

HÍRADÁSTECHNIKA

Digitális rádiórelé rendszerek tervezése megbízhatóságra

FRIGYES ISTVÁN
TKI

1. Bevezetés; előzmények

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

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

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

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

- c) ne haladja meg egy év 99,7%-át.

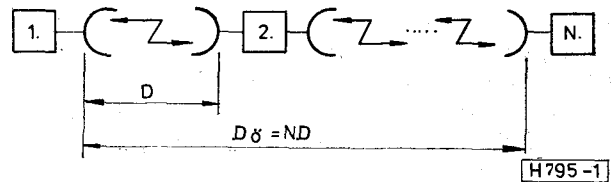
Gyakorlati rendszerek, illetve berendezések tervezésére az előírásokat úgy célszerű lebontani, hogy figyelembe vesszük az összeköttetés hosszát: a tényleges adatokat a gerinchálózat részét képező összeköttetés hosszával arányosnak tekintjük; ekkor az arányossági tényező lesz a berendezés vagy a rendszer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

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

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

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

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



1. ábra. Rádiórelé összeköttetés vázlata

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

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

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

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

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

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

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

Végül bevezettük a berendezések fő adatait összefoglaló

$$V \triangleq \frac{P_a G_1 G_2}{P B_{\delta} L} \frac{\text{mW}}{\text{MHz}}, \quad (5)$$

ahol:

- P_a az adó teljesítménye mW-ban;
- G_1 és G_2 az adó és a vevőantenna nyeresége;
- F a vevő zajtényezője;
- B_v annak zajsáv szélessége mW-ban;
- L az adó és az adóantenna, valamint a vevő és a vevőantenna között elhelyezett elemek — szűrők, tápvonalak stb. — együttes csillapítása.

E fogalmakkal, illetve jelölésekkel a rádiórelé rendszer specifikációs adatai

a kilométerenként megengedett átlagos hibaarány, P ;

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

a kilométerenként megengedett megszakadási arány, S .

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

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

az (5) összefüggéssel definiált V berendezés-jellemzőt;

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

V értékével együtt a szükséges fading tartalék is kiadódik.

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

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

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

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

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

Ezzel

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

illetve a szükséges fading-tartalék

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

Másfelől az alap-hiba legnagyobb megengedhető értéke

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

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

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

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

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

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

A kétsatornás esetre

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

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

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

ahol Δf a két csatorna vivőfrekvenciáinak különbsége. A (11)–(16) összefüggésekben szereplő állandók értéke a következő

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

$a=1$ átlagos talajnál;

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

$b=1/2$ trópusi éghajlaton;

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

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

$g=1/2$ a 4 GHz-es sávban;

$g=1/4$ a 6 GHz-es sávban;

$g=1/8$ a 8 GHz-es sávban;

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

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

Kívánatos azonban a módszer kiterjesztése három különböző irányba:

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

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

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

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

2. A rádiórelé csatorna megbízhatóságának jellemzése

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

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

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

Összefoglalva, egy összeköttetés megszakadásának három oka lehet:

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

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

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

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

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

Itt az indexelés megegyezik a (17) formulában alkalmazottal.

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

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

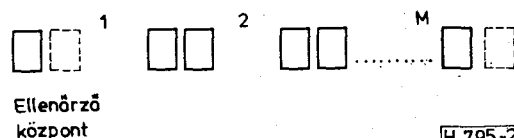
$$P_{m3} = \frac{MTTR}{MTBF + MTTR} \approx \frac{MTTR}{MTBF} \triangleq y, \quad (19)$$

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

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

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

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



2. ábra. Felügyelt szakasz vázlata

ahol:

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

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

Felírhatjuk S_3 értékét is:

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

ahol y a (19) formulában van megadva.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ahol C_1 és C_2 a 4. ábrából olvasható le.

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

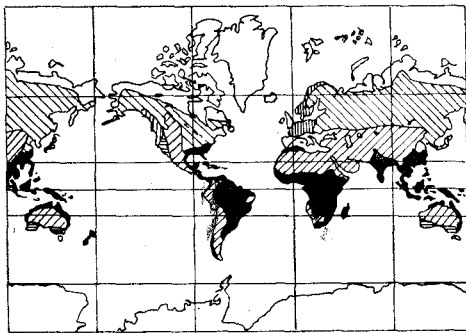
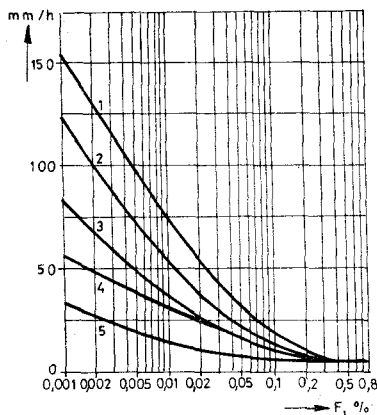
$$A = 0,0266 I_{eq}^{1,137} \cdot D \cdot \frac{f-6}{7}, \quad (27)$$

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

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

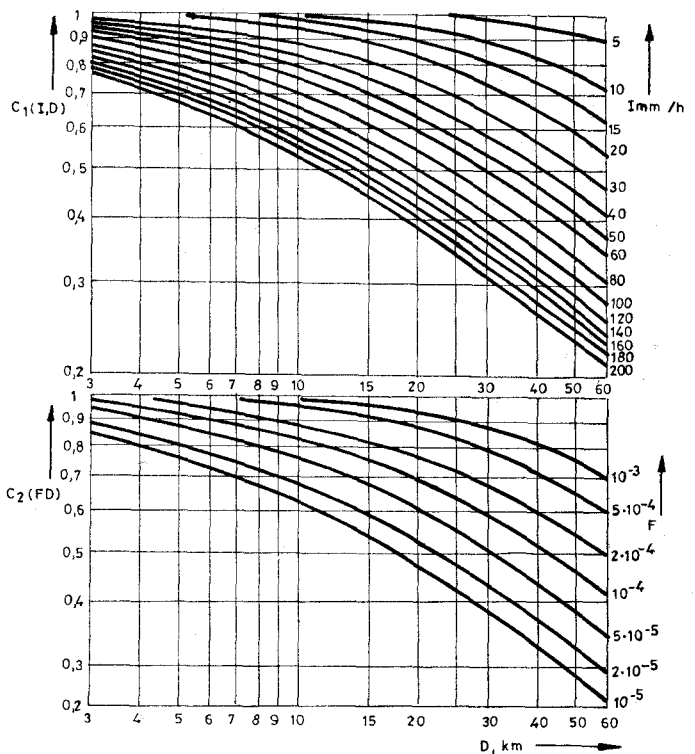
4. Egycsatornás rendszer tervezése

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



H795-3

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



H795-4

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

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

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

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

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

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

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

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

fadingtartalékot kell biztosítani, ez

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

esetben lesz minimális.

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

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

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

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

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

S_2 ismeretében a szükséges fading-tartalék

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

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

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

illetve a V berendezés-jellemző

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

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

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

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

5. n-csatornás tartalék nélküli rendszer tervezése

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

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

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

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

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

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

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

Az egycsatornás esethez hasonlóan most is

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

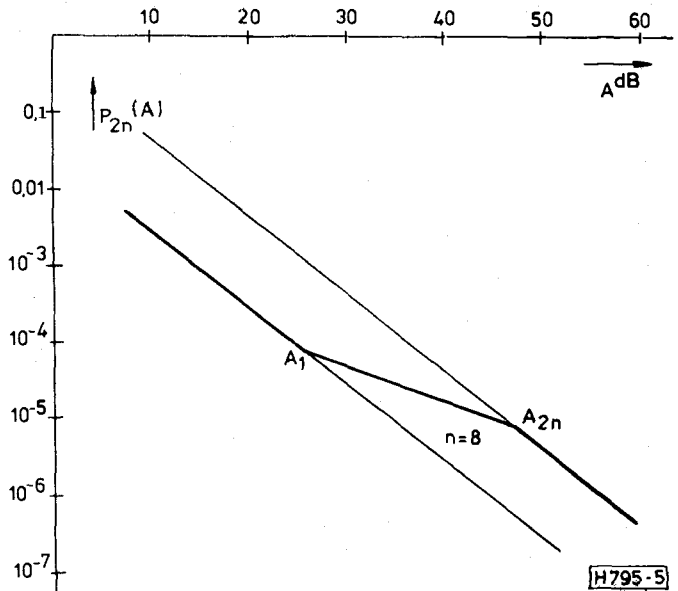
A fadingcsillapítás meghatározásában most is az előző szakaszhoz hasonló eljárást követjük, de ehhez meg kell határozunk a $2n$ különböző frekvenciájú jel együttes fadingjének megfelelő statisztikai jellemzőjét. Nyilvánvaló, hogy A_{f1} most is frekvenciafüggetlennek tekinthető. A többutas terjedés miatt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

A függelékben részletezzük, hogy a figyelembeveendő eloszlási függvény közelítőleg

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

(35)-nek megfelelően a szükséges fadingtartalék

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



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

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

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

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

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

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

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

6. Tartalékolt rendszer

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

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

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

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

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

Így egy kapcsolási szakasz

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

valószínűséggel, az egész összeköttetés pedig

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

valószínűséggel szakad meg. S_3 értéke

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

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

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

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

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

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

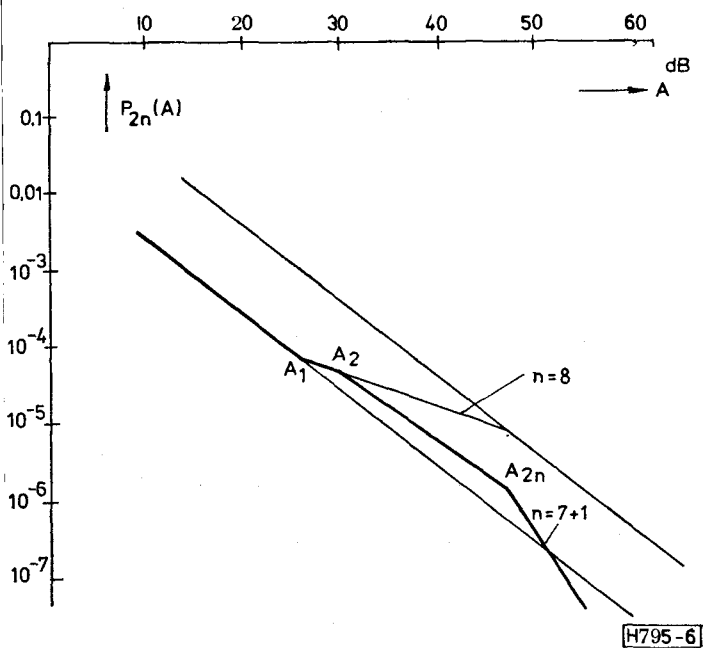
$$A_1 < A \leq A_2 \cong \frac{f}{gn\Delta}.$$

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

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

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

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



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

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

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

7. Számítási példák

1. példa

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

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

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

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

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

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

Így

$$y = 3,3 \cdot 10^{-5} \text{ és}$$

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

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

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

Ezzel

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

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

1. táblázat

Iteráció	$S_2 \cdot 10^7$	A_{f2}^{dB}	$S_1 \cdot 10^7$	$S_1 D \cdot 10^6$	$I_{mm/h}$	I_{eq}	A_{f1}^{dB}
1.	2	37	9,97	1,9	105	53,5	48
2.	0,5	44	11,48	2,2	98	50	45,4
3.	0,4	45	11,57	2,22	97	49,5	45

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

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

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

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

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

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

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

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

2. példa

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

8. Az összeköttetések minősége

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

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

$$\bar{P}_E = P_{E0} + \int_{R_s}^{\infty} e^{-BR} p(R) dR$$

összefüggésből számíthatjuk ki — lásd [1]. Az integrálkiértékeléséből a P_{E0} alap-tévesztés megengedhető értéke

$$P_{E0} = PD + \frac{P_s}{\ln P_s} \cdot P_s \cdot p(R_s). \quad (40)$$

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

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

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

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

másfelől

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

így

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

illetve sűrűség-függvénye

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

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

A közölt megfontolások alapján

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

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

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

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

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

1. példa A változat

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

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

adódik, ami kényelmesen teljesíthető.

B. változat

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

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

$D = 15$ km-nél pedig

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

2. példa

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

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

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

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

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

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

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

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

3. táblázat

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

9. Következtetések

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

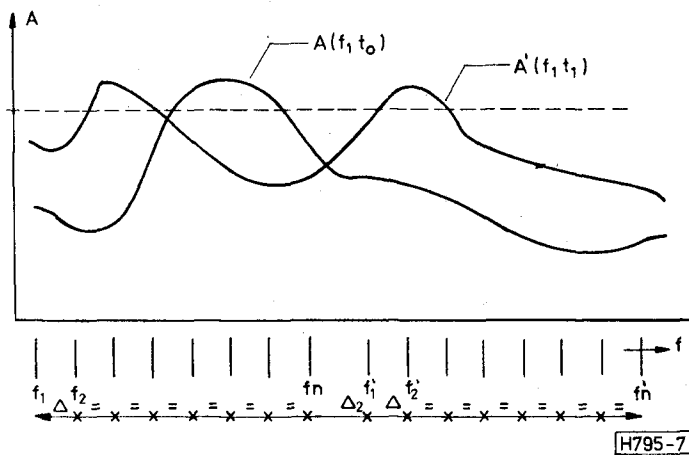
a) hosszú összeköttetésre vonatkozó CCIR előírások gyakorlatilag nem teljesíthetők tartalék csatorna nélkül; másfelől egynél több tartalékcatorna alkalmazását korszerű, nagy megbízhatóságú berendezéseknél semmi nem indokolja;

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

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

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

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



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

Függelék

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

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

Mind a t_0 mind a t_1 időpontban három csatorna szakadt meg, mert a csillapítás nagyobb A_f -nél ($t_0: f_5, f_6, f_7; t_1: f_8, f'_1, f'_2$). Azonban míg az előbbi esetben ez három szomszédos frekvencián történt, az utóbbiban nem. A következőkben feltesszük, hogy az $A'(f, t_1)$ -hez hasonló mintafüggvények nem fordulnak elő, vagyis a csillapítás csak egy $f_a \leq f \leq f_b$ sávban nagyobb A_f -nél. Ez valószínűsíthető azzal, hogy a) A_f mindig elég nagy; b) a szóbanforgó frekvenciasávok elég keskenyek, így még a sáv két szélén levő jelek fading-csillapítása is erősen korrelálva lesz egymással és c) két jel egyidejű fadingjének valószínűsége a frekvenciakülönbséggel fordítva arányos [1. a (22) formula].

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

A_1 értéke (22a) alapján triviálisan

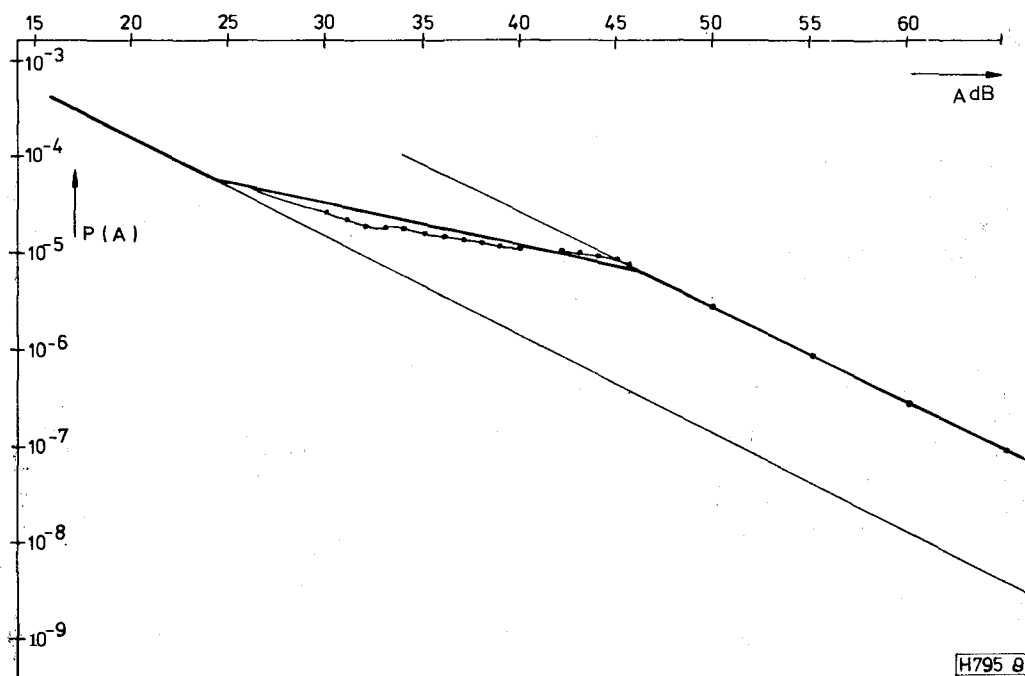
$$A_1 = \frac{f}{g[(2n-1)\Delta + \Delta_2]}, \quad (\text{F. 3})$$

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

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

adódik.

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



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

nagyobb fadingscillapítás lép fel a többutas terjedés következtében

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

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

I R O D A L O M

- [1] *Frigyes*: Design of digital radio relay systems, Budavox Telecommunication Review 1977/1 pp 19–32.
- [2] *Ványai*: Digital microwave radio relay equipment for high speed data transmission, Bvox. Rev. 1977/3 pp 1–11.
- [3] *Frigyes, Szabó*: Közepes sebességű digitális rádiórelé rendszer vázlatlatterve. TKI Intézeti Tanulmány, 1979. jún.
- [4] CCIR Doc. 9/160, 28. Oct. 1980, Draft new Recommendation, Geneva.
- [5] CCITT Recommendation G 821. Orange Book.
- [6] CCIR Recommendation 557, Kyoto, 1978.
- [7] *Frigyes, Szabó, Ványai*: Digitális mikrohullámú átviteltechnika, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1980.
- [8] Noise and Reliability of low and medium density CCIR FM/FDM systems, Farinon Electric of Canada, July 1973.

- [9] *Barnett*: Multipath propagation at 4, 6, 11 GHz, BSTJ Vol 51 pp 321–361, Febr. 1972.
- [10] *Ruthroff*: Multipath fading on line-of-sight microwave radio systems, BSTJ Vol. 50 pp 2375–2389, Sept. 1971.
- [11] *Mie*: Contribution á l'optique des milieux troubles, Ann. Phys. No 25. pp 373–443, März, 1908.
- [12] *Fedi*: The Eurocop-Cost 25/4 project on radiopropagation above 10 GHz, Alta Frequenza Vol XLVIII N. 4. pp 47–E–51E, 1979.
- [13] Alta Frequenza külön szám, Vol. XLVIII. N. 4. Aprile 1979.
- [14] *Fedi*: Attenuation due to rain on a terrestrial path, ugyanott pp 61E–78E.
- [15] *Fedi*: Rainfall characteristics across Europe, ugyanott pp 53E–60E.
- [16] CCIR Report 563, Kyoto, 1978.
- [17] *Boithias, Ballesti*: Method for calculating rain attenuation, Proc 6th Microcoll, Vol. 1. pp III. 5/27. 1–4, Budapest, 1978.
- [18] CCIR Report 445–2, Kyoto, 1978.
- [19] *Róna*: A tartalékszámok száma rádiórelé rendszerekben. Közre nem adott tanulmány, 1980.
- [20] CCIR Recommendation 497–1, Kyoto, 1978.
- [21] *Boithias*: Etudes actuelles pur les faisceaux hertziens á visibilit e directe, C et T, 30^e A. No sp cial, oct, 1976. pp 432–439.
- [22] Dupuis, *Leclert, Rooryk, Souflet*: New parameters in the design of digital microwave system, Proc 6th Microcoll. pp 1–4/21. 1–5. Budapest, 1978.
- [23] *Frigyes*: Digitális rádiórelé rendszerek tervezése megbízhatóságra, Mikrohullámú Szeminárium, 1980. 7–10. old.