

Tartalom

<i>EREDMÉNYEK AZ OPTIKAI TÁVKÖZLÉS TERÜLETÉN</i>	1
Veszely Gyula A polarizációs módusdiszperzió hatása az egymódusú optikai szálak AM sáv szélességére	2
Takács Sándor Szolitonok az optikai távközlésben	6
Paksy Géza Impulzusregenerálás az optikai tartományban	12
Gerhátné Udvary Eszter, Berceli Tibor, Hilt Attila Diszperzió hatásának és a harmonikusok viselkedésének vizsgálata optikai hálózatokban	20
Jeszenői Péter Passzív optikai hálózatok mérései	28
Zsigmond Szilárd, Perényi Marcell, Cinkler Tibor Jel/zaj viszonyon alapuló útvonalválasztás WDM hálózatokban	35
Szabó Áron, Zsigmond Szilárd Optikai jelszint meghatározása CWDM hálózatokban a fizikai hatások figyelembevételével	43
<i>K+F projektek</i>	
Lukovszki Csaba Többszolgáltató hozzáférési hálózatok – a MUSE projekt	50
Csörnyei Márk Magyar részvétel az ISIS projektben	51

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

Eredmények az optikai távközlés területén

paksy@tmit.bme.hu

Ez évi optikai célszámunk hét cikket tartalmaz az optikai távközlés területéről. Témáink változatosak, de egy közös vonásuk van: nem egyszerű alkalmazástechnikai problémákat tárgyalnak, hanem mélyebb, az optika és a fotonika alapvető fizikai jelenségeit is érintő kérdések részletes analízisére, vagy alapos áttekintésére vállalkoznak. Mindez azt mutatja, hogy kialakulóban van egy olyan hazai szakembergárda, akik képesek követni és alkotó módon hozzájárulni az optikai távközlés területén egyre szélesedő nemzetközi kutató-fejlesztő munkához.

Az első két cikk a fény optikai szálon belüli terjedésének, a fényhullámok és a szál optikai és anyagi tulajdonságainak kölcsönhatása következtében létrejövő jelenségeivel foglalkozik. *Veszely Gyula* az egy évvel ezelőtt publikált optikai analóg modulációs sáv szélesség vizsgálatait terjesztette ki a polarizációs módusdiszperzió hatásaira is. *Takács Sándor* pedig áttekintést ad az optikai terjedés egy különös effektusáról, a szolitonokról, melyek az optikai szál lineáris diszperziójának és a nemlineáris Kerr-effektus kölcsönhatásaként keletkeznek. Az így kialakuló, közel torzításmentesen terjedő impulzusoknak számos alkalmazási területe lesz a jövőben.

Az optikai távközlésben eddig az átviteli csillapítások és diszperziók hatását analóg erősítővel és diszperzió-kompenzáló eszközökkel ellensúlyozták. A fotonikai eszközök fejlődésével lehetőség nyílik az elektronikus jelkezelés mellőzésével az optikai impulzusok bitszintű optikai regenerálására. Ez az optikai 2R és 3R optikai impulzusregenerálás, melynek elméleti alapjait és gyakorlati megvalósítási lehetőségeit mutatja be cikkében *Paksy Géza*. Az előzőekhez hasonlóan *Gerhátné Udvary Eszter*, *Berceli Tibor* és *Hilt Attila* is az optikai szálon áthaladó fény degradációjának lehetséges kompenzálásával foglalkoznak rádiófrekvenciával (RF) modulált fényterjedés esetén. Modellszámítások alapján meghatározták a kromatikus diszperzió hatását és félvezetős optikai erősítővel (SOA) történő kompenzálás lehetőségét.

Jeszenői Péter a szélessávú optikai hozzáférési hálózatokban egyre inkább alkalmazott passzív optikai osztor (PON) átviteli rendszerek optikai paramétereinek ellenőrzéséhez, a pont-multipont optikai topológia következtében az eddigiektől eltérő, újszerű mérés technikai eljárásokat ismerteti.

Egy újszerű optikai hálózati útvonal-irányítási algoritmusról közlünk cikket a BME-TMIT tanszéken működő kutatócsoport – *Zsigmond Szilárd*, *Perényi Marcell* és *Cinkler Tibor* – tollából. A ma még kutatási fázisban lévő tisztán optikai hálózatok megvalósításának egyik akadálya az, hogy a konfigurálandó optikai csatornák hosszát korlátozzák az útvonalat alkotó optikai hálózati elemek és az ezeket összekötő optikai kábelek fizikai paraméterei. A szerzők olyan útvonalválasztási algoritmust javasolnak, amely alkalmas arra, hogy a hálózat pillanatnyi optikai paramétereinek függvényében megválasszák a kialakítandó optikai csatorna optimális adóteljesítményét és ezzel növeljék a lehetséges maximális optikai útvonalhosszakot és a hálózat kihasználtsági fokát.

Végül a *Szabó Áron–Zsigmond Szilárd* szerzőpáros a CWDM rendszerekhez kapcsolódó kutatási eredményeiről számolnak be. A CWDM rendszer és az optikai szál fizikai paramétereinek figyelembevételével, analitikus úton meghatározták a szálba csatolható maximális optikai teljesítményeket. Ezzel a módszerrel a ritka hullámhosszosztásos WDM rendszerek maximális hatótávolsága határozható meg.

Végül szeretnénk még beszámolni kedves olvasóinknak egy örvendetes hírről: megnyílt lapunk portálja, amely a www.hiradastechnika.hu helyen érhető el. Itt többek között a folyóirattal kapcsolatos hasznos általános információkat helyeztünk el, így például egy útmutatót szerzőink számára és ami a legfontosabb, hozzáférhetővé tesszük korábbi számainkat is, körülbelül öt évre visszamenőleg. Az egy évvel korábbiak esetén a teljes cikkek is letölthetők, míg a frissebbeknél a tartalomjegyzék és az egyes cikkek tartalmi kivonata érhető el. Ez a rész még nem teljes, korábbi számaink anyagával való feltöltése folyamatban van. A portál magyar és angol nyelvű. További fejlesztésén még dolgozunk, amihez olvasóink észrevételeit is szívesen vesszük.

Paksy Géza
vendégszerkesztő

Szabó Csaba Attila
főszerkesztő

A polarizációs módusdiszperzió hatása az egymódusú optikai szálak AM sávszélességére

VESZELY GYULA

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

Lektorált

Kulcsszavak: polarizációs módusdiszperzió, egymódusú optikai szál AM sávszélessége

Megvizsgáltuk az első- és másodrendű polarizációs módusdiszperzió (PMD) hatását egymódusú optikai szálak AM sávszélességére. Megadtuk az átviteli karakterisztika általános formuláját. Azt találtuk, hogy a másodrendű PMD bizonyos esetekben sávszélességnövelő hatású, és hogy a másodrendű kromatikus diszperzió a PMD mellett elhanyagolható.

1. Bevezetés

A szerző korábban [1] már foglalkozott az egymódusú optikai szálak AM-sávszélességének meghatározásával. Figyelembe vette az optikai vivő vonalszélességét és elsőrendű diszperziós paraméter esetén analitikus, másodrendű esetén pedig numerikus eredményt adott az AM-sávszélességre. Jelen cikk célja, hogy a fenti eredményeket általánosítsa az első- és másodrendű polarizációs módusdiszperzió (PMD) figyelembevételével.

2. Az AM-amplitudó-karakterisztika meghatározása

A PMD alapfogalmait csak tömören ismertetjük, a részleteket illetően az irodalomra utalunk.

Az egymódusú optikai szál geometriai és mechanikai hatások következtében kettős törést mutat, azaz különböző polarizációjú hullámokra más-más a törésmutatója. A valódi szál kettős törése mind nagyságra, mind irányra nézve véletlenszerűen változik a szál hossza mentén. 1986-ban Poole és Wagner [2] megmutatták, hogy minden szálra létezik két olyan ortogonális polarizációjú állapot a szál bemenetén, amelyekre a megfelelő kimeneti polarizációs állapotok elsőrendben frekvenciafüggetlenek. Ezeket nevezzük fő polarizációs állapotoknak (Principal State of Polarization, PSP). Általában egy, a bemenetnél a fő állapottal egybeeső hullám terjedése közben különböző polarizációs állapotokon keresztül fejlődik (szemben egy polarizációt őrző szállal, melynek sajátmódusa változatlanul terjed). Ilyen módon a PSP a kettőstörésnek a szál teljes hosszára kiterjedő kollektív hatása és nem szükségképpen korrelál a lokális kettős töréssel. A két PSP terjed a legkisebb és legnagyobb csoportfutási idővel.

Másodrendű PMD-nél figyelembe kell venni a bemeneti és kimeneti tér kapcsolatát megadó Jones-mátrix frekvenciafüggését is. E függés leírására az irodalomban többféle modellt is bevezettek. Mi az Orlandini-Vincetti modellt [3] fogjuk használni, amely jól közelíti az egzaktnak tekinthető numerikus eredményeket az $\Omega < 2,5$ Trad/s tartományban (az időegység ps).

Eszerint a kimeneti térerősség:

$$\mathbf{E}_{out} = \left[A_1 E \left(t + \frac{p-a}{2} \right) + A_2 E \left(t + \frac{p+a}{2} \right) \right] \mathbf{v} + \left[A_3 E \left(t - \frac{p+a}{2} \right) + A_4 E \left(t - \frac{p-a}{2} \right) \right] \mathbf{v}^* \quad (1)$$

ahol $\mathbf{v} = [1-j]^T$;

a * konjugálást, T transzponálást jelent.

p a PSP Stokes-vektor frekvenciafüggését kifejező elfordulást meghatározó idődimenziójú mennyiség;

$$a = \sqrt{\Delta\tau^2 + p^2} \quad ,$$

ahol $\Delta\tau$ a két PSP futásiidő-különbsége (Differential Group Delay: DGD);

az A_i konstansok a p, a, $\Delta\tau$ és a $b = e_{ix} + j e_{iy}$ bemeneti polarizációs állapot által meghatározottak [3].

A [3]-ban szereplő $E(t)$ függvényeket kissé általánosabban, az [1]-ben elmondottak szerint definiáljuk, hogy az optikai forrás véges vonalszélességét is számításba tudjuk venni:

$$E(t, \omega'') = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega - \omega'') e^{-j\beta(\omega)z} e^{j\omega t} d\omega \quad , \quad (2)$$

ahol S a moduláló jel négyzetgyökének spektruma. Az (1) alapján a kimeneti jel a bemeneti jel négy különböző módon eltolt másolatának kombinációja. Ez mindig így van, ha a Jones-mátrix frekvenciafüggését trigonometrikus függvényekkel modellezzük, mert az inverz Fourier-transzformációnál az exponenciális szorzó időbeli eltolást jelent.

Az AM jel négyzetgyöke spektrumának kifejezését, valamint $\beta(\omega)$ sorfejtését másodfokig [1]-ben megadtuk. Ezekkel $E(t, \omega'')$ és a négy időbeli eltolt kiszámítható, majd az $I(t, \omega'') = \mathbf{E}_{out} \mathbf{E}_{out}^*$ függvény képezhető. Végül az átlagos jel az ugyancsak analitikusan kiértékelhető

$$\langle p(z, t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{aa}(\omega_0 - \omega'') I(t, \omega'') d\omega'' \quad (3)$$

formulából kapható, ahol a Φ_{aa} teljesítményspektrumot Lorentz-függvény szerintinek vesszük, w teljes félérték-szélességgel [1].

Jó adag trigonometria után az alábbi végeredményt nyerjük:

$$\begin{aligned}
 \langle p(z,t) \rangle = & 2APC_0C_1e^{-\frac{w\beta\Omega z}{2}} \cos \frac{\beta\Omega^2 z}{2} \left[(e_{ix}^2 + e_{iy}^2) \left(\cos \frac{\Omega p}{2} \cos \frac{\Omega a}{2} + \frac{p}{a} \sin \frac{\Omega p}{2} \sin \frac{\Omega a}{2} \right) \cos \Omega t + \right. \\
 & \left. + (e_{ix}^2 - e_{iy}^2) \frac{\Delta\tau}{a} \left(\frac{p}{a} \sin \frac{\Omega p}{2} \cos \frac{\Omega a}{2} - \cos \frac{\Omega p}{2} \sin \frac{\Omega a}{2} \right) \sin \Omega t \right] - \\
 & - APC_0C_1 \sin \frac{\Omega p}{2} \times \\
 & \times \frac{\Delta\tau}{a} \frac{p}{a} (e_{ix}^2 - e_{iy}^2) \left[e^{-\frac{w}{2}|a+\beta\Omega z|} \cos \left(\frac{\Omega a}{2} + \frac{\beta\Omega^2 z}{2} \right) + e^{-\frac{w}{2}|-a+\beta\Omega z|} \cos \left(-\frac{\Omega a}{2} + \frac{\beta\Omega^2 z}{2} \right) \right] \sin \Omega t - \\
 & - 2APC_0C_1 \sin \frac{\Omega p}{2} \times \\
 & \times \frac{\Delta\tau}{a} e_{ix}e_{iy} \left[e^{-\frac{w}{2}|a+\beta\Omega z|} \cos \left(\frac{\Omega a}{2} + \frac{\beta\Omega^2 z}{2} \right) - e^{-\frac{w}{2}|-a+\beta\Omega z|} \cos \left(-\frac{\Omega a}{2} + \frac{\beta\Omega^2 z}{2} \right) \right] \cos \Omega t \quad (4)
 \end{aligned}$$

Az eredménynek néhány szembeeszkő sajátossága van:

a) Az $e_{ix}^2 - e_{iy}^2$ szorzótényező körpolarizációs bemenet esetén zérussá válik (lásd b kifejezését az (1) formula után), ilyenkor (4) jelentősen egyszerűsödik.

b) Az $e_{ix}e_{iy}$ szorzótényező lineáris polarizáció ($e_{iy} = 0$ vagy $e_{ix} = 0$) esetén zérussá válik, ami ugyancsak egyszerűsödést jelent.

c) A harmadik és negyedik sor kitevőjében megjelenik a $-a + \beta\Omega z$ különbség, ami a másodrendű PMD sáv szélességnövelő hatását mutatja. Az analóg jelenséget impulzusátvitel esetén (impulzuskompresszió) mind analitikusan, mind mérésel már Poole is kimutatta [4].

A (4)-ből az amplitúdókarakterisztika úgy nyerhető, hogy kiszámítjuk a $\cos \Omega t$ és $\sin \Omega t$ együttthatóinak négyzetösszegéből vont négyzetgyököt, majd az eredményt Am -el osztjuk.

3. Elsőrendű PMD

Ebben az esetben a fő polarizációs állapot (PSP) frekvenciafüggésétől eltekintünk, ami azt jelenti, hogy $p=0$ és ennek következtében $a=\Delta\tau$. Ekkor az általános formula az alábbi alakra egyszerűsödik:

$$\langle p(z,t) \rangle = 2APC_0C_1e^{-\frac{w\beta\Omega z}{2}} \cos \frac{\beta\Omega^2 z}{2} \left[e_{ix}^2 \cos \Omega \left(t + \frac{\Delta\tau}{2} \right) + e_{iy}^2 \cos \Omega \left(t - \frac{\Delta\tau}{2} \right) \right] \quad (5)$$

Látható, hogy a kétféle polarizáció futásiidő-különbsége miatt interferencia lép fel.

Ha csak egyféle polarizáció van jelen (e_{ix} vagy e_{iy} zérus), akkor a szögletes zárójelben lévő időfüggvény amplitúdója állandó, így az amplitúdókarakterisztikát nem befolyásolja.

A moduláló frekvenciára vonatkozó amplitúdókarakterisztika:

$$H(\Omega) = \frac{\langle p(z) \rangle}{Am} \quad (6)$$

$$= \frac{2PC_0C_1}{m} e^{-\frac{w\beta\Omega z}{2}} \left| \cos \frac{\beta\Omega^2 z}{2} \sqrt{e_{ix}^4 + e_{iy}^4 + 2e_{ix}^2e_{iy}^2 \cos \Omega \Delta\tau} \right|$$

A korábban látott karakterisztika [1] a PMD hatására a négyzetgyökkel bővült, ami zérus kromatikus diszperzió ($\beta=0$) esetén meghatározza a sáv szélességet. Ha nem lép fel PMD, akkor $\Delta\tau = 0$ és a négyzetgyök $e_{ix}^2 + e_{iy}^2$ -et ad, a sáv szélesség végtelen. Ha $\Delta\tau \neq 0$, a négyzetgyök értéke ($e_{ix}^2 + e_{iy}^2$) és ($e_{ix}^2 - e_{iy}^2$), azaz $e_{ix}^2 + e_{iy}^2 = 1$ esetén 1 és $2e_{ix}^2 - 1$ között ingadozik.

Ez az ingadozó görbe általában a sáv szélességet meghatározó 1/2 magasságú vonal felett halad, kivéve, ha $0,5 < e_{ix} < \sqrt{3}/2$, (a hozzá tartozó e_{iy} a normálási feltételből számítható).

Eszerint a sáv szélesség

$$\Omega = \begin{cases} \infty & \text{ha } e_{ix} < 0,5 \text{ vagy } e_{ix} > \sqrt{3}/2 \\ = \frac{1}{\Delta\tau} \arccos \frac{1/4 - e_{ix}^4 - e_{iy}^4}{2e_{ix}^2e_{iy}^2} & \text{ha } 0,5 < e_{ix} < \sqrt{3}/2 \end{cases} \quad e_{ix}^2 + e_{iy}^2 = 1. \quad (7)$$

A $\Delta\tau$ csoportfutási idő különbség (DGD) statisztikus jellemző, aminek maximális névleges értékét a tényleges érték csak előírtan kicsi valószínűséggel haladja meg. A $\Delta\tau$ csoportfutási idő különbség a kábelhossz négyzetgyökével arányos, az arányossági tényező a PMD_Q együtttható, amit mi a rövidség okán c -vel jelölünk:

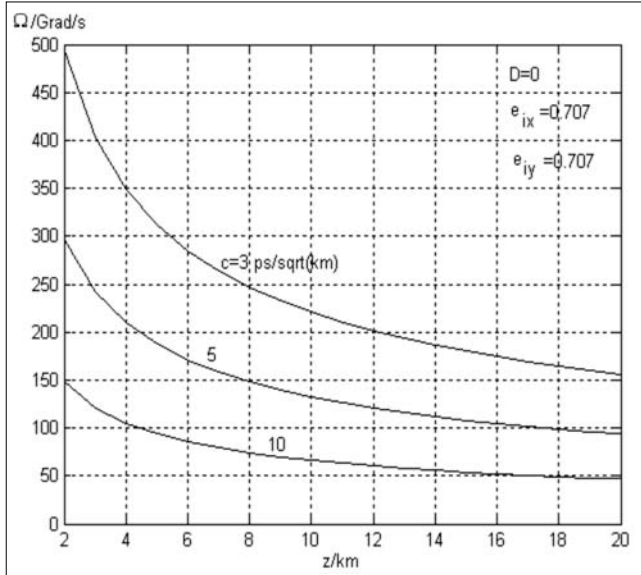
$$\Delta\tau = PMD_Q \sqrt{z} = c\sqrt{z}.$$

Bár a c együtttható maga is kábelhossz-függő, mi az egyszerűség kedvéért a teljes kábelhosszra azonos értékkel számoltunk.

$e_{ix} = e_{iy} = 1/\sqrt{2}$ esetén (körpolarizáció) a (6) formula az alábbi eredményt adja:

$$\Omega = \frac{2\pi}{3} \frac{1}{c\sqrt{z}}$$

Az 1. ábrán ezt a sávzélességet tüntettük fel háromféle c paraméter esetén.

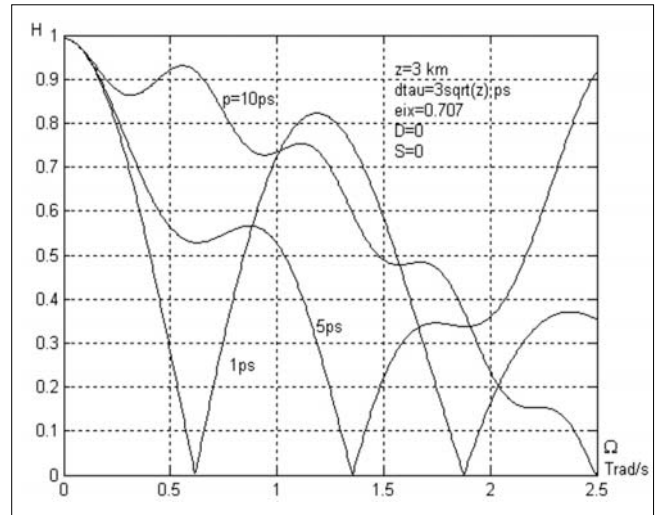
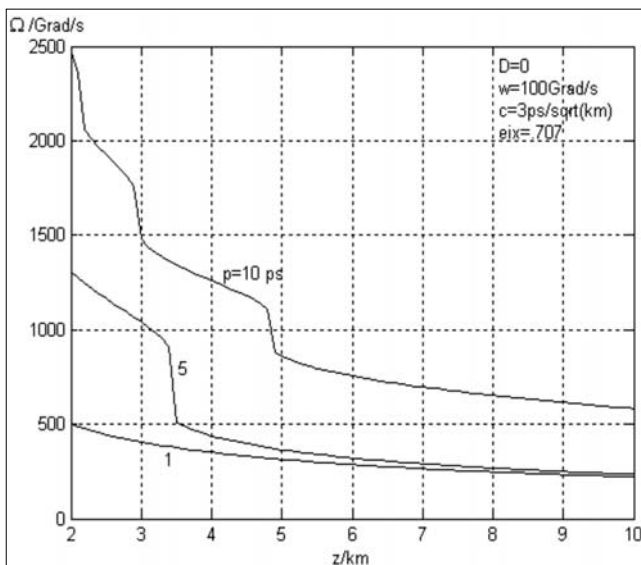


1. ábra AM modulációs sávzélesség elsőrendű PMD és zérus kromatikus diszperzió esetén

4. Másodrendű PMD

Hogy a PMD hatása markánsan jelentkezzen, zérus kromatikus diszperzió ($D=0$) esetén határozzuk meg a sávzélességet (lásd a 2. ábra görbéit). Megjegyzendő, hogy az amplitúdókarakteristika rendkívül kacskaringós menete miatt a gyökkereső könnyen eltéved és az eredmények az amplitúdókarakteristikával történő állandó összehasonlítást igényelnek. Meglepő, hogy várakozásunkkal ellentétben nagyobb p -hez nagyobb sávzélesség tartozik. Ennek magyarázatát a 3. ábra adja.

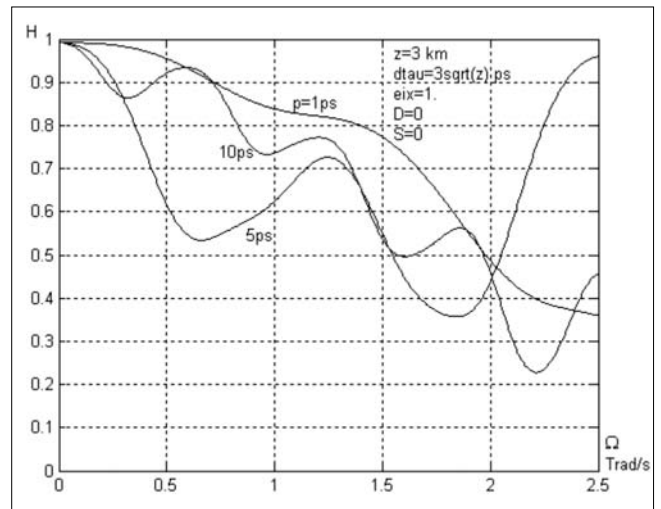
2. ábra AM sávzélesség másodrendű PMD esetén



3. ábra AM átviteli karakterisztika
Magyarázatot ad arra a paradoxonra, hogy a PSP gyorsabb elfordulása (nagyobb p) miért okoz sávzélesség-növekedést. A nagyobb p az $\Omega/2$ argumentumú trigonometrikus függvények szaporább változását okozza, ami szuperponálódik a futási idő különbség által létrehozott „állóhullám” görbére, megakadályozva annak zérusra csökkenését ($w=100$ Grad/s).

A 4. ábra a 3. ábra adataival készült, csak itt lineáris a polarizáció. Ezért nem jelentkezik az interferencia miatti „állóhullám”, és a legkisebb p -hez tartozik a legnagyobb sávzélesség. Sávzélességet nemcsak a meghatározás nehézsége miatt nem érdemes számolni, hanem azért sem, mert az átvitelről a teljes karakterisztika többet mond.

4. ábra
Ugyanaz, mint a 3. ábra, csak itt lineáris a polarizáció ($w=100$ Grad/s)



5. Másodrendű PMD és másodrendű kromatikus diszperzió

Ha a $\beta(\omega)$ sorfejtésében elmegyünk a harmadfokú tagig, a (3) integrál csak numerikusan értékelhető ki. A számításokban az $S=0,056$ ps/km/nm² másodrendű diszperziós paramétert használtuk.

Az eredmények szinte vonalvastagságon belül egyeztek az $S=0$ esetén nyertekkel. Így kijelenthetjük, hogy a PMD mellett a másodrendű kromatikus diszperzió elhanyagolható.

A szerzőről

Veszely Gyula a BME Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszékének egyetemi tanára, a műszaki tudomány doktora, az URSI MNB és a Híradástechnika szerkesztőbizottságának tagja. Egy szakkönyv és mintegy 60 publikáció szerzője. Fő kutatási területei az optikai szálak elmélete és a nanoelektronika.

Irodalom

- [1] Veszely Gy.,
„Hírközlési üvegszálak amplitúdómodulációs sávzélességéről”,
Híradástechnika, Vol. 62., 2007/6,
pp.10–13.
- [2] C.D. Poole, R.E. Wagner,
„Phenomenological approach to polarization dispersion in long single-mode fibers”,
Electronics Letters, Vol. 22., 1986,
pp.1029–1030.
- [3] A. Orlandini, L. Vincetti,
„A simple and useful model for Jones matrix to evaluate higher order polarization-mode dispersion effects”,
IEEE Photonics Technology Letters,
Vol. 13., 2001,
pp.1176–1178.
- [4] C.D. Poole, C.R. Giles,
„Polarization-dependent pulse compression and broadening due to polarization dispersion in dispersion-shifted fiber”,
Opt. Letters, Vol. 13., 1988,
pp.155–157.

Hírek

A politikai konszenzus egyelőre várat magára hazánkban, de az elektronikai ipar olyan nagyágyúi, mint az Intel vagy az Ericsson közös nevezőre jutottak abban, hogyan válhatna Magyarország az ágazat központjává. A világgazdaság mintegy harmadában közreműködő terület képviselői nemrég erről is szót ejtettek az idén **Budapesten rendezett EWME (European Workshop on Microelectronics Education) konferencián**. A most 7. alkalommal megrendezett EWME az egyik különösen kritikusnak számító területtel, a mikroelektronikai képzéssel foglalkozik. Az ágazat fejlesztéssel foglalkozó szereplői már több éve vizsgálják a letelepedés lehetőségét a kelet-európai régióban, mindezt idáig kevés kézzelfogható eredménnyel. A fejlesztéshez nélkülözhetetlen tervezőeszközöket szállító két meghatározó cégóriás, a Cadence és a Mentor Graphics is Kelet-Európában keres olyan letelepedési lehetőséget, amely során részben a kormányzat közreműködésével támogatná és fejlesztené a helyi hi-tech és mikroelektronikai ipart. Az ilyen meghatározó vállalatok szerepvállalása jelentősen elősegíti egyéb elektronikai cégek megjelenését, illetve a helyi mikroelektronikai ipar fejlődését.

A Siemens új kompetenciaközpontja „kiválóságközpontként” szolgál majd minden Siemens Enterprise Communicationst érintő műszaki kérdés és megoldás tekintetében Magyarországon és világszínvonalú infrastruktúrájával július 1-jétől áll a partnerek rendelkezésére. Új piacra lépési stratégiája keretében a Siemens Enterprise Communications a magyar kommunikációs szolgáltatások piacának magasabb szintű kiszolgálása érdekében szélesíteni kívánja indirekt értékesítési csatornáit. A magasabb szintű kiszolgálás, amely koncentráltabb, indirekt értékesítési szervezetenél rendelkezésre áll, valamint az egyedi ügyféligényeket kielégítő különleges Siemens szerviz-kompetenciaközpont szolgáltatásai valamennyi ügyfél számára kedvező változást jelentenek. Az új kompetenciaközpont munkatársi gárdája a Siemens szervizrészlegének dolgozóiból áll össze és hozzáfér a Siemens Enterprise Communications teljes tudásbázisához, így az ügyfelek legösszetettebb műszaki kérdéseire is megtalálja a választ.

A nagyteljesítményű számítástechnikával kapcsolatos trendeket kutató TOP500 projekt szerint a világ legnagyobb szuperszámítógépes Linux-rendszereinek esetében a **SUSE Linux Enterprise** rendszert használják a legtöbben. A világon működő 50 legnagyobb szuperszámítógép 40%-án ez fut, köztük a 3 legnagyobbon: a Lawrence Livermore National Laboratory IBM eServer Blue Gene, a Juelich Research Center IBM eServer BlueGene/P és a New Mexico Computing Applications Center SGI Altix 8200 rendszerein is. A nyílt forráskódnak és az alacsony hardverköltéseknek köszönhetően a Novell és partnerei nagy teljesítményt igénylő számítási funkciókat tesznek elérhetővé a nagyvállalatok és a közepes méretű szervezetek számára a különböző iparágak, köztük a gépipar, a kutatás és a tudomány területén.

Szolitonok az optikai távközlésben

TAKÁCS SÁNDOR

BME Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék
takacss@freemail.hu

Kulcsszavak: szoliton, optikai szoliton, optikai távközlés

Az elmúlt évtizedben a szoliton-alapú eljárásokat növekvő érdeklődés kísérte az optikai távközléssel foglalkozó kutató-fejlesztő és ipari körökben is. Röviden áttekintjük a szolitonokkal kapcsolatos alapvető fizikai fogalmakat, legfontosabb tulajdonságaikat és az optikai távközlésben várhatóan nagy jelentőségű alkalmazásukat. Kitérünk az e téren elért eddigi eredményekre és a még megoldatlan problémákra is.

1. Bevezetés

Az elmúlt 40 évben egyre intenzívebb kutatások folytak a szoliton mint univerzális fizikai jelenség jobb megismerése és lehetséges alkalmazásai céljából, nemcsak a fizika, hanem számos más tudomány (geológia, biológia, kozmológia stb.) területén is. Az eredmények egész sor monográfiában [1-7,10] és a szakcikkék sokaságában olvashatók.

A szoliton története 1834-ben kezdődött, amikor egy fiatal skót mérnök, J. S. Russel megfigyelte, hogy egy tengeri csatornában a víz hullám torzítatlan formában terjedt kilométereken át. Boussinesq (1872) és Korteweg-deVries (1895) a róluk elnevezett (KdV) nemlineáris differenciálegyenlet felírásával és megoldásával igazolták, hogy ezek a *szolitáris hullámok* elméletileg valóban lehetségesek. Hosszú szünet után, Zabusky és Kruskal 1965-ben numerikusan is megoldották a KdV egyenleteket. A modellezés során arra az érdekes eredményre jutottak, hogy bár az egyenletek nemlineárisak és két, különböző sebességgel haladó szolitáris hullám találkozásukkor erős kölcsönhatásba lépnek egymással, ez a kölcsönhatás csak időleges és a hullámok gyorsan visszanyerik eredeti alakjukat és sebességüket. Ez a folyamat az elemi részecskék rugalmas ütközésére hasonlít, s erre való utalásként vezették be a *szoliton* elnevezést. Gardner és társai (1967) az inverz szórás módszerként ismert transzformációval előállították a KdV egyenlet egzakt megoldását. A szolitonok kutatásának fő területe már 35 éve az optikai szolitonok vizsgálata, s ennek nyilvánvaló célja a nemlineáris impulzusok távközlési felhasználása.

Az *optikai szolitonok* [8-11] különböznek a KdV szolitonoktól: míg a KdV szolitonok hidrodinamikai, vagyis térbeli szolitáris hullámok, a fényvezető szálban terjedő optikai szolitonok az optikai vivőhullámon keletkező impulzus alakú burkolók. Az optikai szolitonok lokalizált elektromágneses hullámok, amelyek megfelelő nemlineáris (NL) közegben a diszperzió és/vagy a diffrakció okozta lineáris kiszélesedés, illetve az NL *Kerr-effektus* okozta kompresszió közötti masszív egyensúly eredmé-

nyeként jönnek létre. Létezésük két alapvető tudományos előzménye: a szolitonok matematikai elméletének kidolgozása és a lézerek kifejlesztése a 60-as években. Ez utóbbiak a kellően nagy és monokromatikus optikai teljesítmény előállításához szükségesek.

A potenciális műszaki alkalmazások szempontjából a modern nemlineáris optika lényeges részét képező, s a fényvezető szálban terjedő optikai szolitonok a legfontosabbak. Ezek lehetnek időbeli vagy térbeli szolitonok is, attól függően, hogy a terjedés során a fény lokalizációja időben vagy térben valósul meg. Mindkét típus annak következtében jön létre, hogy a fény intenzitása az anyag (például az üvegszál) törésmutatójának NL megváltozását idézi elő (*optikai Kerr-effektus*). Egy térbeli szoliton akkor alakul ki, amikor egy optikai nyaláb önfókuszálása kiegyenlíti a természetes diffrakciós kiszélesedését. Ha viszont az önfázismoduláció (SPM) tart egyensúlyt egy optikai impulzus diszperziós kiszélesedésével, akkor időbeli szoliton képződik.

Ez utóbbi lehetőséget 1973-ban Hasegawa mutatta ki [21] a fényvezető szálban terjedő NL hullámot leíró Schrödinger-egyenlet (NLSE) megoldásával. Ő ismerte fel, hogy optikai impulzusok alakváltozás nélkül képesek terjedni az anomális diszperzió tartományában. Az így keletkező optikai szolitonokat először Mollenauer figyelte meg laboratóriumában 1980-ban [24]. Ekkor kezdődött az optikai szolitonok iránti óriási érdeklődés és vált ígéretes lehetőséggé a nagytávolságú és nagykapacitású optikai távközlés gyökeres átalakítása.

2. Optikai szolitonok

A fényvezető üvegszál egyik alapvető jellemzője az n törésmutató, amely – egyebek mellett – függvénye a λ hullámhossznak és a szálban terjedő optikai hullám I intenzitásának is. Előbbi jól ismert következménye a jel csoportsebességének *diszperziója* (GVD), amely lineáris esetben is az impulzus kiszélesedését okozza, utóbbi azonban csak NL terjedés esetén válik jelentőssé. Ekor viszont az optikai hullám önfázismodulációját (SPM)

a kiszélesedés kompenzálására tudjuk felhasználni, s bizonyos paraméterek megfelelő beállítása esetén **optikai szolitonok** képződnek. Az alábbiakban ezt a fontos kérdéskört kissé részletesebben is kifejtjük.

Az egymódusú szálban terjedő fényimpulzus burkolója időfüggő és általános alakja:

$$E(\mathbf{r},t) = A(Z,t) F(X,Y) \exp(j\beta_0 z) \quad (1)$$

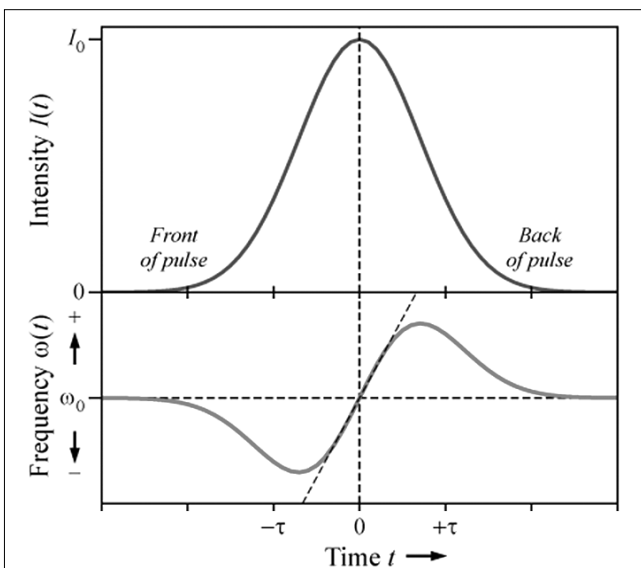
$A(Z,t)$ az amplitúdó, $F(X,Y)$ az egymódusú szál transzverzális téreloszlása, $\beta_0 = 2\pi n_0 / \lambda$ a veszteségmentes szál terjedési tényezője. Mivel A az idő függvénye, az impulzus valamennyi spektrális összetevője a *kromatikus diszperzió* miatt nem terjedhet ugyanazon sebességgel. Másrészt a törésmutató:

$$\bar{n} = n(\omega) + n_2 |E|^2, \quad (2)$$

ahol $n(\omega)$ a közönséges, n_2 a nemlineáris törésmutató. Si esetén $n_2 = 2,2...3,4 \cdot 10^{-8} \mu\text{m}^2/\text{W}$ [18] $n(\omega)$ frekvencia-függése fontos szerepet játszik az időbeli szolitonok képződésénél és NL effektusok hiánya esetén az impulzusok kiszélesedéséhez vezet. Ha azonban az impulzus amplitúdója nagy, akkor a fel- és lefutó élei időfüggő intenzitást képviselnek, amely gyorsan nő zérustól a csúcserőig, s onnan gyorsan tér vissza zérusig. Nemlineáris közegben, amelynek intenzitás-függő a törésmutatója, a jel időfüggő intenzitása időfüggő törésmutatót produkál. Ezért az impulzus csúcán más lesz a törésmutató, mint az oldalain. A felfutó éle mentén dn/dt pozitív, a lefutó éle mentén negatív.

Ez az időben változó törésmutató időben változó $d\varphi/dt$ fázisváltozást idéz elő (1. ábra), amely hozzáadódik a lineáris fázistoláshoz és $\delta\omega = -d\varphi/dt$ frekvenciaváltozást, spektrális kiszélesedést hoz létre. Ez az **önfázismoduláció** jelensége, amely az anomális diszperzió tartományában az impulzus időbeli kompresszióját eredményezi és lehetővé teszi a GVD kompenzálásával a szoliton kialakulását. Lineáris esetben az SPM hatásait igyekszünk minimalizálni, ami végeredményben a bemenő impulzus teljesítményének korlátozását jelenti ($P_{in} \ll 0.1W$).

1. ábra Az impulzus SPM okozta spektrális kiszélesedése



A burkoló szoliton terjedését optikai szálban leíró egyenlet azonban egy nemlineáris Schrödinger-egyenlet (NLSE):

$$j \frac{\partial u}{\partial z} - \text{sgn}(\beta_2) \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u}{\partial \tau^2} \pm |u|^2 u = 0 \quad (3)$$

Ebben az egyenletben z jelenti a terjedési irányban mért távolságot és τ a normalizált időt. A második tag a csoportsebesség diszperziójából származik, a harmadik pedig a NL hatást fejezi ki.

A (3) egyenletben szereplő mennyiségek:

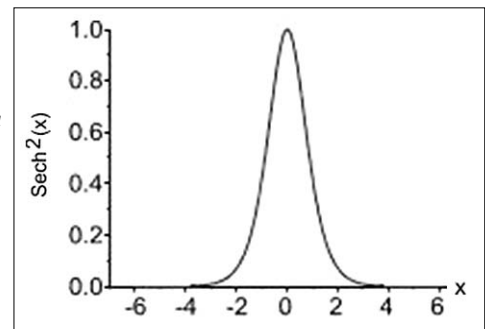
$$\tau = (t - \beta_1 z) / T_0, \quad z = Z / L_D, \quad u = \sqrt{|\gamma| L_D} A, \\ \beta_2 = \frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2}, \quad \gamma = n_2 \omega_0 / (c A_{eff}).$$

A kifejezésekben szereplő paraméterek: T_0 a bemenő impulzus szélessége, L_D a diszperziós távolság, melyen az impulzus szélessége $\sqrt{2}$ -szeresére növekszik, $\beta_1 = 1/v_g$, ahol v_g az impulzushoz tartozó csoportsebesség és β_2 a csoportsebesség diszperziós paramétere (GVD), amelynek az előjele lehet pozitív (normális diszperzió) és negatív is (anomális diszperzió) a hullámhossztól függően. A (3) egyenletből láthatóan annak a szükséges és elégséges feltétele, hogy szoliton megoldása legyen, a GVD és a NL tag ellenkező előjele. Anomális diszperzió esetén a NLSE úgynevezett világos (bright) szolitonokat leíró alakja:

$$j \frac{\partial u}{\partial z} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u}{\partial \tau^2} + |u|^2 u = 0 \quad (4)$$

A (4) egyenlet a teljesen integrálható rendszerek egyik osztályához tartozik, zárt alakban megoldható az inverz szórás módszerével [4] és megoldásai szolitonok (2. ábra).

2. ábra Az $N=1$ szoliton alakja



Különleges szerepet játszanak azok a szolitonok, amelyeknek a kezdeti amplitúdója

$$u(z = 0, \tau) = N \text{sech}(\tau) \quad (5)$$

Ha analizáljuk az (5) kezdeti amplitúdójú megoldásokat, azt találjuk, hogy $N=1$ esetén változatlan marad az alakjuk az optikai szálban való terjedés során (*fundamentális szolitonok*), viszont periódikusan ismétlődő képeket mutatnak az $N > 1$ egész értékekre (*magasabbrendű szolitonok*). Az N paraméter a bemenő impulzus paramétereivel fejezhető ki:

$$N^2 = \gamma P_0 L_D = \gamma P_0 T_0^2 / |\beta_2|, \quad (6)$$

ahol P_0 az impulzus csúcsteljesítménye.

Csak a fundamentális szoliton őrzi meg az alakját és marad chirp-mentes az optikai szálban történő terjedése folyamán. S éppen ez a tulajdonsága teszi ideális szereplővé az optikai távközlés számára. A kísérletek során azt is megfigyelték, hogy a szolitonok perturbációkkal szemben igen stabilak, fundamentális szolitonok akkor is létrejönnek, ha az impulzus alakja és csúcsteljesítménye kissé eltér az ideális feltételektől.

Eddig a terjedést veszteségmentes optikai szálban vizsgáltuk. Mivel minden valóságos szál többé-kevésbé veszteséges, a NLSE-et a megfelelő taggal ki kell egészíteni [16,19,20]:

$$j \frac{\partial u}{\partial z} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u}{\partial \tau^2} + |u|^2 u - j \frac{\alpha}{2} u = 0 \quad (7)$$

Itt α (1/m) az erősítés, illetve $\alpha < 0$ esetén a csillapítás. Helyette a (7) egyenletben – a többi mennyiséghez hasonlóan – a $\Gamma = \alpha L_D$ normált csillapítást használják, aminek a fizikai értelme az L_D -vel egyező hosszúságú szál csillapítása. Ez az egyenlet csak közelítő módszerekkel integrálható. $N=1$ és $\Gamma \ll 1$ esetén a fundamentális szoliton perturbációs közelítésben:

$$u(z, \tau) \approx e^{-Iz} \operatorname{sech}(\tau e^{-Iz}) \exp[j(1 - e^{-2Iz})/4\Gamma] \quad (8)$$

Emiatt a szolitonos vonalakba is erősítőket kell beiktatni, bár ezek távolsága most kisebb, mint lineáris esetben. A csillapítás más szempontból is gondot okoz. Ha ugyanis csökken az impulzusok amplitúdója, akkor folyamatosan változik az SPM is, ezzel pedig a diszperziót kompenzáló hatása. E problémákra még visszatérünk.

3. Szoliton alapú fényvezetős távközlés

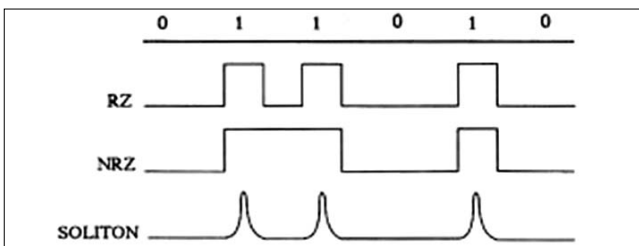
A szolitonok egyik fontos alkalmazása az információk átvitele optikai szálakon. Ebben a szakaszban az ilyen átviteli rendszerek felépítését és a szolitonokat mint információhordozókat tekintjük át. Vizsgáljuk a gyakorlati megvalósításuk előtt álló főbb akadályokat és azok megoldásának módjait. Választ keresünk arra a kérdésre is, hogyan tökéletesíthetők a már létező optikai hálózatok jellemzői szolitonok felhasználásával [25-30].

3.1. Információ átvitele szolitonokkal

Az alapgondolat egyszerű: egy bitfolyamban az 1-es szimbólumokat egy-egy szoliton képviselje a megfelelő bitrésben (3. ábra).

A szomszédos szolitonoknak jól el kell különülniük egymástól, vagyis két szoliton között a távolság a szé-

3. ábra Különböző modulációs formátumok optikai átvitelre



lességük többszöröse legyen. Emiatt csak RZ modulációs formátum jöhet szóba. A szoliton T_0 szélessége és a B bitsebesség kapcsolata:

$$B = \frac{1}{T_B} = \frac{1}{2q_0 T_0} \quad (9)$$

Itt T_B a bit-rés szélessége és $2q_0 = T_B/T_0$ a szomszédos szolitonok közötti *normalizált távolság*. Tipikusan $q_0 \approx 5$. Mivel $N=1$ esetén a szoliton csúcsteljesítménye (6)-ból

$$P_0 = \frac{|\beta_2|}{\gamma T_0^2} \quad (10)$$

az impulzusnak a $0,5 P_0$ -hoz tartozó szélessége (Full-Width at Half Maximum, FWHM):

$$FWHM = 1.7627 T_0, \quad (11)$$

és az impulzus energiája:

$$E_s = 2P_0 T_0. \quad (12)$$

Egy szoliton sorozat átlagos teljesítménye:

$$P_s = P_0/2q_0. \quad (13)$$

Ha például $q_0=5$, $B=10$ Gb/s és $T_0=10$ ps, akkor $P_0=5$ mW mellett $E_s=0.1$ pJ és $P_s=0,5$ mW.

3.2. Szolitonok kölcsönhatása

A szomszédos bitekben lévő szolitonok zavarják egymást, egyszerűen azért, mert az együttes optikai terük nem megoldása a NLSE-nek [18-20]. A közöttük fellépő NL kölcsönhatás miatt vagy közelednek egymáshoz, vagy távolodnak egymástól (fáziskülönbségüktől függően), s ez hibát okoz az átvitelben. A kölcsönhatás elkerüléséhez aránylag nagy szoliton távolság lenne szükséges, ami viszont korlátozza az átviteli sebességet.

Ezt a jelenséget fontossága miatt behatóan vizsgálták [33,34,39]. Azt találták, hogy a kölcsönhatás redukálható, ha a szomszédos szolitonok amplitúdói eltérnek egymástól (legalább 10%-kal) vagy a bemenő impulzusra egyéb kikötést teszünk (például a kezdeti chirp-re).

3.3. Szolitonok csillapodás menedzselése

Amint a (7) egyenlet megoldásával kapcsolatban már említettük, a veszteséges vonalon terjedő szoliton nem őrzi meg az alakját, fokozatosan csökken az amplitúdója és exponenciálisan nő a szélessége. Ez tovább korlátozza a bitek közötti távolságot. Mivel pedig az SPM teljesítményfüggő, a csökkenő szoliton amplitúdó ezt a hatást is gyengíti. Végül nem lesz elég erős ahhoz, hogy ellensúlyozza a diszperziót, s az impulzus szélesedik. Ez teszi szükségessé, hogy erősítőket iktassunk a rendszerbe. Kétféle erősítési technika használatos: koncentrált vagy elosztott erősítés. Azt azonban érdemes hangsúlyozni, hogy az erősítők visszaállítják a szoliton eredeti szélességét, ellentétben a lineáris impulzusokkal.

Koncentrált erősítés esetén az optikai erősítőket periódikusan ismétlődő távolságokban helyezik el a vonal mentén úgy, hogy két szomszédos erősítő között a fényvezető veszteségeit az erősítés pontosan kompenzálja. Fontos tervezési paraméter a szomszédos erősí-

tők távolsága – a költségek csökkentése céljából a lehető legnagyobbra kell választani. A nem-szoliton optikai vonalakon ez a távolság 80-100 km, szoliton rendszerekben ennél jóval kisebb a NL terjedés természete miatt. Az optikai erősítő ugyanis gyorsan felviszi a szoliton energiáját a bemeneti szintre és a felerősített impulzus szélessége dinamikusan igazodik az erősítőt követő vonalszakaszhoz, a fundamentális szoliton újraépülését nem segíti elő. Ezen a szakaszon az impulzus diszperzív hullámok alakjában elveszíti energiájának egy részét, s ez a veszteség a nagyszámú erősítő fokozaton való áthaladás során jelentős szintre nőhet, amit el kell kerülni.

Kimutatták [16,19], hogy ez a hatás minimalizálható, ha az erősítők közötti L_A távolságot az impulzus L_D diszperziós távolságánál sokkal kisebbre választják:

$$B^2 L_A \ll (4q_0^2 |\beta_2|)^{-1} \quad (14)$$

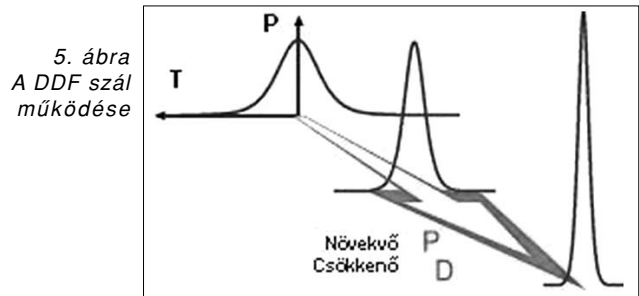
Példaként tipikus értékeket választva: $\beta_2 = -0,5 \text{ ps}^2/\text{km}$, $L_A = 50 \text{ km}$ és $q_0 = 5$ esetén $T_0 \gg 5 \text{ ps}$ és $B \ll 20 \text{ GHz}$. Világos, hogy az úthosszra átlagolt szolitonok használata szigorú korlátokat szab az átviteli sebességre és az erősítők közötti távolságra is. A (14) egyenlőtlenség teljesítése egyre nagyobb nehézségekbe ütközik a gyakorlatban, amint az átviteli sebesség meghaladja a 10 Gb/s értéket. A feltételt jelentősen enyhíti az elosztott erősítők használata.

Elosztott erősítés: a lineáris átvitelnél használatos EDFA erősítő a működéséhez speciális szerkezetű optikai szálát igényel. A szoliton alapú átvitelnél erre nincs szükség, mert az itt bevált *Raman-erősítő* magát a fényvezető szálát használja erősítő közegként. Működése az *indukált Raman-szórás* (Stimulated Raman Scattering, SRS) jelenségén alapul. Ez a NL effektus a szálba becsatolt intenzív optikai nyaláb és a szálát alkotó anyag rácsrezgései közötti kölcsönhatás következménye. Lényegében a Si atom először elnyel egy adott energiájú foton, majd emittál egy kisebb energiájú, azaz nagyobb hullámhosszú másik foton. Az elnyelt és az emittált fotonok energia különbsége egy fonon alakjában a rács energiáját növeli. A teljesítmény transzfer 80-100 nm hullámhossz növekedést eredményez, ez az úgynevezett Stokes-eltolódás [20,22-23].

A Raman-erősítőben a fenti folyamat során egy nagy teljesítményű lézer energiáját pumpálják a gyenge jelet szállító optikai szálba, a vivőhulláménál 80-100 nm-el kisebb hullámhosszon. Tipikusan $\lambda = 1450 \text{ nm}$ -es a pumpáló forrás, s ez az 1530-1550 nm tartományon belül egy 30 nm-es (10 THz!) sávban biztosítja az erősítést.

A gyakorlatban egyidejűleg több pumpáló lézert használnak, hogy széles tartományban nagyjából egyenle-

tes legyen az erősítés. A jel és a pumpáló hullám haladhat egy irányban is, de előnyösebb, ha a pumpálást a vonalszakasz végén végzik, mert ott a leggyengébb a jel (4. ábra). Az egymással szemben haladó hullámok esetén a szakasz mentén egyenletesebb *elosztott erősítés* nyerhető. A gyakorlatban az elosztott Raman erősítő erősítését a zajok korlátozzák <20 dB-re. Néhány Watt teljesítményig ma már standard tokozással ellátott pumpáló források kaphatók a kereskedelemben [23]. Mivel a szál veszteségei a pumpáló hullámot is csillapítják, körülbelül a szakasz utolsó 20-40 km-én biztosítható hatásos elosztott erősítés.



5. ábra A DDF szál működése

3.4. Szolitonok diszperzió menedzselése

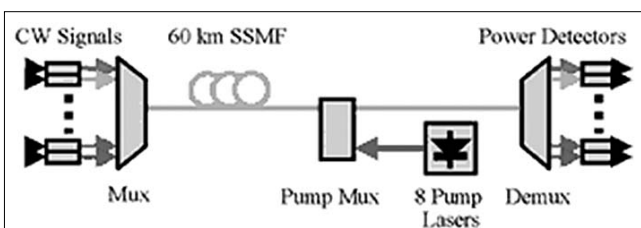
A diszperzió menedzselése általánosan használt eljárás a modern WDM rendszerekben, ugyanis jelentős háson származik abból, ha a GVD β_2 paramétere alkalmas módon változik az optikai szál hossza mentén. Lineáris átvitel esetén ezt egymást váltakozva követő pozitív, illetve negatív GVD paraméterű vonalszakaszokkal érik el, igen kedvező eredménnyel. Ez a *diszperzió-kompensáció* bevett módszere. Nemlineáris átvitel esetén ez nem célravezető eljárás, ehelyett az úgynevezett *csökkenő diszperziójú* (DDF) szálakat úgy tervezik, hogy a csökkenő GVD éppen ellensúlyozza a csillapodó szolitonok által keltett egyre gyengülő SPM-t [16,19,31]. A szoliton ilyen esetben zavartalanul terjed, ezt nevezik a *diszperzió menedzselésének* (DM) (5. ábra). Mivel a szoliton amplitúdója egy veszteséges szálban exponenciálisan csökken, az előbbi feltétel teljesítéséhez a GVD paraméternek is exponenciálisan kell csökkennie. A szigorú matematikai analízis is erre az eredményre vezet. Ez esetben egy fundamentális szoliton még veszteséges szálban is megőrzi az alakját és a szélességét [16-20].

DDF szálak előállítás: A közel exponenciális GVD profilú szálak előállítása nem egyszerű feladat. A gyártás során, a szál húzása közben a mag átmérőjét előre programozott módon folyamatosan csökkentik, s ezzel csökken a hullámvezető diszperzió, ezáltal pedig a GVD paraméter nagysága is. A szolitonok terjedését DDF szálban számos kísérletben demonstrálták [16,19,35,36].

3.5. Az erősítő zaja és a jitter

A fényvezető csillapítását erősítők beiktatásával kompenzálják, ezek azonban a felerősített spontán emissziójukkal (Amplified Spontaneous Emission, ASE) additív zajt termelnek. Az ASE szolitonokra gyakorolt hatása a perturbált NLSE megoldásával vizsgálható [16,19,37,38]. Eredményül azt kapjuk, hogy a szolitonok paraméterei

4. ábra A Raman-erősítő beiktatása



az egyes erősítők kimenetén véletlenszerűen változnak. Pontosabban, az ASE hatásainak halmozódása miatt az amplitudó és a frekvencia fluktuációinak a szórása lineárisan nő az optikai szál mentén. Az amplitudó fluktuációi rontják a szoliton bit-folyam jel/ zaj viszonyát.

Ez a degradáció ugyan nem kívánatos, de nem a legnagyobb korlátozó tényező. Valójában a frekvencia fluktuációi a jitter indukálásával sokkal drasztikusabban hatnak a rendszer tulajdonságaira. Ez könnyen belátható, ha meggondoljuk, hogy a szoliton frekvenciájának véletlen ingadozásai miatt a vonalon való áthaladási idejük is véletlenszerűvé válik. A szolitonok érkezési idejének az ASE által indukált fluktuációi a szakirodalomban Gordon-Haus jitter néven ismertek [16,19].

Ez szab felső határt a BL szorzat nagyságának, mégpedig a modulációs formátumtól (RZ, NRZ, vagy CRZ) függetlenül. A számítások szerint [19] a tolerálható jitter 8 ps 10 Gb/s-os rendszer és csupán 2 ps 40 Gb/s-os rendszer esetén. Nyilvánvaló, hogy a fényvezető átlagos diszperziójának majdnem teljesen el kell tűnnie, ha a rendszer tervezésénél el akarjuk kerülni az ASE által indukált jitter korlátozó hatását. Ez indokolja a diszperzió menedzselésének fent részletezett megoldásait.

3.6. Szoliton adók

A szoliton adók olyan koherens optikai fényforrások, amelyek alkalmasak közel „sech” alakú, chirp-mentes ps-os impulzusok előállítására nagy ismétlési frekvenciával. Az ilyen fényforrásnak az 1550 nm-es tartományban kell működnie. A korai kísérletekben erre a célra olyan lézereket használtak, amelyeknek az erősítését a küszöbérték alól periódikusan jóval a küszöb fölé pumpálták, s így módon 20-30 ps szélességű impulzusokat állítottak elő. Az eljárás jelentős hátránya az így keltett impulzusok nagy chirp-je [16-19]. A módus-zárt félvezető lézereket előnyben részesítik, mert az emittált impulzussorozatuk közel chirp-mentes. Ugyanakkor a rács hangolási lehetőséget is kínál, amellyel a lézer széles frekvenciasávban modulálható. Ezzel a forrással 12-18 ps-os szoliton impulzusok állíthatók elő 40 Gb/s ismétlési frekvenciával [24].

Igen korszerű és kompakt forrás a több lézer dióddal egyidejűleg pumpált optikai szálas Raman-erősítő, melyel eltolt diszperziójú (DS) szálban ps szélességű impulzusok állíthatók elő [23,32,36]. Egyszerű elektronikával hangolható az 1620-1660 nm sávban és 400 fs-os impulzusokat is sikerült kelteni. A fs-os impulzusok felhasználása nagymértékben kiterjeszti a szolitonos átviteli rendszerek kapacitását. Ugyanakkor, a fs-os tartomány újabb nehézségeket is okoz: megjelennek az SRS magasabb rendű NL termékei és az impulzus spektrumának gyors eltolódásai a nagyobb hullámhosszak felé. E a hatások a gyakorlatban az impulzusok kiszélesedésére vezetnek. Adaptív visszacsatolással azonban az eredeti szélességük és amplitudójuk is megőrizhető [16].

3.7. Kísérleti eredmények

Az optikai szolitonok létezését sikeresen demonstráló kísérletek [24] nagy érdeklődést váltottak ki e terület iránt. Felvillant a teljesen optikai átvitel lehetősége, mely

a 80-as évek végéig használt regeneratív erősítők helyett optikai erősítőkre épül. Különösen vonzónak látszott, hogy magát az optikai szálát lehet a Raman-effektus révén erősítésre felhasználni, s ezt 1988-ban sikerrel igazolták is [23], amikor 4000 km-re vittek át szolitonokat Raman-erősítők alkalmazásával. Az 55 ps-os impulzusok szélességük számottevő változása nélkül futották be ezt a távolságot. A kísérlet sikere nagyon biztató volt egy transzocéáni szolitonos csatorna létrehozása szempontjából. A Raman-erősítők azonban túlságosan nagy teljesítményt (500 mW cw) igényeltek, amelyet akkoriban félvezető lézerekkel nem tudtak előállítani, más megoldás pedig nem volt eléggé praktikus. A helyzet 1989-ben az EDFA erősítők megjelenésével változott. 1991-ben egy 3 EDFA erősítőt tartalmazó 75 km-es hurokban 2,5 Gb/s sebességgel 12000 km-re vittek át szolitonokat.

A diszperzió menedzselésének koncepcióját egycsatornás ultra-nagysebességű és WDM átvitel esetében is hasznosították. Sikerült megvalósítani egycsatornás 40 Gb/s sebességű DM átvitelt 10000 km-re [29], 1,1 Tb/s (20 Gb/s*55 csatorna) sebességűt pedig 3000 km-re [30].

Az újabb és még meggyőzőbb eredményeket sokáig lehetne sorolni. A DM szálakkal elért jelentős sikerek ellenére, maradtak még megoldatlan kérdések. Ezek egyike a DWDM rendszerekben való alkalmazhatóságuk. A hatékonyság növelése céljából ugyanis igen sok csatornát kell egy korlátozott szélességű frekvenciasávba zsúfolni. A tapasztalatok szerint azonban a DM szétesik, ha a csatornák közötti távolság nagyon kicsi. Ráadásul, ha két szomszédos csatorna szolitonja időben átlapolja egymást a bemeneten, ebből nagy helyzeti eltolódások keletkeznek később.

Egy másik megoldatlan probléma a *polarizációmódus-diszperzió* (PMD), aminek következtében a szolitonok kiszélesedése \sqrt{z} -vel nő. Nagy kihívás a szolitonokban rejlő lehetőségek érvényesítése a WDM rendszerekben, ami a NL áthallások csökkentésével érhető el, s erre több út is kínálkozik. Az utóbbi években e téren figyelemre méltó eredmények születtek [36-38]. A PMD-nek ellenálló DM átvitel meggyőző bemutatása még várat magára.

4. Összefoglalás

Az optikai szoliton felfedezése és kísérleti realizálása igen jelentős lehetőség a távközlés gyökeresen új módszerének bevezetésére. Az ilyen irányú törekvések valóságos ösztönzője a mind gyorsabb és nagyobb távolságú információ átvitel iránti exponenciálisan növekvő igény. A gyakorlati bevezetést késleltetik a NL átvitelt kísérő rendkívül szövevényes és matematikai modellezéssel is nehezen követhető viszonyok, valamint az a tény, hogy az optikai szálak és erősítők folyamatos tökéletesítésével a lineáris optikai átvitel minősége és teljesítőképessége is nagymértékben javult. Ennek ellenére nem kétséges, hogy a szolitonos technológia a legáltalább két nagyságrenddel nagyobb sáv szélességével előbb-utóbb utat tör magának, elsőként az interkontinentális távolságokon. Már vannak ilyen irányú konkrét befektetői szándékok.

A szerzőről

Takács Sándor a BME Villamosmérnöki Karának gyengeáramú tagozatán 1956-ban szerzett kiegészítő oklevelet és tanársegédként kezdett el dolgozni az Elméleti Villamoságtan Tanszéken. 1960-63 között a MTA aspiránsaként a Távközlési Kutató Intézetben a fototron lézer fejlesztésében vett részt. A BME és HM közötti megállapodás alapján 15 éven át tanított a Bolyai Műszaki Főiskolán és a Nemzetvédelmi Egyetemen is. Az utóbbi években a fotonikus kristályok, a nemlineáris optikai jelenségek (szolitonok), a nano-optika eredményei és várható távközlési alkalmazásai kötik le a figyelmét. Több könyv társszerzője, jegyzetek szerzője, egy szabadalma van a mikrohullámú technika ipari alkalmazásából. Tevékenységét a Munka Erdemrend ezüst fokozatával, a Felsőoktatás Kiváló Dolgozója kitüntetéssel és HM oklevelekkel is elismerték. 2006-ban megkapta a BME aranydiplomáját.

Irodalom

- [1] Lamb, G.L.
Elements of soliton theory. Wiley, New York, 1980.
- [2] Eilenberger, G.
Solitons. Springer, Berlin, 1981.
- [3] Dodd, R.K. et al.
Solitons and nonlinear waves.
Academic Press, London, 1982.
- [4] Zakharov, V.E. et al.
Theory of solitons. The inverse scattering method.
Plenum, New York, 1984.
- [5] Newell, A.C.
Solitons in mathematics and physics.
SIAM, Philadelphia, 1985.
- [6] Lakshmann, M.
Solitons. Springer, Berlin, 1988.
- [7] Drazin, P.G. et al.
Solitons: An introduction. Cambridge UP, 1989.
- [8] Hasegawa, A.
Optical solitons in fibers. Springer, Berlin, 1989.
- [9] Hasegawa, A.-Kodama, Y.
Solitons in optical communications. Oxford UP, 1995.
- [10] Akhmediev, N.–Ankiewicz, A.
Solitons: Nonlinear pulses and beams.
Chapman, 1997.
- [11] Kivshar, Y.S.–Agrawal, G.P.
Optical solitons. Academic Press, London, 2003.
- [12] Ablowitz, M.J. et al.
Discrete and continuous Schrödinger systems.
Cambridge UP, 2003.
- [13] Akhmediev, N.–Ankiewicz, A. (Eds.)
Dissipative solitons. Springer, Berlin, 2005.
- [14] Malomed, B.A.
Soliton management in periodic systems.
Springer, Berlin, 2006.
- [15] Palais, J.C.
Fiber optic communications.
(4th Ed.) Prentice-Hall, New Jersey, 1998.
- [16] Keiser, G.
Optical fiber communications.
(3rd Ed.) McGraw-Hill, New York, 2000.
- [17] Bass, M.–van Stryland, E.W.
Fiber optics handbook. McGraw-Hill, New York, 2002.
- [18] Keiser, G.
Optical communications essentials.
McGraw-Hill, New York, 2003.
- [19] Agrawal, P.G.
Fiber optic communication systems.
Wiley, New York, 2002.
- [20] Agrawal, P.G.
Nonlinear fiber optics. Academic Press, London, 2001.
- [21] Hasegawa, A.–Kodama, Y.
Signal transm. by optical solitons in monomode fiber.
Proc. IEEE 69 (1981), pp.1145–1152.
- [22] Desurvire, E.
Erbium-doped fiber amplifiers. Wiley. New York, 1994.
- [23] Islam, M.N.
Raman amplifiers for telecommunications, Vol.1.
Lavoisier, 2004.
- [24] Mollenauer, L.F.
Solitons in optical fibers:
Fundamentals and applications. AP, 2006.
- [25] Kaminow, I.P. et al. (Eds)
Optical fiber telecommunications, Vol.III., AP, 1997.
- [26] Kaminow, I.P. et al. (Eds)
Optical fiber telecommunications, Vol.IV., AP, 2002.
- [27] Kaminow, I.P. et al. (Eds)
Optical fiber telecommunications, Vol.V., AP, 2008.
- [28] Ferreira, M.F. et al.
Optical solitons in fibers for communication systems.
Fiber and Integrated Optics 24 (2005), pp.287–313.
- [29] Hasegawa, A.
Soliton-based ultra-high speed optical communications
PRAMANA – Journal of physics.
Spec. Issue 57 (2001), pp.1097–1127.
- [30] Gangwar, R. et al.
Soliton based optical communications.
PIER 74 (2007), pp.157–166.
- [31] Turitsyn, S.K. et al.
Physics and mathematics of
dispersion-managed optical solitons.
C.R. Physique 4 (2003), pp.145–161.
- [32] Tsigaridas, G. et al.
Compensation of nonlinear absorption
in a soliton communication system.
Chaos, Solitons and Fractals 35 (2008), pp.151–160.
- [33] Turitsyn, S.K. et al.
Statistics of interacting optical solitons.
Phys. Rev. E64 (2002).
- [34] Falkovich, G. et al.
Role of interaction in causing errors
in optical soliton transmission.
Optics Letters 27 (2002), pp.13–15.
- [35] Gupta, D. et al.
Nonlinear pulse propagation in DDFs.
Optics Communications 237 (2004), p.309.
- [36] Wehmann, C.F. et al.
Analysis of the FWM in a DDF for a WDM system.
Optical Fiber Technology 11 (2005), pp.306–318.
- [37] Biondini, G. et al.
Noise-induced perturbations of DM solitons.
Phys. Rev. A75 (2007).
- [38] Moore, R.D. et al.
A method to compute statistics of large,
noise-induced perturbations of NLS solitons.
SIAM Journal Appl. Math. 67 (2007), pp.1418–1459.
- [39] Kapovits Ádám:
Pikoszekundumos fényimpulzusok terjedésének
szimulációs vizsgálata nemlineáris és veszteséges
optikai szálban.
Diplomaterv. BME EVT, 1989.

Impulzusregenerálás az optikai tartományban

PAKSY GÉZA

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, Távközlési és Médiainformatikai Tanszék
paksy@tmit.bme.hu

Kulcsszavak: optikai távközlés, optikai hálózat, AON, 3R regenerálás

A digitális átviteltechnika egyik alapeljárása az impulzussorozatok regenerálása. Az elektronikus 3R regenerálást széles körben alkalmazzák az optikai SDH, WDM rendszerekben is. A tisztán optikai tartományi regenerálás azonban még nem jelent meg a gyakorlatban, bár számos előnyt jelentene alkalmazása, a Tisztán Optikai Hálózatok kialakításához pedig elengedhetetlenül szükséges. Cikkünkben áttekintjük a 2R és 3R típusú optikai regenerálási eljárások elméleti alapjait, a szükséges fotonikai eszközök működési elvét, és ismertetünk néhány gyakorlati megoldást.

1. Bevezetés

A digitális távközlési rendszerek kialakulásának kezdetén három olyan új jelkezelési eljárás fejlődött ki, melyek alkalmazása végül a digitális átviteltechnika teljes hatalomátvételéhez vezetett. Az első a beszédjelek digitalizálását lehetővé tevő impulzus kód moduláció (PCM), a második a digitális csatornák nyalábolását megvalósító időosztásos multiplexálás (TDM) és végül, de nem utolsósorban az impulzusregenerálás, mely alkalmazásával a nyaláboló PCM impulzussorozatot különféle közegeken át lehet vinni a szükséges távolságokra.

A digitális átvitel fő előnye az addig alkalmazott analóg FDM technikával szemben az, hogy a regenerátorok, vagy más elnevezéssel repeaterek megakadályozzák a vonal mentén a zajok akkumulációját, ismétlési szakaszonként teljes mértékben visszaállítják az adóimpulzusok jelformáját és ennek következtében a digitális átvitel minőségét nem a felhalmozódó zajok és torzítások határozzák meg, hanem a regenerálás hatékonysága, a bittévesztés mértéke.

Jelenleg az optikai SDH/Ethernet/WDM rendszerekben csak elektronikus regenerátorokat és analóg optikai erősítőket alkalmaznak. Felmerül a kérdés, hogy az eddig olyan sikeresen alkalmazott impulzusregenerálást meg lehet-e valósítani elektronika nélkül, azaz tisztán optikai eszközökkel? Ez ugyanis alapfeltétele lenne annak, hogy tetszőleges méretű és bonyolultságú tisztán optikai hálózatokat hozzunk létre. A kérdés megválaszolásához áttekintjük az impulzusregenerálás elvét, majd bemutatjuk a tisztán optikai tartományi regenerálás elméleti alapjait és várható gyakorlati megvalósítási lehetőségeit.

1.1. Az impulzusregenerálás elve

Az impulzusregenerálás a következő három lépésből áll:

a) Erősítés és jelformálás (*Reshaping*), mely során az átviteli csatorna lineáris torzításai miatt fellépő szintcsökkenést és impulzustor-

zulást alkalmas erősítővel és jelformáló korrekterekkel megkíséreljük kompenzálni és a vételi jelalakot az eredeti, adó jelalakhoz hasonlóra visszaformálni. A csatorna additív zajainak és az jelátlapolódás (ISI) csökkentése érdekében azonban ez a jelalak nem az eredeti négy-szögimpulzus, hanem a Nyquist-feltételeket az adott alkalmazásban optimálisan kielégítő hullámforma.

b) Az újraidőzítés (*Retiming*)

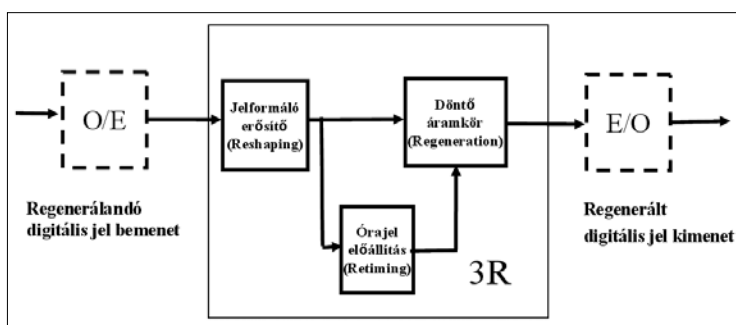
funkció feladata az adóban alkalmazott órajel kinyerése a vett impulzussorozatból. A vett jel teljesítményszűrűség-spektruma rendszerint nem tartalmaz diszkrét spektrális komponenszt az órajel frekvenciáján és ezért valamilyen nemlineáris jelkezelést kell alkalmazni, például a jel négyzetre emelését. A vételi órajelet a regenerált jelsorozat, az eredeti jelismétlődési frekvenciának megfelelő időzítésére (impulzusismétlődési idő, impulzusszélesség) használjuk fel.

c) Az impulzus helyreállítása (*Regeneration*)

történhet az adó órajelének ismerete nélkül. Ehhez egyszerű döntési szint túllépését detektáló komparátorokra van szükség, de ekkor a regenerált impulzusok szélessége a jeltorzulás mértékétől fog függeni. Alkalmazhatunk a visszaállított órajellel vezérelt döntőáramkört is, mely esetben a regenerált impulzus szélessége pontosan meg fog felelni az eredetinek.

A Reshaping–Retiming–Regeneration funkciókat röviden R betűvel rövidítjük. Szokás röviden 1R, 2R vagy

1. ábra
Az elektronikus jelregenerátorok funkcionális felépítése



3R regenerálásról beszélni, attól függően, hogy mely funkciók kombinációját alkalmazzuk, a következők szerint – 1R: *Reshaping*, 2R: *Reshaping+Regeneration*, 3R: *Reshaping+Retiming+Regeneration*.

A digitális regenerátorok elektronikus megvalósításának általános blokksemáját az 1. ábra mutatja. Optikai alkalmazás esetén a bemeneten optikai/elektromos (OE), a kimeneten elektromos/optikai (E/O) átalakítókat is el kell helyezni.

2. Az optikai tartományi jelregenerálás igénye

Az optikai távközlésben már a kezdetektől (~1980) lényegesen nagyobb átviteli sebességet és áthidalható távolságot valósítottak meg, mint az addig alkalmazott rézkábeles és mikrohullámú rendszerekkel. Ma az optikai technológia fejlődése következtében nagyságrendekkel túllépték a kezdeti képességeket, erősítés nélkül 100-200 kilométeres, analóg optikai erősítőláncokkal pedig több ezer kilométeres áthidalható távolságok és csatornánként 40 Gbit/s sebesség a mindennapi gyakorlat. A hullámhossz multiplexált (WDM) átvitel alkalmazásával egy szálon akár 2-3 terabit/s információátviteli kapacitás is elérhető.

Az optikai átvitel jelenlegi képességei tehát látszólag minden eddigi és jövőbeni információátviteli igényt ki tudnak elégíteni. A szélessávú szolgáltatások rohamos terjedése azonban hatalmas sávszélesség- és kapcsolókapacitás-igényt generált, főként az IP/DWDM maghálózatokban. A hálózat központi IP útvonalválasztói elérték a Tbit/s kapcsolási kapacitásokat, mert az IP útvonalválasztóknak nem csak a hagyományos Internet forgalmat kell kiszolgálniuk, hanem a konvergált újgenerációs szélessávú szolgáltatásokat is. Ehhez nagy átviteli kapacitások mellett olyan hibavédett hálózatokra van szükség, ahol a hálózati meghibásodások hatását nagyon rövid idő alatt útvonal átirányítással kell kiküszöbölni.

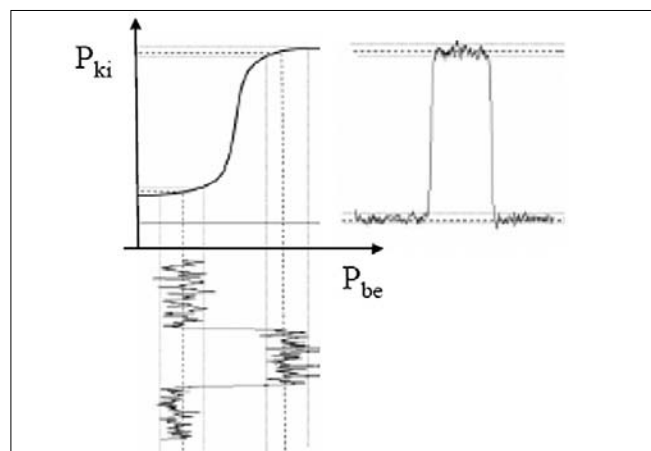
Ma már egyre nyilvánvalóbbá válik, hogy ennek a kettős feladatnak a korrekt ellátására a jelenlegi elektronikus IP útvonalválasztók hatalmas méreteik, jelentős teljesítményfelvételük és magas hődisszipációk miatt a jövőben nem lesznek alkalmasak. Kézenfekvő a gondolat, hogy az IP útvonalválasztók terhelésének csökkentése érdekében a lényegesen nagyobb sávszélességet kezelni képes optikai hálózatra kell áttérni a legnagyobb sávszélességet igénylő szolgálatokat, mert ilyen módon le lehet csökkenteni nemcsak a szükséges IP kapcsolókapacitásokat, de a távoli pontok között az IP csomópontok közötti hopok számát is. Ezzel jelentős beruházási és üzemeltetési költségeket lehet megtakarítani.

Ez a gondolat alapozta meg az „Tisztán Optikai Hálózatok” (*All Optical Network, AON*) kutatás-fejlesztését. Az AON hálózatokban, mint azt az elnevezésből is kitűnik, az információátvitel minden művelete az optikai tartományban hajtodik végre. A 10 Gbit/s-tól nagyobb sebességnél azonban az optikai szál fizikai paraméterei már

rövidebb távolságokon is (>50 km) jelentősen befolyásolják az optikai jelalakot. A kromatikus- és a polarizációs diszperzió hatásait egyre költségesebb kompenzálni, ezért a 3R regenerálás alkalmazása indokoltá válik. A 40 Gbit/s sebességű, O-E-O átalakítással dolgozó regenerátorok megvalósíthatósága az elektronikai eszközök határfrekvenciái miatt túlságosan költségesek. 40 Gbit/s-nál nagyobb sebességű soros jelátvitelt már csak fotonikai elveken alapuló eszközökkel lehet megvalósítani. Az AON hálózatra való áttéréshez tehát az tisztán optikai regenerátorok alkalmazása is elengedhetetlen.

3. Az optikai szintű impulzusregenerálás elve

Az optikai jelregenerálás alapelve lényegében megegyezik az 1.1. szakaszban ismertetett elektronikus impulzusregenerálás elvével, azzal a különbséggel, hogy az „R” funkciók fizikai megvalósítása csak sajátos optikai/fotonikai eszközökkel, vagy azok kombinációjával lehetséges. Ha egy optikai impulzus regenerátort egy „fekete doboznak” tekintünk, akkor ennek a doboznak a 2. ábra szerinti nemlineáris optikai transzfer karakterisztikával kell rendelkeznie, amely ideális esetben egy lépésfüggvény, a valóságban egy véges meredekségű átmeneti függvény. Minél meredekebb a karakterisztika, annál hatékonyabb a regenerálás és a zajelnyomás.

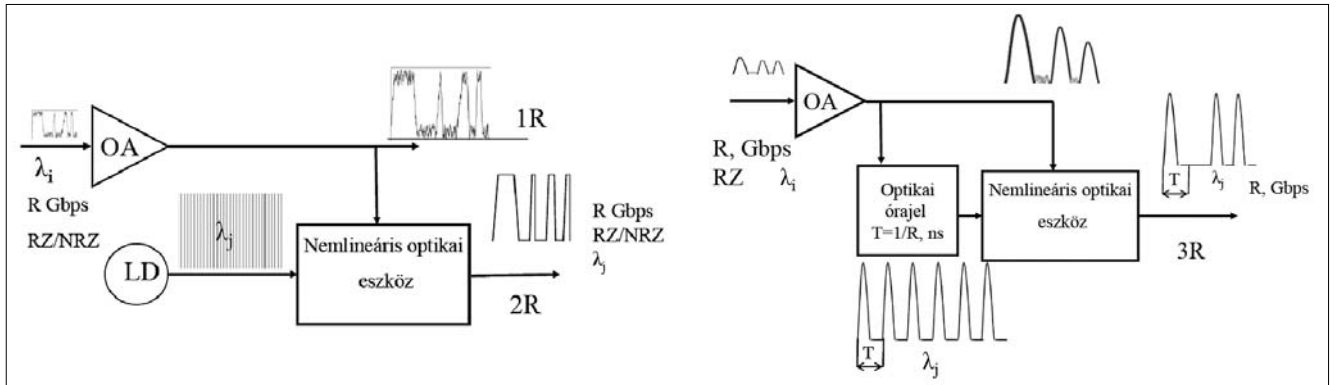


2. ábra

Az optikai regenerálás elve és transzfer függvénye

Az ábra jól mutatja, hogy ha egy zajos, torzult bemeneti impulzussal vezérlünk alkalmas transzferkarakteristikájú eszközt, akkor kimeneti impulzusnak nemcsak a jelformája közelíti az eredetit, hanem a zajokat is elnyomja.

Az optikai regenerátort alkotó elemek nyilvánvalóan eltérnek az elektronikus regenerátorokétól, mert az elektronikus áramköri eszközöknek nincsenek közvetlen optikai ekvivalensei. Az optikai regenerátor létrehozásához tehát keresni kell olyan optikai eszközöket, melyek önmagukban vagy több ilyen eszköz kombinációjával képesek létrehozni a 2. ábra szerinti átviteli függvényt. Az ilyen optikai eszközökön alapuló optikai regenerátorok



3. ábra Az optikai 2 és 3R regenerátorok bloksémája

elvi bloksémáit a fenti, 3. ábra mutatja be, melyen nyomon követhetjük az 1R, 2R és 3R optikai regenerátorok elvi működését:

- Az 1R regenerálás nem más, mint egy lineáris erősítés, esetleg kiegészítve analóg diszperzió-kompensáló eszközökkel. Az erősített jel alakja függ az átviteli útvonal torzításaitól és az akkumulálódott zajtól.
- 2R regenerálás esetén a helyi fényforrás λ_j hullámhosszú folytonos jelét a beérkező, felerősített λ_i ($i \neq j$) hullámhosszú regenerálandó optikai jel kapcsolja az adatimpulzus-szekvenciának megfelelően a kimenetre. A regeneráció egyúttal $\lambda_i \rightarrow \lambda_j$ hullámhossz konverzióval is jár. A regenerált optikai impulzusok szélessége függ a vonali torzításoktól és a nemlineáris eszköz transzfer karakterisztikájától.
- 3R regenerátor abban különbözik a 2R regenerátortól, hogy helyi optikai forrást rászinkronizáljuk a regenerálandó adójelre és annak ismétlődési frekvenciájával (órajelével) azonos frekvenciával modulált fényimpulzus sorozatot vezetünk át az optikai „kapu áramkörön”.

Az elmúlt évtizedben rendkívül széleskörű kutatás folyt és folyik jelenleg is a 2R és 3R regenerátorok lehetséges megvalósíthatóságának témakörében. A publikált eredmények alapján a következőkben bemutatunk néhány olyan megoldást, amelyek a gyakorlati alkalmazhatósággal kecsegtetnek.

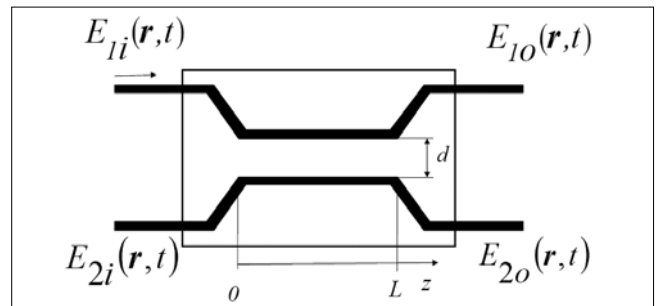
Az optikai regenerátorokat alkalmazási területük szempontjából két nagy csoportra oszthatjuk: (1) egyhullámhosszas regenerátorok, (2) többhullámhosszas (WDM) regenerátorok. Míg az (1) csoportba tartozó regenerátorok egy adott üzemi hullámhosszra készülnek, addig a többhullámhosszas (WDM) regenerátorok a párhuzamosan működő WDM csatornák eltérő hullámhosszú optikai jeleit közösen regenerálják.

4. Az optikai jelregenerálás fotonikai alapeszközei

Az optikai jelregenerálás megvalósításának érdemi tárgyalása előtt át kell tekintenünk az alkalmazott optikai elemeket [1]. Az elemek ismertetésébe csak olyan mélységig megyünk bele, amely feltétlenül szükséges a teljes rendszer megértéséhez.

4.1. Optikai iránycsatolók

Az optikai iránycsatoló két egymástól d távolságban futó, L hosszúságú két optikai hullámvezető, melyek elektromágneses tere csatolásba kerül (4. ábra).



4. ábra Az optikai iránycsatoló felépítése

Két párhuzamos, csatolt optikai tápvonalban terjedő elektromágneses tér változását a z tengely mentén a Helmholtz-egyenlet írja le:

$$\nabla^2 \mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega) + n^2 k_0 \mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega) = 0 \quad (1)$$

ahol $\mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega)$ az $E(\mathbf{r}, t)$ villamos erőter Fourier transzformáltja, $k_0 = \omega/c$, és n a törésmutató az x, y síkban. A csatolt módusok elmélete azt feltételezi, hogy az (1) egyenlet közelítő megoldása az alábbi:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, \omega) \approx \mathbf{e} [\bar{A}_1(z, \omega) F_1(x, y) + \bar{A}_2(z, \omega) F_2(x, y)] e^{j\beta z} \quad (2)$$

ahol \mathbf{e} az optikai mező polarizációs iránya, a β pedig a terjedési tényező. Az $F_m(x, y)$, az m -edik, ($m=1, 2$), optikai hullámvezetőben terjedő alpmódus, abban az esetben, ha nem lenne csatolás a két hullámvezető között. Az $A_m(z, \beta)$ a módusok amplitúdója a z tengely mentén. Ahhoz, hogy meghatározhassuk az $A_1(z, \beta)$ és $A_2(z, \beta)$ fényintenzitás változását a z -tengely mentén, a (2) egyenletet integrálni kell az egész $x-y$ síkra. Ha ezek után visszatérünk az időtartományba azzal a feltétellezéssel, hogy állandó teljesítményű, szinuszhullámú fényt adunk a bemenetekre, valamint elhanyagoljuk a tápvonalak csillapítását, diszperzióját és nonlinearitását, akkor megkapjuk a kimenetek és a bemenetek közötti alábbi kapcsolatot mátrixos formában:

$$\begin{bmatrix} A_1(L) \\ A_2(L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\kappa L) & j \sin(\kappa L) \\ j(\kappa L) & \cos(\kappa L) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1(0) \\ A_2(0) \end{bmatrix} \quad (3)$$

Vezessük be a $\rho = \cos^2(\kappa L)$ változót és jelöljük az iránycsatoló transzfer mátrixát \mathbf{T} -vel, mely az alábbi lesz:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \sqrt{\rho} & j\sqrt{1-\rho} \\ j\sqrt{1-\rho} & \sqrt{\rho} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Az iránycsatoló átvitelét tehát két tényező határozza meg: a κ csatolási tényező, melynek értéke függ a két tápvonal d távolságától, a tápvonalak keresztmetszeti méreteitől, a törésmutatóktól és az áthaladó fény hullámhosszától. A csatolás mértékét másrészt befolyásolja az L csatolási hossz is.

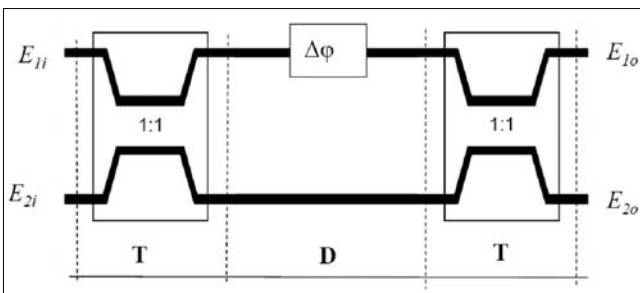
Ha az 1. bemenetre $P_{1i} = |A_i|^2$ teljesítményű fényt adunk és az osztásarányt 50-50 százalékosra, azaz szimmetrikusra választjuk, akkor a kimeneti megjelenő fényt teljesítmények az 1. és a 2. kimeneti kapun:

$$\begin{aligned} P_{1o} &= P_{1i} \cos^2(\kappa L) \\ P_{2o} &= P_{1i} \sin^2(\kappa L) \end{aligned} \quad (5)$$

Végeredményben tehát az iránycsatoló két kimenetén megjelenő fény teljesítményének összege mindig egyenlő a bemenetre adott fény teljesítményével és a két kimenet között mindig $\pi/2$ fáziskülönbség van. Az optikai iránycsatoló nem csupán egyszerű teljesítményosztó, hanem, mint azt a későbbiekben látni fogjuk, több optikai alapstruktúra építőeleme is lehet. Megvalósítása lehetséges két párhuzamos optikai szál magjainak d távolságú közelítésével L hosszban, de lehetséges műanyag vagy szilícium lapkára integrált fényvezető szalagtápvonalakkal is.

4.2. Mach-Zehnder interferométerek

A száloptikában alkalmazott Mach-Zehnder interferométer (MZI) felépítése nem más, mint két egymásután elhelyezett iránycsatoló, amelyek között a legegyszerűbb esetben $L1$ és $L2$ hosszúságú optikai szálak vagy tápvonalak vannak, ezek képezik az interferométer két „karját” (5. ábra).



5. ábra Mach-Zehnder interferométer

Az MZI optikai átvitelét a két kar optikai tulajdonságai, terjedési jellemzői határozzák meg. Szimmetrikusnak nevezzük az MZI-t, ha a két sorbakapcsolt iránycsatoló osztásaránya azonos. Határozzuk meg ebben az esetben MZI transzfer mátrixát, azzal a feltételezéssel, hogy az MZI-t felépítő elemek csillapítás- és diszperziómentesek, valamint a nemlineáris hatásokat is elhanyagoljuk. A szimmetria feltétele, hogy a csatolási tényezők egyezzenek meg, azaz $\rho_1 = \rho_2 = 1/2$. Az 5. ábra szerinti elrendezésben legyen a két kar közötti fáziseltérés $\Delta\phi$.

A teljes rendszerre vonatkozó \mathbf{T}_{MZI} transzfermátrixot a három összetevő transzfermátrixának szorzataként írhatjuk fel:

$$\mathbf{T}_{MZI} = \mathbf{T} \mathbf{D} \mathbf{T} \quad (6)$$

ahol \mathbf{T} az iránycsatolók, \mathbf{D} a karok alkotta $\Delta\phi$ fázistolást létrehozó négypólus transzfermátrixa:

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} e^{-j\Delta\phi} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

Ha elvégezzük a mátrixszorzást, akkor az MZI kimenetén kapott optikai jel teljesítményére az alábbi összefüggéseket kapjuk:

$$\begin{aligned} P_{1out} &= I/2 P_{1in} [1 - \cos \Delta\phi] \\ P_{2out} &= I/2 P_{1in} [1 + \cos \Delta\phi] \end{aligned} \quad (8)$$

Látható, hogy az átvitelt a $\Delta\phi$ fáziskülönbség határozza meg. Kiegyensúlyozott esetben $\Delta\phi = 0$, tehát a 2. kimenetre, $\Delta\phi = \pi$ esetén pedig az 1. kimenetre jut minden teljesítmény.

Ezt a jelenséget jól ki lehet használni optikai kapcsoló vagy modulátor készítésére úgy, hogy a $\Delta\phi$ fáziskülönbség mértékét vezérelhetővé tesszük.

4.3. Nagy nemlinearitású optikai szálak

Mint azt a 3. szakaszban bemutattuk, az optikai regeneráláshoz nemlineáris transzfer-karakteristikára van szükség. Nemlineáris eszköz lehet például az ilyen célokra kifejlesztett nagy nemlinearitású optikai szál (*Highly Non-Linear Optical Fiber, HNLF*) is. A mag és a köpeny törésmutatója és az effektív magkeresztmetszet megfelelő megválasztásával elérhető, hogy normál optikai szálaknál több nagyságrenddel nagyobb nemlineáris tényezőjú optikai szálakat állítsanak elő. Újabban mikrostrukturált fotonikus kristálysálakat is (*Photonic Crystal Fiber, PCF*) is alkalmaznak nemlineáris jelkezelési célokra.

Az optikai szál nemlinearitásán azt értjük, hogy a β terjedési tényező teljesítményfüggővé válik, azaz $\beta = \beta + \gamma P$ összefüggés szerint változik. A γ a nemlineáris tényező, melynek értéke $1,5 \text{ W}^{-1}/\text{km}$ határok között változik az optikai szál effektív keresztmetszete és a hullámhossz függvényében. A β terjedési tényező γP nemlineáris tagja Φ_{NL} fázistolást hoz létre, melyet a β - β terjedési tényező különbség L szálhosszra vett integráljával számolhatunk ki: $\Phi_{NL} = \gamma P_{in} L_{eff}$.

Az optikai szál nemlinearitásának számos hatása van az optikai szálon haladó optikai jelekre. A részletes tárgyalás helyett az alábbiakban a jelregenerálás szempontjából érdekes hatásokat foglaljuk össze:

a) *Önfázis-moduláció (Self-phase Modulation, SPM)* esetén, ha a P_{in} teljesítmény időben változik, például a moduláció miatt, akkor a Φ_{NL} nemlineáris fázistolás is időfüggő lesz és ennek következtében $\delta\omega(t) = d\Phi_{NL}/dt$ mértékű frekvenciaeltolás jön létre a jel spektrumában. Ez kiszélesíti a jel spektrumát és ennek következtében a moduláció hullámformája is változni fog, azaz a jel saját magát modulálja.

b) *Kereszfázis-moduláció (Cross-phase Modulation, XPM)* esetén a vizsgált λ_j hullámhosszú jellel azonos optikai szálban akár több, λ_j -től eltérő hullámhosszú, P_m

teljesítményű optikai jelek is haladhatnak. Ezeknek a j -edik jelre gyakorolt hatásuk következtében fellépő nemlineáris fázistolás mértéke:

$$\Phi_j^{NL} = \gamma L_{eff} \left(P_j + 2 \sum_{m \neq j} P_m \right) \quad (9)$$

ahol az első tag az SPM a második tag pedig a keresztfázis modulációért felelős. A 2-es szorzótényező azt mutatja, hogy az XPM hatása kétszer erősebb, mint az SPM-é. A HNLF-ek alkalmazását az nehezíti, hogy fázistolás létrehozásához jelentős optikai teljesítmény és több tíz méter hosszú szál szükséges.

4.4. Félvezetős optikai erősítők

A félvezetős optikai erősítő (Semiconductor Optical Amplifier, SOA) nem más, mint egy küszöbszint alatt működő Fabry-Perot (FP) félvezető lézer. Az FP lézerstruktúrában a tükröző síkok reflexióját olyan kis értékre választják meg, hogy önfenntartó lézerhatás ne jöjjön létre, de optikai erősítés igen.

A SOA egyik előnye, hogy az optikai jel erősítéséhez szükséges energiát a félvezetőn átfolyó elektromos áramból biztosítja, szemben a száloptikai erősítőkkel (EDFA, Raman), amelyekhez pumpáló fényforrás szükséges. További előnye, hogy integrálható, néhány mm-es chipen megvalósítható. Kisjelű erősítése 30 dB körül van, de nagytávolságú optikai rendszerekben lineáris erősítőként az EDFA-hoz képesti nagyobb zaja és rosszabb linearitási tulajdonságai és polarizációérzékenysége miatt ez idáig nem alkalmazták, optikai jelátalakító, jelregenerálási alkalmazásokban azonban jól használható.

A SOA-kban fellépő harmadrendű nemlinearitás abból ered, hogy az aktív réteg törésmutatója változik a töltéshordozók sűrűségével. A γ nemlineáris tényezője hét nagyságrenddel nagyobb, mint az optikai szálaké ($n_2 \approx 10^{-9} \text{ cm}^2/\text{W}$). A SOA-kban a domináns nemlineáris hatások – hasonlóan az optikai szálakhoz – az ön- és keresztfázis-modulációt (SPM, XPM), a keresztterősítés-modulációt (XGM) valamint a négyhullám-keverés (FWM). Az SOA-k felhasználását optikai jelregenerátorokban a cikk további részében mutatjuk be.

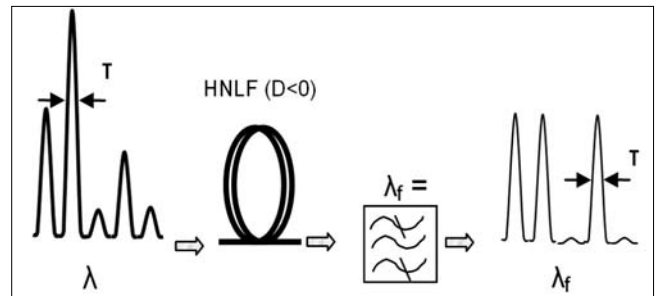
5. Egy hullámhosszas optikai regenerátorok

2R és 3R típusú egyhullámhosszas optikai regenerátorok számos változatát dolgozták ki és publikálták az elmúlt 5-10 évben.

A megoldások többsége XGM vagy XPM hatások kihasználásával oldja meg a feladatot. Ehhez a jelen cikkben nem ismertetett fotonikai eszközöket is alkalmaztak, mint például elektroabszorpciós modulátort (EAM), a Sagnac interferométer különféle módosított változatait (NOLM, TOAD) [2,3]. A cikk terjedelmi korlátai miatt azonban csak a legígéretesebb változatokat ragadtuk ki, kissé részletesebben ismertetve az alkalmazott elemeket és az ezekkel megvalósított regenerátorok működését.

5.1. 2R regenerálás az SPM hatás kihasználásával

2R regenerálást létre lehet hozni megfelelő hosszúságú HNLF felhasználásával. A regenerátor működése a nagy optikai teljesítmény hatására létrejövő önfázis-moduláción (SPM) alapszik. Egy negatív diszperziójú HNLF-fel be lehet állítani a regenerált impulzussorozat névleges impulzusszélességét (T) és intenzitását (6. ábra). A nemlinearitás a spektrumban $\Delta\lambda_{SHIFT}$ hullámhosszeltolódást hoz létre, ezért a HNLF-et egy $\lambda_0 + \Delta\lambda_{SHIFT}$ optikai frekvenciára hangolt sávszűrőnek kell követnie. Az összeállítás nagyon meredek regenerátor karakterisztikát produkál és érdekessége, hogy extrém nagy sebességekre (>160 Gbit/s) is alkalmas, mert az SPM-et létrehozó, anyagi jellemzőktől függő, az optikai szál teljesítményfüggő törésmutató változását leíró Kerr-effektus időállandója az femtoszekundumos (0,001 ps) tartományba esik. Laboratóriumi kísérletekben már 640 Gbit/s sebességű optikai jelek regenerálására alkalmas összeállítást is publikáltak [4].



6. ábra SPM-en alapuló 2R regenerátor

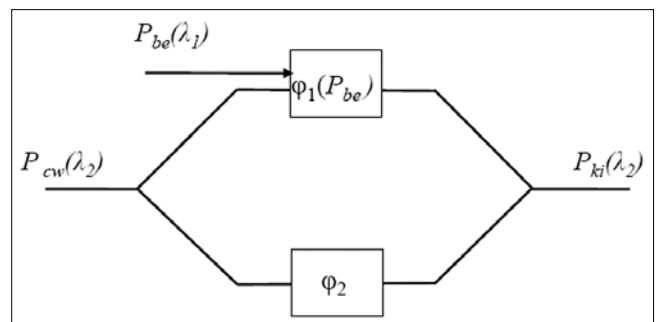
Hasonló módon, de alacsonyabb teljesítményekkel ki lehet használni a SOA nemlineáris karakterisztikáját SPM alapú regenerálásra. A beeső fényimpulzus megváltoztatja a vezetési sáv törésmutatóját, és ennek hatására telítésbe megy az erősítő. A fellépő SPM az optikai szálhoz hasonló módon kiszélesíti és a vörös felé tolja a spektrumot. Ennek pozitív hatása az, hogy az eltolott frekvenciára hangolt szűrő elnyomja az eredeti jel „0” értékeire szuperponálódott zajokat.

5.2. 2R/3R regenerálás

Mach-Zehnder interferométer felhasználásával

Ha a 7. ábra szerinti elrendezésben egy MZI-ben a $\Delta\phi$ fázistolás létrehozásához egy nemlineáris eszközt helyezünk, akkor kihasználva annak vezérelhető nem-

7. ábra A Mach-Zehnder interferométer alapú optikai regenerátor



lineáris fáziskarakterisztikáját, a 2. ábrán már bemutatott transzferkarakterisztikájú optikai elrendezéshez jutunk. Az MZI karjában lévő nemlineáris eszköz túlvezérléséhez a regenerálandó $P_{be}(\lambda_1)$ teljesítményű optikai adatjelet használjuk. Az MZI közös bemenetére pedig egy helyi forrásból származó modulálatlan, konstans teljesítményű, folytonos $P_{cw}(\lambda_2)$ teljesítményű optikai jelet vezetünk. Ekkor 2R regenerálást és egyúttal $\lambda_1 \rightarrow \lambda_2$ hullámhossz konverziót hajtunk végre. Ha a bemenetre a regenerálandó adatjelre szinkronizált optikai órajelet vezetünk, akkor 3R regenerálás jön létre.

Az optikai összeállítás működése tehát az alábbi.

A MZI kimenetén az optikai jel teljesítménye az (5) alapján:

$$P_{ki}(\lambda_2) \approx 1/2 P_{cw}(\lambda_2) [1 - \cos(\varphi_1(P_{be}(\lambda_1)) - \varphi_2)] \quad (10)$$

Ha a regenerálandó impulzus értéke „0”, azaz $P_{be}(\lambda_1) \approx 0$ (csak zaj van) és $\varphi_1 \approx \varphi_2$, akkor $P_{ki}(\lambda_2) = 0$, azaz a regenerált adat értéke: „0” és az elrendezés elnyomja a bemeneti zajt is. Az „1” impulzus esetén a regenerálandó $P_{be}(\lambda_1)$ adatjel túlvezérli az optikai eszközt, a $\varphi_1 - \varphi_2 = \pi$ értékű lesz. Az (10) transzfer függvénynek megfelelően $P_{ki}(\lambda_2) = P_{cw}(\lambda_2)$, azaz a logikai „1” értéknek megfelelően konstans intenzitású, zajmentes optikai impulzust kapunk a kimeneten.

Ha nemlineáris elemként SOA-át alkalmazunk, akkor a 7. ábra szerinti elrendezés egy kis módosításával a gyakorlatban nagyon jól használható optikai regenerátor elrendezéshez jutunk. A 8. ábra egy olyan elrendezést mutat, amely az MZI minkét karjában egy-egy SOA van. Erre a félvezetős optikai erősítők a regenerálandó impulzusok impulzusidejénél lényegesen hosszabb feléledési ideje miatt van szükség.

A SOA fázis-karakterisztikájának időfüggvénye az alábbi:

$$\varphi(\tau) \approx -\frac{1}{2} \beta_c \ln G(\tau) \quad (11)$$

ahol $G(\tau)$ az erősítés időfüggvénye, ha a bemenetere keskeny impulzust adunk. A feléledési idő tipikus értéke ~16 ps, ami 40 Gbit/s sebességű RZ impulzus esetén már nagyobb a jel impulzus idejénél.

Az optikai regenerátor működési mechanizmusa az következő: ha a regenerálandó λ_1 hullámhosszú adatjel pillanatnyi értéke „0” (csak zaj van), akkor az erősítők lineáris üzemmódban működnek, az MZI egyensúlyban van és a kimeneten nem jelenik meg optikai jel. Ha azonban a regenerálandó adatjel „1” értékű, akkor a SOA1 túlvezérlése következtében fellépő XPM hatására π fázistolás jön létre és az MZI közös bemenetére adott $P_{cw}(\lambda_2)$ órajelet megjelenik a kimeneten. A SOA1 a telítésből a regenerálandó impulzus idejéhez képest lényegesen nagyobb feléledési idővel tér vissza az eredeti kisjelű erősítésre, aminek következtében a kimeneti impulzus lefutási ideje jelentősen megnövekedne.

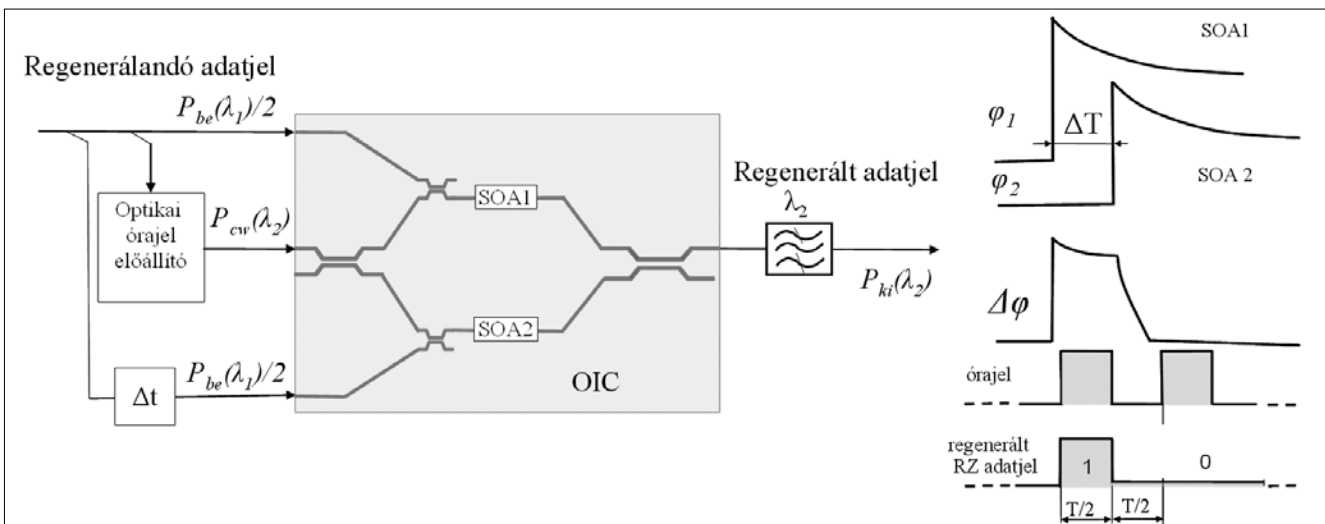
Ezt kivédendő az MZI másik ágába elhelyezett SOA2 erősítőre $\Delta t \geq T/2$ késleltetéssel rávezetjük az regenerálandó adatjelet, mely ellenfázisban ismét egyensúlyba hozza az MZI-t. Ezzel gyakorlatilag egy $\Delta t \geq T/2$ időtartamú optikai kapuzójelet hoztunk létre. 2R regenerálás esetén ez lesz a kimeneti impulzus szélessége, 3R regenerálás esetén pedig a kapuzási idő alatt a szinkronizált optikai órajelet $T/2$ szélességű félperiódusa jelenik meg, ami az RZ kódolású jel „1” impulzusát jelenti. Ezzel az eljárással sikeresen kompenzáltuk a SOA-k lassabb működését [6,7].

Az MZI-SOA elrendezés nagy előnye, hogy alkalmas optikai integrálásra. A fotonikus integrált áramkörti technológiával a 8. ábra beszűkített területén látható MZI optikai „integrált áramkör” (OIC), mely különféle változatban, a lézerdiodákhoz hasonló tokozásban kapható [11].

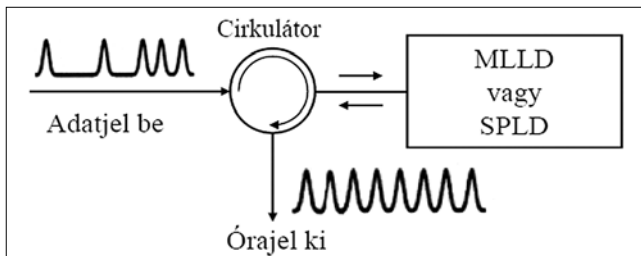
5.3. Optikai órajelet előállítási módszerek

A 3R funkciók közül az időzítőjel előállítása (retiming) az elektronikus tartományban is kritikus feladat. Jellegzően fáziscsatolt hurkokkal (PLL) vagy nemlinearitásokat is tartalmazó rezonáns körökkel állítják elő a bemeneti adatjelből az órajelet. Az optikai rendszerekben is 40 Gbit/s-ig lehetséges az elektronikus megoldás, fellette azonban már a szilíciumalapú félvezető eszközök határfrekvenciái erős korlátokat szabnak.

8. ábra Mach-Zehnder interferométer alapú optikai regenerátor gyakorlati megvalósítása



A tisztán optikai órajel előállítására speciális optoelektronikai eszközök szükségesek. Számos kutatási eredményt publikáltak ezen a területen, ezek közül a 9. ábra szerinti elrendezést vizsgálták a legtöbben. E szerint az optikai adatjelet egy optikai cirkulátoron keresztül beinjektáljuk egy speciális lézereszközbe, mely generálja az órajelt és visszatükrözi a kimenetére. A cirkulátor kimenetén rendelkezésre áll a 8. ábra $P_{cw}(\lambda_2)$ jele.



9. ábra Az optikai órajel előállítás elve

Jelenleg két speciális lézereszköz áll rendelkezésre, mely képes egy, a beinjektált fényhullám burkolójára fázisban csatolt, annak impulzusismétlődési frekvenciájával azonos frekvenciával modulált fényhullámot létrehozni.

- A móduscsatolt lézer

(Mode-Locked Laser Diode, MLLD)

olyan háromszekciós lézer struktúra, mely egy abszorbeáló, egy erősítő és egy DBR (Distributed Bragg-reflector) lézerrészből áll. A szabadonfutó lézer frekvenciáját az adatátviteli sebesség közelébe kell beállítani. Az aktív rétegbe injektált, adatjellel modulált fény hatására az adatjel ismétlődési frekvenciájára hangolódik. Hátránya, hogy a móduscsatolási frekvenciát a lézer üregmérete határozza meg, ezért hangolása nehézkes [9].

- Az önpulzáló lézerek

(Self-Pulsating Laser Diode, SPLD)

szintén több szegmensből álló DFB (Distributed Feedback) lézerstruktúra, mely a MLLD-hez hasonlóan az aktív rétegbe injektált adatjelre húz rá. Előnye, hogy frekvenciája elektronikusan hangolható, ezért széles sebességtartományban képes működni. A laboratóriumi kísérletek gyors működést mutattak ki, ezért potenciális jelölt lehet a több száz Gbit/s-os alkalmazásoknál [8].

6. Több-hullámhosszas (WDM) regenerátorok

A jelenleg üzemelő optikai rendszerek többsége sok független optikai csatornát összenyaláboló hullámhosszmultiplexálású WDM rendszer [10]. Ha az optikai jel minősége (hibaarány, jel/zaj viszony vagy Q-faktor) eléri egy megadott korlátot, akkor minden egyes hullámhosszra külön-külön OEO konverziós elektronikus regenerátort (transzpondert) kell alkalmazni.

Ha az előzőekben ismertetett egyhullámhosszas optikai regenerátorokat alkalmaznánk, a helyzet csak annyiban változna, hogy a költséges, nagy energiafogyasztású elektronikus regenerátorok helyébe, kisméretű, kis

energiafogyasztású optikai regenerátorok lépnének. Bár már ez is számos szempontból jelentős üzemeltetési-, költség- és helymegtakarítást jelentene, a kutatók erőfeszítése arra irányul, hogy az összes WDM csatornát egy eszközzel képesek legyenek regenerálni. A jelenleg ismert WDM regenerátorok működési alapelvei az előzőekben ismertetett nemlineáris hatások alkalmazásán alapszanak, azzal a megszorítással, hogy a nemlineáris eljárások nem okozhatnak a WDM csatornák között áthallást, zajt.

Az alábbiakban tudományos publikációk alapján, a teljesség igénye nélkül, felsorolunk néhány laboratóriumi körülmények között megvalósított 2R típusú WDM regenerálási lehetőséget. Terjedelmi okok miatt ezek ismertetésére nem térünk ki.

- 2R regenerálás HNLF-fel, az SPM hatás kihasználásával;
- 3R WDM regenerátor EAM szinkron modulációval;
- regenerálás WDM/OTDM konverzióval.

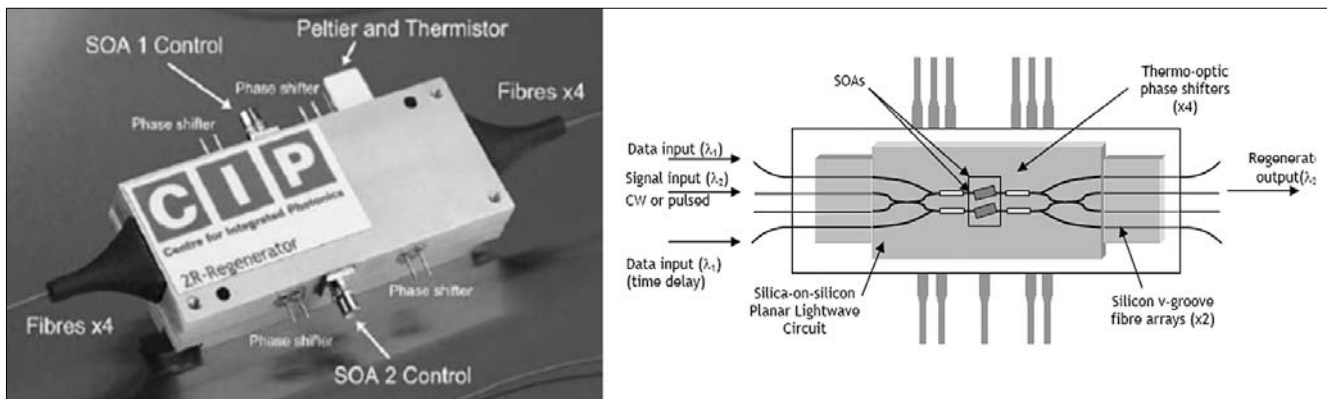
A WDM regenerátorok kutatása még kezdeti fázisban van, de a biztató eredmények azt ígérik, hogy hosszabb távon megoldhatók lesznek a még fennálló problémák. A WDM technológiának azonban erős versenytársakkal kell szembenézni a jövőben. Az optikai szintű csomagkapcsolás (OPS/OPS) valamint az optikai időosztásos multiplexálás (OTDM) a 100 Gbit/s-nál nagyobb sebességeken igen előnyös tulajdonságokat mutatnak mind flexibilitás mind skálázhatósági szempontból. Ezért nem biztos, hogy egy optikai hálózatban igény merül fel 40-80 WDM csatorna szimultán regenerálására. Szükség lehet azonban egy korlátozott 4-8 optikai csatornát regenerálni tudó regenerátorra, ha a GMPLS rendszerekben megvalósul az optikai sávok egyidejű útvonal irányítása.

7. Optikai regenerátorok elérhetősége és várható alkalmazási területei

Az optikai regenerátorok kutatás-fejlesztése már egy olyan színvonalat ért el, hogy néhány fotonikára szakosodott kis cég, kutatóintézet felvette kereskedelmi választékába a 10-40 Gbit/s sebességű 2R vagy 3R optikai regenerátorokat. Példaképp a CIP Technologies cég az 5.2. szakaszban ismertetett elven működő MZI alapú 2R regenerátorának tokozását és blokk-sémáját mutatjuk be (10. ábra) [11].

A bemutatott példa azt mutatja, hogy az optikai regenerátorok széleskörű alkalmazása néhány év távlatában reális alternatíva. Ezért érdemes áttekinteni, hogy melyek lesznek jellemző hálózati alkalmazási területeik:

- Nagytávolságú (>1000 km) földfelszíni és tengeralatti rendszerekben tetszőleges hosszúságú optikai összeköttetések létrehozására.
- Sok optikai kapcsolót tartalmazó ROADM és OXC berendezésekből felépített AON hálózatokban.
- Az optikai csomagkapcsolású hálózatok mindkét fajtájában, az Optical Burst Switching (OBS) és Optical Packet Switching (OPS) rendszerekben



10. ábra A CIP cég 40 Gbit/s sebességű 2R optikai regenerátora és annak blokk-sémája (72x30x10 mm)

az optikai jelfeldolgozás okozta csillapítások és torzítások kompenzálására.

- Az optikai időosztásos rendszerekben (Optical Time Division Multiplexing, OTDM) ≥ 160 Gbit/s esetén.

8. Összefoglalás

Az optikai tartományi impulzusregenerálás biztató kutatási eredményei és egyes cégek által megvalósított integrált optikai impulzusregenerátorok paraméterei biztató eredményeket mutatnak és reményt adnak a jövőbeni gyakorlati alkalmazáshoz. Az optikai regenerátorok alkalmazása elő fogja segíteni a komplex, nagykiterjedésű teljesen optikai hálózatok kialakulását és ezzel további lépés tehető a mainál nagyságrendekkel nagyobb felhasználói sáv szélességet biztosító szélessávú kommunikáció irányába.

A szerzőről

Paksy Géza 1966-ban szerzett villamosmérnöki diplomát a Budapesti Műszaki Egyetemen. Azóta a digitális hírközlés területén végez kutató-fejlesztő munkát. Kezdetben a Távközlési Kutató Intézetben, majd a Telefongyárban és a PKI Távközlésfejlesztési Intézetben dolgozott. Kezdetben PCM, majd később optikai távközlési berendezések és hálózatok kutatás-fejlesztési feladatainak kidolgozásában vett részt. Jelenleg a Budapesti Műszaki Egyetemen Távközlési és Média-informatikai Tanszékén nagysebességű fotonikai hálózatok és berendezések a kutatási területe. A HTE tagja, részt vesz a „Híradástechnika” szerkesztőbizottságának munkájában és elnyerte a Puskás Tivadar-díjat is.

Irodalom

- [1] G.P. Agrawal, Lightwave Technology: Components and Devices. Wiley Interscience, 2004.
- [2] Li Ho et al., A Study on the Wavelength Conversion and All-Optical 3R Regeneration Using Cross-Absorption Modulation in a Bulk Electroabsorption Modulator, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 24., No.8., August 2006, pp.3035–3044.
- [3] A. Bogoni et al., All-Optical Regeneration and Demultiplexing for 160 Gbit/s Transmission System Using a NOLM Based Three-Stage Scheme. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Elect., Vol. 10., No.12., Jan./Feb. 2004, pp.192–196.
- [4] P.V. Mamysev, All-Optical Data Regeneration Based on Self-Phase Modulation, European Conf. on Optical Communications 2008, (ECOC '2008), pp.475–476.
- [5] Watanabe, Optical Signal Processing Using Nonlinear Fibers. Optical and Fiber Communications Reports 3, Springer Science, 2005, pp.1–24.
- [6] J. Slovak, C. Bornholdt, B. Sartorius, “All-Optical 3R Regenerator for Asynchronous Data Packets at 40 Gb/s,” In Proc. of European Conf. on Optical Communication (ECOC '2004), Stockholm, Sweden, pp.388–389.
- [7] Zuquink Zhu et al., High Performance Optical 3R Regenerator for Scalable Fiber Transmission System Applications, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 25., No.2., February 2007, pp.504–511.
- [8] P. Rees, P. McEvoy et al., A Theoretical Analysis of Optical Clock Extraction Using a Self-Pulsating Laser Diode, IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 35., No.2., February 1999., pp.221–227.
- [9] Shin Arahira, Yog Ogawa, Cavity-Resonant Behaviors of All-Optical Synchronization and Clock Recovery in Passively Mode-Locked Laser Diodes, IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 44., No.5., May 2008, pp.410–423.
- [10] Kaminow, Optical Fiber Telecommunications Volume IVA, Chapter 15: All-Optical Regeneration: Principles and WDM Implementations. Elsevier Science, 2002.
- [11] CIP Technologies, UK, 40 Gbit/s 2R Optical Regenerator, Type: 40G-2R-ORP http://www.ciphotonics.com/PDFs_Jan08/40G_2R_ORP_F.pdf

Diszperzió hatásának és a harmonikusok viselkedésének vizsgálata optikai hálózatokban

GERHÁTNÉ UDVARY ESZTER, BERCELI TIBOR
BME Szélessávú Hírközlés és Villamosságtechnika Tanszék
udvary@hvt.bme.hu, berceli@hvt.bme.hu,

HILT ATTILA
Nokia Siemens Networks Magyarország Kft, Network Planning and Optimization
attila.hilt@nsn.com

Lektorált

Kulcsszavak: intenzitásmoduláció, optikai szál, diszperzió, torzítás, félvezető optikai erősítő, mikrohullámú segédvívós átvitel

A jövő optikai hálózatainak építése során kritikus a diszperzió hatásának csökkentése. A szakirodalomban részletes leírást találhatunk a diszperzió alapmódusra gyakorolt hatásáról, ugyanakkor kevesen foglalkoznak a harmonikusok viselkedésének vizsgálatával. Cikkünk elméleti és kísérleti úton mutatja be az alap- és felharmonikusok változását az optikai átvitel során. A Félvezető Optikai Erősítő (Semiconductor Optical Amplifier, SOA) chirp-jének, a kromatikus diszperzióknak és az optikai szál nemlineáris tulajdonságainak együttes hatását vizsgáltuk, amelyek segítségével megszüntethetők a rádiófrekvenciás jel optikai átvitelében bekövetkező minimumok. Ezzel a módszerrel egyenletesebbé tehető az átvitel és javíthatók az átvitt digitális jelek tulajdonságai (bithibaarány, szemábra). A telített SOA befolyásolja a felharmonikusok szintjét és viselkedését is.

1. Bevezetés

Egyre szélesebb körben alkalmaznak optikai kábeleket nagytávolságú és nagysebességű távközléshez és számítógép hálózatok építése során. Az üvegszál csillapítása a hagyományos rézvezetékekhez képest kicsi, olcsó és rendkívül nagy sáv szélességet biztosít. A tökéletes optikai szál kimenetén teljesen ugyanazt a jelformát kapnánk vissza, mint amit a bemeneten rákapcsolunk. A valóságban azonban az optikai kábel hosszától és egyéb paramétereitől függően a beadott jel torzul. Modern optikai szál esetében, a minimális csillapítást biztosító 1550 nm hullámhosszú optikai jel alkalmazásakor a maximális távolságot gyakran nem a csillapítás határozza meg, hanem a diszperzió.

Diszperzióknak nevezzük azt a jelenséget, amikor az optikai úton továbbított jel egyes komponensei eltérő sebességgel terjednek. Egymódusú szál alkalmazása esetén a fény közegbeli terjedési sebessége függ az optikai jel hullámhosszától. A közegben haladó fény nem egyetlen szigorúan meghatározott hullámhosszat tartalmaz, a különböző frekvenciájú komponensek pedig eltérő sebességgel terjednek, ezt hívjuk kromatikus diszperzióknak.

Az optikai átvitel során kritikus tényező az adatátviteli sebesség. Nagy adatsebesség eléréséhez az szükséges, hogy a biteket reprezentáló fényimpulzusok minél sűrűbben követhessék egymást. Ez csak akkor lehetséges, ha maguk az impulzusok rövidek. Diszperzió hatására az optikai impulzus a terjedés során kiszélesedik. Tehát a maximális sebességet az határozza meg, hogy milyen hosszú az a legrövidebb impulzus, amely a szálban történő terjedés után még nem szélesedik annyira ki, hogy átlapolódjon a következő impulzussal. A diszperzió hatása megfigyelhető a rádiófrekvenciás

(RF) jelek üvegszálon történő továbbításakor is. Adott optikai szálhossz és modulációs frekvencia esetén a diszperzió miatt a két oldalsáv ellentétes fázissal kerül a detektorra, ami a detektált elektromos jel szintjének csökkenéséhez vagy akár teljes kioltásához vezet.

Ismereteink szerint a probléma elméleti leírását elsőként az [1] könyvben közölték. A kísérleti igazolás eredménye elsőként a [2] cikkben került bemutatásra.

A diszperzió hatásának csökkentésére számos módszer található a szakirodalomban:

- speciális diszperziójú szálak alkalmazása felváltva, az egyes hosszakat úgy választva meg, hogy az ellentétes diszperziójú szálak ellensúlyozzák egymás hatását;
- a diszperzió várható mértékének ismeretében előtorzítják az impulzust;
- optikai egyoldalsávú (optical Single Side Band – SSB) modulációt alkalmaznak.
- chirped fiber gratings;
- elektroabszorpciós modulátor;
- optikai szál ön-fázismodulációja;
- kétmódusú lézer (dual mode laser);
- optikai spektrum tükrözése az összeköttetés közepén.

A diszperzió hatásának kézbe tartása különösen fontos hullámhossz-osztásos rendszerekben (Wavelength Division Multiplexed, WDM), ahol több optikai csatorna található.

Ebben a cikkben áttekintjük a diszperzió RF átvitelére gyakorolt hatását. Elméleti és kísérleti eredményekkel mutatjuk be az alap- és felharmonikusok viselkedését. Ismertetünk két diszperzió-kompenzációs módszert, végül megvizsgáljuk a diszperzió-kiegyenlítőként használt telített félvezető optikai erősítő (Semiconductor Optical Amplifier, SOA) hatását a felharmonikusok szintjére is.

2. Kromatikus diszperzió

2.1. Mikrohullámú jelek optikai átvitele

Az optikai átvitel során használt intenzitásmoduláció (IM) az optikai spektrumban két oldalsávot hoz létre az optikai vivő körül (Double Side Band, DSB). Ahogy a jel terjed az optikai átviteli közegben, a kromatikus diszperzió miatt a két oldalsáv eltérő sebességgel halad, azaz fáziseltérés figyelhető meg a két oldalsáv között.

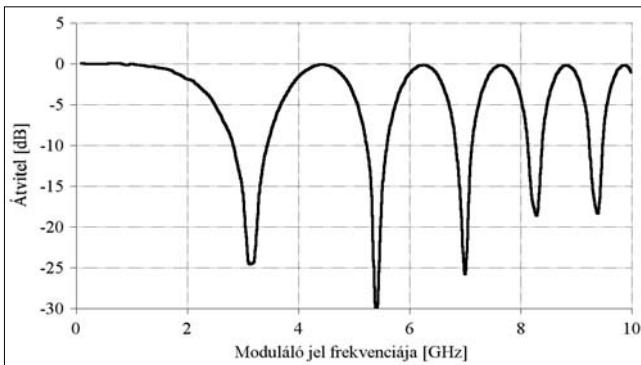
Az optikai összeköttetés frekvenciaátviteli függvénye, ha a lineáris veszteséget és az állandó késleltetést elhanyagoljuk:

$$H_{\text{link}}(f) = \cos\left(\frac{\lambda^2 \cdot D \cdot \pi \cdot f^2 \cdot L}{c}\right) \quad (1)$$

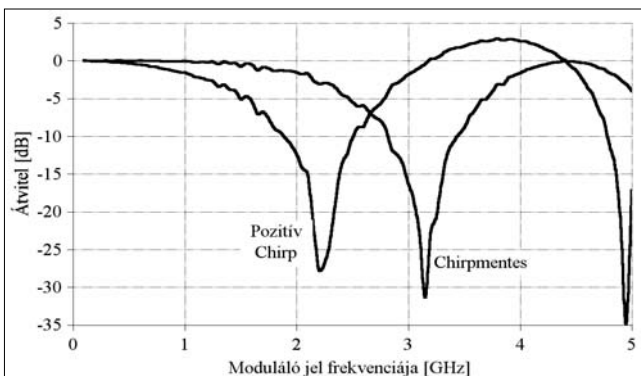
ahol D diszperziós együttható, L az optikai szál hossza, f a moduláló jel frekvenciája, c a fénysebesség vákuumban, λ a hullámhossz. Amint az (1) képletből látható, az átvitelben ismétlődő minimumok figyelhetők meg (1. ábra).

A chirp az optikai jel pillanatnyi frekvenciájának nemkívánatos változása. A modulációból származó nemkívánat fáziseltérésnek magyarul talán a „csipogás” a legtalálhatóbb megfelelője. A félvezető lézerek esetén jól ismert jelenség, hogy a töltéshordozó-sűrűség változása megváltoztatja az üreg adottságait, az aktív réteg törésmutatójának értékét, így módosítja a létrejövő módusok frekvenciáját. Közvetlen modulációt alkalmazva az optikai adó pozitív chirp-je [3] miatt a maximális szálhossz vagy a maximális rádiófrekvenciás sáv szélesség kisebb (2. ábra).

1. ábra
Diszperzió hatása 400 km optikai szál esetén, szimulációval nyert eredmény



2. ábra
Pozitív adó-chirp csökkenti a maximális sáv szélességet, szimulációval nyert eredmény



2.2. Alapsávi digitális jelek optikai átvitele

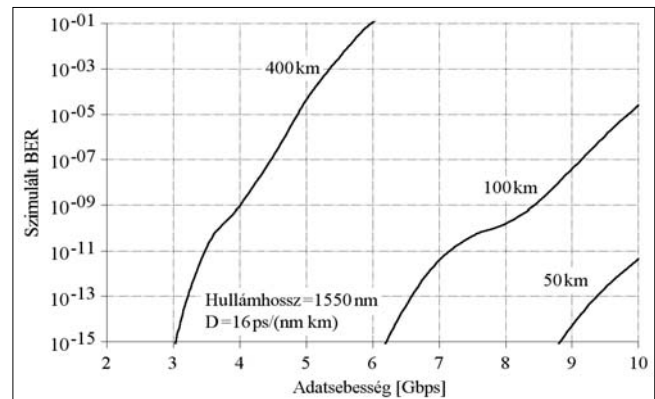
A diszperzió következtében fellépő átviteli minimumok jellemzésére az 1 dB-es (vagy 3 dB-es) csökkenést megadó sáv szélességet szokták definiálni [4]:

$$B = \sqrt{\frac{c}{2 \cdot \lambda^2 \cdot D \cdot L}} \quad (2)$$

Ha a továbbítandó digitális jel sáv szélessége kisebb, mint az így számolt sáv szélesség, akkor az átvitelt csak az optikai jel-zaj viszony fogja korlátozni. Nagyobb adatsebességű átvitel esetén azonban a diszperzió hatását kompenzáló eszközre van szükség.

Diszperziólimitált rendszerben az alapsávi bithibaarány (Bit Error Rate, BER) romlik a szálhossz és az adatsebesség növelésekor. A gyakorlati rendszerekben a távolság, azaz az optikai szál hossza adott, tehát az alkalmazható modulációs sáv szélességet meghatározza a kívánt BER értéke. A 3. ábra idealizált esetben mutatja a szimulált BER értékét az adatsebesség függvényében különböző szálhosszak esetén. Valódi rendszerekben természetesen nem csak a diszperzió hatása rontja az átvitel minőségét, hanem az optikai csillapítás, a nem ideális optikai detekció, az erősítő zaja is stb. A szemábrák és BER értékek a VPI Transmission Maker optikai szimulációs szoftver segítségével készültek [5].

3. ábra Bithibaarány az adatsebesség függvényében, szimulációval nyert eredmény

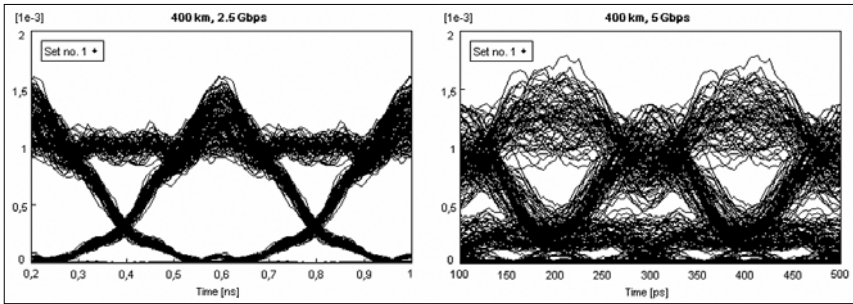


A 4. ábra az alapsávi szemábra romlását mutatja chirp mentes optikai adó esetén. 400 km optikai száznál az első levágási frekvencia 3,2 GHz-en lép fel. Tehát a bal oldalon látható 2,5 Gbit/s-os adatfolyam átvitelét még nem befolyásolja, a jobbra látható 5 Gbit/s-os adatfolyam átvitelét azonban már jelentősen rontja a diszperzió.

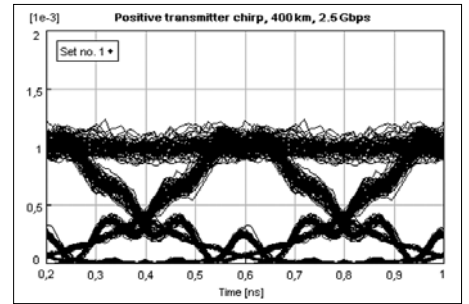
Az optikai adó chirp-jének hatása jól látható az 5. ábrán bemutatott szemábrán. A 2,5 Gbit/s-os alapsávi adatfolyam összes működési paramétere a 4. ábrán láthatóval megegyezik, de ebben az esetben az adó pozitív chirp-pel rendelkezik. A szemábra torzulása miatt a bithibaarány BER = 10⁻²⁵-ről 10⁻¹¹-re romlik.

3. Az optikai szál nemlineáris hatásai

Optikai távközlő hálózatok vizsgálatánál az optikai szálak nemlineáris tulajdonságait el szoktuk hanyagolni. A lézerciódá által biztosított bemeneti optikai teljesítmény



4. ábra
2,5 ill. 5 Gbit/s-os szemábra az összeköttetés kimenetén, 400 km üvegszál és chirp-mentes adó esetén, szimulációval nyert eredmény



5. ábra
2,5 Gbit/s-os szemábra az összeköttetés kimenetén, 400 km üvegszál és pozitív chirp-pel rendelkező adó esetén, szimulációval nyert eredmény

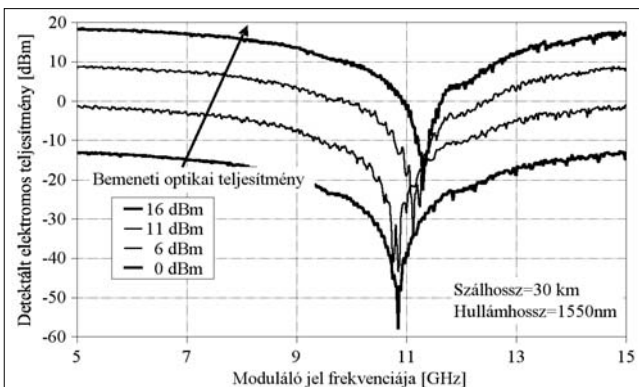
jelentős növelésekor azonban már a nemlineáris optikai jelenségeket is figyelembe kell vennünk. Az optikai teljesítményt növelve először az ön-fázismoduláció (Self-Phase Modulation, SPM) hatása jelentkezik. Ekkor a szálba belépő optikai jelen lévő intenzitásmoduláció következtében változik, illetve modulálódik a szálban a fény terjedési sebessége. Tehát a kilépő optikai jel nem csak intenzitás-, hanem fázismodulált is lesz. A jelenség úgy írható le, hogy az üvegszálnak módosítjuk az átviteli függvényét és a módosított átviteli függvényben figyelembe vesszük ezt a torzítási hatást is [6].

Az SPM hatására a rádiófrekvenciás átvitelben tapasztalható minimumok magasabb frekvenciákra tolnak (6. és 7. ábra). A mérési és szimulációs eredmények is azt támasztják alá, hogy az optikai szálban fellépő SPM alacsony optikai teljesítmények (<10 mW) esetén nem befolyásolja a diszperzió hatását.

4. Harmonikus viselkedés

Az intenzitásmodulációt és közvetlen detekciót (IM-DD) alkalmazó fénytávközlő rendszerek legegyszerűbb leírása teljesítményalapú. Itt elegendő az optikai adó teljesítményének, hatásfokának ismerete, az üvegszál fajlagos csillapításával és a vevő (fotodióda) érzékenységeivel számolni. A modell frekvenciafüggő, hiszen mind az optikai adó hatásfoka, mind pedig a fotodióda érzékenysége függ a moduláló mikrohullámú jel frekvenciájától. Jóllehet a legkorszerűbb eszközök sávszélessége

6. ábra
Mérési eredmény: $L=30$ km optikai szálhossz és négy különböző bemeneti optikai intenzitásérték esetén



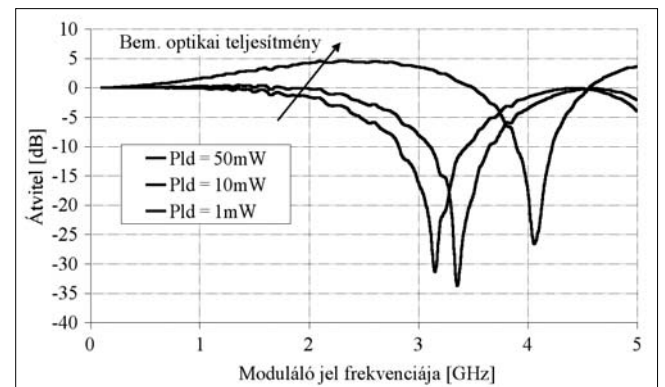
igen nagy (már 100 GHz fölötti) az átviteli sávszélesség értelemszerűen nem végtelen. A teljesítményelvű leírásban az üvegszál csak egy egyszerű csillapító, ami a mikrohullámú átvitel sávszélességét nem befolyásolja. A szakirodalom az IM-DD üvegszál rendszerek teljesítményelvű leírását igen bőven tárgyalja, diszperzió esetén ez a legegyszerűbb modell csak nagyon rövid összeköttetések, alacsony moduláló frekvenciák, illetve kis adatátviteli sebességek esetén alkalmazható.

4.1. Koherens modell

Koherens modell alkalmazásakor a jelenségek leírása nem az optikai jel a teljesítményének, hanem a jel térerősségének a vizsgálatán alapszik. Általános esetben a szál bemenetén megjelenő optikai $E_{opt}(\omega)$ mezőt számos spektrális vonallal kell leírni. Monomódusú lézert feltételezve, az optikai vivő körüli spektrális vonalak egymástól mért távolsága a moduláló mikrohullámú jel frekvenciájával egyezik meg.

Az optikai átvitel analízise során a bemeneti spektrumot általában három spektrális vonallal közelítik (optikai vivő, valamint alsó és felső oldalsáv), mert ez az egyszerűsítés jelentősen megkönnyíti a számítást. A vételi oldalra érkező optikai jel spektrális komponenseinek amplitúdóját és fázisát az optikai adó (LD vagy külső modulátor) és az optikai szál terjedési paraméterei határozzák meg. A koherens modell segítségével a mikrohullámú moduláló jel különböző harmonikusainak szintje is számolható [7].

7. ábra
Szimulációval nyert eredmény: $L=400$ km optikai szálhossz és három különböző bemeneti optikai intenzitásérték esetén



Szinuszos moduláció hatására a lézerdióda kimenetén megjelenő optikai jel elektromágneses hullám leírásai módokkal a következők lesz:

$$E(t) = E_0 \sqrt{1 + m \cos(\omega_{RF} t)} e^{j[\omega_{opt} t + \beta \cos(\omega_{RF} t + \theta) + \phi(t)]} \quad (3)$$

ahol β a frekvencia modulációs (FM) index, $\Phi(t)$ a fáziszaj, θ pedig a fáziskésés az AM és FM között. Ez tipikusan 0 és $-\pi/2$ közötti. Általában ez a képlet a következőképpen egyszerűsíthető [8]:

$$E(t) = E_0 \sqrt{1 + m \cos(\omega_{RF} t)} e^{j[\omega_{opt} t + \beta \sin[\omega_{RF} t + \theta_a(\omega_{RF}, I_0)]]} \quad (4)$$

ahol θ_a a fáziskésés $\pi/2$ -höz képest, pontos értéke függ a frekvenciától és az optikai teljesítménytől.

Mach-Zehnder külső modulátor alkalmazása esetén az optikai jel:

$$E(t) = \frac{E_0}{2} (\cos(\omega_0 t + \gamma_1 \pi + \alpha_1 \pi \cos \omega_{RF1} t) + \cos(\omega_0 t + \gamma_2 \pi + \alpha_2 \pi \cos(\omega_{RF2} t + \theta_{RF}))) \quad (5)$$

θ_{RF} a modulátor két ágára jutó moduláló jel közti fáziskülönbség, γ_i és α_i a normalizált DC és RF feszültség. Fourier-transzformálással megkapjuk a frekvenciatartománybeli leírást. A kimeneti optikai mező az üvegcsál végén:

$$E_{opt,out}(\omega_{opt}) = E_{opt,in}(\omega_{opt}) A(L) e^{-j\beta(\omega_{opt})L} \quad (6)$$

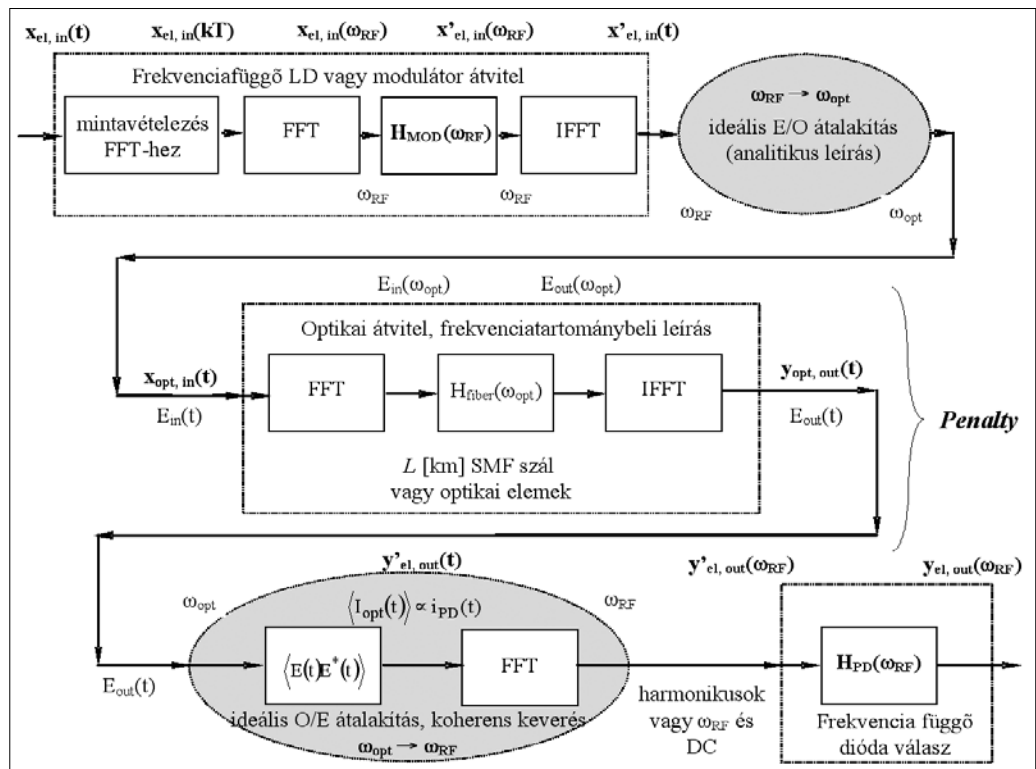
L az optikai szál hossza, $\beta(\omega)$ a terjedési tényező.

Inverz Fourier-transzformáció segítségével megkapjuk a kimeneti optikai mező időtartománybeli leírását. Az optikai elektromos átalakítást fotodetektor (PD) végzi. A működés elvéből következően az ideális fotodetektor árama arányos az optikai intenzitással [9]:

$$i_{PD}(t) = R_{PD} \langle E(t) E^*(t) \rangle \quad (7)$$

Az egyenletben a $\langle \rangle$ pár optikai perióduson keresztül végzett időbeli átlagolást jelöl. Erre azért van szükség, mert a fotodetektor nem tudja követni az optikai vivőfrekvencia gyors változását, csak az elektromos moduláció miatti burkoló változását detektálja. Az alkalmazott számítási modell folyamatábrája a 8. ábrán látható [10].

8. ábra
A számítások során használt koherens modell leírása



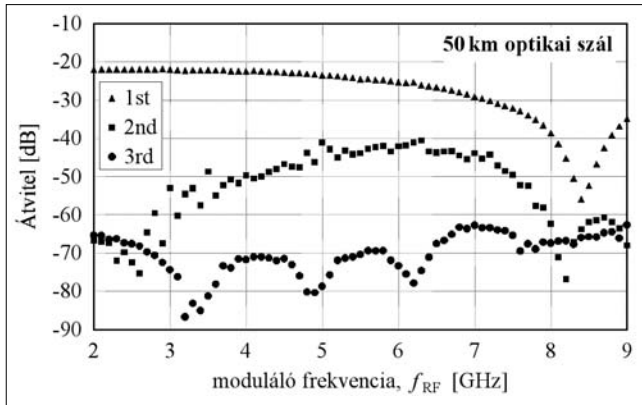
4.2. Elméleti és mérési eredmények

Az elméleti összefüggések igazolására laboratóriumi méréseket végeztünk. A gyakorlati munka során a kimeneti jel alap-, másod- és harmadrendű felharmonikusának teljesítményét vizsgáltuk. A szükséges optikai teljesítményű és hullámhosszú jelet egy hangolható lézerről biztosította. Az intenzitásmodulált optikai jelet PD alakította vissza elektromos információvá. A mérési összeállítást számítógép vezérelte, így biztosítva a paraméterek pontos beállítását és a mért értékek feldolgozását, tárolását [11].

A mérések során különböző hosszúságú üvegcsálakat vizsgáltuk. A következő oldali 9. és 10. ábrák 50 km hosszú összeköttetés esetén mutatják a számított és mért jelszinteket. A számítás során figyelembe vettük, hogy a mérésekben használt elektromos jelforrás nem ideális, azaz kimeneti jele kis mértékben felharmonikusokat is tartalmazott. Ennek megfelelően a bemeneti elektromos jelet három spektrális összetevővel írtuk le (az alap-, a második- és harmadik felharmonikkal). További vizsgálatok során figyelembe lehet venni az optikai forrás és a modulátor közti polarizációs állapot változást, a polarizációs diszperziót, illetve a mérés körülményeit (hőmérséklet, páratartalom stb.). Fontos hangsúlyozni, hogy a mikrohullámú jel IM-DD átvitele során – a diszperzió miatt – még akkor is keletkeznek felharmonikusok, ha a mikrohullámmal modulált optikai jelforrás ideális.

5. Diszperziókompenzáció SOA segítségével

SOA esetében a chirp hatására bekövetkező törésmutató-változás az erősítőben terjedő optikai jel sebességének változását okozza. Amennyiben az erősítőbe be-



9. ábra Alapmódus, második- és harmadik felharmonikus mért szintje a moduláló frekvencia függvényében, L=50 km, mért eredmény

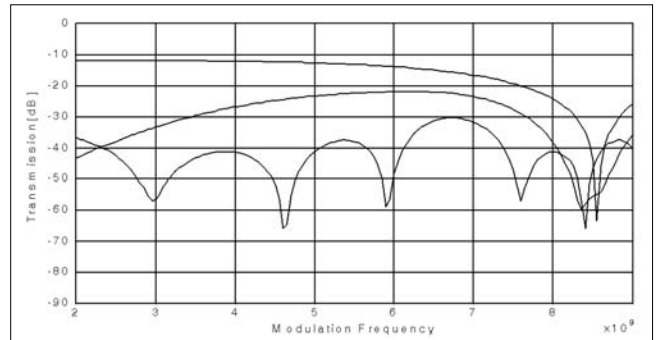
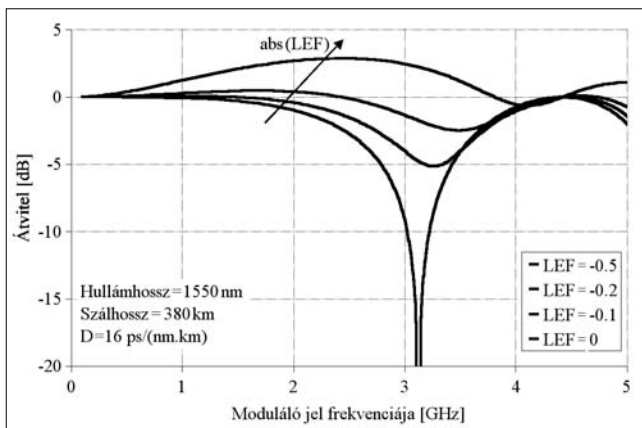
lépő optikai jel intenzitás- modulált, akkor a töltéshordozó-sűrűség változása miatt a törésmutató valós és képzetes része is változik, aminek következtében a kilépő jel fázisa is változni fog. Tehát a kilépő optikai jelen nem csak amplitúdó- (AM), hanem fázismoduláció (PM) is megjelenik.

A jelenség leírására a chirp paramétert (Linewidth Enhancement Factor, LEF; Henry faktor; α -faktor) használjuk, amely azt mutatja meg, hogy egy adott amplitúdó-moduláció mekkora fázismodulációt eredményez. Az eredeti definíció szerint ez nem más, mint a törésmutató valós és képzetes részének hányadosa. [12]

Az irodalomban található mérési eredmények azt mutatják, hogy a LEF értéke 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 a LEF hosszanti változását. Ehhez az eszközt számos rövid szakaszra kell osztani, amelyen belül a működési paraméterek már állandónak tekinthetők. A teljes amplitúdó és fázismoduláció értékét pedig az egyes szekciókban fellépő hatások összegzésével kapjuk.

Telítetlen esetben a LEF értéke GaAs és GalnAsP hagyományosan használt félvezető anyagoknál 2 és 7 között van. Mindez kvantumvölgyes struktúráknál 1,5 és

11. ábra Mikrohullámú optikai összeköttetés átvitelének számítása különböző SOA chirp paraméterek esetén



10. ábra Alapmódus, második- és harmadik felharmonikus számított szintje a moduláló frekvencia függvényében, L=50 km. (push-pull MZM, $\alpha=0.5$, $\alpha=0.4$, $Af2/Af1=0.07$, $Af3/Af1=0.05$, $D=17ps/km/nm$)

2 közötti értékű [13]. Ha a bemeneti optikai teljesítmény növekszik, akkor csökken az aktív rétegben található töltéshordozók száma. Telítéses esetben a tényleges LEF értéke a telítésmentes LEF (LEF_{unsat}) segítségével számítható:

$$LEF = LEF_{unsat} \cdot \frac{dG}{dP_{out}} = LEF_{unsat} \cdot \frac{dG/dP_{in}}{1 + (dP_{out}/dP_{in})} \quad (8)$$

ahol G az optikai erősítés, P_{in} és P_{out} pedig a be- és kimeneti átlagos optikai teljesítmény.

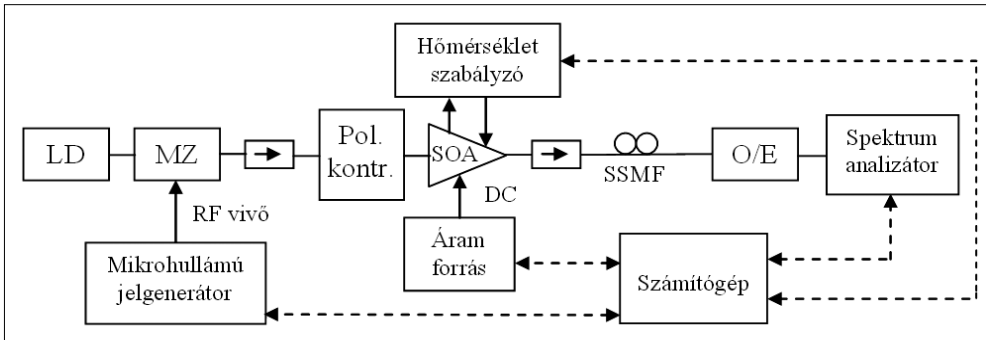
Fényforrások és telítetlen SOA esetén pozitív a LEF értéke, a telítési tartományban azonban negatív lesz [13]. Telített SOA esetén a negatív LEF ellensúlyozni tudja az optikai adó pozitív chirp-jének hatását. Ezzel a módszerrel növelni lehet az optikai összeköttetés hosszát, illetve az alkalmazható sáv szélességét. A negatív LEF befolyásolja a két oldalsáv szintjét is, ezzel aszimmetrikussá teszi az optikai spektrumot [14]. Az erősítő optikai erősítése az elektromos jel erősítését is biztosítja [15]. Ugyanakkor a SOA természetesen zajt is ad a rendszerhez.

SOA-t tartalmazó optikai átvitel esetén az átviteli függvény:

$$H_{SOA+link}(f) = \cos\left(\frac{\lambda^2 \cdot D \cdot \pi \cdot f^2 \cdot L}{c}\right) - LEF \cdot \sin\left(\frac{\lambda^2 \cdot D \cdot \pi \cdot f^2 \cdot L}{c}\right) + j \cdot LEF \cdot \frac{f_c}{f} \cdot \sin\left(\frac{\lambda^2 \cdot D \cdot \pi \cdot f^2 \cdot L}{c}\right) \quad (9)$$

A 11. ábra a megadott képlet alapján számított átviteli függvényt adja meg különböző SOA chirp értékek esetén 400 km optikai összeköttetésre. A számítások során 0 dBm bemeneti optikai teljesítményt vettünk figyelembe, hogy a szál nemlinearitása ne befolyásolja az átvitelt.

Az elméleti összefüggések igazolására laboratóriumi méréseket végeztünk különböző hosszúságú optikai szálakon (12. ábra). A hőfokstabilizált SOA működésének tesztelésére az eszközt különböző munkapontokban feszítettük elő. A rendelkezésre álló SOA pola-



reit is. Amennyiben a segédvivő frekvenciája egy átviteli minimum közelében van, akkor a szemábra becsukódik, az összeköttetés szétesik. Optimalizált SOA kompenzátor esetén a szemábra kinyílik és javul az átvitel bithibaaránya is (14. ábra).

12. ábra Egyszerűsített mérési elrendezés

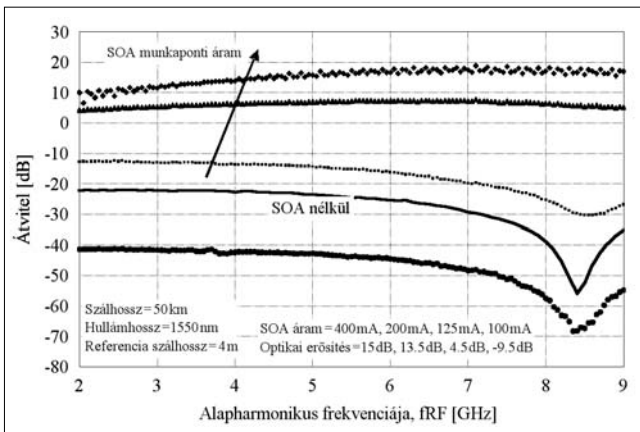
rizáció-függését a bemeneti optikai jel polarizációs állapotának optimalizálásával (egy polarizáció-szabályzó segítségével) szüntettük meg. Az optikai reflexiók hatását optikai izolátorokkal küszöböltük ki. A szükséges optikai teljesítményű és hullámhosszú jelet hangolható lézerről biztosította. Az intenzitásmodulált optikai jelet fotodetektor alakította elektromos információvá.

A rendszer átvitelét különböző paraméterek esetén mértük (13. ábra). Ahogy növekszik az eszköz előfeszítő árama (ezáltal az optikai erősítés), az átviteli völgyek mélysége csökken és magasabb frekvenciák irányába tolódik.

Az optikai hálózatokban a rádiófrekvenciás vivőn digitális modulációs tartalom is található. A bemutatott technika javítja a továbbított digitális információ paraméte-

13. ábra

Mért rádiófrekvenciás átvitel (a back-to-back optikai átvitelre normalizálva), különböző SOA munkapontoknál



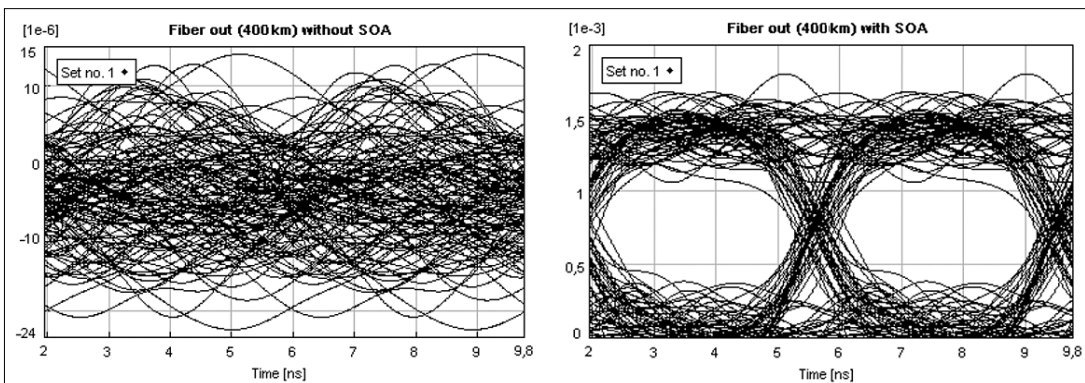
6. SOA hatása a harmonikusokra

A szimulációs eredmények azt mutatták, hogy a SOA alkalmazása befolyásolja a harmonikusok viselkedését is (15. ábra). A másodrendű felharmonikusok átvitelében megmaradnak a minimumpontok, de frekvenciában eltolódnak. Ugyanakkor a harmadrendű felharmonikus frekvenciamenete egyenletesebb lesz.

A 12. ábrán bemutatott mérési elrendezéssel lehetőség van a felharmonikusok vizsgálatára is. A 16. ábra a felharmonikusok szintjét mutatja különböző SOA munkapontok esetén. Ahogy az előfeszítő áram (tehát az optikai erősítés) növekszik, a másodrendű felharmonikus frekvenciamenetének jellege nem változik, csak az optikai erősítés hatására nő a jelszint. Ugyanakkor a harmadrendű termék szintje is növekszik az optikai erősítés növekedésének megfelelően és a minimumhelyek is magasabb frekvenciákra tolódnak.

7. Összefoglalás

A diszperzió miatti minőségromlás a jövő teljesen optikai hálózatainak egyik fontos kérdése. Ebben a cikkben nagyfrekvenciás (mikro- és milliméterhullámú) jelek optikai átvitele esetén vizsgáltuk a harmonikusok diszperzió miatti torzulását. A bemutatott általános modell alkalmazásával számítható a diszperzió hatása az alapharmonikusra. A modell továbbfejlesztésével a felharmonikusok szintje is meghatározható. A másod- és harmadrendű felharmonikus szintjének változását elméleti és kísérleti úton vizsgáltuk. A harmonikusok szintjének frekvenciamentét bemutató mérések igazolták az elméleti eredményeket.



14. ábra Szimulált szemábra, 400 km optikai szál, segédvivő frekvenciája: 3,2 GHz, modulációs sávszélesség: 512 MHz, SOA kompenzátor nélkül és kompenzátorral

A bemutatott eredményekből jól látszik, hogy nem csak az alapharmonikusnak, hanem a másod- és harmadrendű felharmonikusnak is minimum és maximum-helyei vannak a frekvencia függvényében.

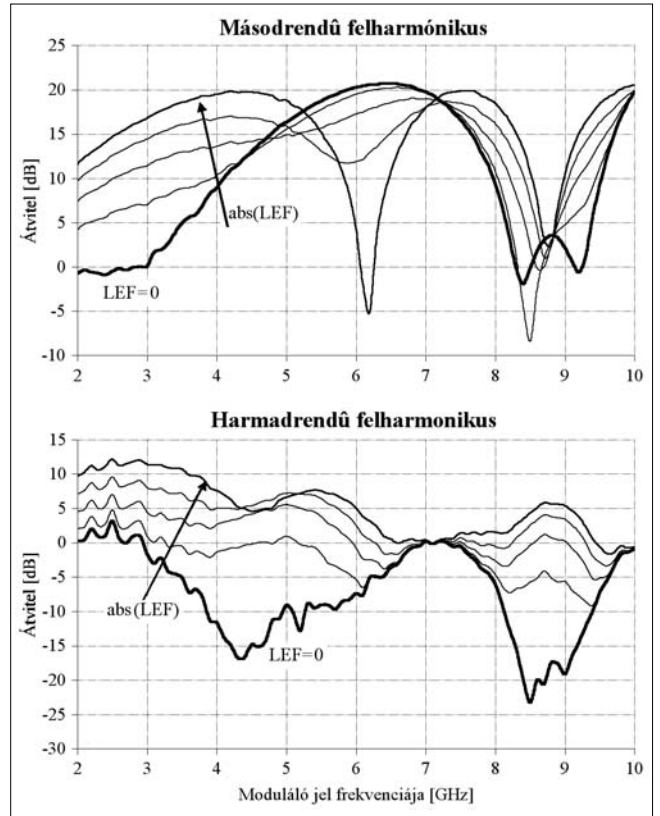
Javaslatot tettünk a bemutatott átviteli minimumok csökkentésére és az átvitel egyenletesebbé tételére. Megvizsgáltuk a diszperzió, a szál nemlinearitásának és a SOA negatív chirp-jének együttes hatását. Az elméleti és mérési eredmények azt mutatják, hogy a minimumpontok frekvenciája magasabb tartományba tolható, illetve SOA alkalmazásával az alapharmonikus átviteléből teljesen eltüntethetők. Végeredményképpen az optikai úton továbbított digitális információ tulajdonságai (szemábra, bithibaarány) javulnak.

A szerzőkről

Gerhátné Udvary Eszter 1997-ben szerzett villamosmérnöki diplomát a BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszékén. 2000-tól egyetemi tanársegédként dolgozik. Kutatási eredményeit több, mint 40 publikációban (hazai és nemzetközi folyóiratokban, konferencia-kiadványokban) jelentette meg. 1999-ben elnyerte a NOKIA MICROCROLL'99 fiatal kutatói különdíját, 2002-ben Young Scientist Award keretében vett részt az URSI General Assembly konferencián elhangzott előadásáért. Tagja az Optical Society of America (OSA), az Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Microwave Theory and Techniques Society (MTT) és Lasers and Electro-Optics Society (LEOS) szervezeteknek, illetve a Hírközlési és Informatikai Tudományos Egyesületnek (HTE).

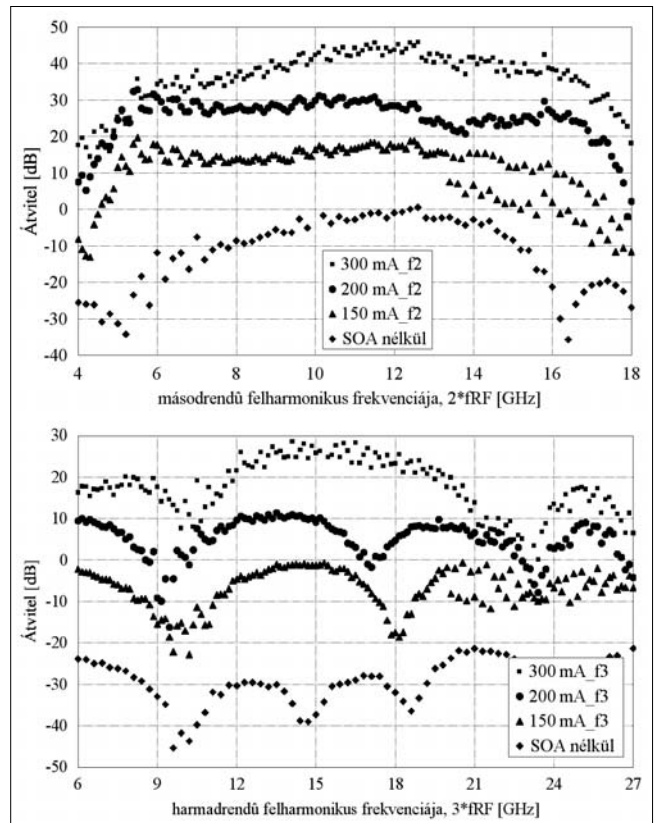
Berceli Tibor egyetemi tanulmányai elvégzése után aspiráns lett, majd a „Kisvesztésű hullámvezetők” című kandidátusi disszertációjának megvédése alapján 1955-ben megkapta a műszaki tudomány kandidátusa címet. Ettől az időponttól kezdve a Távközlési Kutató Intézetben dolgozott, először mint kutatási csoportvezető, majd osztályvezetői, később főosztályvezetői minőségben. 1965-ben megszerezte a műszaki tudomány doktora fokozatot. Kutatási területe 3 évtizeden át a mikrohullámú aktív áramkörök (keverők, oszcillátorok, erősítők stb.) volt. Eredményeivel hozzájárult a nagytávolságú, nagykapacitású mikrohullámú rádió-összeköttetések kifejlesztéséhez és gyártásához. Az utóbbi két évtizedben a mikrohullámú fotonika területén végez kutatásokat. 1962 óta oktat a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetemen, először mint másodállású adjunktus, majd címzetes egyetemi tanárként, jelenleg pedig egyetemi magántanárként. Vendégprofesszor volt a Drexel Egyetemen Philadelphióban, a Hamburg-i, Osaka-i, Grenoble-i, Helsinki és Sydney-i Egyetemen. Tudományos eredményeit 146 nemzetközi publikációban, 6 könyvben és 26 szabadalomban tette közzé. Munkásságát kitüntetésekkel is elismerték, 1980-ban Állami Díjat kapott. 2000-től négy éven át Széchenyi professzori ösztöndíjban részesült.

Hilt Attila a BME-n végzett villamosmérnökneként 1990-ben. 1999-ig a Távközlési Kutató Intézetben mikrohullámú és optikai berendezések, rendszerek fejlesztésében vett részt. Számos távközlő berendezés hazai típusvizsgálatát, minősítését végezte el. Budapesten, valamint az Institut National Polytechnique de Grenoble Egyetemen folytatott doktori tanulmányokat. Oklevelét Franciaországban 1999-ben, PhD. fokozatát 2000-ben Magyarországon szerezte meg. 2000-től a Nokia Hungary Kft. hálózattervezője, 2007-ig hálózat-tervezési csoportvezető. Számos európai TETRA, GSM, EDGE és UMTS hálózat kiépítésében vett részt. 2007 óta a Nokia Siemens Networks hálózatok központ- és átviteltechnikai-tervezésének vezetője a régióban. A HTE és a Magyar Mérnöki Kamara tagja. Optikai és mikrohullámú rendszerek témakörében 71 cikk és több mint 100 rendszerterv, jegyzőkönyv és kutatási jelentés társszerzője.



15. ábra Szimulált eredmény, L=50 km optikai szálhossz, különböző SOA LEF esetén

16. ábra Mért eredmény, másod és harmadrendű felharmonikusok szintje, L=50 km optikai szálhossz, különböző SOA munkapontok esetén



Irodalom

- [1] W. van Etten, J. van der Plaats, "Fundamentals of Optical Fiber Communications", Prentice Hall Int., pp.62–68., 1991.
- [2] H. Schmuck, "Comparison of optical millimetre-wave system concepts with regard to chromatic dispersion", *Elect. Letters*, Vol. 31, No. 21, pp.1848–1849., October 1995.
- [3] F. Koyama, K. Iga, "Frequency Chirping in External Modulators", *IEEE JLT*
- [4] B. Wedding et al: "10-Gb/s optical transmission up to 253 km via standard single-mode fiber", *IEEE JLT*, Vol. 12, No. 10, pp.1720–1727., October 1994.
- [5] VPI Transmission maker/VPI component maker, user's manual, May 2007.
- [6] Z. Várallyay et al: "Soliton propagation of microwave modulated signal through single-mode optical fiber", *Acta Physica Hungarica B) QE*, Akadémiai Kiadó, Vol. 23, No. 3-4, pp.175–186., November 2005.
- [7] A. Hilt, E. Udvary, T. Bercei, "Harmonic distortion in dispersive fiber-optical transmission of microwave signals", *MWP'2003*, IEEE, Budapest, pp.151–154., September 2003.
- [8] A. Hilt, "Transmission et traitement optiques des signaux dans les systemes de télécommunications hertziens", (doktori értekezés), Grenoble, Franciaország, 1999.
- [9] A. Hilt et al: "General approach to chromatic dispersion analysis of microwave optical link architectures", *COMITE'99*, Pardubice, Csehország, pp.177–180., October 1999.
- [10] A. Hilt, T. Bercei, I. Frigyes, E. Udvary, T. Marozsák: "Fiber-dispersion compensation techniques in optical/wireless systems", *MIKON'2002*, Vol. 1, pp.25–36., Gdansk, Lengyel., May 2002.
- [11] HP VEE, Hewlett-Packard's visual engineering environment
- [12] L. Occhi et al: "Phase modeling based on the α factor in bulk semiconductor optical amplifiers", *IEEE JQE*, pp.788–797., 2003.
- [13] T. Watanabe et al: "Transmission performance of chirp-controlled signal by using semiconductor optical amplifier", *IEEE JLT*, pp.1069–1077., August 2000.
- [14] Sang-Yun Lee et al: "Reduction of chrom. dispersion effects and linearization of dual-drive MZ Modulator by using semiconductor optical amplifier in analog optical links" *ECOC'2002*, Koppenhága, Dánia, September 2002.
- [15] J. Marti et al: "Experimental reduction of dispersion-induced effects in microwave optical links SOA boosters", *IEEE PTL*, Vol. 13, No. 9, pp.999–1001., September 2001.



Passzív optikai hálózatok mérései

JESZENŐI PÉTER

Magyar Telekom Nyrt., PKI Fejlesztési igazgatóság
jeszenoi.peter@telekom.hu

Kulcsszavak: PON, GPON passzív hálózat, fényvezető, optikai osztó, splitter, coupler, mérés, csillapítás, OTDR

A hozzáférési hálózatok sávszélességigénye miatt egyre inkább előtérbe helyeződnek a különböző FTTx megoldások. FTTx hálózatok megvalósítása kapcsán a közeljövőben a passzív optikai hálózatot (PON) alkalmazó rendszerek tömeges elterjedésére lehet számítani. A cikk a passzív hálózatrész minősítésével, mérés technikájával kapcsolatos kérdéskört tárgyalja.

1. Bevezetés

Ahol a kapacitás- vagy sávszélességigények a fix vezetékes hálózatban meghaladják a rézvezetékes megoldások képességeit, ott fényvezetős hálózatot kell alkalmazni. Régóta tudjuk, hogy az igazi, jövőbiztos megoldás az ügyfelek elérésére az optikai hordozót használó alkalmazások köre. A fényvezetős alkalmazások nagy előnye az egyszerűség: nincs szükség bonyolult modulációs eljárásokra, elhanyagolhatóak a különböző zavartatási problémák, a fényvezető nyújtotta nagy sávszélesség nem tesz szükségessé adatkompressziót.

A legtöbb előfizetői optikai hálózat logikai topológiája pont-többpont jellegű, hiszen általában egy központi helyszínről kell az információt az előfizetői végpontok felé eljuttatni és visszafelé a forgalmat a végpontokról a központi helyre eljuttatni. A pont-többpont kialakítású fényvezetős hálózat mérés technikája az eddig megszokottól némileg eltérő. A jelenleg elterjedten használt fényvezetős műszerek is csak részben alkalmasak a hálózat minősítésére. Újfajta mérési eljárásokra, bizonyos vizsgálatokhoz újfajta mérőműszerekre van szükség.

A hálózat fizikai részén végzett vizsgálatokba fektetett munka mindig megtérül. A hibátlan hálózat a feltétele annak, hogy a hálózati berendezések bekapcsolása után a szolgáltatást mielőbb el lehessen indítani és azon hibamentes, magas színvonalú szolgáltatást lehessen nyújtani.

2. Fényvezetős előfizetői rendszerek

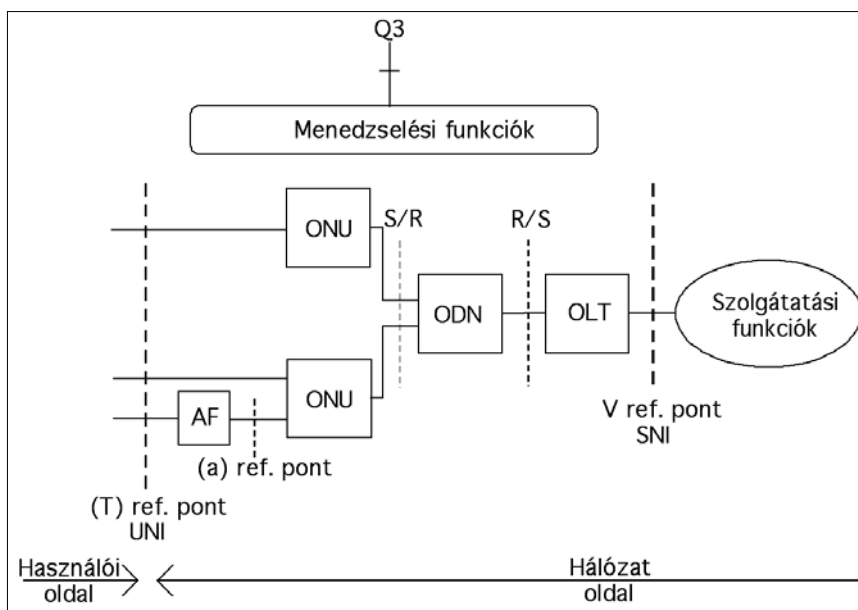
Magát az optikai elérési hálózatot három alapvető részre, elemre bonthatjuk (1. ábra).

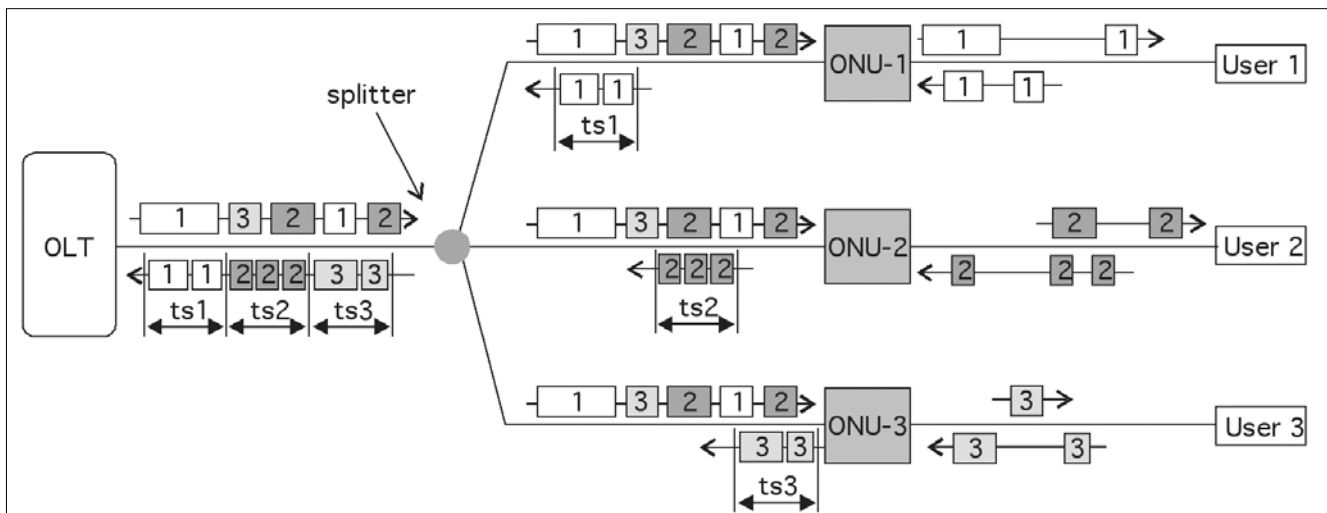
1. ábra
Optikai hozzáférési hálózat
referencia-konfigurációja
az ITU-T G.982 ajánlás szerint

A hálózat központi helyén elhelyezett, az aggregációs és maghálózattal (gerinc) kapcsolatot teremtő optikai vonalvégződés az OLT (Optical Line Termination). Az OLT végzi a pont-többpont hálózatban az információ nyálabolását és többszörös hozzáférés vezérlését. A felhasználónál közvetlenül, vagy annak közelében elhelyezett optikai vonallezárás nevezzük ONU-nak. Az OLT és az ONU között elhelyezkedő szétosztó hálózat az optikai szétosztó vagy elosztó hálózat (Optical Distribution Network, ODN).

A PON (Passive Optical Network) rendszerek olyan optikai összeköttetések, melynél egy központi helyen (Central Office) lévő OLT és több, előfizetőhöz közeli pont, az ONU-k, vagy ha ez egy hálózati csomópont, akkor az ONU-k közötti összeköttetésben a fényútban csak passzív elemek találhatók. Ehhez passzív optikai osztókat (splitter) használnak, amelyekkel az eszköz osztásarányában szétosztják az OLT-től érkező optikai teljesítményt az egyes ONU-k számára.

Az OLT-ből az ONU-k irányába tartó jelfolyam adatszórás jelleggel minden végpont felé elküldésre kerül. Az upstream irányban az adatátvitel osztott közege,





2. ábra Jeltovábbítás és időszlet (slot)-kiosztás, GPON

időosztásos többszörös hozzáféréssel történik. Az üzenetek ütközését elkerülendő a végponti berendezések üzemének összehangolása szükséges (2. ábra).

A fel- és le irányú kommunikáció hullámhossz-multiplexálással van elválasztva egymástól. Az ITU-T az 1. táblázatban található hullámhossz-allokációt javasolja.

3. Passzív optikai elemek

A passzív optikai hálózatok egyszerű, de nagyon fontos elemei az optikai jel szétosztását és összegzését végző alkatrészek, ezek a splitterek, couplerek. Ezek az elemek reciprok módon viselkednek, tehát osztóként és összegzőként egyaránt alkalmazhatók. Az osztásarányt a hálózati kép, a csillapításviszonyok és az osztóhálózatban történő elhelyezése alapján kell a tervezés során meghatározni.

A passzív elemek többféle módon építhetők be a hálózatba. Jellemző elhelyezési mód, hogy a hálózatban elhelyezett kötészervényekben helyezzük el őket. Ekkor általában hegesztéssel csatlakoztatjuk a fénykábel szálaihoz, ami nagyon kis csillapítást és reflexiómentességet biztosít, de nehézkessé teszi a hálózat későbbi átrendezését. Rugalmasabb megoldás, az optikai csatlakozókkal ellátott eszközök használata, de ez nagyobb méretű kültéri szerelvényeket követel meg, és némileg megbízhatatlanabb a hegesztett kötéshez képest.

1. táblázat
Optikai hullámtartományok és felhasználásuk

Hullámhossz tartomány	Névleges értékek	Javasolt felhasználás
1310 nm-es tartomány	1260 – 1360 nm	Upstream
Átmeneti tartomány	1360 – 1480 nm	Jövőbeni felhasználásra fenntartva; Védősáv
Alapsáv	1480 – 1500 nm	Downstream
Kiemelt sáv, Opció 1.	1539 – 1565 nm	További digitális szolgáltatások
Kiemelt sáv, Opció 2.	1550 – 1560 nm	Videójel szétosztás
L sáv	1560 – 1600 nm	Jövőbeni felhasználásra fenntartva

4. Az átviteli közeg mérései

Ahogy már említettük, a passzív hálózat az eddig megszokottól némileg eltérő mérés technikai fogásokat igényel. Vizsgáljuk meg, melyek azok a hálózatparaméterek, amelyek fontosak és amelyeket vizsgálni/mérni kell.

Az egyik legfontosabb jellemző a hálózat csillapítása az üzemi hullámhosszakon. Ezt a paramétert a fényvezetők csillapítása mellett hálózatban elhelyezett passzív osztlók határozzák meg alapvetően.

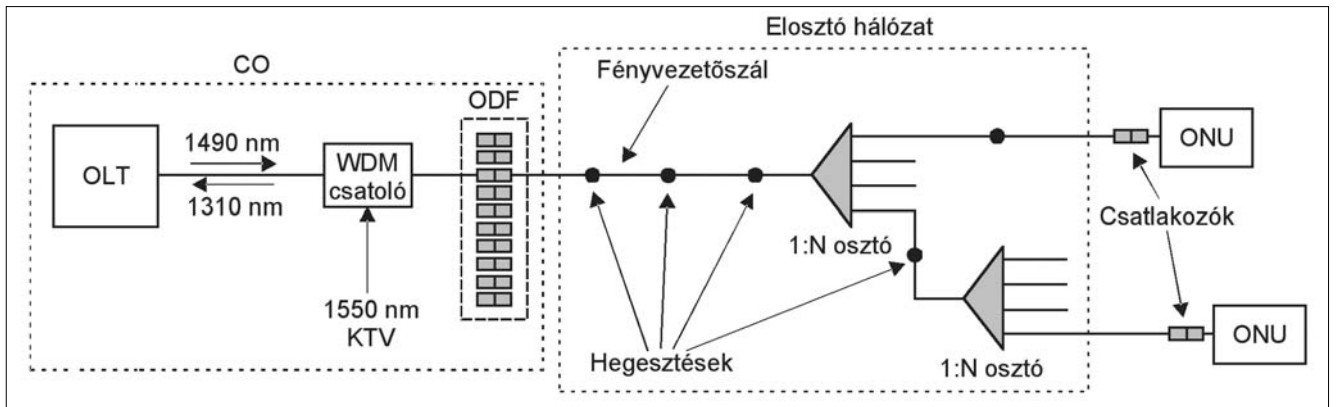
A nagysebességű hálózatokban az átvitelt döntően befolyásolják a fényvezetők különféle diszperziós tulajdonságai. A hozzáférési hálózatban jellemzően előforduló rövid (<20km) távolságok és a jelenleg alkalmazott 2,5 Gbit/s-nál alacsonyabb bitsebességek miatt a diszperziók számottevő hatásával nem kell számolni. Annál több problémát okozhatnak azonban a hálózatban fellépő reflexiók, legalábbis a hálózat központoldali részén. Ellenőrző mérésekre mindenképpen szükség van.

4.1. Csillapításmérések

Mint minden optikai hálózaton, a PON hálózaton is a sikeres kommunikáció kulcsa a végpontok között pozitív csillapításmérleg. Ez azt jelenti, hogy az optikai adó által kibocsátott optikai teljesítmény a fényvezetős hálózat másik szélén elhelyezett optikai vevőbe olyan szinten érkezen meg, amely nagyobb az adott vevőre előírt vételi érzékenységnél. Az adási szint és a vételi érzékenység közötti különbség meghatároz egy csillapításértéket, melyet nem szabad túllépni.

Hálózati oldalról a fellépő csillapítás a következő összetevőkből ered (3. ábra):

- szakaszon lévő optikai csatlakozók csillapításai,
- szálcsillapítás,
- hegesztett kötések csillapításai,
- optikai osztlók csillapítása,
- WDM csatlók csillapítása,
- egyéb nemkívánatos hatásokból eredő veszteség.



3. ábra PON hálózat sematikus felépítése

A fenti felsorolásban meghatározó az optikai osztók csillapítása. Egy 1:2 osztás éppen a teljesítmény feleződését, vagyis 3 dB csillapítást jelent. A valóságos értékek az elméleti értékeknél alig rosszabbak a gyakorlatban. A 2. táblázat mutatja a tipikus osztásarányok esetén a várható csillapításértékeket.

2. táblázat
Tipikus osztásarányok és csillapításértékek

Osztásarány	Csillapítás
1:2	3,4... 3,9 dB
1:4	6,5... 8,0 dB
1:8	9,5... 11,6 dB
1:16	12,6... 14,0 dB
1:32	15,8... 18 dB

A fényvezetősál csillapítása 1310 nm hullámhosszon 0,39 dB/km értékkel vehető figyelembe. 1490 nm-en és 1550 nm-en közel azonos, 0,22 dB/km csillapításértékkel lehet számolni.

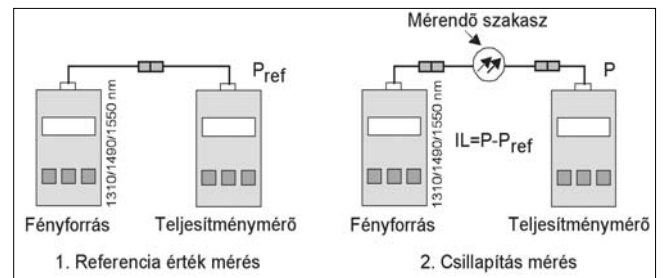
A hegesztett kötések mindössze 0,05 dB csillapítás-többletet okoznak kötésenként, míg egy optikai csatlakozó átlagosan 0,2...0,3 dB csillapítást okoz.

WDM csatoló akkor kerül a rendszerbe, ha 1550 nm hullámhosszon KTV jeleket is továbbít a rendszer. Az általa okozott csillapítás 0,7...1 dB körüli érték.

Az egyéb kategóriába tartozó veszteségek meghatározó része abból fakad, hogy fényvezetősálak megengedettnél kisebb hajlítási sugárnak vannak kitéve. Az alacsony hajlítási sugár miatt a továbbított teljesítmény egy része kilép a szálból. Jellemző hibahelyek lehetnek a kötészervények, ahol nem szabályosan, a megfelelő gondossággal vannak elrendezve a fényvezetősálak, vagy az optikai rendezők, ahol az összekötőkábelek rendezetlenségéből adódhatnak kisebb törések. Problémás hely lehet még a hálózat is, ahol meglévő, nem kifejezetten fényvezetők részére kialakított helyekre kell fényvezetőket elhelyezni.

Magát a csillapításmérést megfelelő hullámhosszúságú fényforrás és teljesítménymérővel lehet elvégezni. A 4. ábra szerint összekapcsolt fényforrással és teljesítménymérővel először egy referenciaértéket kell meghatározni, majd a műszerek közé kell iktatni a szakaszt és megmérni a teljesítményt. A csillapítás meghatározásá-

hoz a mért értékből le kell vonni korábban mért referenciaértéket. Precíz méréshez a mérést két irányból is el kell végezni. A csillapításértékek irányonként kismértékben eltérhetnek egymástól. A különbözőséget a csatlakozók tulajdonságai és az alkalmazott fényvezetők nem teljesen azonos magátmérői okozzák.



4. ábra

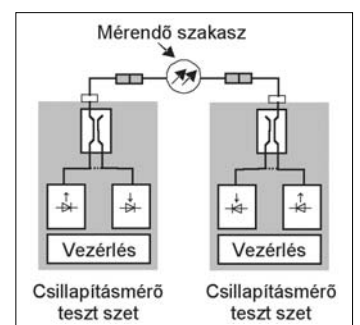
Csillapításmérés fényforrással és teljesítménymérővel

Ezzel a módszerrel – bár nagyon pontos mérési eredményt szolgáltat –, nagytömegű mérés elvégzése nehézkes és hosszadalmas. Ezt felismerve a műszergyártók kifejezetten csillapításmérésre alkalmas mérőszettek fejlesztettek ki. Ezek a műszerek egyben tartalmaznak fényforrást és teljesítménymérőt. A fényforrás lehet többhullámhosszas is. A referenciaérték megmérése egy beépített csatlakozón keresztül az azonos műszerben lévő fényforrás és teljesítménymérő között történik (5. ábra).

A műszerekbe épített intelligencia és automatizmusok segítik a mérés elvégzését. Az optikai szakasz két végére csatlakoztatott műszerek a fényvezetőn kommunikálva kicserélik egymással a mért referenciaértékeket, majd a beállított hullámhosszakon mindkét irányban megmérik a teljesítményeket és kiszámítják a csillapításértékeket. A mérések a legtöbb műszer esetén automatikusan, egyetlen gomb nyomására megtörténnek, kiküszöbölve a mérésekből az esetleges emberi hibákat.

5. ábra

Kétirányú csillapításmérés automatikus teszttel



GPON rendszer esetén az üzemi hullámhosszak 1310, 1490, 1550 nm. A csillapításméréseket ezeken a hullámhosszakon kell elvégezni. Természetesen, ha KTV szolgáltatás nem lesz a rendszeren, az 1550 nm-es mérés elmaradhat. A korábbi kiadású csillapításmérő szettek nem tartalmazzák az 1490 nm-es fényforrás-modult. Kompromisszumos megoldásként elfogadható az 1550 nm-en történő mérés. 20 km hosszú szakasz esetén az ebből várható eltérés nem lesz nagyobb 0,4 dB-nél.

4.2. Reflexiók

A passzív optikai hálózatban keletkező reflexiók elsősorban az analóg kábeltévés alkalmazások esetén okoznak minőségromlást, szerencsétlen esetben azonban a digitális kapcsolatokat is megzavarhatják. A zavarokat egyrészt a PON rendszer OLT vevőjébe a hálózat reflexió pontjairól visszajutó saját jel okozza, másrészt az OLT lézer adójának instabilitását okozhatják az oda visszajutó jelek.

Az optikai reflexiók csillapítását (ORL) a berendezések csatlakozási pontjain értelmezzük és a haladó jelek (P_h), illetve a reflektáló felületről visszavert jelek (P_r) viszonyaként logaritmikus léptékben (dB-ben) fejezzük ki.

$$ORL = 10 \log \frac{P_h}{P_r} \text{ [dB]}$$

Ebben az értelemben a reflexiók csillapítás mérőszáma mindig pozitív szám és minél nagyobb a mérőszám, annál kedvezőbb reflexiók csillapításáról beszélünk. Az optikai reflexió (OR) ezzel szemben a hálózat egy adott pontjáról reflektált teljesítmény (P_{nr}) a haladó jel teljesítményéhez (P_h) viszonyítva és negatív szám.

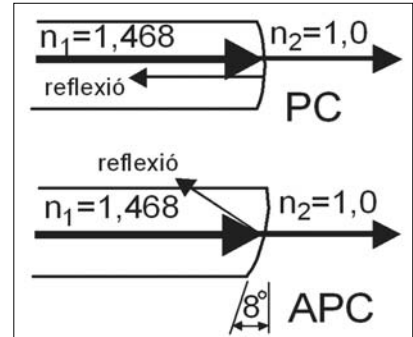
$$OR = \frac{(n_1 - n_2)^2}{(n_1 + n_2)^2} = 10 \log \frac{P_{nr}}{P_h} \text{ [dB]}$$

Az optikai hálózatban jellemzően ilyen reflexiók pontok azokon a helyeken lépnek fel, ahol törésmutató váltás történik ($n_1 \rightarrow n_2$) például üvegszálból levegőbe, optikai csatlakozók vagy mechanikus kötések esetén. Egy üresen hagyott mérőleges csiszolású (PC) optikai csatlakozó által okozott reflexió -14,4 dB.

PON rendszerekben az OLT oldalon előírt, megkövetelt optikai reflexiók csillapítás legalább 32 dB. Az ér-

ték teljesítése érdekében általános szabály, hogy az optikai elosztóhálózatban (ODN), beleértve az ONU csatlakozásokat is, csak alacsony reflexiójú, ferde csiszolású (APC) optikai csatlakozókat használnak. Az APC csatlakozók nyitott állapotban is nagyon alacsony reflexiót okoznak köszönhetően a ferde csiszolásnak (6. ábra).

6. ábra Reflexió PC és APC csiszolású csatlakozó felületről

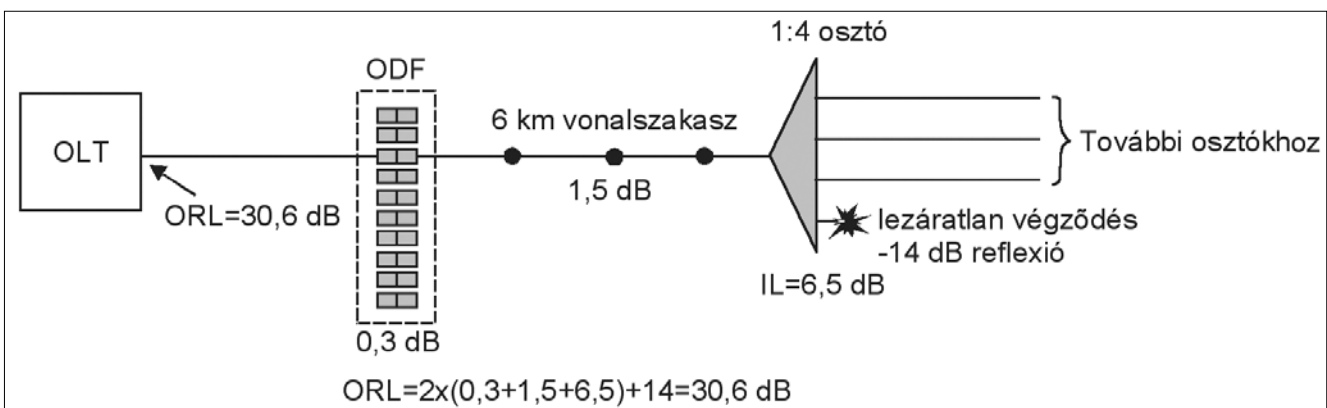


A 8 fokosra csiszolt csatlakozóvégén fellépő reflexió kilep a szál magjából és nem terjed visszafelé. Kis osztásarányok és rövid szakaszok esetén előfordulhat, hogy egy-egy üresen hagyott, APC csatlakozó nélküli optikai osztó-végződés nem megengedett mértékű reflexiót okoz a hálózaton. A 7. ábrán látható szituációban például az 1:4 osztó egy szabadon hagyott kimenetéről keletkező reflexió meghaladhatja a megengedett mértéket.

A reflexiók csillapítás mérésére két eljárás ismert. Az egyik az úgynevezett folyamatos hullámú reflexiómérés (OCWR) elvű módszer, a másik módszer szerint az optikai visszaszórás mérők (OTDR) által felvett visszaszórás görbéből számítható a reflexió.

Az OCWR módszer alkalmazásánál egy fényforrásból optikai iránycsatolón keresztül folyamatosan fényt bocsátunk a fényvezetőszálba, majd a reflexiók helyéről visszavert fényt iránycsatoló segítségével egy optikai detektorra irányítjuk. A mérés előtt egy ismert mértékű reflexiót okozó lezárással a teljesítménymérőt kalibrálni kell. Ilyen ismert lezárás lehet akár egy sértetlen felületű, tiszta PC csatlakozó felület, amely 14,4 dB reflexiót okoz. A mérőrendszer mérési tartományát ellenőrizni lehet úgy, hogy a rendszert egy nem reflektáló lezárással zárjuk le. Ez történhet úgy, hogy a csatlakozó végére az üvegszál törésmutatójával megegyező törésmutatójú folyadékot cseppentünk (index-matching gel), vagy az üveg-

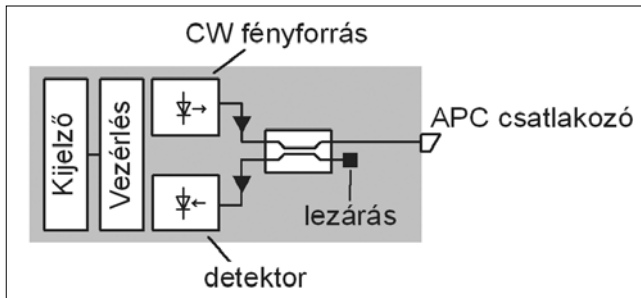
7. ábra Reflexió egy szabadon hagyott osztó kimenetről



szálat olyan kisátmérőjű rúdra csavarjuk fel (~10 mm), amely átmérő mellett a fény a magból már kilép. Ez utóbbi módszer a gyakorlati alkalmazásokban is megjelenő hajlításérzékenyen szálok esetén már nem használható.

A 8. ábrán látható mérési összeállítás egy célműszerbe integrálva is megvásárolható, nem szükséges egyedi elemekből azt összeállítani. A módszerrel ±0,5 dB pontosság érhető el. A mérés nagyon egyszerűen kivitelezhető és 70 dB-ig jól alkalmazható. Az így végzett mérés a hálózat végpontjain pontos, valóság-hű képet ad a mögöttes hálózatban keletkezett reflexiók mértékéről. Itt kell megjegyezni, hogy a fényvezetőben állandóan jelenlévő Rayleigh-szórásból eredő reflexió mértéke -80 dB körüli érték.

8. ábra Reflexió csillapításmérő (OCWR) elvi felépítése



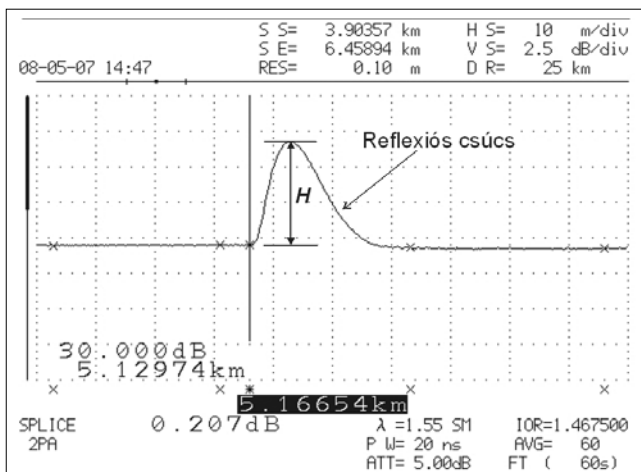
Az OTDR műszerek a fényvezetőszálba bocsátott impulzusok, illetve a visszaszórás idődiagramban történő megjelenítésével mintegy feltérképezik a fényvezetőszálak csillapításviszonyait. A reflexiók helyek jellegzetes csúcscsökként jelennek meg az OTDR ábrákon. A fényvezetőszálba bocsátott impulzusok szélességének ismeretében az ábrából kiszámítható a reflexió mértéke. Az elérhető pontosság ±2...3 dB. A reflexió mértékét, a számítás egyes OTDR műszerek automatikusan meghatározzák, másoknál ez a feladat mérést végző technikusra hárul. A számításhoz használható egyenlet a következő:

$$R = B_{ns} + 10 \log((10^{\frac{H}{5}} - 1)D),$$

ahol H a reflexió csúcs nagysága, D az OTDR impulzus szélessége, B_{ns} a visszaszórási tényező.

Ez utóbbi értéke 77...81 dB közötti érték (9. ábra).

9. ábra OTDR ábra reflexió csúccsal



Az OTDR műszerrel a hálózat adott pontjára vonatkoztatott reflexió csillapítás is meghatározható, bár meg lehetőségen pontatlanul. Óriási előny viszont, hogy a reflexió helyéről azonnali és pontos információhoz jutunk. Tehát OCWR módszerrel pontos eredményhez jutunk, de hiba esetén a reflexió helyéről semmilyen információt nem kapunk. Ilyen esetekben az OTDR műszerrel történő hibahely meghatározás elengedhetetlen.

4.3. Hálózatcsillapítás-karakterisztika

A hagyományos pont-pont optikai rendszereknél régóta használt, kiforrott módszer az OTDR műszerrel a fényvezetőszál csillapítás karakterisztikájának felvétele. A karakterisztikán a fényvezető mentén fellépő összes csillapításemény jól azonosítható. A fellépő csillapítások, reflexiók mértéke és azok helyei nagy pontossággal azonosíthatók.

PON rendszerek esetén a pont-többpont struktúra miatt az OLT oldalról történő méréssel a száلكarakterisztika felvétele, illetve az eredmény kiértékelése jóval bonyolultabb feladat, gyakran egyértelműen nem is lehetséges. Az osztók mögötti rész fényvezetőiről az OTDR-be érkező visszaszórt jelek átfedik egymást. Az egyes események (esemény: csillapításlépcső, reflexió) távolságának azonosítása egyértelműen megtehető, de az, hogy az adott esemény az optikai osztó után mely ágon található, annak azonosítása már kérdéses. Pont-pont optika esetén egy OTDR ábra alapján a fényvezetőszakasz különösebb gyakorlat nélkül is jó jellemezhető. PON rendszer esetén a hálózat pontos ismerete nélkül – amiről az OTDR ábra készült – gyakorlatilag semmi nem mondható. Különösen igaz ez akkor, ha a hálózatban több lépcsőben vannak osztók elhelyezve. Némi eredménnyel kecsegtethet az a lehetőség, hogy a hálózat installálása után – hibátlan állapotban – rögzítünk egy OTDR képet. Ezt később referenciaként lehet használni egy hibás állapot analizálásra.

Sokkal időigényesebb a hálózat feltérképezése az ONU oldalról. Az összes végpontot végigjárva mérni kell az OTDR műszerrel. A hálózat adott ágáról ebben a szituációban teljesen korrekt és jó áttekinthető képet alkotunk egészen az OLT-ig. A reflexiók helyek, csillapítások egyértelműen azonosíthatók.

Az PON hálózat méréséhez nincs szükség a jelenlegiektől drasztikusan különböző képességű OTDR műszerek alkalmazására. Az osztók csillapítása miatt nagy dinamikatarományra van szükség, ugyanakkor a nagy felbontóképesség is követelmény a rövid távolságok miatt.

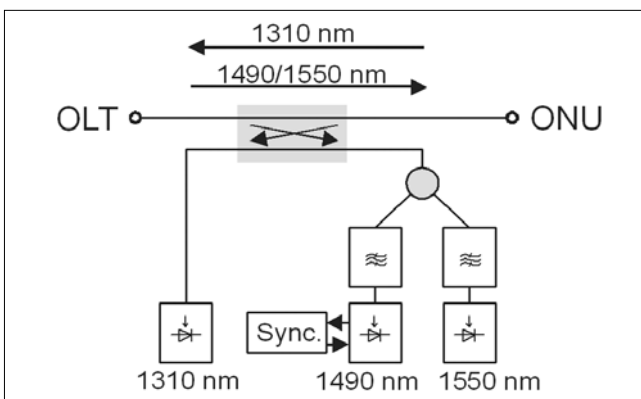
4.4. Teljesítménymérések

PON rendszerben egy optikai teljesítmény megmérése nem egyszerű feladat, a hagyományos optikai teljesítménymérő műszerrel nem is lehetséges. A problémákat az egy fényvezető rendszer, az irányonként különböző hullámhosszak, az OLT-k irányába küldött bősztös forgalom okozza. Ráadásul a rendszert megbontva a rendszer adott ága leáll, márpedig a hagyományos optikai teljesítménymérő csatlakoztatása másképp nem lehetséges.

A teljesítményszintek méréséhez ezért speciális, a fényvezetőbe iktatható teljesítménymérőt kellett kifejleszteni. A szálba iktatott műszer 1...2 dB beiktatási csillapítás árán képes a két irány hullámhosszainak szétválasztására és a borsztös forgalomra szinkronizálva az ONU-kból származó teljesítmény megmérésére.

A „PON teljesítménymérő” folytonossá teszi a fényvezetőszálát az OLT és az ONU között. A beépített optikai szűrők és szinkronizáló elektronika képessé teszik a műszert az 1310, 1490, 1550 nm-es hullámhosszak egyidejű megmérésére (10. ábra). A módszerrel az előfizetői (ONU) oldalon ellenőrizhetők az optikai szintek, ott ahol még csak egy ONU forgalom van. Egyelőre nincs alkalmas mérőműszer több ONU borsztjeinek megkülönböztetett mérésére.

10. ábra „PON teljesítménymérő” elvi felépítése



4.5. Mérések a hálózaton

A PON hálózaton alapvetően két alkalommal kerül sor optikai mérésekre: a telepítés utáni ellenőrzések, minősítések alkalmával, illetve már üzemelő hálózaton történő hibakeresés esetén. Üzem közbeni folyamatos szálfigyelésre általában az előfizetői rendszerekben nem kerül sor. A műszaki lehetőségek megteremthetők, de az előfizetői rendszerek költségérzékenye miatt ezt a lehetőséget ritkán használják.

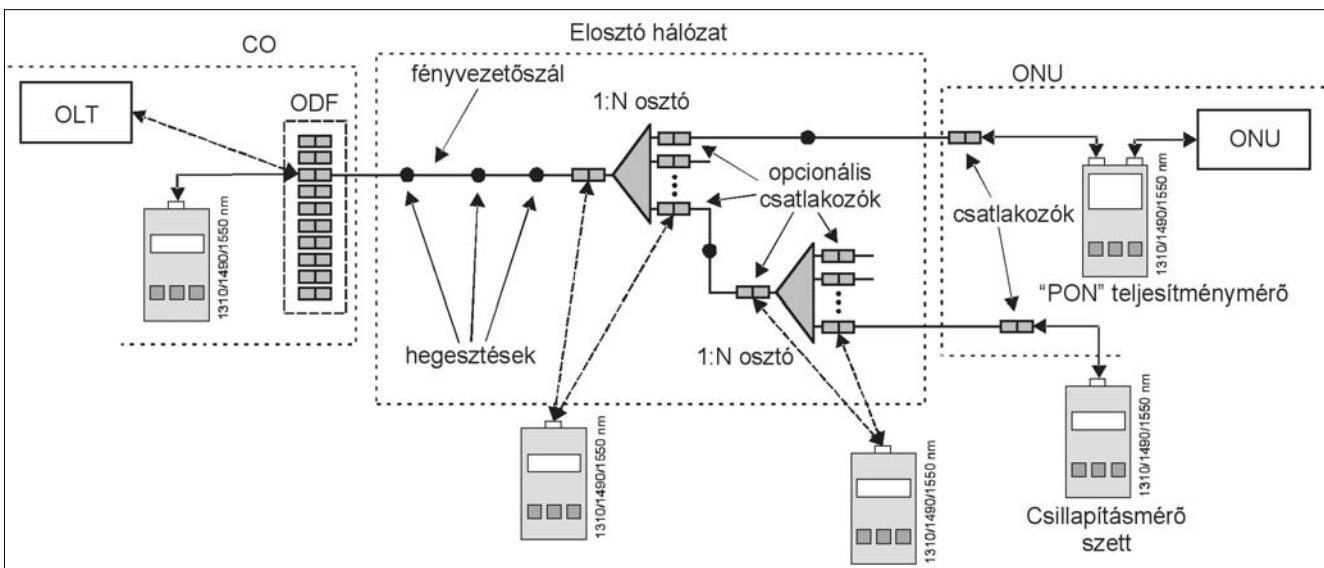
A hálózat telepítése után a legfontosabb a hálózat csillapításviszonyainak ellenőrzése. Az aktív berendezések majdani üzemeltethetősége szempontjából a végpontok között mért beiktatási csillapítás mérése fontos. A végpontokon itt az OLT oldali optikai rendszőt és az ONU oldali csatlakozási felületet kell érteni. A hálózatban az alkalmazott építési technológiáktól függően lehet, hogy vannak olyan pontok, ahonnan még egyszerűen végezhető mérések és a hálózat több szakaszra bontható. Ez elsősorban annak a kérdése, hogy a hálózatban elhelyezett osztók optikai csatlakozókon vagy hegesztett kötésen keresztül vannak a hálózata illesztve.

A mérések azokról a helyekről végezhető el egyszerűen, ahol a hálózathoz optikai csatlakozókon keresztül hozzá lehet férni. Csatlakozók alkalmazása esetén könnyedén megejthető csillapításmérés külön-külön az egyes fényvezetős szakaszokra. A hálózaton egy telepítés után meglehetősen nagyszámú mérésre van szükség a sok végpont miatt. Éppen a költségérzékenység miatt a gyors és megbízható mérések végzéséhez célszerű olyan komplex csillapításmérő szettek használata, amelyek a méréseket két irányban automatikusan elvégzik 1310, 1490 és 1550 nm hullámhosszon. Nem követünk el nagy mérési hibát, ha az 1490 nm hullámhossz helyett csak 1550 nm-en történik a vizsgálat.

A telepítés utáni vizsgálatok alkalmával mind az OLT, mind az ONU oldalról célszerű reflexiós csillapítás mérést is végezni. Erre a mérésre a PON rendszerek működési elvéből fakadó fokozott reflexióérzékenység miatt van szükség. Maga a mérés néhány perc alatt kivitelezhető OCWR működési módot alkalmazó műszer segítségével.

OTDR-rel történő vizsgálatokra – sok hálózatüzemeltető véleménye szerint – csak akkor van szükség az átadás-átvételi mérések során, ha a csillapítás- és reflexió mérések eredményeiből hibákra lehet következtetni: például nagyobbak a beiktatási csillapítás valamely szakaszon a hálózatra előzetesen számítással meghatá-

11. ábra Optikai mérési lehetőségek/pontok PON hálózaton



rozott értékeknél. A visszaszórás mérőt az ONU oldalról alkalmazva a feltételezett hibahelyek (csillapításlépcső, reflexió) jól behatárolhatók. Az aktív berendezések üzembe helyezésekor az ONU berendezések elé csatlakoztatott speciális teljesítménymérővel az optikai szinteket lehet ellenőrizni.

Üzemelő rendszereken fellépő optikai hálózatos hibák igen nagy része a hálózatot ért fizikai behatás következtében lép fel. Ez többnyire szálszakadást vagy csillapításnövekedést jelent. Az esetek többségében az aktív berendezések menedzselő rendszeréből származó információkból azonosítható, hogy a hálózat mely részében történt a probléma. A leszakadó ONU-k azonosítják azt az optikai ágat, ahol a hiba történt. A pontos hibahely meghatározáshoz OTDR műszert kell használni. A hálózatról leszakadt valamelyik ONU felől a hálózatba mérve az esetek többségében a hibahely egyértelműsíthető.

Az OTDR-es mérés üzemelő rendszeren is lehetséges néhány óvintézkedés megtétele után. Mérési hullámhossznak 1625 vagy 1650 nm-t kell választani. Meg kell akadályozni, hogy az OTDR-be az OLT-ből kibocsátott 1490 nm-en üzemi hullámhossz bejusson és megzavarja a műszer működését. Ez a műszer kimenetére illesztett felülráteresztő optikai szűrővel megoldható. Néhány OTDR már eleve beépítve tartalmaz ilyen opciót. Az OLT oldalon meg kell akadályozni, hogy az OTDR mérőjele az OLT-be jusson.

A mérés idejére az OLT elé az OTDR hullámhosszán működő blokkolósűrőt kell elhelyezni. A szűrő elhelyezése ugyan néhány percnyi üzemkiesést okoz, de az épen maradt hálózatrészekben a szűrő felhelyezése után a hibaelhárítás ideje alatt is lehet szolgáltatni. A hálózat helyreállítása és ellenőrzése után az OLT-hez betett szűrő kevésbé fogalmas időszakban eltávolítható.

5. Összefoglalás

A távközlés átstrukturálódása, a „sávszélesség-éhes” alkalmazások a vezetékes elérési hálózatokban egyre inkább előtérbe helyezik fényvezetők alkalmazását. A

különböző PON rendszerek tűnnek műszaki/gazdasági szempontból megfelelő megoldásnak. Az optikai elosztó hálózat minősítéséhez, optikai méréseihez az eddigi pont-pont rendszereknél megszokott mérési eljárások csak részben használhatók. Új módszerek alkalmazására és részben újfajta optikai műszerekre van szükség.

A szerzőről

Jeszenői Péter 1982-ben szerzett villamosmérnöki diplomát. 1991-ig a Távközlési Kutató Intézetben mikrohullámú berendezések és műszerek fejlesztésében vett részt. Érdeklődése a 80-as évek végétől az optikai távközlés felé fordult. 1991-től kezdődően a Magyar Telekom (Matáv) PKI-ban optikai távközlést érintő témákon dolgozik. Részt vett a Magyar Telekom optikai gerinchálózatának kialakításában, továbbfejlesztésében. Jelenleg a fénytávközléssel kapcsolatos méréstechnikával foglalkozik.

Irodalom

- [1] Andre Girard,
FTTx PON Technology and Testing.
Exfo Electro-Optical Engineering, Inc., 2005.
- [2] J. Laferriere at al.,
Reference Guide to Fiber Optic Testing.
Volume 1., JDS Uniphase Corp., 2007.
- [3] Stave Grady (Ed.):
The book on FTTX.
ADC Telecommunications, Inc., 2005.
- [4] Duwayne Anderson, Florian Bell,
Optical Time-Domain Reflectometry.
Tektronix, Inc., 1997.
- [5] Matthew Adams,
Insertion Loss and Return Loss –
Keys to FTTx Passive Component Reliability Testing.
JDSU White Paper, April 2008.
- [6] FTTH Council,
Network Infrastructure Committee:
Infrastructure Components and Deployment Methods.
Barcelona, 2007.



Jel/zaj viszonyon alapuló útvonalválasztás WDM hálózatokban

ZSIGMOND SZILÁRD, PERÉNYI MARCELL, CINKLER TIBOR

BME Távközlési és Médiainformaticai Tanszék
{zsigmond, perenyim, cinkler}@tmit.bme.hu

Lektorált

Kulcsszavak: OSNR, RWA, útvonalválasztás, WDM

Az optikai hálózatok utóbbi években tapasztalható bitsebesség növekedés mellett egyre nagyobb szerep jut a konfigurálhatóságnak is. A fix optikai csomópontok (OADM) helyett megjelentek az újrakonfigurálható optikai multiplexerek (ROADM), illetve a több-fokszámú újrakonfigurálható optikai multiplexerek (MROADM). Az újrakonfigurálhatóság következtében eddig nem tapasztalt effektusok léptek fel a hálózatban, mint például az ugyanazon szálon áthaladó különböző hullámhossz utak más és más fizikai paraméterekkel rendelkeznek. Ezen új problémák megjelenése miatt egyre nagyobb szerep hárul a csomópontokban beépített mérő és szabályzó rendszer kialakítására, az optikai vezérlősík feladatainak bővítésére. A cikkben egy új útvonalválasztási algoritmust mutatunk be, amely egyidejűleg alkalmas a fizikai hatások figyelembevételére, optimális fényutak meghatározására és ezek konfigurálására.

1. Bevezetés

A hullámhosszosztásos (WDM) optikai hálózatok sikeresen megoldották a sáv szélesség problémákat, azonban a szolgáltatók csak nagy nehézségek árán tudják kezelni az új, előre nem tervezhető igényeket. Igen hamar kiderült, hogy a statikusan konfigurálható pont-pont kapcsolatokból felépített optikai hálózatok nem alkalmasak a folyamatosan változó forgalom elvezetésére. Ilyen hálózatokban az átkonfigurálás csak jelentős költségek mellett valósítható meg. Tehát egy olyan hálózatra van szükség, ami a SONET/SDH flexibilitását nyújtja a WDM sáv szélessége mellett.

Az optikai hálózatok fejlődésének egyik iránya a flexibilitás növelése. Ennek következtében a vezérlő sík új feladatokat is el kell hogy lásson, mint például a fizikai paraméterek monitorozása, az egyes csatornák frekvenciáinak hangolása, optikai jelszintjének beállítása, diszperzió-kompenzáló elemek hangolása. Természetesen a hagyományos feladatok, mint például az útvonalválasztás és hullámhossz-hozzárendelés (RWA) megmarad. Több kiváló cikk foglalkozik az RWA probléma megoldásával, mint például [1,2]. A [3,4] publikált módszer az RWA probléma kiterjesztése az optikai hálózatok fizikai korlátainak figyelembe vételével.

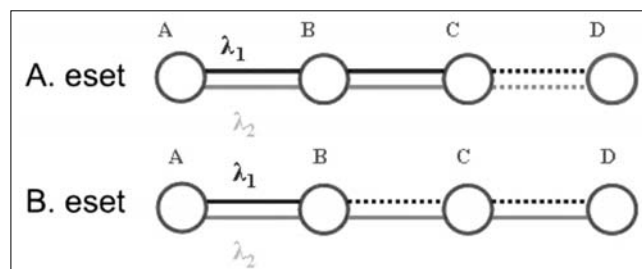
Ebben a cikkben merőben új módszert javasolunk az RWA probléma megoldására. A módszer lényege, hogy a vezérlősík a csomópontokban található vezérelhető optikai csillapítókön keresztül (VOA) szabályozza az egyes optikai csatornák teljesítményét, úgy, hogy a vételi oldalon még megfelelő optikai jel/zaj viszonyt kapjunk. Az ötlet azon alapszik, hogy a metro-WDM hálózatok jelszintjeit a keresztfázis-moduláció, illetve a Raman-szórás korlátozza, nem pedig a Brillouin-szórás. Ez azt jelenti, hogy az optikai jelteljesítményekre felső korlátot a szádba csatolható össz-jelteljesítmény ad, nem pedig az egyes hullámhosszak egyedi teljesítménye. Ennek kö-

vetkeztében megnövelhetjük egy-egy csatorna jelteljesítményét egészen a Brillouin- küszöbig, ugyanakkor az ugyanazon szálaban haladó többi csatorna jelteljesítményét le kell csökkentenünk. Ezek alapján kijelenthetjük, hogy a módszer alkalmas optikai fényutak konfigurálására.

Tekintsük az 1. ábrán az A. esetet. Az A csomópontból a D csomópontba akarunk egy fényutat kiépíteni. Az egyszerűség kedvéért legyen két hullámhossz a hálózatban. Tegyük fel, hogy a fizikai hatások miatt csak a C csomópontig tudunk eljutni, ott jelregenerálásra van szükség. Az általunk alkalmazott módszer használatával (B. eset) növeljük meg a λ_2 hullámhossz teljesítményét annyival, hogy még kielégítő jelminőséget kapjunk a D csomópontban. Ezáltal képesek vagyunk az említett hullámhosszon egy tisztán optikai összeköttetést létrehozni a A-D csomópontok között.

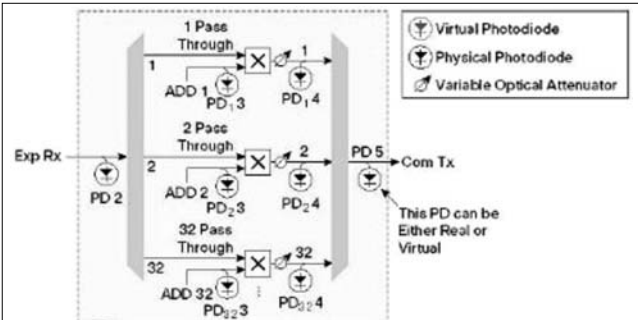
Természetesen annak következtében, hogy megnöveltük a λ_2 hullámhossz teljesítményét, a λ_1 hullámhossz teljesítményét le kell csökkenteni. Elképzelhető, hogy a λ_1 hullámhosszon nem leszünk képesek egy fényutat kiépíteni az A-C csomópontok között, de lehet, hogy erre nincs is szükség, mert a λ_1 hullámhosszon már eredetileg is egy sokkal rövidebb távú összeköttetés volt tervezve, mint például a mi esetünkben az A-B csomópontok közötti fényút.

1. ábra
A javasolt algoritmus működése



2. A módszer megvalósíthatósága

Az újrakonfigurálható optikai leágazó multiplexerek (ROADM) megjelenésével az optikai monitorozási rendszerek is előtérbe kerültek. Ezen újabb típusú berendezésekből kialakított csomópontoknak nem csak az a feladatuk, hogy az egyes hullámhossz-csatornákat ki/be csatolják, hanem az is, hogy a jelminőséget meghatározzák, a jelszinteket beállítsák.

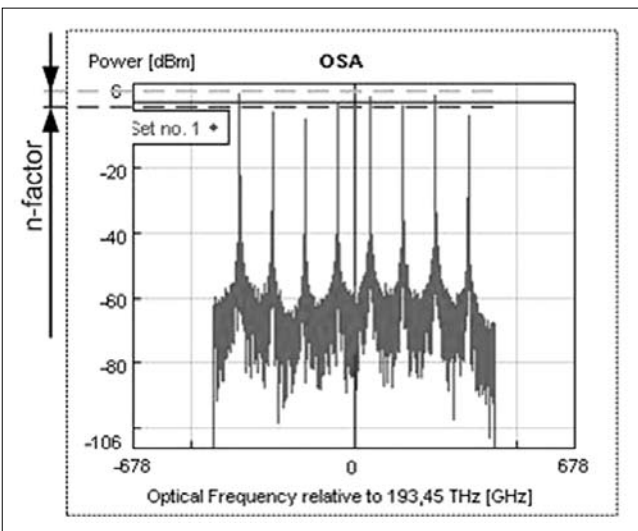


2. ábra
Cisco 15454 ROADM kapcsolójának megvalósítása
(forrás: http://www.cisco.com/en/US/products/hw/optical/ps2006/products_data_sheet0900aecd803fc52f.htm)

A 2. ábrán a Cisco 15454-es ROADM berendezés blokk-sémája látható. A multiplexer és demultiplexer között található a 2x1-es kapcsolók, illetve a VOA-k. Ezek feladata a jelszintek megfelelő beállítása. A javasolt algoritmus VOA-k megfelelő szabályozásával állítja be a különböző optikai jelszinteket. Tehát technológiailag a különböző optikai jelszintek beállítása megoldható a jelenleg is használatban levő ROADM-et alkalmazó optikai hálózatokban. Az egyedüli változtatás, amire szükség van, hogy a menedzselő rendszert képessé kell tenni arra, hogy szabályozni tudja az egyes ROADM-ekben található VOA-kat.

További fontos kérdés az említett hálózatok működőképessége. Mint ahogy a 2. ábrán is látszik, a javasolt algoritmus kulcsparamétere, az n-faktor. Az n-faktor adja az egyes csatornák maximális jelteljesítményét. Pon-

3. ábra A javasolt algoritmus jelszintezése



tos definícióját a 3. szakasz (3.7) összefüggése adja meg. Ennek a paraméternek a megfelelő beállítása dönti el, hogy az elméleti számítások útján kapott jelszintek a valóságban megvalósíthatók vagy sem.

Az optikai szál nemlinearitása miatt különböző korlátok lépnek fel az optikai jelszintekre. A Brilluoin-szórás miatt már eleve korlátozva van a szálba csatolható WDM csatornák adóteljesítménye, azaz az n-faktor értéke. Normál ITU-T G.652-s szálak esetén a Brilluoin-küszöb értéke +7 dBm körül van [5]. A többi nemlineáris hatás, a Brilluoin-szórástól eltérően, az összes szálba csatolható teljesítményre ad egy felső korlátot. Ez a felső korlát 10-24 dBm között mozog és nagymértékben függ az alkalmazott csatornák számától, illetve az alkalmazott csatornatávolságoktól [6]. Következésképpen tehát levonhatjuk, hogy az eltérő jelszintek használata megengedett mindaddig, amíg a fentebb említett korlátokat át nem lépjük.

További fontos kérdés, hogyan képesek a már hálózatban elhelyezett optikai erősítők együttműködni a javasolt technikával. Ennek érdekében erbium alapú erősítővel (EDFA) szimulációkat végeztünk. A szimulációs szoftver a kereskedelemben is kapható VPI Transmission Maker [7]. Azt találtuk, hogy az EDFA-k egyértelműen támogatják a különböző bemenő jelszinteket. Az egyes csatornák erősítése jó közelítéssel a bemenő jelszinttől független.

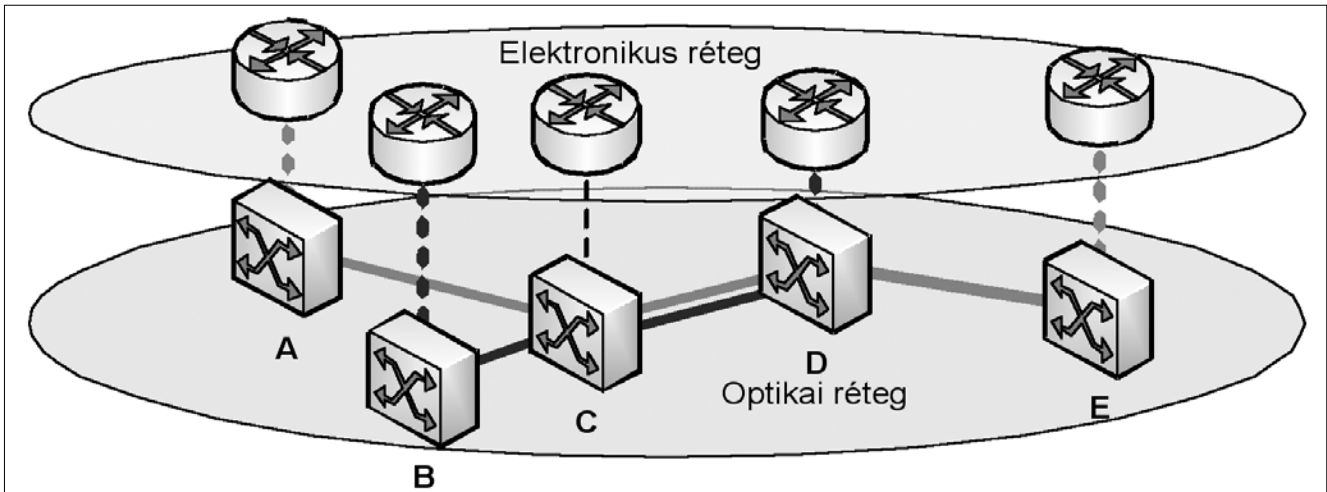
Összefoglalva a javasolt algoritmus mind fizikailag, mind technológiailag megvalósítható.

3. Jel/zaj viszonyon alapuló útvonalválasztás ILP megfogalmazása egyrétegű hálózatokra

Ebben a fejezetben ismertetjük a jel/zaj viszonyon alapuló útvonalválasztás ILP megfogalmazását egyrétegű optikai hálózatokra. Egy tisztán optikai hálózati modellt tételezünk fel, ahol minden csomópont kizárólag optikai kapcsolásra képes. Feltételezzük, hogy az optikai rétegben nincs jelregeneráció, tovább azt is, hogy a zaj és a jelalak torzulásai összegződnek a teljes útvonalon, amelyen a fényút halad.

Ezen torzulások kiküszöböléséhez a jel újraerősítése, a jelalak újraformálására és a jel újraidőztetésére volna szükség. Ezt a folyamatot összefoglaló néven 3R (re-amplification, re-shaping, re-timing) jelregenerációnak nevezzük. Noha laboratóriumi körülmények között már kimutatták, hogy a 3R jelregeneráció tisztán optikai módon is kivitelezhető, azonban a jelenlegi hálózatokban gazdaságosan csak az elektronikus rétegben oldható meg.

Feltételezzük, hogy az útvonalválasztás során minden egyes igényhez egy teljes fényutat rendelünk hozzá a forrástól a célcsomópontig. A jel a forráscsomópontban belép az optikai rétegbe és csak a célcsomópontban tér vissza onnan. Hullámhossz-konverzió, kötegelés (grooming) vagy jelregeneráció nem lehetséges máshol az út mentén. Az útvonalválasztás során figyelembe kell



4. ábra

Minden igényhez egy saját fényutat rendelünk a forrás és a nyelő között. E példában két igény látható (A-E és B-D). Két fényút kerül lefoglalásra (A-E, B-D), a C-D linken kötegelés nem megengedett.

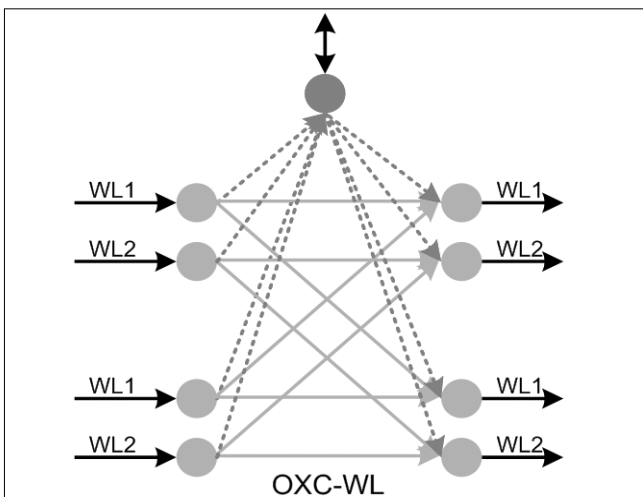
venni, hogy az egy optikai szálba (különböző hullámhosszak által) becsatolható teljesítmény korlátozott, az áthidalható távolság pedig a bemeneti jelteljesítmény függvénye.

Az optikai hálózatot – mely fizikai linkekből és kapcsoló eszközökből áll – egy hullámhossz-gráffal (WL gráf) modellezzük. A WL gráf csomópontokból (V) és éléből (A) áll, ahol (i, j) jelöli a gráf egy élét. A^{sw} jelenti a WL gráf élleinek azon halmazát, melyek kapcsolási funkciót modelleznek egy fizikai eszközön belül. A többi él az optikai szálakban lévő hullámhosszakot modellezi (A^p). A hálózatban elvezetendő igények halmazát O jelöli.

Az ILP megfogalmazáshoz használt kapcsoló hullámhossz-gráfbeli modellje az 5. ábrán látható. A felső elektronikus csomópont képviseli az elektronikus réteget, a többi csomópont pedig bemenő és kimenő hullámhosszakat a kapcsoló interfészein. A példában szereplő kapcsoló két-két bemeneti, illetve kimeneti interfészt tartalmaz, melyek mindegyik 2 hullámhosszt támogat. Az él kapcsolási funkciókat jelenítenek meg: a szürke folytonos élék térkapcsolást, a pontozottak hullámhossz-konverziót jelölnek.

5. ábra

Az ILP megfogalmazáshoz használt kapcsolómodell



Az ILP felíráshoz a lehető legegyszerűbb, legáltalánosabb kapcsolómodellt igyekeztünk használni, a felírás azonban könnyen kiterjeszthető tetszőleges kapcsolómodellre.

3.1. Konstansok

$$P_{pl}^{max} = 4-20 \text{ dBm, tipikusan } 10 \text{ dBm} \quad (3.1)$$

ahol P_{pl}^{max} a p/l fizikai linkbe becsatolható összteljesítmény felső határa dBm-ben, illetve a $P_{pl}^{max, lin}$ ugyanez mW-ban.

$$len_{ij} \quad (3.2)$$

len_{ij} annak a fizika linknek a hossza km-ben, melyhez a hullámhossz tartozik.

$$len_{PhyNode} = 90 \text{ km, tipikusan} \quad (3.3)$$

$len_{PhyNode}$ annak a fizikai szálnak a hossza, amivel egyenértékű torzítást okoz egy hálózati kapcsoló a jelalakban, ha egy fényút áthalad az adott eszközön.

$$L_c = 1000 \quad (3.4)$$

Az L_c egy lineáris együtttható, amely egy igény (fényút) bemeneti teljesítménye és az elérhető legnagyobb fizikai távolság közötti kapcsolatot fejezi ki.

$$\alpha \quad (3.5)$$

Az α konstans azt befolyásolja, hogy az optimalizálási célfüggvényben a különböző tényezők milyen súlyllyal szerepelnek: a minimális költségű útvonalválasztáson vagy a minimális jelteljesítményeken legyen a fő hangsúly.

$$s^o, t^o \quad (3.6)$$

s^o és t^o jelöli az o igény forrás csomópontját, illetve nyelő csomópontját.

$$\beta = \frac{n}{W} \cdot P_{pl}^{max, lin} \quad (3.7)$$

A β konstans az egy csatornába becsatolható teljesítmény felső korlátja mW-ban kifejezve, ahol az n valószínűség 1 és W között, W pedig az optikai szálba becsatolható hullámhosszak száma.

3.2. Változók

$$p^o \in \left[0, \frac{\beta}{P_{pl\ lin}^{max}} \right], \forall o \in O \quad (3.8)$$

A p^o változó az o igény bemeneti teljesítményét jelöli, osztva a $P_{pl\ lin}^{max}$ értékkel.

$$p_{ij}^o \in \left[0, \frac{\beta}{P_{pl\ lin}^{max}} \right], \forall (i, j) \in A, \forall o \in O \quad (3.9)$$

A p_{ij}^o változó az o igény teljesítménye az (i, j) élen (osztva a $P_{pl\ lin}^{max}$ értékkel).

$$y_{ij}^o \in \{0, 1\}, \forall (i, j) \in A, \forall o \in O \quad (3.10)$$

Az y_{ij}^o változó fejezi ki, hogy az o igény használja-e az (i, j) élet vagy sem.

3.3. Célfüggvény

A következő függvényt kívánjuk minimalizálni:

$$\alpha \cdot \sum_{\forall o \in O} \sum_{\forall (i, j) \in A/w} y_{ij}^o + (1 - \alpha) \cdot \sum_{\forall o \in O} p^o \quad (3.11)$$

A célfüggvény azt fejezi ki, hogy az útvonalválasztáshoz használt élek számát és az igények jelteljesítményét együttesen akarjuk minimalizálni. Az y értékeket még egy további súlytényezővel is súlyozhatjuk, amennyiben ki akarjuk fejezni, hogy a különböző élek az útvonalválasztás során különböző funkcióknak felelnek meg (például hullámhossz használata optikai szálban, térkapcsolás kapcsolóban stb.), de mivel ebben az esetben az útvonalválasztás tisztán az optikai rétegre korlátozódik, a különböző súlyok hozzárendelésétől eltekintünk.

Az α súlytényező befolyásolja, hogy a hangsúly a minimális költségű útvonalválasztáson (α értéke közel van 1-hez) vagy a minimális jelteljesítményeken legyen (α értéke nullához közeli).

3.4. Kényszerfeltételek

$$\sum_{\forall o \in O} \sum_{\forall (i, j) \in pl} p_{ij}^o \leq 1, \forall pl \in \text{PhyLinks} \quad (3.12)$$

$$p_{ij}^o \leq y_{ij}^o, \forall (i, j) \in A, \forall o \in O \quad (3.13)$$

$$\sum_{\forall j \in V^{t^o}} p_{ji}^o - \sum_{\forall k \in V^{t^o}} p_{ik}^o = \begin{cases} -p^o & \text{if } i = s^o \\ 0 & \text{if } i \notin \{s^o, t^o\}, \\ +p^o & \text{if } i = t^o \end{cases} \quad (3.14)$$

$$\sum_{\forall j \in V^{t^o}} y_{ji}^o - \sum_{\forall k \in V^{t^o}} y_{ik}^o = \begin{cases} -1 & \text{if } i = s^o \\ 0 & \text{if } i \notin \{s^o, t^o\}, \\ +1 & \text{if } i = t^o \end{cases} \quad (3.15)$$

$$\sum_{\forall o \in O} y_{ij}^o \leq 1, \forall (i, j) \in A \quad (3.16)$$

$$\sum_{\forall (i, j) \in A^{er}} y_{ij}^o \cdot \text{len}_{\text{PhyNode}} + \sum_{\forall (i, j) \in A^{pl}} y_{ij}^o \cdot \text{len}_{ij} \leq L(p^o) = L_c \cdot p^o \cdot P_{pl\ lin}^{max}, \forall o \in O \quad (3.17)$$

3.5. Magyarázat

A (3.12) kényszerfeltétel azt fejezi ki, hogy egy adott optikai szálon áthaladó igények összteljesítménye nem haladhatja meg a linken megengedett maximális teljesítményt.

A (3.13) kényszerfeltételt kimondja, hogy ha az o igény teljesítménye az (i, j) élen nullánál nagyobb, akkor az o igény „használja” az adott élet.

A (3.14) és (3.15) kényszerfeltételek biztosítják a folyam megmaradás törvényét – minden egyes igényre – a teljesítmény változókra és az y döntési változókra.

A (3.16) kényszerfeltétel biztosítja, hogy egy adott élet (például hullámhosszat) legfeljebb egy igény használhat.

A (3.17) kényszerfeltétel pedig azt írja elő, hogy az o igény teljes útvonalának hossza legfeljebb annyi lehet, amennyit a bemeneti teljesítmény lehetővé tesz.

4. Jel/zaj viszonyon alapuló útvonalválasztás ILP megfogalmazása többrétegű hálózatokra

Ebben a fejezetben ismertetjük a többrétegű optikai hálózatokra vonatkozó jelerősség-alapú útvonalválasztás ILP megfogalmazását. A 3. pontban ismertetett egyrétegű felíráshoz képest a legfontosabb eltérés az, hogy az igények mind az optikai, mint az elektronikus réteget használhatják útjuk során a forráscsomóponttól a nyelőig. Ha szükséges és költséghatékony, akár többször is felmehetnek az elektronikus rétegbe (tehát egy igény útvonala több fényútból is állhat). Hullámhossz-konverzió, kötegelés és 3R jelregeneráció csak az elektronikus rétegben lehetséges.

Az egyrétegű modellhez hasonlóan feltételezzük, hogy a zaj és a jelalak torzulásai összegződnek a fényút során (ne feledjük, hogy ebben az esetben azonban az igény útvonala több fényútból is állhat). Az egyrétegű esethez hasonlóan figyelembe kell venni, hogy az egy optikai szálba (különböző hullámhosszak által) becsatolható teljesítmény korlátozott és a fényút által áthidalható távolság pedig a fényút bemeneti jelteljesítményének függvénye.

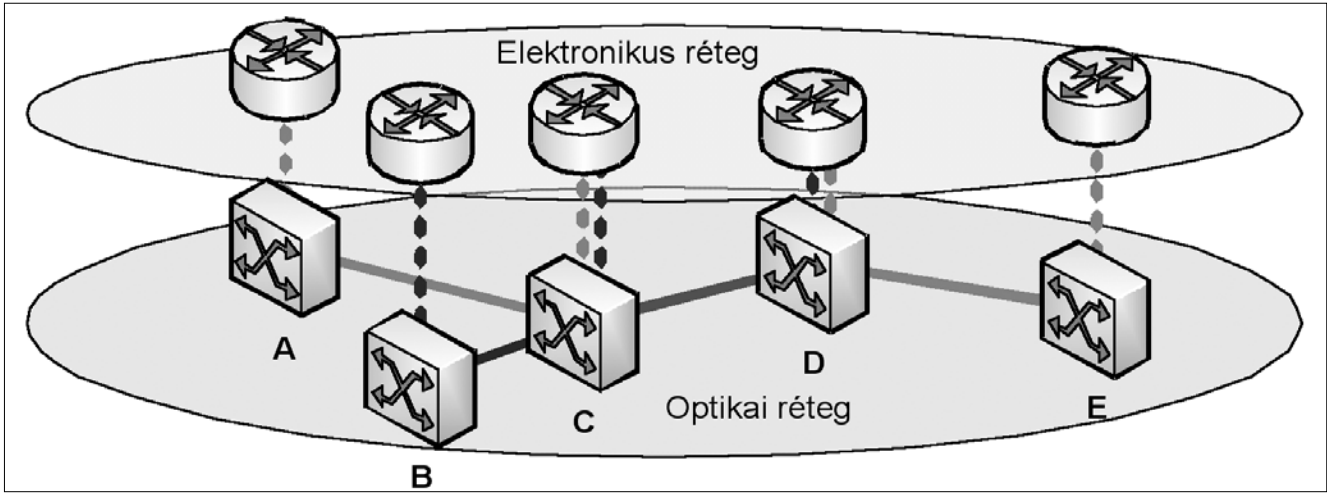
A többrétegű esetben a kötegelési korlátot is be kell tartani, tehát az egy fényútra összekötegelt igények összes sávszélessége nem haladhatja meg a fényút (a hullámhossz) kapacitását.

Mindezek eredményeképpen az általunk javasolt új ILP megfogalmazás képes az útvonalválasztás és hullámhossz-hozzárendelés (RWA) meghatározására a kötegelés figyelembevételével, továbbá ezzel egyidejűleg a fényutak jelerősségének meghatározására.

4.1. Változók és konstansok

$$p_{EF} \in \left[0, \frac{\beta}{P_{pl\ lin}^{max}} \right], \forall (E, F) \in L \quad (4.1)$$

A p_{EF} változó az (E, F) fényút bemeneti teljesítményét jelöli osztva a $P_{pl\ lin}^{max}$ értékkel.



6. ábra
Két igény látható az ábrán (A-E és B-D). Összesen 4 fényutat (A-C, B-C, C-D és D-E) húzunk ki. A C-D fényúton kötegelést is alkalmazhatunk.

$$p_{ij}^{EF} \in \left[0, \frac{\beta}{P_{pl\ lin}^{max}} \right], \forall (i, j) \in A, (E, F) \in L \quad (4.2)$$

A p_{ij}^{EF} változó az (E, F) fényút teljesítményét jelöli az (i, j) élen osztva a $P_{pl\ lin}^{max}$ értékkel.

$$x_{ij}^{o\ EF} \in \{0, 1\}, \forall (i, j) \in A, o \in O, (E, F) \in L \quad (4.3)$$

Az $x_{ij}^{o\ EF}$ változó azt fejezi ki, hogy az o igény használja-e az (E, F) fényutat az (i, j) élen vagy sem.

$$y_{ij}^{EF} \in \{0, 1\}, \forall (i, j) \in A, (E, F) \in L \quad (4.4)$$

Az y_{ij}^{EF} változó azt jelzi, hogy (E, F) fényút használja-e az (i, j) élet vagy sem.

$$y_{ij} \in \{0, 1\}, \forall (i, j) \in A \quad (4.5)$$

Az y_{ij} változó azt jelöli, hogy az (i, j) él lefoglalásra kerül-e az útvonalválasztáskor vagy sem.

A felíráshoz ugyanazokat a konstansokat használtuk, melyeket a 3.1. alfejezeteiben már definiáltunk.

4.2. Célfüggvény

A következő célfüggvényt kívánjuk minimalizálni:

$$\alpha \cdot \sum_{\forall (i, j) \in A} y_{ij} + (1 - \alpha) \cdot \sum_{\forall (E, F) \in L} p_{EF} \quad (4.6)$$

A célfüggvény azt fejezi ki, hogy az útvonalválasztás költségét (mely magában foglalja a különböző hálózati erőforrások használatát) és a jelek teljesítményét együttesen akarjuk minimalizálni.

Az α súlytényező befolyásolja, hogy a hangsúly a minimális költségű útvonalválasztáson (α értéke közel van 1-hez) vagy a minimális jelteljesítményeken legyen (α értéke nullához közeli).

4.3. Kényszerfeltételek

$$\sum_{\forall (i, j) \in pl} \sum_{(E, F) \in L} p_{ij}^{EF} \leq 1, \forall pl \in \text{PhyLinks} \quad (4.7)$$

$$x_{ij}^{o\ EF} \leq y_{ij}^{EF} \leq y_{ij}, \forall o \in O, i, j \in V, (E, F) \in L \quad (4.8)$$

$$y_{ij}^{EF} \leq \sum_{\forall o \in O} x_{ij}^{o\ EF}, \forall (i, j) \in A, (E, F) \in L \quad (4.9)$$

$$y_{ij} \leq \sum_{\forall (E, F) \in L} y_{ij}^{EF}, \forall (i, j) \in A \quad (4.10)$$

$$p_{ij}^{EF} \leq y_{ij}^{EF}, \forall i, j \in V, (E, F) \in L \quad (4.11)$$

$$\sum_{\forall j \in V^{-in}} p_{ji}^{EF} - \sum_{\forall k \in V^{out}} p_{ik}^{EF} = \begin{cases} -p_{EF} & \text{if } i = E \\ 0 & \text{if } i \notin \{E, F\}, \\ +p_{EF} & \text{if } i = F \end{cases} \quad (4.12)$$

$$\sum_{\forall j \in V^{-in}} \sum_{\forall (E, F) \in L} x_{ji}^{o\ EF} - \sum_{\forall k \in V^{out}} \sum_{\forall (E, F) \in L} x_{ik}^{o\ EF} = \begin{cases} -1 & \text{if } i = s^o \\ 0 & \text{if } i \notin \{s^o, t^o\}, \forall i \in V, o \in O \\ +1 & \text{if } i = t^o \end{cases} \quad (4.13)$$

$$\sum_{\forall E, F} y_{ij}^{EF} \leq 1, \forall (i, j) \in A \quad (4.14)$$

$$\sum_{\forall o \in O} \sum_{(E, F) \in L} x_{ij}^{o\ EF} \cdot b^o \leq B, (i, j) \in A \quad (4.15)$$

$$\sum_{\forall (i, j) \in A_{in}} y_{ij}^{EF} \cdot \text{len}_{\text{PhyNode}} + \sum_{\forall (i, j) \in A_{pl}} y_{ij}^{EF} \cdot \text{len}_{ij} \leq L(p_{EF}) = L_c \cdot p_{EF} \cdot P_{pl\ lin}^{max}, (E, F) \in L \quad (4.16)$$

4.4. Magyarázat

A jelölések teljesen hasonlóak a 3.4.-ben alkalmazot-takhoz. A különbség, hogy a fényutak halmazát L -l jelöljük. A hullámhosszgráfban egy útvonalat akkor nevezünk fényútnak, ha kizárólag az optikai rétegben halad, az elektronikus réteg érintése nélkül. Egy fényút tehát nem érint egyetlen elektronikus csomópontot sem, kivéve a forrás és a cél csomópontot.

A (4.7) kényszerfeltétel azt fejezi ki, hogy egy adott pl /optikai szálon áthaladó igények összteljesítménye nem haladhatja meg a linken megengedett maximális telje-

sítményt. A (4.7) egyenlőtlenség bal oldalán összegezzük azoknak a fényutaknak a teljesítményét, melyek áthaladnak a pl optikai szálon.

A (4.8) kényszerfeltétel rendkívül egyszerű: egyfelől kimondja, hogy az (E, F) fényút használja az (i, j) élet, amennyiben bármelyik igény – azok közül, melyek az (E, F) fényúton össze vannak kötegelve – használja az élet. Másfelől azt is kimondja, hogy az útvonalválasztás használja az (i, j) élet, amennyiben bármelyik fényút használja azt. A (4.9) – kiegészítve a (4.8) kényszer – biztosítja, hogy az (E, F) fényút *csak akkor* használja az (i, j) élet, ha bármelyik kötegelt igény használja azt. Tehát az (E, F) fényút nem használ feleslegesen éleket. Hasonló módon a (4.10) kényszerfeltétel azt biztosítja, hogy az útvonalválasztás *csak akkor* használ egy (i, j) élet, ha egy fényút használja azt. Tehát nem hozunk létre fényutakat feleslegesen.

A (4.9) és (4.10) kényszerfeltételek nem kötelezőek, mert a célfüggvény implicit módon tartalmazza ezeket a célokat.

A (4.11) kényszerfeltétel egyszerűen csak annyit mond el, hogy ha egy fényút teljesítménye egy élen nagyobb, mint nulla, akkor a fényút használja ezt az élet.

A (4.12) kényszerfeltétel azt biztosítja, hogy egy fényút teljesítménye állandó a teljes útvonal mentén (folyammegmaradás).

A (4.13) kényszerfeltétel a folyammegmaradást rögzíti minden egyes igényre.

A (4.14) kényszer kimondja, hogy minden élet legfeljebb egy igény használhat.

A (4.15) fejezi ki a kötegelés alapelvét: a kötegelt igények sáv szélességeinek összege nem haladhatja meg a hullámhossz kapacitását.

A (4.16) kényszerfeltétel leírja a fényút útvonalának fizikai hossza és a fényút jelteljesítménye közötti viszonyt.

5. A módszer előnye

Nagyon nehéz bemutatni a javasolt módszer előnyeit, hiszen egyértelműen jobb megoldáshoz fog vezetni, mint a hagyományos RWA megoldás. Ennek oka az optimalizáció során fellépő plusz egy szabadságfok, a jelszintek állíthatósága. A kérdés csupán az, hogy a megjelenő szabadságfok milyen hatással van a konfigurálhatóságra.

Ennek kiderítésére szimulációkat végeztünk a COST 266 európai méretű referencia hálózat topológiáját alkalmazva. Feltételeztük hogy a csomópontok tisztán optikai kapcsolók (OXC), továbbá feltételeztük, hogy egy tisztán optikai hálózatot hozunk létre, azaz közbelső elektromos átalakítások nem lehetségesek. A szimulációk során az egyrétegű modellt alkalmaztuk. Az útvonalválasztásnál alkalmazott konstans paraméterek megegyeztek a 3. szakaszban bemutatott értékekkel. Mivel a választott hálózat egy európai méretű hálózat és nem egy metró- vagy országos méretű hálózat, amelyre a módszer megvalósíthatósága garantált, ezért az egyes élek hosszát lecsökkentettük az egynegyedére.



7. ábra
ACOST 266 Európai referencia hálózat topológiája

Az így kapott hálózat méreteiben megfelel egy európai méretű ország optikai gerinchálózatának kiterjedésével.

Annak érdekében, hogy bemutassuk az algoritmus előnyeit, kiszámoltuk a maximálisan elvezethető igények számát egy adott konfiguráció esetén. Egy adott forgalmi mátrix egy elemét (igényét) nem lehet elvezetni, ha egy igény kezdő- és végpontja túl messze van egymástól, azaz fizikai hatások miatt a kapcsolat nem építhető ki tisztán optikailag, vagy ha nincs szabad hullámhossz, azaz az RWA problémának nincs megoldása. Meg kell említeni, hogy a javasolt módszer a globális optimumot határozza meg, amely egy NP-nehéz probléma. Ennek köszönhetően egyes szélsőséges esetekben a számolási idők igen nagyok lehetnek, akár több nap is lehet.

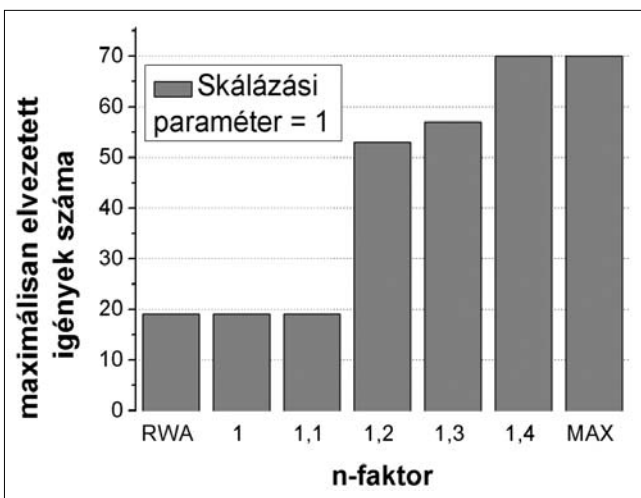
A „maximálisan elvezetett igények száma” azt a szélső helyzetet jelenti, amikor is egy adott konfiguráció esetén meghatározzuk azon igények számát, amit még el tudunk vezetni. Ezt úgy végeztük el, hogy generáltunk egy forgalmi mátrixot k darab igénnyel. Az igények generálása véletlenszerű kezdő- és végcsomópont-sorsolással történt, ezek eloszlását egyenletesnek tekintettük. Ezek után az így kapott forgalmi mátrix igényeit megpróbáltuk elvezetni. Ha sikerült, növeltük az igények számát, ha nem sikerült, csökkentettük. Így meg tudtuk határozni egy maximális igényszámot, amely még megoldáshoz vezetett. Természetesen egy más igénygenerálás adott konfiguráció esetén más maximálisan elvezethető igényszámhoz vezetne.

Összehasonlítottuk a javasolt algoritmust és a hagyományos azonos jelszintet működő RWA algoritmust (8. és 9. ábra). Az y tengelyen a maximálisan elvezetett igények száma található, míg az x tengelyen az n -faktor, ahol az n -faktor a (3.7) korlátban bevezetett változó. Az RWA felirat a hagyományos útvonalválasztással kapott eredményt jelenti. Az $n=1$ megoldás hasonló az RWA megoldáshoz, azzal a különbséggel, hogy ebben az esetben megengedünk az átlagtól kisebb jelszinteket, míg az RWA esetén mindegyik jelszint azonos. Ter-

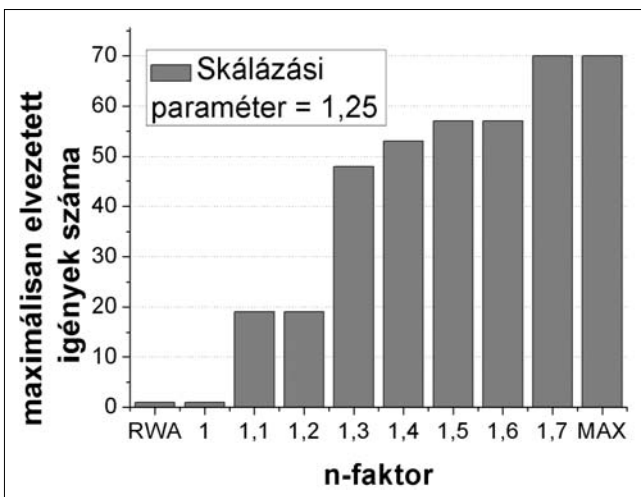
	fix	1	1,2	1,4	1,6	1,8	Brillouin-küszöb
P_{imax} (mW)	1,25	1,25	1,5	1,75	2	2,25	~ 5
P_{imax} (dBm)	0,96	0,96	1,76	2,43	3,01	3,52	~ 7

1. táblázat
n-faktor értékek
mW és dBm
megfelelője

mészetesen az átlagnál nagyobb jelszintet ebben az esetben sem engedünk meg. Az $n > 1$ esetben az egyes csatornák nagyobbak lehetnek, mint az átlagos jelteljesítmény, maximumait a már említett formula alapján határozhatjuk meg (3. szakasz, (3.7) konstans). A „MAX”-al jelölt megoldás azt az esetet mutatja, mikor a fizikai hatásoktól eltekintünk és csupán az RWA problémát oldjuk meg. A skálázási paraméter azt jelenti, hogy az eredeti szálhosszakat megnöveltük a skálázási paraméter arányával annak érdekében, hogy a fizikai hatások dominánsabbak legyenek.



8. ábra
Maximálisan elvezetett igények száma az n-faktor függvényében



9. ábra
Maximálisan elvezetett igények száma az n-faktor függvényében, skálázási paraméter: 1.25

Az eredményekből jól látható, hogy igen jelentős igényszám növekedés érhető el az n-faktor növelésével, szélső esetben még a fizikai korlátok nélküli eset is elérhető.

Az 1. táblázatban az egyes n-faktor értékekből származó jelteljesítmény értékeket tüntettük fel mW, illetve dBm-ben. Az utolsó oszlop a Brillouin-szórás által meghatározott maximális teljesítményt jelöli. Jól látható, hogy a kapott jelteljesítmények a megadott küszöbérték alatt vannak.

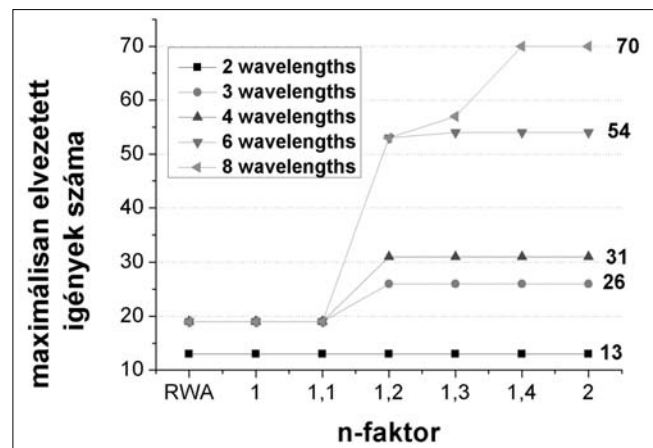
Annak érdekében, hogy meghatározzuk az algoritmus teljesítőképességének hullámhosszfüggését, simulációkat végeztünk a már említett referenciahálózaton különböző hullámhosszak alkalmazásával. Az eredményekből jól látható, hogy növelve a hullámhosszak számát, egyre több igény vezethető el. Ez természetesen magától értendő, ami viszont érdekes, hogy duplájára növelve a hullámhosszakot, minden esetben több mint kétszerannyi igényt tudunk elvezetni. Ez abból következik, hogy minél több hullámhossz van, annál több lehetősége van az algoritmusnak a jelszintek beállítására, azaz a teljesítőképessége növekedni fog a hullámhosszak számával.

Mint ahogy azt már említettük, több hullámhossz – például 32 – esetén meghatározni a maximálisan elvezethető igények számát igen időigényes folyamat, több hetet is igénybe venne a számolás. Ez nem azt jelenti, hogy a javasolt algoritmus alkalmatlan több hullámhosszal rendelkező hálózatok konfigurálására. A probléma a maximálisan elvezethető igények számában van, hiszen ez egy szélsőérték-keresés és a futási idők ott jelentősek, ahol éppen „határon” vagyunk, azaz vagy van megoldás vagy nincs.

6. Összegzés

Cikkünkben egy új módszert javasoltunk az optikai hálózatok útvonal konfigurálására. A módszer lényege a menedzselő rendszer kiterjesztése úgy, hogy az képes

10. ábra
Maximálisan elvezetett igények száma az n-faktor függvényében, különböző hullámhosszak esetén



legyen az optikai csomópontokban található változtatható optikai csillapítók értékeit szabályozni és ezáltal képes legyen különböző adószinteket beállítani.

Bebizonyítottuk, hogy az ilyen típusú optikai hálózatok működőképesek, továbbá megadtuk egy ilyen elven működő hálózat egészértékű lineáris programozáson alapuló konfigurációs algoritmusát. Kimutattuk, hogy ezen az elven konfigurált tisztán optikai hálózatok jobban kihasználhatók, mint a hagyományos, azonos jel-szinttel konfiguráltak.

A szerzőkről

Zsigmond Szilárd a BME Távközlési és Média-informatikai Tanszékének munkatársa. Kutatási területe az optikai hálózatok fizikai hatásainak számolása, az optikai hálózatokban történő útvonalválasztás. Számos nemzetközi és hazai projekt résztvevője, mint például COST 291; NoE e-Photon/ONe and NoE e-Photon/ONe+; CELTIC PROMISE; NKFF.

Perényi Marcell a BME TMIT harmadéves doktorandusz hallgatója, mérnök-informatikusként ugyanezen a tanszéken szerzett Mester-fokozatot 2005-ben. Kutatási területei közé tartozik az optikai hálózatok tervezése, méretezése, optimalizálása és az általános optimalizálási problémák (például ILP), valamint az IP hálózatok forgalmának azonosítása és elemzése. Tapasztalatokkal rendelkezik továbbá adatbázisok, webszolgáltatások és Microsoft-infrastruktúrák tervezése, karbantartása területén.

Irodalom

- [1] N. Wauters, P. Demister, "Design of the Optical Path Layer in Multiwavelength Cross-Connected Networks", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 14, No. 5, pp.881–892., June 1996.
- [2] R. Ramaswami, K.N. Sivarajan, "Routing and Wavelength Assignment in All-Optical Networks", IEEE Transaction on Networking, Vol. 3, No. 5, pp.489–500., October 1995.
- [3] I. Tomkos et al., "Performance Engineering of Metropolitan Area Optical Networks through Impairment Constraint Routing" OptiComm, August 2004.
- [4] Sz. Zsigmond, G. Németh, T. Cinkler "Mutual Impact of Physical Impairments and Grooming in Multilayer Networks" ONDM 2007, Athens, Greece, May 2007.
- [5] G.P. Agrawal, Nonlinear Fiber Optics, (2nd ed.), Academic, New York, 1995.
- [6] Mazroa Dániel, Zsigmond Szilárd "Maximális optikai jelszint meghatározása DWDM rendszerekben" Híradástechnika, Vol. LXII., 2007/6, pp.26–34.
- [7] VPI Transmission Maker, <http://www.vpi-systems.com/>

Hírek

A **Motorola** bemutatta hamarosan piacra kerülő **Good Mobility Suite 6.0**-ás verzióját, mely menedzselte szolgáltatásokat tartalmazó virtuális magánhálózatot (VPN), eszközmenedzselést és biztonsági elemeket tartalmazó megoldását kínálja a Windows Mobile eszközökre és közvetlenül vállalati ügyfelek számára lesz elérhető. A programcsomag, melynek részei a Good Mobile Connection, a Good Administration Center és a Good Mobile Messaging, biztonságosabb, integrált és menedzselhető mobil hozzáférést kínál a céges információkhoz és alkalmazásokhoz.

A **Cisco Data Center 3.0** a hálózati kapcsolatra felkészített adatközponti stratégia újabb állomása. Az elképzelés szerint az adatközpont olyan virtualizált környezetté alakul át, amellyel bármilyen, hálózatba kötött eszközön lévő tartalom bárhol, bármikor elérhető. A koncepció része a **Cisco Nexus 5000** sorozatú adatközponti szintű kapcsolócsalád, az egyedülálló hálózati együttműködési képesség lehetővé teszi az alkalmazás- és rendszerpartnernek együttműködése révén, valamint az adatközponti értékesítést támogató partnerképzési stratégia. A Cisco az új Nexus 5000 sorozattal tovább erősíti meglévő adatközponti portfólióját, valamint a stratégiájának megfelelően a következő másfél év során további, új generációs adatközponti termékek és funkciók bevezetésére készül.

A **HP** rendkívül méretrugalmas tárolórendszert mutatott be, amely egyszerűsíti több petabájtnyi adat kezelését, ezért ideális megoldást jelent az online és a digitálismédia-vállalatok számára. A Web 2.0 cégek és a digitálismédia-vállalatok által nyújtott új üzleti szolgáltatások óriási fájlalapot adattömeget generálnak, amelyet tárolni és kezelni kell, majd szükség esetén azonnal lekérhetővé kell tenni. Az olaj- és gázipari, biztonsági és felügyeleti cégek, valamint a genetikai kutatásokat végző vállalatok hasonló kihívásokkal szembesülnek. A **StorageWorks 9100 Extreme Data Storage System (ExDS9100)** óriási tárhelykapacitással és egyszerűsített, integrált felügyelettel reagál az igényekre. A piacon egyetlen más egységes felügyeleti felülettel ellátott hálózati tárolórendszer (NAS) sem képes több petabájtos szintű skálázás támogatására, így a rendszergazdák végre nem csak terabájtnyi, hanem több petabájtnyi tárhelykapacitást is könnyen kezelhetnek. Az ExDS9100 a HP kínálatának első horizontálisan bővíthető környezetekhez szánt megoldása. Ilyen például a „számítási felhő” (cloud computing), ahol a szolgáltatásokat az interneten keresztül nyújtják.

A **Novell** nyerte el az **SAP Pinnacle Award** díját a „Technology: Co-Innovation for Core Business” kategóriában. Ez is bizonyítja, hogy a cég az SAP partnereként nagymértékben hozzájárult az SAP ügyfélközpontú gazdasági rendszerének fejlődéséhez. A Novell díjazásában jelentős szerepet játszott, hogy együttműködve alakították ki az SAP rendszerekhez a SUSE Linux Enterprise Server elsőbbségi támogatását, valamint, hogy az SAP rendszerekhez a SUSE Linux Enterprise Server nagy rendelkezésre állású és virtualizációs funkciókat biztosít.

Optikai jelszint meghatározása CWDM hálózatokban a fizikai hatások figyelembevételével

SZABÓ ÁRON, ZSIGMOND SZILÁRD

BME Távközlési és Médiainformatikai Tanszék
{szabo.aron, zsigmond}@tmit.bme.hu

Lektorált

Kulcsszavak: WDM, CWDM, Q-faktor, stimulált Raman szórás, GVD, RIN

Napjainkban az optikai hálózatokkal kapcsolatban alapvető célkitűzés a nagyobb áthidalható távolság elérése. Számos technikai megoldás létezik ennek a megvalósítására, de a legegyszerűbb a szálba csatolt optikai teljesítmény növelése. A becsatolt teljesítménynek azonban határt szab a szálban fellépő nemlineáris optikai hatások megjelenése, korlátozva a tisztán optikával áthidalható távolságot is. A cikkben egy analitikus modellt ismertetünk a számítási eredményekkel együtt, amely a jelminőség degradációját írja le 8 és 18 csatornás CWDM (Coarse WDM – ritka hullámhosszosztásos WDM) rendszerekben, 2,5 Gbit/s sebesség mellett. A modell számítási eredményeire alapozva megadjuk a szálba csatolt optimális jelteljesítményt különböző hálózati paraméterek esetén.

1. Bevezetés

Napjainkban egyre nagyobb hangsúlyt kap az access hálózatok rézről optikára történő migrációja. Ugyanez a tendencia volt látható az elmúlt években a belvárosi helyi hálózatokban (metropolitan area network, MAN). Erre a célra ideális szabvány a CWDM (coarse WDM, azaz ritka hullámhosszosztásos WDM), ami az 1270-1610 nm-es tartományt használja 20 nm csatornákózzal, 18 csatornát biztosítva ezáltal. A legtöbb esetben a CWDM rendszerek felső 8 csatornáját építik ki, 1470 nm-től 1610 nm-ig. Ennek oka egyrészt az optikai szál 1383 nm-nél lévő OH⁻ abszorpció maximumának elkerülése, másrészt a jó minőségű lézerek hiánya 1400 nm környékén.

A WDM rendszerekben fellépő fizikai hatásokat a szakirodalom részletesen tárgyalja, azonban ezeknek az összefoglalása CWDM rendszerekre, és az optimális becsatolt teljesítmény meghatározása ezeket figyelembe véve ismereteink szerint eddig nem volt fellelhető.

A cikk bemutat egy analitikus modellt és a belőle kapott számszerű eredményeket a fizikai hatások okozta jelminőség romlásra 8 és 18 csatornás, egyirányú pont-pont CWDM összeköttetésekben, 2,5 Gbit/s sebesség mellett, 3-féle szálhosszúságnál (60 km, 100 km, 140 km). A jelminőség romlására kapott eredmények alapján meghatároztuk azt a maximális becsatolt teljesítményt, ami mellett a jel minősége a vevő oldalon még megfelelő. Ezt a teljesítményt tekintjük a hálózat szempontjából optimális teljesítménynek.

2. Analitikus modell

A DWDM (dense WDM, azaz sűrű hullámhosszosztásos WDM) rendszerekben fellépő nemlineáris optikai hatásokat részletesen tárgyalja [1,2]. CWDM rendszerek esetében a széles csatorna-

köz, a DWDM-nél rövidebb távolságok és az erősítetlen jelteljesítmény miatt a nemlineáris hatások közül csak a stimulált Raman-szórás (stimulated Raman-scattering, SRS) és a stimulált Brillouin-szórás (stimulated Brillouin-scattering, SBS) számottevő [2,3]. A CWDM rendszerek főleg 2,5 Gbit/s sebességen működnek, így a számításhoz is ezt a sebességet választottuk. A polarizációfüggő jelenségek, a polarizáció módusdiszperzió (polarization mode dispersion, PMD) és a polarizációfüggő csillapítás (polarization-dependent loss, PDL) a viszonylag alacsony átviteli sebesség miatt elhanyagolható [4].

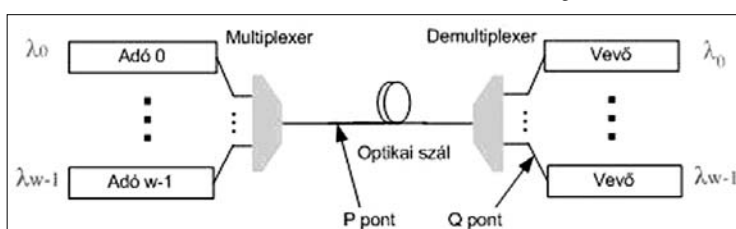
Diszperziókompenzáló egységeket (dispersion compensation unit, DCU) CWDM rendszerekben nem használnak [5], ellentétben a DWDM rendszerekkel. Következésképp a csoportsebesség-diszperzió (group velocity dispersion, GVD) számottevő a CWDM rendszerekben és különböző módon hat az egyes csatornákra.

A modellben az 1. ábrán látható architektúrát vizsgáljuk. A cél lehető legnagyobb jelteljesítmény elérése a P pontban úgy, hogy a Q pontban a jel minősége még megfelelő legyen. Az 1 és 0 jelszintek teljesítményeit Gauss-eloszlásúnak tételezzük fel. Az eloszláshoz tartozó várható értéket és szórást μ -val és σ -val jelölve, a jel minőségét a vevő oldalon a Q-faktorral jellemezzük:

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0}, \quad (1)$$

ahol a 0 és a 1 index rendre a 0 és 1 jelszintre utal.

1. ábra A vizsgált architektúra



A számításokhoz a gyakorlatban elterjedt ITU-T G.652 egymódusú szál numerikus adatait használjuk.

2.1. Az adólézerek zajának hatása

A modell a szálban fellépő fizikai hatások mellett magában foglalja az adólézer zajának a jel minőségét befolyásoló hatását is. Erősítők nem terjedtek el a CWDM rendszerekben [5], így ezek zaját nem vesszük számításba. Azonban számolni kell az adólézer relatív intenzitászájával (relative intensity noise, RIN), amely teljesítményfüggő és maximumának egy, a CWDM rendszereknél átlagosnak mondható értéket tekintünk, -120dB/Hz-et [6]. Egy [7]-ben bemutatott módszer alapján kiszámítható a RIN dB-ben megadott értékéből a jel intenzitásának dimenziótlan zajaránya:

$$\sigma = \sqrt{B_c \cdot 10^{RIN_{dB}/10}}, \tag{2}$$

ahol B_c a vevő elektromos sáv szélessége. Az 1 és 0 jelszint teljesítményének arányára az elterjedt 7,4 dB-t tekintve, továbbá feltételezve a RIN [1/Hz] $1/P^3$ -ös teljesítményfüggését [8], a két jelszint RIN miatti intenzitás-zaja egyszerűen számítható.

2.2. A szálban fellépő effektusok

A szálban való terjedéskor a GVD, az SRS és az SBS hatásait kell figyelembe vennünk. Az SBS hatása abban nyilvánul meg, hogy korlátozza az egyes optikai csatornák teljesítményét azáltal, hogy a Brillouin-küszöb fölött gyakorlatilag a teljes becsatolt teljesítmény visszaszóródik. Tekintve, hogy számos technológia létezik a Brillouin-küszöb növelésére, a számításokat egy széles teljesítménytartományban hajtjuk végre, 0 és 30 dBm között, ami mind a G. 652 szál Brillouin-küszöbe alatti, mind az afeletti tartomány egy részét magában foglalja.

2.2.1. A GVD hatása

A G.652 egymódusú szál, így módusdiszperzió nem lép fel a terjedéskor. A $D(\lambda)$ diszperziós paraméter az anyagi diszperzió és a hullámvezető diszperzió összege.

A szál végpontjában a mintavételezés a bitidők felénél történik. A GVD megváltoztatja a becsatolt jel alakját, aminek következtében a mintavételezett jelszint különbözni fog az eredetileg a szálba csatolt maximális jelszinttől. A jelalak változását leíró egyenlet [1] alapján:

$$U(z, T) = (1/2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} U(0, \omega) \exp[(i/2)\beta_2(\omega)\omega^2 z - i\omega T] d\omega, \tag{3}$$

ahol $U(z, T) = (1/\sqrt{P}) \exp(\alpha z / 2) A(z, T)$ (4)

a csillapodással normált burkoló, A pedig a valódi burkoló, z a szál kezdőpontjától mért távolság,

$$T = t - z/v_g \tag{5}$$

a burkolóval együtt mozgó koordináta-rendszerben mért idő, v_g a csoportsebesség, P a vizsgált csatornába csatolt teljesítmény, α a szál csillapítása, továbbá

$$U(0, \omega) = \int U(0, T) \exp(i\omega T) dT$$

a becsatolt jel Fourier-transzformáltja a $z=0$ pontban. $\beta_2(\omega)$, ami a terjedési együttható sorfejtésének 2. tagja, a G. 652. szál nyilvános [9] $D(\lambda)$ diszperziós paraméteréből számítható a

$$\beta_2 = -\frac{\lambda^2}{2\pi c} D(\lambda) \tag{7}$$

összefüggéssel.

A számításhoz szükség van az $U(z, T)$ ismeretére. A CWDM rendszerek esetében elterjedt direkt modulációjú lézerek jelalakja jól közelíthető super-Gauss jelalakkal:

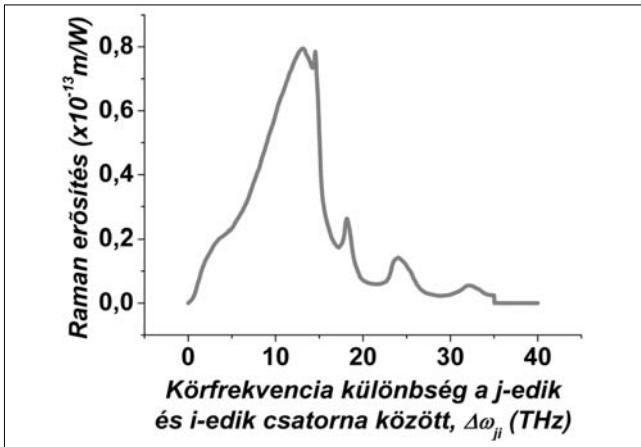
$$U(0, T) = \exp\left[-\frac{1+iC}{2} \left(\frac{T}{T_0}\right)^{2m}\right], \tag{8}$$

ahol T_0 az $1/e$ intenzitású helyen mért félértékszélesség, C a lézer chirp-paramétere, ami a teljesítmény spektrális eloszlásának időbeli változására jellemző, m pedig a jelalak sarkosságát szabályozza. [10] alapján, rövid számolással az $m=3$ becslést adhatjuk, a chirp-paraméter értékét konkrét mérési eredmény alapján [11] pedig $C=-3,6$ -nek vesszük. Feltételezzük továbbá, hogy a chirp-paraméter nem függ a modulációs frekvenciától és az intenzitástól, ami jó közelítéssel igaz [12].

A jelalak módosulásának számításakor figyelembe kell venni, hogy a vevőoldalon kétféle bit érkezik, illetve a non-return-to-zero (NRZ) moduláció miatt az azt megelőző és azt követő bit is hatással lehet a vizsgált bit alakjára. Az egy bitidőnél távolabb lévő bitek hatását elhanyagoljuk. A 0 és az 1 vevőoldali jelszint esetében is 4-4 lehetséges bitsorozatot különböztetünk meg: 0 jelszintre a 000, 001, 100, 101 sorozatoknak egyformán $1/4$ a valószínűsége, 1 jelszintre pedig a 010, 011, 110, 111 sorozatok lehetségesek, szintén külön-külön valószínűséggel. Ezekkel számolva, NRZ modulációt szimulálva az önmagában a GVD hatását figyelembe vevő μ_{1GVD} és μ_{0GVD} jelszint várható értékek kiszámíthatók. Azzal a közelítéssel élünk, hogy a GVD a jelszint várható értékét befolyásolja, de a szórását változatlanul hagyja [13].

2.2.2. Az SRS hatása

Az SRS egy inelasztikus szórási jelenség, amelyben az egyes hullámhosszakhoz tartozó fotonok a hullámvezető molekuláin alacsonyabb energiájú, így alacsonyabb frekvenciájú fotonállapotokba szóródnak, miközben optikai fotonok keletkeznek. Az eredeti hullámot pumpáló hullámnak, a szórt hullámot Stokes-hullámnak nevezzük. Egy adott pumpáló – Stokes-hullámhosszpárt tekintve, ha a Stokes-hullámhosszon már vannak fotonok, akkor az SRS a Stokes hullámot erősítő folyamat [1]. Két CWDM csatornát tekintve pontosan ez a helyzet, hogyha a frekvenciáik különbsége a Raman-erősítési görbe (2. ábra) tartományába esik. A szálnak azon helyein történik szóródás, ahol az 1 jelszintjeik térben átfednek. Emiatt a pumpáló hullámból energia áramlik a Stokes-hullámba. A Stokes-hullám iránya SRS esetén a pumpáló hullámmal megegyező, így a vevőoldalon zajt eredményez a pumpáló és a Stokes-csatornákban, rontva a jel minőségét.



2. ábra A Raman-erősítés spektruma

Tekintsünk két csatornát, melyek hullámhossza igen közel van egymáshoz! Két ilyen csatorna közti, SRS miatti áthallást a [14]-ben közölt modell részletesen tárgyalja, és ez a modell alkalmazható DWDM rendszerek esetében, ahol a csatornaköz nagyságrendileg 1 nm. CWDM rendszerek esetében ezt a modellt módosítani kell a jóval nagyobb, 20 nm-es csatornaköz miatt. A modellben az SRS miatti áthallást leíró integrál a csatornaközt egy $g_R \Delta f_{ji}$ tényezővel veszi figyelembe, ahol j a Stokes-csatorna sorszám, i a pumpáló csatornáié, Δf_{ji} a Stokes- és a pumpáló csatorna frekvenciájának különbsége, g_R pedig a Raman-erősítés meredeksége $\Delta\omega_{ji}=0$ közelében, $\Delta\omega_{ji}$ a körfrekvenciák különbsége. A modell $g_R \Delta f_{ji}$ tényezőjét $g_R(j,i)$ -vel kell helyettesíteni, ami a Raman-erősítés értéke $\Delta\omega_{ji}$ -nél.

A 2. ábra az 1550 nm pumpáló hullámhossz melletti Raman-spektrumot mutatja az ITU-T G. 652. egymódusú szálban. Az erősítés mértéke a pumpáló hullámhosszal fordítottan arányos [1].

[14]-ben az SRS okozta teljesítménycsökkenést a pumpáló csatornában a szál egy pontján egy Gauss-eloszlású $x(z,t)$ valószínűségi változó jellemzi, ahol z jelöli a szál kezdőpontjától mért távolságot, t pedig az idő. A jelalakot NRZ modulációjú négyzöggel közelítve x várható értéke és szórása, μ_x és σ_x meghatározható [14]. Ebben az esetben z a szál hossza.

A 2-nél több csatornás probléma kezelésére azzal a közelítéssel élünk, hogy a csatornák közötti kölcsönhatás úgy kezelhető, hogy a csatornákat pumpáló – Stokes – csatornák összes lehetséges kombinációjának tekintjük. Jelentse μ_{xji} és σ_{xji} a j -edik és i -edik csatorna kölcsönhatása miatti μ_x és σ_x értéket. Az i -edik csatorna jelteljesítményének változását a többi csatorna hatásának felösszegzésével kapjuk:

$$\mu_{xi} = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^W \mu_{xji} - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^W \mu_{xij} \quad (9)$$

$$\sigma_{xi}^2 = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^W \sigma_{xji}^2 + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^W \sigma_{xij}^2 \quad (10)$$

W az összes csatorna számát jelenti. (9)-ben pozitív előjellel szerepelnek azok a tagok, amelyek az i -edik csa-

tornából történő kiszóródást írják le, negatívvá pedig azok, amelyek az ide való beszóródást. (10) azzal a feltevéssel írható, hogy a csatornák közti kölcsönhatásokat leíró valószínűségi változók függetlenek.

(9) és (10) felhasználásával az SRS hatása az 1. jelszint várható értékére és zajára, μ_{1SRS} és σ_{1SRS} minden csatornára külön-külön meghatározható [14].

3. A Q-faktor meghatározása

A Q-faktorokat minden csatornára külön-külön meghatározzuk. Egy csatorna Q-faktora arra jellemző, hogy a GVD, az SRS és a RIN együttes hatása hogyan befolyásolja a jel minőségét egy adott szálhosszúságnál, a becsatolt teljesítmény függvényében. A kiszámításakor azzal a közelítéssel élünk, hogy a GVD és az SRS egymástól függetlenül hat a jelre. A modellben minden csatornába azonos becsatolt teljesítményt tekintünk, a szál csillapítását pedig a jelszintek $e^{-\alpha L}$ -l való szorzásával vesszük figyelembe, ahol α a szál csillapítása a csatorna hullámhosszán, L pedig a szál hossza.

Ahogy a következő képletekből világosan látszik, ebben a modellben a csillapítás nem befolyásolja a Q-faktort, az exponenciális tényező kiesik.

$$Q_{tot} = \frac{\mu_{1SRS} \mu_{1GVD} e^{-\alpha L} - \mu_{0GVD} e^{-\alpha L}}{\sqrt{\sigma_{1RIN}^2 + \sigma_{1SRS}^2 e^{-\alpha L} + \sigma_{0RIN}^2 e^{-\alpha L}}} = \frac{\mu_{1SRS} \mu_{1GVD} - \mu_{0GVD}}{\sqrt{\sigma_{1RIN}^2 + \sigma_{1SRS}^2 + \sigma_{0RIN}^2}} \quad (11)$$

Megjegyezzük, hogy ettől függetlenül a vevőérzékenység korlátozza a vevőbe érkező minimális teljesítményt, tehát egy, a vevőt is figyelembe vevő modellben számolni kell a csillapítással.

Bevezetjük a Q_{SRS} mennyiséget az SRS hatásának más hatásoktól független jellemzésére:

$$Q_{SRS} = \frac{\mu_{1SRS}}{\sigma_{1SRS}} \quad (12)$$

Hasonlóan a GVD és a RIN jellemzésére:

$$Q_{GVD,RIN} = \frac{\mu_{1GVD} - \mu_{0GVD}}{\sigma_{1RIN} + \sigma_{0RIN}} \quad (13)$$

(12)-ben felhasználtuk, hogy az SRS csak az 1. jelszintre hat, (13)-ban pedig azt, hogy a GVD nem befolyásolja a jelszintek szórását, míg a RIN csak a jelszintek szórását módosítja.

4. Számítási eredmények

A következőkben közöljük a modelltől kapott számítási eredményeket a Q-faktorokra. A számításokat elvégeztük a 8 legmagasabb hullámhosszon működő CWDM rendszerre és a mind a 18 hullámhosszt magába foglaló rendszerre is. Mindkét esetben 3-féle szálhosszúságot állítottunk be és ezeken vizsgáltuk a vevőoldali Q-faktor értékét a becsatolt teljesítmény függvényében.

Bitsebesség	2,5 Gbit/s
A 8-csatornás CWDM rendszer hullámhossztartománya	1470 nm – 1610 nm
A 18-csatornás CWDM rendszer hullámhossztartománya	1270 nm – 1610 nm
Csatornaköz	20 nm
A fénysebesség vákuumban	299792458 m/s
Effektív szálkeresztmetszet	80 μm^2
A maximális RIN 0 dBm-nél	-120 dB/Hz
A vevő optikai sávszélessége	10 GHz
A vevő elektromos sávszélessége (B_c)	1,75 GHz
Szálhossz (L)	60 km, 100 km, 140 km
Az adólézer chirp paramétere (C)	-3,6
A szuper-Gauss jel sarkosság paramétere (m)	3
Elnyomási csillapítás (P_1/P_0)	7,4 dB
A szál diszperziós paramétere $D(\lambda)$	A szál specifikációja [9]
Raman-erősítés (g_R)	2. ábra

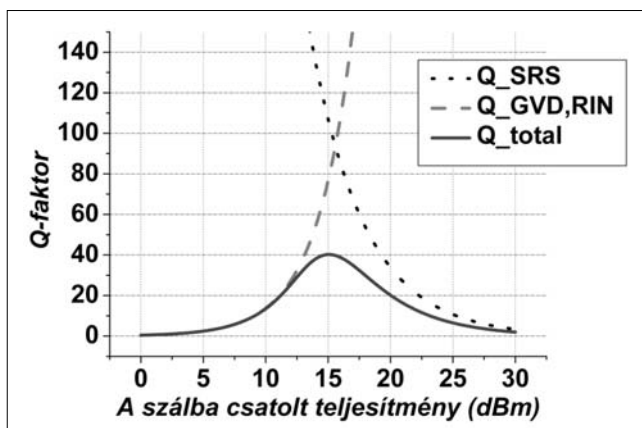
1. táblázat
A számításhoz használt hálózati paraméterek

Az eredmények kiértékelésekor a jel minőségét akkor tekintjük megfelelőnek, ha a vevőoldalon $Q \geq 14$ minden csatornára. A választást az a becslés indokolja, hogy mivel a jel $Q \geq 7$ esetben megfelelő minőségű, ha a vizsgált fizikai hatások lerontják a Q-faktort 14-ig, a hálózatban fellépő egyéb hatások sem tudják már 7 alá rontani. Ennek megfelelően az optimális teljesítményt úgy értelmezzük, mint azt a legnagyobb teljesítményt, amelyen még minden csatornában $Q \geq 14$ a vevő oldalon. A teljesítményre leginkább érzékeny csatornának azt nevezzük, amelyre ekkor $Q=14$.

Az 1. táblázat tartalmazza a számításokhoz használt paramétereket.

A 3. ábra mutatja a Q_{tot} , $Q_{GVD,RIN}$ és a Q_{SRS} általános viselkedését a becsatolt teljesítmény függvényében a 8-csatornás rendszer 1470 nm-es csatornájában, L szálhosszúság mellett.

3. ábra
A Q-faktorok függése a szádba csatolt teljesítménytől



A 3. ábráról leolvasható, hogy a növekvő teljesítmény növekvő $Q_{GVD,RIN}$ értéket eredményez, mivel a RIN $1/P^3$ -ös teljesítményfüggése miatt a σ_{1RIN} és σ_{0RIN} értékek csökkennek, miközben a GVD hatása nem függ a teljesítménytől, csak a szálhossztól és a csatorna hullámhosszától. Elég nagy becsatolt teljesítményre az SRS hatása válik jelentőssé, csökkentve a Q-faktort. Összevetve, minden konfigurációnál a Q-faktoroknak maximuma van csatornánként más-más teljesítmény-nél.

A 4. ábra mutatja a Q-faktorok teljesítményfüggését 8- és 18-csatornás rendszerekben, 60, 100 és 140 km-es szálhossz mellett. A 8-csatornás rendszereknél 3 különböző csatorna Q-faktorait mutatjuk be, a 18-csatornás rendszereknél pedig 4 különböző csatornát, beleértve minden ábrán a teljesítményre leginkább érzékeny csatorna Q-faktor görbéjét.

A 8-csatornás rendszerek esetében a teljesítményre legérzékenyebb csatorna hullámhossza viszonylag alacsony, ellentétben a 18-csatornás rendszerek ugyanezen hullámhosszával. A különböző csatornák Q-faktorainak maximumaihoz

tartozó becsatolt teljesítmények csatornánként változnak ugyanazon szálhosszúság mellett is, de minden esetben 15 dBm közelében vannak. Ezt az eltérést a GVD és az SRS hullámhosszfüggése okozza.

A 18-csatornás rendszerek esetében a teljesítményre leginkább érzékeny csatorna hullámhossza a közepes hullámhossztartományban van. A legnagyobb Q-faktorhoz tartozó becsatolt teljesítmények itt is különböznek csatornánként, de átlagosan magasabb az értékük, 20 dBm közelében vannak.

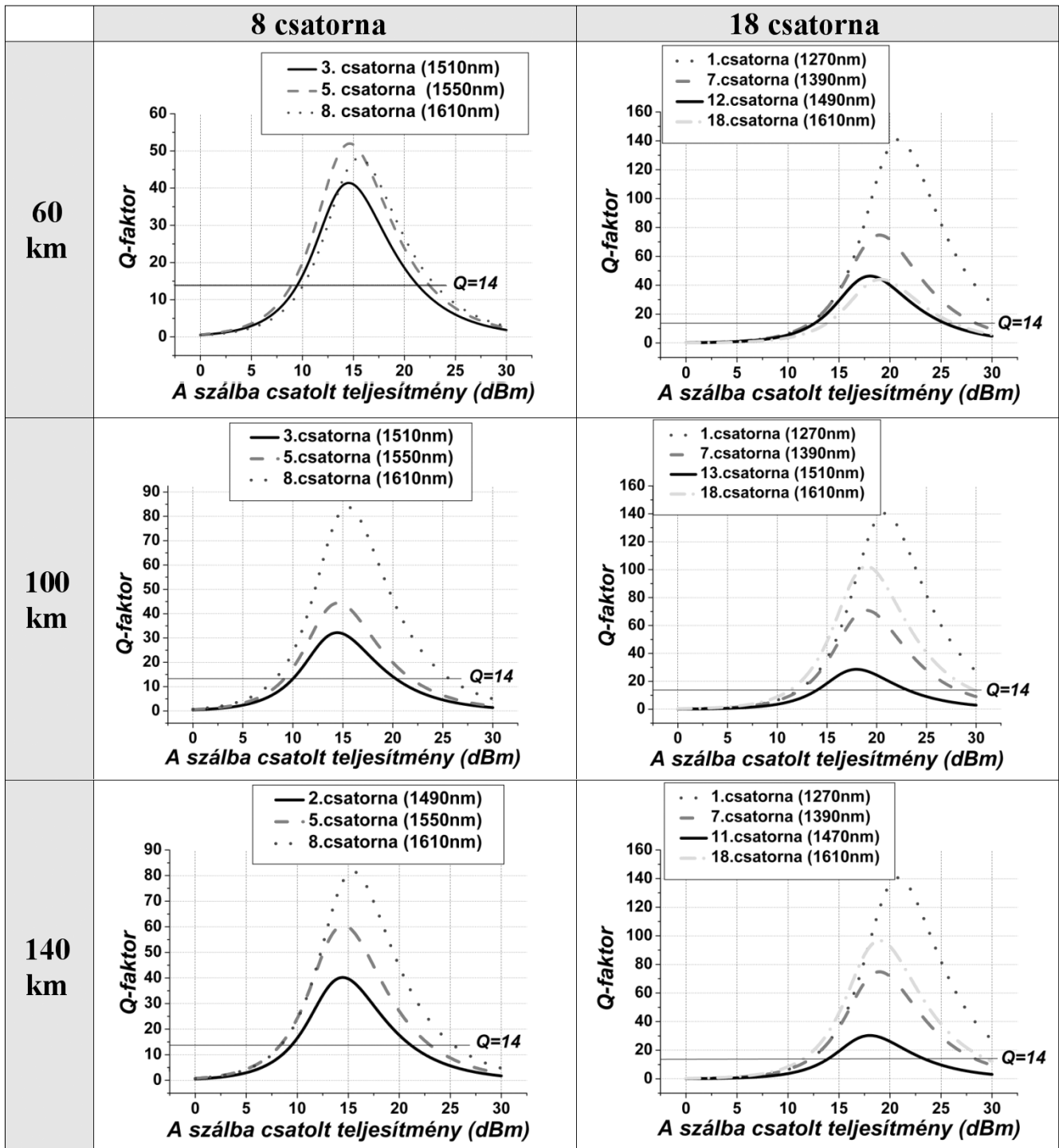
	60 km	100 km	140 km
8 csatorna	21,2 dBm	20,0 dBm	21,0 dBm
18 csatorna	25,3 dBm	25,1 dBm	26,3 dBm

2. táblázat
Optimális becsatolt teljesítmények

Az optimális teljesítményt úgy értelmeztük, mint azt a legnagyobb teljesítményt, amelynél még minden csatornára $Q \geq 14$. A 2. táblázatban tüntettük fel ezeket az értékeket a különböző beállított paraméterek mellett.

A 18-csatornás esetben számított optimális teljesítmények számottevően nagyobbak, mint 8 csatorna esetén, ami egyenes következménye a nagyobb csatornaszámnak. Azonban az optimális teljesítmények nem egyenesen arányosak a csatornaszámmal, ennek oka, hogy a növekvő csatornaszámmal a csatornák közti kölcsönhatás is erősödik.

Végül egy érdekes kérdésre is választ adhatunk: „Lehet egy jel minősége jobb 140 km után, mint 100 km után?” – Igen, ez lehetséges, ahogy a 4. ábra és a 2. táblázat alapján látható. Mind a Q-faktor értékek, mind az optimális jelteljesítmények magasabbak a 140 km-es szálhossz esetében, mint a 100 km-es szálhossznál, 8- és 18-csatornás esetben is.



4. ábra

A Q-faktor a szálba csatolt teljesítmény függvényében, különböző hálózati paraméterek esetén

A megoldás kulcsa a szuper-Gauss jelalak diszperziója. Ez a jelalak a GVD hatására nem csak kiszélesedik, hanem csúcsok és völgyek jelennek meg benne [15]. Megfelelő szálhosszúságnál, például 140 km-nél, egy diszperzió miatti csúcs jelentkezik a szál végpontjában, jelentősen javítva a jel minőségét.

5. Összefoglalás

A cikkben olyan modellt ismertettünk, ami figyelembe veszi a CWDM rendszerekben fellépő fizikai hatásokat,

ezek függését a beállított hálózati paramétereiktől, és így számszerűen jellemzi a vevő oldalon a jel minőségét. Megadja az egyes csatornák Q-faktorát különböző hálózati paraméterek mellett, a becsatolt teljesítmény függvényében. A meghatározott Q-faktor értékek alapján megadtuk a szálba csatolt optimális jelteljesítményt különböző hálózati paraméterek esetén.

A kapott eredmények hasznosak a hatékonyabb hálózattervezés szempontjából, vagy a már meglévő CWDM hálózatok teljesítmény ellátásának újrakalkulálásában.

A szerzőkről

Szabó Áron a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem negyed-éves mérnök-fizikus hallgatója. Kutatási területe a Távközlési és Médiainformatikai Tanszékkel együttműködésben az optikai hálózatokban fellépő fizikai hatások számítása, valamint a szállézők számítógépes modellezése és távközlési alkalmazásai.

Zsigmond Szilárd a BME Távközlési és Médiainformatikai Tanszékének munkatársa. Kutatási területe az optikai hálózatok fizikai hatásainak számolása, az optikai hálózatokban történő útvonalválasztás. Számos nemzetközi és hazai projekt résztvevője, mint például COST 291; NoE e-Photon/ONe and NoE e-Photon/ONe+; CELTIC PROMISE; NKFP.

Irodalom

- [1] Govind P. Agrawal,
"Nonlinear Fiber Optics",
(3rd ed.), Academic Press, 2001.
- [2] VPI Transmission Maker User's Manual,
VPI Photonics, 1996-2007.
<http://www.vpiphotonics.com/>
- [3] Adding/Splitting Nodes With Limited Glass Using
CWDM Technologies,
Central FL SCTE Chapter Pres.,
November 2006.
- [4] Zsigmond Szilárd,
"Polarizációs Módus Diszperzió
és kompenzációs lehetőségei WDM hálózatokban",
Híradástechnika, Vol. LXI., 2006/2,
pp.11–16.
- [5] Nagy Sándor, Szatmári Jenő,
"CWDM rendszerek az optikai hálózatokban",
Híradástechnika, Vol. LXII., 2007/6,
pp.43–51.
- [6] Finisar Product Specification:
Multi-rate CWDM Pluggable SFP Transceiver,
FWDM-1621-7D-xx, Finisar Co., Rev. F.,
September 2005.
- [7] "Impact of Transmitter RIN
on Optical Link Performance",
Maxim High-Frequency/Fiber Communications Group,
Application Note: HFAN-9.1.0 Rev 0,
October 2004.
- [8] L.A. Coldren, S.W. Corzine,
"Diode Lasers and Photonic Integrated Circuits",
New York, Wiley, 1995.
- [9] Drew Perkins,
"Dispersion and Skew"
IEEE HSSG Interim,
September 2006.
- [10] Appointech INC – 2,5 Gbit/s CWDM laser diode modul,
October 2005.
<http://www.appointech.com/downloads.html>
- [11] Aragon Photonics Labs Whitepaper,
(WP001_0100_0307), 2007.
http://www.aragonphotonics.com/docs/gc_fichas/doc/56FIPSprxy.pdf
- [12] A. Villafranca, et al.,
"Linewidth Enhancement Factor of Semiconductor
Lasers: Results from Round-Robin Measurements in
COST 288" in CLEO07, Baltimore, USA,
May 2007.
- [13] Bing Xie, Yong Liang Guan, Jian Chen, Chao Lu,
"Improvement of dispersion tolerance using
wavelength-interleaving and forward error correction".
IEEE School, Nanyang Technological University,
Singapore, July 2006.
- [14] Keang Po Ho,
"Statistical Properties of Stimulated Raman Crosstalk
in WDM Systems",
Journal of Lightwave Technology, Vol.18, No. 7,
pp.915–921., July 2000.
- [15] Guangqiong Xia, Zhengmao Wu, Jianwei Wu,
"Effect of Fiber Chromatic Dispersion on
Incident Super-Gaussian Pulse Transmission
in Single-Mode Fibers",
pp.116–120., July 2005.



Tájékoztatás a Híradástechnika szerzőinek

A Híradástechnika szerkesztőbizottsága szeretné, ha egyre több szerzője lenne különböző területekről, így tovább bővülne az újságban megjelenő témák köre, és változatosabbá válna az eltérő szemléletű szerzők gondolatvilágától. Leendő szerzőink számára a cikkírással kapcsolatban szeretnénk néhány tájékoztató gondolatot közölni:

- **Témák:** A lap profilja egyfelől felöleli a távközlés „klasszikus” műszaki témaköreit, továbbá az informatika távközléshez, kommunikációhoz kapcsolódó vonatkozásait, a média-technológiák és média-kommunikáció kérdéseit, ezzel is elősegítve a távközlés-informatika-média konvergenciájának folyamatát. Másfelől helyet adunk a távközléshez és média-kommunikációhoz kapcsolódó gazdasági, szabályozási, marketing, menedzsment témáknak és a távközlés-informatika-média társadalmi vonatkozásainak is.

- **Terjedelem:** A szakmai cikkek az újságban általában 4-8 oldal terjedelemben jelennek meg. Ennél rövidebbek inkább csak a hírek vagy beszámolók lehetnek. 8-10 oldalnál hosszabban pedig csak olyan alapvető újdonságok írhatók le, ahol a megértéshez az elméleti alapok és a gyakorlati megvalósítás egyaránt szükséges. Ez azt jelenti, hogy ábrák nélkül 12-20 ezer karakter lehet egy cikk szövege. Nyomtatott oldalanként max. 1-3 ábra elhelyezése teszi az olvasó számára áttekinthetővé, vonzóvá az ismertetést.

- **Forma:** Sem betűtípus, sem rajzkivitel nem köti a szerzőket. Az újság egységessége kedvéért ugyanis az elektronikusan érkező szövegeket a layoutban használt betűtípusban dolgozzuk fel. A cikkeket minden esetben elektronikus formában is kérjük, tehát e-mailen, vagy lemezen. A szövegeket *word formátumban* kérjük elkészíteni. Az ábrák megrajzolásánál egyetlen köztétesség, hogy az újság *fekete-fehér kivitelben* jelenik meg, így a színes ábrák is szürkeárnyalatos képként lesznek láthatók az oldalakon. Ennek megfelelően kérjük a szerzőket, hogy lényeges dolgokra ne hivatkozzanak úgy, hogy a piros vonal, vagy a kék alapterületű rész, ehelyett szaggatott, pontozott, vastag és vékony vonalak legyenek megkülönböztethetők, illetve a területnél sraffozással lehet különbséget tenni. Fotóillusztrációk esetén lehetőség szerint nyárfelbontású, külön képfájlokat is kérünk.

- **Szerkezeti elvárások:** A cikk kötelező részei a Bevezetés (első fejezet) és az Összefoglalás (utolsó fejezet). A bevezetésben a szerzők röviden ismertessék a téma háttérét, a cikk fő mondanivalóját és azt, hogy a további részekben miről lesz szó. A cikkhez csatolni kell egy rövid, néhány mondatos tartalmi összefoglalót magyar és angol nyelven, továbbá meg kell adni néhány jellemző kulcsszót is, szintén magyarul és angolul. A cikk

végén kérjük a kapcsolatos, vagy előzményként felhasznált publikációkat megadni. A hivatkozásokat szögletes zárójelben számozzuk, amely után következik a szerző, majd a cikk vagy a könyv címe, a megjelenés helye és időpontja.

- **Lektorálás:** A cikkek különböző minősítési folyamatoknál értékes pontokat jelenthetnek. Az új eredményeket tartalmazó cikkeket a szerkesztőség bíraltatja. A bírálók véleménye alapján a cikket visszaadhatjuk a szerzőnek javításra, esetleg átdolgozásra. Minden félév végén az azt megelőző öt számból kiválogatjuk azokat a cikkeket, melyek a külföldi, nem magyar anyanyelvű olvasók számára is érdekesek lehetnek. Ezeket angolra fordítva az 1. és 7. számban „Selected Papers” címen jelentetjük meg, ami idegen nyelvű publikációnak számít.

- **Megjelenés:** A folyóirat minden hónap végén jelenik meg. A pontos időpont függ az ünnepektől és a hétvégék helyzetétől. Mindig az előző hónap utolsó napjáig végleges változatban beérkezett cikkeket vesszük számításba. Tematikus megfontolásokból előfordulhat, hogy egy későbbi számban előnyösebbnek látszik az adott téma tárgyalása. Általában a beküldést követő negyedévben helyet kap a munka az újságban. Kérés esetén az átnézés vagy lektorálás után a beküldéstől számított két héten belül a szerző visszaigazolást kaphat a cikk elfogadásáról.

- **Szerzői adatok:** Annak érdekében, hogy az olvasók problémáikkal, véleményükkel közvetlenül kapcsolatba léphessenek a szerzőkkel, a cikk előtt lévő szürke részben (a cím alatt) szerepel nevük, munkahelyük és e-mail címük. Célszerű tehát, hogy a cikkeket úgy küldjék be, hogy a felsorolt adatokat, valamint a szerzők telefonos elérhetőségét tartalmazzák. Ez utóbbi a szerkesztés, illetve a lektorálás közbeni esetleges kérdések tisztázásához elengedhetetlen.

- **A beküldés módja:**

A cikkek eljuttathatók a főszerkesztőhöz:

Szabó Csaba Attila

(BME, Híradástechnikai Tanszék, szabo@hit.bme.hu)

vagy a HTE titkárságára:

Hírközlési és Informatikai Tudományos Egyesület

(Bp., Kossuth L. tér 6-8. IV.emelet, info@hte.hu).

Reméljük, hogy ezen ismeretek segítik kollégáinkat, hogy gondolataikat, új eredményeiket, műszaki megoldásaikat, számítási módszereiket közkinccsé tegyék. Várjuk tehát a cikkeket az oktatási intézményekből, fejlesztőhelyekről, gyártóktól, üzemeltetőktől, tanulóktól, szakértőktől, oktatóktól és mindenkitől, akinek mondanivalója van a közösség számára.

A Szerkesztőbizottság

Többszolgáltatós hozzáférési hálózatok – a MUSE projekt (Multi Service Access Everywhere)

LUKOVSZKI CSABA

BME Távközlési és Médiainformatikai Tanszék



Az előfizetők számának növekedése kiszolgálásában ma már egyértelmű az Ethernet-en alapuló technológiák központi szerepe. Ugyanakkor a szolgáltatások körének, a szolgáltatás minőségének, valamint a hálózatok megbízhatóságának biztosítása érdekében új és egységes megoldások szükségesek a beruházási (CAPEX) és üzemeltetési (OPEX) költségek alacsony tartásához.

A MUSE (Multi Service Access Everywhere) európai uniós projekt [1] 2003-ban célul tűzte ki, hogy olyan megoldásokat dolgoz ki, mellyel felhasználók tízezrei szolgálhatóak ki alacsony költségek mellett. Ennek megvalósítása érdekében számos európai távközlési szereplő (mint az Alcatel-Lucent, Ericsson, Siemens, Deutsche Telekom, British Telecom, France Telecom, Poland Telecom, és több más kutató intézet) fogott össze, hogy elsősorban a meglévő elemek segítségével olyan kutatási és fejlesztési célkitűzéseket valósítsanak meg, mely növeli a hálózat szolgáltatásait (mint a minőséget, megbízhatóságot, biztonságot stb.), a hálózat menedzselhetőségét, többnyire már meglévő eszközök és megoldások felhasználásával. A lehetséges megoldások megalkotásakor sokféle architektúrális szempontot és szolgáltatói szerepet kellett figyelembe venni. Ezekre mutat rá a mellékelt *ábra* is.

A Budapesti Műszaki Egyetem Távközlési és Médiainformatikai Tanszéke is kivette ebből a részét, természetesen az alkalmazott kutatáshoz közeli témákban. Részvételünk elsősorban Ethernet-hálózatok teljesítményanalízisére és hálózatmenedzsmentjére fókuszált, de kutatási eredményeket tudunk felsorakoztatni IPv6 címzési és IPv6 kapcsolási témákban is.

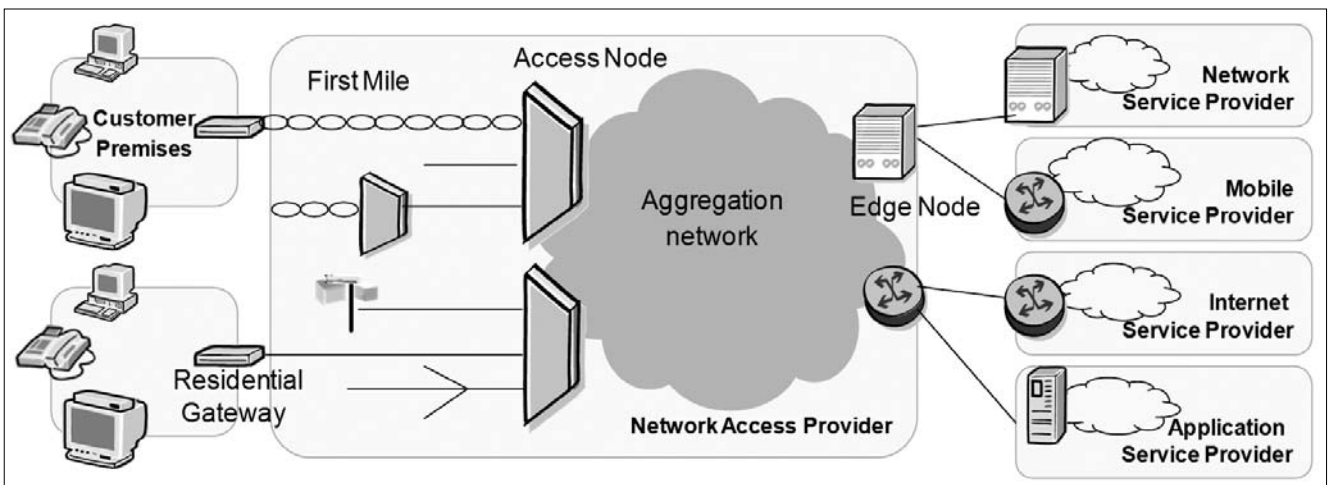
A legfontosabb eredményeket Ethernet hozzáférési hálózatok a szolgáltatásminőségi és hálózati megbízhatósági kritériumokat is figyelembe vevő forgalmi optimalizálásában, DSL csomagszintű ütemezés, valamint a feszítőfa-protokollok teljesítmény analízisében értük el. Előbbi témakörből egy teljes disszertáció is született, míg a többi téma is helyet kapott egyes disszertációkban.

A kutatási témák mellett fontos megemlíteni a heterogén hozzáférési hálózatok többszintű topológia felderítésével kapcsolatos demonstrációt, mely a projekt utolsó két évében (2006-2007) beutazta Európát. Nyilvános és zártkörű demonstrációkon lett bemutatva Bécsben, Stockholmban és Antwerpenben is.

A kutatási célok mellett – amennyiben értékelni szeretnénk a projekt eredményeit – fontos szempont, hogy az egyes európai szereplők, így mi is, képet kaphattak társaik, illetve versenytársaik jövőbeli céljairól, így téve lehetővé a távközlésben meghatározó irányvonalak közös formálását. Közös megegyezésünkkel, szerepünk-höz mérten eredményesen kivettük a részünket a munkából.

A projekt hivatalos honlapja:
<http://www.ist-muse.org/>

A MUSE hozzáférési architektúrája



Magyar részvétel az ISIS projektben

(Infrastructures for broadband access in wireless/photronics and Integration of Strength in Europe)

CSÖRNYEI MÁRK

BME Szélessávú Hírközlés és Villamosságban Tanszék



A BME Szélessávú Hírközlés és Villamosságban Tanszékének Optikai-Mikrohullámú Távközlés Laboratóriuma több sikeres EU projektben vett részt az elmúlt években. Ennek a sornak a folytatója a francia koordinálással létrejött, tizenkét ország tizenkilenc kutatóbázisát tömörítő, Network of Excellence típusú ISIS (Infrastructures for broadband access in wireless/photronics and Integration of Strength in Europe) projekt, amelyet az Európai Unió FP-6 keretprogramja támogat. A projekt legfőbb célja, hogy nemzetközi együttműködésben végzett kutatásokat támogasson a vezeték nélküli technológiák és az optikai távközlés területén, ösztönözve a híradástechnika e két ágának konvergenciáját.

A három éves munka során a konzorciumi résztvevők által kutatott legfontosabb területek a következők: Fiber-to-the-Home (FTTH), az all-IP hatása a FiberRadio rendszerekre, FTTH rendszerek kiegészítésére szolgáló vezeték nélküli hálózatok, optikai eszközök, vezeték nélküli szenzorhálózatok.

A kutatás ügyének előmozdítása mellett a projekt fontos feladata a témában szervezett előadások, nyári iskolák, workshopok, konferenciák, kutató cserék támogatása, melyek révén egyrészt az oktatásba is könnyebben és gyorsabban kerülhetnek át a legújabb kutatási eredmények, másrészt valóban szoros szakmai kapcsolatok jönnek létre az Európában szétszórta kutatóhelyek között, így teremtve esélyt a későbbi sikeres együttműködéshez is.

A projekt jelenlegi, utolsó fázisában gondoskodni kell az elmúlt két év során elért eredmények fenntarthatóságáról, olyan módon, hogy a kutatási eredmények a legrelevánsabb úton és a lehető legnagyobb mértékben átültethetők legyenek gyakorlati, ipari alkalmazásokba. Ennek módja a kutatási platformok, vezeték nélküli/optikai távközlési téren mérési, tesztelési kapacitással rendelkező laboratóriumok megnyitása az európai kis- és középvállalkozások előtt.

A BME Optikai-Mikrohullámú Távközlés laboratóriuma optikai hálózatelemzési feladatok végzésével, va-

lamint a vezeték nélküli szenzorhálózatok terén végzett kutató-fejlesztő munkával kapcsolódott be a nemzetközi együttműködésbe, melynek során egy, az IEEE 802.15.4 WPAN (Wireless Personal Area Network), valamint a Zig-Bee átviteli szabvány szerint működő többfunkciós vezeték nélküli szenzorhálózat valósult meg kutatási és teszteléssel.

A rádiós és optikai technológiák konvergenciájának jegyében a laboratóriumban jelenleg is kutató-fejlesztő munka folyik a vezeték nélküli szenzorrendszerek alhálózatai közötti optikai összeköttetés műszaki paramétereinek optimalizálása terén. Ebben az esetben az optikai szálak kommunikáció a vezeték nélküli rendszerek kiegészítéseként működhet, olyan esetekben, amikor kisugárzott rádió jelekkel az épületen belüli nagy csillapítás, vagy távolság miatt a vezeték nélküli átvitel két csomópont között gazdaságosan nem valósítható meg.

A projekt során elért eredmények nemzetközi kiadványokban, illetve az ISIS projekt keretében szervezett konferenciákon és workshopokon kerültek publikálásra és kiváló alapot biztosítanak a további kutató-fejlesztő együttműködésekben való részvételre, vagy akár az ipari hasznosítás első lépéseinek elindításához.

A projekt hivatalos honlapja:
<http://www.ist-isis.org>

The effect of the PMD on the AM bandwidth of monomode optical fibers

Keywords: polarization mode dispersion, AM bandwidth of optical fibre

The influence of the first order and second order PMD on the AM bandwidth of optical fibers is investigated. A general formula of the transfer characteristic is given. It was found, that the second order PMD increases the bandwidth in some cases and the second order chromatic dispersion can be neglected compared to the PMD.

Solitons in optical communications

Keywords: optical soliton, optical communication

In recent years optical soliton based technologies have attracted much interest in the academic and industrial worlds. In this report, we present a brief overview of the fundamental concepts of temporal solitons, their most important properties and potential applications in fiber optic communications. We also present an overview of the research carried out in the last 30 years and the problems to be solved in the future.

All-optical regeneration

Keywords: optical telecommunications, optical network, AON, 3R regeneration

In digital transmission systems the impulse regeneration is a fundamental signal processing techniques. The electronic 3R regeneration is widely used in optical SDH and WDM systems. The all-optical 3R regeneration methods are investigated in the optical communications research but in everyday practice have not been used, although their application can be advantageous in many areas of optical networking and is almost indispensable in All-Optical Networks (AON). Our paper briefly presents the fundamental principles, the applied photonic devices and gives a general overview on the state of the art of 2R and 3R all-optical regenerators.

Dispersion elimination and harmonic behavior in optical networks

Keywords: dispersive media, distortion, optical fiber, intensity modulation, SOA, subcarrier multiplexing

Efficiently eliminating dispersion effects is a crucial concern when building next generation optical networks. Dispersion penalty has been investigated widely in 1550nm fiber-optical links transmitting different kind of signals. However, only a few papers addressed the harmonics generation effect. This paper presents theoretical and experimental results on the estimation of harmonic effects in the transmission. An approach is presented in this paper to overcome the radio frequency carrier suppression, based on the joint effect of SOA chirp, chromatic dispersion and nonlinearities in optical link. The frequency notches caused by the dispersion-induced carrier suppression effect may be sharply alleviated and the performance of the transmitted digital signal can be improved. The saturated SOA also affects the level and nature of harmonics.

Testing of passive optical networks

Keywords: PON, GPON, passive network, fibre, splitter, coupler, testing, attenuation, OTDR

For the reason of the growing bandwidth demand of access networks the various FTTx solutions come more and more into prominence. In the near future the spreading or deployment en masse of systems using passive optical network (PON) for the implementation of FTTx networks can be anticipated. The article addresses the issues related to the qualification and measurement techniques of the passive network segment.

OSNR Based Routing in WDM Optical Networks

Keywords: OSNR, RWA, routing, WDM

In both metropolitan optical networks (MON) and long haul optical networks (LHON) the signal quality is often influenced by the physical impairments, therefore a proper impairment based routing decision is needed. In this paper we propose new routing and wavelength assignment (RWA) methods where the control plane has influence on the signal power of the Wavelength Division Multiplexed (WDM) channels. Nowadays in nearly all kinds of reconfigurable optical add-drop multiplexers (ROADM) the signal power can be tuned via variable optical attenuators (VOA) from the control plane. We give the exact integer linear programming (ILP) formulation of the method for both single and multilayer networks. In the first case we assume that no signal regeneration is allowed along the path, while in the more complex multilayer case 3R signal regeneration, grooming and wavelength conversion can all be done in the electronic layer. The proposed algorithm can be used in existing WDM optical networks where the nodes support signal power tuning. The algorithm finds the global optimum, if it exists, for a certain network topology, physical constraints and demand set.

Determination of the optical signal value in CWDM networks

Keywords: WDM, CWDM, Q-factor, stimulated Raman-scattering, GVD, RIN

Nowadays in optical networks there is a trend to extend the maximum transmission distance. Several technical solutions are known but the simplest one is to increase the signal power in the optical fiber. However, the nonlinear behavior of the optical fiber limits the signal power and thus the span of the all-optical network. This paper presents an analytical model and calculation results for the signal quality degradation in an 8-channel and an 18-channel, 2.5 Gbps coarse wavelength-division-multiplexing (CWDM) system. Based on the proposed model and performed analysis we give the optimal value of the signal power at the transmitter point for different network scenarios.

Contents

<i>RECENT ACHIEVEMENTS IN OPTICAL TELECOMMUNICATIONS</i>	1
Gyula Veszely The effect of the PMD on the AM bandwidth of monomode optical fibers	2
Sándor Takács Solitons in optical communications	6
Géza Paksy All-optical regeneration	12
Eszter Udvary, Tibor Berceli, Attila Hilt Dispersion elimination and harmonic behavior in optical networks	20
Péter Jeszenői Testing of passive optical networks	28
Szilárd Zsigmond, Marcell Perényi, Tibor Cinkler OSNR based routing in WDM optical networks	35
Áron Szabó, Szilárd Zsigmond Determination of the optical signal value in CWDM networks	43
<i>R+D Projects</i>	
Csaba Lukovszki Multiservice access networks – the MUSE Project	50
Márk Csörnyei Hungarian participation in the ISIS Project	51

Szerkesztőség

HTE Budapest V., Kossuth L. tér 6-8.
Tel.: 353-1027, Fax: 353-0451, e-mail: info@hte.hu

Hirdetési árak

Belív 1/1 (205x290 mm) FF, 120.000 Ft + áfa
Borító II-III (205x290mm) 4C, 180.000 Ft + áfa
Borító IV (205x290mm) 4C, 240.000 Ft + áfa

Cikkek eljuttathatók az alábbi címre is

Szabó A. Csaba, BME Híradástechnikai Tanszék
Tel.: 463-3261, Fax: 463-3263
e-mail: szabo@hit.bme.hu

Előfizetés

HTE Budapest V., Kossuth L. tér 6-8.
Tel.: 353-1027, Fax: 353-0451
e-mail: info@hte.hu

2008-as előfizetési díjak

Közületi előfizetők részére: bruttó 32.130 Ft/év
Hazai egyéni előfizetők részére: bruttó 7.140 Ft/év
HTE egyéni tagok részére: bruttó 3.570 Ft/év

Subscription rates for foreign subscribers:

12 issues 150 USD,
single copies 15 USD

www.hte.hu

Felelős kiadó: NAGY PÉTER
Lapmenedzser: DANKÓ ANDRÁS

HU ISSN 0018-2028

Layout: MATT DTP Bt. • Printed by: Regiszter Kft.