

Zavarvédelem szórt spektrumú átviteli rendszerekben

Dr. Pap László – Dr. Vajda István
BME Híradástechnikai Elektronika Intézet

ÖSSZEFOGLALÁS*

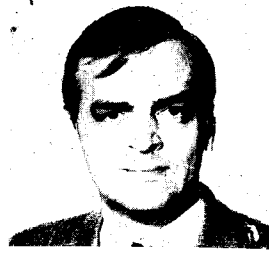
A cikk áttekintést nyújt a széles körben alkalmazott szórt spektrumú rendszerek legfontosabb rendszerteknikai paramétereiről, a zavarvédelem mértékéről. Ismerteti a zavaró jelek különböző típusait és a zavarási stratégiákat, részletesen foglalkozik a sávszélesítési tényező és az energianyereségi tényező kapcsolatával, végül pedig konkrét adatokat közöl a leggyakrabban alkalmazott DS és FH típusokkal kapcsolatban.

Az elmúlt néhány évtizedben a híradástechnikai kutatások egyik sajátos és érdekes területe volt az ún. szórt spektrumú (spread spectrum) átviteli rendszerek vizsgálata. A rendszerek széles körű alkalmazási lehetőségei és a velük kapcsolatos színvonalas tudományos problémák indokolják azt, hogy a nemzetközi tudományos fórumokon mindmáig igen nagy figyelmet szentelnek a téma elméleti kutatásának. A cikk célja a tipikus szórt spektrumú rendszerek néhány rendszerteknikai kérdésének a vizsgálata, különös tekintettel a zavarvédelemet meghatározó különböző rendszerparaméterekre.

1. A spektrumszórás elve és főbb alkalmazásai

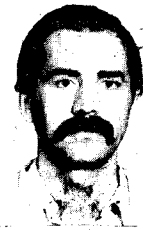
A szórt spektrumú átviteli rendszerek alaptulajdonsága, hogy a bennük alkalmazott speciális csatornakódolási (modulációs) eljárások következtében a csatornában felhasznált teljes sávszélesség, W [Hz] nagyobb, esetleg nagyságrendekkel nagyobb, mint a hagyományos modulációs módszerekkel létrehozott jelek sávszélessége azonos R_b [bit/sec] sebességű alapsávi adatforgalom esetén (bináris rendszerekben leegyszerűsítve W [Hz] $\gg R_b$ [Hz]). A szórt spektrumú rendszerek legfontosabb paramétere az ún. sávszélesítési tényező $BF = W/R_b$, amely az előbb említett speciális csatornakódolási (modulációs) módszerek alkalmazása következtében fellépő sávszélességnövekedést méri. A szórt spektrumú jelekben rejlő nagy redundanciát arra használjuk fel, hogy még abban az esetben is elfogadható átviteli minőséget biztosítsunk, ha az átviteli csatornában a normál Gaússzajon kívül jelentős - a hasznos jel teljesítményét meghaladó - teljesítményű additív interferencia lép fel.

A szórt spektrumú átviteli rendszerek másik fontos tulajdonsága az álvéletlen (pseudo random) jelleg, ami annyit jelent, hogy az átviteli csatornában folyó kommunikáció egy rendszeren kívüli megfigyelő számára nagy sávszélességű, kis spektrális sűrűségű, zaj jellegű véletlen folyamatnak tűnik, a rendszeren belüli part-



Dr. PAP LÁSZLÓ

1967-ben végzett a BME Villamosmérnöki Karán. 1980-ban a műszaki tudomány kandidátusi fokozatot szerzett. 1967 óta a BME Híradástechnikai Elektronika Intézetben dolgozik, egyetemi docens. Tématerületei az elektronikus áramkörök tervezése, a moduláció és kódolás, és a szinkronizációs rendszerek elmélete. Alkalmazásokat tekintve fő eredményeit a kódosztásos és szórt spektrumú átviteli rendszerek területén érte el.



Dr. VAJDA ISTVÁN

1976-ban végzett a BME Villamosmérnöki Karán. 1978-ban egyetemi doktori, 1984-ben kandidátusi fokozatot szerzett. 1978 óta a BME Híradástechnikai Elektronika Intézetben dolgozik. Tématerületei kódolásteória (hibajavító kódolás, ütköztetés), valamint a statisztikus hírközlésteória. Az alkalmazásokat tekintve fő érdeklődési köre a kódosztásos rendszerek kódválasztása és hatékonyságanalízise.

nerek viszont - ismerve a csatornakódolás szabályait - dekódolni tudják az átküldött információt.

A spektrumszórás elvéből fakadó előnyöket az alábbi egyszerű példán tudjuk szemléltetni. Legyen a vevő bemenetére jutó hasznos és interferáló jel teljesítménye P_s és P_j , W sávszélességben mérve. Tételezzük fel, hogy az átvitel kódolásmentesen bináris, a bitidő T_b és a két jel ugyanabban a W sávszélességű csatornában helyezkedik el. Ismert ([42], [43], [44], [45], [46], [51]), hogy egy W sávszélességű csatornában - nagy WT_b szorzat esetén - $2WT_b$ számú T_b idejű ortogonális jel helyezhető el. Alkalmazzunk olyan bináris modulációs eljárást, ahol a lehetséges $2WT_b$ számú jel közül csak WT_b számút (pl. csak a koszinuszos komponenseket) használunk fel, és válasszunk az így adódó $N = WT_b$ dimenziós jeltérben egy e_i , $i = 1, 2, \dots, N$ ortonormált bázist úgy, hogy az aktuális modulált jel felírható legyen az

$$s(t) = b \sqrt{P_s} \sum_{i=1}^N a_i e_i(t) = b \sqrt{P_s} e_i(t); \quad a_i = 1; a_i = 0; i \neq 1 \quad (1.1)$$

alakban, ahol $b = \{1, -1\}$ az üzenetbit. Tegyük fel továbbá, hogy a zavaró jel

$$j(t) = \sqrt{P_j} \sum_{i=1}^N d_i e_i(t) \quad (1.2)$$

ahol d_i , $i = 1, 2, \dots, N$ a jelhez tartozó együtthatók halmaza és

$$\sum_{i=1}^N d_i^2 = 1 \quad (1.3)$$

*Beérkezett: 1989. VII. 26. (H)

A zavaró jelvektor véletlen választása esetén, ha az így kifeszített N dimenziós térben a vektor végpontja egy N dimenziós gömb felületén egyenletes eloszlású [47], igaz, hogy

$$E \sum_{i=1}^N d_i^2 = \sum_{i=1}^N E d_i^2 = 1 \quad (1.4)$$

azaz

$$E d_1^2 = E d_i^2 = \frac{1}{N} = \frac{1}{WT_b}, \quad i=1, 2, \dots, N \quad (1.5)$$

A fentiekből nyilvánvaló, hogy a zavaró jel azon komponenseivel nem foglalkozunk, amelyek az általunk definiált N dimenziós jeltéren kívül helyezkednek el, ezeknek ugyanis nincsen hatása a demodulálási folyamatra.

Ha feltételezzük, hogy az alkalmazott vevő (demodulátor) lineáris, fehér Gauss-zajban optimális illesztett szűrő, akkor a demodulátor kimenetén a zavar-jel viszony a

$$\left[\frac{J}{S} \right]_{\text{kiss}} = \frac{P_J E d_1^2}{P_S} = \frac{P_J}{P_S} \frac{1}{WT_b} \quad (1.6)$$

kifejezéssel adható meg.

Az (1.1)-ből jól látható, hogy bináris jelek átviteléhez ebben a struktúrában egyetlen elemi jel is elegendő, azaz nincs szükség a korábban említett N dimenziós jeltérre. Érdeemes megjegyezni, hogy az elemi jel megfelelő megválasztása esetén a modulált jel átlagos sávzélessége az egy elemi jelhez tartozó átlagos sávzélességgel, azaz a $W/N = T_b^{-1}$ értékkel közelíthető. Ha a zavaró forrás képes arra, hogy teljes teljesítményét a modulációnál használt elemi jellel arányosan sugározza ki, akkor a demodulátor kimenetén a zavar-jel viszony a

$$\left[\frac{J}{S} \right]_{\text{kio}} = \frac{P_J}{P_S} \quad (1.7)$$

összefüggésből határozható meg.

Példánkban a szórt spektrumú átvitel során létrehozott jeltérbővítés hatására energianyereség keletkezik (EG), azaz a zavar-jel viszony éppen a

$$Eg = \left[\frac{J}{S} \right]_{\text{kio}} / \left[\frac{J}{S} \right]_{\text{kiss}} = WT_b = \frac{W}{R_b} = BF \quad (1.8)$$

energianyereségi tényező mértékében javul. Mindebből nyilvánvaló, hogy a rendszer működésének hatékonysága két alapvető paramétertől függ: (i) a jeltér méretétől, (ii) és attól, hogy hogyan oszlik meg a zavaró jel teljesítménye az egyes jeltérkoordináták között. Triviális, hogy keskenysávú átvitel esetén, amikor a hasznos jel átviteléhez szükséges elemi

jeleken kívül az átviteli sávban más ortogonális jelek nem férnek el, a javulás mértéke minimális, mivel a sávon belüli zavaró jelek mindenképpen interferálnak a hasznos jel. Az is nyilvánvaló, hogy ilyen esetben a kommunikációra használt sáv könnyen identifikálható, mivel a hasznos jel teljesítménysűrűsége viszonylag nagy. A javulás mértékének növeléséhez tehát a sávzélesség növelése feltétlenül szükséges, azonban nem elégséges, mivel biztosítani kell emellett azt is, hogy a zavaró forrás a kommunikáció során alkalmazott jeltérrel (kódot) nehezen ismerhesse ki, azaz rá legyen kényszerítve a jeltéren belüli véletlen választásra.

Hasonló eredményre juthatunk abban az esetben is, ha a demodulátorban lezajló folyamatokat a spektrumtartományban vizsgáljuk. Ilyenkor célszerű úgy gondolkodni, hogy a demodulátor a fentiek szerint véletlenül választott interferáló jel teljesítményspektrumát W sávzélességűre bővíti, míg a csatornában lévő, W sávzélességű hasznos jel teljesítményét a $W_b = R_b^{-1}$ sávzélességű alapsávban gyűjti össze [1],[2]. A két jel szűréssel történő szétválasztása után a nyereség valóban $EG = BF$ értékű lesz.

A spektrumszórás elvének főbb alkalmazásait az alábbiakban foglalhatjuk össze ([1], [2], [3], [6], [51]):

a. Interferencia elnyomás

- rendszeren kívüli jelekre (szándékos, illetve nem szándékos zavarás (AJ - Anti Jamming)),
- rendszeren belüli jelekre (többszörös hozzáférés esetén a többi felhasználó jele (CDMA - Code Division Multiple Access)) ([12], [13], [26], [27]),
- saját jelekre (többutas terjedésből származó jelek ([11], [25], [41])).

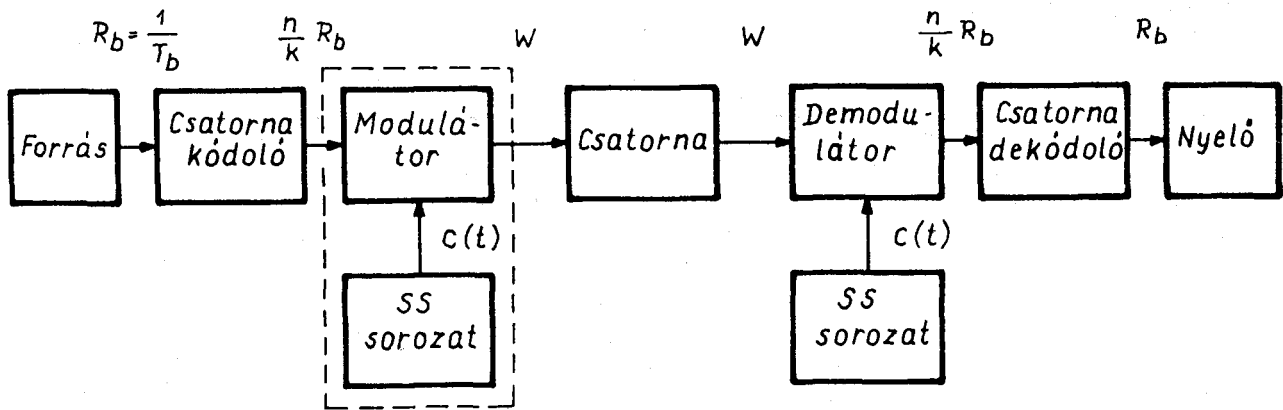
b. Teljesítménysűrűség csökkentés a csatornában abból a célból, hogy

- eleget tegyünk a nemzetközi (postai) előírásoknak (pl. műholdról a Földre érkező jelek esetén),
- minimalizáljuk a jel detektálhatóságát a rendszeren kívüli személyek számára (spektrummonitorozás, [1], [4]), (AI - Anti Intercept),
- a jel teljesítménysűrűsége a környezeti zaj szintje alatt maradjon (zaj alatti hírközlés).

c. Távolság- vagy sebességmérés [2].

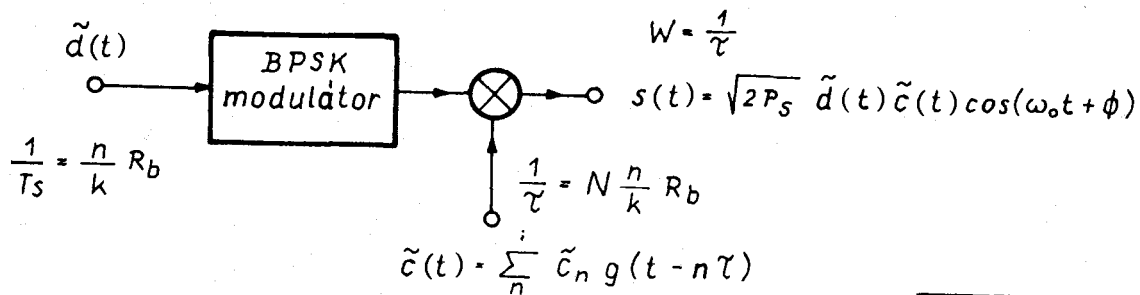
A szórt spektrumú kommunikációs rendszereket tipikusan vezeték nélküli átvitelre használják a hosszúhullámú sávól egészen a mikrohullámú tartományokig, de előfordulnak vezetékes alkalmazások is (pl. energiahálózati adatátvitel). Újabban a pont-pont közötti összeköttetéseken kívül terjedőben vannak a kommunikációs spread spectrum háló [48], érdekesek ezen kívül a csomagkommunikációs rendszerekben [49] és a digitális celluláris mobil telefonrendszerekben történő alkalmazások [50].

Cikkünkben elsősorban az interferencia elnyomás célját szolgáló szórt spektrumú rendszerek rendszer-technikai és hatékonysági kérdéseivel foglalkozunk.



H552-1

1. ábra. A szórt spektrumú digitális kommunikációs rendszerek általános modellje.



H552-2

2. ábra. A DS/BPSK rendszer modulátora. ($x = 2x-1, x \in \{0,1\}, x-1,1$)

2. A szórt spektrumú digitális kommunikációs rendszerek alaptípusai

Egy pont-pont közötti szórt spektrumú összeköttetés általános modellje az 1. ábrán látható. A rendszer legfontosabb eleme a modulátorból és az SS generátorból álló egység. Ennek felépítése határozza meg a rendszer alaptípusát.

A továbbiakban két alaptípust fogunk részletesen elemezni a fázisugratásos (DS - Direct Sequenc vagy PN - Pseudo Noise), illetve a frekvenciaugratásos (FH - Frequency Hopping) változatot ([1], [2], [3], [5], [20], [29-39]).

DS rendszer esetén az 1. ábra szaggatott vonallal körülhatárolt blokkja megnövelt sávszélességű PSK modulátort jelent. Bináris moduláció (BPSK) esetére a blokk belső felépítését a 2. ábrán adtuk meg.

Az ábrán $\tilde{d}(t)$ az (n,k) paraméterű csatornakódoló kimenetén megjelenő $\frac{n}{k}R_b$ [bps] sebességű bináris

sorozat, $\tilde{c}(t)$ a PRG (árvéletlen generátor, Pseudo Random Generator) kimenetén megjelenő $\tau = T_s/N$ jelzésidejű bináris sorozat.¹ A PRG kimeneti jelének sávszélessége tehát N -szerese a $\tilde{d}(t)$ sávszélességének, így $N > 1$ megválasztásával beállíthatjuk a megkívánt

($BF = W/R_b = \frac{n}{k}N$) sávszélességnövelés mértékét.

QPSK moduláció esetén tipikus a modulált jel

$$s(t) = \sqrt{P_s} \tilde{d}_1(t) \tilde{c}_1(t) \cos(\omega_0 t + \phi) + \sqrt{P_s} \tilde{d}_2(t) \tilde{c}_2(t) \sin(\omega_0 t + \phi)$$

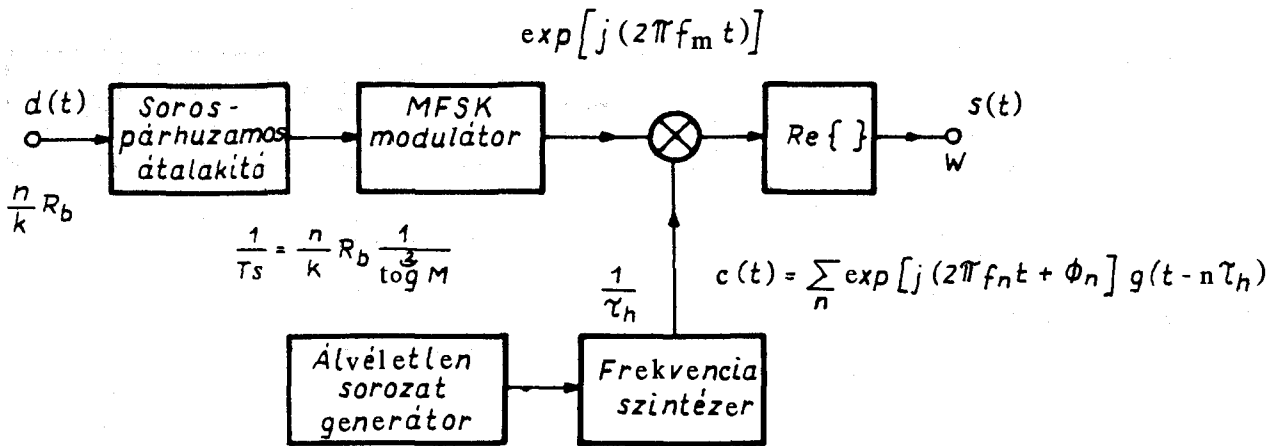
alakú előállítás, ahol $\tilde{d}_1(t)$ és $\tilde{d}_2(t)$ a $d(t)$ páros és páratlan sorszámú bitjeinek megfelelő sorozat, míg $\tilde{c}_1(t)$ és $\tilde{c}_2(t)$ korrelálatlan sorozatok τ chipidővel. Tipikus az $N = 10^2 + 10^3$ választás.

Az FH rendszereknek két jellegzetes alaptípusa van: a lassú FH rendszer (SFH - Slow Frequency Hopping) és a gyors FH rendszer (FFH - Fast Frequency Hopping).

Az MFSK alapmodulációt alkalmazó FH rendszerek modulátorának egy lehetséges változata a 3. ábrán látható.

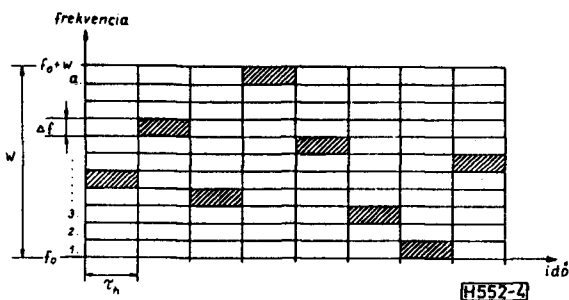
Lassú FH rendszerben az MFSK frekvenciákat

A továbbiakban a sávszélesítésre használt sorozatot a spektrumszórás típusától függően DS-sorozat vagy FH-sorozat néven említjük.

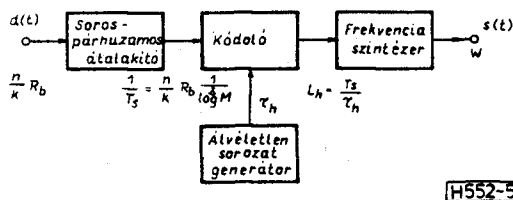


H552-3

3. ábra Tipikus FH/MFSK modulátor



4. ábra. Az FH rendszerek működésének illusztrálása az idő-frekvencia síkon



5. ábra. FFH modulátor a szintézer közvetlen vezérlésével

$$\Delta f = \frac{1}{T_s};$$

$$T_s = \frac{\log M}{\frac{n}{k} R_b} \text{ távolságra helyezve a teljes } W \text{ sávban ép-}$$

pen $Q_s \leq \frac{W}{M\Delta f}$ számú FH csatorna képezhető. Ezeket a továbbiakban FH frekvenciasávoknak nevezzük. Tipikus az $M=2, 4, 8, \dots$ továbbá a $10^2 < Q < 10^3$ választás. Célszerű megjegyezni, hogy technikai okokból (szűrőkövetelmények, transziens idők, stb.) a frekvenciaszintézer minimális frekvencialépése $\Delta f_{sz} > M \Delta f$. Lassú FH rendszerekben a kimeneti jel egy-egy FH frekvenciasávban $H \geq 1$ egész számú szimbólumideig tartózkodik, azaz a frekvenciaugratás ideje $\tau_h = HT_s$, H tipikus értéke 1 körüli, de az FH elven működő zavar-

védett csomagkommunikációs rendszerekben elérheti a 10^2 értéket is ([48], [49], [50]). A rendszer működését az FH csatornára jellemző idő-frekvencia síkon lehet egyszerűen szemléltetni (ld. 4. ábra).

Gyors FH (FFH - Fast Frequency Hopping) rendszerről beszélünk [26] akkor, ha $\tau_h = T_s/L$, ahol $L > 1$ egész, azaz τ_h kisebb mint a szimbólumidő. Ilyenkor a Δf elemi frekvencialépést általában $\Delta f = 1/\tau_h$ értékre választjuk meg a detekciónál célszerű nem koherens ortogonalitás biztosítása érdekében. Az FFH jel előállítása ilyenkor nem jelent mást, mint egy megnövelt ortogonális jelkészletű modulátorban létrehozott $(L, 1)$ paraméterű ismétléses kód alkalmazását.

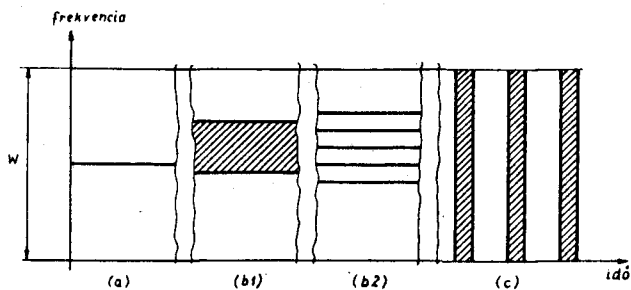
A gyors FH rendszereknek ismeretes egy másik változata is (ld. 5. ábra), ahol egy Q méretű kód ABC-t alkalmazó kódoló közvetlenül vezérli a frekvenciaszintézert, azaz az így létrejövő MFSK modulációnál $M=Q$ ([12], [19], [27], [28], [36]).

Ezt az elrendezést a továbbiakban FFH2-nek, míg az előzőt FFH1-nek nevezzük.

A cikk további részében csak a DS/BPSK, az SFH, az FFH1 és az FFH2 rendszerek tulajdonságait vizsgáljuk részletesebben, meg kell jegyezni azonban, hogy szórt spektrumú jeleket nagyon sok egyéb változatban is létrehozhatunk (pl. időugratásos (TH - Time Hopping), kódugratásos (CH - Code Hopping), burst, chirp és fáziskódolt MSFK elven, illetve ezek hibrid kombinációjával) ([1], [3], [34]). Kiemelésünk tehát önkényes, de elmondható, hogy az említett négy rendszer terjedt el leginkább a gyakorlatban.

3. Zavarvédelem pont-pont közötti összeköttetések esetén

A szórt spektrumú rendszerek egyik legjelentősebb alkalmazási területe a természetes és szándékos zavaró jelek elnyomása, azaz az antijamming működés [51]. A téma elméleti érdekessége az alábbi, részben máig is nyitott problémákból származik: (i) általános zavaró jelek esetére nem vagy nehezen adható ál-



6. ábra. A zavaró jeltípusok szemléltetése

talános érvényű optimális vevőstruktúra, ezért széles körben elterjedt a fehér Gauss-zajban optimális vevők alkalmazása. Ezek a vevők adott zavaró jelek esetén mindig *szuboptimális feltételek* mellett működnek; (ii) az előbbiekből következően a szórt spektrumú átviteli rendszerekben nagy szerepet játszanak az *adaptív zaj-és zavarelnyomási módszerek* és az ezekkel kapcsolatos algoritmus- és struktúravizsgálatok; (iii) a zajvédelemet jelentős mértékben befolyásolja a zavaró forrás viselkedése, azaz a *zavarás típusa*, fontos kérdés tehát a zavarási stratégiák elemzése.

Az alábbiakban áttekintést adunk a legfontosabb zavarási eljárásokról és az azokkal kapcsolatos rendszerparamétereikről.

3.1. A zavaró jelek osztályozása

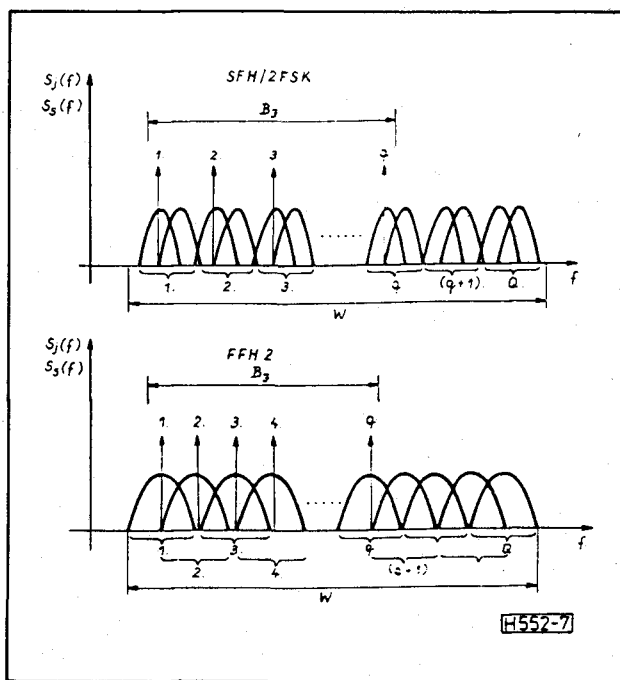
A zavaró jeleket az alábbi kategóriákba szokás sorolni:

- (i) Időben folytonos jelek:
 - egyfrekvenciás szinuszos zavaró jel (a),
 - részsávú jelek (b),
 - részsávú zaj (b1),
 - részsávú szinuszos fésű (b2),

- (ii) Időben szakaszos jelek:
 - szélessávú pulzus zaj (c).

A kategóriákat a 6. ábrán illusztráljuk.

Az *egyfrekvenciás szinuszos zavaró jelet* főleg DS rendszerekben alkalmazzák, úgy, hogy a zavaró jel frekvenciáját a DS modulált jel vivőfrekvenciájának a közelében választják meg. A zavarás mértéke annál nagyobb, mennél nagyobb a $\tilde{c}(t)$ sorozat spektrális egyenetlensége, illetve mennél nagyobb a vevőoldali demodulátor kiegyenlítőtlensége. Mindkét hatás következtében kisfrekvenciás periodikus zavaró komponensek keletkeznek a vevőben, és ezek egyrészt a hibavalószínűséget növelik, másrészt kedvezőtlenül befolyásolják a vivő- és bitszinkronizáló egységek működését. A $\tilde{c}(t)$ sorozat spektrális egyenetlensége alatt azt értjük, hogy az N_0 hosszúságú bináris álvéletlen sorozat $N < N_0$ méretű szegmensének a Fourier-transzformáltja mennyire áll közel az elemi τ szélességű négyszögimpulzus Fourier-transzformáltjához, azaz mennyire tekinthető a $\tilde{c}(t)$ sorozat



7. ábra. A részsávú szinuszos fésű zavaró jel FH rendszerekben

véletlen jellegűnek. Az egyenetlenség növelése kétféle úton valósítható meg: (i) az $N_0 \gg N$ választással, és a hosszú bináris sorozat különböző N hosszúságú szegmenseinek a felhasználásával. Ekkor ugyanis átlagosan biztosítható a spektrális egyenetlenség, kedvezőtlen sorozat esetén viszont az érintett szimbólum nagy valószínűséggel megsérülhet; (ii) $N_0 = N$ választással és maximális hosszúságú álvéletlen bináris sorozat alkalmazásával. Ebben az esetben az átlagosan értelmezett és a szimbólumonkénti egyenetlenség azonos, ami a jeldetekció szempontjából előnyösebb, a szinkronizáció szempontjából hátrányosabb megoldás. Minden szempontot figyelembe véve a $N_0 \gg N$ választás a kedvezőbb.

A *részsávú zavarás* elsősorban az FH rendszerek tulajdonságait befolyásolja kedvezőtlenül. *Részsávú zaj* esetén azt feltételezzük, hogy a zaj a teljes W sáv szélesség egy α -nyi szegmensében jelenik csak meg ($\alpha = B_j/W$, $\alpha < 1$), spektrális sűrűsége (P_j/B_j) a lefedett sávban egyenletes. *Részsávú szinuszos fésű* esetén q számú, egyenként P_j/q teljesítményű szinuszos jel jelenik meg a csatornában úgy, hogy a szinuszos jelek frekvenciájának távolsága általában megegyezik az FH csatornák távolságával. Példaképpen a 7. ábrán bemutatjuk a részsávú szinuszos fésű típusú zavaró jelek spektrális elrendezését SFH/2FSK és FFH2 modulációs rendszerek esetén.

Szinuszos fésű típusú zavaró jel sokféleképpen generálható. Egyik jól alkalmazható előállítási módja a következő: létrehozunk egy f_0 frekvenciájú L_0 hosszúságú LFSR által generált periodikus maximális hosszúságú sorozatot, és az így kiadódó jelet B_j sáv szélességű sávszűrőn engedjük át. A sávszűrő kimenetén $q = [B_j L_0 / f_0]$ számú, egymástól $\Delta f_0 = f_0 / L_0$

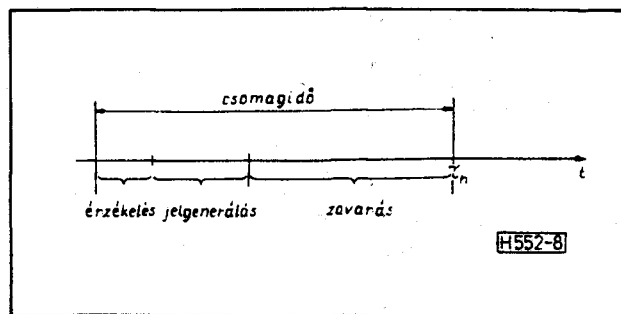
távolságra lévő szinuszos jelet kapunk. Megjegyzendő, hogy $B_1 = W$ esetben szélessávú zavarásról beszélünk.

Időben szakaszos zavaró jelek esetében a zavaró jel a teljes frekvenciasávot kitölti, de az időnek csak egy szegmensében hatásos. Éppen ezért pulzus típusú vagy időben részleges zavarásnak szokták nevezni. A zavaró jel modellje ebben az esetben egy olyan sztochasztikus folyamat, amely úgy jön létre, hogy r időközönként függetlenül sorsolunk α valószínűséggel egy W sávszélességű, $P_1/\alpha W$ spektrálsűrűségű, nulla várható értékű Gauss-folyamat és $(1-\alpha)$ valószínűséggel az azonosan zérus folyamat között. Mint a további vizsgálatokból kitűnik, a pulzus típusú zavarás a DS rendszerek legkellemetlenebb zavaró jele.

3.2. A zavarás különböző típusai

A zavarás abban az esetben a leghatékonyabb, ha a zavaró forrás kimerítően ismeri a kommunikációnál alkalmazott jelteret, azaz ismeri a $c(t)$ sávszélesítő kódsorozatot, és azon kívül képes az adóval azonos típusú modulált jel előállítására. Ha a zavaró a vevő bemenetére a hasznos jelnél nagyobb jelet képes ilyen módon eljuttatni, akkor teljes mértékben megszűnik a szórt spektrumú technikák zavarelnyomási képessége, mivel a bevezető példából is látszik, hogy az elnyomás lényege abban áll, hogy a zavaró jel teljesítménye véletlenszerűen megoszlik a jeltér különböző koordinátáirányai között. Az ilyen, a hasznos jel pontos (esetleg részleges) ismeretére támaszkodó zavarást *intelligens zavarásnak* nevezzük. Az intelligens zavarás hatékonyságát tovább növeli az a tény, hogy a szórt spektrumú rendszerekben mindig szükség van az álvéletlen sorozatok (koherens esetben emellett a vivő) szinkronizálására is. Éppen ezért a zavarás hatékony lehet abban az esetben is, ha a zavaró jel átlagos teljesítménye kisebb ugyan a hasznos jelénél, de szakaszonként (impulzus üzemben) meghaladja azt és ekkor képes az összeköttetés szinkronizmusát megszakítani. Az intelligens zavarás akkor lehet sikeres, ha normál kommunikációban alkalmazott kódszó rövid ($< 10^3$), illetve ha a szinkronizáláshoz rövid és kiismerhető preamble-t alkalmazunk.

Ha az alkalmazott jelteret a zavaró nem ismeri (még részlegesen sem), akkor nem *intelligens* zavarásról beszélünk. Ennek egyik jellegzetes fajtája a lassú FH rendszereknél alkalmazott ún. követő zavarás. Ha a frekvenciaugrás r_n ideje elegendően nagy, akkor mód van az aktuálisan használt frekvenciasáv azonosítására, és olyan zavaró jel szintetizálására, amely aktuális időrészben megjelenő hasznos jelet hatásosan tudja befolyásolni (ld. 8. ábra). Az értékelés és jelgenerálás időtartamának szükséges minimális értékét ma kb. 1 msec-ra becsülhetjük (ez természetesen függ a W sávszélességtől, a választott frekvencia-tartománytól, az előállítandó jelteljesítménytől, a



8. ábra. A követő zavarás fázisai egyetlen időrészben belül

technológiától, stb.). Ez ellen a legjobban úgy lehet védekezni, hogy gyors FH modulációt alkalmazunk.

A nem intelligens zavarás másik jellegzetes típusa a késleltetett jellel történő ismétléses zavarás (RBJ - Repeat Back Jamming). Ilyenkor a jeltér részletes elemzése helyett a zavaró veszi a hasznos jelet, majd τ -nál rövidebb idejű késleltetéssel és a hasznos jelnél nagyobb teljesítménnyel visszasugározza a vevő felé. Ez az eljárás az intelligens zavaráshoz hasonlóan módot ad a kódszinkronizmus (vivőszinkronizmus) megszakítására.

A nem intelligens zavarás legelterjedtebb módja a parciális zavarás. Itt a zavaró a "nyers erő" módszerével próbálja a kommunikációt megakadályozni. A módszernek két jellegzetes típusát ismerjük, a frekvenciatartománybeli részsávú (partial band) és az időtartománybeli pulzáló (partial time) zavarást. Mindkettőnek az a lényege, hogy elegendően nagy teljesítmény híján a zavaró teljesítményét az idő vagy a frekvenciasáv egy szegmensében koncentrálja, és ezzel az idő egy részében nagy bithibát okoz. A következő fejezetben elsősorban ezen hibák hatását elemezzük, mivel ez a zavarási mód terjedt el leginkább a gyakorlatban, és ilyen körülmények között még jelentkeznek a szórt spektrumú technikák előnyei.

Érdemes megemlíteni azt, hogy a zavaró helyzetét jelentősen megnehezíti, ha a kommunikációnál használt jelet nehezen lehet észlelni. Ez a feltétel minden szórt spectrumú rendszerrel automatikusan teljesül, hiszen a hasznos jel teljesítménysűrűsége a nagy sávszélesség miatt elegendően kicsi. Tovább javítható a helyzet nagy nyereségű antennák alkalmazásával, illetve az adószintek távolsági szabályzásával, mellyel a csatorna teljesítményét a vételhez szükséges minimális értékűre lehet beállítani.

4. A moduláció és a csatornakódolás hatékonysága a különböző szórt spektrumú rendszerekben

4.1. A szórt spektrumú rendszerek alapvető paraméterei [51]

A különböző rendszerek részletes elemzése előtt célszerű néhány alapvető fogalmat tisztázni. Az első a *sávszélesítési tényező*, amely definíciószerűen az átviteli

sáv szélességének és az alapsávi bitsebességnek a viszonyát fejezi ki, azaz a

$$BF = \frac{W}{R_b} = \frac{W}{R_s} \frac{R_s}{R'_b} \frac{R'_b}{R_b} \quad (4.1)$$

alakban adható meg, ahol W a rendszer eredő sávzélessége, R_b a bitsebesség. $R'_b = \frac{n}{k} R_b$ az (n, k) paraméterű csatornakódoló kimenetén mérhető bitsebesség, R_s pedig a szimbólumsebesség.

Egyszerű átalakítások után

$$BF = \frac{W}{R_s} \frac{n}{k} \frac{2}{\log M}, \quad (4.2)$$

ahol M a csatornaszimbólum ABC-jének a méretét adja meg. Látható, hogy a sávzélesítési tényező csak igen áttételesen ad információt az átviteli rendszer zavarelnyomásáról és paramétereiről, mégis elterjedten használják a szórt spektrumú rendszerek globális jellemzésére, mivel definíciója egyszerű, értéke könnyen meghatározható.

A rendszer működését a sávzélesítési tényezőnél valamivel pontosabban jellemzi az *energianyeresési tényező* (*energy gain*), amely definíciószerűen a teljes és hatásos zavaró teljesítmények (vagy energiák) viszonyát adja meg, azaz

$$EG^* = \frac{P_{Jer}}{P_{J\text{eff}}} = \frac{P_J + P'_J}{P_{J\text{eff}}} = EG + \frac{T'_J}{P_{J\text{eff}}} \quad (4.3)$$

Az EG^* a teljes energianyeresési tényező, azaz a zavaró teljes P_{Jer} teljesítményének a viszonya a $P_{J\text{eff}}$ hatásos zavaró teljesítményhez. Tudjuk azonban, hogy az átviteli rendszerünkbe jutó zavaró jelet két részre lehet osztani. Az egyik az a P'_J teljesítmény, amely a hasznos jel által definiált jeltéren kívül esik, és ezért eleve hatástalan az átviteli rendszerre, a másik a P_J teljesítmény, amely a kérdéses jeltérbe jut. A (4.3) szerint az EG tényleges energianyeresési tényező ez utóbbi teljesítmény és a hatásos $P_{J\text{eff}}$ zavaró teljesítmény viszonya. Fontos megjegyezni, hogy $P_{J\text{eff}}$ azt az átlagos teljesítményt méri, amely a hasznos jel detektálásakor befolyásolhatja a döntésünket. Nyilvánvaló, hogy az energianyeresés aktuális mértéke jelentősen függ a zavaró stratégiájától, ezért az EG paraméter értékét csak rögzített feltételek mellett lehet ténylegesen megadni.

A szórt spektrumú rendszerek nemzetközi irodalmában igen elterjedten használt fogalom a *processzállási nyereség* (PG). Ennek értelmezése azonban nem egyértelmű. Egyes források *processzállási nyereség* alatt a sávzélesítési tényezőt értik [6], más szerzőknél a fogalom az energianyeresési tényezővel azonos [11], vannak olyan források is, ahol a *processzállási nyereség* az a viszonyszám, amely megmondja, hogy hányszor nagyobb jel-zavar viszony tartozik ugyanolyan hibaarányhoz a hagyományos és a szórt spektrumú

modulációs rendszerekben. A fogalom bizonytalan értelmezése miatt cikkünkben a *processzállási nyereség* közvetlenül nem használjuk, megjegyezve, hogy a [6]-ban adott definíció áll a véleményünkhöz legközelebb.

Elemezzük ezután általánosan a BF és EG viszonyát véletlen zavarás esetén. Tételizzük fel, hogy a hasznos jel egyidőben D_s különböző csatornát használ fel az átvitelre (diverziti tényező), és minden csatornában éppen K számú ortogonális elemi jelre van szükség a modulált jel előállítására. Tudjuk, hogy a rendelkezésre álló összes csatornák száma éppen

$$D = \frac{2WT_s}{K}, \quad (4.4)$$

mivel egy W szélességű frekvenciasávban éppen $2WT_s$ számú ortogonális jel helyezhető el. Tételizzük fel ezután, hogy a zavaró forrás a P_J teljesítményt egyenletesen osztja el véletlenül kiválasztott D_J számú csatornában úgy, hogy a D_J értékét 1 és D között szintén véletlenszerűen választja meg. Egyszerűen belátható, hogy a hasznos jellel ütköző, tehát hatásos, zajteljesítmény átlagos értéke a

$$P_{J\text{eff}} = P_J \frac{D_s}{D} \quad (4.5)$$

kifejezéssel határozható meg, azaz az energianyereségi tényező

$$EG = \frac{D}{D_s} = \frac{2WT_s}{D_s K} = BF \frac{2R_b T_s}{D_s K} = BF \frac{2 \log M}{D_s K} \quad (4.6)$$

Az 1. táblázatban megadjuk néhány jellegzetes szórt spektrumú rendszer tipikus paramétereit csatornakódolás nélküli esetre.

A táblázat tartalmához két kommentár szükséges: (i) DS/BPSK esetben az energianyeresés a várt N értéknél nagyobb, $2N$. Ennek az az oka, hogy az itt alkalmazott koherens, átvitel esetén a kvadratúra irányokba kisugárzott zavaró teljesítmény hatástalan, (ii) FFH2/MFSK esetben pedig igaz, hogy egy $Q_F L$ méretű nem koherens értelemben ortogonális térben a moduláció létrehozásához éppen $Q_F = M$ nem koherens ortogonális vektort használunk fel, így a hasznos jelet a zavaró teljesítménynek csak az L -ed része befolyásolja hatásosan. Ebből az alkalomból is érdekes megjegyezni, hogy a rendszerek konkrét kialakításától és a zavaró stratégiától az energianyeresés értéke jelentősen függ. Könnyen belátható, hogy az FFH2/MFSK rendszernél szélessávú zavart feltételezve az energianyeresés Q_F értékű lesz, mivel ilyenkor a zavaró teljesítmény $Q_F L$ -ed része jut minden dimenzió irányába, és ebből egy hasznos szimbólum éppen L -szeres mértékben részesül (igaz, hogy az összevetés nem teljesen tökéletes, ugyanis ilyen esetben a teljes modulált jelet a teljes P_J zavaró jel-teljesítmény befolyásolja).

Rendszer típus	Egyedi paraméterek	W	K	D	D_s	BF	EG	EG / PG
DS/BPSK	N a chipek száma τ a chipidő	$\frac{1}{\tau}$	1	$2 \frac{T_s}{\tau}$	1	N	2N	2
DS/4PSK	N a chipek száma τ a chipidő	$\frac{1}{\tau}$	2	$2 \frac{T_s}{\tau}$	1	$\frac{N}{2}$	N	2
SFM/MFSK	Q = frekvenciasávok száma $\tau_h = T_s$ az ugratási idő	$\frac{QM}{\tau_h}$	2M	$Q \frac{T_s}{\tau_h}$	1	$\frac{QM}{\log M}$	Q	$\frac{\log M}{M}$
FFH2/MFSK	$Q_F = M$ a frekvenciák száma L a chipek száma $\tau_h = T_s/L$ az ugratási idő $L \leq Q_F$	$\frac{Q_F}{\tau_h}$	2M	$\frac{T_s}{\tau_h}$	1	$\frac{ML}{\log M}$	L	$\frac{\log M}{M}$
DS/BPSK/ SFH Hibrid	N a chipek száma τ a chipidő Q a frekvenciasávok száma $\tau_h = T_s$ az ugratási idő	$\frac{Q}{\tau}$	1	$2Q \frac{T_s}{\tau}$	1	QN	2QN	2
FFH2/MFSK/ SFH Hibrid	$Q_F = M$ az FFH frekvenciák száma L a chipek száma $\tau_h = T_s/L$ az FFH ugratási idő Q az SFH frekvenciák száma $\tau_h' = T_s$ az SFH ugratási idő	$\frac{QQ_F}{\tau_h}$	2M	$Q \frac{T_s}{\tau_h}$	1	$\frac{QML}{\log M}$	QL	$\frac{\log M}{M}$

1. táblázat. Néhány szórt spektrumú rendszer jellegzetes paraméterei csatornakódolás nélküli esetben

4.2. A moduláció és a csatornakódolás hatása az egyes szűrt spektrumú rendszerekben

4.2.1. Zavarelynyomás a ds/bpsk rendszerben

Először vizsgáljuk a parciális sávú zavarójel hatását, amikor

$$j(t) = \sqrt{2} n(t) \cos(\omega_0 t + \phi) \quad (4.7)$$

alakú, ahol $n(t)$ zérus várható értékű, gyengén stationárius sztochasztikus folyamat (nem feltétlenül Gauss-zaj). (Már most megemlítjük, hogy a kvadratúra zajösszetevőket nem vesszük figyelembe, így a kódolatlan energianyereség értéke $2N$ helyett N lesz). Az $n(t)$ spektrálsűrűsége:

$$s_n(f) = \begin{cases} \frac{P_j}{B_j} & \text{ha } |f| < \frac{B_j}{2} \\ 0 & \text{egyébként,} \end{cases} \quad (4.8)$$

így a zavarójel teljesítményspektruma (véletlen ϕ fázis esetén) a 9. ábra szerint adható meg.

Tételezzük fel, hogy a $\tilde{c}(t)$ sávszélesítő DS sorozat jól modellezhető a

$$c(t) = \sum_j \tilde{c}_j g(t - j\tau) \quad (4.9)$$

kifejezéssel, melyben \tilde{c}_j egy független, ± 1 értékkészletű, azonos eloszlású, bináris valószínűségi változó sorozat, $g(t)$ pedig egy τ tartójú, egységnyi amplitúdójú elemi négyzögimpulzus. A $\tilde{c}(t)$ spektrálsűrűsége a 10. ábrán látható.

Csatornakódolóként (ld. 1. ábra) egy (n, k) paraméterű blokk-kódolót használunk, ahol a b_i kódszó Hamming-súlyát w_i -vel, míg a kód minimális Hamming-távolságát d -vel jelöljük.

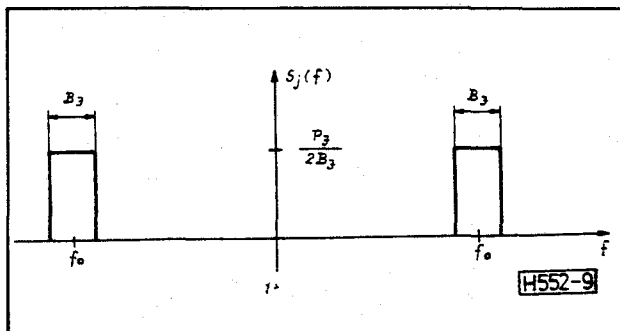
Tegyük fel, hogy a csatornakódoló a b_i kódszót generálta, és a DS/BPSK adó kimenetén megjelenő hasznos jel

$$s_i(t) = \sqrt{2} P_s \tilde{b}_i(t) \tilde{c}(t) \cos(\omega_0 t + \phi) \quad (4.10)$$

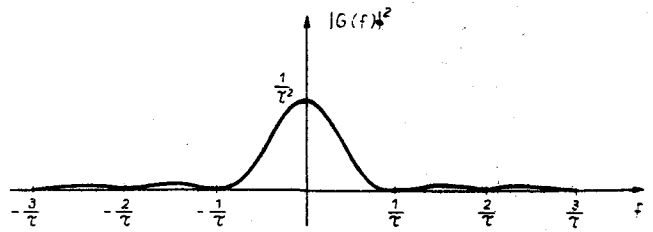
ahol

$$\tilde{b}_i(t) = \sum_j \tilde{b}_{ij} p(t - jT_s), \quad T_s = N\tau, \quad (4.11)$$

és $p(t)$ a T_s tartójú 1 amplitúdójú elemi négyzögimpulzus.



9. ábra. A zavaró jel spektrálsűrűsége



H552-10

10. ábra. A véletlen $\tilde{c}(t)$ sávszélesítő sorozat spektrálsűrűsége

A vevő bemenetére a (4.7) és (4.10) összege jut, azaz $r(t) = s_i(t) + j(t)$. Koherens vételt alkalmazunk (itt feltételezzük, hogy a vivő- és kódszinkronizmus tökéletes), és ezt korrelációs detektorral valósítjuk meg, azaz arra az $\mu = i^*$ kódszóra döntünk, amelyre az

$$I_1 = \int_0^{nT_s} (s_i(t) + j(t)) b_i \tilde{c}(t) \sqrt{2} \cos(\omega_0 t + \phi) dt \quad (4.12)$$

integrál a legnagyobb értékűre adódik (valódi szoft detekció). Ekkor a hibavalószínűség értéke a

$$P_e = \Pr(i^* \neq i) \leq \sum_{\substack{l=i \\ l \neq i}}^{2^k} \Pr(I_i - I_l < 0) \quad (4.13)$$

kifejezéssel határozható meg.

A (4.13) összefüggés elemzéséhez határozzuk meg az $I_i - I_l$ értékét elhanyagolva a $2\omega_0$ frekvenciás komponenseket:

$$i_i - i_l = \sqrt{P_s} \int_0^{nT_s} [1 - \tilde{b}_i(t) \tilde{b}_l(t)] dt + \int_0^{nT_s} n(t) \tilde{c}(t) [\tilde{b}_i(t) - \tilde{b}_l(t)] dt \quad (4.14)$$

Figyelembe véve, hogy a kódsorozatok Hamming-távolsága d , a jobboldali kifejezés első tagja $2/P_s T_s w_{i,l}$ míg a második tag jól közelíthető egy nulla várható értékű Gauss valószínűségi változóval, melynek szórásnégyzete

$$\delta^2 = 4w_{i,l} \frac{T_s}{\tau} \int_0^{\tau} \int_0^{\tau} g(t_1) g(t_2) E[n(t_1) n(t_2)] dt_1 dt_2 =$$

$$= 4w_{i,l} \frac{T_s}{\tau} \int_{-\frac{B_j}{2}}^{\frac{B_j}{2}} |G(f)|^2 s_n(f) df, \quad (4.15)$$

így felhasználva a $w_{i,l} > d$ összefüggést is, a kódszóhibaarány

$$P_{e_s} \approx \frac{2^k - 1}{2} \operatorname{erfc} [\sqrt{\operatorname{SNR}}], \quad (4.16)$$

ahol

$$\operatorname{SNR} = \frac{P_s T_s d}{\frac{B_J}{2} \int_{-\frac{B_J}{2}}^{\frac{B_J}{2}} |G(f)|^2 s_n(f) df} = \frac{E_d}{\frac{B_J}{2} \int_{-\frac{B_J}{2}}^{\frac{B_J}{2}} |G(f)|^2 s_n(f) df} \quad (4.17)$$

Értékeljük ki a SNR összefüggést szélessávú $B_J = W$, illetve szinuszos zavaró jel esetén négyszögimpulzus alakú elemi jel feltételezésével. E_b legyen az egy forrásbitre jutó energia, akkor

$$E = \frac{k}{n} E_b = \frac{k}{n} \frac{P_s}{R_b}, \quad (4.18)$$

és

$$\operatorname{SNR} = \frac{\frac{k}{n} \frac{P_s}{R_b} d}{\frac{P_J}{W}} = \left[\frac{W}{R_b} \frac{P_s}{P_J} \right] \left[\frac{k}{n} d \right] \quad (4.19)$$

szélessávú zajra és

$$\operatorname{SNR} = \frac{E d}{P_J \tau} = \left[\frac{T_b}{\tau} \frac{P_s}{P_J} \right] \left[\frac{k}{n} d \right] \quad (4.20)$$

szinuszos jelre, amikor $s_n(f) = P_J \delta(f)$.

A korábbiakból tudjuk, hogy $T_b/\tau = W/R_b$, amiből arra az érdekes következtetésre juthatunk, hogy DS rendszerekben a szélessávú és a szinuszos zavar lényegében azonos hatású. Mindez addig igaz, amíg modellünk jól közelíti a valóságot, de tudjuk, hogy DS rendszerekben a Gauss-típusú approximáció minden praktikus esetben jogos közelítés [51].

Rögzített W/R_b és kd/n kódparaméter mellett azt a maximális P_J/P_s arányt, amely esetén még egy előírt P_e hibaarány tartható, a rendszer *zavarási tartalékának* nevezzük. Jól látható, hogy a zavarási tartalék a W/R_b sávzélesztési tényező és a kd/n ún. kódolási nyereség szorzatától függ. Az is nyilvánvaló, hogy egyszerű ismétléses kódolás esetén, ha $k=1$ és $d=n$, nincs kódolási nyereség, mivel a kódolással nyert előnyöket az effektív csatornasebesség növekedése miatt elveszítjük. Ekkor a (4.16) helyett a jól ismert

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} [\sqrt{\operatorname{SNR}}]; \quad \operatorname{SNR} = \frac{W}{R_b} \frac{P_s}{P_J} \quad (4.21)$$

kifejezést kapjuk.

Természetesen más a helyzet akkor, ha az ismétléses kódolás alkalmazásával együtt csökkentjük az alapsávi jelsebességet, mivel ilyenkor arányosan nő a sávzélesztési tényező. Vizsgálataink során tehát rögzített W , R_b , P_s és P_J esetén mutattuk meg az elérhető kódolási nyereséget. A szórt spektrumú átviteli rendszerekben alkalmazott csatornakódok hosszú, kis kódolási sebességű (kis k/n viszonyú), nagy Hamming-távolságú kódok, amelyeket legkönnyebben a kódok kaszkádosításával lehet megvalósítani. Általános az, hogy a belső kódra soft dekódolást alkalmaznak. Az elérhető kódolási nyereség tipikusan 4-5 dB, de a vevő felépítése bonyolulttá válik, ezért célszerű mérlegelni azt, hogy a vevő bonyolítása vagy a sávzélesztési tényező (W/R_b) növelése a célravezető.

Felmerül a kérdés, hogy, ha a zavaró P_J -vel mint átlagteljesítménnyel gazdálkodhat, hogyan tudja azt a leghatékonyabban felhasználni zavarásra. Az alábbiakban megmutatjuk, hogy a legjobb eredményt az időben szakaszos pulzáló zavarással érheti el. Legyen az az időhányad, amikor a jammer P_J/α teljesítményű szélessávú jelet ad és $(1-\alpha)$ amikor nincsen zavarás. A (4.21) alapján az átlagos hibaarány ilyenkor [24]

$$P(\alpha) = \frac{\alpha}{2} \operatorname{erfc} [\sqrt{\alpha} \operatorname{SNR}] \quad (4.22)$$

A zavaró célja a P_e maximalizálása α -ban, ami az

$$\alpha = \min [0,71 \operatorname{SNR}^{-1}, 1] \quad (4.23)$$

választással érhető el. Ekkor

$$P_e = \begin{cases} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} (\sqrt{\operatorname{SNR}}) & \text{ha } \operatorname{SNR} \leq 0,71 \\ 0,083 \operatorname{SNR}^{-1} & \text{ha } \operatorname{SNR} > 0,71 \end{cases} \quad (4.24)$$

Az az érdekes eredmény adódik, hogy a zavaró még kis P_J átlagteljesítménnyel is elérheti, hogy a hibaarány növekvő SNR esetén csak az SNR^{-1} arányában csökkenjen, ha teljesítményét elegendően rövid időtartományra koncentrálna (a jelenség hasonlít a kódolás nélküli kommunikációra Raileigh-fadingses csatornában). Példaképpen egy számadat: $P_e = 10^{-6}$ esetén ≈ 39 dB-lel nagyobb hasznos jelteljesítmény szükséges akkor, ha a zavaró a P_J átlagteljesítményt nem szélessávú, hanem optimális pulzáló zavarásra használja fel.

Azzal, hogy - a folytonos zavaró jelek esetében láttakhoz hasonlóan - csatornakódolást alkalmazunk, nem tudunk lényegesen javítani a helyzeten, ugyanis

egy-egy zavaró pulzus egy vagy több kódszó jelentős szegmensét teheti használhatatlanná (*hosszú hibacsomagok*). Ebben az esetben a hibajavító kódolás gyakorlatában ismert módon *interleaver és hibajavító kód* együttes alkalmazásával érhetünk el megfelelő eredményt, amivel a nagy hibacsomókat szétszórjuk egyedi hibákra. További javulást eredményez az, ha a vevőben a zavart szegmenseket fel tudjuk ismerni és lehetőségünk nyílik azok törlésére (*csatomaállapot információ becslése*). Fontos kiemelni, hogy pulzus típusú zavarás ellen, ilyen feltételek mellett az egyszerű ismétléses kódolás is védelmet nyújthat.

Összefoglalva megállapítható, hogy egy gondosan megtervezett DS rendszerben alaposan meg kell fontolni a csatornakódolás alkalmazásának a kérdését, mérlegelve a költségeket, a komplexitást és az elérhető előnyöket.

4.2.2. Zavarelyomás a FH rendszerekben

Először induljunk ki az SFH/MFSK rendszer elemzéséből, ahol FH csatornánként egy-egy MFSK szimbólumot viszünk át külön-külön csatornakódolás nélkül a rendszeren. Legyen a csatorna teljes sávszélessége $W = MQ\Delta f$, ahol $\Delta f = T_s^{-1}$ és Q a lassú FH csatornák száma. Szélessávú Gauss-zaj esetén a bithibaarány a

$$P_e = \frac{1}{2(M-1)} \sum_{i=2}^M (-1)^i \binom{M}{i} \exp \left[- \left(\frac{P_s}{P_j} \frac{W}{R_b} \log^2 M \right) \left(1 - \frac{1}{i} \right) \right] \quad (4.25)$$

kifejezéssel határozható meg [51], amiből bináris esetben a jól ismert

$$P_e = \frac{1}{2} \exp \left[- \left(\frac{P_s}{P_j} \frac{W}{R_b} \right) \frac{1}{2} \right] = \frac{1}{2} \exp \left(- \frac{1}{2} \overline{\text{SNR}} \right) \quad (4.26)$$

eredmény adódik.

Részsávú zaj típusú zavaráskor, ha a zavaró a teljes W sávszélesség a -ad részében sugározza ki a teljesítményét, a bithibaarány a

$$P_e = \frac{\alpha}{2(M-1)} \sum_{i=2}^M (-1)^i \binom{M}{i} \exp \left[- \left(\alpha \overline{\text{SNR}} \log^2 M \right) \left(1 - \frac{1}{i} \right) \right] \quad (4.27)$$

összefüggésből számolható, amit a

$$\alpha = \min(\gamma \overline{\text{SNR}}^{-1}, 1) \quad (4.28)$$

választás maximalizál, ahol γ egy M -től függő állandó. A legrosszabb esetben kapott hibaarány

2. táblázat. A β és γ paraméterek értéke az M függvényében

M	β	γ
2	$e^{-1} = 0,3679$	2
4	0,2329	1,19
8	0,1954	0,92
16	0,1812	0,87
32	0,1753	0,72

H552-2T

$$P_e = \begin{cases} \frac{1}{(2M-1)} \sum_{i=2}^M (-1)^i \binom{M}{i} \exp \left(- \overline{\text{SNR}} \log^2 M \left(1 - \frac{1}{i} \right) \right) \\ \beta \overline{\text{SNR}}^{-1} \end{cases} \quad \begin{cases} \text{ha } \overline{\text{SNR}} \leq \gamma \\ \text{ha } \overline{\text{SNR}} \geq \gamma \end{cases} \quad (4.29)$$

ahol β egy szintén M -től függő konstans. A β és γ értékét néhány esetre a 2. táblázatban adtuk meg.

A (4.29) kifejezés érdekessége ismét az, hogy részsávú zavarás esetén a hibaarány egy bizonyos korlát felett az $\overline{\text{SNR}}$ -rel csak fordítottan arányosan csökken. Megjegyezzük, hogy részsávú szinuszos fészű típusú zavarás esetén is teljesen hasonló eredményre jutottunk volna, vagyis általában igaz, hogy részsávú zavarás esetén a zavaró optimális α választása még kis P_j birtokában is jelentősen képes rontani a csatorna paramétereit.

Gyors FH (FFH1) moduláció esetén, ha egy szimbólumot L számú frekvenciaugráttal viszünk át a csatornán és a vevőben energiaösszegzést végzünk, akkor szélessávú Gauss-zajban azonos hiba arányhoz nagyobb $\overline{\text{SNR}}$ értékre van szükség, mint SFH esetén, mivel a nem koherens jelkombináció (energiaösszegzés) veszteséggel jár. Szélessávú Gauss-zajban tehát az ismétléses kódolás nem nyereséget, hanem veszteséget okoz, mivel maga a kódolás - mint láttuk korábban - nem okoz kódolási nyereséget. Tovább növekedne a jel-zaj viszonyban mérhető veszteség abban az esetben, ha energiaösszegzés helyett (*soft detektálás*) az L csatorna mindegyikében külön döntést hoznánk az átvitt szimbólumra, majd az L döntött eredményből pl. többségi szavazással becsülnénk meg a legvalószínűbben átküldött üzenetet (*hard detektálás*).

DS/BPSK

Folytonos zavarás	Soft döntés	$P_e \leq \frac{1}{2} \exp(-\overline{SNR})$
	Hard döntés	$P_e \leq \frac{1}{2} \sqrt{4\varepsilon(1-\varepsilon)} ; \quad \varepsilon = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\overline{SNR}})$
Pulzáló zavarás	Soft döntés	$P_e \leq \min_{\lambda > 0} \frac{1}{2} \left\{ \exp(-2\lambda \overline{SNR}) \left[\alpha \exp\left(\lambda^2 \frac{\overline{SNR}}{\alpha}\right) + (1-\alpha) \right] \right\}$
	Hard döntés	$P_e \leq \frac{1}{2} \sqrt{4\varepsilon(1-\varepsilon)} ; \quad \varepsilon = \alpha \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\alpha \overline{SNR}})$

SFH/MFSK

Szélessávú zavarás	Soft döntés	$P_e \leq \min_{0 \leq \lambda \leq 1} \frac{M}{4} \left\{ \frac{1}{1-\lambda^2} \exp\left(-\frac{\lambda}{1+\lambda} \overline{SNR} \cdot \log^2 M\right) \right\}$
	Hard döntés	$P_e \leq \frac{M}{4} \sqrt{\frac{4\varepsilon(1-\varepsilon)}{M-1}} + \left(\frac{M-2}{M-1}\right)\varepsilon ; \quad \varepsilon = \sum_{l=1}^{M-1} \binom{M-1}{l} \frac{(-1)^{l+1}}{l+1} \exp\left(-\frac{l}{l+1} \overline{SNR} \log^2 M\right)$
Részsvávú zavarás	Soft döntés	$P_e \leq \min_{0 \leq \lambda \leq 1} \frac{M}{4} \left\{ \frac{\alpha}{1-\lambda^2} \exp\left(-\frac{\lambda}{1+\lambda} \alpha \overline{SNR} \log^2 M\right) + (1-\alpha) \exp(-\lambda \alpha \overline{SNR} \log^2 M) \right\}$
	Hard döntés	$P_e \leq \frac{M}{4} \sqrt{\frac{4\varepsilon(1-\varepsilon)}{M-1}} + \left(\frac{M-2}{M-1}\right)\varepsilon ; \quad \varepsilon = \alpha \sum_{l=1}^{M-1} \binom{M-1}{l} \frac{(-1)^{l+1}}{l+1} \exp\left(-\frac{l}{l+1} \alpha \overline{SNR} \log^2 M\right)$

Hasonlóan a DS rendszereknél elvégzett elemzéshez, az ismétléses kódolás helyett ügyesebb csatornakódolót választva, az átviteli rendszer hatékonysága javítható. Ekkor ugyanis szélessávú Gauss-zajban (n,k) paraméterű, d minimális Hamming távolságú blokk-kódot használva a

$$P_e \leq (2^k - 1) f_d \left[\frac{k}{n} \log M \overline{\text{SNR}}, M \right] \quad (4.30)$$

alakú felső becslést kapjuk a kódszódekódolási hibaarányra, ahol az

$$f_L(1/L \cdot \log M \cdot \overline{\text{SNR}}, M) \quad (4.31)$$

az L ismétléses átvitel karakterdekódolási hibaaránya szélessávú Gauss-zajban azonos $\overline{\text{SNR}}$ jel-zaj viszony mellett ($k=1, L=N=d$). A tipikusan elérhető nyereség itt is 4-5 dB, de sokkal nagyobb nyereséget kaphatunk, ha részsávú zavarás esetén alkalmazzuk a csatornakódolót.

Az FFH1 csatornáknál optimális részsávú zavarás esetén a bithibaarány elegendően nagy jel-zaj viszonynál a

$$P_e \leq \frac{M}{4} \left[\frac{4}{e} \frac{L}{\log M \overline{\text{SNR}}} \right]^L; a = \frac{3L}{\log M \overline{\text{SNR}}} < 1 \quad (4.32)$$

felső korláttal közelíthető, amely a valóságos értékektől az L és M paramétereiktől függően 0,5-5 dB-lel tér el aszimptotikusan. Jól látható, hogy az ismétléses kódolás részsávú zavarással szemben hatásos védelmet nyújt, mivel a hibaarány rögzített L esetén a jel-zaj viszony $(-L)$ -dik hatványával arányosan csökken.

Igen érdekes kérdés ezután az, hogy az L ismétlési számnak mi az optima [52]. A P_e L szerinti minimuma a

$$P_e \leq \frac{M}{4} \exp \left[-\log M \cdot \frac{\overline{\text{SNR}}}{4} \right]; L = \frac{2}{\log M \overline{\text{SNR}}} \quad (4.33)$$

helyen adódik, amiből következően az ismétlések számának helyes megválasztásával a hibaarány lényegesen csökkenthető. Hangsúlyozni kell azonban, hogy a fenti optimum a gyakorlatban nem tűnik megvalósíthatónak, a szélsőérték mégis érdekes eredmény, különösen ha arra gondolunk, hogy az optimális L helyén a hibaarány újra exponenciálisan függ a jel-zaj viszonytól.

Az eredmények áttekinthető összefoglalása céljából a 3. táblázatban megadjuk a hibaarányra adott felső becsléseket a különböző soft és hard döntéssel csatornáknál kódolatlan esetre, ha a vevőben nincs információ a csatorna állapotáról.

Összefoglaló

A fentiekből világosan kitűnik, hogy a különböző szórt spektrumú rendszerekben az általánosan ismert ún. sávzéselési tényező (BF) nem ad egyértelmű felvilágosítást a rendszer zavarelnyomási képességéről. Fontosabb paraméter az energianyereségi tényező (EG), amely azonban jelentősen függ a rendszer tulajdonságaitól és a zavaró stratégiájától.

Nem intelligens zavarás esetén DS rendszerben a pulzus típusú, FH rendszerben a részsávú zavarás a leghatékonyabb. Ez ellen jó védelmet nyújt az egyszerű ismétléses és a bonyolultabb hibajavító jellegű kódolás alkalmazása. Szélessávú zavarás esetén a kódolási nyereség nem számottevő, ezért gazdaságosabb a sávzéselési tényező növelése. Részsávú zavarás esetén pedig az egyszerű ismétléses kódolás is jelentős védelmet nyújt.

A szórt spektrumú rendszerek egyéb rendszertechnikai problémáit a szerzők egy következő cikkben óhajtják áttekinteni, beleértve azoknak a kísérleti rendszereknek a leírását is, amelyeket kutató-fejlesztő munkájuk során alakítottak ki.

IRODALOM

- [1] "Special Issue on Spread Spectrum Communications", IEEE Trans. Comm., Vol. COM-25, No. 8, August 1978.
- [2] "Special Issue on Spread Spectrum Communication", IEEE Trans. Comm., Vol. COM-30, No. 5, May 1982.
- [3] Dixon, R.C., "Spread Spectrum Techniques", IEEE Press, New York, 1976.
- [4] Golomb, S.W., "Shift Register Sequences", Holden Day, San Francisco, 1967.
- [5] Sarwate, D.W. and Pursley M.B., "Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences", Proc. IEEE, Vol-68, May 1980.
- [6] Simon, M.K., Omura, J.K., Scholtz R.A., Levitt, B.K., "Spread Spectrum Communication", Computer Science Press, 1985.
- [7] Gold, R., "Optimal Binary Sequences for Spread Spectrum Multiplexing", IEEE Trans. Inform. Th., Vol. IT-13, Oct. 1967.
- [8] Welch, L.R. "Lower Bounds on the Maximum Crosscorrelation of Signals", IEEE Trans. Inform. Th., Vol. IT-20, May 1974.
- [9] Fredricsson, S., "Pseudo-randomness Properties of Binary Shift Register Sequences", IEEE Trans. Inform. Th., Vol. IT-21, Jan. 1975.
- [10] Mac Williams, I.J. and Sloane, N.J.A., "The Theory of Error-Correcting Codes", North Holland, New York, 1977.
- [11] Proakis, J.G., "Digital Communications", McGraw Hill, 1983.
- [12] Viterbi, A.J., "A Processing Satellite Transponder for Multiple Access Low-Rate Mobile Users", Proc. Fourth Int. Conf. on Digital Satellite Communications, Montreal, Canada, Oct. 1978.
- [13] Drouilhet, P.R. Jr. and Bernstein, S.L., "TATS - A Bandsread Modulation-Demodulation System for Multiple Access Tactical Satellite Communications", 1969 IEEE Electronics and Aerospace-Conf. Record, Washington, Oct. 1979.
- [14] Lempel, A. and Greenberger, H., "Families of Sequences with Optimal Hamming Correlation Properties", IEEE Trans. Inform. Th., Vol. IT-15, Jan. 1974.
- [15] E.L. Key, "An Analysis of the Structure and Complexity of Nonlinear Binary Sequence Generators", IEEE Trans. Inform. Th., Vol. IT-22, Nov. 1976.
- [16] E.J.Groth, "Generation of Binary Sequences with Controllable Complexity", IEEE Trans. Inform. Th., Vol. IT-17, May 1971.
- [17] Olsen, J.D., Scholtz, R.A., Welch, L.R., "Bent-Function Sequences", IEEE Trans. Inform. Th., Sept. 1978.
- [18] Kumar, P.V. and Scholtz, R.A., "Bounds on the Linear Span of Bent Sequences", IEEE Trans. Inform. Th., Vol. IT-29, Nov. 1983.

- [19] Einarsson, G., "Address Assignment for a Time-Frequency-Coded Spread Spectrum System", *Bell Syst. Techn. J.*, Vol. 59, Sept. 1980.
- [20] Pursley M.B. and Sarwate, D.W., "Evaluation of Correlation Parameters for Periodic Sequences", *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-23, July 1977.
- [21] Zierler, N., "Linear Recurring Sequences", *J.SIAM*, Vol. 7, No. 1., March 1959.
- [22] "Cryptography", *Proceedings, Burg Feuerstein 1982*, Edited by T. Beth, *Lecture Notes in Computer Science*, Vol. 149, Springer-Verlag, 1983.
- [23] Massey, J.L., "Shift Register Synthesis and BCH Decoding", *IEEE Trans. Inform. Th.*, Vol. IT-15, Jan. 1969.
- [24] Viterbi, A.J., "Spread Spectrum Communications-Myth and Realities", *IEEE Communications Magazine*, May 1979.
- [25] Turin, G.L., "Introduction to Spread-spectrum Antimultipath Techniques and Their Applications to Urban Digital Radio", *Proc. of the IEEE*, Vol. 68, March 1980.
- [26] Cooper, G.R. and Nettleton, R.W., "Spectral Efficiency in Cellular Land Mobile Communications: A Spread Spectrum Approach", *Final Report, School of Electrical Engineering Purdue University, West Lafayette, Indiana, 1978.* (TR-EE 78-44)
- [27] Goodman et al., "Frequency Hopped Multilevel FSK for Mobile Radio", *Bell Syst. Techn. J.*, Vol. 59, Sept. 1980.
- [28] Haskell, B.G., "Computer Simulation Results on Frequency-Hopped MFSK Mobile Radio-Noiseless Case", *IEEE Trans. on Communications*, Vol. COM-29, Febr. 1981.
- [29] Mihály Zs., Pap L., Vajda I., "A szórt spektrumú eljárások alkalmazása a digitális rádiókommunikációban", *BME/HEI Intézeti riport*, 1981.
- [30] Vajda I., "Kódosztásos többszörös hozzáférési csatornák kódválasztása", *Kandidátusi értekezés*, 1983.
- [31] Pap L., Vajda I., Mihály Zs., "Some Remarks on Receiving of DS Spread Spectrum Signals", *Summer School on Secure Digital Communications*, CISM, Udine, July 1982.
- [32] Pap L., Vajda I., "Szórt spektrumú átviteli rendszerek a multiuser adatátvitelben", *Számítógépférlőzat-modellek. Tavaszi Iskola, Szeged 1980.*
- [33] Vajda I., "Szélessávú aszinkron kommunikációs rendszerekről", *2. International Seminar, - SNT 80 -*, Schnett, DDR, 1980.
- [34] Vajda I. et al., "Remarks on a Coding Technique for a Synchronons Multiple Access Communication", *PCIT*, Vol. 9, No. 4, 1980.
- [35] Györfi L., Vajda I., "Block Coding and Correlation Decoding for an M-user Weighted Adder Channel", *PCIT*, Vol. 12, No. 6, 1983.
- [36] Einarsson, G., Vajda I., Molnár L., "Error Probability of Code-Division Multiple-Access Frequency-Hopping System", *AEÜ*, Band 41, Heft 6, 1987.
- [37] Pap L., Vajda I., Mihály Zs., "Correlation Receiver for DS Spread Spectrum System", *7-th Colloquium on Microwave Communication, Budapest, Sept. 1982.*
- [38] Molnár L., Vajda I., "Udecoding Error Probability of the Einarsson-code for a Frequency-Hopped Multiple Access Channel", *PCIT*, Vol. 13, No. 2, 1984.
- [39] Vajda I., Einarsson G., "Code Acquisition for a Frequency-Hopping System", *IEEE Trans. Comm.*, May 1987.
- [40] Vajda I., Landsmann J., "Increasing the Linear Complexity of m-sequences using Pseudorandom Exponentiation", *PCIT*, Vol. 17, No. 5, 1988.
- [41] CD-900, *Működési leírás és rendszerterv*
- [42] Wozencraft, J.M., Jacobs, I.M., "Principles of Communication Engineering", *John Wiley and Sons, New York*, 1965.
- [43] Slepian, D., Pollack, H.O., Landau, H.J., "Prolate Spheroidal Wave Functions, Fourier Analysis and Uncertainty, Part I and II". *The Bell System Technical Journal*, 40, 43-84, January 1961..
- [44] Landau, H.J., Pollack, H.O., "Prolate Spheroidal Functions, Fourier Analysis and Uncertainty, Part III. - The Dimension of the Space of Essentially Time and Band Limited Signals". *The Bell System Journal*, 41, 1295-1336, July 1962.
- [45] Pollack, H.O., "Energy distribution of Bandlimited Functions whose Samples on the Half Line Vanish", *Journal of Mathematical Analysis and Applications*, 2, 299-322, April 1961.
- [46] Massey, J.L., "Frequency hopping and spread spectrum techniques - The jamming problem", *Eurocrypt*, 83, Udine, Italy, 21-25, March 1983.
- [47] Pap L., "On a special central limit problem", *ETH Zentrum, Zurich*, May 1985.
- [48] Pursley, M.B., "The Role of Spread Spectrum in Packet Radio Networks", *Proc. of IEEE*, Vol. 75, No. 1, Jan. 1987, pp. 116-134.
- [49] Ephremides, A., Wieselthier, J.E., Baker, D.J., "A Design Concept for Reliable Mobile Radio Networks with Frequency Hopping Signaling", *Proc of IEEE*, Vol. 75, No. 1, Jan. 1987, pp. 56-73.
- [50] Stjernvall, J.-E., Uddenfeldt, J., "Performance of a Cellular TDMA System in Severe Time Dispersion", *GLOBECOM*, Tokyo 87, Conference Record, Vol. 3, pp. 823-827, Nov. 15-18, 1987, Tokyo, Japan
- [51] Simon, M.R. Omura, J.K. Scholtz, R.A. Levitt, B.K. "Spread Spectrum Communication, Vol. II", *Computer Science Press*, 1985.
- [52] Viterbi, A.J. Jacobs, I.M. "Advances in Coding and Modulation for Interference", in *Advances in Communication System*, Vol. 4, New York, Academic Press, 1975, pp. 279-308.
- [53] Vajda I., "A Coding Rule for Frequency-Hopped Multiple-Access Channels", *PCIT*, Vol. 13, No. 5, 1984.
- [54] Vajda I., Baldauf L., Pap L., "A Performance Analysis of an AGC-algorithm for a Fast-Frequency Hopping System", *IEEE Meeting*, May 23-26, TU of Budapest, 1988.
- [55] Frigyes I., "Kiterjesztett spektrumú hírközlő rendszerek", *Híradástechnika*; XXXVI. évf., 1985. 4. szám, pp. 145-153