híradástechnika

1945 VOLUME LXII. 2007

hírközlés ▪ informatika

Fénytávközlés

Optikai jelátvitel

Optikai eszközök és berendezések

CWDM és DWDM hálózatok

2007/6

A Hírközlési és Informatikai Tudományos Egyesület folyóirata
a Nemzeti Hírközlési és Informatikai Tanács együttműködésével

Tartalom

A FÉNYTÁVKÖZLÉS MA 1

Osváth László, Paksy Géza

Elektronikus jelfeldolgozási módszerek optikai rendszerek szimbólumközti áthallásának csökkentésére 2

Veszely Gyula

Hírközlési üvegszálak amplitudómodulációs sávszélességéről 10

Gerhátné Udvary Eszter

Félvezetős optikai erősítő-modulátor linearitás és chirp vizsgálata 14

Kozlovszky Miklós, Berceli Tibor

Ütközésfeloldási stratégiák modellezése optikai hálózati kapcsolókban 20

Mazroa Dániel, Zsigmond Szilárd

Maximális optikai jelszint meghatározása DWDM rendszerekben 26

Babics Emil, Horváth A. Róbert, Meskó Örs

Flexibilis leágazó és kapcsoló eszközök a DWDM hálózatokban 34

Nagy Sándor, Szatmári Jenő

CWDM rendszerek az optikai hálózatokban 43

Védnökök

SALLAI GYULA a HTE elnöke és DETREKŐI ÁKOS az NHIT elnöke

Főszerkesztő

SZABÓ CSABA ATTILA

Szerkesztőbizottság

Elnök: ZOMBORY LÁSZLÓ

BARTOLITS ISTVÁN
BÁRSONY ISTVÁN
BUTTYÁN LEVENTE
GYŐRI ERZSÉBET
IMRE SÁNDOR
KÁNTOR CSABA
LOIS LÁSZLÓ
NÉMETH GÉZA
PAKSY GÉZA
PRAZSÁK GERGŐ
TÉTÉNYI ISTVÁN
VESZELY GYULA
VONDERVISZT LAJOS

A fénytávközlés ma

paksy@tmit.bme.hu

Az optikai távközlés nagy változásokon ment át az elmúlt évtizedben. A sokszor emlegetett 2001-es válság következtében átmenetileg az optikai távközlési szektor is kritikus helyzetbe került, azonban az ipar és a távközlési szolgáltatók néhány év alatt kiheverték az elszenvedett veszteségeket. A területet meghatározó cégei látványos átrendeződéssel, fúziókkal konszolidálódtak, a szolgáltatók pedig az Internet-elérési lehetőségek és a szélessávú szolgáltatások bővítésével igyekeztek a veszteségeiket kompenzálni.

E válságperiódus alatt sem csökkent azonban a fotonikai és optikai kutatások intenzitása. Új eszközök, berendezések és rendszerek jelentek meg. Az optikai tartományban olyan új átviteli elvek kerültek előtérbe, melyek felhasználásával még tovább növelhető az átviteli sebesség és fokozható a szál kihasználtsága. Ilyen technológia például az optikai csomagkapcsolás, melynek kutatása az elmúlt néhány évben jelentősen felgyorsult. A maximális átviteli sebesség a 40 Gbit/s-ról a 100 Gbit/s-os Ethernet szabványosítása és a 160 Gbit/s-os OTDM (Optical Time Division Multiplexing) felé mozdult el.

Az elkövetkező időszakban az optikai átvitel terjedése az előfizető hálózatban lesz a leglátványosabb. Ázsia és Amerika után Európa is elmozdulni látszik a Fiber-to-the Home széleskörű elterjesztésének irányába. Ebben nagy szerepe lesz a multimédia szolgáltatások, ezen belül az IP-alapú nagyfelbontású televíziós szolgáltatások tervezett növelésének. Az optika azonban a távközlésnek nem egy izolált szigete. A Híradástechnika 2006/10-es számában tárgyalt újgenerációs hálózati koncepció (NGN) nem valósítható meg nagysebességű optikai átvitel nélkül sem az IP maghálózatban, sem pedig a szélessávú hozzáférési hálózatokban.

Mostani optikai célszámunkban megpróbáltunk olyan cikkeket összegyűjteni, amelyek – a teljesség igénye nélkül – tükrözik az előbbiekben vázolt folyamatokat, pillanatfelvételt készítenek a ma Magyarországon folyó optikai távközlési kutató-fejlesztő tevékenységekről.

A cikkek első csoportja az optikai átvitelhez kapcsolódó alapjelenségek vizsgálatával foglalkozik. Két cikk az optikai szálban fellépő lineáris és nemlineáris torzítások hatását és kompenzálási lehetőségeit vizsgálja. *Osváth László és Paksy Géza* áttekintik azokat a digitális jelfeldolgozási módszereket, amelyek lehetőséget teremtenek a direkt-modulált optikai rendszerekben fellépő diszperziós degradációk hatásának csökkentésére. *Veszely Gyula* az optikai szálak analóg sávszélességének elméleti meghatározását mutatja be az általa kidolgozott új számítási módszer alapján.

Gerhátné Udvary Eszter a félvezetős optikai erősítők (Semiconductor Optical Amplifier) optikai modulátorként való felhasználását és az ezzel kapcsolatos mérési eredményeket mutatja be. A SOA típusú optikai erősítők alkalmazási lehetőségei nagyon széleskörűek. A szerző példaként a mikrohullámú antennák közvetlen optikai megtáplálását (Radio over Fiber) és a segédvivős (Subcarrier Multiplexing) szélessávú hozzáférési hálózati alkalmazásokat említi. A *Kozlovszky–Berceli* szerzőpáros a bevezetőben említett optikai alapú csomagkapcsolás egy fontos részproblémáját, az optikai szintű csomagütközés feloldásának stratégiáit vizsgálja. A *Zsigmond–Mazroa* szerzőpáros a nemlineáris száltujdonságok hatásait vizsgálja DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) rendszerekben. Ez a vizsgálat számítógépes szimulációval készült, ami jó példa arra, hogy optikai laboratóriumi háttér nélkül is – megfelelő szimulációs szoftverek alkalmazásával – értékes tudományos eredményeket lehet elérni.

A továbbiakban a Magyar Telekom munkatársai két gyakorlati, az optikai hálózatok alkalmazástechnikájával foglalkozó cikkét, *Babics és társai,* illetve *Nagy és Szatmári* munkáit adjuk közre. A ritka hullámhosszosztású (CWDM: Coarse Wavelength Division Multiplexing) rendszerek főként a kisebb kiterjedésű nagyvárosi és körzethálózati alkalmazásokban, a sűrű hullámhosszosztású (DWDM) rendszerek pedig a nagytávolságú és igen nagykapacitású hálózatokban versenyképesek. Mindkét rendszer kialakította sajátos berendezéstípusait. Jelenleg a viszonylag korlátozott képességű, de nagyon olcsó programozható elágazó multiplexerek (ROADM – Reconfigurable Add-drop Multiplexer) a fejlesztések legújabb eredményei, ezek széleskörű alkalmazása várható a közeljövőben.

Az optikai távközlés területe természetesen sokkal szélesebb, mint amit az ebben a számban megjelent cikkek reprezentálnak. A kimaradt témák egy részéről remélhetőleg egy jövő évi optikai célszámban tudunk majd beszámolni.

Paksy Géza
vendégszerkesztő
BME Távk. és Médiainform. Tanszék

Szabó Csaba Attila
főszerkesztő

Elektronikus jelfeldolgozási módszerek optikai rendszerek szimbólumközti áthallásának csökkentésére

OSVÁTH LÁSZLÓ, PAKSY GÉZA

BME Távközlési és Médiainformatikai Tanszék
{osvath, paksy}@tmit.bme.hu

Lektorált

Kulcsszavak: jelközi átlapolódás, lineáris kiegyenlítés, döntésvisszacsatolás, sorozatbecslés, Viterbi-algoritmus, EDC

A nagytávolságú, nagysebességű optikai rendszerek hatótávolságát korlátozó torzítások kompenzálása az elektromos tartományban végzett jelfeldolgozás segítségével is hatékony lehet. Cikkünkben áttekintjük azokat a kiegyenlítési, jelkezelési módszereket, amelyek alkalmazása optikai rendszerekben is ígéretes megoldásnak látszik. Bemutatjuk a lineáris és a döntésvisszacsatolt kiegyenlítők működését, ismertetjük a Viterbi-algoritmuson alapuló sorozatbecslés módszerét, s kitérünk az adaptivitás biztosításának lehetőségeire is.

1. Bevezetés

A multi-gigabites, nagytávolságú optikai rendszerek fejlődésével egyre jobban szükségessé vált az optikai rendszer vételi oldalán detektálható jelsorozat optimális hullámformájának meghatározása, az átviteli optikai szakaszon létrejövő torzítások korrigálása. Az optikai átviteli rendszerek, optikai erősítőt nem alkalmazó első generációinál multimódusú (MM) optikai szál alkalmazása esetén néhányszor 10 Mbit/s, egymódusú (SM) szálas rendszereknél <1 Gbit/s áviteli sebességig az áthidalható távolságot az adó-vevő közötti csillapítás és a vevő érzékenysége határozta meg, a vett jel alakja közel azonos volt az adójelalakkal. A sebesség és a távolság növelésével azonban a vételi jelalakot már dominánsan az optikai csatorna lineáris és nemlineáris torzításai határozzák meg, ezek hatását kell csökkenteni, esetleg teljesen kivédeni.

Az alkalmazható módszerek között meg kell említeni a jelközi átlapolódás miatti jeltorzulást korrigáló optikai vagy elektronikus tartományban működő hullámforma korrektorokat. Más megközelítés a hibaarány csökkentésre alkalmas hibajavító kódolás (Forward Error Correction, FEC) alkalmazása. Az elektronikus hullámforma korretorok (Electronic Dispersion Compensation, EDC) első sikeres alkalmazása Gigabit Ethernet MM szálon történő átvitelénél volt, de ma már a SM szálas 10 és 40 Gbit/s sebességű rendszerekben is alkalmazzák.

Jelen cikk célkitűzése, hogy áttekintse az EDC megvalósításához rendelkezésre álló elektronikus jelfeldolgozási módszereket.

1.1. Az optikai összeköttetés rendszermodellje

A következőkben egy optikai összeköttetés rendszermodellje alapján meghatározzuk a vételi jelet és azt terhelő ISI-t meghatározó rendszer komponenseket.

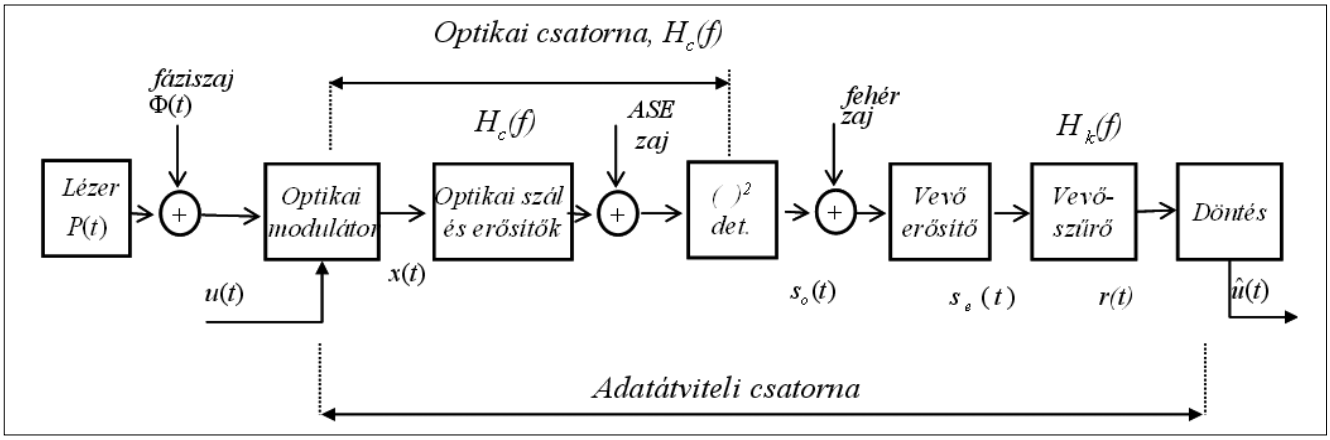
Az *1. ábra* szerinti általános optikai összeköttetésmodellben az optika adó egy lézerdióda, melynek *P(t)* szinuszos optikai jelét az *u(t)* NRZ digitális adatjel modulálja egy külső modulátorban. Az modulátor kimenő optikai teljesítménye a moduláló jel feszültségével arányos. A lézerdióda jelét Φ(t) fáziszaj is terheli.

Az optikai modulátor kimenetén megjelenő *x(t)* modulált az alábbi lesz:

$$x(t) = \sqrt{|u(t)|}\, exp\left[j(2\pi f_c t + \varsigma(t) + \Phi(t)\right],$$

ahol *ζ(t)* az *u(t)* moduláló jel fázisa.

1. ábra Az optikai átvitel rendszermodellje



Az optikai szálak és optikai erősítők lánca alkotja az optikai csatornát, melynek eredő átviteli függvénye $H_c(f)$. Az optikai csatornában a jel lineáris és nemlineáris torzításokat szenved, valamint az EDFA optikai erősítők által létrehozott spontán emissziós zaj (ASE) terheli. Ha eltekintünk ezektől a zajoktól és nem vesszük figyelembe a nemlineáris hatásokat, azaz az optikai csatornát egy lineáris, diszperzív csatornának fogjuk fel, akkor az optikai csatorna kimenetén megjelenő $s_o(t)$ optikai adójel alakját csak az adójel és $H_c(f)$ optikai csatorna átviteli függvénye határozza meg:

$$s_o(t) = x(t) \otimes h_c(t),$$

ahol $h_c(t)$ a $H_c(f)$ csatornaátviteli függvény inverz Fourier-tanszformáltja, a ⊗ szimbólum pedig a konvolúciót jelenti.

Az $s_o(t)$ optikai jel az optikai vevő fotodetektora alakítja vissza elektromos jellé. A fotodióda egy négyzetes detektor, ami azt jelenti,hogy az optikai vevődiódán átfolyó áram és az ebből létrejövő $s_e(t)$ elektromos feszültség arányos a beeső optikai jel pillanatnyi energiájával, R az optikai-elektromos átalakítás konverziós tényezője:

$$s_e(t) = R\left|s_o(t)\right|^2$$

A döntéshez, optimális $r(t)$ jel létrehozásához $H_k(t)$ eredő átviteli függvényű vevőszűrőt és korrektort

$$r(t) = s_e(t) \otimes h_k(t),$$

azaz

$$r(t) = R\left|x(t) \otimes h_c(t)\right|^2 \otimes h_k(t)$$ használunk,

ahol $h_k(t)$ a $H_k(f)$ átviteli függvény inverz Fourier-transzformáltja.

Az előző képletek helyettesítésével megkapjuk a vett alapsávi jelalakot az alábbi formában:

$$r(t) = R\left|\sqrt{|u(t)|}\exp\left[j(\varsigma(t) + \Phi(t))\right] \otimes h_c(t)\right|^2 \otimes h_k(t)$$

Mint látható, a döntés előtti $r(t)$ jelben az ISI az optikai jelben keletkező ISI négyzetével arányos, ezért lineáris korrektorokkal nem lehet teljes mértékben korrigálni. A lineáris kiegyenlítés azonban bizonyos körülmények között hatásos lehet, ennek részleteit a 5. szakaszban mutatjuk be.

1.2. A jeltorzulás forrásai optikai rendszerekben

Optikai átviteli rendszerekben a jel degradáció forrásait – hatásuk szerint – az alábbiak szerint csoportosíthatjuk [9]:

a) Az átviteli jelben hoz létre torzítást,
ez lehet jelalaktorzítás,
vagy lehet parazita fázismoduláció, azaz jitter.

b) Több, párhuzamosan haladó jel egymásra hatása következtében létrejövő torzítások,
ezek a DWDM rendszerekben lépnek fel.

c) Különféle forrásból származó zajok.

A jelközi átlapolódás szempontjából az *a)* kategóriába tartozó torzítások a meghatározóak. Legismertebb ilyen hatás a kromatikus diszperzió (CD), mely az optikai szál törésmutatójának hullámhossz függéséből eredő anyagdiszperzió. A kromatikus diszperzió a hullámhossz függvényében eltérő futási időt eredményez, melynek hatására a jelalakban az eltérő időben érkező impulzus kiszélesedést okoznak. Korai rendszerekben hatását az optikai szakasz eredő diszperziójának megfelelő ellentétes értékű kromatikus diszperziójú szállal korrigálták.

Másik közismert jeltorzító effektus a polarizáció módusú diszperzió (PMD), mely az optikai szál törésmutatójának polarizációfüggéséből ered. Hatására az optikai szálban ortogonálisan haladó két módus eltérő csoportfutási idejéből adódóan a jelalak két összetevőre válik szét, szélső esetben két független impulzus érkezik meg. A PMD időben változó értékű és nagysága függ az optikai vonal hosszától. Kompenzálására számos módszert dolgoztak ki, Ezek a vagy az optikai tartományban működő, optikai korrektorok, vagy az elektromos tartományban működő elektronikus áramkörök.

A CD és PMD jeltorzító hatása a megjelenő jelközi átlapolódás. Ennek kiküszöbölésére hatékony módszernek bizonyult az elektronikus jelkorrektorok alkalmazása, melynek elméleti alapjait és módszereit a következőkben tekintjük át.

2. A szimbólumközti áthallás keletkezése és hatása

Az optikai modulátor $u(t)$ vezérlő jelét hagyományos adatátviteli szóhasználattal szinkron PAM jelnek nevezzük. Ez az információhordozó analóg jel az $\alpha=\{\alpha_i, i=0,\pm1,\pm2,...\}$ diszkrét (bináris) értékkészletű sorozatból az $u(t) = \sum_i \alpha_i \cdot g(t - iT)$ szabállyal képződik.

A $g(.)$ függvényt elemi jelnek nevezzük, az elemi adatcsomagok adásának ütemét megadó T paraméter a jelzési idő. Jellegzetes (például NRZ, RZ) elemi jelekkel kapcsolatban szemléletes az a kép, hogy a jelzési idő az elemi adatcsomagok megjelenítésére szolgáló időrések szélességét jelenti. Az α_i amplitúdók értékkészlete gyakran kettőhatvány számosságú, ha éppen kettő, akkor bináris jelről beszélünk. Az általánosan alkalmazott on-off optikai átvitelnél a {0, +1} értékkészletet értelmezzük.

A szinkron PAM jel vétele – kiértékelése, detekciója – időrésenként egyetlen jelminta alapján megtörténhet, ha a mintavétel pozíciója, fázisa megfelelő. Ha ugyanis valamely $t_0 \in (0,T)$ mintavételi fázisra igaz, hogy

$$g_k = g(t_0 + kT) = 0, \quad \forall k \neq 0 - ra \qquad (1)$$

továbbá $g_0=g(t_0)$ (és ez az elemi jel energiájához képest nagy), akkor az adatjel k-adik mintája

$$u_k = u(t_0 + kT) =$$
$$= \sum_i \alpha_i \cdot g(t_0 + kT - iT) = \sum_i \alpha_i \cdot g_{k-i} = \alpha_k \cdot g_0$$

csakis α_k-tól függ, s így az a mintából kitalálható.

Az átvitelt még egyszerű esetekben is legalább két kellemetlen környezeti hatás zavarja:

– A jelhez különféle külső forrásból származó idegen jelek adódnak, ezeket zajnak nevezzük;

– Az egyébiránt lineáris átviteli rendszer egyes elemeinek frekvenciafüggő viselkedése miatt a leadott elemi jelek kiszélesednek (elkenődnek) – ez a diszperzió. Hatására az egyszerű detekció (1) feltételei (a Nyquist-feltételek) sérülnek.

E két hatás miatt a detekcióról alkotott kép bonyolultabb: adottak az eltorzult, zajos adatjel

$$s_k = \sum_i \alpha_i \cdot g_{k-i} + \nu_k = \alpha_k \cdot g_0 + \sum_{i \neq k} \alpha_i \cdot g_{k-i} + \nu_k$$

mintái, s ezen megfigyelések alapján kell következtetni az α adatsorozat elemeire [1]. A teljes feldolgozás szokásos modelljét az *2. ábra* mutatja. Gyakran jó leírása a valóságnak, hogy a zajminták az adatoktól és egymástól is függetlenek, s hogy normális eloszlásúak, zérus várható értékkel és σ szórással. Ha ráadásul az amplitúdók lehetséges értéke 0 vagy 1, 50-50% valószínűséggel, s a döntést szimbólumonként végezzük, akkor a legjobb küszöbű ($t = \sum_i g_i/2$) döntés hibavalószínűsége

$$P_{bit} \cong \Phi\left(-\frac{\hat{g}_0}{2\sigma}\right), \quad ahol \quad \hat{g}_0 = g_0 - \sum_{i \neq 0} |g_i| \qquad (2)$$

ahol $\Phi(.)$ az egységnyi szórású normális eloszlású valószínűségi változó eloszlásfüggvénye.

Ez a kifejezés a bithibák valószínűségének valójában egy felső becslése, de ezzel együtt helyesen mutatja a diszperzió okozta szimbólumközti áthallás romboló hatását. Leolvasható, hogy a szimbólumközti áthallás önmagában hibát nem feltétlenül okoz, de radikálisan ronthatja a hibavalószínűséget meghatározó jel-zaj mérleget.

A szimbólumközti áthallás létrejöttében az elkenődött elemi jel előrezgő (precursor) és lecsengő (postcursor) szakasza egyaránt szerepet játszik. A gyakorlatban olykor az előrezgő szakasz nagyon rövid, s hatása elhanyagolható. Hogy az ISI (InterSymbol Interference) kialakulásában hány szomszédnak van szerepe, azt alapjában a teljes rendszer sávszélessége szabja meg. Mi a továbbiakban csak egy-egy szomszéd hatását tekintjük meghatározónak, főleg az áttekinthetőség érdekében.

3. Kiegyenlítés vagy alkalmazkodás

A leírtakból következően a diszperzió hatása egyértelműen károsnak látszik. Ez így is van, legalábbis akkor, ha ragaszkodunk a szimbólumonként – időrésenként – elvégezhető egyszerű döntésekhez, s ráadásul körülhatároljuk a döntéselőkészítéshez felhasználható eszközök körét (lényegében a lineáris transzformációkra szorítkozunk). Ezeket az eljárásokat kiegyenlítésnek nevezzük, arra a hatásmódra utalva, hogy valamiképpen kiegyenlítik, kompenzálják az aktuális időrésben megjelenő, ám a szomszédos amplitúdóktól származó járulékokat [2].

E módszerek alapvető korlátja, hogy az egyes időrések tartalmáról hozott döntéseinket időrésenként elszigetelve hozzuk meg és a szomszédos időrések tartalmát zavaró tényezőnek vélve, azok hatását csökkenteni igyekszünk. Megfontolandó, hogy ehelyett – vállalva egy bonyolultabb értékelési mechanizmust – a megfigyelések hosszabb sorozatait együttesen vizsgálva latolgassuk, melyik adatsorozat hozta őket létre, mely adatsorozattal magyarázhatók a leghihetőbben. Ilyenkor sorozatbecslésről beszélünk [3], s látni fogjuk, hogy a bonyolultabb feldolgozás jár némi előnnyel.

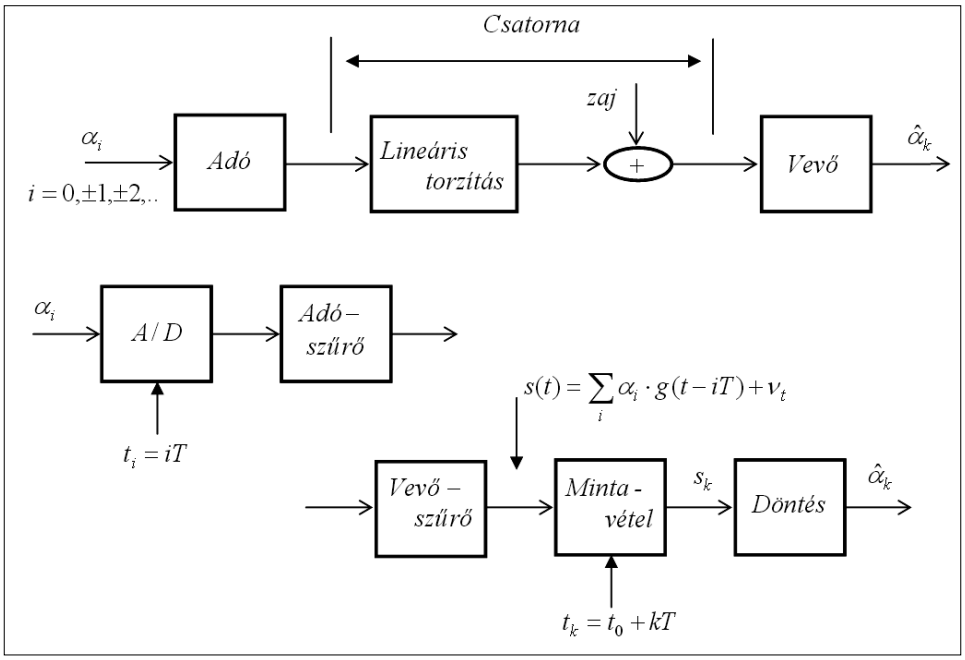
3.1. A szimbólumközti áthallás kiegyenlítése

3.1.1. Lineáris (transzverzális) kiegyenlítés

Példaként tekintsük azt a rendszert, amelyben

$$s_k = \alpha_{k+1} \cdot g_{-1} + \alpha_k \cdot g_0 + \alpha_{k-1} \cdot g_1 + \nu_k \qquad (3)$$

2. ábra Szinkron PAM rendszer



Normális körülmények között g_{-1} és g_1 viszonylag kicsi, így s_k végső soron α_k-ra, s_{k-1} ugyanilyen mélységben α_{k-1}-re, s_{k-2} pedig nyilván α_{k-2}-re jellemző. s_{k-1} „összerakásában" ugyanakkor α_{k-1} mellett szerepe van α_k-nak és α_{k-2}-nek is. Természetes a gondolat: s_{k-1}-et szabadítsuk meg α_k és α_{k-2} hatásától, s ehhez használjuk az ismeretlen α_k és α_{k-2} helyett a hozzájuk hasonlító és ismert s_k és s_{k-2} értékeket! Legyen tehát

$$\hat{s}_k = c_{-1} \cdot s_k + s_{k-1} + c_1 \cdot s_{k-2}\,.$$

Az együtthatók ügyes megválasztásával ($c_{-1} = -g_{-1}/g_0$, $c_1 = -g_1/g_0$) elérhető például, hogy a keletkező összegben α és α_{k-2} súlya zérus legyen.

Ekkor $\hat{s}_k =$

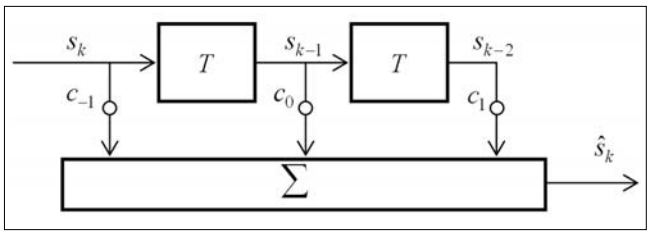
$$-\alpha_{k+1}\cdot g_{-1}^2/g_0+\alpha_{k-1}\cdot(g_0-2g_{-1}g_1/g_0)-\alpha_{k-3}\cdot g_1^2/g_0+$$
$$\nu_k\cdot g_{-1}/g_0+\nu_{k-1}+\nu_{k-2}\cdot g_1/g_0$$

$\hat{s}_k$ meghatározó eleme tulajdonképpen α_{k-1}, a szomszédok hatása pedig $g_{\pm1}/g_0$ helyett $(g_{\pm1}/g_0)^2$-el mérhető. $\hat{s}_k$-ból tehát α_{k-1}-re érdemes következtetni (ez egy ütemnyi késleltetés), a szimbólumközti áthallás hatása ugyanakkor jelentősen csökkent. Változott ugyan α_{k-1} együtthatója és az eredő zaj szórásnégyzete is, ezek a változások azonban csak $(g_{\pm1}/g_0)^2$ rendűek.

Kézenfekvő a módszer általánosítása: ütemről-ütemre képezzük az

$$\hat{s}_k=\sum_{i=0}^{2N}c_{i-N}\cdot s_{k-i}=\underline{c}^T\cdot\underline{s}_k$$

lineáris kombinációt, azzal a szándékkal, hogy $\hat{s}_k$-ból majd α_{k-N} értékéről hozunk döntést *(3. ábra, N=1)*.



3. ábra Transzverzális kiegyenlítő

Noha a $\underline{c}$ vektor megválasztásánál az volna a cél, hogy a megtisztított mintákon alapuló döntés hibavalószínűsége minimális legyen, ez bonyolult lévén beérjük azzal, hogy az

$$\varepsilon_k=\hat{s}_k-\alpha_{k-N}=\underline{c}^T\cdot\underline{s}_k-\alpha_{k-N}$$

hiba valamilyen globális értelemben kicsiny legyen. Ez pontosabban azt jelenti, hogy $\underline{c}$ megválasztásával az $E_2=M(\varepsilon_k^2)$ vagy az $E_1=M(|\varepsilon_k|)$ átlagos hibát igyekszünk minimálissá tenni. Indokolható az a törekvés is, hogy $M(\varepsilon_k\cdot\alpha_{k-N+i})=0$ legyen minden $i=0,\pm1,\ldots\pm N$ -re. A választott minősítő faktornak megfelelően beszélhetünk négyzetes középhiba (Least Mean Square), abszolút középhiba, illetve „zero forcing” kritériumról.

A lineáris kiegyenlítő megvalósítható analóg jelfeldolgozással is, hiszen az

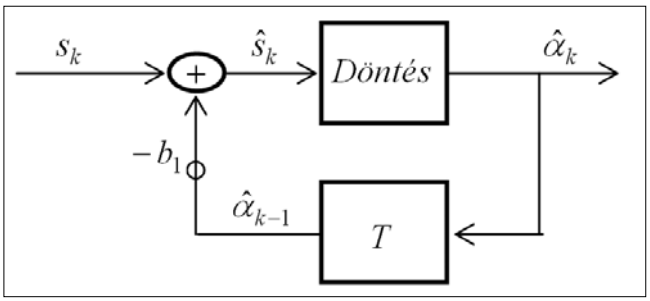
$$\hat{s}(t)=\sum_{i=0}^{2N}c_{i-N}\cdot s(t-iT)$$

analóg jel T közű mintái éppen az $\hat{s}_k$ értékeket szolgáltatják a t_0+kT időpillanatokban.

3.1.2. Döntésvisszacsatolt kiegyenlítés

Ez az eljárás önmagában csak akkor hatékony, ha az elemi jel előrezgése elhanyagolható. Tekintsük ismét a (3) vett jelmintát! s_k megfigyelése alapján α_k értékéről kívánunk dönteni. Ez azt is jelenti, hogy egy ütemmel korábban már meghoztuk a döntést α_{k-1} értékéről (természetesen s_{k-1} alapján). Így α_{k-1} hatása kompenzálható – jobb híján a döntés $\hat{\alpha}_{k-1}$ eredményével *(4. ábra)*:

$$\hat{s}_k=s_k-b_1\cdot\hat{\alpha}_{k-1}\ .$$



4. ábra Döntésvisszacsatolt kiegyenlítő

Most a $b_1=g_1$ választás a hibaarány tekintetében is a legjobb, de ez a választás teszi minimálissá

$$2\cdot M\left(\hat{s}_k^2\right)=g_{-1}^2+g_0^2+(g_1-b_1)^2+2\cdot\sigma^2$$

értékét is. Látható azonban, hogy b_1 efféle indikátora nem túl praktikus, hiszen ez a minimum igen „lapos”. Ráadásul g_0 is ismeretlen, márpedig a megbízható döntéshez erre is szükség lenne, a döntési küszöb megállapítása érdekében. Elképzelésünk persze lehet róla, legyen ez b_0! $\hat{s}_k$ és b_0 ismeretében már dönteni lehet α_k értéke felől is:

$$\hat{\alpha}_k=1,\quad ha\quad \left|\hat{s}_k-1\cdot b_0\right|<\left|\hat{s}_k-0\cdot b_0\right|$$

egyébként pedig 0. A döntést követően képezhető az

$$\varepsilon_k=\hat{s}_k-b_0\cdot\hat{\alpha}_1=s_k-\sum_{i=0}^{1}b_i\cdot\hat{\alpha}_{k-i}$$

hiba, amelynek a négyzetes középértéke már elég érzékeny indikátora lehet a b_0, b_1 együtthatók (g_0 és g_1 becslései) jóságának. Ebben az értelemben a kiegyenlítés sikerességét például az $E_2=M(\varepsilon_k^2)$ négyzetes középhiba minősítheti.

Ha a korábbi döntés helyes volt, akkor a helyesen beállított döntésvisszacsatolt kiegyenlítős rendszer hibavalószínűsége (ha $g_{-1}=0$):

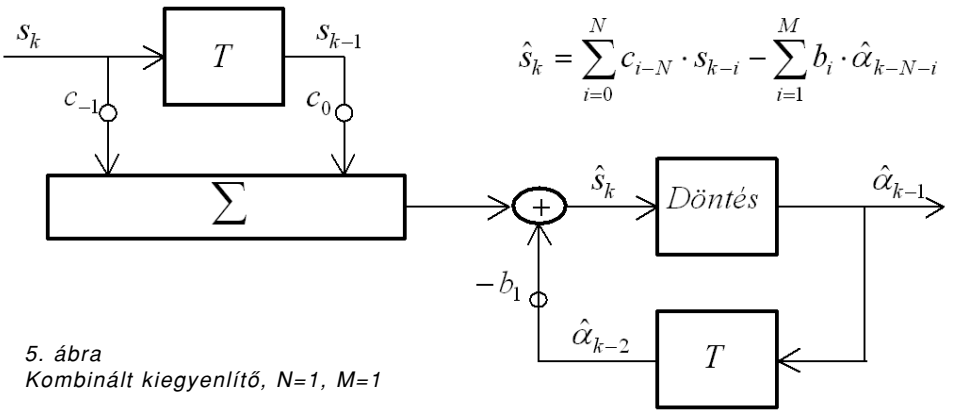
$$P_{bit}\cong\Phi\left(-\frac{g_0}{2\sigma}\right).\qquad(4)$$

Erénye a módszernek, hogy a beavatkozás sem g_0 sem σ értékét nem változtatja meg, azaz a kiegyenlítés nem „erősíti” meg a zajt a jel rovására, mint teszi ezt a transzverzális kiegyenlítő és így annál – előrezgésmentes jelekre – kicsit hatékonyabb. Másik, a megvalósítás során mutatkozó erény, hogy az elvégzendő szorzások – bináris jelekre legalább – triviális műveletek.

Kellemetlen vonása viszont az eljárásnak a hibaterjedés. Ha egy döntésünk hibás, akkor a következő ütemben megnő a hibás döntés esélye. Bináris adatok esetében, ha mindössze egy előrezgő (precursor) minta kiegyenlítését vállaljuk, ez a veszély nem túl nagy, a rendszer néhány hibás döntés után „feléled”. A bithibák azonban nem teljesen rendezetlenül, hanem hibacsomók formájában jelentkeznek.

3.1.3. Kombinált kiegyenlítés

A döntésvisszacsatolt kiegyenlítő akkor hatékony, ha a kiegyenlítendő rendszerben az elemi jel előrezgő szakaszából származó (precursor) minták kicsinyek, elhanyagolhatóak. Ha ez nincs így, akkor e minták csök-



5. ábra
Kombinált kiegyenlítő, N=1, M=1

kentését egy lineáris kiegyenlítőre kell bízni. Ilyenkor tehát a lineáris kiegyenlítő feladata nem általában a szimbólumközti áthallás, hanem a kiegyenlítendő rendszer precursor mintáinak a minimalizálása:

$$\hat{s}_k = c_{-1} \cdot s_k + s_{k-1} =$$
$$= c_{-1}g_{-1} \cdot \alpha_{k+1} + c_{-1}g_0 \cdot \alpha_k + c_{-1}g_1 \cdot \alpha_{k-1} + c_{-1} \cdot \nu_k +$$
$$g_{-1} \cdot \alpha_k + g_0 \cdot \alpha_{k-1} + g_1 \cdot \alpha_{k-2} + \nu_{k-1}$$

Az α_{k-1}, mint „hasznos” tartalom szempontjából most az α_{k+1} és α_k tartalmú tagok károsak. A $c_{-1} = -g_{-1}/g_0$ választással például α_k befolyása zérusra redukálható, α_{k+1} súlya pedig jelentősen csökken.

Általánosítva a gondolatot, kombinált kiegyenlítőnél a döntés alapjául szolgáló, „megtisztított” mintát az

$$\hat{s}_k = \sum_{i=0}^{N} c_{i-N} \cdot s_{k-i} - \sum_{i=1}^{M} b_i \cdot \hat{\alpha}_{k-N-i}$$

alakban állítjuk elő és segítségével α_{k-N} értékéről döntünk *(5. ábra)*. A beállítás helyességét ellenőrző hibajel ilyenkor is

$$\varepsilon_k = \hat{s}_k - \alpha_{k-N}$$

lehet, hiszen most a lineáris kiegyenlítő az automatikus erősítésszabályozás feladatát is ellátja.

3.1.4. Előkiegyenlítés

A vevőben végzett kiegyenlítésnek van bizonyos veszélye: a lineáris kiegyenlítő helyreállítja ugyan a jelet, de erősítheti a zajt, a döntésvisszacsatolt kiegyenlítő hibás döntései hibacsomókat keltenek. Kézenfekvő az ötlet: szabaduljunk meg a vevő memóriájától, kísérletezzünk a leadott jel előtorzításával!

Az átviteli rendszerről kialakított modellünk alapjaiban lineáris, az adatjel szempontjából teljesen mindegy, hogy a vevőben vagy az adóban helyezkedik el a lineáris transzformációt végző lineáris kiegyenlítő. A lineáris kiegyenlítő tehát változatlan együtthatókkal áthelyezhető az adóba, s így a vevőbe kerülő zajt nem formálja. Változik viszont a leadott jel teljesítménye és ezért a jel-zaj mérleg nem javul. Az áthelyezés miatt a kiegyenlítő bemenő jele bináris, ez a megvalósítás oldaláról előnyös lehet. A döntésvisszacsatolt kiegyenlítővel felszerelt rendszer diszkrét modellje a *6. ábrán* látható.

Az előkiegyenlítés célja az, hogy az α_k bemenetekből olyan x_k értékeket származtasson, amelyekkel a csatorna kimenetén (azaz a vevő bemenetén) közvetlenül kiértékelhető, lehetőleg $g_0\alpha_k+\nu_k$ értékű minták jönnek létre. Ennek nyilván az a feltétele, hogy az

$$s_k = g_0 \cdot x_k + \sum_{i=1}^{M} g_i \cdot x_{k-i} + \nu_k = g_0\alpha_k + \nu_k$$

egyenlőség minden *k*-ra fennálljon. Kis átrendezéssel az

$$x_k = \alpha_k - \frac{1}{g_0} \cdot \sum_{i=1}^{M} g_i \cdot x_{k-i}$$

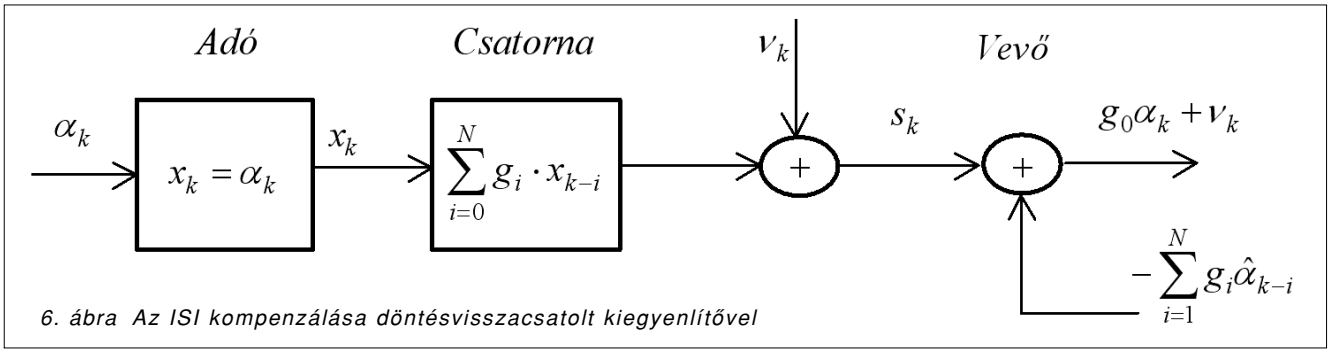
előállítási szabály adódik, ami láthatóan egy rekurzív szűrő megvalósítását igényli *(7. ábra)*.

Ebből az is következik, hogy bizonyos kellemetlenségekre készülhetünk, ha a rekurzív szűrő instabillá válik. Még ha ez a helyzet nem is áll elő, de a szűrőnek valamely frekvencián erős kiemelése van, az azzal jár, hogy az *x* sorozat „átlagteljesítménye”, amely a csatorna bemeneti jelének teljesítményével kapcsolatos, erősen megnőhet.

Vannak módszerek, például Tomlinson és Harashima eljárása [4,5], amellyel ez a kellemetlenség feloldható, illetve enyhíthető.

3.2. Sorozatbecslés

Az áttekinthetőség érdekében vizsgáljunk olyan *n* bites üzeneteket, amelyeket kellő számú (esetünkben legalább két) 0 értékű bittel választunk el egymástól!



6. ábra Az ISI kompenzálása döntésvisszacsatolt kiegyenlítővel

Ha α_k jelenti az üzenet *k*-adik elemét (bitjét), s nem lenne zaj, akkor a *k*-adik időréshez tartozó megfigyelés

$$u_k = \alpha_{k-1} \cdot g_1 + \alpha_k \cdot g_0 + \alpha_{k+1} \cdot g_{-1} = u_k(\underline{\alpha})$$

volna, ahol $\underline{\alpha}$ az $\alpha_1,\alpha_2,...\alpha_n$ elemekből alkotott vektort jelenti. A zaj miatt nem az u_k, hanem az $s_k=u_k+v_k$ értékek alkotják a megfigyelt mintákat. Rendezzük ezeket a számokat egy-egy vektorba, azaz legyen

$$\underline{s} = (s_0, s_1, ...s_n, s_{n+1}) \quad ; \quad \underline{u} = (u_0, u_1, ...u_n, u_{n+1})$$

Az $\underline{s}$ megfigyelés alapján következtetünk $\underline{\alpha}$-ra. Természetes gondolat azt az $\underline{\alpha}$-t választani, amelyikre a

$$d^2(\underline{u},\underline{s}) = \sum_{k=0}^{n+1} \left(u_i - s_i(\underline{\alpha})\right)^2 \qquad (5)$$

összeg, azaz a két vektor euklideszi távolsága minimális. (Pontosabban azt a kérdést tesszük föl, mennyire valószerű, milyen esélyű, hogy $\underline{s}$ a megfigyelés, ha $\underline{\alpha}$ a leadott üzenet. Amelyik $\underline{\alpha}$-ra ez az esély maximális, az a döntésünk eredménye. Innen a módszer neve: maximum likelihood sorozatbecslés.) Ha az üzenetek azonos valószínűségűek, s a zaj mintái függetlenek, normális eloszlásúak, akkor ennek a döntésnek minimális a hibavalószínűsége.

A 2^n számú üzenet mindegyikére meghatározni ezt az összeget nehézkes, még akkor is, ha az u_k értékek előre kiszámíthatóak (példánkban mindössze nyolcféle érték fordulhat elő). A vizsgálat alá vont üzenetek módszeres előállítására, szemléltetésére egy sajátos szerkezetű gráf, az úgynevezett trellis szolgálhat.

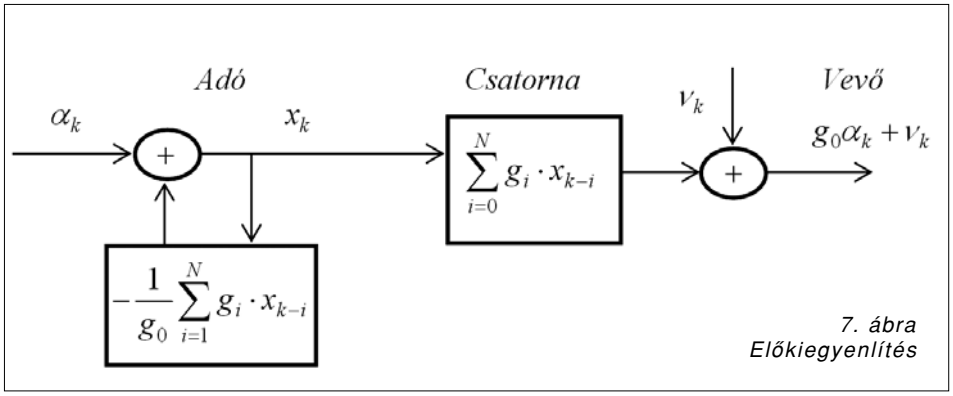
A trellis csúcsait az (α_k,α_{k+1}) párok, éleit az $(\alpha_{k-1},\alpha_k, \alpha_{k+1})$ hármasok azonosítják. A gráf szokásos ábrázolási formájában az egyes *k* értékekhez kapcsolódó (α_k, α_{k+1}) csúcsokat – az eltorzult jelet modellező „gép” állapotait – egy függőleges vonal mentén helyezik el (). A gráf élei címkézhetők, alkalmasint az $u_k=u(\alpha_{k-1},\alpha_k,\alpha_{k+1})$ függvény értékeivel.

Az i=0,1,2... n,n+1 időszeletek együttes gráfján *(8. ábra)* minden balról jobbra „haladó”, egymáshoz csatlakozó élekből álló sorozat – egy út a O kezdő és az E végállapot között – megfelel egy-egy üzenetnek. Fordítva is igaz: a vizsgálandó üzenet kijelöl a gráfon egy utat, s az út élein lévő címkék rendre megadják az üzenethez tartozó jel mintáit. Ezeket a mintákat kell összevetni a tényleges, zajos megfigyelés mintáival. Az $\underline{\alpha}$ üzenet, mint megfejtés „jóságát” mérő (5) távolság(négyzet) a vizsgált út költségének, „hosszának” tekinthető.

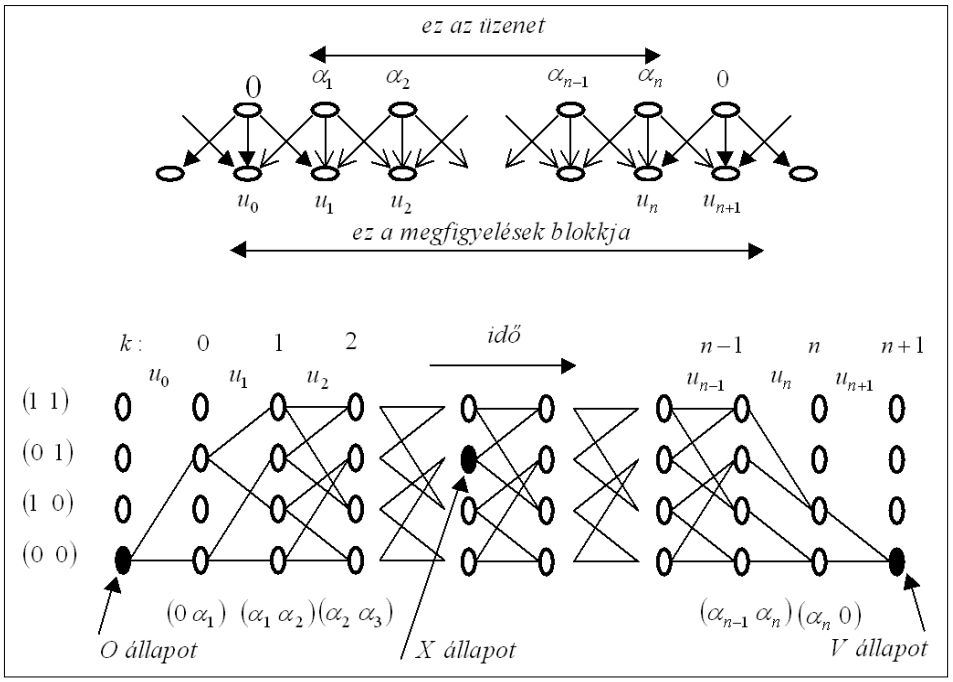
A döntési feladat tulajdonképpen a minimális „hosszú” út, a kezdő és végpontok közötti minimálút kikeresése a gráfon. Nagy segítséget jelent ehhez a következő felismerés: ha az OE (azaz a O és az E csúcsok közötti) minimálút átmegy az X csúcson, akkor az OE minimálút OX szakasza szintén minimálút, persze O és X között. Megfordítva: ha valamely OX útról belátható, hogy nem minimálút O és X között, akkor ez az OX út nem lehet alkotóeleme az OE minimálútnak sem.

Viterbi nevezetes algoritmusa erre a megállapításra épül. Az O csúcsból kiindulva felmérjük, melyek a soron következő „mélységben” elérhető csúcsok, s mennyi a kialakuló út hossza.

Ha egy csúcs több úton is elérhető, elég a minimálutat megjegyezni, hiszen tételünk szerint a többiek nem lehetnek az OE minimálút alkotóelemei. A $\underline{\alpha}$ sorozat legjobb – a vázolt körülmények között minimális hibavalószínűségű –



7. ábra
Előkiegyenlítés



8. ábra
Az üzeneteket leíró gráf

becslését az ekként kapott OE minimálút szolgáltatja. A csúcsok – az „állapotok" – (α_k,α_{k+1}) azonosítóit visszaolvasva az üzenet bitjei rekonstruálhatóak.

A döntés természetesen lehet hibás is. A hibavalószínűséget döntően az egymáshoz leginkább hasonlító sorozatok euklideszi távolsága befolyásolja. Nem közömbös az sem, hogy egy tipikus sorozatnak hány efféle legközelebbi szomszédja van. Egyszerű példánkban, ha g_{-1} és g_1 kicsi g_0-hoz képest, akkor az $\underline{\alpha}$ üzenethez tartozó sorozat legközelebbi szomszédai az $\underline{\alpha}$-tól egyetlen bitben különböző üzenetekhez tartozó sorozatok, így ezek száma n. A legközelebbi szomszédok távolsága $d_{\min}^2 = g_{-1}^2 + g_0^2 + g_1^2$

s így az n bites blokkok hibás vételének valószínűsége (σ szórású zajban)

$$P_{blokk} \cong n \cdot \Phi\left(-\frac{d_{\min}}{2\sigma}\right)$$

Lineáris, illetve döntésvisszacsatolt kiegyenlítő alkalmazásánál az n bites blokkok hibás vételének valószínűsége

$$P_{blokk} = 1 - (1 - P_{bit})^n \cong n \cdot P_{bit}$$

Ez összevethető (4)-el, s megállapítható, hogy az MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation) módszer alkalmazása $d_{\min}/g_0$ arányában előnyösebb.

4. Szimbólumközti áthallás identifikálása

Bármely módját választjuk is a kiegyenlítésnek, szükségünk van az áthallás szerkezetének, összetételének az ismeretére. Ezen ismeretek megszerzése történhet mérőjelekkel, ezek megválasztásánál különös gondot kell arra fordítani, hogy a mintavétel időzítése ugyanaz legyen, mint üzemi körülmények között. Másik lehetőség az ismeretek folyamatos gyűjtése, frissítése a normál üzemelés során, s az így megszerzett tudás beépítése a vett jel kiértékelési folyamatába. Mivel a legtöbb rendszer valamilyen időállandóval változik, ez utóbbi lehetőség különösképpen vonzó, hiszen eleve képes e változások követésére.

4.1. A paraméterbecslés elvi lehetősége

Tekintsük az

$$s_k = \sum_i \alpha_i \cdot g_{k-i} + \nu_k = \sum_i g_i \cdot \alpha_{k-i} + \nu_k$$

jelmintákat! Ha az s_k sorozat elemei függetlenek egymástól, (és szokás szerint 0.5 valószínűséggel 0 vagy 1 értékűek) akkor

$$M(s_{k-j}\alpha_{k-n}) =$$
$$= \sum_i g_i \cdot M(\alpha_{k-j-i}\alpha_{k-n}) + M(\nu_{k-j}\alpha_{k-n}) = \frac{1}{4}\sum_i g_i + \frac{3}{4} g_{n-j}$$

Az összeg első tagja tulajdonképpen a jel egyenszintje, ez leválasztható, s így lehetőség nyílik az egyes g_i értékek meghatározására.

A várható érték helyett beérjük az átlagképzés szolgáltatta becsléssel, s akár azzal is megalkudhatunk, hogy a valódi α_k értékek helyett saját döntéseinket használjuk. Nem baj, ha a döntéseink bizonytalansága kezdetben nagy – szó sincs még megbízható adattovábbításról – arra, hogy a becsléseink elfogadható szintűek legyenek, még alkalmasak. A tűrhető minőségű becslések segítségével megtisztított jel már nagyobb biztonsággal értékelhető ki, így a becslések is javulnak, s végül beáll egy stacionárius állapot, amely minden tekintetben kielégítő lehet. A módszert akkor érdemes alkalmazni, ha a g_i értékek közvetlenül felhasználhatóak, tehát például döntésvisszacsatolt kiegyenlítős, vagy előkiegyenlítős rendszerben.

4.2. A kiegyenlítők adaptív beállítása

Akár lineáris, akár döntésvisszacsatolt kiegyenlítőről legyen is szó, a beállítás helyességét rendszerint (nem mindig) valamilyen skalárral – például négyzetes vagy abszolut középhibával – minősítjük. Keressük azt a beállítást – beállításvektort – amely a választott célfüggvényt minimálissá teszi [6]. Az efféle szélsőértékkeresés egyik praktikus módja a gradiens módszer: a célfüggvény legmeredekebb csökkenése irányába tett apró lépések sorozatával közelítjük meg a minimum helyét. Legyen a célfüggvény

$$E(\underline{c}) = M\left(f(\varepsilon_k)\right), \quad \varepsilon_k = \varepsilon_k(\underline{c})$$

ahol ε_k a kiegyenlítés hibája, $\underline{c}$ pedig a kiegyenlítő beállítását jellemző vektor. Ekkor

$$\underline{grad}\ E(\underline{c}) = M\left(f'(\varepsilon_k) \cdot \underline{grad}\ \varepsilon_k(\underline{c})\right)$$

és a beállítás módosítása:

$$\underline{c}_{j+1} = \underline{c}_j - \gamma \cdot \underline{grad}\ E(\underline{c}_j)$$

A gradiens vektor meghatározása körülményes, hiszen a várható értéket hosszadalmas megfigyelések átlagolásával lehetne becsülni. Merész gondolat – ám célravezető –, hogy érjük be a lehető legegyszerűbb becsléssel, azzal, amely egyetlen megfigyelésből konstruálható. Így végső soron a beállításvektor

$$\underline{c}_{j+1} = \underline{c}_j - \gamma \cdot f'(\varepsilon_k) \cdot \underline{grad}\ \varepsilon_k(\underline{c}_j)$$

frissítési szabálya adódik. Belátható, hogy ez az iteráció tág feltételek mellett konvergens, bár nem a szokásos szigorú értelemben. A frissítések sztochasztikus jellege miatt ugyanis még a legjobb beállítás is módosul a következő iterációs lépésben. Ha azonban az egyedi korrekciók elegendően kicsinyek (azaz γ elég kicsi), akkor a beállításvektor a legjobb helyzet körül bolyong, egy olyan tartományban, amelyben a célfüggvény értéke alig tér el a minimálistól.

A konvergencia sebességét ugyancsak γ segítségével lehet befolyásolni. Nagyobb értéke bizonytalanabb, de átlagában gyorsabb konvergenciát eredményez. További szabad paramétere az eljárásnak az, hogy az együtthatók frissítését milyen sűrűn végezzük. Lehet minden időrésben ($j=k$), de lehet ritkábban is, ennek érzékeltetésére szolgál a j és k indexek megkülönböztetése.

Amint azt korábban említettük, a célfüggvény jellemzően a kiegyenlítés E_1 abszolút, vagy E_2 négyzetes középhibája. Az együtthatóvektor frissítési szabálya esetükben elég egyszerűnek adódik,

E_1 esetében: $\underline{c}_{j+1} = \underline{c}_j - \gamma \cdot \underline{s}_k \cdot sign(\varepsilon_k)$

E_2 esetében: $\underline{c}_{j+1} = \underline{c}_j - \gamma \cdot \underline{s}_k \cdot \varepsilon_k$

A „zero forcing" kritérium kielégítésére is alkotható hasonló iterációs eljárás [2], annak azonban eltérő a szélsőértékkeresési háttere.

4.3. Közvetlen adatgyűjtés

Sorozatbecslésnél a gráfélek címkéit lehet ugyan a szimbólumközti áthallás jellemzőiből számolni, de egyáltalán nem biztos, hogy érdemes. Különösen akkor izgalmas ez a kérdés, ha a gráf nem túl terjedelmes (ha például szimbólumközti áthallást csak a szomszédos időrések okoznak) és az áthallás nem lineáris (azaz nemlineáris) függvénye a szomszédok amplitúdóinak.

Ilyenkor tehát arról lehet szó, hogy a

$$u_k = u(\alpha_{k-1}, \alpha_k, \alpha_{k+1})$$

függvény értékét próbáljuk becsülni az $s_k = u_k + v_k$ megfigyelések alapján. Remélve, hogy a vett sorozat pontatlan ismeretek alapján hozott becslése hibátlan, a nyertes út éleit azonosító hármasok nyolcféle lehetséges értékéhez kigyűjtjük a megfigyelt s_k értékeket, majd minden $(\alpha_{k-1}, \alpha_k, \alpha_{k+1})$ hármasra képezzük ezek átlagát, mint a $u(.)$ függvény megfelelő értékének becslését.

5. A szimbólumközti áthallás optikai rendszerekben

A szimbólumközti áthallás különféle szálaknál más-más sebességtartományban jelent korlátot az elérhető adatátviteli sebességre. Két alapesetet mindenképpen érdemes lehet megkülönböztetni. Az első, amikor kisebb sebességre tervezett szálakat árnyaltabb módszerekkel hatékonyabban szeretnének használni. Másik esetnek a csúcssebességű, legkorszerűbb szálak tekinthetők. Különbség leginkább abban mutatkozik, milyen bonyolultságú illesztő eszköz (pl. kiegyenlítési módszer) vállalható gazdaságosan. Ennek végül az a következménye, hogy napjaink eszközeiben legfeljebb néhány szomszédos időrést befolyásoló diszperzióra kell felkészülni [7].

A szálak diszperziója a körülmények és így az idő függvényében is változik. A változás sebessége nem túl nagy, néhányszor 10 másodperces távlatban a jellemzők változatlannak tekinthetők. Ez azért lényeges szempont, mert az automatikus kiegyenlítők működtetése, beállítása így kényelmesen történhet, a beállítás sebességigénye nem nevezhető kiélezett követelménynek.

Amivel több gond adódik, az a diszperzió természete. Tételezzük fel, hogy az elemi jel terjedelme a szál különféle diszperziója miatt az eredeti T kétszeresére nő! Ez önmagában nem is volna gond, gondot az okoz, hogy a detektoraink kimenő jele a beeső jel teljesítményével, pontosabban valamilyen véges időállandóval mért átlagteljesítményével arányos.

Ha a bemenő jel $u(t) = \sum_i \alpha_i \cdot g(t - iT)$

akkor a négyzete

$$u^2(t) = \sum_k \sum_i \alpha_i \alpha_k \cdot g(t - iT) \cdot g(t - kT) = \sum_i \alpha_i^2 \cdot g^2(t - iT) + 2 \cdot \sum_i \alpha_i \alpha_{i+1} \cdot g(t - iT) \cdot g(t - T - iT)$$

alakú, hiszen csak a szomszédos időrések hatnak egymásra. Ennek a négyzetjelnek a T nagyságrendű átlagolási idővel képzett átlaga lesz a detektor kimenő jele:

$$u^2(t) = \sum_i \alpha_i \cdot \hat{g}(t - iT) + 2 \cdot \sum_i \alpha_i \alpha_{i+1} \cdot h(t - iT)$$

Itt figyelembe vettük, hogy $\alpha_i^2 = \alpha_i$, hiszen α_i értéke 0 vagy 1. Láthatóan két, eltérő karakterű összetevő keletkezik.Az eredmény első tagja egy tisztességes PAM jel, ha van is benne szimbólumközti áthallás, az a tárgyalt módszerekkel csökkenthető, kompenzálható. A második tag viszont egy szokatlan hatást jelent, ezt sem a lineáris, sem a döntésvisszacsatolt kiegyenlítő nem tudja eliminálni. A detektorunk négyzetes karakterisztikája tehát korlátozza a kiegyenlítés hatásosságát! Ez az egyszerű példa arra figyelmeztet, hogy alaposan mérlegelni kell, érdemes-e egyáltalán vállalni a kiegyenlítéssel járó megvalósítási nehézségeket [8].

Másik tanulság a sorozatbecsléssel kapcsolatosan vonható le. Vegyük észre, hogy ha az átlagképzés miatt kiszélesedett $\hat{g}(.)$ és $h(.)$ terjedelme nem haladja meg a $3T$-t, akkor a detektor kimenő jele bármely időpillanatban csak három bit, a kT időpont környékén az $(\alpha_{k-1}, \alpha_k, \alpha_{k+1})$ hármas függvénye. Ez azt jelenti, hogy a sorozatbecslésben szerepet játszó u_k mennyiség csak a bithármas – ha nem is lineáris – függvénye. Következésképpen az várható, hogy valós körülmények között a MLSE eljárás lényegesen jobb eredményt szolgáltat, mint bármelyik kiegyenlítési módszer. A szimulációs kísérletek ezt a megállapítást messzemenően igazolják.

Irodalom

[1] G. D. Forney, Jr., G. Ungerboeck, „Modulation and Coding for Linear Gaussian Channels," IEEE Trans. Inf. Theory, Vol. 44., October 1998.

[2] R. W. Lucky, J. Salz, E. J. Weldon, „Adatátvitel," Műszaki Könyvkiadó, 1973.

[3] A. J. Viterbi, J. K. Omura, „Principles of Digital Communications," New York, McGrow-Hill, 1979.

[4] H. Harashima, H. Miyakawa, „A method of code conversion for a digital channel with intersymbol interference," IEEE Trans. Commun., Vol. 20., August 1972.

[5] M. Tomlinson, „New automatic equalizer employing modulo arithmeteic," Electron. Lett., Vol. 7., March 1971.

[6] S. H. Qureshi, „Adaptive Equalization," Proc. IEEE, Vol. 73., pp.1349–1387., 1985.

[7] J. Sewter, A. Ch. Carusone, „A Comparison for Compensating Polarization-Mode Dispersion in 40 Gb/s Optical Systems," ISCAS 2005.

[8] E. Ibragimov, „Limits of Optical Dispersion Compensation Using Linear Electrical Equalizers," IEEE Photonics Techn. Lett., Vol. 18., July 2006.

[9] Kaminow, Tingye Li, „Optical Fiber Telecommunications," Vol. IV.B, Academic Press, 2002.

Hírközlési üvegszálak amplitudómodulációs sávszélességéről

VESZELY GYULA

BME Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék
veszely@evt.bme.hu

Lektorált

Kulcsszavak: AM modulaciós sávszélesség, kromatikus diszperzió, harmadrendű diszperziós parameter

Hírközlési üvegszálak csatornakapacitásának meghatározásában alapvető munkát végzett Marcuse. Eredményei impulzusátvitelre vonatkoznak, amikor a sávszélesség bevezetése felesleges, mert a bitsebesség közvetlenül az impulzus kiszélesedés alapján számítható. Az általa levezetett közbenső formula azonban kiindulásul szolgálhat AM modulációs sávszélesség meghatározásában is. Ennek alapján számítottak átviteli karakterisztikát, éspedig a lézer sok longitudinális módusának figyelembevételével. Az alábbiakban megmutatjuk, hogy egy módus esetén az átviteli karakterisztikából általános AM modulációs sávszélesség formula vezethető le, amely speciális esetekben visszaadja az ismert eredményeket. Diagramot adunk a sávszélességre, amely a harmadrendű diszperziós paraméter figyelembevételével készült.

1. Bevezetés

Napjainkban az analóg száloptikai összeköttetések egyre terjedő alkalmazásra találnak a mikrohullámú fotonikában. Ezen a területen belül különleges érdeklődés mutatkozik az úgynevezett *Radio-over-Fiber* (RoF) rendszerek iránt, amelyekben a száloptikai összeköttetések és a fotonikai komponensek kis veszteségét és egyéb speciális tulajdonságait használják ki rádiójelek átvitelére és szétosztására a feldolgozó csomópont és a távoli antenna között. Ezek az igények vezettek az AM modulációs sávszélesség újbóli vizsgálatára.

Vizsgálataink az *1. ábrán* látható rendszerre vonatkoznak. Itt a „lézer” ideális monokromatikus lézert jelent. A lézert először az a(t) stacionárius sztochasztikus időfüggvény, majd a hasznos információt hordozó $\sqrt{s(t)}$ időfüggvény amplitúdóban modulálja. Keressük a *z* távolságban fellépő jelteljesítmény sokaságon vett átlagát.

2. A kimeneti jel meghatározása

Ebben a szakaszban vázlatosan ismertetjük [1] lépéseit a közbenső formuláig.

A lézerekre jellemző amplitúdó fluktuáció az alábbi időfüggvénnyel írható le:

$$\varphi_0(t) = \mathrm{a(t)}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0 t}, \tag{1}$$

ahol a(t) stacionárius sztochasztikus időfüggvény,
ω_0 a névleges frekvencia.

Levezethető, hogy φ_0 spektrumának autokorrelációs függvénye

$$\left\langle \Phi_0(\omega)\Phi_0^*(\omega') \right\rangle = 2\pi\Phi_{aa}(\omega_0 - \omega').\delta(\omega - \omega'), \tag{2}$$

ahol Φ_{aa} a(t) teljesítményspektruma, ezt a harangalakú görbe jól ismert a lézerek specifikációjából. $\langle\ \rangle$ sokaságon vett átlagot jelöl. (2) azt jelenti, hogy a különböző frekvenciájú komponensek korrelálatlanok és erősségüket a teljesítményspektrumban az ω_0 névleges lézerfrekvenciától vett távolságuk határozza meg.

A moduláló jel teljesítményét s(t)-vel, négyzetgyökének spektrumát S(ω)-val fogjuk jelölni. Optikai rendszerekben általában teljesítménymodulációt alkalmaznak. Ennek megfelelően a modulált vivő teljesítmény-időfüggvénye

$$\mathrm{p(t)} = s(\mathrm{t})\mathrm{p}_0(\mathrm{t}), \tag{3}$$

ahol $\mathrm{p}_0(\mathrm{t}) = \left|\varphi_0(\mathrm{t})\right|^2$.

Az átlagos jel a szál *z* hosszúságú szakaszának befutása után (a csillapítást zérusnak tekintjük):

$$\left\langle \mathrm{p(z,t)} \right\rangle = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{aa} \tag{4}$$

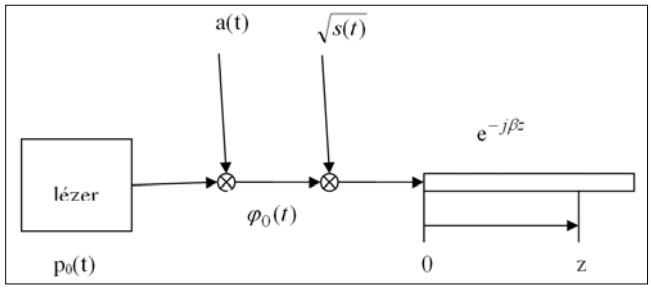
$$(\omega_0 - \omega'')\mathrm{S}(\omega - \omega'')\mathrm{S}^*(\omega' - \omega'')\mathrm{e}^{\mathrm{j}[(\omega-\omega'')\mathrm{t}-(\beta-\beta'')\mathrm{z}]}\mathrm{d}\omega\mathrm{d}\omega'\mathrm{d}\omega''$$

ahol β a fázistényező az ω helyen, illetve β' a fázistényező az ω' helyen. A válasz időfüggvényt tehát a forrás amplitudó-fluktuációja, a jel spektruma és a fázistényező frekvenciafüggése határozza meg.

Minthogy az ω és ω' szerinti integrálok egymás konjugáltjai, ez a kettős integrál (az integrálok előtt álló szorzótényezővel együtt) így is írható:

$$\mathrm{I}(t,\omega'') = \left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{S}(\omega - \omega'')\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\beta z}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}\, d\omega \right|^2. \tag{5}$$

1. ábra A vizsgált rendszer blokksémája (a kábelt veszteségmentesnek tekintjük)



Az (5) szemléletes jelentése az alábbi:

$S(\omega - \omega'')$ a moduláló jel négyzetgyökének spektruma az ω'' köré helyezve. Ezt a spektrumot az $e^{-j\beta(\omega)z}$ átviteli karakterisztika módosítja. Az integrál inverz Fourier-transzformáltat jelent, tehát $I(t,\omega'')$ annak a *z* távolságban fellépő időfüggvénynek a négyzete, amelyet a moduláló jel négyzetgyöke spektrumának ω'' köré elhelyezett része hozott létre. A teljes kimeneti időfüggvény úgy adódik, hogy az összes ω'' köré elhelyezzük az S spektrumot és a létrejött időfüggvényeket összeadjuk.

Különösen szemléletes a helyzet, ha a lézer nulla vonalszélességű (monokromatikus). Ekkor

$$\Phi_{aa}(\omega_0 - \omega'') = P_0\delta(\omega_0 - \omega'') = P_0\delta(\omega''-\omega_0),$$

ahol P_0 a lézer összteljesítménye. Ilyenkor (4)-ben az ω'' szerinti integrál hatása az lesz, hogy (5)-ben ω'' helyett ω_0-t kell írni, így

$$\langle p(z,t)\rangle = I(t,\omega_0), \tag{6}$$

vagyis a kimeneti időfüggvényt a lézer frekvenciája köré helyezett és az $e^{-j\beta(\omega)z}$ átviteli karakterisztikával módosított bemeneti spektrum határozza meg.

Az analitikus kiértékelhetőség érdekében a fázistényezőt az ω_0 névleges vivőfrekvencián másodfokú Taylor-polinommal közelítjük.

$$\begin{aligned}
&\beta(\omega) \approx \beta_0 + \dot\beta(\omega-\omega_0) + \frac{1}{2}\ddot\beta(\omega-\omega_0)^2 \ ,\\
&\beta(\omega') \approx \beta_0 + \dot\beta(\omega'-\omega_0) + \frac{1}{2}\ddot\beta(\omega'-\omega_0)^2 .\\
&\text{Itt}\quad \beta_0 = \beta(\omega_0), \quad \dot\beta = \left.\frac{\partial\beta}{\partial\omega}\right|_{\omega_0} \quad \ddot\beta = \left.\frac{\partial^2\beta}{\partial\omega^2}\right|_{\omega_0}
\end{aligned} \tag{7}$$

(4) a Marcuse által nyert közbenső eredmény, melynek felhasználásával meghatározta az impulzus alakváltozását.

3. Átviteli karakterisztika meghatározása

Ugyancsak (4)-ből kiindulva [2]-ben meghatározták az AM modulációs frekvenciára vonatkozó átviteli karakterisztikát az alábbiak szerint.

Legyen az optikai vivőt amplitúdóban moduláló jel

$$s(t) = A(1 + m\cos\Omega t) = A + \frac{Am}{2}e^{j\Omega t} + \frac{Am}{2}e^{-j\Omega t}, \tag{8}$$

azaz

$$\sqrt{s(t)} = \sqrt{A(1 + m\cos\Omega t)} \tag{9}$$

Ezt a periódikus jelet Fourier-sorba fejtjük:

$$\sqrt{s(t)} = \sqrt{A}\sum_{r=0}^{\infty} C_r \cos r\Omega t. \tag{10}$$

Ha az *m* modulációs index kicsi, akkor elegendő az alapharmonikust figyelembe venni:

$$\sqrt{s(t)} = \sqrt{A}\left(C_0 + \frac{C_1}{2}e^{j\Omega t} + \frac{C_1}{2}e^{-j\Omega t}\right). \tag{11}$$

Ennek spektruma (12):

$$S(\omega) = 2\pi\sqrt{A}\left[C_0\delta(\omega) + \frac{1}{2}C_1\delta(\omega-\Omega) + \frac{1}{2}C_1\delta(\omega+\Omega)\right]$$

A fluktuáció teljesítményspektrumát Lorentz-függvény szerintinek vesszük:

$$\Phi_{aa} = \frac{P_0}{\pi}\frac{w/2}{\omega^2 + (w/2)^2}, \tag{13}$$

ahol *w* a teljes félértékszélesség, P_0 a forrás összteljesítménye. Fentiek behelyettesítésével (4) az alábbi eredményt adja: (14)

$$\langle p(z,t)\rangle = 2P_0AC_0C_1e^{-\frac{\ddot\beta w\Omega z}{2}}\cos\frac{\ddot\beta\Omega^2 z}{2}\cos(\Omega t - \dot\beta\Omega z)$$

A $\cos\Omega(t-\dot\beta z)$ azt jelenti, hogy a moduláló jel csoportsebességgel halad. Amplitúdója *z* függvényében változik a két szorzótényezőnek megfelelően.

Definiálhatunk egy, a moduláló frekvenciára vonatkozó amplitudó-karakterisztikát:

$$H(\Omega) = \frac{\text{a csoportsebességgel haladó moduláló koszínusz amplitúdója a z helyen}}{\text{a moduláló koszínusz amplitúdója a nulla helyen}}$$

$$H(\Omega) = \frac{\langle p(z)\rangle}{Am} = \frac{2P_0C_0C_1}{m}e^{-\frac{\ddot\beta w\Omega z}{2}}\left|\cos\frac{\ddot\beta\Omega^2 z}{2}\right|. \tag{15}$$

(15)-ben az exponenciális szorzó az optikai forrás véges vonalszélességének hatása (*w*=0 esetén ez a tényező 1-et ad). A $z_k = 2/(\ddot\beta w\Omega)$ távolságot, ahol ez a tényező *e*-ad részére csökken, koherenciahossznak nevezhetjük. A *cos*-os szorzó viszont a két rf. oldalsáv elnyomását vagy fadingját fejezi ki, amit az oldalsávok futásidő-különbözősége okoz. (Ez monokromatikus fényforrás esetén elemi úton is számítható [4].) A *cos*-os szorzóra a térbeli periódushossz (hullámhossz) a jellemző. Ez az a *z* távolság, amire a *cos* argumentuma 2π lesz.

4. Új eredmények

A most következő részben e cikk írójának eredményeit foglaljuk össze.

Adott *z*-nél az exponenciális által definiált koherenciahosszat és a térbeli periódushossz negyedét (ekkor a *cos* zérus) kell összehasonlítani.

a.) Ha $\frac{2}{\ddot\beta w\Omega} >> \frac{2}{\ddot\beta\Omega^2}$, azaz $\frac{\Omega}{w} >> \frac{\pi}{2}$,

tehát a moduláló frekvencia sokkal nagyobb a jelforrás spektrális szélességénél, akkor a *cos* határozza meg a sávszélességet. Félértékkel definiálva

$$\frac{\ddot\beta\Omega^2 z}{2} = \frac{\pi}{3}, \qquad \Delta\Omega = \sqrt{\frac{2\pi}{3\ddot\beta z}}, \tag{16}$$

azaz a sávszélesség a távolság négyzetgyökével csökken. (16) ismert eredmény, egy közelítő levezetése megtalálható például [4]-ban.

b.) Ha az egyenlőtlenségjel fordított, akkor az exponenciális szorzó határozza meg a sávszélességet.

Félmaximummal definiálva

$$\frac{\ddot\beta w\Omega z}{2} = \ln 2, \quad \Delta\Omega = \frac{2\ln 2}{\ddot\beta wz}, \tag{17}$$

azaz a sávszélesség a távolsággal csökken.

(17) fizikailag nyilvánvaló, jól ismert eredmény, amely a futási idő frekvenciafüggésén alapul. Az optikai forrás minden frekvenciájú komponense más és más futási idővel szállítja a moduláló koszínuszt, ez az oka az amplitudó csökkenésének.

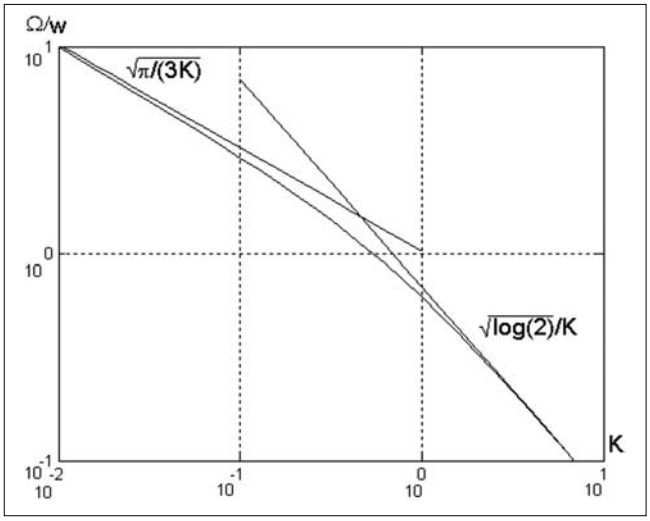
Általános esetben bevezetve a

$$K = \frac{\ddot{\beta} w^2 z}{2} \text{ and } x = \frac{\Delta\Omega}{w} \qquad (18)$$

dimenziótlan mennyiségeket, (15) az alábbi transzcendens egyenletet adja a félmaximum sávszélességre:

$$e^{-Kx}\left|\cos Kx^2\right| = \frac{1}{2} \qquad (19)$$

(19) megoldását a két aszimptotával a *2. ábrán* mutatjuk be.



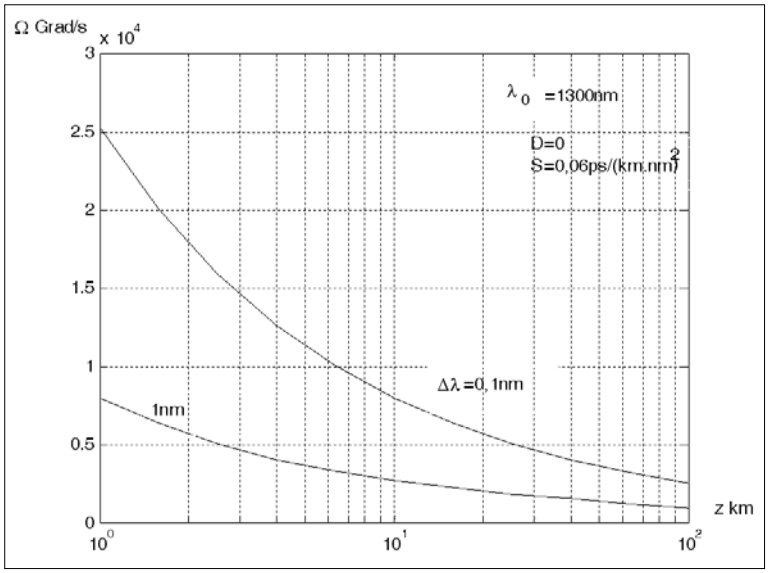
2. ábra
Az optikai forrás vonalszélességére normált AM modulációs sávszélesség a K paraméter függvényében

Az aszimptoták metszéspontját (K≈0,46) úgy tekinthetjük, mint a két közelítés alkalmazhatósági határát. A maximális relatív hiba 26%.

A *K* számot, amely a kábel diszperziós együtthatójától, az optikai forrás vonalszélességétől és a kábel hosszától függ, rendszerparaméternek tekinthetjük. Az *1. táblázatban* bemutatjuk a sávszélesség számítását kétféle lézer esetén. A névleges hullámhossz 1,5 μm, a kábelhossz 1 km.

A *3. ábrán* a gyakorlatban kényelmesebben használható görbesereget mutatunk be.

3. ábra
Az AM modulációs sávszélesség GHz-ben a km-ben mért kábelhossz függvényében. A paraméterek a D kromatikus diszperziós együttható és a lézer Δλ vonalszélessége.



4. ábra
AM modulációs sávszélesség Grad/s-ban a km-ben adott kábelhossz függvényében, λ_0=1,3 μm, D=0, S=0,060 ps/(km.nm²)

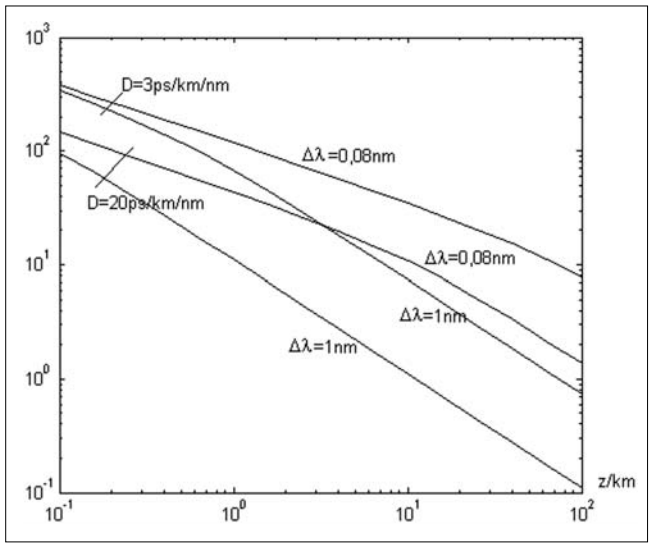
Érdekes, hogy az integrálás gaussi fluktuáció teljesítményspektrum esetén is elvégezhető.

Ekkor (19) helyett az alábbi egyenletet nyerjük:

$$e^{-K^2x^2}\cos Kx^2 = \frac{1}{2} \qquad (20)$$

A jobboldali aszimptota most is (17) formájú, de a számlálóban 2ln2 helyett $2\sqrt{\ln 2}$ áll.

A fenti meggondolások érvényüket vesztik, ha a D másodrendű diszperziós paraméter zérus. Ekkor (17)-ben harmadfokú Taylor-polinomig kell elmennünk és ilyenkor (4) már nem integrálható ki analitikusan.



lézer	Δλ /nm	w/Grad/s	D/ps/km/nm	$\ddot{\beta}$ /s²/m	K	Δω/w	Δω/Grad/s
egy frekv.	0,08	67	20	$2{,}38\ 10^{-26}$	0,054	4,09	274
standard	1	838	20	$2{,}38\ 10^{-26}$	8,38	0,082	69,1

1. táblázat
A sávszélesség számítása kétféle lézer esetén

A numerikus integrálás eredményeként kapott modulációs sávszélességet a D=0 legérdekesebb esetre balra, a *4. ábrán* mutatjuk be. Ilyen extrém nagy sávszélesség a gyakorlatban nem lehetséges az egyéb (elsősorban polarizációs modus diszperzió) hatások miatt.

5. Összefoglalás

Egymódusú szálakra általános modulációs sávszélességformulát adtunk meg. Bevezettünk egy rendszerparamétert, amely a kromatikus diszperziós együtthatót, az optikai forrás vonalszélességét és a kábel hosszát tartalmazza. Ebből a vonalszélességre vonatkoztatott AM modulációs sávszélesség meghatározható.

Köszönetnyilvánítás

Köszönetemet fejezem ki Paksy Géza szerkesztő úrnak a gondolatébresztő megbeszélésekért.

Irodalom

[1] D. Marcuse,
„Pulse distortion in single mode fibers”,
Appl. Opt., Vol. 19., 1980.
pp.1653–1660.
[2] J. Capmany, A. Martínez, B. Ortega, D. Pastor,
„Transfer function of analog fiber-optic systems driven by Fabry-Perot lasers”,
Journal Opt. Soc. Am. B., Vol. 22., 2005.
pp.2099–2106.
[3] Gy. Veszely, „Transfer function of analog fiber-optic systems driven by Fabry-Perot lasers: comment”,
Journal Opt. Soc. Am. B., Vol. 23., 2006.
p.2018.
[4] W. van Etten, J. van der Plaats,
Fundamentals of Optical Fiber Communications,
Prentice-Hall, 1991.

Hírek

A **Magyar Telekom** üzleti stratégiájának szerves részévé vált az internettechnológiára és a szélessávra épülő szolgáltatások bővítése. A vállalat az IP-gerinchálózatának megújítása keretében **két Cisco CRS-1 típusú terabitroutert helyezett üzembe,** amelyek lehetővé teszik a hálózat megbízhatóságának jelentős növelését és a jövőben jelentkező kapacitásigények kiszolgálását. Az innovatív Cisco-eszközök fordulópontot jelentenek a cég technológiai fejlesztésében. Az egyedülálló router- és transzporttechnológiát a Magyar Telekom elsőként alkalmazza Magyarországon. A Cisco IP NGN (Cisco IP Next Generation Network, új generációs IP-hálózat) architektúrájának bevezetésével lehetőség nyílik az interneten túlmutató alkalmazások kiszolgálására és a távközlési infrastruktúra megújítására, az alkalmazások és előfizetők egyedi kezelésén alapuló szolgáltatások fejlesztésére és bevezetésére. Az IP NGN struktúra nyitott platformot kínál a szolgáltatások differenciálására: a videón/IPTV-n kívül integrált médiaszolgáltatások és értéknövelt szolgáltatások (pl. VoIP, interaktív játékok, a digitális tartalomhoz való hozzáférés: fénykép-könyvtár, on-demand filmek) is elérhetővé válnak. Mindemellett a vállalati felhasználók részéről egyre nő az igény még nagyobb rendelkezésre állást nyújtó virtuális magánhálózatok iránt (IP VPN), amelyek biztosítása csak az olyan kiesés nélküli működést garantáló – azaz működés közben frissíthető és szervizelhető – készülékekkel valósítható meg, mint a CRS-1.

Az **Oracle új világrekordot jelentett be** az SAP szabványos, kétrétegű értékesítési és disztribúciós (Sales and Distribution, SD) alkalmazás-sebességpróbáján négy- és nyolcprocesszoros hardverplatformokon az SAP ERP 2005 alkalmazással. Az új csúcs jól érzékelteti az Oracle IBM platformokon megvalósítandó nagy teljesítmény és méretezhetőség érdekében végzett munkáját. Az IBM p 570-es két kétmagos, 4,7 GHz órajelű POWER6 processzorral szerelt rendszeren működő AIX 5L 5.3 és SAP ERP 2005 platformon az Oracle Database 10g 2. változata 2035 felhasználót szolgált ki az SAP SD sebességpróbán, és ezzel világrekordot állított be a négymagos konfigurációk között. A 10g egy második világrekordot is felállított, nevezetesen hasonló hardverrendszernél nyolcmagos konfiguráció esetén 4010 felhasználót szolgált ki az SAP SD-sebességpróbán. Ezen eredmények azt bizonyítják, hogy az Oracle Database 10g adatbázis-kezelő 2. változata a konfiguráció magjainak növelésével kiváló lineáris méretezhetőséget biztosít. Emellett a teszteredmények megerősítették a 10g eddig is meglévő elsőségét a teljesítmény és a méretezhetőség tekintetében, különös tekintettel az SAP alkalmazásokra, az IBM hardverrendszere pedig ismét bizonyította kiválóságát.

Félvezetős optikai erősítő-modulátor linearitás és chirp vizsgálata

GERHÁTNÉ UDVARY ESZTER

BME Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék
udvary@mht.bme.hu

Lektorált

Kulcsszavak: amplitudó és fázismoduláció, chirp, nemlinearitás, félvezető optikai erősítő, segédvivő multiplexálás

A cikk ismerteti a félvezetős optikai erősítők (Semiconductor Optical Amplifier – SOA) működésének alapjait, áttekinti a SOA többfunkciós eszközként, modulátorként való alkalmazási lehetőségeit segédvivős optikai rendszerekben (SubCarrier Multiplexed – SCM). Kiemelten foglalkozik a hőmérsékletnek és az optikai reflexiónak az eszköz linearitására gyakorolt hatásával. Numerikus szimuláció és mérési eredmények segítségével megmutatja, hogy az eszköz az SCM rendszerek számára elfogadható szintű nemlineáris torzítással rendelkezik. Végezetül javaslatot tesz a modulátorban fellépő chirp csökkentésére. Mindez körültekintő munkapont és működési paraméterválasztást igényel.

1. Bevezetés

Segédvivős optikai átvitel esetén olyan elektromos jelet viszünk át optikai csatornán, amely egy vagy több modulált vivőt tartalmaz. Ezek a vivők általában a mikrohullámú tartományba esnek, mert vagy kisugárzásra kerülnek az optikai vételi oldalon, vagy rádiócsatornán vett jel továbbítása a feladat. Olyan rendszer is létezik, amely egyszerre alkalmaz segédvivőket és alapsávi jelátvitelt.

Az irodalom számos rendszerben javasolja optikai átvitel használatát mikrohullámú vagy milliméter hullámú rádiójelek szétosztására, illetve továbbítására. Ilyen elven működik a kábeltévé-rendszerek elosztó hálózata. Tipikus alkalmazás a távoli antennák táplálása, mikor a jelforrás nem helyezhető el az antenna közelében és a nagy frekvenciájú jelet kis veszteséggel kell az antennához juttatni. SCM-et használnak a kisméretű cellákkal dolgozó, esetleg mobil, rádiós rendszerek, ahol az egyes cellákba több rádiócsatorna jelét kell eljuttatni.

A fibre-radio rendszerekben az optikai szálon keresztül továbbítva a jelet szélessávú szolgáltatást nyújthatunk a milliméter sávú pikocellákban. Az optikai út nagy sávszélessége lehetővé teszi a rádiócsatornák változtatás nélküli átvitelét, azaz a rádiócsatornák vivő frekvenciái segédvivőként szerepelnek az optikai átviteli rendszerben, így nincs szükség frekvenciakonverzióra vagy multiplexálási/demultiplexálási feladatokra. A jelfeldolgozási feladatokat központosítani lehet, amely egyszerűsíti a cellák telepítését és fizikailag kisebb, kevesebb karbantartást igénylő állomásokat eredményez. Ugyanakkor a flexibilitás is biztosított, hiszen az adatforgalomnak megfelelően a segédvivők száma és frekvenciája könnyedén módosítható. Segédvivős és alapsávi jelet is használnak például a segédvivős fejléccel ellátott csomagkapcsolt optikai rendszerek.

Az ilyen rendszerekben szükséges komplex optikai áramkörök tervezése összetett feladat, amelyet egyszerűsíthet a sokfunkciós struktúrák alkalmazása, hiszen nagyszámú speciális komponenst lehet egyetlen többcélú eszközzel kiváltani. Csökken a diszkrét komponensek száma, kisebb a helyigény, kevésbé komplikált lesz a rendszer, csökken az ár, nő a megbízhatóság. Ugyanakkor gyakran kell kompromisszumot kötni a különböző feladatok szempontjából. A többfunkciós eszköz paraméterei rosszabbak, mint a specifikus komponensek által nyújtott értékek. A paraméterromlást minimalizálni kell, ehhez pedig fontos a lehetséges eszközök vizsgálata.

2. Félvezetős optikai erősítő

A SOA nagyon hasonlít egy félvezetős lézerre, azzal a különbséggel, hogy nincs optikai üreg, azaz nincs, vagy elhanyagolható az optikai reflexió értéke. Tehát a SOA egy félvezető alapú, kis méretű, kis energiafogyasztású, elektromos árammal meghajtott elem, amely nagy optikai sávszélességgel rendelkezik. A félvezető technika széles választási lehetőséget biztosít a működési hullámhossz szempontjából (csak az aktív réteg anyagösszetételét kell megfelelően megválasztani), viszonylag olcsó eszköz előállítását teszi lehetővé és könnyű integrálhatóságot jelent egyéb aktív vagy passzív optikai eszközökkel, amely még összetettebb feladatok ellátását biztosíthatja.

A SOA alapfeladata a bemenetére érkező legyengült optikai jel közvetlenül optikai tartományban történő erősítése az aktív rétegben domináló indukált emisszió következtében. A működés során fellépő abszorpció veszteségként, míg a spontán emisszió vezetett hányada zajként jelentkezik. Működése a félvezető lézerekhez hasonlóan többmódusú rate egyenletekkel írható le. A SOA-ban nincs optikai üreg, így a teljes szabad töltéshordozó-sűrűség nem állandó értékű (ami a félvezető lézerek esetén igaz feltétel), hanem időben és térben változik az eszköz belsejében. A fotonsűrűség egyenletében pedig megjelenik a bemeneti optikai jelet leíró tag.

Ha a SOA előfeszítő áramának értékét moduláljuk, akkor az áram változásával arányosan változik az aktív

réteg töltéshordozó sűrűsége, az anyag optikai erősítési együtthatója, tehát az eszköz erősítése [1]. Kisjelű árammodulációt feltételezve a töltéshordozók és fotonok száma szintén időfüggő és követi az áram változását, tartalmazza a modulációs jelet [2]. Az eszköz az előfeszítő áram egyenáramú komponensének megfelelően erősíti a folytonosan belépő optikai jelet és hozzáad egy intenzitásmodulált komponenst, amelyből később egy fotodetektorral visszanyerhetjük az információt.

A SOA-modulátor a többi külső modulátorral összehasonlítva alacsony modulációs teljesítményt igényel, a detektált elektromos jel teljesítménye magas a SOA erősítése miatt (ellentétben a többi modulátor típussal, ahol jelentős beiktatási csillapítással kell számolni). Gyors válaszidővel rendelkező eszköz, így az elektromos áramkörök limitálják a modulációs sebességet. Ugyanakkor jelentős zajtöbbletet ad a rendszerhez és összetett, alkalmazásfüggő, alapos körültekintést igénylő a működési paraméterek megválasztása [3].

A félvezetős optikai erősítők jól alkalmazhatóak a bevezetésben tárgyalt SCM rendszerekben, olyan többfunkciós eszközként, amely kompenzálja az optikai veszteséget és új segédvivős csatornát ad a rendszerhez, azaz „branching" feladatokat lát el. Kisméretű, összetett, kedvező árú rádiós ismétlő valósítható meg vele a jel szétosztására [4]. Hasonló feladatot lát el Fiber-to-the-Home rendszerekben, ahol a felhasználónak szintén egyszerű optikai egységet kell biztosítani [5].

A kompakt SOA-modulátor képes megoldani az optikai segédvivős címke újraírásának problémáját is csomagkapcsolt optikai rendszerekben. Ekkor a hullámhossz-átalakítást és a teljesen optikai tartományban történő regenerálást végző keresztfázis moduláción alapuló (Cross-Phase Modulation – XPM) SOA-t tartalmazó aktív Mach-Zehnder interferométer egyik (vagy mindkét) ágában található SOA áram modulációját használjuk az új címke hozzáadására [6].

3. Linearitási vizsgálatok

SCM hálózatokban több elektromos segédvivő található az optikai vivőn, ilyen esetekben a segédvivők közti áthallás és a zaj növekedés határozza meg az átviteli rendszer romlását [7].

A segédvivős optikai átvitel egyik legkényesebb pontja a linearitás. Minden elem okoz valamilyen szintű torzítást, de a hagyományosan használt elektro-optikai modulátor linearitása sokkal rosszabb, mint a fotodiódáé és az üvegszálé. Tehát a SOA-modulátor alkalmazása javíthat a rendszeren.

A gyakorlat számára a másod- és harmadrendű tagok által keltett torzítási termékek a fontosak. A másodrendű torzítás következtében az alapsáv felkeveredik minden segédvivőre, illetve bármely két segédvivő jele lekeveredik a különbségi frekvenciára. A harmadrendű torzítás sávon belüli intermodulációs termékeket állít elő, ráadásul ezek a termékek egyenletes csatornakiosztásnál a szomszédos csatornák frekvenciájára esnek.

Szimulációs eredmények

A SOA viselkedését csatolt parciális differenciálegyenletekkel lehet leírni. A helyfüggő rate-egyenlet numerikus megoldása adja a töltéshordozó sűrűséget, míg a hullámegyenlet írja le a terjedő elektromágneses mezőnek az erősítőn belüli növekedését.

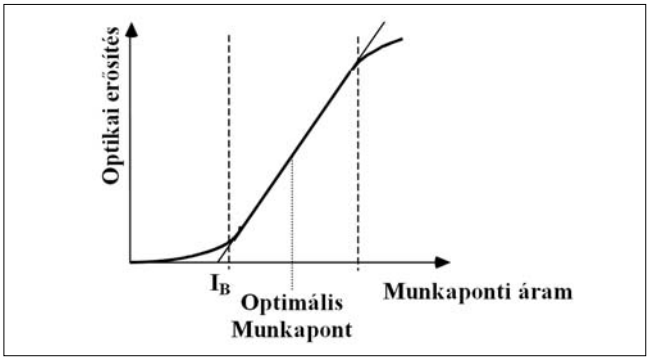
A linearitási vizsgálatok során a modellben nemlineáris töltéshordozó rekombinációs arányt vettem figyelembe.

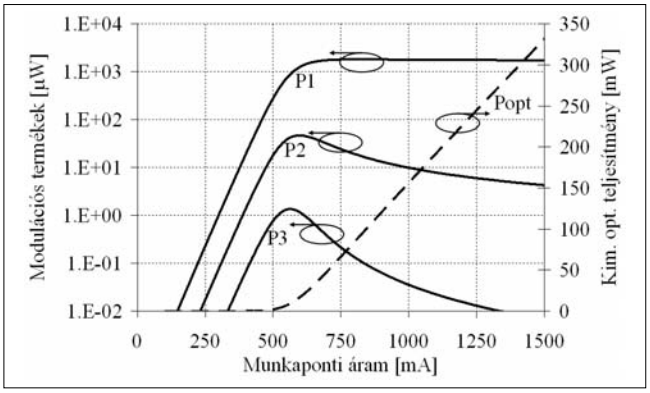
$$R(N) = A \cdot N + B \cdot N^2 + C \cdot N^3 \qquad (1)$$

ahol *A, B, C* nem sugárzásos, sugárzásos és Auger-rekombinációs arány, *N* pedig a töltéshordozó sűrűség.

Kétféle nemlineáris torzítási mechanizmust különíthetünk el [8]. A statikus torzítást az erősítő folytonos kimeneti optikai teljesítmény-előfeszítő áram karakterisztikájának nemlinearitása okozza. A dinamikus torzítás oka pedig a töltéshordozó sűrűségmodulációja. A statikus, nemlineáris torzítás értékét közvetlenül a kimeneti optikai teljesítmény-előfeszítő áram görbéből számíthatjuk [9]. A fő cél a görbe széles tartományban lineáris szakaszának kiválasztása, ennek a tartománynak a közepére kell elhelyezni a munkapontot *(1. ábra)*.

1. ábra
Az optimális munkapont meghatározása





2. ábra A modulációs tagok és az erősítési görbe

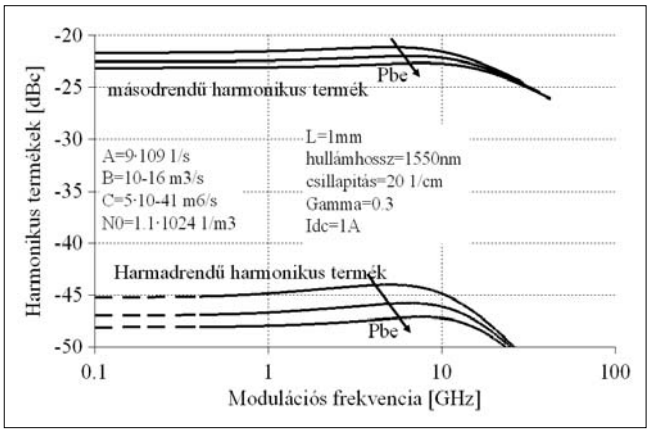
Amennyiben megfelelően választjuk ki a munkapont helyét, akkor a statikus nemlinearitás miatti torzítási termék alacsonyabb szintű lesz, mint a dinamikus torzítási termék. A dinamikus torzítási termékek szintjét az ismertetett, csatolt differenciálegyenleteken alapuló modell segítségével számítottuk ki.

A *2. ábra* az optikai egyenteljesítményt (Pdc, szaggatott vonal), a modulációs tagot (P1), a másodrendű fel-

harmonikust (P2) és a harmadrendű felharmonikust (P3) mutatja az eszköz előfeszítő áramának függvényében. Jól látható, hogy a küszöbáram közelében, az erősítési tartomány kezdetén a modulátor viselkedése erősen nemlineáris. Az előfeszítés növelésével a modulációs tartalom egy idő után nem növekszik, míg a harmonikusok szintje jelentősen csökken.

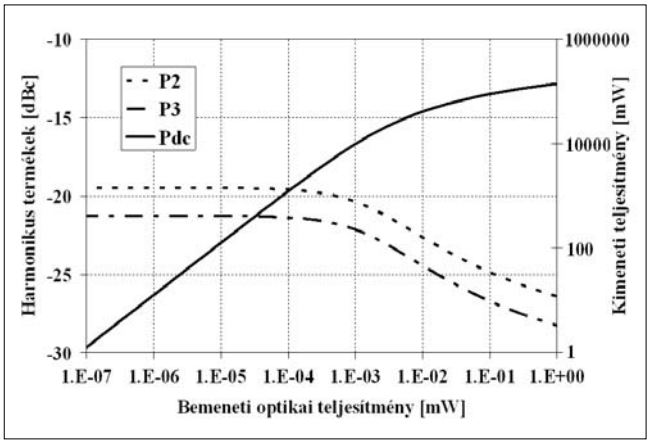
A harmonikusok frekvenciamenete látható a *3. ábrán*. Kis bemeneti optikai teljesítmények nem befolyásolják a torzítás szintjét. Amennyiben azonban az optikai jel szintje elegendően nagy ahhoz, hogy a telítési hatás jelentkezzen, a dinamikus torzítás csökken. Ekkor a modulációs tartalom is csökken, de a felharmonikusok szintjének csökkenése nagyobb mértékű.

3. ábra
Felharmónikusok a frekvencia és a bemeneti optikai teljesítmény függvényében



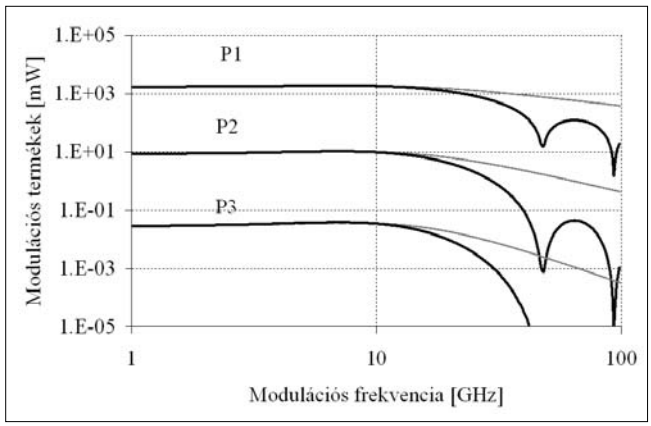
Az optikai teljesítmény hatása jobban követhető a *4. ábrán*. Az eredmények azt mutatják, hogy a telítési tartományban lineárisabb működésű modulátor valósítható meg, de a modulációs index értéke kisebb lesz.

4. ábra Telítés hatása a harmonikus termékek szintjére



Az eddig bemutatott vizsgálatok során feltételeztük, hogy az optikai és a moduláló mikrohullámú jel sebessége tökéletes illesztésben van. A következő modell egy valóságosabb szituációt vesz figyelembe, amikor a moduláló elektromos jel terjedési sebessége eltér az optikai jel sebességétől. Ezt a jelenséget általában félvezető lézerek modulációjának vizsgálatakor el szokták hanyagolni, de a SOA modulátor nem tekinthető koncentrált elemnek, mert hossza összehasonlítható a moduláló jel hullámhosszával. A szakirodalom [10] alapján azt mondhatjuk, hogy az 5-40 GHz-es tartományban a mikrohullámú jel terjedési sebessége 8-12%-a a fény vákuumbeli terjedési sebességének. Tehát a mikrohullámú jel törésmutatója (n_μ) a 14.3-8.3 tartományba esik.

Az *5. ábra* tipikus sebességkülönbség (n_μ=10) esetén mutatja az eltérést az illesztett esethez képest.



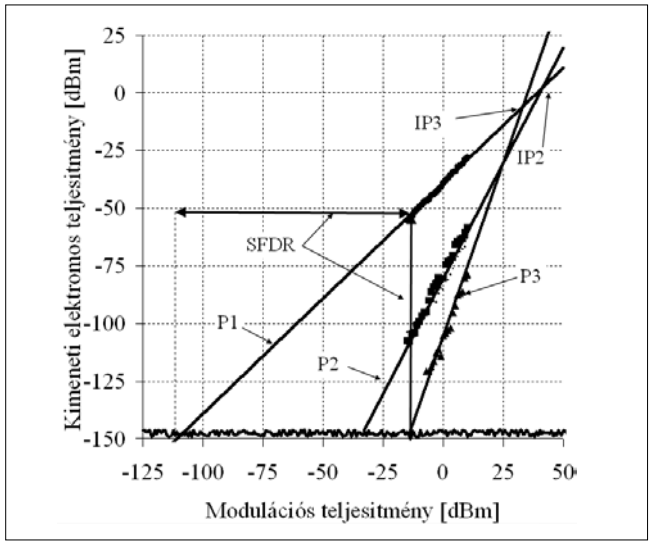
5. ábra
Az optikai és mikrohullámú jel sebességeltérésének hatása

Mérési eredmények

Az intermodulációs termékek vizsgálatát kétjeles méréssel végeztük. Ekkor a SOA-modulátorra két mikrohullámú moduláló jel összege került. A kimeneti jel az alapharmónikusának (P1), a másodrendű (P2) és a harmadrendű (P3) keverési termékeknek a teljesítményét és a zajszintet (P_{noise}) vizsgáltuk. Ez függ az előfeszítéstől, a hőmérséklet értékétől, a lézer és a SOA felépítésétől, az optikai reflexiótól stb.

A *6. ábra* alapján a mért eredményekből a (2) képletek segítségével megállapítható a spurious free dynamic range (SFDR), a másodrendű (IP2) és a harmadrendű metszéspont (IP3).

6. ábra SFDR, IP2, IP3 meghatározása

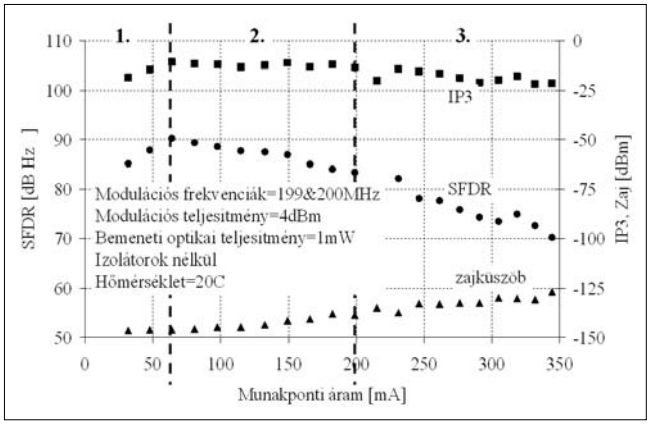


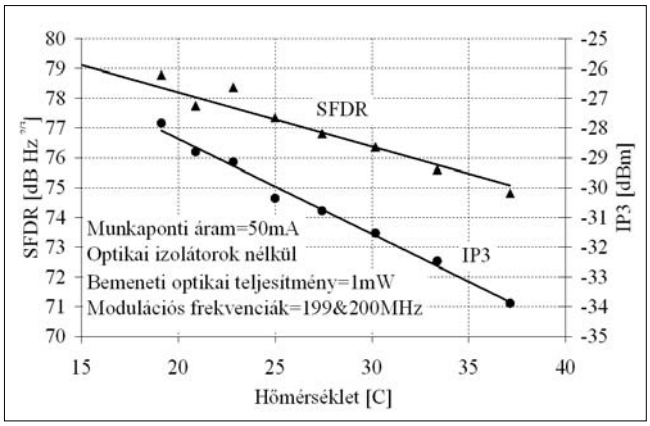
$$SFDR = \frac{P_{in}(P_3 = noise)}{P_{in}(P_1 = noise)} = \frac{P_1(P_3 = noise)}{P_{noise}}$$
$$IP2[dBm] = 2 \cdot P_1[dBm] - P_2[dBm]$$
$$IP3[dBm] = \frac{1}{2} \cdot \left(3 \cdot P_1[dBm] - P_3[dBm]\right) \quad (2)$$
$$SFDR[dB] = \frac{2}{3} \cdot \left(IP3[dBm] - P_{noise}[dBm]\right)$$

A lineáris működési tartományban a SOA modulátor által létrehozott zaj dominál a rendszerben. Az intermodulációs termékek magas modulációs index vagy nagy optikai teljesítményszintek esetén emelkednek ki a zajból. Ugyanakkor az eszköz az általános optikai hálózatok előírásának megfelelő SFDR-t biztosít (>90 dB) a nemlineáris tartományában is.

A *7. ábra* a SOA előfeszítésének hatását mutatja. Az eredményekből jól látszik, hogy az első tartományban erősen nemlineáris az eszköz, az előfeszítő áram növelésével javul az IP3 és az SFDR értéke is. A második szakaszban a modulációs és torzítási termékek értéke nem változik jelentősen, viszont a zajszint növekszik, így a SFDR is romlik. A harmadik szakaszban már nem csak a zaj, hanem a nemlinearitás szintje is nő, ekkor a SFDR romlása is gyorsul.

7. ábra
SOA modulátor nemlineáris tulajdonságai a munkapont függvényében



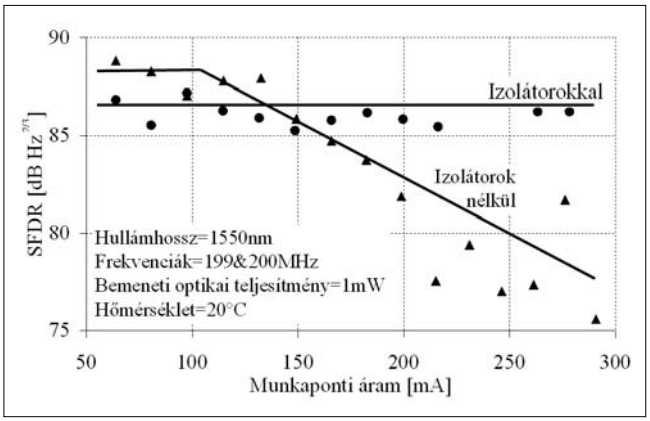


8. ábra Nemlinearitás hőmérsékletfüggése

A SOA-modulátor linearitásának szintje romlik a hőmérséklet növekedésével, hiszen mint minden félvezető alapú eszköz, a SOA működése is erősen hőmérsékletfüggő. A *8. ábrán* bemutatott mérési eredményből látható, hogy ez a hőfokfüggés igen jelentős, tehát hőmérséklet stabilizálásra van szükség.

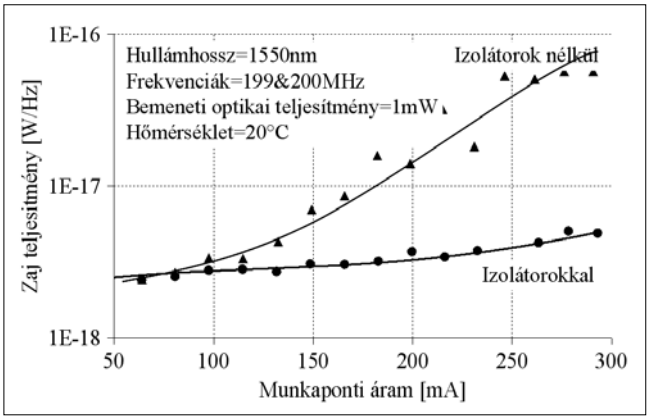
A zaj és a nemlinearitás hatása erősebben jelentkezik erős optikai reflexió esetén, azaz optikai izolátorok alkalmazása nélkül. A rendszer instabilabb nagy optikai reflexiók esetén, ekkor az előfeszítés függvényében megfigyelhető SFDR romlás nagyobb szintű *(9. ábra)*.

9. ábra Nemlinearitás reflexiótól való függése

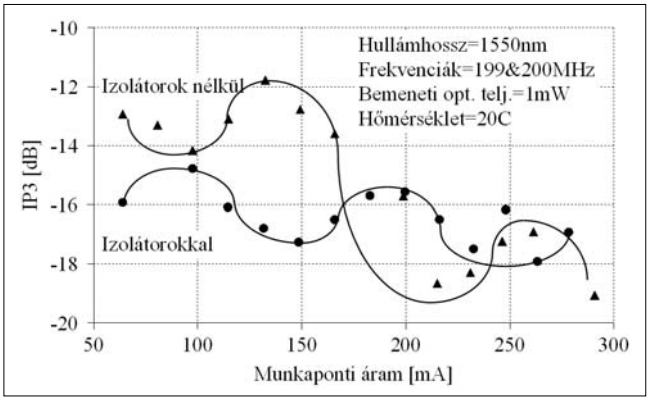


Az SFDR változása két hatásra vezethető vissza. Egyrészt az eszköz zaja jelentősen megnövekszik az optikai reflexió hatására *(10. ábra)*, másrészt a nemlineáris termékek szintjének ingadozása is jelentősebb mértékű *(11. ábra)*.

10. ábra Zajszint reflexiótól való függése



11. ábra Nemlinearitás reflexiótól való függése



4. Chirp vizsgálat

A frekvencia chirp az optikai jel pillanatnyi ferkvenciájának nemkívánatos változása, melyet a félvezető eszközök áramának modulációja okoz. A félvezetős lézerek esetén jól ismert jelenség, hogy a töltéshordozó sűrűségváltozása megváltoztatja az üreg adottságait, az aktív réteg törésmutatójának értékét, így a létrejövő módusok frekvenciáját módosítja. SOA modulátor esetében az előfeszítő áram fluktuációja a töltéshordozó sűrűség (azaz a törésmutató) értékét változtatja, ez pedig az erősítőben terjedő optikai jel sebességének változását okozza.

A jelenség leírására a chirp paramétert (Linewidth Enhancement Factor – LEF, Henry-faktor, α faktor) használjuk, amely azt mutatja meg, hogy egy adott amplitúdó-moduláció (AM) mekkora fázis-modulációt (PM) eredményez. Az eredeti definíció szerint ez nem más, mint a törésmutató valós és képzetes részének hányadosa [11].

Kisjelű szinuszos moduláció esetén, állandó töltéshordozó-sűrűségváltozást feltételezve, ideális haladó hullámú erősítő esetén (a határfelületek reflexióját elhanyagoljuk) a relatív amplitúdómoduláció értéke független lesz LEF-től, míg a fázismoduláció arányos LEF értékével. Az amplitúdó és fázismoduláció aránya pedig LEF/2 [12].

$$AM = \frac{\Delta G}{G} = \frac{dg}{dN} \cdot L \cdot \Delta N$$
$$PM = \Delta\Phi = -\frac{dk}{dN} \cdot L \cdot \Delta N = \frac{LEF}{2} \cdot \frac{dg}{dN} \cdot L \cdot \Delta N \qquad (3)$$
$$LEF = -2 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_{in}} \cdot \left(\frac{dn}{dN}\right) \Big/ \left(\frac{dg}{dN}\right)$$

ahol G az optikai erősítés, ΔG az optikai erősítés változásának amplitúdója, $\Delta\Phi$ a kimeneti jel fázisának változása, L az eszköz hossza, g az erősítési tényező, k a hullámszám, N a töltéshordozó-sűrűség, ΔN a töltéshordozó-sűrűség változása, n a törésmutató, λ_{in} a belépő optikai jel hullámhossza.

Az irodalomban található mérési eredmények azt mutatják, hogy LEF nem állandó, hanem az előfeszítő áram, a hullámhossz és a bemeneti optikai teljesítmény függvényében változik. A SOA hosszában végbemenő teljes fázisváltozás kiszámításához figyelembe kell venni LEF hosszanti változását. Ehhez az eszköz hosszát számos rövid szekcióra kell osztani, amelyeken belül teljesül az állandó működési paraméterek feltétele. A teljes amplitúdó és fázismoduláció értékét pedig a szekciókban fellépő hatások összegzésével kapjuk.

Telítetlen esetben LEF értéke GaAs és GaInAsP hagyományosan használt félvezető anyagoknál 2 és 7 között van. Mindez kvantumvölgyes struktúráknál 1.5 és 2 közötti értékű [13].

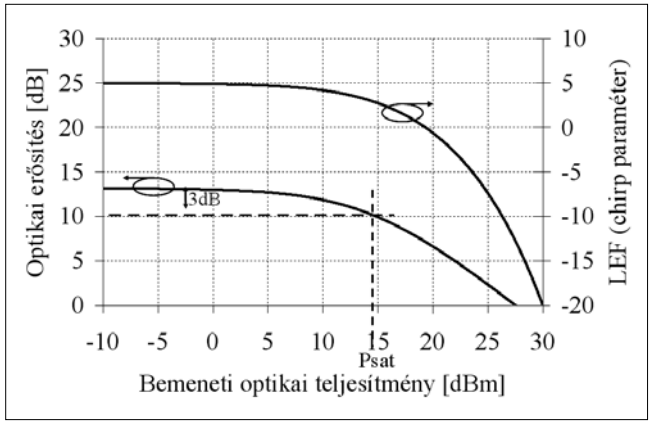
Azonban ha a bementi optikai teljesítmény növekszik, akkor csökken az aktív rétegben található töltéshordozók száma. Telítéses esetben a tényleges LEF értéke a telítésmentes LEF (LEF_{unsat}) segítségével számítható (4):

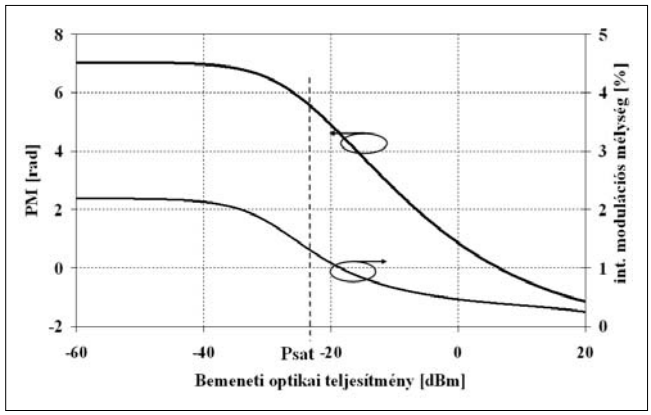
$$LEF = LEF_{unsat} \cdot \frac{dG}{dP_{out}} = LEF_{unsat} \cdot \frac{dG / dP_{in}}{1 + (dP_{out} / dP_{in})}$$

Ennek következtében a chirp paraméter, amely pozitív értékű fényforrások és telítetlen SOA esetén, a telítési tartományban negatív lesz [14].

A *12. ábra* az optikai erősítés és a LEF értékének változását ábrázolja. Telítés hatására a LEF gyors ütemben negatív értékűre változik.

12. ábra
Az optikai erősítés és a chirp paraméter az optikai teljesítmény függvényében





13. ábra Fázismoduláció és intenzitásmoduláció

A *13. ábra* szemlélteti az amplitúdó és fázismoduláció változását az optikai teljesítmény függvényében. A szimulációs eredmény alapján elmondhatjuk, hogy a SOA paramétereinek megválasztásával találhatunk olyan működési pontot, ahol a nemkívánatos fázismoduláció eltűnik, illetve értéke egy előírt küszöb alatt marad. Ekkor az intenzitásmoduláció értéke is csökken, tehát a gyakorlatban az adott alkalmazásban előírt szint alá kell csökkenteni a PM értékét és közel tiszta AM valósítható meg.

5. Összefoglalás

A cikkben bemutatott elméleti és mérési eredmények igazolják, hogy a SOA megfelelő linearitással rendelkezik és a kimenetén megjelenő frekvencia chirp szintje minimalizálható.

A szimulációk során nemlineáris töltéshordozó rekombinációs arányt alkalmazva megvizsgálhatjuk a modulációs és harmonikus termékek frekvenciafüggését, illetve az előfeszítő áram és a bemeneti optikai teljesítmény hatását. A modell képes figyelembe venni a fény és a moduláló elektromos jel eltérő terjedési sebességét, amely hatás lecsökkenti a modulációs sávszélességek. A bemutatott mérési eredmények igazolják, hogy a dinamikatartomány érzékeny a hőmérsékletre és optikai reflexióra.

A telítési hatás miatt a bemeneti optikai teljesítményt növelve csökken a modulációs hatásfok, de javul a linearitás szintje. Telítés esetén csökken a nemkívánatos fázismoduláció szintje is, mert a chirp-paraméter értéke is csökken, illetve negatív értékek felé tart.

Az eszköz optimális működési paramétereit körültekintően, az adott alkalmazás igényeit figyelembe véve kell megválasztani. Ilyen körülmények között a SOA megfelelő hatásfokkal alkalmazható külső modulátorként az optikai távközlésben használt SCM rendszerekben.

Irodalom

[1] J. Mork, A. Mecozzi, G. Eisentein,
The modulation response of
a Semiconductor Laser Amplifier,
IEEE J. on Selected Topics in Quantum Electronics,
Vol. 5., No.3, May/June 1999, pp.851–860.

[2] M. J. Connelly,
Wideband Semiconductor Optical Amplifier Steady-State Numerical Model,
IEEE Journal of Quantum Electronics,
March 2001, pp.439–447.

[3] Gerhátné Udvary Eszter,
Félvezető optikai erősítők alkalmazása segédvivős optikai hálózatokban,
PKI Napok, 2004. november 29-30., pp.173–184.

[4] E. Udvary, T. Berceli,
Branching Function by Semiconductor Optical Amplifier in Subcarrier Multiplexed Optical Systems,
MICROCOLL'03, Budapest, 10-11. September 2003.

[5] J. Prat, C. Arellano, V. Polo, C. Bock,
Optical Network Unit Based on a Bidirectional Reflective Semiconductor Optical Amplifier for Fiber-to-the-Home Networks,
IEEE Photonics Technology Letters,
Vol. 17., No.1, 2005., pp.250–252.

[6] E. Udvary, T. Berceli,
Optical subcarrier label swapping by semiconductor optical amplifiers,
Journal of Lightwave Technology,
Vol. 21., No.12, 2003., pp.3221–3225.

[7] T. Marozsák, E. Udvary, T. Berceli,
Transmission Characteristics of All Semiconductor Fiber OpticLinks Carrying Microwave Channels,
30th EuMC, Paris, France, 3-5 October 2000,
Vol. 2., pp.52–55.

[8] M. A. Ali, G. Metivier,
Performance Analysis of Multichannel 16/64-QAM CATV Distribution Network Using Semiconductor Optical Amplifier,
IEEE Photon. Tech. Letters, May 1997, pp.690–692.

[9] R. Olshansky, V. Lanzisera, P. Hill,
Subcarrier Multiplexed Lightwave Systems for Broadband Distribution,
Journal of Lightwave Techn., 1989, pp.1329–1342.

[10] D. Tauber.et al.,
Distributed Microwave Effects
in High Speed Semiconductor Lasers,
IEEE MTT-S Intern. Microwave Symposium Digest,
1994, pp.49–51.

[11] L. Occhi, L. Schares, G. Guekos,
Phase Modeling Based on the α Factor
in Bulk Semiconductor Optical Amplifiers,
IEEE J. of Selected Topics in Quantum Electronics,
2003, pp.788–797.

[12] L. Gillner,
Modulation properties of a near travelling-wave semiconductor laser amplifier,
Optoelectrics, October 1992, pp.331–338.

[13] F. Koyama, K. Iga,
Frequency chirping in external modulators,
IEEE J. of Lightwave Technology,
January 1988.

[14] Transmission Performance of Chirp-Controlled Signal by Using Semiconductor Optical Amplifier,
IEEE Journal of Lightwave Technology,
August 2000, pp.1069–1077.

Ütközésfeloldási stratégiák modellezése optikai hálózati kapcsolókban

KOZLOVSZKY MIKLÓS, BERCELI TIBOR

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, OMT Laboratórium
m.kozlovszky@ieee.org, berceli@mht.bme.hu

Lektorált

Kulcsszavak: OPS, FDL, teljesítménymodell, szimulátor

Optikai csomagkapcsolást (OPS) végző teljesen optikai kapcsolók esetében komoly problémát jelent az azonos kimenetekre irányuló csomagütközések számának minimalizálása. Az ütközések feloldására több alternatív megoldás alkalmazható, melyek közül cikkünkben részletesen elsősorban az idő tartományban adódó lehetőségeket tekintjük át. A cikk bemutatja a kialakított – optikai késleltetőkből felépített – puffer struktúrákat, illetve azok analitikai modelljeit, melyek teljesítményjellemzőit szimulációkkal megvizsgáltuk. Ezt követően bemutatásra kerül a szimulációkhoz kifejlesztett – az OMNET++ diszkrét-esemény-szimulátor keretrendszeren alapuló – NSOSS optikai kapcsoló modul, majd beszámolunk a különböző konfigurációkon végzett méréseink eredményeiről, illetve az ezekből származtatott egyenletekről.

1. Bevezetés

Az optikai csomagkapcsolás (OPS) működése hasonló a hagyományos (elektromos jelekkel üzemelő) már megvalósított csomagkapcsolással.

Az optikai csomagkapcsolt hálózatok működésüket tekintve lehetnek réselt (konstans csomagméretű) vagy nem réselt (változó csomagméretű) hálózatok. Cikkünkben a konstans csomagméretű megoldásokat vizsgáljuk. Optikai csomagkapcsolással elméletileg legalább két nagyságrendnyi kapacitásnövekedést lehet elérni, ellentétben a hagyományos elektromos jeleket továbbító megoldásokkal.

Az elérhető jelentős növekedés több okra vezethető vissza:

1. A teljesen optikai hálózatok optikai elemeiben napjaink gyakorlatával szemben nem kerül sor optikai-elektromos-optikai (O-E-O) jelkonverzióra. A csomag a hálózat teljes hosszában optikai jel formájában halad át, emiatt a gyakori jelkonverzió okozta **ms** nagyságrendű késleltetések elkerülhetők.
2. OPS alkalmazása esetén a beérkező adatforgalom multiplexálása miatt nagyobb hálózati kihasználtságot lehet elérni a jelenleg elterjedten használt optikai vonalkapcsolt, illetve Optical Burst Switching (OBS) alapú megoldásokkal szemben.

A megnövekedett hatékonyságnak a nyilvánvaló számos előny mellett azonban ára van, ugyanis megjelenik a csomagkapcsolt hálózatok esetében jól ismert csomagütközési probléma. Ütközésnek a szakirodalomban azt a jelenséget nevezzük, amikor két csomag ugyanazon az útvonalon (port/hullámhossz) próbálna egyszerre áthaladni, ami ilyen esetben a fizikai jelek torzulását jelentené. Cikkünkben a „port” szót használjuk a hálózati csatlakozók általános fogalmi megnevezésére. Ütközésfeloldás optikai jelek esetében történhet az alábbi módokon:

- hely/port szinten: terhelés átirányítása kevésbé terhelt útvonalra [1]
- hullámhossz tartományban: átirányítás kevésbé terhelt hullámhosszra, azonos porton
- időtartományban: a csomag ideiglenes várakoztatása az ütközés feloldódásáig.

Az optikai jeltárolás jelenlegi technológiai szintünkön meglehetősen költséges és nehezen kivitelezhető. Az optikai jel terjedési sebességét jelenleg csak szűk tartományban lehet befolyásolni, és az optikai RAM-ok hiánya is komoly problémát jelent.

A kísérleti stádiumban lévő jelterjedést lassító megoldások néhányszor 10 **ns** időtartományt, valamint maximum néhány bit mennyiségű optikai jelnek megfelelő adatot tudnak kezelni [2-5]. A jelenlegi hálózatokban viszont általánosságban 1500 bájtos csomagok, illetve 250-300 **ns** időtartományú késleltetésekre lenne szükség, ami nagyságrendekkel meghaladná a jelenlegi hálózatok és technológiák segítségével elérhető maximális értékeket.

A napjainkban használt közepes és nagy optikai csomagméretek kezelését optikai késleltető vonalak (FDL/ODL) segítségével lehet megvalósítani. Az optikai késleltető vonalak/üvegszálhurkos megoldások úgy működnek, hogy a „tárolás” ideje alatt egy kellően méretezett szálkötegben utaztatják a tárolandó csomagot. A tárolási idő az üvegszálhurok hosszával szabályozható, amely nyilvánvalóan igen helyigényes megoldást jelent a fény haladási sebességéből adódóan. Ezen egységek optimális méretezése, illetve az ezekből építhető késleltető struktúrák vizsgálata elengedhetetlen a nagysebességű, teljesen optikai (40-100 GB) DWDM rendszerek kapcsolóinak tervezésénél, melyhez az általunk készített OMNET++ [6] keretrendszeren alapuló NSOSS szimulátor a tervezés és a méretezés munkafázisaihoz jól használható adatokat biztosít.

A megvalósított aszinkron optikai kapcsoló szimulátor (NSOSS – Non-Synchronized Optical Switch Simulator)

modellezi a többportos/több hullámhosszal rendelkező DWDM kapcsoló modul működése során keletkező ütközési eseményeket, valamint a változtatható szimulációs paraméterek segítségével pontos képet nyújt a kapcsolórendszer teljesítményéről és a különböző FDL struktúrák működési sajátosságairól, valamint kihasználtságáról.

Cikkünk első részében részletesen bemutatjuk a megvizsgált tároló struktúrákat, valamint a létrehozott NSOSS szimulátort. Ezt követően bemutatjuk az NSOSS-ben különböző konfigurációkon végzett méréseink eredményeit, illetve az ezekből származtatott egyenleteket, majd cikkünk végén levonjuk a végkövetkeztetéseket.

2. Ütközésfeloldási stratégiák

2.1. Puffer struktúra modellek

A komplex, FDL-ekből felépített optikai tárolókat alapstruktúrájuk alapján két főbb kategóriába sorolhatjuk (az egyes struktúrák fogalmainak bevezetésekor a teljes megnevezés után zárójelben feltüntetjük a szövegben későbbiekben használatos rövid hivatkozási nevet is):

1. Sorbakapcsolt optikai tároló struktúrák (TOBS)
2. Párhuzamosan kapcsolt optikai tároló struktúrák (POBS)

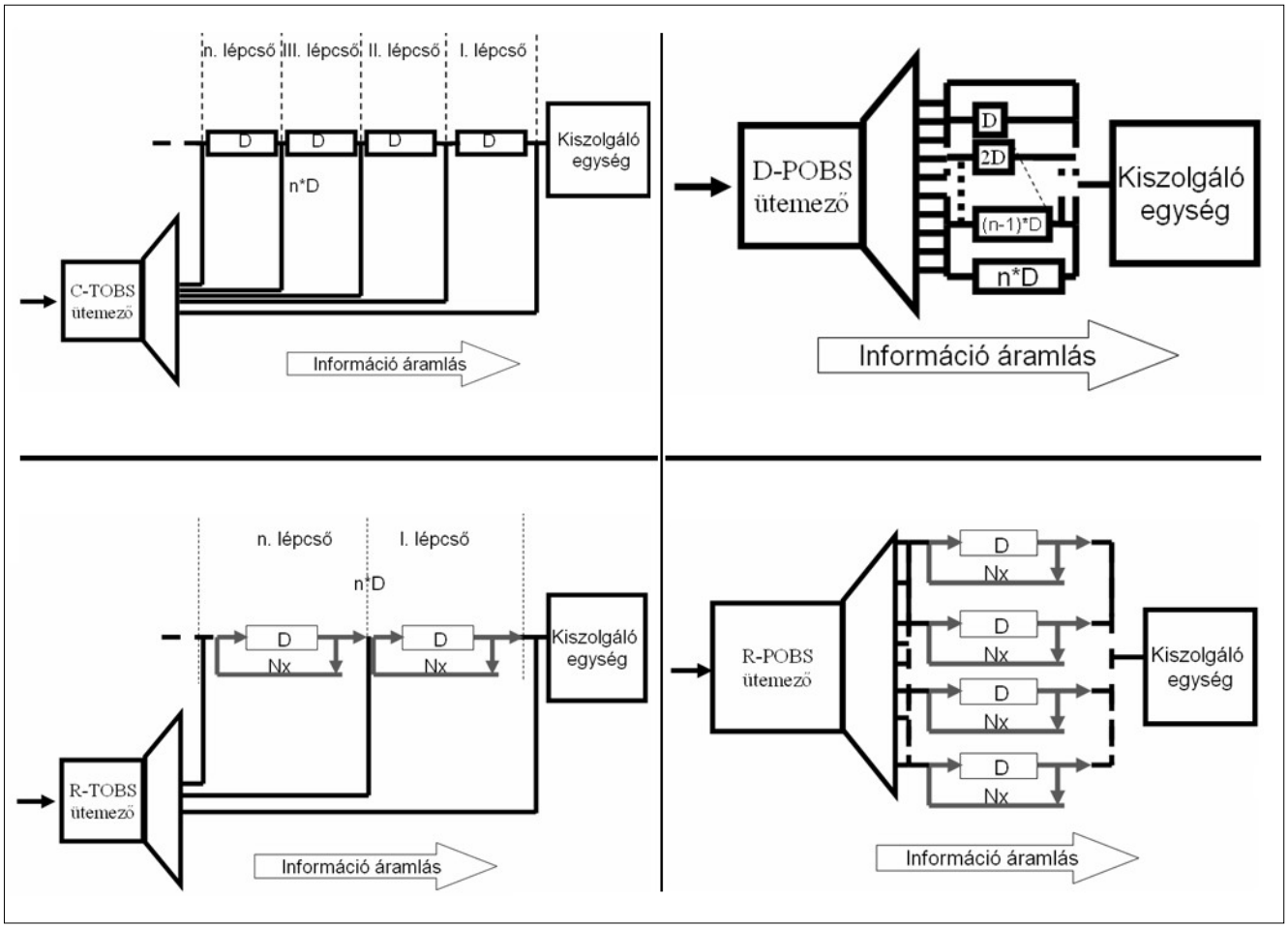
Ebben a cikkben a homogén TOBS és POBS struktúrákra fókuszálunk, mindazonáltal meg kell itt említenünk, hogy FDL-ekből kialakíthatók heterogén struktúrák is, ezek gyakorlati jelentősége azonban nem számottevő, így hely hiányában később sem térünk ki ezekre részletesen. A struktúrákat felépítő alkotóelemek jellegüket tekintve lehetnek passzív, illetve aktív típusúak *(1. ábra)*. Ezen építőelemek esetében különbséget kell tennünk időzítésük, irányításuk alapján aktív (decentralizált) és passzív (centralizált) megoldások között.

2.1.1. Passzív struktúrák

Alapvetően kétféle passzív típusú struktúrát vizsgáltunk részletesebben: konstans pufferekből és degenerált [7] típusú pufferekből felépítetteket. Passzív pufferek esetében a csomagidőzítőnek folyamatosan pontos képpel kell rendelkeznie minden egyes passzív puffer állapotáról, valamint az esetleg kialakuló várakozási sor hosszáról. Méréseinkhez optimalizált csomagidőzítési stratégiákat készítettünk soros, illetve párhuzamos struktúrákhoz egyaránt.

1. C-TOBS – Konstans puffer, soros optikai puffer struktúra elrendezésben. Ez a struktúra a legegyszerűbb optikai pufferstruktúra. Az egyes pufferek sorban egymáshoz vannak kapcsolva, és mindegyik konstans késleltetési idővel rendelkezik.

1. ábra Különböző optikai késleltető struktúrák megvalósításai (C-TOBS, D-POB , R-TOBS, R-POBS) [12]



2. D-POBS – Degenerált puffer, párhuzamos optikai pufferstruktúra-elrendezésben.
   A struktúrában az egyes pufferek párhuzamosan egymáshoz kötöttek. Az egyes FDL-ek az alapkésleltetési idő (D) egészszámú többszörösével (2D, 3D) teszik lehetővé az ütközésfeloldást.

Csomagok időzítése passzív elemekből felépített késleltető struktúrák esetén könnyen automatizálható, ehhez megfelelő pontosságú központi időzítők használata szükséges.

2.1.2. Aktív struktúrák

Vizsgálatainkat kiterjesztettük az aktív pufferstruktúrákra is, melyek közül hasonlóan a passzívakhoz kétfélét vizsgáltunk meg részletesebben. Az aktív struktúrákat visszahurkolt optikai pufferek építik fel, melyeket az alábbi, elterjedten használt struktúrákba rendezhetünk:

1. R-TOBS – Visszahurkolt pufferekből épített soros optikai tárolóstruktúra. A struktúra speciálisan visszahurkolt optikai pufferek láncszerűen sorbakapcsolt elrendezését jelenti. E struktúrák esetén a jelcsillapítás komoly felső korlátot jelent.
2. R-POBS – Visszahurkolt pufferekből felépített párhuzamos optikai tárolóstruktúra [8], mely speciálisan visszahurkolt optikai pufferek párhuzamos összekapcsolását jelenti.

Az FDL-ből összeállított aktív pufferek passzív társaikkal ellentétben (nevük is innen származik) rendelkeznek saját irányítással. Bár az egyes pufferek mérete konstans, mivel az optikai jel visszahurkolható, a puffer ideális körülmények között tetszőleges mértékben „újrafelhasználhatónak” tekinthető. A visszahurkolások maximális számát, az optikai jel visszahurkolások során elszenvedett csillapításának/torzulásának mértéke határozza meg, melyet csillapítás néven rendszerparaméterként beépítettünk a szimulátorba.

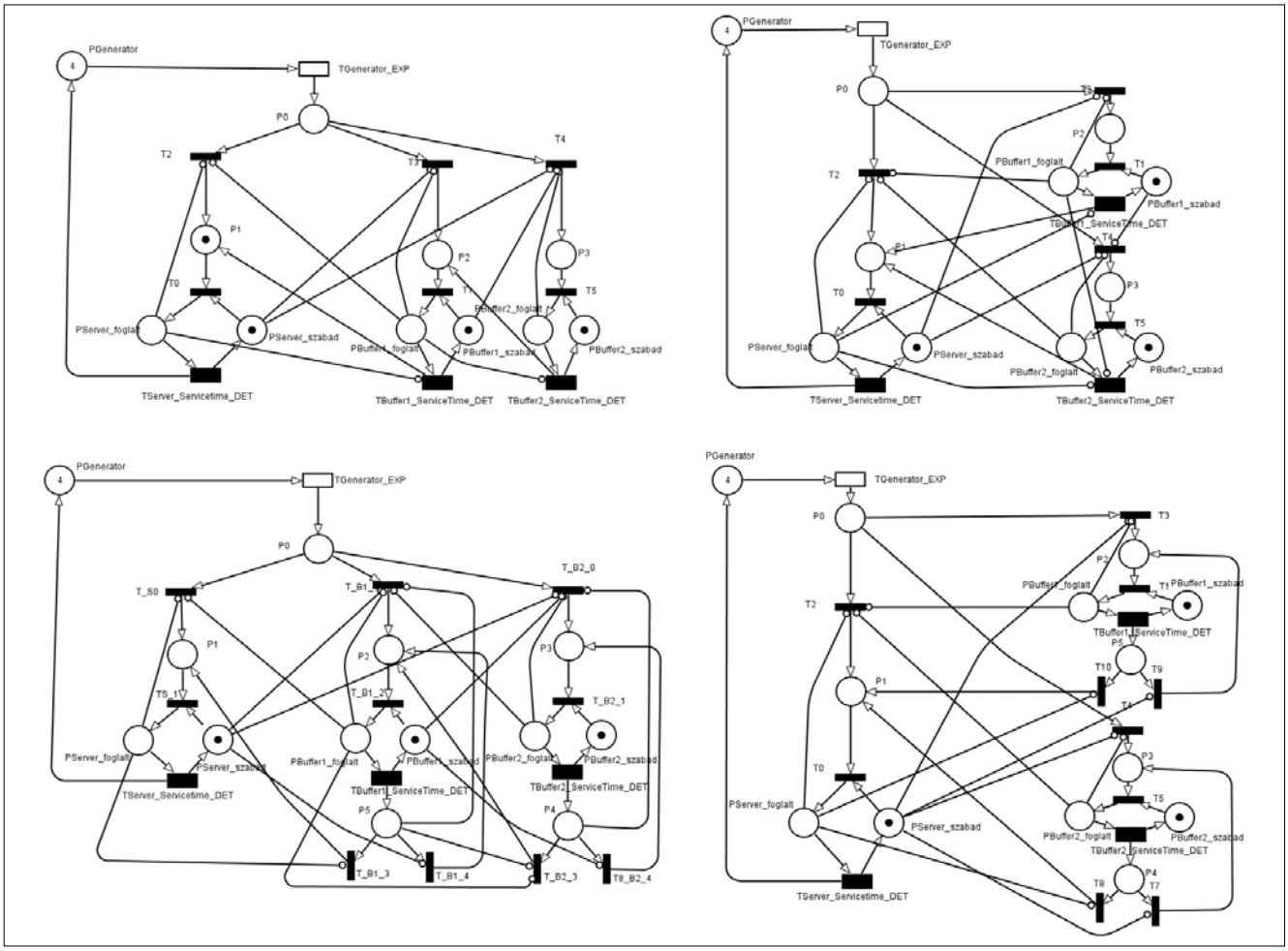
A hurkolást tartalmazó pufferek alkalmazása komoly feltételeket támaszt a rendszerrel szemben, ugyanis a csomagméret a rendszerben felülről limitált, vagyis maximális értéke nem haladhatja meg a legkisebb hurok méretét.

A megfelelő csomagidőzítés aktív decentralizált kommunikációt és vezérlést igényel az egyes struktúraelemek között, melynek megvalósításához komplex elektronika szükséges.

2.2. Pufferek Petri-hálón alapuló modelljei

A Petri-hálók (Petri Net/PN) nevüket, az 1960-as években Carl Adam Petri-ről kapták, aki ezidőtájt diszkrét elosztott rendszerek grafikus és matematikai ábrázolásával foglalkozott.

2. ábra A vizsgált késleltető struktúrák Petri háló modellje (a, C-TOBS; b, D-POBS; d, R-TOBS; e, R-POBS)



A Petri-hálókat felépítő főelemek: a helyek (jelölésük kör), átmenetek (jelölésük téglalap), az irányított élek (jelölésük nyíl), súlyok, valamint az egyes helyek között mozgó „tokenek”. Az élek kötik össze a helyeket az átmenetekkel és megfordítva, ugyanakkor két hely, illetve két átmenet nem kapcsolódhat össze közvetlenül. A Petri-hálók irányított, súlyozott, páros gráfok. Az egyes helyeken tetszés szerint bármennyi token előfordulhat. A tokenek helyváltoztatása a helyhez kapcsolódó átmenet úgynevezett „tüzelésekor” következhet be. Tüzelés akkor történhet, ha az átmenethez vezető élek mindegyikén a „tüzelési” feltétel teljesül.

Matematikai reprezentációja: PN=(P, T, E, W, M_0), ahol P={p_1,p_2,... p_n} a helyek halmazát, T={t_1,t_2,... t_n} az átmentek halmazát, *E* az élek halmazát, *W* a súlyfüggvényeket, *M* a token eloszlást, valamint M_0 a kezdeti token eloszlást jelölik. A Petri-hálók elemkészlete az évek során kibővült. Az egyes késleltető pufferek Petri-hálóihoz a sztochasztikus rendszerek leírására használatos DSPN szimbólumokat (fehér téglalap = EXP, fekete vastag téglalap = DET, fekete vékony téglalap= azonnali átmenet), illetve a tiltó élet (vonal végén fehér kör) használjuk. A *2. ábrán* látható a szimulációk során felhasznált puffer struktúrák megvalósítása Petri hálók segítségével. A modellek elkészítéséhez a TimeNET eDSPN analízis csomagját használtuk fel [9].

3. Az NSOSS Szimulátor

Az OMNET++ (Objective Modular Network Testbed in C++) diszkrét esemény-szimulátort használtuk fel futtatási és fejlesztői környezetként az NSOSS szimulátor kialakításánál. A szoftveresen megvalósított aszinkron optikai-kapcsoló-szimulátor (NSOSS) belső kapcsolóegységként képes működni egy DWDM alapú, kimeneti sorokat kezelő, teljesen optikai kapcsolóban. Támogatja mind 40 Gbit/s, mind pedig 100 Gbit/s vonali sebességeket. A szimulátor működése során feltételezi, hogy minden lényeges csomagmódosítás (például címkecsere/címke-kapcsolás) már azelőtt sikeresen megtörtént, hogy a csomag a szimulátorba került. Ez nem jelentős egyszerűsítés, hiszen ilyen megoldással élt több nagy optikai kapcsolórendszer tervezését és megvalósítását sikeresen végrehajtó projekt, mint például KEOPS [10], vagy később a LABELS [11] *(3. ábra)*. A réselt csomagkapcsolt optikai hálózatokban fontos a megfelelő szinkronizáció kérdése, melyet a szimulátor az úgynevezett „guard time”-ok – az időrés határai között 40 **Gbit/s**-es esetén 20 **ns** – használatával támogat.

3.1. NSOSS szimulátor építőelemei

A kialakított NSOSS szimulátor nagyszámú optikai építőelemet tartalmaz, többek között: optikai csomagforrásokat és nyelőket, hangolható hullámhossz-átalakítókat, különböző késleltető pufferstruktúrákat, valamint speciális beállítási lehetőségeket, úgymint: változtatható csomagméret, aszinkron csomagkezelés, nemnulla hangolási idejű hullámhossz-konverterek használata. Ahhoz, hogy részletesen feltárhassuk a teljesen optikai alapokon működő hálózati kapcsolóban rejlő optimalizációs lehetőségeket, az alapvető építőelemek mellett elkészítettünk többféle (és többszintű) ütemezési stratégiákat, ezekhez tartozó specifikus ütemezési algoritmusokat (C-TOBS/D-POBS/R-TOBS/R-POBS), valamint magasabb szintű ütközésfeloldási technikákat).

4. Diszkrét eseményszimulációk

Terjedelemi korlátok miatt cikkünkben csak néhány fontosabb teljesítményjellemzőt vizsgálunk, a szimulátor képességeit bizonyító további eredmények (pufferek, illetve hangolható hullámhossz konverterek méretezése stb.) olvashatók az irodalomban [12,13]. Minden szimulációnál 10 független futtatás lett megvalósítva, melyeknél különböző véletlen számmagok (seed-ek) lettek felhasználva. A felhasznált pszeudo-véletlen számokat a „Mersenne Twister” véletlenszám-generátorral állítottuk elő [14], mely az OMNET++ beépített része.

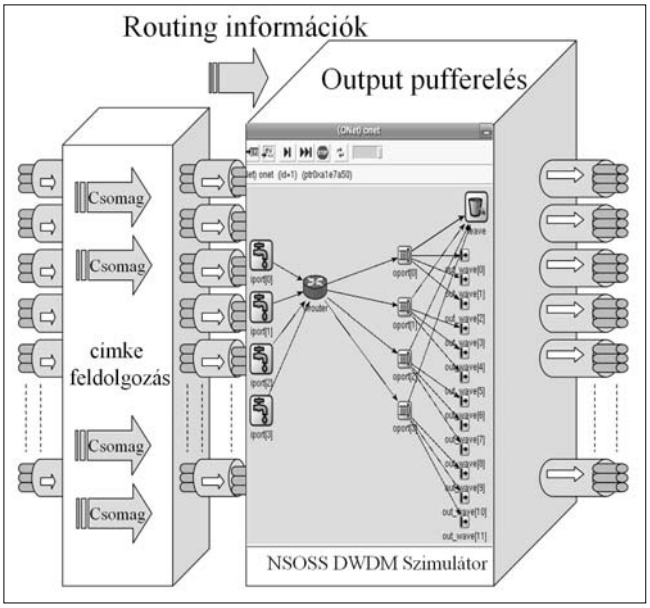
4.1. Szimulációk egyetlen hullámhosszal

Egyetlen hullámhosszat használó szimulációk esetén az egyes rendszerparaméterek hatását vizsgáltuk a teljesítmény függvényében, úgymint: késleltető struktúrák és a teljesítmény közötti összefüggések, valamint a csomagméret, illetve a pufferek számának hatása a rendszer teljesítményére.

4.1.1. A különböző késleltető struktúrák teljesítmény-analízise

Konstans pufferméreteket használtunk a mérések során (a fix méretű csomagkiszolgálási idejével megegyezőt). Általánosságban elmondhatjuk, hogy a puffer nélküli rendszer teljesítménye a teljes csatornakapacitás 50%-a körül mozog.

3. ábra
Ütközésfeloldás az NSOSS DWDM optikai kapcsoló szimulátorral [12]



A kapott eredményekből *(4. ábra)* látszik, hogy az aktív pufferekből felépített struktúra (R-POBS) messze a legjobb áteresztőképességgel rendelkezik a többi struktúrához képest. Passzív pufferek esetén a soros optikai struktúra jelentősen jobb teljesítményt biztosít, mint a degenerált pufferekből megvalósított párhuzamos struktúra.

4.1.2. Hasznos csatorna kapacitás a pufferszám függvényében

Fontos eredmény, hogy már egyetlen puffer esetén is közel 10%-os teljesítményjavulást érhetünk el a puffermentes rendszerhez képest. Kisszámú (kettő már megfelelő) visszahurkolt puffer használata esetén a puffer nélküli, valamint a passzív pufferekkel kialakított struktúrák teljesítményénél jobb eredmények érhetők el.

Az alapméréseknél fix (1500 bájtos) csomagméretet használtunk. A teljesítménygörbék karakterisztikájának pontosításához széles puffer spektrumot (1-100 dedikált puffer) vizsgáltunk. Az alábbiakban megadjuk a különböző dedikált puffer struktúrákra kapott teljesítmény egyenleteket.

C-TOBS

$$P_{CTOBS} = f(x) => y = \frac{-4.7xLog[x] + 682.5x - 95.6}{10x} \quad (1)$$

D-POBS

$$P_{DPOBS} = f(x) => y = \frac{-2.38xLog[x] + 651.5x - 64.8}{10x} \quad (2)$$

R-TOBS

$$P_{RTOBS} = f(x) => y = \frac{55.1xLog[x] - 3.7x^2 + 759.7x - 107}{10x} \quad (3)$$

R-POBS

$$P_{RPOBS} = f(x) => y = \frac{62xLog[x] - x^2 + 748x - 96}{10x} \quad (4)$$

ahol az egyenletekben *x* jelenti a struktúrában lévő pufferek darabszámát.

4.1.3. Teljesítményváltozás a csomagméret függvényében

A méréseket az 1500 bájt mellett több fix csomagméret esetén is elvégeztük (3 KB, 4.5 KB, 8 KB, 9 KB, 16 KB) a kapott eredményekből a használt csomagméretek, illetve puffer mennyiségek alapján az alábbi eredményeket kaptuk:

$$P = Log\left[\frac{(L_K - L_D)}{L_D} * \Delta P_{C/D/RxOBS}\right] + R_{C/D/RxOBS} \quad (5)$$

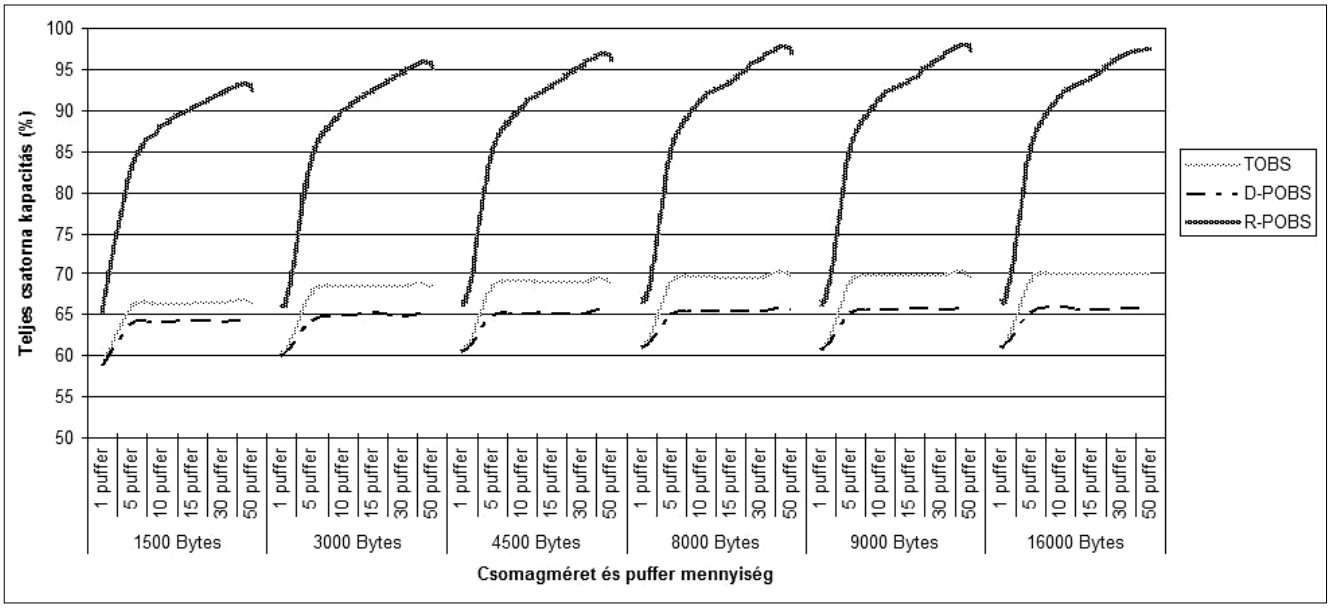
ahol L_K az új csomagméret, L_D az alapértelmezett csomagméret (1500 bájt), $R_{C/D/RxOBS}$ az 1500 bájton megfigyelt teljesítményegyenlet (behelyettesítve a megfelelő pufferszámmal), valamint $\Delta P_{C/D/RxOBS}$ az egyes puffer struktúrákhoz rendelt tapasztalati konstans, melyek értékét az *1. táblázatban* foglaltunk össze.

Az egyenletek ajánlott használati tartománya pontosság szempontjából 1-25 pufferig terjed hullámhosszanként (annak ellenére, hogy a szimulációs méréseket nagyobb tartományra végeztük). Ez az érték biztonságos ráhagyást jelent a valós rendszerekben használt/tervezett pufferek számához képest.

5. Összefoglalás

Cikkünkben definiáltunk, modelleztünk, valamint részletesen elemeztünk különböző optikai késleltető pufferstruktúra-modelleket. Bemutattuk az általunk kifejlesztett aszinkron optikai kapcsoló-szimulátort (NSOSS), melynek segítségével számos szimuláció végezhető OPS hálózati eszközök ütközésfeloldásának vizsgálataihoz. A szimulátorral folytatott mérésekből kiderült, hogy az aktív késleltető pufferekből felépített struktúrák hatéko-

4. ábra Különböző puffer struktúrák teljesítménye egyetlen hullámhossz esetében



Puffer struktúra	$\Delta P_{C/D/RxOBS}$
C-TOBS	$6.29654e^{\frac{-0.74}{x}}x^{0.1}$
D-POBS	$\frac{2.58571e^{\frac{0.18}{x}}}{x^{0.047}}$
R-TOBS	$0.139457e^{\frac{2.55}{x}+0.07x}x^{1.59}$
R-POBS	$e^{\frac{1}{5}+\frac{0.41}{x}}x^{0.65}$

1. Táblázat
$\Delta P_{C/D/RxOBS}$ értékei különböző puffer struktúrák esetén

nyabbak a passzív elemekből felépülőknél. A vizsgált pufferstruktúrákhoz fix csomagméretek használata mellett megadtuk a teljesítményegyenleteiket. Az elkészített NSOSS szimulátor segítségével kapott eredmények leegyszerűsítik a teljesen optikai csomagkapcsolt hálózati berendezések FDL-eken alapuló pufferstruktúráinak méretezési problémáit.

Irodalom

[1] M. Baresi, S. Bregni, A. Pattavina, G. Vegetti, Deflection Routing Effectiveness in Full-Optical IP Packet Switching Networks, ICC'03, IEEE, pp.1360–1364., 2003.

[2] Rodney S. Tucker et al., „Slow-Light Optical Buffers: Capabilities and Fundamental Limitations", J. of Lightwave Techn., Nr.23, pp.4046–4065., 2005.

[3] Connie Chang-Hasnain et al., „Variable Optical Buffer Using Slow Light in Semiconductor Nanostructures", Proc. IEEE, Vol. 91., Nr.11, pp.1884–1897., 2003.

[4] G. Lenz et al., „Optical delay lines based on optical filters", IEEE J. of Quant. Electron., Vol. 37., Nr.4, pp.525–532., 2001.

[5] Mehmet F. Yanik et al., „Stopping light all optically" Phys. Rev. Letters, Vol. 92., Nr.8, 83901-1-83901-4 (2004).

[6] Andras Varga, The OMNeT++ Discrete Event Simulation System, In the Proceedings of the European Simulation Multiconference (ESM'2001), Prague, Czech Republic, June 2001.

[7] L. Tancevski, L.S. Tamil, F. Callegati, Non-degenerate buffers: A paradigm for building large optical memories, IEEE Photonic Technology Letters, Vol. 11., Nr.8, pp.1072–1074., August 1999.

[8] K. Merchant et al., Analysis of an Optical Burst Switching Router with Tunable Multiwavelength Recirculating Buffers, IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, Vol. 23., Nr.10, pp.3302–3312., October 2005.

[9] A. Zimmermann, J. Freiheit, R. German, G. Hommel, Petri Net Modelling and Performability Evaluation with TimeNET 3.0, 11th Int. Conf. on Modelling Techniques and Tools for Computer Performance Evaluation (TOOLS'2000), LNCS 1786, pp.188–202., ISBN 3-540-67260-5. Springer-Verlag, Schaumburg, Illinois, USA, 2000.

[10] P. Gambini et al., Transparent optical packet switching: Network architecture and demonstratorsin the KEOPS project, IEEE J. Select Areas in Communication, 1998.

[11] A. Martinez et al., Recent Advances on Optical Label Swapping Techniques: An Approach to the Final Results of IST-LABELS Project, Transparent Optical Networks, 2006 International Conference on Volume 3, pp.51–56., June 2006.

[12] M. Kozlovszky, T. Berceli, G. Kovács, V. Kozlovszky, Measurements on optical buffering models made from fiber delay lines, 12th Microcoll Conference, Budapest.

[13] M. Kozlovszky, T. Berceli, V. Kozlovszky, Ütközésfeloldási stratégiák teljesen optikai alapú hálózati kapcsolók esetében, Tavaszi Szél 2007 Konferencia, Budapest.

[14] M. Matsumoto, T. Nishimura, Mersenne Twister: a 623-dimensionally equidistributed uniform pseudorandom number generator, ACM Trans. Model. Comp. Simul., Vol.8., Nr.3, 1998.

Maximális optikai jelszint meghatározása DWDM rendszerekben

MAZROA DÁNIEL, ZSIGMOND SZILÁRD

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, Távközlési és Médiainformatikai Tanszék
mazroa@alpha.tmit.bme.hu, zsigmond@tmit.bme.hu

Lektorált

Kulcsszavak: XPM, FWM, SRS, WDM, optikai jelszint, nemlinearitás

Az optikai összeköttetések kiépítésekor fontos, hogy az adóoldalon a lehető legnagyobb teljesítményt alkalmazzuk az átviteli távolság maximalizálása érdekében. Túl nagy optikai jelszintek alkalmazása esetén azonban nemlineáris hatások lépnek fel a szálban, amelyek a vett jel minőségét nagymértékben rontják. Az alkalmazott bitsebesség növelésével a nemlineáris hatások egyre dominánsabbakká válnak, ezért a bitsebesség további növeléséhez fontos ezek részletesebb vizsgálata. A nemlineáris hatásokra külön-külön már korábban készültek modellek. A cikk ezekből készült összefoglaló modellt mutat be, amely segítségével analitikus számításokkal meg lehet határozni a vevőoldalon a jel minőségét, Q-faktorát.

1. Bevezetés

A WDM rendszerekből felépített optikai hálózatokban közbülső OEO konverziós pontok nélküli, tisztán optikai útvonalak hosszát az optikai adatátvitel során fellépő fizikai hatások korlátozzák. Az optikai technológia utóbbi években tapasztalt ugrásszerű fejlődésének köszönhetően szinte minden fizikai hatás kompenzálható. Az egyetlen kivétel ez alól a zaj, mely keletkezését tekintve származhat az erősítőkből, lézeradóból, csomópontokban az áthallásokból, illetve az optikai szálakban fellépő nemlineáris hatásokból. Természetesen léteznek különböző olyan technikák, amelyek csökkentik a zajok hatását, ilyen például különböző sávszűrők alkalmazása, de a teljes mértékű kompenzálása, törlése nem valósítható meg. A technológia fejlődésének következtében egyre alacsonyabb zajtényezőjű erősítők kerülnek forgalomba, a csomópontok áthallása is nagymértékben csökken, illetve az adólézerek zajszintje is igen alacsony lehet.

A nemlineáris hatások jelenségcsoportja az egyedüli, amely még mindig nagymértékben korlátozza az áthidalható távolságot. Ennek oka az, hogy bár léteznek alacsony nemlineáris indexű szálak, a jelenlegi hálózatokban alkalmazott szálak nemlinearitása jelentős. Ezért korlátozni kell a szálba csatolt jelszintet, ugyanakkor az optikailag áthidalható távolság növelésének érdekében célunk a lehető legnagyobb teljesítményt a szálba csatolni. Másrészről a bitsebesség növelésével is már egyre kisebb alkalmazott teljesítményértékeknél nemlineáris hatásokból származó jelminőségromlás lép fel. Ezen hatások 2,5 Gbit/s-nál elhanyagolhatóak, azonban figyelembe kell venni ahhoz, hogy az átviteli sebességet 10 vagy 40 Gbit/s-ra emelhessük.

Pillanatnyilag erre az egyetlen megoldás az adóteljesítmény oly módon való megválasztása, hogy a nemlinearitási küszöböt biztosan ne lépjük túl. Ennél sokkal kedvezőbb megoldás, ha leírásukra pontos modellt hozunk létre, melynek segítségével meghatározhatjuk, azt a teljesítménytartományt, amelyben még elfogadható mértékben lépnek fel nemlinearitások, így maximalizálhatjuk az alkalmazható optikai szálak hosszát. További lehetőség a jelenleg alkalmazott, az amplitúdómodulációtól eltérő, más modulációs formák választása, például a fázis- vagy frekvenciamoduláció

A szálban fellépő nemlineáris hatások két mechanizmus folytán jönnek létre. Egy részük arra vezethető vissza, hogy az üveg törésmutatója a benne haladó fény intenzitásának nemlineáris függvénye. Ezeket hívjuk Kerr-nemlinearitásoknak [1].

P, azaz a szálban terjedő fény polarizációvektora a következő:

$$\mathbf{P} = \varepsilon_0 \left(\chi^{(1)}\mathbf{E} + \chi^{(2)}\mathbf{EE} + \chi^{(3)}\mathbf{EEE} + \ldots \right),$$

ahol **E** a szálban terjedő fény térerősségvektora; ε_0 a vákuum dielektromos állandója; $\chi^{(1)}$, $\chi^{(2)}$, $\chi^{(3)}$,... az anyag első-, másod-, és harmadrendű szuszceptibilitásai, melyek rendre két-, három illetve négyindexes tenzorok. Az első, lineáris tag írja le a közeg lineáris optikai tulajdonságait, mint például a csillapítást. A második tag nulla a SiO_2-molekula szimmetriatulajdonságai miatt. Emiatt a legalacsonyabb rendű nemlineáris hatások a $\chi^{(3)}$ tenzor miatt jelennek meg. Az ennél magasabb rendű hatásokat elhanyagoljuk.

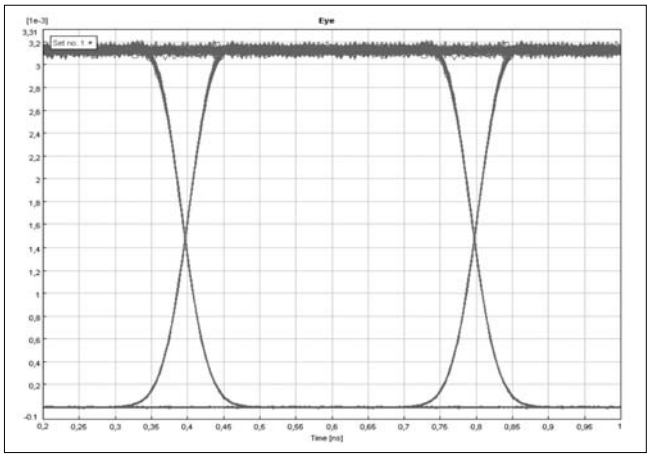
A nemlineáris hatások másik csoportja az inelasztikus szórási jelenségek, amikoris a fény fotonjai kölcsönhatásba lépnek az optikai szál anyagának fonongerjesztéseivel és ezáltal egy energiaátadás jön létre.

A nemlineáris hatások, illetve az erősítők spontán emissziója által generált zajok teljesítménysűrűség spektrumát egyaránt Gauss-eloszlásúnak feltételezhetjük. Ebben az esetben ezeket a összeadhatjuk, így megkapjuk a rendszerben fellépő zaj eredő értékét, amivel már jól számolható a kimeneten kapott jelminőség.

2. A Q-faktor

Az átvitel minőségének jellemzésére a bithibaarányt (BER) használják, azonban ennek pontos mérése a gya-

korlatban igen nehezen megvalósítható, ezért helyette általában a vele kölcsönösen egyértelmű kapcsolatban álló Q-faktort alkalmazzuk. A Q-faktor a vett jel szemábrájának *(1. ábra)* nyitottságát jellemzi.



1. ábra Szemábra

A szemábrát statisztikusan kiértékelve meghatározhatjuk az egyes, illetve nullás jelszint várható értékét és szórását, melyek ismeretében a Q-faktort a következőképpen definiáljuk:

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0},$$

ahol μ_0 és μ_1 a *0*-s és a *1*-es jelszint várható értéke, σ_0 és σ_1 pedig ezek szórásai. A modellalkotás során a nemlinearitások által okozott zavarokat olyan zajként vettük figyelembe, amely csak *1*-es jelszint esetén lép fel. A Q-faktor számítása ebben az esetben:

$$Q = \mu_{SRS} \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_{0\,ASE} + \sqrt{\sigma_{1\,ASE}^2 + (\sigma_{XPM}^2 + \sigma_{FWM}^2 + \sigma_{SRS}^2)}},$$

ahol $\sigma_{0\,ASE}$ és $\sigma_{1\,ASE}$ az erősítők spontán emissziója által a *0*-s és az *1*-es jelszintben okozott zaj szórása; σ_{XPM}, σ_{FWM}, illetve σ_{SRS} a keresztfázis-moduláció, a négyhullám-keverés, illetve a stimulált Raman-szórás miatti szórás az *1*-es jelszintben; μ_{SRS} pedig a stimulált Raman-szórás miatt kialakuló jelszint eredeti jelszintre normált értéke. A fizikai hatások leírását, illetve ezen mennyiségek számítását a 3. és 4. fejezetek tartalmazzák.

Az elfogadható bithibaarányt 10^{-14}-nek definiáltuk, ami ~7,5-es Q-faktornak felel meg.

3. Az erősítők spontán emissziója (ASE)

Az optikai erősítők nemcsak az átvinni kívánt jelet erősítik, hanem zajt is visznek a rendszerbe, emellett a bemenetükre érkező zajt is tovább erősítik. Kis becsatolt teljesítmények esetén ezek a legfőbb zajforrások a szálban. Ez a zaj mind a *0*-s, mind az *1*-es jelszinten fellép. Számítását a következőképpen végezhetjük el [2] :

$$\sigma_{0\,ASE}^2 = \sigma_{sp-sp}^2,$$

$$\sigma_{1\,ASE}^2 = \sigma_{sp-sp}^2 + \sigma_{sig-sp}^2,$$

ahol $\sigma_{sp\text{-}sp}$ a spontán emisszióból származó komponens, míg a $\sigma_{sig\text{-}sp}$ a jel és a spontán emisszió kölcsönhatásából származó komponens.

$$\sigma_{sp-sp}^2 = R^2 \left(\frac{P_{ASE}}{B_o}\right)^2 \left(B_o - \frac{B_e}{2}\right) 2B_e,$$

$$\sigma_{sig-sp}^2 = 2R^2 P P_{ASE} 2\frac{B_e}{B_o},$$

ahol R a vevő érzékenysége, B_o a rendszer optikai sávszélessége, B_e a rendszer elektromos sávszélessége, P a vevőoldali jelteljesítmény. P_{ASE} az erősítők spontán emissziója miatti zaj teljesítménye a vevő bemenetén [3]:

$$P_{ASE} = 2n_{sp}(G-1)h\upsilon Bo,$$

ahol n_{sp} az erősítő spontán emissziós tényezője, G az erősítő erősítése és h a Planck-állandó, v az optikai jel frekvenciája.

4. Nemlineáris hatások

Nemlineáris hatások okozta jelalak torzulások, ahogy a bevezetőben már említettük, függenek az optikai szálba csatolt teljesítménytől. Kompenzálásuk nem lehetséges, ezért az egyedüli lehetőség a jelszint korlátozása annak érdekében, hogy elkerüljük az általuk okozott torzításokat.

4.1. Önfázis-moduláció

Az optikai szál törésmutatója függ a szálba csatolt fény intenzitásától, így a jelszintváltozások esetén (nulla-egy, egy-nulla átmeneteknél) a törésmutató változik. A változás a jel fázisát megváltoztatja, ezáltal frekvenciaeltolódás jön létre, amely, hasonlóan a kromatikus diszperzióhoz, a jel spektrális szétkenődéséhez vezet. Ez a hatás diszperziókompenzáló elemekkel ellensúlyozható, ezért az alkalmazott modellben eltekintünk az önfázis-modulációtól.

4.2 Keresztfázis-moduláció

A keresztfázis-moduláció jelensége az önfázis-modulációhoz hasonló okok miatt lép fel. Az egyik csatorna által kiváltott törésmutató-változás az összes többi csatornára is hatással van. Ily módon egy adott csatornán haladó jelet az összes többi csatorna zavarja.

Ezt a zavarást zajként modellezhetjük, melynek szórásnégyzete az alábbi [4]:

$$\sigma_{XPM\,i}^2 = 4PP_{XPM\,i}\frac{B_e}{B_o},$$

ahol $\sigma^2_{XPM\,i}$ az *i*-edik csatorna *1*-es jelszintjében a keresztfázis-moduláció által okozott teljesítményingadozás szórásnégyzete, P az optikai szálba csatolt teljesítmény egy csatornára jutó értéke, B_e a vevő elektromos sávszélessége, B_o a rendszer optikai sávszélessége, $P_{XPM\,i}$ pedig a keresztfázis-moduláció által az *i*-edik csatorna *1*-es jelszintjében okozott zaj teljesítménye, azaz:

$$P_{XPM\,i} = \sum_{j \neq i} P_{XPM\,ij},$$

ahol $P_{XPM\,ij}$ az *i*-edik csatornában a *j*-edik csatorna által okozott zaj teljesítménye:

$$P_{XPM\,ij} = \int_{-\pi B_o}^{\pi B_o} 4\gamma P e^{-\alpha L} P(\omega) e^{-j\omega l / v_{g1}} \frac{1}{a^2 + b^2} \left[a \sin(bL) - b \cos(bL) + b e^{-\alpha L} \right]$$

ahol γ a nemlineáris terjedési együttható, $P(\omega)$ az optikai jel spektrális sűrűségfüggvénye, L a szál hosszúsága.

$$P(\omega) = \left(\frac{P}{2} \right)^2 \frac{1}{T_b} \left(T_b \frac{\sin(\omega T_b / 2)}{\omega T_b / 2} \right)^2$$

ahol T_b a bitidő.

$$b = \omega^2 D_i \lambda_i^2 / (4\pi c),$$

ahol D_i az *i*. csatorna diszperziós együtthatója és λ_i az *i*. csatorna hullámhossza.

$$a = \alpha - j\omega d_{ij},$$

ahol α a rendszer csillapítása, d_{ij} a szakirodalomban Walkoff-paraméterként definiált mennyiség:

$$d_{ij} \approx D_i (\lambda_i - \lambda_j).$$

4.3. Négyhullám-keverés

A négyhullám-keverés akkor lép fel, ha két vagy több WDM csatornán továbbítunk jelet. A négyhullám-keverés fellépésekor úgynevezett parazitajelek jönnek létre jól meghatározott frekvenciákon *(2. ábra)*. Egyenletes csatornakiosztású WDM hálózatokban e parazitajelek nagy hányada az általunk is használt hullámhossz sávokba esik, ezáltal azokon szűrhetetlen zajt képeznek.

A négyhullám-keverés által okozott zaj teljesítményét ($P_{FWM\,i}(L)$) és szórásnégyzetét (σ^2_{FWM}) a következőképpen számíthatjuk [5,6] :

$$\sigma^2_{FWM} = 4PP_{FWM} \frac{B_e}{B_o} P_{FWM\,i}(L) = \sum_{\substack{j+k-l=i \\ j,k \neq l}} P_{jkl}(L),$$

ahol *j, k, l* a zajt okozó csatornák sorszáma, *i* az előbbi három által zavart csatorna sorszáma, *L* a szál hosszúsága, *P* az optikai szál bemenetére csatolt teljesítmény egy csatornára jutó értéke,

$$P_{jkl}(L) = \left(d_{jkl} \xi_{pol} \gamma_i \right)^2 \frac{\left(1 - e^{-\alpha L}\right)^2 + 4e^{-\alpha L} \sin^2\left(\Delta\beta_{jkl} L / 2\right)}{\alpha^2 + \Delta\beta_{jkl}^2} P^3 e^{-\alpha L}$$

ahol

$$d_{jkl} = \begin{cases} 1 & j = k \\ 2 & j \neq k \end{cases},$$

ζ_{pol} a polarizációs együttható, jelen esetben (párhuzamos polarizációt feltételezve) 1, γ_i a nemlineáris terjedési együttható, α a csillapítás,

$$\Delta\beta_{jkl} = \frac{2\pi\lambda_1^2}{c} |j-l||k-l|\Delta f^2 \left[D(\lambda_1) + \frac{\lambda_1^2}{2c} (|j-l| + |k-l|) \Delta f \frac{dD(\lambda_1)}{d\lambda} \right]$$

ahol *c* a fénysebesség vákuumban, Δf a szomszédos csatornák közötti frekvenciakülönbség, *D* a diszperziós együttható.

4.4. Stimulált Raman-szórás

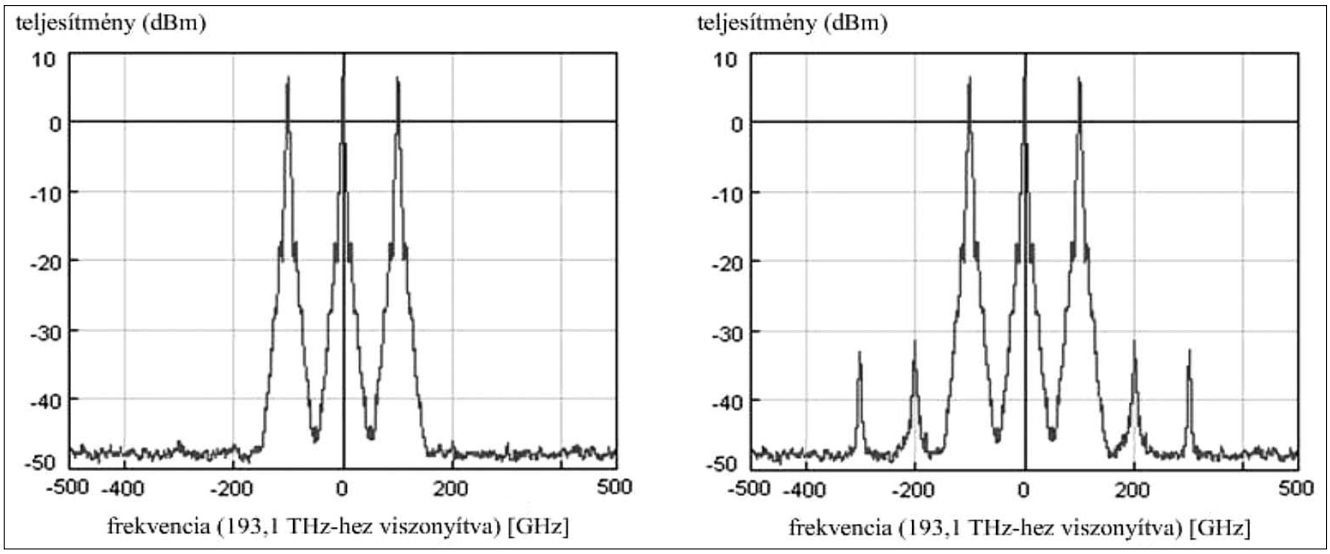
A stimulált Raman-szórás olyan nemlineáris hatás, melynek során a kisebb hullámhosszú csatornák felől sztochasztikus jelleggel energia adódik át a nagyobb hullámhosszú csatornáknak *(3. ábra)*, melynek következtében a csatornák jelszintjei megváltoznak, illetve zajossá válnak. Ez a legkisebb hullámhosszúságú csatorna jelminőségét rontja a legnagyobb mértékben, mivel annak jelszintje csökken a legjelentősebben. A stimulált Raman-szórás miatti jelszint változást és szórást a következő formulákkal számíthatjuk [7]:

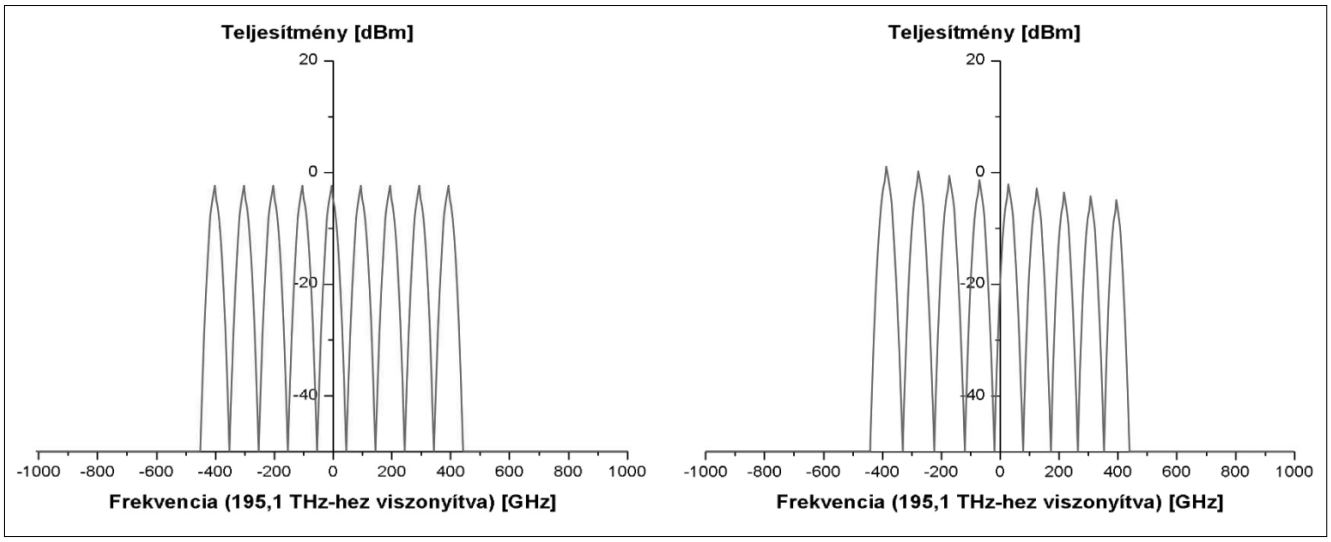
$$\mu_{SRS} = e^{\mu_x + \frac{\sigma_x^2}{2}},$$

$$\sigma_{SRS} = \mu_x^2 \left(e^{\sigma_x^2} - 1 \right)$$

ahol μ_{SRS} a stimulált Raman-szórás miatt kialakuló jelszint eredetire normált értéke, σ_{SRS} a stimulált Raman-szórás által a csatorna jelében okozott zaj nagysága.

2. ábra A jel spektrumában a négyhullám-keverés miatt fellépő zavarok





3. ábra A jel spektrumának változása a stimulált Raman-szórás hatására

$$\sigma_x^2 = \sum_{j \neq i} \sigma_{xji}^2 ,$$

$$\mu_x = \sum_{j \neq i} \mu_{xji} ,$$

$$\sigma_{xji}^2 \approx \frac{1}{8\pi T_b} \int_{-\infty}^{\infty} |Q_{ji}(\omega)|^2 \, d\omega ,$$

$$\mu_{xji} = \frac{Q_{ji}(0)}{2T_b} ,$$

ahol *i* és *j* a kölcsönható csatornák sorszámát jelöli, T_b a bitidő, $Q(\omega)$ a stimulált Raman-szórás miatt kialakuló jelszintváltozás Fourier-transzformáltja, amely NRZ kódolás alkalmazása esetén:

$$Q_{ji}(\omega) = K'(j-i) |P_j(\omega)| \sqrt{\frac{\left(1 - e^{-\alpha_j L}\right)^2 + 4e^{-\alpha_j L} \sin^2\left(\omega d_{ji} \frac{L}{2}\right)}{\alpha_j^2 + (\omega d_{ji})^2}}$$

ahol $P_j(\omega)$ a *j*-edik csatorna jelének teljesítménysűrűség spektruma, és

$$K' = \frac{g_R' \Delta f}{2A_{eff}} ,$$

ahol g_R' a Raman-erősítés hullámhossz szerinti deriváltja, A_{eff} a szál effektív keresztmetszete. A többi paraméter megegyezik a korábbi pontokban definiáltakkal.

4.5. Stimulált Brillouin-szórás

A stimulált Brillouin-szórás a stimulált Raman-szóráshoz hasonló, energiaátadással járó jelenség, azonban ez a továbbítandó jellel ellenétes irányba, az adó irányába hat. Hatása szintén kedvezőtlen, mivel az adólézerek jelét instabillá teszi, azonban megfelelő izolátorok alkalmazásával kompenzálható, ezért hatásával a modellben nem számoltunk.

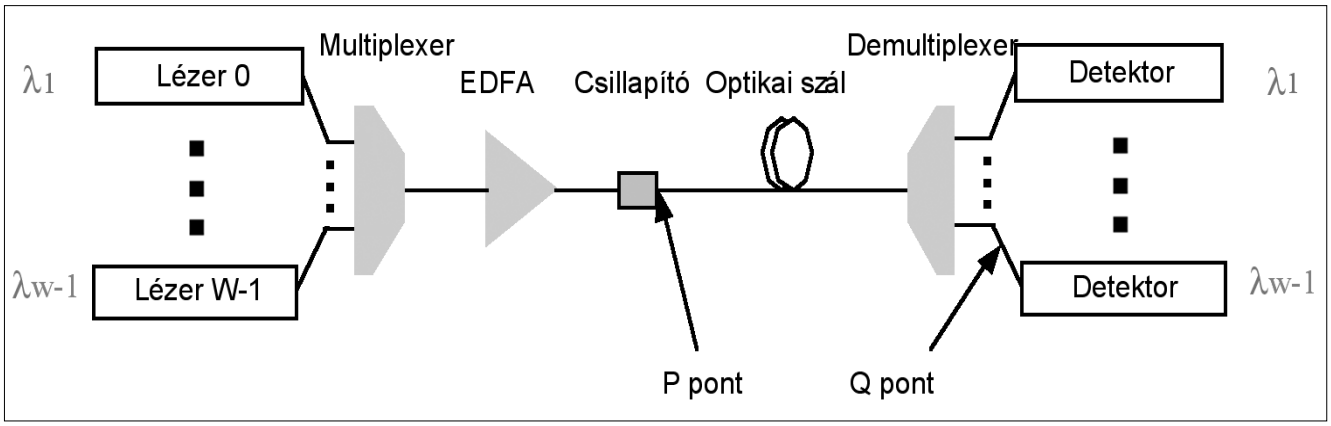
5. Eredmények

A vizsgálatokat a *4. ábra* szerinti modellre végeztük el. Az alkalmazott optikai szál paraméterei az ITU-T G.652 ajánlásában előírtaknak feleltek meg.

Célunk az volt, hogy a lehető legnagyobb szálba csatolt teljesítményt (P-referenciapont) érjük el amellett, hogy a vevő oldalán, a szál kimenetén (Q-referenciapont) még elfogadható jelminőséget kapjunk. A különböző csatornák jelminősége is gyakran különböző, így ezért mindig a legrosszabb minőségű csatornát vettük alapul.

Az alkalmazott paraméterek felsorolását a következő oldalon, az *1. táblázatban* olvashatják.

4. ábra Az alkalmazott modell



B_o	12,5 GHz	optikai sávszélesség
B_e	7 GHz	elektromos sávszélesség
T_b	100 ps	bitidő
S	0,085ps / (nm^2 km)	a diszperziós együttható meredeksége
D	17ps / (nm km)	diszperziós együttható
λ_0	1550 nm	a legnagyobb használt hullámhossz
c	300.000 km/s	fénysebesség
L	80 km	a szál hossza
α	0,21 dB/km	csillapítási együttható
γ	1,18E-3 1/(Wm)	nemlineáris terjedési együttható
NF	4,5 dB	az erősítő zajtényezője
R	1	a vevő érzékenysége, reszponszivitása
g_R	7,482·10^{-27}m / (WHz)	Raman-erősítés meredeksége
A_{eff}	80 μm^2	hatásos szálkeresztmetszet

1. táblázat A felhasznált paraméterek

5.1. A Q-faktor változása a becsatolt teljesítmény függvényében

A különböző fizikai hatások által létrehozott Q-faktor értékeket meghatározhatjuk a teljes becsatolt teljesítmény függvényében. Ezáltal következtethetünk arra, hogy különböző hálózatparaméterek esetén melyik hatás és milyen módon fogja az összeköttetést a legjobban korlátozni.

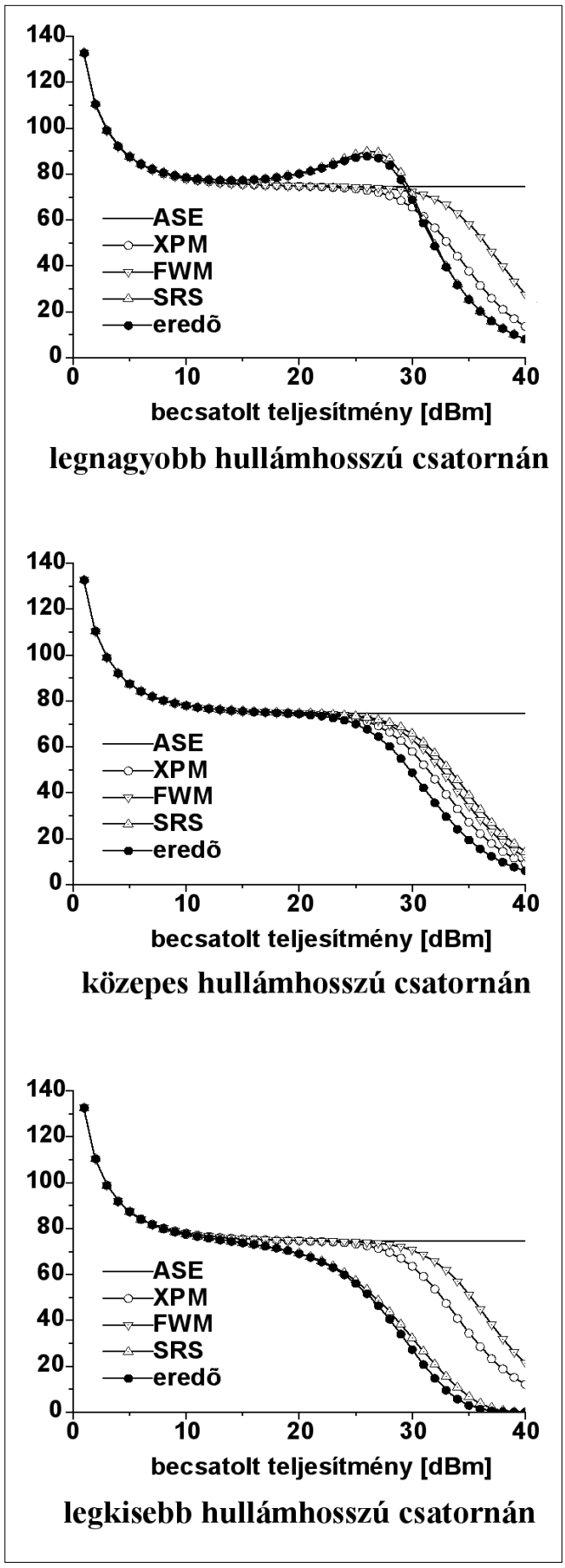
A következő pontok a modellel kapott eredményeket mutatják be egy 24 és egy 64 csatornás DWDM rendszerre 100, illetve 50 GHz-es csatornatávolság alkalmazása esetén.

5.1.1. 64 csatornás DWDM rendszer 100 GHz-es csatornatávolság alkalmazásával

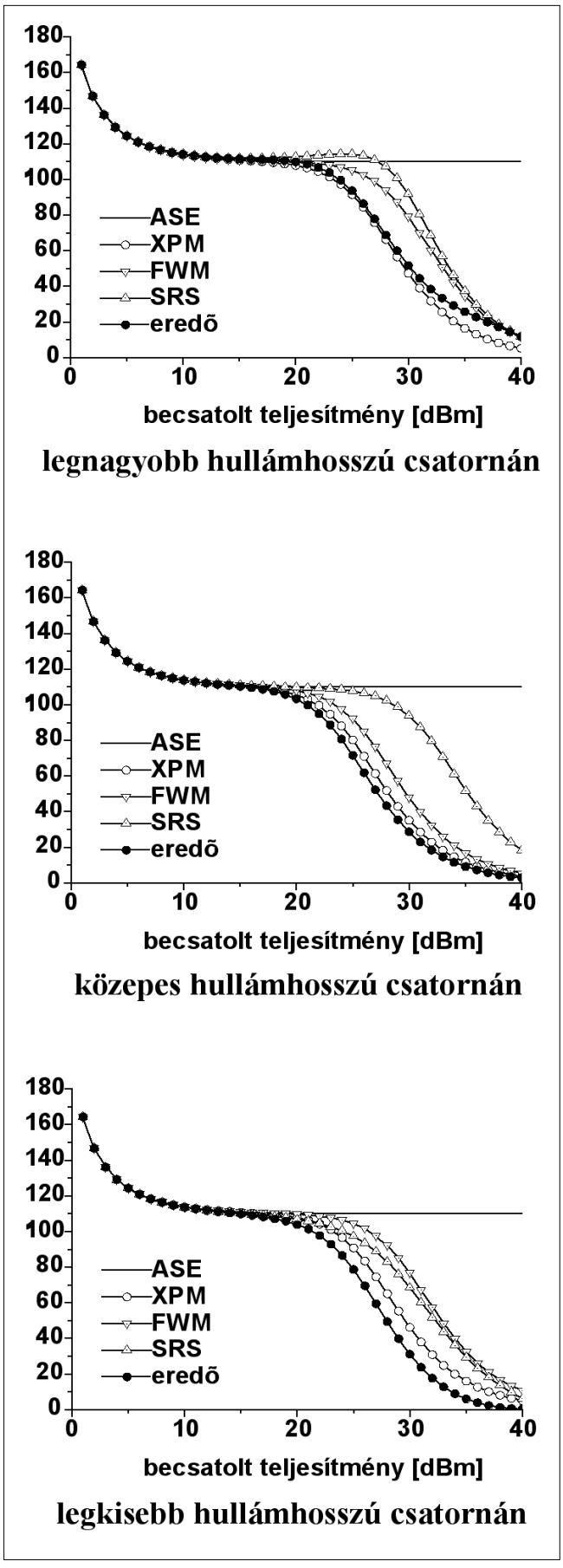
Az *5. ábra* mutatja a Q-faktor nagyágát, lebontva az egyes fizikai hatásokra, 64 csatornás rendszerekben 100 GHz-es csatornatávolságot alkalmazva. Az erősítők spontán emissziója a gyakorlatban alkalmazott teljesítményértékeknél közel konstans értéket vesz fel. A nemlineáris hatások esetén az ettől való eltérést vizsgáltuk, azaz a többi görbe az erősítők spontán emissziója és az adott nemlineáris hatás által együttesen létrehozott Q-faktor értékét mutatja.

Az ábrákról jól látható, hogy létezik egy teljesítménytartomány, ahol a Q-faktor javulni kezd a stimulált Raman-szórás hatására. Ez a kisebb hullámhosszú csatornák pumpáló hatásának tudható be, ami által a jelszint nő. Nagyobb teljesítményértékek alkalmazása esetén a jel minősége ismét romlani kezd, amely annak köszönhető, hogy a jelhez ekkor már jelentős zaj is hozzáadódik.

A legnagyobb hullámhosszúságú csatornán tapasztalható jelszint növekedéssel párhuzamosan azonban a legkisebb hullámhosszúságú csatorna jelszintje nagyban csökken, emiatt ebben az esetben a legrosszabb minőségű csatorna a legkisebb hullámhosszúak közül kerül ki. Emellett a keresztfázis-moduláció is nagy szerepet játszik a jelminőség romlásában. A középső csatornákon kissé nagyobb mértékben lép fel, ami annak köszönhető, hogy elsősorban az egymáshoz közeli csa-



5. ábra
A Q-faktor 64 csatornás rendszerben 100 GHz-es csatornatávolság esetén



6. ábra
A Q-faktor 24 csatornás rendszerben 100 GHz-es csatornatávolság esetén

tornák között alakul ki és a szélső csatornák kevesebb szomszéddal rendelkeznek.

A négyhullám-keverés kevésbé fontos szerepet játszik, mint az előző két effektus. Itt is megfigyelhető, hogy a keresztfázis-modulációhoz hasonlóan a középső csatornákon kissé nagyobb mértékben lép fel. Ebben az esetben ez nem a szomszédok számával van összefüggésben, hanem azzal, hogy több parazitajel esik erre a tartományra, mint a szélsőkre.

5.1.2. 24 csatornás DWDM rendszer
100 GHz-es
csatornatávolság alkalmazásával

A *6. ábrán* egy 24 csatornás rendszerre látható a Q-faktor nagysága az egyes fizikai hatásokra lebontva 100 GHz-es csatornatávolság mellett.

A kisebb csatornaszám alkalmazása miatt a stimulált Raman-szórás hatása ebben az esetben kisebb mértékben lép fel, mint az előzőben, bár ugyanazok a jelenségek figyelhetők meg, mint a 64 csatornás rendszernél.

A négyhullám-keverés és a keresztfázis-moduláció most is nagyobb mértékben lép fel a középső csatornákon, mint a szélsőkön. Ebben az esetben a keresztfázis-moduláció dominál, ennek köszönhető, hogy a legrosszabb jelminőség most a középső csatornákon alakul ki.

5.1.3. 64 csatornás DWDM rendszer
50 GHz-es
csatornatávolság alkalmazásával

A *7. ábrán* látható a Q-faktor nagysága az egyes fizikai hatásokra lebontva egy 64 csatornás rendszerben 50 GHz-es csatornatávolság alkalmazása esetén.

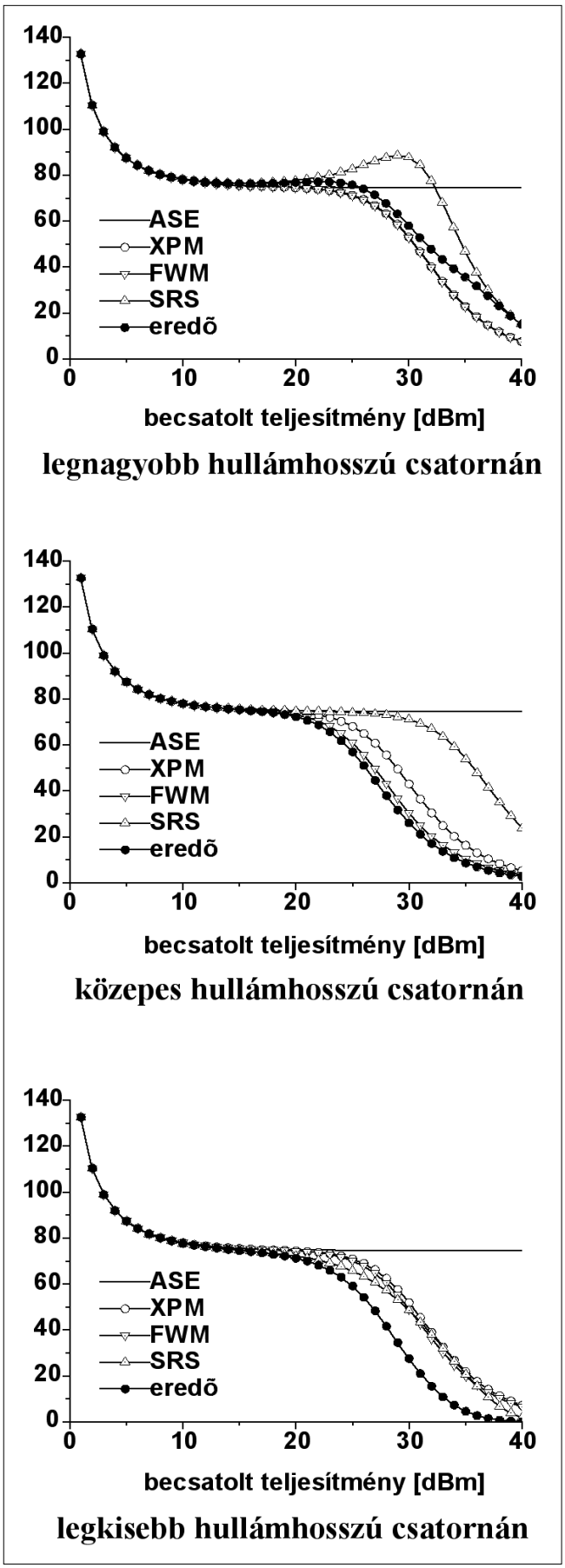
A csatornatávolság csökkenésével a stimulált Raman-szórás hatása csökken, azonban a legkisebb hullámhosszúságú csatornán így is jelentős jelminőség romlást okoz. A négyhullám-keverés és a keresztfázis-moduláció hasonló mértékben rontják a jelet. A középső csatornákon ismét nagyobb mértékben lépnek fel.

5.1.4. 24 csatornás DWDM rendszer
50 GHz-es
csatornatávolság alkalmazásával

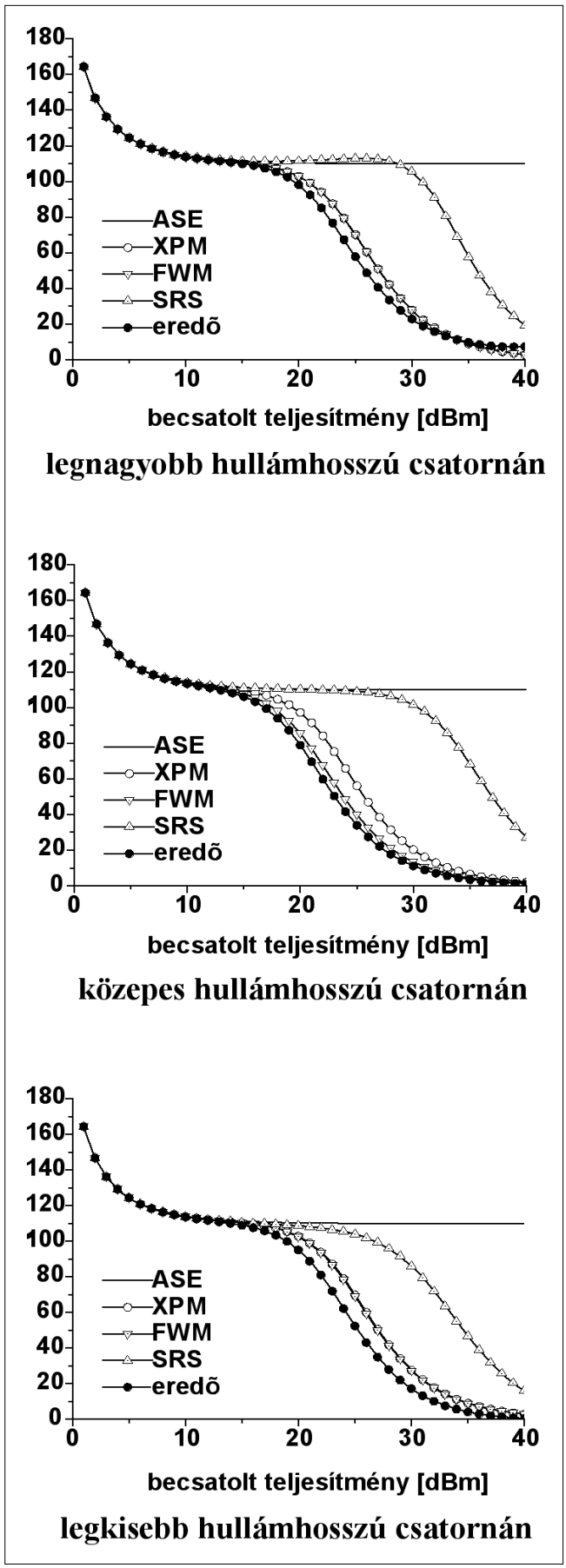
A *8. ábra* 24 csatornás rendszerben mutatja a Q-faktor nagyságát 50 GHz-es csatornatávolság mellett.

Az 50 GHz csatornatávolság és kisebb csatornaszám alkalmazása esetén a stimulált Raman-szórás hatása már nagy mértékben csökken. Egyértelműen a kereszfázis-moduláció és a négyhullám-keverés dominál. Emiatt a legrosszabb minőségű csatorna itt a közepes hullámhosszúak közül kerül ki.

Összességében elmondható, hogy nagy csatornaszám és nagy csatornatávolság alkalmazása esetén a jel minőségét a stimulált Raman-szórás rontja a legnagyobb mértékben és a legrosszabb minőségű jel a legkisebb hullámhosszúságú csatornákon várható. Kis csatornaszám, illetve csatornatávolság alkalmazása esetén pedig a keresztfázis-moduláció és a négyhullám-ke-



7. ábra
A Q-faktor 64 csatornás rendszerben 50 GHz-es csatornatávolság esetén



8. ábra
A Q-faktor 24 csatornás rendszerben 50 GHz-es csatornatávolság esetén

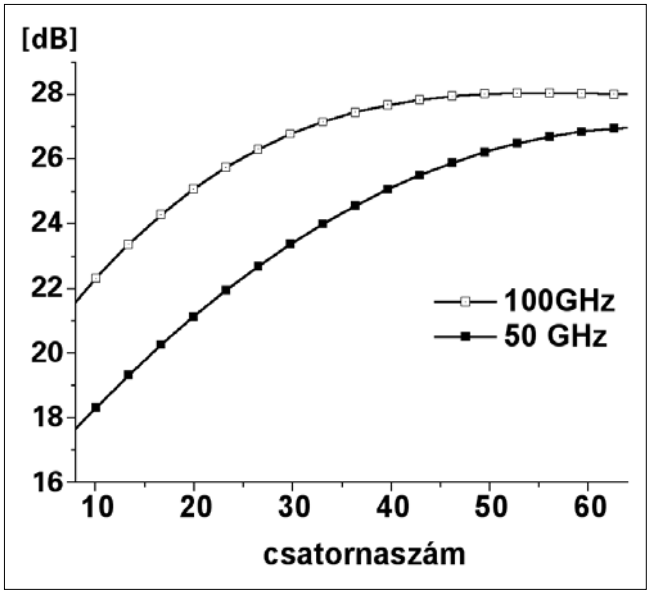
verés miatt a középső csatornák minősége a legrosszabb. Köztes esetben mindhárom jelenség hatása hasonló nagyságrendű, ezért a rendszer pontos ismerete nélkül nem állapíthatjuk meg, hogy hova esnek a legrosszabb minőségű csatornák.

Amit minden esetben valószínűsíthetünk az, hogy a legrosszabb minőségű csatorna minden a középső, illetve a legkisebb hullámhosszúságúak közül kerül ki, de hogy pontosan melyik, azt csak számítással tudjuk meghatározni.

5.2. A maximálisan becsatolható teljesítmény a csatornaszám függvényében

A vizsgálatokat úgy is elvégezhetjük, hogy adott csatornaszámok esetén meghatározzuk a még elfogatható jelminőséghez tartozó összes becsatolt teljesítményszintet. Az elfogadható jelminőséget az erősítők spontán emissziója által kijelölt Q-faktor szinthez viszonyított -3 dB-es letörésnél definiáltuk.

Így olyan görbét kapunk, amely a maximális becsatolható teljesítmény nagyságát adja meg az alkalmazott csatornaszám függvényében. A *9. ábra* mutatja ezt a görbét 100 GHz-es, illetve 50 GHz-es csatornatávolság alkalmazása estén.



9. ábra
A maximális becsatolható teljesítmény az alkalmazott csatornaszám függvényében 100 GHz-es, illetve 50 GHz-es csatornatávolságnál

Mindkét csatornatávolság esetén megfigyelhető, hogy a maximális becsatolható teljesítmény az alkalmazott csatornaszám növelésével egyre kisebb mértékben nő. 100 GHz-es csatornakiosztásnál 60 csatorna fölött kis mértékű csökkenést is tapasztalhatunk, ami az előző pontok eredményei alapján a stimulált Raman-szórással lehet magyarázni. Mindazonáltal a szokásosan használt 24-80 csatornaszámok esetén 100 GHz-es csatornatávolság alkalmazásával mindig nagyobb adóteljesítményszintet engedhetünk, mint 50 GHz-es csatornatávolság esetén.

6. Összegzés

A modellel kapott eredmények nagyon hasznosak a nemlineáris hatások alapos vizsgálatához, de emellett az iparban kamatoztatható gyakorlati hasznuk is jelentős. Ugyanezeket az adatokat meg lehet határozni bármely optikai rendszerre. Ennek segítségével egy új rendszer kiépítésekor, vagy egy már meglévő csatornaszámának változtatásakor egyszerűen meghatározható az ideális bemeneti teljesítmény. Így maximalizálhatjuk, az áthidalható távolságot, csökkenthetjük az erősítők számát, vagy kevésbé érzékeny vevőket alkalmazhatunk.

Megjegyzés

A cikkben bemutatott eredmények a 2007. évi Egyetemi és az Országos Tudományos Diákköri Konferencián (TDK, OTDK) első helyezést értek el.

Irodalom

[1] G. P. Agrawal,
Nonlinear Fiber Optics Academic,
Boston, 1989.

[2] R. Ramaswami, K. Sivarajan,
Optical Networks: A Practical Perspective,
Morgan Kaufmann, San Francisco, 1998.

[3] Ashwin Gumaste, Tony Antony,
DWDM Network Designs and Engineering Solutions,
WDM Network Design-1, Cisco press,
http://www.enterprisenetworksandservers.com/cp/art.php?1587050749

[4] A. Cartaxo,
„Impact of modulation frequency on cross-phase modulation effect in intensity modulation-direct detection WDM systems,"
IEEE Photonics Technology Letters,
Vol. 10., pp.1268–1270., September 1998.

[5] A. R. Chraplyvy,
„Limitations on lightwave communications imposed by optical-fiber nonlinearities," J. Lightwave Technol.,
Vol. 8., pp.1548–1557., October 1990.

[6] W. Zeiler, F. D. Pasquale, P. Bayvel, J. E. Midwinter,
„Modeling of four-wave mixing and gain peaking in amplified WDM optical communication systems and networks," J. Lightwave Technol.,
Vol. 14., pp.1933–1942., September 1996.

[7] K.-P. Ho,
„Statistical properties of stimulated Raman crosstalk in WDM systems," J. Lightwave Technol.,
Vol. 18., pp.915–921., July 2000.

[8] Mazroa Dániel,
„Optimális jelszint meghatározása optikai szálakban"
TDK dolgozat. BME Villamosmérnöki és Inform. Kar,
Hálózattervezés és menedzsment szekció,
2006. november 17.

Flexibilis leágazó és kapcsoló eszközök a DWDM hálózatokban

BABICS EMIL, HORVÁTH A. RÓBERT, MESKÓ ÖRS

Magyar Telekom, PKI Távközlésfejlesztési Intézet
{babics.emil1, horvath.robert, mesko.ors}@t-com.hu

Kulcsszavak: DWDM, tisztán optikai hálózat, optikai kapcsoló, leágazó multiplexer, optikai cross-connect, ROADM

Az IP alapú csomagkapcsolt hálózati forgalom nagyarányú bővülése miatt egyre nagyobb szükség van megbízható és a hálózati változásokat (terhelés változás, berendezés-, kábelhibák stb.) egyre inkább figyelembe vevő optikai hálózatra. A meglévő DWDM hálózatokat olyan rugalmas optikai leágazó és kapcsoló eszközökkel kell kiegészíteni, bővíteni, amelyek alkalmasak az automatikus optikai szintű kapcsolásra. Ezzel egyrészt tehermentesíteni lehet a felsőbb rétegeket (L2, L3), valamint egy rugalmas optikai szintű hálózati réteget tudunk kialakítani. A cikk összefoglalja a DWDM hálózatok jelenlegi berendezéseit, tulajdonságait, majd pedig rámutat a tisztán optikai hálózat (AON) előnyeire és bevezethetőségére. Emellett részletesen bemutatja a különböző optikai kapcsolók technológiáját, valamint az ezekkel kialakítható berendezések (ROADM, OXC) tulajdonságait.

1. Bevezetés

A távközlési hálózatokban egyre nagyobb jelentőséggel bír a DWDM technika, mivel a rohamosan növekvő sávszélességet igénylő szolgáltatások, mint például az IPTV, a VoD és egyéb multimédiás felhasználások a gerinchálózatban olyan mértékű forgalmat generálnak, melyet nem lehet e technológia nélkül hatékonyan kiszolgálni.

DWDM átvitelt jellemzően a maghálózatokban alkalmaznak, ahol az IP és egyéb hálózati platformok számára biztosít nagykapacitású transzportot.

A DWDM hálózatok kialakításának alapvető motivációi az alábbiak lehetnek:

• A szolgáltatók az elmúlt időszakban megépítették optikai kábelhálózatukat, melyekben a fényvezető szálak kezdenek elfogyni. Mivel az új optikai kábelek építési költsége magas, ezért a meglévő kábeleken kell az átvihető kapacitást növelni.

• A jelregenerálást több párhuzamos rendszerben külön-külön meg kell oldani, ami növeli a költségeket, azonban DWDM alkalmazásával ezt csak egyszer kell megtenni.

A DWDM hálózatok építőelemei

Az *OA – optikai erősítők* feladata az optikai kábel csillapítása által okozott jelteljesítmény-csökkenés kompenzálása.

OTM – optikai végződő multiplexer, mely a DWDM rendszer kapacitása szerinti különböző hullámhosszúságú optikai jelet egyetlen vonali jellé multiplexálja, illetve másik irányban demultiplexálja.

Tipikusan gyűrűstruktúrában az optikai csatornák leágazására az *OADM – optikai leágazó/beiktató multiplexer* szolgál. Ezeknél a berendezéseknél a leágaztatható optikai csatornák száma és hullámhosszválasztéka korlátozott. A korszerűbb, rugalmasan konfigurál-

Rövidítések

AOM	Acousto-Optical Modulator
AON	All Optical Network
ASON	Automatically Switched Optical Network
cl.MUX	Colourless Multiplexer
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing
DEMUX	Demultiplexer
FEC	Forward Error Correction
FXC	Fibre Cross-Connect
GMPLS	Generalized Multi-Protocol Label Switching
IP	Internet Protocol
L2	Layer 2 (az OSI modellben)
L3	Layer 3 (az OSI modellben)
MEMS	Micro-Electrical Mechanical System
MUX	Multiplexer
MZI	Mach-Zender Interferometer
OA	Optical Amplifier
OADM	Optical Add-Drop Multiplexer
OTM	Optical Terminal Multiplexer
OXC	Optical Cross-Connect
PLC	Planar Lightwave Circuit
ROADM	Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexer
SOA	Semiconductor Optical Amplifier
VOA	Variable Optical Attenuator
VoD	Video-on-Demand
WB	Wavelength Blocker
WBXC	Wavelength-Band Cross-Connect
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WIXC	Wavelength Interchanging Cross-Connect
WSS	Wavelength Selective Switch
WSXC	Wavelength Selective Cross-Connect

ható leágazó multiplexerekben (ROADM) ilyen kötöttségek nincsenek.

Az *OXC – optikai cross-connectek* a DWDM hálózatban az optikai csatornák kapcsolásáért felelnek. Bár funkciója szerint egy ROADM is cross-connectnek tekinthető, az OXC alatt kettőnél jóval több vonali jel közötti kapcsolásra képes eszközt szoktunk érteni. Funkciója egy vezérelt optikai rendezőként szemléltethető legjobban. Ipari megvalósítása még nem elterjedt.

A DWDM hálózatok kulcseleme a *transzponder,* mely a kliens optikai jelét egy, a hullámhosszkiosztás szerinti, adott hullámhosszúságú optikai jellé alakítja, amely aztán a DWDM hálózaton átvihető. A jel optikai-elektromos-optikai átalakításon megy keresztül. Minden egyes optikai csatornához egy-egy transzponder tartozik.

A DWDM rendszerek első generációja a fogyóban lévő optikai szálkapacitások virtuális megsokszorozását szolgálta. Pont-pont összeköttetésekből lehetett a hálózatot felépíteni, ami több szakaszon áthaladó csatornák esetén költséges, a közbenső optikai-elektromos-optikai átalakítást végző transzponderek miatt.

Kisebb állomásokon, ahol csak néhány optikai csatornához való hozzáférés volt szükséges, fix leágazó multiplexereket (OADM) alkalmaztak. Ezek néhány csatorna leágaztatását és beiktatását tették lehetővé; az összes csatorna közül csak bizonyos csatornákat tudtak leágaztatni, megnehezítve ezzel a hullámhosszkiosztás tervezését és a hálózat későbbi bővíthetőségét.

A DWDM következő generációja az előző generáció legjelentősebb hátrányait igyekezett kiküszöbölni. A technológia fejlődésével egyre nagyobb távolságokat lehetett áthidalni úgynevezett 3R regenerálás nélkül, mert egyre nagyobb mértékben tudták a fényvezető jeltorzítását optikai úton kompenzálni, illetve fejlett hibajavító kódolásokat (FEC) alkalmazni. Így közbenső, regeneratív transzponderek alkalmazására jóval ritkább esetben volt szükség.

A végződő multiplexerek és fix OADM-ek helyett újabban rugalmas ROADM-eket használhatunk. Ezek nagy előnye, hogy egy állomáson tetszőleges optikai csatornát választhatunk leágaztatásra és beiktatásra, megszüntetve ezzel a korábbi hullámhosszkiosztási kötöttséget.

Ezek a rendszerek megalapozták a DWDM rendszerek következő generációját, melyben a fő hangsúly a minél nagyobb transzparencia, azaz, hogy optikai csatornákat közbenső optikai-eletromos átalakítás nélkül lehessen átvinni. További újdonság az új rendszerekben az optikai kapcsolási funkció a flexibilitás biztosítása érdekében. A DWDM hálózatot felhasználó platformok egyre nagyobb sebességű csatornákat igényelnek és egyre költséghatékonyabb ezeket úgy szervezni, hogy ne kelljen elektromos szinten kezelni a csomópontokban csak átmenő tranzit igényeket.

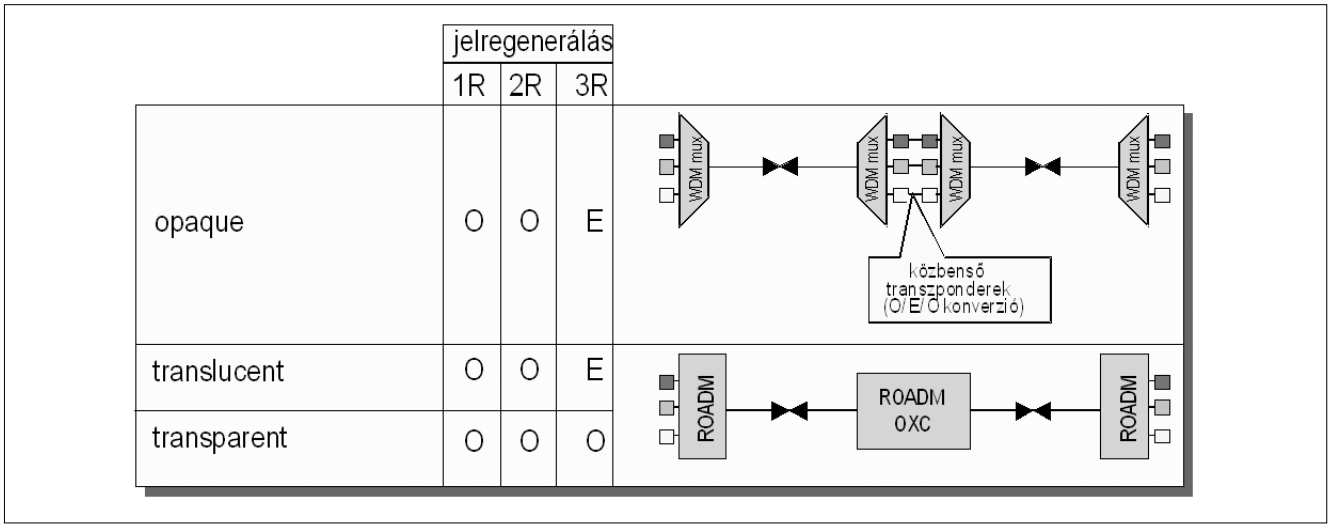
A transzparencia fokozatai

Az úgynevezett *opaque (nem átlátszó)* rendszerek tulajdonképpen az első generációs DWDM pont-pont összeköttetések voltak, melyekben az elektronikus 3R regenerálás miatt a több pont-pont rendszeren áthaladó csatornáknál mindig közbenső optikai-elektromos-optikai átalakításokat végző transzpondereket kellett alkalmazni. Ez jelentősen megnövelte a költségeket.

A *translucent (áttetsző)* és *transzparens (átlátszó)* hálózatokat tulajdonképpen egyaránt transzparensnek tekinthetjük. A kettő közt az a különbség, hogy a transzparens hálózatokban mindhárom regenerálási szintet optikai tartományban végzik. A technológiai fejlettség jelenlegi szintjén az újraidőzítés optikai tartományban (3R) még nem kiforrott és költséges, már csak azért is, mert – szemben az 1R és 2R regenerálással – az újraidőzítést csatornánként külön-külön kell elvégezni. A translucent hálózatokban a 3R regenerálást még elektromos tartományban végzik, csupán ennek számát igyekeznek a lehető legalacsonyabb szinten tartani.

Az *1. ábrán* a három transzparencia-osztály összehasonlítása látható, abból a szempontból, hogy az **1R** (optikai erősítés), **2R** (1R+optikai diszperzió kompenzálás) és **3R** (2R+újraidőzítés) regenerálás optikai (O) vagy elektromos (E) tartományban történik-e.

1. ábra Az optikai transzparencia fokozatai



2. Optikai kapcsolók

Az optikai szintű leágaztatás és kapcsolás legfontosabb eleme, „lelke” a kapcsolást optikai-elektromos-optikai átalakítás nélkül megvalósító kapcsolómező. Az egyes technológiák fizikai megoldásai és skálázhatósága miatt különböző kapcsolási architektúrák és más-más optikai szintű kapcsolás valósítható meg.

A kapcsolás szintje lehet szál szintű (FXC – Fiber Cross-Connect), amely valójában egy automatizált optikai patch-panel és például kábelátvágások esetén hasznos, amikor egy másik nyomvonalú optikai szálra tudja irányítja a teljes fénynyalábot. Ennél egy kicsit finomabb felbontást biztosít a spektrumsáv kapcsoló (WBXC – Wavelength-Band Cross-Connect), amely azonos végpontú összeköttetéseket a spektrumban egymás melletti hullámhosszakkal valósít meg, így „csak” a spektrumsávokat kell kapcsolni a bejövő vonali irányok között.

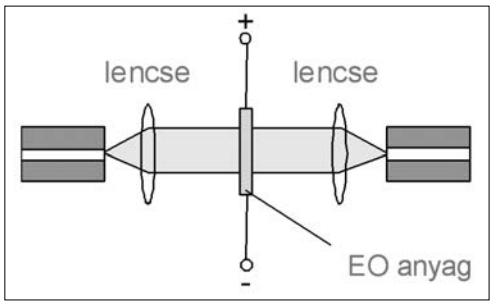
A távközlési szolgáltatók AON hálózatának kiépítéséhez legmegfelelőbb a WSXC-alapú (Wavelength Selective Cross-Connect) kapcsoló, amely a meglévő WDM infrastruktúrához is jól illeszkedik. Ezek a kapcsolótípusok minden bejövő vonali irány minden hullámhosszát blokkolásmentesen tudják kapcsolni egymás között. A WIXC (Wavelength Interchanging Cross-Connect) az előbb említett WSXC tudásán felül még hullámhossz-konverzióra is képes. Ez még nagyobb rugalmasságot és kihasználhatóságot biztosít, hiszen nem kell az adott összeköttetésnek a teljes útvonalán ugyanazt a hullámhosszat biztosítani. Jelenleg a hullámhossz-konverzió optikai szinten még nehezen megvalósítható, ezért a szolgáltatói hálózatokban egyenlőre még nem várható a megjelenésük.

A továbbiakban a WSXC-alapú kapcsolók kapcsolómezőinek a technológiai megoldásaira térünk ki.

VOA (Variable Optical Attenuator) alapú kapcsolók

Változtatható csillapítású tagok egyik lehetséges megvalósítása két optikai szál közé egy elektro-optikai anyag közbeiktatása, amelynek feszültség hatására megváltozik a törésmutatója *(2. ábra)*.

Ezt az alkatrészt a DWDM berendezések több pontján alkalmazzák. Az alapvető és egyik legfontosabb alkalmazása az, hogy ezzel tudják az optikai jelszinteket akár helyileg kézzel, vagy távvezérelt módon pontosan beállítani. Emellett a két szélső értékét használva (teljes áteresztés, vagy teljes lezárás) optikai kapcsolóként is funkcionálhat.



2. ábra VOA

PLC (Planar-Lightwave Circuit)

A sík hullámvezetős technológia a félvezetős technikán alapszik. Egy hordozó rétegre (tipikusan szilícium), vékony burkolatot készítenek, amelynek alig kisebb a törésmutatója, mint a fölötte lévő magrétegnek. A magrétegből ezután litográfiai eljárással (maszk és maratás) kialakítják a megfelelő struktúrát. Ahhoz, hogy ebből a struktúrából hullámvezetőket kapjunk, be kell vonni még egy kisebb törésmutatójú anyaggal. Ezzel az eljárással különböző interferometrikus elemeket alakítanak ki. Általában Mach-Zehnder interferométert, amelynél a becsatolt fényt kettéosztják, majd pedig különböző úthosszakon átvezetve újra egyesítik őket és az így találkozó hullámok vagy kioltják (fél hullámhossznyi különbség esetén), vagy erősítik egymást. Az úthosszkülönbséget piezo-elektromos és termikus hatással is el lehet érni.

Ezen kívül „Y” alakú csatolót is készítenek hullámvezetőből, amely két ágának a törésmutatóját lehet változtatni hőmérséklet vagy elektromos tér hatásával. Integrált optikai hullámvezetővel buborék-kapcsolót is készítenek, amelynél a két hullámvezető kereszteződésében a hullámvezetők törésmutatójával megegyező folyadék van. A folyadékot kis fűtőszállal melegítik, a melegítés hatására buborék keletkezik, amelyen törést szenved a fény és a másik irányba terjed tovább.

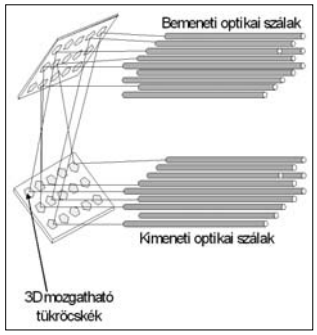
A PLC technológia előnye, hogy minden multiplexert, demultiplexert (AWG – Arrayed Waveguide Grating), kapcsolót és csillapító tagokat ugyanazzal a félvezető eljárással egy kompakt eszközbe lehet integrálni.

Opto-mechanikai kapcsolók

A legegyszerűbb megoldás mechanikai kapcsolásra, ha a szálakat mechanikai úton léptetőmotor, vagy elektromágnes segítségével mozdítják el. Ez a módszer lassú és skálázhatóság szempontjából sem előnyös.

Egy másik lehetséges opto-mechanikai megoldás a MEMS (Micro-Electro Mechanical System) technológia. A MEMS-alapú technológiában mechanikus elemek vannak, amelyeket az aktuátor valamilyen külső vezérlésre (elektrosztatikus, elektromágneses, termikus) mozgásba hoz. A beépített mechanikus elemek apró tükröcskék, amelyek mozgásukkal megváltoztatják a fény útját.

Létezik kétdimenziós MEMS kapcsoló, melynek tükrei kétállású mozgásra képesek („digitális”). Ezekkel jelenleg max. 32x32 portos kapcsolómátrixot lehet megvalósítani, mivel a fény szabadon megtett úthosszával lineárisan nő a csillapítás. Ennél jelentősen nagyobb portszámot (akár 8000x8000-est) is meg lehet valósítani 3D MEMS-el *(3. ábra)* mert a tükrök „analóg” módon tetszőleges dőlésszögbe állíthatók, ezért nem csak síkban helyezhetők el. Hátránya, hogy ez lényegesen bonyolultabb pozicionálási mechanizmust igényel.



3. ábra 3D MEMS

SOA alapú kapcsolók

A félvezető optikai erősítőt (Semiconductor Optical Amplifier) is lehet optikai kapcsolóként használni. A lézerdióda működéséhez hasonlóan elektromos pumpálás (gerjesztés) hatására gerjesztett állapotba lehet hozni az elektronokat (populáció inverzió), amelyek az alapállapotba visszakerülés során, indukált emisszió által erősítik a bejövő fényt. Ha a pumpálást kikapcsoljuk, akkor az erősítés helyett erős csillapítás lép fel, amit így a fény kapcsolására is tudunk használni. A megoldás hátránya a hozzáadott zaj, amely SOA esetében 6-8 dB.

Akuszto-optikai kapcsolók

Az akuszto-optikai modulátor működése az optikai rugalmasság elvén alapul (elasto-optic effect), mely során az anyag szerkezete deformálódik és ennek hatására változik a fénytörési mutatóját. Ha a torzulás akusztikai sűrűsödés vagy ritkulás hatására jön létre, akuszto-optikai modulátorról (AOM) beszélünk. Akuszto-optikai hatás akkor lép fel, ha a fénysugár olyan átlátszó anyagon (például üveg) halad át, melyben hanghullámok is mozognak. Az akusztikai hullámokat létrehozhatja egy piezo-elektromos átalakító, melyet egy RF jel vezérel.

Mivel a hanghullám alakja szinuszos, ezért egy változó törésmutatójú rács jön létre az eszközben. A rács a különböző hullámhosszúságú nyalábokat eltérő mértékben töri meg, így azok elkülönülnek egymástól. A megfelelő törésmutatójú helyhez illesztett kimeneti csatolóval hangolható szűrő és kapcsoló hozható létre.

A technológiát DWDM regenerátor állomásokon alkalmazva Optikai Add/Drop Multiplexer (OADM) alakítható ki, ahol egy vagy több hullámhossz ki- és becsatolása lehetséges.

Folyadékkristályos kapcsolók

A folyadékkristályok olyan szerves anyagok, melyek makroszkopikusan folyékonyak, vagyis a folyadékokhoz hasonlóak, viszont mikroszkopikus szempontból a molekuláik a szilárd testekhez hasonló kristályszerű rendezettséget mutatnak. A molekulák megnyúlt alakúak, leginkább pálcikához hasonlóak. Megfelelő körülmények között a molekulák irányítottságát meg lehet változtatni, egy bizonyos irányba be lehet őket forgatni. Az irányítottság befolyásolja a folyadékkristály optikai tulajdonságait, ami által hatással van az áthaladó fénynyaláb polarizációjára. A folyadékkristályos optikai kapcsolókra jellemző a kis beiktatási csillapítás mellett a csatornák közötti minimális áthallás.

Az optikai kapcsolótípusok összehasonlítása

Az előbbiekben összefoglalt transzparens (a kapcsolást O-E-O átalakítás nélkül megvalósító) optikai kapcsolókat több fajta szempontból lehet osztályozni:

- *Skálázhatóság* – maximum mennyi hullámhossz („hány portos”) egyidejű kapcsolását tudja megvalósítani egy adott technológiájú eszköz
- *Kapcsolási idő* – a kapcsolási idő a fény, az eszköz bemenetén és a megfelelő kimenetén való megjelenése között eltelt időt jelenti
- *Fogyasztás* – mekkora teljesítményt vesz fel a kapcsolóeszköz működés közben
- *Beiktatási csillapítás* – ez a paraméter jelenti azt a csillapítást, amivel az adott kapcsolóeszköz a teljes rendszer (optikai átvitel) csillapításához hozzájárul
- *Áthallási elnyomás* – a csatornák (hullámhosszak) közti áthallás azt jelenti, hogy egy adott hullámhosszúságú jel optikai teljesítményének egy része egy másik hullámhossz kimenetén jelenik meg. Ez jelminőség-romláshoz vezet, ezért ezt a teljesítmény „átcsatolást” alacsony szinten kell tartani. Az eszköz e csillapítását nevezzük áthallási elnyomásnak.

Az *1. táblázat* tartalmazza a fent leírt optikai kapcsolók technológiáira vonatkozó értékeket.

	Kapcsolási idő	Beiktatási csillapítás	Elnyomás/ áthallás	Relatív fogyasztás	Skálázhatóság (max.)
Léptető-motoros	10-50 ms	2,5 dB	55 dB		10 port
Termo-optikai	2-10 ms	10 dB	20-30 dB	közepes	10 port
Elektro-optikai	1 ns	8 dB	25-35 dB	közepes	10 port
Buborék	< 1ms	3-6 dB	40-50 dB	közepes	8 port
MEMS 2D	10 ms	4-5 dB	50 dB	alacsony (16x16-nál: 1-2 μW)	32 port
MEMS 3D	10 ms	4-5 dB	50 dB	alacsony	8000 port
SOA	1-5 ns	8 dB	40 dB		10 port

1. táblázat Optikai kapcsolók összehasonlítása

A táblázatból kiderül, hogy legjobban a MEMS alapú kapcsolók skálázhatóak és az elnyomási arányuk is jó. A leggyorsabbak az elektro-optikai, illetve SOA-alapú kapcsolók, amelyeket előnyösen lehet majd alkalmazni a jövőbeli optikai csomag- vagy börszt-kapcsolás során. Ugyanakkor ezek a technológiák kevésbé skálázhatóak és a SOA alapú kapcsoló még kutatási stádiumban van.

A fogyasztásuk ezeknek az eszközöknek nem jelentős, például egy mechanikus 16x16-os 2D MEMS kapcsoló sem fogyaszt többet 1-2 μW-nál üzem közben.

3. Optikai leágazó multiplexerek

3.1. Fix 2/4/8 csatornás Optical Add/Drop multiplexerek

Az OADM-ek két vonali oldali kapcsolódással rendelkező berendezések, melyek egy sokcsatornás WDM vonali jelből 2, 4, vagy 8 hullámhossz ki- és becsatolására alkalmasak. A be- és kimeneti erősítők és diszperzió-kompenzáló egységek mellett a demultiplexer és

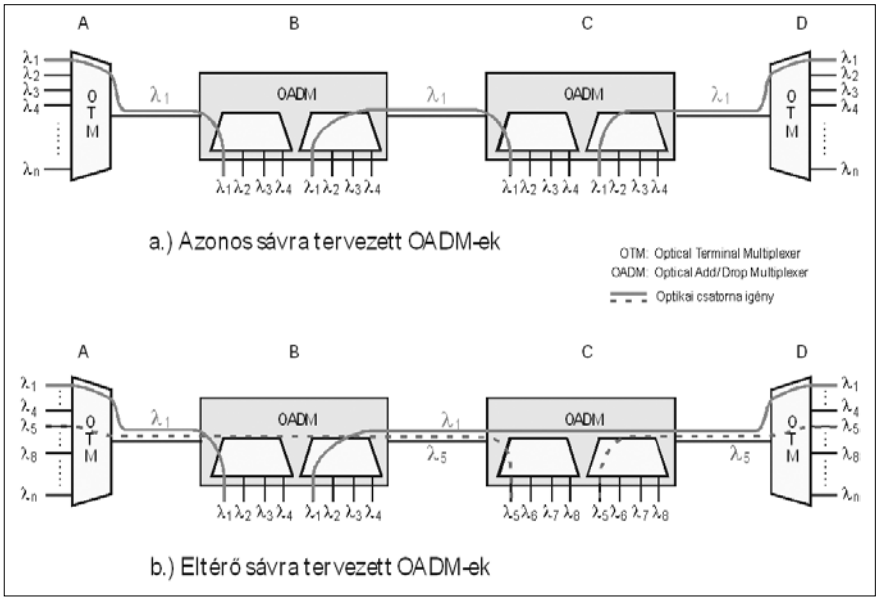
multiplexer modulok a legfontosabb alkotói. A multiplexer és demultiplexer modulok valósítják meg az adott hullámhosszak leágaztatását az állomáson, míg a többi hullámhossz 3R regenerálás nélkül áthalad a berendezésen.

A fix OADM neve is jelzi, hogy a leágaztatható/beiktatható optikai csatornák egy adott eszközben gyárilag rögzítettek, mind számukat, mind pedig hullámhosszukat tekintve.

Ezért megkövetelik a hálózattervezőktől, hogy megjósolják a jövőben várható forgalmi- és sávszélesség igényeket annak érdekében, hogy elkerüljék a szolgáltatások átirányításával, esetleg leállásával járó hálózatbővítéseket. A tervezések tökéletlensége és a váratlan forgalmi igények azt eredményezik, hogy a fix OADM-eket tartalmazó hálózatokat folyamatosan újra kell tervezni és át kell rendezni, ami extra költségeket, a meglévő szolgáltatások megszakadását, valamint a rendelkezésre álló sávszélesség messze nem optimális kihasználását eredményezi.

Fix OADM-eket jellemzően gyűrű- és busz-struktúra kialakításánál alkalmaznak. Az OADM-ek kialakításánál általában 2, vagy 4 hullámhosszra illesztett sávszűrőket használnak. Több, egymás melletti OADM tervezésénél komoly megfontolást igényel a jövőben várható forgalmi igények helyes becslése. Amennyiben a szomszédos állomások közötti igények megjelenésére számítunk, úgy azonos sávra (azonos hullámhosszakra) érdemes tervezni az OADM-eket, de ebben az esetben egy távolabbi állomásról (például a busz-struktúrát lezáró optikai végződő multiplexer (OTM) felől) érkező igények elvezetése problémás lehet amiatt, hogy a célállomásra érkeztethető hullámhosszak mindegyike kicsatolódik a közbenső OADM állomásokon *(4/a. ábra).* Ellenkező esetben, ha az egymás melletti OADM-eket eltérő sávra, különböző hullámhosszak kicsatolására tervezzük, az állomások közötti közvetlen igények elvezetése nem fog működni *(4/b. ábra)*.

4. ábra OADM-rendszerek

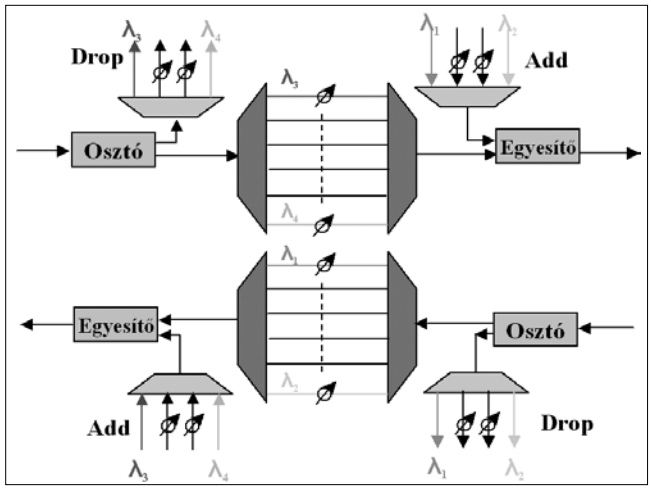


A fenti problémákra megoldást jelenthet, ha több, eltérő hullámhosszon működő 2 vagy 4 csatornás OADM-modult kombinálunk az egyes állomásokon, de ez már jelentős költségnövekedést eredményez.

3.2. Reconfigurable Optical Add/Drop multiplexerek

3.2.1. Wavelength Blocker (WB) hullámhossz blokkolásos technológiával

A WB technika alapeleme, amely a leágaztatást/beiktatást lehetővé teszi: a VOA. Ezek két szélső állapotát alkalmazzuk az ROADM kialakításában, az *5. ábra* szerinti funkcionális felépítéssel.

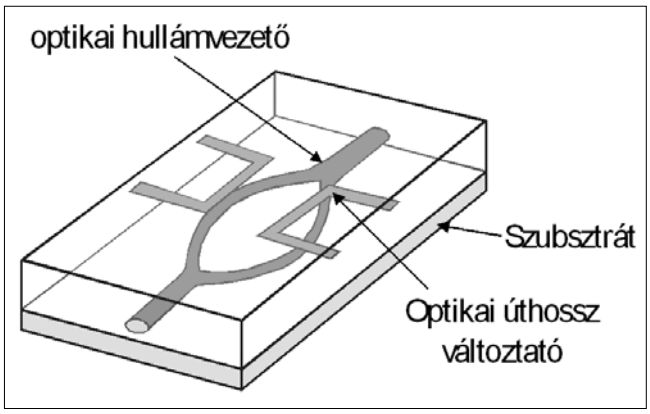


5. ábra WB-alapú ROADM elvi felépítése

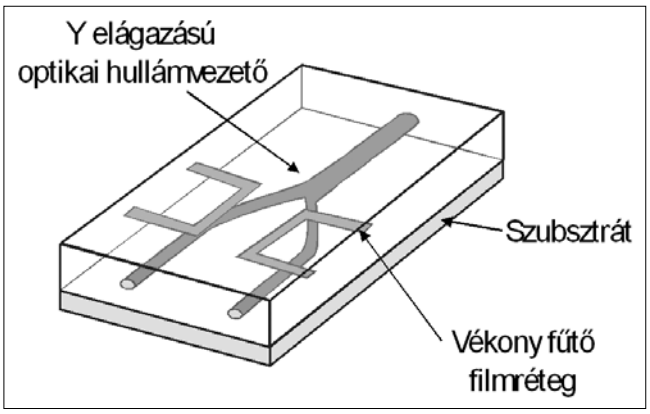
Az egymással szembe fordított demultiplexerek után és a multiplexerek közé minden egyes hullámhosszra ilyen változtatható csillapítású eszközöket helyeznek el, és az azonos vonali irányba továbbítandó hullámhosszakat csillapítás nélkül továbbengedik, a kicsatolandókat vagy más irányba kapcsolandókat pedig nagy csillapítást alkalmazva elnyomják, letiltják.

A csillapító tagok változtatása történhet helyi beavatkozással is, de a több irány összefüggősége (például ha az adott hullámhossz leágazó irányát engedélyezzük, a továbbítandó közül le kell tiltanunk) és az egyszerűbb és gyorsabb átkonfigurálhatóság érdekében a menedzselő rendszerből való irányítás a célszerűbb.

Változtatható optikai csillapítókat már a technológia fejlődésének kezdeti szakaszában elő tudtak állítani, ezért nyilvánvaló volt, hogy az első ROADM-eket is ilyen eszközökkel építették fel. Előnyük az egyszerű működési elvből fakadó egyszerű megvalósíthatóság. Azonban nem lehet egy eszközbe integrálni a VOA-t és a hullámhossz-kiválasztási funkciókat. Egy ROADM kialakításához sok egységre, kártyára van szükség, így a teljes berendezés sok helyet foglal el.



6. ábra Mach-Zender interferométer



7. ábra „Y" alakú hullámvezető

3.2.2. Planar Lightwave Circuit (PLC) technológia

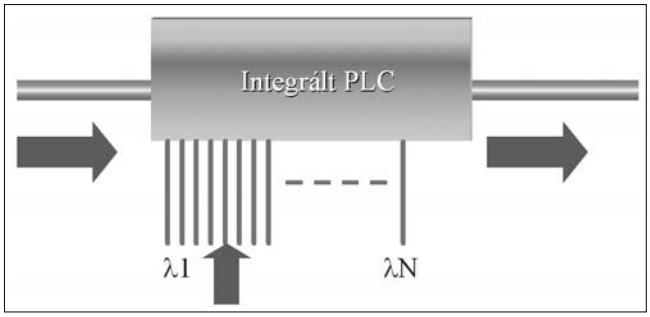
A sík hullámvezetős technológiát több gyártó is alkalmazta az optikai szintű blokkolásmentes leágaztató multiplexereik felépítéséhez. Nagy előnye, hogy a kapcsolás mellett ugyanazon félvezetőre integrált eszközökkel lehet megoldani a beérkező és kimenő fénynyaláb demultiplexelését, multiplexelését, valamint a szükséges csillapító tagokat. Így egy nagyon megbízható, kompakt eszközt lehet megvalósítani, szemben a Wavelength Blocker-es megoldással.

A gyakorlatban a 2. szakaszban leírt Mach-Zehnder interferométert *(6. ábra)*, vagy „Y" alakú *(7. ábra)* hullámvezetős megoldásokat alkalmazzák.

Az MZI megoldásnál az optikai úthosszat változtathatjuk piezoelektromos, vagy hőhatással. A kapcsolás ezek után a következők szerint történik: a bejövő fény kettéosztása után azonos periódusnál megjelenik, vagy fél hullámhossznyi különbség esetén kioltják egymást, ezért nem jelenik meg a kimeneten. Az „Y" elágazású optikai hullámvezető egy speciális polimerből készül, mely hő hatására megváltoztatja a törésmutatóját. A becsatolt és kettéosztott fény ezek után csak az egyik ágon jelenik meg, a másikon a törésmutató-változtatás miatt nem.

A leírt PLC-elemeket felhasználva alakítják ki az Add/Drop multiplexereket *(8. ábra)*, amelyek a hullámhosszakat ki tudják csatolni, vagy tovább tudják kapcsolni a kimenő vonali irányra. A technológiából adódik, hogy egy hullámhosszat csak egy meghatározott kimenetre, illetve visszirányban bemenetre lehet csatolni, ezért hangolható hullámhosszú transzpondereket nem lehet alkalmazni.

8. ábra PLC alapú ROADM

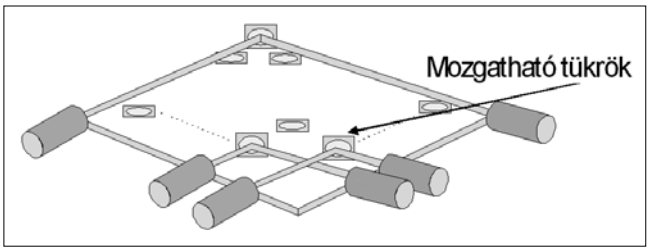


3.2.3. Wavelength Selective Switch (WSS) technológia

A WSS ROADM a kétdimenziós MEMS-alapú technológiára épül, amelynek nagy előnye a PLC technológiával szemben, hogy lényegesen nagyobb mértékben skálázható, így előrevetíti az OXC kialakítási lehetőségét is.

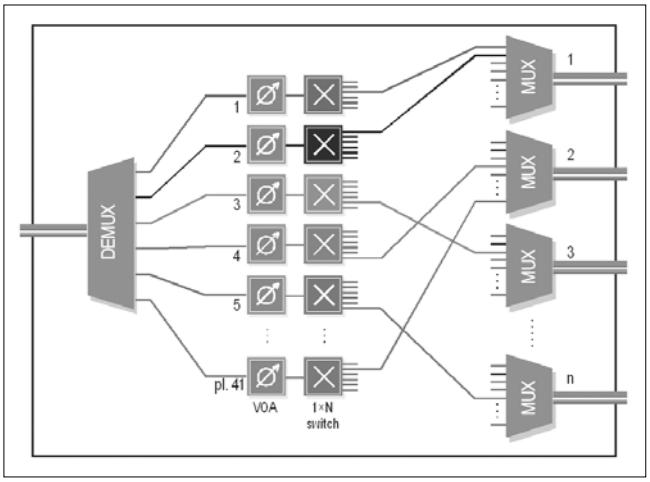
Az alkalmazott 2D MEMS esetén a tükröcskék síkban, mátrix-szerűen helyezkednek el *(9. ábra)* és a bejövő fényt bármelyik kimeneti irányba tudják kapcsolni. Ennek feltétele, hogy a többi (amelyik irányba nem kapcsolunk) ugyanazon sorban lévő tükröknek síkban kell állniuk.

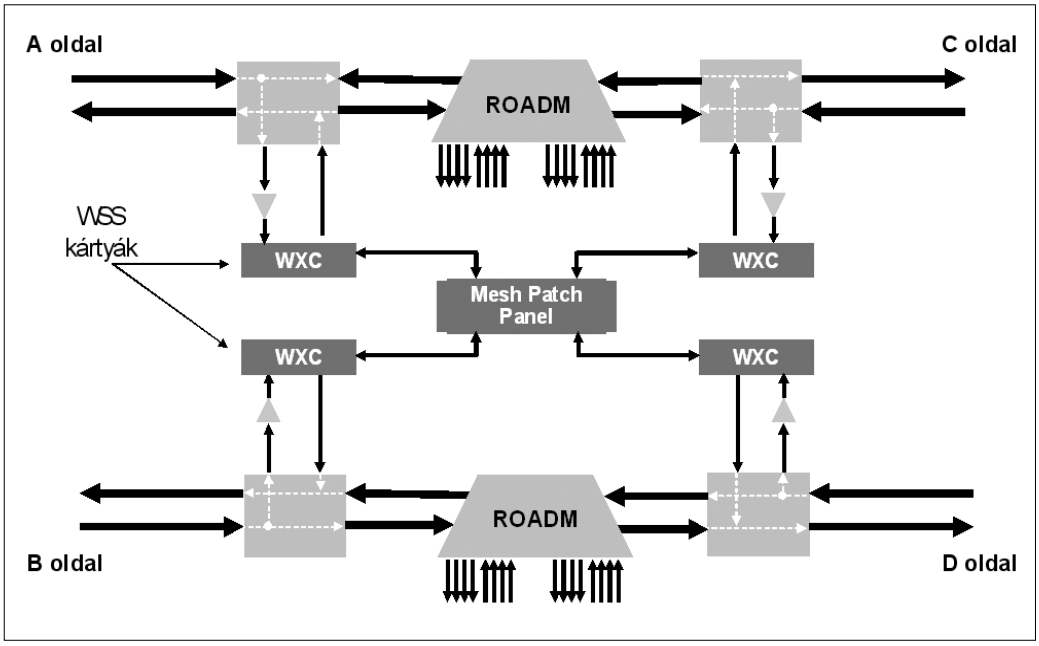
9. ábra 2D MEMS kapcsoló



A gyártók egyelőre kompakt kapcsoló kártyákat alakítanak ki, amelyeket fel lehet használni ROADM kialakításához. Egy ilyen tipikus eszköz sematikus ábrája látható a *10. ábrán*.

10. ábra WSS modul





11. ábra
OXC funkció kialakítása meglévő ROADM-el

Ezek a kártyák több aggregált porttal (n=10-es nagyságrendben) rendelkeznek, amelyek nincsenek külön dedikálva bemeneti vagy kimeneti portként. A bemeneti fénynyaláb demultiplexálása után, ahogy azt a 10. ábra is szemlélteti, minden egyes hullámhossz kapcsolását egy 1xn-es 2D MEMS-alapú kapcsoló végzi. Így bármelyik kimenetre blokkolásmentesen tudja irányítani az egyes hullámhosszakat.

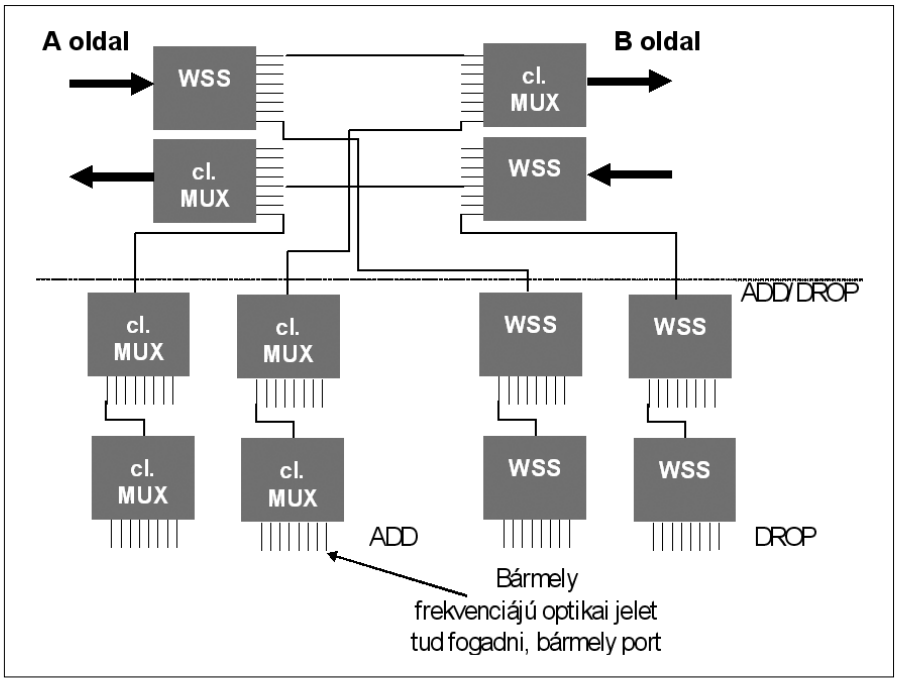
Az ROADM-et ezen WSS modul (tipikusan egy kártya) felhasználásával tudják kialakítani, úgy hogy az egyik portját egy demultiplexerre kötik rá (ez lesz a fix leágaztató rész), egy másik portját pedig összekötik egy ugyanolyan WSS kártya portjával, amely a vonali oldalon továbbítandó hullámhosszakat fogja kezelni. A becsatolás (Add) is egy multiplexerrel történik, amelyet a második kártya egy portjára kötnek rá.

3.3. Optical Cross-Connect (OXC) eszközök

Az OXC-k alkalmazása jelent egy igazán rugalmas megoldást a kettőnél nagyobb fokszámú csomópontok esetén, hogy optikai szinten megvalósulhasson a hullámhosszak kapcsolása. Ezen funkció létrehozására már vannak kész megoldások, illetve jövőbe mutató elképzelések. Az alábbiakban ezeket foglaljuk össze röviden.

3.3.1. OXC funkció megvalósítása az ROADM fokszámának emelésével

A 3.1. szakaszban ismertetett ROADM megoldások egy másodfokú csomópontot (tipikusan gyűrűs hálózat esetén) tudnak kiszolgálni optikai kapcsolással. Ezeket az eszközöket felhasználva OXC-funkciót tudunk kialakítani. A *11. ábra* egy ilyen lehetséges megoldást mutat be.



12. ábra
„Színezetlen" multiplexer használata

Ebben az esetben a meglévő ROADM-eket használják fel, amelyek a ki-be csatolás funkciót továbbra is biztosítják. Az ROADM-ek bemenő és kimenő vonali irányaikat passzív osztókkal szétválasztják és a lecsatolt irányra a fent részletezett WSS kártyákat kapcsolnak, amelyeket egymással fixen egy patch panelen keresztül összekötik. Így lehet kialakítani meglévő ROADM-ek és WSS-ek felhasználásával nagyobb fokszámú csomópontokat, amelyeknek előnye, hogy egy korábban létesített ROADM-es csomópontot a meglévő eszköz felhasználásával tudjuk kettőnél nagyobb fokszámúra bővíteni.

A fenti megoldás hátránya, hogy az ROADM-ek, legyen az WB-, PLC- vagy WSS-alapú, az add/drop oldalon minden egyes hullámhosszat csak egy dedikált kimenetre/bemenetre lehet ki-becsatolni.

Erre a problémára jelenthet megoldást egy úgynevezett színezetlen multiplexer (cl.MUX) alkalmazása, melynek bármely bemenete bármely hullámhosszúságú jel fogadására alkalmas.

Az *12. ábrán* egy ilyen ROADM-megoldás látható, ahol a bemeneti vonali oldalon WSS modulokat használunk a csatornák kicsatoláshoz vagy továbbküldéséhez. A DROP oldalon szintén WSS modulokat alkalmazunk, hogy bármely portra kicsatolható legyen bármely hullámhossz. A kimeneti vonali irányon és az ADD oldalon pedig hullámhossz-független passzív multiplexereket alkalmazunk.

Így az ADD oldalon is alkalmazhatóak változtatható hullámhosszú transzponderek minden porton. További előnye ennek a megoldásnak, hogy a cl.MUX-ok passzív optikai elemek, ezért jóval olcsóbbak a WSS moduloknál. A megoldás hátránya, hogy kettőnél nagyobb fokszámú csomópont kialakítása kizárólag ezen eszközök alkalmazásával nagyon bonyolulttá és a sok külön eszköz miatti hibakeresés, teljesítmény-tervezés és -beállítás szempontjából kezelhetetlenné válik.

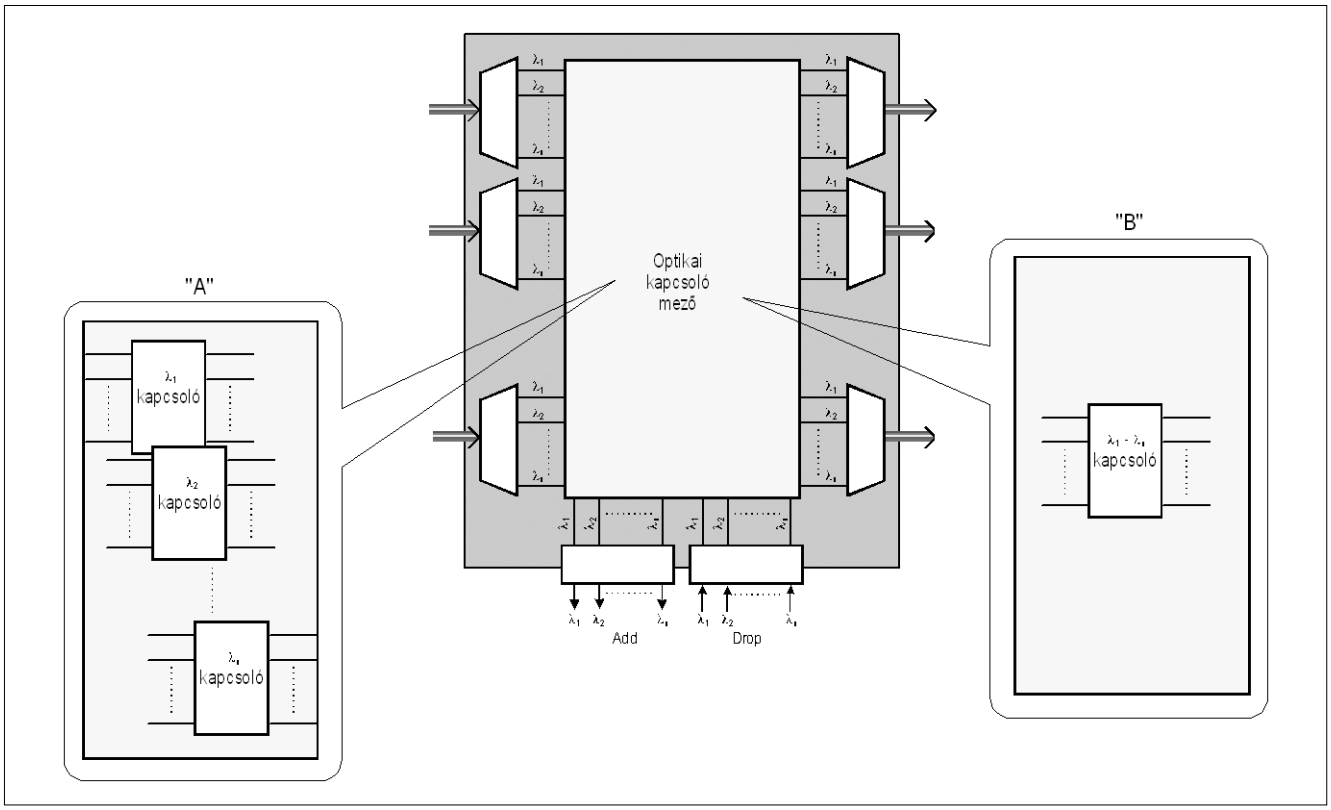
3.3.2. „Valódi" Optical Cross-Connect

A 3.3.1-es részből világosan kiderül, hogy ROADM-ek felhasználásával nehézkes és bonyolult nagyobb fokszámú csomópont kialakítása. 4-6 vonali irány még tervezhetőnek, kezelhetőnek tűnik, de az igazi megoldást erre a problémára egy komplett „valódi" OXC kifejlesztése jelentené. Ez pillanatnyilag még a gyártóknak is csak a jövőbeli terveikben szerepel, ezért technológiai és architekturális megvalósításukról, bővíthetőségükről csak fejlesztési irányok és elképzelések állnak rendelkezésünkre.

Az OXC egy olyan komplex berendezés, amely több (és esetleg modulárisan bővíthető) aggregált vonali oldallal rendelkezik, valamint alkalmas hullámhosszak kibecsatolására is. A belső optikai kapcsoló mezője pedig képes minden vonali és ADD/DROP irányból érkező hullámhossz blokkolásmentes kapcsolására. Erre láthatunk egy példát a *13. ábrán*.

A belső kapcsolási mező architektúrális kialakítására több megoldás is létezik. Az „A" megoldás a hullámhosszak szerint particionált optikai kapcsoló, amely egyszerűbb technológiai megvalósítást, ugyanakkor bonyolultabb vezérlést eredményez, mint a „B" típusú hullámhossz-független optikai kapcsoló architektúra.

13. ábra „Valódi" OXC felépítése



4. Összefoglalás

A cikkben ismertetett rugalmas optikai leágazó és kapcsoló eszközöknek kulcsszerepük van, hiszen ezek teremtik meg a lehetőségét a jövő intelligens optikai hálózatának, melyben az optikai hálózat kliense (például az IP hálózat) automatikusan, emberi beavatkozás nélkül tud majd optikai csatornákat létrehozni illetve megszüntetni, az aktuális forgalmi viszonyoknak megfelelően (ASON/GMPLS).

Az előzőekben láttuk, hogy az optikai kapcsoló eszközökben többféle technológiát alkalmaznak, és ettől függően különböző kiépítettségű és rugalmasságú eszközöket lehet kialakítani. Nyilván ezek költsége arányban van a funkciógazdagságukkal és flexibilitásukkal, ezért különböző hálózati síkokban szinte mindegyiknek megvan a létjogosultsága.

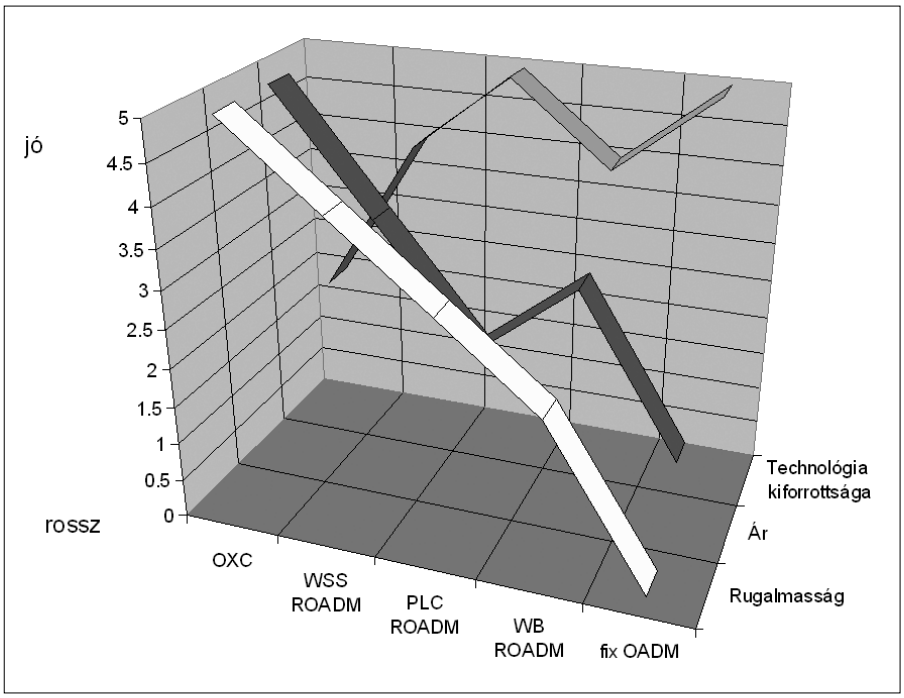
A *14. ábrán* három kulcsfontosságú jellemző alapján szemléltetjük a különböző technológiák közötti különbségeket, illetve egymáshoz való viszonyukat.

A WB elven működő ROADM-ek, nagy helyigényű kialakíthatóságuk és magasabb megvalósítási költségük miatt nem olyan kiforrott termékek, és széleskörű hálózati alkalmazásuk a jövőben sem várható.

Rugalmasság szempontjából az OXC-k a legkedvezőbbek, hátrányuk viszont a magas ár, és - talán emiatt - az a tény, hogy még nem jelent meg a piacon tömeggyártásban készült berendezés.

A szolgáltatók jelenlegi és közeljövőbeli optikai hálózatában egyenlőre elegendőnek tűnik egy OXC-nél kisebb ROADM. Ezek közül is a leginkább kecsegtető a WSS technológián alapuló, mellyel kettőnél több fokú ROADM is kialakítható.

14. ábra
Optikai leágazó és kapcsoló technológiák összehasonlítása



Irodalom

[1] Megyer Balázs, Paksy Géza, Szödényi Ákos, Zsigmond Szilárd: Optikai cross-connect-ek (OXC-k) alkalmazása a transzporthálózatokban. BME-KKK-Magyar Telekom, K+F szerződés, 2005.
[2] Tarek S. El-Bawab: Optical Switching. Springer Science+Business Media Inc., 2006.
[3] Jakab Tivadar, Lakatos Zsolt, Paksy Géza, Zsigmond Szilárd: Tisztán optikai hálózatok bevezetésének és üzemeltetésének tervezési támogatása. BME-KKK-Magyar Telekom, K+F szerződés, 2006.
[4] Kevin H. Liu: IP over WDM. John Wiley & Sons, Ltd., 2001.
[5] Lajtha György, Szép Iván: Fénytávközlő rendszerek és elemek. Akadémiai kiadó, Budapest, 1987.
[6] www.patentstorm.us/patents/ (Liquid crystal optical switch, US Patent Issued on March 28, 2006. Letöltve: 2007.06.07.)
[7] http://www.optical-network.com/ (Letöltve: 2007.06.07.)
[8] Steven D. Robinson: ROADMs: the route to intelligent networking. Fibre Systems Europe, 2007 tavasz.

CWDM rendszerek az optikai hálózatokban

NAGY SÁNDOR, SZATMÁRI JENŐ

Magyar Telekom, PKI Távközlésfeljesztési Intézet
{szatmari.jeno, nagy.sandor3}@t-com.hu

Kulcsszavak: CWDM, DWDM, hullámhosszosztás, „black-box"- és „black link"-modellek, egy- és kétirányú átvitel, hálózatvédelem

Napjainkban, az élet minden területén növekvő információ igény a gerinc és a hozzáférési hálózatok fejlesztése terén is komoly feladatok elé állítja a szolgáltatókat. A hullámhosszosztásos CWDM (Coarse Wavelength Division Multiplexing) rendszerek gazdaságos megoldást jelenthetnek. A cikkben ismertetjük a CWDM rendszer hullámhossz kiosztását a fényvezetőszál átviteli tartományában, röviden bemutatjuk a rendszer fő alkotóelemeit, majd az ITU-T szabványosítási törekvéseit a G.695 ajánlás referencia modelljeinek ismertetésével. Továbbá áttekintjük a jelenleg a hazai piacon is jelen lévő CWDM rendszerek lehetséges hálózati architektúráit, üzemeltetési feladatait és védelmi megoldásait.

1. Bevezetés

A megnövekedett információmennyiség hatékony továbbításának kézenfekvő módja a vonali sebesség növelése. A már általánosan használt 2,5 Gbit/s-ról megtörtént a továbblépés 10 Gbit/s-ra, de már megjelentek a 40 Gbit/s sebességű üzemszerű forgalmat bonyolító fényvezetős rendszerek.

A mai, modern DWDM rendszerek képesek akár 160 különböző hullámhosszon működő csatorna átvitelére 10 Gbit/s sebességen is. CWDM esetén nagyobb távolságra vannak egymástól az egyes vivők, kisebb csatornaszám jellemző. A teljes 1310 nm-es és 1550 nm-es optikai ablak felhasználásával a csatornaszám 18-ig növelhető.

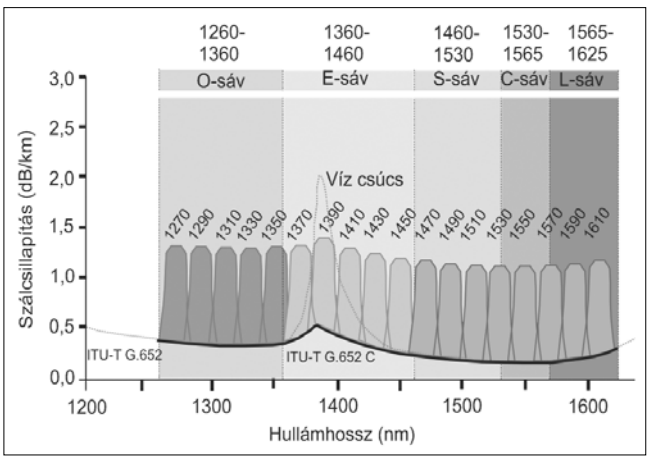
Az 1980-as évek elejétől már építettek többhullámhosszas LAN hálózatokat a 850 nm-es tartományban, 25 nm-es osztással, multimódusú (MM) szálak felhasználásával. A távközlés fejlesztői, szolgáltatói ekkor még nem figyeltek fel erre a lehetőségre. Újfajta, olcsóbb lézerek, mind például a VCSEL (Vertical Cavity Surface Emitting Laser) [1], az alacsony költséggel előállítható vékonyréteg-szűrők megjelenése egyre gazdaságosabbá tette a többhullámhosszas MM LAN hálózatok építését. Áttörés az 1990-es évek végén történt, amikor a CWDM az IEEE 802.3 „High Speed Study Group" csoportja érdeklődésének előterébe került. A diszperziós veszteségi problémák megoldására a 10GbE LAN és néhány 10GbE WAN alkalmazásnál [2,3] négy hullámhosszas átviteli megoldást ajánlottak a 850 nm-es és 1310 nm-es ablakokban, főleg épületen belüli környezetben MM szálak felhasználásával. A két ablak megkülönböztetésére sorrendben a CWDM és a Wide WDM (WWDM) kifejezéseket javasolták.

A városi vagy regionális környezetben a sűrű hullámhosszosztás a telítődések kiküszöbölésére túl drágának bizonyult. Itt alapvetően más követelményeknek kellett megfelelni: kisebb távolság, sokféle protokoll (SONET/SDH, Ethernet, ESCON, FICON, Fibre Channel stb.) támogatása, a továbbítandó információ mennyisége kevesebb annál, hogy egy DWDM rendszer gazdaságos lehessen.

A LAN hálózatokhoz kifejlesztett CWDM megoldások nem biztosítottak elég nagytávolságú átvitelt, ezért szükségessé vált a valamivel nagyobb (10...40 km) távolsági követelményeknek is megfelelő alkalmazás kialakítása. A széles hullámhosszhatárok között gazdaságosan gyártható, jó műszaki paraméterű lézereknek köszönhetően lehetővé vált, hogy a DWDM rendszerek által használt „C" sávon kívül az „O", „E", „S", „L" (Original, Extended, Short, Long) optikai sávokat is alkalmazhassák többhullámhosszas átvitelre. Az említett tartományok együttesen mintegy tízszer szélesebb sávot fognak át, mint a „C" sáv, így hozzávetőlegesen tízszer szélesebb hullámhosszosztással is ugyanakkora információmennyiség továbbítható egy rendszeren, mint az megtehető lenne egy „C" sávban alkalmazott DWDM hálózat esetén.

A sávok és hullámhosszak kiosztását szemlélteti az *1. ábra* a G.652 standard fényvezető szál csillapításgörbéje mellett.

1. ábra
CWDM hullámhossz osztás a G.694.2 ajánlás szerint



Az 1270-1610 nm hullámhossz tartományban 18 vivő helyezhető el, 20 nm-es osztással. Az „E” sávra eső hullámhosszakon a hagyományos G.652-es szálak esetén az „OH” szennyezés miatt a szálcsillapítás magasabb. A veszteség 0,5 dB/km-től 2 dB/km-ig ingadozhat, rossz esetben még ennél is nagyobb lehet.

2. CWDM rendszer alkotó elemei

2.1. A fényvezető szál

A korábban telepített fényvezetős hálózatok nagyrészt az ITU-T G.652 ajánlásának megfelelő A és B típusú szálakat alkalmazták. Elenyésző mennyiségben előfordul G.652 ajánlásnak megfelelő, kiterjesztett hullámhossz tartományú C és D típusú szál is. A városi fényvezetős hálózatok bővítésekor illetve „zöldmezős” beruházásoknál kedvező megoldás az új ITU-T G.652 C típusú szálak alkalmazása. Ezeknél a szálaknál a kifinomult gyártástechnológiának köszönhetően az 1383 nm közelében korábban jelentkező csillapítás növekedés már nem tapasztalható.

2.2. Transzponderek

Funkcióját tekintve a transzponder nem más, mint egy hullámhosszkonverter. Ez az egység biztosít átmenetet a színezett (vonali oldal) és a nem színezett (kliens oldal) optikai interfészei között. A „hagyományos” berendezések, mint például SDH-multiplexerek az aggregált interfészükön 1510 nm-es vagy 1310 nm-es névleges optikai hullámhosszúságú, esetleg elektromos jelet továbbítanak. Az 1310 nm vagy 1550 nm interfészeken érkező optikai jeleket nevezzük gyakran feketefehér interfészeknek. Ezeknek az optikai jeleknek hullámhosszpontossága, spektrumszélessége, stabilitása messze nem felel meg a WDM színezett interfészeknél kívánatosnak. A transzponder egység optikai vevője visszaalakítja az optikai jelet elektromossá, majd az elektromos jel regenerálása után újra optikai jellé alakítja, de már a színezett oldalon támasztott szigorúbb követelményeknek megfelelően.

A traszponder áramkörök gyártásakor a legnagyobb költséget a felhasznált lézerek jelentik. Távközlési célra legelterjedtebb két típus: Fabry-Perot (FP) és Distributed Feedback (DFB). A FP egyszerűbb, olcsóbb, a kisugárzott optikai teljesítményszint felénél mért spektrum szélessége: FWHM (Full Width of Half Maximum: félérték-szélesség), tipikusan 4 nm. A nagyobb spektrumszélesség miatt az FP lézerek Gbit/s nagyságrendű összeköttetések esetén már nem alkalmazhatók.

A DFB lézerek jól beváltak 2,5 Gbit/s sebességig, költséghatékonyan gyárthatók. Előnyük a keskeny spektrumszélesség, (FWHM értéke tipikusan 0,2 nm, következésképpen kis diszperzió keletkezik a szálban) és a magas oldalsáv elnyomás. Tipikus optikai kimeneti szintjük 1 mW körüli. 2,5 Gbit/s vonali sebességen 80 km távolság is áthidalható a segítségükkel normál G.652 szálon nehézség nélkül. A már említett VCSEL lézereket tömegesen használják a GbE és 10GbE WWDM LAN alkalmazásokra 850 nm és 1310 nm hullámhosszokon. Az alacsony költséggel gyártható VCSEL lézerek sikere újabb lökést adott a kutatóknak a nagyobb hullámhosszú (1500-1600 nm) VCSEL-ek kifejlesztésére. Ezek a lézerek ma már elérhetőek 2,5Git/s vagy akár 10Gbit/s vonali sebességű CWDM sőt DWDM célú alkalmazásra is.

A vételi oldalon beépített fotodetektorok költségében nincs lényeges különbség, hogy DWDM vagy CWDM alkalmazásról van szó, sőt kifejezetten kedvező, hogy mind a DWDM, mind a CWDM megoldásoknál ugyanazok a vevők alkalmazhatók. Az APD és a PIN detektorok is elég nagy sávszélességűek, lefedik a CWDM teljes sávot. A vevők árát leginkább a sávszélesség és a vételi érzékenység határozza meg. Keskeny sávszélesség és nagy érzékenység a legdrágább változat. Az erősítésre is képes APD-k magasabb áráért 8-10 dB-lel nagyobb vételi érzékenységet kapunk.

2.3. Optikai multiplexerek, demultiplexerek, add/drop multiplexerek, szűrők

Az optikai multiplexer feladata, hogy a transzponderek által előállított különböző hullámhosszúságú ($\lambda 1$, $\lambda 2$, ...λn), úgynevezett színezett optikai jeleket egyetlen fényvezető szálba csatolja. Vétel irányban, a demultiplexer a vonalról érkező összetett ($\lambda 1$, $\lambda 2$, ...λn) optikai jelet különböző hullámhosszúságú csatornákra bontja szét és továbbítja a transzponderek felé. A nagyobb hullámhosszosztás miatt (20 nm szemben a 0,8 nm-rel) lényegesen enyhébb követelményeket kell teljesíteni egy CWDM csatornaszűrőnek hullámhossz pontosság, stabilitás, elválasztás, hőmérséklet stabilitás tekintetében.

Az optikai add/drop multiplexerek (OADM) az N hullámhosszat szállító vonali jelből $n \leq N$ számú hullámhossz kicsatolását teszik lehetővé, illetve a kicsatolt csatornák helyére újak illeszthetők. A maradék N-n hullámhosszat változatlanul továbbítják.

Az OADM-ek fizikai megvalósítása sokféle módon történhet, például optikai rácsok, Bragg-rácsok, Fabry-Perot-szűrő, többrétegű vékonyréteg-konstrukciók, („Thin-Film Filter”; TFF) Mach-Zender-interferométerek, „Arrayed Waweguide” csatolók (AWG).

CWDM rendszereknél a szűrők megvalósítására leggyakrabban a TFF technológiát részesítik előnyben. A technológia lényege, hogy üveghordozó felületre nagyszámú – alkalmazástól függően 50 (CWDM), 200 (DWDM) – különböző vastagságú és törésmutatójú réteget visznek fel. Ezzel a módszerrel elérik, hogy az eszközbe bevezetett több hullámhosszat tartalmazó optikai jelből egy meghatározott hullámhosszú fénynyaláb kicsatolható úgy, hogy a többi változatlanul továbbhalad.

2.4. Erősítők

CWDM rendszereknél tipikusan nem cél a 80 km-nél nagyobb távolság áthidalása. A jelenleg gazdaságosan elérhető optikai erősítők erősítési tartománya sem képes minden CWDM hullámhosszt erősíteni. A jelenleg használt EDFA (Erbium Droped Fibre Amplifier) erősítők a DWDM „C” sávot tudják erősíteni, ami a CWDM hullámhosszak esetében legfeljebb 2 csatornát jelent.

Névleges centrális hullámhossz [nm]								
1271	1291	1311	1331	1351	1371	1391	1411	1431
1451	1471	1491	1511	1531	1551	1571	1591	1611

2. ábra
Hullámhossz-osztás, ITU

3. CWDM és a szabványok, ajánlások

A szabványosító szervezetek IEEE, ITU megegyeztek a LAN WWDM és a CWDM szabványok harmonizációjában. Az IEEE elfogadta az ITU által javasolt (ITU T G.694.2) 20 nm-es hullámhosszosztást *(2. ábra)*, ami optimálisnak bizonyult az UDFB (Uncooled Distributed Feed Back) lézerek és a Thin Film szűrők jellemzői szempontjából.

Az ITU kidolgozta a G.695 ajánlást, megcélozva ezzel a CWDM optikai interfész fizikai jellemzőinek meghatározását és egységes koncepció kidolgozását az egy- és kétirányú, egy- és többcsatornás rendszerek egységesítésére a „black-box" és „black-link" modellek bevezetésével. A kétféle modell kidolgozásának célja a referenciapontok precíz meghatározása a különböző gyártók berendezéseinek minél hatékonyabb együttműködésének elősegítésére. Az alábbiakban ezeket a modelleket foglaljuk össze, bemutatva az ITU által meghatározott referenciapontokat:

– Az ajánlás négy (MPI-S_M, MPI-R_M, S_S, R_S) referenciapont fizikai paramétereit határozza meg: A többcsatornás referenciapontok (MPI-S_M, MPI-R_M) rendeltetése, hogy az aggregát interfészek összeköthetők legyenek különböző gyártók berendezései között is.
– Az egycsatornás referencia pontok (S_S, R_S) meghatározásának célja, hogy a különböző gyártóktól származó sokféle kliensinterfész is együttműködjön egymással.
– Az ábrákon feltűnnek még az RP_S, RP_R jelű referenciapontok, de ezek csak informatív jellegűek.

A „black-box" megközelítésben az ITU által elképzelt dobozon belüli elemekre, illetve közöttük lévő belső kapcsolatokra nincs előírás vagy korlátozás.

Az ajánlás csak funkcionális követelményeket fogalmaz meg, legfontosabb a 3R regeneráció. A kidolgozók ebben a modellben a többcsatornás oldal interfészeit határozzák meg: MPI-S_M, MPI-R_M, lehetővé téve az együttműködést a többcsatornás pontok között.

A „black-link" az ITU által kidolgozott másik megközelítés, amikor az összetevő jelek optikai interfész paramétereit határozzák meg az egyes csatornákra különkülön. A referencia pontok: S_S, R_S.

A többcsatornás fényvezetős szakasz csillapítás, kromatikus diszperzió, PMD jellemzőiről (RP_S, RP_R jelű referencia pontok) viszont csak tájékoztatást követel meg az ajánlás.

Az S_S, R_S referenciapontok paramétereinek meghatározásával (ha ezeket a gyártók betartják) lehetővé válik a megfelelő hullámhosszú csatornák közötti együttműködés. Ebben a modellben az ajánlás kidolgozói az optikai multiplexert (OM), optikai demultiplexert (OD) és az OADM-et (ha van), különálló optikai eszköznek tekintik.

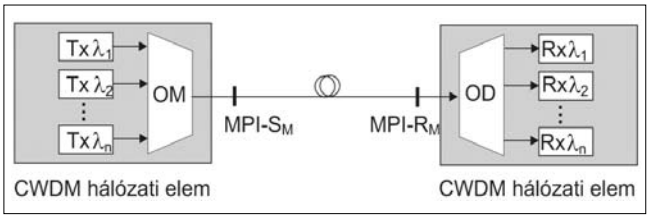
Az ajánlás mind az egyirányú, mind a kétirányú alkalmazásokra meghatározza a „black-box" és a „black-link modellt is, valamint a „black-link" modell esetén külön megkülönbözteti a pont-pont és a gyűrűs topológiákat.

3.1. A referenciapontok meghatározása különböző alkalmazásokra

3.1.1 Egyirányú átvitel

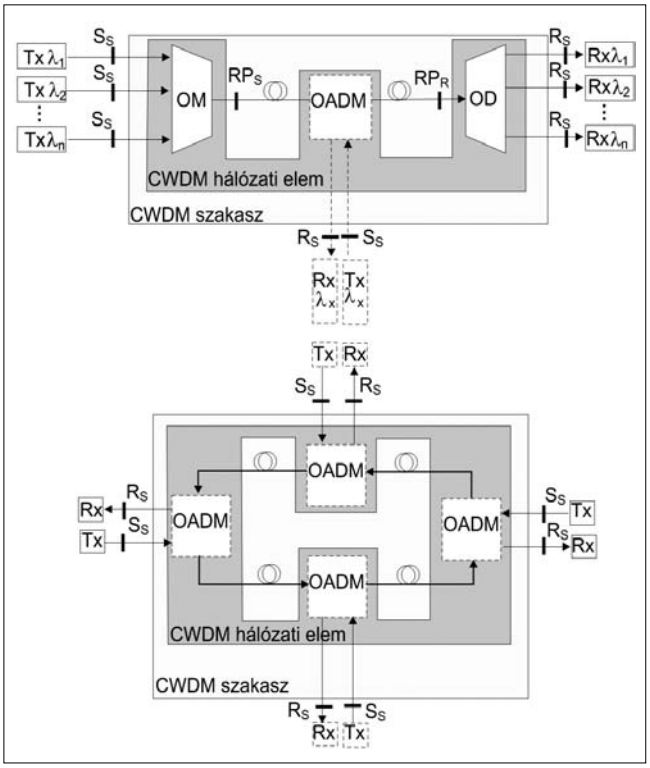
Egyirányú átvitel esetén az oda-vissza irányú adattovábbítást két külön fényvezetőn valósítják meg. A *3. ábra* mutatja a referenciapontokat (MPI-S_M, MPI-R_M) többcsatornás „black-box" modellre. A CWDM hálózati elem ebben az esetben egy OM és az adók vagy egy OD és a vevők.

3. ábra A „black box" modell



A *4. ábra* mutatja a referenciapontokat (S_S, R_S) egycsatornás „black-link" modellre az adók (T_x) és a vevők (R_x) között. A CWDM hálózati elem ekkor egy OM, OD páros, valamint tartalmazhat egy vagy több OADM-t is. Ez a modell alkalmazható pont-pont vagy gyűrűs hálózatra is.

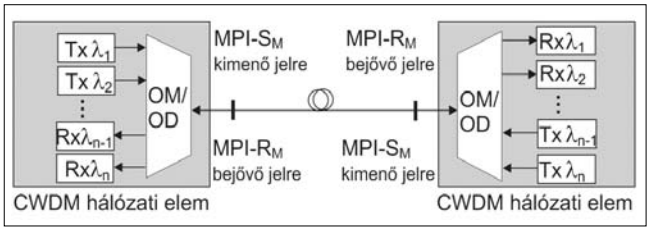
4. ábra
A „black link" modell pont-pont és gyűrűs alkalmazásokra



3.1.2. Kétirányú átvitel

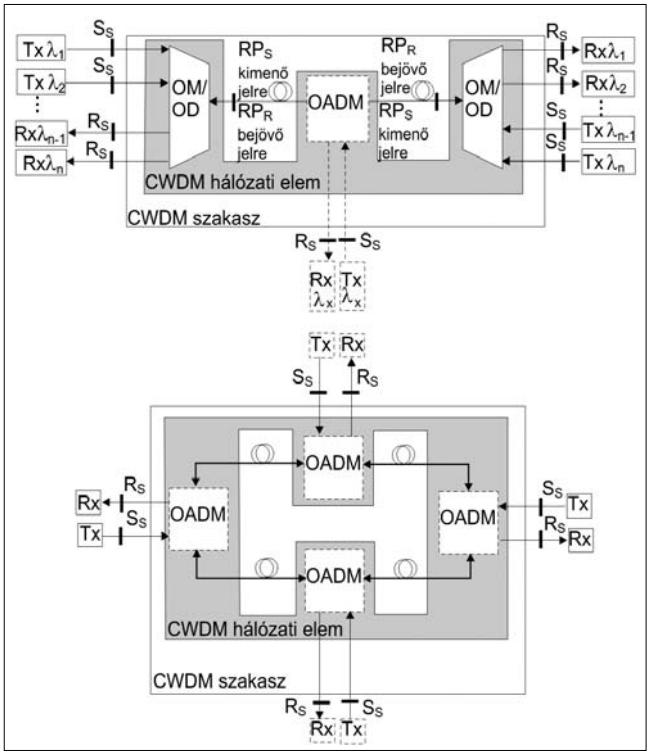
Kétirányú átvitel esetén, az oda-vissza irányú adattovábbítást ugyanazon a fényvezető szálon valósítják meg. A *5. ábra* mutatja a referenciapontokat (MPI-S_M, MPI-R_M) a többcsatornás „black-box" modellre, egyszálas, kétirányú összeköttetésre. A CWDM hálózati elem ekkor egy egybeépített optikai multiplexer/demultiplexer (OM/OD) a hozzátartozó adókkal és vevőkkel.

5. ábra „Black box" modell kétirányú alkalmazásra



Az egyirányú átvitelhez hasonlóan a *6. ábra* mutatja a referenciapontokat (S_S, R_S) egycsatornás „black-link" modellre az adók (T_x) és vevők (R_x) között. A CWDM hálózati elem egy OM/OD páros és tartalmazhat egy vagy több OADM-t. Ez a megközelítés alkalmazható pont-pont vagy gyűrűs hálózatra is.

6. ábra
A „black link" modell pont-pont és gyűrűs, kétirányú alkalmazásokra



3.2. Egységesítés

A különböző interfészek megkülönböztetésére, az SDH rendszerek mintájára bevezettek egy úgynevezett alkalmazási kódot. Segítségével könnyen azonosíthatók az optikai interfészek.

Az alkalmazási kód CWDM interfészekre:

CnWx-ytz

ahol:

C: a CWDM alkalmazás jele,
n: a maximálisan alkalmazható csatornaszám,
W: a szakaszhossz jele,
- **S**: kis távolságú
- **L**: nagy távolságú

x: szakaszok száma,
y: maximális kliensjel bitsebesség,
- **0**: NRZ kódolású 1,25 Gbit/s
- **1**: NRZ kódolású 2,5 Gbit/s

t: fenntartott betű,
z: fényvezető szál típus
- 2: G.652
- 3: G.653
- 5: G.655

A kétirányú alkalmazást egy plusz B betűvel jelölik:

B-CnWx-ytz

A „black-link" modell alkalmazását a kód elejére illesztett S betű jelzi: *S-CnWx-ytz*.

Példaként egy ilyen kód: *C8S1-1D2* – ez egy 8 csatornás, kistávolságú CWDM alkalmazást jelent, NRZ kódolású 2,5Gbit/s sebességű kliensjelekkel, optikai erősítő nélkül, G.652-es szálon.

Az osztályozásnak megfelelő interfész kódokhoz meghatározták a fizikai paramétereket, melyeket a G.695 ajánlás részletesen tárgyal az említett különböző modellek eseteire.

4. CWDM hálózati architektúrák

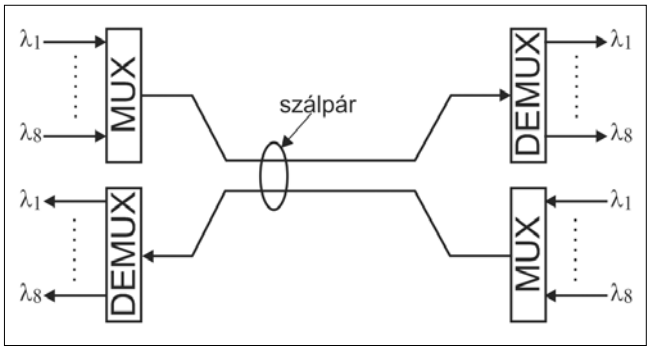
A CWDM hálózatok tipikusan pont-pont összeköttetésekből állnak, néhol közbenső OADM használatával (busz-struktúra). Ritkán fordul elő gyűrűs hálózatkialakítás, inkább csak olyan esetekben, amikor valamilyen hálózatvédelmi megoldás alkalmazására van szükség. Szövevényes hálózatkialakítás a CWDM megoldásokra nem jellemző.

A továbbiakban részleletesen bemutatjuk az egyes hálózati kialakításokat. Természetesen mind a „black-link", mind pedig a „black-box" modellre érvényesek ezek a hálózati architektúrák, sőt egyre gyakrabban előfordul a gyakorlatban, hogy a két megoldást együttesen alkalmazzák. Az egyszerűség kedvéért a későbbiekben a „black-link" hálózati megoldásokon mutatjuk be az egyes topológiákat és a rajzokon nem szerepeltetjük a CWDM hullámhoszszakat előállító transzpondereket.

4.1. Pont-pont összeköttetés egy szálpáron

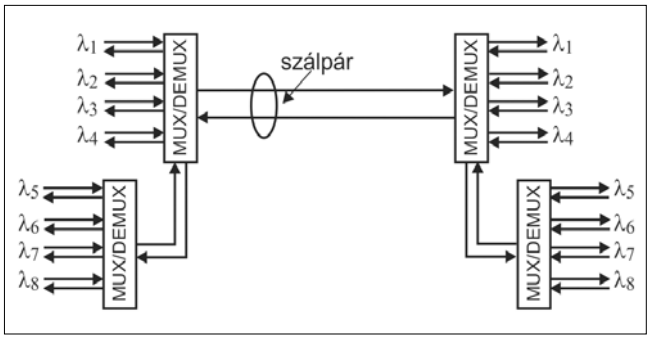
A *7. ábrán* bemutatott összeköttetés egy pont-pont CWDM kialakítás, ahol a két irány teljesen független. A kapcsolat két egyirányú pont-pont összeköttetésből megvalósított hálózatnak is tekinthető. Ebben a hálózati megoldásban alkalmazott multiplexerek/demultiplexerek fix, nem bővíthető kialakításúak.

Előnye ennek a konfigurációnak, hogy könnyen áttekinthető módon történik a helyszíneken a kábelezés, hátránya viszont, hogy már a kezdeti fázisban – rendszerfüggően – 8 csatornára ki kell építeni a rendszert.



7. ábra Pont-pont összeköttetés egy szálpáron

Léteznek olyan multiplexerek/demultiplexerek, amelyek bővítési lehetőséget is biztosítanak. A *8. ábra* egy olyan konfigurációt mutat be, ahol a pont-pont összeköttetés egy szálpáron 4-ről 8 csatornára bővíthető.

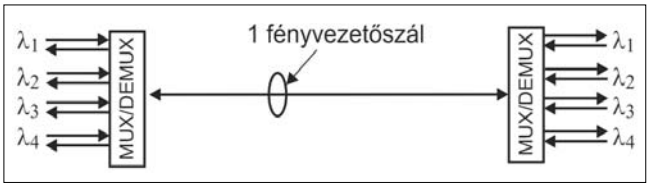


8. ábra
Pont-pont összeköttetés egy szálpáron 4-ről 8 csatornára bővíthető esetben

Kezdeti kiépítésben csupán 4 csatorna használatával indulhat a megvalósítás, igaz egy szálpárat elhasználunk, viszont fennáll a további bővítés lehetősége. A már üzemelő 4 csatornán kívül a hálózati forgalom megszakítása nélkül tovább bővíthető a rendszer egy következő MUX/DEMUX kaszkádolt bekötésével. Léteznek olyan hálózati megoldások, ahol a fenti ábra mintájára, 8+8 csatornával építik ki a hálózatot. Ekkor az 1471-1611 nm hullámhosszak közötti 8 csatornát használják fel kezdeti kiépítésben, majd az 1311-1451 nm közötti hullámhosszakkal egy későbbi fázisban bővíthető a rendszer.

4.2. Pont-pont összeköttetés egy szálon

A hagyományos WDM megoldások olyan két fényvezetőn (szálpár) működő összeköttetések, ahol az egyik szálat az adásra, a másikat a vételre használják. Ez a megoldás akkor elengedhetetlenül fontos, ha az összeköttetések erősítők használata szükséges, például DWDM hálózatokban. Olyan esetekben, ahol az erősítés nem szükséges, vagy nem lehetséges, létezik egy alternatív elrendezés, ahol egy szálat használnak mindkét irány átvitelére. Megoldandó probléma, hogy hogyan egyesítsük a jeleket és hogyan válasszuk szét a másik oldalon. A CWDM hálózatokban passzív szűrőkkel valósítják meg mind a hullámhosszak egyesítését, mind pedig a szétválasztását.



9. ábra Pont-pont összeköttetés egy szálon

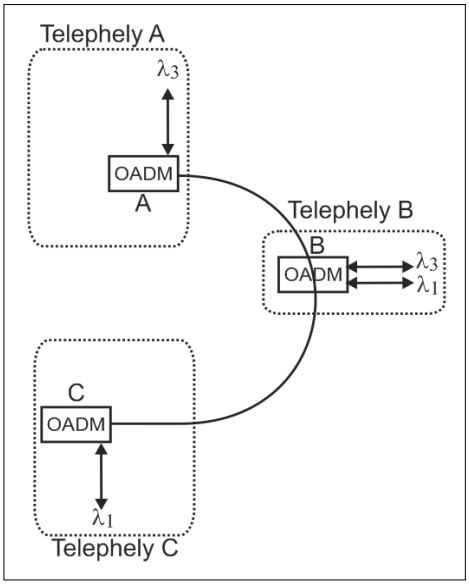
A *9. ábra* egy olyan hálózati megoldást bemutat be, amely ötvözi a korábban bemutatott két megvalósítás előnyeit. Ebben a kialakításban kezdetben elég 4 csatornára kiépíteni a rendszert, majd a később jelentkező igények kiszolgálására újabb 4 csatornával lehet bővíteni azt. Természetesen ez már fizikailag egy másik szálon valósul meg.

A megvalósítás sajátossága, hogy egy csatorna adás és vétele egy fényvezetőn, két szomszédos csatornán működik. Előnyként jelentkezik, hogy rugalmasan lehet a bővítéseket elvégezni, hiszen a kezdetben feleakkora csatornaszámot kell kiépíteni és ehhez csupán egyetlen egy fényvezetőre van szükség. A lehetőség fennáll a későbbi bővítésre is, ami akár CWDM + DWDM csatornák együttes alkalmazása is lehet. Ez a megoldás a szálpárból csak egy szálat használ fel, így a másik szabad fényvezetőszálat tetszés szerint használhatjuk akár DWDM hálózat kiépítésére is.

Ha DWDM csatornákkal szeretnénk bővíteni hálózatunkat, akkor az két másik módszerrel is megvalósítható. Az egyik nagyon egyszerű megoldás, hogy olyan DWDM hullámhosszat választunk, amely beleesik az 1531 nm, vagy az 1551 nm-es CWDM csatorna sávjába. Másik megoldás lehet az, ha egy CWDM csatornába (DWDM multiplexer/demultiplexer használatával 100 GHz-es DWDM csatornaosztás esetén) 10...12 DWDM hullámhosszt illesztünk.

4.3. Busz- és gyűrűstruktúra

Az add/drop szűrők használata lehetőséget biztosít arra, hogy a pont-pont összeköttetést kiterjesszük egy busz- vagy gyűrűstruktúrára.



10. ábra
OADM hálózat kiindulási állapota

Az add/drop szűrők használata megengedi az egyik szakaszon már használt hullámhosszak újrafelhasználását is. Minden csomópontnál csak azok a hullámhosszak kerülnek ki- és becsatolásra, amelyekre szükség van. Ez a megoldás lehetőséget biztosít arra, hogy nem szükséges egy 8 csatornás terminálmultiplexert használni abban az esetben, ha csupán 1-4 hullámhosszra van szükség. Ilyen esetben OADM alkalmazása egy nagyon költséghatékony megoldás, amellyel biztosítható „Pay-as-you-grow” hálózatbővítés.

Erre egy olyan példát mutatunk be, ahol a hálózatot egyszálas OADM eszközökkel valósítjuk meg. Kezdeti állapotnak az előző oldali, *10. ábra* szerinti 3 telephely összeköttetéseit vettük alapul.

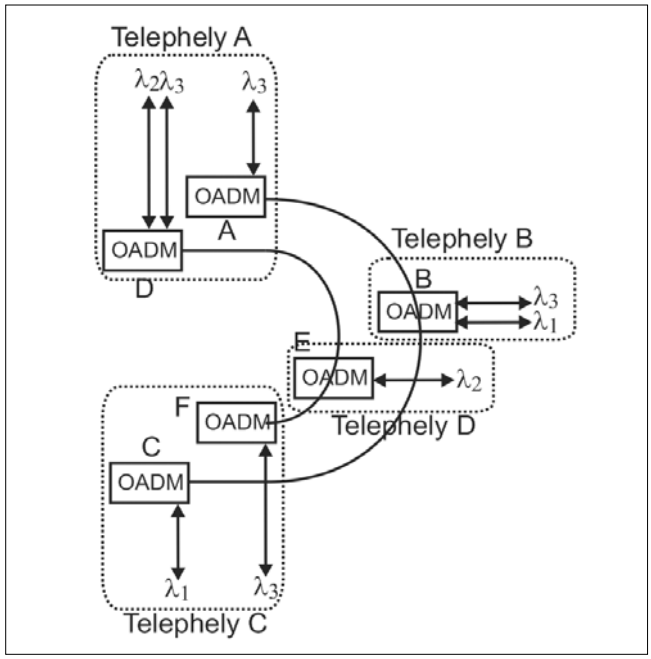
A hullámhosszak egy szálon történő kétirányú alkalmazása lehetőséget biztosít arra is, hogy a már telepített csomópontok között később a hálózat forgalmának megszakítása nélkül újabb csatornákat használjunk fel, akár egy közbenső telephelyen is. Természetesen erre az eddig nem használt szálat kell igénybe venni.

Az így kibővített hálózati megvalósítását az *11. ábra* mutatja. Innentől már csak egy lépés, hogy akár újabb csomópontok beiktatásával összekössük a busz kezdetét és végét, amellyel kialakítottuk a CWDM gyűrűt *(12. ábra).*

Másik nagy előnye az egyszálas kiépítésnek, hogy például a D és F csomópontok összekötéseiben (lásd a lenti ábrán) a D telephely OADM szűrői nem okoznak beiktatási csillapítás-többletet, így nagyobb távolságok áthidalására képes a rendszer.

Mint láttuk, számos előny köszönhető az egyszálas konfigurációnak. Ezek összefoglalva a következők:

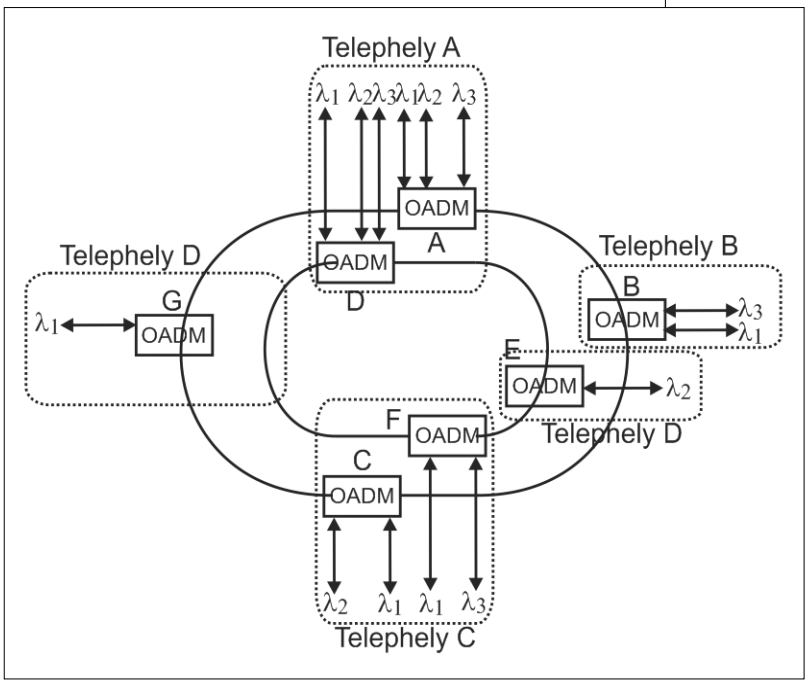
– Alacsony kezdeti beruházási költség, majd a továbbiakban is mindig csak az újonnan bekapcsolt csatornák költségeit kell „megfizetni”.



11. ábra OADM kibővített hálózat

– A CWDM kiindulás lehet egy későbbi DWDM hálózathoz, azokon a helyeken, ahol a csatornaszám a kezdeti kiépítésben még nem indokolja a DWDM alkalmazását.
– Az erősítő nélküli CWDM hálózatok az alacsonyabb beruházási költségeknek köszönhetően gyorsabb megtérülést hozhatnak.
– CWDM és DWDM csatornák alkalmazhatók ugyanazon a rendszeren.
– Rugalmas hálózati topológia alakítható ki az egyszálas és a kétszálas konfigurációnak köszönhetően.

12. ábra OADM végleges gyűrű kialakítás



5. Hullámhossz kihasználtság

A CWDM hálózatokban általában minden, a 34 Mbit/s-tól 2,7 Gbit/s tartományba eső kliensjel továbbítható. Léteznek olyan többsebességes, „multirate” transzponder kártyák, amelyek ezen sebességtartományon belül az összes szabványos bitsebességet támogatják és gyakran lehetőség van egyéb gyártó specifikus jelek átvitelére is. Ez a megoldás olyan helyeken hasznos, ahol az előfizetői igények gyakran változnak, vagy egyedi, nem szabványos sebességű jelek átvitelére van szükség.

A szolgáltató bevétele szempontjából nem mindegy azonban, hogy egy hullámhosszt csupán egy FastEthernet összeköttetésre használ fel, vagy egy STM-16-os (2,5 Gbit/s) SDH összeköttetésre. Ennek a problémának a kiküszöbölésére úgynevezett *muxpondereket* fejlesztettek ki, melyek kisebb sebességű kliens jeleket fog-

nak össze, majd az így keletkezett nagyobb sebességű jelet ültetik a CWDM hálózatra.

Példaként a jelenleg piacon lévő gyártók által használt muxponderek közül néhányat bemutatunk:

– 2 GbE jelet ültet egy STM-16-os, vagy OTU-1 jelfolyamba (GFP-F),
– 2 FC jelet ültet egy STM-16-os, vagy OTU-1 jelfolyamba (GFP-T),
– 8 darab STM-1/4 jelet fog össze egy STM-16-ba (maximum STM-16 kapacitásig).
– 10 db kliens adatjel összefogása egy STM-16-os jelbe. A lehetséges kliensjelek: 1 G/2 G FC (GFP-T), GbE (GFP-F), ESCON (GFP-T).
– 4 db protokollfüggetlen (200 Mbit/s-1,2 Gbit/s) jel továbbítása STM-16-os jelben,
– 8 db protokollfüggetlen (200 Mbit/s-2.12 Gbit/s) jel továbbítása STM-16-os jelben,
– 8 GbE sebesség limitált, vagy 4 GbE teljes sebességű jel továbbítása 5 Gbit/s-os OTN keretezésű jelfolyamban.

A CWDM hálózat 1530 nm és 1550 nm csatornájában alkalmazhatók a 10 Gbit/s-os DWDM transzponderek is (ha rendelkezik a gyártó ilyenekkel). Ennek köszönhetően még jobb csatornakihasználást érhetünk el. A DWDM rendszerekben ugyanis többnyire lehetőség van STM-64, 10 GbE WAN, valamint 10 GbE LAN kliensjelek továbbítására. További előnyt jelent a G.709 szerinti OTN keretezés használata, hiszen ekkor az SDH hálózatok monitorozó funkcióihoz hasonló minőségi mutatók használhatók akár 10 GbE kliens jelek alkalmazása esetén is. Ezen felül a rendszer opcionálisan alkalmazhat FEC (Forward Error Correction) hibajavítást, amivel 4-5 dB nyereséget érhetünk el. Ez a 4-5 dB nyereség legalább 10 km-rel növelheti az áthidalható szakasz hosszát.

A 10 Gbit/s-os csatorna esetében is létezik muxponder funkcióval rendelkező előfizetői kártya, amely 8-9 db GbE jelet képes egy 10 Gbit/s-os jelbe illeszteni, vagy 4 db, STM-16-os jelet összefogni egy STM-64-esbe.

6. Üzemeltetést segítő funkciók

A korszerű optikai hálózatokban elterjedten alkalmazott cserélhető optikai modulok új generációja számos elektromos- és optikai paraméter monitorozhatóságát biztosítja. Ilyenek például a kimeneti és bemeneti optikai teljesítmény, a lézeráram és a hőmérséklet, de lehetőség van további két, gyártó specifikus paraméter mérésére is.

Ezen paraméterekhez, küszöbértékek beállításával különböző riasztásokat lehet hozzárendelni, amivel a szolgáltatásra közvetlenül kiható minőségromlás előtt figyelmeztetést kaphatunk a nemkívánatos eltérésekről, például túlmelegedés, csökkenő optikai teljesítményszint stb.

A szolgáltatás minőségét figyelő (performance monitoring) funkciók segítségével lehetőség van a rendszer teljesítőképességének figyelésére. SDH jelek esetén például az ITU-T G.784/826 ajánlása szerinti paraméterek figyelése oldható meg. Ethernet jelek továbbításakor különböző keret statisztikák készíthetők, amelyek jellemzőek az átvitel minőségére. Természetesen a beállított küszöbértékek átlépése esetén riasztást tud generálni a rendszer, valamint ütemezetten képes riportokat készíteni.

7. Védelmi funkciók

A WDM rendszerekben számos védelem valósítható meg. Ezek egy része magának az összeköttetésnek a védelmét jelenti, más része a berendezések azon egységeit védi, amelyek kiesése, meghibásodása jelentős hatással van a működésre. Szinte természetesnek lehet mondani, hogy a tápellátó modulok duplikálva vannak, hiszen egy tápellátási hiba duplikálás nélküli esetben a szolgáltatás azonnali megszakadását okozza. A vezérlő/felügyeleti egységek általában nincsenek közvetlen kihatással a forgalomra, de azok meghibásodása esetén a hálózatelem nem lesz elérhető a menedzselő rendszerből, így a hiba behatárolása és elhárítása nehezebb.

Nyilvánvaló, hogy bármely egység meghibásodása a forgalmi útban, vagy az optikai összeköttetések megszakadása a szolgáltatás kieséséhez vezet. Az alábbiakban az ennek elkerülésére kidolgozott védelmi megoldások közül mutatunk be néhányat.

7.1. Optikai vonali védelem

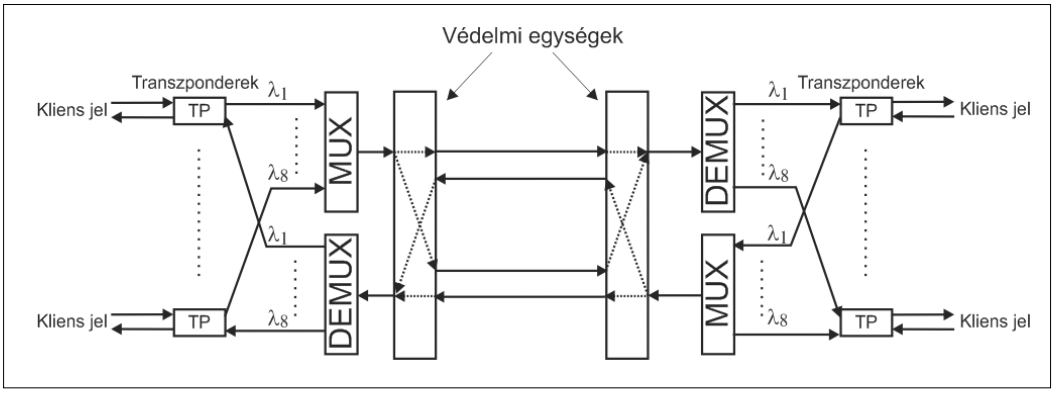
Az optikai vonali védelem (multiplex szakasz védelem) esetében az összes csatorna jelét, ami a vonalra kerül, szétosztjuk egy optikai teljesítményosztó segítségével (splitter), majd a hálózaton két külön útvonalon keresztül továbbítjuk. A vételi oldalra mindkét jel megérkezik és egy áramkör figyel valamilyen átvitelre jellemző paramétert és ez alapján dönt, hogy melyik legyen az aktív és melyik a védelmi irány. Ezekben az esetekben leggyakrabban az optikai teljesítmény szintje alapján történik a védelmi átkapcsolás. Egy ilyen hálózati kialakítást mutat a következő oldalon a *13. ábra*.

Az átkapcsolás történhet automatikusan, vagy manuálisan is. A hiba megszűnése után az összeköttetés választhatóan visszaállhat az eredeti üzemi csatornára (revertive mód), vagy marad aktívnak a védelmi útvonal (non-revertive mód).

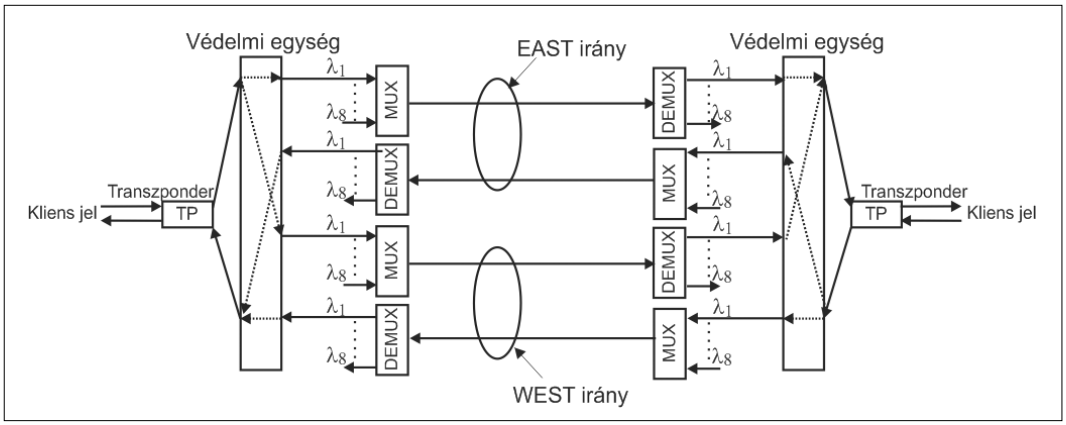
7.2. Vonal oldali optikai csatorna védelem

Ez a hálózati megoldás nagyon hasonlít a korábban ismertetett optikai vonali védelemre, azzal a különbséggel, hogy itt nem az összes csatornát védjük, hanem csupán egyet *(14. ábra)*.

Léteznek olyan transzponderek is, amelyek a vonali oldalon nem egy, hanem két színezett interfésszel rendelkeznek, vagy két vonali SFP használható. Ebben az esetben a kliens oldali jelet két külön útvonalon vezetjük el, majd a vevő oldalon egy áramkör dönt, hogy melyik irányt használja.



13. ábra
Optikai vonali védelem megvalósítása



14. ábra
Vonal oldali optikai csatornavédelem

7.3. Kliens oldali 1+1 optikai csatornavédelem

A kliens oldali 1+1 optikai csatornavédelemben az összeköttetés mindkét oldalán egy-egy optikai összegzőt, valamint szétosztót helyeznek el. Az adó oldalon a klienstől érkező optikai jelet egy 50-50%-os osztó segítségével két külön transzponderre vezetjük, amelyek közül az egyik lesz az üzemi, a másik pedig a védelmi irány.

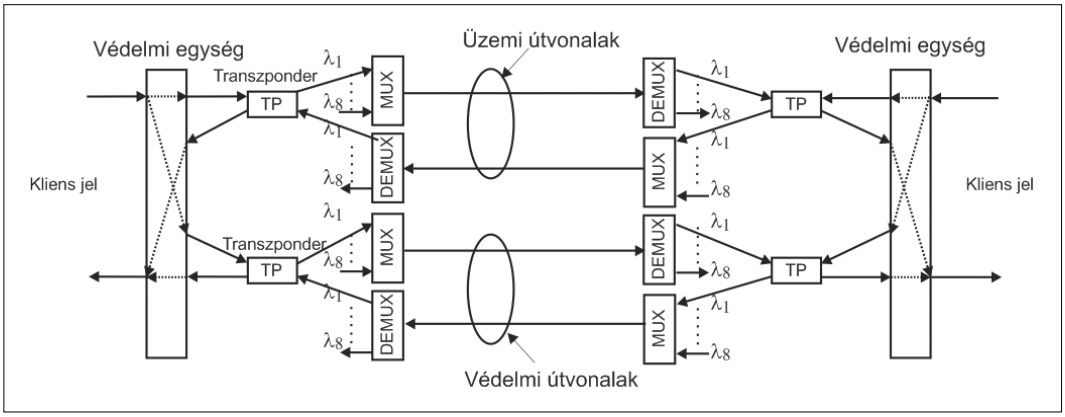
Mindkét csatorna jelét továbbítjuk a hálózaton, majd a vevő oldalon a két irány jelét egy optikai összegző segítségével egyesítjük *(15. ábra)*.

Természetesen a vevő oldalon egyidőben nem adhat mindkét transzponder, ezért alapesetben az üzemi irány adója aktív, míg a védelmi irányé lekapcsolt állapotban van. Az átviteli útban bekövetkezett hiba esetén az üzemi irány adója lekapcsolódik és ezzel egy időben a védelmi útvonalé pedig aktívvá válik.

8. Összefoglalás

A CWDM rendszerek nagyobb hullámhosszosztásából adódó enyhébb stabilitási követelményeiknek egyenes következménye a gyártási költségek drasztikus csökkentése. Nincs szükség a lézerek hűtésére, következésképpen kisebb méret, egyszerűbb gyártástechnológia szükséges, alacsonyabb lesz a fogyasztás is. Egy CWDM adó teljesítményfelvétele lehetséges, hogy csak huszadrésze egy DWDM adóénak. Összességében mintegy négy-ötszörös költségmegtakarítás érhető el csak a lézerek területén.

Az előállítási költségek csökkenése természetesen a berendezések árfekvésében is tükröződik. A kedvező ár, a vonzó műszaki megoldások viharos gyorsasággal tették népszerűvé a CWDM megoldásokat. Egy-egy hullámhossz jobb kihasználását eredményező multiplexálási, aggregálási technikák tovább javítják a rendsze-



15. ábra
Kliens oldali 1+1 optikai csatornavédelem

rek ár/érték arányát. Többek között ez a technikai újdonság az, amely miatt a CWDM rendszerek már messze nem tekinthetők egyszerű, ostoba optikai vonaltöbbszörözőknek.

Jótékony hatással van a berendezésárakra a kialakult versenyhelyzet, hiszen számos kisebb gyártó is megjelent a piacon meglepően jó műszaki színvonalú berendezéssel. Talán nem túlzás kijelenteni, hogy a 2,5 Gbit/s-os tartományig nem lehet találni olyan jelformátumot a távközlés vagy az informatika területén, amelyet ne támogatnának akár több CWDM berendezésgyártó eszközei is.

Várható, hogy a közeli jövőben a jelenleg általánosan használt 8 felső csatorna mellett a teljes CWDM tartományra, tehát 16-18 hullámhossz továbbítására alkalmas rendszerek közül választhatnak a szolgáltatók, felhasználók.

Irodalom

[1] G. G. Ortiz et al, „Monolithic, Miltiple-Wavelength Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser Arrays by Surface-Controlled MOCVD Growth Rate Enhancement and Reduction, IEEE Photonics Technology Letters, August 1997.

[2] N. Chitica, J. Daleiden, M. Strassner, K. Streubal, „Monolithic InP-Based Tuneable Filter with 10 nm Bandwidth for Optical Data Interconnects in the 1550 nm Band”, IEEE Photonics Technology Letters, May 1999.

[3] W. St.Arnaud, „1310 nm vs 1550 nm window for 10 GbE”, IEEE 10G Study Group, June 1999.

[4] ITU-T Rec. G.695, Optical interfaces for coarse wavelength divisio multiplexing applications.

[5] ITU-T Rec. G.694.2, Spectral grids for WDM applications: CWDM wavelength grid.

[6] Jeszenői Péter, A fotonikai helyzetkép, PKI Közlemények, 44. szám, pp.49–72.

[7] www.transmode.com

[8] Transmode System manual

[9] www.huawei.com

[10] Huawei System description

Hírek

Az Oracle bejelentette az Oracle Database Lite 10g 3. verziójának megjelenését. Az Oracle Database Lite 10g kiválóan méretezhető mobil megoldás, melynek segítségével az alkalmazások online hálózati kapcsolat nélkül, az Oracle adatbázisszerverrel történő időközönkénti szinkronizálással is használhatók. A mobil szervert és mobil relációs adatbázist magában foglaló Oracle Database Lite 10g 3. verziójának segítségével a felhasználók biztonságosan bonyolíthatják le az adatforgalmat a vállalati adatbázisokkal. A megoldás ezen felül az alkalmazások, az eszközök és a felhasználói engedélyek központi kezelését is biztosítja, valamint automatikus szinkronizálásra is képes. Az adatok kétirányú szinkronizálása felhasználói beavatkozás nélkül zajlik, a mobil felhasználók így zökkenőmentesen dolgozhatnak, függetlenül attól, hogy éppen kapcsolódnak-e a hálózathoz.

A **Cisco szabványosítási javaslata** a kiskereskedelmi cégek veszteségének megelőzését és az üzleten belüli vásárlói élmények javítását tűzte ki célul. Napjainkban rengeteg videoelemző szoftver létezik, amely a felvételen rögzített, meghatározott viselkedési mintákat és eseményeket azonosítja. A javasolt szabvány – amely meghatározná, hogy az elemzőprogramok által miként és milyen formátumban írhatók le a metaadatok – lehetővé teszi a szélesebb körű együttműködést a különféle gyártók termékei között. Ennek eredményeként a kiskereskedő vagy egy harmadik fél egyszerűbben hozhat létre és integrálhat számos videoelemző terméket egyetlen, személyre szabott megoldásban. A számítógépes feldolgozás és a videofelvételek elemzése lehetővé teszi, hogy a kiskereskedők még hatékonyabbá tegyék kármegelőzési erőfeszítéseiket, és jobban megértsék a vásárlói viselkedést. A konvergens hálózati alkalmazások piacvezető szereplőjeként a Ciscót kiskereskedelmi vállalatok egy csoportja kérte fel egy olyan módszer kidolgozására, amely biztosítja a metaadatok következetességét, kompatibilitását és bővíthetőségét.

A vállalati szolgáltatás-orientált architektúra (enterprise SOA) fejlesztése melletti további elkötelezettsége kifejezéseképpen az **SAP AG olyan új mobil megoldásokat és fejlesztéseket mutatott be,** amelyek segítségével a felhasználók mobil eszközeik segítségével is hozzáférhetnek az SAP üzleti folyamataihoz. Az „SAP xApps composite applications for mobile business” nevű, már meglévő megoldás új képességei segítik az infomunkásokat abban, hogy növeljék produktivitásukat és megalapozottabb üzleti döntéseket hozhassanak. A vállalat ezzel egy időben bejelentette az SAP NetWeaver Mobile legújabb verzióját. A mobil infrastruktúra az SAP mobil megoldásainak alapját képezi és lehetővé teszi a szervezetek számára, hogy a vállalati SOA rugalmasságát kihasználva könnyedén építhessenek fel testre szabott alkalmazásokat.

Electronic signal processing techniques for reducing intersymbol interference in optical transmission systems
Keywords: intersymbol interference, sequence estimation, decision feedback equalization, Viterbi-algorithm, EDC

Compensation of optical distortions limiting the speed and/ or all-optical distance of optical transmission systems may be effective using electronic signal processing in the terminal receiver. This paper reviews some equalization and estimation techniques promising effective solution. We describe the linear and decision feedback equalization, discuss the maximum likelihood sequence estimation based on the Viterbi-algorithm and review the estimation methods of the algorithm parameters.

AM bandwidth of optical fibers
Keywords: AM modulation bandwidth, chromatic dispersion, third order dispersion parameter

Marcuse made a fundamental work determining the channel capacity of optical fibers. His results are related to impulse transmission in what case the determination of the bandwidth is superfluous, because the bit-rate can be calculated directly from the widening of the impulse. But the intermediate formula deduced by him can be the starting point for determination of the AM modulation bandwidth. In the present paper it is shown, that in the case of one mode a general AM modulation bandwidth formula can be deduced from the frequency response, what in special cases reproduces the well-known results.

Linearity and chirp investigations on SOA as an external modulator in SCM systems
Keywords: amplitude, phase modulation, chirp, SOA, SCM

It is shown by numerical simulation and measurement that by using Semiconductor Optical Amplifier (SOA) as an external modulator, the device provides acceptable nonlinear distortion for SubCarrier Multiplexed (SCM) telecommunication systems. Applying the nonlinear carrier recombination rate, the simulations describe the frequency dependence of the modulation and the harmonic products, and the effects of the bias current and the optical power. The model can take the mismatch between the light and the electrical signal into consideration. The measurements show the temperature and optical reflection sensitivity. The frequency chirping is treated for different operation conditions.

Modeling of contention resolution strategies in Optical Packet Switched networks
Keywords: OPS, FDL, performance model

The fight against contention resolution is a serious problem in all-optical switches working in OPS networks. Contention occurs in the network node, when multiple packets are heading to the same output wavelength at the same time. The used scheduling strategies with the help of the switching architecture should keep the number of contention events as low as possible. To facilitate the sizing of large scale all-optical packet switches using optics, we have created a Non-synchronized Optical Switch Simulator (NSOSS), based on the OMNET++ dicrete event simulator framework. This paper gives performance measurement results of investigated buffering solutions through evaluation of the simulation results and introduces the model equations of the system.

Determining the maximum signal power in WDM networks
Keywords: XPM, FWM, SRS, WDM, nonlinearities

In all-optical networks it is important to use the highest possible signal power at the transmitters to maximize the transmission distance. Using high optical levels the signal quality will be deteriorated due to the nonlinear effects of the optical fiber. While increasing the bitrates of the transmission system the signal quality deterioration due to nonlinear effects becomes more significant. That is why it is very important to make detailed analysis of such effects. In this paper we present an overall model which takes into account all the nonlinearities. Using this model we are able the determine the signal quality at the receiver and the Q-factor.

Flexible optical add-drop multiplexer and switching devices in DWDM networks
Keywords: DWDM, AON, optical cross-connects, ROADM

Due to the great increase of IP traffic there is a high need for a reliable optical network that is able to adapt to network changes like load changes, equipment failures, cable breaks etc. The existing DWDM networks have to be completed by flexible optical add/drop and switch devices that are able to switch really at optical level. This paper gives an overview of existing DWDM network elements and their features, and presents the advantages of the all optical network (AON). Besides, the technology background of various optical switches are also described, as well as the capabilities of new network elements (ROADM, OXC) that can be built of such optical devices.

CWDM systems in optical networks
Keywords: CWDM, wavelength grid, black-box, black link, reference point, uni- and bidirectional, protection

In all walks of life the growing demand for information sets the providers challenging tasks in the field of the development of both the backbone and access networks. The Coarse Wavelength Division Multiplexing systems represent an economical solution. We describe the operating wavelength range of the CWDM system using optical fibre. The main components of the system are also introduced. By the example of the G.695 recommendation's reference model we shortly present the standardisation efforts of ITU-T as well. We also make an overview of the network architectures, operation tasks and protection schemes of the CWDM systems which are currently available in Hungary.

Monitoring signaling processes in telecommunication networks
Keywords: non-intrusive network monitoring, GSM, GPRS, call data records, call tracing, SS7 protocol decoding

Passively monitoring elementary signaling messages facilitates the reconstruction of complex processes in mobile networks, in order to pinpoint the causes of eventual operational failures and to detect frauds as well as network bottlenecks. The dynamic expansion of networks necessitates highly scalable distributed data collection and storage and, at the same time, the correlation of the data can only be realized by central information processing. This article describes non-intrusive monitoring of networks and presents a way to meet the contradictionary requirements of high volume data collection and real-time protocol analysis and call tracing.

Summaries • of the papers published in this issue