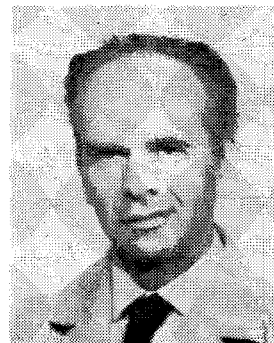


Kiterjesztett spektrumú hírközlő rendszerek

DR FRIGYES ISTVÁN

BME. Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék — Távközlési Kutató Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk a spektrumkiterjesztés definiálása után ismerteti a szokásos spektrumkiterjesztő módszereket. Megvizsgálja az interferencia hatását, a szóba jövő modulációs eljárásokat, valamint a felderítés és megfejtés lehetőségeit. A többszörös hozzáférési csatorna fogalmának definíciója után áttekinti a kódosztás előnyeit és alkalmazási körét. Röviden rámutat a híradástechnikában és a lokátortechnikában alkalmazott spektrumkiterjesztés között fennálló komplementaritásra.

1. Bevezetés

A XX. század végére egyre jobban elterjedő rádiózásnak — éppen a mind szélesebb körű alkalmazás folytán — újabb korlátai jelentkeznek. Korábban a termikus zajt tekintettük a fő korlátozó tényezőnek. A hírközlő rendszereket általában úgy dolgozták ki, hogy e korlátozást a lehető legjobban viseljék el. Ma a zajjal egyenrangú korlátozó hatást fejtenek ki az idegen forrásokból eredő interferenciák. Alapvetően fontos tehát olyan rendszerek kidolgozása és alkalmazása, amelyek az interferenciák korlátozó hatásának képesek ellenállni. Interferenciát okozhatnak olyan összeköttetések, melyek földrajzilag és frekvenciában egyaránt közel vannak a hasznos összeköttetéshez. Azonban az interferáló rendszerek lehetnek szándékos zavarók is. Az előbbi eset minden rendszernél előfordulhat; az utóbbi elsősorban katonai rendszerekben.

Az interferencia-zavarok kiküszöbölésének triviális módja az adóteljesítmény növelése lehetne; triviális azonban az is, hogy ez nem járható út. A második, csaknem ugyanolyan triviális lehetőség: jogi szabályozás útján az egyes összeköttetések által elfoglalható sávot kicsire korlátozzuk. Ez ésszerű gazdálkodást tesz lehetővé; valóban ez is a legkiterjedtebben alkalmazott eljárás.

Fő hátránya az, hogy nem véd a törvényt be nem tartók — a szándékos zavarók — ellen. Ezért, de más okokból is, vizsgáltak más rendszereket is. Így jutottak a spektrum kiterjesztésének mint interferencia-elhárító módszernek meglepő eredményéhez.

E módszernél az adó lényegesen szélesebb spektrumot sugároz ki, mint amilyent az átvitt információ elfoglal — innen származik az eljárás neve. Ha a spektrum kiterjesztését célszerűen hajtjuk végre, az interferencia hatása jelentősen csökkenthető. A spektrum kiterjesztésének további előnyös következményei vannak; ezeket a különböző rendszerek rendre felhasználják. Ilyen tulajdonságok: a kiterjesztett spektrumú jel

DR. FRIGYES ISTVÁN

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

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

- nehezen deríthető fel;
- nehezen fejthető meg;
- egyes esetekben automatikusan védelmet nyújt a fading hatása ellen;
- lehetővé teszi a hírközlő csatorna többszörös felhasználását.

A következőkben áttekintjük a spektrum kiterjesztő módszereket, azok (felsorolt) tulajdonságait és alkalmazásait.

A kiterjesztett spektrumú rendszerek irodalma rendkívül gazdag. Hely hiányában csak néhány összefoglaló könyvet [1], [2], néhány fontosabb cikkgyűjteményt [3], [4], [5], [6] és néhány hozzáférhető magyar nyelvű közleményt sorolunk fel [7], [8], [9]. Utóbbiakkal kapcsolatban és e szakasz befejezéseként megemlítjük, hogy az angol spread spectrum kifejezést szokták „szórt spektrumú”-ként is fordítani. E cikk szerzője (és rovat szerkesztője is) előnyben részesíti a címbeli „kiterjesztett spektrumú” kifejezést, két okból.

1. Az angol to spread ige fordítása kiterjeszt vagy szétszór lehet — de nem szór (utóbbinak a to scatter kifejezés felel meg); a „kiterjesztett” kétségtelenül jobban hangzik, mint a „szétszór”.
2. Magyar nyelven a kérdéskörrel — nagyon futólag — [7] foglalkozott tudomásunk szerint először, és a „kiterjesztett” kifejezést használta.

Beérkezett: 1984. VIII. 28. (□).

2. A spektrum-kiterjesztés definíciója —
spektrum-kiterjesztő módszerek

B_f -vel jelölve az átviendő információ által elfoglalt (gyakorlati) sávot a spektrum-kiterjesztés

1. jelkezelő módszer, melynél

$$W \gg B_i;$$

ahol W a kezelt, már kiterjesztett spektrumú jel által elfoglalt sáv.

2. ehhez külön, az információtól független sáv-kiterjesztő jelet használ;
3. amely jel olyan, hogy az eredő kiterjesztett sávú jel zajszerű legyen.

Az átvitt információ elvileg lehet analóg vagy digitális alakú, bár az utóbbi gyakoribb. A sáv-kiterjesztő jel — a 3. tulajdonság teljesítésére — valamilyen álvéletlen jelfolyam.

A 2. tulajdonság kizárja a vizsgálat köréből az analóg átviteli rendszerek közül például a szélessávú frekvenciamodulációt, vagy a meredek impulzusokkal dolgozó impulzus-helyzetmodulációt, a digitális rendszerek közül pedig az $M \gg 1$ állapotú ortogonális jelkészletet alkalmazó átvitelt. Utóbbiaknál ugyanis bár $W \gg B_i$, e helyzet külön spektrumkiterjesztő jel nélkül áll elő. A 3. tulajdonság kizárja a magyarra „csipogó frekvenciának” fordítható úgynevezett „chirp frequency” rendszert, melyben a spektrumot valamilyen szabályos, járulékos frekvenciamodulációt okozó időfüggvény szerint terjesztik ki (fűrészfeszültséggel, szinuszos feszültséggel stb.).

A definíciónak megfelelő jelet úgy állíthatjuk elő, hogy az információt hordozó jelet megszorozzuk a spektrumot kiterjesztő álvéletlen sorozattal. Erre két lehetőség kínálkozik: az információs jelet ténylegesen megszorozzuk egy (gyors) álvéletlen sorozattal, vagy a vivőfrekvenciát véletlenszerűen (pontosabban: álvéletlenszerűen) széles tartományban változtatjuk. Az előbbit közvetlen álvéletlen sorozatmódszernek nevezik (angolul direct sequence vagy pseudo-noise módszer, melyet ennek megfelelően a DS vagy a PN betűkkel jelölnek), az utóbbit frekvenciaugratásos rendszernek (frequency hopping — FH).

2.1. A DS rendszer

A DS adó lényeges részeit az 1. ábrán láthatjuk. Az ω_0 frekvenciájú oszcillátor jelét az $s(t)$ információs jellel moduláljuk. $s(t)$ NRZ alakú digitális jelfolyam, mely — például — a vivő fázisát modulálja. A kódgenerátor álvéletlen kódot állít elő — ezt $c(t)$ -vel jelöljük $c(t)$ sebessége $s(t)$ sebességénél több nagyságrenddel nagyobb, pl. annak százszorosa, ezerszerese. Így az 1. ábra megvalósítja a definíció 1–3. pontját.

A spektrális viszonyokat a 2. ábrán tüntettük fel; $S_s(f)$, $S_c(f)$ és $S_x(f)$ rendre $s(t)$, $c(t)$ és $x(t)$ spektrális sűrűsége.

Néhány megjegyzést fűzünk az elmondottakhoz. A $c(t)$ álvéletlen kód a legegyszerűbb esetben visszacsatolt tolóregiszterrel előállított maximális hosszúságú sorozat; néha ennél bonyolultabb sorozat is lehet.

Az $s(t)$ jel és a $c(t)$ kód elvileg heterokronok is lehetnek. Mint később látni fogjuk, a gyakorlatban $s(t)$ biteje (T) mindig egész számú többszöröse a $c(t)$ elemi-jel idejének (T_c), amelyet chip-időnek neveznek. Ugyancsak nincs elvi kötés a T/T_c viszony és a $c(t)$ kód hossza között. A valóságban gyakorlati okokból a kódszó hossza legtöbbször megegyezik T/T_c -vel (vagyis egy teljes álvéletlen sorozat éppen egy bitidő alatt fut le). Ez a kód szinkronizálását könnyíti meg.

Mivel a maximális hosszúságú álvéletlen sorozat $2^n - 1$ chiből áll, a spektrum kiterjesztés aránya ilyen esetben megadja a tolóregiszter n hosszát.

A 3. ábrán a DS vevő fontosabb egységeit tüntettük fel. Tegyük fel, hogy a vevőoldalon pontosan ismerjük a $c(t)$ spektrumkiterjesztő kódot. Akkor

$$\hat{c}(t) = c(t) \tag{1}$$

és a keverő „lokál” bemenetére adott jel

$$l(t) = c(t)e^{j\omega_0 t},$$

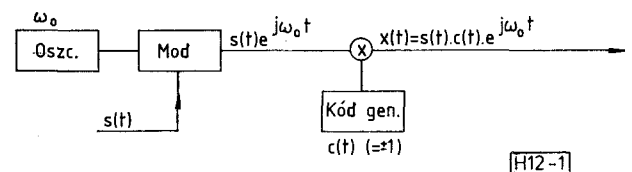
míg a „jel” bemenetre $x(t)$ jut. A keverő $l \cdot x$ kisfrekvenciás összetevőjét állítja elő, így a középfrekvenciás jel

$$k(t) \triangleq x(t) \cdot l(t) = s(t) \cdot c(t) \cdot c(t)e^{j(\omega_0 - \omega_0)t} = s(t)e^{j\omega_0 t}$$

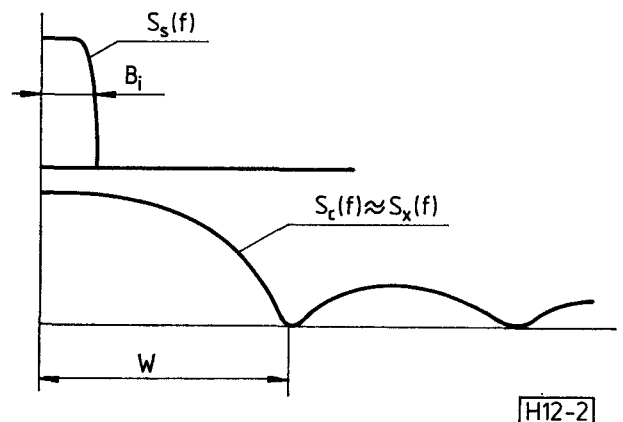
f_i -vei jelölve a középfrekvenciát és figyelembe véve, hogy $c^2 = (\pm 1)^2 = 1$.

Az (1) összefüggés nem teljesen triviális; az természetes, hogy a vevőben (éppen úgy, mint az adóban) rendelkezésre áll a $c(t)$ álvéletlen generátor, az azonban korántsem, hogy a kettő szinkronban működik. Valóban a vevőoldali kódgenerátor szinkronizálása az adóoldalihoz a kiterjesztett spektrumú rendszereknek talán legsúlyosabb problémája.

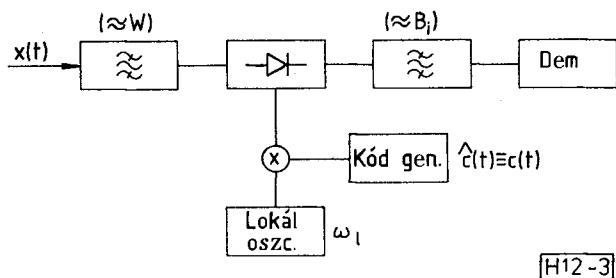
Az elmondottak illusztrálására az egyes jelalakokat a 4. ábrán tüntettük fel — az egyszerűség kedvéért mindössze hétszeres spektrum kiterjesztést alkalmazva. Ugyancsak feltüntettük a $c(t)$ -t előállító generátort is.



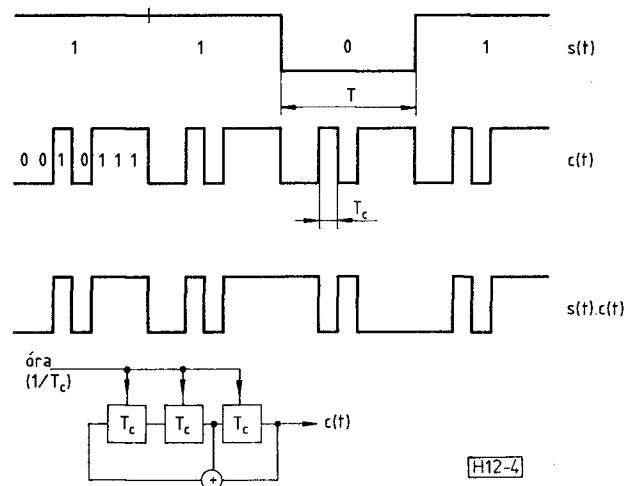
1. ábra. DS adó vázlata



2. ábra. A DS rendszerrel kapcsolatos spektrumok



3. ábra. DS vevő vázlata



4. ábra. DS rendszerrel kapcsolatos jelalakok és a $c(t)$ -t előállító generátor

2.2. Az FH rendszer

Az FH adóban a frekvenciát változtatjuk álvéletlenszerűen. Ez célszerűen frekvenciaszintetizátorral valósítható meg, melyet — az előbbiekhöz hasonlóan — álvéletlen generátorral programozunk. Maximális hosszúságú álvéletlen sorozatot alkalmazva $2^n - 1$ -féle frekvenciát állíthatunk elő. Az FH adó egy lehetséges kivitelét az 5. ábrán, a vevőt a 6. ábrán láthatjuk.

Az előzőkhöz hasonlóan

$$x(t) = s(t)e^{j[\omega(t) + \omega_0]t},$$

$$i(t) = e^{j\omega(t) \cdot t}$$

$$k(t) = s(t)e^{j\omega_0 t}.$$

Az 7. ábrán feltüntettük azt az $\omega(t)$ függvényt, melyet a 4. ábra álvéletlen generátora állít elő. A spektrum kiterjesztésének mértéke most

$$W/B_i = \delta/(2^n - 1)B_i,$$

ami T_c -től (csaknem) független. A T_c chip-idő e rendszerben szabadon választható paraméter; ha $T_c > T$ — vagyis a frekvencia több bit idejére állandó marad — úgynevezett lassan ugráló rendszerrel van dolgunk. Ha $T_c < T$ — vagyis a frekvencia egy információs bit idején belül is néhányszor vált — rendszerünk frekvenciája gyorsan ugrál. Mindkét rendszernek vannak előnyös és hátrányos tulajdonságai. A frekvenciák δf távolsága elvileg tetszőleges lehetne.

Célszerű értéke azonban T -től és T_c -től egyaránt függ. Lassú rendszerben — annak érdekében, hogy az egyes frekvenciák valóban diszjunktak és így egymástól megkülönböztethetők legyenek —

$$\delta f \geq B_i \approx 1/T; \quad (2)$$

gyors rendszerben pedig — hasonló okból —

$$\delta f \geq 1/T_c. \quad (3)$$

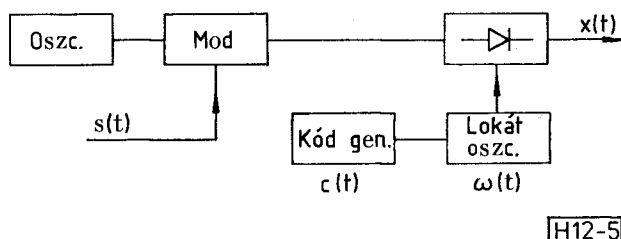
Másfelől kevés előnnyel járna a (2) és (3)-beli korlátnál jóval nagyobb választás. Így a gyakorlatban

$$\delta f \approx \text{Max.}[1/T, 1/T_c].$$

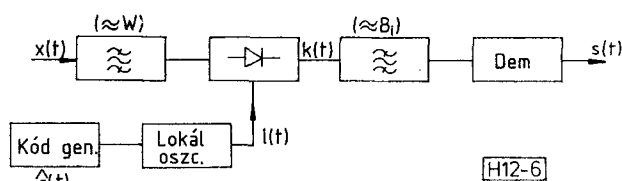
FH rendszerben kiterjesztett spektrumú jel spektrális sűrűség függvénye nem sokat mondana (mivel a frekvencia az időben változik, spektrumról csak elég hosszú időbeli integrálás után beszélhetnénk; ekkor a spektrum a sávhatárolt fehér zajéval egyezne meg). Többet mond és szokásosabb a jel ábrázolása egy kétdimenziós térben, melynek egyik koordinátája az idő, másik a frekvencia. Ilyen ábra hasonló a 7. ábrához, azzal az eltéréssel, hogy azt a cellát be-szraffozzuk, melyben az energia nullától különbözik. Ha például lassú FH rendszert képzelünk el, ahol $\delta f \approx B_i$, a 7a ábrához jutunk.

E pont befejezéseként futólag megemlítjük, hogy a rádiólokátorok technikájában is alkalmaznak álvéletlen kódolást: a lokátor-adó impulzusát álvéletlen jellel fázisban modulálják. Ott az a feladat, hogy nagy energiájú, rövid impulzust állítsanak elő, csúcsteljesítményben limitált eszközzel. Ennek egyik módja: a T hosszúságú impulzust álvéletlen jellel modulálják, majd a jelet megfelelő dekódolással $\tau \ll T$ idejűre „komprimálják”. Érdekesség, hogy e feladat éppen a komplementere a kiterjesztett spektrumú hírközlés feladatának. A hírközlésben a T idő állandó, adott, és a kódolás az elfoglalt B_i sávot $W \gg B_i$ -re terjeszti ki, így WT igen nagy lesz. A dekódolás a spektrumot újra koncentrálja ($B_i T \approx 1$).

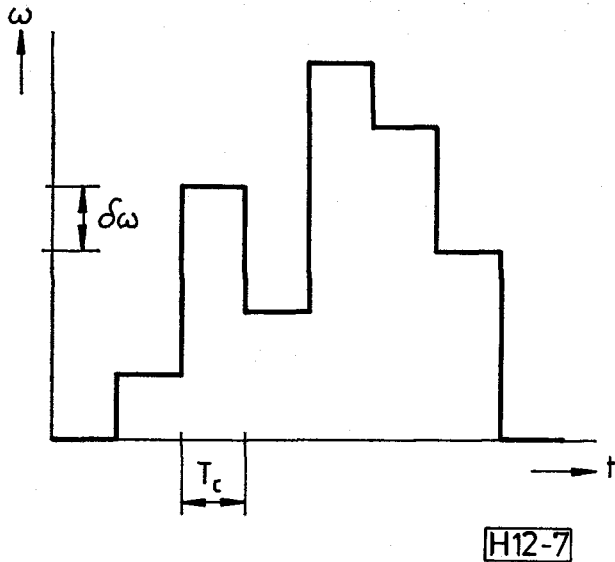
A lokátor technikában az elfoglalt sáv, W állandó. A kódolás az időt lényegesen megnyújtja ($W \cdot T$ igen nagy), majd a dekódolás — az impulzus komprimálása — azt τ -ra csökkenti úgy, hogy $W\tau \approx 1$ legyen.



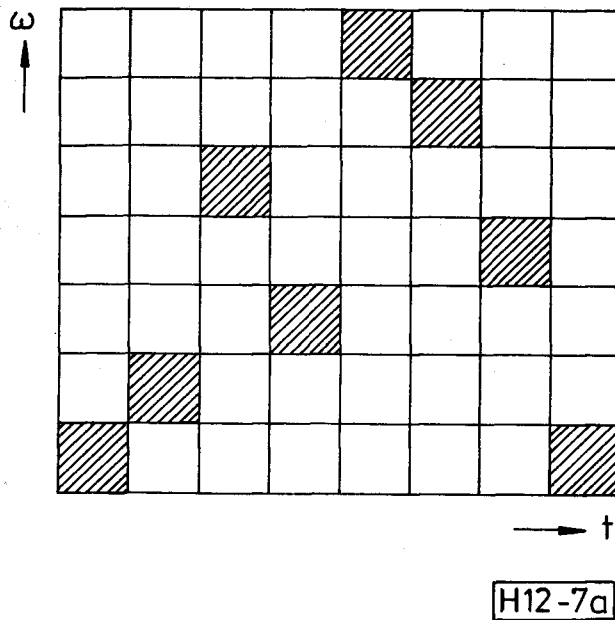
5. ábra. FH adó vázlata



6. ábra. FH vevő vázlata



7. ábra. A 4. ábra kódgenerátorával előállítható frekvencia-sorozat



7a ábra. A 7. ábrának megfelelő idő—frekvencia raszter — lassú FH rendszer

3. Interferáló jelek hatása

3.1. Keskenysávú zavarok

Vizsgáljuk a 8. ábra szerinti modellt: a kiterjesztett spektrumú jelet átvivő csatornán a hasznos jelhez m darab, egyenként keskenysávú zavar adódik. Akkor a vevő bemenetére

$$x_z(t) = x(t) + i_1(t) + \dots + i_m(t)$$

jel érkezik. DS rendszernél a középfrekvenciás jel + zavar kifejezése

$$k(t) = c^2 \cdot s + c(i_1 + \dots + i_m) = s + ci_1 + ci_2 + \dots + ci_m$$

Vagyis a jel vevőbeli feldolgozása a hasznos jelet újra koncentrálna, míg az interferenciák spektrumát

kiterjeszti. Mivel $c(t)$ zajszerű (l. a definíció 3. pontját), a vevő B_i sávszélességébe jutó zavaró teljesítmény B_i -vel arányos lesz; számszerűen

$$(S/I)_{ki} = (S/I)_{be} \frac{W}{B_i}; \frac{W}{B_i} \triangleq PG$$

$(S/I)_{be}$, ill. $(S/I)_{ki}$: a hasznos és zavaró teljesítmények aránya a bemeneten, ill. a kimeneten; PG : az úgynevezett feldolgozási nyereség. A frekvenciatérben vizsgálva a viszonyokat a 9. ábrához jutunk.

FH rendszerben a viszonyok számszerűen hasonlóan alakulnak, bár a helyzet fizikailag kissé más. A vevőbeli feldolgozás az interferenciák „hatásosságát” azokra az időtartamokra koncentrálja, melyekben valamelyik interferáló jel frekvenciája $x(t)$ -nek B_i nagyságú környezetébe esik. Miután ez az időnek csak B_i/W hányadában következik be, az átlagos zavaró teljesítmény hasonló arányban csökkent, vagyis ismét

$$PG = W/B_i.$$

Lassan ugráló rendszerben $W = N \cdot \delta f \approx NB_i$, ahol N a frekvenciák száma. Ilyenkor — de csak ilyenkor — a feldolgozási nyereség

$$PG = N.$$

3.2. Szélessávú zavarok

E kategóriába esik a vevő termikus zaja, de ugyancsak a zajszerű (szándékos vagy véletlen) zavaróadók okozta interferencia, köztük a hasonló kiterjesztett spektrumú adók interferenciája. Ha az interferencia $c(t)$ -vel nincs korrelálva, a 10. ábrához jutunk. Most is, mint az imént

$$(S/I)_{ki} = (S/I)_{be} \cdot PG,$$

ami a B_i sávra eső jel/interferencia vagy jel/zaj arány.

Másként alakul a helyzet, ha $i(t)$ és $c(t)$ egymással korrelálva vannak. E kérdés egy-két vonatkozására visszatérünk.

Érdekes az S/I viszonyt külön megvizsgálni a termikus zaj és a zajszerű szándékos zavarok esetében. A kiterjesztett spektrumú vevő bemenetén W sávszélességet kell biztosítani (l. a 3. ábrát). Így a jel/termikus zaj arány

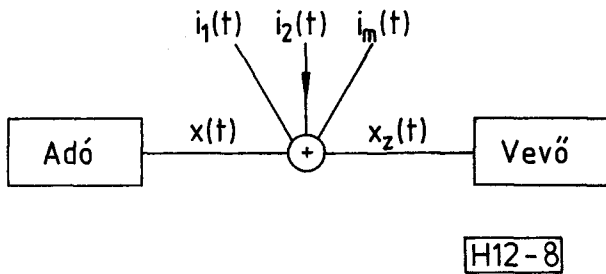
$$\left(\frac{S}{N}\right)_{be} = \frac{S}{N_0 W}$$

lesz, ahol N a zajteljesítmény, N_0 ennek (egyoldalas) spektrális sűrűségfüggvénye.

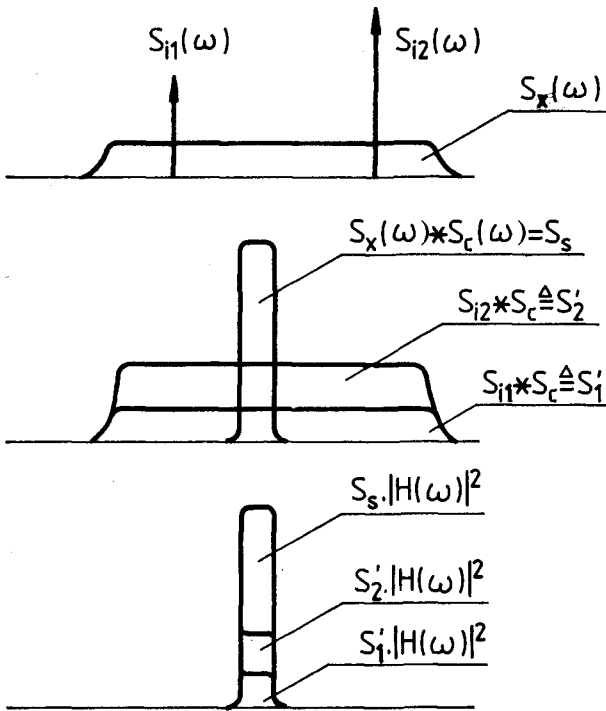
A spektrum újra koncentrálna N_0 értékét nem változtatja meg (mivel egy, a zajforrással nem korrelált jellel szorozzuk meg), így a kimenő jel/termikus zaj arány

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{ki} = \frac{S}{N_0 B} = \left(\frac{S}{N}\right)_{be} \cdot PG,$$

mint már láttuk. Azonban egy közösleges, spektrumkiterjesztést nem alkalmazó rendszer jel/zaj viszonya ugyancsak $S/N_0 B$ volna, így a spektrumkiterjesztés



8. ábra. Interferenciákkal terhelt rendszer modelje



H12-9

9. ábra. Keskenysávú interferáló jelek hatása

a termikus zaj hatását sem nem javítja, sem nem rontja.

Ugyanezek az összefüggések érvényesek a széles sávú szándékos zavar esetére is, egy jelentős különbség mégis van; ez pedig az, hogy a szándékos zavaró adónak egy adott véges teljesítmény áll rendelkezésére — jelöljük ezt J -vel. Ha e teljesítményt az egész W sávra ki akarjuk terjeszteni, a teljesítménysűrűség

$$N_0 = \frac{J}{W},$$

a bemeneten látható jel/zavar arány pedig

$$S/I_{be} = \frac{S}{N_0 W} = \frac{S}{J},$$

amint azt vártuk. A kimenő jel/interferencia

$$(S/I)_{ki} = \frac{S}{N_0 B_i} = \frac{S}{J} \cdot \frac{W}{B_i} = S/J \cdot PG.$$

Ha a spektrumot nem terjesztettük volna ki, a zavaró teljesítményt sem kellene széles sávra kiterjeszteni. Ebben az esetben $(S/I)_{ki}$ értéke S/J -vel egyezne meg. Így látható, hogy a spektrum kiterjesztése majd újra koncentrációja

— a keskenysávú zavaró teljesítményt durván $1/PG$ arányban csökkenti;

- a termikus zaj szempontjából hatástalan; a szélessávú és az adott jellel nem korrelált zavaró teljesítményt ugyancsak $1/PG$ arányban csökkenti.

Az utóbbi két állítás látszólagos ellentmondásának feloldása, mint láttuk az, hogy a termikus zaj teljesítménye (elvileg) végtelen nagy, minthogy spektrális sűrűsége állandó. A zavaró adók teljesítménye azonban (akár szándékos, akár véletlen zavarásról van szó) mindenképpen véges. Így teljesítménysűrűségük annál kisebb, minél szélesebb sávra terjednek ki. Több egyidejű zavarforrás teljesítménysűrűségei természetesen összegződnek.

E szakasz befejezéséeként megjegyezzük, hogy bár a zavaró teljesítmény mindegyik vizsgált zavarnál és mindegyik vizsgált rendszerrel (DS , lassú FH , gyors FH) egyaránt a sávkiterjesztés arányában csökken, az összeköttetések minőségére gyakorolt hatás különböző lehet — amint a következő szakaszban futólag látni fogjuk.

4. Moduláció — hibaarány

Az 1. és az 5. ábrán csak vázlatosan rajzolt moduláció elvileg tetszőleges digitális modulációs eljárás lehet. A DS rendszerben semmi nem szól a (két vagy négy állapotú) fázismoduláció ellen, így legtöbbször azt célszerű alkalmazni. Részletkérdés, de azért megemlítjük, hogy az 1. ábrán feltüntetett két modulátor egygő vonható össze, mivel a modulált jel szorzása az álvéletlen kóddal helyettesíthető a moduló és a spektrumkiterjesztő digitális jelek moduló 2 értelmű összeadásával; ekkor az $s(t) \oplus c(t)$ jellel moduláljuk az adó fázisát. Továbbá, amint a vevőben a kódszinkront megtaláltuk és a spektrumot újra koncentráltuk, a hagyományos koherens demoduláló módszereket is használhatjuk. Ilyenkor a vevő B_i sávjába jutó zavar alig különböztethető meg a termikus zajtól. A hibaarány szempontjából a megjelenő (látszólagos) jel/zaj viszony

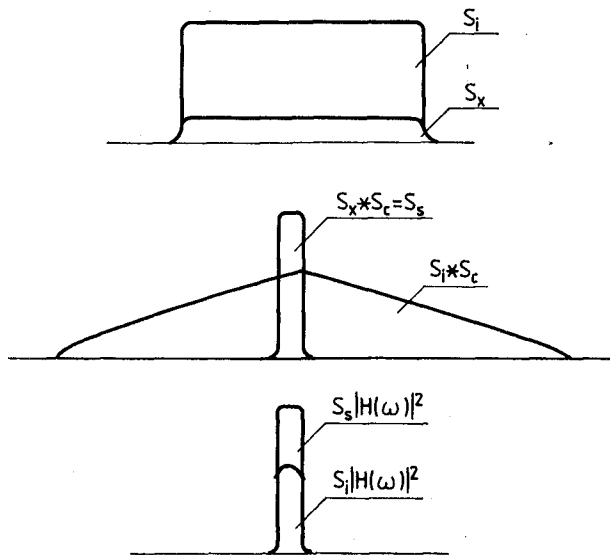
$$R_a = \frac{C}{N + \frac{I}{PG}},$$

ahol C a vivőteljesítmény, N a zaj, I pedig az interferáló teljesítmény.

Ha előírjuk a PG feldolgozási nyereségét, továbbá azt, hogy az interferencia hatásának ellensúlyozására mennyivel kívánjuk a teljesítményt emelni, a megengedhető interferencia/hasznos teljesítmény arányt kiszámíthatjuk:

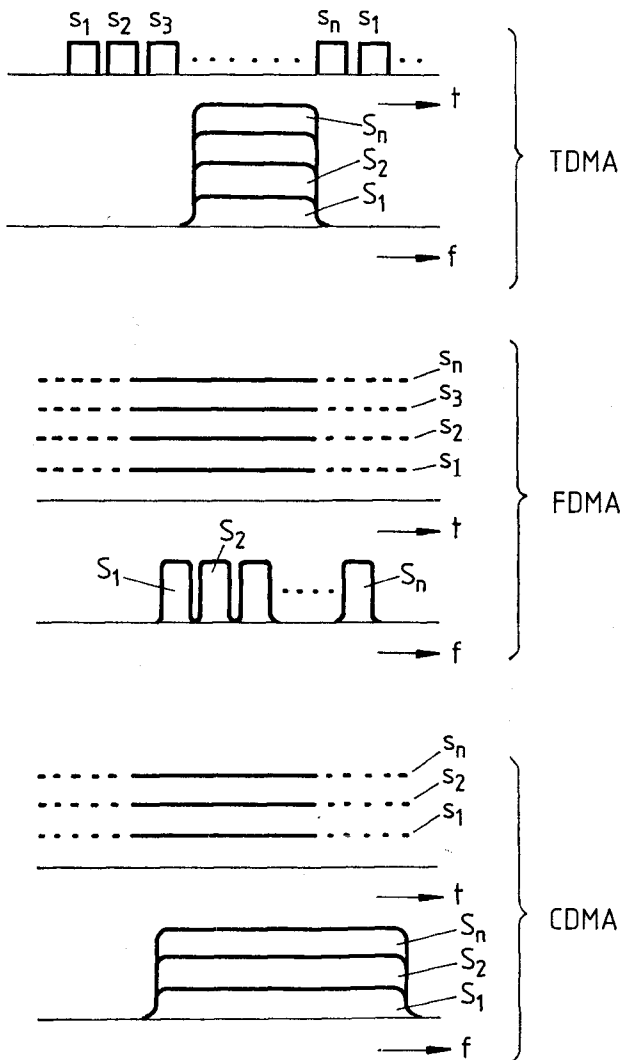
$$\frac{I}{C} = \frac{PG}{R_s} (1 - 1/L), \quad (4)$$

ahol R_s az adott hibaarány eléréséhez szükséges jel/zaj viszony és L az interferencia hatására megengedett veszteség. (Ha például deltamodulációval



H12-10

10. ábra. Szélessávú interferáló jelek hatása



H12-11

digitalizáljuk a beszédet, 10^{-3} hibaarány elfogadható lehet; ehhez $R_s = 10$ dB. $L = 1$ dB-t megengedve és 30 dB feldolgozási nyereséget alkalmazva — vagyis a deltamodulációhoz szükséges 16 kHz sávot 16 MHz-re növelve — $I/C = 13$ dB is elfogadható. Ha másfelől a rendszerrel szemben támasztott igények nagyobbak — pl. 10^{-6} hibaarányra törekszünk — $R_s = 14$ dB vehető; ha most is 13 dB I/C értéket kell megengednünk, $L = 3$ dB-t kell vennünk. Vagyis a vett hasznos jelet 16 dB-lel meghaladó zavar hatásának ellensúlyozására, még ebben az igen jó minőségű esetben is elég az adóteljesítményt 3 dB-lel emelni.

(4)-ből és a példából látható, hogy ha elég nagy adóteljesítmény áll rendelkezésünkre, tetszőleges előírt hibaarányt megvalósíthatunk, amíg az interferencia/vett jel arány PG/R_s -nél nem lesz nagyobb. Másfelől, ha a hasznos teljesítmény adott, a hibaarány az interferencia növekedésével ugyanúgy nő, mintha a termikus zaj nőne meg.

Az *FH* rendszerre térve, ott a generátor és az átviteli csatorna tulajdonságai egyaránt megakadályozzák azt, hogy az újra koncentrált spektrumú jel önmagában koherens legyen — a chipidők határánál a vett jel fázisa kézből nem tartható ugrásokat fog tartalmazni. Ezért itt csak nem-koherens demoduláció és azon belül frekvenciamoduláció vagy differenciálisan koherens módon demodulált fázis-moduláció jöhet szóba.

A lassú és a gyors rendszer moduláció szempontjából eltér. Lassú *FH* rendszerben az 5. ábra modulátora konvencionális frekvenciamodulátor, a 6. ábra demodulátora pedig limiter-diszkriminátor lehet.

Ilyenkor a (modulációs) frekvenciát valamivel kisebb a δF frekvenciaugrásnál, így változó vivőfrekvencia közönséges kétállapotú *FSK* modulációjával van dolgunk. Gyors *FH* rendszerben elvileg ugyanígy is eljárhatunk, de előnyösebbnek bizonyul, ha a moduláció és a kódolás műveletét összevonjuk és az egymás után következő frekvenciák sorozata tartalmazza az információt is. Így sok-állapotú frekvenciamodulációhoz jutunk. Gyors *FH* rendszerben lehet fázismodulációt is alkalmazni. A részletek tekintetében az irodalomra utalunk.

Interferenciának kitett *FH* rendszer viselkedése az imént látott *DS* rendszerétől lényegesen eltér. Megint a lassú rendszert vizsgálva először, ha a keskenysávú interferencia az adó teljesítményének mondjuk felét eléri vagy annál nagyobb, az összeköttetés megszakad azokban a chip-időrésekben, melyekben a vivő és az interferáló frekvenciák megegyeznek. Így a hibaarány

$$P_E = \frac{1}{2PG} = \frac{1}{2N}; I/C \geq -3 \text{ dB.} \quad (5)$$

PG értékét megint 30 dB-re választva, a hibaarány a teljesítmény ésszerű növelésével nem csökkenthető $5 \cdot 10^{-4}$ alá. Lassú *FH* rendszerekben a hibaarány egyedül hibajavító kódolás alkalmazásával csökkenthető tovább, mely az adott esetben igen bonyolult, csomósodott hibákról lévén szó. Másfelől, ha $P_E =$

11. ábra. Többszörös hozzáférésű rendszerek az időben és a frekvenciában

$=1/2N$ elfogadható, az interferáló teljesítmény növelése az összeköttetés minőségét nem rontja tovább. Megjegyzendő, hogy optimalizált zavarás (melyben a zavaró a rendelkezésére álló teljesítményt egy optimális frekvenciasávra osztja szét) a hibaarányt valamelyest ronthatja, de nagyságrendileg nem tér el az (5)-belitől.

Gyors *FH* és *FM* alkalmazásakor a helyzet kedvezőbb; ugyanis egy információs szimbólumnak ilyenkor csak egy-egy része hibásodik meg, ami a helyes döntés nagyobb valószínűségét engedi meg.

Az eddigiekben feltételeztük, hogy a zavar-forrás jele $x(t)$ -től független. Az úgynevezett ismétlődő zavaró adó követi az ugráló frekvenciát. Ez a zavar hatásszosságát tovább növelheti. A kérdéssel részletesebben nem foglalkozunk, azt említjük csak meg, hogy a gyorsan ugráló frekvenciájú rendszerek az ilyen interferenciával szemben is ellenállóbbak a lassúaknál.

5. Felderítés — megfejtés

Mindkét vizsgált spektrumkiterjesztő módszerre igazolva láthatjuk azt, hogy az nehezen deríthető fel — összhangban a bevezetés állításával. *DS* rendszer-nél a kisugárzott jel zajszerű, így elég nagy feldolgozási nyereséget alkalmazva az összeköttetésnek jó esélye van arra, hogy a felderítő vevő zaja alatt marad. Konkrétan, ha a hasznos összeköttetés R_s jel/zaj viszonyt biztosít (a spektrum újrakoncentrációja után), a $c(t)$ jelet nem ismerő felderítő vevő legfeljebb R_s/PG jel/zaj viszonyt fog észlelni, ha csak nincs közelebb az adóhoz (vagy nem jobb a zajtényezője), mint a hasznos vevő.

Másfelől, ha a *DS* adást mégis sikerül felderíteni, a megfejtést lényegesen megkönnyítené az, ha $s(t)$ és $c(t)$ nem volnának homokronok egymással. Ilyenkor ugyanis az $s(t)$ adat-bitok és a $c(t)$ kód-chipek átmeneteit meg lehetne különböztetni, amivel $s(t)$ sebessége már ismertté vált.

FH rendszer-nél más a helyzet, mint *DS*-nél. Itt a felderítő vevő könnyen rájöhet arra, hogy *FH* jelet lát (mivel egy-egy T_c időtartamra az adó egész teljesítménye a szóban forgó frekvencia közelében van). *FH* adás felderítésének elkerülésére alapvető jelentősége ezért annak van, hogy a spektrumkiterjesztő kódot nehéz legyen felismerni. (Ha ugyanis a felderítő vevő felismerte a $c(t)$ kódot, ezt zavaró adóval utánozhatja is.) Ha tehát elsődleges szempont a kód megfejtésének elkerülése, a 4. és 7. ábrán bemutatott kódoknál kell lényegesen bonyolultabbakat alkalmazni. Az ilyen kódok általában nemlineárisak (szemben a 4. ábrán mutatott jelsorozattal, melyek előállításához csak összeadásra, tehát lineáris műveletre van szükség) és hosszuk igen nagy, periódusidejük több órára is terjedhet.

6. Alkalmazások

A kiterjesztett spektrumú rendszereket elsősorban a katonai hírközlés igényeit követve dolgozták ki. Ezek az igények: a felderítés nehézsége és ellenállás a (szándékos) zavarokkal szemben. A spektrumkiter-

jesztés mindkét igényt kiválóan elégíti ki: a kicsi és zajszerű teljesítménysűrűség a felderítést nehezíti teszi. És a spektrum újra-koncentrációja során a zavaró jel spektruma általában kiterjed, amivel a jel/zavar viszony jelentősen megnő. Másfelől a spektrum-kiterjesztésre felhasznált és a fenti igényeket kielégítő kódoknak — mintegy melléktermékként — olyan tulajdonságuk is van, amely lehetővé teszi alkalmazásukat többszörös hozzáférésű rendszerekben. Ilyen rendszereket a polgári hírközlésben is alkalmaznak, mely alkalmazások némelyikét az alábbiakban felsoroljuk. Mint kiderül, a spektrum-kiterjesztés néhány többszörös hozzáférésű rendszerben igen előnyös lehet.

6.1. Többszörös hozzáférésű átviteli rendszerek

Ha egy átviteli csatornát több felhasználó makroszkopikusan egyidejűleg akar felhasználni, többszörös hozzáférésű csatornát kell alkalmazni (angol kifejezéssel: multiple access channel). „Makroszkopikusan egyidejűleg” mondtuk, ez alatt az emberi érzékelés határain belüli egyidejűséget értve, mert, mint látni fogjuk, egyes esetekben mikroszkopikusan a felhasználókat éppen időben helyezik egymás után. E szempontból szóba jövő makroszkopikus idők nagyságrendje semmiképpen sem kisebb 10–50 ms-nál.

A „különböző felhasználókat” úgy értjük, hogy

- ezek közül mindig *egy* forrás *egy* nyelővel kíván kommunikálni,
- e kommunikációk földrajzilag különböző pontok között jönnek létre, vagyis legalább a források vagy legalább a nyelők máshol helyezkednek el.

(A fenti definícióval a vizsgált rendszerek közül kizártuk a műsorszóró rendszereket — mivel azok az *a*) alatti kritériumot nem teljesítik —, továbbá a multiplex rendszereket is, mert azok a *b*) kritériummal ellentétesek.)

Az ilyen rendszerek legtipikusabb példája a távközlési műhold — tudomásunk szerint az elnevezés is ezzel kapcsolatban született —, de ide tartoznak a földi mozgó hálózatok, egyes számítógép-hálózatok, egyes rurál-hálózatok stb. Fogalmilag ide tartozik az az eset is, mikor egy területen sok különböző kiterjesztett spektrumú — például *FH* — rádió működik egyszerre. A többszörös hozzáférés, alapelveit tekintve lehet véletlenszerű vagy rendezett. Az előbbi rendszerben, melyet első példájáról *ALOHA*-szerű rendszernek is neveznek, mindegyik felhasználó belép a csatornába, amint közlendője van, még-hozzá úgy, hogy ezzel az egész csatornát lefoglalja; ha a csatorna már foglalt volt, általában mindkét üzenet elvész.

A rendezett többszörös hozzáférésű csatornában a felhasználók a csatorna „egy részét” kapják meg, mégpedig vagy az időben állandóan (angol nevével pre-assigned), vagy csak igénybejelentés után, ha van éppen „szabad rész” (demand-assigned). A csatorna részekre osztásánál e rendezett eljárásban alapvető, hogy az egyes részek szabad vagy foglalt volta nem befolyásolja a többi részen folyó átvitelt. Pontosabban, ha $s_i(t)$ az egyes részcsatornák jele, legyen

$$\int_0^T s_i(t)s_j(t)dt = e_{ij},$$

$$e_{ij} \approx 0; i \neq j.$$

T — digitális átvitel esetén — az információnak legfeljebb egy vagy néhány bitnyi ideje, de mindenképpen olyan kicsi, hogy az érzékelés határán kívül esik.

Ha $e=0$, ortogonális, ha csak $e \approx 0$, kvázi-ortogonális rendszerről beszélünk.

A fenti feltétel támpontot ad az s -ek megválasztására:

1. Ha az egyes s -ek csak keskeny időrésekben különböznek 0-tól és az egyes részcsatornák időrései nem esnek egybe, az integrandus=0. E rendszert időosztásos többszörös hozzáférésű rendszernek nevezik (*TDMA*).

2. Ha az s -ek mind különböző vivőjű modulált jelek, és a vevőben mindegyiket megfelelő sávszűrőn visszük át frekvenciaosztásos többszörös hozzáférésű rendszerhez jutunk (*FDMA*), mely szintén ortogonális.

3. Eljárhatunk azonban úgy is, hogy minden információs bitet vagy bit-csoportot megszorozunk egy jelsorozattal, melyet kódnak nevezünk. Ha biztosítani tudjuk azt, hogy e kicsi legyen — vagyis, ha találunk olyan kódokat, melyek keresztkorrelációja kicsi — megfelelő csatornafelosztáshoz jutunk. E rendszert, mely, az előző kettőtől eltérően, kvázi-ortogonális, kódosztású rendszernek nevezik (*CDMA*). Nyilvánvaló, hogy az így kódolt jel az információnál sokkal szélesebb sávot foglal el — vagyis megfontolásainkkal a kiterjesztett spektrumú rendszerek egy alkalmazási köréhez jutottunk.

A 11. ábrán a három rendszer elvét tüntettük fel.

6.2. A kódosztású többszörös hozzáférés néhány általános tulajdonsága

a) Interferencia

A rendszer egyes elemei között interferencia fellép (mivel csak kvázi-ortogonálisak); az interferáló teljesítmény nagysága (pontos definíció nélkül)

$$\sum_1^n a_j e_{ij}; i \neq j,$$

ha egyidejűleg n felhasználó aktív. (Itt a_j egy súlyozó tényező.) A kódcsalád megfelelő tervezésével, n maximális számának ismeretében e — zajszerű — interferencia kellően kis értéken tartható.

Nem lehetetlen azonban egy frekvenciasáv kétszeres felhasználása sem: keskenysávú és kiterjesztett spektrumú összeköttetések egyidejű alkalmazása. Erre az ad lehetőséget, hogy

- a keskenysávú jel okozta interferencia sávja az újra-koncentráls során kiterjed és
- a szélessávú jel teljesítménysűrűsége kicsi, csekély zavart okozva a keskenysávú vevőben.

Az utóbbi, b) szempontból két eset különböztethető meg: ha a teljesítménysűrűség olyan kicsi, hogy a

keskenysávú vevő zaja alatt marad, egy adott frekvenciasáv ilyen kétcélú felhasználásának semmi akadálya nincsen; ha ennél nagyobb, a teljesítményeket gondosan koordinálni kell. Az előző, a) szempontból viszont az lehet jelentős, hogy olyan frekvenciasávot is fel lehet használni híradástechnikai célra, melyet jelenleg más célra — orvosi, ipari stb. — használnak.

b) Túlterhelés

A hagyományos rendszerek terhelés szempontjából „kemény limiternek” foghatók fel: ha az összes részcsatorna foglalt, az újabb jelentkező semmiképpen nem továbbíthatja közleményét. A kódosztásos rendszereknél, ezzel szemben, a túlterhelés csak minőségromlással jár (I értékének a specifikált fölé növekedésével). Így a rendszer „jóindulatúan” romlik el.

c) Kapcsolási funkció

Az eddigiekben a többszörös hozzáférésű rendszert átviteli rendszernek fogjuk fel. A felhasználók egymás közötti kapcsolatának létrehozására általában külön kapcsolóközpontokra is szükség van. Kódosztású rendszerekben, ezzel szemben lehetőség van a két funkció (átvitel és kapcsolat) összevonására. Ehhez az szükséges, hogy az egyes adókban bármelyik vevő kódját be lehessen állítani.

d) Teljesítményigény

A spektrum kiterjesztése, majd újra koncentráls nem változtatja meg az átvitt jel sávzélességét. Ez azt is jelenti, hogy valamilyen minőségi paraméter (jel/zaj viszony, hibaarány) eléréséhez elméletileg pontosan olyan nagy teljesítményre van szükség a többszörös hozzáférésű rendszerben, mint amilyenre keskenysávú pont-pont közötti átvitelnél lenne. Ez megegyezik az *FDMA* esettel, de eltér a *TDMA* esettől, ahol n felhasználó esetén durván n -szeres teljesítményt kell alkalmazni. Másfelől *FDMA* rendszerek végerősítőiben jelentős back-off-ot kell alkalmazni, ami lényegében ugyancsak a teljesítmény növekedését jelenti.

A következőkben néhány alkalmazási lehetőséget sorolunk fel.

a) Földi mozgó hálózatok

A legtöbb tanulmány e témakörben jelent meg. A javasolt rendszer fő jellemzői: gyors frekvenciaugratásos rendszer. Ezt cellarendszerben alkalmazzák, ahol az egyes cellák mind kihasználják az egész frekvenciasávot. A teljesítményt — a központi adótól való távolság függvényében — szabályozni kell.

Az ilyen rendszer fő előnyei — a keskenysávú *FDMA* cellarendszerekkel szemben, és a már felsoroltakon kívül:

- a cella szélére érve nem kell új csatornára átkapcsolni, amivel megszűnik az a veszély, hogy a cella szélén a beszélgetés megszakad;

- a sok frekvencia természetes diverziti nyereséget szolgáltat; ennek folytán a fading-tartalék 15–18 dB-lel csökkenthető, vagyis lényegében a szükséges teljesítmény csökkenthető;
- egyes vizsgálatok szerint a CDMA rendszer frekvenciasáv-elfoglalása gazdaságosabb az FDMA-nál. E téren azonban a publikációk álláspontja nem egységes.

b) Rurál-hálózatok

A rurál hírközlés közismerten két funkciót foglal magába: az átvitel (transfer) és a szétosztás (distribution) funkcióját. Az előző hagyományos, két pont közötti átviteli feladat. A szétosztás funkcióját gyakran vezetékes rendszerrel – legtöbbször légvezeteken oldják meg. Nagyobb kiterjedésű rurál területeken azonban a rádiós szétosztás kedvezőbb. Egy rurál szétosztó rádiós hálózat tipikusan többszörös hozzáférést biztosító rendszer, így ennek megfelelő módszereket kell alkalmazni.

A szétosztó hálózatok legtöbbször földi, de néha műholdas rendszerek. Mindkettőnél javasoltak kódosztású alkalmazást. A kódosztás fő előnyei e rendszerekben:

- szemben az FDMA esettel, a központi állomáson csak egy adóra van szükség (ott n db);
- szemben a TDMA-val, n -szer kisebb teljesítményre van szükség;
- nincs szükség hálózat szinkronizálásra, ami különösen műholdas rendszerben volna nehézkes.

6.3. Fenntartások – a CDMA hátrányai

A felsorolt, kétségtelenül meglevő előnyök ellenére tudomásunk szerint sehol a világon nincs polgári CDMA rendszer üzemben. A kérdés a Nemzetközi Távközlési Unió (UIT) legutóbbi Adminisztratív Rádió Konferenciáján (WARC) fel sem merült és az amerikai FCC sem szabályozza (és nem is engedélyezi) alkalmazását. E helyzetnek két okát látjuk.

Elsősorban a kódszinkronizálás olyan bonyolult áramköröket igényel, hogy eddig CDMA alkalmazása egy polgári területen sem volt kifizetődő. És az interferencia kérdéseit még nem tisztázták annyira, hogy bárki merne volna tömeges alkalmazását engedélyezni.

A dolog kulcskérdésének éppen a tömeges alkalmazás látszik: a korszerű technológia birtokában bizonyára megfizethető áramköröket lehetne készíteni, ha a darabszám elég nagy volna. Éppen ezért a második probléma látszik lényegesebbnek: ha a távközlést szabályozó (nemzeti és nemzetközi) szervezetek elég információval fognak rendelkezni ahhoz, hogy a rendszer alkalmazási körét behatárolják, e körben bizonyára áttörés fog bekövetkezni.

7. Megvalósítási problémák

Hely hiányában a megvalósítási problémákat nem részleteztük. Néhány megjegyzéssel az alábbiakban térünk ki ezekre.

A legsúlyosabb áramkörü feladat kétségkívül a kódgenerátor vevőoldali szinkronizálása. Itt a nehézség fő oka az, hogy amikor $\hat{c}(t)$ még nem azonos $c(t)$ -vel, csak a (zajnál, interferenciánál kisebb) kiterjesztett spektrumú jel áll rendelkezésünkre. Így még nem érvényes mindaz, amit a zaj és az interferencia elnyomásáról mondtunk.

A konkrét megvalósítást tekintve – hasonlóan más digitális szinkronizálási feladatokhoz – soros és párhuzamos eljárást követhetünk. Az előbbinél a helyes időbeli elhelyezkedést bitről bitre keressük meg (pontosabban terminológiánknak megfelelően chipről chipre); az utóbbinál egyidejűleg vizsgáljuk az összes lehetőséget. Az előbbi megoldás igen hosszú időt vehet igénybe (elsősorban lassú FH rendszer-nél), az utóbbi igen nagy áramkörü ráfordítást igényel.

Következőként az FH rendszerek szintetizátorait kell említeni. Különösen a gyorsan ugráló, nagyságrendileg 100 khop/sec sebességű szintetizátorok technikája látszik nehéznek, figyelembe véve, hogy az átkapcsolási tranzienseknek hozzávetőleg $T_c/10$ idő alatt (egy vagy néhány μ sec) be kell fejeződni. Ugyan gyors szintetizátorokról jelentek meg publikációk, a gyors FH rendszerek elterjedését leginkább e nehézségek akadályozzák.

Inkább elméleti, mint áramkörü probléma a megfelelő kódok megtalálása. Különösen a hosszú nemlineáris kódok elmélete, konstrukciója a (hozzáférhető) irodalomból szinte teljesen hiányzik.

8. Záró megjegyzések

E cikkben egészen röviden és leegyszerűsítve ismertettük a spektrum kiterjesztésének elvét és legfontosabb tulajdonságait. A kiterjesztett spektrumú hírközlés mint zavaroknak ellenálló, többszörös hozzáférést lehetővé tevő rendszer igen széles körű alkalmazás lehetőségét rejti a földi és műholdas, polgári és katonai célú jelátvitel területén. Az utóbbi – katonai – hírközlésben már konkrét berendezések gyártásáról kaptunk hírt. A polgári alkalmazás még áttörésre vár, amely, a technológia fejlődésével, bizonyára be fog következni.

I R O D A L O M

- [1] Dixon: Spread spectrum systems, Wiley, 1976.
- [2] Holmes: Coherent spread spectrum systems. Wiley, 1982.
- [3] Dixon: Spread spectrum techniques. IEEE Press, 1978.
- [4] Special issue on spread spectrum systems. IEEE Trans. Vol. Com-25, No 8, Aug. 1976.
- [5] Special issue on spread spectrum systems. IEEE Trans. Vol. Com-30, No 5, May. 1982.
- [6] Conference Record, Milcom-82, Oct. 1982.
- [7] Frigyes, Szabó, Ványai: Digitális mikrohullámú átviteltechnika. Műszaki Könyvkiadó, 1980.
- [8] Frigyes, Róna, Benedek, Vajda, Szabó, Tóth, Gervai, Vály, Kolumbán, Kerecsen, Ványai: Változtatott fejezetek a kiterjesztett spektrumú hírközlés köréből. TKI Intézeti Tanulmány, 1983.
- [9] Vajda: Kódosztású rendszerek kódválasztása. Kandidátusi Értekezés, 1983.