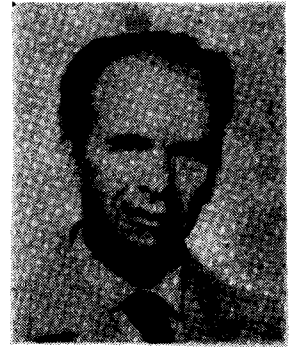


# Kétfrekvenciás terjedési modell és frekvenciadiverziti szélessávú digitális mikrohullámú átvitelben

DR. FRIGYES ISTVÁN

Távközlési Kutató Intézet BME Mikrohullámú Tanszék



## ÖSSZEFOGLALÁS

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

## 1. Bevezetés

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

## DR. FRIGYES ISTVÁN

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

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

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

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

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

Beérkezett: 1988. V. 13. (□)

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

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

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

## 2. A szélessávú mikrohullámú csatorna és egyfrekvenciás modellje

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

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

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

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

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

Eszerint a mikrohullámú csatorna átviteli függvénye

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

Mint látható,  $F(\omega)$  négy paramétert tartalmaz. Ezek:  $a$ ,  $b$ ,  $\omega_0$  és  $\tau$ . A tapasztalat szerint egy 40 MHz-nél nem szélesebb sávban (1) minden lehetséges fading-szituációban jól leírja a csatornát. (40 MHz szélességű sávot elég figyelni, ha szimbólumsebesség nem nagyobb 35—36 MBd-nál. Az ennek megfelelő jelsebesség 4,8, 16 és 64 állapotú esetben rendre 70, 105, 140 és 210 Mbit/s.) Ha  $\tau$  nem nagyobb 25 nsec-nál,  $F(\omega)$ -nak a sávon belül legfeljebb egy minimum helye van (a tapasztalattal messzemenően egyező eredmény), de a minimum-hely eshet a sávon kívül is. A paraméterek közül

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

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

$\omega_0$  adja a minimum helyét;

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

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

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

lesz.

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

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

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

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

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

és

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

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

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

ahol

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

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

és A várható értéke, mely kismértékben függ B-től

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

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

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

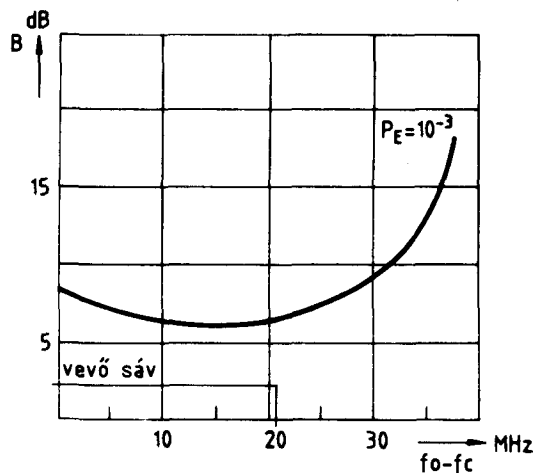
ami, emlékeztetőül,  $f_c \pm 20$  MHz-es környezetében érvényes.

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

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

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

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



H-462-1

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

### 3. A torzítás elhárítására szolgáló „hagyományos” módszerek

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

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

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

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

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

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

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

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

A b) feltétel teljesülésével a következőkben foglalkozunk.

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

A frekvenciadiverziti rendszerben ugyanazt az információt két, különböző frekvenciájú rendszeren

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

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

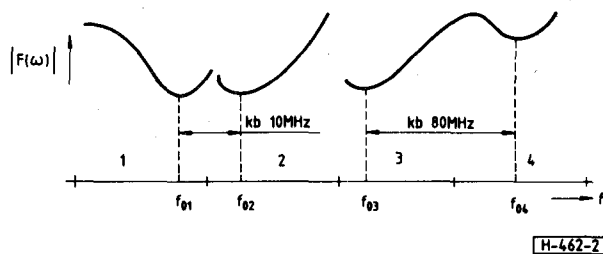
$$p(B_1, B_2) = \frac{1}{B_0^2} \exp[-(B_1 + B_2)/B_0] \quad (11)$$

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

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

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

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



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

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

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

A fenti megfontolások alapján a következőket mondhatjuk. Ha két különböző vivőfrekvenciájú csatornát vizsgálunk ( $f_{c1}$  és  $f_{c2}$ ), három eset lehetsé- ges:

1. Többutas fading esetében  $f_{c1}$  közelében fading- minimum helyezkedik el és  $f_{c2}$  közelében nem;
2.  $f_{c2}$  közelében van fadingminimum és  $f_{c1}$  köze- lében nincs;
3. mindkét vivőfrekvencia közelében van egy mi- nimum.

A megfelelő vivőfrekvenciákhoz közeli minimum helyét  $f_{01}$ -gyei és  $f_{02}$ -vel jelölve a fenti három esetet magábafooglaló valószínűségi sűrűségfüggvény a következő:

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

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

Vizsgáljuk meg azután a fenti 3. esetnek megfele- lő utolsó tagot. Ez az együttes valószínűségi sűrű- ség, ha két minimumhely van. Ennek alakját meg- kapjuk, ha figyelembe vesszük, hogy  $f_{01}$  és  $f_{02}$  eloszlása bizonyára független, ha a két vivőfrek- vencia igen távol van egymástól; ilyen esetben el- oszlásuk egyenként a (10) formulának felel meg. Másfelől — a 2. ábrával kapcsolatos megfontolások értelmében — igen kicsi a valószínűsége annak, hogy egymáshoz nagyon közel két minimum ala- kuljon ki. Ezért a következő kifejezés megfelelőnek látszik:

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

ahol

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

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

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

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

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

Így

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

amiből

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

## 5. A megszakadási valószínűség meghatározása

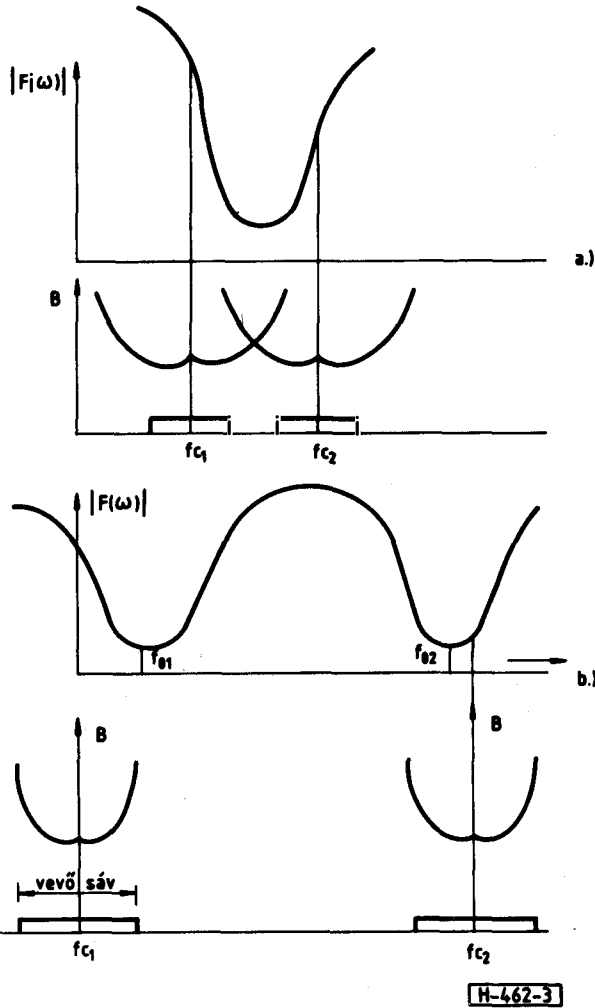
### 5.1. 1+1 rendszer

Jól tervezett 1+1 rendszer akkor fog megszakadni, ha mindkét csatorna egyidejűleg megszakad. Fi- gyelembe véve a jellemző görbe azon sajátossá- gát, hogy megszakadás akkor következik be, ha az átviteli sávban vagy attól nem nagy távolságban elég mély minimum van, ez két esetben következ- het be

1. ha a jellemző görbe olyan szöles, hogy egy mini- mum mindkét csatorna megszakadását okoz- za;
2. vagy ha mindkét vivőfrekvencia közelében mi- nimum van.

A 3. ábra e két esetet illusztrálja.

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



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

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

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

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

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

### 5.2. A megszakadás valószínűsége $n+1$ rendszerben

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

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

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

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

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

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

### 5.3. Numerikus eredmények

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

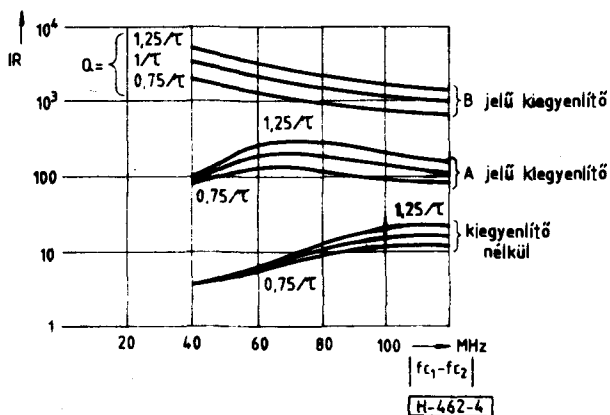
$$IR = \frac{P_m(0)}{P_m}$$

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

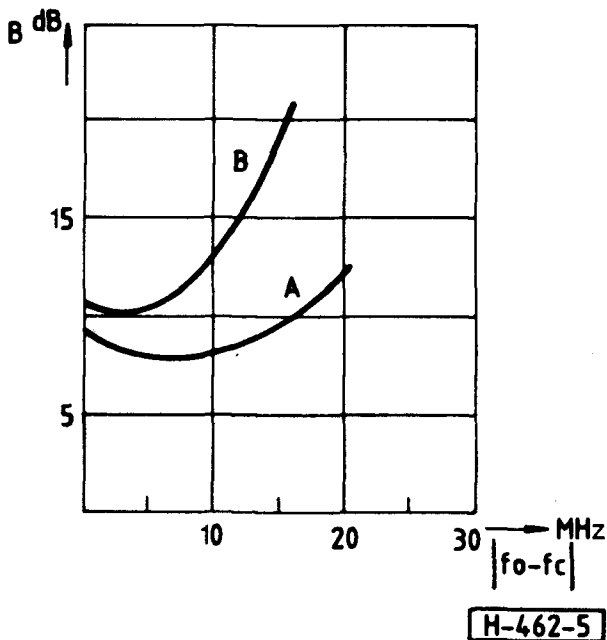
$P_m$  a tényleges megszakadási valószínűség, az összes torzításhárító eszköz figyelembevételével.

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

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



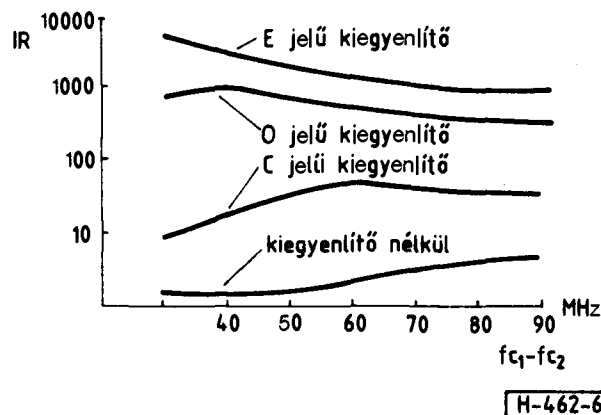
4. ábra. Az IR javulási tényező 1+1 frekvenciadiverziti 16QAM átvitelnél (sebesség: 140 Mbit/sec)



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

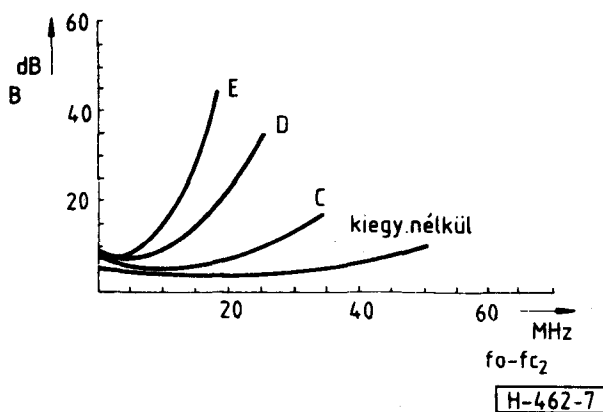
A 4. ábrán 1+1 16QAM rendszer számított javulási tényezője látható az üzemi és a tartalék rendszer vivőfrekvencia-különbségének függvényében, három különböző Q dekorrelációs paraméter értéknél, három különböző jellemző görbe figyelembevételével. A jellemző görbéket az 5. ábrán mutatjuk; a legalsó a kiegyenlítő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

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

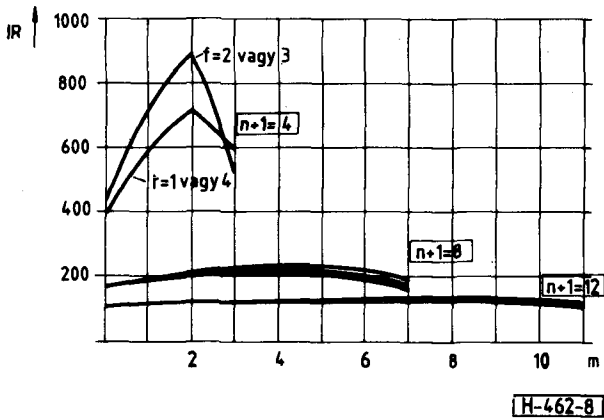


6. ábra. Az IR javulási tényező 1+1 frekvenciadiverziti 64QAM átvitelnél (sebesség: 140 Mbit/sec,  $Q=0,75/\tau$ )

A 4. és a 6. ábráról látható, hogy n+1 rendszerben a csatornák nem lesznek egyenrangúak: a minőséget meghatározó  $P_m$  megszakadási valószínűség függ az üzemi és a diverziti csatorna  $f_{c2}-f_{c1}$  frekvencia különbségétől. Továbbá a minőség függ a tartalékcsatorna elhelyezésétől: jobb, ha a frekvenciasáv közepén helyezkedik el mint ha a szélén.

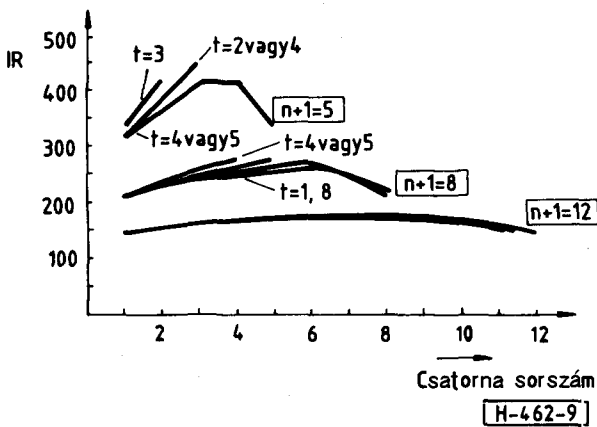


7. ábra. A 6. ábra számításánál figyelembevett jellemző görbék



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

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



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

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

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

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

## 6. Alkalmazási szempontok

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

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

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

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



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

## 7. Záró megjegyzések — következtetések

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

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

Érdeemes ezeket kissé részletezni.

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

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

ahol  $P_m$  a megszakadás valószínűség,  $A$  a fading-csillapítás,  $A_f$  a fadingtartalók és  $\Pr$  a zárójelben lévő esemény bekövetkeztenek valószínűsége. Ha frekvenciadiverzitivet alkalmazunk,  $P_m$  csökkenni fog, méghozzá úgy, hogy

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

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

letileg kimutatták, hogy a mikrohullámú sávban a javulási arány

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

ahol  $\Delta f$  a két csatorna vivőfrekvenciájának különbsége és  $g$  egy frekvenciasávtól függő tényező, nagysága 4 és 11 GHz között 1/2-ről 1/12-re csökken.

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

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

Az elmondottakból leszűrhető következtetések:

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

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

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

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

## IRODALOM

[1] Sherman: Diversity systems, in Baghdadi ed.: Lectures on communication system theory

[2] Schwartz, Bennett, Stein: Communication systems and techniques, McGrawHill, New York stb, 1966

[3] Frigyes, Szabó, Ványai: Digitális mikrohullámú átviteltechnika, 3. fejezet, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1980

[4] Frigyes: Digitális rádiórelé-rendszerek tervezése megbízhatóságra, Híradástechnika

[5] Frigyes: Digital microwave communications, Intl. Symp on Microwave Technology, Grand Forks, ND, USA, p. 37, 1986

[6] Frigyes: Advances in digital microwave radio, Bvox. Telecomm. Rev., pp. 3—8, 1987/3

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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