

Kódosztás az optikai távközlésben

FRIGYES ISTVÁN *egyetemi tanár*

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, Szélessávú Hírközlő és Villamosságtan Tanszék
frigyes@mht.bme.hu

Kulcsszavak: *optikai többszörös hozzáférés, kiterjesztett spektrumú rendszerek, ortogonális optikai kódok*

Ennek az összefoglaló, ismertető jellegű cikknek célkitűzése az OCDMA technika alapjainak, alkalmazási területeinek bemutatása. Miután röviden áttekintjük a rádiórendszerekben CDMA célra leggyakrabban alkalmazott DS-kiterjesztett spektrumú rendszerek, valamint az e célra megfelelő spektrumkiterjesztő kódok alapvető tulajdonságait, ismertetjük az OCDMA rendszereket, az optikai spektrumkiterjesztő kódokat – ebben a szakaszban, az eredeti célkitűzésnek megfelelően központi vezérlés nélküli LANokkal foglalkozunk. Ezekután ettől valamelyest eltérő alkalmazási lehetőségeket ismertetünk, nevezetesen a szinkronizált és nagytávolságú hálózatokban való alkalmazást, majd néhány rendszer, felépítés rövid ismertetését.

1. Bevezetés

Ismeretes, hogy a korszerű optikai hálózatokban a *hullámhossz-osztás* (WDM – Wavelength Division Multiplexing) illetve annak sűrű-osztású változata (DWDM – Dense Wavelength Division Multiplexing) bizonyult a legjobb módszernek a hálózatok kialakítására valamint az átviteli közeg – az optikai szál – kapacitásának jó kihasználására.

Napjainkra a WDM/DWDM technika igen magas fejlettségi fokot ért el, és széleskörű alkalmazásra talál a világ számos részén; a kutatások előterében álló téma lévén, technikája folyamatosan fejlődik tovább. Azonban, míg bizonyára a legjobb technika nagytávolságú hálózatok kialakítására, az optikai helyi adathálózatokban (LAN – Local Area Network) – melyek inkább tartoznak a többszörös hozzáférésű, mint a multiplex hálózatok körébe – kevésbé előnyös. Ugyanis kevésbé hajlékony, nehezen változtatható, központi vezérlést igényel; ugyanakkor a flexibilitás alapvető követelmény a LANokban, a központi vezérlés pedig nehézkes.

Másfelől a vezeték nélküli hálózatokban a kódosztású többszörös hozzáférés (CDMA – Code Division Multiple Access) igen előnyösnek bizonyult, LANokban és más területeken egyaránt. Például CDMA-t alkalmaznak az UMTSben, a harmadik generációs mobil hálózatban.

Mintegy 15 évvel ezelőtt felismerték, hogy a vezeték nélküli CDMA technikában elért eredmények bizonyára az optikai átvitel technikájában is használhatóak, és intenzív kutatás indult meg. Tekintve, hogy a CDMA a spektrum kiterjesztés elvén alapul, az optikai szál rendkívül nagy sáv szélessége jó eredményekkel kecsegtetett. Az optikai CDMA (OCDMA) terén végzett kutatások jelentős eredményeket hoztak, így ez a technika, ennek elmélete is, jelentős eredményeket mutat fel, annak ellenére, hogy az optikai sáv, annak átviteli közege kevésbé bizonyult előnyösnek, mint a rádiófrekvenciák.

2. CDMA vezeték nélküli hálózatokban

Mint fentebb is mondtuk, a kódosztás szoros kapcsolatban van az úgynevezett spektrum kiterjesztés módszerével.

Egy hírközlő rendszer a *kiterjesztett spektrumú* rendszerekhez tartozik, ha kielégíti a következő kritériumokat:

- i. az *adásra kerülő* $x(t)$ jel spektrumának W szélessége nagyobb (gyakran sokkal nagyobb) mint az információ hordozó $s(t)$ jel B spektrum-szélessége;
- ii. a spektrum kiterjesztését egy, az információ s jeltől független jellel, a spektrum kiterjesztő kóddal érjük el;
- iii. gyakran harmadikként hozzáveszik, hogy a létrejövő szélessávú jel zaj-szerű; ez azonban az optikai alkalmazásokban általában nem teljesül).

A DS spektrum-kiterjesztő eljárásban

$$x(t) = s(t) \times c(t) \quad (1)$$

ahol $c(t)$ a szélessávú spektrum kiterjesztő kód. $s(t)$ elvileg bármilyen jel lehet – digitális vagy analóg; $c(t)$ a gyakorlatban mindig periodikus digitális jel.

Rövidítések

- CDMA** – Code Division Multiple Access, *kódosztású többszörös hozzáférés*
- DWDM** – Dense Wavelength Division Multiplex, *sűrű-osztású WDM*
- LAN** – Local Area Network, *helyi adathálózat*
- MUI** – Multi User Interference, *többfelhasználós interferencia*
- OCDMA** – Optical CDMA, *optikai CDMA*
- OOC** – Optical Orthogonal Codes, *ortogonális optikai kódok*
- OOK** – On-Off-Keying, *ki-be kapcsolás*
- WDM** – Wavelength Division Multiplex, *hullámhossz-osztású multiplex*

A spektrum kiterjesztésének elve – melyet eredetileg a katonai hírközlésben, zavarelhárító módszerként dolgoztak ki – plauzibilisen vezetett a kódosztáshoz. Ugyanis egy csatorna felosztható úgy, hogy az egyes felhasználóknak különböző spektrum kiterjesztő kódokat adunk, még hozzá olyanokat, amelyek keresztkorrelációja kicsi; a források jelük spektrumát kiterjesztik, például a *címzett* kódjával.

Ha a kódok egymásra mind ortogonálisak, a keresztkorreláció 0 lesz – a *szinkronizált* Walsh-függvények egy példa az ilyen kódokra. Míg ilyen ortogonális kódok alkalmazása a gyakorlatban nehézséget jelentene, léteznek kódok, melyek *kvázi-ortogonálisak*; ezek keresztkorrelációja nem 0, de kicsi.

Néhány példa: maximális hosszúságú álvéletlen sorozatok, a bizonyos szempontból ezekből származtatott Gold-kódok, Kasami-kódok és mások. Ezek mind álvéletlen sorozatok, a gyakorlatban + és – 1-ekből létrehozva. A kód elemi jelét – az információs bitektől megkülönböztetendő – *chip*nek hívják és időtartamát T_C vel jelölik. Persze $T_C < T$ (gyakran: $T_C \ll T$), ahol T a bitidő.

A kódok keresztkorrelációjának definíciója:

$$R_{j,l}(\tau) = \int_0^T c_j(t) c_l(t + \tau) dt \quad (2)$$

Anélkül hogy részletekbe mennénk, tekintsünk egy vezeték nélküli szituációt, melyben N felhasználó működik egyidejűleg egy közös frekvenciasávban. Akkor a 0 sorszámú felhasználó vevőjének bemenetére (a zajt elhanyagolva)

$$y_0'(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{i,k} \sqrt{P_i} s_i(t - kT) c_i(t - kT); a_{i,k} = \pm 1 \quad (3)$$

jel jut, ahol

$a_{i,k}$ az i -edik felhasználó k -edik bite vagy szimbóluma, P_i az i -edik adó teljesítménye a 0-dik vevő bemenetén, $s_i(t)$ pedig a megfelelő jelalak.

A vett jel spektrumának újra koncentráálására (de-spreading) azt $c_0(t)$ -vel korreláltatni kell; eredményül

$$y_0(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{0,k} \sqrt{P_0} \int_{(k-1)T}^{kT} s(t - kT) dt + \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{i,k} \sqrt{P_i} \int_{(k-1)T}^{kT} s(t - kT) c_0(t - kT) c_i(t - kT) dt \quad (4)$$

adódik, ahol az első tag a hasznos jel, a második a (természetesen káros) interferencia. Utóbbit az angol nyelvű irodalomban *Multi User Interference*-nek (MUI) hívják.

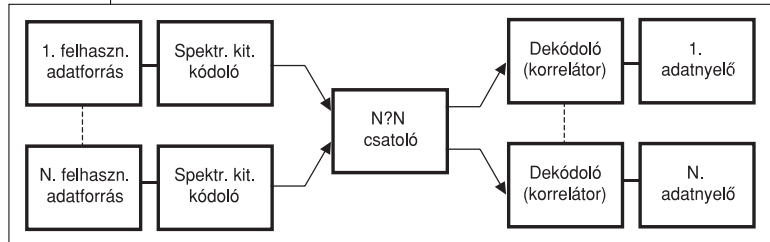
A (2) vagy a (4) formulára tekintve látjuk, hogy a kódok *bipoláris* jellegének igen nagy a jelentősége a keresztkorreláció kis értéken tarásának szempontjából. Hiszen ha két kód valamelyik pozíciójában az előjelek azonosak, ezt kompenzálni fogja az, hogy egy másik pozícióban ellentétesek.

E rövid bevezetővel megismerkedtünk a spektrumkiterjesztés, a CDMA és a MUI fogalmával. Ugyanezek a fogalmak képezik az OCDMA alapjait is.

3. Optikai kódosztás: központi szervezés nélküli LANok

3.1. Alapelvek, ortogonális optikai kódok (OOC)

Az 1. ábrán feltüntettük egy optikai LAN vázlatát. A kódosztás rendkívüli előnye szembeűnő: egy összeköttetés létrehozásához lényegében elég, ha a feladó beállítja a címzett kódját; a protokollnak ezen kívül mindössze azt kell biztosítania, hogy a feladó értesüljön arról, hogy a címzett nem foglalt-e éppen.



1. ábra OCDMA LAN vázlatos felépítése

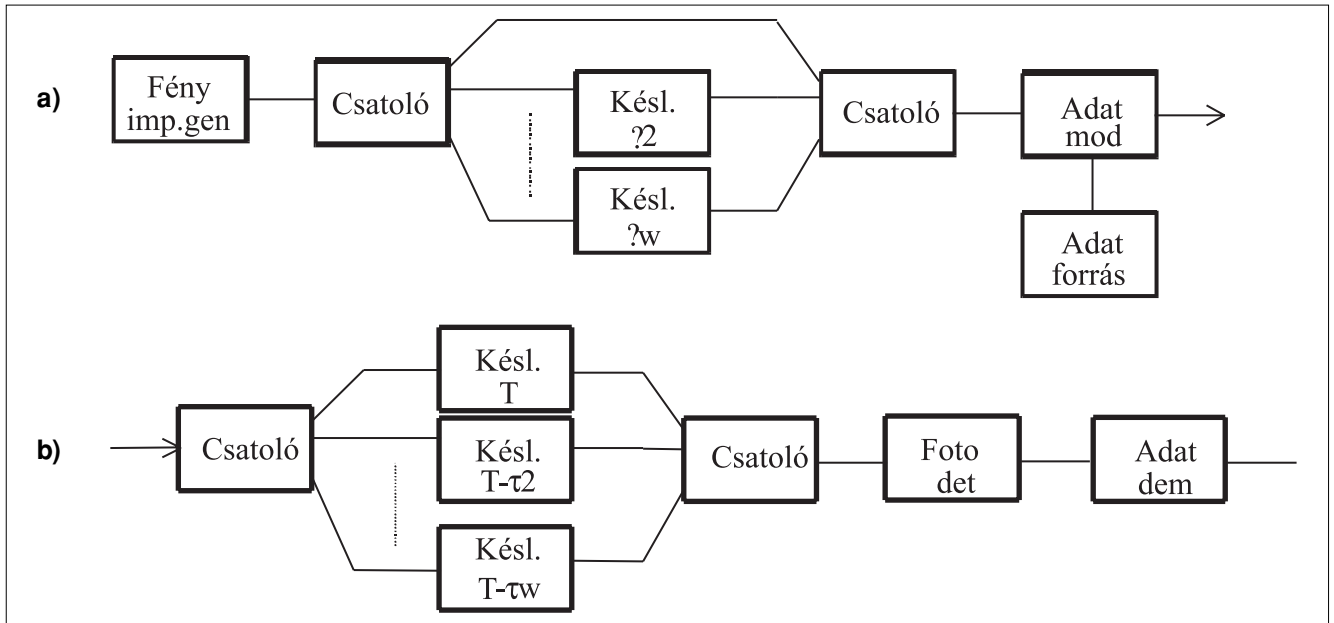
Ennek az egyszerűségnek az ára két feltétel. Mivel mindegyik vevő veszi az összes adást, a hálózat teljes forgalmát, a MUI-nak kellőképpen kicsinek kell lenni; továbbá a vett *jelsorozat* a vevőben szinkronizálni kell. Arról, hogy e két feltétel teljesüljön, a spektrum kiterjesztő kódoknak kell gondoskodni.

Ebből a szempontból az elektromos és az optikai átvitel lényegesen különbözik. Az elektromos frekvenciasávban az információt feszültség, áram (vagy elektromos, mágneses térerősség) hordozza. Ennek nagysága (vagy: az a paramétere, melyet a moduláció során változtatunk) egyaránt lehet pozitív vagy negatív; a bipoláris jelek viszonylag könnyen helyezhetők egymásutánba, hogy az eredő MUI kicsi legyen. Az optikai frekvenciasávban gyakorlati okokból szinte kizárólag intenzitásmodulációt használnak. Az intenzitás azonban pozitív mennyiség; így megfelelő kód-osztályok kialakítására lehetőségeink lényegesen szerényebbek. A viszonyokat alább tekintjük át.

Egyszerű digitális átvitelben bináris „0”-nak mondjuk 0 intenzitás, bináris „1”-nek a fényforrás (persze, a vevőbe érkeve, csillapított) intenzitása felel meg. A vevő egyszerű küszöb-detektor: ha a vett jel intenzitása a küszöbnél nagyobb, „1” javára, ha kisebb „0” javára döntünk.

A spektrum kiterjesztésének plauzibilis módja: a $c(t)$ kód T_C ideig tartó „0”-k és „1”-ek megfelelően választott sorozata. Ilyen módon a kódolt jelben a „0” adat-bitnek továbbra is 0 intenzitás, az „1”-nek az aktuális $c(t)$ sorozat felel meg. A spektrum kiterjesztés mértéke ilyen módon T/T_C .

A 2. ábrán feltüntettünk egy ún. passzív kódolót és dekódolót. A kód w darab „1”-ből (T idejű impulzusból) áll, hossza $F \cdot T_C$; célszerű választás, ha a kód (időbeli) hossza megegyezik a T bitidővel, így F egyúttal a spektrumkiterjesztés aránya. w -t a kód *súlyának* nevezik.



2. ábra a) Passzív kódoló, b) Passzív korrelátor

Az ábrákon $\tau_2 \dots \tau_w$ a megfelelő „1”-impulzusok időbeli helyzetét jelöli.

A korrelátor optikai illesztett szűrő (a kiterjesztő kódhoz illesztve). Mint látható, a megfelelő késleltetők a bit-idő végére összehozzák a w darab impulzust; ez az összeg a küszöbnél nagyobb, így az adat-demodulátor „1” javára dönt.

A 3. ábrán mutatott aktív rendszer – a passzív rendszerrel szemben – folytonos üzemű fényforrással működik, melyet (közvetlen vagy külső) modulátor vezérel. A vevőben pedig előállítják a kódot; ez lényegében egy kapcsolót vezérel, mely, szinkronizálva lévén a bejövő jellel, csak a megfelelő időpontokban érkező impulzusokat ereszti át. Több szempontból előnyösebb a passzív megoldásnál: az impulzusok teljesítménye itt megegyezik a fényforrás teljesítményével, míg ott ez w -ed részére le van osztva; továbbá az elektromos áramköröknek hosszabb, T szélességű impulzusokat kell csak

feldolgozni, míg a passzív változatban rövidebb, T_c szélességűeket, vagyis az sokkal gyorsabb áramköröket igényel.

Kicsit precízebben megfogalmazva az eddigieket, a spektrum kiterjesztő kód a következő alakban írható (5):

$$c(t) = \frac{1}{T_c} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k \cdot P(t - kT_c); c(t) = c(t + nT); n = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$$

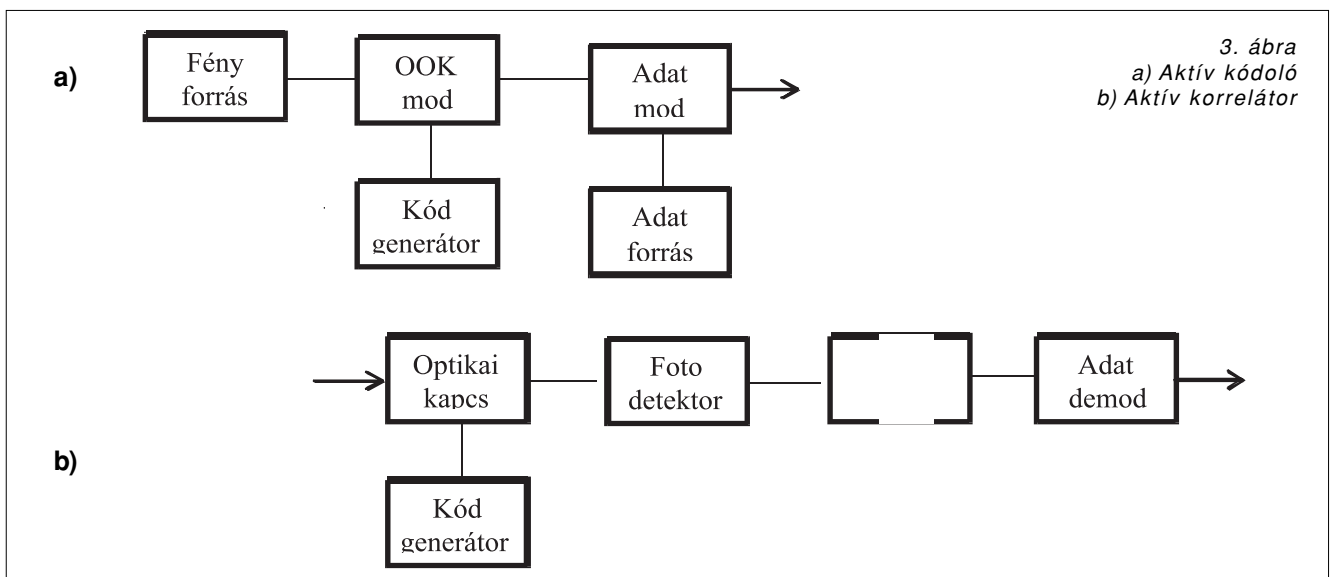
ahol $P(t)$ az impulzus jelalak, célszerűen T_c időtartamú négyzetimpulzus, és mint látható, $c(t)$ T szerint periodikus; így $x_{k+F} = x_k$.

A kódok korrelációs tulajdonságait az x_k sorozat korrelációs tulajdonságai szabják meg. Definíció szerint:

$$R_{x,y}(l) \triangleq \sum_{k=0}^{F-1} x_k y_{k+l} \quad (6)$$

Nyilván, ha $x=y$, R az x kód autokorrelációja;

ha $x \neq y$, R az x és az y kód keresztkorrelációja.



3. ábra
a) Aktív kódoló
b) Aktív korrelátor

Annak a feltétele, hogy a MUI kicsi legyen, mondjuk

$$R_{x,y}(\forall l) \leq \lambda_c \quad (7)$$

A szinkronizálhatóság feltétele pedig

$$R_{x,x}(l \neq 0) \leq \lambda_a \quad (8)$$

(megjegyezve, hogy $R_{x,x}(l=0) = w$).

Ideális esetben λ_a és λ_c egyaránt 0 volna. $\lambda_c=0$ az ortogonalitás feltétele. Kimutatható, hogy ilyen kódso-rozat nem létezik; azonban mindkét érték lehet 1. Az ilyen kódot hívják szigorúan OOC-nek (Optical Ortho-gonal Code). Tágabb értelemben azonban OOC-nek tekinthető minden sorozat melyben λ_a és λ_c kellően kis értékű. Az OOC-k jelölésére a következő szám-négyest használják: $(F, w, \lambda_a, \lambda_c)$, ahol, megismételjük, F a kód hossza és w annak súlya; így a *szigorúan vett* OOC $(F, w, 1, 1)$.

Az $(F, w, 1, 1)$ kódoknak legalább három hátrányos tu-lajdonságuk van. Közvetlenül belátható, hogy a korrelá-ció követelmények csak igen kis súly mellett teljesít-hetőek; így a kódolt jel csúcs/átlegteltjesítmény aránya (F/w) igen nagy. Ugyancsak belátható, hogy egy kód mérete (a kódok N száma) igen kicsi, mint kimutatható:

$$N \leq \frac{F-1}{w(w-1)} \quad (9)$$

Kis N persze azt jelenti, hogy az előfizetők lehetsé-ges száma kicsi. Illetve, harmadik hátrány, a spektrum kiterjesztésének aránya (F) igen nagy, ha jelentős szá-mú előfizetőt akarunk elhelyezni; ez viszont azzal jár, hogy a felhasználók viszonylag kis sebességű jeleket vihetnek át, vagyis a spektrális hatékonyság elég kicsi.

Számpéldaként tegyük fel, hogy $F=6500$, továbbá hogy egy hullámhosszon átvihető impulzus hossza 20 ps. Így egy-egy felhasználó jelének sebessége legfel-jebb $(1/6500 \cdot 20 \text{ ps}) \times 50 \text{ Mbit/sec}$ lehet. Plauzibilis fel-tevésként legyen a felhasználók maximális száma 50 (ekkor még elfogadható lehet a MUI-okozta hibaarány, mondjuk 10^{-4}), vagyis a teljes hullámhosszankénti jel-sebesség 2,5 Gbit/s – szemben a spektrumkiterjesztés nélküli 50 Gbit/s-al.

3.2. Néhány javított ortogonális optikai kódcsalád

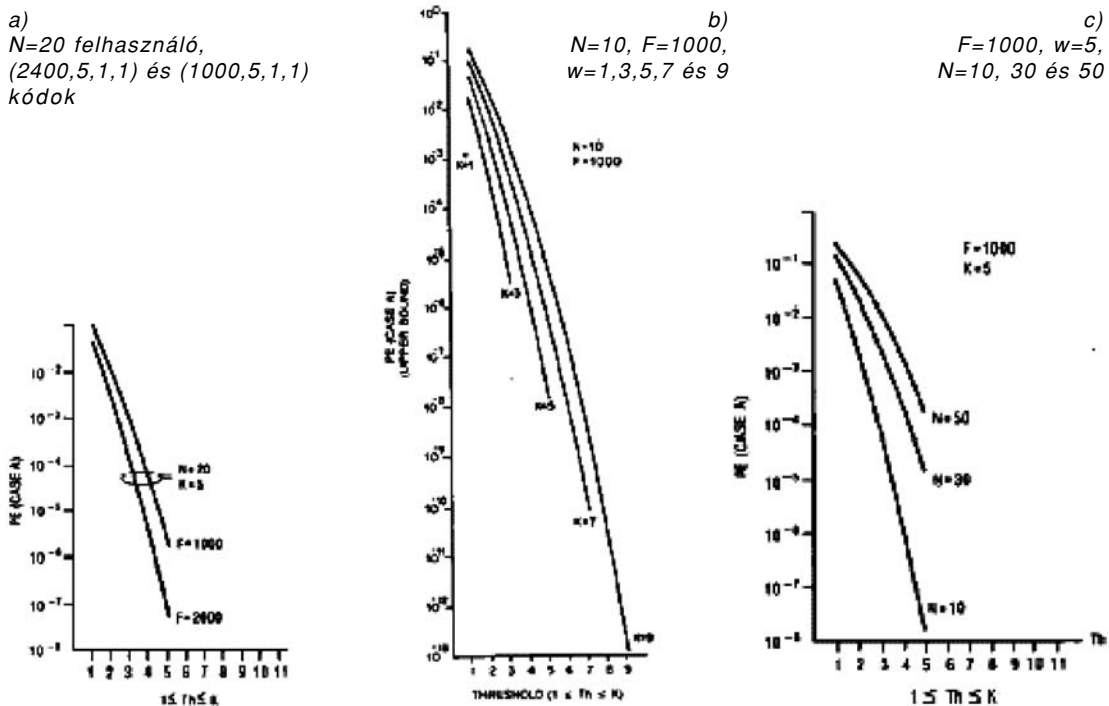
Az előző pontban definiált „szigorú” OOC kódok kor-relációs tulajdonságai a pozitív definit impulzussoroza-tok között a lehető legjobbak. Azonban hátrányos tulaj-donságaik miatt jelentős (a számelmélet és a kombina-torika körébe tartozó) kutatómunka tárgya volt, hogy a korrelációra vonatkozó követelmények szerény enyhíté-sével sikerül-e jobb – elsősorban több tagból álló – kódo-kat találni. Néhány javított kódcsaládot alább sorolunk fel.

A **kvadratikus kongruens** kódok jellemzője a $(p^2 - 1, p, 2, 4)$ szám-négyes, ahol p tetszőleges prímszám; a kód mérete $N = p-1$. E kódcsaládnak van egy *kiterjesztett* változata, melyhez a kedvezőbb $(p^2 - 1, p, 1, 2)$ szám-négyes tartozik.

Gyakran idézik a **prím kódokat** a következő jellem-zővel: $(p^2 - 1, p, p-1, 2)$. Mérete ennek is $N = p-1$, p most is prímszám. Mint látható az autokorreláció igen kedvezőtlen, szinte lehetetlenné téve a kódok szinkronizálá-sát; ezért eredeti formájában csak az OCDMA *szinkro-nizált* változatában lehet használni; erről egy követ-kező pontban röviden szólnunk.

4. ábra

A MUI következtében fellépő hibaválósínűség felső korlátja a küszöb és a spektrumkiterjesztés aránya, a súly és a felhasználók számának függvényében



A tökéletes különbségi (perfect difference) sorozatokon alapuló kódok különösen előnyösek: a korrelációs tulajdonságok alig romlottak, míg a kód mérete jelentősen megnőtt; történetesen (ellentétben a többi ismertetett kóddal) $N > F$.

3.3. Az ortogonális optikai kódok minősége

A következőkben a MUI-okozta hibavalószínűséget mutatjuk meg néhány kód-családnál.

Az 1. ábra szerinti hálózatot vizsgáljuk, és példaképpen, a 3/b. ábra szerinti detektor-elrendezést; a döntési szabály: bináris „0”, ha a korrelátor kimenő jele a küszöbnél kisebb, bináris „1”, ha azzal egyenlő vagy nagyobb. Feltesszük, hogy a MUI az egyetlen minőségrontó – hibás döntést okozó – hatás; ugyancsak feltesszük, hogy az adó és a vevő között a szinkronizmus tökéletes. MUI nélkül – vagyis ha egyedül a vizsgált összeköttetés van forgalom, „0” bit adásakor a detektált jel nyilván 0, míg az „1” bitnél w ; a küszöb optimális értéke tehát w . Akkor az „1”-biteket mindig hibátlanul vesszük, hiszen az interferáló jel csak növelheti a hasznos impulzus intenzitását, mely a küszöböt úgyis eléri. (Itt feltételeztük, hogy a fényimpulzusoknak *intenzitása* és nem *térfőrsége* összegződik; e feltevés nyilván teljesül a különböző fényforrásokból származó impulzusok esetén, amint az az ábrán látható.) Azonban az interferenciából származó jelek összege önmagában is elérheti a küszöböt, így a „0” bitet érzékelhetjük hibásan „1”-nek. Az egyszerűség kedvéért feltesszük, hogy az összes felhasználó chip-szinkron állapotban van; a valóságban a chip-ek bizonyára el vannak csúsztatva egymáshoz képest. A chip-szinkron estre számított hibaarány tehát a ténylegesen fellépőnek felső korlátja lesz.

A 4. ábrán $(F, w, 1, 1)$ kódok tulajdonságait láthatjuk a küszöb és más paraméterek függvényében. Természetesen, ha valóban a MUI az egyetlen minőségrontó hatás, nem volna értelme w -nél kisebbre választani a küszöböt. A valóságban azonban más zajforrások is vannak – sőrétzaj, termikus zaj stb. – melyek csökkentik vagy növelik a hasznos jelet; így a küszöböt w -nél kisebbre kell választani, ami indokolja, hogy független változónak a küszöböt választottuk.

A „javított” kódokra példaként a tökéletes különbség sorozatokon alapuló kódok egy családjának minőségét mutatjuk be az 5. ábrán. Noha λ_c e kódoknál 1 helyett 2, ez a megnövelt érték csak nagyon ritkán fordul elő; ezért kis w értékeknél az összehasonlításként ugyancsak bemutatott „szigorú” OOC-re vonatkozó görbékkel a vizsgált kódok görbéi gyakorlatilag egybeesnek. (Az ábra az itt nem tárgyalt Yang-kódokat is tartalmazza.)

Megismételve erre az esetre is a 3.1. pont számpéldáját, legyen a rendszer sáv szélessége és a spektrum-kiterjesztés aránya az ottanival megegyező (minimum 20 ps impulzus-szélesség, illetve 6500). Ekkor a felhasználói sebesség az ottanival megegyezik, azonban 10^{-4} hibaarányal most 750 forrás működhet egyidejűleg. Így a rendszer teljes kapacitása közel kétszeresére nőtt.

4. OCDMA eltérő alkalmazásban

4.1. Szinkronizált OCDMA rendszerek

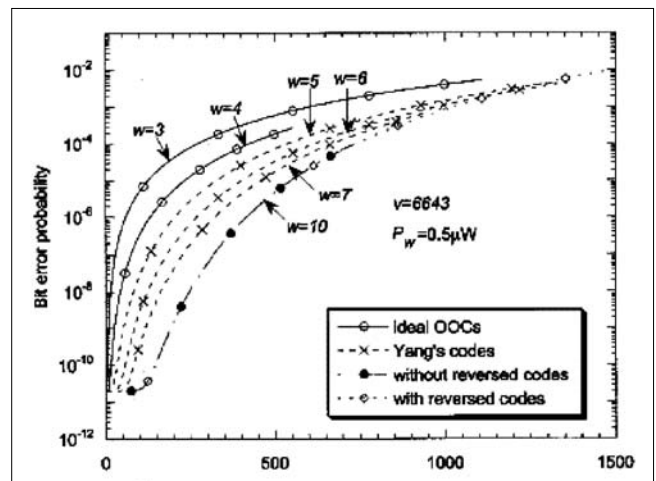
Mint korábban kifejtettük, OCDMA alkalmazásának fő előnye, hogy nem igényel semmiféle központi szervezést, vezérlést. Az eddigiekben ilyen rendszert vizsgáltunk, amely az ismertetett tulajdonságokkal rendelkezik. Ha ezt a követelményt kis mértékben enyhítjük, az OCDMA olyan változatához juthatunk, mely más szempontokból előnyösebb. Így megkívánhatjuk, hogy az egyes források bitjei homokronok és megfelelő időbeli elhelyezkedésben legyenek. Ebben az esetben a vett jelet nem kell külön szinkronizálni – de akkor elejtethetjük azt a követelményt, hogy az autokorreláció maximuma, λ_a kicsi legyen. Így például alkalmazhatjuk az előbbiekben említett prím-kódokat, illetve azok kissé módosított változatát. E módosított kódcsalád mérete $p \times (p-1)$, ahol p tetszőleges prímszám; sőt, egy adott kódot több forrás egyidejűleg használhatja (kivéve a kedvezőtlen időeltolásokban), többszörösére emelve a felhasználók lehetséges számát. Miután a kód súlya p , hibamentesen lehet átvinni $(p-1)$ forrás jelét, ha a MUI az egyetlen minőségrontó tényező; de a kedvező keresztkorrelációs tulajdonságok folytán jóval nagyobb számú jel is csak elfogadható hibaarányt okoz.

Maga a szinkronizálás művelete ugyan központilag, de elég egyszerűen oldható meg az adott esetben, vagyis *vezetékes*, földrajzilag *kis területen szétszórt* felhasználók hálózatában. Mondjuk a 2. ábra szerinti megoldásban egy központi impulzusgenerátor látja el az összes felhasználót. (Azt mondhatjuk, hogy a szinkronizált és aszinkron OCDMA olyan viszonyban van egymással, mint a réselt és nem-réselt ALOHA.)

4.2. OCDMA alkalmazása a nagytávolságú hálózatokban: kétdimenziós kódok

Természetes törekvés volt, hogy az OCDMA-kutatók eredményeit a távközlési gerinchálózatokban is fel lehessen használni. Az ismertetett kódok – és rendsze-

5. ábra Hibaarány az egyidejűleg aktív felhasználók számának függvényében



rek – gyakorlati okokból nem nagyon alkalmasak erre. Főként, azért mert számottevő kapacitású hálózat csak a spektrum igen nagy kiterjesztésével jön létre. Az adódó keskeny impulzusokat a LAN rövid távolságaira nehézség nélkül át lehet vinni, azonban nagy távolságokon az átviteli közeg diszperziója túl nagy torzítást okozna; ennek elkerülésére – az adott esetben drága – kiegyenlítő, diszperzió csökkentő egységeket kellene használni. Továbbá azt is láttuk, hogy az ismertetett kódok spektrális hatékonysága elég gyenge; ez nem különösen nagy hátrány LANokban, azonban nagytávolságú hálózatban nem fogadható el.

Másfelől ismeretes, hogy egy *sáváteresztő jellegű* rendszer vagy csatorna hasznos sáv szélessége sokszorosára növelhető, ha az átvinni kívánt jelet rész-jelekre tudjuk bontani és az egyes részeket más-más, egymáshoz közel fekvő vivők modulálásával visszük át.

A kétdimenziós vagy mátrix kódolásban ezt az elvet alkalmazzák; ebben időben és frekvenciában kódolják a fényt. Az alapelv a következő: az OOCt képező, „0”-kból és „1”-ekből álló sorozatot egy $r \times q$ mátrixba rendezik, mondjuk úgy hogy az első r elemmel az első sort töltik fel, és így tovább. A mátrix sorai egy-egy hullámhosszat, oszlopai egy-egy chip-időrést reprezentálnak; továbbá, ha a kód hossza $F < r \times q$, tetszőleges helyre további 0-kat írnak. Ezzel a módszerrel elérjük, hogy *egy hullámhosszon* a spektrum kiterjesztése ne F -szeres, hanem csak r -szeres legyen, közben megtartva az eredeti kód korrelációs tulajdonságait.

Példaképpen nézzük az (1010011) OOC kódszót (melyben $F=7$, $w=4$); ezt – két járulékos 0 beiktatásával – egy 3×3 -as mátrixba rendezzük:

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & - \\ 1 & 1 & - \end{pmatrix}$$

ami azt jelenti, hogy egy „1” adatbitnek 3 chip hosszúságú sorozat felel meg, az első λ_1 és λ_3 , a második λ_3 és a harmadik λ_1 hullámhosszon. Ilyen sorozat létrehozható a WDM számára kidolgozott többfrekvenciás lézerral.

További előnye az ilyen kódoknak a család méretének lényeges növelése: a sorokat ciklikusan lejjebb mozgatva új, az eredetivel megegyező korrelációs tulajdonságú kódokhoz jutunk:

$$\begin{pmatrix} - & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & - \end{pmatrix} \quad \text{és} \quad \begin{pmatrix} - & 0 & 0 \\ - & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{stb;}$$

ezzel lényegesen megnövelhető az egyidejű felhasználók száma. Nem folytatva részletesen a kétdimenziós kódok vizsgálatát megemlítjük, hogy ezeket olyan formában is lehet módosítani, hogy minden időrésben csak egy hullámhossz szerepeljen; egyes többfrekvenciás lézerek csak így működnek.

Mint látjuk, e kódok jobb spektrális hatékonyságot biztosítanak, és több felhasználó egyidejű üzemelését

teszik lehetővé mint az eredeti definíciónak megfelelő OOCk. Egyebek között kimutatható, hogy spektrális hatékonyságuk jobb, mint ami DWDMmel elérhető, ha

$$n / r > 1 \tag{10}$$

ahol n a mátrix kódok kiindulásaként szereplő eredeti (OOC) kódok száma és r a bitenkénti időrések száma.

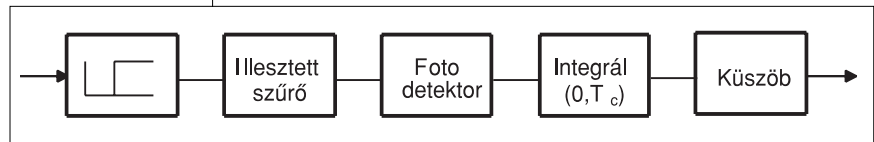
5. Vevő struktúrák, minőségromtó hatások, adaptív módszerek

5.1. A minőséget javító vevő struktúrák

Az alapvető vevő struktúrákat bemutattuk az 1/b. és a 2/b. ábrán. Megjegyezzük, hogy minőségük azonos, megvalósításuk bonyolultsága azonban különböző: a passzív korrelátor sokkal bonyolultabb, minthogy elektromos sáv szélessége hozzávetőleg $1/T_c$, az aktív korrelátoré ennél sokkal kisebb, mindössze $1/T$. Ebben a pontban – figyelmünket aszinkron, 1-dimenziós spektrumkiterjesztő kódokra korlátozva – néhány olyan megoldást mutatunk be, melyek a hibás döntés valószínűségét csökkentik.

i. Kemény limiterrel kombinált korrelátor

A MUI csökkenthető, ha az (akár passzív, akár aktív) korrelátor előtt optikai kemény limitert alkalmazunk; a 6. ábrán példaképpen passzív korrelátorral kombinálva mutatjuk.



6. ábra Kemény limiterrel kiegészített passzív korrelátor

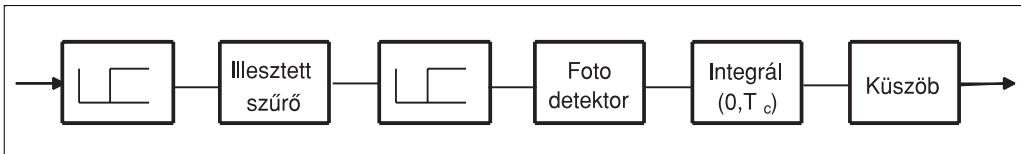
A működés megértéséhez vegyük figyelembe, hogy a kemény limiter (vagy az elektromos áramkörök terminológiájában szokásosabb nevén: amplitúdó komparátor) átviteli függvénye

$$g(x) = \begin{cases} 0; 0 \leq x < 1 \\ 1; x \geq 1 \end{cases} \tag{11}$$

Limiter nélkül egy „0” adatbitet „1”-nek veszünk, ha a megfelelő pozíciókban (vagyis a spektrumkiterjesztő kód „1” chipjeinek helyén) vett MUI teljesítmények összege meghaladja a küszöböt. Ha limiter is van, csak akkor döntünk hibásan, ha *egyenként*, minden megfelelő pozícióban legalább egységnyi a MUI teljesítménye.

ii. Kettős kemény limiterrel kiegészített korrelátor

E vevőben az illesztett szűrő után is van egy kemény limiter (7. ábra). Amennyiben a MUI az egyetlen zavarforrás a küszöböt w -vel, a kód súlyával megegyezőre kell beállítani. Ekkor egy limiterrel az előző pontban leírt hibacsökkentő hatást érjük el.

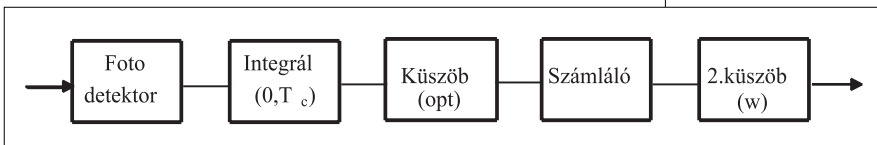


7. ábra Passzív korrelátor kettős limiterrel

A valóságban azonban – mint már említettük – más zajforrások is vannak, így a küszöböt w -nél kisebbre, például annak felére kell beállítani. Ekkora eredő teljesítmény azonban összeadódhat kisebb, részleges interferáló jelekből. Ennek valószínűségét csökkenti a második, az illesztett szűrő *utáni* limiter.

iii. Döntés chip-enként az elektromos tartományban

Az i.- ii. pontban ismertetett struktúrákban az optikai kemény limiter jelentősen csökkentené a hibaarányt. Sajnos azonban a gyakorlatban is használható optikai kemény limiter egyelőre (vagy legalább is ez volt a helyzet 2001-ig) nem áll rendelkezésre. Mint kimutatható azonban, a 8. ábrán bemutatott elrendezés minősége reális körülmények között jól megközelíti a kettős limiterrel elérhető minőséget.



8. ábra Chipenként döntő vevő elrendezés

Az első küszöb úgy van beállítva, hogy az egyes chippek „0” vagy „1” értékét optimálisan lehessen eldönteni. A második küszöb az adat-bitet „1”-nek értékeli, ha a számláló w vagy több „1” chipet számolt meg, az ellenkező esetben „0”-nak.

5.2. Az átvitel minőségének meghatározása – hibás döntést okozó hatások

Digitális jel átvitele esetén – e cikkben csak ezzel foglalkozunk – a fő minőségi jellemző, persze, a hibaarány. Ha a forrás, mint mindig, bináris, kétféle hibás döntés lehetséges: adott „1”-et „0”-nak vagy adott „0”-t „1”-nek érzékelünk. Mint már említettük, ha az egyetlen minőségrontó hatás a MUI volna, az „1”-eket hiba nélkül vinnénk át: az interferáló forrásokból származó jel mindenképpen *növeli* a küszöböt úgyis elérő intenzitást. Mivel azonban további zajforrások is vannak, mindkét hibatípus előfordul, azonos vagy különböző valószínűséggel.

Ha a fotodetektor PIN dióda, a következő zajforrásokat kell figyelembe vennünk: i. a MUI miatti zaj; ii. a háttérzaj; iii. a (fény kvantált természete miatti) sörétzaj; és iv. a fotodetektor utáni elektromos erősítő termikus zaja. Lavinadiódás fotodetektor esetén ezekhez járul még v. a véletlenszerűen változó elektronsokszorozás miatti zaj.

Ezek közül a háttérzaj igényel megfontolást, mivel az optikai szálaban tényleges háttérzaj valószínűleg nin-

csen; azonban e kategóriába sorolhatunk két zajforrást: a fotodetektor sörét áramát (ennek sörétzaját), valamint a modulátor nem

tökéletes lezárásából (extinction) származó fényt, ennek sörétzaját „0” chip adásakor.

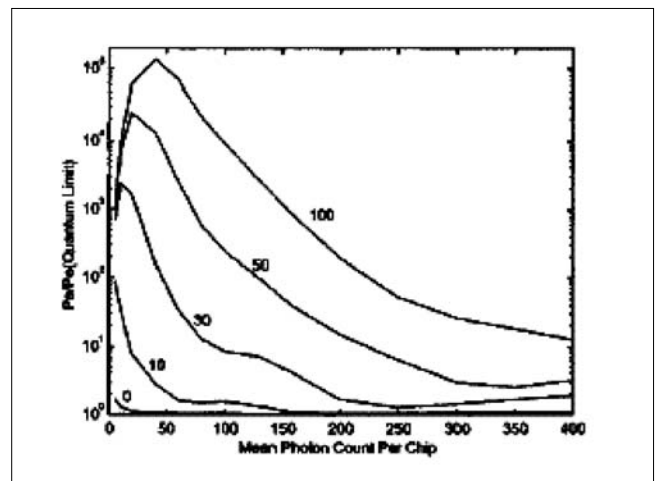
Áttekintve az egyes zajforrások tulajdonságait, a MUI erősen függ a vevő felépítésétől, amint azt az előző pontban mondtuk; az általa okozott hibák valószínűsége mindegyik esetben binomiális eloszlású valószínűségi változókkal van kapcsolatban; a sörétzaj és a háttérzaj Poisson-eloszlásúként modellezhető, bár eredőjüket néha Laguerre-eloszlással jellemzik; a termikus zaj persze Gauss-eloszlású. Figyelembeveendő még az a tény is, hogy az utóbbi három az optikai teljesítménytől is függ. A hibavalószínűség egzakt meghatározásához ezek együttes valószínűségi sűrűségét kellene ismerünk. Ez ugyan nem lehetetlen feladat – például a független összetevők karakterisztikus függvényének, mely az összetevők függvényeinek szorzata, inverz Fourier-transzformáltját meg lehet határozni – azonban közelítő módszerek előnyösebbnek bizonyultak. Érdekes módszerként megemlíjtük, hogy a hibavalószínűség (aszimptotikus) közelítő kifejezésének meghatározásához sikerrel alkalmazták a nyeregpontmódszert.

Ilyen számítások eredményének illusztrálására bemutatjuk a 9. ábrát, mely a termikus zaj hatását mutatja az 1/b. ábra szerinti vevő struktúra esetén.

5.3. Adaptív módszerek

Megfontolásainkból látható, hogy a MUI, ha nem is egyedül meghatározó, de mindenesetre jelentős hatással van egy OCDMA összeköttetés minőségére.

9. ábra
A számított hibaarány a kvantum-határnak megfelelő hibaarányhoz viszonyítva sötétáram és termikus zaj jelenlétében; független változó a chip-enkénti fotonok száma, paraméter a termikus zaj szórásnégyzete; a sötétáram állandó, 5 foton/chip-nek felel meg.



Ennek megfelelően a döntési küszöb optimális beállítása függ – alapvetően függ – a MUI nagyságától. Amennyiben a döntési küszöböt fixen állítják be, e beállításnak, nyilván, függnie kell a MUI statisztikájától; másfelől ez a felhasználók aktivitásától függ. Bármennyire alapos ismereteink vannak is a felhasználók aktivitásáról, az mindenképpen igen tág határok között változik. Indokolt ezért adaptívan beállítani a küszöböt.

Az adaptív beállításhoz valamilyen becsléssel kell rendelkezünk a MUI aktuális nagyságáról. Ennek egy módja a következő megfontoláson alapulhat. Osszuk fel a jelteret két részre: az egyik rész az, mely a vizsgált vevő számára hasznos jelet és a „rárakódó” MUI-t tartalmazza; a másik rész a jeltérnek ezen kívüli része. E *komplementer* jeltérben van az összes többi (éppen aktív) összeköttetés teljesítményének nagy része, amit meg tudunk mérni. Azonban az aktuális összeköttetés zavaró MUI (a többi adónak a jeltér első részére eső hányada) ezzel arányos lesz.

Az *arányossági tényezőt* a rendelkezésre álló statisztika alapján sokkal megbízhatóbban tudjuk megbecsülni, mint magát a MUI-t, így a döntési küszöb a komplementer jeltérben levő teljesítmény ismeretében adaptívan beállítható.

6. Összefoglaló megjegyzések

Igen vázlatos formában bemutatottuk az optikai kódosztású többszörös hozzáférés elvét, alapvető technikáját és felhasználási lehetőségeit. Utaltunk az elméleti vizsgálatok néhány fő irányára is. Mint látható, az optikai hírközlésnek ez az ága igen nagy érdeklődést keltett a kutatók körében és ez az érdeklődés nem látszik csökkenni a kezdetek – úgy a múlt század kilencvenes éveinek közepe – óta.

Nem akarván a tárgyalást elfogadhatatlanul hosszúra nyújtani, csak digitális jelek átvitelével és azon belül csak a magyarul is elterjedt jelöléssel OOKnak (On-Off-Keying, ki-be kapcsolás) nevezett modulációval foglalkoztunk, elégségesnek véelve azt az alapelvek bemutatásához. Ehelyütt megemlíjtük azonban, hogy a digitális átvitel körében intenzíven vizsgálták a bifázisúan kódolt átvitel alkalmazását is.

Ugyancsak megemlíjtük, hogy – az elmondottaktól nagyobb mértékben eltérő területként – analóg jelek optikai átvitelében is vizsgáltak OCDMA hálózatokat. Konkrétan egy területen: mikrohullámú jelek optikai átvitelében jósolnak jövőt a kódosztású többszörös hozzáférésű hálózatoknak.

A sok lelkesítő eredmény között egy lehangoló tény is meg kell említenünk: a széleskörű és jelentős elméleti, szimulációs, gyakorlati eredmény ellenére tényleges gyakorlati felhasználásra ismereteink szerint, működő hálózatban még nem került sor. (Ez az információ 2001 közepéről való, de a szerző ismeretei szerint áttöresre azóta sem került sor.)

Irodalom

Ez a cikk a kiválasztott technika vázlatos ismertetésével, inkább csak alapelveivel foglalkozik, a részletek mellőzésével. Ezért a szerző úgy vélte, hogy nem helyénvaló a szövegben referenciákat adni egy-egy gondolatnál. Azonban az alábbi bibliográfia művei részletesen tárgyalják az összes, kisebb vagy nagyobb részletességgel említett témakört.

A kiterjesztett spektrumú hírközlés néhány általános műve:

Dixon, R.C.,
Spread spectrum systems with commercial applications,
New York etc, Wiley, 1994.

Holmes, J.K,
Coherent spread spectrum systems, New York, Wiley, 1982.

Verdù, S.,
Multiuser detection,
Cambridge, Cambridge University Press, 1998

Az OCDMA-t megalapozó művek:

Jawad A. Salehi,
"Code division multiple-access techniques in optical fiber networks – part I: Fundamental principles,"
IEEE Transactions on Communications,
vol.37, pp.824-833, Aug. 1989.

Jawad A. Salehi and C.A. Brackett,
"Code division multiple-access techniques in optical fiber networks - part ii: Systems performance analysis,"
IEEE Transactions on Communications,
vol.37, pp.834-842, Aug. 1989.

http://www.co.it.pt/~slug/research/optical_CDMA/final_report/final_report.html

J.-J. Chen and G.-C. Yang,
"Cdma fiber-optic systems with optical hard limiters,"
IEEE Journal of Lightwave Technology,
vol.19, pp.950-958, July 2001.

J.T. Tang and K.B. Letaief,
"Optical CDMA communication systems with multi-user and blind detection,"
IEEE Transactions on Communications,
vol.47, pp.1211-1217, Aug. 1999.

D. Brady and S. Verdù,
"A semiclassical analysis of optical code division multiple access,"
IEEE Transactions on Communications,
vol.39, pp.85-93, Jan. 1991.

H. Al Raweshidi, S. Komaki ed.:
Radio over Fiber Technologies..., London, Boston, 2002,
Artech House

OOK sorozatok:

S.V. Maric, Z.I. Kostic, and E.L. Titlebaum,
"A new family of optical code sequences for use in spread-spectrum fiber-optic local area networks,"
IEEE Transactions on Communications,
vol.41, pp.1217-1221, Aug. 1993.

G.C. Yang and Wing C. Kwong,
"Performance analysis of optical CDMA with prime codes"
Electronics Letters, vol.31, pp.569-570, March 1995.

Chi-Shun Weng and Jingshown Wu,
Optical orthogonal codes with nonideal cross correlation,
J. Lightwave Tech, vol.19, No.12, pp.1856-63, Dec. 2001.

Wing C. Kwong, P.A. Perrier, and P.R. Prucnal,
"Performance comparison of asynchronous and
synchronous code-division multiple-access techniques for
fiber-optic local area networks," IEEE Transactions on
Communications, vol.39, pp.1625-1634, Nov. 1991.

Szinkronizált rendszerek, 2- és 3-dimenziós kódok:

Antonio J. Mendez & al,
Strategies for realizing optical CDMA for dense,
high-speed, long span, optical network applications
Journal of Lightwave Technology,
vol.18, No.12, pp.1685-1696, Dec. 2000.

Yang Kwong,
Performance comparison of multiwavelength CDMA and
WDMA CDMA, IEEE Transactions on Communications,
vol.45, No.11, Nov. 1997.

Sangin Kim, Kyungsik Yu, and Namkyoo Park,
A new family of space/wavelength/time spread three-
dimensional optical code for OCDMA Networks,
Journal of Lightwave Technology,
vol.18, No 4, pp.502-511, Apr. 2000.

S. Zahedi and Jawad A. Salehi,
Analytical comparison of various fiber-optic CDMA receiver
structures, IEEE Journal of Lightwave Technology,
vol.18, pp.1718-1727, Dec. 2000.

H.M.H. Shalaby,
"Synchronous fiber-optic cdma systems with interference
estimators," IEEE Journal of Lightwave Technology,
vol.17, pp.2268-2275, Nov. 1999.

Minőségi analízis:

Carl W. Helstrom,
"Approximate evaluation of detection probabilities in
radar and optical communications," IEEE Trans. Aerosp.
Electron. Syst., vol. AES-14, pp.630-640, July 1978.

Carl W. Helstrom,
Performance analysis of optical receivers by
the saddlepoint approximation IEEE Transactions on
Communications, COM-27, No.1, pp.186-191, Jan. 1979.

J.T. Tang and K.B. Letaief,
"Bit-error rate computation of optical CDMA communication
systems by large deviations theory," IEEE Transactions
on Communications, vol.46, pp.1422-1428, Nov. 1998.

"Optical CDMA Product Stirs Debate"
in Light Reading, July 11, 2001.
http://www.lightreading.com/document.asp?doc_id=6665

K. Schumacher and J.J. O'Reilly,
"Relationship between the saddlepoint approximation
and the modified chernoff bound," IEEE Transactions on
Communications, vol.38, pp.270-272, March 1990.

OCDMA analóg (mikrohullámú) hálózatokban:

I. Frigyes,
Noise performance of some monopulse processing
schemes for orbital satellite tracking,
Proc. of the 8th MICROCROLL, Bp., 1986, pp. 451-452.

S.J. Park, K. Tsukamoto, S. Komaki,
Proposal of CDMA Cable-to-the-Air System,
Proc. IEICE Spring Conference,
Vol. SB-5-8, March 1996, pp. 665-666.

S.J. Park, K. Tsukamoto, S. Komaki,
Polarity-reversing type photonic receiving scheme...,
IEICE Trans on Electron, vol. E81-C, No.3, March 1998,
pp.462-467.

S.J. Park, K. Tsukamoto, S. Komaki,
Performance analysis of DOS SCMA cable-to-the-air network
Proc. SPIE, vol. 3420-04, Taiwan, July 1998, pp.20-29.

W.D. Jemison, PA; E. Funk, M. Bystrom, P.R. Herczfeld,
I. Frigyes, T. Bercei,
Fiber Radio: From Links to Networks paper Tu4-19
IEEE International Topical Meeting Microwave Photonics
October 7-10, 2001.

S. Tamura, S. Nakano, K. Okazaki,
Optical code-multiplex transmission by Gold sequence,
Journal of Lightwave Techn., vol. LT-3 No.1, Feb. 1985,
pp.121-127.

S.J. Park, K. Tsukamoto, S. Komaki,
Polarity-reversing type photonic receiving scheme...,
IEICE Trans on Electron, vol. E81-C, No.3, March 1998,
pp.462-467.

