

HB 1423

HÍRADÁSTECHNIKA

XLII. ÉVFOLYAM

1991. FEBRUÁR

DIGITÁLIS RÁDIÓ

Bevezető gondolatok	Battistig Gy.	1
Modemek nagykapacitású digitális mikrohullámú rendszerekben.....	Kormos L., Kovács G., Kovács J., Ványai P.	3
Mikrohullámú tranzistoros végerősítők nagysebességű digitális rádiórelé berendezésekben	Nemcsics E., Gyenes I., Tóth T.	12
Előtorzító blokk RF áramkörök nemlineáris torzításának csökkentésére	Geleji V.	18
Digitális távközlő rendszerek hibaarány számítási módszereinek összehasonlítása.....	Saffer Zs.	22

Termékek – Szolgáltatások

M-görbe mérése mikrohullámú rádiórelé berendezéseken	Hewlett-Packard	27
Digitális rádiórelé a 26GHz-es frekvenciasávra.....	Kása I.,	30
MIKROLINK-15 digitális mikrohullámú rádiórelé gyártmánycsalád	Denk A.	32
SAMI digitális mikrohullámú berendezéscsalád	Tóth T.	33

Gazdaság – Kutatás – Oktatás

Távközlési szolgáltatások üzleti alapokon.....	Budinszky J.	35
Magyar részvétel mérés technikai IEC szabványok kidolgozásában	Sárány T.	40

Hírek – Események

Dr. Simonyi Károly a BME tiszteletbeli doktora		41
A Siemens Magyarországon		41
A műszaki fejlesztés új pályázati rendszere		42
Pályázati felhívás		43

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

SZPONZOROK

Felelős szerkesztő

Dr. BARANYI ANDRÁS

Rovatvezetők

Dr. KORMÁNY TERÉZ
Dr. PRÓNAY GÁBOR
Dr. SOMOGYI ANDRÁS

Szerkesztők

Dr. BARTOLITS ISTVÁN
Dr. ELEKES JÓZSEF
Dr. LADVÁNSZKY JÁNOS
Dr. OROSZ JÚLIA
ANTALNÉ ZÁKONYI MAGDOLNA

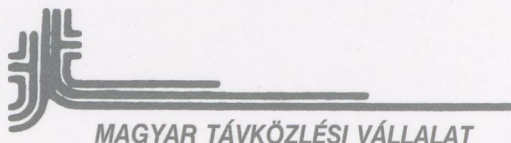
Munkatársak

ANGYAL LÁSZLÓ
VÉGH GABRIELLA

Szerkesztő bizottság

Dr. TÓFALVI GYULA
elnök

Dr. BERCELI TIBOR
Dr. FRAJKA BÉLA
Dr. FRIGYES ISTVÁN
Dr. GORDOS GÉZA
Dr. MOJZES IMRE
Dr. PAP LÁSZLÓ
Dr. SALLAI GYULA



Szerkesztőség

Budapest II., Gábor Áron u. 65.

Postacím

Budapest Pf. 15. 1525

Telefon: 135-1097

115-4294

Telefax: (361) 135-5560

Előfizetési díj

Hazai előfizetők részére

1 évre 2900,— Ft, egyes számok 360,— Ft

HTE egyéni tagjai részére

1 évre 480,— Ft, egyes számok 60,— Ft

Külföldi előfizetők részére

1 évre 6 angol szám 60 USD, 12 szám 90 USD, egyes számok 15 USD

HÍRADÁSTECHNIKA megjelenik havonta váltakozva magyar és angol nyelven. Kiadja a PROFINFO Kft, Budapest, II., Nyúl u. 24. 1026.

Telefon: 135-0771. Felelős kiadó Krémer A. Készült a HUNGAPRINT nyomdában. Szöveg szerkesztés, képfelbontás: DIAMANT KFT

HU ISSN 0018-2028

BEVEZETŐ GONDOLATOK

1.

A második világháború folyamán kifejlesztett rádiós irány- és helymeghatározási technika bázisán létrehozott mikrohullámú információátvitel meghatározó részarányával van jelen a világ távközlésében. Több igen előnyös specifikuma (pl. nagy jelátviteli sávszélesség, létesítési egyszerűség és kis telepítési előmunkaigény, terepakadályok viszonylag könnyű áthidalása, gazdaságos üzemvitel, alacsony színesfémszükséglet stb.) alapján és néhány alkalmazási korlát (pl. rádióátvitel szükségessége az állomások között, a légkör átviteli tulajdonságokat befolyásoló hatása, egyedi berendezés táplálási igény stb.) figyelembevételével a mikrohullámú jeltovábbítási megoldásokkal változatlanul számolnak napjaink távközlés-fejlesztéseiben és az informatikai szolgáltatások elterjesztési folyamataiban. A mikrohullámú rádiókommunikációs összeköttetések egyaránt megtalálhatók a földfelszíni gerinc-, körzet- és helyi hálózatokban, továbbá a globális hírközlés egyik kézenfekvő eszközét jelentő műholdas jelátviteli rendszerekben. A mikrohullámú rádiócsatornákat használják mind a folytonos, mind a diszkrét formájú hang-, kép-, adat- és írás információk továbbítására.

Az elmúlt évtizedekben a hírközlés igényei alapvetően a beszéd- (telefon) és kép- (televízió és radarkép) információk ellátás bővítésében és azok globális kiterjesztésében fogalmazódtak meg. A folytonos függvényekkel leírt beszéd- és képlelek átvitelére analóg rendszerű rádiócsatornákat alakítottak ki, amelyekben a továbbítandó információkkal a mikrohullámú vivő frekvenciáját vagy fázisát befolyásolják (modulálják). Az analóg rendszerű rádiócsatornákon továbbításra kerülő 4 kHz sávszélességű beszédcsatornák — az esetek nagy részében — frekvencia szerint nyalábolva (FDM) képviselik a modulációs tartalmat, míg a kísérő információkkal együttesen mintegy 8 MHz sávszélességű képjel közvetlenül modulálja a mikrohullámú vivőfrekvenciát. Kétségtől nehezebb a használt rádiócsatornák számának és jelátviteli kapacitásának növelését a nemlineáris torzításokkal szemben kevésbé érzékeny szögmodulációs módszerek viszonylag nagy spektrumigénye.

A legutóbbi egy-másfél évtizedben számottevően megnőtt a továbbítandó jelkészleten belül a diszkrét jelek sorozatával leírható adatinformációk, továbbá a kódolt analóg jelek részaránya. Ez az arányeltolódás a gazdasági és társadalmi élet mind széleskörűbb elektronizálása (számítógépesítése) és az ezzel együttjáró fokozódó adatcsere igényekből következik. A folyamat előtérbe helyezte az ehhez illeszkedő digitális rendszerű információtovábbítási és jelkapcsolási megoldásokra való áttérés indokoltságát. Ezt látszik megerősíteni az is, hogy a napjainkban egyre konkrétabban megfogalmazódó távközlési hálózat- és informatikai szolgálat integráció egységesen a digitalizáció bázisán tervezi megvalósítani a különböző információfajták (hang, kép, adat, írás) kapcsolatát az információt küldő és az azt fogadó között, e kapcsolaton belülinek tekintve a felek dialógusának lehetőségét is. Szerencsés időbeli egybeesés, hogy a számítástechnika fejlődése során létrejött realizációs eredmények technikai és technológiai háttérrel szolgálnak a digitális távközléstechnikai és informatikai megoldásokhoz is. A hálózati és szolgáltatási kör teljes digitalizálásának bevezetése értelemszerűen egy folyamat, amelynek eredménye a felhasználók fejlettsé-

gének függvényében eltérő lehet. Biztosan nem hagyható számításra kívül a digitális megoldásoknak a meglévő analóg környezettel való rövidebb-hosszabb távú együttélésének igénye.

A távközlésben elfoglalt helye alapján megérthető a mikrohullámú átviteltechnika alkalmazkodása a digitalizációs folyamatokhoz, s az a figyelem is, amit a kommunikációs hálózatokban használt távközlési eszközök között a kis-, közepes- és nagykapacitású rádiócsatornák digitális változatai kidolgozására fordítottak és fordítanak napjainkban világszerte.

Az analóg mikrohullámú rádiórelé rendszerek megvalósítása során felhalmozott fejlesztési tapasztalatok alapot jelentenek a digitális rádiórelé berendezések kidolgozásához. Azonban néhány területen — elsősorban a szélessávú digitális áramkörök vonatkozásában — új és lényeges kérdések vetődnek fel, melyeknek megoldása elengedhetetlen a digitális rádióátviteli eszközök létrehozásához. A nagykapacitású digitális rádióátviteli rendszerek kialakítási munkáiban újszerű gondolati megközelítést és kutató-fejlesztő tevékenységet igénylő problémák:

- a többállapotú modulációs módok és az analóg világtól eltérő jelkezelési technikák alkalmazása;
- a nagyfrekvenciás teljesítményerősítők nemlinearitásainak csökkentése;
- a többutas átvitel okozta elhalkulások (fading) hatásának kompenzálása (frekvencia- és időtartománybeli adaptív kiegyenlítés, tér- és frekvencia szerinti diversity vétel, s ezek kombinációja stb.);
- a hibajavító kódolás alkalmazása és az interferenciák befolyásának csökkentése;
- sebességkonverziós megoldások kialakítása a járulékos információknak (szolgálati összeköttetések, távellenőrzési és tartalékolási jelek, kiegészítő információkat hordozó jelek stb.) a jelfolyamba való beiktatásához, illetve csatlakoztatásához;
- bitvesztés nélkül átkapcsoló automatikus tartalékolási rendszer kialakítása.

A digitális rádióátviteli rendszerek fejlesztése során létrejött eredmények egyértelművé teszik, hogy a digitális mikrohullámú rádiókommunikációs rendszerek a távközlési hálózatfejlesztések és informatikai szolgáltatás bővítések lényeges eszközei maradnak a továbbiakban is.

2.

Az elmúlt négy évtizedben a magyar híradástechnikai iparág fejlődéséhez meghatározóan járultak hozzá a mikrohullámú rádióátviteltechnika terén Magyarországon létrehozott tudományos és gyakorlati eredmények. A tudományos felkészültség elismerését jelzi a — 1990-ben már kilencedik alkalommal megrendezett — MICRO-COLL konferenciasorozat komoly nemzetközi látogatottsága és visszhangja, a hazai részvétellel három alkalommal tartott mikrohullámú szeminárium szakmai sikere, s nem utolsósorban a tématerülettel foglalkozók hazai és külföldi konferenciárésztételének igénye és elfogadottsága. A gyakorlati eredményességet a mikrohullámú rádiórelé berendezés gyártás — volumenében sem jelentéktelen — kiépülése és a hazai, valamint a külföldön üzembehelyezett magyar berendezések nagy száma bizonyítja.

A Finommechanikai Vállalat, a BHG Híradástechnikai Vállalat és e témakörben jogutód Orion Rádió és Vilamossági Vállalat, valamint a Távközlési Kutató Intézet, továbbá egyes részfeladatok megoldásához hozzájáruló oktatási és más intézmények szakembereinek munkája sikeresnek bizonyult a mikrohullámú átviteltechnika színvonalas művelésében, piacképes berendezésgenerációk kidolgozásában, ezek sorozatgyártásának és szállításának megvalósításában.

A világgal szinte egyidőben kerültek kidolgozásra Magyarország kezdetben az analóg impulzusmodulált kiscsatornaszámú, majd az FDM-FM rendszerű szélessávú analóg mikrohullámú rádiórelé berendezések változatai, s mindezekkel együtt a kapcsolódó specifikus vákuumtechnikai és félvezető elemek, nemreciprok nagyfrekvenciás szerelvények, antenna és tápvonal összetevők, mikrohullámú műszerek stb. Mindezen tevékenységekre támaszkodva kialakult egy kreatív kutató-fejlesztő-gyártó szakértői kör, amely eredményesen birkózott meg a helyi és helyközi rádiós távközlési összeköttetések berendezései típusválasztékának kidolgozásával, a technikai-technológiai generációváltások realizálásával. A magyar szellemi alkotások bázisán kidolgozott és gyártott kis-, közepes- és nagycsatornaszámú analóg mikrohullámú rádiórelé berendezésválaszték korszerű, a távközléstechnikai feladatokhoz illeszkedő és gazdaságos kínálatot jelentett — és jelent még napjainkban is — a belföldi távközlésfejlesztési szükségletek és egyes exportpiaci keresletek kielégítése szempontjából.

A világszerte tapasztalható digitalizációs tendenciák korai hazai felismerését jelzi a deltakódmodulált kiscsatornaszámú mikrohullámú berendezéscsalád BHG-ban elkezdett és Orion-ban befejezett fejlesztése, amelyből az Orion világviszonylatban is kiemelkedő mennyiséget, több ezer állomást gyártott és exportált a 70-es évek elejétől [1]. A kis-, közepes és nagycsatornaszámú rádiócsatornák digitális kialakításának tervezési és megvalósítási kérdései foglalkoztatják napjainkban a hazai laboratóriumokat is, mely munkák elméleti és gyakorlati eredményeiről már a HÍRADÁSTECHNIKA elmúlt két évfo-

lyamában is több referátum számolt be. Ezek jórészt a nagykapacitású digitális rádiócsatornák kialakításának problematikájához kapcsolódnak. Nevezetesen a szabadterei hullámterjedés átviteli paramétereket zavaró hatásának kompenzációs, továbbá az adóerősítők nemlinearitásainak csökkentési lehetőségeivel, valamint a bitvesztés nélküli automatikus tartalékkapcsoló problémakörével foglalkoznak [2, 3, 4, 5, 6]. A szakmai érdeklődés és tevékenység sokszínűségét jelzik a kis- és közepes jelátviteli sebességű digitális rádiócsatorna jeltovábbítási tulajdonságai javításáról [7], az analóg és digitális környezetben egyaránt használható berendezés megoldásról [8], a pont-többpont struktúrájú és hatékony frekvenciahasználatú digitális előfizetői rádiórendszerrel [9], továbbá a zeneprogramok digitális rádióátviteléről [10] publikált cikkek.

A mikrohullámú kommunikációs technika terén és — napjainkban — a digitális megoldások kidolgozásában és gyakorlati alkalmazásában eredményesen működő hazai szakértői kör tevékenységének bemutatásakor név szerint szükséges emlékezni Róna Péter és Szabó Zoltán munkásságára, akik a nagykapacitású digitális rádióátviteli megoldásokhoz adott lényeges rendszermeghatározási és áramkörtechnikai hozzájárulásaik eredményeinek kibontakozását már nem érhatték meg.

Jelen lapszám cikkei a Távközlési Kutató Intézet nagykapacitású (140 Mbit/s) digitális rádiórelé berendezés kutatási-fejlesztési projektje keretében létrejött egyes rendszer- és áramkör kialakítási eredményekkel, továbbá a magyar ipar által e témakörhöz kapcsolódóan realizált néhány gyakorlati megoldás — teljességre nem törekvő — bemutatásával, valamint több elméleti és mérés-technikai problémával foglalkoznak. Mindezek alapján talán nem szerénytelen az a következtetés, hogy a magyar szakmai felkészültség képes alkotó módon résztvenni a mikrohullámú átviteltechnikai eszköztár digitális változatai létrehozási munkáiban, a kapcsolódó elméleti és gyakorlati feladatok megoldására irányuló tevékenységekben.

BATTISTIG GYÖRGY

IRODALOM:

- [1] Somogyi András, Kántor Csaba: Mikrohullámú rendszerek: jelen és jövő. Híradástechnika, 1990. 7–8. szám
- [2] Frigyes István: Kétfrekvenciás terjedési modell frekvenciadiverziti szélessávú digitális mikrohullámú átvitelben. Híradástechnika, 1989. 3. szám.
- [3] Pham Thi Huong: Adaptív kiegyenlítési eljárás rádiócsatornán történő adatátvitelre. Híradástechnika, 1990. 2. szám.
- [4] Levendovszky János: Digitális összeköttetések rádiócsatornájának adaptív kiegyenlítése. Híradástechnika, 1989. 3. szám.
- [5] Ladvánszky János: Nemlineáris mikrohullámú áramkörök teljesítményillesztése. Híradástechnika, 1989. 3. szám.
- [6] Frigyes István, Juhász László, Molnár Béla, Pacher István: Bit-

vesztés nélküli átkapcsoló 140 Mbit/s adatátviteli sebességre. Híradástechnika, 1990. 12. szám.

- [7] Rozványi Iván: Digitális jel átviteli tulajdonságainak javítási lehetőségei a 400 MHz-es sávban. Híradástechnika, 1990. 1. szám.
- [8] Denk Attila: GTT 2/1020–34 típusú hibrid mikrohullámú rádiórelé rendszer. Híradástechnika, 1990. 6. szám.
- [9] Abrusán György, Battistig György, Császár Sándor, Marczy Aladár, Perger László, Róna Péter, Tóth Tamás: Időosztású előfizetői rádióberendezés. Híradástechnika, 1989. 2. szám.
- [10] Gergely László: Digitális zenemultiplex berendezés rádiórelé rendszerhez. Híradástechnika, 1990. 6. szám.



Battistig György

A Budapesti Műszaki Egyetemen kapott villamosmérnöki oklevelet 1951-ben. A TKI-ban, BHG-ban, ORION-ban, majd ismét a TKI-ban a mikrohullámú átviteltechnika területén végezte szakmai munkáját mérnök-ként, később a kutatás-fejlesztések egyik irányítójaként. 1990 végi nyugdíjbemeneteléig távközlési rendszertechnikai kérdésekkel és egyes tematikailag kapcsolódó tudományos-műszaki

koordinációs feladatokkal foglalkozott az Intézet tudományos főmérnöként, s ellátta a TKI Tudományos Tanácsának titkári teendőit is. Több publikációja jelent meg hazai és külföldi szakfolyóiratokban és társszerzője néhány szakkönyvnek.

A mikrohullámú rádiórelé hazai meghonosításához és műveléséhez hozzájáruló tudományos és gyakorlati munkáját 1970-ben Állami Díjjal ismerék el. Több éven keresztül vezette a Híradástechnikai Tudományos Egyesület Mikrohullámú Szakosztályát és tudományos társelnöke volt a Távközlési Szakosztálynak. A Puskás Tivadar-díj kitüntette és tulajdonosa az Egyesület aranyjelvényének. Szenior tagja az IEEE-nek.

MODEMEK NAGYKAPACITÁSÚ MIKROHULLÁMÚ DIGITÁLIS ÁTVITELI RENDSZEREKBE

KORMOS LÁSZLÓ, KOVÁCS GÁBOR, KOVÁTS JÁNOS, VÁNYAI PÉTER

TÁVKÖZLÉSI KUTATÓ INTÉZET

A cikk áttekintést ad a nagykapacitású mikrohullámú átviteli rendszerekben alkalmazott modemek tervezésével kapcsolatos néhány problémáról. A vizsgálat tárgya az M—QAM moduláció, hiszen ez a technika terjedt el világszerte az ilyen típusú berendezésekben. A cikk részletesen foglalkozik a modem két kritikus áramkörével: a vivővisszaállítóval és az órajelkinyerővel, továbbá a kódolás-dekódolás egyes kérdéseivel.

1. BEVEZETÉS

A 10—15 éve kifejlesztett első generációs digitális rádió rendszerekben 2—PSK vagy 4—PSK modulációt alkalmaztak. Az egyre növekvő átviteli kapacitásigény és a jeltovábbításra egyre szűkebben rendelkezésre álló frekvenciasáv szükségessé tette a több állapotú modulációk alkalmazását. Az elmúlt 10 évben megjelent berendezésekben főként 16, majd pedig 64 állapotú kvadratúra amplitúdó moduláció (QAM) került megvalósításra [1—4]. A bitsebesség növekedési üteme hasonló mértékű volt, és mára már általánossá vált a 140 Mbit/s, amely 1920 telefoncsatorna átvitelére ad lehetőséget.

Természetesen a bonyolultabb moduláció és a megnövekedett bitsebesség számos áramkörtervezési és technológiai problémát von maga után. Míg a korábban használt berendezések mikrohullámú és középfrekvenciás áramkörei jórészt hasonló módon, de szigorúbb specifikációval megtervezhetők, addig a modemben levő áramköröket jelentősen át kell alakítani, új áramköri elveket és új technológiát szükséges alkalmazni. Így nem véletlen, hogy a témával kapcsolatosan tekintélyes számú publikáció jelent meg (l. pl. [4] irodalomjegyzékét).

A Távközlési Kutató Intézetben a 80-as évek első felében kezdődtek el az első 140 Mbit/s sebességű modellkísérletek. A 16—QAM laborminta adta az alapot a 64—QAM modem fejlesztés mintegy két évvel ezelőtti megkezdéséhez. A cikk a kutatási munka legfontosabb, első sorban elméleti eredményeit foglalja össze oly módon, hogy igyekszik a tervező számára használható összefüggéseket megadni.

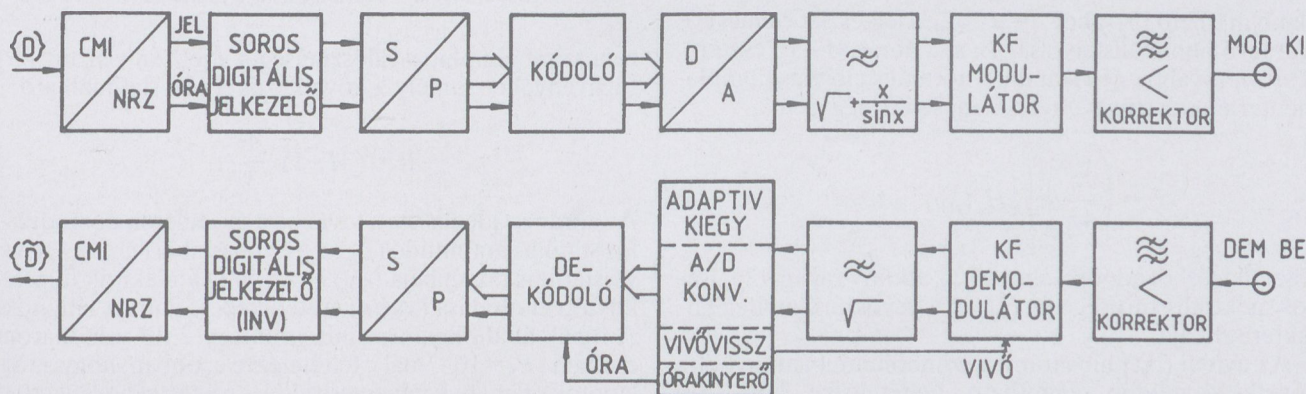
A 2. fejezetben a modem általános felépítése és alapvető működése kerül ismertetésre, s a 3. fejezet a vivővissza-

állító áramkör tervezésének néhány problémáját vizsgálja. Az órajelkinyerés kérdésével a 4. fejezet foglalkozik. Végül az 5. fejezet a kódoló-dekódoló áramkörök felépítéséről és működéséről ad áttekintést.

2. A MODEM FELÉPÍTÉSE ÉS MŰKÖDÉSE

A modem szó lényegében a modulátor és demodulátor szavak összevonásából származik, azonban ez nem jelenti azt, hogy csupán ebből a két áramköri egységből tevődik össze. Az 1. ábra a nagykapacitású digitális berendezésekben alkalmazott modem tipikus felépítését mutatja be.

A beérkező $\{D\}$ adat a CMI/NRZ interface-en keresztül a soros digitális jelkezelőre kerül. Itt a járulékos információ (szolgálati csatorna, hibajelző/javító bitek stb.) hozzáadása és a bitfolyam scramblerezése történik. A teljességhez tartozik, hogy ezen funkciók a S/P átalakítás után is elvégezhetők. A soros/párhuzamos átalakító a beérkező bitfolyamból n bites blokkokat képez, (ahol $n=ld M$, M—QAM átvitel esetén). Az így előállított $f_s=f_b/n$ szimbólumsebességű információ a kódolóra jut, melynek feladata egyrészt a jelkészletben levő 90°-os forgásszimmetria miatti fázisbizonytalanság feloldása, másrészt pedig az információ olyan transzformációja, amely biztosítja, hogy a téves döntés következtében létrejövő bithibák száma kicsi legyen. Az említett feladatok mod 4 értelmű differenciális és Gray-kódolásokkal realizálhatók, ahogy azt majd az 5. fejezet bemutatja. A kódoló kimenetén megjelenő n bites blokkok két $n/2$ bitből álló részre lesznek bontva: ha pl. $X=[x_1, x_2, \dots, x_n]$ az n bites blokk, akkor $X_I=[x_1, x_3, \dots, x_{n-1}]$, illetve



1. ábra. A QAM modem blokkvázlata

$X_Q = [x_2, x_4 \dots x_n]$ képezi a D/A konverterekre kerülő, ún. I és Q csatorna bemenő jeleit. A D/A konverzió után megjelenő $2^{n/2}$ lehetséges szintű jelek az alapsávi sávkorlátozó szűrőkre kerülnek, melyek gondoskodnak az $x/\sin x$ amplitúdó korrekcióról és az adóoldali gyök-Nyquist karakterisztika kialakításáról. (A sávkorlátozás természetesen középfrekvencián is megvalósítható lenne.) A kvadratúra amplitúdó modulált jel előállítását a KF modulátor feladata. Ennek felépítése megegyezik a szokásos szorzó típusú kvadratúra modulátoréval. A modulált jel szűrés, erősítés és az eredő amplitúdó és futási idő karakterisztikák korrekciója után a kimenetre kerül.

Az ábra szerint a modulátor analóg és digitális részekre bontható. Hasonló módon épül fel a demodulátor oldal is, amely azonban lényegesen bonyolultabb. A sávkorlátozó szűrésnél most nincs szükség $x/\sin x$ korrekcióra, mivel azonban a vett jel jelentős torzítással rendelkezhet (például a többutas terjedés következtében), ezért kiegyenlítő áramkörre van szükség, melynek ráadásul adaptívnek kell lennie. A kiegyenlített jelek az A/D konverterekben megfelelő felbontású digitális jelekké kerülnek átalakításra. Ez általában azt jelenti, hogy mindkét csatornában $n/2 + 1$ bites átalakításra van szükség, ebből $n/2$ a vett információ, a plusz egy bit pedig a vivőviszaállító és a kiegyenlítő vezérlőjeleinek létrehozására szolgál.

Az A/D konverzióhoz és a további digitális feldolgozáshoz szükséges órajelet az órajelkinyerő áramkör állítja elő, amellyel részletesen a 4. fejezet foglalkozik. A demodulációhoz szükséges vivőt a vivőviszaállító áramkör szolgáltatja. Erről az áramkörörről a 3. fejezetben találhatók részletek. A vett n -bites információ a kódolási műveletek inverzeit végző dekódolóra jut (részletesebben l. 5. fejezet). A dekódolt biteket a P/S átalakító soros jellé alakítja, majd pedig az adóoldali soros digitális jelkezelési funkciók inverzeit megvalósítva — NRZ/CMI konverzió után — áll elő a $\{\tilde{D}\}$ vett adat.

2.1. A modem teljesítőképessége

A modem teljesítőképessége abból mérhető le, hogy a $\{\tilde{D}\}$ vett és a $\{D\}$ adott jelsorozat mennyire hasonlít egymásra, pontosabban szólva: mi annak a valószínűsége, hogy a vett sorozat hibás lesz. A szimbólumhibák valószínűsége (a szimbólum hibaaarány) M—QAM esetén a

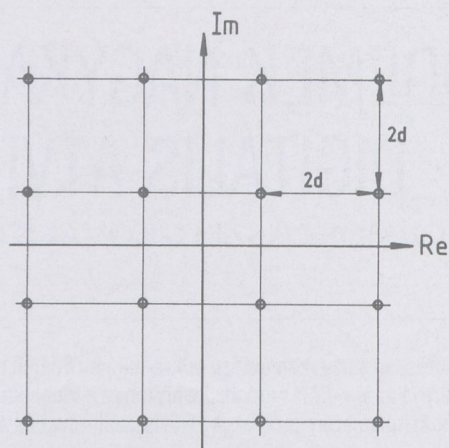
$$P_s = 4 \left(1 - \frac{1}{K}\right) \left[1 - \left(1 - \frac{1}{K}\right) Q(\Delta)\right] Q(\Delta)$$

alakban írható [5], ahol $\Delta = d/\sigma$, $2d$ a jelkészlet elemei között levő minimális távolság (l. a 2. ábrát $M=16$ esetén), $K^2 = M$, továbbá Q a standard normális eloszlás komplexenter eloszlásfüggvénye. A zaj szórásnégyzete a

$$\sigma^2 = \left(\frac{N_0}{4\pi}\right) \int_{-\infty}^{\infty} |H_r(j\omega)|^2 d\omega$$

összefüggésből adódik, ahol N_0 az additív zaj egyoldalsáv-os spektrális sűrűsége és $H_r(j\omega)$ a vevőszűrő átviteli karakterisztikája.

Az átviteli (bit) hibaaarány a szimbólumhibaaarányból a következő módon számítható. Feltételezve, hogy egy szimbólum (bit n -es) tévesztés hatására átlagosan H bit



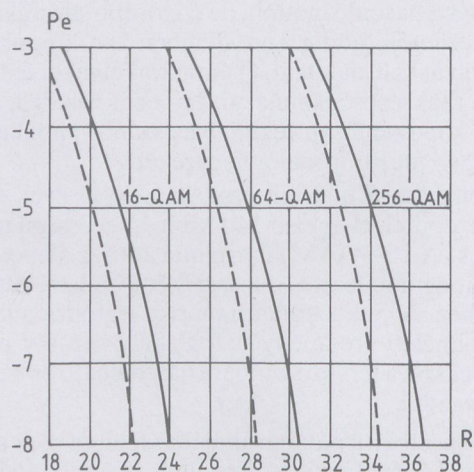
2. ábra. A 16—QAM jelkészlet

($1 \leq H \leq n$) hibásodik meg, (H értékét az alkalmazott kódolás befolyásolja, ezt bővebben az 5. fejezet tárgyalja) a bithibaaarány:

$$P_b = \left(\frac{H}{n}\right) P_s.$$

A bithibaaarány csökkentése hibajavító kódolás alkalmazásával érhető el. Ennek egyik lehetséges módja a paritásbit(ek) beiktatása, illetve valamilyen egyszerű blokk vagy konvolúcióskód alkalmazása [7, 8].

Sajnos a fenti összefüggésekkel megadott hibaaarányt lényegesen megnöveli a modem áramköreinek pontatlansága [6]. A 3. ábra 16, 64 és 256 állapot esetén tartalmazza



3. ábra. Hibaaaránygörbék ideális esetben, és statikus hibák esetén

za a szimbólumhiba-valószínűséget a jel/zaj viszony (R) függvényében, amely a következőképpen definiálható:

$$R = (M-1) \frac{\Delta^2}{3}.$$

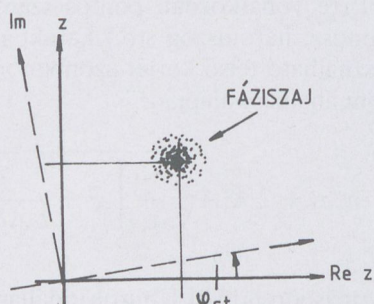
Az ábrán az ideális eset, továbbá a modulátor-demodulátor statikus amplitúdó (δ_m, δ_d) és fázishibái (φ_m, φ_d), a vivő statikus fázishibája (φ_0) és az A/D átalakítók döntési küszöb eltolódása ($\Delta d/d$) esetén kapott görbék láthatók. A hibák által okozott romlás mintegy 2 dB mindhárom esetben ($P_E = 10^{-6}$ -nál), feltételezve azonban, hogy az állapotok számának négyeszeresedése esetén a megengedett pontatlanságok csak fele akkorák lehetnek!

3. VIVŐVISSZAÁLLÍTÁS

A vivőviSSzaállító feladata a vett jelből az adóoldali vivővel koherens referenciajel előállítás a demodulátor számára. A visszaállított vivővel kapcsolatosan három lényeges követelmény állítható:

- kis fáziszaj (jitter),
- kis statikus fázishiba,
- megfelelő befogási tartomány (az adó és vevő oszcillátorok stabilitásától függően).

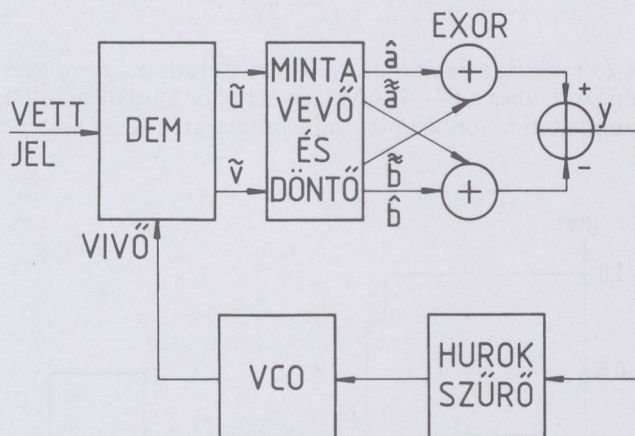
A statikus fázishiba és a fáziszaj hatását a 4. ábra szemlélteti. Látható, hogy a statikus fázishiba hatása a referencia-tengelyek elfordulásaként jelentkezik, a fáziszaj pedig a vett jel ideális állapot körüli szóródását okozza. A harmadik követelmény azt jelenti, hogy a vivőviSSzaállító által megvalósított PLL paramétereit úgy kell megválasztani, hogy a befogási tartományra adódó követelményt ki lehessen elégíteni. Sajnos a befogási tartomány növelésével nő a hurok zaj-sávszélessége is, és ez a fáziszaj növekedését



4. ábra. A statikus fázishiba és fáziszaj szemléltetése

okozza. Így a két szembenálló követelmény kielégítéséhez a tervezés során kompromisszumra van szükség.

M—QAM jelek esetén vivőviSSzaállításra általában döntésvisszacsatolt hurkot alkalmaznak [9]. Bár elvileg használható lenne a 4—PSK-nál alkalmazott negyedik hatványra emelő megoldás is [10], azonban kisebb sajátzaja és egyszerűbb felépítése miatt a döntésvisszacsatolt hurok, és ennek is digitalizált változata terjedt el a ma létező berendezések nagyobb részében. Ezért a továbbiakban



5. ábra. A vivőviSSzaállító blokkvázlata

csak ezzel foglalkozunk. Az áramkör blokkvázlatát az 5. ábra mutatja. Az $\tilde{u}$, $\tilde{v}$ demodulált jelekből az A/D konverterek az alábbi biteket állítják elő:

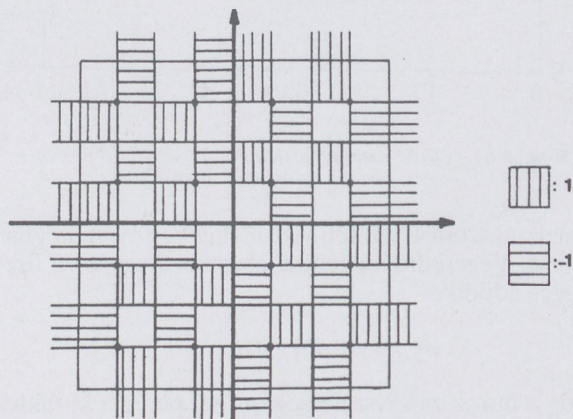
$$\begin{aligned} \hat{a}_l &= \begin{cases} 1 & \text{ha } \tilde{u}(t_0 + lT) \geq 0, \\ -1 & \text{ha } \tilde{u}(t_0 + lT) < 0, \end{cases} \\ \hat{b}_l &= \begin{cases} 1 & \text{ha } \tilde{v}(t_0 + lT) \geq 0, \\ -1 & \text{ha } \tilde{v}(t_0 + lT) < 0, \end{cases} \\ \tilde{a}_l &= \begin{cases} 1 & \text{ha } \tilde{u}(t_0 + lT) \in \left[id, (i+1)d \right] \text{ U } u(t_0 + lT) > (K-1)d \\ -1 & \text{egyébként} \end{cases} \\ \tilde{b}_l &= \begin{cases} 1 & \text{ha } \tilde{v}(t_0 + lT) \in \left[jd, (j+1)d \right] \text{ U } v(t_0 + lT) > (K-1)d \\ -1 & \text{egyébként} \end{cases} \end{aligned}$$

ahol $t_0 + lT$ a mintavételi időpont az l -edik időrésben $i, j \in \{ \pm 1, \pm 3, \dots, \pm (K-1) \}$ és $2d$ a jelkészlet szimbólumai közötti legkisebb távolság.

A hibajel az 5. ábra alapján az

$$y(t) = 1/2 \sum_l (\hat{a}_l \tilde{b}_l - \hat{b}_l \tilde{a}_l)$$

alakban írható. A 6. ábra 16—QAM esetén szemlélteti a hibajel értékét. A fázisdetektor karakterisztika az előbbiek alapján kiszámítható. A karakterisztikát a $[0^\circ, 45^\circ]$ fázishiba intervallumban ábrázolja a 7. ábra. Ez az ábrázolás elegendő, mivel a karakterisztika páratlan és 90° periodicitású. A 7. ábrából kitűnik, hogy csak a $\varphi = 0^\circ$ -nál van stabil pont, azaz 16—QAM esetén nincs false-lock pont! Sajnos ez a tulajdonság 64, 256, ... állapotra nem érvényes. Kimutatható azonban, hogy a hamis befogási pon-



6. ábra. A hibajel értéke a jelkészlet egyes tartományaiban

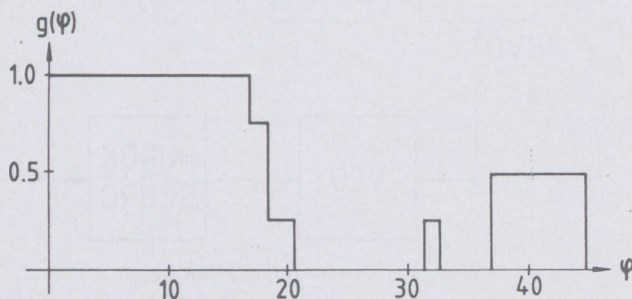
tokba való beállítás valószínűsége elhanyagolhatóan kicsi lesz, ezért ezek nem jelentenek különösebb problémát a hurok tervezése során [6].

A fázisdetektor karakterisztika kiszámítható additív Gauss-zaj jelenléte esetén is. A számítások mellőzésével az alábbi eredmény adódik [6]:

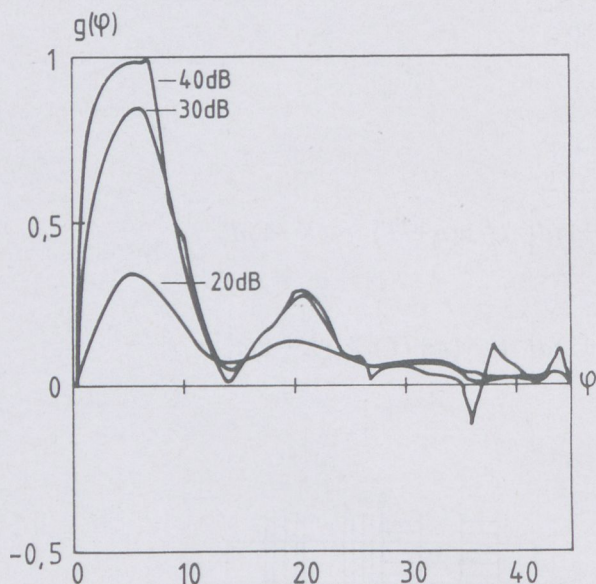
$$g(\varphi) = \left(\frac{1}{M}\right) \sum_{ij} \left[2Q\left(\frac{u_{ij}}{\sigma}\right) - 1 \right] \left\{ 2 \left[\sum_n Q\left(\frac{nd-v_{ij}}{\sigma}\right) - \sum_l Q\left(\frac{ld-v_{ij}}{\sigma}\right) \right] - 1 \right\},$$

ahol $i, j, n = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(K-1)$
 $l = 0, \pm 2, \dots, \pm(K-2),$

u_{ij} és v_{ij} pedig a demodulált jelek értékei adott i, j és φ esetén. A 8. ábra a 64-QAM fázisdetektor karakterisztikát szemlélteti különböző jel/zaj viszony értékek esetén.



7. ábra. A 16-QAM fázisdetektor karakterisztika



8. ábra. A 64-QAM karakterisztika 20, 30, és 40 dB jel/zaj viszonyok esetén

A fáziszaj szórása szintén viszonylag könnyen meghatározható. Végeredményként a következő egyszerű összefüggés adódik:

$$\sigma_{\varphi=0}^2 = B_L T [g'(0)]^2,$$

ahol B_L a hurok zajsávszélessége, $g'(0)$ pedig a karakterisztika meredeksége a $\varphi=0$ pontnál.

A fenti összefüggésből látható, hogy zajmentes esetben

($g' \Rightarrow \omega$) a szórás zérushoz tart. Ez azonban csak ideális esetben van így, a valóságban — az áramköri pontatlanságokat és a zajt is figyelembe véve — mindig zérusnál nagyobb érték adódik a szórásra. Ez az érték azonban általában lényegesen kisebb, mint az analóg (mintavevő-tartó nélküli) döntésvisszacsatolt hurkok esetében. Éppen ezért, és a viszonylag egyszerű realizálhatóság miatt alkalmazzák gyakran ezt a típust.

Végül a befogási tartomány nagyságát kell még meghatározni. Erre vonatkozóan pontos számítások csak speciális (szinusz, háromszög stb.) karakterisztikára ismertek. Használható felső korlát azonban megadható a [11] irodalom analízise alapján:

$$\Delta\omega_p < \pi/\tau_1 + 2 K_v A \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1} \left[\bar{g}^2 + \frac{\bar{g}}{\tau_2 A K_v} \right]},$$

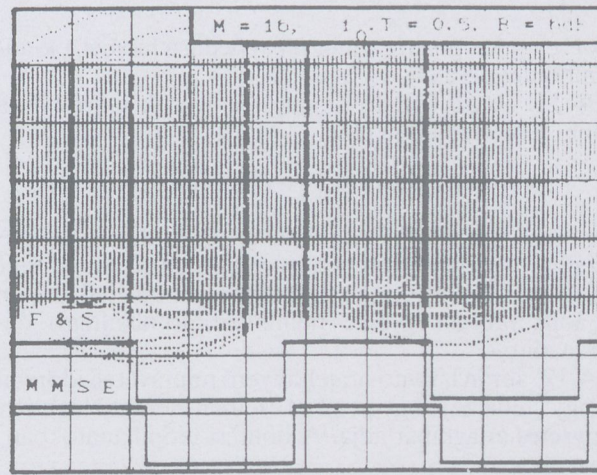
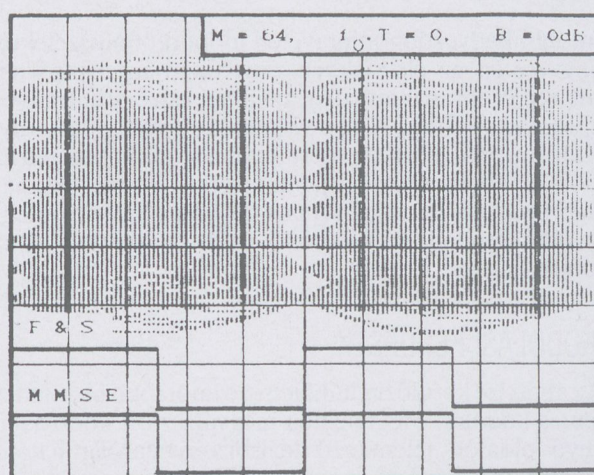
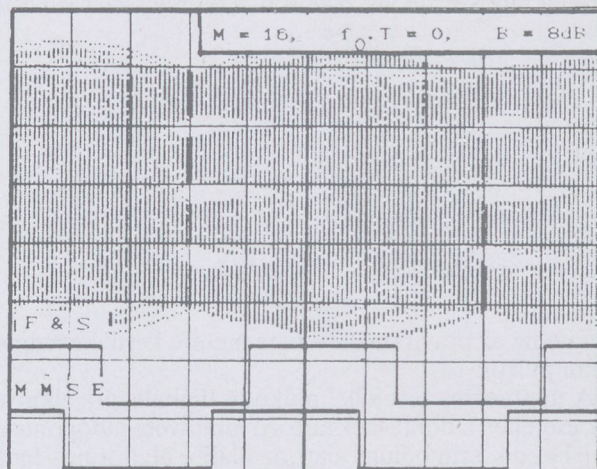
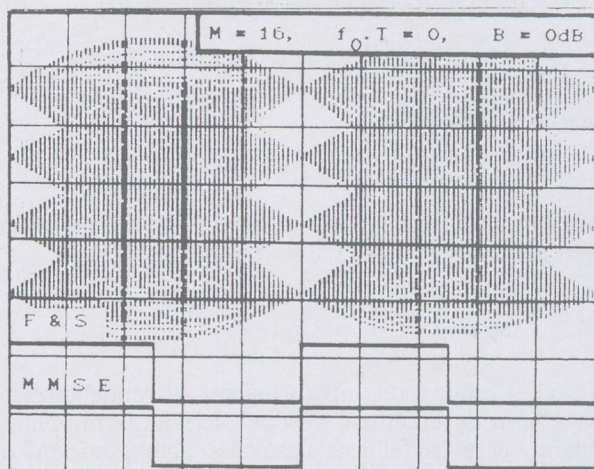
ahol τ_1 és τ_2 a másodrendű PLL hurok időállandói, A a hurokerősítés, K_v a VCO meredeksége, továbbá

$$\bar{g}^2 = \left(\frac{2}{\pi}\right) \int_{-\pi/4}^{\pi/4} g^2(\Phi) d\Phi \text{ és } \bar{g} = \left(\frac{8}{\pi}\right) \int_{-\pi/4}^{\pi/4} \Phi g(\Phi) d\Phi$$

4. ÓRAJELKINYERÉS

Az órajelkinyerés szintén a vett jelből történik. Nagykapacitású rendszerekben azért jelent komolyabb problémát az óravisszaállítás, mert egyrészt nagyobbak a pontossági követelmények, másrészt a szelektív fading miatt az optimális mintavételi időpont eltolódik a torzításmentes esethez képest. A 9. ábra bal oldalán láthatók torzításmentes esetben a 16 és 64 QAM modulációkhoz tartozó szemabrák. A jobb oldalon a szelektív fading hatása figyelhető meg 16 QAM esetén, ahol B a leszívás mélységét, f_0 pedig a helyét jelenti. Az ábrákban a felső órajel négyzetes nemlinearitást alkalmazó, az alsó pedig a négyzetes átlaghibát minimalizáló órajelkinyerőből származik. A mintavétel az órajel felfutó élénél történik.

Egy adott rádiócsatorna esetén a mintavétel akkor optimális, ha a döntés után a hibaarány minimális lesz. Ettől a mintavételi időponttól való eltérés esetén a hibaarány romlik. 16 QAM esetén, ha az RMS fázishiba 8 fok akkor 0,5 dB-lel, ha 10 fok akkor már 1 dB-lel nagyobb adóteljesítményre van szükség a 10^{-6} -os hibaarány biztosításához, mint optimális mintavétel esetén. 64 QAM esetén, már 4 fok RMS fázishibánál ez 0,5 dB, 5 fok RMS fázishibánál pedig már 1 dB a romlás [4]. Ezek az adatok $\alpha=0,5$ -ös lekerekítési tényező estén érvényesek.



9. ábra. Szemábrák 16 és 64-QAM esetén, valamint a szelektív fading hatása a 16-QAM modulációhoz tartozó szemábrákon

Az óravisszaállító tervezéséhez figyelembe kell venni az alábbi szempontokat:

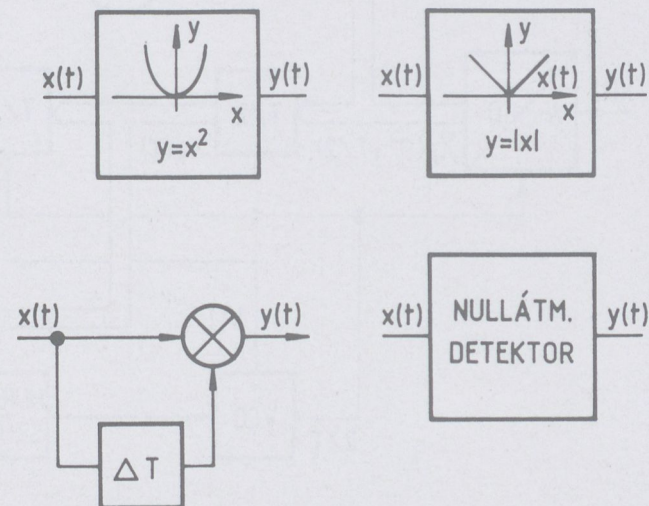
- A vett jel sebessége a névlegeshez képest ± 15 ppm-es eltérést mutathat, ezen belül az órajelkinyerők be kell fognia és követnie kell az előírt pontossággal, kedvezőtlenebb szelektív fading viszonyok között is.
- Az irodalomban közölt adatok alapján a rádiócsatorna állapotában csak 1 ms-nál hosszabb idő alatt következik be jelentősebb változás, ezt viszont az órajelkinyerők követnie kell.
- Az óravisszaállítóknak alkalmazott PLL-ek hurokcsilapítási tényezőjének nagy, 5–7 körülinek kell lennie [12].

A gyakorlatban megvalósított M-QAM rendszerekben alkalmazott órajelkinyerők két csoportba sorolhatók. Az első csoportba tartozó áramkörök valamilyen nemlineáris jelkezelés segítségével állítják elő a szimbólumfrekvenciás órajelet, amelyet azután egy PLL-lel tovább szűrnek [13], [14], [15], [16]. A másik csoportba tartozók a demodulált jelből mintát vesznek, általában szimbólumidőnként kettőt, melyek közül az egyik a döntési időponthoz tartozik, és ezeket 6–8 bites felbontásban digitálisan dolgozzák fel. A mintavételi időpontot úgy választják meg, hogy a döntési időpontokban a minták négyzetes átlaghibája minimális legyen [17], [18], [19].

A nagykapacitású M-QAM modemekben órajelkinyerésre alkalmazott nemlineáris elemeket a 10. ábra tün-

teti fel. Ezek közül legelterjedtebben a másodfokú nemlinearitást alkalmazzák, aminek okai a következők:

- könnyen és jól megvalósítható,
- ezt a nemlinearitást alkalmazó óravisszaállító alapsáv-ról és KF-ről is működik, és mindkét esetben független a vivővisszaállító működésétől,
- matematikailag jól követhető a működése.



10. ábra. Óravisszaszállítóknak alkalmazott nemlinearitások

Ezzel a módszerrel visszaállított $z(t)$ órajel várható értéke:

$$E[z(t)] = A \cos\left(\frac{2\pi t}{T} + \phi\right),$$

ahol:

$$A = Z_2/T \mid Q_0(1/T) \mid \quad Z_2 = E[a_k^2] + E[b_k^2]$$

$$\phi = \arg\{Q_0(1/T)\} \quad Q_0(f) = \mathcal{F}\{|g(t)|^2\}$$

$g(t)$ pedig az óravisszaállító bemenetére kerülő komplex elemi pulzus.

A mintavételezett jellel működő digitális órajelkinyerők esetében a döntéshez tartozó mintavételi időpontot a $(k+1)$ -edik szimbólum alatt az alábbi algoritmus határozza meg:

$$\tau_{k+1} = \tau_k - \alpha u_k(\tau),$$

ahol α egy kis pozitív szám, $u_k(\tau)$ pedig a hibajel a k -edik szimbólumidő alatt.

A 11. ábrán látható áramkör a k -edik időrésben az alábbi hibajelet állítja elő:

$$u_k(\tau) = \operatorname{Re}\{x_k(\tau) [x_k^*(\tau + T/2) - x_k^*(\tau - T/2)]\},$$

ahol $x_k(\tau) = x(\tau + kT)$ a mintavételezett demodulált jel. Belátható, hogy független a vivővisszaállító működésétől és szelektív fading esetén ugyanazt a mintavételi időpontot adja, mint a négyzetes nemlinearitást alkalmazó óravisszaállító.

A 12. ábrán látható órajelkinyerő mintavételi időpontját úgy állítja be, hogy az adott esetben elérhető legkisebb négyzetes átlaghibát adja. A döntési időpillanatokban a hiba:

$$e_k(\tau) = y_k(\tau) - z_k = [y_k^r(\tau) - a_k] + j[y_k^i(\tau) - b_k],$$

ahol

$$y_k(\tau) = y(kT + \tau) \text{ a kiegyenlített, mintavételezett jel,}$$

$$y_k^r(\tau) = \operatorname{Re}\{y_k(\tau)\} \text{ és } y_k^i(\tau) = \operatorname{Im}\{y_k(\tau)\},$$

$$z_k = a_k + jb_k \text{ a vett szimbólumok.}$$

A négyzetes átlaghiba:

$$\varepsilon^2(\tau) = E[|e_k(\tau)|^2].$$

A négyzetes átlaghiba akkor minimális, ha a k -edik időrésben előállított hibajel a következő:

$$u_k(t) = \frac{d|e_k|^2}{d\tau} = 2\operatorname{Re}\left\{e_k(\tau) \frac{dy_k^*}{d\tau}\right\}.$$

Mivel a jel mintavételezett formában áll rendelkezésre, ezért a fenti egyenletben szereplő derivált, szimbólumidőnként két minta felhasználásával az alábbi módon közzelíthető:

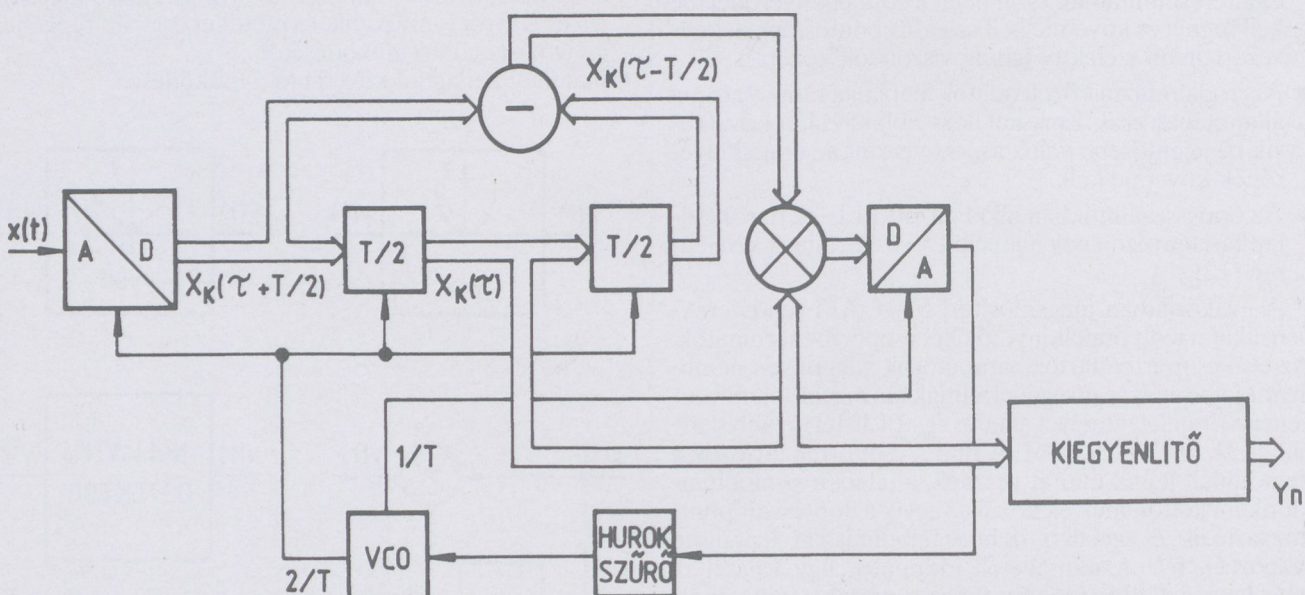
$$u_k(\tau) = 2\operatorname{Re}\{e_k(\tau) [y_k^*(\tau - T/2) - y_k^*(\tau + T/2)]\}.$$

Ez utóbbi kedvezőbb mintavételi időpontot ad szelektív fading esetén az előzőekben ismertetett módszereknel (mint az a 9. ábrán is látható), azonban van egy hátrányos tulajdonsága is, hogy függ a visszaállított vivő pillanatnyi fázisától. A gyakorlatban ezért felszinkronizálás esetén az előbbi (11. ábrához tartozó), mintavételezett jelet használó algoritmust érdemes alkalmazni és ha a négyzetes átlaghiba már elegendően kicsi, akkor lehet átkapcsolni az utóbbira.

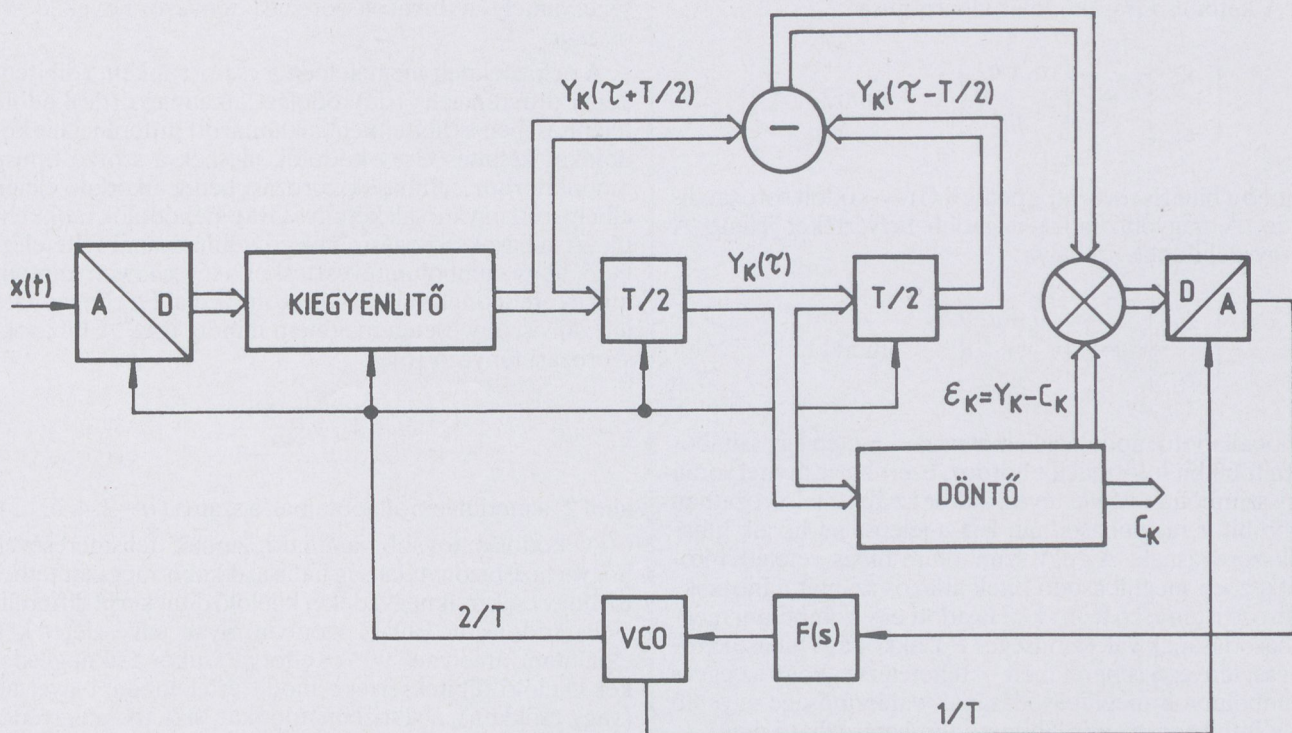
5. KÓDOLÁSI KÉRDÉSEK

Az átvitelre kerülő digitális jelsorozat több ok miatt is érdemes kódolni. Megfelelően megválasztott kódolással a vevő oldalon jelentkező fázisbizonytalanság hatása megszüntethető, másrészt azonos jel/zaj viszony mellett a bithibaarány is csökkenthető.

Az M-QAM átvitelnél használt jelkészletek szimmetrikus elrendezése miatt a vett jelből előállított vivő fázisa nem lesz egyértelmű. A jelkészlet síknegyedes szimmetri-



11. ábra. Mintavételezett demodulált jelet felhasználó órajelkinyerő



12. ábra. MMSE kritériumot alkalmazott óravisszaszállító

ája következtében a kinyert vivő referencia fázisa 0° , 90° , 180° vagy 270° -kal különbözhet az adó oldali vivő referenciának tekintett fázisától. E fázisbizonytalanság hatására az átvitt szimbólumok vétele hibás is lehet. Ha a moduláló jel egy tetszőleges időrésben

$$z = a + jb,$$

akkor a modulált jel

$$s_m = ze^{j\omega_0 t},$$

ahol ω_0 a vivő körfrekvenciája. Az s_m modulált jelet a vevő oldalon megszorozva a vivővisszaállító

$$e^{-j(\omega_0 t + \varphi)}$$

jelével, ahol φ a vevő oldali vivő referencia fázisának eltérése az adó oldaliétól ($\varphi = 0^\circ$, 90° , 180° vagy 270°), a következő demodulált jel adódik:

$$\tilde{z} = ze^{-j\varphi} = (a + jb)e^{-j\varphi}.$$

A demodulált jel a visszaállított vivő négy lehetséges referencia fázisának függvényében az alábbi:

$$\begin{aligned} \varphi = 0^\circ & \quad \tilde{z} = a + jb \\ \varphi = 90^\circ & \quad \tilde{z} = b - ja \\ \varphi = 180^\circ & \quad \tilde{z} = -a - jb \\ \varphi = 270^\circ & \quad \tilde{z} = -b + ja \end{aligned}$$

Látható, hogy a fázisbizonytalanság elleni védekezés nélkül az átvitel csak akkor lesz helyes, ha a visszaállított vivő referencia fázisa megegyezik az adó oldaliéval.

A fázisbizonytalanság elleni védekezés egyik legegyszerűbb módja a differenciális kódolás alkalmazása. Ez ugyan magát a fázisbizonytalanságot nem szünteti meg,

viszont az átvitel helyességét függetleníti a visszaállított vivő referencia fázisától. A differenciális kódolás alkalmazásakor ugyanis a továbbított digitális jelsorozat szimbólumváltozásai tartalmazzák az eredeti digitális jelsorozatot. A differenciális kódolást a síknegyedeket, síktizenhatodokat, síkhatvannegyedeket stb. kijelölő két-két bitre (ezeket hívják dibiteknek) külön kell alkalmazni. A kétbites differenciális kódolás algoritmus:

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix}_n = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}_n + \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix}_{n-1} \pmod{4},$$

ahol a_n az eredeti jelsorozat, d_n pedig a differenciálisan kódolt jelsorozat n -edik szimbólumidőbeli dibitje. A differenciális dekódolás szabálya az előző kifejezés átrendezésével:

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}_n = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix}_n - \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix}_{n-1} \pmod{4}.$$

Ahhoz, hogy a differenciális kódolás valóban megszüntesse a fázisbizonytalanság hatását, meghatározott elrendezésű jelsorozat szükséges. Ha a differenciális kódolás dibitenként kerül alkalmazásra, akkor a jelsorozat elrendezésének olyannak kell lenni, hogy a síknegyedeket, síktizenhatodokat, síkhatvannegyedeket stb. kijelölő dibitek a jelsorozat 90°-os elforgatásakor mod4 értelemben 1-gyel növekedjenek (vagy csökkenjenek). A gyakorlatban szinte kizárólag alkalmazott szorzó típusú modulátor jelszerkezete nem teljesíti ezt a feltételt, ezért a differenciális kódoló és a modulátor közé olyan illesztést kell helyezni, amely a modulátor jelszerkezetét a differenciális kódolás elvégzéséhez szükséges jelszerkezetté alakítja át. Ez az illesztés a differenciálisan kódolt dibitek Gray-kódolásával valószínűsíthető meg.

A kétbites Gray-kódolás algoritmus:

$$\begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 + b_2 \\ b_2 \end{bmatrix} \mod 2,$$

ahol b a bináris sorozat, g pedig a Gray-kódolt sorozat d-bitje. A nagyobb index nagyobb helyértéket jelent. A Gray-dekódolás szabálya:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 + g_2 \\ g_2 \end{bmatrix} \mod 2.$$

Többállapotú moduláció alkalmazása esetén egy szimbólum több bit információt hordoz, ezért ha az átvitel során egy szimbólum vétele téves, akkor az átvitt jelsorozatban több bit is meghibásodhat. Ezt a jelenséget hívják hibasokszorozásnak. Az egy szimbólum hibás vételéből következően meghibásodó bitek átlagos számát a hibasokszorozási tényező fejezi ki. Ha adott egy szimbólum meghibásodásának valószínűsége (P_b), akkor a H hibasokszorozási tényező ismeretében — feltételezve, hogy az egyes szimbólumok meghibásodásának valószínűsége egyenlő — a bithibaarány az alábbi módon határozható meg:

$$P_b = H \frac{P_s}{n},$$

ahol n az egy szimbólum által hordozott bitek száma. Egy adott kódolás jóságát tehát a hibasokszorozási tényező fejezi ki. Minél kisebb a hibasokszorozási tényező, annál jobb a kódolás. Azonos jel/zaj viszony mellett a hibasokszorozási tényező csökkentésével a bithibaarány csökkenthető.

A hibasokszorozási tényező csökkentéséhez a jelkészlet olyanná kell átalakítani, amelyben a szomszédos szimbólumok Hamming-távolsága a lehető legkisebb. Ez azért szükséges, mert elfogadható jel/zaj viszony esetén szimbólumtévesztéskor nagy valószínűséggel az eredeti szimbólum valamelyik szomszédjára történik a döntés. Minél kevesebb bitben különbözik ez az eredeti szimbólumtól, annál kevesebb bit fog meghibásodni az átvitt jelsorozatban is. A jelkészlet hibasokszorozást csökkentő átalakítását a differenciális kódoló előtt elhelyezett egyseggel lehet elvégezni.

A differenciális kódolás alkalmazásának hátránya, hogy növeli a csatorna memóriáját. Ez azt jelenti, hogy ha az átvitel során valamelyik szimbólumban meghibásodik egy d-bit, akkor annak differenciális dekódolása után már két szimbólumban is hibás d-bitet okoz. Ez a hibaterjedés

sége, amely a hibasokszorozási tényező növekedését okozza.

Az előzőeknek megfelelően a csatornánként (dibitenként) differenciális (de)kódolást alkalmazó (de)kódoló felépítésében a dibitenként alkalmazott differenciális kódolókat kétbites Gray-kódolók illesztik a szorzó típusú modulátorhoz, a hibasokszorozást pedig a kódoló elején elhelyezett ugyancsak kétbites Gray-dekódolók csökkentik. A hibasokszorozási tényező számításánál feltételezhető, hogy szimbólumtévesztéskor a tévesen vett szimbólum az eredetinek valamelyik szomszédja. Ez elfogadható jel/zaj viszony esetén majdnem mindig igaz. A hibasokszorozási tényező [6]:

$$H = 4 - \frac{n}{2^{n/2} - 1},$$

ahol 2^n a moduláció állapotainak a száma ($n=2, 4, 6, \dots$).

A kódolás tovább javítható, annak felismerésével, hogy a fázisbizonytalanság hatása akkor is megszüntethető, hogy csak a síknyegedeket kijelölő d-bit kerül differenciális kódolásra. Ehhez azonban olyan jelkészletet kell előállítani, amelynek 90° -os elforgatásakor a síknyegedeket kijelölő d-bitek értéke mod 4 értelemben 1-gyel nő (vagy csökken), a síktizenhatodokat, síkhatvanegyedeket stb. kijelölő d-bitek értéke pedig nem változik. Ilyen jelkészletet úgy lehet előállítani, hogy a síknyegedeket kijelölő d-bit differenciálisan kódolt értéke mod 4 értelemben külön-külön hozzáadásra kerül a többi d-bithez, amelyek differenciálisan nem lesznek kódolva. A jelkészlet további átalakításával a síknyegedeken belüli Hamming-távolság 1 lesz. A hibasokszorozási tényező ekkor a

$$H = 1 + \frac{n/2}{2^{n/2} - 1}$$

kifejezésből [6] számítható. Ez a kódolás a fázisbizonytalanságot megszüntető kódolások között, a hibasokszorozási tényező szempontjából a legjobb.

6. ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk áttekintette a kvadratúra amplitúdó modulált rendszerek modemjének tervezésével kapcsolatos problémákat. A modem tipikus felépítésével és működésével, a vivővisztaállítás és órajelkinyerés kérdéseivel, továbbá a kódolási problémák közül a fázisbizonytalanság hatásának feloldásával foglalkozó fejezetek olyan összefüggéseket és algoritmusokat tartalmaznak, amelyek lehetővé teszik a tervező számára az áramkörök realizálását.

IRODALOM

- [1] D. Rockwell: AT & T introduces 64-QAM digital microwave radio, *Microwaves & RF* 43—61, Aug. 1984.
- [2] Y. Daido, S. Takenaka, F. Fukuda, T. Sakane, H. Nakamura: Multilevel QAM modulation techniques for digital microwave radios, *IEEE Sel. Areas in Comms.*, 336—340, Apr. 1987.
- [3] Y. Suzuki, K. Ogawa, S. Takenaka: Multilevel QAM digital radio, *Fujitsu Sc. Techn. Journal*, 294—306, Sept. 1986.
- [4] T. Noguchi, Y. Daido, J. A. Nossek: Modulation techniques for microwave digital radio, *IEEE Comms Mag.*, 21—30, Oct. 1986.
- [5] M. K. Simon, J. G. Smith: Carrier synchronization and detection of QASK signal sets, *IEEE COM—22*, 98—106, Feb. 1974.
- [6] J. Kovács: Átviteli és szinkronizációs problémák QAM rendszerekben. Kandidátusi értekezés, Budapest, 1989.
- [7] H. Barth, K. Kahn, J. Nossek, G. Seebald: QAM digital radio relay modems for the transmission of 140 Mbit/s signals, *Siemens Telcom report Vol. 10.*, 68—79, Aug. 1987.
- [8] E. Douverne, D. Eilts, D. Mönch, K. Ruthermann: Modulator and demodulator, *ANT Telecomm. Reports*, 15—22, Dec. 1985.
- [9] A. Leclert, P. Vandamme: Universal carrier recovery loop for QASK and PSK signal sets, *IEEE COM—31*, 130—136, Jan. 1983.
- [10] A. Rustako, L. Greenstein, R. Roman, A. Saleh: Using times-four carrier recovery in M-QAM digital radio receivers, *IEEE Sel. Areas in comms*, 524—533, Apr. 1987.
- [11] M. Hoffmann: Zur Trägerableitung bei höherstufigen QAM Signalen, *Frequenz*, 256—263, 42 (1988) 9.

- [12] Stracca, Radelli: Comparison of Tuned Resonators and PLL's as Timing Extractors in Long Chain of Regenerators, Alta Frequenza, Aug. 1983.
- [13] Franks, Bubrouski: Statistical Properties of Timing Jitter in a PAM Timing Recovery Scheme, IEEE Trans. on Com., July 1974.
- [14] D'Andrea, Mengali: Performance Analysis of the Delay Line Clock Regenerator, IEEE Trans. on Com., April 1986.
- [15] D'Andrea, Mengali, Moro: Nearly Optimum Prefiltering in Clock Recovery, IEEE Trans. on Com., Nov. 1986.
- [16] ANT Telecom Reports, Vol. 2. Dec. 1985.
- [17] Gardner: A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receiver, IEEE Trans. on Com., May 1986.
- [18] Sari, Desperben, Moridi: Minimum Mean-Square Error Timing Recovery Schemes for Digital Equalizers, IEEE Trans. on Com., July 1986.
- [19] Colombo, Di Donna, Pincin: A Quantized Digitally Implementable MMSE Algorithm for M-QAM Timing Recovery, Proc. of 2nd ECRR, 1989 Padua.
- [20] Frigyes, Szabó, Ványai: Digitális mikrohullámú átviteltechnika, 9. fejezet, Műszaki Könyvkiadó, 1980.

MODEMS IN HIGH CAPACITY DIGITAL MICROWAVE SYSTEMS

L. KORMOS, G. KOVÁCS, J. KOVÁTS AND P. VÁNYAI

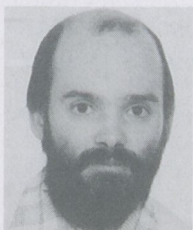
RESEARCH INSTITUTE FOR TELECOMMUNICATIONS
BUDAPEST, P.O.BOX 15, H-1525

The paper gives an overview of the design aspects of QAM modems used in high capacity digital microwave systems. After the general description of QAM modems structures, the paper deals with the problems of coding providing resolution of phase ambiguity and discusses the realisation of carrier and timing recovery. The algorithms and equations given in the paper are useful in QAM modem design practice.



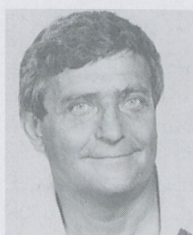
KORMOS LÁSZLÓ

1983-ban szerzett villamosmérnöki oklevelet a Budapesti Műszaki Egyetem Elektronikai Technológia szakán. 1983–1984 években a FOK-GYEM Szövetkezetnél a mikroprocesszoros vezérlések fejlesztésével foglalkozott. 1985-től kezdődően a Távközlési Kutató Intézet munkatársa, ahol a digitális mikrohullámú rádiórelé kutatás-fejlesztési munkákban vesz részt.



DR. KOVÁTS JÁNOS

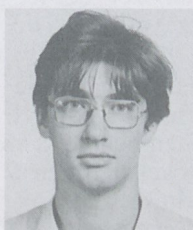
1980-ban végzett a Budapesti Műszaki Egyetem híradástechnikai szakán. 1983-ig ugyanott szakmérnöki képzésben vett részt. Műszaki doktori címet 1984-ben, kandidátusi fokozatot 1990-ben szerzett. 1980-tól kezdődően dolgozik a Távközlési Kutató Intézetben. Fő érdeklődési köre a digitális hírközlés, ezen belül elsősorban a demoduláció, a vivőviszsaállítás és a kódolás problémáival foglalkozik.



DR. VÁNYAI PÉTER

a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki karán 1960-ban szerzett oklevelet, majd 1969-ben mikrohullámú szakmérnöki képesítést nyert. 1960 óta dolgozik a Távközlési Kutató Intézetben. Munkássága kezdetben a nemreciprok passzív ferromágneses eszközök és anyagok technikájával volt kapcsolatos. Jelenleg a digitális jelfeldolgozó áramkörök, a mikrohullámú átviteltechnika és a mérés-technika területén végez kutató-fejlesztő munkát.

Egyetemi doktori címét 1970-ben kapta. Eredményeit 29 idegen nyelvű és 41 magyar nyelvű szakkikben publikálta, emellett társszerzőként részt vett 3 szakkönyv megírásában is. Szakirodalmi tevékenységét Virágh–Pollák-díjjal ismerték el és megkapta a Kiváló Feltaláló kitüntetés arany fokozatát.



KOVÁCS GÁBOR

1988-ban fejezte be tanulmányait a Budapesti Műszaki Egyetem híradástechnikai szakán. Ugyanettől az évtől dolgozik a Távközlési Kutató Intézetben, ahol a digitális átviteltechnikai kérdésekkel foglalkozik.

MIKROHULLÁMÚ TRANZISZTOROS VÉGERŐSÍTŐK NAGYSEBESSÉGŰ DIGITÁLIS RÁDIÓRELÉ BERENDEZÉSEKBEN

NEMCSICS ELEK, GYENES IMRE, TÓTH TAMÁS

TÁVKÖZLÉSI KUTATÓ INTÉZET

A cikk áttekinti a sokcsatornás mikrohullámú rádiórelé berendezések rádiófrekvenciás adóvégerősítővel szemben támasztott követelményeket, és összefoglalja az ilyen erősítők tervezésében és építésében a TKI-ban elért eredményeket.

1. BEVEZETÉS

Napjainkban az analóg összeköttetésekkel szemben a nagysebességű digitális hírközlő rendszerek térhódítása tapasztalható, amelyek növekvő minőségi követelményeket támasztanak a bennük alkalmazott adóvégerősítőkkel szemben. A cikk összefoglalja az ilyen erősítőktől elvárt minőségi jellemzőket. A torzítási, kimenőszint és erősítés előírásokat gyakorlatban megvalósított rendszerek adatai illusztrálják. Ezekben az erősítőkben a félvezetőtechnika rohamos fejlődése következtében ma már leggyakrabban GaAs FET tranzisztorokat használnak. A GaAs FET-ekből épített lineáris erősítőláncokra vonatkozó néhány tervezési és konstrukciós megfontolás után a cikk összefoglalja, hogyan lehet növelni az egyes erősítő fokozatok linearitását. Végezetül egy ötfokozatú erősítő példáján röviden bemutatja a tervezési folyamatot, és ennek kapcsán további fontos tervezési szempontokkal, a tápfeszültség bevezető hálózatokkal és a termikus hatások csökkentésével foglalkozik, majd közli az erősítő mérési eredményeit.

2. AZ ERŐSÍTŐVEL SZEMBEN TÁMASZTOTT KÖVETELMÉNYEK

A nagysebességű digitális jelek átvitelekor a frekvenciasáv jobb kihasználása érdekében többállapotú kódolást alkalmaznak. Kisebb sebesség esetén elegendő lehet olyan jelkészlet választása, ahol állandó amplitúdó mellett a fázis 2–8 állapot közötti változása hordozza az információt (PSK moduláció) (Természetesen ez csak egy példa a gyakorlatban alkalmazott modulációs módok közül.) Ahhoz, hogy egy 140 Mbit/s sebességű rendszerben elfogadható sávszélesség adódjon, a fenténél jóval több állapotra van szükség. Az állapotok számának növelésével a PSK jel egyre érzékenyebb a zajokra és torzításokra. Jobb minőségű átvitel érhető el kvadratúra amplitúdó modulációval (QAM), ahol nemcsak a jel fázisa, hanem amplitúdója is több értéket vehet fel. (Például egy 140 Mbit/s sebességű 64QAM rendszer sávszélessége igénye 23,5 MHz, így ez meglévő analóg összeköttetések helyére is telepíthető.) [1].

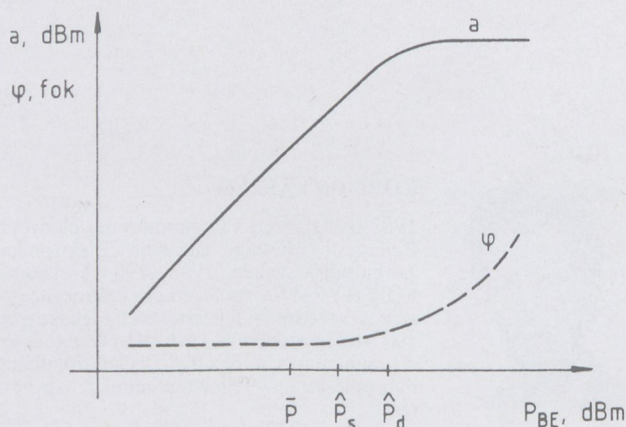
A fentiekből következik, hogy QAM jel átvitele az állapotok számának növelésével egyre inkább olyan követelményeket támaszt az RF áramkörökkel szemben, mint az analóg jelátvitel. Emiatt az adó végerősítővel szemben az egyik legfontosabb követelmény a linearitás.

Az erősítő sávszélességét úgy célszerű megválasztani,

hogy átfogja az adott mikrohullámú hírközlési sávot. Ez a 4, 6, 8, illetve 13 GHz-es sávokban néhány száz MHz-től egy GHz-ig terjedhet, ami kb. 10%-os sávszélesség igényt jelent.

A fix telepítésű földfelszíni rádiórelé berendezésekben szükséges adóteljesítményt elsősorban az ismétlőállomások közötti szakaszcsillapítás, az adott földrajzi terület fadingstatisztikája, valamint a vevő zajtényezője illetve sávszélessége határozza meg. A napjainkban használatos összeköttetésekben ez az adóteljesítmény watt nagyságrendű. Az adó végerősítő bemenetére jutó jel nagysága általában $-20 \dots -10$ dBm, így körülbelül 40–50 dB erősítéssel érhető el a kívánt adószint.

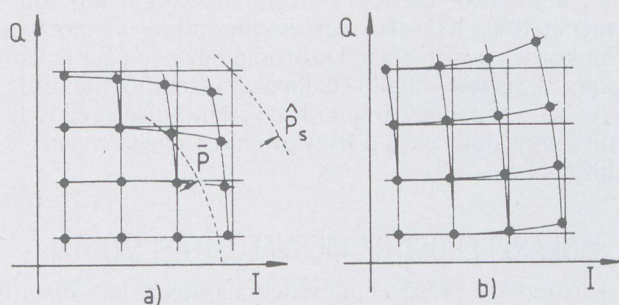
Az erősítők általában a bemenetre adott szint növelésével telítési jellegű amplitúdó karakterisztikával és GaAs FET erősítőkben növekvő, HH csöves erősítőkben csökkenő fáziskésleltetéssel rendelkeznek. Az 1. ábra egy



1. ábra GaAs FET erősítő kimenő szintje a kivezélés függvényében:
a abszolút érték, φ fázis

Jelölések: $\bar{P}$ átlagteljesítmény, $\hat{P}_s$ a statikus, $\hat{P}_d$ pedig a dinamikus esetben a csúcsteljesítmény

FET erősítő amplitúdó és fázis karakterisztikáját tünteti fel, a 2. ábra pedig az ilyen karakterisztikáknak a QAM jelekre gyakorolt hatását mutatja. A 64QAM esetén a $\hat{P}_s$ csúcsteljesítmény (amely a 2. ábrán az origótól legtávolabbi állapothoz tartozik) az átlagszintnél 3,7 dB-rel nagyobb. A csúcs és az átlagszint arányát tovább növeli az, hogy (a keverő előtt, középfrekvencián megvalósított) kimeneti spektrumot formáló szűrés miatt az erősítő bemenetére jutó jel további járulékos amplitúdó modulációt



2. ábra. Az 1. ábra szerinti karakterisztikák hatása 64QAM jelre
a) amplitúdó torzítás, b) fázistorzítás

tartalmaz. Ennek nagysága például egy 0,5-ös lekerekítésű Nyquist szűrő esetén 3,4 dB, ami azt jelenti, hogy 64QAM jel esetén az átlagnál 7,1 dB-lel nagyobb csúcshatárú jeleket kell kis torzítással átvinni [2] (1. ábra, $\hat{P}_d$).

Az elmondottak illusztrálása céljából az 1. táblázat az irodalomban publikált adatokra támaszkodva összefoglalja néhány nagysebességű digitális berendezés adóerősítőjének főbb műszaki paramétereit. A táblázat feltünteteti a későbbiekben ismertetésre kerülő, a TKI-ban megépített erősítő adatait is. Az erősítő fokozatok száma mellett B betű jelöli, ha a végfokozat két vagy több, hibridekkel párhuzamosan kapcsolt erősítő fokozatból áll. A P teljesít-

ményt jelöl, P_{SAT} a telítési, P_{1dB} pedig az 1dB-es kompressziós szintet jelöli. A kétjeles méréssel kapott harmadrendű Intercept Point IP_3 , az n-ed rendű intermodulációs termékek relatív szintje IM_n . (E paraméterek magyarázatát a következő fejezet tartalmazza.)

A mért AM/PM konverziós adatok számértéke jelentősen függ a hőmérséklettől. Üzemi körülmények között (nagy jelsebesség esetén) a FET hőtehetetlensége miatt a csúcshatárú jelekhez alacsonyabb csatorna hőmérséklet tartozik, mint az állandó szintű, vagy (a FET termikus időállandóinál nagyságrendekkel lassúbb ütemű) sweepelt jelszintű méréseknél. Az üzemi viszonyoknak jobban megfelelő eredmények impulzus üzemi mérésekkel kaphatók [3]. A táblázat AM/PM adatainak összehasonlításánál figyelembe kell venni, hogy a legtöbb esetben nem közölték, hogy a méréseket milyen módon végezték.

3. GaAs FET ERŐSÍTŐK

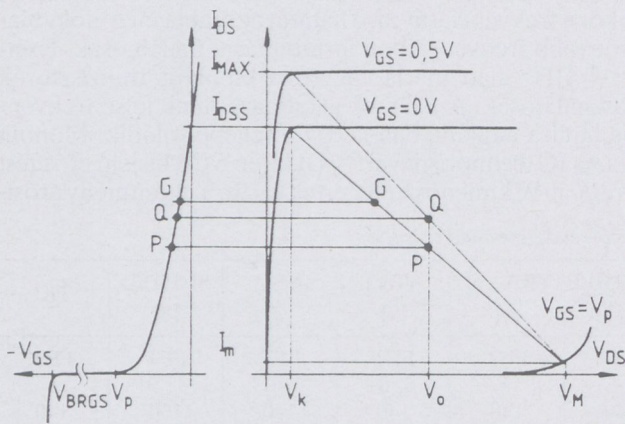
A mikrohullámú FET-ek erősítőként való alkalmazásakor a frekvenciasáv alsó határát az szabja meg, hogy alacsonyabb frekvenciákon instabilitásra hajlamosak. Ezért 3–4 GHz alatt ma is nagyrészt bipoláris tranzisztorok használatosak. A FET-ek alkalmazásának felső frekvencia határa napjainkban is egyre feljebb tolódik. Monolit GaAs IC technológiával 34 GHz-en 6 dB kisjelű erősítést és 200 mW kimenőszintet értek el [9]. Teljesítmény erősí-

1. táblázat. Nagysebességű digitális berendezések adó erősítői

	GEC [3]	SIEMENS [4]		TELETTA [5] [6]		AT&T [7]	NEC [2]	FUJITSU [8]	TKI
Erősítő eszköz	FET	FET	HH	FET	FET	FET	FET	FET	FET
Fokozatok szám	—	—	—	—	4	5, B.	7, B.	—, B.	5
Kapacitás [Mbit/s]	140	—	—	140	140	140	140	100	140
Moduláció	16QAM	64QAM	64QAM	64QAM	64QAM	64QAM	64QAM	256QAM	64QAM
AGC	van	—	—	van	van	van	van	van	—
Előtörzítő	nincs	nincs	nincs	fix, KF	fix, KF	fix, KF	fix, RF	adaptív RF	—
Frekvenciasáv [GHz]	6	6	6	6	4	6	6	5	6
Sávszélesség [MHz]	400	600	1000	400	600	500	400	300	800
P_{KI} (átlag) [dBm]	30	31	31	28	29,5	31	35	38	30
P_{BE} (átlag) [dBm]	−10	−12	−15	—	−15	−12,5	−20	−25	−9
Erősítés dB									
AGC csillapítóval	40	—	—	—	44,5	—	55	—	—
AGC csillapító nélküli	—	43	46	—	49,5	43,5	—	63	39
Erősítés hőfüggése [dB]	7	—	—	—	2	5,5	—	—	2
hőtartomány [°C]	0–70	—	—	—	0–50	25–50	—	—	25–55
Erősítés ingadozás [dB]	<0,3	1	1	—	—	0,3	<1	1,2	±1
Csoportfutási idő ingadozás [ns]	<0,5	—	—	—	—	—	—	—	—
	± 22MHz sávban					30MHz sávban	teljes sávban	teljes sávban	teljes sávban
P_{sat} [dBm]	—	—	—	37	—	—	44	50,1	—
P_{1dB} [dBm]	35	40,3	—	—	39	39	43	—	36
Backoff [dB]	5	9	—	8	8,5	8	8	8	7
IP_3 [dBm]									
előtörzítővel	—	—	—	—	—	—	—	—	—
előtörzítő nélkül	—	51,2	51,5	45	—	—	—	—	46
IM_3 [dBc]									
előtörzítővel	—	—	—	—	—	—	−60	—	—
előtörzítő nélkül	—	—	—	—	−43	—	−43	−42	−40
IM_5 [dBc]									
előtörzítővel	—	—	—	—	—	—	—	—	—
előtörzítő nélkül	—	—	—	—	−60	—	—	<−85	−49
AM/AM [dB/dB]									
előtörzítővel	—	—	—	0,05	—	—	—	—	—
előtörzítő nélkül	0,05	<0,05	<0,05	0,25	—	—	—	—	<0,05
AM/PM [fok/dB]									
előtörzítővel	—	—	—	0,1	—	—	—	—	—
előtörzítő nélkül	0,2	0,4	−0,2	0,4	0,65	—	—	—	0,55
Fogyasztás [W]	—	78	103	—	52	74	—	510	56

tő alkalmazásokban a 10 GHz alatti frekvenciákon a GaAs FET-ekkel 10 W körüli kimenőszint érhető el [10].

A fent említett 40 dB körüli erősítés a mai eszközökkel 4–5 erősítő fokozattal valósítható meg, fokozatonként 6–10 dB erősítéssel. A linearitási követelmények miatt a tranzisztorokat A-osztályú beállításban kell működtetni. Az egyes fokozatok munkapontjának megválasztásánál különböző szempontok érvényesülnek. Indokolt arra törekedni, hogy az első fokozatok torzítása a végfokéhoz képest elhanyagolható legyen, mert ekkor egyszerűbb lesz az erősítő nemlineáris viselkedése, így az esetleges előtorzító áramkörrel jobb eredményeket lehet elérni [7]. Ezért az első fokozatok kis szinten üzemelnek, ezek a lehető legnagyobb erősítést eredményező munkapontban működnek (3. ábra G pontja). A meghajtó és a végfokozatot a kis torzítás érdekében a maximális kivezérelhetőséget biztosító munkapontba kell állítani. Ezt a 3. ábrán a P pont jelöli.



3. ábra. Jellegző GaAs FET munkapontok
Jelölések: I_{DS} , V_{DS} drain-source áram, feszültség;
 V_{GS} gate-source feszültség;
 V_p csatorna elzáródási feszültség;
 V_k könyökponthoz tartozó V_{DS} ;
 V_{BRGS} , V_{BRGD} letörési feszültségek;
 I_{DSS} a nulla V_{GS} -hez tartozó I_{DS} ;
 I_{MAX} a $V_{GS}=0,5$ V-hoz tartozó I_{DS} ;
 $V_M = -V_{BRGD} + V_p$;
 $I_m (= I_{DSS})$ drain áram, ha $V_{GS}=V_p$ és $V_{DS}=V_M$;
 $V_G = (V_M + V_k)/2$

Posztív gate feszültségek megengedése esetén a fentiniél nagyobb kivezérlés is elérhető. Az RF jel addig növelhető, amíg a gate-feszültség maximuma eléri a +0,5 V körüli értéket. (Ilyenkor gate egyenáram indul meg, ezenkívül a gate körben az RF jel egyenirányítása miatt a 3. ábra szerinti a Q munkapont eltolódik a negatív gate-feszültségek irányába.) A pozitív jelcsúcsokban folyó gate-áram miatt a tranzisztor tönkremehet, vagy élettartama csökkenhet [11]. (Egyes megbízhatósági vizsgálatok szerint a pozitív gate-áram nem feltétlenül csökkenti az élettartamot [12], de a gyakorlatban ezt az állapotot célszerű elkerülni.) A Q pontban működő FET árama (I_m -et elhanyagolva) $I_{MAX}/2$. A legtöbb eszközre $I_{MAX}/I_{DSS} = 1,23$ [13].

A nagyteljesítményű tranzisztorok általában földelt source-ú kapcsolásra alkalmas tokozással készülnek, ezért kettős polaritású tápegységre van szükség. A FET védelme érdekében a tápellátó áramkörnek biztosítania kell, hogy a drain feszültség csak a gate feszültség megléte esetén kerülhessen a tranzisztorra. Célszerű a drain körbe áramkorlátozást beépíteni, mert ez megvédi a drága teljesítmény-FET-et a behangoláskor fellépő gerjedések, il-

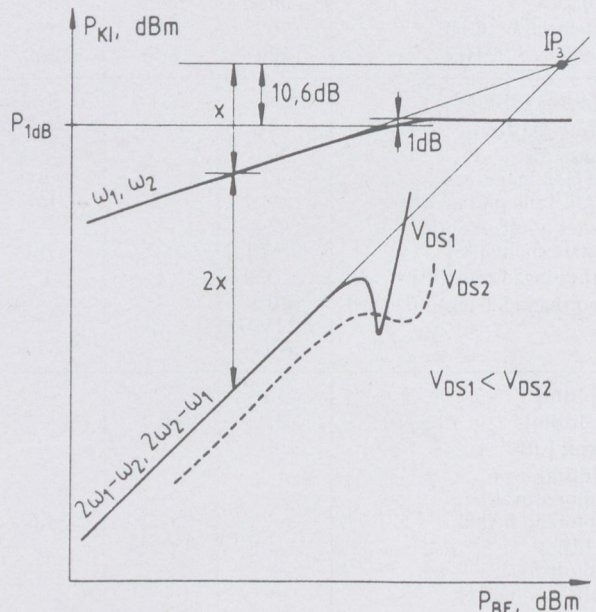
letve a gate-kör esetleges meghibásodása miatti tönkremeneteltől. Konstrukciós szempontból a tápellátó áramkörnek az RF résszel szorosan egy egységet kell alkotnia. Az erősítő önálló alkalmazása szempontjából előnyös, ha a tápellátó áramkör egyetlen külső pozitív feszültségből állítja elő a pozitív drain- és a negatív gate-feszültségeket.

4. LINEÁRIS ERŐSÍTŐK MEGVALÓSÍTÁSI MÓDJAI

Kistorzítású erősítő építésének alapfeltétele a *lineáris erősítő eszköz*. [14] Az egyes GaAs FET-ek linearitása megfelelő gyártási eljárással javítható. Például a [15]-ben ismertetett lépcsőzetes adalékprofil alkalmazása az aktív rétegben 10 dB-lel csökkentette a második harmonikus torzításokat az egyenletes adalékoláshoz képest.

A felhasznált félvezetőt a linearitás szempontjából megfelelő munkapontban kell működtetni. Lineáris üzemhez el kell kerülni a 3. ábra szerinti $I_{DS}(V_{GS})$ karakterisztikának a $V_{GS}=V_p$ környezetében görbült szakaszát, ezért a kimenőszint szempontjából optimális $I_{DSS}/2$ munkaponti áramot némileg meg kell növelni (kb. 0,65 I_{DSS} -ig [16]).

Kisjelű üzemben két egymáshoz közeli ω_1 illetve ω_2 frekvenciájú bemenőjel mellett a kivezérlést növelve az n-ed rendű intermodulációs termékek szintje dB-ben kifejezve az alapharmonikusnál n-szer gyorsabban növekszik. Az összefüggést log-log koordináta-rendszerben ábrázolva az extrapolált egyenesek metszéspontja az ún. n-ed rendű Intercept Point (a továbbiakban IP_n). Az IP és egy adott eszközfajta telítési szintje között jól becsülhető összefüggés van. GaAs FET-ek esetén gyakorlatban legnagyobb szinten megjelenő $2\omega_1 - \omega_2$ frekvenciájú harmadrendű intermodulációra jellemző IP_3 10–11 dB-lel van az 1dB-es kompressziós pont fölött (4. ábra) [17].



4. ábra. Intermodulációs torzítások szintfüggése

Kis torzításhoz tehát nagy IP-jű tranzisztor kell választani, és azt (az eszköz teljesítő képességéhez képest) kisjelű üzemben kell működtetni. Az angol szakirodalomban a tranzisztorok az 1dB-es kompressziós ponthoz viszonyított, dB-ben kifejezett kivezérlés csökkentését *backoff*-nak nevezik. A backoff alkalmazása teljesítményfokozó-

toknál nehézségbe ütközhet, a tényleges igénybevételnél 5–10-szer nagyobb teljesítményű FET (ha egyáltalán beszerezhető) jóval drágább, és a nagyobb munkaponti áramok miatt az erősítő hatásfoka is rossz lesz. Az intermodulációs termékek nagyobb szinteknél már nem ábrázolhatók az említett egyenesekkel. FET-ek számítógépes szimulációja és mérések alapján például a harmadrendű intermodulációs görbéknek az 1 dB-es kompressziós pontnál kb. 2–3 dB-lel kisebb bemenőszintnél minimuma van (4. ábra). Ennek oka az, hogy a szint növelésével a FET nemlinearitásának magasabbrendű összetevői is észrevehetően hozzájárulnak a $2\omega_1 - \omega_2$, illetve $2\omega_2 - \omega_1$ frekvenciás termékekhez. A GaAs FET nemlineáris karakterisztikáinak együtthatói közül sok esetben az ötödfokú együttható a domináns [18, 19]. A minimum pontos helye és nagysága függ a FET adalékprofiljától, és egy adott FET-nél is változik a munkapont függvényében. Ha a minimumhelyen az intermodulációs elnyomás kielégíti a specifikációt, és az erősítő tervezett kimenőszintje állandó, az eszközt célszerű ehhez a minimumhoz tartozó munkapontban és szinten működtetni. Ezáltal ugyanakkora intermodulációs elnyomáshoz akár 5 dB-lel kisebb backoff is elegendő. A fentiekhez hozzá kell tenni, hogy az eljárás csak akkor alkalmazható, ha egyidejűleg nem nő a megengedettnél nagyobbra a magasabb rendű torzítási termékek szintje. A 64QAM modulációnál a széles kivezérlési dinamika tartomány miatt az eljárás alkalmazhatóságát nem a torzítási minimum, hanem a minimumhely előtti maximum nagysága határozza meg.

A kétjeles intermoduláció mérés helyett gyakran három, illetve négyjeles intermoduláció mérést alkalmaznak, mert azt tapasztalták, hogy 64QAM rendszerek számára ezekkel jobban minősíthető a nemlineáris viselkedés [6, 7]. Ennek oka abban kereshető, hogy a mérőjelek számának növelésével növekszik a csúcs- és az átlagteljesítmény aránya, és jobban megközelíti a 64QAM átvitelkor ténylegesen előforduló viszonyokat.

A lezárások helyes megválasztása is sokat javíthat az áramkör linearitásán. Természetesen ez kompromisszumot jelent az egyéb paraméterek — reflexió, erősítés — rovására. A GaAs FET erősítők intermodulációs viselkedése elsősorban a kimenő oldali lezárással befolyásolható, a bemeneti lezárástól kevésbé függ. Megépített erősítőkkel kapcsolatban 8 dB-es IP javuláshoz számoltak be [20]. Számítógépes optimalizációs eredmények szerint a kisjelű kétoldali konjugált lezáráshoz tartozó IP_3 3,25 dB-lel javítható a kimeneti lezárás módosításával 2,11 dB erősítés csökkenés árán [21]. A kimenőszint és az intermodulációs elnyomás load-pull méréssel való feltérképezése az 5. ábrához hasonló görbesereget eredményez. Ennek alapján egyszerűen is kiválasztható az a lezárás, amely egy előírt intermodulációs elnyomás mellett maximális kimenőszintet ad.

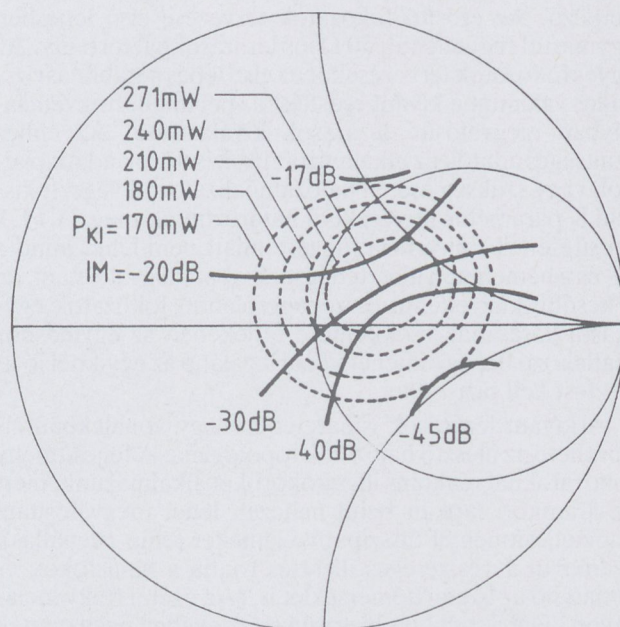
Passzív vagy aktív visszacsatolással is jelentősen javítható az erősítő linearitása, de alkalmazása elsősorban keskenysávú erősítőknél jöhet szóba, mert a mikrohullámú erősítőkben a jel áthaladási ideje összemérhető a periódusidővel, így a szélessávú negatív visszacsatolás megvalósítása nehézségekbe ütközik.

A nemlineáris torzítások széles sávban való csökkentése előtorzító áramkör alkalmazásával lehetséges.

5. ÖTFOKOZATÚ LINEÁRIS TELJESÍTMÉNY-ERŐSÍTŐ

A továbbiakban a Távközlési Kutató Intézetben egy 140 Mbit/s-os rádiórelé berendezés fejlesztése során elkészült lineáris RF adó-végerősítőt ismertetjük.

A tervezés egy a 6 GHz-es frekvenciasávban működő, 600 MHz sávszélességű, 1 W-os névleges szintű, 40 dB erősítésű GaAs FET-es teljesítmény erősítő megvalósítására irányult. Az erősítő árának és disszipációjának csökkentése érdekében a tervezett intermodulációs elnyomás 37 dB volt, ami előtorzító alkalmazását feltételezi, hogy elérhető legyen a 64QAM átvitelhez szükséges 43 dB felletti érték. Az erősítés megválasztásánál AGC áramkör beépítését is figyelembe vettük.



5. ábra. A P_{ki} kimenőszint és az IM intermodulációs elnyomás a lezárás függvényében.

A fenti erősítés öt fokozatú GaAs FET-es erősítővel megvalósítható. Az erősítő mikrosztríp kivitelben, duroid hordozón készült, a bemenetet és a kimenetet egy-egy izolátor védi. Ugyancsak izolátor választja el a harmadik és negyedik fokozatot.

A kívánt linearitást backoff alkalmazásával és a torzítás szempontjából optimális munkapontbeállítással értük el.

A 2. táblázat az előzetes tervezési adatokat foglalja össze. Feltünteteti az egyes erősítő fokozatokban alkalma-

2. táblázat. Az erősítő szintdiagramja

	P_{1dB} [dBm]	IP_3 [dBm]	G [dBm]	P_n [dBm]	IP_{3e} [dBm]	IM_{3n} [dBm]
Bemenőszint				-9		
Izolátor			-0,5	-9,5		
1. fokozat	14	25	9	-0,5	25	51
2. fokozat	23	34	9	8,5	31	45
3. fokozat	32	43	7,5	16	37,2	42,4
Izolátor			-0,5	15,5	36,7	42,4
4. fokozat	34	45	5	20,5	40	39
5. fokozat	39	50	10	30,5	47	33
Izolátor			-0,5	30	46,5	33
Kimenőszint						

zott félvezetők 1 dB-es kompressziós pontját és harmadrendű IP adatát, valamint a fokozat erősítését. A jobb oldali oszlopok az erősítő megfelelő pontjára vonatkozó névleges teljesítményszintet, az eredő IP_3 -t és az ebből számítható intermodulációs elnyomást tartalmazzák. Ez utóbbi két adat a várható legrosszabb esetre vonatkozik, amikor az egyes torzítási termékek azonos fázisban összegződnek. A tényleges értékek ennél néhány dB-lel kedvezőbbek is lehetnek.

Az erősítő tervezésének vázlatos gondolatmenete a következő. Az erősítő fokozatok tervezése első lépésben egymástól függetlenül, 50 Ω -os lezárásokkal történik. Az egyes fokozatok tervezésekor az első lépés a stabilitásvizsgálat, valamint a kívánt erősítést a specifikált frekvenciasávban megvalósító lezárások kiválasztása. Az ehhez szükséges adatok az alkalmazott tranzisztorok adatlapjaiból, vagy szükség esetén hálózatanalizátorral végzett kisjelű S-paraméter mérésekből határozhatók meg. A FET erősítésének frekvencia függése miatt nem lehet mind a ki- és a bemeneten illesztett lezárásokat megvalósítani, de a később közvetlenül összekapcsolandó fokozatok egymásra hatásának csökkentése érdekében az egymáshoz csatlakozó be- és kimenet közül legalább az egyiknél jó illesztést kell biztosítani.

A kívánt lezárások ismeretében nagy vonalakban eldönthető az illesztő hálózatok topológiája. A teljesítmény fokozatoknál reaktáns illesztőköröket alkalmazunk, mert az áramköri lapkán belül nehezen lehet megvalósítani nagyteljesítményű disszipatív elemeket (chip ellenállás), ezenkívül a veszteséges illesztés rontja a hatásfokot, és emiatt nő az üzemi hőmérséklet is. (Az üzemi frekvenciasávon kívül a stabilitás biztosítása érdekében nagy szintek esetén is lehet rezisztív összetevője az illesztőkörnek.) Mind a lezárások kiválasztása, mind az illesztő hálózatok tervezése számítógép segítségével történik [22].

Az erősítő fokozat számítógépes optimalizáció során nyeri el végső tervezett formáját, ahol már figyelembe kell venni a tápfeszültség bevezető hálózat és a tápvonal diszkontinuitások hatását is. A tervezés minden stádiumában célszerű ellenőrizni a stabilitást és a megvalósíthatóságot.

A tápfeszültség bevezető áramkörnek — azon túl, hogy az üzemi sáv környékén szakadáshoz közeli impedanciát kell mutatni — biztosítani kell a kisfrekvenciás gerjedések elleni védelmet, és a FET gate-jének a védelmét.

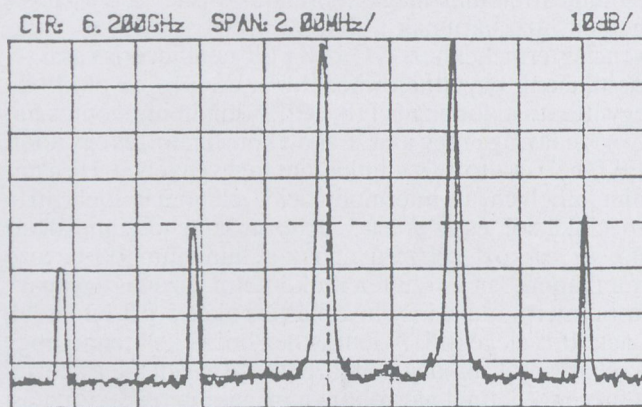
A tervezés következő lépése az összekapcsolt erősítő számítógépes analízise, szükség esetén módosítása. Ezt követi a tápellátó áramkör tervezése, a mikrohullámú hordozók layout tervezése és a mechanikai tervezés.

Nagy gondot kell fordítani a hőmérsékleti hatások minimalizálására. A hőmérséklet hatására megváltozik a FET (torzításra optimalizált) munkapontja, abból következően megnövekszik a torzítás. Ezért munkapont szabályozó áramkört kell alkalmazni, amely állandó értéken tartja a drain áramot. A másik fontos hőmérsékletfüggést okozó tényező az, hogy még állandó drain áram mellett is változik a FET erősítése. Az ebből eredő erősítés ingadozás a működési hőmérséklet tartományban (a fokozatok számától függően) akár 5 dB-nél nagyobb is lehet (ld. 1. táblázat). Ennek a hatásnak a kiküszöbölése AGC áramkörrel történhet. Ezt általában úgy valósítják meg, hogy az erősítő kimenetén elhelyezett detektor áramkör a kimenőszint függvényében egy a bemeneten elhelyezett PIN diódás csillapítót vezérel. Ha a csillapító miatti zajtényező romlás túl nagy lenne, a csillapítót az első vagy a második fokozat után kell beiktatni. Az üzemi hőmérsék-

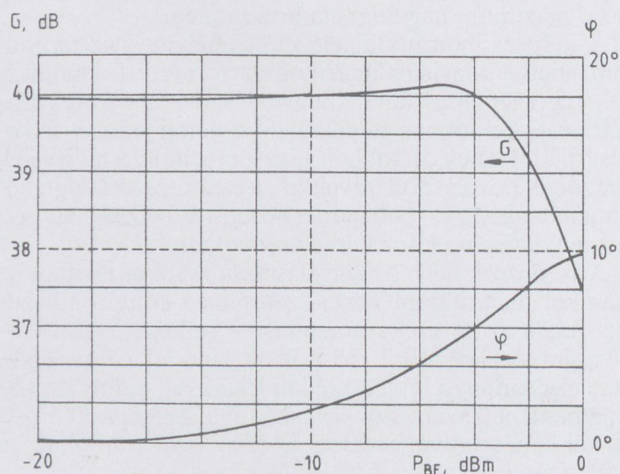
let csökkentése érdekében megfelelő méretű hűtőbordákkal és szükség esetén ventilátorral kell gondoskodni a jó hőelvezetésről.

6. MÉRÉSI EREDMÉNYEK

Az erősítő főbb műszaki adatait az 1. táblázat jobb szélő oszlopa tartalmazza. A 6. ábra a kétféles intermodulációs mérés eredményét mutatja. A 7. ábrán az erősítés és



6. ábra. A kétféles intermoduláció mérés eredménye



7. ábra. Az erősítés és fázistolás szintfüggése

fázistolás szintfüggése látható. Ez utóbbi mérés KF pontok között történt, de a rendszer többi elemének torzítás hozzájárulása az erősítőhöz képest elhanyagolható volt.

KÖSZÖNETNYILVÁNÍTÁS

Köszönet illeti dr. Benedek Andor tudományos osztályvezetőt igen értékes tanácsaiért és a munka során nyújtott segítségért, és Mrowca Árpádot az erősítő realizálásában való közreműködésért.

- [1] Frigyes István, Szabó Zoltán, Ványai Péter: Digitális mikrohullámú átviteltechnika Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1980
- [2] S. Aihara, T. Nishiumi, Y. Fujiki, S. Fukuda: GaAs FET Power Amplifiers as Substitutes for TWT Amplifiers in a Multi-Level QAM Digital Radio System Proc. ICC'87, IEEE, Seattle, (1987) 6–10
- [3] C. J. Mann, R. G. Lyall, M. T. Dudek: Design and Characterisation of a Linear Power Amplifier for an U6GHz 16QAM Radio System Proc. ECRR, München, (Nov. 1986) 316–323
- [4] H. Balshem, B. Hewitt, H.-J. Thaler: Advanced RF Power Amplifiers for High Capacity Digital Radio Systems Proc. ICC'87, IEEE, Seattle (1987) 28–33
- [5] R. Macchi, M. Salerno, P. Vicini, F. Cagliari, A. Patella: Design Considerations and Performance of a Newly Developed QAM Digital Radio Family Proc. ECRR, München, (Nov. 1986) 113–120
- [6] G. Mantovani, M. Nannicini: Design and realization of a 140 MBit/s 64QAM Transceiver in the 4 GHz Band Proc. ECRR, München, (Nov. 1986) 121–126
- [7] G. M. Blair, J. J. Daly, J. F. Moss: Design and Characterization of a GaAs FET Power Amplifier for a 64 QAM Digital Transmitter Proc. ICC'87, IEEE, Seattle, (1987) 17–22
- [8] H. Ashida, Y. Suzuki, I. Umino, N. Tozawa: C-Band 100 Watts GaAs FET Amplifier for Digital Radio, Proc. ICC'87, Seattle, (1987) 23–27
- [9] B. Kim, H. M. Macksey, H. Q. Tserng, H. D. Hsieh, N. Camilleri: Millimeter wave monolithic GaAs power FET amplifiers, GaAs IC Symposium Diges, Monterey (1985) 61–63
- [10] 15-W GaAs FET Drives Linear Amp from 5.9 to 6.4 GHz, Microwaves & RF (Sept. 1988) 199
- [11] S. Moskowitz: Power GaAs FETs show great expectations, Microwaves (Nov. 1980) 20, 24, 27, 31
- [12] H. Fukui, S. H. Wemple, J. C. Irvin, W. C. Niehaus, J. c. M. Hwang, H. M. Cox, W. O. Schlosser, J. V. Dilorenzo: Reliability of Power GaAs Field-Effect Transistors IEEE ED-29, No.3 (March 1982) 395–401
- [13] R. Foust: Using GaAs FET Small Signal Models and DC Load Line Characteristic to Predict Optimum Power Match in GaAs FETs, Microwave Journal (Sept. 1988) 151, 152, 154, 156
- [14] P. M. White: The effect of profile design, bias conditions and load impedance on intermodulation distortion in C-band GaAs power FET's, 14th Microwave Conf. Dig. (1983) 38–41
- [15] T. S. Tan, K. Kotzebue, D. M. Braun, J. Centanni, D. McQuate: A Low-Distortion K-Band GaAs Power FET, IEEE MTT-36, No.6 (June 1988) 1023–1032
- [16] C. Y. Ho, D. Burgess: Practical Design of 2–4 GHz Low Intermodulation Distortion GaAs FET Amplifiers With Flat Gain Response And Low Noise Figure, Microwave Journal (Feb. 1983) 91–104
- [17] Bodnár Pál: Az „Intercept Point” módszer a sztatikus nemlineáris torzítás meghatározására. Egyetemi doktori értekezés BME, Budapest (1983)
- [18] J. A. Higgins, R. L. Kuvás: Analysis and Improvement of Intermodulation Distortion in GaAs Power FET's, IEEE MTT-28, No.1 (Jan. 1980) 9–17
- [19] W. A. Morgan: Minimize IM distortion in GaAs FET amplifiers, Microwaves & RF (Oct. 1986) 107–110
- [20] G. M. Lambrianou, C. S. Aitchinson: Optimization of Third-Order Intermodulation Product and Output Power from an X-Band MESFET Amplifier Using Volterra Series Analysis, IEEE MTT-33, No.12 (Dec. 1985) 1395–1403
- [21] R. S. Tucker: Third-Order Intermodulation Distortion and Gain Compression in GaAs FET's, IEEE MTT-27, No.5 (May 1979) 400–408
- [22] Nemcsics Elek: Mikrohullámú szélessávú lineáris teljesítményerősítők tervezése (egyetemi doktori disszertáció, 1990, megvédés alatt)

MICROWAVE POWER AMPLIFIERS FOR HIGH CAPACITY DIGITAL RADIO SYSTEMS

E. NEMCSICS, I. GYENES, T. TÓTH

RESEARCH INSTITUTE FOR TELECOMMUNICATIONS
BUDAPEST, P.O. BOX 15, H-1525

The paper reviews the requirements for RF power amplifiers of high capacity digital radio relay systems and summarizes the results achieved in developing and constructing such amplifiers at the Research Institute for Telecommunications.



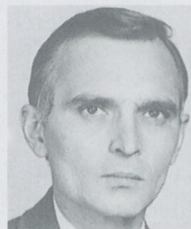
NEMCSICS ELEK

A Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karán szerzett oklevelet 1980-ban. Azóta a Távközlési Kutató Intézetben dolgozik. Fő tématerülete mikrohullámú teljesítményerősítők tervezése. 1987-ig elsősorban C-osztályú bipoláris tranzisztoros, azóta pedig GaAs FET-es lineáris erősítőkkel foglalkozik. Ezenkívül több, a mérnöki munkát támogató szoftvert is készített. 1989 óta rádiórendszertervezési szakmérnök.



GYENES IMRE

egyetemi tanulmányait a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Karának Híradástechnika szakán 1983-ban fejezte be. Előbb a VILATI-nál dolgozott szervizmérnökként, majd 1983 végétől a Távközlési Kutató Intézet Mikrohullámú Erősítők és Jelforrások Osztályán dolgozik. Fő témaköre a mikrohullámú jelforrások frekvenciaszabályozó áramköröknek kutatása. Részt vett számos mikrohullámú berendezés frekvenciaszintetizátorának fejlesztésében, valamint több publikáció kidolgozásában.



TÓTH TAMÁS

1961-ben végzett a BME Villamosmérnöki Kara Híradástechnika Szakán. 1968-ban mikrohullámú szakmérnöki oklevelet szerzett. 1961 óta a Távközlési Kutató Intézetben dolgozik. Kezdetben mikrohullámú aktív és passzív áramkörök kutatás-fejlesztését végezte. 1978-tól a Mikrohullámú Erősítők és Jelforrások osztály vezetőjeként mikrohullámú aktív áramkörök, frekvencia-szintetizátoros jelforrások és integrált adó-vevők kutatás-fejlesztését

irányította. 1990-ben lett a Mikrohullámú Távközlő Rendszerek és Berendezések főosztályvezetője és felelőse a kutatás-fejlesztés, gyártás és értékesítés összehangolásának. 1963 óta végez oktatómunkát a BME-n. Számos cikk és konferencia-előadás szerzője. 1980-ban a mikrohullámú rendszerek és berendezések kutatása-fejlesztése terén végzett munkájáért Állami Díj kitüntetést kapott.

ELŐTORZÍTÓ BLOKK RF ÁRAMKÖRÖK NEMLINEÁRIS TORZÍTÁSÁNAK CSÖKKENTÉSÉRE

GELEJI VILMOS

TÁVKÖZLÉSI KUTATÓ INTÉZET

A cikk 140 Mb/s 64QAM rádiórelé berendezés rendszerkísérletei számára kifejlesztett előtorzító blokkot ismertet. A QAM rádióösszeköttetés adó fokozataiban keletkező nemlineáris, AM-AM és AM-PM torzításösszetevők egymástól független csökkentését lehetővé tevő új elrendezés a közép-frekvenciás sávban működik és nem tartalmaz állítható fázistolót.

1. BEVEZETÉS

A csatorna sávszélességet hatékonyan kihasználó, sokszintű digitális modulációt alkalmazó átviteli eljárások a vivőhullám amplitudó és szögmodulációját egyidejűleg hasznosítják. Különböző amplitúdójú szimbólumok alkalmazása az egységtől eltérő csúcs-átlagteljesítmény viszonyra vezet. E tény következménye, hogy az ilyen modulációs eljárások érzékenyek a nemlineáris torzításokra, és ez az érzékenység a modulációs szintek számának növekedésével fokozódik.

Az elsősorban az adó teljesítményerősítő fokozataiban keletkező nemlineáris torzítások így súlyosabban korlátozzák az átviteli minőséget, mint a pusztán szögmodulációt alkalmazó FDM-FM rendszereknél.

Végerősítő célra haladóhullámú cső, vagy GaAs FET eszközű teljesítményerősítő alkalmazható. Bármely közepes, vagy nagy szinten működő erősítő eszköz akkor hatékony, ha telítése közelében működhet, amikor is nemlineáris torzítása túllép az elhanyagolható mértéken.

A jó hatásfok és a kis nemlineáris torzítás azok az ellentmondó követelmények, amelyek között kedvező kompromisszumot kell keresni. Ezt segíteni hivatott bármely olyan eljárás, amely a nemlineáris torzítás csökkentését célozza változatlan kivezérelhetőség mellett:

- eszköztervezés a linearitás-követelmény figyelembevételével;
- torzításkiegyenlítés áramköri úton.

Előtorzító alkalmazása ezen utóbbi csoport módszereinek igénybevételét jelenti.

2. ELŐTORZÍTÓ ELRENDEZÉS

A telítési jelenség következtében az erősítő kimenetén megjelenő jelcsúcsok nagyságban és időben is elmaradnak (késve épülnek fel) a torzítatlan jellemzőkhöz viszonyítva.

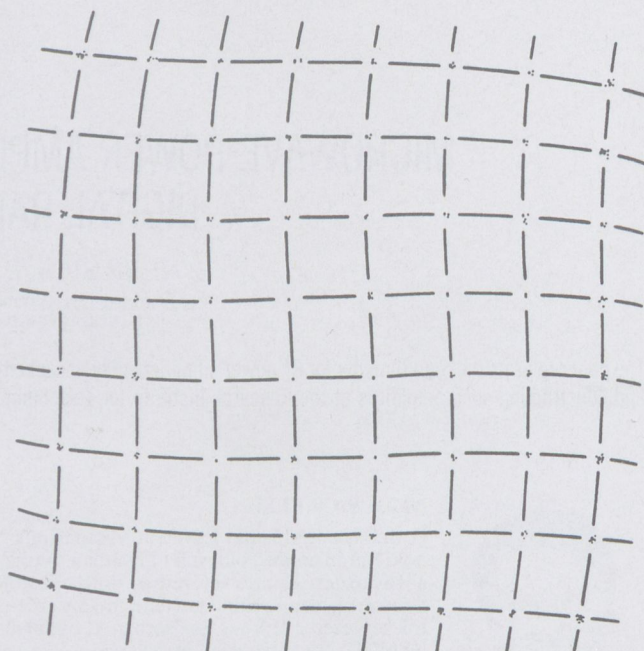
A torzítást okozó végerősítőt tartalmazó adó-vevő lánc demodulátorában ezért egy az 1. ábra szerint eltorzult szimbólum-konstelláció alapján lehet csak dönteni az aktuális szimbólumról.

A konstelláció torzulásának ténye már önmagában is csökkenti a rendszer zajtűrő képességét, a konstellációs háló két derékszögű vetülete beszűkül. A nemlineáris torzítás ezen túl szimbólumközi áthallásra is (ISI) vezet, a torzítás jelenlétében a lineáris Nyquist-szűrés feltétele nem teljesíthető. A demodulátorban észlelhető minták a

torzult konstellációs hálózhoz képest szintfüggő mértékben szóródnak: a centrumtól távolabb a szóródás nagyobb, mint a kis amplitúdójú minták esetében.

A szélessávú — azaz a csatornáét néhányszorosan meghaladó sávszélességű — erősítő eszközök torzítása frekvenciafüggetlen AM kompresszióval és AM-PM konverzióval jellemezhető.

A végerősítővel szemben támasztott, annak hatásfokát és kimenőteljesítményét érintő linearitás követelmények enyhíthetők, ha a teljesítményfokozatok előtt előtorzító blokk kerül alkalmazásra.



1. ábra. 64 QAM konstelláció nemlineáris torzulás esetén

Magát az előtorzító blokkot, az elérhető BOI (Backoff Improvement) jellemzi: ez a végerősítő kivezérelhetőségének javulása a rendszerjellemező hibaarány változatlan értéke mellett.

Az előtorzító blokk megvalósításánál az alábbi szempontokat vettük figyelembe:

- Az analóg áramköri megoldás egyszerűen képes lépést tartani a célul kitűzött átviteli sebességgel, ugyanakkor lehetővé teszi az előtorzító manuális és adaptív vezérlését is.
- A középfrekvenciás realizáció független a mikrohullámú csatornafrekvenciától, ugyanakkor építőelemeinek parazitái jól kézben tarthatók.

- Telítéshez közeli végerősítő kivezrlésnél kívánatos a vivőhullámmal fázisban levő AM-AM, és a fáziskvadratúrában levő AM-PM torzítási komponensek független beállításának lehetősége.

A vázolt elvek alapján felépülő előtorzító a modulált középfrekvenciás jelet három ágon dolgozza fel. Egy-egy ágban külön kezelhetők az AM-AM, az AM-PM nemlinearitások valamint a lineáris, torzítatlan összetevő. A három ág jelét összegezve, létrehozható a végerősítő kiegyenlíteni kívánt torzításával ellentétes torzítású jel, mely beállítható mértékű AM expanzióval és siető konverzióval jellemezhető.

Haladóhullámú csöves és félvezetős teljesítményerősítők harmadrendű torzításainak, az említetthez hasonló módszerrel történt sikeres kiegyenlítéséről számoltak be az [1] közvéleményben.

Megemlíjtük, hogy a középfrekvenciás előtorzító megvalósításának más megközelítése is lehetséges [5].

A Távközlési Kutató Intézetben megvalósított előtorzító elrendezés [2], amelyben

- a három ág beállításának kölcsönös függése minimális, valamint
- szükségtelen változtatható fázistoló alkalmazása, felülmúlja az ismert változatokat.

A kölcsönös függés minimumra csökkentése az aktuális AM-AM, AM-PM, valamint a torzítatlan komponensek beállítóelemeinek valódi szétválasztását jelenti. A változtatható fázistoló elhagyása csökkenti a blokk lineáris torzítását, és ezzel hozzájárul az elérhető BOI értékéhez.

A 2. ábra a megvalósított előtorzító elrendezést mutatja.

Az alsó két ág, áganként két párhuzamos, csaknem azonos felépítésű memóriamentes erősítőt tartalmaz, egyikük lineáris, másikuk limitáló tulajdonságú. Kimeneteiket összegezve elérhető a lineáris (torzítatlan) komponensek kioltása, ugyanis meghajtásuk ellenfázisú. Egyesített kimenetük így csak páratlan rendű torzítási terméke-

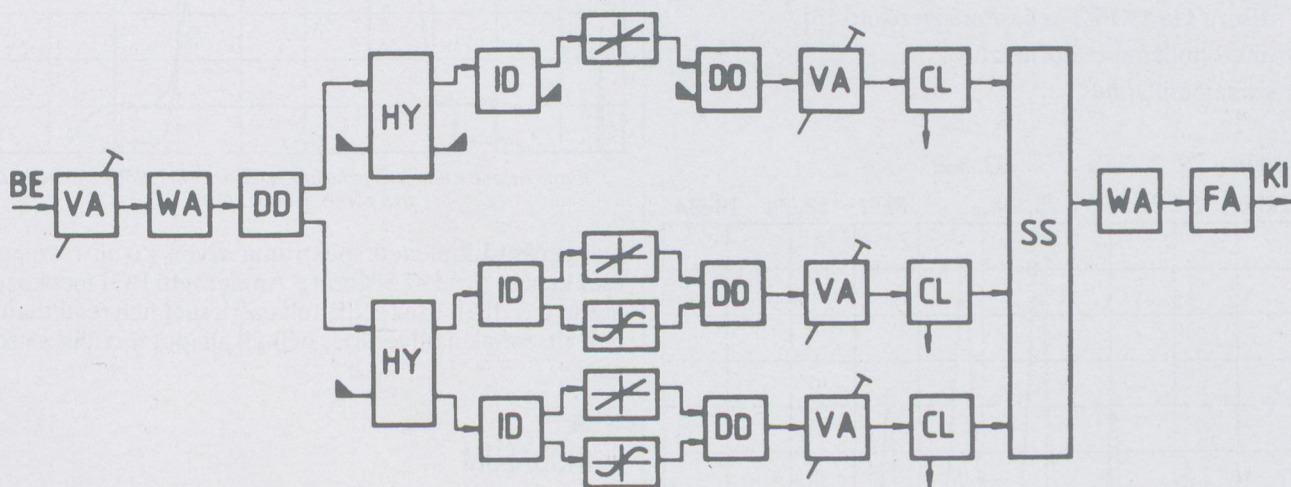
ket szolgáltat. Ezek az erősítők azonos felépítésűek, eltekintve nemlineáris viselkedésük különbözőségétől; nevezetesen, hogy egyiküket a lineáris, másikukat működésnek komprimáló tartományában üzemeltetjük. Az áramköri megoldás e célból mindkét erősítőben egy-egy, diódaként külön előfeszíthető, söntági antiparalel diódapárt tartalmaz. A diódák előfeszítése a lineáris blokkban záróirányban, a komprimáló blokkban nyitóirányban történik. A komprimáló blokkok aktuális torzítása, ezen belül a harmad- és ötödrendű torzítási komponensek aránya a diódák előfeszítésével beállítható. A lineáris blokkok erősítésének beállításával érhető el a lineáris komponens kioltása az egyesített kimeneten.

Két ilyen erősítő pár fáziskvadratúrában való működtetésével előállíthatók azok az amplitúdóban és fázisban egyaránt „siető” torzítási komponensek, melyeknek a hasznos jelhez való hozzáadásával egyaránt kiegyenlíthetők a mikrohullámú végerősítő AM-AM és AM-PM torzításai. A fáziskvadratúrában való működtetés célszerűen egy szélessávú 90 fokos (kvadratura) hibriddel valósítható meg.

A lineáris és a két, egymáshoz képest fáziskvadratúrában lévő torzítási terméket szolgáltató ág jelét fázishelyesen kell összegezni. A szokásos megközelítés változtatható fázistolót alkalmazna az ágak közötti késleltetés-különbségek kiegyenlítésére. Az ágak lehetőleg azonos amplitúdó és futási idő karakterisztikáinak érdekében e lehetőség helyett a lineáris ágban megismételhetők azok az építőelemek, amelyek szerepet kapnak a másik két ág késleltetésének meghatározásában.

A torzítási komponenseket előállító erősítő-párok, valamint ezen ágak összes többi építőelemének késleltetését a lineáris ágba épített azonos építőelemek mintegy lemásolják; természetesen itt nincs szükség torzítási komponensek előállítására, így a másik két ágban ilyen célt szolgáló blokk itt elmardhat.

Az adó- és vevőbeli keverés irányától (a csatorna és lokálfrekvencia helyzetétől) függően szükség lehet a lineáris és torzító ágak egymáshoz képest vett fázisviszonyainak megváltoztatására (180 fok erejéig).



2. ábra. A redundáns előtorzító blokk vázlata

Jelölések:

HY 90°-os hibrid, CL 10 dB-es iránycsatoló,

ID 180°-os osztó, SS 0°-os összegző,

DD 0°-os osztó, WA szélessávú erősítő,

VA állítható csillapító, FA fix csillapító

Ez lehetséges, ha a lineáris ágban a (csonka) erősítőpár bemeneti 180 fokos teljesítményosztóját az azt meghajtó kvadrátúra hibrid másik, 90 fokkal különböző fázishelyzetű kapujához csatlakoztatjuk. Ekkor a torzító ágak szerepe (in-phase és quadrature phase) egymás között felcserélődik.

3. REALIZÁCIÓ

A fenti elvek szerinti előtorzítót a 70 MHz-es közép-frekvenciás sávra, -8 dBm 75 ohm csatlakozási szintekkel építettük meg, a 2. ábra szerinti blokkvázlat be- és kimenetén elhelyezkedő lineáris erősítők alkalmazásával.

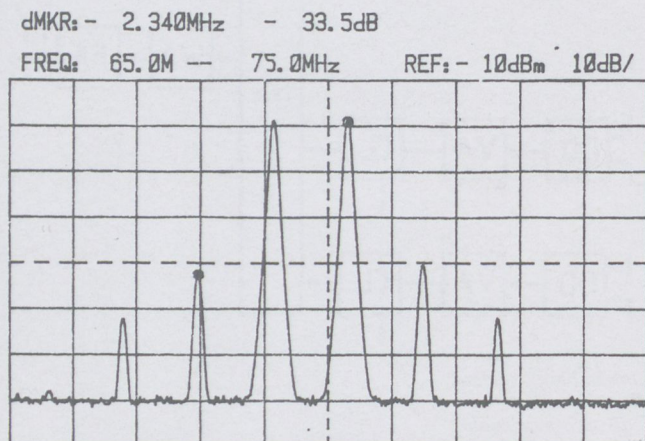
A kis ingadozású amplitúdó és futási idő karakterisztikák megvalósítására, valamint az összeállítás megfigyelhetőségére kisméretű 180 fokos teljesítményosztókat és 10 dB-es iránycsatolókat használunk. A lineáris működés (kis amplitúdó és futási idő torzítás) szempontjából a kvadrátúra hibridek kulcselemeknek bizonyultak: a megvalósított változat az ún. „broadside-coupled” elrendezést tartalmazza, amely lényegében egy negyedhullámú csatolt vonalas realizáció.

A lineáris/torzító erősítő párok emitterkövető fokozatok, amelyek bemenetükön egy-egy antiparallel diódapárt tartalmaznak. Valamennyi dióda (összesen tíz) függetlenül előfeszíthető: nyitóirányú előfeszültséget kapnak a torzító ágak limitáló erősítőiben található diódák, záróirányú előfeszültséget pedig a lineáris fokozatok diódái. Az előfeszültségek beállíthatósága lehetővé teszi a megkívánt szimmetriák, valamint a harmad- és ötödrendű torzításösszetevők arányának beállítását. A kimeneti összegzést megelőző iránycsatolók az ágankénti beállítást és az üzemi megfigyelést szolgálják.

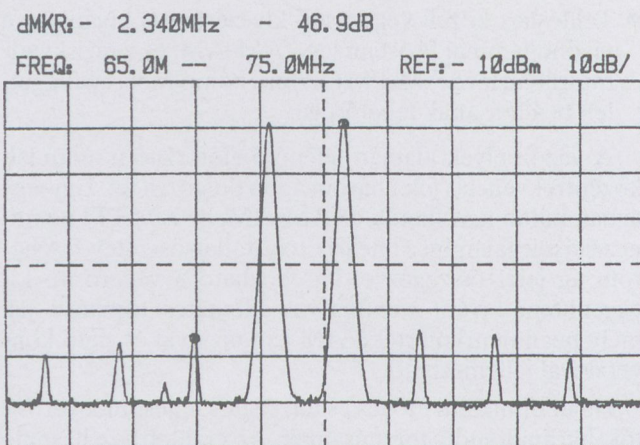
4. ÉRTÉKELÉS

Kéthangú és 64-QAM jellel mérésekre került sor

- az előtorzító,
- SSB adókeverő blokk,
- egy 1 W névleges kimenőteljesítményű ($IP3 \geq 50$ dBm), GaAs FET teljesítményerősítő [3],
- mikrohullámú csatornaszűrő,
- szakaszcsillapítás,



3. ábra. A korrigálatlan rádiócsatorna kéthangú átvitele az adóerősítő 3 dB-es túlvezérlésénél

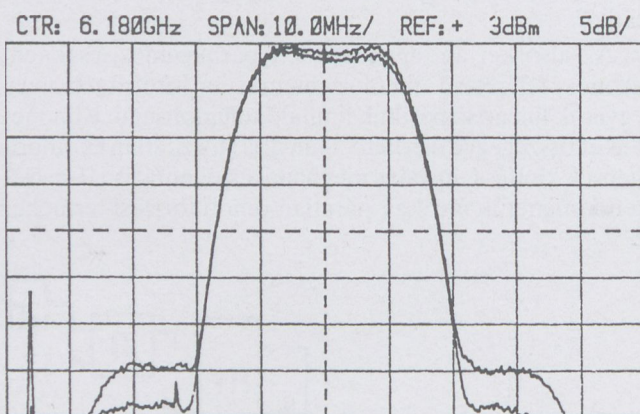


4. ábra. A korrigált rádiócsatorna átvitele az adóerősítő 3 dB-es túlvezérlésénél

- SSB vevőkeverő blokk GaAs FET előerősítővel,
- KF AGC erősítő és korrektor

felhasználásával. Tapasztalni lehetett a kéthangú vizsgálatnál, hogy az előtorzító jelentősen csökkentette a harmad és ötödrendű torzításösszetevőket a 2 W kivezérléssel működtetett teljesítményerősítő kimenetén, miközben valamelyest megnövekedtek a torzított spektrum hetedrendű komponensei (lásd a 3. és 4. ábrát).

Hasonló jelenségről számoltak be az ötödrendű komponensekkel kapcsolatban [4] olyan előtorzítónál, mely csak a harmadrendű torzításösszetevő kiegyenlítését célozta. 64 QAM jellel megfigyelhető volt a demodulált konstellációs diagram torzulásának, valamint a teljesít-



5. ábra. Az adó kimeneti spektruma (felső görbe: előtorzító nélkül, alsó görbe: előtorzítóval)

ményerősítő kimeneti spektruma sávon kívüli részének csökkenése (lásd az 5. ábrát). Az elérhető BOI megközelítette a 3 dB-t, azaz 3 dB túlvezérlésnél helyreállíthatóan látszottak a túlvezérlés nélküli állapot torzítási viszonyai.

5. IRODALOM

- [1] W. Holz, B. von Kameke: New Concepts and Modern Techniques in High-Level Digital Radio Systems. Forum '87 (Geneva), 19–27 October 1987, Part 2, Session III. 1.
- [2] V. Geleji: The Redundant IF Predistorter For 140 Mb/s 64-QAM Radio. Proceedings of the 20th European Microwave Con-

ference, September 10–13, 1990, Budapest Vol. 1. 1. pp. 390–393.

[3] Nemcsics Elek: Lineáris mikrohullámú teljesítményerősítő Híradástechnika, jelen szám.

[4]. H. Mohsenzadeh: Comparison of Nonlinear Cancellation Techni

ques For Quadrature Amplitude Modulation Systems. Proceedings of the ICC '88, June 12–15, 1988, Vol. 1. pp. 0473–0477.

[5] A. Baranyi: Nonlinear Equalizer For Controlling AM-PM Conversion and AM Compression. 1988 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, (ISCAS '88), June 7–9, 1988, Espoo, Finland, Proceedings, Vol. 3, pp. 2545–2548.

PREDISTORTER SUBASSEMBLY FOR REDUCING NONLINEAR DISTORTION CAUSED BY RF CIRCUITS

V. GELEJI

RESEARCH INSTITUTE FOR TELECOMMUNICATIONS
BUDAPEST, P.O.Box 15, H-1525, HUNGARY

A predistorter subassembly has been developed for testing a 140 Mb/s 64 QAM radio-relay system. Details of the new arrangement, operating within the IF band and providing independent reduction of nonlinear AM-AM and AM-PM distortion components produced by the transmitter stages of a QAM radio link is given. The predistorter operates without a variable phase-shifter.



GELEJI VILMOS

1973-ban villamosmérnöki, 1977-ben rádióhíradástechnikai szakmérnöki oklevelet szerzett a Budapesti Műszaki Egyetemen. 1973 óta a Távközlési Kutató Intézet dolgozója, jelenleg tudományos főmunkatársként. Mikrohullámú integrált vevő- és adókeverő áramkörök és blokkok tervezőjeként részt vett számos mikrohullámú kommunikációs berendezés áramköreinek kidolgozásában, az áramkörtervezést támogató software létreho-

zásában. Mintegy ötven tanulmány, cikk és előadás, valamint négy szabadalom szerzője, társszerzője.

DIGITÁLIS TÁVKÖZLÉSI RENDSZEREK HIBAARÁNY SZÁMÍTÁSI MÓDSZEREINEK ÖSSZEHAISONLÍTÁSA

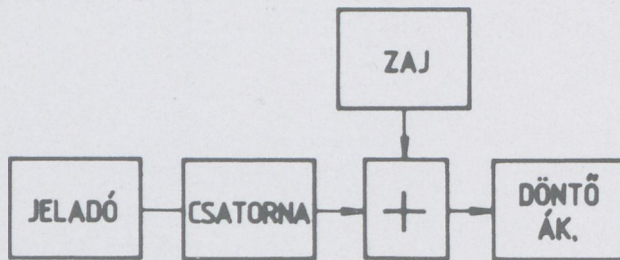
SAFFER ZSOLT

BME HIRADÁSTECHNIKAI ELEKTRONIKA INTÉZET

A szakirodalomból több módszer ismert a digitális jelátvitel során fellépő szimbólum hibaarány közelítésére illetve kiszámítására. Korrelálatlan bemeneti jelsorozat esetére a worst-case korlát és a Chernoff korlát ad felső közelítést. A legegyszerűbb hibaarány számítási módszer az ún. véges átlapolódásösszeg közelítés. További hibaarány számítási módszerek a Gram-Charlier sorfejtésen, valamint a Gauss kvadraturán alapulnak. Korrelált bemeneti jelsorozat esetére Carliolaro és Pupolin dolgozott ki hibaarány számítási módszert. A cikk ezen hat módszer összehasonlításával foglalkozik, elsősorban azok pontosságának és gyorsaságának szempontjából.

1. BEVEZETÉS

Digitális információátvitelben hibaarányon a hibásan detektált bitek valószínűségét értjük. A hiba okainak megértéséhez tekintünk az 1. ábrán látható egyszerű jelátviteli sémát:



1. ábra. Leegyszerűsített jelátviteli séma

A jelátviteli rendszerben hibás döntést alapvetően két hatás okozhat:

— Bármelyik bit vételekor az előtte és utána leadott bitek csatornán való áthaladás utáni analóg válaszelei időben belenyúlnak az éppen vett bit analóg válaszelebe. Azaz az előző, és utána következő jelek bizonyos fókig „átlapolódnak”. Innen az elnevezés: szimbólumközi áthallás. Angol megfelelője alapján: ISI (InterSymbol Interference).

— Az átvitel során fellépő zaj is megváltoztatja a válaszejel időbeli lefolyását.

A hibaarány közelítésére és kiszámítására a szakirodalomból több módszer ismert. Ez a cikk hat ilyen módszer összehasonlításával foglalkozik. Az összehasonlítás FORTRAN 4.0 nyelven írt programmal történt IBM AT-n.

2. A HIBAARÁNY SZÁMÍTÁS FŐ PROBLÉMÁJA

Foglalkozzunk először a korrelálatlan bemeneti jelsorozat esetével, mert ez az egyszerűbb, s ezért a probléma könnyebben megérthető. A bemeneti jelsorozat korrelálatlansága azt jelenti, hogy a szimbólumok egymástól függetlenek. Jelsorozatunkra teljesül továbbá, hogy a szimbólumok (jelek) azonos valószínűséggel vehetők fel bármelyik lehetséges értéküket.

E két állítás fontos következménye, hogy az átlapolódások összegének (vagyis az ISI-nek) a valószínűség sűrűségfüggvénye — a valószínűség sűrűségfüggvény a továbbiakban p.d.f. (probability density function) — páros. Te-

kintsünk egy általános M szintű digitális rendszert. A csatornát lineárisnak tételezve fel, a döntést végző eszköz bemenetén a kapott jel a következő:

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n r(t-nT) + z(t), \text{ ahol}$$

$z(t)$ — a zaj időbeli lefolyása

$r(t)$ — a rendszer (melyről feltesszük, hogy időben invariáns és lineáris) impulzus válasza

T — két mintavételezés közt eltelt idő, a mintavételezés periódusa

a_n — a szimbólumok sorozata, melyek értéke lehet:

$\pm 1, \pm 3, \dots, \pm (M-1)$, ha M páros

$0, \pm 2, \pm 4, \dots, \pm (M-1)$, ha M páratlan.

Tekintsük a t_0 mintavételezési időt, és emeljük ki az aktuális bit választát:

$$y(t_0) = a_0 r(t_0) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n r(t_0-nT) + z(t_0),$$

ahol a szumma feletti vessző jelzi, hogy az $n=0$ -nak megfelelő tagot kihagyjuk az összegzésből. Vezessük be a következő jelöléseket: $y_0 = y(t_0)$, $r_0 = r(t_0)$, $r_n = r(t_0-nT)$, és $z_0 = z(t_0)$. Legyen

$$x = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n r_n$$

véletlen valószínűségi változó — a valószínűségi változó a továbbiakban v.v. — (ez az átlapolódások összege, azaz az ISI). Továbbá jelölje az átlagos hibaarányt $P(e)$, és legyen $p_k = P\{a_0 = k\}$. Ekkor $P(e)$ -re a következő vezethető le [1]:

$$P(e) = 2(1-p_{M-1}) P\{x+z_0 > r_0\} = 2(1-p_{M-1}) P\{z_0 > r_0-x\} \quad (1)$$

A zaj eloszlásfüggvényét jelölje D , w pedig az x p.d.f.-jét. Ekkor:

$$P\{z_0 > r_0-x\} = E\{1-D(r_0-x)\} = \int_A [1-D(r_0-x)] w(x) dx$$

Itt A az x lehetséges értékeinek a halmaza. Írhatjuk tehát:

$$P(e) = 2(1-p_{M-1}) \int_A [1-D(r_0-x)] w(x) dx \quad (2)$$

A részletekre vonatkozóan az [1] és a [8] irodalmakra utalunk. Látható, hogy akár az (1), akár a (2) képlettel kí-

vánjuk a hibaarányt kiszámítani, szükségünk van a zaj és az ISI eloszlására. A zajra feltehetjük, hogy Gauss eloszlású (ez a gyakorlatban jól használható, és az p.d.f. valóban páros). Azonban az ISI (x v.v. az átlapolódások összege) és az p.d.f.-je ($w(x)$) nagyon nehezen kezelhető. Ez a hibaarányszámítás fő problémája.

3. HIBAARÁNY ÉS -KORLÁT SZÁMÍTÁSI MÓDSZEREK ELMÉLETI ÁTTEKINTÉSE KORRELÁLATLAN BEMENETI JELSOROZAT ESETÉRE

A cikk terjedelmére való tekintettel a módszerek részletes leírása helyett azok lényegének tömör és világos ismertetésére törekszünk.

3.1. Véges átlapolódásösszeg (Truncated Pulse Train) közelítés

A módszer áttekintését [4] alapján végezzük, többszintűre általánosítva.

Ha az éppen vett bit előtt és után csak véges számú bit átvitel utáni válaszeléből adódó átlapolódását vesszük figyelembe, akkor x helyett

$$\tilde{x} = \sum_{n=-q}^q a_n r_n$$

v.v.-val számolhatunk ($p+q=N$). Ezt felhasználva az (1) képlet kiértékelésénél, az M^N db hasonló kifejezés szummájává megy át, melyek mindegyike számítható $r(t)$ és $D(x)$ ismeretében. A módszer lényege tehát: x átlapolódásösszeg $\tilde{x}$ véges átlapolódásösszeggel való közelítése, ahol $\tilde{x}$ p.d.f.-je az átlapolódások számának végessége miatt számítható. A módszerre a TRUNCAPP (TRUNCated APProximation) rövidítéssel hivatkozunk a továbbiakban.

3.2. Korlát módszerek

Két korlát módszerről lesz szó, ezek: Worst Case Limit (rövidítése: WCL) és Lugannani korlátja (rövidítése: CHERNOFF) Mindkettőt [4] irodalom alapján ismertetjük.

• Worst Case Limit

A módszer lényege, hogy minden lehetséges átlapolódás helyett annak lehetséges maximumával számolunk. Ily módon nagyobb hibaarányt kapunk, azaz ez egy felső korlát. Ez egyben indokolja az elnevezést is.

$$x = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n r_n$$

helyett

$$B = \sup \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n r_n \right| = (M-1) \sum_{n=-\infty}^{\infty} |r_n|$$

értékét használhatjuk (1) képletünk kiértékeléséhez. Ebből $P(e)$ már $D(x)$ illetve B és r_0 ismeretében számítható. A módszer használhatóságának feltétele, hogy $B < |r_0|$. Ellenkező esetben $P(e)=1$ adódik. A gyakorlatban B számításánál véges számú átlapolódást szokás figyelembe venni.

• Lugannani korlátja

A hibaarány egy másik felső korlátjához jutunk a Chernoff egyenlőtlenség felhasználásával. Mindkét módszer

valamilyen korlát segítségével kiküszöböli x v.v.-t, így megszűnik annak nehezen kezelhetősége.

3.3. Sorfejtésen alapuló hibaarány számítás

A [2] irodalom sorfejtést használva vezet le formulát a hibaarányra. A módszer lényege az $\hat{x}=(x-m)/\sigma_x$ normalizált v.v. $\hat{w}(x)$ p.d.f.-jének ún. Gram-Charlier sorfejtése. A számítás használja a Hermite polinomokat, az erfc függvényt, és az $\hat{x}$ v.v. (az ISI) páros momentumait (a páratlan momentumok nullák $\hat{w}(x)$ párossága miatt). A sorfejtés egy végtelen szumma, amit véges sok taggal közelítünk, véges db páros momentumot felhasználva, így hidaljuk át az x v.v. megfoghatatlanságát. A módszer rövidítése: GRAMCH.

3.4. Hibaarány számítás Gauss kvadrátúra segítségével

A Gauss kvadrátúra egy jól ismert numerikus módszer, mely az

$$I = \int_a^b S(x) f(x) dx$$

alakú integrál kiszámítását az $S(x)$ függvény értékeinek lineáris kombinációjával közelíti:

$$I \approx \sum_{i=1}^n w_i S(x_i)$$

A módszer alkalmazhatóságához $f(x)$ helyett csak annak momentumait kell ismerni. Feleltessük meg (2) képletünk $[1-D(r_0-x)]$ függvényét $S(x)$ -nek, ekkor $P(e)$ az x momentumai (az ISI momentumok) segítségével számítható. A Gauss kvadrátúra alkalmazhatóságának van néhány matematikai feltétele, ezek a mi esetünkben teljesülnek. A módszer részletei az [3] irodalomban találhatók. $P(e)$ számításához szükség van egy tridiagonál mátrix ortonormált sajátvektorainak és sajátértékeinek kiszámítására.

Ez esetben tehát a megoldás kulcsa egy az $w(x)$ -et tartalmazó integrál véges összeggel való közelítése, melyhez $w(x)$ helyett ismét csak az ISI momentumai szükségesek. A módszert GQR-rel rövidítjük.

4. Korrelált bemeneti jelsorozat esete

Digitális átviteli rendszerekben jól bevált módszer a bejövő jelek kódolása, mert számos előnye van. Ilyenkor a bemeneti jelsorozat korrelált. Ennek figyelembevétele a hibaarány számítása során meglehetősen bonyolult. Korrelált bemeneti jelsorozat átlapolódásösszegének p.d.f.-je nem lesz páros függvény, azaz a páratlan momentumok nem lesznek nullák.

Blokk kódoló használatának esetére Cariolaro és Pupolin adott módszert a hibaarány kiszámítására. (Ezért CARPUP néven fogunk hivatkozni erre a módszerre.) A módszer részletesen a [6], [8] irodalmakban található meg.

A módszer legegyszerűbb esete az egy szimbólumos particionálás. Ez azt jelenti, hogy a vételi oldalon megjelenő kódolt szimbólum által felvehető értékek alkotnak particiót. Legyen A a kódolt szimbólum lehetséges értékeinek halmaza. Ekkor:

$$P(e) = \sum_{\alpha \in A} P_e(\alpha) P_\alpha, \text{ ahol}$$

P_a — annak a valószínűsége, hogy az aktuális szimbólum α

$P_e(\alpha)$ — feltételes hibavalószínűség

A módszer lényege $P_e(\alpha)$ kiszámítása. Ezt kiszámíthatjuk, pl. Gauss kvadraturával az ISI feltételes momentumain keresztül. Ez utóbbi részletei a [5], [7] irodalmakban találhatók. A módszer egyik lényeges eleme a blokk kódoló egyértelmű mátrixos jellemzése.

Cariolaro és Pupolin módszere tehát nem az ISI megfoghatatlanságának leküzdésében hoz újat, hisz ez a módszer is Gauss kvadraturát használ, hanem a korrelált jelsorozat feltételes ISI momentumainak számítástechnikájára ad valószínűségelméletileg jól megalapozott megoldást.

Megjegyzendő, hogy korrelált bemeneti jelsorozat esetén TRUNCAPP és WCL is használható hibaarány számításra.

5. A HAT MÓDSZER ÖSSZEHASONLÍTÓ ELEMZÉSE

Az összehasonlítást végző program menürendszerű, sokféle összehasonlítást tesz lehetővé grafikonos megjelenítéssel.

A program az átviteli rendszer impulzus válaszát $[r(t)]$ függvény] az átviteli csatorna szimulációja helyett jellegű válaszjelalakokkal reprezentálja. A használt válaszjelalakok: ideális sávkorlátozott jel, 4-edrendű Csebisev pulzus, Gauss pulzus és emelt cos pulzus.

A korlát módszerek kivételével mindegyik módszer iterációval számol. A grafikonoknál — ha nem szerepel erre vonatkozó adat — az iteráció 1% pontosságú. Az iterációk száma — ahol szerepel — mindig a felhasznált páros iterációk számát jelenti. A figyelembe vett átlapolódások száma mindkét oldalról 5 volt minden grafikon esetén.

A grafikonok tengelyein használt jelölések:

t_f — a program futási ideje

σ_z — zaj szórás

N_i — iterációk száma

t_s — sampling time: a használt válaszjelalak időtengelyen való eltolására jellemző érték, az ISI eloszlását jellemzi

ISI_{max} — az ISI maximuma

ISI/zaj — ISI maximumának és a zaj szórásának a viszonya

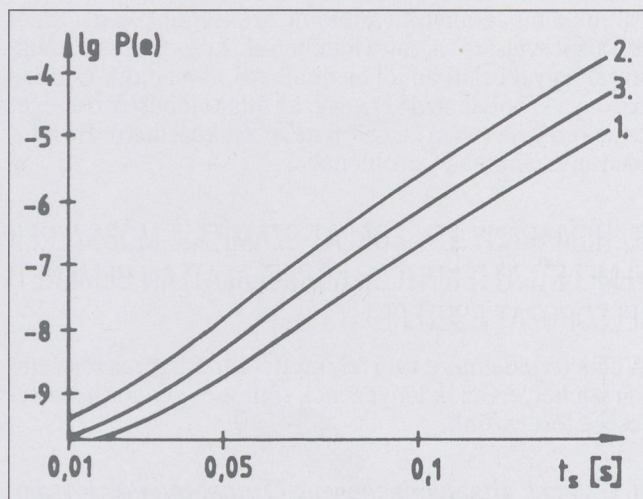
A program lehetővé tette a szakirodalomban publikált adatokkal való összevetést, melyek alapján ellenőrizhető volt a rutinok helyes működése.

5.1. A módszerek pontosságának összehasonlítása

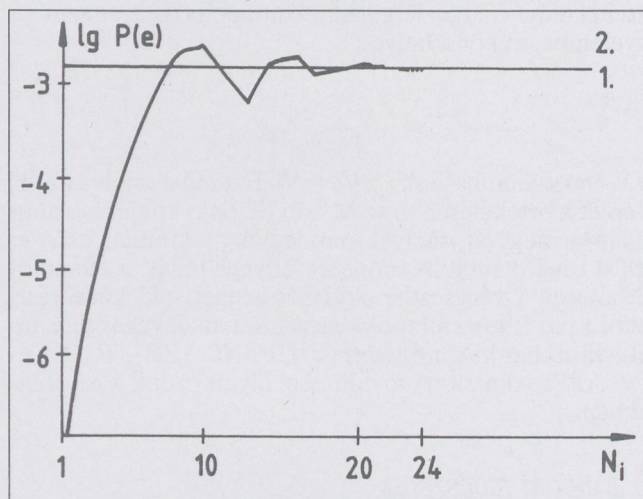
A TRUNCAPP elvéből adódóan pontos módszer. A 2. ábrából látható, hogy a WCL elég laza korlát, 2 néha 3 nagyságrendet is tévedhet, míg CHERNOFF általában csak 1 nagyságrendet, vagy még annál is kevesebbet.

A 3. és 4. ábrából látható, hogy mind a GRAMCH, mind a GQR módszer pontos, a pontosság mértéke csak az iterációk számától függ. Mivel CARPUP is a Gauss kvadratura elvet használja, ugyanez elmondható róla.

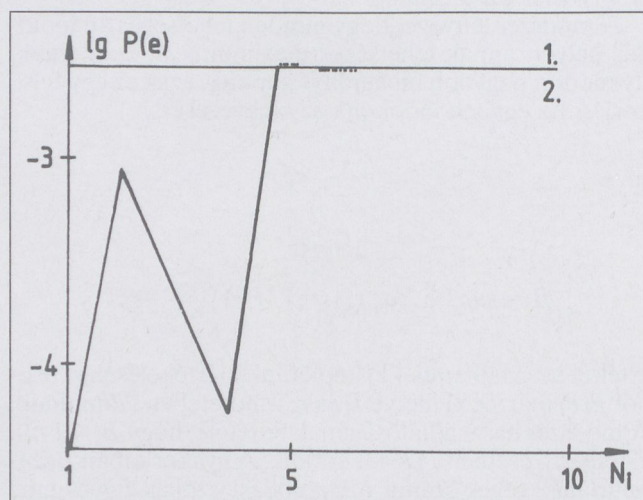
CARPUP pontosabb eredményeket ad, mint GQR, különösen nagy jel-zaj viszony esetén (Lásd 5. ábra.) A blokk kódoló használata csökkenti a hibaarányt. GQR nem veszi figyelembe ezt a korreláltságot, így a GQR-rel számított hibaarány a valódinál nagyobb.



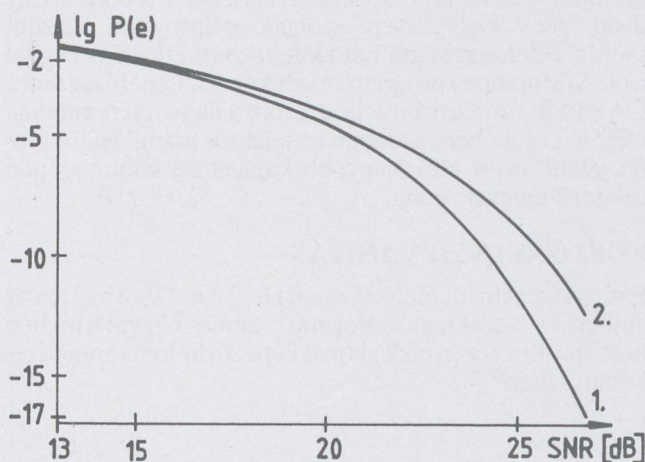
2. ábra A TRUNCAPP és a korlát módszerek összehasonlítása
1 — TRUNCAPP, 2 — WCL, 3 — CHERNOFF; $M=2$;
 $SNR=16$ dB; 4-edrendű Csebisev pulzus



3. ábra A GRAMCH módszer konvergencia vizsgálata
Az összehasonlítási alap: TRUNCAPP; $M=2$; $SNR=16$ dB; Ideális sávkorlátozott jel (sampling time: $.2T$); A hibaarány: $.168813E-02$



4. ábra A GQR módszer konvergencia vizsgálata
Az összehasonlítási alap: TRUNCAPP; $M=2$; $SNR=16$ dB; Ideális sávkorlátozott jel (sampling time: $.2T$); A hibaarány: $.276169E-02$;
Relatív hiba $< .1E-03$

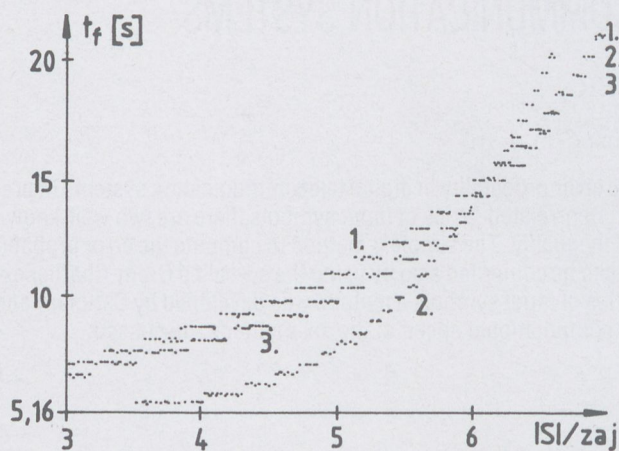


5. ábra CARPUP és GQR pontosságának összehasonlítása
1 — CARPUP, 2 — GQR; $M=3$; A bináris egyes valószínűsége: 0.5;
PST kódoló; emelt cos pulzus (paraméter=0.5, sampling time: 0.1T)

5.2. A módszerek gyorsaságának összehasonlítása

A korlát módszerek nem iterálnak, ezért gyorsak. TRUNCAPP viszont nagyon lassú, mert M^N elemi számítást kell végeznie, így csak kis M, N értékek esetén célszerű — összehasonlítási alapként — használni.

GRAMCH konvergencia gyorsasága az ISI/zaj (ez a kifejezés egész pontosan az ISI maximumának és a zaj szórásának a viszonyát jelenti, ahol az ISI maximuma azonos a WCL-nél bevezetett B-vel) értéktől függ. Elmondható, hogy ha a viszony nő, a konvergencia lassul (több iteráció szükséges). Ez egy parabolászerű függés, és a válaszjel alakjától viszonylag független (6. ábra).

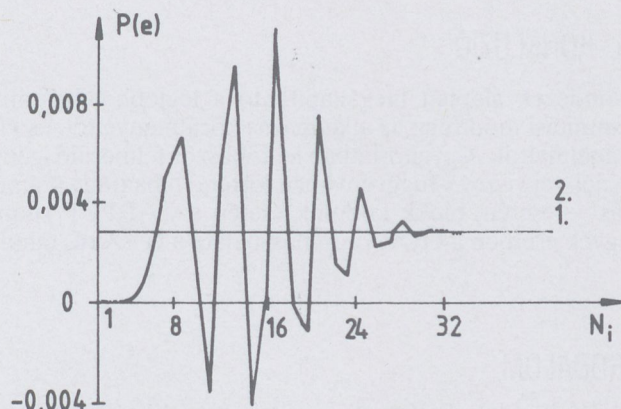


6. ábra GRAMCH konvergencia gyorsasága az ISI/zaj fv.-ben
1—4-edrendű Csebisev pulzus, 2 — Gauss pulzus, 3 — emelt cos pulzus (paraméter=0.5); $M=2$; $SNR=22.5$ dB

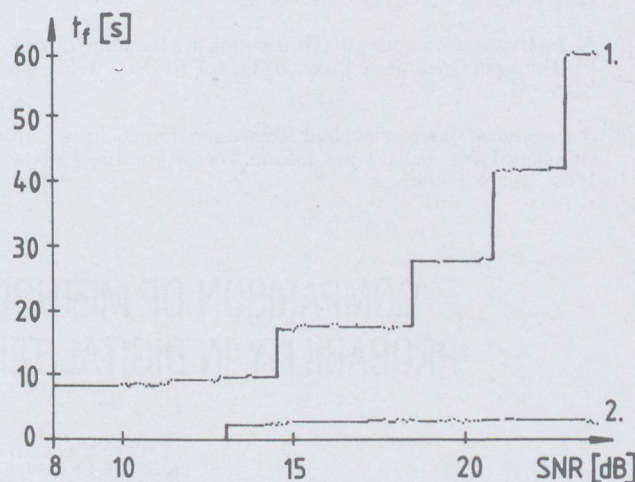
Ha az ISI/zaj elér egy kb. 6 körüli értéket (ez kb. 55 iteráció), a módszer a számítási hibák miatt már nem is konvergál. Ezen érték előtt azonban az az érdekes eset fordul elő, hogy a rutin negatív „fiktív hibaarány” értékeken keresztül tart a helyes hibaarányhoz (7. ábra).

A GQR és CARPUP rutin sebessége függ az alkalmazott sajátérték és sajátvektor számító rutintól (lásd [8]). A számítások bonyolultsága miatt a CARPUP rutin a leglassabb (8. ábra).

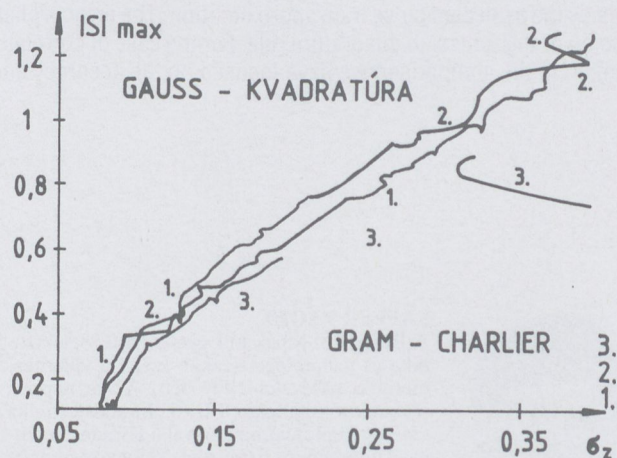
GRAMCH-t és GQR-t összehasonlítva, megállapítható, hogy $ISI/zaj < 3.25$ esetén GRAMCH, míg ellenkező esetben GQR a gyorsabb. Ez a tény ismét viszonylag független a válaszjelalaktól (9. ábra).



7. ábra A GRAMCH módszer konvergencia vizsgálata
Az összehasonlítási alap: TRUNCAPP; $M=2$; $SNR=16$ dB; Ideális sávkorlátozott jel (sampling time: .2T); A hibaarány: .276169E-02



8. ábra CARPUP és GQR gyorsaságának összehasonlítása
1 — CARPUP, 2 — GQR; $M=3$; A bináris egyes valószínűsége: 0.5;
PST kódoló; emelt cos pulzus (paraméter=0.5, sampling time: 0.1T)



9. ábra GRAMCH és GQR gyorsaságának összehasonlítása
1 — Ideális sávkorlátozott jel, 2 — 4-edrendű Csebisev pulzus, 3 — emelt cos pulzus (paraméter=0.5); Az ábra tartományaiban mindig a gyorsabb módszer neve szerepel.

A sebesség szempontjából lényeges megjegyzés, hogy GQR és CARPUP esetén a zajfüggő számítási rész a módszer többi részétől különválasztható, azaz e két módszer jel-zaj viszony függvényében történő hibaarány számításra különösen alkalmas, a többinél gyorsabb!

6. KONKLÚZIÓ

Mindezek alapján megállapítható a legjobb hibaarány számítási mód függ az alkalmazás körülményeitől, és kívánalmaitól. A gyakorlatban legtöbbször felmerülő igény — jel-zaj viszony függvényében történő hibaarány számítás — esetén, blokk kódolók esetén a CARPUP rutin, egyéb esetben a GQR rutin használata a célszerű, mind-

kettőnél a zajfüggő részt különválasztva a többitől. Egy ilyen igény kielégítésére szolgáló célprogram készült, mely a Telefongyár számára kifejlesztett DLSIM (Digital Line SIMulation) program részét képezi. Lehetőség van a CARPUP rutin továbbfejlesztésére a nagyobb pontosság elérése érdekében, azonban ez jelentős számítási többletet jelent, ezért csak nagyobb kapacitású számítógépen célszerű megvalósítani.

KÖSZÖNETNYILVÁNÍTÁS

Ezúton szeretném megköszönni Dr. Trón Tibornak azt az emberi és a szakmai támogatást, amely nagymértékben hozzájárult az ezen cikk alapját képező diplomamunka elkészítéséhez.

IRODALOM

- [1] S. Benedetto, G. Vincentiis, and A. Luvison: Error Probability in the Presence of Intersymbol Interference and Additive Noise for Multilevel Digital Signals, IEEE Trans. Commun., vol. COM-21, March 1973., pp. 181–190.
- [2] E. Y. Ho and Y. S. Yeh: Error Probability of a Multilevel Digital System with Intersymbol Interference and Gaussian Noise, BSTJ, vol. 50, March. 1971., pp. 1017–1023.
- [3] M. H. Meyers: Computing the Distribution of a Random Variable Via Gaussian Quadrature Rules, BSTJ, vol. 61, Nov. 1982., pp. 2245–61.
- [4] R. Lugannani: Intersymbol Interference and Probability of Error in Digital System, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 15–15, Nov. 1969., pp. 682–688.
- [5] G. L. Cariolaro — S. G. Pupolin: Moment of Correlated Digital Signals, for Error Probability Evaluation, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 15–21, Sept. 1975., pp. 558–568.
- [6] G. L. Cariolaro — S. G. Pupolin: A Systematic Approach to Error Probability Evaluation in Correlated-symbol Systems, ALTA FREQUENZA, vol. XLVI—N.LL., Nov. 1977., pp. 535–546.
- [7] M. M. Meyers: A Reduced Complexity Moment Algorithm for Correlated Digital Signals, IEEE Trans, Comm., COM—30, No.7 (July, 1982).
- [8] Saffer Zsolt: Hibaarány számítási módszerek összehasonlítása digitális távközlési rendszerekben Diplomamunka, 1989.

COMPARISON OF METHODS FOR COMPUTING ERROR PROBABILITY IN DIGITAL TELECOMMUNICATION SYSTEMS

Zs. SAFFER

TECHNICAL UNIVERSITY OF BUDAPEST
INSTITUTE OF COMMUNICATION ELECTRONICS
STOCZEK U. 2, BUDAPEST, HUNGARY H—1111

The paper deals with comparison of several methods for computing the error probability in digital telecommunication systems in presence of intersymbol interference and Gaussian noise. For the case of uncorrelated series of input symbols there are two well-known upper limits: worst-case limit and Lugannani's limit based on Chernoff inequality. The simplest method to compute the error probability is by the truncated pulse train approximation. The error probability can be computed also by using the so-called Gram-Charlier expansion or the Gaussian quadrature rule. For the case of correlated series of input symbols a method was developed by Cariolaro and Pupolin. In the comparison we have focused on the accuracy and the computational speed of the six methods, discussed.



SAFFER ZSOLT

A Budapesti Műszaki Egyetem mikroelektro- nika és technológia szakán szerzett villamos- mérnöki oklevelet 1989-ben. Azóta nappali szakmérnök hallgató a BME híradástechnika szakán. Diplomamunkájával a Híradástechni- kai Tudományos Egyesület diplomaversenyén II. díjat nyert. A SWISSCOM által 1990-ben meghirdetett egyhetes svájci tanulmányi út nyertese. Szakmai érdeklődési körébe a nagy kiterjedésű számítógéphálózatok útvonalvá- lasztási és forgalomszabályozási kérdései tartoznak.

M-GÖRBE MÉRÉSE MIKROHULLÁMÚ RÁDIÓRELÉ BERENDEZÉSEKEN*

Digitális mikrohullámú rádiórelé berendezések, különösen 64QAM és 256QAM berendezések átviteli minőségét lényegesen befolyásolja a többutas terjedésre (szelektív fadingre) való érzékenységük. Ennek jellemzésére elterjedten alkalmazzák az M-görbét („multipath signature”). A Hewlett Packard 11757A többutas fading szimulátora alkalmas az M-görbe gyors és egyszerű mérésére külső hibaarány-mérő felhasználásával. A műszer számítógép-vezérlésével az M-görbe automatikusan felrajzolható, és a műszerrel együtt szállított disk szoftver-példát tartalmaz demonstrációs célra.

1. Bevezetés

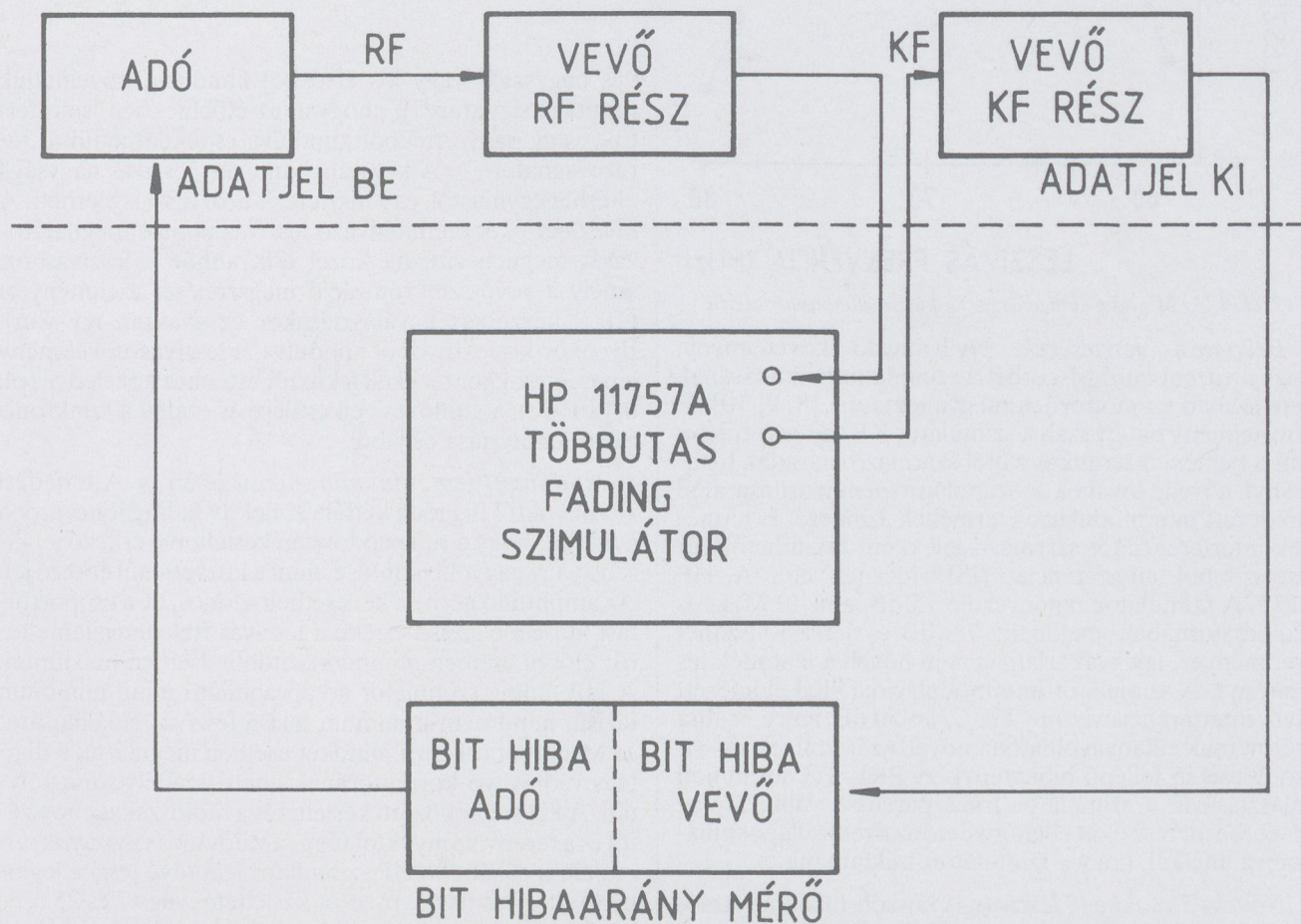
A szélessávú digitális rádiórelé berendezések gyors elterjedésével mindinkább előtérbe kerül a többutas fading hatásának vizsgálata [1, 2]. Minthogy e berendezések átviteli minőségét lényegesen befolyásolja az amplitúdó- és fázis-karakterisztika menete, az átvitel megszakadásának egyik fő forrása a többutas terjedés folytán létrejövő szelektív fading, amely keresztpolarizációs és interszimbol interferencia előidézésével növeli a bit-hibaarányt. Ennek ellensúlyozására sokféle adaptív rendszert alkalmaznak: frekvencia-, tér- és szög-diverziti átvitel, meredekség korrektor, adaptív időtartománybeli korrektor, és számos más módszer [1].

* Összeállította dr. Sárkány Tamás a Hewlett Packard 379—1 számú Application Note alapján („Measuring Digital Microwave Radio M-Curves/Signatures”)

E rendszerek hatékonyságának megállapítására többféle módszer használatos, melyek közül a legnépszerűbb az M-görbe mérés. Az M-görbe adataiból jól lehet következtetni arra, hogy az átviteli berendezés mennyire tűri a többutas fadinget, és ezért jól használható különböző berendezések összehasonlítására, vagy az átvitel kiesési időhányadának előjelzésére [3, 4].

Az M-görbe mérésére általában kétutas szimulátort alkalmaznak, amely a szelektív fading laboratóriumi szimulálására szolgál. A szimulátor a bemenő vivőfrekvenciás jelből közvetlen és késleltetett jeleket állít elő, és a két jel állítható szintű és fázisú összegezésével olyan átviteli frekvenciagörbét valósít meg, amely leszívást tartalmaz; a szelektív fadinget e leszívás („notch”) nagysága és frekvenciája definiálja. Az M-görbe egy adott küszöb-hibaarányt előidéző leszívás nagyságát adja meg a frekvencia függvényében, és ily módon határvonalat képez: a vonal fölötti kisebb leszívások esetén az átvitel megfelelő, míg a vonal alatti, nagyobb leszívások esetén az átvitel megszakadtnak tekintendő. Az M-görbe mérésekor e küszöb-hibaarányt gyakran 10^{-3} értékűre választják, minthogy általában ezt tekintik a megszakadásra jellemző értéknek, és a jel/zaj-viszonyt elég nagyra állítják be, nehogy a termikus zaj is befolyásolja a hibaarányt [5].

Régebben az M-görbe mérés nehéz feladatot jelentett, minthogy ilyen szimulátor elkészítése és annak kalibrálása nagy munkát és költséget igényelt, és ezért több közlemény elméleti úton nyert M-görbéből következően az átvitel várható megszakadási időhányadára a szóba jövő szelektív fading-paraméterek esetében [6,7]. A HP 11757A többutas fading szimulátor megjelenésével az M-görbe pontos és automatikus mérésének már nincs akadálya.

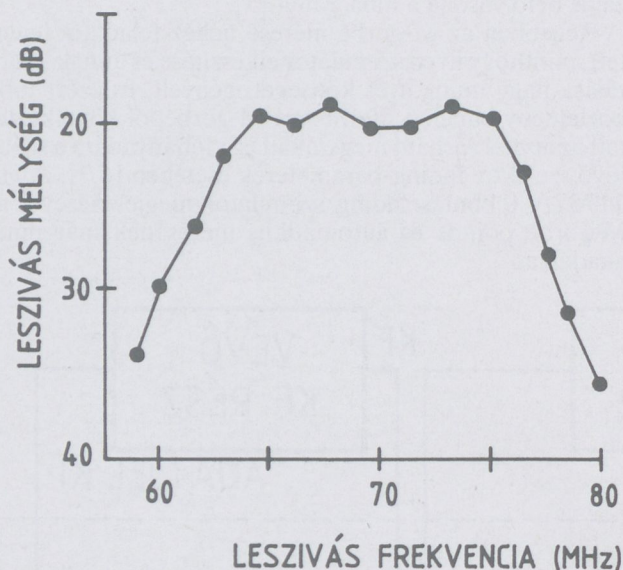


1. ábra. Az M-görbe manuális mérésének elrendezése

2. Manuális mérés

Az 1. ábra szerinti összeállításban a hibaarányt RF hurokban mérjük (adó RF kimenet és vevő RF bemenet alkalmas csillapítón át összekötve), és a hibaarány-mérőt a modulátor adatjel bemenetéhez és a demodulátor adatjel kimenetéhez csatlakoztatjuk. A fading szimulátort a vevő KF útvonalába iktatjuk be, általában az alkalmazott korrektorok és az AGC-vel szabályozott rész előtt (esetleg a nem szabályozott KF előerősítő után); így a szimulátor beiktatási csillapítását a vevő AGC kiszabályozza. A HP szimulátornak saját ki-be kapcsolható AGC áramköre van, amelyet akkor kell aktivizálni az állandó kimenőszint biztosítására, ha a szimulátor az AGC-vel szabályozott KF rész után, a demodulátor előtt van beiktatva (pl. a csatlakozási pontok könnyebb hozzáférése miatt).

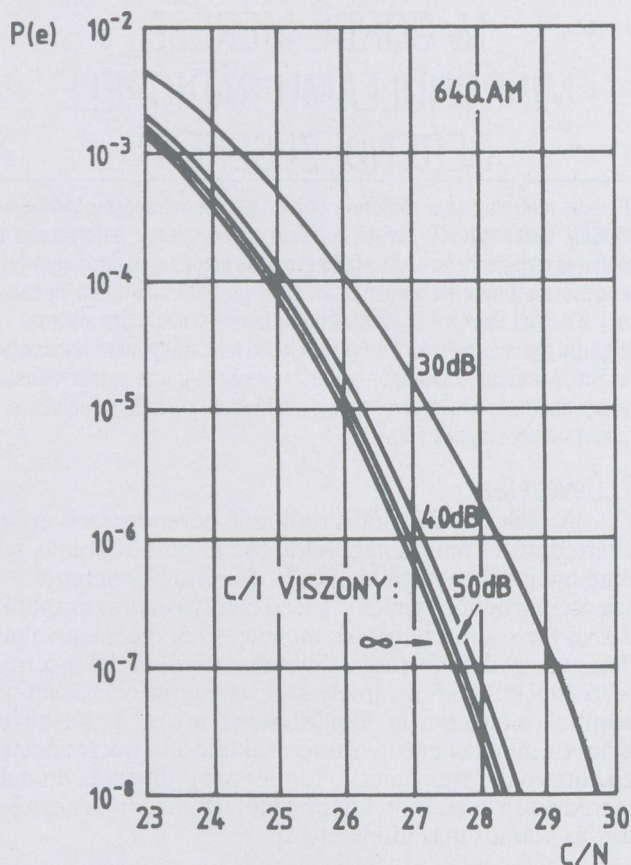
Az M-görbe manuális méréséhez a leszívás frekvenciáját végighangoljuk az átviteli sávon (pl. 2 MHz-es lépésekben), és minden frekvencián a leszívás nagyságát addig növeljük, amíg a mért hibaarány eléri a választott küszöbértéket. Az így nyert dB/MHz pontok összekötése adja az M-görbét (2. ábra).



2. ábra. Az M-görbe ábrázolása 10^{-3} küszöb-hibbarány esetén

Beiktatási veszteségek. Nyilvánvaló követelmény, hogy az üzemszerű M-görbét a szimulátor beiktatásának nem szabad számottevően megváltoztatnia [8, 9, 10]. E követelmény határt szab a szimulátor KF zajtényezőjére, ami a bemeneti termikus zajtól származó maradék hibaarányt növeli, továbbá a szimulátor nemlinearitása által előidézett intermodulációs termékek szintjére. E termékek interferenciától származó jelekként tekinthetők, és interszimból interferenciát (ISI) idéznek elő. A HP 11757A szimulátor zajtényezője 15 dB, ami 40 MHz-es rádiócsatornában majdnem 78 dB-es jel/zaj-viszonyt eredményez, így gyakorlatilag nem növeli a maradék hibaarányt. A szimulátor intermodulációja által előidézett vivő/interferencia viszony kb. $C/I = 50$ dB, ami a 3. ábra szerint csak elhanyagolhatóan növeli az üzemi jel/zaj-viszony esetén fellépő hibaarányt. A PRESET üzemmód választásával a szimulátor transzparenssé válik, így az M-görbe mérése előtt ellenőrizhető az üzemi állapot hibaaránya anélkül, hogy a szimulátort kiiktatnánk.

Növekvő/csökkenő leszívás. A küszöb-hibaarányt előidéző leszívás értékét két irányból közelíthetjük: a leszi-



3. ábra. 64 QAM átvitel hibaaránya a vivő jel/zaj viszony függvényében interferencia esetén. A $C/I = 50$ dB és a $C/I = \infty$ jelű görbék alig térnek el

vás nagyságát vagy kis értékből kiindulva növelhetjük („outage signature”), ahogyan az előbbieken ismertettük, vagy nagy értékből kiindulva csökkenthetjük („return signature”). A két irányban nyert leszívás nagysága eltérhet egymástól, és a hiszterézis a 10 dB-t is elérheti. A küszöbértéket eredményező leszívás pontos meghatározását megnehezíti, ha közel esik ahhoz a leszíváshoz, amely a vevő-szinkronizáció megszűnését eredményezi (10^{-3} küszöbérték választásakor ez gyakran így van). Ilyenkor kis leszívásból kiindulva, a leszívás-növekmény lépéseit csökkenteni kell a küszöbértékhez közeledve (pl. 0,1 dB-re), a „túllövés” elkerülése és ezáltal a szinkronizáció fenntartása céljából.

Minimum/nem minimum fázisú leszívás. A terjedési viszonyoktól függően kétféle szelektív fading jöhet szóba a szerint, hogy a reflexió folytán késleltetve érkező jel kisebb vagy nagyobb szintű-e, mint a közvetlenül érkező jel. Az amplitúdó görbe a két esetben azonos, de a csoportfutási idő göbe szélső értéke a leszívás frekvenciáján eltérő: előbbi esetben minimum, utóbbi esetben maximum. A HP fading szimulátor átkapcsolható mind minimum fázisú, mind nem-minimum fázisú leszívás előállítására; az M-görbét célszerű mindkét esetben megmérni, a digitális rádióvevő korrektorának eltérő szabályozása folytán. A két sugár közötti késleltetés a rádiószakasz hosszától és a terepviszonyoktól függ; a valóságos viszonyok szimulálása céljából a HP szimulátor lehetővé teszi a leginkább elterjedt fix 6,3 nsec-os késleltetés vagy 2 és 25 nsec között folyamatosan állítható késleltetés beállítását.

Adott leszívási mélység esetén a leszívás annál keskenyebb, minél nagyobb a késleltetés.

Dinamikus M-görbe. A megfigyelések szerint a szelektív fading nagysága és a leszívás frekvenciája időben változó, és a változási sebesség széles határok között ingadozhat. Adott sebességű változás fölött a mért korrektor már nem képes a változást elég pontosan követni, és a hibaarány átmenetileg nagyobb lesz, mint stacionárius állapotban. A HP fading szimulátor alkalmas a korrektorok ezen tranziens viselkedésének tanulmányozására oly módon, hogy a leszívás nagysága és/vagy frekvenciája beállítható dB/sec és MHz/sec sebességgel végigsöpörhető a kívánt tartományon.

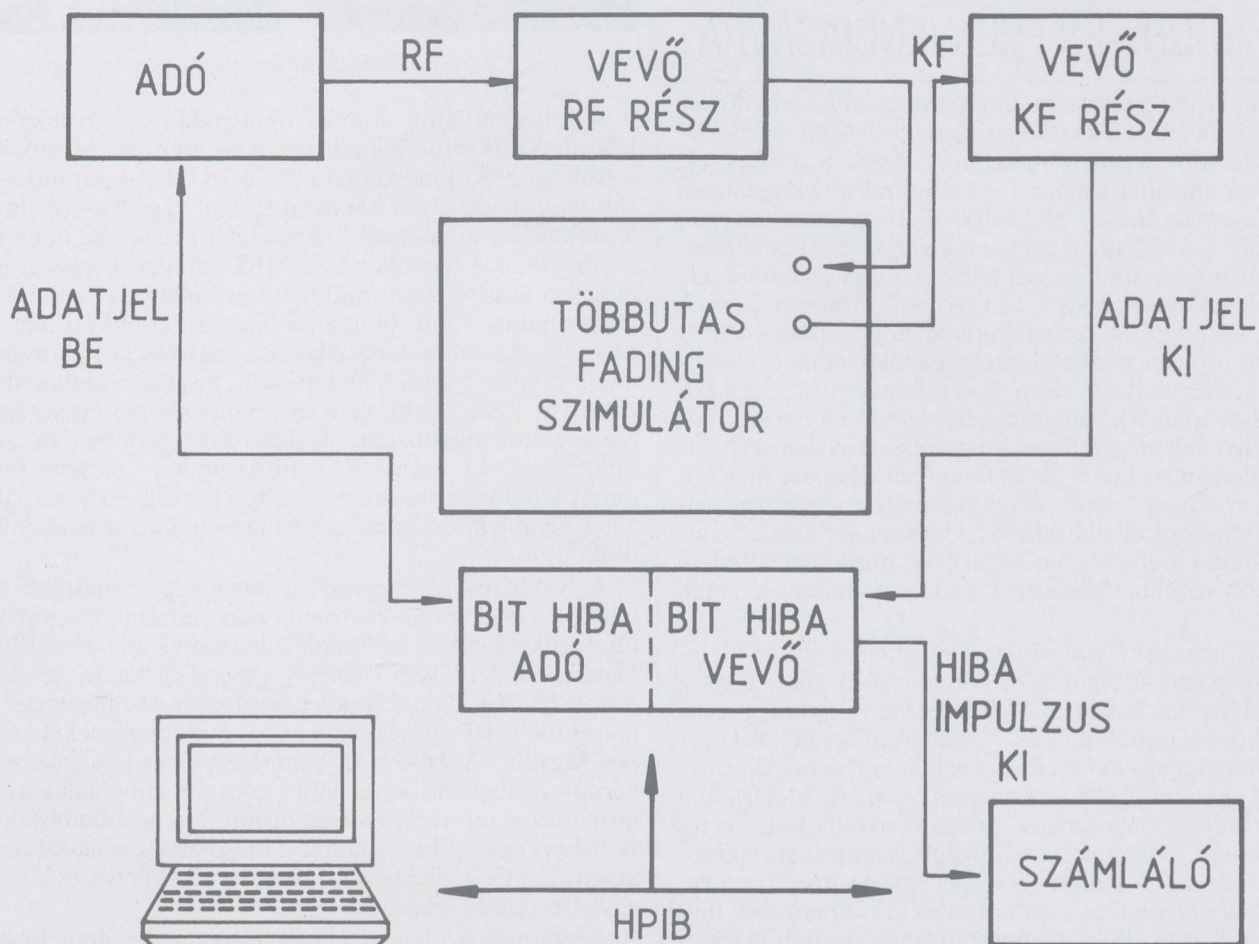
3. Automatizált mérés

Az előbbieken ismertetett manuális mérés meglehetősen hosszadalmas, ezért kézenfekvő a mérés automatizálásának igénye. Az M-görbe automatikus mérése során a HP 11757A szimulátor leszívásának nagyságát és frekvenciáját vezérlőjel lépteti, és a hibaaránymérő vevőrésze által adott hibaimpulzusokat külső számláló számlálja (4. ábra). A szimulátor és a számláló HP-IB busszal csatlakozik egy számítógép controllerhez, amely úgy van programozva, hogy adott mérőfrekvencián a leszívás nagyságát lépésenként addig változtatja, amíg a hibaimpulzusok száma jelzi a controllernek a beprogramozott küszöb-hibaarány elérését. Az ehhez tartozó dB/MHz értéket a program tárolja, majd a leszívási frekvenciát tovább lépteti a következő mérőfrekvenciára, ahol az előbbi folyamatot ismétli, s.i.t. Végül a tárolt adatok kiolvasásával a csat-

lakoztatott grafikus printer ábrázolja az M-görbét kalibrált MHz/dB koordinátarendszerben. Ha a hibaaránymérőnek HP-IB csatlakozása van és a controller közvetlenül kiolvashatja a mért hibaarányt, akkor nincs szükség külön számlálóra.

4. HP 11757A műszaki adatai

Leszívás frekvenciatartománya	standard: 40...100 MHz, Opt. 140: 110...170 MHz, Opt. 147: 40...100 és 110...170 MHz
Leszívás mélysége	0,1 dB-es lépésekben állítható, 0...40 dB
Lapos fading erősítés	állítható, 0...12 dB
Lapos fading csillapítás	állítható, 0...50 dB
AGC funkció	állandó kimenőszint biztosítása 40 dB-ig terjedő leszívásig, 20...40 MHz frekvenciatartományban
Késleltetés közvetlen és reflektált jel között	6,3 nsec rögzített, vagy állítható 2 és 25 nsec között
Leszívási frekvencia/mélység söpési idő	10 msec-os lépésekben állítható, 100 msec...99,9 sec
Maximális söprési sebesség:	
erősítés/csillapítás	650 dB/sec
leszívási frekvencia	600 MHz/sec
leszívási mélység	45 dB/sec
Zajtényező	max. 15 dB
Frekvenciagörbe:	
amplitúdó ingadozás	max. $\pm 0,2$ dB
csoportfutási idő ingadozás	max. ± 1 nsec
Háromfrekvenciás inter- modulációs termékek szintje	min. 47 dBc



4. ábra. Az M-görbe automatikus mérésének elrendezése

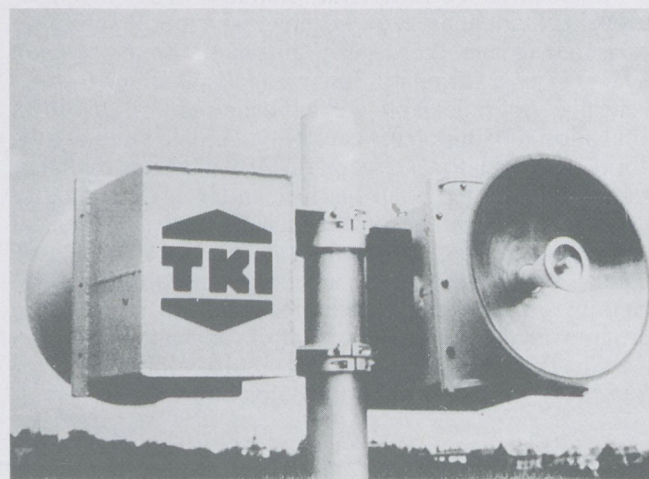
- [1] „Addendum to requirements and objectives for 4, 6 and 11 GHz digital radio systems”, Bell Communications Research, Inc., Technical Advisory, TA-TSY-0000236, Issue 2, July 1986.
- [2] Y. Serizawa and S. Takeshita, „A simplified method for the prediction of multipath fading outage of digital radio”, IEEE Trans. on Commun., Vol. COM-31, No. 8, August 1983, pp 1017-1021.
- [3] K. Metzger and R. Valentinu, „An analysis of the sensitivity of digital modulation techniques to frequency-selective fading”, IEEE Trans. on Commun., Vol COM-33, No. 9, September 1985, pp 986-982.
- [4] W. D. Rummier, R. P. Coutts and M. Liniger, „Multipath fading models for microwave digital radio”, IEEE Communications Magazine, Vol. 24, No. 11, November 1986, pp. 30-42.
- [5] L. J. Greenstein and M. Shafi, „Outage calculation methods for microwave digital radio”, IEEE Communications Magazine, Vol 25, No. 2, February 1987, pp. 30-39.
- [6] Y. Daido, E. Fukada, Y. Takeda and H. Nakamura, „Theoretical evaluation of signatures caused by modem impairments in multi-level QAM digital radio modems, IEEE Trans. on Commun., Vol. Com-34, No. 7, July 1986, pp. 654-661.
- [7] C. G. Migliora, J. C. B. Brandao, and F. T. Costa, „Simulation versus analytical methods for signatures”, ICC 86, paper 6.5.
- [8] Feher, K., Telecommunications measurements, analysis, and instrumentation, Prentice-Hall Books, New Jersey, 1987.
- [9] Feher, K., Digital communications microwave applications, Prentice-Hall Books, New Jersey, 1981.
- [10] Hewlett-Packard, Product Note 3708-3, Determination of residual bit-error in digital microwave radio, ordering number 5953-5490. ■

DIGITÁLIS RÁDIÓRELÉ A 26-GHz-ES FREKVENCIASÁVRA

A mikrohullámú technika alkalmazásának viszonylag új területét jelentik a kiskapacitású (2-8 Mbit/s sebességű) digitális rádiórelé rendszerek. Ezek a rendszerek, amelyek általában csupán 1-3 rádiófrekvenciás szakaszt tartalmaznak, sokféle távközlési, illetve adatátviteli szolgáltatást valósíthatnak meg; a nyilvános és zártcélú hálózatokban egyaránt kiterjedt felhasználásra számíthatnak. Figyelembe véve, hogy a 18 GHz alatti frekvenciasávok egyre telítettebbek, megállapítható, hogy a 18 és 40 GHz közötti frekvenciasávok fontossága fokozódik, ezt a tendenciát még műszaki előnyök is alátámasztják. Ezek között elsősorban a kis antennaméreteket, valamint azt a körülményt kell megemlíteni, hogy ebben a sávban a spektrumkihasználás költséges és bonyolult növelése még korántsem sürgető feladat, és így viszonylag egyszerű modulációs eljárások alkalmazhatók. Ugyanakkor a digitális átviteli mód a jó átviteli minőséget és az interferenciák elleni fokozott védelmet biztosítja kis adóteljesítmények esetén is.

A Távközlési Kutató Intézetben kifejlesztett 26 GHz-es kiskapacitású digitális rádiórelé család kihasználja a fenti előnyöket és kedvező feltételekkel valósít meg pont-pont közötti összeköttetést. A kisméretű berendezés egy-egy állomása egy kültéri és egy beltéri egységből áll, amelyeket egy komplex kábel kapcsol össze. Az időjárásálló kültéri egység lényegében az adó és vevő rádiófrekvenciás áramköreit, valamint a vevő középfrekvenciás áramköreit tartalmazza. A kültéri egységgel egybe van építve a *paraboloid antenna*, ez a felhasználás körülményeitől függően 350 vagy 500 mm átmérőjű lehet. Az RB 26 rendszer kültéri egységeinek fényképe az 1. ábrán látható.

A rádiórelé rendszerben mind adó jelforrásként, mind helyi oszcillátor jelforrásként frekvenciastabilizált *Gunn-diódás oszcillátor* alkalmazunk, ez a megoldás felépítését és technológiáját tekintve egyszerű és megbízható. A frekvencia stabilizálását szintézeres rendszerű és harmonikus keverőt tartalmazó fáziszárt hurok (PLL) valósítja meg, ennek referencia frekvenciáját hőfokstabilizált kvarcoszcillátor adja. Az oszcillátor frekvenciája belső kapcsolókkal átváltható, így a működési frekvencia egyszerűen módosítható. A Gunn-oszcillátor finomhangolását az áramkörbe beépített varaktordióda teszi lehetővé, ugyanezen varaktordióda segítségével lehet az oszcillátor *közvetlen frekvenciamodulációját* megvalósítani. A vevőrészben a bemeneti szűrőt egy kiegyenlített keverő követi, majd a KF fokozatok és limiteres frekvenciadiszkriminátor következik.



1. ábra. RB 26 digitális rádiórelé berendezés kültéri egységei

A mikrohullámú áramköröket műanyag hordozón felépített *mikrohullámú integrált áramkörökkel* valósítottuk meg. Különösen érdekes a 26 GHz-es áramkörök realizációja. Itt a korszerű E-síkú vagy fin-vonalas áramköröket alkalmaztuk. Ezek lehetővé teszik, hogy a csőtápvonalas technika és a MIC előnyeit ötvözve, a magas mikrohullámú (milliméteres hullámú) sávban is felhasználjuk a mikrohullámú integrált áramköri technológiát. Az antennacsatlakozás és az összekötő tápvonalak csőtápvonalas kialakításúak, miután a tápvonal-méret itt $7 \times 3,5$ mm, ez a megoldás kis méreteket és ugyanakkor megbízható csatlakozást tesz lehetővé. A kültéri egység áramköreit fűtőáramkör egészíti ki, amely lehetővé teszi, hogy a kültéri egység -10°C -nál alacsonyabb külső hőmérséklet esetén is kifogástalanul működjön.

A beltéri egység egyrészt a tápegységet, másrészt a multiplex jeleket csatoló áramköröket tartalmazza, valamint szükség esetén itt csatlakozik a szolgálati távbeszélő csatorna is. A rádiófrekvenciás egység és a beltéri egység között *HDB-3* kódolású jelek hordozzák az információt, így a kültéri RF egység szabványos multiplex jeleket képes fogadni. A kültéri és beltéri egységet egy sokeres komplex kábel köti össze, amely koaxiális tápvonalakat is tartalmaz az információs jelek biztonságos továbbítására. A beltéri egység kapcsolódik a külső energiaellátáshoz, amely 220 V-os, 50 Hz-es hálózat vagy 24, illetve 48 V-os egyenfeszültség lehet.

A rádiórelé rendszer *szimplex*, illetve *duplex* átvitelre is kiépíthető, erre a típuszám S, illetve D végződése utal.

A rendszer fontosabb *műszaki adatai* az alábbiak:

Frekvenciasáv: 25, 25–27,5 GHz

Átviteli kapacitás:

RB 26/2S és RB 26/2D 2,048 Mbit/s

RB26/8S és RB26/8D 8,152 Mbit/s

Modulációs mód: frekvenciamoduláció

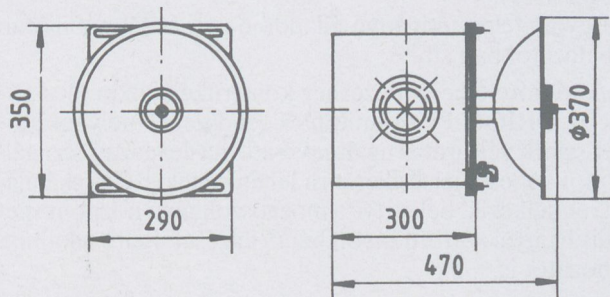
Adóteljesítmény: min. 10 dBm

Frekvenciastabilitás: jobb, mint $\pm 10^{-5}$

Vevő zajtényező: max. 12 dB

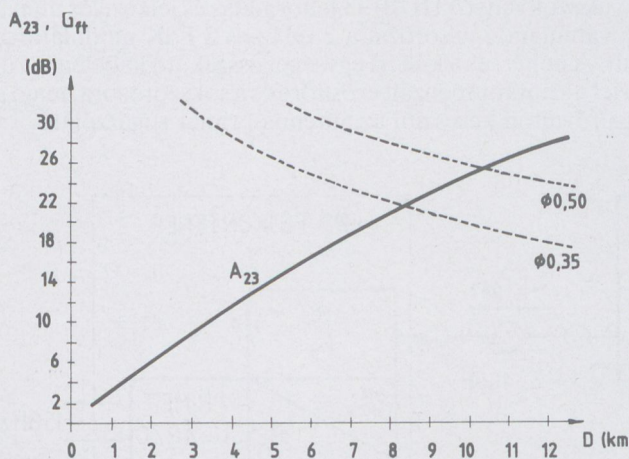
Antennanyereség: 35 cm-es paraboloidra min. 35 dB
50 cm-es paraboloidra min. 38 dB

A kültéri egység tömege 15 kg, méretei a 2. ábrán láthatók.



2. ábra. A kültéri egységek méretei

A 26 GHz-es frekvenciasávban az egy RF szakasszal áthidalható távolságot elsősorban az *esőcsillapítás* korlátozza. A 2 Mbit/s sebességű változat esetében a tipikus fadingtartalékot és a 23 mm/óra intenzitású eső esetén fellépő csillapítást a 3. ábrán tüntettük fel. Az ilyen vagy ennél nagyobb intenzitású eső Magyarországon éves átlagban kb. 0,01%-os valószínűséggel lép fel. Látható, hogy ilyen körülmények között az 50 cm-es antennával mintegy 10 km távolság hidalható át. Mivel ennél rövidebb szakaszokra a fadingtartalék nagyobb, az átvitel még kedvezőbb lesz, illetve kisebb antenna is használható.

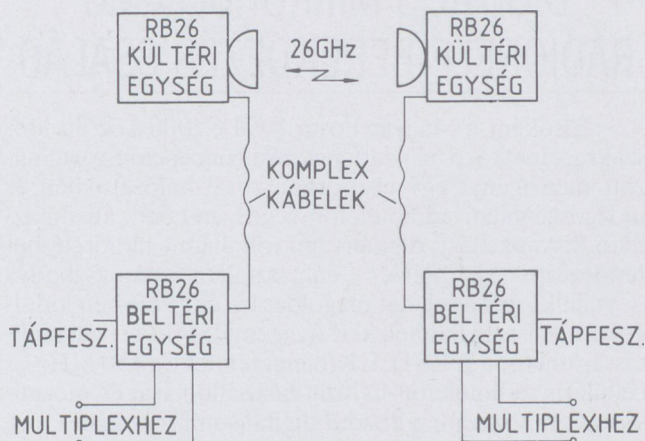


3. ábra. Tipikus fadingtartalék 2 Mbit/s sebességű átvitel esetén és a 23 mm/óra intenzitású eső okozta csillapítás

Felhasználási terület

A kültéri egység méretei és tömege, valamint a rögzítés módja lehetővé teszi az egyszerű és gyors telepítést. Az alkalmazások jelentős részében ez azt jelenti, hogy nem kell különleges tartószerkezetet készíteni. Az alkalmazott komplex kábel lehetővé teszi, hogy a beltéri egységet vi-

szonylag távol, például a multiplex egység mellett vagy egy irodában, illetve gépteremben helyezték el. Egy tipikus összeköttetés tömbvázlata a 4. ábrán látható.



4. ábra. Egy tipikus összeköttetés blokkvázlata

Az RB 26 típusú rádiórelé jól felhasználható mind fix telepítésű, mind pedig ideiglenes kiépítésű, rövidtávú pont-pont összeköttetések kialakítására. Lehetővé teszi például, hogy a PCM hierarchiába illeszkedve

- távbeszélő csatornák,
- szinkron vagy aszinkron adatcsatornák,
- mono vagy sztereó zenecsatornák,
- telematikai szolgáltatások

átvitelét valósítjuk meg. Ezek a feladatok gyakran felmerülnek például a banki hálózatokban vagy az energiaszolgáltatást, szállítást ellátó, országos kiterjedésű vállalatoknál, amelyek gyakran zártcélú (magán) hálózatokat üzemeltetnek. Az RB 26 berendezés különösen a rövidebb városi vagy városkörnyéki szakaszokon használható előnyösen, valamint olyan esetekben, ha a kábeles összeköttetést természetes vagy mesterséges akadályok miatt nem lehet létesíteni. Hasonló módon alkalmazható a rendszer a nyilvános hálózatokban, pl. előfizetői csoportok bekapcsolására. Másik tipikus alkalmazás az URH stúdiók és adók közötti jóminőségű modulációs összeköttetés. Az RB 26 berendezés azt is lehetővé teszi, hogy a rendszer digitális átvitelt ne csak a PCM hierarchiában valósítson meg, hanem közvetlenül is felhasználható legyen számítógépes hálózatokban.

A fenti állandó jellegű alkalmazásokon kívül a kis méret és gyors telepíthetőség lehetőséget nyújt ideiglenes kiépítésű összeköttetésekre is, ilyenekre szükség lehet akkor, ha a kapacitást időlegesen meg kell növelni (pl. valamilyen rendezvény kapcsán), vagy ha katasztrófa helyzetben gyorsan pótolni kell a kiesett előfizetői vonalakat.

Az RB 26 típusú kiskapacitású digitális rádiórelé rendszer mikrohullámú megoldást kínál a jelenlegi és a jövőbeni távközlési igények korszerű kielégítésére.

DR. KÁSA ISTVÁN

TÁVKÖZLÉSI KUTATÓ INTÉZET

MIKROLINK—15

DIGITÁLIS MIKROHULLÁMÚ RÁDIÓRELÉ BERENDEZÉS CSALÁD

Elsőként a Magyar Posta 1991–2000 közötti időszakra vonatkozó hálózatfejlesztési koncepciója fogalmazott meg igényt egy elsősorban rurál hálózatokban és mozgószolgálati rádiótelefon-rendszerekben alkalmazható kiskapacitású digitális mikrohullámú rádiórelé-berendezésre. Az ORION — tapasztalataira támaszkodva — vállalkozott a feladat megoldására és 1989-ben kidolgozta a műszaki feltételeket. Az igény 1990-ben vált realitássá, amikor a WESTEL Kft. megrendelte a 450 MHz-es celluláris rádiótelefon-hálózat bázisállomásai és mozgószolgálati központjai közötti digitális mikrohullámú összeköttetés létesítését.

A rádiótelefon-szolgáltatás megindításának rendkívül szoros határidejét figyelembe véve készítette el és telepítette az ORION a következőkben bemutatásra kerülő rendszercsalád 2 Mbit/s kapacitású tagjának első összeköttetését a kaposztásmegyeri bázisállomás és a Száva utcai központ között. 1990 végére a berendezés már a PKI által végzett típusvizsgálaton is eredményesen túljutott.

Szolgáltatások és alkalmazási területek

A MIKROLINK—15 típusjelű, a 15 GHz-es frekvenciasávban működő digitális rádióreléberendezés-család a PCM hierarchiába illeszkedő 0,704, 2,048, 8,448 és 34,368 Mbit/s sebességű információ, illetve 10, 30, 120 és 480 PCM távbeszélő-csatorna kis- és közepes távolságú pont-pont közötti rádióátvitelét teszi lehetővé. A 0,704 és 2 Mbit/s-os változatokban 2 FSK, a 8 és 34 Mbit/s-os kialakításokban QPSK moduláció kerül alkalmazásra. Valamennyi változat rendelkezik a forgalmi csatornától független szolgálati összeköttetéssel, távellenőrzéssel és az 1+1 rendszerű tartalékolás lehetőségét biztosító automatikával. A 8 és 34 Mbit/s sebességű változa-

tok osztott kapacitású — 4×2 Mbit/s, illetve 4×8 Mbit/s — kivitelben is kiépíthetők.

A berendezéscsalád minden olyan nyilvános és külön-hálózatokban előnyösen alkalmazható, ahol a műszaki követelmények alapját a nemzetközi előírások (CCIR és CCITT) képezik. Így

- a celluláris rádiótelefon-hálózatok bázisállomásai és mozgószolgálati központjai között;
- a távbeszélőközpontok közötti állandó összeköttetésekben;
- a számítógépes hálózatokban, különösen városon belüli összeköttetésekre;
- a videokonferencia jelek átvitelére (TV kodekkel kiegészítve);
- a gyors telepítésigényű állandó helyű és félmobil ipari hálózatokban stb.

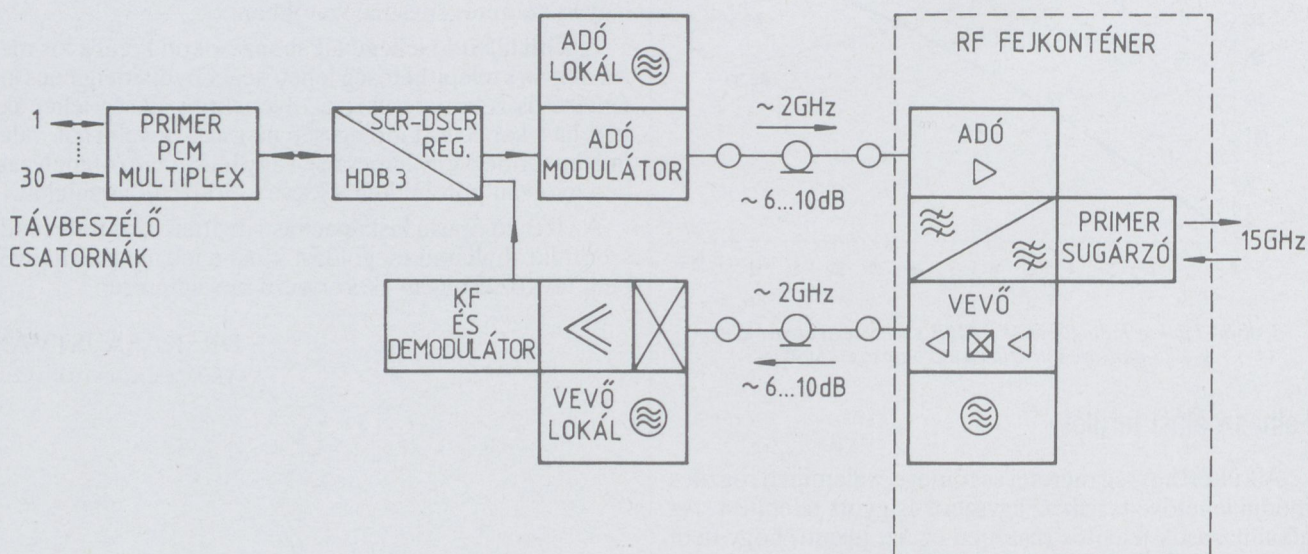
A rádiórelé berendezéshez konstrukciójában illeszkedik az ORION PCM multiplex rendszere, melynek primer szintű változata rugalmas csatorna-leágazási szolgáltatásokkal és a jelzésillesztési lehetőségek széles skálájával rendelkezik, beleértve a mozgószolgálati központ speciális igényei szerinti sávon belüli jelzésátvitelre alkalmas változatot is.

Elektromos kialakítás

A berendezés a CCIR 636 ajánlás szerinti 14,5–15,35 GHz frekvenciasávokban üzemel, melyben 15 db 28 MHz raszterű duplex főcsatorna helyezhető el, s amelyek mindegyike QPSK moduláció esetén 1 db 34 Mbit/s sebességű rendszer üzemét biztosítja. Aláosztással 14 MHz-es raszterben 2 db 8 Mbit/s sebességű QPSK, illetve 7 MHz-es raszterben 4 db 2 Mbit/s 2 FSK, vagy 3,5 MHz-es raszterben 4 db 0,7 Mbit/s 2 FSK rendszer helyezhető el egy főcsatornában.

Az 1. ábra alapján a 2 Mbit/s kapacitású berendezés-változat rendszertechnikai felépítése a következő:

A szokványos HDB—3 jelformálás és jelkezelés után a továbbítandó jelsorozat a 2 GHz-es 2 FSK modulátorra jut. A beltéri és a kültéri egységet összekötő kábelben kerül a jel a szintkompenzált erősítőre és a sokszorozóra, majd a szűrőváltón keresztül az antenna primer sugárzójára.



1. ábra. A MIKROLINK—15/2 berendezés blokkvázlata

1. táblázat. A MIKROLINK—15 berendezés változatok főbb adatai

Berendezésváltozat	ML—15/0,7	ML—15/2	ML—15/8	ML—15/34
Forgalmi kapacitás (Mbit/s)	0,704	2,048	8,448	34,368
RF csatornaszter (MHz)	3,5	7	14	28
Moduláció	2 FSK	2 FSK	QPSK	QPSK
Adóteljesítmény (dBm)	+13	+13	+15	+17
Frekvenciastabilitás	$\pm 10^{-5}$			
Vevő zajtényező (dB)	7			
Vevő érzékenység (dBm) BER=10 ⁻³	-91	-85	-85	-80
BER=10 ⁻⁶	-86	-80	-80	-75
Rendszer erősítés (dB) BER=10 ⁻³	101	98	100	97
Fading tartalék (dB) 15 km távolság, BER=10 ⁻³	40	36	36	38
Tápfeszültség (V)	-20...72 VDC átkapcsolás nélkül			

A 15 GHz-es vett jel a primer sugárzó és a szűrőváltó utáni előerősítése, keverése és 2 GHz-es erősítése még a kültéri egységben történik. A külön vevőkábelben érkező jel a beltéri egységben további kétszeres transzponálásra kerül, majd a szokásos demodulátor következik. A szolgáltatási csatorna átvitele a 2 Mbit/s-os kiépítési változatban delta-sigma másodlagos modulációval valósul meg.

Az 1. táblázat a rádiófrekvenciás berendezésváltozatok főbb műszaki adatait foglalja össze.

Mechanikai kivitel

A bemutatott rendszertechnikai felépítéssel összhangban olyan mechanikai elrendezés került alkalmazásra, mely hasznosítja az ORION műholdas mikrohullámú vevőrendszerek fejlesztésében szerzett tapasztalatait, egyúttal jelentős költségmegtakarítást és egyszerű telepítési lehetőséget biztosít a felhasználó számára.

Az adó-vevő jelútjában nem a szokásos középfrekvenciás vagy alapsávi pontokon történik a kábeles szétválasztás, hanem mind az adó, mind a vevő oldalon egy 2 GHz-es ún. közbenső frekvencián. A berendezés e kábelrel szétválasztott két fő funkcionális egységből áll:

- Az antenna fókuszában elhelyezett, a primer sugárzóval és polárváltóval egybeépített Ø 81×336 mm méretű hengres rádiófrekvenciás fejkonténer, melynek két N-csatlakozójához kapcsolódnak a beltéri berendezéssel összekötő, tipikusan 50 m hosszúságú koaxiális kábelek.
- A slim-rack kialakítású beltéri berendezés, mely a 2 GHz alatti frekvenciájú áramköröket tartalmazza, beleértve a szolgáltatási csatorna, a távellenőrzés és a PCM multiplex berendezés egységeit.

A konstrukció nem igényel külön antenntornyot, túlnyomós tápvonalat, nagyméretű antennát. Bármely magasépület tetején (falán, ablakában) elhelyezett Ø 50...100 mm átmérőjű acélcsőre rögzíthető a kisméretű és könnyű kültéri berendezés. A kül- és beltéri berendezést összekötő 2 db hajlékony kábel rendkívül rugalmas és gyors telepítést biztosít.

Az elektromos és konstrukciós jellemzők, a szerzett telepítési tapasztalatok és az elvégzett hatósági típusvizsgá-

lat eredményei közösen azt bizonyítják, hogy a MIKROLINK—15 rádiórelérendszer-család előnyösen, hatékonyan és gazdaságosan alkalmazható a távközlési hálózatfejlesztésekhez.

DENK ATTILA
ORION RÁDIÓ ÉS VILLAMOSSÁGI VÁLLALAT

SAMI DIGITÁLIS MIKROHULLÁMÚ BERENDEZÉSCSALÁD

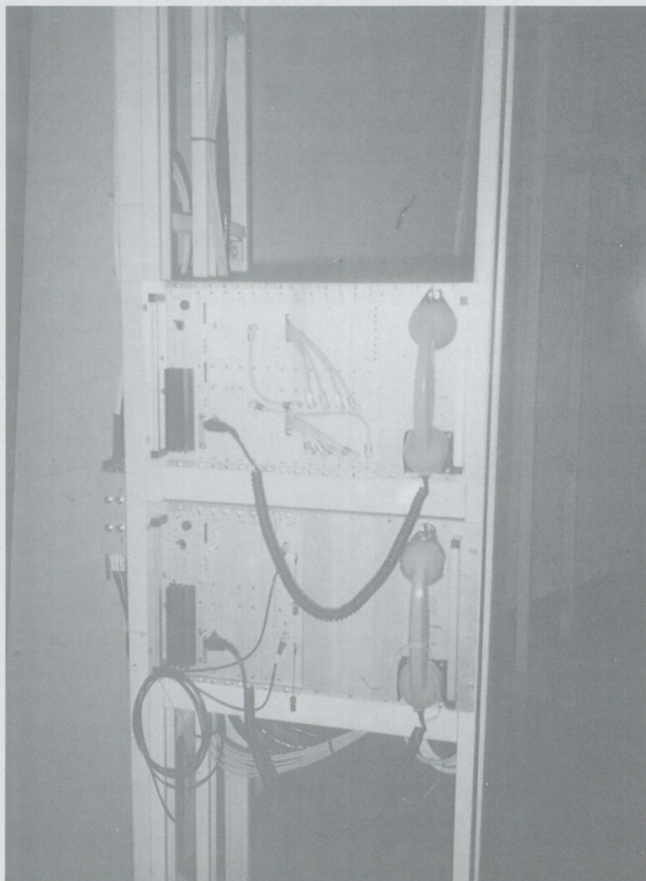
A Távközlési Kutató Intézetben kifejlesztett SAMI-15/P és SAMI-15/S digitális mikrohullámú rádióberendezések egy több változatban kiépíthető berendezéscsalád tagjai. A berendezéscsalád különböző változatai mind az átvihető információkat, mind pedig a használt mikrohullámú vivőfrekvenciákat tekintve széleskörű felhasználást tesznek lehetővé. A mikrohullámú frekvenciák az 1,5, 1,7, 2,1, 8, 11, 13, 15 és 26 GHz-es sávokban választhatók meg, az átvitt információk pedig 10, 30, 120 PCM telefoncsatorna, TV képjel és hang, valamint számítógép-hálózatok szabványos jelei lehetnek.

A SAMI-15/P és SAMI-15/S digitális mikrohullámú rádióberendezések 2 Mbit/s, illetve 8 Mbit/s sebességű PCM kódolású beszéd vagy adatjelek átvitelére szolgálnak. Elsőrendűen alkalmasak postai vagy magánhálózatokban gyorsan telepíthető és olcsó összeköttetések megvalósítására, kis és közepes távolságokban (max. 20 km) lévő felhasználók között.

A kompakt felépítésű és célszerűen tervezett berendezésrészek a rugalmasan variálható felhasználói kiépítést segítik. Az antennával egybeépített külsőtéri, klímaálló kivitelű konténer tartalmazza a rádiófrekvenciás áramköröket. A külön keretben elhelyezett beltéri egység a digitális interfészt, távjelző és riasztó áramköröket és a tápegységet foglalja magába. A beltéri és kültéri egységet többérű kábel köti össze, amely a digitális jelek, a tápfeszültségek, valamint a távjelző és távkezelő jelek csatlakoztatására szolgál. Az integrált konstrukciónak megfelelően nincs szükség mikrohullámú tápvonalra az RF-konténer és az antenna között.



1. ábra. SAMI-15 RF konténerek: parabola, ill. mikrosztrip antennával



2. ábra. SAMI-15 S (1+1) tartalékolású és SAMI-15 P beltéri egység

Műszaki adatok

Frekvenciasáv	SAMI-15/P	SAMI-15/S
Frekvenciaterv	14,5–15,35 GHz	
Moduláció	CCIR Rec. 636	
Sávkihasználás	4 FSK	
Átvételi kapacitás	1 bit/s/Hz	
Csatlakozás	2028 kbit/s	8448 kbit/s
Adóteljesítmény	HDB3 (CCITT G.703)	
Frekvenciastabilitás	16 dBm	
Vevő zajtényező	$\pm 2.10^{-5}$	
Vevő küszöbszint	7.5 dB	
	10^{-3} BER	–87 dBm
	10^{-6} BER	–81 dBm
Vevő szinttartomány		–83 dBm
Csatornatávolság		–77 dBm
merőleges		–90...–30 dBm
polarizációval		
Antenna típus	7 MHz	14 MHz
méret	mikrosztrip	parabola
nyereség	200×200 mm ²	0,7 m
Szűrőváltó veszteség	30 dB	38 dB
Szolgálati csatorna		4,5 dB
csatlakozás		
Távjelző csatlakozás		
Tápfeszültség		
Teljesítményfelvétel		
Működési		
hőfoktartomány		
kültéri berendezés		–30°C ... +50°C
beltéri berendezés		0°C ... +45°C
Méret		
kültéri berendezés		
beltéri berendezés		
Tömeg		
kültéri berendezés		290 mm×290 mm
beltéri berendezés		483 mm×266 mm×244 mm
		11 kg
		22 kg

TÓTH TAMÁS
TÁVKÖZLÉSI KUTATÓ INTÉZET

TÁVKÖZLÉSI SZOLGÁLTATÁSOK ÜZLETI ALAPOKON GONDOLATOK A TÁVKÖZLÉS HAZAI FEJLŐDÉSÉRŐL

1. BEVEZETÉS

Elismert, alapvető tézis, hogy egy jól szervezett, megbízható távközlési hálózat, mely ellátja a kereskedelem, az ipar és a lakosság kommunikációs igényeit, a nemzetgazdaság egyik legfontosabb infrastruktúráját alkotja; nélkülözhetetlen eszköz a GDP megtermeléséhez és növeléséhez, valamint a lakosság életminőségének javításához. Ezzel szemben jól ismerjük azt is, hogy Magyarországon az elmúlt 40 év során a távközlési szolgáltatások milyen katasztrofális mértékben, mennyiségileg és minőségben is elmaradtak a szükségletektől. Hogyan indulhat meg végre a fejlődés folyamata?

Ma a távközlési szolgáltatások fejlődésének kilátásai valóban kedvezőbbek, mint eddig bármikor. Jelenleg, amikor annyi év után remélni szeretnénk, hogy végre valóban megindul a távközlés gyors és egészséges fejlődése, lényegében „csak” két dologtól kell tartanunk. Sikerül-e hazánkban optimálisan kialakítani a távközlési szolgáltatások üzleti alapokra való helyezését, így a deregulációt, az új távközlési törvényt, a privatizációt stb? Másrészt aggodalmat okozhat az egész gazdaság állapota hiszen egy tartós krízis kialakulása az egész távközlés fejlődését jelentősen gátolhatja.

Fentiek jegyében a cikk alapvetően arra helyez súlyt, hogy főbb vonalaiban megvilágítsa a hazai távközlés üzleti alapokra való helyezésének problémakörét. Nem tartalmazza a távközlés világméretű műszaki fejlődésének, trendjeinek vizsgálatát, habár a felzárkózás célkitűzése nem nélkülözheti ezek ismeretét, értékelését és figyelembe vételét. Az ISDN-en túl, különösen izgalmas a fejlődés a földi és a műholdas átviteli rendszerek fokozott alkalmazásának területén, a Personal Communication Network kialakításának végső céljával. Ugyanakkor a cikkben helyt kapott a távközlés hazai K+F munkáinak várható rendszeréről szóló előzetes ismertetés, mely nyilvánvaló, hogy nagyszámú kutatót és olvasót erősen érdekel.

2. A TÁVKÖZLÉSI SZOLGÁLTATÁSOK ÜZLETI ALAPOKRA VALÓ HELYEZÉSE

Nyilvánvaló és általános elfogadott megállapítás, hogy Magyarországon az európai színvonalú távközlési szolgáltatások hiánya önmagában is elegendő lenne ahhoz, hogy az ország hosszú távra kimaradjon a nemzetközi gazdasági és társadalmi együttműködés folyamataiból. Ezért elengedhetetlen a távközlési szolgáltatások erőteljes fejlesztése, mely a hazai tőkehiány miatt jelentős mértékben külföldi forrásokra, így működő tőkére is kell, hogy alapozza a szükséges beruházásokat. A külföldi tőke bevonásra azonban csak akkor kerülhet sor, ha a távközlési szolgáltatásokat valódi üzleti alapokra helyezi az ország. A nemzetgazdaság számára olyan távközlési rendszert kell kialakítani, amely jogi, közgazdasági és műszaki nyitottsága révén lehetővé teszi a jelentkező anyagi, műszaki és szellemi erőforrások bekapcsolódását, hosszú távú érdekeltséget biztosító együttműködési formákban.

Alapvető gazdaságpolitikai jelentősége miatt a központi állami irányítás hatáskörébe tartozik annak eldöntése, hogy milyen deregulációs modell — ehhez tartozóan milyen új távközlési törvény — és milyen privatizációs koncepció kerül megvalósításra. Jelen cikk a döntések során felmerülő problémákat vizsgálja a hazai távközlés optimális fejlődése szempontjából.

2.1 A távközlési szolgáltatások deregulációja

A múltban a távközlési szolgáltatás gyakorlatilag mindegyik állami monopólium volt, melyet az országok posta igazgatásai képviseltek és működtettek. Mintegy két évtizede a fejlett ipari országokban olyan törekvés kezdett kibontakozni, mely a távközlési szolgáltatásokat is át kívánta tenni a monopol szférából a versenyszférába. Úttörő szerepet az USA játszik e téren, ahol a Nemzeti Távközlési és Információs Igazgatás nevű kormánysszervezet, valamint jól ismert szabályozó testülete az FCC, központi szerepet vittek és visznek a távközlési szolgáltatások olyan szabályozásával, melyek az előreívó piaci viszonyokat kikényszerítik. A széles körű szabályozáson belül itt történik a frekvenciák kiadása mind állami (nemzetvédelmi és rendőrségi igényeket is beleértve), mind vállalkozási, vagy gazdasági célokra. Az intézmény fontos tevékenysége a szabványosítás, és emellett a szervezet jelentős saját kutató laboratóriumokkal is rendelkezik. Ismeretes, hogy az USA azon kevés országok egyike, ahol a távközlés sohasem volt állami kézben, szervezése azonban lényegében nem különbözött a többi országok postaszervezetei által képviselt felépítéstől, mivel itt is teljes monopolhelyzet uralkodott, melyet az AT&T birtokolt; és egy (mágn) vállalati monopólium miatt lenne jobb egy államinál. A versenyhelyzet megteremtését, az új szolgáltatások megjelenése és a technikai fejlődés sürgette, mivel a monopolhelyzetben levő cég nem tűrte a hálózatán az új vállalkozókat, saját maga pedig nem tartotta érdekének, hogy új területekre investáljon, mikor a klasszikus távbeszélő szolgáltatást jól látta el, és ezért kellő jövedelemmel is birt. A dolgok természetes sajátossága, hogy az AT&T, — mint minden monopólium birtokos — megkísérelte megakadályozni a versenyhelyzet megteremtését. Azt állította, hogy a hálózat fel fog „robbanni” a hozzá nem értő módon realizált csatlakozások, végberendezések miatt. Jogi területen sem hiányoztak a képzett szakértők, így a központi szerveknek rendkívüli erőfeszítésére volt szükség, hogy végül is a versenyhelyzetet megteremtsék. Lényeges, hogy a kormányzat törekvése nem az volt, hogy megsemmisítse az AT&T-t, hanem hogy minden vállalkozónak ugyan olyan hozzáférést biztosítson a hálózathoz, mint az AT&T-nak. Ezt igen átgondolt műszaki és jogi szabályozással meg is teremttették. Fontos volt a versenyhelyzet megteremtése a helyközi hívások területén is, aholis ma mintegy 200 vállalkozás található az AT&T régi monopóliumával szemben. Érdekes, hogy bár az AT&T e téren is kénytelen volt leadni a piacból, de nyeresége mégsem változott, mivel a versenyhelyzet által kialakult tarifacsökkenés olyan nagymértékű forgalomnövekedést eredményezett, ami a fenti tény lehetővé tette.

Az igazi nyertes azonban — mint a versenyhelyzetek többségében — most is a fogyasztó lett. El kellett ugyan fogadtatni népszerűtlen változást is, például az igen nyereséges helyközi forgalomból a helyi tarifák keresztfinanszírozása megszűnt, így kismértékben emelkedtek a helyi tarifák. Az alapelv a tarifák területén az volt, hogy egy maximált ártarifával az AT&T-t és minden vállalkozót arra kényszerítettek, hogy profitjukat a hatékonyság növelésével emeljék, ezzel lényegében beépítették azt a gazdasági kényszert, ami elősegítette az új technológiák alkalmazását.

A nagyon bonyolult deregulációs folyamatnak ez csak erősen leegyszerűsített képe. Azt kívánta érzékeltetni, hogy a technikai fejlődés a versenyhelyzetet mind erősebben megköveteli, még ott is, ahol monopol megoldások példásan jól működtek. Ugyanakkor a fentiek azt is érzékeltetik, hogy a fetisizált „piac” — szó hatására magától még az USA-ban sem alakulhatott ki a távközlési szolgáltatások deregulációja és a versenyhelyzet, ehhez erős központi beavatkozásra és egy évtizedes harcra és munkára volt szükség. Létrejött az állami ellenőrzés is, a torzulások időben történő kiküszöbölésére. Érdemes megjegyezni, hogy ilyen nagy jelentőségű döntések mindenütt a világon tartalmaznak vitatható elemeket is. Amerikában sokan joggal kifogásolják, hogy a hét Bell vállalatnak — idealista elvektől vezelve — megtiltották a gyártást, amivel a japán ipar betörése erősödött. Hasonló észrevételt tehetnek a hazai híradástechnikai ipar képviselői is, az import túl erős és gyors liberalizálása és a protekcionizmus teljes feladása miatt.

A dereguláció különböző mértékben további piacgazdálkodású országokban is megindult, illetve folyamatban van.

Magyarországon az új távközlési törvény — mely várhatóan ez év közepéig megjelenik — tartalmazza majd a dereguláció mértékét és játékszabályait. Nálunk a dereguláció jelentősége főleg abban gyökerezik, hogy megfelelő lehetőséget kell adni (főleg külföldi) működő tőke jelentős belépésére, amire az elmaradt távközlés fejlesztése érdekében rendkívül nagy szüksége van az országnak. Várhatóan az új távközlési törvény a nagyszámú távközlési szolgáltatást három csoportba fogja besorolni, úgymint:

- egyedi szabályozású, védett monopol szolgáltatások,
- egyedi szabályozású, korlátozott versenyben működő szolgálatások,
- szabadversenyess szolgáltatások.

Ez a felosztás elfogadható, megfelel a nyugat-európai gyakorlatnak, illetve céloknak is, természetesen a tevékenységek megfelelő besorolása, pontos definiálása igen lényeges feladat, ha a legkedvezőbb fejlődést szolgáló optimumot kívánjuk megtalálni.

2.2 A távközlési szolgáltatások privatizációja

A privatizáció fontos eszköz az egész magyar gazdaságban a tőkeforrások bevonásának ösztönzésére és a magántulajdonosi szemlélet erősítése érdekében; azaz a piacgazdaság tényleges megteremtése érdekében. A távközlési szolgáltatások területén azonban a privatizáció tekintetében más a helyzet, mint a gazdaság egyéb területein. Ameddig ipari területeken a privatizáció tárgyai — az elmaradt struktúra és az alacsony technológiai színvonal folytán — általában relatíve mérsékelt és csökkent értékűek, ugyanakkor a távközlési szolgáltatások privatizációja, így a Magyar Posta utód Távközlési Vállalatának privatizációja is igen jelentős értéket képvisel. A távközlé-

si szolgáltatások privatizációjának értékét az emeli, hogy a távközlési szolgáltatást a világon mindenütt igen jó és stabil piacnak tekintik, és természetes, hogy a piacgazdaságban az egyik legnagyobb érték maga a jó piac.

Markáns példa erre az argentin távközlési szolgáltatások privatizálása, melyet az állam (bizonyos verseny fenntartása érdekében) két különböző külföldi társaságnak ad el. Az ellenérték domináns része az, hogy az argentin államadósság állományát 2,5–2,5 milliárd dollárral kell a vevőknek csökkenteni, ami a teljes adósságállomány 10%-os csökkentésének felel meg. (Ma az argentin adósság 50 milliárd dollár.) Ez az eset bizonyos szempontból jó példa, de egy más nézőpontból viszont semmiképp sem példa. Jól mutatja, hogy egy hosszú ideje válságban vergődő gazdaság esetében is jelentős értéket képvisel a távközlés privatizációja. Ugyanakkor nem lehet példa arra, hogy hazánkban a távközlés privatizációja az államadósság csökkentésének finanszírozója legyen. Annak ellenére, hogy a hazai privatizációnak (is) alapelve, hogy a befolyó bevételt össze kell kapcsolni az államadósság törlesztésével, ez esetben ezzel semmiképpen nem szabadna élni, mivel az elmúlt 40 év alatt teljesen elvéreztetett magyar távközlést ily módon újra megcsapolni nem szabad. Legalább azt biztosítani kell, hogy saját kedvező lehetőségeit, saját fejlődése érdekében aknázza ki. Azzal a koncepcióval lehet egyetérteni, mely egy létesítendő Távközlésfejlesztési Alapban akkumulálná a privatizációból nyert bevételek döntő részét és amelynek fő hivatása lenne, hogy támogassa a kevésbé rentábilis lakossági igények, helyi hálózatok építését és fejlesztését. Egy ilyen finanszírozási lehetőség a lakossági igények kielégítéséhez feltétlen szükség van, mivel a külföldi tőke dominánsan az üzleti célú távközlési fejlesztésekben érdekelt (mintegy 1 milliárd dollárra becsült tőkével). Ugyanakkor helyi hálózatok építése vitathatóan jövedelmező, csak a helyi közösségek szerény forrásaira lehet számítani, így ezeket a Távközlésfejlesztési Alapból lehetne és kellene pótlólagosan finanszírozni.

Érdekesesek a szempontok és az összefüggések a monopol helyzet felszámolása és a tervezett privatizáció között. A mai távközlési monopólium oldásának optimális mértékét — sok tényező között — az alábbi szempontok befolyásolják:

- A távközlés felett egy józan mértékű nemzeti-állami stratégiai kontroll fenntartása szükséges.
- A távközlési szolgáltatások erős liberalizálása szintén szükséges, mivel egy monopol helyzetű vállalat az összes igények kielégítésére nem lehet képes (még az AT&T sem volt képes). Ezért a vállalkozók jogosan vitatják azt a gondolkodásmódot, mely a nemzetközi gyakorlatban ismert kizárólagos állami tulajdon, illetve állami monopólium gondolatmenetét összeköti egy, a tevékenységnek állami vállalkozás által való végzésével.

Ugyancsak a liberalizálás erősítését követeli az is, hogy monopol szervezetben a tevékenységek hatékonysága ellenőrizhetetlenül lecsökkenhet, még jól jövedelmező üzletmenet külső jellemzőinek fennállása esetén is.

- Erős versenyhelyzet kialakítására (még a gerinchálózati területen is) elvileg lenne lehetőség, akár zömében magyar vállalkozások keretében is, ha figyelembe vesszük, hogy jelentős külön hálózatok léteznek, melyek együttesen és korszerűsítve igen jelentős szerepet játszhatnának a hazai gerinchálózati igények kielégítésében.
- Számítanunk kell arra is, hogy mivel a tőke a monopolpiacot felértékeli, egy túlerős versenyhelyzet, ami az igen jövedelmező gerinchálózati összeköttetésekre is kiterjed csökkentené a MATÁV privatizációs értékét.

Természetesen a fent bemutatottak csak egy részét képezik azoknak a hatásoknak, melyeket a dereguláció, a távközlési törvény és a privatizáció optimális kialakítása érdekében részletesen és mennyiségileg is elemezni kell.

2.3 Érdekegyeztetés a távközlési szolgáltatások fejlesztésében

Nem szükséges hangsúlyozni, hogy megfelelő érdekegyeztetési mechanizmusok működtetése mind a demokratikus kormányzati munka módszerének, mind pedig az optimális döntések megközelítésének elengedhetetlen kelléke. A távközlési szolgáltatások működtetése, fejlesztése területén három meghatározó érdekcsoportot kell megkülönböztetnünk:

- A távközlési szolgáltatások ellátói. Régebben ezt gyakorlatilag a volt Magyar Posta reprezentálta, ma ennek jogutód vállalata, és a dereguláció mértékétől függően több-kevesebb hazai és a külföldi szolgáltató, vállalkozó. Egyre jelentősebb csoport, még ha érdekeik teljesen nem is azonosak.

- A távközlési berendezéseket szállító, gyártó vállalatok. Lényegében a magyar híradástechnikai ipar tartozik ebbe a csoportba. Az utóbbi időkben összehangolt fellépésük és érdekképviselésük jelentősen visszaesett.

- Az üzleti és a lakossági felhasználók csoportja. Érdekeiket a különböző előterjesztések megkísérlik képviselni, azonban itt egy valódi user's group munkájára lenne szükség. A Világbank távközlési szakértői is keresték és hiányolták, hogy a felhasználóknak nincs külön érdekképviselője, ami a nyugati országokban valamilyen formában mindenütt megtalálható.

A hazai user's group megteremtésével meg kellene kezdeni a három érdekcsoport között a folyamatos érdekegyeztetési munkát. Ennek fő nyertesei a lakosság és a professzionális felhasználók, valamint a hazai híradástechnikai ipar lehetne.

A hazai távközlési szolgáltatások legfőbb állami felügyeletét helyes lenne, ha a számos nyugati példának megfelelően egy külön parlamenti szintű szervezet látná el.

2.4 Fizetőképes kereslet

A 10 éves távközlési program célkitűzéseit vizsgálva felmerült, hogy a programban deklarált (mintegy) 3 millió fővonalra nincs fizetőképes kereslet. Ha a ma reálisnak vehető egy főre jutó GDP-t vesszük alapul és azt, hogy néhány évig ennek növekedése nem remélhető, sőt ezt követően sem indul meg gyors növekedés, akkor valószínű, hogy 2000-ig az egy főre jutó GDP, a jelenleginek 15%-kal növelt értékét aligha tudja meghaladni. Ha fentiekre alapozunk, akkor a 10 éves program 28/100 fővonalasűrűségi célkitűzését és a 41/100-as összes beszélőhely sűrűség célkitűzését erősen mérsékelni kellene (a GDP és a fővonalaszám korrelációját megadó ismert összefüggés alapján).

Ha azonban a korrelációt mechanikusan végrehajtánánk, akkor egy másik hibába esünk. Ekkor ugyanis nem vesszük figyelembe azt, hogy létezni fog egy nem nagy létszámú csoport, a korszerű üzleti és ipari élet szereplői, akik 2000-ben már közel nyugat-európai színvonalon fognak élni (és dolgozni), míg a lakosság nagy része alacsony GDP színvonalon fog dolgozni és élni. Magyarországon a tevékenységekre és az életszínvonalra vonatkozóan olyan erős különbségek kialakulása várható, hogy az

egyetlen GDP értékkel valószínű, hogy tovább nem jellemezhető. Az látszik indokoltnak, hogy alapos felméréssel és megalapozott prognózissal a lakosságot több sávra, (de minimum 2 sávra) kell osztani, és a távközlési igényeket sávonként kell számításba venni. Így pl. kb. másfél millió lakosnak közel nyugat-európai GDP színvonalhoz illeszkedő távközlési szolgáltatást kell nyújtani, míg kb. 9 millió főnek sajnos meg kell elégednie alacsony GDP értékhez tartozó színvonallal.

Fenti logikájú számítással nem lépnénk túl a fizetőképes hazai keresletet, viszont az üzleti és a remélhetően kialakuló kicsiny, de fejlett ipari szféra által igényelt magasabb mennyiségi és minőségi szolgáltatások biztosítottak lennének. Bármilyen úton is jutunk el a reális számokhoz, mindenképp alapos felmérésre van szükség a különböző távközlési szolgáltatások iránti igényekre és a fizetőképes keresletre.

2.5 Az overlay hálózat

Habár a 10 éves program célkitűzéseivel kapcsolatban, mint látható felvethetők alapvető aggályok, ugyanekkor feltétlen ésszerű az a (első 3–4 évre vonatkozó fejlesztési) koncepció, melyet Borsos Károly vetett fel először, mint a digitálizálás gazdaságos és célszerű megoldását, és amely overlay hálózat néven vált ismertté. Röviden arról van szó, hogy a meglévő üzemelő hálózat (quasi) érintetlenül hagyása mellett, azzal párhuzamosan egy új, technikájában, szolgáltatásaiban magasabb színvonalú távközlési hálózat jön létre félmillió, esetleg ezt meg is haladó vonalkapacitással. A két hálózat között természetesen megfelelő kapcsolat van, de a digitális hálózathoz csatlakozó, többnyire magasabb szintű szolgáltatásokat igénylő, üzleti célú előfizetők között a teljes összeköttetés a digitális hálózaton keresztül épül fel. Ezen a területen a fizetőképes kereslet biztosított.

Ugyanekkor a digitális központok, kihelyezett fókuszok kapacitása nagyobb lehet, mint amennyit az üzleti igények indokolnak, így ennek révén és az analóg hálózatról áttelepített üzleti felhasználók helyének betöltésével a lakossági szükségletek kielégítése is jelentős lökést kaphat. A lefedő hálózat gerinchálózati átviteltechnikai megoldásaiban az üvegszál optikai digitális átviteltechnika domináns alkalmazása mutatkozik célirányosnak.

Kíváncsún lenne ha a lefedő hálózat három éven belül realizálódni tudna, így még idejében aránylag kifogástalan távközlési infrastruktúrát tudna nyújtani a dinamizálendő üzleti vállalkozások tevékenységéhez.

2.6 Távközlési normák és ajánlások

A magyar gazdaságnak általában nagy szüksége van arra, hogy a nemzetközi normákat, ajánlásokat átfogóan megismerje; ez a versenyképességnek elengedhetetlen követelménye. Mindez fokozott mértékben érvényes a távközlés területén (beleértve egyaránt a szolgáltatási és ipari tevékenységeket).

A kommunikáció fejlődésével a világ egyre inkább közeledik ahhoz, hogy „global village”-é váljon. Ez a tény a hálózatok összekapcsolása, a végberendezések alkalmazása során egyre bonyolultabb és átfogóbb nemzetközi normák és ajánlások kifejlődéséhez vezet. A legfontosabb szabványosítási szervezetek: maga a Nemzetközi Távközlési Unió (UIT); a két lényeges testülete a CCITT és Tanulmányi Bizottságai*, valamint a CCIR és

* A CCITT I–XVIII Study Group-ba szervezve végzi munkáját.

Tanulmányi Bizottságai*; továbbá a nyugateurópai Postaigazgatóságok Szervezete a CEPT; viszonylag új, de igen jelentős az Európai Távközlési Szabványok Intézete az ETSI**; a Nemzetközi Szabványügyi Szervezet az ISO; és a tradicionális Nemzetközi Elektrotechnikai Bizottság az IEC. Folyamatos és rendszeres hazai részvétellel kell erősíteni a munkánkat a CCITT-ben és a CCIR-ben; ki kell alakítanunk érdemi kapcsolatot a CEPT-el, melyhez hazánk az elmúlt év végén csatlakozott. A CEPT-tagság után nem lehet akadály és nem szabad használni azt, hogy belépünk az ETSI-be is. Az ISO-ban folyó munkák szintén igen lényegesek és egyedül az IEC az, amelyiknek tevékenysége inkább csak az ipari érdekelttség függvényében figyelendő. Szükséges a nemzetközi ajánlások hazai értékelése, mindezeket megfelelően összesíteni, tárolni kell valamint biztosítani kell a gyors és praktikus hozzáférhetőséget mind a szolgáltatói, mind az ipari vállalkozások részére.

2.7 Távközlési software

A távközlési kérdések döntéseiben illetékesek a világon igen sok helyen azt hiszik, hogy ha analóg kapcsoló- és átviteli rendszereiket kicserélik modern digitális elektronikus rendszerekre, az ki fogja küszöbölni az egész hálózat összes hibáját. A valóság pedig az, hogy ezek a korszerű rendszerek sokkal kevésbé viselik el a rosszul tervezett és rosszul karbantartott telephelyeket, mint az elektromechanikus-analóg megfelelőik és technikailag alkalmas emberi erőforrás nélkül a kívánt javulás nem következik be. Külön gondot jelent, hogy a fejlődés folyamatában a digitális rendszereknek egy ideig még együtt kell élniük az analóg rendszerekkel, és ez a heterogén rendszer külön fenntartási nehézségeket okoz.

A távközlési hálózat software-je alapvető fontosságú. Az egyik lényeges szempont a software minősége. Ez biztosítja a hálózat integritását, továbbá mindazokat a szolgáltatásokat, melyeket a távközlési vállalkozások és a berendezések szállítói felvállaltak. A software-nek az az egyedülálló tulajdonsága, hogy negatív hatása nem lehet lokalizált (mintegy hardware hibáé), hanem katasztrofális következményekkel kiterjedhet az egész hálózatra. Különösen nehéz software problémák lépnek fel a heterogén hálózatban. Mindezekért is igen célirányos lenne, ha Magyarország önálló távközlési software kapacitást fejlesztené ki. A távközlési software (CHILL stb.) eltér a konvencionális nyelvektől, kialakítása intenzív és külön kutatás- és fejlesztési projekteket igényel. A távközlési software — a hazai fejlesztésekben és a karbantartási munkák igényein túl — várhatóan külföldi országokban is jól értékesíthető áru lenne.

3. A HAZAI TÁVKÖZLÉS K + F MUNKÁI

A távközlés ipari és szolgáltatói ágazatai környezetében — beleértve az egyetemi kutatóhelyeket is — értékes kutató állomány található. Jogosan áll a kutató és a fejlesztő mérnökök érdeklődésének középpontjában az a kérdés, hogy az adott gazdasági helyzetben milyen lehetőségek adódnak az értelmes és a hasznos K + F munkák finanszírozására. A saját forrás lehetőség mellett, a mai gazdasági helyzetben jelentősnek ítéltető a KMÜFA-ból történő finanszírozás. Erről a kérdéskörrel, főbb vonalainban a következőket mondhatjuk:

* A CCIR 1–11 Study Group-ba szervezve végzi munkáját.

** Az ETSI 12 szakértői egységbe szervezve végzi munkáját.

A műszaki fejlesztési tevékenység finanszírozásához, egységesen, így a távközlés időszzerű K + F munkáihoz is, az OMFB egy nyitott pályázati rendszert vezet be és fog működtetni az 1991-es évtől kezdődően. Várható, hogy megjelölésre és kiírásra kerülnek az országosan kiemelt főirányok, azonban pályázni lehet ezeken túl, minden más témakörben is. Pályázatképes minden olyan konkrét fejlesztési javaslat, amely a termelő vagy szolgáltató tevékenységek piacorientált létesítését, illetve a versenyképesség növelését tűzi ki célul, korszerű technológiai megoldásokkal és felmérhető gazdasági eredménnyel.

A gyökeresen új pályázati rendszer fő ismérvei lesznek: a teljes nyitottság, magasszintű szakmai elbírálás, a KMÜFA finanszírozás hatékonyságának jelentős növelése, valamint a K + F munkák folyamatában megfelelő ellenőrzés, a szükséges visszacsatolások kialakítása és működtetése. A pályázati rendszer figyelmet fordít a kis és közepes vállalkozások folyamatos know-how igényeinek szükségleteire is.

Az előírt módon kidolgozott pályázatok elbírálásra a Műszaki Szakértői Testület elé kerülnek. Ez a Testület a különböző fő fejlesztési irányok legkiválóbb szakértőiből álló szervezet, mely döntését a benyújtott pályázatokra vonatkozóan külső opponensek véleménye, az illetékes tárcák súlypontjait és véleményét figyelembe véve, valamint szükség szerint ad-hoc Szakbizottságok elemzésére támaszkodva hozza meg. A Testület ugyanakkor figyelembe veszi az OMFB Plenumának (az OMFB másik testületének) a műszaki fejlesztéspolitika elvi kérdéseiben kialakított koncepcionális irányvonalát is. A pontos és részletes eljárást az OMFB, f. év február 5-én hivatalosan meghirdette.

A távközlési témákra visszatérve a szolgáltatás várható jelentős fejlődése és a híradástechnikai ipar versenyképességének szükséges növelése logikusan igényli a célirányos K + F munkákat. A pályázati kiírás természetesen nem adhatja meg a K + F munkák konkrét tárgyát, mégis — bármely tárgykör kizárása nélkül — a műszaki fejlesztés területén, a szerző véleménye szerint az alábbi távközlési témakörök ítéltetőek figyelemre méltónak:

- Integrált szolgáltatású digitális hálózatok, hálózat-kialakítási módszerek kutatása, fejlesztése; az új típusú szolgáltatások beillesztése a hazai hálózatba.
- Értéknövelő informatikai szolgáltatások és szolgáltatások bevezetésével összefüggő, a meglévő hálózattal együttműködő rendszer- és berendezésmegoldások kidolgozása; bevezetési stratégiák meghatározása. (Csomagkapcsolt adatátvitel, elektronikus posta, videotex, alközponton keresztül történő előfizetői beszéd-adatkezelés, személyhívás, mobil előfizetők kapcsolása stb.).
- A fény távközlési alkalmazásával kapcsolatos rendszer és berendezéstechnikai, szereléstechnológiai, valamint metrológiai feladatok. Javaslatok kidolgozása a hazai alkalmazások technikai megoldásaira, a műszaki-gazdasági optimumok figyelembevételével.
- Távközlő hálózatok üzemvitelének, üzemfenntartásának automatizálásával kapcsolatos hardware és software feladatok megoldása, a hazai távközlő hálózat sajátosságainak figyelembevételével.
- Helyi hálózatok előfizetői vonalai kihasználásának növelését szolgáló hardware és software feladatok megoldása.
- Csomagkapcsolat hálózatok, telematikai szolgáltatások és eszközeik fejlesztése, valamint gyakorlati alkalmazásbavétel.

- Rurál- és helyi, valamint nem nyilvános felhasználási és üzleti/irodai célú távközlési hálózatok átviteli-, topológiai-, jelzéstovábbítási-, felépítési-, üzemviteli- stb. tervezési módszereinek, valamint a tervezés moduljainak kidolgozása, s a gyakorlati bevezetéseket szolgáló ajánlások kimunkálása.

- A beszéd és nem beszéd információk kezelésére szolgáló mobil rádiókommunikációs rendszerek és rendszerelemek megoldásainak és üzemviteli követelményeinek fejlesztése. Ajánlások kidolgozása a nemzetközi kompatibilitási követelmények figyelembevételével a rendszer- és berendezéstechnika színvonalára és kialakítására.

- A gépi beszédfeldolgozás hardware és software elemeinek fejlesztése. A nemzetközi gyakorlatban megvalósított módszerek honosítása a magyar beszéd sajátosságainak figyelembevételével.

- Hálózatba illeszkedő cellás URH és mikrohullámú rurál rendszerek és rendszerelemek kialakítása a hazai sajátosságok figyelembevételével; többszörös hozzáférés lehetőségét biztosító vezérlési eljárások kidolgozása.

- A koaxiális és optikai kábeles műsorelosztás minőség- és kapacitásnövelő új megoldásaival kapcsolatos fejlesztések. HDTV kutatások.

- Lakossági hozzájárulással kialakításra kerülő, rendszerbe kapcsolható távközlési szolgálatokat javító kábel-TV hálózatok megvalósításának előkészítése. Hagyományos és optikai épületkábelezési-szerelési technológiák fejlesztése.

- Új távközlési software technológiák fejlesztése:
 - objektumorientált nyelvek kutatása, fejlesztése,
 - a managementet támogató software eszközök kidolgozása,
 - nagy rendszerek formális leírási módszereivel kapcsolatos kutatási, fejlesztési feladatok,
 - osztott rendszerek teljesítőképességének meghatározására szolgáló programrendszerek fejlesztése.

Néhány témakör a közszükségleti híradástechnika és a tömegkommunikáció területeiről:

- Színes TV kódolási rendszerváltás SECAM-ról PAL-ra. A rendszerváltás átfogó műszaki-gazdasági vizsgálata. Az átállást optimálisan támogató K+F munkák.

- A két-hangú sztereo TV-rendszer bevezetését célzó további K+F munkák, a témakör szolgáltatói és felhasználói területeit érintő műszaki-gazdasági vizsgálattal.

- Áttérés a 67–73 MHz URH műsorszóró sávról a 88,5–108 MHz, CCIR frekvenciasáv használatára (a két-normás URH vevők szükségességének kiküszöbölésével). A váltás átmeneti és végső állapotának műszaki-gazdasági elemzése, a rendelkezésre álló frekvenciák figyelembevételével. Az optimális átállást támogató K+F munkák.

- A nagyfelbontású (HDTV) televízió bevezetésének perspektív hazai K+F munkái.

- Műsorszóró csatornák további másodlagos kihasználása (TXT, Paging, RDS).

- A korszerű kábeltelevízió hálózatok kialakítása. Országos kiterjedésű kábel TV hálózat kialakítására, a helyi hálózatok összekapcsolására alkalmas eljárások kidolgozása, a kábel TV hálózatok többcélú felhasználása, alkalmazási feladatok.

4. ÖSSZEGRÖZÉS

Az elkövetkező évtized folyamán a hazai távközlési szolgáltatás fejlődésének alapvető kritériuma, hogy hogyan sikerül azt megfelelően üzleti alapokra helyezni. A problémák igen bonyolult és kényes, a fenti cikk ebbe kísérelt meg bepillantást adni. További fontos kritérium a hazai gazdaság helyzete, mellyel kapcsolatban csak annyit szeretnék megjegyezni, hogyha a szükségzerű, szigorú pénzügyi politika mellett, azt kiegészítő, serkentési politika nem kerül kialakításra, akkor a krízis tartós elhúzódásával kell számolnunk, annak minden súlyos negatív hatásával egyetemben.

A gazdaság serkentésének politikája adhatna nagyobb teret a hazai híradástechnikai ipar tevékenységének is, mely jelenleg válságos helyzetben van, mivel több okból kifolyólag nem sikerült kiaknáznia a szolgáltatás-fejlesztés eddigi és várható fellendülését. Ennek a ténynek tüze-tesebb vizsgálata szintén fontos lenne.

A jelen cikk keretében nem volt elhelyezhető egy rendkívül fontos kérdésnek, az oktatás problémáiról áttekintése, mely a távközlés ügyén túl, az oktatás egészét tekintve bizonyos szemléleti válsággal is terhelt.

DR. BUDINSZKY JÓZSEF

OMFB

MAGYAR RÉSZVÉTEL MÉRÉSTECHNIKAI IEC SZABVÁNYOK KIDOLGOZÁSÁBAN

Az IEC (International Electrotechnical Commission) műszaki bizottságai számos területen dolgoznak ki nemzetközi szabványokat, ezek közül a TC—12 műszaki bizottság a rádiótávközlés területével foglalkozik. Albizottságai közül az SC—12E albizottság témaköre a földfelszíni rádiórelé és rögzített (nem mobil) műholdas távközlési rendszereket fedi le. Az albizottság szoros kapcsolatot tart a CCIR 9. tanulmányi csoportjával, amely hasonló tématerülettel foglalkozik. Míg a CCIR elsősorban a telepített mikrohullámú összeköttetések minőségi mutatóira dolgoz ki ajánlásokat, addig az IEC a gyári „szimulált” összeköttetések mérőmódszereire készít szabványokat, amelyek távközlési berendezések gyári átadás-átvétele során általában iránymutatóak.

Az SC—12E albizottság két munkacsoportja 1971-ben alakult meg két analóg publikáció elkészítésére, rádiórelé berendezések és műholdas földi állomás rádióberendezések mérési metodikájának kidolgozására. E két publikáció lényegében 1980-ban készült el, amikor a két munkacsoport egyesült egy digitális publikáció kidolgozása céljából, melynek három része van: földfelszíni rádiórelé rendszerek és műholdas földi állomások közös mérőmódszerei, földfelszíni rádiórelé rendszerek mérőmódszerei, és műholdas földi állomások mérőmódszerei.

E nemzetközi munkacsoportban számos ország (Németország, Franciaország, Olaszország, Nagybritannia, Magyarország, Kanada, Japán) szakértője vesz részt, s fő funkciójuk a megtárgyalásra előirányzott és a munkacsoport által jóváhagyott, előbbieken részletezett tematika egyes fejezeteire vonatkozó vázlatanyagok készítése. E vázlatanyagokat a szerzők szétküldik a munkacsoport tagjainak tanulmányozásra, majd a soronkövetkező ülésen a munkacsoport — részletes, némelykor szenvedélyes vita során — módosítja vagy jóváhagyja a tárgyalta anyagokat. Végleges jóváhagyás után a munkacsoport szerkesztőbizottsága ún. titkársági anyagot bocsát körözésre az egyes IEC tagállamok nemzeti szakbizottságai számára, melyek kommentárok formájában tehetnek javaslatot módosításokra vagy kiegészítésekre. E kommentárok alapján a munkacsoport módosíthatja a titkársági anyagot, amely az albizottság által történt elfogadás és nemzetközi szavazással való jóváhagyás után mint IEC publikáció jelenik meg, és nemzetközi szabványként tekintethető.

Magyarország 1972-ben kapcsolódott be e szabványkidolgozási munkába, amikor Budapesten ülésezett az SC—12E albizottság és két munkacsoportja. Eddig 18

magyar vázlatanyag készült (egyesek több változatban, az ülésen elhangzott kommentárokat figyelembe véve), a magyar mikrohullámú rádiórelé és műholdas berendezések fejlesztése során szerzett tapasztalatokra alapozva. Az analóg publikáció számára készültek a kölcsönös interferencia, a dinamikus AGC karakterisztika, a rádiófrekvenciás szűrőváltók és a diverziti rendszer mérésével foglalkozó magyar vázlatanyagok, a digitális publikáció magyar vázlatanyagai pedig az adó-vevő és a modem, az over-all rendszerparaméterek, a szolgálati csatorna és a melegtartalékoló berendezések mérőmódszereit ismertetik.

Az IEC publikációk kialakításához további magyar hozzájárulást jelentett a Magyar Nemzeti Szakbizottság részére készített több mint 50 magyar kommentár, amelyek külföldi vázlatanyagok alapján készült titkársági anyagokra reflektáltak. E kommentárok nem egy esetben lényeges módosításokat és kiegészítéseket javasoltak, melyeket a munkacsoport többnyire elfogadott.

A sok magyar vázlatanyag és szakbizottsági kommentár, továbbá a munkacsoport üléseken való aktív részvétel folytán ma már nemzetközileg elismerik Magyarország kompetenciáját az említett IEC publikációk témakörében és Magyarország szerepét a publikációk kialakításában. A szóban forgó munkacsoport évenként egy-kétszer ülésezik különböző városokban, egy-egy ország Nemzeti Szakbizottságának, illetve Szabványügyi Hivatalának meghívására. London, Berlin, Róma, Párizs, Hága, Tokió, Ottawa, Beijing mellett az 1972-es budapesti ülés után még kétszer került sor budapesti ülésre (1981-ben és 1987-ben), ami ugyancsak a magyar közreműködés értékelését jelenti, hiszen az ülések napirendjére kerülő vázlatanyagok nem kis hányada magyar vonatkozású.

Lényeges azt aláhúzni, hogy az IEC szabványosítási munkáiban való közreműködés és a munkacsoport-üléseken való folyamatos részvétel betekintést is lehetővé tesz a szakterület vezető vállalatainak berendezésfejlesztési és méréstechnikai koncepciójába, valamint aktuális problematikájába. Az Alcatel—CSF, Marconi Instruments, Radiotelevisione Italiana, Siemens, Wandel Golttermann, Nippon Electric, Toshiba, Telecom Canada, British Telecom részéről delegált munkacsoport-tagokkal való személyes kontaktusok nem egyszer értékes szakmai véleménycserére adtak lehetőséget az aktuális berendezés-fejlesztési trendek és különleges mérőmódszerek vonatkozásában.

DR. SÁRKÁNY TAMÁS
TÁVKÖZLÉSI KUTATÓ INTÉZET

■ DR. SIMONYI KÁROLY PROFESSZORT TISZTELETBELI DOKTORRÁ AVATTA A BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM TANÁCSA



Az ünnepélyes eseményre 1991. január 23-án került sor. A doktori oklevél Simonyi professzor elméleti villamoságtanban és elektronfizikában elért, nemzetközileg jelentős eredményéről szól. Az ünnepelt rövid előadásában saját pedagógiai tevékenységére helyezte élete súlypontját, mivel kerek ötven esztendőn keresztül oktatta a villamosmérnök hallgatókat. Mi tesszük hozzá, hogy egy életre szóló élményt nyújtva és példaképül szolgálva szakmai és emberi magatartásból egyaránt.

A Híradástechnika folyóirat hasábjain keresztül tanítványai, könyveinek olvasói nevében szívből gratulálunk Simonyi professzornak! Kívánjuk mindannyiunknak, hogyha azt kérdik tőlünk, hogy mondd a proffal mi van, azt válaszolhassuk, hogy jól van és dolgozik. ■

■ A SIEMENS MAGYARORSZÁGON

Közismert tény, hogy a magyar ipar számára a túlélés radálehetőségét a privatizáció, ezen belül elsősorban a külföldi tőke- és technológia injekció kínálja. Úgy véljük, hogy a magyar elektronikai ipar számára ezen belül az a módszer kívánatos, amikor nem egyszerűen egy külföldi tőkéscsoport tesz szert egy magyar vállalat kisebb-nagyobb részére, hanem egy fejlett technológiával, kiterjedt piaci kapcsolatokkal rendelkező külföldi elektronikai cég belépése segít megőrizni, magasabb szintre emelni a kialakult hazai gyártási kultúrát. Úgy gondoljuk tehát, hogy jó ügyet szolgálunk, amikor időről-időre hírt adunk egy-egy neves nyugati cég magyarországi jelenlétéről, kooperációs terveiről, esetleg már az együttműködés eredményeiről.

Elsőként a Siemens magyarországi tevékenységét ismertetjük, aminek az ad különös aktualitást, hogy az Ericsson mellett a Siemens nyerte meg a digitális távbeszélő központokra a Magyar Távközlési Vállalat által kiírt rendszerválasztó tendert.

A Siemens az elektromos és elektronikai ipar területén Európában az első, a világpiacon az ötödik helyet foglalja el, 1989-ben 61 milliárd DM értékű forgalmat bonyolított le. A Siemens összforgalmának negyedét a híradástechnikai rendszerekkel állítja elő:

- nyilvános telefonrendszerek
- magánhálózatok
- adatfeldolgozó és informatikai rendszerek
- biztonsági és riasztó rendszerek
- rádiófrekvenciás és radarberendezések
- adathálózatok.

Fentiekben belül külön említést érdemel a kapcsolástechnika. Az EWSD digitális távbeszélő központ rendszerrel a világ 44 országában építették ki a telefonhálózatot. Az EWSD-hez eddig 26 millió főállomás csatlakozik.

Magyarországi jelenlétét a Siemens már 25 évvel ezelőtt megalapozta.

1965 — Megalapítják Budapesten a Siemens Kapcsolati Irodát.

1968 — A Siemens AG és az Intercooperation RT képviseleti szerződése alapján megalakul az Együttműködési Iroda.

1972 — A Siemens a magyar hatóságokkal és az Intercoop-pal megkezdte egy szervízálózat kiépítését. Ugyanebben az évben keretszerződést kötöttek az OMFB-vel műszaki-tudományos és műszaki-gazdasági együttműködésről, melynek alapján egy sor sikeres fejlesztést végeztek el, pl. az elektronikus alkatrészek területén.

1974 — Megalakul az első vegyesvállalat, a SICON-TACT KFT, melynek alapító tőkéjében az Intercoop 51%-kal, a Siemens 49%-kal részesedett.

1980 — A Siemens minden magyarországi tevékenysége a SICON-TACT irányítása alá került.

1990 — A társasági forma megváltoztatásával megalakul a Budapest Siemens KFT, melynek üzleti forgalma már az első évben 100 millió DM-ra rúgott.

Ezzel párhuzamosan a Siemens új kapcsolatokat is kiépített, melynek keretében pl. az SZKI a Siemens szoftverfejlesztését támogatja, míg számos magyar vállalat és szövetkezet híradástechnikai alkatrészek, adatfeldolgozó rendszerek, PC-k és munkaállomások, stb. gyártásával,

összeszerelésével, ill. forgalmazásával foglalkozik a Siemens számára.

Az utóbbi két évben alakult meg az a két vegyesvállalat, melyek hosszú távon kívánnak részt vállalni a magyar távközlés rekonstrukciójában.

A DUNAKÁBEL a Magyar Kábel Művek, a SIEMENS, a Transelektro és a Magyar Távközlési Vállalat közös vállalata, mely 1991-től a híradástechnikai kábelek iránti hazai igényeket kívánja kielégíteni. A tervezett gyártmányválaszték mind a hagyományos-, mind az optikai kábeleket tartalmazza.

1989-ben alakult meg a Siemens és a Telefongyár részvételével a DUNATEL cég, digitális átviteltechnika és kapcsolástechnika magyarországi gyártására. A már említett távbeszélő központ rendszerválasztó tenderen elért eredmény alapján ebből épül ki a Siemens-Telefongyár Magyar Híradástechnikai Művek, mely az alábbi célokat tűzte maga elé:

Olyan modern elektronikai üzem kialakítása, mely perspektivikus termékeket Siemens-színvonalon állít elő és dolgozóinak a Siemens szociális szolgáltatásait kívánja nyújtani. Ehhez bázisul szolgál a Telefongyár budapesti telephelye. A megalakuló vegyesvállalat két fő területen kíván tevékenykedni, melyek a digitális átviteltechnika (amelyben a Telefongyár hagyományokkal rendelkezik) és a kapcsolástechnika a Siemens EWSD rendszerére alapozva. Ezeket egészítené ki a telefon végberendezések és a vasúti biztonságtechnikai berendezések gyártása.

A Telefongyár meglévő kapacitását a szükséges technológiai fejlesztéssel integrálni lehet a Siemens szervezetbe. Nyomtatott áramkörti kártyákat, szerszámokat készíthetnek, szerelési megbízásokat, hardver- és szoftver fejlesztési feladatokat végezhetnek más Siemens egységek számára.

A Siemens-Telefongyár együttműködés imponáló célokat tűzött maga elé.

Még ebben az évben beindul az EWSD Központ és a digitális átviteltechnikai rendszerek gyártása, amely nem csak a belföldi igények kielégítésére, hanem exportra is szolgál. A vegyesvállalatba a Siemens 2,5 milliárd forintot ruház be, és ezáltal több, mint 1600 magas szakképzettséget igénylő munkahelyet biztosít. 1992-re 4,5 milliárd forint árbevételt terveznek, ami az elképzelések szerint a 90-es évek közepére kb. 10 milliárd forintba emelkedik. A Telefongyár a partnerkapcsolattal nemzetközileg versenyképes termékeket, valamint a Siemens tőkeereje révén vállalkozói biztonságot kap. A magyar telefonhálózat kiépítésére irányuló első szállítások még ebben az évben megtörténnek. Cegléden, Albertirsán, Nagykőrösön és Vácott 26 ezer új állomást létesítenek, így ezekben a körzetekben a telefonellátottság érezhetően javulni fog.

A vegyes vállalat a dolgozók rendszeres továbbképzését tervezi, erre a célra már az idén kb. 90 millió forintot fordítanak.

A terv — ha megvalósul — példaértékű. Mentőkötelet jelent egy nagymúltú magyar elektronikai vállalatnak oly módon, hogy megőrzi a munkahelyek jelentős részét, a kialakult gyártási kultúra értékeit. Számunkra különösen rokonszenves eleme a tervnek, hogy a Telefongyár fejlesztési kapacitása integráns része lesz a vegyesvállalatnak, így megvédi a szellemi tőkét a széthullástól. ■

■ A MŰSZAKI FEJLESZTÉS ÚJ PÁLYÁZATI RENDSZERE

Az Országos Műszaki Fejlesztési Bizottság 1991 év-re meghirdetett pályázati rendszerével új műszaki megoldások (gép, műszer, technológia, szolgáltatás) létrehozásához kíván pénzügyi segítséget nyújtani.

A cél korszerű, eladható termék, illetve szolgáltatás előállítása — elsősorban kis- és középvállalkozásokban a hazai kutatóhálózat közreműködésével.

A pályázati rendszer új elemei:

- a piaczgazdasági körülmények messzemenő figyelembevétele;
- intézmények-, illetve programok finanszírozása helyett a tényleges megvalósítások támogatása;
- a széleskörű nyilvánosság és nyíltság;
- a pályázatok elbírálásának egyéni felelőssége.

A pályázati felhívás felsorolja azokat a fontos ipari-gazdasági szakterületeket, amelyek gyorsütemű fejlesztése szükséges. Az 1991. február 5-i sajtótájékoztatón kiegészítésképpen az is elhangzott, hogy előnyt élveznek az informatika alkalmazását elősegítő olyan megoldások, mint

- a CAD, CAM, CIM, valamint
- a mesterséges intelligencia, szakértői rendszerek integrálása a termelésbe, a minőségellenőrzésbe és minőségbiztosításba.

A felhívásban nem szereplő, témákban is lehet pályázatot benyújtani, pl. új műszerre, gépre, berendezésre, ha van, aki gyártja és van piaca.

E fejlesztési célok megvalósításához 1991-ben az OMFB-ben 6 milliárd Ft áll rendelkezésre.

A hazai K+F szférának természetesen vannak még más forrásai is, mint az alapkutatásokra (OTKA) szintén pályázati úton elnyerhető 1,8 milliárd Ft, a felsőoktatási kutatásokra fordítandó 1 milliárd Ft, az alapítványokban (pl. „Az Ipar Műszaki Fejlesztéséért Alapítvány”) és a minisztériumok, az MTA és más főhatóságok, valamint az iparvállalatok költségvetésében K+F célokra rendelkezésre álló pénzek. (Utóbbiak pontos összege nem ismert, együttesen elérhetik a 2—3 milliárd Ft-ot).

A rendelkezésre álló anyagiak országosan kb. 15 000 K+F-ben dolgozó diplomás költségeit fedezik.

Összehasonlításképpen álljon itt még az az adat, hogy amíg Magyarországon az egy lakosra jutó kutatási-fejlesztési költség 1990-ben kb. 8 \$ lesz, addig Portugáliában ugyanezen célra az elmúlt években egy lakosra számítva 20—30 \$-t fordítottak.

A műszaki fejlesztésre felhasználható pénz tehát kevés. Az OMFB újtípusú pályázati rendszerével ezt a keveset kívánja hatékonyan felhasználni, megteremtve vele — Pungor Ernő akadémikus szavait idézve — a tehetség és ész szabadpiacát. ■

■ PÁLYÁZATI FELHÍVÁS

Az Országos Műszaki Fejlesztési Bizottság a törvény felhatalmazása alapján az 1991. évre a műszaki fejlesztés segítésére

MŰSZAKI FEJLESZTÉSI PÁLYÁZATOT HIRDET

A pályázatokat az OMFB Pályázati Irodájához (Budapest V., Martinelli tér 8., a továbbiakban: Iroda) 1991. március 4-étől kezdődően egész évben folyamatosan lehet benyújtani.

A pályázati témák elsősorban az alábbi, nem fontossági sorrendben felsorolt területek gyorsütemű műszaki fejlődését célozzák:

Az *energiafelhasználást* csökkentő technológiák bevezetése, az új és megújítható energiaforrások alkalmazása.

Biológiai és egyéb technológiai eljárások kifejlesztése és alkalmazása, különösen a mezőgazdaság, élelmiszeripar és a fagazdaság területén.

Biológiai és egyéb technológiai eljárások kifejlesztése és alkalmazása, különösen az egészségügy (gyógyászat) területén.

Információtechnológiák, beleértve a számítástechnika, folyamatirányítás, automatizálás, robottechnika, mesterséges intelligencia és szervezetrányítás, valamint a telekommunikáció alkalmazása.

Új *feldolgozóipari technológiák* kidolgozása és alkal-

mazása, melyek a hazai termelés versenyképességét, kultúráját, és a termék minőségét növelik.

Természetes és épített *környezet* műszaki fejlesztésével összefüggő feladatok megoldása, különös tekintettel a nemzetközi kötelezettségvállalásokból eredő feladatok megoldására.

Az *infrastruktúra* színvonalát növelő műszaki fejlesztési feladatok megoldása.

A pályázattal elő kívánjuk segíteni az *export bővítését*.

Különösen felhívjuk a *kisvállalkozók* figyelmét a műszaki fejlesztési pályázat lehetőségére.

Pályázatot a felsorolt témákon kívül is be lehet nyújtani.

A pályázatok benyújtásának általános szabályait az OMFB elnökének 1/1991. számú közleménye tartalmazza, amely a Technika című folyóirat 1991. évi 1. számában jelenik meg.

A részletes pályázati kiírást, a pályázati űrlapokat és tájékoztatót 1991. február 18-ától kezdődően az Irodában lehet igényelni. Az űrlapok ára 500,—Ft.

Az Iroda a pályázatokkal kapcsolatban felvilágosítást ad.

A pályázatok értékelése évente legalább kétszer történik. Az első értékelésben az 1991. március 31-ig beérkező pályázatok vesznek részt.

Budapest, 1991. február 4.

Országos Műszaki Fejlesztési
Bizottság

TUDOMÁNYOS RENDEZVÉNY A KANDÓ KÁLMÁN MŰSZAKI FŐISKOLÁN

1991. március 27–29. között rendezi meg a KANDÓ KÁLMÁN VILLAMOSIPARI MŰSZAKI FŐISKOLA XIII. TUDOMÁNYOS ÜLÉSSZAKÁT.

Az ülásszak megnyitása március 27-én délután Plenáris ülés keretében történik.

A szekcióülések március 28-án 8–17 óráig és 29-én 8–12 óráig kerülnek sorra az alábbi témakörökben:

- | | |
|--|--|
| – Híradástechnikai-Távközlési Informatika | – Nagyfeszültségű technika – Villamos szigetelések |
| – Elektronika – Mikroelektronika | – Számítógépek és számítógéprendszerek |
| – Műszer – Automatika | – Társadalomtudományok |
| – Erőáramú technika – Automatika | – Idegennyelv oktatás |
| – Villamos energetika – Energiagazdálkodás | – Műszaki képzés pedagógiája |

Felvilágosítást ad: **Dr. Vargha Lórántné osztályvezető**

1084 Budapest, Tavaszmező u. 17. Tel.: 133-5530/188

Lehet

ünnep-, vagy hétköznapi,
nappal vagy éjszaka,

biztos

lehet benne, hogy
az Önnek szánt
üzenet nem vész el,
ha...

TFR-90

automata vonalkapcsolót
használ!

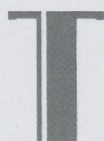


postal vonal

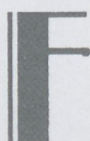
vonalkapcsoló



telefon



telefax



számítógép



üzenetrögzítő



TESZ-VESZ GMK.

Budapest, 1701. Pf. 46.

Tel.: 178-3317

Tel./Fax: 158-2731

TÁJÉKOZTATÓ SZERZŐK RÉSZÉRE

A folyóirat egyes számai az elektronika egy-egy fontos témaköréről adnak átfogó képet. A tematikus cikkeken kívül a folyóiratnak a következő állandó rovatai vannak.

- **EGYEDI CIKKEK:** a kitűzött témakörön kívüli cikkek számára,
- **TERMÉKEK-SZOLGÁLTATÁSOK:** eszközökről, berendezésekről, szoftver termékekről és szolgáltatásokról közöl információt,
- **GAZDASÁG-KUTATÁS-OKTATÁS:** gazdasági összefüggésekről, kutatási lehetőségekről, szakemberképzésről ad tájékoztatást,
- **HÍREK-ESEMÉNYEK:** elektronikai vállalatokról, fontosabb rendezvényekről számol be,
- **NÉZETEK-VÉLEMÉNYEK:** az olvasók észrevételeit, megjegyzéseit közli.

A cikkeket két példányban kell beküldeni a lap felelős szerkesztőjének címére (lásd a belső borítón). A cikkek max. terjedelme 30 kettes sortávolságú gépelt oldal (miden ábrát 1 oldalnak számítva), a cikk elején 100–200 szavas magyar és angol nyelvű kivonattal. A szerzők rövid életrajzát és kontrasztos fényképét mellékelni kell. A **TERMÉKEK-SZOLGÁLTATÁSOK** és a **GAZDASÁG-KUTATÁS-OKTATÁS** rovatok cikkei legfeljebb 16 kettes sortávolságú oldal terjedelműek lehetnek.

Az ábrák tussal, fehér papírra készített eredeti példányát kell mellékelni. Az ábrákon nagybetűs feliratokat kell alkalmazni olyan méretben, hogy azok az ábrák egy vagy két hasábos kicsinyítése esetén is jól olvashatóak legyenek. Az ábrafeliratokat külön lapon kell mellékelni. Lehetőség szerint kerülni kell a fényképek használatát.

A **TERMÉKEK-SZOLGÁLTATÁSOK** rovatban megjelent cikkekért a szerző vállalatától nyomtatott oldalanként 8000,— Ft költségtérítést kérünk.



ORION RÁDIÓ ÉS VILLAMOSSÁGI VÁLLALAT

1106 BUDAPEST, JÁSZBERÉNYI ÚT 29.

MIKROLINK-15

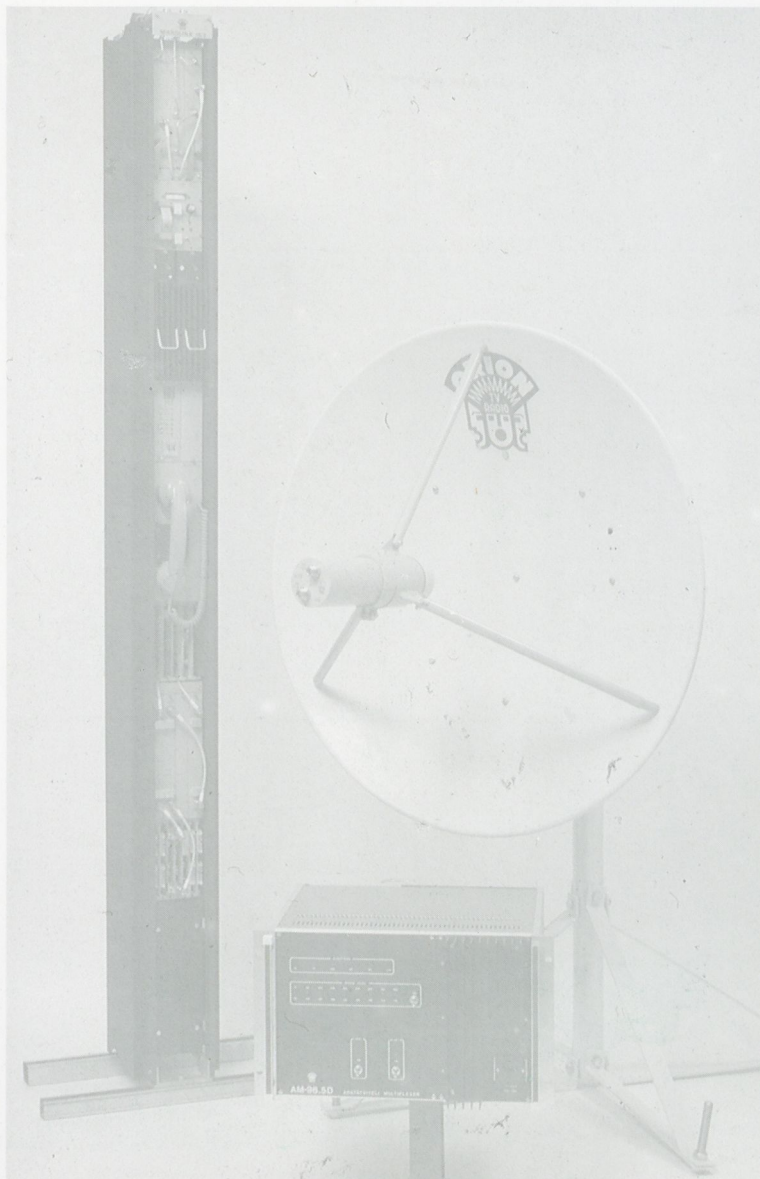
Kis- és közepes kapacitású digitális rádiórelé berendezés család
Frekvenciasáv: 14,5–15,35 GHz (CCIR Rec. 636)

ML-15/0.7 (0,704 Mbit/s)

ML-15/2 (2,048 Mbit/s)

ML-15/8 (8,448 Mbit/s)

ML-15/34 (34,368 Mbit/s)

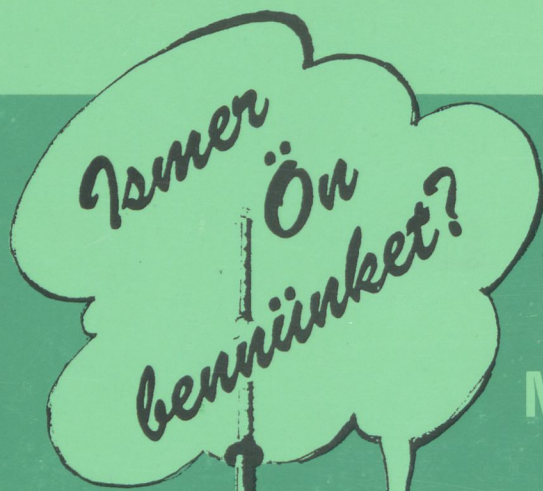


ALKALMAZÁSI LEHETŐSÉGEK:

- **Celluláris rádiótelefon hálózatok**
Az ML-15 ideális eszköze a bázisállomások és a mozgáshálózati központok közötti trónkvonali összeköttetéseknek.
- **Postai távbeszélő hálózatok**
A korszerű, rugalmas leágazási lehetőségekkel ellátott PCM multiplex rendszerrel együtt olcsó és megbízható eleme a nyilvános távbeszélő hálózatok fejlesztésének.
- **Ipari hálózatok**
A berendezés család kisebb kapacitású tagjai igen előnyösen alkalmazhatók a vasút, energiaipar, vízügy, stb. távközlési hálózataiban mind távbeszélő- mind adatátvitelre.

ELŐNYÖS TULAJDONSÁGOK:

- Egyszerű telepítés, gyors üzembe helyezés.
- Antennába épített RF vevő: alacsony költség, nagy fadingtartalék.
- Szélessávú áramkörök: egyszerű szerviz, kis számú tartalékegység.
- Frekvenciaszintézer: gyors áthangolhatóság.
- Többszörös transzponálású RF vevő: kiváló szelektivitás.
- Intelligens riasztási és távellenőrző rendszer: könnyű hibabejáratolás.
- Független szolgálati csatorna: kényelmes diszpécser szolgálat.
- Tartalékolt (1+1) és tartalékoltatlan (1+0) kivitel, osztott kapacitású kivitel (4×2 Mbit/s, 4×8 Mbit/s): rendkívül rugalmas illeszkedés az igényekhez.
- Korszerű PCM multiplex rendszer; széles vonalcsatlakozó választék, rugalmas leágazási lehetőség, közvetlen adathozzáférés, teljes CCITT kompatibilitás.



Bemutakozik a



MAGYAR MŰSORSZÓRÓ VÁLLALAT

MŰSORSUGÁRZÁS

Meglévő, több mint 100 telephelyünkről vállaljuk tévé- és rádióműsorok bér sugárzását (UHF és VHF, illetve URH, RH és KH sávon), valamint más szervezet adóberendezésének üzemeltetését idegen telephelyen is.

MŰHOLDVÉTEL, MŰSORVEVŐRENDSZEREK

Nagy közösségek, kábelhálózatok számára közvetlen műholdvevő és a földi programok vételére alkalmas berendezések telepítése, üzemeltetése kedvező feltételekkel az ország egész területén.

AM-MIKRÓ MŰSORSZÉTO SZTÓ RENDSZER

Budapesten és közvetlen környékén a legolcsóbb műholdvételei lehetőséget! Folyamatos választékbővítés 20 programig, földi eredetű programokkal is. Nagyobb közösségek részére vállalati tulajdonú mikrovevő berendezés telepítése, üzemeltetése, karbantartása beruházási hozzájárulás nélkül (150 lakás felett). Garancia a folyamatos minőségre adóoldali változtatások, bővítések esetén is. A berendezések üzemeltetése engedélyköteles. Kérje tájékoztatónkat!

SZEMÉLYHÍVÓ SZOLGÁLTATÁS

Folyamatosan országos ellátottságúvá bővülő, szelektív elérhetőséget és a csoportos hívás lehetőségét is biztosító szolgáltatás azok számára, akiknek az azonnali kapcsolatfelvételhez személyes, gazdasági vagy egyéb érdekel fűződnek! Napi 24 órán keresztül automatikus és diszpécseres üzenetfelvétel, az üzenetek azonnali továbbítása maximális diszkrécióval. A vidéki diszpécserközpontok bővülő hálózata is készen áll a maximum 12 számjegyből álló kódolt üzenetek fogadására és továbbítására.

EGYÉB VEZETÉK NÉLKÜLI HÍRKÖZLÉSI SZOLGÁLTATÁSOK

Data-sugárzás - távkapcsoló - reklámtúdió - kereskedelmi műsorok és még egy sor olyan szolgáltatás, amit Ön kitalál, mi megvalósítunk!

65 év a magyar
hírközlésben!

Információkért forduljon kereskedelmi és közönségkapcsolati osztályunkhoz.

TELEPHELYE:

Budapest VI.,
Dessewffy u. 32.

POSTACÍM:

Budapest,
Pf. 8. 1440

TELEFON:

(1) 132-6115
(1) 111-7602

TELEFAX:

(1) 111-7602

TELEX:

22-2905