszer moduljainak kapcsolata

Az MPDS rendszer moduláris felépítésű. A rendszer

- 1 db főmodulból (TI kisszámítógép), és
- N db almodulból (MAT 512 processzor)

áll.

Az almodulok száma az igények szerint változtatható (jelenleg 5). Az almodulok, kihasználva a MAT 512 processzorok kettős buszrendszerét, a II. perifériabusz révén egy közös buszon át kapcsolódnak össze egymással és a főmodullal. Erre a közös buszra kapcsolódnak mindazok a perifériák, amelyek valamennyi almodul számára hozzáférhetőek (egy lyukszalag lyukasztó-olvasó egység és egy DZM mátrixnyomtató).

Valamennyi almodulhoz egy tv-display kapcsolódik, az egyikhez egy PROM programozó berendezés is rendelkezésre áll. A főmodulban oldjuk meg a nagyobb méretű nyomtatási feladatokat, és ott elégítjük ki a rendszer háttértár igényét, mely célra elsősorban floppy disc-eket használunk.

1.3 Információátvitel az MPDS rendszerben

Az MPDS rendszer moduljait összekötő közös buszt egy időben csak egy almodul használhatja, és ezenkívül az adatáramlás irányára is vonatkoznak megkötések lásd a 3. ábrát.

A közös buszon csak főmodul — almodul, valamint

a gépi kód %-ában



B 232-2

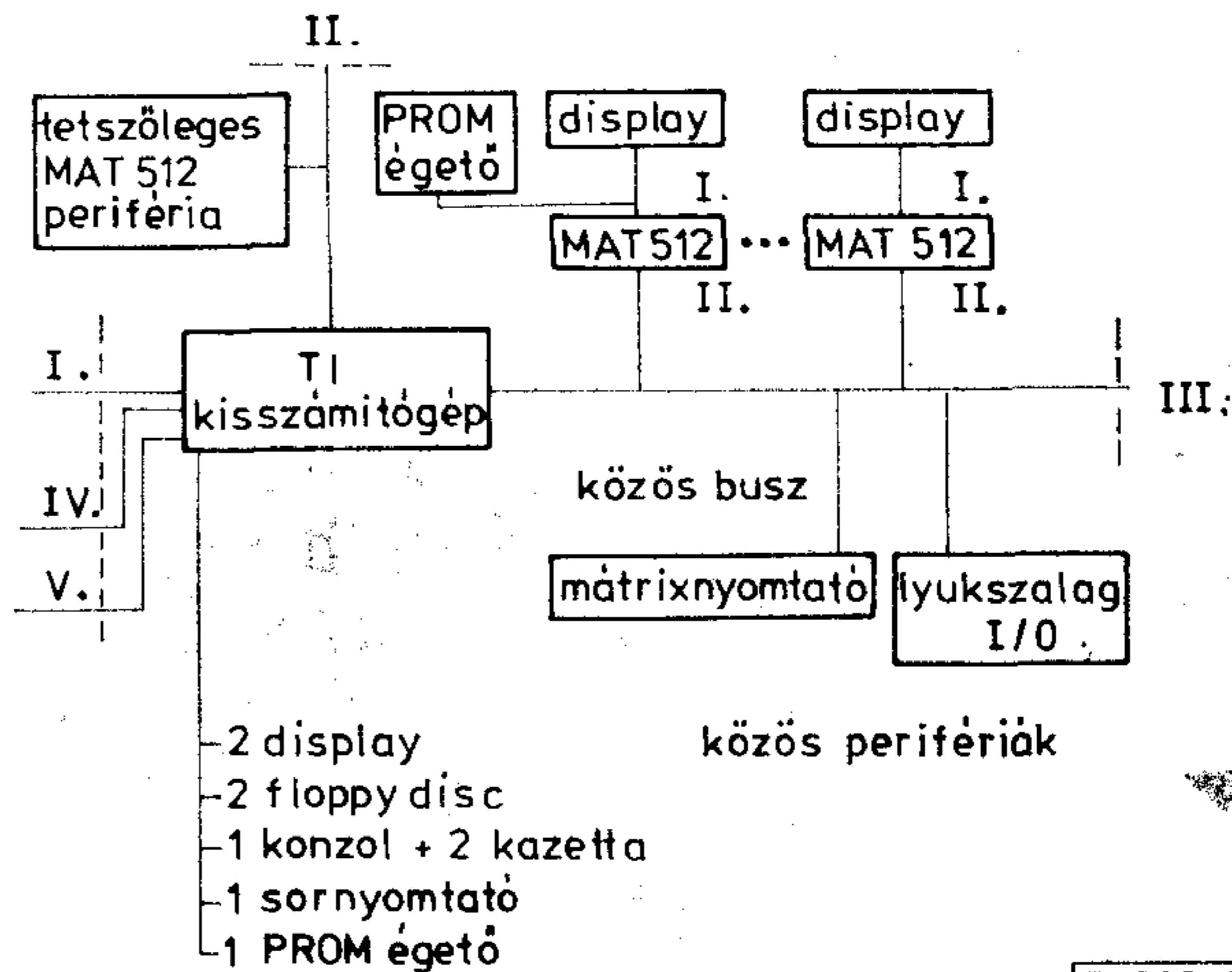
2. ábra. Az utasításkészlet megoszlása

almodul — közös perifériák viszonylatban lehetséges kétirányú kapcsolat. Az almodulok közötti átvitelt, ha szükséges, lyukszalagon, a főmodul valamely háttértárán, vagy a főmodul memóriáján keresztül lehet megoldani. Ez utóbbi a leggyakoribb.

1.4. Az MPDS és környezete

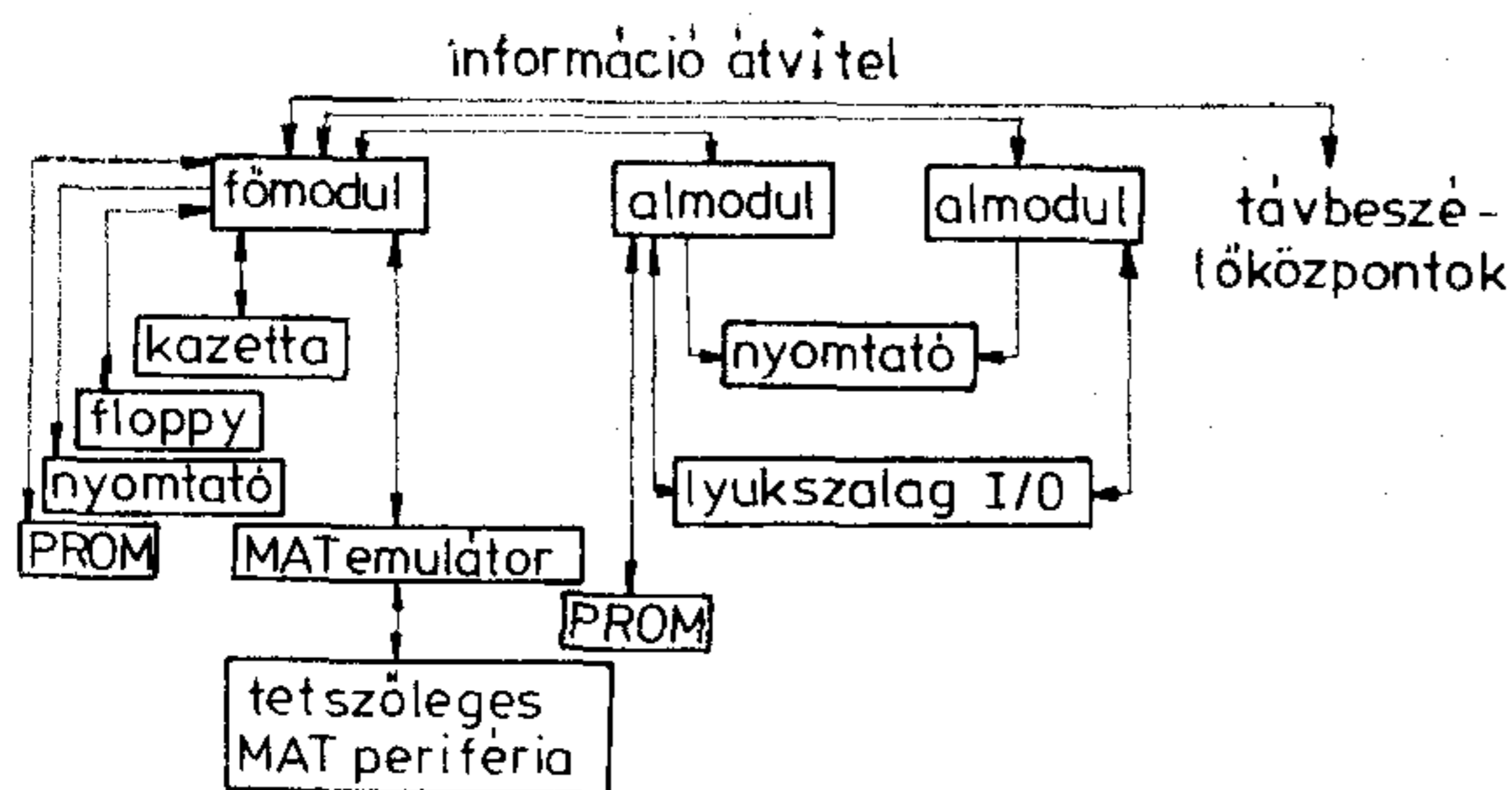
Az MPDS sokoldalú kapcsolatot tart fenn környezetével (lásd 4. és 5. ábrákat). Ez a kapcsolat egyrészt különböző adathordozókon (floppy, kazetta, lyukszalag, PROM, listák) és display-ken keresztül, másrészt elektronikus interface-eken keresztül valósul meg.

A MAT 512 alkalmazói környezetébe kétféle csatlakozási felület vezet (III. és II.). A III. felület maga a közös busz, melyre további almodulok, illetve közvetlenül a célberendezést jelentő központvezérlők kapcsolhatók, így egyszerűen megoldva a programbetöltés problémáját. A II. felületen a MAT 512 perifériabuszait állítottuk elő. Így a főmodulban futó program segítségével tetszőleges, a MAT 512-höz kifejlesztett, vagy kifejlesztendő periféria illeszthető a kisszámítógéphez testt vagy egyéb célokból. Az I. felület bitsoros adatátvitelt biztosít, melyen keresztül a főmodulban futó programból 4096 input és 4096 output bit bitenkénti manipulációjára nyílik lehetőség.

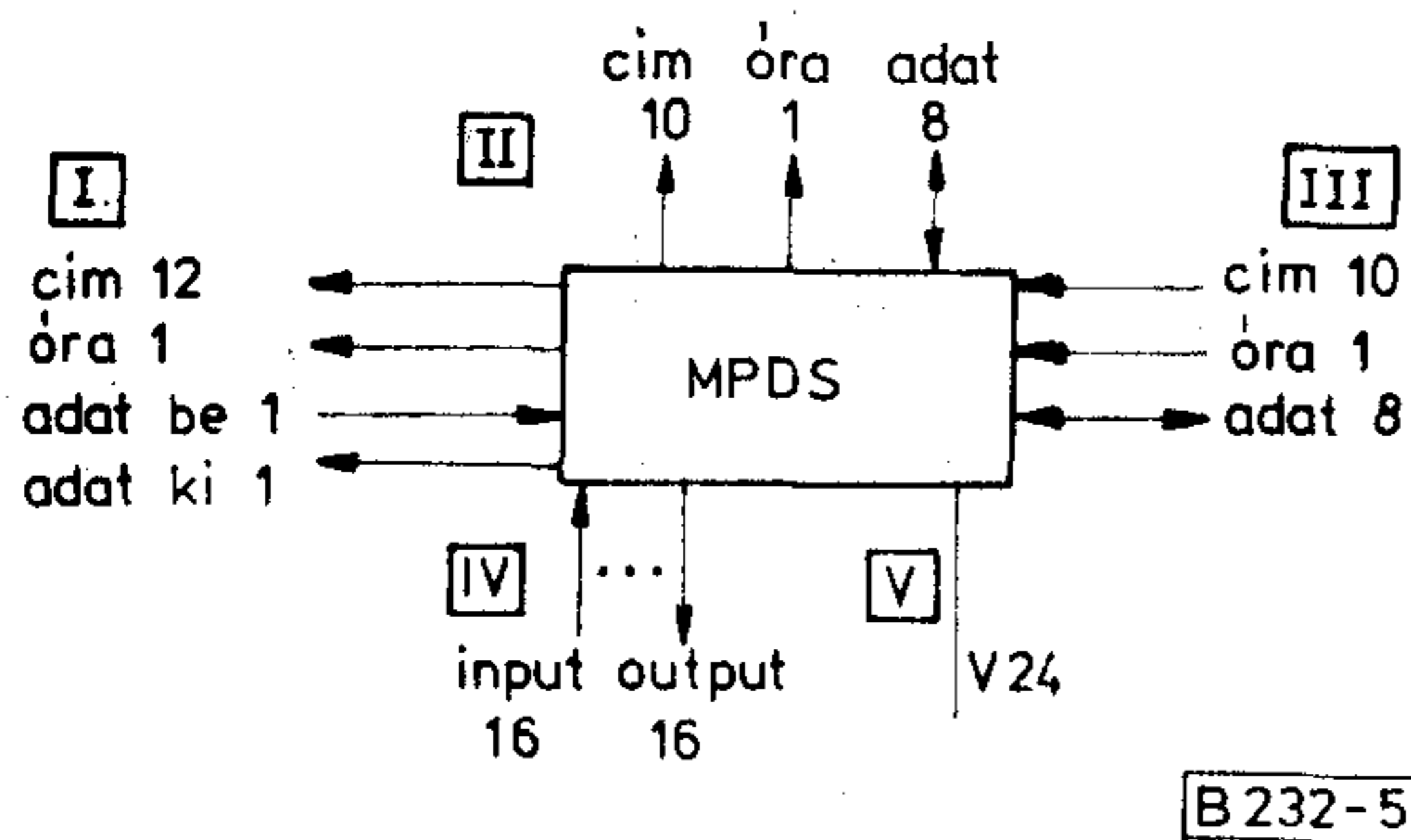


B 232-3

3. ábra. Az MPDS rendszer moduljai



4. ábra. A modulok közti információátvitel



5. ábra. Az MPDS csatlakozási felületei

A legtöbb periféria egyszerűen illeszthető az univerzális párhuzamos (IV.), vagy a V. 24-es (V.) interface-en keresztül.

2. Az MPDS programrendszere

Az MPDS rendszer egyes moduljai között munkamegosztást valósítottunk meg. Az almodulokban történik a programok, leírások előkészítése és a programmodulok belövése, a főmodulban pedig a programok fordítása, linkelése, háttértáron való tárolása, valamint a nyomtatás. A rendszerfunkciók ilyen kiosztását egyrészt a takarékos eszközfelhasználás, másrészt az a tény indokolja, hogy a főmodul általános jellege miatt könnyebben és gyorsabban programozható bonyolultabb adatfeldolgozási feladatok elvégzésére.

A rendszer valamennyi programja interaktív kapcsolatot tart fenn a kezelővel, aki maga a programozó, így lehetőség van arra, hogy a jelzett hibákat azonnal javítani lehessen. Az ily módon felgyorsított fejlesztési ciklus a régebben alkalmazott batch fejlesztéshez képest, amely R20 számítógépen folyt, minőségi változást hozott a központ programrendszerének előállításában, beleértve a labor és gyártásorientált programcsomagok létrehozását is.

2.1 Az MPDS modulok szolgáltatásai

Az MPDS rendszerben a főmodul—almodul viszonylatban funkcionális, az almodul—almodul viszonylatban pedig terhelésmegosztást alkalmaztunk. Ezt tükrözik az egyes modulok programjai is:

Modul	Programnév	Méret (forrássor)
Főmodul	TXMONITOR	4000
	TXEDIT	3000
	DRBASM/XREF/SYMTAB	8000
	MATLINK	3000
	OBJMAN	1500
Almodulok	DRBMON	2000
	HIPO/M	5000
	SMART TRACE	3000
	DPROG	2000
	ANAMAT	2000

Mindkét modul típusban a monitorprogram jelenti a futási környezetet a többi program számára. A monitorprogramok a memória és a perifériák manipulálására szolgáló parancsokon és programindítási lehetőségen felül logikai I/O kezelést tesznek lehetővé. Ez utóbbi segítségével a monitoron kívüli programok egységes módon kezelhetik a rendszert, előzőekben már ismertetett sokféle perifériáit.

A PROM programozást legtöbbször az almodulokban végzik. A folyamat a display-ről a DPROG programmal vezérelhető. A program az égetendő tok típusa szerint képes a memória törlésére, automatikus újrapróbálkozásra, memóriatartomány folyamatos égetésére stb.

Az ANAMAT visszafordítóprogram gépi kódú MAT 512 programok megfejtésénél használható.

A programozó egy programmodul elkészítésénél a rendszeren töltött idejének mintegy 95%-át két program használatával tölti el. Átlagosan kb. 60%-ot tartózkodik az almodul szövegszerkesztő-programjának (HIPO/M) hatáskörében a forrásfile előállításán és javításán dolgozva, és kb. 35%-ot a nyomkövető program (SMART TRACE) hatáskörében végzett programbelövással tölti. Ezért a fenti két program döntő hatással van az egész rendszer megítélésére.

2.1.1 Szövegszerkesztés

Az MPDS rendszerben a TXEDIT és a HIPO/M programokkal lehet forrásfile-okat, leírásokat készíteni. A főmodul editor programja csak kisebb javításokhoz, és a háttértárakkal való kommunikációhoz használható. Az almodulokban futó HIPO/M szövegszerkesztőprogram kb. kétezer sor méretig kényelmes körülményeket biztosít a szerkesztési feladatok megoldásához. Mivel a programok programmodulokból épülnek fel, és egy modul általában ezer sornál rövidebb, az említett kapacitás bőven elegendő.

A HIPO/M display-s editor egy lapon a szerkesztett szöveg 16 sorát jeleníti meg beállítható hosszúságú sorokban a képernyőn. Egy sor max. 64 karakter hosszú lehet. Egy lapra lapszámmal, vagy előrehátralapozással lehet hivatkozni, de külön kérhető az első és utolsó lap.

A képernyőn levő lapon megengedett a szabad mozgás és javítás, a kép egy sorral történő elmozdítása előre, ill. hátra, karaktorsorozat törlése, beszúrása és tabulátorok használata.

A nagyobb szövegrészek kezelésére a parancsokra parancsai szolgálnak. Azok végrehajtása kijelölt sortartományra és kijelölt karakteroszlopokra kérhető. A fenti parancsokkal szöveg kivitelre, beolvasásra, másolásra, törlésre és áthelyezésre adható utasítás. Leírások, dokumentációk készítésénél nyomdai szedés is elvégezhető.

A parancsábrából indítható a sokoldalú keresőparancs, mellyel a fent említett paraméterek beállítása után tetszőleges karaktersorozat kerestethető úgy, hogy „dont care” karakterpozíciók is megadhatók. A keresett minta helyére vagy elé új karaktersorozat szűrhető be. A HIPO/M parancsai az 1. mellékletben láthatók.

2.1.2 Nyomkövetés

A MAT 512-re írt programok az almodulokba, vagy közvetlenül a központba kerülnek át kipróbálásra. Az almodulok maguk is MAT 512 processzorok, így a programbelövésnél kihasználható az a tény, hogy a futtatás saját környezetben történik. Az almodulokban a belövést a SMART TRACE (MAT 512 Real-Time Trace) program támogatja.

A program két üzemmódban, egy teljes és egy részleges real-time üzemmódban működhet. A teljes üzemmódban a SMART TRACE interpretálja a követendő programot, s így a tényleges futásnál ugyan százszor lassabban futva, de a gépi utasítás szintjénél is mélyebb információt nyújtva segíti a belövést. A teljes üzemmód kialakítására azért volt szükség, mert a processzor rendelkezik olyan regiszterekkel és flagekkel, melyek állapotjelzők egy gépi utasítás végrehajtása után, de nem olvashatók. A teljes trace segítségével írásvédelem is megvalósítható és PROM területen futó programok is nyomon követhetők.

A real-time módú nyomkövetéskor két megállás között teljes sebességgel fut a program, amely sok esetben követelmény ahhoz, hogy kiértékelhető eredmény keletkezzen. Ilyenkor azonban a követett program leállítását célzó töréspontok elhelyezésekor eleget kell tenni a processzor hardware sajátosságai-ból eredő néhány megszorításnak.

Mindkét üzemmódban max. 4 db töréspont definiálható. A töréspontoknál paraméterként megadható egy memória pillanatfelvétel (snapshot) sorszáma és az, hogy hanyadik áthaladáskor álljon meg a nyomkövetés (ciklusok vizsgálata). A törésponti címen szereplő utasítás végrehajtása előtt a nyomkövető program közli a processzor állapotinformációit és a kért memóriaterület pillanatnyi tartalmát. A teljes nyomkövetés történhet lépésenkénti végrehajtással is, és tetszőleges utasítás végrehajtásakor leállítható. A nyomkövetéskor kapott képernyőtartalom a rendszerhez közös perifériaként kapcsolódó nyomtatón kinyomtatható.

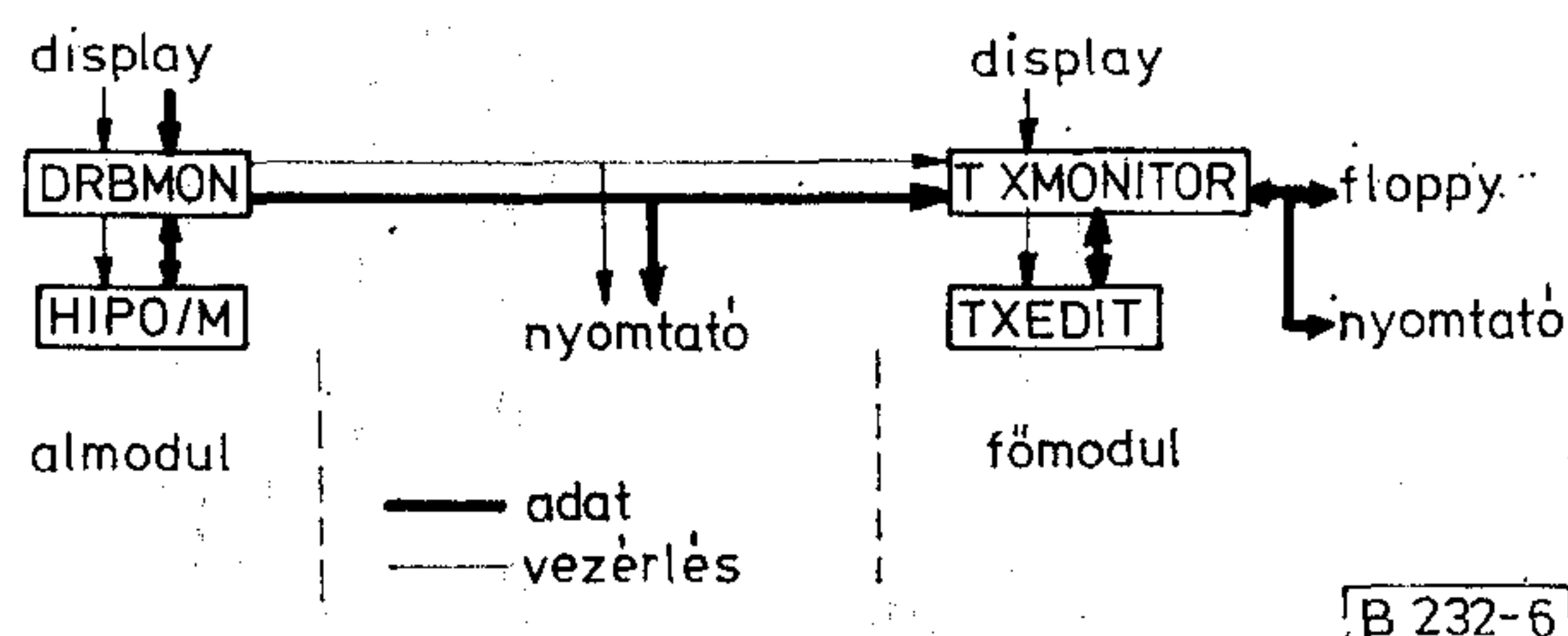
2.2. Az MPDS modulok használata

Az egyes programmodulok kapcsolatát a két leggyakoribb tevékenységen keresztül mutatjuk be részletesen.

2.2.1 Forrásfile készítés és javítás

Az előforduló szövegfile-okat, melyek lehetnek programok, leírások, esetleg object file-ok, ma már kizárólag az almodulokban javítjuk. Az almodulban folyó tevékenység ideje alatt a főmodul és a közös busz más programozók rendelkezésére áll (6. ábra).

Ilyenkor a főmodul, mint a háttértárak kezelője működik és csak a file-ok átvitelének idejére foglaljuk le.



6. ábra. Forrásfile-ok előállítás

2.2.2 Programok fordítása

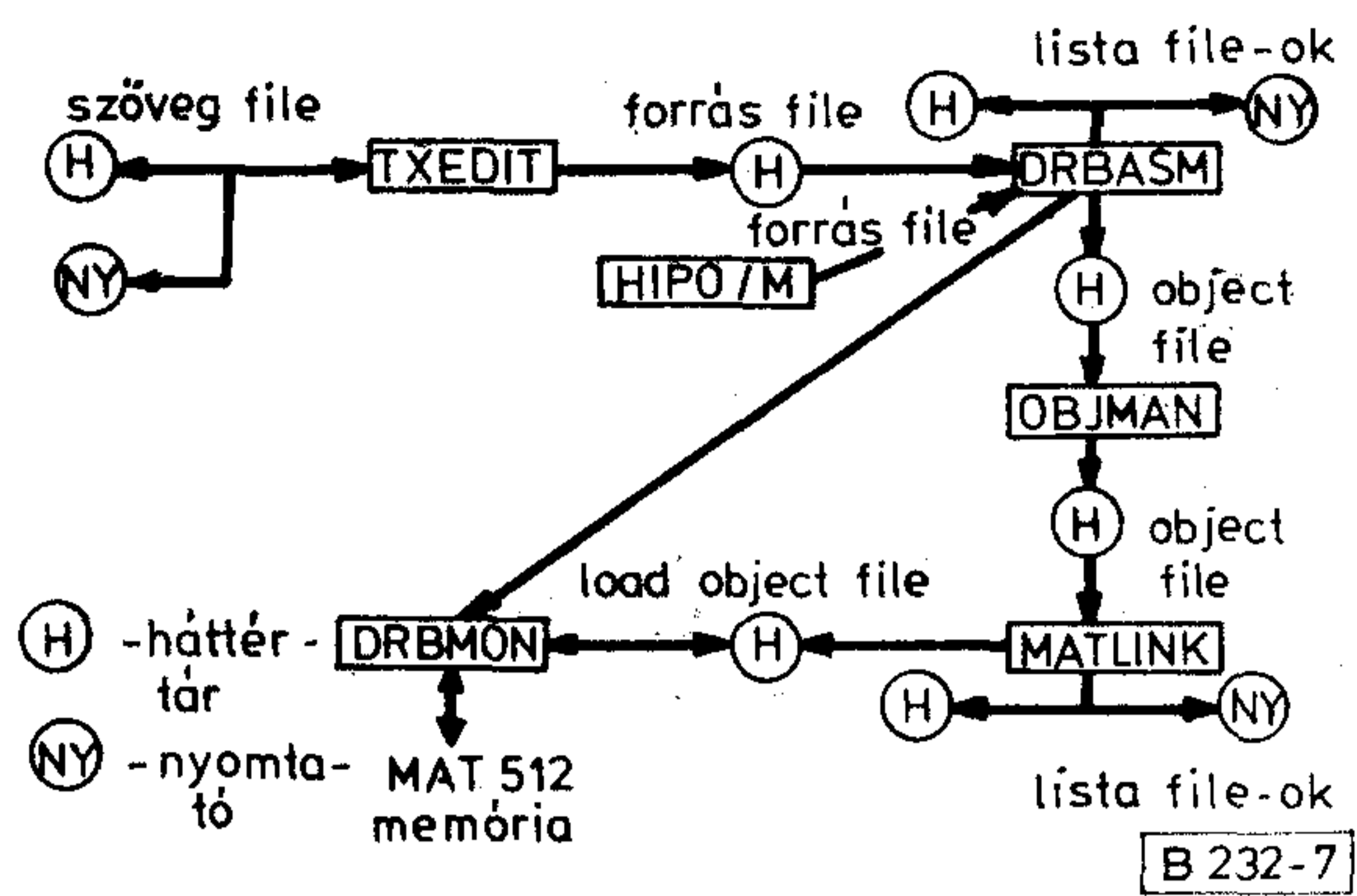
Programfordításkor, legyen az szintaktikus elemzés, vagy object generálás, az információs kapcsolat meg- egyezik az előző esettel azzal a különbséggel, hogy a TXEDIT helyén a DRBASM/XREF/SYMTAB modulok állnak. A fordítandó file-okat leggyakrabban az almodulok HIPO/M editorában helyezik el úgy, hogy a fordítóprogram és segédprogramjai közvetlenül az almodulból olvassák az input file-t. Ha a fordító hibát észlel, az a főmodul hibalistáján megjelenik, s annak alapján az azonnal javítható az almodulban. Így a háttértárra csak szintaktikailag hibátlan programok kerülnek. A fordításkor a főmodulban lista és object file generálható.

A fordítóprogram kisegítőprogramjai a forrásprogram szimbólumainak definíciós értékét, illetve a szimbólumok sorszáma szerinti előfordulási helyeit adják meg táblázatos formában.

A programmodulok object file-jait egy közös file-ba vonják össze az object manager (OBJMAN) programmal, majd a linkelőprogrammal (MATLINK) állítanak elő a MAT 512 memóriájába betölthető kódot. A linkelő program feloldja az egyes modulok egymásra történő hivatkozásait, megadja a hivatkozások számszerű értékeit, a memóriefoglalást, a feldolgozott modulok azonosítóit és betölthető kódot generál.

3. Az MPDS modulok file-szintű együttműködése

A 7. ábrán feltüntettük a rendszer legfontosabb moduljait és a köztük folyó tipikus file-kapcsolatokat. Az egyes modulok között általában háttértáron keresztül valósul meg a kapcsolat. A rendszerben megvalósított logikai periféria-kezelés miatt a csatoló szerepét bármelyik erre alkalmas fizikai eszköz betöltheti. Mivel valamennyi file szövegfile, nyomtatón való megjelenítésük sem okoz gondot.



7. ábra. Az MPDS modulok file-szintű együttműködése

Összefoglalás

Az MPDS rendszer tárgyalása során nem térünk ki azokra a segédeszközökre, melyek nem kapcsolódnak közvetlenül a MAT 512 alapú fejlesztéshez, és csak utaltunk azokra a lehetőségekre, melyek más típusú processzor fejlesztése esetén az MPDS használatát indokolhatják.

Az MPDS rendszeres használata 1981-ben kezdődött el. Az eddigi eredmények biztatóak, a rendszer kiépítése fokozatosan nőtt. Az irodalomban megadunk néhány, az SPC távbeszélőközpont gyártásban alkalmazott software fejlesztői környezetről szóló cikket. Saját lehetőségeink ezekkel való összevetése, a tanulságok levonása azonban meghaladja egy cikk kereteit.

1. melléklet

A HIPO/M szövegszerkesztő program parancsai

A parancsábrában a kívánt parancs kiválasztása a ↑, ↓, space billentyűk valamelyikével történik. A cursor által kijelölt parancs tetszőleges grafikus karakterrel indítható, kivéve a START parancsot, mely csak Y-ra indul. (N) — logikai egység száma.

PARANCS	PARAMÉTER	JELENTÉS
PRINT	n	0—255 a kiíratandó lap sorszáma
START	—	memória teszt, alaphelyzet
BACK	—	visszatérés a monitorhoz
INPUT	elé	az adott sor elé beolvas (7)
OUTPUT	tól, ig	tartományt kivisz (8)
FIELD	n, m	$n \leq m < 64$ — keresési mező
FIND	tól, ig	keresés
COMPOSE	tól, ig	szedés a FIELD mezőben
COPY	tól, ig, elé	tartomány másolás

REMOVE	tól, ig	tartomány törlés
MOVE	tól, ig, elé	tartomány áthelyezés
LIMIT	n	az utolsó írható pozíció 0—63
TABU'S	8 db	állítható tabulátorok

A FIND-parancs

TÍPUS	FORMÁTUM	JELENTÉS
0.	/F1/	csak számol
1.	/F1/P	kiírja a lapot, villog F1
2.	/F1//F2/	számol, cserél
3.	/F1//F2/P	cserél, kiír
4.	/F1//F2/VP	kiír, Y-ra cserél, kiír
5.	/F1//F2/I	F1 elé beszúrja F2-t
6.	/F1//F2/PI	F1 elé beszúrja F2-t, kiír
7.	/F1/ /F2/VPI	kiír, Y-ra beszúr, kiír

A „/” jel az F1, F2-ben nem szereplő grafikus karaktert jelenti.

1. melléklet

- F1 — keresendő karaktersorozat; DEL (kiírva?) esetén az adott karakterpozíción nem vizsgál egyezést
- F2 — beszúrandó karaktersorozat
- P — kiírás kérés
- V — beszúrás előtt kérdezzen

Ha a FIND-parancs kiírt egy lapot, akkor

- SPACE — tovább
- ESC — szabad módosítás a kiírt lapon
- Y — V esetén módosítás kérés

Sorparancsok

- DCA — tabulátor
- CR — sor eleje
- CTRL X — cursor jobbra
- CTRL H — cursor balra
- DEL — sor vége törlés
- NC — tab. mező törlés
- SCO — kar. beszúrás
- ETX — kar. törlés

Lapparancsok

- CTRL Y — cursor fel
- CTRL Z — cursor le
- CTRL L — home
- RES — sor, oszlop = 15,0
- LF — soremelés

Paraméterparancsok

- CTRL A — tól
- CTRL S — ig
- CTRL W — elé

A fenti CTRL karakterek némelyikének speciális billentyűk felelnek meg az almodulok tv display-in.

Lapmozgató parancsok

ALT	— sor törlés
NULL	— sor beszúrás
ULB	— fél lap beszúrás
ERASE	— * sor beszúrás
CTRL N	— vonalzó sor kérés
CTRL I	— sor ismétlés
SWS	— előző lap
SWC	— következő lap
CTRL T	— első lap
CTRL B	— utolsó lap
ESC	— parancsábra

I R O D A L O M

[1] J. A. Brakel: Structural aspects of the TCP 36 multiprocessor control of telephony switching system ISS 79. Paris p. 970—977.

- [2] E. B. Daly: The management of large software development for stored program switching systems ISS 79. Paris p. 1287—1291.
- [3] M. Fullon: Organization and operation of a software support service for an SPC telephone network ISS 79. Paris p. 1383—1389.
- [4] H. Y. Chang: Application of software engineering to ESS. ISS 79. Paris p. 1390—1395.
- [5] T. Morisawa: DEX A—113 TS, TLS program design and evaluations. Review of the ECL Vol. 27. No. 5—6. p. 469—481.
- [6] C. Carelli: Il sistema PROTEO Telecommunicazioni 1979, No. 71—72. p. 2—68.
- [7] Dr. Darabos Z.: MPDS MAT 512 telefonközpont-vezérlő programfejlesztő rendszere. HTE előadás, 1981 október 1.

HÍREK ÜZEMEINKBŐL

Halló, itt Kecskemét!

Az új 7000 vonalas kecskeméti telefonközpont egy hónappal korábbi műszaki átadása mindenféleképp a BHG jó munkáját dicséri, ezúttal gyorsaságát, rugalmasságát is. S ha mégsem csöröghetnek Bács-Kiskun falvaiban, városaiban ennyivel hamarabb az új telefonok, ez igazán nem a BHG Híradástechnikai Gyáron fordult...

— Mind az AR, mind az ARF kitűnő — mondja Berei József, a kecskeméti AR rendszerű főközpont vezetője —, jóval a megengedett egyszázalékos hibalehetőségen belül vannak. Jószerivel én is csak azt tudom mondani, amit Szegeden: soha rosszabb partnert, mint amilyen a BHG. Biztos vagyok benne, hogy a mostani műszaki átadás egyeztető tárgyalásán nem sokat húzzuk majd az időt, nemigen lesz miről vitatkozni.

— Valóban, már a szegedi tapasztalatok igazolták a jó partnerkapcsolatokat — magyarázza Heine Károly —, hiszen 1977. január 21-e óta működik szegedi központunk, a rendeltetésszerű használatot tekintve — kitűnően.

A csaknem félmilliárd forintos beruházást igénylő új kecskeméti központ impozáns épülettömbje a főtér mögött komoly nyereség az alföldi város életében. Nem csupán azért, mert így háromezeröttszáz előfizetőt tudnak bekapcsolni a közvetlen távhívóhálózatba; elsősorban a közületi alközponti rendszerek működésében jelent jókora változást. Az ezer ívpontos központ 150 főáramkörével gyakorlatilag minden várakozásnak megfelel.

Felülvizsgált technológiai műveletek

A Telefongyár Bugyi községben levő gyáregységében felülvizsgálták a nagysorozatban gyártott alkatrész-

szek technológiai műveleteit. Ezekkel a módosításokkal félév alatt 20 ezer forint megtakarítást értek el. A megtakarított anyagok több mint fele tőkés importból származik, így kétszeresen értékes az eredmény.

PCM—E2 új gyártmánycsalád

A Telefongyár A—II. gyáregysége elkezdte a PCM—E2 új gyártmánycsalád nullszériájának gyártását. Az új gyártmányhoz szükséges valamennyi alkatrész belső kooperációban készül.

A nullszéria után a gyártmány sorozatgyártása is ebben a gyáregységben lesz, ez tölti ki a gyáregység 1982. első negyedévének jelentős részét.

Új szervezetben az anyagvizsgálás

A Telefongyárban gyártott berendezések külső beszerzésű anyaghányada mintegy 40—45 százalék. A beérkező idegen anyagfélések száma mintegy 20 ezer és körülbelül 250 gyártó, készletező, illetve kooperáló partnerrel áll kapcsolatban a gyár.

A beérkező anyagok vizsgálatára új osztályt hoztak létre, annak az elvnek az alapján, hogy a minőséget nemcsak ellenőrizni, hanem tervezni is kell.

A tőkés import kiváltásáért

A Telefongyár alkatrész alkalmazási labor kollektívája módszert dolgozott ki a tőkés import alkatrészek kiváltására. Ennek előzményeként a megelőző két évben már 30 millió forint megtakarítást jelentett a szocialista gyártású alkatrész helyettesítése. Most a VI. ötéves terv időszakára szóló tervet készítették el, amely még ennél is nagyobb eredménnyel kecsegtet. Tervezetük alternatívákat is tartalmaz, hogy a felhasználók az optimális megoldást választhassák.

MINDENNAPUNK ELEKTRONIKÁJA

Rovatvezető:
dr. Hetényi László

Beszéljünk a CB-ről

DR. HETÉNYI LÁSZLÓ
TKI

Számos az iparban dolgozó műszaki kollégánkat közelebről érintik a CB rádiózással (CB=Citizen Band) kapcsolatos kérdések. Vagy úgy, hogy már van készülékük, vagy úgy, hogy szándékukban van ilyet beszerezni. Jelen közleményünkben az ő érdekükben foglalkozunk ezzel a témával. A közlemény egyben tájékoztatást is ad arra vonatkozóan, hogy milyen specifikációs adatok lennének kívánatosak ahhoz, hogy a CB adó-vevők által a tv-vevőkben okozott zavarok minimalizálhatók legyenek.

Az utóbbi néhány évben jelentősen megnövekedett a 27 MHz-es polgári sávban — a CB sávban — dolgozó berendezések száma Magyarországon. Jelenleg mintegy 10 000 db-ra tehető a hivatalos és a magánkézben levő készülékek száma. A Magyar Posta és a hírközlést felügyelő egyéb szervek hozzájárulása a polgári hírközlésnek ezen a területen való kiterjesztéséhez nagyon kedvező lépésnek ítéelhető, mert egy hosszú évtizedeken keresztül *tabu*-nak számító témában hozta létre a műszakilag fejlettebb országokhoz való felzárkózás lehetőségét. A felügyeleti szervek részéről a felhasználók irányában megnyilvánuló erkölcsi bizalom önmagában is pozitív jelensége társadalmunknak, míg a CB-technika — mint adás- és vétel-technika — ismereteinek elterjesztése műszaki kultúránk növekedését segíti elő.

Mint minden újdonság, és valljuk be, a laikusok számára egy kicsit misztikus különlegesség, státuszszimbólummá teszi a CB-t és ez várhatóan még az is marad több éven keresztül. Ebben természetesen a berendezések ára is szerepet játszik, mert a 10-20 ezer forintos készülékárak a tehetősebbek számára teszik csak lehetővé ezen újszerű *hobby* birtoklását.

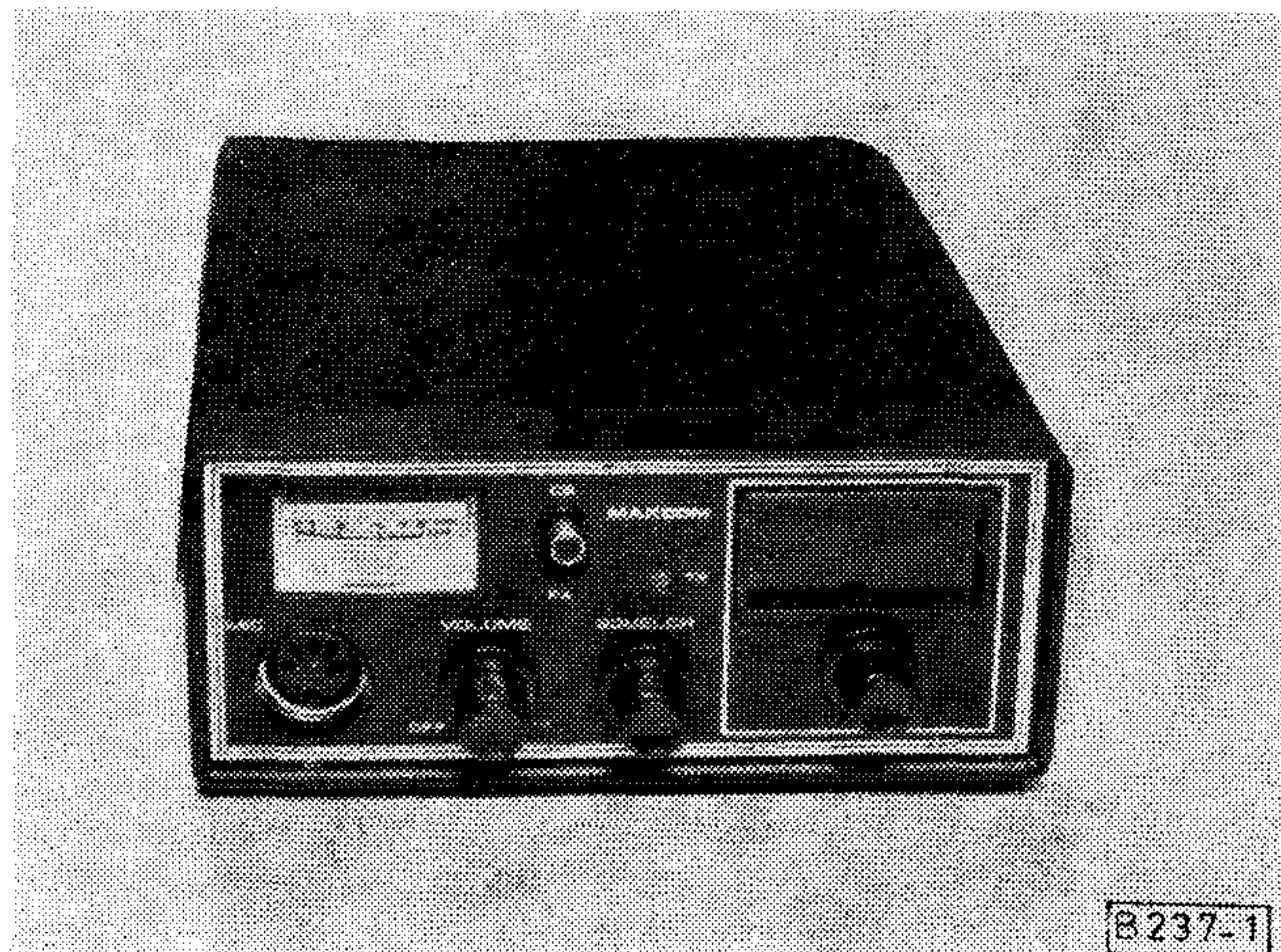
A CB adó-vevőket (1. ábra) számosan hazai ked-

vezőtlen telefonhelyzet egyéni gondjainak feloldására kívánják beszerezni, de mint a tapasztalatokból kitűnt, a CB erre a feladatra csak nagyon korlátozottan alkalmas. A vezetékes telefontal összehasonlítható felhasználásra még rövidebb távolságokon is legfeljebb a szelektív hívóhanggal ellátott készülékpárok lennének alkalmasak, ha nem kellene figyelembe vennünk a csatornák rendszeres foglaltságát, a szomszédos csatornákból érkező érthető, vagy érthetetlen áthallásokat, egyes készüléktulajdonosok erőszakos magatartását, a néha végnélküli üzenetváltásokat stb. Nagyjából ezek a tényezők azok, amelyek a CB-t a stabil hírvitel lehetősége helyett nagyrészt hobbivá, egyszerű szórakozássá degradálják. Mivel ezek a kedvezőtlen hatások elsősorban csak a sűrűn lakott fővárosban jelentkeznek, a kisebb városok és a vidék szempontjából a CB betöltheti a stabil hírvitelre szánt szerepét.

Sajnálatos módon azonban, a külföldi nagyteljesítményű CB-adások — elsősorban olaszországiak — gyakran jutnak be az ország egész területére, olyan mérvű zavarást idézve elő, amely sokszor a helyi forgalmat is lehetetlenné teszi. Olaszország ugyanis olyan földrajzi helyzetben van Magyarországhoz képest, hogy az ionoszféra egyetlen *ugrással* (hop-pal) reflektálja a 11 méteres sáv jeleit és a reflexió közép-pontja is gyakran esik az ország területére. A 27 MHz-es sávban az utóbbi években gyakran van nagyon kedvező ionoszférikus terjedés és így a sáv relatív magas frekvenciája ellenére sok esetben idegen zavaroktól terhes. Ezt elősegíti az a tény is, hogy az olasz állomások közül számosan messze túllépi az engedélyezett 5 W-os maximális teljesítményt, hogy tengerentúli DX összeköttetéseket is megvalósíthassanak. Tájékoztatásul az 1. sz. táblázatban feltüntettük néhány állam ismert CB előírásainak számunkra érdekes részleteit. A táblázatban felsorolt *nemhivatalos* adatok a *Communication Journal* 1981/9. számából származnak. Mivel több államban az előírások módosítás alatt vannak (Magyarországon is), azért az adatok csak tájékoztató jellegűek.

A fentiekben említett negatív hatásoktól eltérő, de nagyon kellemetlen problémája a CB rádiózásnak az a tény, hogy az adás a tv-készülékek nagy részét jelentősen zavarni képes, különösen, ha a CB és a tv-antennák relatív közel helyezkednek el egymáshoz. Azonos frekvenciájú közvetlen zavarás (jamming) nem léphet fel, mert a tv-vevők vételi csatornái frekvenciában eltérő helyen vannak a 27 MHz-es CB sávhoz képest. Az ennek ellenére fellépő zavarás kétféle módon jöhet létre:

— a CB-adó harmonikus-, vagy mellék hullám-sugárzása a tv-készülék vett csatornájába esik,



1. ábra. 1 Wattos, 40 csatornás MAXCOM CB adó-vevő

1. táblázat

Csatorna-száma	Csatorna-frekvencia (MHz)	Vevő L. O. frekvencia (MHz)	Csatorna-száma	Csatorna-frekvencia (MHz)	Vevő L. O. frekvencia (MHz)
1	26,965	26,510	21	27,215	26,760
2	26,975	26,520	22	27,225	26,770
3	26,985	26,530	23	27,255	26,800
4	27,005	26,550	24	27,235	26,780
5	27,015	26,560	25	27,245	26,790
6	27,025	26,570	26	27,265	26,810
7	27,035	26,580	27	27,275	26,820
8	27,055	26,600	28	27,285	26,830
9	27,065	26,610	29	27,295	26,840
10	27,075	26,620	30	27,305	26,850
11	27,085	26,630	31	27,315	26,860
12	27,105	26,650	32	27,325	26,870
13	27,115	26,660	33	27,335	26,880
14	27,125	26,670	34	27,345	26,890
15	27,135	26,680	35	27,355	26,900
16	27,155	26,700	36	27,365	26,910
17	27,165	26,710	37	27,375	26,920
18	27,175	26,720	38	27,385	26,930
19	27,185	26,730	39	27,395	26,940
20	27,205	26,750	40	27,405	26,950

— a tv-vevő áramkörei a kellő szelekció és árnyékolás hiánya miatt érzékenyek a CB-adó 27 MHz-es alapprofiliált jelére.

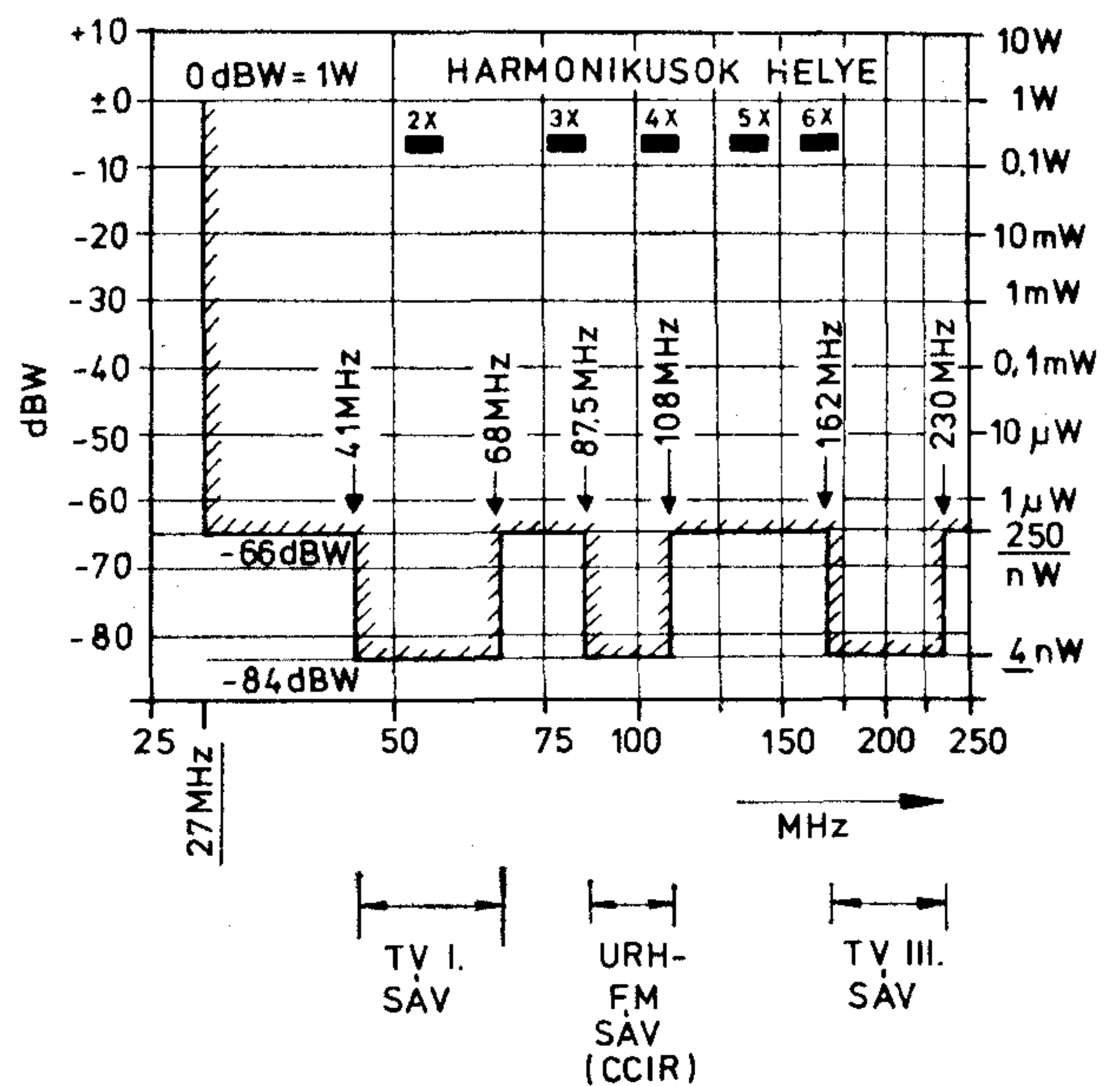
Ezen utóbbi esetben azt mondhatjuk, hogy a tv-vevők időközben korszerűtlenné vált paraméterei következtében *passzív zavarást* hoznak létre a CB-készülékekre nézve. Az esetek nagy többségében az utóbbi típusú zavarásról van szó, azaz a tv készülékek nagyrészt szelekciós paraméterei nem felelnek meg a technika adott állásához tartozó korszerűségi követelményeknek.

A tv-készülékek zavarását idegen terminológia rövidítése szerint TVI-nek (Television Interference) nevezik. A TVI-zavarok a tv-készülékek és a CB-berendezések közötti „kompatibilitás” (összeférőség) hiánya következtében jönnek létre. A hivatalos megnevezéssel, az „elektromágneses kompatibilitás” (EMC = Electromagnetic Compatibility) egy egyre inkább előtérbe kerülő műszaki paraméterévé válik minden elektronikus berendezésünknek, mivel a vezeték nélküli hírközlés és műsorszórás növekedése következtében a tér nagyfrekvenciás energiatartalma egyre fokozódik és ezt el kell viselniük az elektronikus berendezéseinknek.

A tv-vevők elektromágneses kompatibilitásának alacsony szintje nehéz problémák elé állítja a Magyar Postát, mert éppen az általa engedélyezett CB-készülékek számos zavarbejelentést váltanak ki a tv-tulajdonosok részéről. Ugyanígy felmerülhetnek zavarok a rádióvevőkben (BCI = Broadcast Interference) és az elektroakusztikai célokat szolgáló készülékeink esetében is, a magnetofonoknál, az erősítőknél stb. Ezen utóbbi típusú zavarást AFI-nek nevezik az *Audio Frequency Interference* megnevezés alapján. A közszükségleti elektronikus készülékeket gyártó vállalatainknak — az Orionnak, a Videotonnak, a BRG-nek, a BEAG-nak — valamint a készülékeket

importáló kereskedelmi szerveinknek és a Minőségellenőrző Intézetnek (MEI) fel kell készülniük arra, hogy a zavartatási kérdések (az EMC) egyre inkább előtérbe kerülnek, nem csak a CB- és a rádióamatőr berendezések elterjedése következtében, ha nem a hivatalos vezeték nélküli hírközlési rendszerek elterjedése következtében is. Mindenekelőtt szükség volna egy EMC-szabványra, vagy legalább egy betartandó ajánlásra, amely behatárolná az adókészülékek nemkívánatos sugárzásainak megengedhető szintjét és amely szabályozná a közszükségleti termékeknek a vételi (üzemi) csatornán kívüli viselkedését a tér jelenlevő nagyfrekvenciás energiatartalmával szemben. Ma még kevés európai állam rendelkezik — tudomásunk szerint — szabványszintű előírással az EMC-re vonatkozóan. Az NSZK Postaügyi Minisztériuma azonban 1979-ben kiadott egy ajánlást rádió- és tv-vevőkészülékek számára (Amtsblatt des Bundesministers für das Post und Fernmeldewesen 11.6. 1979.), amelyben a zavartűrési paraméterek számszerű adatai kerültek rögzítésre. Ezen paraméterek betartása a hazai szórakoztató elektronikai készülékek számára is előnyös lehetne.

A jelen közleményünk 1. táblázatában megjelölt *mellék hullám-sugárzás* — ami itt a harmonikusok szintjét és a keverésekből adódó nemkívánatos kombinációs termékek szintjét együttesen jelöli — nagyon szigorú követelményeket mutat, amelyeket a fejlett híradástechnikai kultúrával rendelkező országok már elfogadtak. A *mellék hullám-sugárzás* helyenként kétféle adatának magyarázatát a 2. ábra adja. A 4 nW-os megengedett szintű zavaró jel a tv- és URH-FM műsorszóró sávokban értendő, míg ezen sávokon kívül a megengedhető „harmonikus teljessit-



B 237-2

2. ábra. A CB-technikában előjáró államok által elfogadott tolerancia-diagram az adó által kibocsátott „mellék hullám-sugárzás” zavaró jeleire nézve. A diagram a CCIR FM műsorszórósávot tartalmazza. Nálunk az OIRT FM sáv gyakorlatilag összeér a TV I. sávval, míg felső határa eltérő helyre esik. A TV I. és TV III. sávok határai gyakorlatilag azonosak az OIRT és a CCIR rendszerben

mény" (mert rendszerint ez a nagyobb a kombinációs termékekhez képest) szintje elérheti a 250 nW-ot (0,25 μ W). Mindkét számadat nagyon szigorú és azt jelenti, hogy az 50 ohm-os tápvonalon csak 450 μ V, illetve 3,5 mV zavaró jelkomponens lehet. Ezek az alacsony jelszintek csak bonyolult kimeneti adó-szűrő alkalmazásával biztosíthatók. Egy 1 W-os adó esetében ezek az értékek -84 dB, illetve -66 dB rela-

tív jelszintet képviselnek a vivőhullám amplitúdójára vonatkoztatva. Az említett adatforrás szerint az egyes államok néhány kivétellel $\pm 5 \cdot 10^{-5}$ értékű frekvenciastabilitást írnak elő, ami kb. megfelel $\pm 1,5$ kHz abszolút pontosságnak a vivőhullám frekvenciáján. Vétel-üzemben az antennára kijutó zavaró jel szintje (vevő lokál oszcillátor) nem lehet nagyobb, mint 2 nW.

A CB csatornafrekvenciák

A CB rádiók konstrukciójánál, javítási munkáinál és számos egyéb esetben szükséges lehet a csatornák névleges frekvenciájának az ismerete. A készülékek legnagyobb részénél csak a csatornaszám van feltüntetve a csatornaváltó skáláján és a hozzátartozó üzemi frekvenciaérték nem. Ezen a helyen táblázatban megadjuk az 1-40 csatornához tartozó névleges vivőfrekvenciákat. Táblázatunkban feltüntettük az egyszerűtranszponált és 455 kHz-es középfrekvenciával dolgozó készülékeknél az egyes csatornához rendelt vevő-oldali lokál frekvenciákat is. Ezek a rendszerint kvarekristályos (nem-szintetizátoros) vevőkészülékek csatornánként kettő kristályt igényelnek és a vevő-egység lokál oszcillátorának frekvenciája a névleges csatorna-frekvencia alatt helyezkedik el 455 kHz-el (alsó keverés).

A csatornák számozása (csatornaszám) és a névleges csatorna-frekvencia között nem teljesen szabályos az összefüggés. Általában a csatornák 10 kHz-es „csatornaraszterben” követik egymást, de a 3-4, a 7-8, a 11-12, a 15-16 és a 19-20 csatornák között 20 kHz-es távolság van. Így az első 20 csatorna tulajdonképpen (némi szabálytalansággal) 5 db 4-es csoportra van osztva. A következő frekvenciaértékek tehát nem jelentenek valódi CB-csatornát:

26,995 MHz 27,145 MHz (15/alfa!)
27,045 MHz 27,195 MHz
27,095 MHz

Ezeket a frekvenciákat távvezérlési, modellirányítási, illetve egyéb ismeretlen célokra tartották fenn a csatornaraszter megalkotásakor.

Táblázat

Állam	Frekvenciasáv (Szélső csatorna- frekvenciák) (MHz)	Csatornák száma	Moduláció	Max. eng. kimenő telj. (W)	Mellék hullám sugárzás (nW)	Zavaró jelek a szomszédos csatornában	Antenna
Ausztria	27 MHz-es sáv	12	A3, F3	0,5	4-250	—	körsugárzó
Belgium	27 MHz-es sáv	22	A3, A3A, A3J, F3	0,5	4	10 nW	körsugárzó
Dánia	26,965— 27,225	22	A3, F3	0,5	4-250	10 μ W	—
Finnország	26,965— 27,275	23	A3	5	15 μ W	(-30 dB)	tetszőleges
Franciaország	26,965— 27,275	22	F3	2	4-250	10 μ W	körsugárzó
Görögország	26,965— 27,405	15	6A3	5	—	—	körsugárzó
Hollandia	26,965— 27,405	40	F3	2 W _{erp}	4-250	10 μ W	körsugárzó
Kanada	26,965— 27,405	40	A3, A3A, A3J	4 W _{carr.} 12 W _{pep}	5 μ W	—	tetszőleges
Magyarország	26,965— 27,405	40	A3, A3J, F3	1 W _{stab.} 3 W _{mobil}	(-30 dB)	—	max. 5/8 λ körsugárzó
NSZK	26,965— 27,275	22	F3	0,5	4	10 μ W	körsugárzó
Svédország	26,965— 27,225	24	A3, F3	3,5	4-250	10 μ W	G _{max.} = 3 dB
Olaszország	26,965— 27,275	23	6A3, 3A3A, 3A3J 6A3B, F3	5	4-250	10 μ W	körsugárzó

A 20—40 közötti csatornafrekvenciáknál is található egy a szabályostól való eltérés. A 23., 24. és 25. csatornák a szabályostól eltérő kiosztásúak:

- 22. csatorna: 27,225 MHz (szabályos)
- 23. csatorna: 27,255 MHz
- 24. csatorna: 27,235 MHz
- 25. csatorna: 27,245 MHz
- 26. csatorna: 27,265 MHz (szabályos)

Természetesen a vevő lokál frekvenciák is ennek megfelelően szabálytalan sorozatot alkotnak.

A névleges csatornafrekvenciáktól való megenge-

dett eltérés $\pm 1,5$ kHz, ami közelítőleg $5 \cdot 10^{-5}$ relatív frekvenciapontosságnak felel meg. Ez az érték a szokásos kisméretű rezgőkristályokkal még biztosítható 5—45°C hőmérséklet határok között üzemeltetve a készüléket. SSB üzem esetén azonban az adási és a vételi frekvenciáknak (a forgalmazó készülékpáron belül) mintegy 20—50 Hz pontossággal azonosaknak kell lenniük. Ennek biztosítására van az SSB vevőkön a „Clarifier” (kitisztító) felíratú szabályozó, finomhangoló elem, az előlapra kivezetve, aminek a segítségével az SSB vevő vételi frekvenciája a fenti pontossággal az ellenállomás adási frekvenciájára hangolható.

A GELKA és a CB-rádió

Mindannyiunk örömeire szolgál, hogy lassan a CB adó-vevő berendezéseket is a *közszükségleti*, vagy *szórakoztató-elektronikai* készülékeink közé sorolhatjuk. Bár a néhány ezer készüléktulajdonos országosan még nem nagy szám, de a kb. 10 000-es készülékpark (állami tulajdonú készülékeket is beleértve) már több vonalon is érezteti a hatását. Az egyik ilyen hatás az, hogy a készülék javítása, karbantartása ma még nincsen megoldva.

A *Gépipari Elektromos Karbantartó Vállalat*, — közismertebb nevén a GELKA — megkezdte felkészülését ezen, ma még a szerviziparban szokatlan berendezések javítására és telepítésére. Mint a közszükségleti berendezések javításának profílgazdája, erre teljes mértékben jogosult. Gondot okoz azonban, hogy az adó-vevők műszaki szempontból éppen olyan távolságra vannak a már jól kitanult rádió-, magnó- és tv-készülékektől, mint annakidején a televízió volt az akkor megszokott rádióvevőktől. Így az adástechnikát új témaként kell bevezetni a szolgáltató

hálózatba, ugyanúgy, mint az ötvenes évek végén a televízió és a magnetofon technikáját.

Ez év februárjában a GELKA egyhetes továbbképzést tartott fővárosi és vidéki szakembereinek. A mintegy 30-fős tanfolyamon a CB-rádiók speciális áramkörei érdekelték elsősorban a hallgatókat, mint pl. a frekvencia-szintetizátor, a moduláció és a modulátor áramkörök (AM, FM, SSB), a nagyfrekvenciás fokozatok stb. Ugyancsak új ismeretanyagként jelentek meg az antennákkal és a tápvonalakkal kapcsolatos kérdések.

A tanfolyam önmagában még nem oldotta meg a CB-készülékek szerviztevékenységéhez kapcsolódó vállalati gondokat, de hozzásegítette a dolgozókat ahhoz, hogy a szakma ezen új ágának ismereteit könnyebben elsajátíthassák. Bár már ott tartanánk, hogy a GELKA-nak problémát okoz a Teletext és a Viewdata készülékek, a képmagnók, a képlemezjátékosok, a hordozható kamerák stb. javítása. Reméljük, hogy egyszer ezt is megérjük.

HÍREK ÜZEMEINKBŐL

Az őszi BNV-n nagy volt az érdeklődés az ORION gyár termékei iránt

Mint minden esztendőben, 1981-ben is sikert aratott az őszi Budapesti Nemzetközi Vásár, mely szeptember 18. és 27. között tartott nyitva.

Az Orion kiállítása is tetszést aratott. Meglátogatta a bemutatót dr. Maróthy László, az MSZMP Politikai Bizottságának tagja, a Budapesti Pártbizottság első titkára, Székér Gyula, az Országos Műszaki Fejlesztési Bizottság elnöke.

Az eddigi gyakorlattól eltérően új helyen láthatták az érdeklődők az Orion-termékeket. Az évek óta megszokott C-pavilon helyett, a 23-ban volt most a hazai híradástechnikai ipar. A csarnokban egymással szemben a két vetélytárs, az Orion és a Videoton. Így mindenki azonnal eldönthette, ki-ki a szimpátiája

szerint, melyik bemutató tetszett jobban. Meg kell állapítani, mindkét standon nagyon sokan voltak, érdeklődéssel szemlélték a színes tv-ket, a Hi-Fi-tornyokat és a többi újdonságot.

Többek véleménye szerint ez volt az utóbbi évek egyik legszebb Orion bemutatója. Révész Antal tervező nagyon szép külsőt varázsolt a rideg falak elé.

Külön részen láthatták a látogatók az exportra készülő 67 centiméter képcsőátmérőjű színes tv-t, a teletext-rendszert és a Grundig céggel közösen fejlesztett mini-oktatóközpontot. Ennek segítségével, aki a kamera elé állt, színesben láthatta magát a képernyőn.

E terület informátora Koczka György volt a számítástechnikáról, aki nemrégiben jött haza Helsinkiből. Nyolc éven át ő vezette a finn fővárosban az Orion-szervizt.

— Nagy az érdeklődés a teletext és az oktatóközpont iránt. Sokan kérdezték, hogy miért csak exportra gyártjuk a 67 centiméteres színtest és azt, hogy milyen képesövek vannak a készülékekben.

Két tanfolyam a Telefongyárban

Október 26-án 10 iraki szakember kezdte meg azt a tanfolyamot a Telefongyárban, ahol a légvezetékes, több csatornás berendezések helyes kezelése és használata volt a téma. A végzős szakemberek fogják irányítani az Irak által vásárolt berendezések munkáját.

Ugyancsak szerződést kötött a Telefongyár a Budapest-Vidéki Postaigazgatósággal hat-nyolc fő kiképzésére a PCM-berendezések kezelésével kapcsolatban.

TERTA-nap a szokolnyiki parkban

Huszonhárom ország négyszáz kiállítójának részvételével 1981. szeptember 2-án a moszkvai szokolnyiki parkban nyitották meg a SZVJÁZ '81 nemzetközi híradástechnikai és számítástechnikai kiállítást, melyet a szovjet Híradásipari Minisztérium szervezett.

1981. szeptember 16-áig nyitva tartott kiállításon a magyar híradástechnikai vállalatok is részt vettek. Így a Telefongyár is bemutatta korszerű átviteltechnikai és adatátviteli berendezéseit, rendszereit. Így megismerhették az idei BNV vásárdíjas TAP-34 intelligens terminált, a TAM-1200-as modemet, a TET-9600-as, a TBA-1-es berendezéseket működőképes állapotban, az LVK-keretet és a gyár PCM, illetve UTK gyártmányait.

A kiállítás során 1981. szeptember 7-én TERTA-napot tartottak, ahol a gyár vezető szakemberei diaporámás előadás keretében mutatták be a Telefongyár adatátviteli berendezéseinek távlati fejlesztési elképzeléseit.

A kiállítás megnyitásán a gyárat Bánsághi Pál kereskedelmi és Purger Imre termelési igazgató képviselte, több vezetővel együtt.

A Telefongyár kiállítását megtekintette N. K. Bajbakov, a Szovjet Tervhivatal elnöke, Nyikolaj Fagyjev, a KGST titkára, Méhes Lajos ipari miniszter, Littvai István ipari miniszterhelyettes. Hosszan időzött a telefongyári pavilonnál V. Kubaszov, Farkas Bertalan úrhajós társa is.

Legnagyobb sikert az LKV-12 művonalas összeköttetés, valamint a 12 csatornás légvezetékes berendezés aratott.

Átalakított erősítők

A Telefongyár A-I. gyáregységében átalakították az L. M. Ericsson 2700-as típusú erősítőket. Ezekkel az átalakított vonalerősítőkkel készítették el az első vonalszakaszt Budapest és Tatabánya között.

A svéd Ericsson cég a Magyar Postával és a Telefongyárral közösen mérésekkel értékelte a rendszert és

megállapították, hogy az átalakított erősítők műszaki paraméterei túlteljesítik a követelményeket és az L. M. E. által szavatolt megbízhatósággal üzemelnek.

A hatékonyabb, rugalmasabb termelésért

A Telefongyár termelési igazgatója, Purger Imre javaslatára alapján 1982. január 1-i hatállyal átszervezik a gyár termelési apparátusát. Így a jelenlegi A-I. és A-II. gyáregységet összevonják. Létrehozzák a központi szolgáltató gyáregységet a jelenlegi törzsgyári alkatrészgyártó üzemből, az önállóan továbbműködő fúrtlapüzemből és az automatikus nyáklapszerelő üzemből.

Ezekon kívül egyéb változások is lesznek, de ezek elsősorban a vezetőket érintik, akiknek a száma az új szervezet létrehozása révén csökkenni fog.

Részegységek az R 35-ös számítógéphez

Megkezdődött a Telefongyár új számítóközpontjában a már beérkezett gépek műszaki instalálása. Ugyanis a VI. ötéves terv során a gyárban működni kezd egy R 35-ös számítógép.

1981 július elejére beérkezett a számítógép 1 Mbyte-os — egymillió betűnyi — operatív memóriája, azaz 5 darab 29 Mbyte-os mágneslemez adattárolóval, 4 darab mágnesszalag, 2 darab sornyomtató és 2 darab kártyaolvasó. Az 1982. év elejére ütemezett feladatokat a következő bejövő egységek, további 3 darab 29 Mbyte-os lemezzel látják majd el. És amikor már a 4 darab 2×100 Mbyte-os lemez egység is beérkezik, akkor az adatbankhoz szükséges teljes tárolókapacitás rendelkezésre fog állni.

Az új számítógépes rendszer a vállalati gazdálkodási folyamatokat irányító rendszer eszközbázisát képezi, a TAT-rendszer gyártási feladataihoz, valamint eszközbázisához szükséges.

Határidő előtt

V. I. Ocseretyin, a magyarországi Szovjet Kereskedelmi Képviselőlet vezetője levélben köszönte meg a Telefongyár vezetőinek és kollektívájának, hogy a gyár határidő előtt teljesítette 1981. első féléves kötelezettségét a hírközlési berendezések szállítása terén.

A nagyteljesítményű gépek jobb kihasználásáért

A Telefongyár vezetősége 1981. évre 800 ezer forint prémiumkeretet létesített arra a célra, hogy megnövelje a nagyértékű, nagyteljesítményű gépek és berendezések üzemeltetését.

Elérendő cél, hogy a gyár mintegy negyven nagyértékű, nagyteljesítményű gépe, műszere ebben az évben mintegy 2,6 műszakban üzemeljen. Ez azt jelenti, hogy az átlagos műszakkihhasználási együttható az 1980. évi 1,61-hez viszonyítva 1,77-re javuljon.

TARTALOM

СОДЕРЖАНИЕ

INHALT

CONTENTS

ETO 621.391.812.7:621.391.832

Sényi Cs.:

Többutas hullámterjedésből származó tv-vételizavarok

HÍRADÁSTECHNIKA 1982. 4. sz.

A cikk foglalkozik a tv vételtechnikának azzal az eléggé elhanyagolt területével, amely a szabadtéri reflexiók által okozott vételizavarok témakörét foglalja magában. A reflexiók jelenségei általános, elméleti ismertetésén túlmenően, a tv-képernyőn megjelenő zavaró szellemképek kiküszöbölésére szolgáló néhány eljárás rövid áttekintésével felhívja a figyelmet a napjainkban egyre gyakrabban előforduló probléma megoldásának lehetőségeire.

ETO 536.7.072.:621.3.049.771.14

Nguyen Van An:

A termikus szimuláció szerepe a nagybonyolultságú mikroelektronikai eszközök és elektronikai áramkörök konstrukciós tervezésében

HÍRADÁSTECHNIKA 1982. 4. sz.

A cikk a nagybonyolultságú mikroelektronikai eszközök és elektronikai áramkörök általános — konstrukciós szinttől független — termikus modelljei kialakításának módját tárgyalja és a stacionárius állapot szimulációjára kidolgozott számítási módszert mutatja be. Az általános modell elemi közelítő termikus modelleken alapszik, így a modell-alkotás analitikus és numerikus eljárások kombinációjának, míg a szimuláció végrehajtása elektromos—termikus analógiára épülő módszernek tekinthető. Végül egy példán a termikus modellezés és a szimuláció eredményeit illusztrálja a cikk.

ETO 621.391.823:621.396.43.018.756

Horváth, F.:

Külső zajok és hatásuk a 400 MHz-es sávban működő digitális rádiórelékre

HÍRADÁSTECHNIKA 1982. 4. sz.

A szerző ismerteti a 400 MHz-es sávban jelentkező külső eredetű zajokat. Különös figyelmet fordít a gépjárművek gyújtórendszerétől származó zajra, annak digitális rádiórelékre gyakorolt hatására. Bemutatja a külső zajok mérési lehetőségeit.

ETO 621.395.66:621.395.722:681.3.06

Dr. Darabos Z.—Kiss E.—Schultz K.:

MPDS, a tárolt program vezérlésű távbeszélő-központok programfejlesztő rendszere

HÍRADÁSTECHNIKA 1982. 4. sz.

A cikk a BHG Híradástechnikai Vállalat Fejlesztési Intézetében létrehozott MPDS (MAT 512 Program Development System) programfejlesztő rendszert ismerteti. A rendszer a BHG tárolt program vezérlésű (SPC) távbeszélőközpontjaiban alkalmazott MAT 512 típusú, speciális vezérlőprocesszor program fejlesztő rendszere. A be rendezést a jelenlegi kiépítésben egyidejűleg hat programozó használhatja interaktív üzemmódban dolgozva a programfejlesztés különböző fázisaiban. A cikk ismerteti a rendszer hardware felépítését és az egyes modulokban alkalmazott programokat. Leírja a programfejlesztés menetét és kitér a programbelövést és szövegszerkesztést támogató eszközök részleteire.

ДК 621.391.812.7:621.391.832

Шени, Ч.:

Телевизионные помехи приема возникающие вследствие многозвенного распространения волны

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1982. № 4.

Статья занимается с той достаточной неисчерпанной областью техники приёма телевидения, которая содержит круг вопросов помех приёма, возникающие вследствие отражения в открытом пространстве. Кроме общего принципиального изложения явления отражений обращает внимание на некоторые методы устранения неустойчивых мешающих изображений появляющихся на экране телевизионного приёмника и на возможность решения более часто возникшей данной проблемы.

ДК 536.7.072.621.:3.049.771.14

Нгуйен Ван Ан:

Роль термической симуляции в конструкционном проектировании микроэлектронных средств и электронных схем большой сложности

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1982. № 4.

Статья рассматривает метод создания общих, независимых от уровня конструкции термических моделей микроэлектронных средств и электронных схем большой сложности и продемонстрирует метод расчета разработанного для симуляции стационарного состояния. Общая модель базируется на общих термических моделях элементарного приближения, таким образом создание модели считается комбинацией аналитических и нумерических методов, а выполнение симуляции можно считать методом базирующим на электрической—термической аналогии. В заключении статья в качестве примера приводит результат термического моделирования и симуляции.

ДК 621.391.823:621.396.43.018.756

Хорват, Ф.:

Внешние шумы и воздействия влияющие на цифровые радиорелейные устройства в полосе частот 400 МГц

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1982. № 4.

Автор излагает возникшие в полосе частот 400 МГц шумы внешнего происхождения. Обращает особое внимание на создаваемые системой зажигания автомашин шумы и их влияние на цифровое радиорелейное устройство. Продемонстрирует возможное измерение внешних шумов.

ДК 621.395.66:621.395.722:681.3.06

Др. Дарабош, З.—Киш, З.—Шултц, К.:

Система разработки программы телефонных станций с записанным программным управлением MPDS

HÍRADÁSTECHNIKA (Хирадаштехника, Будапешт) 1982. № 4.

Статья знакомит с разработанной на Институте Разработки БХГ системой разработки программы обеспечения MPDS (MAT 512 Program Development System). Система применяется для разработки программы специального управляющего микропроцессора типа MAT 512, применяемого в телефонных станциях с записанным программным управлением БХГ. Аппаратурой в данной комплектации одновременно может работать 6 программисты в интерактивном режиме в различных фазах составления программы. Статья излагает построение hardware системы и применяемые программы в отдельных модулях. Описывает ход разработки программ и подробно излагает средства для наладки программ и составления текста.

DK 621.391.812.7:621.391.832

Sényi, Cs.:

Durch mehrwegige Wellenausbreitung verursachte TV-Empfangsstörungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. Nr. 4.

Der Artikel befasst sich mit demjenigen, ziemlich vernachlässigten Gebiet der TV Empfangstechnik, welches den Themenkreis der durch Freiluftreflexionen verursachten Empfangsstörungen beinhaltet. Ausser der allgemeinen theoretischen Bekanntmachung der Reflexion-Erscheinungen gibt der Artikel eine kurze Zusammenfassung über einige Verfahren, mit deren Hilfe die auf dem Bildschirm erscheinenden Geisterbilder beseitigt werden können. Damit macht uns der Artikel auf die Lösungsmöglichkeiten dieser, in unseren Tagen immer häufiger vorkommenden Probleme aufmerksam.

DK 536.7.072:621.3.049.771.14.

Nguyen Van An:

Die Rolle der thermischen Simulation bei der Konstruktionsplanung der hochkomplizierten mikroelektronischen Geräte und der elektronischen Stromkreise

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. Nr. 4.

Der Artikel erörtert die Ausformungsweise für die allgemeinen — vom Konstruktionsniveau unabhängigen — thermischen Modelle der hochkomplizierten mikroelektronischen Geräte, sowie der elektronischen Stromkreise, und macht eine Rechenmethode bekannt, welche für die Simulation des stationären Zustandes ausgearbeitet wurde. Das allgemeine Modell basiert sich auf approximative elementare thermische Modelle. So kann die Modellerzeugung, als eine Kombination von analytischen und numerischen Verfahren, während die Simulationsdurchführung, als eine auf der elektrisch-thermischen Analogie aufgebaute Methode betrachtet werden. Zum Schluss illustriert der Artikel im Rahmen eines Beispiels, die Ergebnisse des thermischen Modellaufbaus und der Simulation.

DK 621.391.823:621.396.43.018.756

Horváth, F.:

Äussere Geräusche und Einwirkungen auf die im 400 MHz-Band operierenden digitalen Rundfunkrelais

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. Nr. 4.

Der Verfasser berichtet über die äusseren Geräusche, die im 400 MHz-Band erscheinen. Besonders grosse Aufmerksamkeit wird demjenigen Geräuschen gewidmet, die von den Zündungssystemen der Kraftfahrzeuge stammen. Dabei wird die Einwirkung dieser Geräusche auf die Rundfunkrelais erörtert. Der Artikel führt die Messungsmöglichkeiten dieser äusseren Geräusche vor.

DK 621.395.66:621.395.722:681.3.06

Dr. Darabos, Z. — Kiss, E. — Schultz, K.:

System „MPDS“ für Programmentwicklung der Telefonzentralen mit gespeicherter Programmsteuerung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. Nr. 4.

Der Artikel berichtet über das System „MPDS“ für Programmentwicklung (MAT 512 Program Development System), welches in dem Entwicklungsinstitut der BHG Fernmeldetechnischen Werke zustande gebracht wurde. Dieses System ist das Programmentwicklungssystem des speziellen Steuerprozessors MAT 512 welcher in den Telefonzentralen mit gespeicherter Programmsteuerung (SPC) verwendet ist, bei der Firma BHG. Die Einrichtung kann in ihrer gegenwärtigen Ausführung gleichzeitig von sechs Bedienungspersonen in interaktiver Betriebsart benutzt werden, und zwar in den verschiedenen Phasen der Programmentwicklung. Der Artikel gibt eine kurze Zusammenfassung über die Hardware-Struktur des Systems, sowie über die Programme, die in den einzelnen Modulen verwendet sind. Der Verfasser erörtert zum Schluss, den Ablauf der Programmentwicklung und geht auf die Details der Betriebsmittel ein, welche das Programmeinstellen und die Textkomposition unterstützen.

UDC 621.391.812.7:621.391.832

Sényi, C.:

TV reception disturbances deriving from multiple wave propagation

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. No. 4.

The paper deals with the rather neglected field of tv reception which comprises the reception disturbances caused by open air reflections. In addition to the general principal introduction of reflection occurrences, by a brief reviewing several procedures for eliminating double outlines on tv screen, it calls the attention to the solution facilities for this often arising problem.

UDC 536.7.072:621.3.049.771.14

Nguyen Van An:

The role of thermal simulation in the construction of large scale integrated devices and electronic circuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. No. 4.

The paper shows the construction of an overall thermal model and simulation method of large scale integrated devices and electronic circuits in stationer state, independently of the level of construction. The overall thermal model is a sum of simple approximative models, so it is a combination of analytical and numerical methods, while the simulation can be considered as a method based on electrical-thermal analogy. At last, the thermal model of a circuit and the results of the simulation is given as an example.

UDC 621.391.823:621.396.43.018.756

Horváth, F.:

External noises and their effect on digital radio relays operating in 400 MHz band

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. No. 4.

The author introduces the external noises appearing in 400 MHz band. The noise deriving from the sparking system of cars, and their influence on digital radio relays are dealt with special regard. The measuring possibilities of external noises are introduced.

UDC 621.395.66:621.395.722:681.3.06

Dr. Darabos, Z. — Kiss, E. — Schultz, K.:

Program development system for SPC telephone exchanges

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1982. No. 4.

The paper introduces the MPDS (MAT 512 Program Development System) produced in BHG Development Institute. This system is a program development system for the special control processor Typ MAT 512 used in BHG's SPC telephone exchanges. In present configuration the equipment can be used by six programmers simultaneously working in interactive mode in different phases of the program development. The paper introduces the hardware structure of the system and the programs used in the individual modules. The course of program development is described and the details of the aids of program debugging and test editing are touched upon.

TELEFONGYÁR

**BNV-díjas terméke 1981-ben:
a számítástechnikai
TAF-alrendszerek**



1981-ben BNV-díjjal tüntették ki a Telefongyár számítástechnikai TAF-alrendszereit, melyek alkalmazásával komplex számítástechnikai szolgáltatások valósíthatók meg.

A rendszer legújabb fejlesztésű tagja a TAP-34 intelligens terminál, mely a kapcsolt és bérelt távbeszélő hálózaton felépített TAP-rendszerekben alkalmazható.

A terminál mikroprocesszor vezérelt, LSI-elemekből felépített berendezés, mely biztosítja a számítógép vagy a távoli terminál felé a hatékony adattovábbítást, és ezen berendezések által adott adatok hibamentes vételét.

A berendezés fő alkalmazási területe a számítógéppel való on-line összeköttetésben batch vagy dialog üzemmód megvalósítása, valamint helyi üzemmódban programozási lehetőséggel biztosított helyi adatfeldolgozás.

TERTA-Telefongyár 1956 Budapest Pf.: 16

Telefon: 634-240

Exportálja: BUDAVOX H-1392 Budapest P.O.B. 267