

HIRADÁSTECHNIKA



HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

XL. évfolyam, 1989. 3. szám

BHG ORION TERTA

MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

xxxv. évfolyam, 1989. 3. szám

MEV REMIX TKI

MŰSZAKI TUDOMÁNYOS KÖZLEMÉNYEK

vii. évfolyam, 1989. 3. szám

Felelős szerkesztő:
DR. TÓFALVIGYULA

Szerkeszti a szerkesztőbizottság

A szerkesztőbizottság elnöke:
HORVÁTH IMRE

Szerkesztők:
ANGYAL LÁSZLÓ
MÉREY IMRÉNÉ
SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ

SZERKESZTŐBIZOTTSÁG

HTE
Rovatvezető: Mérey Imréné
Dr. Flesch István
Gál Ferenc
Dr. Prónay Gábor

BHG
Rovatvezető: Angyal László
Tudományos szerkesztő: dr. Frajka Béla,
Bernhardt Richard, dr. Eisler Péter,
Fazekas László, dr. Gosztony Géza,
dr. Kerpán István, Klug Miklós,
Laczkó Endre, Szaics Ákos

MEV
Rovatvezető: Kászonyi László
Tudományos szerkesztő: dr. Kormány Teréz,
Balogh Albert, Csornai László,
Czermann Mihály, Hidas György,
Huszka Zoltán, dr. Ligeti Róbertné,
dr. Mátrai Géza, dr. Motál György,
Schödl Ervin

ORION
Rovatvezető: dr. Somogyi András
Tudományos szerkesztő: dr. Frigyes István,
Denk Attila, Froemel Károly,
Nóvik Lajos, Szász Gerő

REMIX
Rovatvezető: Rippel Géza
Tudományos szerkesztő: dr. Kormány Teréz,
Balanyi Szilveszter, Bodnár László,
Kovács Gyula, Mészáros Sándor,
Molnár László

TKI
Rovatvezető: dr. Baranyi András
Tudományos szerkesztő: dr. Lajtha György,
dr. Henk Tamás, dr. Kása István,
Megyesi Csaba, dr. Sárkány Tamás,
dr. Simonyi Ernő

TERTA
Rovatvezető: Szalay Tibor
Tudományos szerkesztő: dr. Gordós Géza,
Keller János, Márik Zoltán,
Porpáczy Elemér, Schnürmacher Tamás,
Török László, Veress Péter

Szerkesztőségi ügyekben és kéziratok-
kal kapcsolatban felvilágosítást ad: Szöl-
lősi Györgyné.
Telefon: 495—098

ROVATOK

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

ROVATGAZDÁK ROVATTÁRSÁK

HTE	(H)	BEAG	HTV
TKI	(□)	BME	KONTAKTA
BHG	(#)	BRG	KÓPORC
TERTA	(↔)	EMO	KFKI
ORION	(*)	El. Szöv.	M. Posta
MEV	(↑)	FMV	ML
REMIX	(△)	GAMMA	MM
		HTSZ	MFKI
		HAGY	TUNGSRAM

TARTALOM

A távközlés helyzete a 90-es években Magyarországon (Dr. Budinszky József)	65
Beszámoló az 1988. évi VLSI anyagok és technológiák konferenciájáról (ICMPC '88) (Erlaky György)	71
DR. FRIGYES ISTVÁN: Kétfrekvenciás terjedési modell frekvenciadiverziti szélessávú digitális mikrohullámú átvitelben	72
Beszámoló a Mágnesesség Nemzetközi Konferenciájáról (Dr. Sztaniszláv Dánielné)	81
LEVENDOVSKY JÁNOS: Digitális összeköttetések rádiócsatornájának adaptív kiegyenlítése	82
LADVÁNSZKY JÁNOS: Nemlineáris mikrohullámú áramkörök teljesítmény illesztése	89
Tartalmi összefoglalások:	95

A távközlés helyzete a 90-es években Magyarországon

Előszó

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület 1988. november 30.-án tartotta 1988. évi záró közgyűlését. Ebből az alkalomból kértük fel Dr. Budinszky József kollegát az OMFB főosztályvezetőjét, Tudományos Egyesületünk társelnökét, a magyar távközléssel kapcsolatos gondolatainak kifejtésére. Ezen előadás gondolatait adjuk most közre azzal a szándékkal, hogy közös célunkat és közös törekvéseinket szolgáljuk vele.

Főszerkesztő

Tisztelt Közgyűlés!
Kedves Kollegák!

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület ezideig is helyesen hallatta hangját a hírközlést, az egész elektronikát és műszaki kultúránkat érintő kérdésekben. Az elkövetkezendő időben a magyar gazdaságnak erre még sokkal fokozottabb mértékben lesz szüksége, az új gazdasági megközelítések kialakításakor.

Gazdaságunkban az elmúlt évtized folyamán, az intenzív gazdaságfejlődési pályára való áttérés követelménye erősödött, de az ezt szolgáló fejlődést fékezte a hazai társadalmi-gazdasági környezet nivelláló, teljesítményekre nem kellően ösztönző volta, továbbá az ország egyensúlyi problémáiból következő kényszerű intézkedések korlátozó hatása. Ellentétben a nemzetközi gyakorlattal — amikor recessziók idején, a fejlett országokban, a gazdasági kényszerszertől hajtva javítják a termelés rugalmasságát, megújítják a technológiát és a gyártmányokat, — gazdaságunkban az innovációs tendenciák a kívánatostól jelentősen elmaradtak, ezért az egész magyar gazdaság versenyképességének gyengeségei, most a világgazdaság élénkülésének éveiben igen élesen kerülnek felszínre.

Ami szűkebb szakterületeinket illeti, hazai elektronikai tevékenységünk — habár ismerjük fogyatékoságait is, mint a háttér ipar hiánya, a kooperáció alacsony szintje, stb. — mindezek mellett napjainkig, végső eredményeit tekintve igen jó helyet foglal el a többi hazai iparág között, eredményei a legjobbak az ipar ágazatainak mutatói között.

Nézzük meg röviden, szám adatokkal is ezt a tényt. Elektronikai iparunk — pontosabban a KSH által 144-es alágazatként nyilvántartott híradástechnikai és alkatrészipari alágazat, és a 145-ös mérés, automatizálás, számítástechnikai alágazat együttesen, valamivel több, mint 100 ezer főt foglalkoztat és a termelési értéke kerekén 100 milliárd Ft/év. Ez a közel 1 millió Ft, átlagosan egy főre eső éves bruttó termelési érték jelentősen megelőzi az egész ipar egy főre jutó termelési értékét. Hazai vi-

szonylatban elektronikai iparunk összes mutatói relatíve az élen járnak. Néhány alapvető számadatot az 1. a 2. és 3. táblázat mutat be.

Termelés- és jövedelem dinamika

1. sz. táblázat

1985/1980	%	Termelés anyagi ágai	Ipar	Híradás- ipar (144)	Műszer- ipar (145)
Bruttó termelés		137	139	169	153
Nettó termelés		136	143	202	173
Tiszta jövedelem		140	152	289	202

Támogatás és elvonás

2. sz. táblázat

%	1980	1985	1986
Támogatás, híradásipar	6,73	34,75	31,39
Támogatás, műszeripar	8,97	13,90	20,18
Támogatás összesen	15,7	48,65	51,57
Elvonás, híradásipar	103,14	109,19	273,54
Elvonás, műszeripar	62,78	57,40	177,13
Elvonás összesen	165,92	166,59	450,67
Támogatás, gépipar	100,00	184,98	
Referencia			
Elvonás, gépipar	394,62	456,28	

Az elektronikai ipar deviza egyenlege: 1987

3. sz. táblázat

1987. évi adatok	
Elektronikai (híradás+műszer) ipar termelése:	94,8 milliárd Ft
Elektronikai ipar tőkés exportja:	262,3 millió \$
Elektronikai ipar tőkés importja:	218,9 millió \$
Elektronikai ipar tőkés szaldója:	+43,4 millió \$

Kevés hazai ipari ágazat mondhat magáénak ilyen jellemzőket. Mégis azt kell mondanom, hogy a hazai szakmakultúra jövőjéhez, fejlődéséhez, ezek az igen pozitív tények és számok nem sok muníciót

adnak és teljesen helytelen lenne, ha szakembereink úgy gondolkodnának, arra alapoznának, hogy egy ilyen pozitív tevékenység nem kerülhet válságos helyzetbe. Természetesen a pozitív jellemzők hozzájárulnak ahhoz, hogy a kormány elektronikai programokat indított el és várhatóan — korszerűsítve azokat — továbbra is fontos feladatának tekinti elektronikai, illetve távközlési témakörű gazdaságfejlesztési és K+F programok szervezését. Azt viszont világosan látnunk kell, hogy akár szocialista, akár tőkés, akár hazai piacokon a vevőt egyáltalán nem érdekli és nem is érdekelheti, hogy ennek az ágazatnak milyen pozitívek a gazdasági mutatói. A piacokon csak az elektronikai termékek minősége, korszerűsége, ára, a szállítási határidők, a kapcsolódó szervíz- és alkatrészbiztosítási lehetőségek stb., a meghatározók.

Mindezeket azért kell teljes realitásukban néznünk, mert itt eljutottunk az egész elektronikai szakmakultúránk jövőjét meghatározó legnagyobb gondhoz, az értékesítés perspektíváinak súlyos problémaköréhez.

Az ipar gondjairól

A hazai elektronikai ipar fejlődését, jövőjét elsődlegesen az értékesítés várható, fokozódó beszűkülése, a piaci gondok fenyegetik. Ismeretes, hogy elektronikai iparunk erősen exportorientált és az exporton belül a szocialista relációjú export domináns súllyal bír. Évtizedeken át a szocialista piac a magyar elektronikai termékeknek egy biztos terítési lehetősége volt, melyet ötéves tervperiódusonként az államok közötti tervegyeztetés és kontingens-megállapodások rögzítettek. Hazai elektronikai termékeink professzionális berendezéseink keresettek voltak a szocialista országokban. A 80-as évek közepétől azonban megindult egy olyan — több ok által vezérelt — változás, melynek végső kifejlődése a 90-es évek elejére várható. Ezek az új körülmények, a teljesség igénye nélkül, az alábbiak:

- A szocialista országokban, így a SZU-ban is, hozzánk hasonlóan, szintén korszerűsítik gyártmány-struktúrájukat és korszerűbb, nagyobb szellemi munka-hányadú, kisebb anyag és energia felhasználást igénylő gyártmány-struktúrát igyekeznek bevezetni. Így országaink között az árukínálat komplementer jellege csökken.
- Rubel-relációjú és főleg szovjet-relációjú vásárlásaink — objektív és szubjektív okokból egyaránt — nem érik el, sőt egyes szektorokban jelentősen alatta állnak export kínálatunknak. A kölcsönös szállítások egyensúlyára az illetékes

magyar tárca ügyel, — leegyszerűsítve kifejezve — nehogy eladósodott helyzetünkben szocialista irányban hitelezőkké váljunk.

- Hazai elektronikai alkatrésziparunk elmaradottsága és a többi szocialista ország alkatrésziparának relatív fejletlensége miatt — a rubel-relációjú export bizonyos tőkés import alkatrészhiányt (is) vonz, mely esetenként nem teszi lehetővé a szocialista export realizálását, a dollár/rubel konverzió elkerülése érdekében.
- Fenti domináns okokon túl természetesen minőségi és árviták is szükségszerűen felmerülnek számos területen, valamint a hazai rubel relációjú export-szabályozás is sokat változik az utóbbi időben.

Mindezek és egyebek együttesen azt eredményezik, hogy elektronikai vállalatainknak a szocialista és a meghatározó szovjet piaci térítés folyamatos és erős beszűkülését lehet prognosztizálniuk.

Vannak olyan hazai vélemények, hogy a piaci helyzetnek ez a kihívása kikényszeríti vállalatainkból a tőkés export fokozását. Sajnos ez csak igen mérsékelten lehet igaz (az 1988-as év relatív sikereit sem lehet túlértékelnünk), szocialista exportárualapunk döntő része nem konvertálható tőkés piacokra.

Vannak olyan vélemények, hogy a biztos szocialista piac kényelmessé tette a hazai gazdálkodó szerveket. Azt hiszem ebben sok igazság van, de mégsem következik belőle az, hogy hagyhatjuk drámaian lecsökkeni a szocialista exportot. A szocialista és főleg az igen jelentős szovjet piacra való belépés nyugati vállalatoknak is állandó és következetes célja, sok esetben hazánkkal folytatott kooperációs tárgyalásokban is nyugati vállalatoknak ez az egyik fő törekvése, hogy a szovjet piachoz híd találganak. Így hazánk, amely benn van egy fontos piacon, ezt az értékes gazdasági-kereskedelmi hadállását nem adhatja fel. A szocialista exportlehetőségek ugrásszerű visszaesése a hazai elektronikai iparban, vagy a foglalkoztatottság erős leépítését, vagy a hatékonyság teljes leépülését eredményezné.

Az nyilvánvaló, hogy a szocialista export/import struktúrát javítanunk kell, de bizonyos elemek megőrzendők, így tudatában kell lennünk, hogy gazdaságunk, iparunk jelentős, részben szovjet nyersanyag-importra és energiahordozókra épül, ezért ezeket az értékes pozícióinkat meg kell őriznünk.

Túllépve a szocialista export/import bonyolult problémakörén, tőkés piacokról, tőkés relációjú értékesítési lehetőségekről itt csak annyit összegeznék, hogy fejlett tőkés relációban műszaki színvonalunk, a harmadik világ országaiban pedig azok fizetéseképtelensége korlátozzák törekvéseinket (a

harmadik világ országainak adósságállománya elérte az 1200 milliárd \$-t).

Az elektronikai ipar távlati értékesítési gondjai olyanok, hogy egyedül a piaci automatizmusok hatásaira nem elégséges számolnunk, a probléma az állam „intervencióit” is igényli, mint ilyen esetekben a fejlett ipari országokban is ez szokásos (Rolls-Royce megmentése; vagy az USA kormány-szintű beavatkozása a japán-amerikai chip-hábo-rúba, stb.).

A gazdasági környezet időszerű kérdéseinek számbavétele közt ki kell térni az import-liberalizálás bevezetésének várható kihatásaira is. Az import-liberalizálás jelentősen segíteni fogja a technológiai berendezések beszerzését, így pozitív hatást gyakorol technológiai színvonaluk korszerűsítésére. Nyilvánvalóan ugyanekkor egy erős versenyhelyzetet is teremt vállalataink belföldi értékesítési törekvései ellenében és ez a verseny az alkatrésziparunkat fogja legerősebben szorítani. Emellett az import-liberalizálása fizetési mérlegünkre, ma még nehezen becsülhetően, de szükségszerűen bizonyos mérvű negatív hatást gyakorol.

A gazdasági környezet további hatásaként az alapanyag-árak emelkedését tartom figyelemre méltónak, melyet az elektronikai ipar, illetve az egész gépípar gazdálkodó egységeinél a jövő költség-gazdálkodási gondjai közt erősen számon kell tartani. Az alkatrész ellátás hazai krónikus problémái szintén jól ismertek tervezőink és vállalataink előtt.

A következő kérdéskör, a hazai elektronika fejlesztése érdekében a szakembergárda biztosításának problémaköre. Ezen valóban tudománybázisú iparág K+F munkái, valamint a korszerű technológiák sikeres működtetése minden szinten nagyobb számban igényel képzett szakembereket. Nemzetközi statisztikákkal összehasonlítva felkészültségünk aggodalomra ad okot, főként a felsőfokú végzettségű szellemi kapacitás hiánya prognosztizálható.

Közismert mindannyiunk előtt, de a teljesség kedvéért számba kell vennünk, hogy a forráshiányok súlyosan nehezedenek az elektronika fejlesztésének célkitűzéseire.

A fejlett ipari országok elektronikai nagyvállalatai értékesítésük mintegy 10%-át fordítják kutatás-fejlesztésre és a beruházások pedig az értékesítésnek közel 15%-át teszik ki. (4. táblázat).

Hazai elektronikai iparunk vonatkozó ráfordításai sajnos erősen ez alatt állnak.

A működő tőke és technológia fokozott bekapcsolódása segíthetne ezen. Sajnos meghatározó mértékű bekapcsolódásukra nagy bizonyossággal nem számíthatunk.

Nemzetközi referenciák: 1987

4. sz. táblázat

	1987. évi adatok			
	Értékesítés millió \$	Értékesítés per fő ezer \$	K+F kiadá- sok az értékesítés %-ában	Beruházás az érté- kesítés %-ában
Philips	18.825	77.125	8,3	16,0
Siemens	15.098	76.611	12,1	21,3
GEC	5.756	60.136	12,1	17,1
Ericsson	4.238	71.973	9,9	14,8
Plessey	2.216	73.512	7,2	12,6

Utoljára említtem az embargó hatását, mely — meg kell őszintén mondani — súlyosan nehezedik elektronikánk hazai fejlődésére. Egy kis mértékű, tőkeszegény ország a technológiák széles spektrumát nem képes fejleszteni, csak nemzetközi együttműködésben lenne ésszerű ezek hasznosítása.

A COCOM sajnos nem igen vesz arról tudomást, hogy a világpolitikában a nagyhatalmak között erőteljes enyhülési folyamat alakult ki. 1988. szeptember 15-től ugyan ú.n. könnyítések léptek életbe, de pl. a távközlés területén ez csak termékekre és nem a technológia-transzferre vonatkozik. A termékek körében az 1984. január 1. előtt a nyugati piacon megjelent távközlési berendezések kerültek felszabadításra, de ezek között is maradtak tiltott specifikációjú berendezések. Így például a távközlés csúcstechnológiai Magyarország és ugyanúgy a többi szocialista ország részére továbbra sem hozzáférhetők. Technológiák transzferjére a Kínai Népköztársaság részére enyhébb elbírálási szabályzat van érvényben, mint hazánk és a többi szocialista ország részére.

Fejlődésünk, a hazai elektronika megújítása menetében felmerülő, itt felsorolt problémaköröket — az egyszerűbb megjegyzés és összefoglalás céljából — engedjék meg, hogy az alábbi módon is elővezessem.

A távközlési szolgáltatások fejlesztéséről

Mint már említettem, a gondok legsúlyosabbika a piac jelentős beszűkülése. Ezt azonban részben (vagy nagyrészt) kompenzálhatja — a hazai távközlési szolgáltatások tervezett, fokozott fejlesztéséből adódóan — a hazai piac és annak felértékelődő szerepe.

A hazai távközlési szolgáltatásaink kirívóan elmaradott színvonala mindenki előtt ismert. A távközlési szolgáltatások színvonalát nagyszámú adat együttes halmaza tudja csak jellemezni, itt most csak egy adatsort, a legkarakterisztikusabbat, a száz lakosra jutó fővonalak számát idézi fel az 5. táblázat.

5. sz. táblázat

Ország	Fővonal/100 fő
Svédország	62,72
Finnország	44,59
NSZK	41,93
Norvégia	41,26
Franciaország	40,77
Ausztria	36,11
Görögország	29,48
Spanyolország	23,76
Bulgária	15,12
Csehszlovákia	12,06
Jugoszlávia	9,86
NDK	9,42
Szovjetunió	9,05
Magyarország	6,95
Románia	6,71
Lengyelország	6,66

UIT 1986. jan. 1. adatai.

Ma már közhely, hogy távközlési szolgáltatásaink elmaradottsága egész gazdasági fejlődésünknek is súlyos gátja és az elégtelen távközlési szolgáltatásokból eredő károk éves összegét szakértők 10 milliárd Ft feletti értékre becsülik. Amíg hazánkban a konvencionális távközlési szolgáltatások hiányából eredő károkkal és azok lehetséges csökkentésével kell foglalkoznunk, addig a fejlett ipari országokban ma már bizonyítást nyert, hogy a távközlési infrastruktúra a társadalom és a gazdaság fejlődésének egyik fontos erőforrása. Robbanásszerűen fejlődnek és alakulnak ki új távközlési szolgáltatások és a robbanás visszahatásaként az Integrált Szolgáltatású Digitális Hálózatok is a megvalósulás fázisába léptek.

Napjainkban a percre kész és megbízható információközlés egyre nagyobb jelentőséggel bír. Döntő fontosságúvá vált a gyors reagálás a változásokra, a piac jelzéseinek napi ismerete, a korszerű, számítógéppel vezérelt rendszerek kialakítása és együttműködése országos, sőt nemzetközi szinten. Emellett a távközlési szolgáltatásokkal szembeni lakossági igények is egyre fokozódnak. E helyen szerettem volna beszélni arról, hogy a fejlett ipari országokban a kommunikációs szükségletek milyen fejlődési trendeket mozgatnak, merre tart a fejlett világ távközlése. Mivel erről az 1987. októberi genti szimpózium előadásai között találtam egy igen tömör kiváló összegzést, a Siemens illetékes igazgatójának (Baur úrnak) tollából, időkímélés céljából, engedjék meg, hogy ezt xerox-másolat révén adjam közre.*

* „Meeting the user needs of notions, thinking on a world-wide basis.” című cikket a Híradástechnika, egy későbbi számában meg fogja jelentetni.

Hazánkban közel három évtized alatt folytatott elégtelen mértékű távközlés-fejlesztés után, végre 1986-tól kezdődően a távközlési szolgáltatások területén egy dinamikusabb, rekonstrukciós fejlesztési munka indulhatott meg. Reálisan számíthatunk arra, hogy 1990 és 2000 között is — a nehéz gazdasági helyzet ellenére — fennmarad a távközlés-fejlesztés prioritása. Jelenleg folyik a távközlés-fejlesztés postai és ipari programjának 2000-ig szóló kialakítása, mely két alternatívát céloz meg kidolgozni:

Az 1. változat „felzárkozó” jellegű, mely 2000-re, az eddiginél jelentősen gyorsabb, átlagosan 12,5%/év növekedési ütemmel biztosítaná, hogy az ezredfordulóra már megfelelő és az európai átlaghoz közelítő legyen a hazai telefon és egész távközlési szolgáltatásunk.

Fejlesztési változatok

6. sz. táblázat

	1985	1990	2000 1. változat	2000 2. változat
Főállomás (ezer db)	739	941	3067	2368
Mellékállomás (ezer db)	746	836	1210	1074
Főállomás/100 fő	6,94	9,0	29,4	22,7
Beszélőhely/100 fő	13,95	16,9	41,0	33,0

A 2. változat az ún. „követő” jellegű, átlagosan évi 9,7%-os fejlesztést irányoz elő. Mindkét változat főbb számszerű jellemzőit a 6. táblázat mutatja be.

A fenti fejlesztéseket csak korszerű, digitális, tárolt-programvezérlésű kapcsolástechnikával és korszerű digitális átviteltechnikával, csak ezen korszerű hálózati elemekkel ésszerű megvalósítani, tekintve, hogy ez a hálózat már a jövő század ISDN hálózatának alapját kell képezze. A nemzetközi irányzattal összhangban olyan digitális eszközöket kell alkalmazni, melyek kiegészítő egységekkel egyszerűen, a legkisebb költségfordítással alkalmassá tehetők a későbbiekben az ISDN hazai megvalósításához.

Nem szóltam még a felzárkozó és a követő programváltozatok telex és adatátviteli szolgáltatásfejlesztési terveiről, az új telematikai szolgáltatások fejlesztéséről, a nyilvános videotex-rendszer terveiről, az egész alaphálózat hosszabb távú fejlesztési elképzeléseiről, a mobil URH-rendszer fejlesztéséről, stb. mely természetesen nem férhet be egy előadás mondanivalói közé. Mindezek az említett és a részleteiben nem taglalt távközlési szolgáltatások, megfelelő mennyiségi és minőségi színvonalon hivatottak arra, hogy az egész magyar gazdaság és társa-

dalom strukturális átalakulásának és modernizálásának egyik fő feltételét biztosítsák.

A nagy számú, új, tervezett szolgáltatás jelentőségét, hogy csak érzékeltetni megpróbáljam, egy példát említenék csak fel, azt is egy külföldi eredmény bemutatásával, néhány szót ejtve a nyilvános videotex-rendszerek egyik igen sikeres megvalósításáról, a francia Minitel-rendszerről.

A francia nyilvános videotex-rendszert, ennek sikerét, az alábbi néhány adat jellemzi: 4 millió terminál üzemel a lakásokban és a munkahelyeken, elterjedése rendkívül dinamikusan növekszik, közel 100 ezer terminállal gyarapodik havonta a Minitel-hálózat. 8 ezer különféle szolgáltatás található a hálózaton, 1987-ben ennek igénybevétele 60 millió hívást eredményezett, 6 millió óra tartás-idővel. A rendkívül nagyszámú szolgáltatás között — túl a konvencionális szolgáltatásokon, mint meteorológia, menetrendek, kulturális műsorok, országos telefonkönyv stb. — számos eredeti és igen hasznos szolgáltatás található, melyek önnálló vállalkozások keretében léptek be a hálózatba információszolgáltatóknak. Így a 8 ezer fajta szolgáltatás között az egyik mint szakértői rendszer a Philips gyártmányú háztartási és közszükségleti elektronikai berendezések szervizét, a hibák behatárolását teszi igen egyszerűvé. Ezzel a szolgáltató rendszerrel — melyet természetesen nem csak a szervíz technikusi, hanem bárki lehívhat — a Philips-szerviz átlagos javítási ideje közel felére csökkent és nem kis eredmény az sem, hogy ugyanaz a technikus javítja a mosógépet, mint a compact disc lejátszót. Mellékesen a meghívott szolgáltatáson keresztül pótalkatrészek, pótegyeségek is rendelhetők, ezenkívül a szakértői rendszer hiba-statisztikát is készít, melyet a különböző gyárakban folyó termelési folyamatokra visszacsatolnak.

A jó adatkommunikáció eredményei, lehetőségei között pl. hazánkban az igen nagy készletállomány csökkentésének lehetősége kell, hogy eszünkbe jusson. Készletállományunk — alapanyagok, fogyóeszközök, befejezetlen és félkész termékek stb. — értéke mintegy 500 milliárd forintba tehető. Ennek az össz GDP-nkhez viszonyított magas készletállománynak, a jobb kommunikáció révén, ha sikerülne pl. 10%-kal való csökkentését elérni, akkor olyan összeget gazdálkodnánk ki, amely igen fontos hazai tárcák éves költségvetésével azonos értéket képviselne! És ezek a példák csak egy-egy morzsát képviselnek mindabból, amit egy korszerű távközlési szolgáltatás nyújtani tudna a gazdaságnak.

A távközlési szolgáltatás kiemelt fejlesztésének szükségessége — körünkben legalábbis — nem kíván magyarázkodást. Ugyancsak mindannyiunk előtt nyilvánvaló, hogy egy dinamikus távközlési-

szolgáltatási fejlesztés az ipar nehézségeit is — így konkrétan az elkövetkező idők piaci, értékesítési gondjait is — feloldhatja illetve megoldhatja. Ezért is helyes, hogy a tervezett távközlési programon belül együttesen, összekapcsolva fog kidolgozásra kerülni mind a távközlési-szolgáltatás fejlesztése, mind a hazai (híradás) ipar fejlesztése is. Az is nyilvánvaló, hogy mind a szolgáltatás-fejlesztés, mind az iparfejlesztés, valamint a kettő viszonyában is lényeges változások életre hívása és működtetése szükséges. Ez az igen ambiciózus tervezett program nem valósítható meg a szolgáltatói és ipari ágazat hagyományos munkamódszereinek alkalmazásával. Elég itt arra utalni, hogy a távközlési szolgáltatások eddigi éves 3—4%-os növekedési ütemét, a kitűzött célok megvalósítása érdekében, a 90-es években 8—12%-ra kell felgyorsítani. Az új működési követelményekről, valamint a program különleges, figyelmet érdemlő kérdéseiről, az utóbbi idők ezirányú útkeresése, vitái alapján a következőket kísérelm meg összegezni.

A távközlési szolgáltató szervezetben két alapvető változás várható. Hosszabb ideje szorgalmazott, hogy a távközlési szolgáltatás a klasszikus postaszolgáltatástól váljon külön, és a nyereségesen gazdálkodó távközlés-szolgáltatási postai ágazat ne tudja támogatni a veszteséges klasszikus postaszolgáltatást. Várható és előremutató a távközlés szolgáltatói funkcióinak és a távközlés hatósági funkcióinak különválasztása, habár ennek részletkérdéseit is nézve, számos problémát kell még megoldani (pl. itt is a szakemberhiány okozhat elsődlegesen problémát).

A szolgáltatói funkciók elkülönítése harmonikusan illeszkedik az ú.n. deregulációs célkitűzésekhez, mely abban foglalható össze, hogy külföldi előremutató példák alapján a távközlési szolgáltatásokban is a vállalkozásoknak — a postai alaphálózatra, gerinchálózatra kapcsolódva — teret biztosítsunk, ésszerű határok közötti szabályozással.

Fontos feladat lesz továbbá elemezni a beruházások bekerülési költségeit, azok összetevőit, azért, hogy a távközlési beruházások, a műszaki tartalom csorbulása nélkül a lehető legkisebb költséggel kerüljenek megtervezésre és kivitelezésre. Ehhez a szervezeti és a személyi érdekeltiséget is meg kell teremteni!

Lényeges, hogy a távközlési beruházók valódi vevő-pozícióba kerüljenek a bel- és külföldi berendezésgyártó vállalatokkal szemben. Felül kell vizsgálnunk azt az eddigi nézetünket is, hogy kisebb és szegényebb ország vagyunk annál, minthogy a távközlési beruházások minden alapvető területén versenyhelyzetet tudnánk biztosítani. Ezen az elven, alapvető távközlési berendezéseknél súlyos

minőségi problémák és kiszolgáltatott helyzet ke-
letkezhet.

A szolgáltatás-fejlesztés forráslehetőségei közül
nem szabad ab ovo kizárnunk a működő tőke és
technológia belépésének lehetőségét azzal, hogy
ez legfeljebb ipari területekre vehető számításba. A
működő tőke bevonására — minden ismert nehéz-
ség ellenére — maximálisan törekednünk kell mind
az ipar, mind a szolgáltatások meghatározott terüle-
tein is.

A fejlesztés területi megosztására és ütemezésé-
re logikus alapelv, hogy a gazdaságilag, iparilag,
mezőgazdaságilag, idegenforgalmi szempontból
fontos körzetek, a működő tőke várományos helyei
a távközlés-fejlesztésében is előnyt élvezzenek,
időrendi sorrendben is. Ez a logikus alapelv azon-
ban nem mindenütt találkozhat a lakosság egyetér-
tésével, amelyik nyilván az egyenletes fejlesztés
pártján áll.

A híradástechnikai ipar lehetőségei

Ipari vonalon szintén lényeges követelmények
adódnak, hogy a hazai piac felértékelt helyzetéből
adódó lehetőségeket, az egyedül lehetséges mó-
don, piackonform módon ki lehessen aknázni. Nem
lehet és nem szabad arra számítani, hogy bizonyos
postai beruházások, állami határozattal lesznek a
magyar ipar részére biztosítva. Ugyanakkor hazai
iparunk védelmében, bizonyos jól átgondolt és
meghatározott állami protekcionista intézkedése-
kre lesz szükség, hiszen nem képzelhető el, hogy az
import-liberalizálás, illetve világbanki fedezettel ki-
írt nemzetközi postai tendereken a hazai híradás-
technikai ipar — bizonyos védelem nélkül — fel tud-
ja venni a versenyt, a fejlett ipari országok hatalmas
vállalataival. Ugyanakkor a hazai ipar védelme cí-
mén régi, korszerűtlen berendezések nem kény-
szeríthetők természetesen a távközlési beruházók-
ra. A helyes optimum kialakítása nem lesz könnyű
feladat a szubjektívizmussal szemben. Itt is a kollek-
tív bölcsesség segíthet, hogy a gazdaságunk egé-
szére nézve legyenek optimalizáltak a kialakítandó
„játékszabályok”.

A program és annak további pontosítása során
részletesen elemezni kell a működő tőke, a licenc-
vásárlás, a kooperáció és ezek együttes komplex
változatainak megvalósítási feltételeit, lehetősége-
it. Ez alkalmat ad a jelenleg meglehetősen széles
ipari gyártmányválaszték optimalizálásának lehe-
tőségére, a nemzetközi és a belföldi kooperáció lé-
nyeges javításával.

Fokozni kell a hazai K+F ipari hasznosítását. Felül
kell vizsgálnunk azt a régi tézisünket is, mely szerint
hazánkban követő jellegű K+F munkát kell végez-

nünk, mert erőnk csak erre van. Ez a megállapítás
nem egészen helyes. Az egyszerű követő fejlesztés
általában nem vezetett és nem várható, hogy vezet-
ni fog üzleti sikerre, piaci eredményre. Csekély
erőnkkel originális fejlesztéseket kell megcélöz-
nunk, amely egy termék valamilyen aspektusában,
egy-egy specifikációs adatában indokoltan eltér a
piacon található versenytársaitól.

Szorosabb kooperáció, együttműködés kell a ha-
zai gazdálkodó egységek között is, egy atomizált
organizációban nem lehet természetesen verse-
nyezni a fejlett ipari országok multinacionális óriá-
saival. Ehhez nem kell újra trösztöket alapítanunk,
de megfelelő, korszerű gazdasági egyesülésekkel
— vállalati önállóság megtartása mellett — lénye-
gesen fokozni lehet hazai híradástechnikai iparunk
erejét.

A távközlés szolgáltatási és ipari programjának
közös és alapvető problémája a szakemberek biz-
tosításának kérdése. A szakemberek egy része —
az értékes része is — elhagyta, vagy elhagyja a pá-
lyát és a külföld elszívó hatásával is fokozottan szá-
molnunk kell. Szükséges, hogy végre fordulat
következzen be a kvalifikált munkaerő megbecsü-
lésében, ami egyben elősegítheti a pályát elhagyó
fiatalok visszatérését, valamint a pályakezdők e te-
rületre történő orientálódását.

A programban a mennyiségi paraméterekkel
együtt a számszerű minőségi paraméterek előírá-
sára külön súlyt kell helyezni. Az eddigiekhez ké-
pest eltérően jelentkezik a minőség kérdése a soft-
ware-t tartalmazó távközlési rendszerek, eszközök
megjelenésével és elterjedésével. A távközlési
software azzal a tulajdonsággal bír, hogy a rejtett hi-
báinak hatása szétterjedhet az egész hálózatban és
javításuk — a hardware hibákkal ellentétben ter-
mészetesen nem oldható meg egyszerű tartá-
lékegység cserékkel. Az eddigi külföldi létesítmé-
nyek üzemi tapasztalatai nyomatékosan hívják fel
a figyelmet a távközlési software kiemelendő fon-
tosságára.

A jövőben komolyabb figyelmet kell fordítani a
nemzetközi szabványok és ajánlások megismeré-
sére is. Hazánkban mind ez ideig sem a szolgáltató,
sem a gyártó nem tudott kellő mértékben megis-
merkedni a nemzetközi szervezetekben (CCITT,
CEPT, ETSI stb.) a távközlés területére irányuló
szabványosítási, ajánlási munkák eredményeivel.
E területen való aktívabb részvételünk nélkül a kel-
lő informáltság nehezen képzelhető el.

A program számos állami feladatot is megköve-
tel. Így a fejlesztés, a hálózat kiépítése időszakában
az iparnak, valamint a szolgáltatás beruházóinak a
korszerű kapacitások létesítésének időszakában
nagyfokú adó és vámkedvezményt, illetve mentes-
séget kell erre kapnia, mivel a távközlés makrogaz-

dasági haszna nagyobb, mint az elvonások költségvetési célokra való egyéb felhasználása.

Igen fontos lesz a folyamatban lévő program folyamatos ellenőrzése is. A végrehajtás ellenőrzését nyilvánvalóan függetleníteni célszerű a szolgáltatói és ipari végrehajtók tevékenységétől.

Konklúziók

Tisztelt Kollegák! Mit is szerettem volna az elhangzottakkal végül is mondani?

Először is azt, hogy egész elektronikai szakmánkultúránk, nemcsak régi, jó tradíciókkal bír, de az országon belül még ma is a legjobb mutatókkal rendelkező ágazat.

Másodszor azt kívántam hangsúlyozni, hogy a fenti tény ellenére igen komoly nehézségek várnak az elektronikai (és ugyanúgy az egész gépipari) tevékenységekre. A „Pilasztér” (1. ábra) betűivel jelzett problémák támadásának kivédése maximális műszaki leleményességet követel meg minden szakembertől és minden gazdálkodó egyiségtől. A számba vett fenyegető gazdasági nehézségekből csak a műszaki fejlesztés, a mérnöki szel-

lem adhat kiutat, melyhez a közös gondolkodás és fellépés kialakítása nélkülözhetetlen.

Harmadszor arra szerettem volna rámutatni, hogy a távközlés tervezett fejlesztése egy olyan kivételes lehetőség, mentőkötél, amelyet feltétlen meg kell ragadnunk, ez nem csak a szolgáltatást hozza majd európai színvonalúra, de a hazai ipar részére is létkérdés az aktív részvétel.

Negyedszer arra kívántam felhívni a figyelmet, hogy a távközlés programjának terve önmagában nem egy bűvös talizmán, ez csak a műszakiak és közgazdászok közös aktív szervező, javaslattevő, hozzáértő közreműködésével aknázható ki mindennek javára.

Azt, hogy eddigi gyakorlatunkból, múltunkból mit kell megőriznünk, azt, hogy munkánkban mit kell feltétlen megújítanunk, a „mit” kérdése mellett a „hogyan” kimunkálása, mindezek hozzáértő szakembereink tevékenységét, a kollektív bölcsesség kiaknázását igénylik; erre az aktivitására az országnak és saját jövőnknek soha nem látott módon szüksége van.

Köszönöm figyelmüket.

Dr. Budinszky József

Beszámoló az 1988. évi VLSI anyagok és technológiák konferenciájáról (ICMPC '88)

(Sanghaj, 1988. október 23-28.)

Első ízben rendeztek Kínában VLSI áramkörök technológiájáról és alapanyagkérdéseiről nemzetközi konferenciát.

A konferenciát a Fudan Egyetem Sanghaj és a Charles Evans & Associates/USA közösen rendezte. A konferencián a kínai szakemberek mellett kilenc országból érkeztek résztvevők. Összesen 130 előadás hangzott el, ezek közül 70 volt kínai szerzőtől.

Az előadásokat három szekcióban, anyagvizsgálat, technológia és hibaanalízis, tartották meg.

Kerekasztal-beszélgetés során ismertették a Sanghajra vonatkozó mikroelektronikai fejlesztési elképzeléseket.

Megkezdték a sanghaji Caohejing Mikroelektronikai Ipari Park kiépítését. A park infrastruktúrája 1,7 km² területen készen van, ide települnek a leg-

fontosabb kínai kutatóhelyek és egy sor közös vállalat, amelyekben a Philips, a 3M, a Wang Computers, a Bell, a Foxboro vesznek részt. A Philips 3 μ m vonalfelbontással jellemzett konzumer áramkori technológiát telepít Sanghajba. Az ipari park benépesítését olcsó szolgáltatásokkal és komoly adókedvezménnyel (első két év teljesen nyereségmentes, további hat évre 33% nyereségadó helyett csak 15%).

Bemutatták a Wuxi-ban lévő Huajing mikroelektronikai gyárat. A gyár TV készülékek áramköreit, tranzisztorokat gyárt. A gyárból csak a szerelősort láttuk, színvonala megfelel, de automata gépeket nemigen használnak.

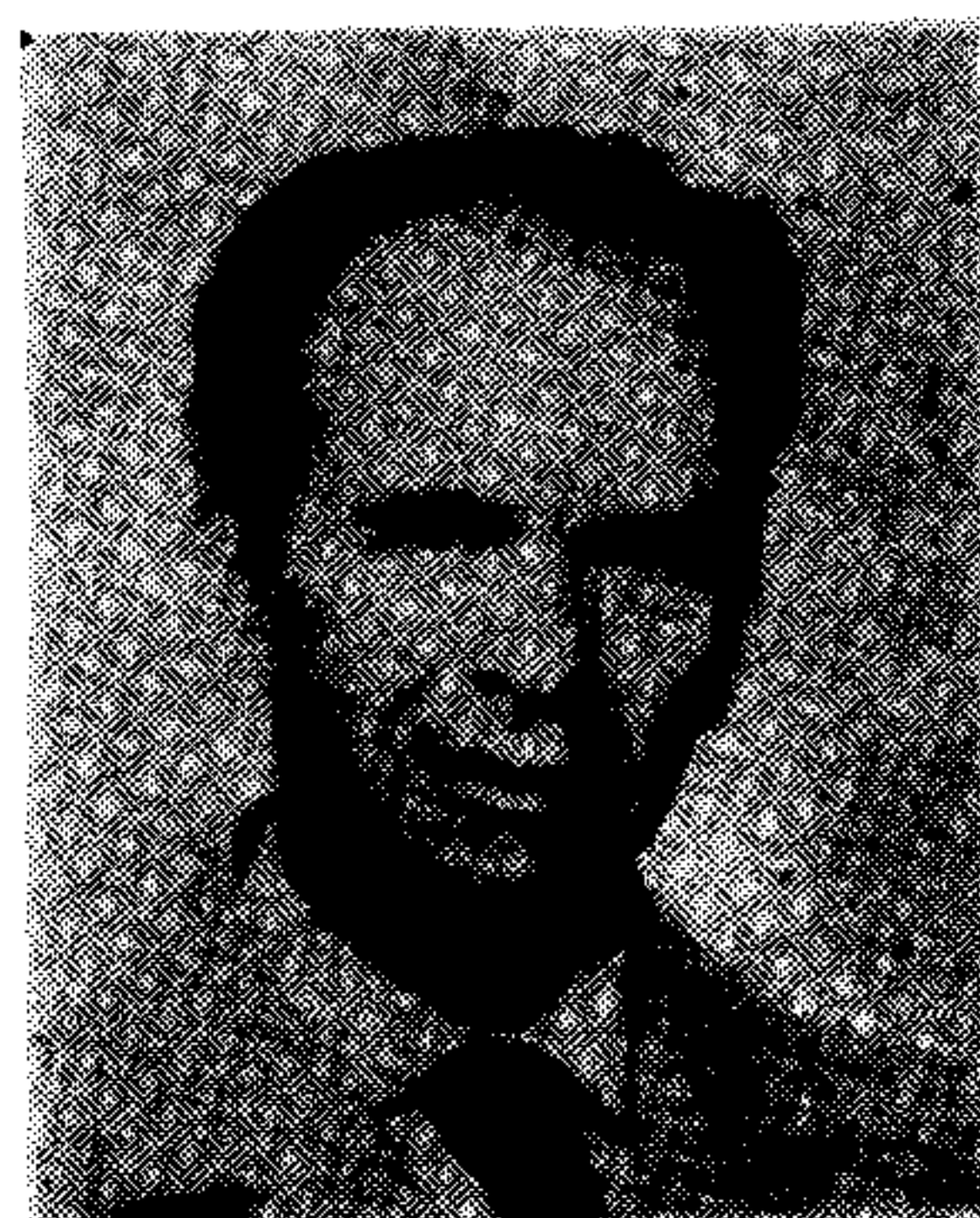
A szakmai előadások összefoglalását egy későbbi cikkben ismertetjük.

Erlaky György

Kétfrekvenciás terjedési modell és frekvenciadiverziti szélessávú digitális mikrohullámú átvitelben

DR. FRIGYES ISTVÁN

Távközlési Kutató Intézet BME Mikrohullámú Tanszék



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk röviden áttekinti a frekvenciadiverziti rendszerek hagyományos működését, majd ismerteti a többutas terjedés hatását a nagy sebességű jelek átvitelére. Az ismert torzításhárító módszerek áttekintése után a frekvenciadiverziti csatornára ad új statisztikai modellt, majd számítási eredményeket közöl a frekvenciadiverziti hatásosságáról 16QAM és 64QAM modulációjú 1+1 és n+1 rendszerekben. A kapott eredményeket összehasonlítva az irodalomban ismertetett mérési eredményekkel, jó egyezés állapítható meg. Egyik fő eredményként megállapítjuk, hogy a frekvenciadiverziti működési mechanizmusa nagy sebességű átvitelben alapvetően más, mint az analóg vagy a kisebb sebességű digitális rendszerekben.

1. Bevezetés

Diverziti módszereket a rádiótechnika korai időszakától kiterjedten alkalmaznak. E módszerek közismert alapelve: az átviendő információt nem egy, hanem több — általában két — úton viszik át. Megfelelően választott utak esetén kicsi annak a valószínűsége, hogy egyidejűleg mindkét út átviteli tulajdonságai kedvezőtlenek. Így sokkal kisebb lesz a valószínűsége az átviteli út megszakadásának — annak, hogy az átvitel minősége elfogadhatatlanul rossz. A diverziti módszerek alapelve az, hogy az üzemítői valamilyen szempontból „távoli” diverziti úton terjedő hullámok egészen más terjedési körülményekkel találják szemben magukat. Így a csak statisztikai törvényszerűséggel leírható csatornaparaméterek a két úton egymástól függetlenek; ha annak a valószínűsége, hogy az eredeti úton haladó jel megszakad P_m , annak a valószínűsége, hogy egyidejűleg a diverziti út is megszakad, P_m^2 . Az ilyenfajta diverziti rendszerek elmélete egyebek között, [1], [2]-ben található. A szokásos módszerek: térdiverziti, melyben két vevőantennát alkalmaznak, melyek egymástól száz hullámhossznyi vagy ennél nagyobb távolságban vannak, és frekvencia-diverziti, melyben két különböző vivőfrekvenciát modulálnak ugyanazzal az átvivendő jellel. (Léteznek további diverzitimódszerek is: polarizáció-diverziti továbbá a legutóbbi időkben be-

DR. FRIGYES ISTVÁN

1954-ben végzett gyengeáramu villamosmérnökként a Műegyetemen. Egy évig az Egyesült Izzóban dolgozott, majd 1955-ben a BHG-ba lépett. A híradástechnikai iparág átszervezésekor az Orionba került, előbb fejlesztési csoportvezetőként, majd a mikrohullámú fejlesztési osztály vezetője lett. 1974-től a Távközlési Kutató Intézetben tudományos osztályvezetőként dolgozott. 1983-ban docenssé nevezték ki a Műszaki Egyetemre. Kutatási területe korábban a mikrohullámú áramkörök és antennák technikája volt, majd az utóbbi

mintegy 15 évben digitális átviteli kérdésekkel foglalkozik. Érdeklődési köre elsősorban a rendszerek tervezési problémáira és szinkronizációs kérdésekre irányul. Szerzője, illetve társszerzője több mint 100 publikációnak, köztük mintegy 20 szabadalomnak és 4 szakkönyvnek. Cikkkel magyar és nemzetközi folyóiratokban jelentek meg; számos alkalommal tartott előadást nemzetközi konferenciákon. A műszaki tudományok kandidátusa. Kiváló Dolgozó címmel, továbbá Kiváló Feltaláló kitüntetés ezüst, majd arany fokozatával, Puskás Tivadar- és Pollák-Virág-díjjal tüntették ki. Tagja az IEEE-nek.

vezetett szögdiverziti. Ezek részletezésétől ezúttal eltekintünk.) A különböző utakon érkező jelek felhasználására két lehetőség kínálkozik. Eljárhatunk úgy, hogy a jeleket valamilyen úton kombináljuk — abból kiindulva, hogy a rosszabb minőséggel vett jel is tartalmaz információt, így a két vett jel együtt többet, mint bármelyikük egyedül. Másfelől kiindulhatunk abból, hogy a jobbik egyedül is elég jó; ekkor az információ nyelőt mindig a jobbik csatorna kimenetére kapcsolják.

A diverziti rendszerek hagyományos tervezési eljárásaiban (részletesebben lásd a már hivatkozott [1] és [2]) abból indulnak ki, hogy a két út a legjobb esetben független egymástól; így azok „távolságát” minél nagyobbra célszerű választani, mert a diverziti okozta nyereség a távolság monoton növekvő függvénye. Pontosabban a növekedés később lelassul — így a legjobb megoldás olyan távolságot választani, melynél a két rendszer minősége gyakorlatilag független egymástól, és további távolítással az együttes minőség már csak elhanyagolható mértékben javul.

Ezek az elvek és megfontolások érvényesek a kis és közepes kapacitású földi digitális mikrohullámú átviteli rendszerekre is (lásd. pl. [3] és [4]). Annál érdekesebb, hogy a nagy kapacitású rendsze-

Beérkezett: 1988. V. 13. (□)

rekben a diverziti működés alapelve teljesen más, ami különösen áll a cikkünk tárgyát képező frekvenciadiverzitire. Itt a minőségromlás mechanizmusa olyan, hogy, mint látni fogjuk a diverziti annál hatásosabb minél kisebb a csatorna távolsága. Ez igen hatékony frekvenciadiverziti rendszerek kidolgozását teszi lehetővé — ami a jelen cikk fő tárgya. Az ismertetendő, nagyrészt új eredmények az OKKFT A-5, majd G-1 programjának keretében születtek. Jelentős részüket már korábban publikáltuk, néhány, a fenti programok keretében készült kutatási jelentésben, valamint az [5] — [7]-ben. A jelen, áttekintő jellegű cikk az eredmények magyar nyelvű összefoglalása.

A 2. szakaszban röviden áttekintjük a szélessávú földi mikrohullámú csatorna tulajdonságait, torzítását és modelljét. A 3. szakasz a szokásos torzításhárító módszereket ismerteti. A 4. szakaszban bevezetjük az új kétfrekvenciás csatornamodellt és meghatározzuk a modellparaméterek statisztikai jellemzőit. Az 5. szakaszban a frekvenciadiverziti okozta javulási tényezőt határozzuk meg, majd numerikus számítási eredményeket közlünk és összevetjük ezeket az irodalomban ismertetett kísérleti eredményekkel. A 6. szakaszban alkalmazási kérdéseket tárgyalunk. Végül a 7. szakaszban néhány megjegyzést fűzünk a tárgykör néhány korábbi publikációjához és következtetésként megállapítjuk, hogy a frekvenciadiverziti a többutas terjedés okozta torzítás hatásos ellenszere.

E bevezetés utolsó gondolataként a szerző mentegetőzését fejezzük ki az általa általában igen helytelennek tartott élő idegen nyelvű kifejezés használatáért. Azonban a „diverziti” kifejezés a magyar szakirodalomba hosszú idő óta beivódott és nem sikerült olyan magyar kifejezést találnia, melynek általános elfogadását remélhette volna.

2. A szélessávú mikrohullámú csatorna és egyfrekvenciás modellje

Ismeretes, hogy a troposzféra alsó részében terjedő mikrohullámok az adó antennából a vevő antennába több úton juthatnak el. (Mégpedig olyan módon, hogy kezdetben másfelé irányultak, de útjuk közben reflektálódtak és megváltozott irányuk tart a vevő felé; e reflexió oka lehet a talaj vagy más terptárgy, de lehet légköri rétegződés vagy más meteorológiai jelenség is.) A vevőt különböző úton elérő sugarak természetesen komplex vektoriális szabályoknak megfelelően összegződnek, így erősítik, vagy gyengítik egymást. Az utóbbi esetben lép fel fading csillapítási jelenség.

A többutas fadingcsillapítás a frekvenciának gyorsan változó függvénye. E közismert jelenség-

nek az az oka, hogy a szokásos szakaszok a hullámhossz $10^5 - 10^6$ -szorosát teszik ki (pl. 6 GHz-en egy 40 km-es szakasz hossza 800.000λ ; egy 13 GHz-es 25 km-es szakaszé 910.000λ). Így már igen kis frekvenciaváltozás is jelentős változást okoz a különböző úton érkező sugarak út- és fáziskülönbségében, jelentősen megváltoztatva az interferencia- okozta csillapítást.

A nagy kapacitású rendszerek frekvenciasávja oly széles lehet, hogy a csillapítás már e sávon belül sem állandó, vagyis a fading szelektív. Ilyenkor a csatorna lineáris torzítást okoz.

A csatorna modellezésének egy módja, ha megkíséréljük annak átviteli függvényét leírni. Két módszer terjedt el: polinom alakú és egyszerű háromsugaras modell. Az irodalom elsősorban az utóbbit alkalmazza — mi is.

Eszerint a mikrohullámú csatorna átviteli függvénye

$$F(\omega) = a [1 - b e^{-j(\omega - \omega_0)\tau}] \quad (1)$$

Mint látható, $F(\omega)$ négy paramétert tartalmaz. Ezek: a , b , ω_0 és τ . A tapasztalat szerint egy 40 MHz-nél nem szélesebb sávban (1) minden lehetséges fading-szituációban jól leírja a csatornát. (40 MHz szélességű sávot elég figyelni, ha szimbólumsebesség nem nagyobb 35—36 MBd-nál. Az ennek megfelelő jelsebesség 4,8, 16 és 64 állapotú esetben rendre 70, 105, 140 és 210 Mbit/s.) Ha τ nem nagyobb 25 nsec-nál, $F(\omega)$ -nak a sávon belül legfeljebb egy minimum helye van (a tapasztalattal messzemenően egyező eredmény), de a minimum hely eshet a sávon kívül is. A paraméterek közül

- a egy szélessávú, átlagos csillapítást definiál;
- b a minimum mélységére jellemző; a maximális csillapítás

$$L_{\max} = \frac{1}{[a(1-b)]^2} \quad (2)$$

ω_0 adja a minimum helyét;

τ a két fiktív sugár futásidő-különbsége; $F(\omega)$ $1/\tau$ szerint periódikus. (E minden fizikai megfontolással és tapasztalattal ellentétes állításnak különös jelentősége nincsen, ha figyelembe vesszük azt, hogy (1)-et csak egy legfeljebb 40 MHz-nyi sávban tartjuk érvényesnek — a vevő sáv szélességében.)

Ha az átvivő rendszer átviteli függvénye $C'(\omega)$, a torzító közeg jelenlétét is figyelembevevő teljes átviteli függvény

$$C(\omega) = C'(\omega) \cdot F(\omega) \quad (3)$$

lesz.

Az (1) összefüggéssel adott csatorna statisztikai jellemzésére az ún. Rummler-modell terjedt el a legjobban. (lásd [8], [9]).

Rummler modelljében abból indul ki, hogy a négy paraméter közül az egyikre fix értéket kell felvenni; ha ugyanis csillapításmérésekből mind a négyet identifikálni akarnánk, irreálisan precízen kellene a méréseket elvégezni. (A csillapítást 1/1000 dB pontosan mérni). Egyiket fixre véve, e nehézség megkerülhető. [8] azt is kimutatja, hogy e fixálandó paraméter csak τ lehet; így a teljesség kedvéért írhatjuk, hogy

$$p(\tau) = \frac{1}{2} [\delta(\tau - \tau_0) + \delta(\tau + \tau_0)]; \quad (4)$$

konkrétan $\tau_0 = 6,3$ nsec adódott. b leírása helyett a $B = -20 \lg(1-b)$ segedparamétert célszerű vizsgálni (vagyis a fellépő átviteli minimum dB-ben kifejezett értékét.) Ez exponenciális eloszlású:

$$p(B) = \frac{1}{B_0} e^{-B/B_0}; \quad 0 \leq B < \infty \quad (5)$$

és

$$B_0 = 3,8 \text{ dB}. \quad (5a)$$

a feltételesen log-normál eloszlású, így dB-ben kifejezett értéke feltételesen gaussi:

$$p(A|B) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[\frac{A - M_A(B)}{\sigma} \right]^2 \right\} \quad (6)$$

ahol

$$A = -20 \lg a; \quad (7)$$

$$\sigma = 5 \text{ dB} \quad (8)$$

és A várható értéke, mely kismértékben függ B-től

$$M_A(B) = 24,6 \frac{B^4 + 500}{B^4 + 800} \quad (9)$$

τ állandóságát feltételezve f_0 vagyis a minimumhely nem egyenletes eloszlást mutat, hanem két-szintes eloszlást:

$$p(f_0) = \begin{cases} 5\tau_0/3; & 0 \leq |f_0 - f_c| \leq \frac{1}{4\tau_0} \\ \tau_0/3; & \frac{1}{4\tau_0} < |f_0 - f_c| \leq \frac{1}{\tau_0} \end{cases} \quad (10)$$

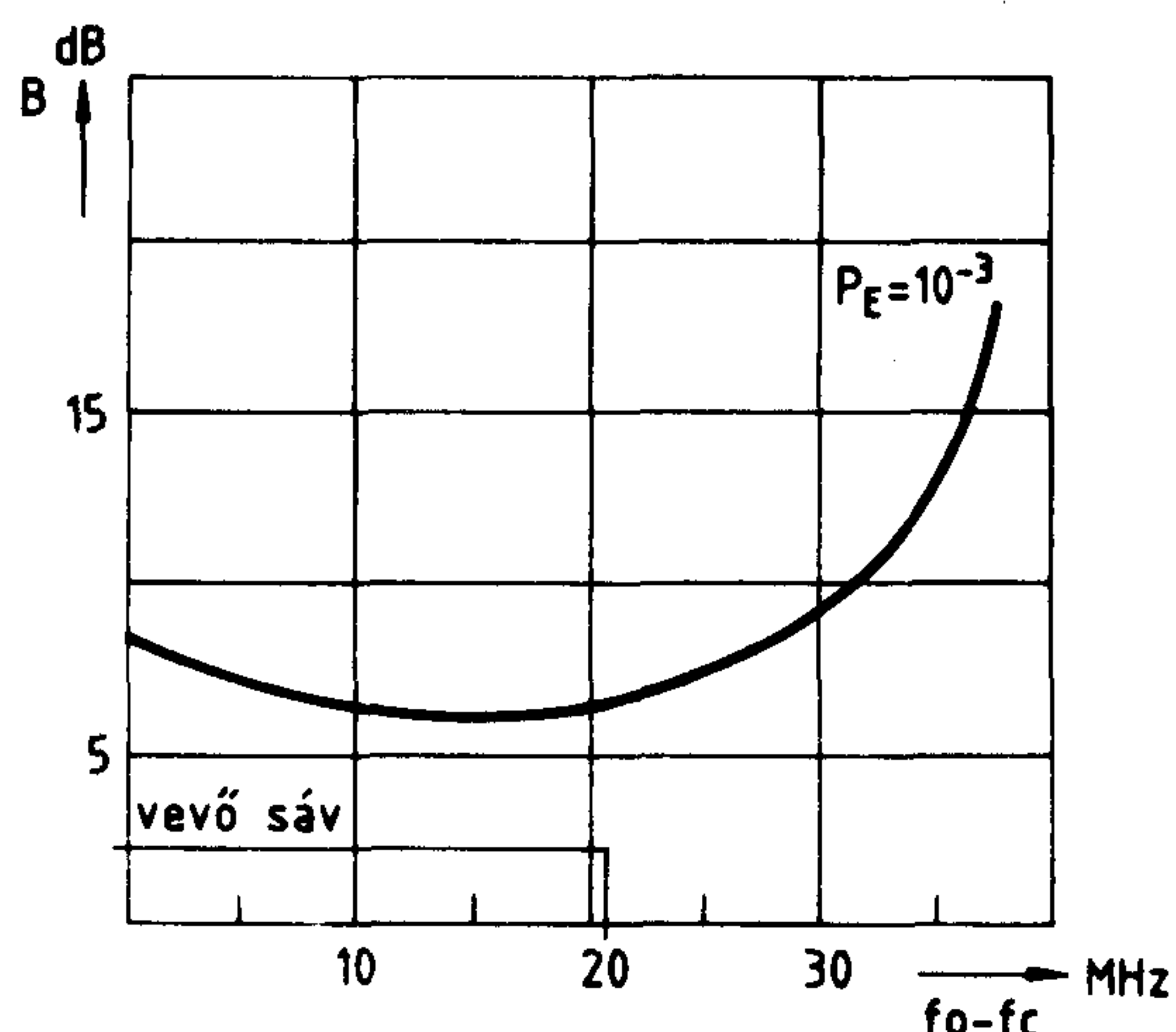
ami, emlékeztetőül, $f_c \pm 20$ MHz-es környezetében érvényes.

Az ú.n. minimális fázisú fadingnek τ pozitív értéke, a nem minimális fázisú fadingnek τ negatív értéke felel meg. Jobb híján feltételezhetjük, hogy τ egyaránt 1/2 valószínűséggel vehet fel pozitív és negatív értéket, amint ezt (4)-ben már figyelembe vettük.

Lineáris torzítást produkáló csatornán áthaladó digitális jel minősége elromlik. A torzítás hatására a szomszédos szimbólumok átlapolódnak és csökken a rendszer ellenállóképessége a zajjal szemben. Ez a helyzet a többutas torzítás hatására is. A torzítás annál nagyobb, minél nagyobb B (vagy b) értéke; a torzítás növekedtével eljutunk egy olyan

határig, amikor a hibaarány még zaj nélküli esetben sem lesz azonosan 0. Sőt, egy bizonyos határon túl, a pusztá torzítás hatására bekövetkező hibák valószínűsége olyan nagy lesz, hogy a rendszer megszakad (a gyakorlatban: a hibaarány nagyobb lesz 10^{-3} -nál.)

A tapasztalat és a számítások azt mutatják, hogy a zajmentes esetben bekövetkező megszakadások valószínűsége B-től és f_0 -tól egyaránt függ. A berendezések minősítésére úgynevezett jellemző görbe terjedt el (angol neve: signature). Ez a B- f_0 síkon azoknak a pontoknak a mértani helye, melyekben a hibaarány (zajmentes esetben) éppen 10^{-3} . Egy jellegzetes görbét az 1. ábrán mutatunk be, az ábrán feltüntettük a vevő sávszélességét is.



1. ábra. Jellemző görbe (kiegyenlítés nélküli, 140 Mbit/sec sebességű 16QAM)

3. A torzítás elhárítására szolgáló „hagyományos” módszerek

A jellemző görbe léte rámutat arra, hogy a fadingtartalék illetve az adóteljesítmény növelése nem javítja az összeköttetés minőségét. Hiszen az a zajmentes rendszer megszakadását mutatja. A tényleges hatásos eljárások — valószínűleg teljes felsorolást adva:

- a torzítás folytán fellépett hibák kijavítása — hibajavító kódolás;
- a torzítás abszolút csökkentése — adaptív kiegyenlítés;
- a torzítás relatív csökkentése — többvívőű rendszer;
- az eltorzított jel helyett vagy mellett egy másik, torzítatlan jel alkalmazása — kapcsolt vagy kombináló diverziti rendszer

Plauzibilis megoldásnak a második, az adaptív kiegyenlítés tűnik. Valóban ez a szinte általánosan alkalmazott módszer. (Adaptívan kiegyenlített rendszer jellemző görbéje hasonló az 1. ábrán láthatóhoz, de minimuma nagyobb és szélessége kisebb.) Másfelől még a mai technológia sem alkalmas olyan adaptív kiegyenlítő készítésére, mely elégséges mértékben megjavítja az összeköttetés minőségét. (A „minőségjavítás” pontosabb definíciójára vissztérünk.) Ezért az adaptív kiegyenlítést más módszerekkel kombinálni kell. Konkrétan a megfelelő minőség elérésére az adaptív kiegyenlítést valamilyen diverzitivel a legcélszerűbb kombinálni.

Erre a célra a közeli múltig szinte kizárólag a térdiverziti illetve újabban ennek egy változata, a szögdiverziti jött szóba. Valóban, a térdiverziti igen hatásos eljárás és a megfelelő adaptív kiegyenlítővel együtt alkalmazva garantálja a kívánt minőséget. A célszerű megoldásokra, különböző lehetőségekre most sem térünk ki, felsoroljuk azonban hátrányait. Ezek — szinte kizárólag — gazdaságiak: a térdiverziti igen drága eszköz.

Ugyanis hatékony térdiverziti rendszer egy helyett két antennát tartalmaz; ugyancsak kétszeresen szerepel a vevő mikrohullámú áramköreinek jó része; jelentős középfrekvenciás jelfeldolgozást kell alkalmazni; gondoskodni kell a két úton vett jelek (optimális) kombinálásáról; és talán a legsúlyosabb: olyan antennatornyot kell alkalmazni, mely a kétszeres mennyiségű antennát elbírja.

Másfelől a frekvenciadiverziti lényegesen olcsóbb, legalábbis akkor, ha az alábbi két feltétel teljesül:

- A rendszer tartalék csatornával rendelkezik;
- ha a tartalék csatornát diverziti útként alkalmazzuk, kielégítő minőségjavulást tudunk elérni.

Az a) feltétel csaknem minden esetben teljesül, az átviteli rendszerek majdnem mindig alkalmaznak n db üzemi csatorna mellett egy tartalékot. Ha a rendszer tartalék nélkül működik, (amire egyes üzembentartók gyakorlatában elvétve van példa) a frekvenciadiverziti alkalmazása nem jöhet szóba, hiszen egy rádiórendszer legdrágább összetevője csaknem mindig az elfoglalt frekvenciasáv. A magyar ipar potenciális piacain (csakúgy, mint az amerikai és a legtöbb nyugat-európai ország üzembentetőinél) tartalék csatornát alkalmaznak.

A b) feltétel teljesülésével a következőkben foglalkozunk.

4. A frekvenciadiverziti csatorna statisztikai modellje: terjedési modell két frekvencián

A frekvenciadiverziti rendszerben ugyanazt az információt két, különböző frekvenciájú rendszeren

visszük át. A legegyszerűbben akkor járunk el, ha érvényesnek tekintjük a 2. szakaszban egyetlen csatornára felírt modellt továbbra is. Akkor a két csatorna együttvéve nyolc paraméterrel rendelkezik és ezek együttes valószínűségi sűrűség függvényét kell meghatároznunk. A következőkben ezt a Rummler-féle modellből kiindulva végezzük el.

Mindenekelőtt a τ késleltetési paraméter értékét továbbra is állandónak tekintjük. A B_1 és B_2 paramétereiről — felhasználva a térdiverzitivel fennálló analógiát és az arra vonatkozó ismert elméleteket [10] — feltehetjük, hogy egymástól függetlenek és azonos eloszlásúak. Így

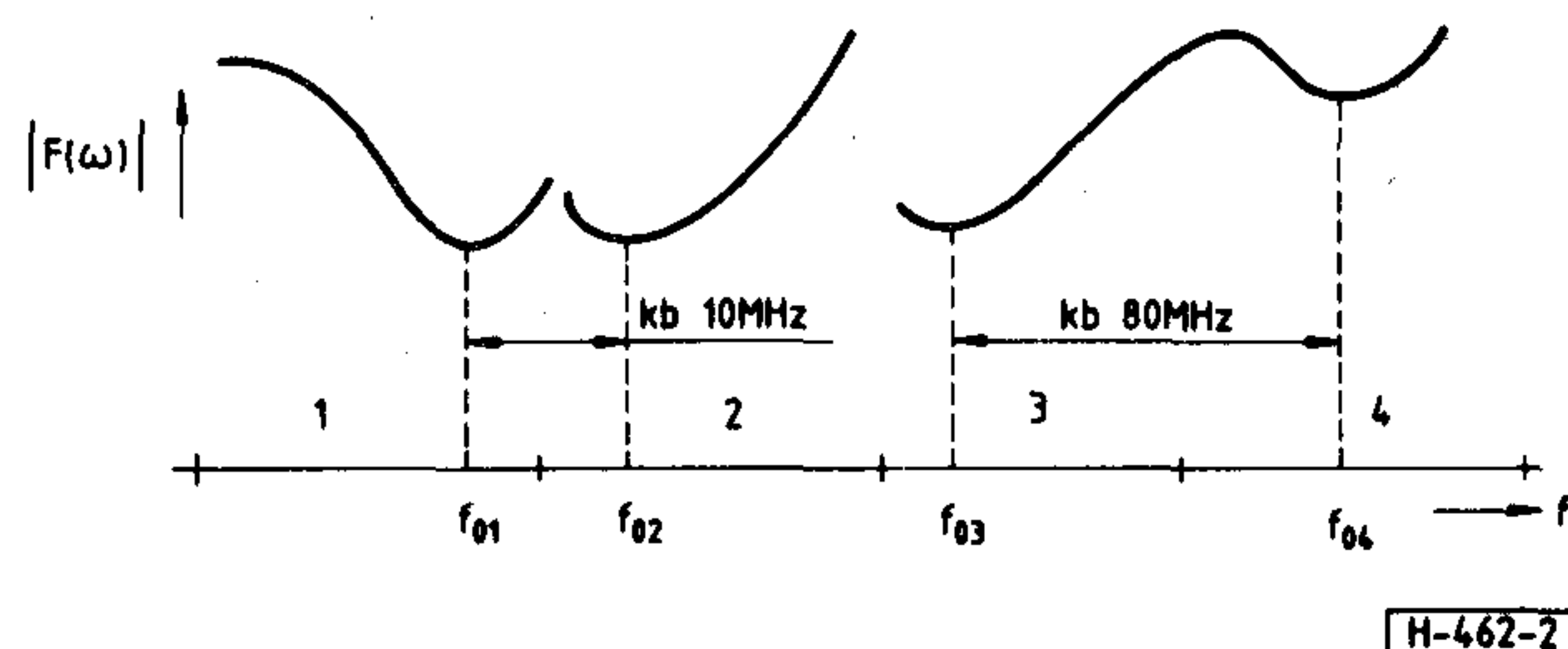
$$p(B_1, B_2) = \frac{1}{B_0^2} \exp [-(B_1 + B_2)/B_0] \quad (11)$$

Az A_1 és A_2 paraméterek [10] eredményéhez hasonlóan — egymással korrelált Gauss-változók. Ennek a következőkben különös jelentősége nem lesz, mert feltesszük hogy a fadingtartalék elég nagy. Az érdeklődő olvasó [11]-ben annak az esetnek is megtalálja a tárgyalását, amikor a fadingtartalék kicsi.

A frekvenciadiverziti működés szempontjából a legnagyobb jelentősége az f_{01} és f_{02} minimumhelyek együttes eloszlásának van, ami alapos megfontolásokat igényel. A minimumok elhelyezkedése valóban rendkívül fontos, hiszen mint az 1. ábráról látható, adott B esetében f_0 -tól függ a helyes vagy hibás működés.

Először vegyük figyelembe azt, hogy a csatorna átviteli függvényét megadó (1) összefüggés általános érvényesség igényével nem lép fel, azt mindössze a 40 MHz-nél általában nem nagyobb sáv szélességen belül tapasztalt átviteli függvények egy lehetséges előállítási módjaként dolgozták ki. Így semmiképpen nem írja le helyesen a csatorna karakterisztikáját $1/\tau$ vagy annál nagyobb sávban — hiszen a karakterisztika a valóságban biztosan nem periódikus.

Másfelől biztos, hogy egy ténylegesen kialakult karakterisztika folytonos — még ha gyorsan változik is. Ezért biztos, hogy 40 MHz-es szegmensekre osztva a frekvenciatengelyt, az egyes szegmensekben nem lesznek egymástól függetlenek az (1) formula paraméterei. Így például, noha nem lehe-



Lehetséges (f_{03} és f_{04}) és nem lehetséges (f_{01} és f_{02}) fading-minimum elhelyezkedések

tünk biztosak abban, hogy két minimumhely nem lesz $1/\tau$ -nál közelebb egymáshoz, abban már biztosak lehetünk, hogy *sokka* közelebb egymáshoz nem lesznek. Ennek illusztrálására lásd a 2. ábrát.

Az 1. és 2. szegmensben rajzolt állapot biztosan soha nem fog fennállni — hiszen ha fennállna, kellen két egymáshoz közeli minimumot tapasztalni egyetlen csatorna sávjában is. A 3. és 4. szegmensnek megfelelő helyzet ugyan előfordulhat, de csak kis valószínűséggel, hiszen különben $1/60$ MHz vagy ennél nagyobb τ felelne meg a tapasztalatnak.

A fenti megfontolások alapján a következőket mondhatjuk. Ha két különböző vivőfrekvenciájú csatornát vizsgálunk (f_{01} és f_{02}), három eset lehetséges:

1. Többutas fading esetében f_{01} közelében fading-minimum helyezkedik el és f_{02} közelében nem;
2. f_{02} közelében van fadingminimum és f_{01} közelében nincs;
3. mindkét vivőfrekvencia közelében van egy minimum.

A megfelelő vivőfrekvenciákhoz közeli minimum helyét f_{01} -gyel és f_{02} -vel jelölve a fenti három esetet magába foglaló valószínűségi sűrűségfüggvény a következő:

$$p(f_{01}, f_{02}) = P_1 p(f_{01}) \delta(f_{02} - f_{01}) + P_2 p(f_{02}) \delta(f_{01} - f_{02}) + p_2(f_{01}, f_{02}) \quad (12)$$

Itt P_1 és P_2 rendre annak a valószínűsége, hogy a fenti 1., illetve 2., eset bekövetkezik — meghatározásukra visszatérünk. A (12)-ben szereplő mennyiségekről az alábbiakat mondhatjuk. Igen plauzibilis feltételezni, hogy ha csak egy minimumhely van, annak eloszlása nem változott meg attól, hogy mi még egy másik csatornát is vizsgálunk. Így $p(f_{01})$ illetve $p(f_{02})$ helyébe a (10) formula szerinti sűrűségfüggvényt helyettesítjük. (A δ tényezők csak azt fejezik ki, hogy pl. az 1. tag minimuma egyúttal f_{02} -re is vonatkozik, ha $f_{01} = f_{02}$).

Vizsgáljuk meg azután a fenti 3. esetnek megfelelő utolsó tagot. Ez az együttes valószínűségi sűrűség, ha két minimumhely van. Ennek alakját megkapjuk, ha figyelembe vesszük, hogy f_{01} és f_{02} eloszlása bizonyára független, ha a két vivőfrekvencia igen távol van egymástól; ilyen esetben eloszlásuk egyenként a (10) formulának felel meg. Másfelől — a 2. ábrával kapcsolatos megfontolások értelmében — igen kicsi a valószínűsége annak, hogy egymáshoz nagyon közel két minimum alakuljon ki. Ezért a következő kifejezés megfelelőnek látszik:

$$p_2(f_{01}, f_{02}) = p(f_{01}) \cdot p(f_{02}) \cdot h(|f_{02} - f_{01}|) \quad (13)$$

ahol

$$h(|f_{02} - f_{01}|) = \begin{cases} 1; & |f_{02} - f_{01}| \geq Q \\ 0; & f_{02} = f_{01} \end{cases} \quad (14)$$

Itt Q egy empirikus paraméter, dekorrelációs paraméternek nevezhetjük. Q bizonyára nem nagyobb $1/\tau$ -nál.

A h konkrét alakjának empirikus megállapítása reménytelennek látszó feladat. A (14) feltételnek megfelelő függvények közül olyant kell választani, amelyik a benne szereplő paraméterek lassan változó függvénye — vagyis amelyik eléggé stabil. Így számos eset megvizsgálása után a következő emelt koszinusz függvény tűnt megfelelőnek:

$$h(|f_{02} - f_{01}|) = \begin{cases} \frac{1}{2} [1 - \cos \frac{\pi}{Q} (f_{02} - f_{01})]; & |f_{02} - f_{01}| < Q \\ 1; & |f_{02} - f_{01}| \geq Q \end{cases} \quad (15)$$

A (15) formula mennyiségei közül még P_1 -et és P_2 -t kell meghatározni. Ez közvetlenül megtehető, ha feltesszük, hogy egyik frekvencia sincs kitüntetve és figyelembe vesszük, hogy $p(f_{01}, f_{02})$ valószínűségi sűrűségfüggvény.

Így

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p(f_{02}, f_{01}) df_{02} df_{01} = 1$$

amiből

$$P_1 = P_2 = \frac{1}{2} [1 - \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p_2(f_{02}, f_{01}) df_{02} df_{01}] \quad (16)$$

5. A megszakadási valószínűség meghatározása

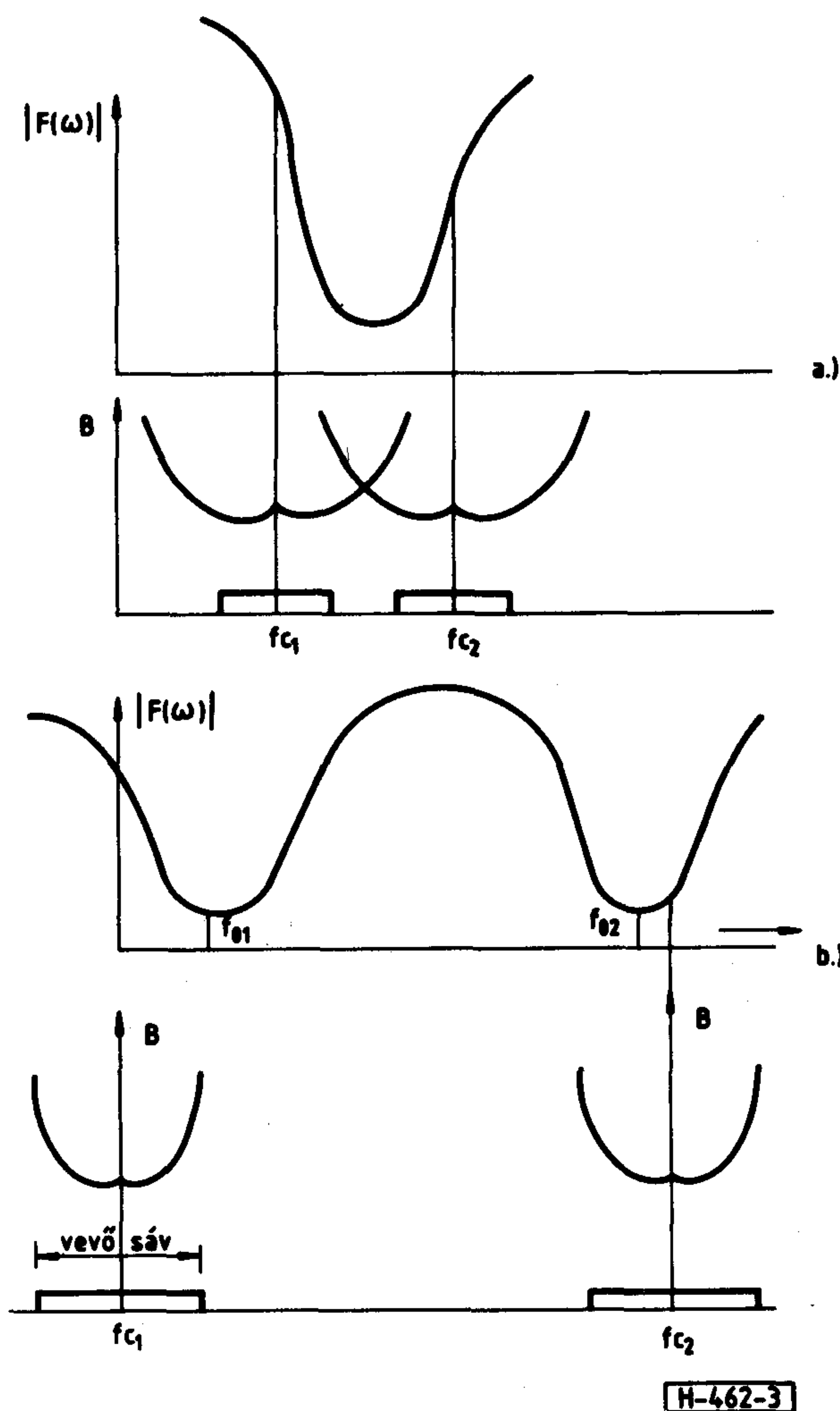
5.1. 1+1 rendszer

Jól tervezett 1+1 rendszer akkor fog megszakadni, ha mindkét csatorna egyidejűleg megszakad. Figyelembe véve a jellemző görbe azon sajátosságát, hogy megszakadás akkor következik be, ha az átviteli sávban vagy attól nem nagy távolságban elég mély minimum van, ez két esetben következhet be

1. ha a jellemző görbe olyan széles, hogy egy minimum mindkét csatorna megszakadását okozza;
2. vagy ha mindkét vivőfrekvencia közelében minimum van.

A 3. ábra e két esetet illusztrálja.

A fent mondottak alapján az 1+1 diverziti rendszer megszakadásának valószínűsége így írható:



3. ábra. Két csatorna egyidejű megszakadását okozó fading-szituációk

$$P_m = 2P_1 \int_{-\infty}^{\infty} \exp \{-[\Sigma(f_0) + \Sigma(f_0 - f_{c2})]/B_0\} \cdot p(f_0) df_0 + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp \{-[\Sigma(f_{01}) + \Sigma(f_{02})]/B_0\} p_2(f_{01}, f_{02}) df_{01} df_{02} \quad (17)$$

ahol $f_{c1}=0$ -t helyettesítettünk és a jellemző görbére bevezettük a $\Sigma(f_0)$ jelölést. A (17)-ben szereplő integrálok nehézség nélkül kiértékelhetők numerikusan.

E pont befejezéseként megjegyezzük, hogy (17) első tagjában (a $\Sigma(f_0 - f_{c2})$ szerepeltetésével) tulajdonképpen meg nem engedett módon $F(f)$ -et egy 40 MHz-nél szélesebb sávra érvényesnek tekintettük. Így ez a tag csak közelítőnek tekinthető. A közelítés azonban a részletes megfontolások alapján nem lehet nagyon durva. Másfelől olyan esetekben, amikor ez a tag nem hanyagolható el a második

mellett, P_m ugyanis olyan nagy, hogy az összeköttetés minősége nem fogadható el.

5.2. A megszakadás valószínűsége $n+1$ rendszerben

$n+1$ rendszer egy csatornája akkor szakad meg, ha a következő események egyidejűleg bekövetkeztek.

- A vonatkozó csatorna (sorszáma legyen j) megszakad, és
 - a tartalék csatorna (sorszáma t) nem áll rendelkezésre a j -edik csatorna információjának átvitelére.
- Az utóbbi esemény pedig akkor következik be, ha a szóban forgó, j -edik csatorna meghibásodásakor az alábbi események egyike fennáll
- a tartalék csatorna maga is hibás állapotban van, vagy
 - már foglalt, egy másik, j -től eltérő sorszámú, korábban meghibásodott csatorna jelével.

A fentiek alapján annak a valószínűsége hogy az eredetileg a j -edik csatorna által szállított információ nem kerül átvitelre

$$P_m(j) = P_m(t, j) + \frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^{n+1} P_m(i, j) \quad (18)$$

ahol $P_m(m, 1)$ a zárójelben levő sorszámú csatornák egyidejű megszakadásának valószínűsége, t a tartalékcsatorna sorszáma, a Σ melletti „az $i=j$ és az $i=t$ tagok elhagyását jelöli.

(18) második tagjának $1/2$ szorzója annak a következménye, hogy az i -edik és a j -edik csatorna együttes megszakadásakor egyforma valószínű, hogy az i -edik vagy a j -edik szakadt meg előbb. Ezek közül csak az előbbi felel meg a d) eseménynek. (Ugyanakkor a j -edik és a tartalékcsatorna együttes megszakadásakor mindegy, hogy melyik romlott el előbb, mindenképpen bekövetkezett a c) esemény.)

5.3. Numerikus eredmények

A (17) integrálok numerikus kiértékelésével meghatároztuk 140 Mbit/sec sebességű $1+1$ és $n+1$ 16 QAM és 64 QAM rendszerek javulási tényezőjét (IR). Utóbbi itt használt definíciója:

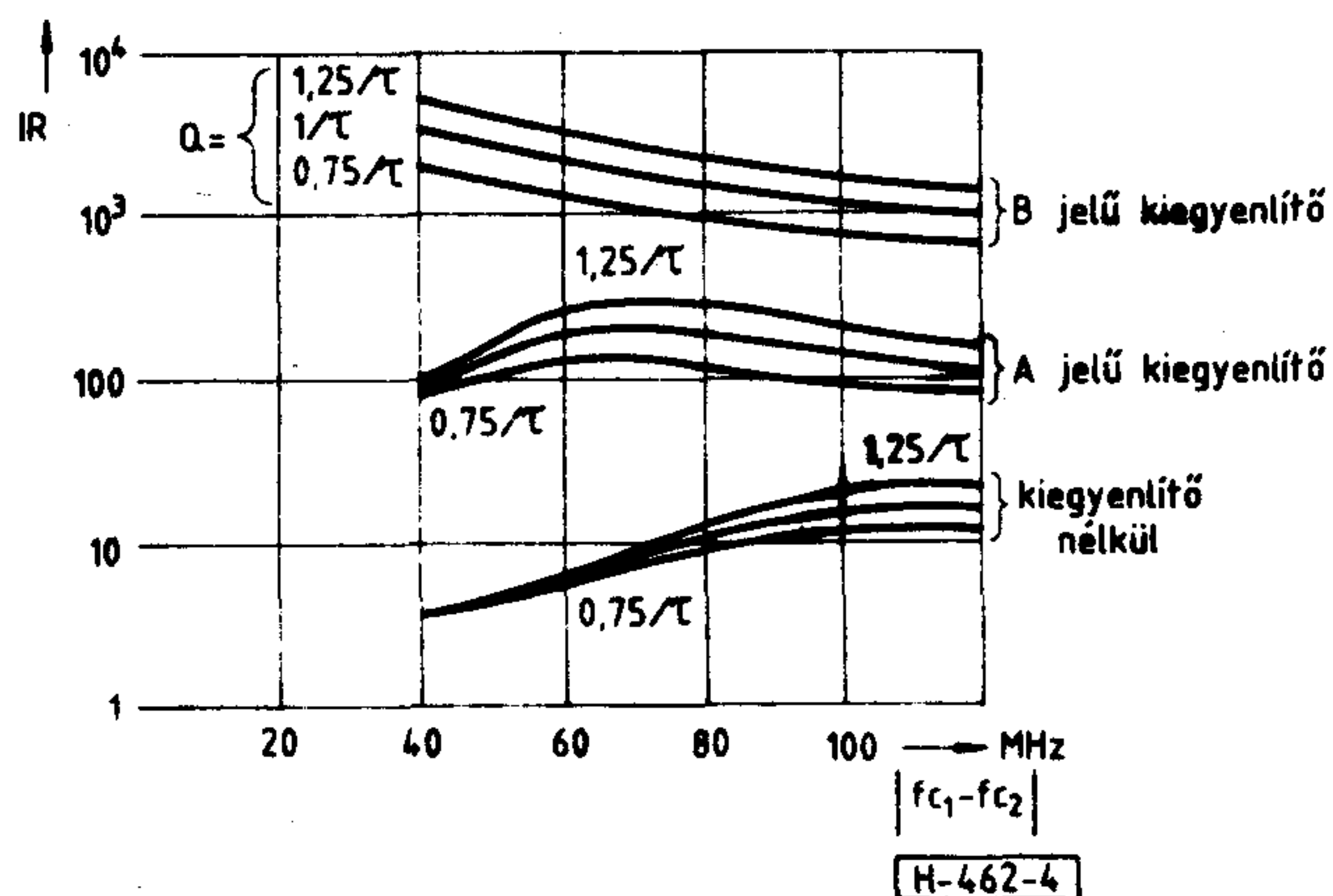
$$IR = \frac{P_m(0)}{P_m}$$

ahol $P_m(0)$ a szóban forgó összeköttetés megszakadási valószínűsége minden torzításelhárító eszköz nélkül.

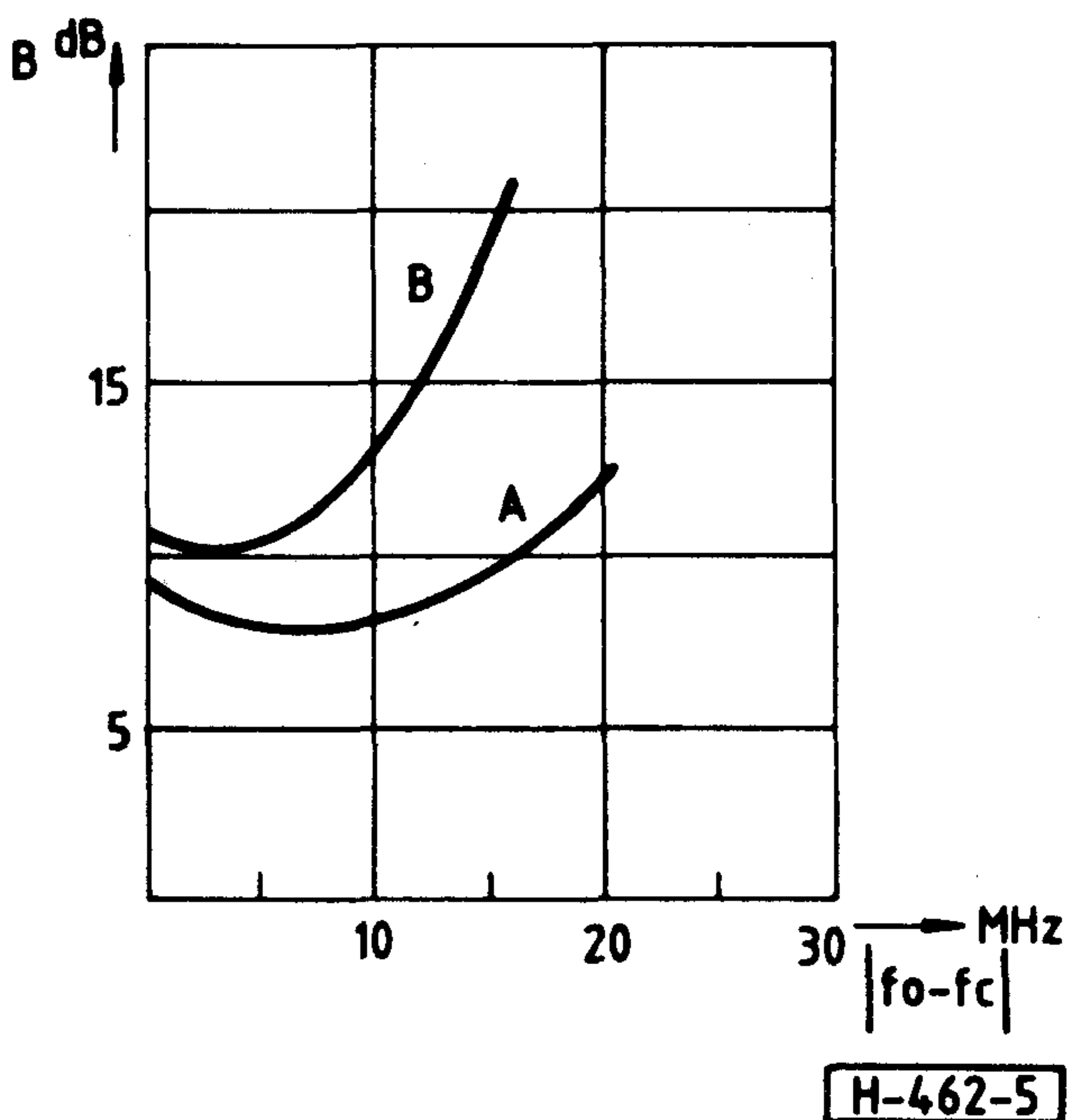
P_m a tényleges megszakadási valószínűség, az összes torzításelhárító eszköz figyelembevételével.

A szokásnak megfelelően az összeköttetést akkor tekintjük megszakadtnak, ha a hibaarány nagyobb 10^{-3} -nál.

A számításokban Rummer paraméter-statisztikáját vettük figyelembe [8] és feltettük, hogy megszakadaskor bitvesztés nélkül átkapcsolunk a tartalékra.



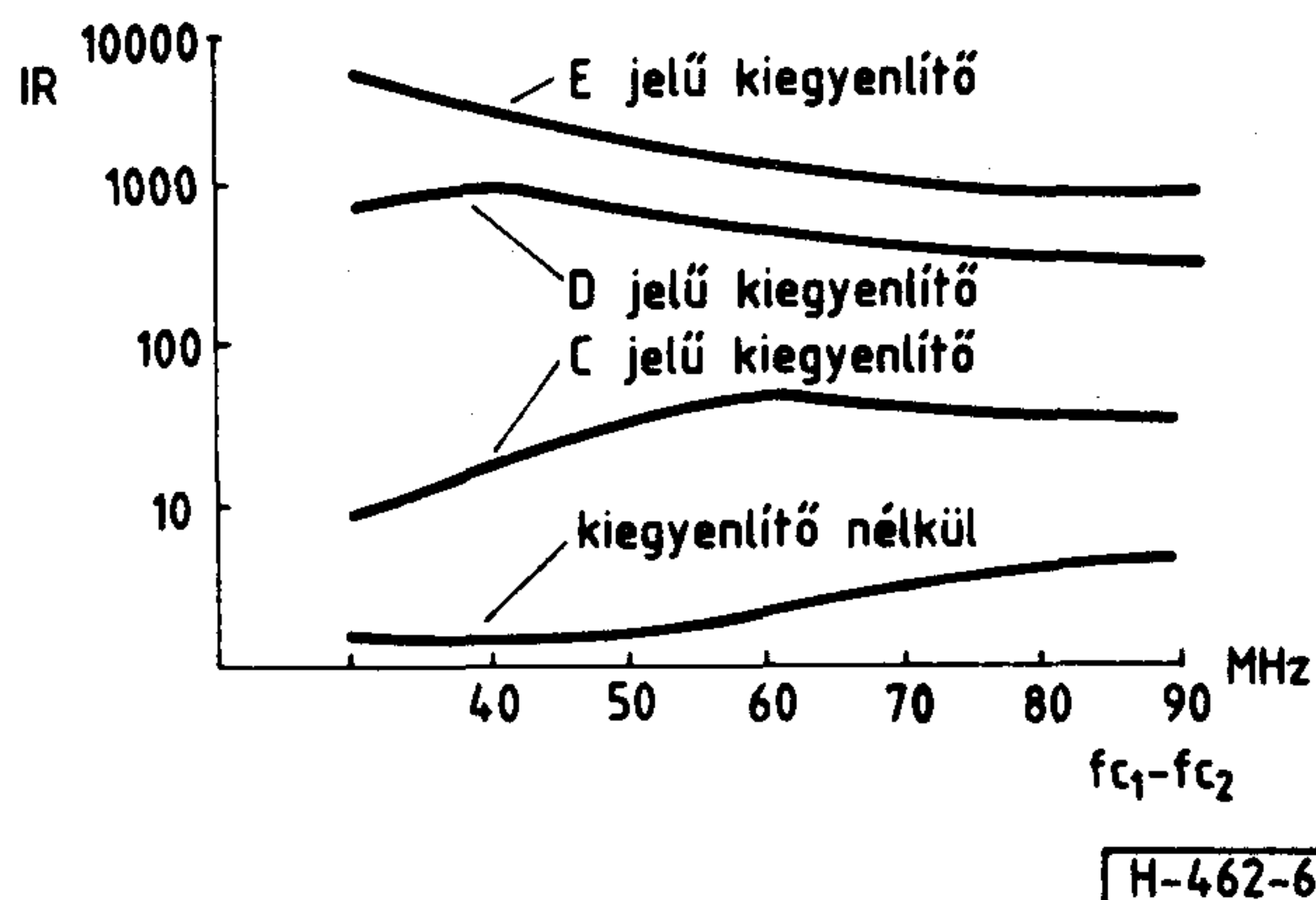
4. ábra. Az IR javulási tényező 1+1 frekvenciadiverziti 16QAM átvitelénél (sebesség: 140 Mbit/sec)



5. ábra. A 4. ábra számításánál figyelembevett jellemző görbék

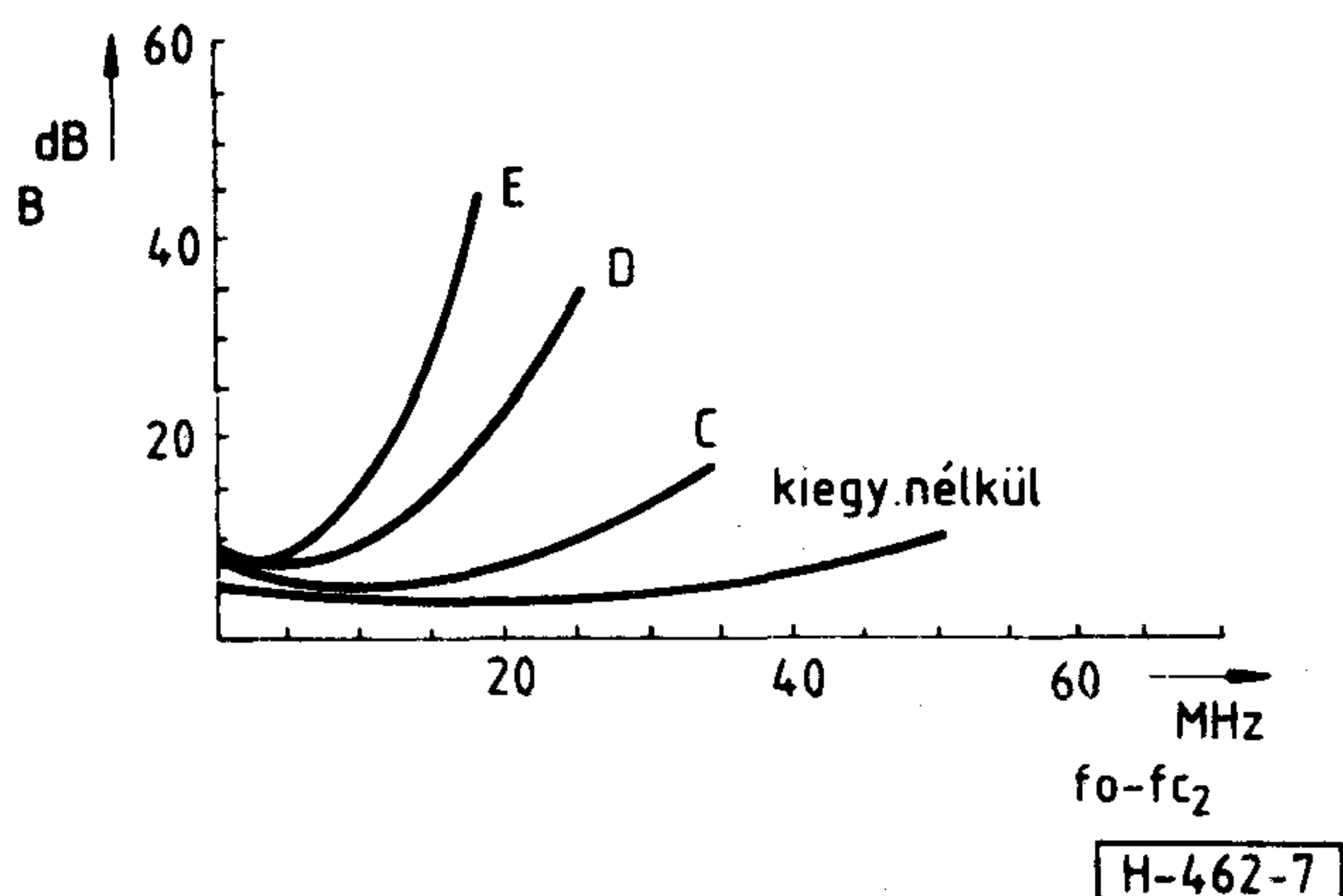
A 4. ábrán 1+1 16QAM rendszer számított javulási tényezője látható az üzemi és a tartalék rendszer vivőfrekvencia-különbségének függvényében, három különböző Q dekorrelációs paraméter értéknél, három különböző jellemző görbe figyelembevételével. A jellemző görbéket az 5. ábrán mutatjuk; a legalsó a kiegyenlítő nélküli esetnek, középső egy gyenge minőségű, a legfelső egy közepes minőségű adaptív kiegyenlítőnek felel meg.

A 6. ábrán az 1+1 64QAM rendszer javulási tényezői láthatóak, a 7. ábra jellemző görbének figyelembevételével, $Q=0,75/\tau$ mellett.

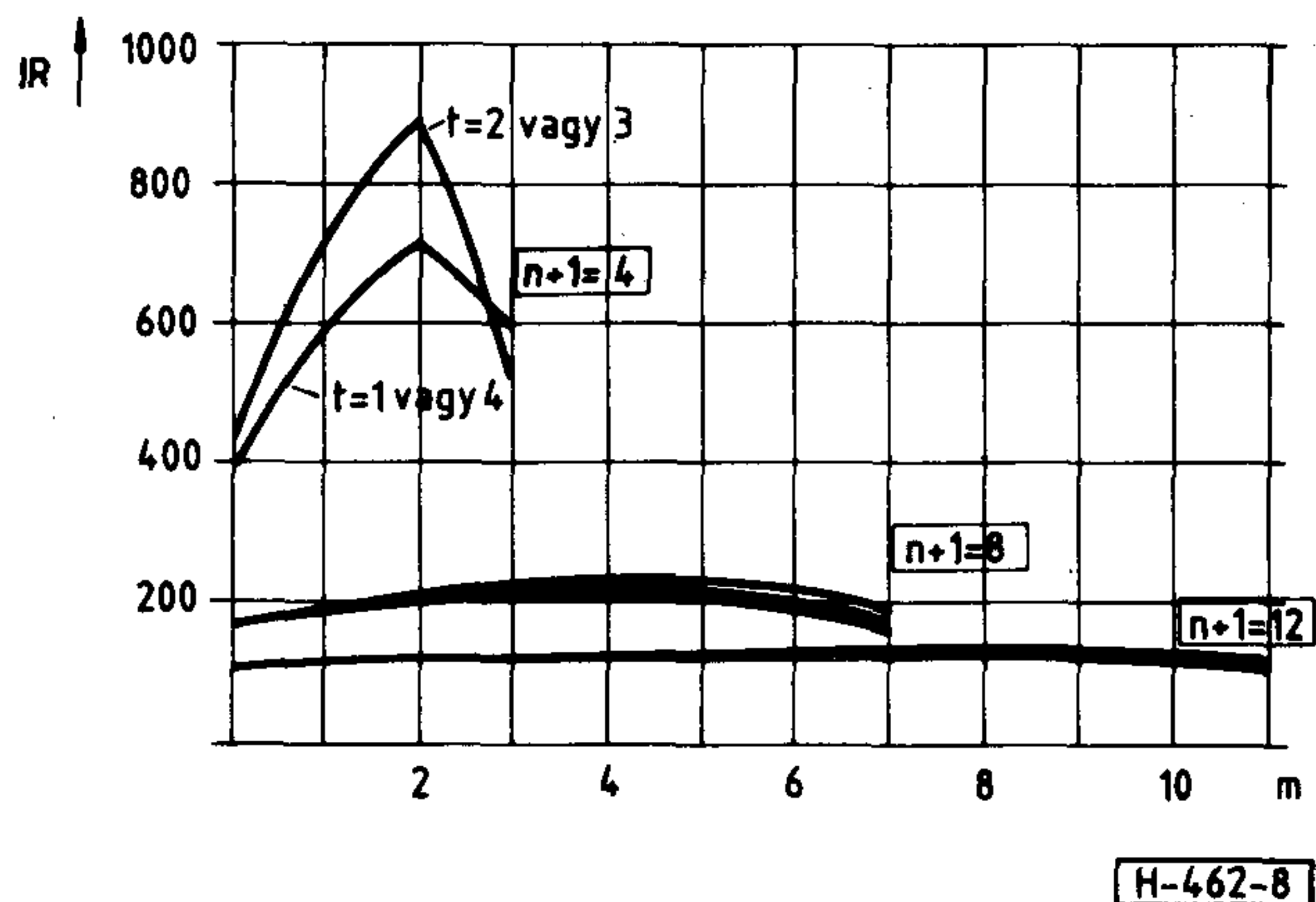


6. ábra. Az IR javulási tényező 1+1 frekvenciadiverziti 64QAM átvitelénél (sebesség: 140 Mbit/sec, $Q = 0,75/\tau$)

A 4. és a 6. ábráról látható, hogy n+1 rendszerben a csatornák nem lesznek egyenrangúak: a minőséget meghatározó P_m megszakadási valószínűség függ az üzemi és a diverziti csatorna $fc_2 - fc_1$ frekvencia különbségétől. Továbbá a minőség függ a tartalékcsatorna elhelyezésétől: jobb, ha a frekvenciasáv közepén helyezkedik el mint ha a szélén.

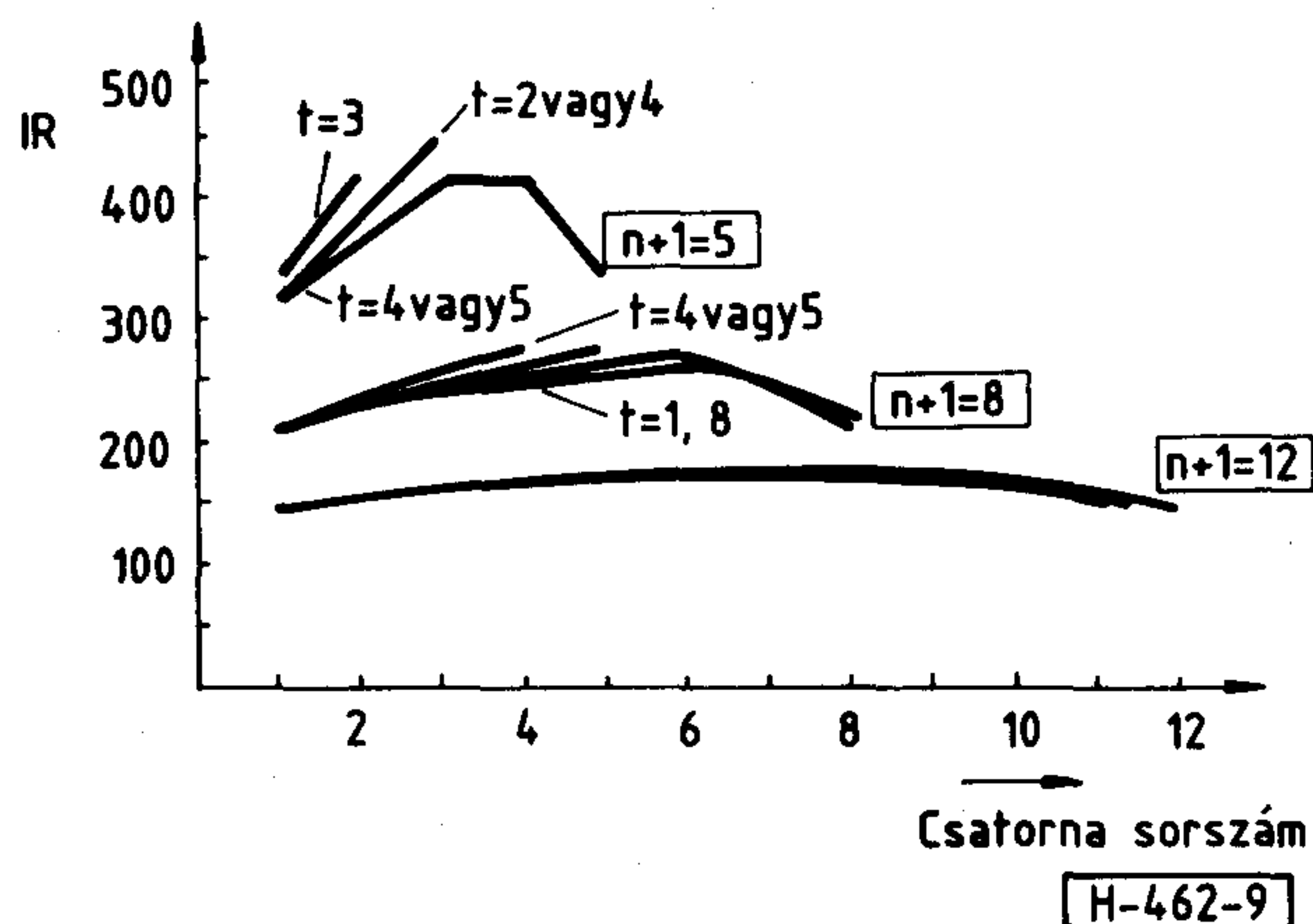


7. ábra. A 6. ábra számításánál figyelembevett jellemző görbék



8. ábra. Az IR javulási tényező a csatornák sorszáma(m) függvényében $n+1$ frekvenciadiverziti 16QAM átvitelnél; paraméter: a tartalékcsatorna sorszáma (t) (sebesség: 140 Mbit/sec, $Q = 0,75/\tau$, csatorna-távolság: 40 MHz)

Ezek előrebocsátása után a 8., 9. ábra $n+1$ rendszer javulási tényezőjét mutatja a csatorna sorszáma függvényében, néhány n értéknél; paraméter a tartalék csatorna sorszáma. A 8. ábra 16QAM rendszerre vonatkozik, ahol a vivőfrekvenciák 40 MHz-enként helyezkednek el; a 9. ábra 64QAM-re, 30 MHz-es csatornatávolsággal. A Q dekorrelációs paraméter értéke mindkét esetben $0,75/\tau$



Az IR javulási tényező a csatornák sorszáma(m) függvényében $n+1$ frekvenciadiverziti 64QAM átvitelnél; paraméter: a tartalékcsatorna sorszáma (sebesség: 140 Mbit/sec, $Q = 0,75/\tau$, csatorna-távolság: 30 MHz)

E szakasz befejezéseként eredményeinket összehasonlítjuk a [12]-ben publikált kísérleti eredményekkel. Az eredmények 1+1 rendszerre vonatkoznak.

Az összehasonlítás azt mutatja, hogy a $Q=0,75/\tau$ paraméterű, B jelű kiegyenlítővel kapcsolatos görbe menete szinte pontosan megegyezik a mért görbe menetével, IR értéke azonban kb. kétszer na-

gyobb. Miután a kísérleti körülményeket [12] nem írta le nagyon pontosan, a mindössze 2:1 arányú eltérést elég jónak mondhatjuk és kijelenthetjük, hogy e kísérletek a jelen cikkben, tisztán spekulatív alapon felállított modellt igazolták.

6. Alkalmazási szempontok

A fent ismertetett új elmélet, az abból kapott számszerű eredmények, valamint az elméletünk megalakításával párhuzamosan külföldön végzett kísérletek, végül azok jó egyezése a számítási eredményekkel bebizonyította, hogy a frekvenciadiverziti, megfelelően alkalmazva a többutas fading torzításának igen hatásos ellenszere. A rendszer tervezésénél szemünk előtt kell tartani azt, hogy a frekvenciadiverziti hatásossága nagy mértékben függ a rendszer többi részének működésétől. Nevezetesen alig van hatása, ha rendszer önmagában „nagyon rossz” (azaz: jellemző görbéje széles, mint amilyen kiegyenlítés nélküli QAM rendszer esetében); és nagyon hatásos, ha a rendszer „elég jó” (azaz: adaptív kiegyenlítőt alkalmaz, sokkal karcsúbb és magasabban fekvő jellemző görbét eredményezve). Így — ismerve f_0 valószínűségi sűrűségét — meghatározhatjuk azt a jellemző görbét, (legalábbis annak fő paramétereit) mely frekvenciadiverziti rendszerben alkalmazva a megfelelő javulási tényezőt szolgáltatja. Persze: az ehhez szükséges adaptív kiegyenlítő tervezéséhez a jelen elmélet önmagában nem nyújt támpontot. Azonban ismerve a jellemző görbe fő paramétereit, némi gyakorlattal megmondhatjuk, hogy milyen típusú kiegyenlítőtől várhatjuk azok teljesülését.

$n+1$ rendszerben n növelésével természetesen lényegesen csökken a javulási tényező, hiszen csak egy diverziti utunk van n db fő átviteli úthoz. Az előző pont erre vonatkozó eredményeiből megállapíthatjuk, hogy nem túl nagy n -nél (pl $n=7$ esetében) elégségesnek tűnik az ott látható IR — vagyis a vizsgált jellemző görbéjű kiegyenlítők frekvenciadiverziti rendszerben alkalmazhatók. Becslésünk szerint a vizsgált jellemző görbék viszonylag szerények — jó minőségű időtartománybeli kiegyenlítővel lényegesen magasabb görbék is elérhetők. Így megfelelő IR még $n=12$ esetében is remélhető.

Megfontolást érdemel a tartalék — diverziti — csatorna célszerű elhelyezése. Az elméletből következően minél közelebb kell lennie az üzemi csatorná(k)hoz. Így 1+1 rendszerben szomszédos csatornák alkalmazása célszerű, $n+1$ rendszerben pedig a sáv közepén elhelyezett tartalékcsatornák.

Bár az utóbbi szempont számszerűen nem túl jelentős, ha n nagy — lásd a 8. és 9. ábrát — elvi jelentősége óriási. Ugyanis abból következik, hogy a

frekvenciadiverziti működése a vizsgált esetben alapvetően eltér a „hagyományos” működéstől. Mint a bevezetésben idéztük, az ismert diverziti működésben arra törekszünk, hogy a két út minél távolabb legyen egymástól, kiindulva abból, hogy a legtöbb amit elérhetünk az utak függetlensége. Valóban ez a helyzet, ha a diverzitivel csillapítást akarunk csökkenteni (pontosan fogalmazva: arra törekszünk, hogy egy adott csillapítás csak kisebb valószínűséggel lépjen fel). Az itt vizsgált esetben azonban torzítást akarunk csökkenteni és a torzítás a fellépő csillapításnál jobban determinált jelenség — ezért sikerülhet olyan két utat találnunk, melyek torzítás szempontjából „antikorreáltak”. A földi mikrohullámú csatornában ezek történetesen egymáshoz közel vannak.

7. Záró megjegyzések — következtetések

Annak felismerése, hogy a frekvenciadiverziti hatékony eszköze lehet a többutas torzítás elhárításának, viszonylag hosszú ideig váratott magára. A néhány megjelent közlemény ([13], [14]) nem a valóban szignifikáns jelenségeket vizsgálta. A probléma lényegére először [11], valamint [15] és [16] mutatott rá.

Ennek fő oka meglátásunk szerint kettős, melyek egymással szorosan összefüggnek. Az egyik ok, hogy a frekvenciadiverziti működését azonosnak vélték analóg és digitális átvitel esetében. A másik ok, talán az effektív fadingtartalék fogalmában, annak túlértékelésében rejlett. (Effektív fadingtartalék: az a *fadingcsillapítás*, melynek *valószínűsége* a megszakadás valószínűségével egyezik meg.)

Érdemes ezeket kissé részletezni.

Analóg rádió rendszerekben a fading-csillapítás okozza az összeköttetések megszakadását; vagyis analóg átvitelnél

$$P_m = P_r [A > A_f] \quad (20)$$

ahol P_m a megszakadás valószínűsége, A a fading-csillapítás, A_f a fadingtartalék és P_r a zárójelben lévő esemény bekövetkeztének valószínűsége. Ha frekvenciadiverzitit alkalmazunk, P_m csökkeni fog, még hozzá úgy, hogy

$$P_{mf} = \frac{P_m}{IR} g A_f \quad (21)$$

ahol IR a javulási arány és P_{mf} a frekvenciadiverziti rendszer megszakadásának valószínűsége. Kísér-

letileg kimutatták, hogy a mikrohullámú sávban a javulási arány

$$IR = \frac{\Delta f}{f} g A_f \quad (22)$$

ahol Δf a két csatorna vivőfrekvenciájának különbsége és g egy frekvenciasávra függő tényező, nagysága 4 és 11 GHz között 1/2-ről 1/12-re csökken.

Digitális rendszerekben plauzibilisnek tűnt a (22) formulába az effektív fadingtartalékot írni, A_f helyébe; ezzel viszont igen kis javulási tényezőt kapunk. (Pl. 4 GHz-n $g = 0,5$ továbbá az effektív fadingtartalék nem nagyobb 25 dB = 300-nál; ha a tartalékcsatorna szomszédja szakad meg $\Delta f = 40$ MHz és ebből $IR = 1,5$ adódik) E javulási tényező nem elégséges, így a frekvenciadiverzititől nem várható érdemleges eredmény.

A cikkben kifejtett elméletből látható, hogy ez az okoskodás alapvetően helytelen.

Az elmondottakból leszűrhető következtetések:

a frekvenciadiverziti működési mechanizmusa szélessávú digitális rendszerekben alapvetően más, mint az analóg vagy a közepes kapacitású digitális rendszerekben;

az adaptív kiegyenlítés és a frekvenciadiverziti jelentős szinergisztikus (egymást támogató) hatással rendelkezik;

a diverziti okozta javulás a gyakorlati esetekben annál nagyobb, minél *kisebb* a frekvenciák távolsága;

a tartalékcsatorna, mint diverziti út előnyösen helyettesítheti a „hagyományos” tér- vagy szögdiverzitit, a ezzel lényegesen olcsóbb rendszerek kidolgozását teszi lehetővé.

IRODALOM

- [1] Sherman: Diversity systems, in Baghdadi ed.: Lectures on communication system theory
- [2] Schwartz, Bennett, Stein: Communication systems and techniques, McGrawHill, New York stb, 1966
- [3] Frigyes, Szabó, Ványai: Digitális mikrohullámú átviteltechnika, 3. fejezet, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1980
- [4] Frigyes: Digitális rádiórelé-rendszerek tervezése megbízhatóságra, Híradástechnika
- [5] Frigyes: Digital microwave communications, Intl. Symp on Microwave Technology, Grand Forks, ND, USA, p. 37, 1986
- [6] Frigyes: Advances in digital microwave radio, Bvox. Telecomm. Rev., pp. 3—8, 1987/3

[7] Frigyes: Frequency diversity improvement in high-capacity n/1 digital microwave radio, Electronics Lett., Vol 24, No. 6, pp. 327—328, 17th March, 1988

[8] Rummler: A new selective fading model, BSTJ Vol. 58, pp. 1037—71, May—June, 1979.

[9] Rummler: More on the multipath fading model, IEEE Trans. Vol. COM-29, pp. 346—352, March 1981

[10] Rummler: Modeling of diversity performance of digital radio, IEEE ICC-84, paper No 22.6, Amsterdam, Holland

[11] Frigyes: A mikrohullámú frekvencia-diverziti csatorna; nagysebbességű átvitel, 1985. BME-MHT

[12] Lin, Lee: More on frequency diversity for digital radio, Globecom 85, paper No. 36.7, 1985

[13] Damosso, De-Padova: Experimental results on the effects of selective fading, Globecom 82, Miami, FL, USA paper No. D3.1, 1982

[14] Greenfield: Digital radio performance, IEEE ICC-84, pp. 1451—1455, Amsterdam, Holland

[15] Dirner, Lin: Measured frequency diversity improvement for digital radio, IEEE Trans. Vol. COM-33, No 1. pp. 106—109, Jan. 1985

[16] Lee, Lin: A model of frequency diversity improvement for digital radio, Intl. Symp on AP, 1985. Aug. 20—22, Kyoto, Japan

Beszámoló

a Mágnesesség Nemzetközi Konferenciájáról (International Conference on Magnetism, Párizs, Franciaország, 1988. július 25—29.)

1988. július 25—29. között harmadik alkalommal rendezték meg a Mágnesesség Nemzetközi Konferenciáját. Az International Union of Pure and Applied Physics védnöksége alatt 1982-ben Kyotóban, 1985-ben San Franciscóban és 1988-ban Párizsban találkozhattak a mágnesesség elméletével és gyakorlati alkalmazásaival foglalkozó szakemberek, hogy e terület legújabb kutatási eredményeiről számot adjanak. Az elméleti témák között szerepelt a mágnesesség elmélete és a rendezetlenség, a felületek mágnesessége, a domének és a falak fizikája, az új mágneses molekuláris vegyületek, és új jelentős témaként a szupravezetés mágneses vonatkozásai. A mágnesesség alkalmazásai között hallhatunk új, permanens mágnesekről, a lágy mágnesek és a mágneses rögzítés fejlődési irányairól.

Az öt nap alatt 72 plenáris, 123 szobeli előadás hangzott el 40 szekcióban. Ez csak úgy volt megoldható, hogy végig három párhuzamos szekció működött. Az 1271 poster 52 szekcióba lett besorolva, 5—9 párhuzamos szekcióban állítottak ki egy időben postereket.

A konferencia teljes ideje alatt megtekinthető volt a műszer-, és műszaki kiállítás, valamint a mágnesesség elmúlt száz évének francia vonatkozású történetét bemutató összeállítás. A kiállítók közül néhány név: Barras-Provence, Concerted European Action on Magnets, Cryogenic Consultants Limited, Cryophysics, Drusch, Metrolab, North-Holland Ohysics Publishing, Oxford Instruments. A gyakorlati alkalmazásokból két olyan témát emelnék ki, amelyek engem a legjobban érdekeltek, a ferriteket és a magas T_c -jú szupravezetőket.

A ferriteknél újdonságként a mágneses-, és magneto-optikai rögzítésre, valamint a mm-s hullámhossz-tartományra készülő ferrites eszközökhöz egyaránt alkalmas hexagonális szerkezetű ferritekről hallhattunk a legtöbbet. Egyrészt a különböző ionok (Cu^{2+} , Co^{2+} , Mn^{3+} , Ru^{3+} , Zn^{2+} , Sn^{4+} , stb.) beépülésének hatását vizsgálták a mágneses anizotrópiára, másrészt olyan új előállítási

si módszereket mutattak be, amelyekkel hexaferrit vékony, ill. vastag rétegek állítottak elő vagy a polikristályos tömb orientációját és tömörségét növelték, ezáltal csökkentve a mágneses veszteségeit. Ez utóbbira példa, hogy kétlépcsős sajtolást alkalmaztak, melyben a mágnes térben történő nedves sajtolást alkalmaztak, melyben a mágnes térben történő nedves sajtolást követte a forró sajtolás. A hexaferritek gyakorlati alkalmazását mutatták be jugoszláv kutatók hexaferrit vastag rétegen kialakított mm-es hullámhosszon működő izolátor elkészítésével.

A legnagyobb érdeklődésre számot tartó előadások ezen a konferencián is a szupravezetőkkel foglalkozó előadások voltak. Részletesen hallhattunk plenáris előadásban ittrium-, valamint bizmut-alapú, perovskit szerkezetű oxidkerámiák kapcsán ($T_c=110\text{K}$) a technológia egyes lépéseinek a szupravezetők tulajdonságaira elsősorban ellenállására gyakorolt hatásairól (kémiai homogenitás, hőkezelés hőfoka, időtartama, hőkezelési atmoszféra hatása). Az előadásban javasolt technológiával (a molekuláris keveredést biztosító együtt lecsapatással ún. „koprecipitációval”) előállított új, Bi-alapú szupravezető oxidkerámiák ($T_c=110\text{K}$) az oxigénnel és a vízzel szemben is ellenállóak voltak, szemben az elterjedtebb Y-alapú szupravezetőkkel.

Végül néhány szó a hazai szereplésről: Magyarország előadással nem szerepelt. A hat magyar résztvevő (5 fő KFKI, 1 fő TKI) különböző posterszekciókban állította ki legújabb munkáinak eredményét.

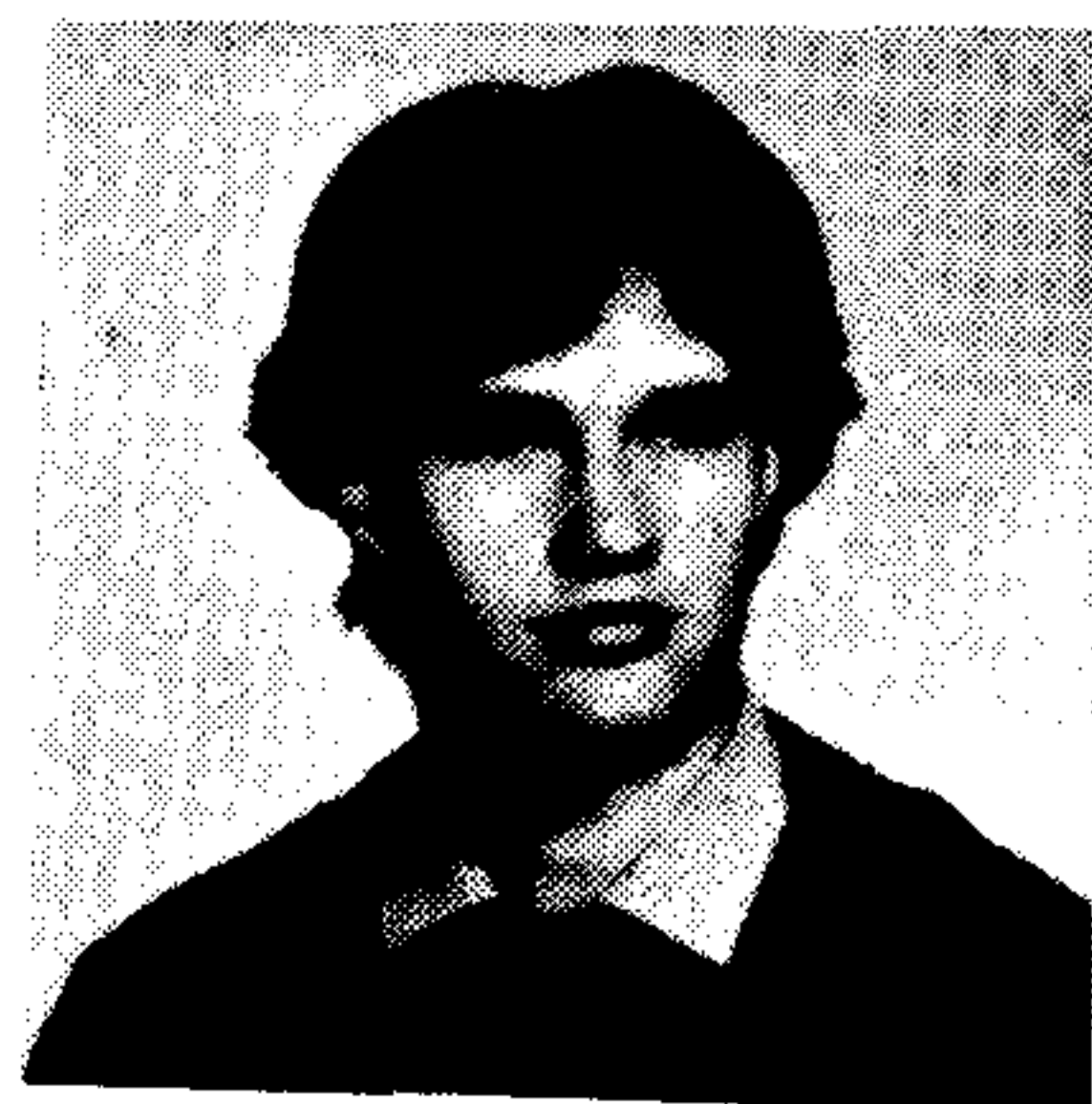
Köszönetemet fejezem ki a Híradástechnikai Tudományos Egyesületnek és a Távközlési Kutató Intézetnek, hogy lehetővé tették az ICM '88-ra történő kiutazásomat, és ezáltal posterem bemutatását.

A konferencia kiadványa a Távközlési Kutató Intézet könyvtárában tekinthető meg.

Dr. Sztaniszláv Dánielné

DIGITÁLIS ÖSSZEKÖTTETÉSEK RÁDIÓCSATORNÁJÁNAK ADAPTÍV KIEGYENLÍTÉSE

LEVENDOVSKY JÁNOS
Távközlési Kutató Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A mikrohullámú digitális összeköttetések egyik legfontosabb jellemzője a kiesési idő (outage), amely azon időintervallum hossza amelyben a hibavalószínűség meghalad egy küszöbértéket. A többutas terjedés miatt fellépő szelektív fading nagymértékben növeli a kiesési időt. Ez ellen régebben csak a diversity módszerek nyújtottak védelmet. Napjainkban a diversity módszereket, a fadinggal terhelt rádiócsatorna adaptív kiegyenlítésével kombinálják, így olcsóbban csökkenthető a kiesési idő. A kiegyenlítő tervezése az adaptív algoritmusok, illetve sztochasztikus approximáció ismeretére támaszkodhat.

A cikk az elvi alapok áttekintése után a 140 Mbit/sec-os MQAM berendezés kiegyenlítőjének tervezésével foglalkozik.

1. Bevezetés

Mikrohullámú összeköttetések rádiócsatornája, a többutas terjedés miatt, súlyos torzítással rendelkezhet, amely nagymértékben növeli a hibavalószínűséget. Ezért, ha az összeköttetés bit hibaaránya (BER) az időnek csak kis százalékában léphet túl egy előírt értéket ($BER > 10^{-3}$), akkor a fenti hatás ellen védekezni kell.

A védekezés klasszikus módja, a költséges tér és frekvenciadiversity együttes használata. Ennél azonban sokkal kisebb ráfordítással is megoldható a probléma, a rádiócsatorna kiegyenlítésével, valamint frekvenciadiversity alkalmazásával.

Ebben az esetben a kiegyenlítés feladata annyiban újszerű a klasszikus kompenzációs problémakörhöz képest, hogy a kompenzálendő csatornáról semmilyen előzetes információ nem áll rendelkezésre (a szelektív fading miatt a csatorna véletlenszerűen változik). Ezért a kiegyenlítő csak valamilyen intelligens berendezés lehet, amely ismeretlen

LEVENDOVSKY JÁNOS

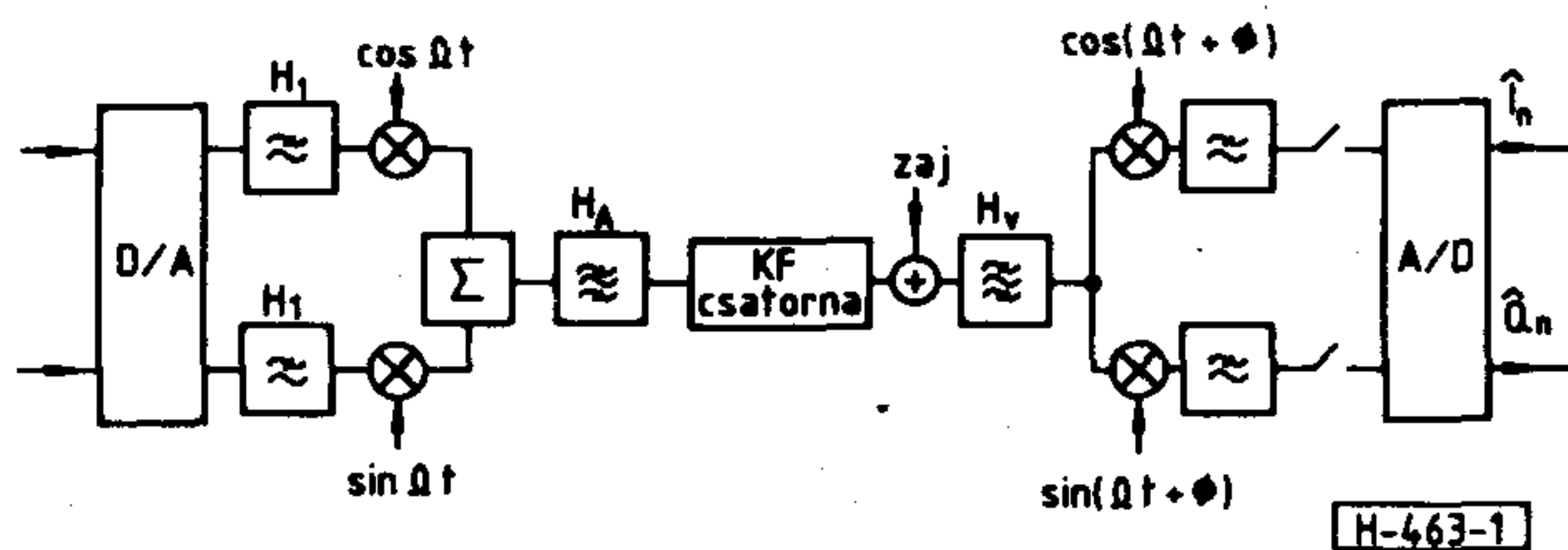
1986-ban szerzett vörös diplomát a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán, ezt követően az MTA tudományos ösztöndíjasa. Az egyetemi évek alatt a szórt

spektrumú kommunikációs rendszerekkel foglalkozott, jelenleg ösztöndíjasként az adaptív kiegyenlítők és algoritmusok témaköréből írja disszertációját, bekapcsolódva a TKI-ban folyó 140 Mbit/s-os MQAM digitális rádióberendezés fejlesztésébe.

csatornaállapot esetén, a kimeneti jeleket megfigyelve, képes optimalizálni a rendszert.

A továbbiakban az ilyen kiegyenlítőt adaptív kiegyenlítőnek, illetve az ilyen berendezést vezérlő algoritmust adaptív algoritmusnak nevezzük.

A cikk a kiegyenlítésre használatos struktúrákat és stratégiákat tekinti át, megvizsgálva, hogy ezek közül melyik alkalmazható eredményesen egy 140 Mbit/sec-os MQAM mikrohullámú, digitális összeköttetés rádiócsatornájának kiegyenlítésére.



1. ábra

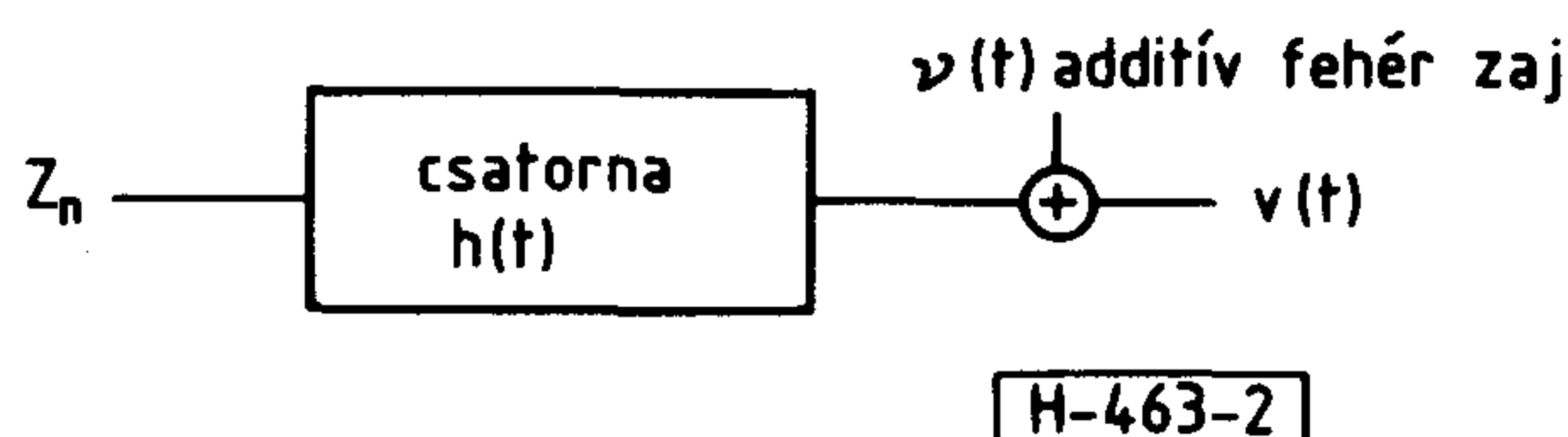
2. A rendszer modellje

A 140 Mbit/sec-os MQAM összeköttetés vázlatát az 1. ábra mutatja.

A szaggatott vonalak közti egyetlen ekvivalens alapsávi súlyfüggvénnyel helyettesíthető, ha a rendszer nemlinearitásától eltekintünk (2. ábra).

Az ekvivalens súlyfüggvény a rendszer szűrőinek, valamint a rádiócsatornának az alapsávba való transzformációjával nyerhető (1) összefüggések alapján.

Beérkezett: 1988. V. 26. (□)



2. ábra

$$x(t) = \int_{-B}^B x(\omega) \exp(j\omega t) d\omega \quad (1)$$

$$x(\omega) = H_1(\omega) \frac{H_{KF}^*(\Omega - \omega) \exp(j\phi) + H_{KF}(\Omega + \omega) \exp(-j\phi)}{2} H_2(\omega)$$

$$y(t) = \int_{-B}^B Y(\omega) \exp(j\omega t) d\omega$$

$$Y(\omega) = H_1(\omega) \frac{H_{KF}^*(\Omega - \omega) \exp(j\phi) - H_{KF}(\Omega + \omega) \exp(-j\phi)}{2j} H_2(\omega)$$

$$H_{KF}(\omega) = H_A(\omega) H_{csat}(\omega) H_v(\omega)$$

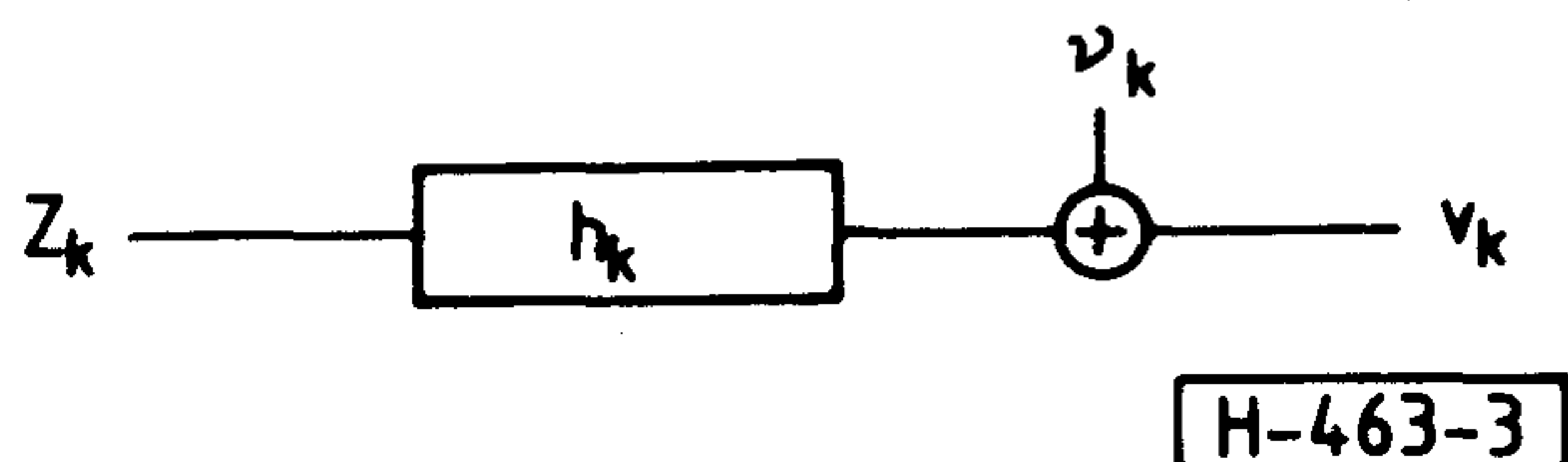
$$Z_n = I_n + jQ_n \text{ adatszimbólumok } h(t) = x(t) + jy(t)$$

Az ekvivalens alapsávi modell kimenetén megfigyelhető jelsorozat alapján kell a leadott szimbólumsorozatra döntést hozni, azaz az üzenetet detektálni(2).

$$v(t_0 + kT) = \sum_n h(t_0 + kT - nT) Z_n + v(t_0 + kT) \quad (2)$$

$$v_k = \sum_n h_{k-n} Z_n + v_k$$

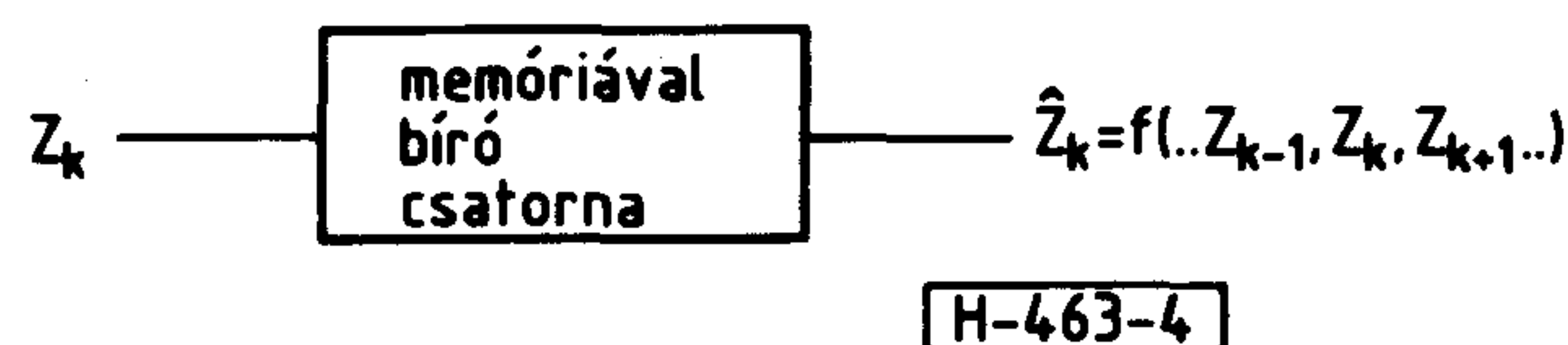
A k-ik időrésben vett szimbólum tehát nemcsak a k-ik időrésben leadottól, hanem az ezt megelőző, illetve követő szimbólumoktól is függ, amit szimbólumközi áthallásnak nevezünk (3. összefüggés második tagja.)



3. ábra

$$v_k = h_0 Z_k + \sum_{\substack{n \\ n \neq k}} h_{k-n} Z_n + v_k \quad (3)$$

ISI=Intersymbol Interference



4. ábra

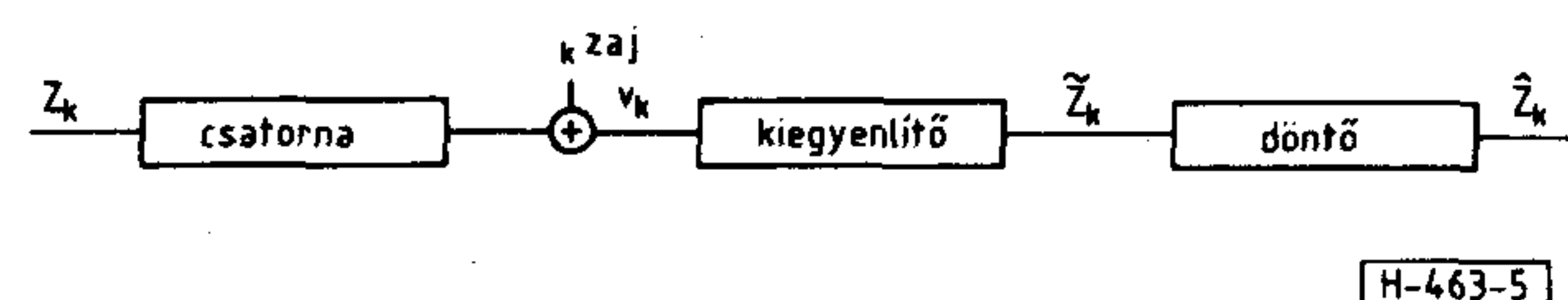
A szimbólumközi áthallás miatt a csatornának memóriája van, azaz információelméleti modell szintjén(4. ábra) egy emlékezővel bíró csatornán kell kis hibavalószínűségű detekciót megvalósítani.

A feladat kétféleképpen oldható meg:

1. Figyelembe véve a csatorna memóriáját, a kimeneten ennek megfelelő bonyolultságú detekciós algoritmust használunk (Szekvenciális maximum likelihood, Viterbi algoritmus... stb.), költséges berendezéssel megvalósítva.
2. A nagy adatátviteli sebesség miatt (amelyen a fenti bonyolult algoritmusok nem realizálhatók) a csatornát hozzuk olyan állapotba, hogy a kimeneten szimbólumról-szimbólumra működő, egyszerű döntőkészülék is kis hibavalószínűséggel tudjon dönteni.

Ezt az eljárást a csatorna kiegyenlítésének nevezzük.

A továbbiakban nagysebességű átvitelről lévén szó, a 2. módszert vizsgáljuk, ahol a kiegyenlítő helyét a rendszerben az 5. ábra szemlélteti.



5. ábra

A kiegyenlítő feladata tehát az, hogy a zajos csatorna kimenő jeleit megfigyelve, valamilyen értelemben „jó” becslést adjon a leadott szimbólumra vonatkozólag, ami alapján az egyszerű felépítésű döntőkészülék is kis hibavalószínűség alapján dönt.

A vizsgálatot első megközelítésben lineáris becslésekre korlátozzuk, azaz a kiegyenlítő a 6. ábrán látható lineáris, diszkrétidős szűrő, amelynek az együtthatóiból álló vektort $\bar{c} = c_{-L}, \dots, c_0, \dots, c_L$ a kiegyenlítő súlyfüggvényének nevezzük. Ez a súlyfüggvény a későbbiekben rekurzív módon változik, ezt $\bar{c}(k) = c_{-L}(k), \dots, c_0(k), \dots, c_L(k)$ jelöli, ahol a zárójelbe írt k index a rekurzió k-ik lépését jelenti.

A kiegyenlítés alapkérdése a következő:

Milyen optimális szűrőt kell választani ahhoz, hogy a 5. ábrán látható rendszer lehetőleg minimális hibavalószínűségű döntéseket eredményezzen.

3. Kiegyenlítési stratégiák

A kiegyenlítő kimenetén megjelenő becslést felírva, (4) alapján az optimalizálás célja a következő lehet:

$$\begin{aligned}\tilde{Z}_k &= \sum_j c_j v_{k-j} = \sum_j c_j \sum_n h_{k-j-n} Z_n + \sum_j c_j v_{k-j} = \sum_n q_{k-n} Z_n + \xi_k \\ q_k &= \sum_j h_{k-j} c_j \quad \text{eredő súlyfüggvény} \\ \xi_k &= \sum_j c_j v_{k-j} \quad \text{kimenetre transzformált zaj}\end{aligned} \quad (4)$$

3.1. ZERO-FORCING (ZF) stratégia

A cél a csatorna memóriamentessé tétele, azaz a szimbólumközi áthallás megszüntetése. A kiegyenlítőt ekkor (5) alapján kell beállítani.

$$\tilde{Z}_k = q_0 Z_k + \xi_k \Rightarrow \sum_j c_j h_{k-j} = \delta_{k,0} \quad (5)$$

Ennek z-tartománybeli megfelelője (6).

$$C(z) H(z) = 1 \Rightarrow C(z) = 1/H(z) \quad (6)$$

$$\text{ahol } C(z) = \sum_j c_j z^{-j} \quad H(z) = \sum_n h_n z^{-n}$$

Ha a kiegyenlítő együtthatóinak száma véges (véges tartójú súlyfüggvény), akkor az együtthatók beállítására (7) egyenletrendszer szolgál.

$$\bar{\Gamma} \bar{C}_{\text{opt}} = \bar{f} \quad (7)$$

ahol

$$\Gamma_{ij} = h_{i-j}$$

a csatorna súlyfüggvényből alkotott Toeplitz-típusú mátrix,

$\bar{f}$: = egységvektor.

3.2. MINIMUM MEAN SQUARE ERROR (MMSE) stratégia

A $\tilde{Z}_k$ becslés a valószínűségi változók Hilbert térben definiált metrika szerint közelítse jól Z_k leadott szimbólumot (8) alapján.

$$M(\tilde{Z}_k - Z_k)^2 = \min_{c_j} \quad (8)$$

Mivel a $\{v_k\}$ valószínűségi változók által kifeszített altérben keressük Z_k -hoz legközelebb eső elemet, ezért a projekció tételt felhasználva (9) egyenletrendszer adódik:

$$M(\tilde{Z}_k - Z_k, v_{k-i}) = 0 \quad i \in (-L, L) \quad (9)$$

$$\begin{aligned}M\left(\sum_j c_j v_{k-j} v_{k-i}, Z_k v_{k-i}\right) &= 0 \\ \sum_j c_j M(v_{k-j} v_{k-i}) &= M(Z_k v_{k-i})\end{aligned}$$

Ezt mátrix alakban felírva (10) összefüggést kapjuk.

$$\begin{aligned}\bar{\Gamma} \bar{C}_{\text{opt}} &= \bar{f} \\ \Gamma_{ij} = M(v_{k-j} v_{k-i}) &= \sum_n h_{k-i-n} h_{k-j-n} + N_0 \delta_{ij} \\ f_{hi} &= M(Z_k v_{k-i}) = h_{-i}^*\end{aligned} \quad (10)$$

Ha a kiegyenlítő végtelen sok együtthatóval rendelkezik, akkor z transzformáltakra áttérve az optimális beállítást (11) jelenti.

$$C(z) = H(z^{-1}) / \{H(z) H(z^{-1}) + s_v(z)\} \quad (11)$$

$s_v(z) = N_0$ a bemeneti fehér zaj spektrális sűrűsége.

4. Kiegyenlítési stratégiák hatékonysága

Egy konkrét kiegyenlítő tervezésénél mérlegelni kell azt, hogy melyik stratégiát érdemes választani a csatorna kiegyenlítésére. Erre csak akkor lehet válaszolni, ha a kiegyenlítés hatásosságának valamilyen általános mértékét rögzítjük.

A legésszerűbb választásnak a hibavalószínűség tűnik, hiszen a kompenzálás problémaköre is a hibavalószínűség csökkentése érdekében szükséges.

Sajnos ez az általános mérőszám nem mindig határozható meg zárt alakban, ezért a kiegyenlítőket az ekvivalens jel-zaj viszony alapján célszerű osztályozni. Ez, amint a továbbiakból látható, mindig kiszámolható, azonban általános esetben nem határozza meg egyértelműen a hibavalószínűséget.

Az ekvivalens jel-zaj viszony pontosabban, a jel-teljesítménynek (ezt megállapodás szerint egységnyinek vesszük $M(Z_k^2) = 1$) és a leadott szimbólum, valamint a kiegyenlítő kimenetén megjelenő becslés négyzetes eltéréseinek a hányadosát jelenti, (12) szerint.

$$\text{SNR} = M(\tilde{Z}_k) / M(Z_k - \tilde{Z}_k)^2 = 1 / M(Z_k - \tilde{Z}_k)^2 \quad (12)$$

A (12)-ben szereplő SNR-t általános esetben nemcsak a bemeneten lévő termikus zaj kimenetre transzformált értéke, hanem az ISI is meghatározza. A számításokat az áttekinthetőség miatt csak végtelen tartójú súlyfüggvényre végezzük el.

A kimeneti zaj ZF stratégia esetén (13) alapján adódik.

$$\begin{aligned} M(Z_k - \tilde{Z}_k)^2 &= \delta_{zaj}^2 = M(\eta_k^2) = \frac{1}{2\pi j} \oint_G \eta(z) z^{-1} dz = \\ &= \frac{1}{2\pi j} \oint_G S_v(z) c(z^{-1}) c(z) z^{-1} dz = \\ &= \frac{N_0}{2\pi j} \oint_G \frac{1}{H(z)H(z^{-1})} z^{-1} dz = \frac{N_0 T}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} \frac{1}{|H(\omega d)|^2} d\omega \end{aligned} \quad (13)$$

ahol

$$\begin{aligned} H(\omega d) &= \sum_n H(\omega + n\omega_0) \quad \omega_0 = 2\pi/T \\ H(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt \end{aligned}$$

Látható, hogy „rossz” csatorna esetén, ahol $H(\omega d)$ kicsi, a kiegyenlítő kiemelése miatt feltranszformált zaj jelenik meg a kimeneten, ami elrontja a jel-zaj viszonyt, illetve a hibavalószínűséget. A szimbólumközi áthallás megszüntetésének az ára, a rosszul transzformált zaj.

A kimeneti zaj az MMSE stratégia esetén, az előző levezetéshez hasonlóan [1], [2], (14) szerint adódik.

$$\begin{aligned} M(Z_k - \tilde{Z}_k)^2 &= 1 - \frac{1}{2\pi j} \oint_G \frac{H(z)H(z^{-1})}{H(z)H(z^{-1}) + N_0} z^{-1} dz = \\ &= 1 - \frac{N_0 T}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} \frac{|H(\omega d)|^2}{|H(\omega d)|^2 + N_0} d\omega \end{aligned} \quad (14)$$

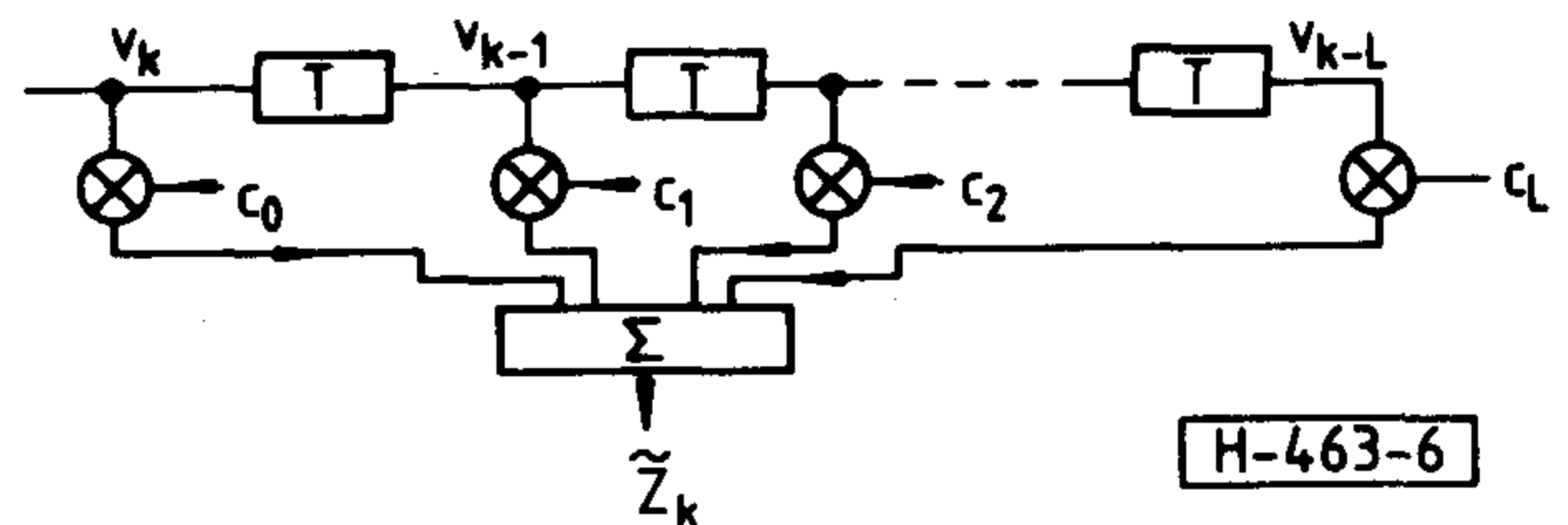
Az MMSE stratégia jel-zaj viszonya kisebb mint a ZF stratégiáé (hiszen itt a szórásnégyzet alapján optimalizáltunk), de ez nem szünteti meg a szimbólumközi áthallást.

Ezért egy konkrét kiegyenlítő tervezésénél mérlegelni kell, hogy a jeltérben nagy távolságok miatt a csatorna torzítását kell kompenzálnunk a hibavalószínűség csökkentése érdekében (a zajjal nem kell törődni), vagy a jeltérben vett kis távolságok miatt a zaj transzformációjára is ügyelni kell.

A kiegyenlítő stratégia választása tehát attól függ, hogy a hibavalószínűséget a zaj illetve a torzítás szempontjából kell csökkenteni. Az előző feladat főleg sok állapotú QAM esetén dominál, ilyenkor MMSE stratégiát célszerű választani, míg pl 16-QAM esetén (a nagy flat fading tartalék miatt) a csatorna torzítására kell a hangsúlyt fektetni, azaz a ZF stratégia szerint érdemes kiegyenlíteni.

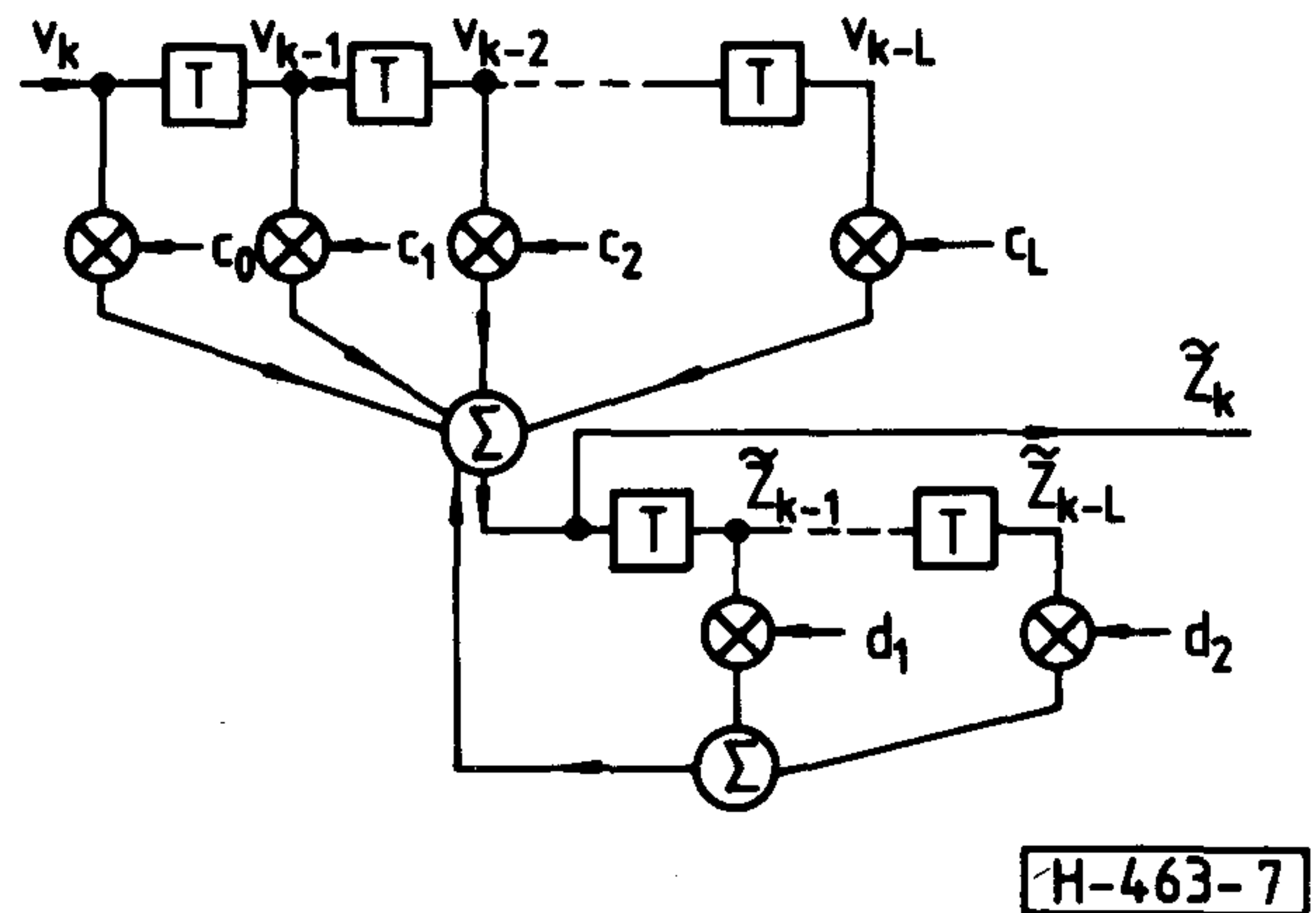
5. Kiegyenlítő struktúrák

Az előzőek alapján a kiegyenlítő feladata a $\tilde{Z}_k = f(V_{k-L}, \dots, V_k, \dots, V_{k+L})$ becslést adni a leadott szimbólura. Ha lineáris becslésekre szorítkozunk, akkor a becslést megvalósító struktúra általánosan egy lineáris szűrő, amely a következő kivitelben készülhet.



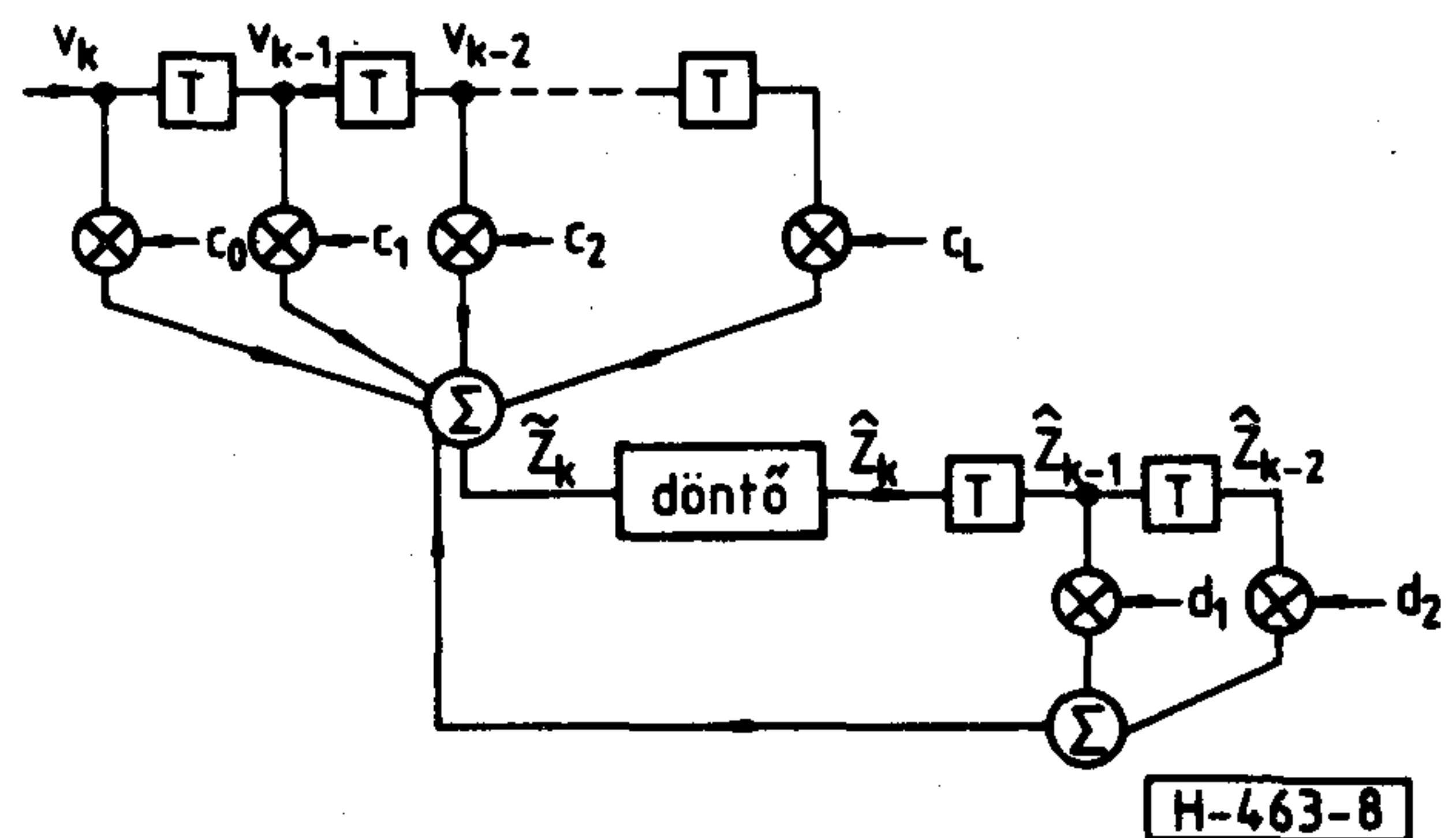
6. ábra

— Transzverzális szűrő (6. ábra).
(Véges tartójú súlyfüggvény)



7. ábra

— Lineáris visszacsatolt szűrő (7. ábra), amely végtelen tartójú súlyfüggvénnyel rendelkezik.



8. ábra

— Nemlineáris becslés esetén döntésvisszacsatolt struktúrát szoktak használni (8. ábra).

Általános szinten is érdemes mérlegelni, hogy melyik struktúrát érdemes választani egy adott csatorna kiegyenlítése esetén, azaz melyik képes a legjobban megvalósítani a kitűzött stratégiát.

Például a transzverzális szűrő az együtthetők véges száma miatt, a q_e eredő súlyfüggvény csak az $e \in (-L, L)$ intervallumban teljesíti a stratégiát. A lineáris visszacsatolt struktúra végtelen tartójú súlyfüggvénnyel rendelkezik, amely azonban szintén véges sok paraméter függvénye.

A konkrét struktúrát a kompenzálendő csatorna ismeretében kell kiválasztani, végtelen tartójú függvény esetén lineáris visszacsatolt kiegyenlítőt, míg véges tartójú függvény esetén transzverzális kiegyenlítőt célszerű alkalmazni.

6. Kiegyenlítő algoritmusok

Az előzőek alapján rendelkezésre áll egy kiegyenlítésre alkalmas struktúra. A kompenzálendő csatorna transzfer függvénye azonban (amely (6), ill. (11) összefüggések alapján a kiegyenlítő beállításához szükséges) a fading véletlenszerű változásai miatt ismeretlenek. Ezért egy intelligens vezérlésről kell gondoskodni (adaptív algoritmus), amely a kimenőjelek megfigyelése alapján, alkalmas szabályzójelek segítségével a struktúrát az (6), (11) egyenletek alapján megadott optimális állapotba vezérli.

Bebizonyítható [1], [2], [5], hogy ha a kiegyenlítő együtthetőit a Robbins-Monroe típusú sztochasztikus approximáció alapján vezéreljük, akkor (15) algoritmus alapján az optimális állapot mértékben, illetve négyzetes középben elérhető.

$$\bar{c}(k+1) = \bar{c}(k) - \Delta E(k) \bar{W}(k) \quad (15)$$

ahol

$$E(k) = \tilde{Z}_k - Z_k$$

$$W(k) = \begin{cases} Z_{k-L} \dots Z_k \dots Z_{k+L} & \text{ZF stratégia esetén} \\ V_{k-L} \dots V_k \dots V_{k+L} & \text{MMSE stratégia esetén} \\ Z_{k-L} \dots Z_{k-1}, V_k \dots V_{k+L} & \text{DFE stratégia esetén} \end{cases}$$

Δ = skálafaktor a konvergencia gyorsítására

$k \rightarrow \infty$ esetén $M \{c(k) - c_{opt}\}^2 \rightarrow 0$ illetve

$$P(\lim_{k \rightarrow \infty} \|\bar{c}(k) - \bar{c}_{opt}\| = 0) = 1$$

7. Stratégia és algoritmus választás MQAM moduláció esetén

Ha nagysebességű (pl. 140 Mbit/sec) mikrohullámú összeköttetés rádiócsatornájának a kompenzálása a cél, akkor figyelembe kell venni a rendelkezésre álló jelfeldolgozási apparátus hiányosságait. Ilyen sebességeknél például nem rendelkezünk mintá-

vevő-tartó áramkörökkel, digitális szorzóval, azaz ebben az esetben sokkal primitívebb hardware áll rendelkezésre, mint amit (15) algoritmus megkívánna.

Ezért a nagy adatátviteli sebességen működő kiegyenlítő realizálásának alapkérdése a következő:

Hogyan lehet a struktúrát úgy egyszerűsíteni, illetve a vezérlést úgy „elbutítani”, hogy ezek egyszerűbb áramkörkészlettel realizálhatók legyenek, de a kitűzött stratégiát is megvalósítsák?

„Elbutítás” alatt pontosabban azt értjük, hogy (15) vezérlésben szereplő $E(k)$ hibajelnek, illetve $W(k)$ komponenseinek milyen megengedhető függvényeit vehetjük, hogy a vezérlés az egyszerű hardware-val realizálható legyen, de még az optimális állapotba konvergáljon.

A továbbiakban tehát az adaptív algoritmusok „robosztusságát” firtatjuk, olyan értelemben, hogy mennyire lehet az egyes funkciókat egyszerűsíteni a primitív jelfeldolgozási apparátushoz való alkalmazkodás végett.

16 és 64 QAM esetén az egyszerű realizálhatóság miatt a ZF stratégiát szokás választani. 256 és magasabb számú QAM-nál a jeltérben vett távolságok csökkenése miatt (nagyobb zajérzékenység) már az MMMSE stratégia a célszerűbb. A késleltetések számát a fadinges rádiócsatorna Rummel által javasolt modellje alapján 3–5-re érdemes választani.

A vezérlő algoritmus választásánál, a nagysebességű mintavevő és tartó áramkörök hiányában (15) helyett (16) algoritmust vizsgáljuk.

$$\bar{c}(k+1) = \bar{c}(k) - F(E(k)) \bar{G}(\bar{W}(k)) \quad (16)$$

Az $F(\cdot)$ és a $G(\cdot)$ függvények választásával a szabályzójelet úgy szeretnénk egyszerűsíteni, hogy a nagysebességű mintavevő és tartó áramkörök alkalmazása elkerülhető legyen.

Itt három lényeges kérdést kell tisztázni:

- (16) vezérlésnek, mint elsőrendű nemlineáris differenciaegyenlet-rendszernek létezik-e egyensúlyi állapota, illetve ez az állapot megegyezik-e a kitűzött stratégiával?
- Elérhető-e ez az egyensúlyi állapot (16) rekurzióval (stabilitás)?
- Hány lépésben érhető el ez az egyensúlyi állapot (konvergenciasebesség optimalizálása)?

Könnyen bizonyítható [6], hogy ha $F(\cdot)$, illetve $G(\cdot)$ szimmetrikus, előjeltartó függvények, akkor (16) differencia-egyenletrendszernek mindig létezik egyensúlyi állapota az előírt helyen és ez stabil.

Mivel a legegyszerűbb ilyen függvény a $\text{SGN}(\cdot)$, ezért (15) vezérlés helyett (17)-et realizáljuk.

$$c(r+1) = \bar{c}(r) - \frac{\Delta}{N} \sum_{k=r}^{r+N} \text{SGN } E(k) \text{SGN } \bar{W}(k) \quad (17)$$

$$\overline{\text{SGN } \bar{W}(k)} = \text{SGN}(W_{k-L}) \dots \text{SGN}(W_k) \dots \text{SGN}(W_{k+L})$$

Ekkor a pontos mintavevő, illetve tartó áramkörök helyett csak egy előjelbitnyi információ tárolása és léptetése szükséges, ami megoldható például shift regiszterekkel.

Az átlagolással elérjük, hogy az együtthatók változtatása ne szimbólumidőnként, hanem N-szer lassabban történjen.

8. A konvergenciasebesség optimalizálása

Az adaptív kiegyenlítésnek, „üzemközbeni” kiegyenlítéséről lévén szó, az egyik előnye, hogy időben változó csatorna kiegyenlítésére is alkalmas.

Mivel a többutas terjedést előidéző fizikai okok időben változnak, ezért a kompenzálendő csatorna is idővariáns lesz. A kiegyenlítőt tehát úgy kell megtervezni, hogy adott sebességgel változó rádiócsatorna kompenzálására is alkalmas legyen, azaz a működést dinamikus szempontból is optimalizálni kell.

Ez konkrétan (15), illetve (17) algoritmus konvergenciasebességének a vizsgálatát jelenti, ahol az algoritmusok tranziens idejének rövidítésére a gyors fadingváltozások követése érdekében van szükség.

Az irodalomban számos olyan eljárás ismert (Kalman algoritmus, konjugált gradiens módszer... stb. [1], [3], [4]), ami a stacionér állapot kevés lépésszámban való elérését garantálja. Ehhez azonban szükségképpen bonyolult vezérlőjelet használnak, amely nagy aritmetikai igénye miatt egyszerű áramkörökkel, nagy adatátviteli sebességeken kivitelezhetetlen.

Ezért a konvergenciasebesség optimalizálásának alapkérdése, az előzőekhez hasonlóan, a következő:

Hogyan lehet (15) vagy (17) algoritmust, a lehető legkisebb bonyolítás árán (Δ helyes megválasztása), úgy módosítani, hogy a primitív hardware-re való realizálhatóság mellett, minél gyorsabban konvergáljon?

Könnyen belátható [1], [2], hogy (15) algoritmus esetén az optimális Δ (18) szerint adódik.

$$\Delta_{\text{opt}} = 2/(\lambda_{\text{max}} + \lambda_{\text{min}})$$

$$\text{ahol } \lambda_{\text{max}} = \max_i \lambda_i \quad \lambda_{\text{min}} = \min_i \lambda_i \quad (18)$$

$$\bar{\Gamma} = M(\bar{V}(k) \bar{w}^T(k))$$

$$\bar{\Gamma} \bar{s}_i = \lambda_i \bar{s}_i$$

A tranziens idő optimalizálása (17) algoritmus esetén jóval bonyolultabb feladat, hiszen az egyszerű realizálhatóság érdekében $F(\cdot)$, illetve $G(\cdot)$ információnyelő függvényeket alkalmaztuk (pl. csak az előjel információt hagytuk meg). Ezt az információvesztést egyetlen skalár Δ paraméter helyes beállításával nem tudjuk visszanyerni, ilyenkor a tranziens idő megnő.

Szimulációs vizsgálatok igazolják, hogy (17) algoritmus a gyakorlatban fellépő fadingváltozási sebességek esetén megfelelően gyors adaptív kiegyenlítést eredményez.

9. Összegezés

A fentiekben röviden összefoglaltuk az adaptív kiegyenlítésre használatos struktúrákat és algoritmusokat. A realizálás lehetőségeit sorra véve kiválasztottuk a 140 Mbit/sec-os mikrohullámú digitális összeköttetés rádiócsatornájának kompenzálására alkalmas kiegyenlítőt.

IRODALOM

- [1] J.G. Proakis: Digital communication
- [2] S.U.H. Qureshi: Adaptive equalization (IEEE Trans. Comm. September 1985)
- [3] J.G. Proakis, J.H. Miller: An adaptive receiver for digital signaling through channels with intersymbol interference (IEEE Trans. Inform Theory July 1969)
- [4] J.E. Mazo: On the independence theory of equalizer convergence (B.S.T.J. May-June 1979)
- [5] B. Picinbono: Adaptive signal processing for detection and communication (Communication systems and random process theory ed-by J. K. Skwirzynski NATO advanced study 1977)
- [6] Levendovszky, J.: Adaptív algoritmusok stabilitása (TKI szeminárium, 1988)
- [7] Levendovszky, J.: Adaptív kiegyenlítés (TKI közleményei, 1988 1. szám).



BERUHÁZÁS HELYETT – KÖLCSÖNÖZZÖN MŰSZERT!

DEVIZA NÉLKÜL is hozzájuthat a legkorszerűbb precíziós műszerekhez!

MEGTÉRÜL A KÖLCSÖNDÍJ, mert:

A megfelelő időszakban rendelkezésre álló, MÉRÉSAUTOMATIZÁLÁSRA is alkalmas korszerű műszerek használatával időt, munkaerőt, adót, amortizációs költségeket, javítási-karbantartási költséget takarít meg.

NE FELEDJE: egy műszer haszna a mérésekből – nem pedig a tulajdonjogból ered!
NE SZAPORÍTSA KIHASZNÁLATLAN ESZKÖZEIT!

ÓRIÁSI VÁLASZTÉK: oszcilloszkópok, multiméterek, jelgenerátorok, analizátorok, mérésadatgyűjtők, regisztrálók, analitikai-környezetvédelmi műszerek, rendszervezérlők, stb., stb.
ÁLL AZ ÖN RENDELKEZÉSÉRE!

FOGYÓANYAG, TARTOZÉK pótlás, – ugyancsak forintért!

LIZING LEHETŐSÉG: egyes műszer, vagy számítógép típusokra!

SZAKTANÁCSADÁS · HÁZHOZZÁLLÍTÁS · BEMUTATÁS!

KÉRJE INGYENES KÖLCSÖNMŰSZER-KATALÓGUSUNKAT!

FELVILÁGOSÍTÁS, ELŐJEGYZÉS, ÜGYINTÉZÉS: 810-903 vagy 66-23-66/176 telefonon.
MTA MŰSZERÜGYI ÉS MÉRÉSTECHNIKAI SZOLGÁLATA MŰSZERKÖLCSÖNZÉSI FŐOSZTÁLY
Budapest XI., Szakasits Á. út 59-61. I. em. 107. szoba.
H-1502 Budapest Pf. 58



NEMLINEÁRIS, MIKROHULLÁMÚ ÁRAMKÖRÖK TELJESÍTMÉNYILLESZTÉSE

LADVÁNSZKY JÁNOS
Távközlési Kutató Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

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

1. Bevezetés

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

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

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

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

Beérkezett: 1988. IX. 7. (□)

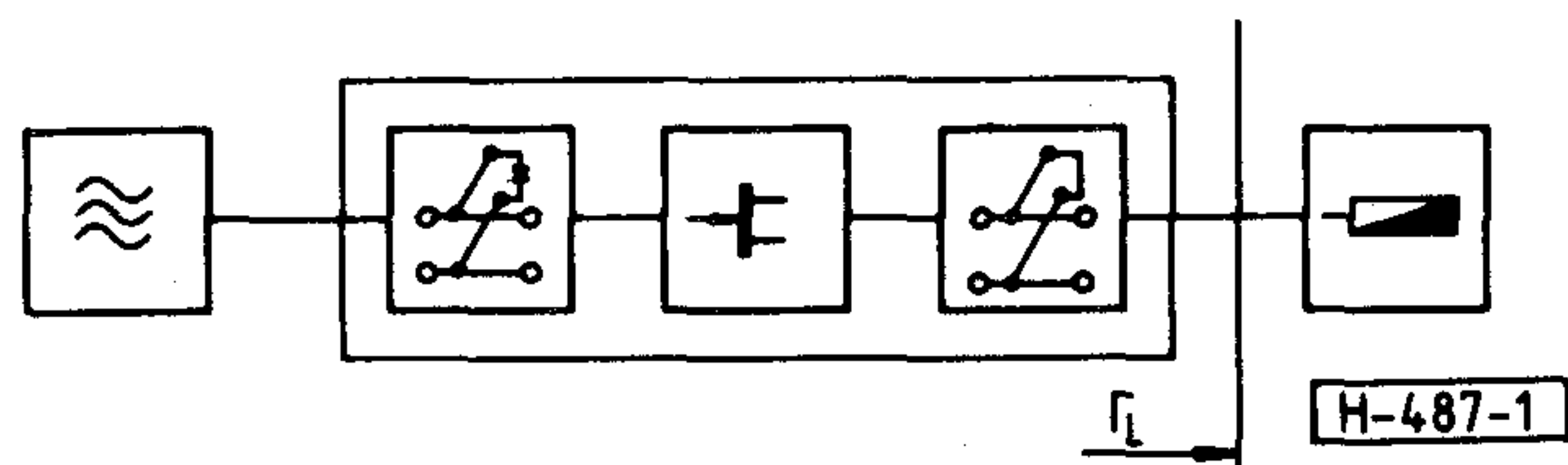
LADVÁNSZKY JÁNOS

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

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

2. A teljesítményillesztés ismert összefüggései és kísérleti módszerei

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

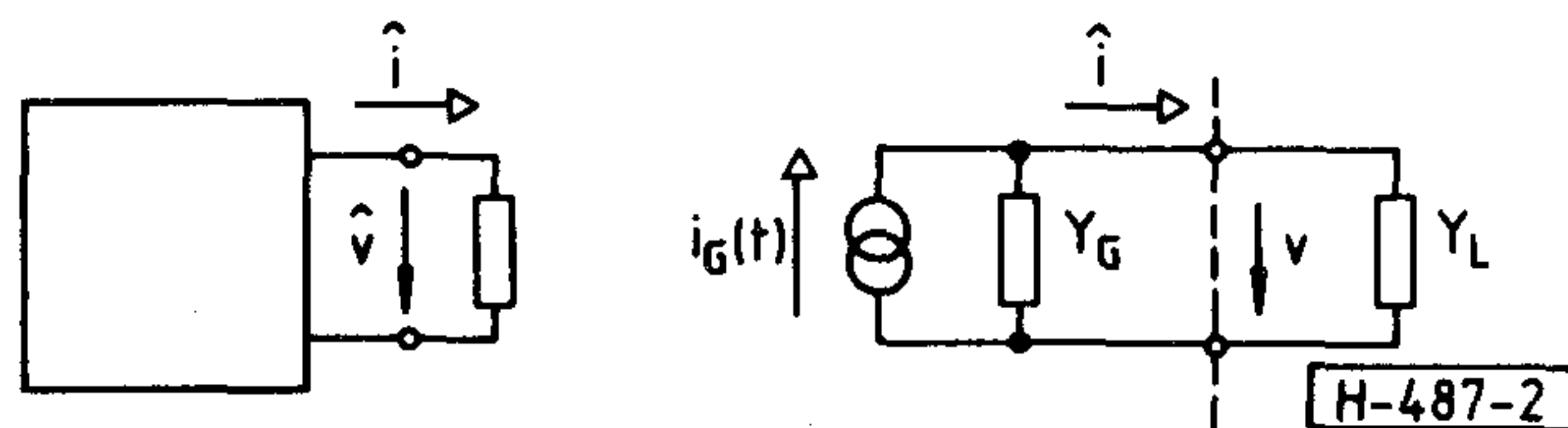


1. ábra. Mikrohullámú erősítő blokkvázlata

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

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

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



2. ábra. Lineáris generátor modellezése Thevenin ekvivalenssel

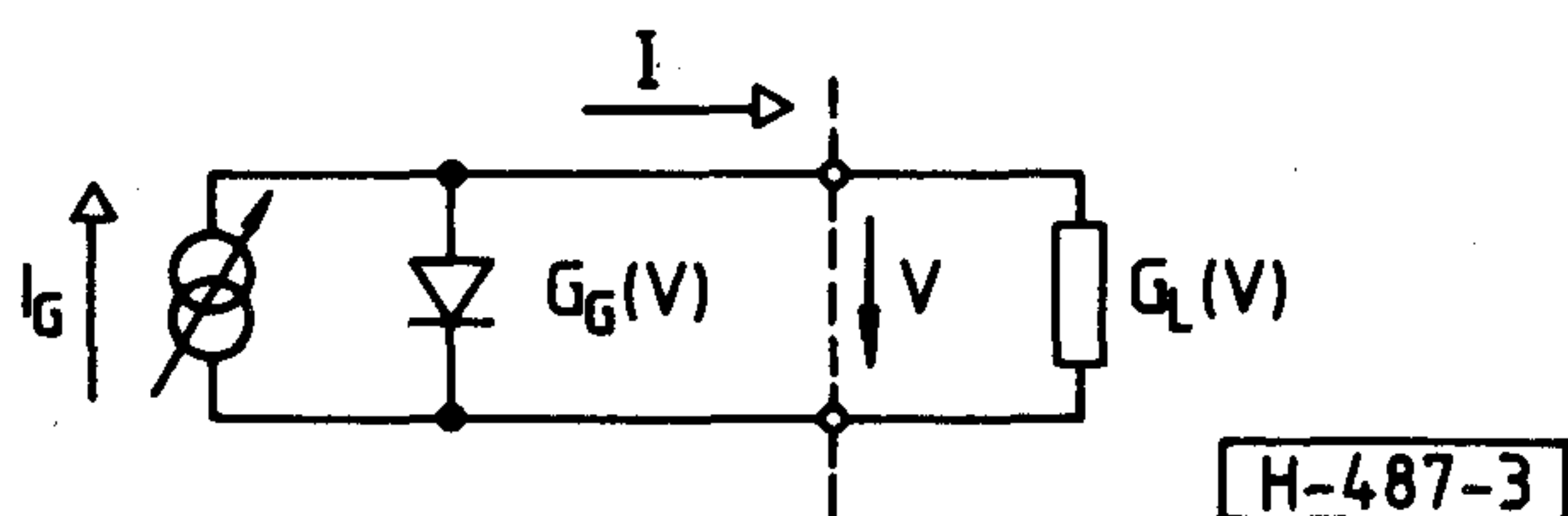
ahol G a konduktanciát, B a szuszceptanciát, j a képzetes egységet jelöli. A teljesítményillesztés lineáris belső admittanciára vonatkozó esetei széles körben ismertek [2]. Szinuszos áramforrás és pozitív valós részű Y_G admittancia esetén az optimális terhelő admittancia a generátor-admittancia konjugáltja:

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

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

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

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



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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

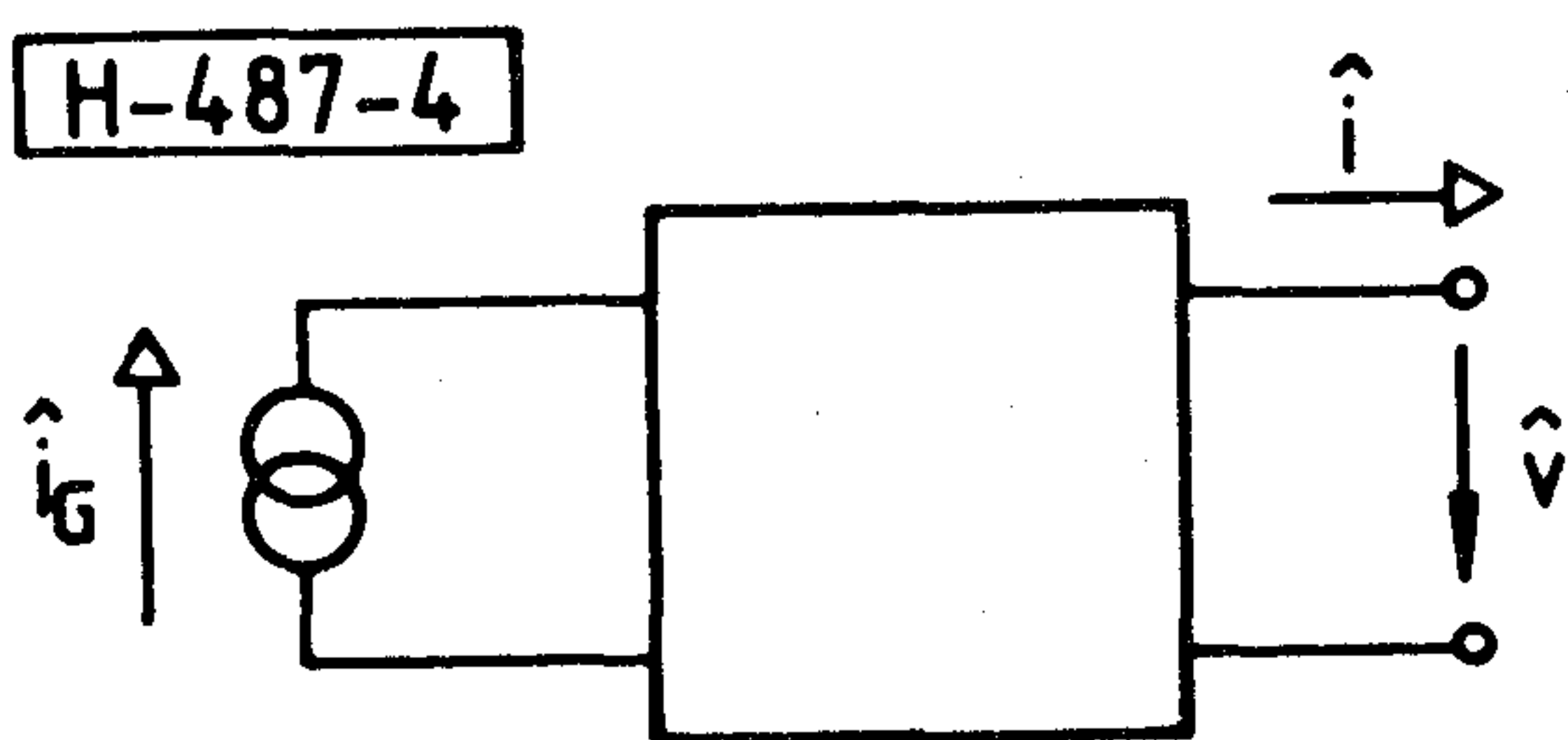
akban a kétféle megközelítés közötti távolságot próbáljuk áthidalni.

3. Elméleti alapok

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

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

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



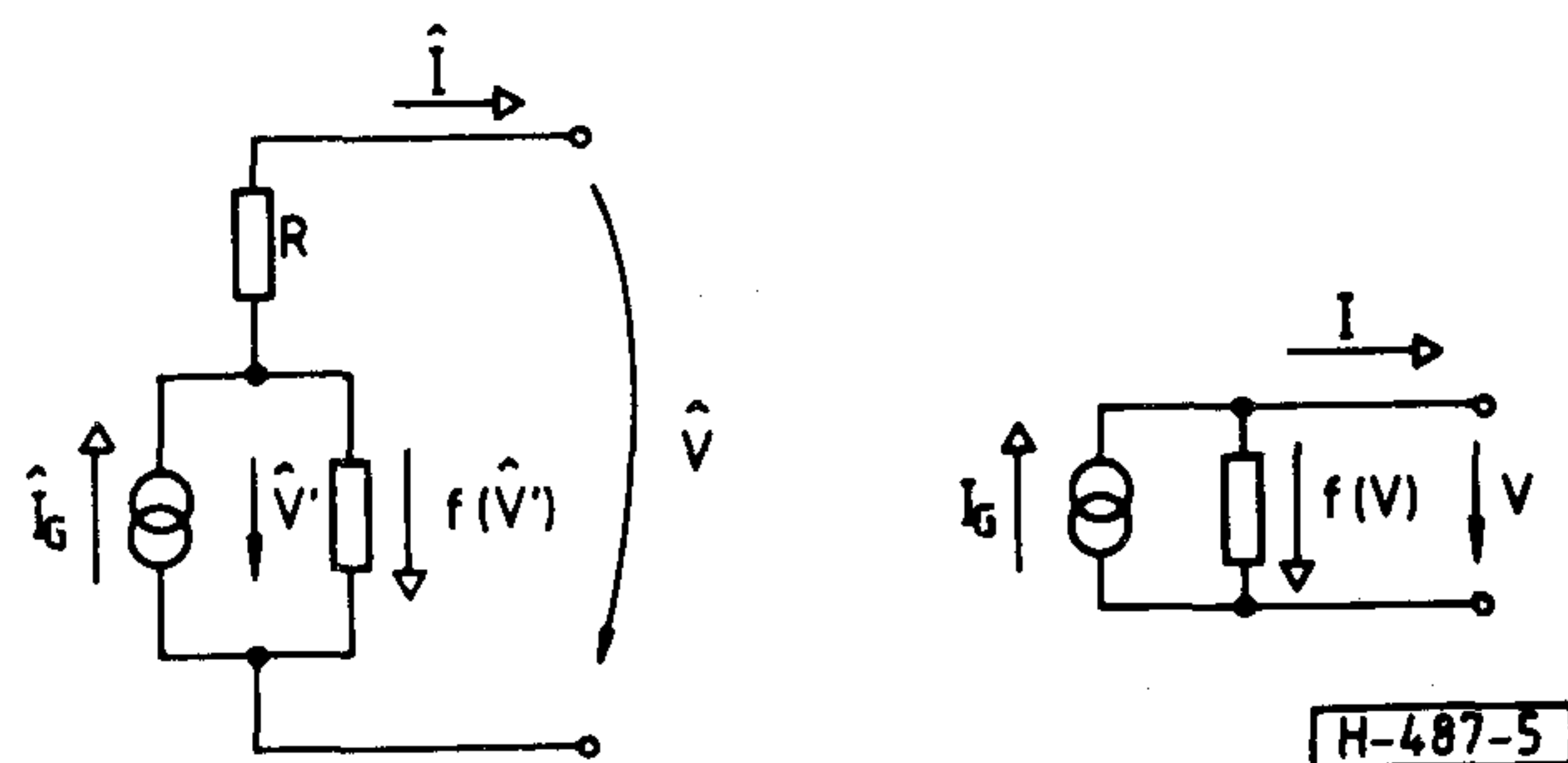
4. ábra. A Thevenin-ekvivalens egy tulajdonságának magyarázatához

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

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

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

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



5. ábra. Napelem soros veszteségi ellenállást tartalmazó modellje

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

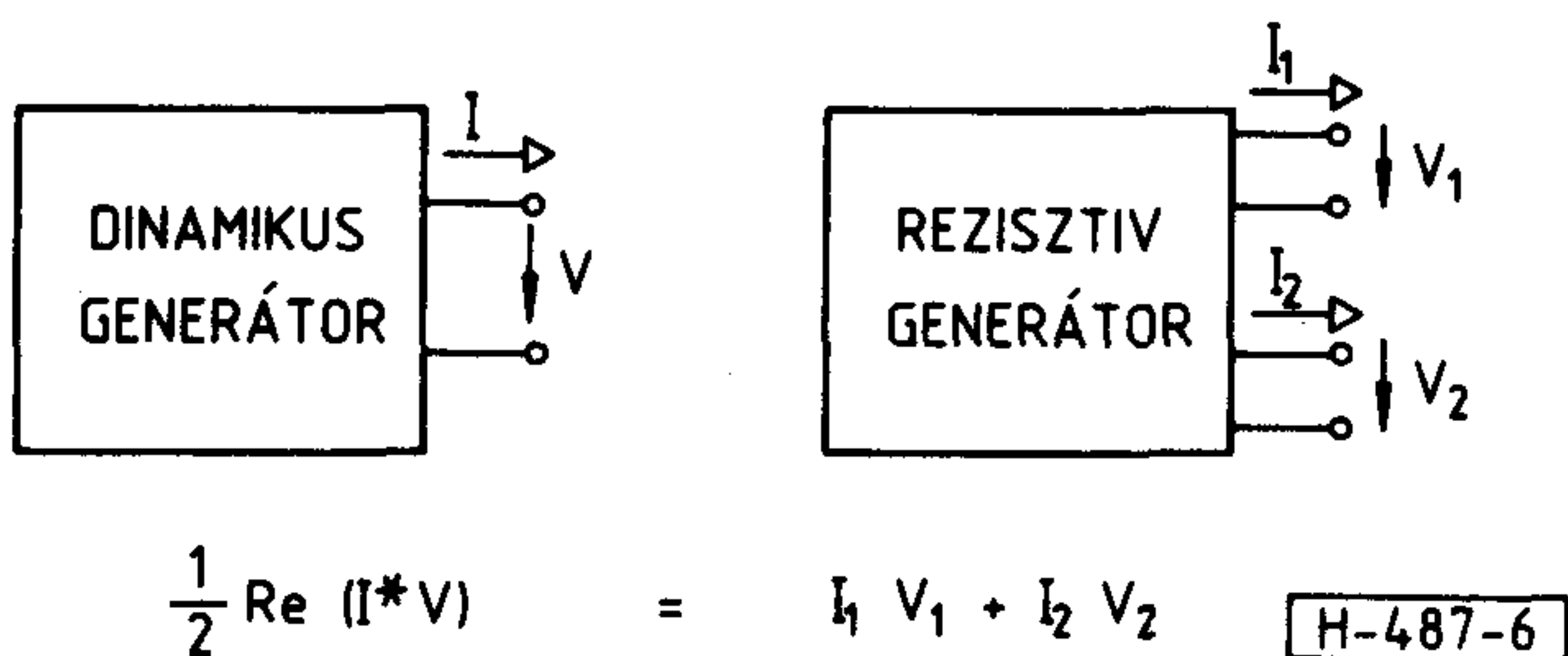
Periódikus gerjesztésű áramkörökre szorítkozunk, melyekben a generátor vagy a terhelés sáváteresztő tulajdonsága lehetővé teszi, hogy szinuszos áramokat és feszültségeket tételezzünk fel:

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

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

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

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



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

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

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

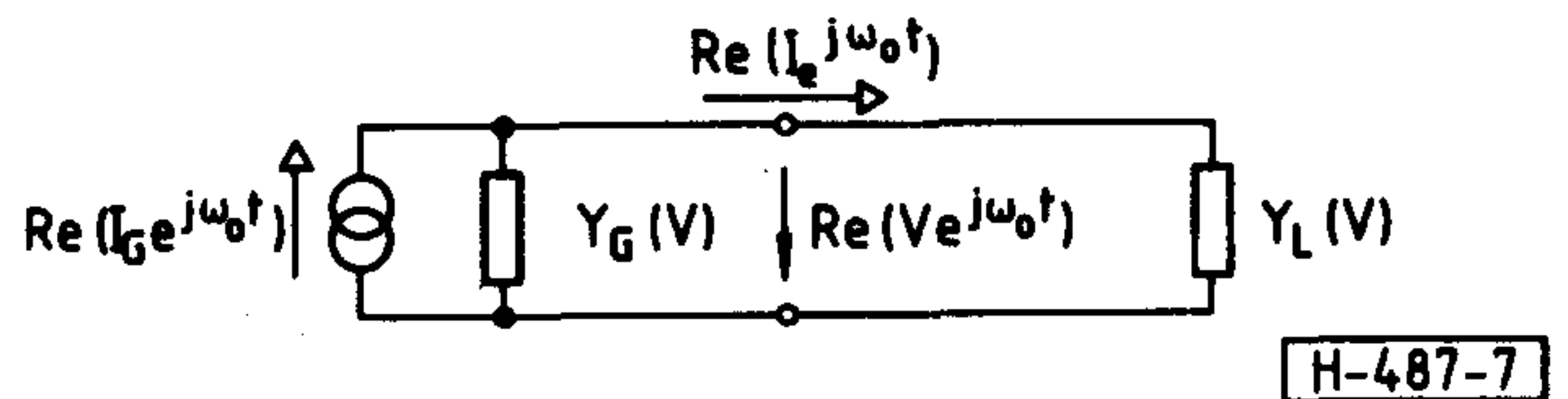
$$I_2 = \operatorname{Im} \left(\frac{I}{\sqrt{2}} \right) \quad V_2 = \operatorname{Im} \left(\frac{V}{\sqrt{2}} \right) \quad (3.5)$$

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

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

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

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



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

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

4. Hangolt kimenetű nemlineáris áramkörök maximális teljesítményű terhelése

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

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

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

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

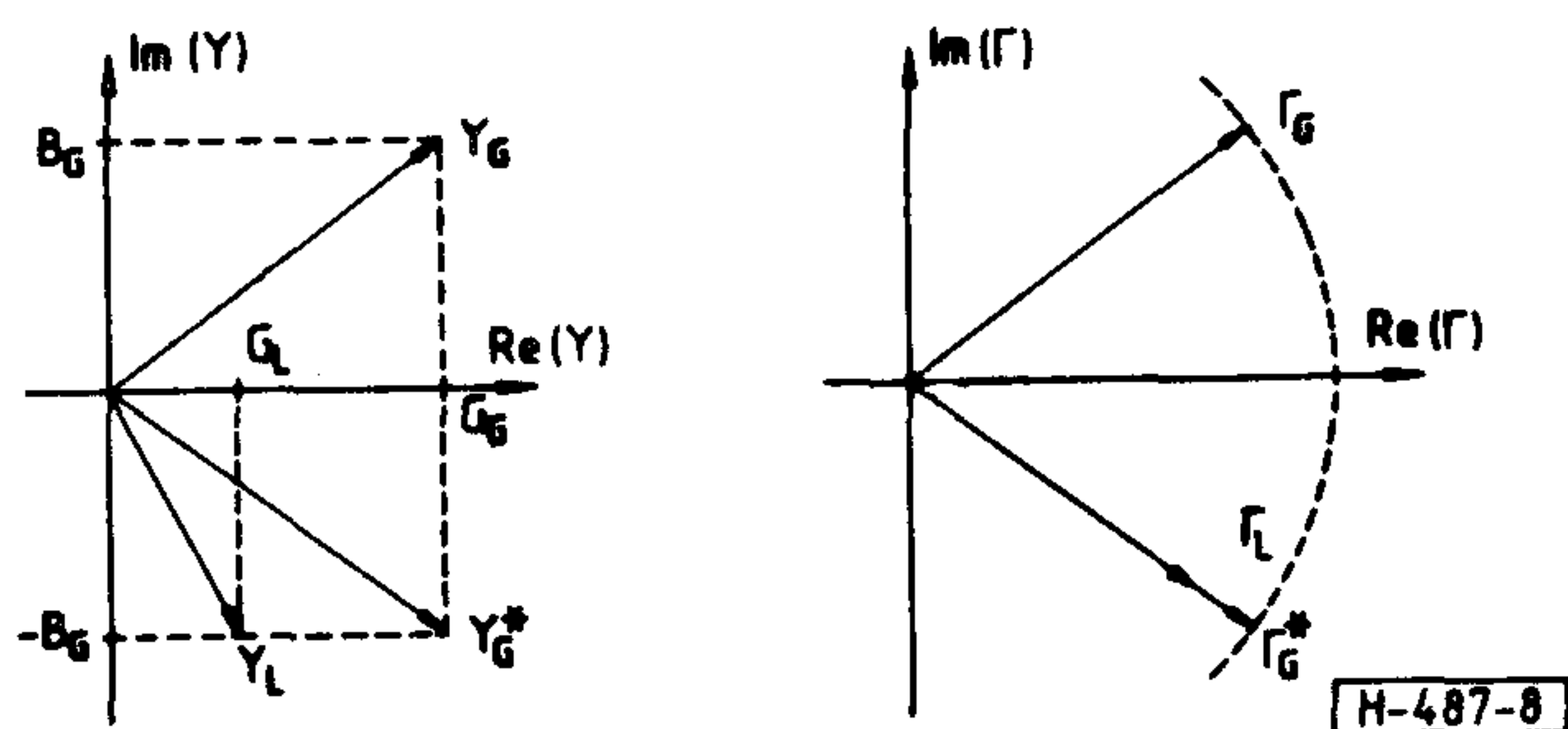
A (4.1) egyenlet felhasználásával felírva a generátor által leadott teljesítményt, ennek maximumát képezve és a (4.2) egyenletet alkalmazva a következő eredményt kapjuk:

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

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

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

getlen áramgenerátor tetszőleges I_G árama esetén maximális teljesítményt disszipál.



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

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

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

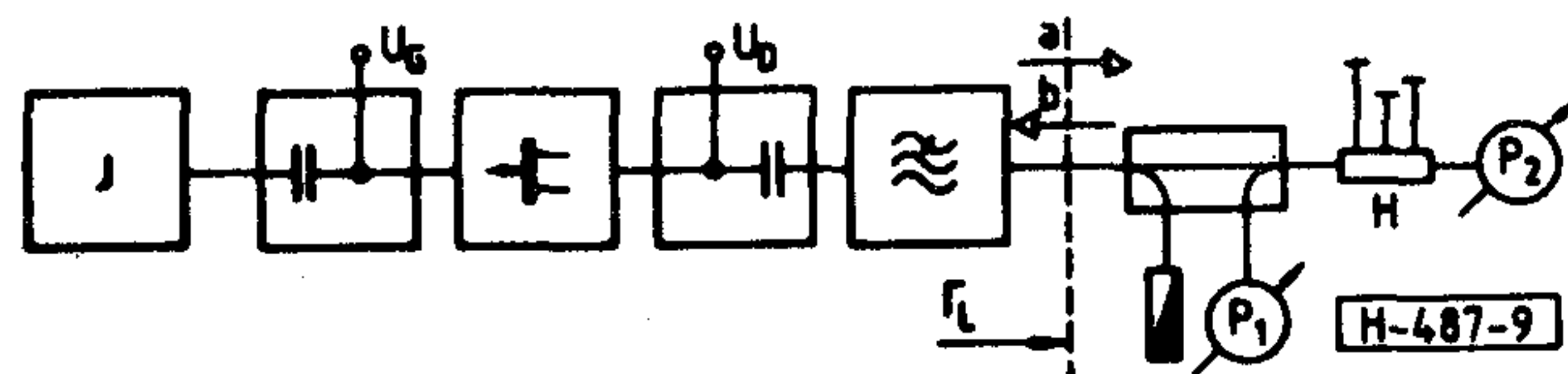
Az előző fejezetben ismertetett gondolatmenet-hoz hasonlóan adódik, hogy az 1. ábrán látható erősítőt a Thevenin-ekvivalens hullámparaméteres megfelelőjével is modellezhetjük:

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

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

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

A maximális teljesítményű terhelést a következő összefüggések írják le:



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

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

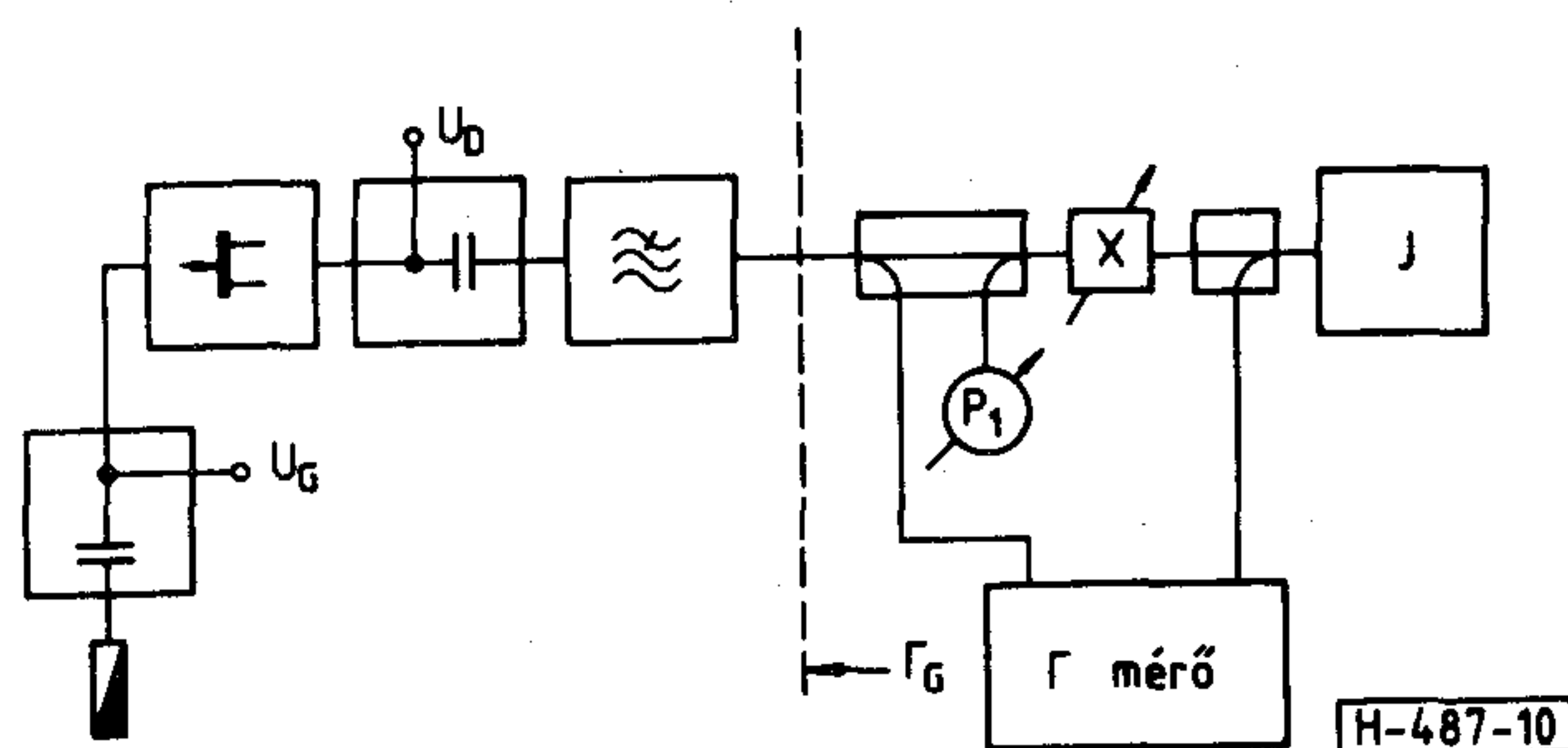
$$\text{arc} \Gamma_L = -\text{arc} \Gamma_G(|b|) \quad (4.8)$$

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

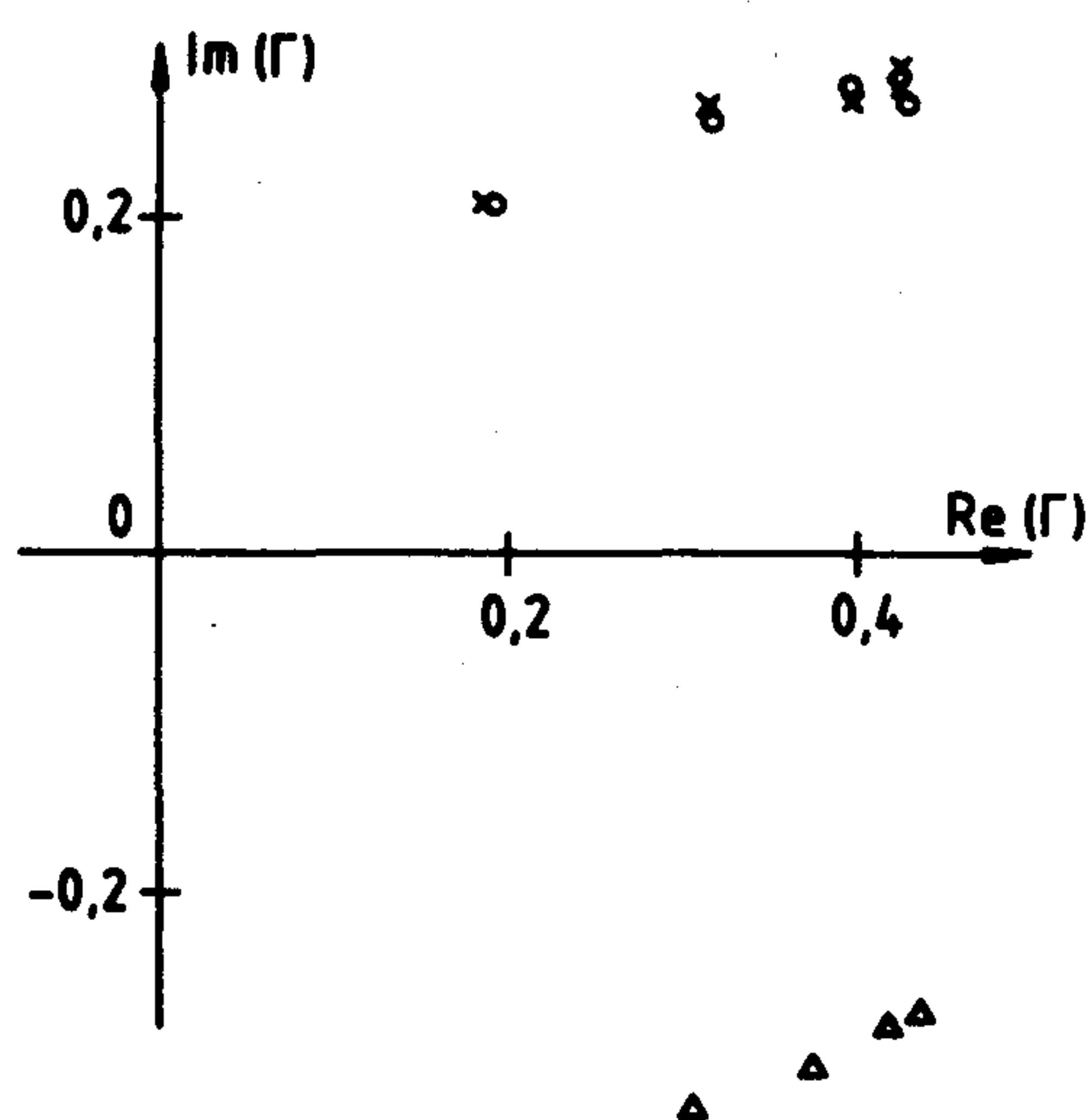
A következőkben a (4.7—8) összefüggések kísérleti igazolását mutatjuk be. A 9. ábrán a szaggatott vonal bal oldalán nemlineáris, memóriával rendelkező generátort ábrázoltunk, amely mikrohullámú jelforrásból, tranzistorbefogó szerkezetben elhelyezett mikrohullámú tervezérlésű tranzistorból, a kapu- és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

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

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



10. ábra. Nemlineáris generátor Γ_G kimeneti reflexiójának mérése



H-487-11

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

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

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

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

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

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

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

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

5. Következtetések

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

6. Köszönetnyilvánítás

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

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

- [1] Csurgay Á., Markó Sz.: „Mikrohullámú passzív hálózatok”, Mérnöktovábbképző Intézet, 1965
- [2] Kuh, E.S., Rohrer, R.: „Theory of Linear Active Networks”, Holden-Day, 1967
- [3] Wyatt, J.L., Chua, L.O.: „Nonlinear Resistive maximum Power Theorem, with Solar Cell Application”, IEEE Trans. on CAS, Nov. 1983, pp. 824—828
- [4] Chaffin R. J., Leighton W. H.: „Large-Signal S-Parameter Characterization of UHF Power Transistors”, Dig. Tech. Papers, IEEE MTT Int. Microwave Symp., Univ. Colorado, Boulder, June 5, 1973, pp. 155—157
- [5] Cusach et al.: „Automatic Load Contour mapping for Microwave Power Transistors”, IEEE Trans. on MTT, Dec. 1974, pp. 1146—1152
- [6] Baranyi A.: „Nagyjelű mikrohullámú eszközök modellezése”, Híradástechnika, 1986/6, 273—280. old.
- [7] Tucker, R.S.: „Third-Order Intermodulation Distortion and Gain Compression in GaAs FET's, IEEE Trans. on MTT, May 1979, pp. 400—408
- [8] Tucker, R.S.: „Optimum Load Admittance for a Microwave Power Transistor”, Proc. IEEE, March 1980, pp. 410—411

- [9] Tucker, R.S.: RF Characterisation of Microwave Power FET's, IEEE Trans. on MTT, Aug. 1981, pp. 776—781
- [10] Wyatt, J.L.: „Nonlinear Dynamic maximum Power Theorem, with Numerical Method”, Research report, Massachusetts Institute of Technology, LIDS-P-1331, Sept. 1983
- [11] Ladvánszky, J.: „On the Extension of the Nonlinear Resistive Maximum Power Theorem I”, Proc. of the ISCAC '86, San José, California, USA, May 5—7, 1986, pp. 257—259
- [12] Ladvánszky, J.: „On the Extension of the Nonlinear Resistive Maximum Power Theorem II”, Proc. of the 8th International Colloquium on Microwave Communication, Budapest, Aug. 25—29, 1986, pp. 251—252
- [13] Ladvánszky, J.: „Maximum Power Theorem — a Describing Function Approach”, Proc. of the ECCTD '87, Paris, France, Sept. 1—4, 1987, pp. 35—40
- [14] Gelb, A., Vander Velde, W.E.: „Multiple Input Describing Functions and Nonlinear System Design”, McGraw-Hill, New York, 1968
- [15] Ladvánszky, J.: „Nemlineáris, mikrohullámú áramkörök tervezésének problémái”, kandidátusi értekezés, Budapest, 1987.

СОДЕРЖАНИЕ

INHALT

CONTENTS

Д-р Фридеш, И.:

Двухчастотный модель распространения и частотно-разнесынный прием для высоко-скоростных цифровых радиорелейных линий связи

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Вудапешт) 1989. №3

В статье даётся краткий обзор традиционных методов передачи с разнесенными частотами и рассматривается влияние многолучевого распространения на передачи сигналов с большой скоростью. После рассмотрения методов борьбы против искажений, даётся новый статистический модель для частотно-разнесенного канала. Представляются расчетные результаты по эффективности видов квадратурной модуляции 16КАМ и 64КАМ в системах резервирования 1+1 и n+1. Сравнивая полученной литературе, можно отметить их хорошее совпадение. Одним основным результатом можно отметить, что функционирование частотно-разнесенного метода при передаче цифровых сигналов с большой скоростью значительно иное, чем в аналоговых радиорелейных системах или цифровых системах низкой скорости.

Левендовски, Й.:

Адаптивное выравнивание радиостволов цифровой радиорелейной связи

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Вудапешт) 1989. №3

Одним из важнейших параметров цифровой радиорелейной

связи является продолжительность прекращения связи (outage), которая равна интервалу времени во время которого вероятность ошибок превышает определенного порога.

Вследствие многолучевого распространения появляющегося избирательного замирания время простоя значительно увеличивается; для защиты надежности связи раньше применяли только методы разнесенного приема. Настоящее время методы разнесенного приема комбинируется с адаптивным выравниванием радиоканала, нагруженного избирательным замиранием. Таким образом более дешево можно уменьшать время простоя. Проектирование корректирующей цепи может опираться на адаптивные алгоритмы или стохастическое приближение.

В статье, после ознакомления с основными принципами, даётся расчёт корректирующей цепи цифровой аппаратуры с модулирующей MQAM скорости 140 Мбит/с.

Ладвански, Й.:

Согласование по мощности нелинейных цепей СВЧ

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Вудапешт) 1989. №3

В статье даются явные выражения для нагрузки, обеспечивающей максимальную выходную мощность нелинейных цепей СВЧ с настроенным выходом. Теоретические результаты подтверждаются экспериментальным путем. Описывается метод согласования по мощности произвольной нелинейной цепи СВЧ с настроенным выходом. Новый метод является значительно простым и общим по сравнению с известными методами и требует сложную схему измерения.

Dr. Frigyes, I.:

Zwei-Frequenz Ausbreitungsmodell und Frequenzdiversity in Digitalen Richtfunksystemen hoher Geschwindigkeit

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1989. Nr. 3.

Nach kurzer Übersicht von der Wirkung von Frequenzdiversity in Konventionellen Richtfunksysteme wird die Verzerrung durch Mehrstrahlenübertragung untergesucht. Die Üblichen Methoden der Korrektur werden beschrieben. Ein neues statistisches Modell für Frequenzdiversity wird gegeben, zusammen mit Ergebnissen von dessen Wirkung in 1+1 und n+1 Systeme von 16QAM und 64QAM Modulation. Als ein Hauptresultat wird es gezeigt dass die Wirkung von Frequenzdiversity in den untergesuchten Systeme sich von der bekannten Wirkung radikal unterscheidet.

Levendovszky, J.:

Adaptive Entzerrung von Radiokanalen in digitalen Verbindungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1989. Nr. 3.

Eine der wichtigsten, charakteristischen Größen der digitalen Mikrowellenverbindungen ist die Ausfallzeit (outage). Sie bedeutet die Länge des Zeitintervalles, in dem die Fehlerwahrscheinlichkeit einen Schwellwert übertrifft.

Das selektive Fading, das wegen Mehrwegausbreitung auftritt, verlängert die Ausfallzeit wesentlich. Dagegen haben sich früher lediglich die Diversity-Methoden an. Heutzutage werden die Diversity Methoden mit der adaptiven Entzerrung kombiniert, so kann die Ausfallzeit auf einem billigeren Weg verkürzt werden. Der Entwurf des Entzerrers beruht auf adaptiven Algorithmen.

Nach einem Überblick über die theoretischen Grundlagen befasst sich der Artikel mit dem Entwurf eines Entzerrers in einer 140 Mbit/sec MQAM Einrichtung.

Ladvánszky, J.:

Leistungsanpassung von nichtlinearen Mikrowellenschaltungen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1989. Nr. 3.

In diesem Artikel werden Ausdrücke in geschlossener Form für die Belastung, die auf maximale Leistung angepasst ist, in nichtlinearen Mikrowellenschaltungen mit abgestimmtem Ausgang angegeben. Die theoretischen Ergebnisse sind experimentell nachgeprüft. Eine Methode, die für die Leistungsanpassung von einer beliebigen Mikrowellenschaltung mit abgestimmtem Ausgang geeignet ist, wird behandelt.

Dr. Frigyes, I.:

Two-frequency propagation model and frequency diversity in high-speed digital microwave radio

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1989. No. 3.

After a short review of the functioning of frequency diversity in conventional systems the effect of multipath-propagation-caused distortion on high speed digital transmission is described, together with the listing of usual countermeasures. A new statistical model for frequency diversity is introduced. Based on this model, the effectiveness of frequency diversity is determined by computing the performance of 16QAM and 64QAM 1/1 and n/1 systems. Finally the results are compared with experimental results published in the literature. As a main result it is shown that frequency diversity functioning in high-speed digital radio differs radically from that in analog or lower speed digital radios.

Levendovszky, J.:

Adaptive equalization of faded radio channel in digital communication systems

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1989. No. 3.

Outage is one of the most important parameters of digital communication systems. The selective fading caused by two path propagation can increase the outage time. Space and frequency diversity have been the most effective countermeasures so far. Nowadays the adaptive equalization of faded radio channels combined with frequency diversity provide a good and less expensive countermeasure.

The design of the equalizer is based on the knowledge of adaptive algorithms and stochastic approximation. This paper summarizes the theoretical methods, and discusses an equalizer to be implemented in a 140 Mbit/s MQAM system.

Ladvánszky, J.:

On power matching of nonlinear microwave circuits

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1989. No. 3.

In this paper closed form expressions are presented for the maximum power load of tuned nonlinear microwave circuits. Theoretical results are experimentally verified. A method suitable for power matching of arbitrary tuned output microwave circuits is obtained.

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Dr. Tófalvi Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V. Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 531—027. Kiadja: a DELTA Szaklapkiadó és Műszaki Szolgáltató Leányvállalat, Budapest, Közraktár u. 4., 1093. Telefon: 175—200. Felelős kiadó: Budapesti Ferenc főigazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Hírlapelőfizetési és Lapellátási Irodánál (HELIR, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a HELIR 215—96162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 180,- Ft, egész évre 360,- Ft. Egyes szám ára 30,- Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: a „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat, H-1389 Budapest, Postafiók 149. és a Magyar Média, 1392 Budapest, Pf. 279. 86—25²

Szerkesztő: „EDITOR” Kisszövetkezet Szekszárd, JFKR 279/89

HU ISSN 0018—2028

Index: 25 375