

Optikai nemlinearitások: a négy-hullám keverés matematikai modelljének implementálása és szimulációja

TDK dolgozat

Készítette: Lengyel Tamás

BME-HVT

Konzulens: Gerhátné Dr. Udvary Eszter

Budapest, 2011

Tartalom

1. Bevezetés	2
2. A nemlineáris hatások forrása	2
3. A nemlineáris jelenségek osztályozása	4
3.1. <i>Önfázis moduláció – SPM (Self-Phase Modulation)</i>	5
3.2. <i>Kereszfázis moduláció – Cross-Phase Modulation (XPM)</i>	6
3.3. <i>Indukált Brillouin-szórás (Stimulated Brillouin Scattering – SBS)</i>	7
3.4. <i>Indukált Raman-szórás (Stimulated Raman Scattering – SRS)</i>	8
3.5. <i>Kereszt-erősítés moduláció (Cross Gain Modulation –XGM)</i>	8
4. Az FWM fizikai háttere	9
5. Az FWM matematikai modellezésének háttere	13
5.1. <i>A jelenség alapfeltételei</i>	13
5.2. <i>Az FWM termékek száma</i>	14
6. Az FWM termékek hatása az átvitelre	20
a) SMF szál	24
b) DSF szál	28
c) NZDSF szál	32
7. Szimulációk összehasonlítása a modellel	35
8. Összegzés	41
9. Köszönetnyilvánítás	42
10. Felhasznált irodalom	42

1. Bevezetés

Rendszerek és jelenségek jellemzésében a mérnöki leírást mindig igyekezzük lineárisra tenni, legalábbis ahhoz közelíteni. Ezt főként kényelmességből, valamint könnyebb méretezési igényből (pl. ráhagyások) tesszük. Ám ez a kézenfekvő szemlélet nem mindenhol alkalmazható. Számos tervezési problémánál a természetben előforduló jelenségek sokasága nem idomul a linearitás egyszerűségéhez, el kell fogadni, hogy számolni kell nemlineáris hatásokkal az optimális működés eléréséhez. Az optikai szálak és a benne terjedő sugárzás esetében sincs ez másképp, a szál anyaga és a továbbított jel kölcsönhatásai számos ilyen nemlineáris hatást eredményeznek. Optikai értelemben a lineáris jelenségek alatt az intenzitásfüggetlen hatásokat értjük, míg nemlineárisok alatt az intenzitásfüggőket értjük. Elsőre ezek a hatások látszólag negatívan befolyásolják a jelminőséget, ám a későbbiekben belátjuk, hogy megfelelő kezelésükkel hatásaikat hasznossá is tehetjük.

Az optikai nemlineáris jelenségek vizsgálata a jövő (és már a jelen) optikai hálózatainak nagyon fontos kérdése. A kapacitásigény korábban elképzelhetetlen szintű növekedése a csatornák számának növekedését és a csatornák közti távolság csökkenését eredményezte. Ennek következtében jelentősen megnőtt a fényvezető szálban a teljesítménysűrűség, ami az optikai nemlineáris jelenségek hatásának növekedéséhez vezetett. Ráadásul a kapacitásigény növekedése miatt a csatornánkénti adatátviteli sebesség is nőtt. A nagyobb sebességű átvitel pedig érzékenyebbé válik a minőségromló hatásokra. Mindezek eredményeként elmondhatjuk, hogy a nemlineáris jelenségekkel és azok hatásaival minden optikai hálózattal foglalkozó szakembernek tisztában kell lennie. Az ilyen területen végzett vizsgálatok kiemelten fontosak az optikai hálózattervezőknek.

A nemlineáris jelenségek közül a négyhullám-keveréssel (Four-Wave Mixing – FWM) foglalkoztunk részletesen, mert előzetes vizsgálataink szerint ez az elsődleges minőségromló hatás

A dolgozat a négy-hullám keverés jelenségét tárgyalja egy matematikai szimulátor program segítségével, majd eredményeit összeveti két kereskedelmi forgalomban lévő akadémiai és ipari használatra szánt szoftverekkel (VPI TransMissionMaker 8.6, OptiWave OptiSystem 10).

2. A nemlineáris hatások forrása

Nagy intenzitású elektromágneses térbe helyezett dielektrikum nemlineáris közegként viselkedik. Ezt a kötött elektronok diszharmonikus rezgése okozza, amint egy ilyen térrel lépnek kölcsönhatásba. A rezgés miatt a teljes polarizáció (P), amit az elektromos dipólusok okoznak, nem lineáris összefüggéssel (Taylor-sorral) jellemezhető [1]:

$$P = \epsilon_0 \chi^{(1)} E + \epsilon_0 \chi^{(2)} E^2 + \epsilon_0 \chi^{(3)} E^3 + \dots \quad (1)$$

ahol ϵ_0 a vákuum permeabilitása, $\chi^{(k)}$ ($k=1,2,\dots$) a k -ik rendű mágneses szuszceptibilitás. A jelenségek tárgyalása során az első hárommal elégséges foglalkozni. Az elsőrendű tag maga a lineáris szuszceptibilitás. A másodrendű pedig nem szimmetrikus molekulák által létesített zavarokért felelnek, de mivel a szilícium szimmetrikus, másodrendű hatások nem keletkeznek, amelyekkel számolnunk kell. A harmadrendű szuszceptibilitás keltette hatások a leggyengébbek.

Hasonlóan, a dielektrikum törésmutatója (n) is a térerősség (E) függvényében változik [2]

$$n(E) = n + \frac{dn}{dE} E + \frac{1}{2} \frac{d^2n}{dE^2} E^2 + \dots \quad (2)$$

Az első deriváltat Pockels-effektusnak, a másodikat Kerr-effektusnak hívjuk.

Feltehető a kérdés, hogy ezek a tagok mikor és milyen körülmények között tekinthetők valódi jelrontó hatásúaknak? A „hagyományos” optikai rendszerek kimeneti optikai teljesítménye csak ritka esetben lépi túl a +3...+5dBm-es értéket [14]. Az optikai erősítők alkalmazásával lehetővé vált nagyobb, akár +20 dBm-es (100 mW) kimeneti szintek alkalmazása is. Így az átviteli vonal mentén szakaszonként elhelyezett erősítőkkel nagy jelszint tartható, és a rendszer érzékenysége a vevőben keletkező zajjal szemben jelentősen csökken. A nagy teljesítményszint és a WDM rendszerben megnövekedett csatornaszám miatt azonban elhagyjuk azt a tartományt, ahol az optikai szál jó közelítéssel lineáris viselkedést mutat. A nemlineáris szál tulajdonságok abból fakadnak, hogy a magban fellépő óriási, 100 MW/m² nagyságrendű teljesítménysűrűség miatt a fény a szóródási és abszorpciós jelenségeken túl az üvegszállal kölcsönhatásba lép.

A fényvezető szál törésmutatója, ha csak kis mértékben is, de függ a fény intenzitásától. A modulált fényjel impulzusainak csúcsainál refrakciós indexváltozás jön létre (a már említett Kerr-effektus). Ennek mértéke:

$$n = n_0 + n_2 |E^2| \quad (3)$$

ahol n a megváltozott törésmutató, n_0 a törésmutató eredeti értéke, n_2 a nemlineáris térerősség-függő törésmutató együttható, E a térerősség, n_2 közelítő értéke $-2,6 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$, gyakorlatilag független a szál típusától. A törésmutató-növekedés a gyakorlati élethez közelebb eső kifejezéssel:

$$n = n_0 + \frac{n_2}{A_{eff}} P \quad (4)$$

ahol P a szálba csatolt teljesítmény, A_{eff} a fényvezető hatásos keresztmetszete.

A törésmutató változása fázismodulációt okoz, mely megváltoztatja a jel spektrumát. Az önfázis-moduláció negatív kromatikus diszperzió esetén a fényimpulzus kiszélesedését, pozitív diszperzió esetén az összenyomódását okozza. Az önfázis-moduláció okozta spektrum kiszélesedés többcsatornás rendszerben interferenciát okozhat a szomszédos csatornákkal. A jelenség hatását csökkenti a nulla vagy alacsony pozitív értékű kromatikus diszperziós környezet. A nagy sebesség, a negatív diszperzió, a több egymásután kapcsolt szakasz tovább fokozzák az SPM hatását. A jelenség hatása 10, 40 Gbit/s-os rendszerek esetén már 10 mW feletti teljesítmény szinteknél kimutatható. A fényvezető szálszakaszok megfelelő diszperziós beállításával az SPM (lásd később) degradáló hatása többé-kevésbé jó kézben tartható 1000 km-nél nem hosszabb homogén optikai összeköttetések esetén. A keresztfázis-modulációt az okozza, hogy törésmutató változást okoznak a WDM rendszer más hullámhosszán működő egyéb rendszerek jelei is, és emiatt nemkívánatos fáziscsatolások lépnek fel a vivőhullámok között. Az keresztfázis moduláció (Cross-Phase Modulation – XPM) hatása DWDM rendszereknél kis csatornatávolságok esetén természetesen fokozottan jelentkezik. Nagyobb optikai teljesítmények az adóspektrum kiszélesedését és a vett jelben időzítési zavarokat okoznak.

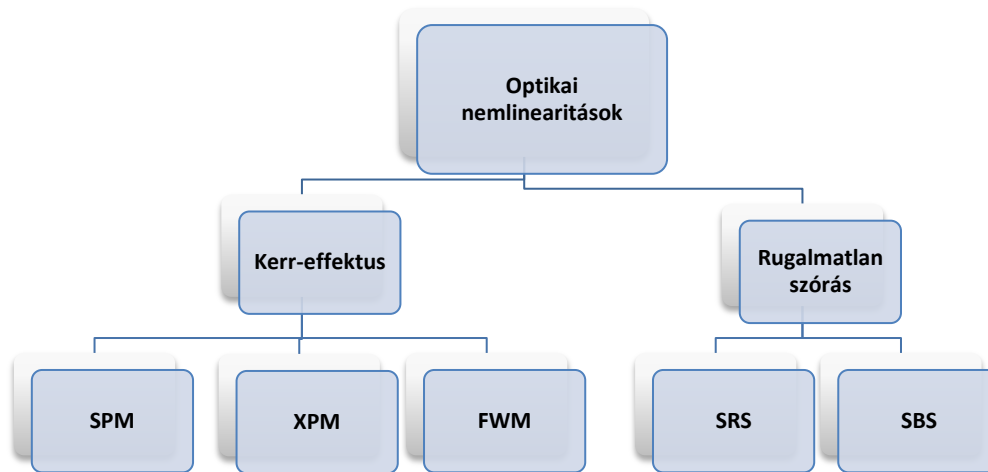
3. A nemlineáris jelenségek osztályozása

Az optikai nemlinearitásokat keletkezésük forrása szerint tudjuk osztályozni:

- Kerr-effektusból származók, azaz az optikai teljesítmény és a szál törésmutatójának változásából eredő hatások:
 - Ön (vagy: saját-)fázis moduláció – SPM (Self-Phase Modulation)
 - Kereszfázis moduláció – XPM (Cross-Phase Modulation)
 - Négyhullám keverés – FWM (Four Wave Mixing)

- A szálban rugalmatlan szóródás során fellépő hatások:
 - Indukált Raman-szórás – SRS (Stimulated Raman Scattering)
 - Indukált Brillouin-szórás

Az 1. ábrán láthatjuk összefoglalva a fellépő hatásokat.



1. ábra: az optika nemlinearitások osztályozása

Az optikai szálban fellépő nemlinearitások rövid bemutatása [1]:

3.1. Önfázis moduláció – SPM (Self-Phase Modulation)

A jelenség alapja, hogy az optikai impulzusok nagyobb intenzitású komponensei áthaladás során nagyobb törésmutatójú szálréteggel találkoznak a szálban a kisebb intenzitásúakhoz képest. Ez azt is jelenti, hogy az időben változó jelintenzitás időben változó törésmutatót eredményez egy intenzitásfüggő törésmutatójú szálban. Az impulzus időben hamarabb érkező éle pozitív előjelű törésmutató gradienssel (dn/dt), a később érkező pedig negatív előjelű gradienssel szembesül ($-dn/dt$). Ez azt eredményezi, hogy átmenetileg változó fázisváltozás keletkezik. Az optikai fázis pontosan a szerint változik az időben, mint a jel az idő függvényében. Mivel ezt nemlineáris fázisváltozást a jel „önmagán végzi”, ezért hívjuk a jelenséget önfázis modulációnak.

A jel különböző komponensei eltérő fázisváltozást szenvednek mert a fázisingadozás intenzitásfüggő. Ez frekvencia chirp-öt okoz – a felfutó éle az impulzusnak a felsőbb oldalon szenved frekvenciaeltolódást, míg a lefutó éle az alsóban. A chirp, ami hozzájárul a kiszélesedéshez a kromatikus diszperzió jelenlétében, függ a bemenő impulzus alakjától és a jelteljesítménytől. Mint minden nemlineáris hatás, ez is akkumulálódik a távolsággal, így rontva a jelminőséget.

A SPM látszólag erősen negatív hatással van a jelre, de sokan úgy vélik, hogy szolitonképzésben [2] igen jó módszer. A 0 diszperziós ablak feletti frekvenciákon létrejövő diszperziós hatást, mely ellentétes módon modulálja a jelet, mint a SPM, kioltja, ezért a frekvenciatartományban és időtartományban változatlan jelalakokat nagy hatékonysággal lehet átvinni, melyek egy lehetséges jövőbeni „szupernagy” sáv szélességű adatátviteli technológia alapja lehet.

Az önfázis modulációt használhatjuk még impulzus összenyomásra. Gyorsan változó intenzitás esetén egy nemlineáris közegben a fényimpulzus elején vöröseltolódást, az impulzus végén kékeltolódást értelmezhetünk. Azokban a hullámhossztartományokban, ahol a kromatikus diszperzió pozitív, az impulzus lassabban haladó „vöröseltolt” éle az impulzus közepe felé igyekszik, és hasonlóan a „kékeltolt” éle az impulzusnak is középre préselődik, így összességében az impulzus keskenyedik.

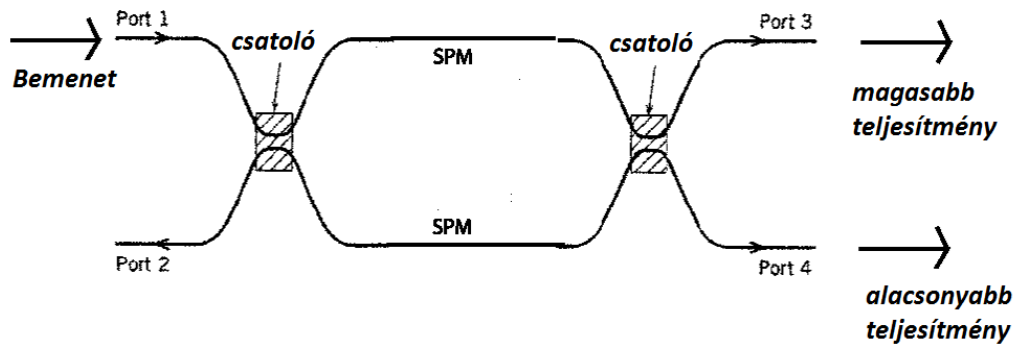
Kísérletileg már sikerült a keresztfázis-modulációval kombinált kereszt-abszorpciós 3R regenerálást megvalósítani [3].

3.2. *Keresztfázis moduláció – Cross-Phase Modulation (XPM)*

Az SPM a legjelentősebb jelminőség rontó tényező egycsatornás átvitelnél. A törésmutató intenzitásfüggése további mellékterméke az ún. keresztfázis moduláció. Amikor két impulzus egyszerre halad át a szálon, megjelenik a XPM, hiszen nem csak egy impulzus kerül kölcsönhatásba a szál anyagával, mint az SPM-nél. Tehát a két jelenség többszörös rendszerben egyszerre jelenik meg, mert a vivőhullámok fáziscsatolásba kerülnek egymással. A XPM spektrális kiszélesedéshez és aszimmetrikus jelalak-torzuláshoz vezet. Ugyanúgy hat, mint az SPM: chirp lép fel a frekvenciában és a kromatikus diszperzió hatása is megejelenik, de ugyanakkora teljesítmény mellett kétszer „erősebben” fejt ki hatását. Ezáltal nagy csatornaszám mellett korlátozhatja a jelteljesítményt - elméletileg 100 csatornás rendszerben a XPM 0,1 mW/csatorna lenne a megengedhető.

A jelenség hatását úgy lehet csökkenteni, hogy például növeljük a hullámhossztávolságot a csatornák között. WDM rendszerekben ez nem megoldás, mert ott szabványban rögzítettek a távolságok. Az ilyen rendszerekben leginkább nagy keresztmetszetű szálakat érdemes alkalmazni (80 μm^2 jellemzően). A XPM is olyan jelenség, melynek összértéke arányos a szál hosszával.

Mint az SPM-et, ezt is tudjuk hasznosítani. A fázistolás, amit okoz, felhasználható optikai kapcsolók létrehozására. Egy közel π fázistolás már destruktív interferenciát okoz a másik impulzusban. A működési elvet a 2. ábrán láthatjuk. A két ágban lineáris és nemlineáris fázistolások jönnek létre, így megvalósítható a kapcsolás.



2. ábra: Két Mach-Zender interferométeres, SPM-mel megvalósított kapcsoló
 (<http://www.optics.rochester.edu/users/gpa/CLEO2007.pdf>)

Az SPM-hez hasonlóan az XPM is alkalmas impulzus összehúzásra, ám annyi különbséggel, hogy gyenge jellel is megteszi.

Említendő felhasználása az impulzusok újraidőzítése spektrálisan, időben és térben, mely hatás elővetítheti az ezt a nemlinearitást kihasználó 3R regenerátorok megjelenését.

3.3. Indukált Brillouin-szórás (Stimulated Brillouin Scattering – SBS)

A Brillouin-szórás egy olyan rugalmatlan sugárzás-anyag kölcsönhatás, amely során a beérkező fotonok a szál mikroszkópikus egyenetlenségei révén irányt és energiát változtatnak, mert a szálban a fotoelasztikus hatás miatt a vibrációk modulálhatják a törésmutatót. A szálban ezt fononok (akusztikus kvantumok), magnonok (mágneses kvantumok – spinsugárzásból származó mennyiség) és hőmérsékletingadozások okozhatják.

Indukált Brillouin-szórás esetében maga a lézernyaláb okozhat akusztikus vibrációkat az ún. elektrostrikió (az elektrostrikió a dielektrikumok alak- és sűrűségváltozása elektromágneses tér jelenlétében) révén. Jelentős rontó hatás, hiszen a szóródás a jel irányával ellentétesen is létrejöhét, ezáltal befolyásolva a lézerforrás keskenysávú jelét. Az SBS már 80 mW teljesítményszinten jelentkezik. Kiküszöbölésének egyik módja a lézer vonalszélességének növelése (20-40 MHz között), vagy a szál Brillouin-tartományának növelése mechanikai úton (feszítés) vagy éppen izolátorok használata, hogy a vissz irányba haladó fotonokat kiszűrjük.

A kritikus teljesítmény 5 mW körüli (egycsatornás rendszerben 100 mW), míg szélesebb spektrum esetén ennél nagyobb. Ez azt jelenti, hogy ha a szálba ennél nagyobb teljesítményt próbálunk becsatolni, akkor a kimeneti teljesítmény nem változik, míg a visszazóródó teljesítmény növekszik és akár instabilitást is okozhat az adólézerben.

A Brillouin szórás stimulálható, ha a Stokes eltolt sugárzás jelen van. Nagyobb teljesítményszinteken ez azt eredményezi, hogy ha a fény frekvenciája megegyezik az eltolt frekvenciával akkor ennek energiája nőni fog a beeső fény kárára, így optikai erősítés jön

létre. Tehát a stimulált Brillouin szórás erősítő készítésére tudjuk használni. Az erősítőt úgy alakítjuk ki, hogy a fényvezető szálát egyik vagy másik, esetleg mindkét irányból pumpáljuk). A pumpálás hullámhossza eltér az üzemi hullámhossztól. Ha a pumpáló és a jel foton energiája közt megfelelő az energia különbség akkor energiaátadás jön létre, erősítést tapasztalunk.

A SBS mérése információt adhat a használt szálak mechanikai minőségéről (feszítettség, hőmérséklet).

3.4. *Indukált Raman-szórás (Stimulated Raman Scattering – SRS)*

Alapvető sugárzás-anyag kölcsönhatás. A Rayleigh-szórással ellentétben, ahol nem történik energiacsere, a Raman-szórásban jellemzően az anyag molekuláival kölcsönhatásba lépő foton energiát veszít, így frekvenciája is változik.

Raman szórás során a kisebb hullámhosszú csatornák felől sztochasztikus jelleggel folyamatokon keresztül energia adódik át a nagyobb hullámhosszú csatornáknak, melynek következtében a csatornák jelszintjei megváltoznak, illetve zajossá válnak. Ez a legkisebb hullámhosszúságú csatorna jelminőségét rontja a legnagyobb mértékben, mivel annak jelszintje csökken a legjelentősebben.

A szóródó fotonok Raman szórásnál az optikai fononokkal lépnek kölcsönhatásba. A sugárzás iránya megegyezik a jel terjedési irányával. A kritikus teljesítmény egycsatornás rendszerekben 1-1,5 W, de kritikus csatornák közötti távolsággal rendelkező WDM (Wavelength Division Multiplexing – Hullámhossz osztásos) rendszerekben csak 1 mW. Hatása jelcsillapítás, WDM rendszerben csatornák közti áthallás.

Az SRS-t is fel tudjuk használni szálerősítő gyártására. Ehhez azonban speciális adalékolású (pl. tellúr) szálakat célszerű használni, hogy rövidebb szálszakaszon valósulhasson meg az erősítés és hogy hatékonyabb legyen a folyamat. Természetesen felhasználható SMF szál is, de abból hosszabb szakaszra van szükség a hatás eléréséhez.

3.5. *Kereszt-erősítés moduláció (Cross Gain Modulation – XGM)*

Az eddigi paraméterek elsősorban a szálanyagban kialakuló nemlinearitások miatt jöttek létre. Ezzel szemben a kereszt-erősítéses moduláció a SOA-ban (félvezetős optikai erősítőben) jön létre. Ha az erősítő telítődésébe kerül, a beadott optikai teljesítmény növelésének következtében az erősítés lecsökken. Az erősítés lecsökkenése a teljes működési hullámhossztartományban végbemegy, mivel az eszköz homogén erősítőközegű. Pontosán ezt

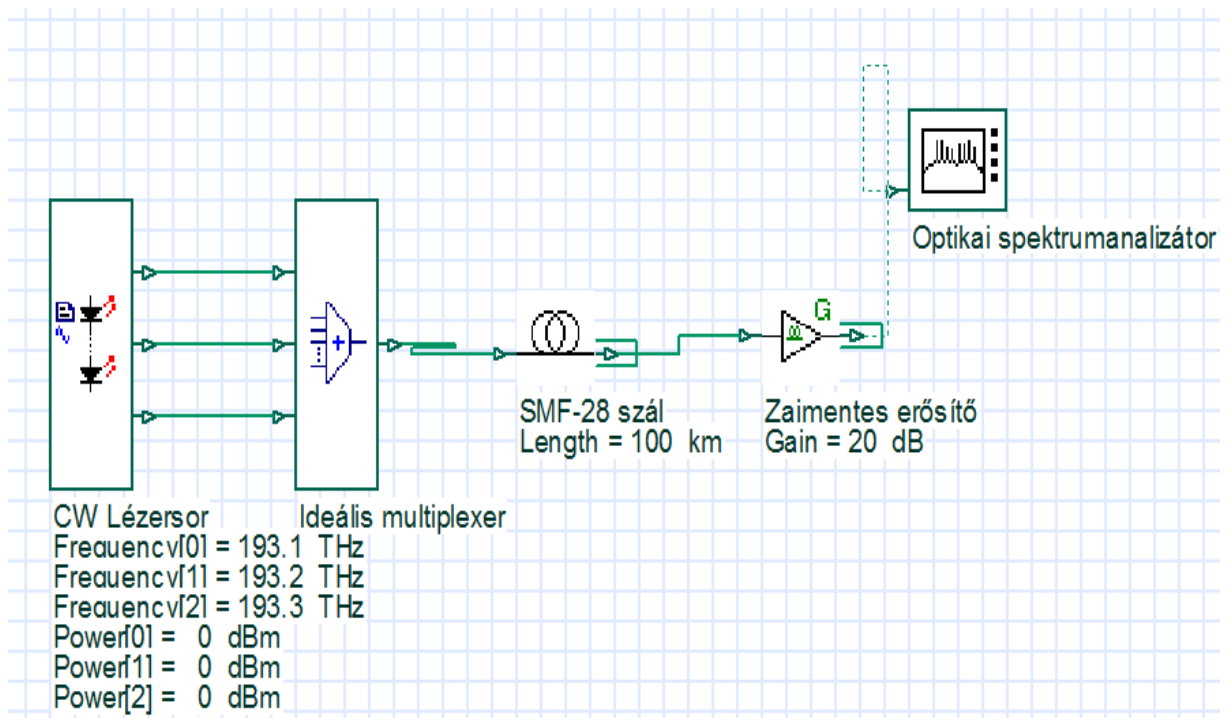
a telítődési hatást tudjuk kihasználni eszközeinkben hullámhossz konverzióra. Ha az információt hordozó moduláló jel mellé egy folytonos helyi lézer (új hullámhossz, melyre konvertálni szeretnénk) jelét is becsatoljuk akkor az erősítésváltozás rá is érvényes lesz. Az információt hordozó jel intenzitásával fordítottan arányosan változik a SOA erősítése, és így külső modulátorként viselkedik az új hullámhosszú jel számára. Az eszköz előnye, hogy egyszerűen megvalósítható, csak egy lézer egy SOA és egy szűrő kell hozzá. Az eszköz kellően gyors működésű, akár 100 GHz és „tetszőleges” hullámhossztartományban használható, ezt a SOA sávszélessége határozza meg (kb. 30 nm). Egyik legnagyobb hátránya, hogy nem transzparens mivel csak intenzitás modulált jel esetén használható továbbá invertálja a jelet így vagy adminisztrálnunk kell hány ilyen konverteren haladt keresztül a jel vagy 2 lépcsős elrendezést kell alkalmaznunk. A kimeneten lévő szűrőnek hangolhatónak kell lennie a régi hullámhossz eltávolításához, illetve a beérkező jelet fel kell erősítenünk, hogy telítésbe vigye az erősítőt.

4. Az FWM fizikai háttere

Az elnevezés onnan eredeztethető, hogy ha a szálban 3 hullám halad, akkor a harmadrendű nemlineáris szuszceptabilitás egy negyedik hullámot generál, mely szoros összefüggésben van az öt alkotó másik 3 hullámmal: $\omega_4 = \omega_3 \pm \omega_2 \pm \omega_1$ ($\omega_1, \omega_2, \omega_3$ a haladó hullámok) [4,5].

Ha kvantummechanikai szemszögből nézzük, ez úgy lehetséges, hogy a szálban az elektronok elnyelhetnek fotonokat a beérkező hullámokból és más frekvencián sugároznak ki elnyelés után. Elsősorban a csatornatávolság növelésével csökkenthető az effektus [6].

A parazitajelek rákeverődhetnek a szomszédos csatornákra az említett szabályosság miatt. Így a jel-zaj viszony egy bizonyos pont után már nem növekszik a jelteljesítmény növelésével, hanem ellenkezőleg: a szomszédos, keveredési hullámhosszak csúcsteljesítményei is nőnek. A 4. ábra szemlélteti a jelenséget. A jelenséget tárgyaló szimulációs elrendezést az OptiSystem 10-ben állítottam össze. 3 db kódolatlan, 0dBm teljesítményű optikai jelet engedünk át az egymódusú szabvány szálon (SMF-28) és erősítés után spektrumanalizátorral ábrázoljuk a keletkezett jelet. A szálban a FWM hatásokért felelős önfázis moduláció ki-be kapcsolható – jobb oldalon a szimuláció nem veszi figyelembe ezt a hatást, a bal oldali spektrumkép meg már tartalmazza a nemlinearitást:



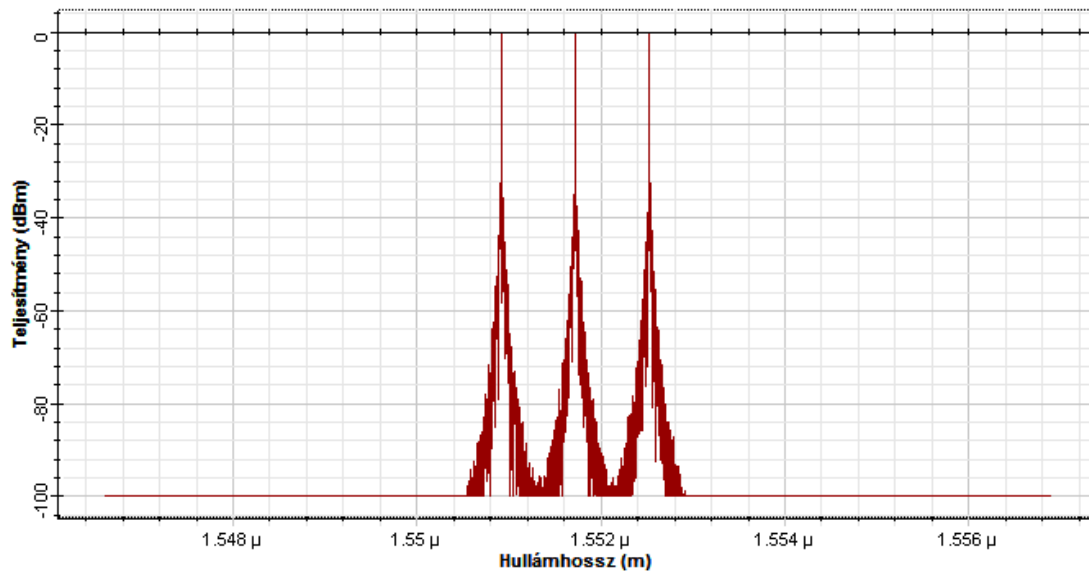
3. ábra: Az FWM jelenségét vizsgáló OptiSystem szimulációs összeállítás

Az összeállítás rendkívül egyszerű: a CW adósor 3db egyenlő teljesítményű és frekvenciatávolságra elhelyezett forrásokat tartalmaz, amiknek a jelei egy multiplexeren keresztül haladnak, majd egy szabvány 100km SMF-28 szálba becsatolódnak. A szál paraméterei az ITU szabványok szerint lettek módosítva, hogy kellően közelítsék a kereskedelmi szálak alapvető jellemzőit (lásd .fejezet). A szál végén egy ideális erősítőn át jut a jel és ábrázolása egy spektrumanalizátorral történik. A szálban egy kapcsolóval állíthatók az nemlinearitások figyelembe vétele, így az FWM is. A következő oldalon található ábrák teszik teljessé a négyhullám-keverés hatásait:



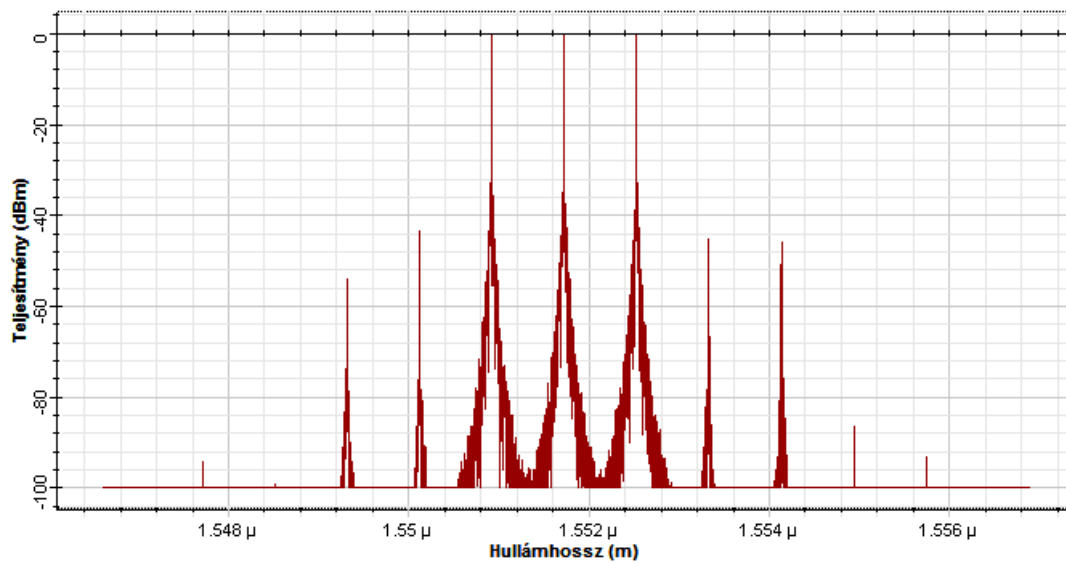
Optikai spektrumanalizátor

Left Button and Drag to Select Zoom Region. Press Control Key and Left Mouse Button To Zoom Out.



Optikai spektrumanalizátor

Left Button and Drag to Select Zoom Region. Press Control Key and Left Mouse Button To Zoom Out.



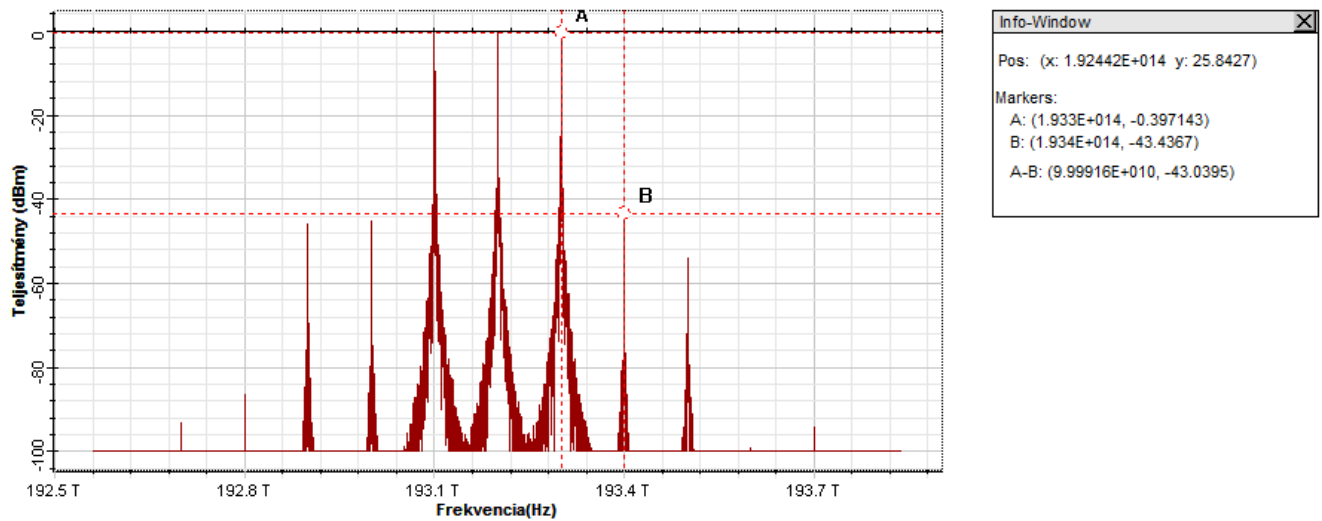
4. ábra – Az FWM hatása kikapcsolva (fent) és figyelembe véve (lent)

A 6. ábrán tisztán kivehető az egyenlő frekvenciatávolságra (100GHz) lévő hasznos csatornák mellett az ugyancsak 100GHz-re lévő parazitajelek megjelenése. Ezek a már tárgyalt módon a leendő hasznos csatornákra óhatatlanul rákeverednek, ami a markerekkel jelölt frekvenciakülönbség szemléltet (5. ábra).



Optikai spektrumanalizátor

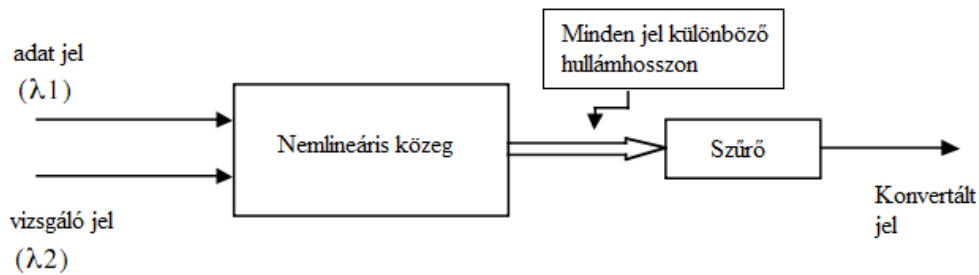
Left Button and Drag to Select Zoom Region. Press Control Key and Left Mouse Button To Zoom Out.



4. ábra: Az FWM termékek frekvenciája hasznos frekvenciákra keveredhetnek (100GHz)

Felmerül a kérdés, hogy az FWM-t, mint jeltorzító hatást érdemes-e figyelembe vennünk, számításba vennünk a jelen és jövő hálózataiban? Az ieeexplore.org publikációs oldala az „FWM DWDM” keresőszavakra csak idén 3 publikációt jegyez, míg az előző 2 évben is csak kettő-kettőt jelenít meg. Számos összehasonlító tanulmány és cikk [7,8] született a ma legelterjedtebb NRZ-OOK modulációról és más modulációkról. Az intenzitásmodulált jelekre ható nemlineáris hatások közül az FWM a legjelentősebb jelrontó hatású. A ma használt WDM hálózatok eszközeinek 80-90%-át NRZ-OOK eszközök teszik ki. Eleinte a 100GHz-es csatornatávolság mellett még kezelhető mértékű volt, ám a kapacitás-igény növekedésével az 50 GHz-es csatornatávolságok során már komoly gondot jelentettek. Figyelemre méltó, hogy az áttérést más modulációkra (DQPSK) a gerinchálózatokon belül az indokolta, hogy a 40 Gbit/s, 50 GHz csatornatávolságú DWDM csatornákon az OOK nemlineáris hatásai oly erősek, hogy a váltást szükségszerűvé teszik.

A FWM jelenségét hasznossá tehetjük - leginkább hullámhossz konverzióra alkalmas [9,10], de erre speciális adalékolású szálak alkalmasak. Ez azt jelenti, hogy egy adott hullámhosszon sugárzott információs jelet „átültetünk” egy másikra. A konverzió azért lehet szükséges, mert egy csomópontba érkező csatorna hullámhossza, - amit hozzá szeretnénk adni a rendszerhez - megegyezhet egy már meglévővel az érkező oldalról (6.ábra).



5. ábra: hullámhossz konverzió FWM-mel

Különleges, zajcsökkentő hatása is van az FWM-nek. A szakirodalomban [1] „squeezing”-nek hívják. Ez egy olyan folyamat, ahol az elektromágneses tér olyan speciális állapotba kerül, hogy a zajingadozás a kvantumzaj alá nyomja [5]. FWM-mel ez úgy érhető el, hogy a kihasználatlan frekvenciák csatolásba kerülhetnek a jel zajkomponenseivel a nemlinearitáson keresztül.

5. Az FWM matematikai modellezésének háttere

5.1. A jelenség alapfeltételei

Tegyük fel, hogy az üvegszálon három különböző frekvenciájú jel halad: f_i, f_j, f_k . Ezek további frekvenciájú jeleket hozhatnak létre: $f_{ijk} = f_i \pm f_j \pm f_k$, amelyekért a harmadrendű anyagi diszperzióból eredő nemlinearitás felelős, ezt hívjuk négyhullámkeverésnek, illetve négyfoton-keverésnek [11]. WDM rendszerekben ezek a „kikeveredett” frekvenciájú komponensek megfelelő körülmények között (leginkább egyenlő csatornatávolságú WDM rendszerek esetében) megegyezhetnek a hasznosnak tekintett (információt hordozó) frekvenciákkal. Ennek következménye, hogy ezek a „szellemfrekvenciák” zajként rákeverednek a jelcsatornákra.

Az $f_{ijk} = f_i + f_j - f_k$ összefüggésű FWM termékek különösen fontosak, hiszen ezek esnek bele a jelátvitel sávjába. Alacsony diszperzió értéknél és egyenlő csatornánkénti bemenő teljesítménynél a keletkezett FWM termékek is egyenlő teljesítményűek lesznek, és adott frekvenciára kevert számuk a következő fejezetben részletezésre kerül.

5.2. Az FWM termékek száma

Tekintsünk N db csatornát, melyek egyenlő csatornatávolságra vannak egymástól és jelöljük ezeket $f_1 \dots f_N$ -nel. A feladat meghatározni, hogy hány komponens esik ezek $f_{ijk} = f_i + f_j - f_k$ összefüggésű felírásából az eredeti kiosztású frekvenciákra.

A [12]-ban tárgyalt levezetés alapján N csatorna esetén összesen $N(N-1)^2$ termék adódik. Ha nem teszünk megkülönböztetést $f_i + f_j - f_k$ és $f_j + f_i - f_k$ között, akkor a fenti összefüggés $N^2(N-1)/2$ alakú lesz. Indokolt megkülönböztetést tenni *degenerált* és *nemdegenerált* FWM termékek között. Előbbi esetek az $f_i = f_j$, utóbbi az $f_i \neq f_j$ összefüggés esetén valósulnak meg. Amennyiben $f_k = f_j$ vagy $f_k = f_i$ teljesül, nem kapunk újabb FWM terméket. Ezek az esetek az önfázis-moduláció ($f_{ijk} = f_i = f_j = f_k$) valamint a keresztfázis-moduláció ($f_{ijk} = f_i, f_j = f_k$) nemlineáris hatásokért felelnek.

Degenerált FWM termékek száma:

$$M_{degenerált} = N^2 - N \quad (5)$$

Nemdegenerált FWM termékek száma:

$$M_{nemdegenerált} = \frac{N^3}{2} - \frac{3N^2}{2} + N \quad (6)$$

A következő kérdés, hogy ezek hogyan oszlanak el a frekvenciák között? Vezessük be n -t, mint f tárgyalt módon bevezetett indexeinek összegét: $n = i + j - k$, ahol $i, j, k \in N$ és $1 \leq i, j, k \leq N$. Triviálisan teljesül, hogy $n \in Z$ és $2 - N \leq n \leq 2N - 1$.

Összességben azt kapjuk a degenerált termékek számára, hogy:

$$M_{degenerált}(n) = \begin{cases} 0, & n < -N \\ N - \left\lfloor \frac{N-n}{2} \right\rfloor, & -N \leq n \leq 0 \\ N - 1 - \left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor - \left\lfloor \frac{N-n}{2} \right\rfloor, & 1 \leq n \leq N \\ N - \left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor, & N \leq n \leq 2N \\ 0, & n > N \end{cases} \quad (7)$$

Az átvitel sávjába eső degenerált termékek száma:

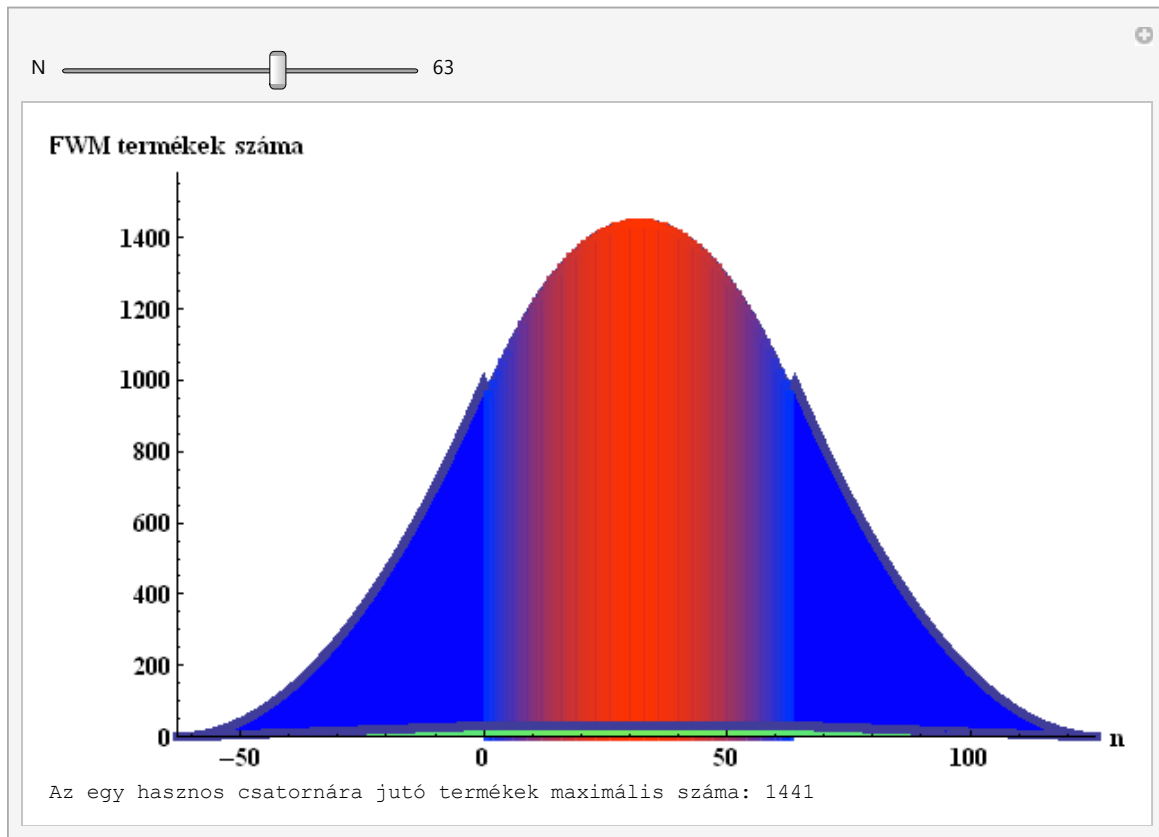
$$M_{degenerált_sávba_eső}(n) = \begin{cases} \frac{N}{2} - 1, & n \in [1; N], N \text{ páros} \\ \frac{N}{2} - 1 - (-1)^n, & n \in [1; N], N \text{ páratlan} \end{cases} \quad (8)$$

$$M_{nemdegenerált}(n) = \begin{cases} 0, & n < -N \\ \left\lfloor \frac{N^2+n^2-2N-2n+2Nn}{2} \right\rfloor, & -N \leq n < 1 \\ \left\lfloor \frac{N^2-2n^2-6N+2n+4}{4} + \left\lfloor \frac{Nn}{2} \right\rfloor \right\rfloor, & 1 \leq n \leq N \\ \left\lfloor N^2 + \frac{n^2}{4} - Nn \right\rfloor, & N < n \leq 2N \\ 0, & n > N \end{cases} \quad (9)$$

Az átviteli sávba eső nemdegenerált termékek száma

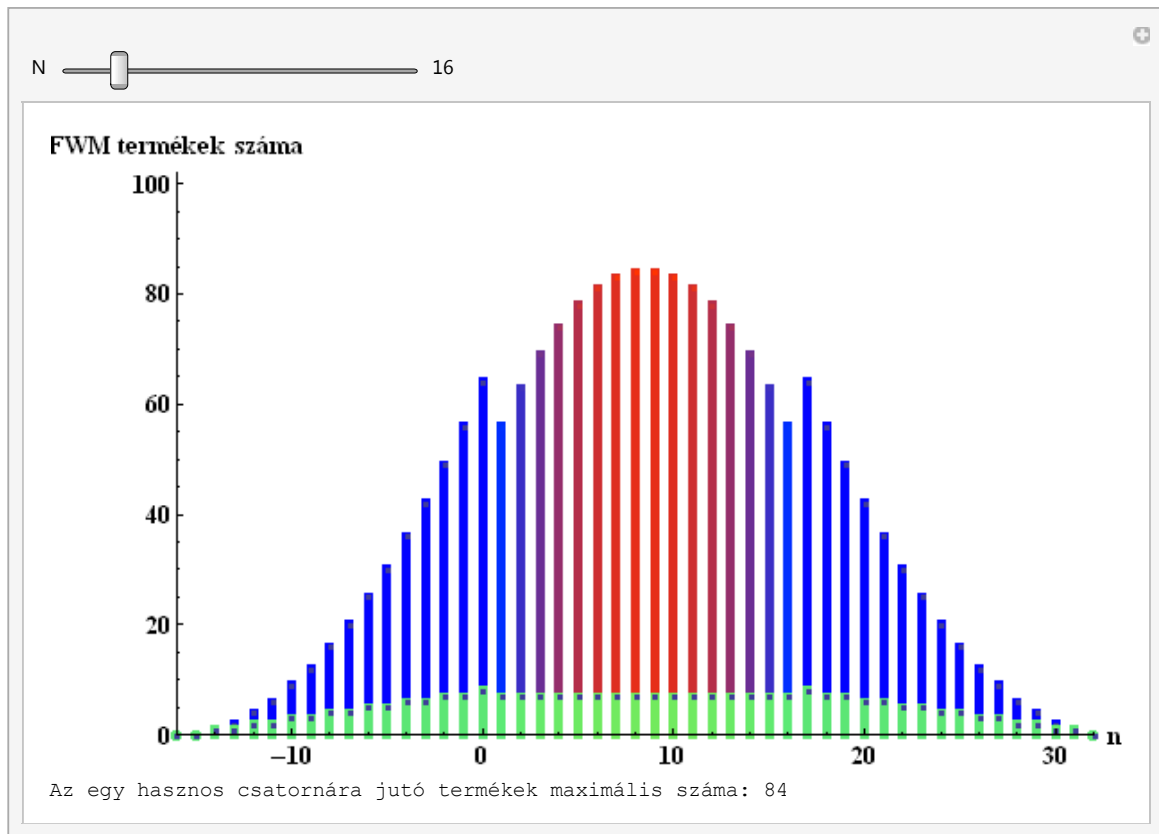
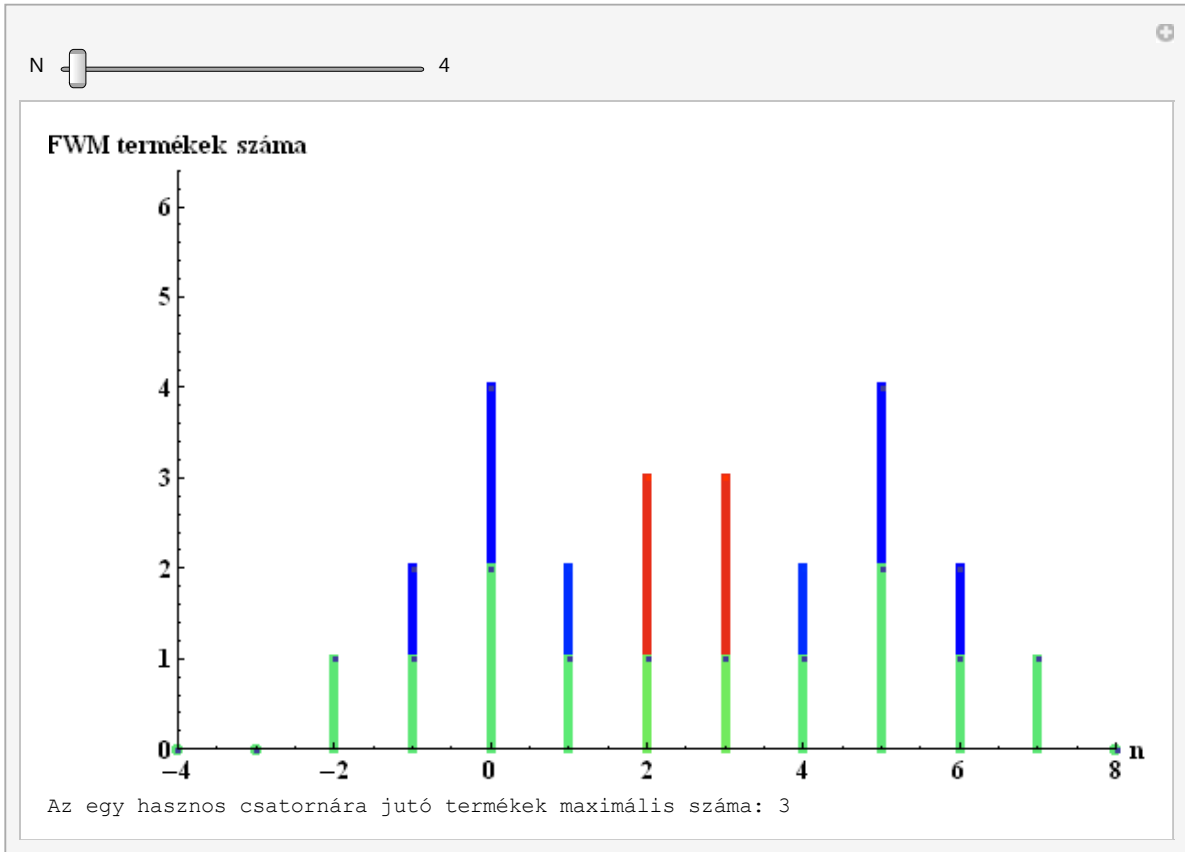
$$M_{nemdegenerált_sávba_eső}(n) = \begin{cases} \frac{N^2-6N+2Nn-2n^2+2n+4}{4}, & n \in [1; N], N \text{ páros} \\ \frac{N^2-6N+2Nn-2n^2+2n+4+(-1)^2}{4}, & n \in [1; N], N \text{ páratlan} \end{cases} \quad (10)$$

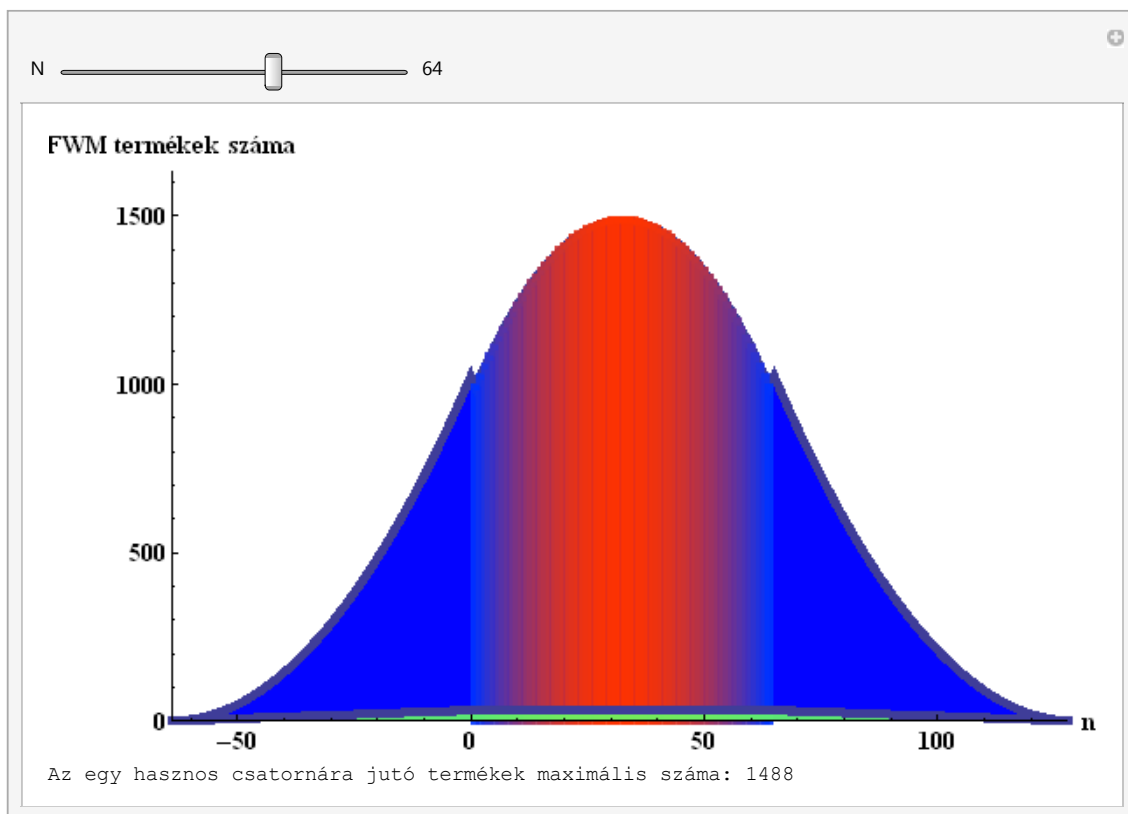
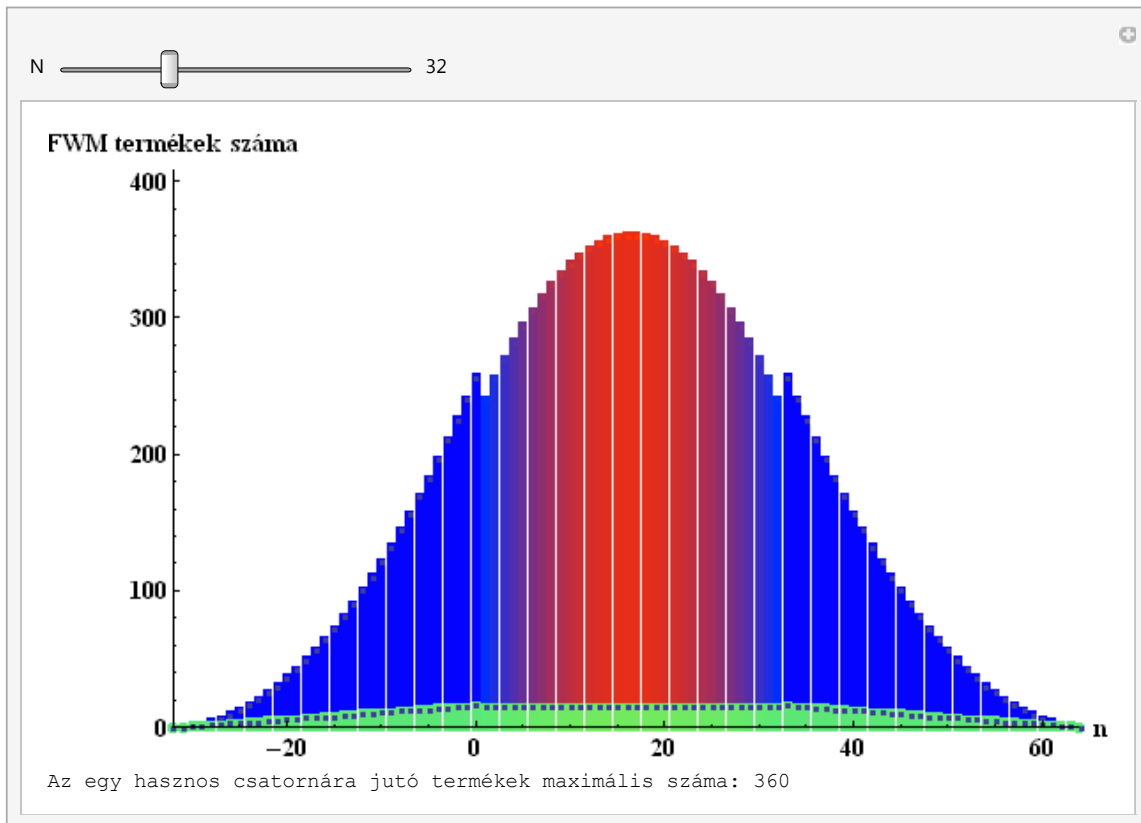
A fenti analitikus alakok implementálása a Mathematica 8.0 verziójával történt. A program C nyelven írt magja (kernel) végzi a tényleges számításokat, az utasítások értelmezését. Az eredményeket a felhasználói felület közli, amelybe szinte a papírra vetett íráshoz hasonlóan be lehet vinni a matematikai kifejezéseket (ún. prettyprinting) és ugyanezen a felületen közöl eredményeket és ábrákat. Az utasítások sokszor egészszavasak, kifejezik, hogy mit szeretnénk végrehajtani a programmal. A 7. ábrán látható az eloszlást számoló program kezelőfelülete Mathematica-ban. Az egyetlen paramétert, N -t egy csúszkán állíthatjuk be a kívánt értékre és az eloszlás ábrája azonnal megjelenítődik további kattintások nélkül, valamint kiszámolásra és kiírásra kerül az egy csatornára jutó termékek maximális száma:



6. ábra: Az FWM termékek számát csatornaindex szerint előállító program működés közben

Az FWM termékek eloszlását tehát az $M_{degenerált}(n)$ és $M_{nemdegenerált}(n)$ összefüggések adják a teljesség igényével. A programon belül egy csúszkával tudjuk állítani N-et és hozzá tartozó termékszám-csatorna eloszlás azonnal kiértékelésre kerül. A 8. ábrán 4 eset ($N=4;16;32;64$) látható, szemléltetve az eloszlásukat n szerint, és színátmenettel hangsúlyozva az átviteli sávba eső n -ek, valamint az összes átviteli sávba eső n -hez tartozó FWM termékek számának maximuma (világos kékkel a degenerált, sötétkéssel a nemdegenerált, színátmenettel az átviteli sávba eső FWM termékek):



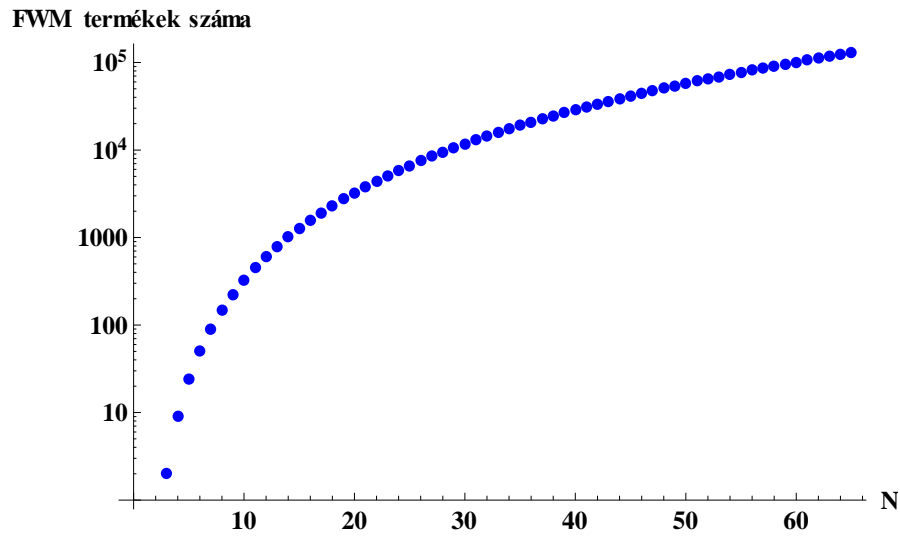


7. ábra: Az FWM termékek alakulása a csatornaszám növelésével: színátmenettel jelölve az átvitt képző sávot, n -nel jelölve a csatorna sorszámát

Eddig a külön csatornákra eső termékek számát vizsgáltuk. A FWM termékek össz-száma az alábbi összefüggés szerint alakul:

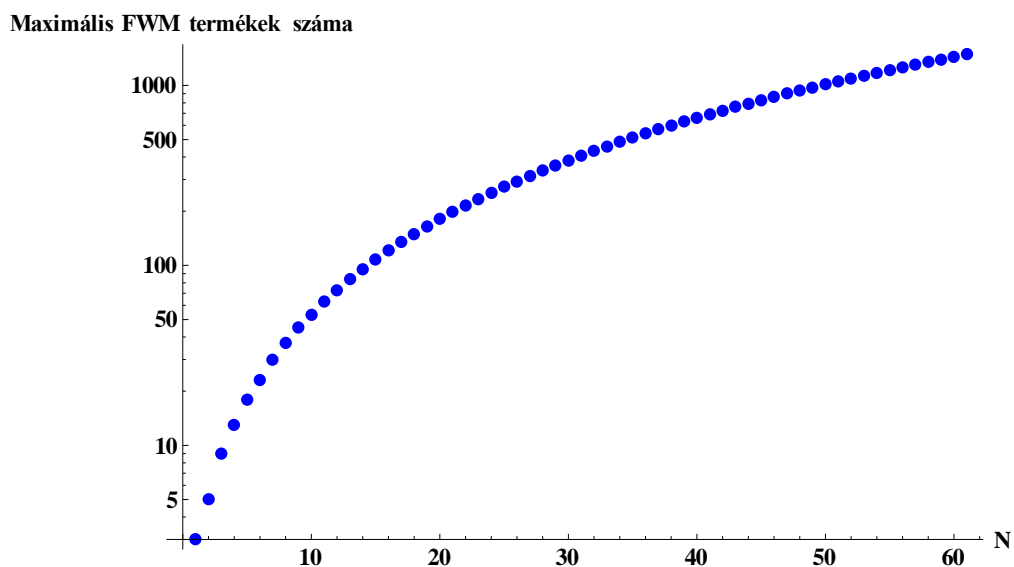
$$FWM \text{ termékek száma} = \frac{N^3 - N^2}{2}$$

Logaritmikusan ábrázolva (9. ábra):



8. ábra: FWM termékek össz-száma a csatornák számának függvényében

Hasonlóan alakul az egy csatornára jutó maximális termékek száma (logaritmikusan skálán):



9. ábra: Egy csatornára jutó maximális termékek száma

Belátható tehát, hogy a csatornaszám növelésével exponenciálisan nő a rendszerben az FWM termékek száma és ez DWDM rendszereknél különösen jelentős jelminőség rontást jelenthet. Jogosan felmerülhet a kérdés: az adott csatornára rákeveredő termékek milyen összefüggés szerint adhatóak össze és összeadhatóak-e egyáltalán? A következő fejezet ennek modellezésével foglalkozik.

6. Az FWM termékek hatása az átvitelre

Számos publikáció foglalkozott behatóan az FWM jelenség hatásával az optikai DWDM adatátvitelre. A következőkben a [13] előadascikket és [12]-t vesszük alapul. A publikáció jól foglalja össze a négyhullám-keverés worst case esetét: minden csatornán modulálatlan CW jel (Constant Wave – állandósult jel) értendő és feltételezzük, hogy a forrás teljesítménye nagyságrendekkel nagyobb a keletkező FWM termékekénél. Az adott F frekvenciára és adott L hosszra az alábbi módon összegezhető az FWM termékek:

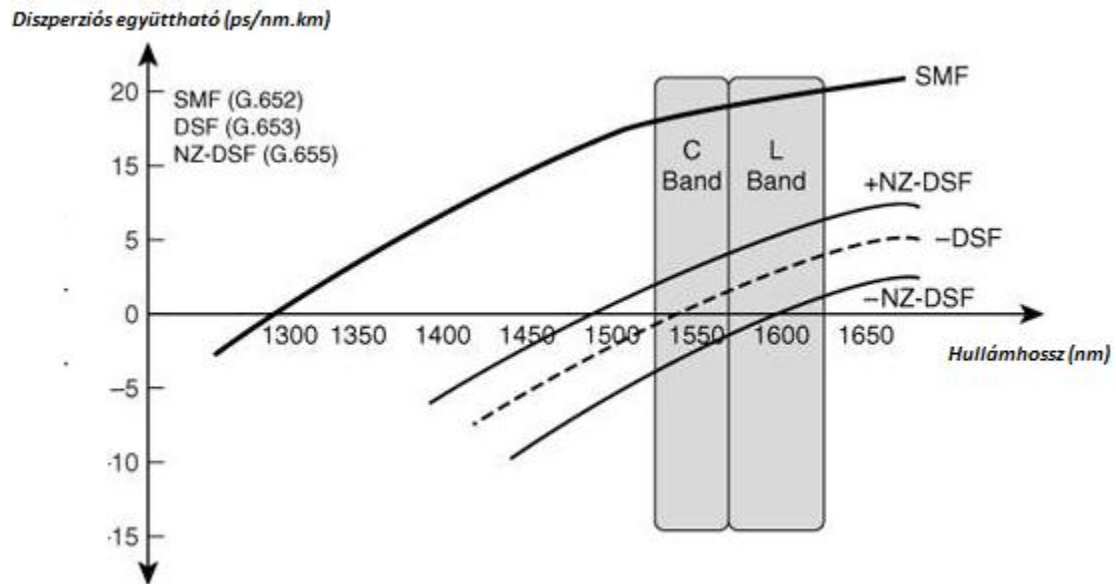
$$P_F(L) = \sum_{f_k=f_i+f_j-f_F} \sum_{f_j} \sum_{f_i} |A_F(L)|^2 = \frac{4\pi^2 n_2^2}{A_{eff}^2 \lambda^2} d P_i(0) P_j(0) P_k(0) \exp(-\alpha L) \left| \frac{e^{(-\alpha+i\Delta\beta)L} - 1}{i\Delta\beta - \alpha} \right|^2 \quad (11)$$

ahol $|A_F(L)|^2$ az FWM termék amplitúdójának nagyságára vonatkozó összefüggés, A_{eff} a szál hatásos keresztmetszete, n_2 a nemlinearitási együttható, λ a vizsgált hullámhossz (amire keverednek a termékek), d a termék degeneráltságához tartozó együttható ($d=1$ ha degenerált a termék, $d=2$, ha a termék nemdegenerált), ha $P_{i,j,k}$ a források kimenő teljesítménye, α a csillapítási együttható; az állandók és tagok mind SI-ben értendők. A $\Delta\beta$ a termékek egymáshoz viszonyított fázisillesztettségét leíró tag, ez befolyásolja, hogy milyen mértékben erősödhetnek és adhatóak össze az egy csatornára eső FWM zavarjelek. $\Delta\beta$ analitikus alakja a csatornafrekvenciák alapján:

$$\begin{aligned} \Delta\beta &= \beta(f_i) + \beta(f_j) - \beta(f_k) - \beta(f_F) \\ &= \left[(f_k - f_0)^2 + (f_i - f_0)(f_j - f_k) - (f_j - f_0)(f_k - f_0) \right] \frac{2\lambda_0^2 \pi D}{c} \\ &\quad - (f_i - f_k)(f_j - f_k) [(f_i - f_0) + (f_j - f_0)] \frac{\lambda_0^4 \pi}{c^2} \left[\frac{2D}{\lambda} + \frac{dD}{d\lambda} \right] \end{aligned} \quad (12)$$

ahol f_0 illetve λ_0 egy olyan frekvencia (hullámhossz), amely beleesik abba a tartományba, ahol a diszperziós állandó (D) a szálra jellemző diszperziós meredekség ($dD/d\lambda$) lineáris

tartományába eső értéke. Ezt azért fontos kiemelni, mert a diszperziós meredekség hullámhosszfüggő, és meredksége nem állandó a különböző hullámhossztartományokban, ahogy azt az 11. ábra is szemlélteti:



10. ábra: A diszperziós meredekség alakulása különböző szabványos szálakban (www.corning.com)

A vizsgálataink tehát az 1550nm-es érték és környezete köré (az ún. L és C sávok) összpontosítanak, hiszen a mai rendszerekben ez a legelterjedtebb sáv DWDM kommunikációra.

A fentiek teljes egészében leírják az FWM termékek teljesítményviszonyait. A modell implementálása szintén Mathematica-val történt. A következő folyamatábra írja le a számítás módszerét:



11. ábra: Az implementált algoritmus folyamatábrája

Részletezve:

1. Elsőként definiálni kell az átvitel közegét jelentő szál és a bemenő jel paramétereit. Ezek rendre: csatornaszám; a vizsgált hullámhossz-tartomány [nm], ami a futóparaméterünk; fénysebesség [m/s]; csatornatávolság [GHz]; diszperziós együttható [ps/nm.km]; diszperziós meredekség [ps/km.nm²]; referenciahullámhossz, amin értelmezzük a szálparamétereket [nm]; a szál keresztmetszete [m²]; a szál hossza [m]; a csillapítási együttható [1/m]; csatornateljesítmény [W]; a szál nemlineáris együtthatója [dim. nélküli].
2. Generálunk egy tömböt középhullámhosszakkal, növekvő érték szerint rakjuk a tömbbe.

3. A modell értelmében a csatornák közül a középső képezi a későbbi vizsgálat tárgyát (beláttuk, hogy erre kerül a legtöbb FWM termék), ezért e köré generálunk adott csatornatávolsággal szimmetrikusan további csatornákat a csatornatávolság megadásán keresztül. Ezt úgy teszem a programban, hogy két külön tömböt generálok a középső csatornától kisebb frekvenciákra, valamint nagyobb frekvenciákra és a végén egyesítem őket, és egy tömbként kezelem a továbbiakban.
4. A csatornák frekvenciájából i, j, k frekvenciahármassokat állítunk elő

$$\text{frekvenciahármassok} = \binom{\text{csatornafrekvenciák tömb elemei}}{3}$$

alapján. Ezek alkotják az összes lehetséges kombinációt.

5. Ezek közül kiválasztjuk azokat, amikre teljesülnek a $f_i \neq f_j$ és $f_j \neq f_k$ feltételek, hiszen ezek vesznek részt az általunk vizsgált FWM termékek megjelenésében.
6. Az $f_{ijk} = f_i + f_j - f_k$ összefüggés alapján előállítjuk a véglegesen felhasznált FWM-frekvenciákat, valamint hullámhosszakat.
7. Az FWM termékeket egymással összerendelve (hullámhossz-frekvencia) növekvő sorrendbe rakjuk.
8. $\Delta\beta$ fázisillesztettség kiszámítása a 4)-ben generált frekvencia-számhármassokból, növekvő frekvencia szerint.
9. $\Delta\beta$ értékeket behelyettesítjük az $|A_F(L)|^2$ kifejezésébe, majd a degeneráltság szerint 1-gyel vagy 2-vel megszorozzuk a megfelelő elemeket. Ennek számossága végül annyi lesz, mint a 4)-ben létrejött elemek száma. Ezek között természetesen szerepelnek egyenlő értékű f_{ijk} kombinációk.
10. Meghatározzuk az egyforma értékű FWM frekvenciákat, lényegében szűkítjük a tömb méretét azonos értékű elemek kiemelésével.
11. Összerendljük az adott frekvenciákhoz tartozó FWM termékeket a 9)-ben generált teljesítmény tömb elemeivel.
12. Az azonos frekvenciához rendelt FWM termékek teljesítményeit összegezzük és egy vektorban tároljuk. Ennek hossza N csatorna esetén $[2-N, 2N-1]$ vektor hossza. Pl. $N=11$ esetén ez 31
13. A következő középfrekvenciára léptetünk és végrehajtjuk az előző lépéseket a 2. ponttól.

Ez az algoritmusunk, amellyel az FWM termékek előállíthatóak. Az idézett publikáció karakterisztikái úgy alakultak ki, hogy a szerző azt feltételezte, hogy mivel a középső csatornára keveredik a legtöbb termék, ezért mindig a középső csatorna frekvenciájához rendelhető hullámhossz teljesítmény elemeit kell tekinteni, hiszen ez a worst case eset az összeköttetés minőségének vizsgálatakor. A látszólag helyeslendő feltételezést a későbbiekben leellenőrizzük úgy, hogy összehasonlítjuk a középső elemeket a 12. pontban generált tömb összes elemével nagyság szerint. A program első blokkja független a ciklustól:

itt látható, hogy ha más száltípusra akarjuk végrehajtani a számítást, akkor elégséges az elején megadni a paramétereket, inentől fogva az algoritmusban nem kell módosítást végrehajtani, végig a definiált konstansokkal és középfrekvenciákkal fog dolgozni.

6.1. FWM különböző szálakban

A következőkben három féle szálát vizsgálunk: az általánosan használt szabványos monomódusú szálát (SMF, G.652), diszperzió eltolt szálát (DSF, G.653), valamint nemnulla diszperzió eltolt szálát (NZDSF, G.655). Az algoritmus segítségével megjeleníthető a jel-zaj viszony a hullámhossz függvényében, amiből a megfelelő következtetések levonhatóak az FWM hatást illetően. Két alapvető összehasonlítás szerepel a dolgozatban: elsőként azt vizsgáltam, hogy mi történik ha növelem a csatornák számát, de nem változtatom a távolságukat egymástól; másodikként rögzített csatornaszám mellett csökkentettem a csatornák közti frekvenciakülönbséget (létező ITU szabvány szerint 100GHz illetve 50GHz, valamint még nem megvalósított 25GHz). A bemeneten végig modulálatlan, 1mW teljesítményű CW jel értendő, hiszen CW állapot (folyamatosan 1-eseket adunk NRZ kódolás során) tekinthető adatátvitel szempontjából a legrosszabbnak.

a) SMF szál

A G.652 szabványban előírányzott szál a legelterjedtebben használt monomódusú optikai szál. Kis és nagy távolságokon egyaránt alkalmazzák, a specifikációk az évek alatt lényegében (a modell paramétereit illetően) változatlanok maradtak.

A szimuláció során használt paraméterek:

$$\lambda_0 = 1550 \text{ nm}$$

$$\alpha = 0,2 \text{ dB/km}$$

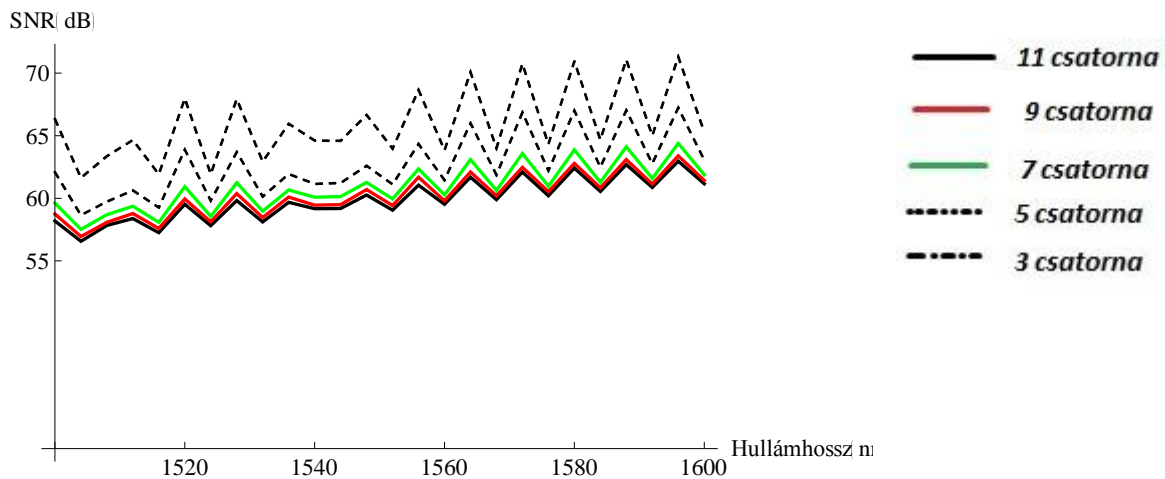
$$D = 16.5 \text{ ps}/(\text{nm.km})$$

$$n_2 = 26 \cdot 10^{-21}$$

$$A_{\text{eff}} = 50 \mu\text{m}^2$$

$$dD/d\lambda = 0.055 \text{ ps}/(\text{nm.km}^2)$$

3, 5, 7, 9 és 11 csatornára az összesített FWM és hasznos jel jel-zaj viszonya (SNR – Signal-to-Noise Ratio: $20 \lg(P_{\text{jel}}/P_{\text{zaj}})$) 100 GHz csatornatávolság mellett (középső csatorna hullámhosszára eső teljesítmények):

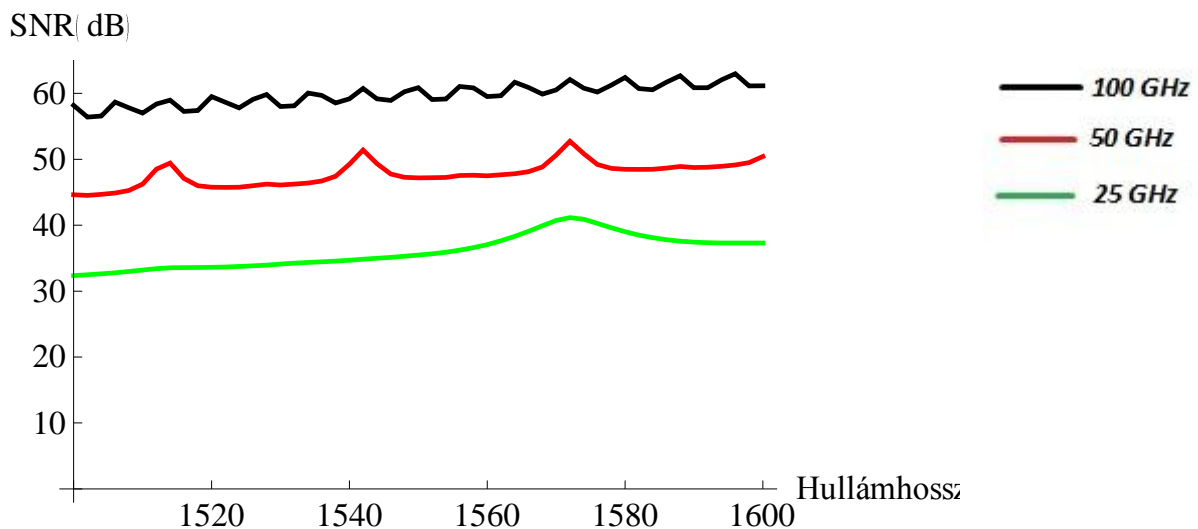


12. ábra: SNR alakulása SMF szálban különböző csatornaszám mellett (publikációs modell)

Látszik, hogy a csatornaszám növelésével a keveredési termékek megnövekedése rontja a jel-zaj viszonyt, már 8 csatorna hozzáadása kb 7 dB-s romlást eredményez.

A következő lépésben megvizsgáljuk, hogy lefixált csatornaszám mellett hogyan függ az SNR 100, 50 és 25 GHz csatornatávolság mellett.

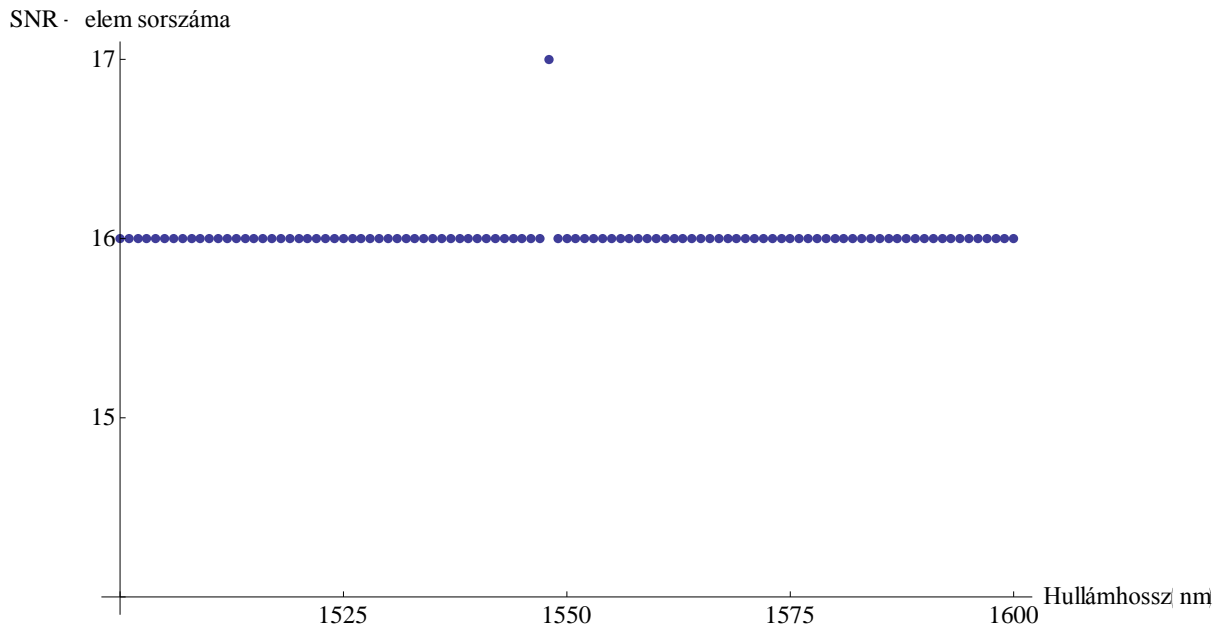
Csatornatávolság függés (11 csatorna, 1mW forrásteljesítmény, középső csatorna hullámhosszára eső teljesítmények):



13. ábra: SNR alakulása SMF szálban különböző csatornatávolságokon (publikációs algoritmus)

Itt már egészen szembeűnő a romlás: negyedelve a csatornatávolságot, a modell közel 30 dB-s romlást jósol azonos tartományban.

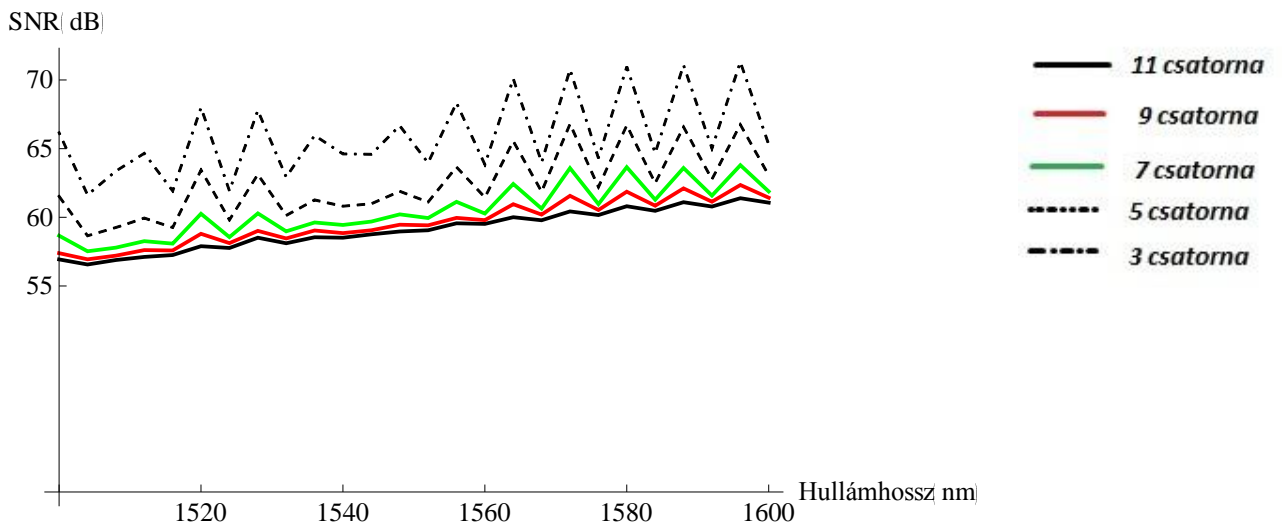
Most tekintsük azt az esetet, amikor a modellt hatékonyabban használjuk ki, és az adatsorokból valóban a worst case esetet ragadjuk ki és ábrázoljuk hasonló módon! A feltevést az erősíti meg, hogy ha megvizsgáljuk a kikevert SNR-vektorok legnagyobb értékű elemeit (amiket ábrázolunk hullámhossz szerint) és megvizsgáljuk, hogy adott páratlan elemszámú vektoron belül hányadikok, akkor az alábbi eredményt kapjuk:



14. ábra: SMF szálak C és L sávba eső SNR-vektorok minimális értékeinek sorszáma

Első ránézésre elenyésző a „nem-középső” elemek száma. Ez azzal indokolható, hogy az SMF szálak FWM-keveredés okozta torzítások maximuma nem az ábrázolt hullámhossz-tartományban (C sáv) keresendő. Később látni fogjuk, hogy az indoklás helytálló.

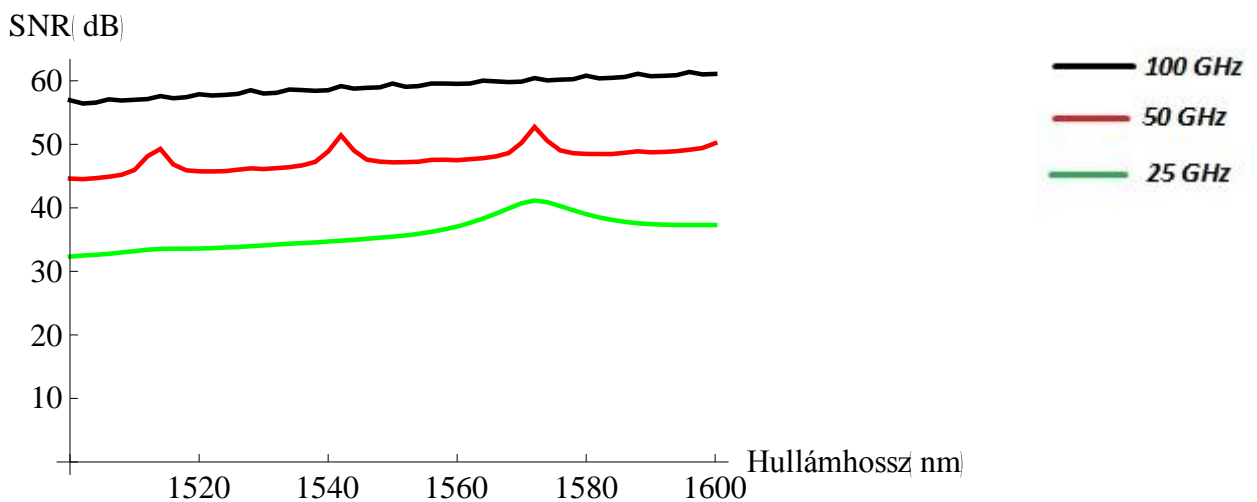
A csatornák számának változtatásával:



15. ábra: SNR alakulása SMF szálban különböző csatornaszám mellett (maximumkereső algoritmus)

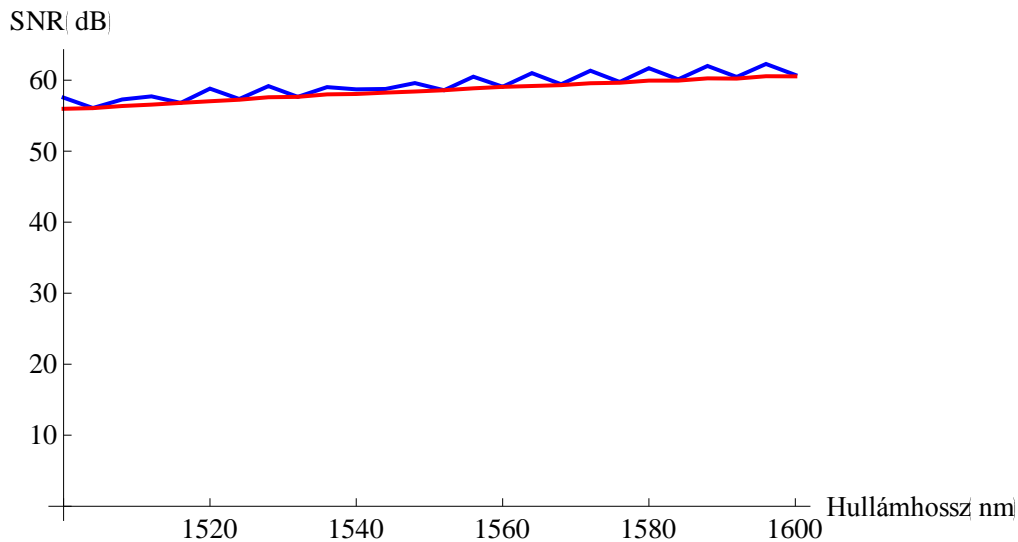
Megállapítható, hogy a csatornák számának 3-ról 11-re növelésével itt is 7-8 dB romlás jellemző és végig alacsonyabbak a nagyobb csatornaszámú SNR értékek.

Csatornatávolság függés (11 csatorna, 1mW forrásteljesítmény, középső csatorna hullámhosszára eső teljesítmények):



16. ábra: SNR alakulása SMF szálban különböző csatornatávolságokon (maximumkereső algoritmus)

A különbség nem szembetűnő, ám ha nagyobb csatornaszám esetén hajtjuk végre az összehasonlítást, rögtön kitűnik a két módszer eltérése. A következő ábrán 17 csatornás összeköttetést vizsgálunk, kézzel jelölve a középső csatornás vizsgálat karakterisztikája, pirossal pedig a tényleges legrosszabb adatokkal dolgozót:



17. ábra: SNR értékek összevetése: publikáció (kék) és maximumkeresés (piros) (17 csatorna, 100GHz csatornatávolság)

Látható, hogy a második módszer kis mértékben kisebb jel-zaj viszonyt jósol.

b) DSF szál

A G.653 szabványban rögzített DSF típusú szálak közös jellemzője, hogy 1550nm környékén közel 0 ps/(nm.km) a diszperziós állandó. A gyártók és a szakirodalom is kiemeli, hogy ezekben a szálakban az FWM indukálta áthallás különösen erős, így DWDM rendszerekben nem ajánlott a használatuk.

A modellben használt paraméterek:

$$\lambda_0 = 1550 \text{ nm}$$

$$\alpha = 0,2 \text{ dB/km}$$

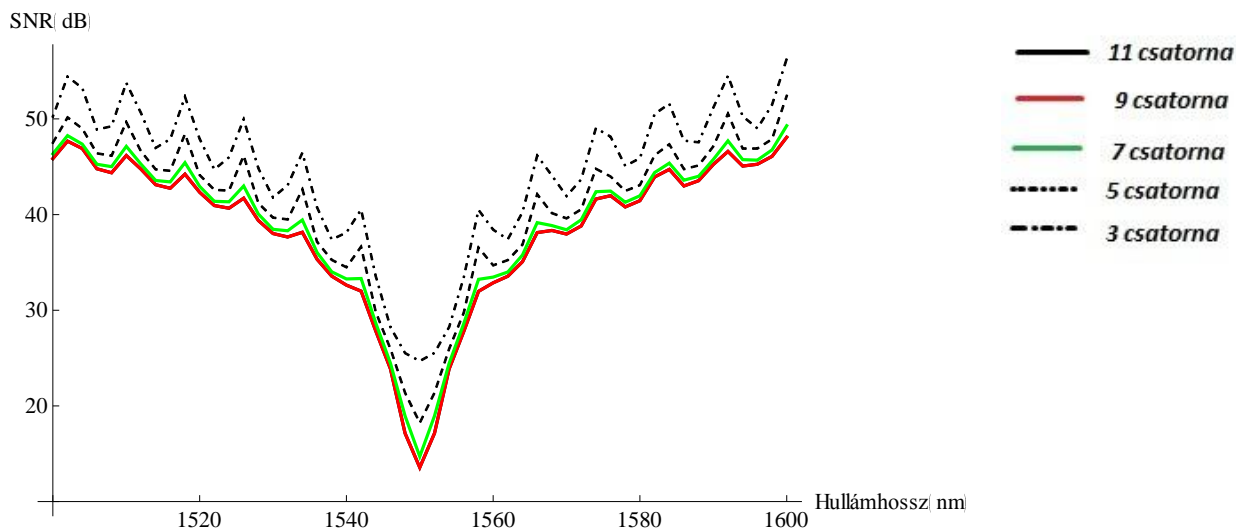
$$D = 0 \text{ ps}/(\text{nm.km})$$

$$n_2 = 26 \cdot 10^{-21}$$

$$A_{\text{eff}} = 50 \mu\text{m}^2$$

$$dD/d\lambda = 0.07 \text{ ps}/(\text{nm.km}^2)$$

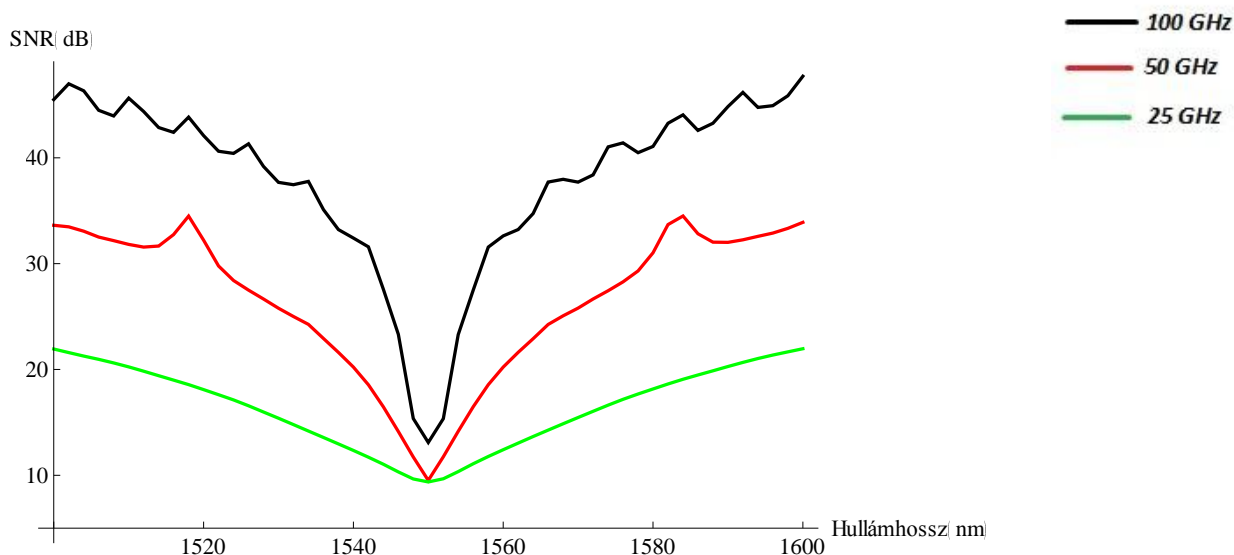
3, 5, 7, 9 és 11 csatornára az összesített FWM és hasznos jel SNR-je 100 GHz csatornatávolság mellett és 1mW bemenő teljesítmény mellett:



18. ábra: SNR alakulása DSF szálban különböző csatornaszám mellett (publikációs modell)

Merőben más karakterisztikát láthatunk az SMF-hez képest. Az első szembeötlő különbség a függvény (közel) szimmetriája egy minimumérték körül: 1550 nm, ott, ahol a kromatikus diszperziós érték 0 (így definiáltuk a szabványnak megfelelően). Itt az SNR közel 10 dB-s, ami az átvitel szempontjából elfogadhatatlan (20 dB a minimum elvárt érték). A C-sávban ezért ez a szál nem alkalmas DWDM átvitelre. (megj.: a 11 csatornás vonal egybeesik a 9 csatornással, ezek átfedik egymást)

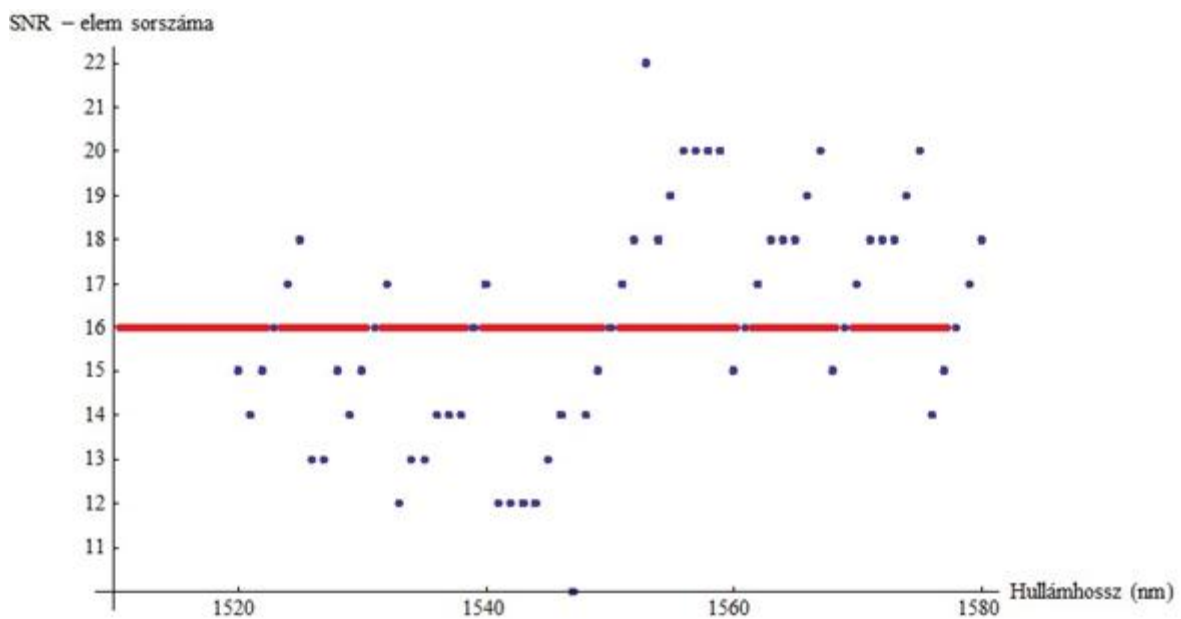
Csatornatávolság függés (11 csatorna, 1mW forrásteljesítmény):



19. ábra: SNR alakulása DSF szálban különböző csatornatávolságokon (publikációs algoritmus)

Itt is megfigyelhető az a trend, hogy a csatornatávolság csökkentésével drasztikusan csökken az SNR az adott sávban, sőt, nem állandó a különbség: közeledve a 0 diszperziós ponthoz az eltérés csökken.

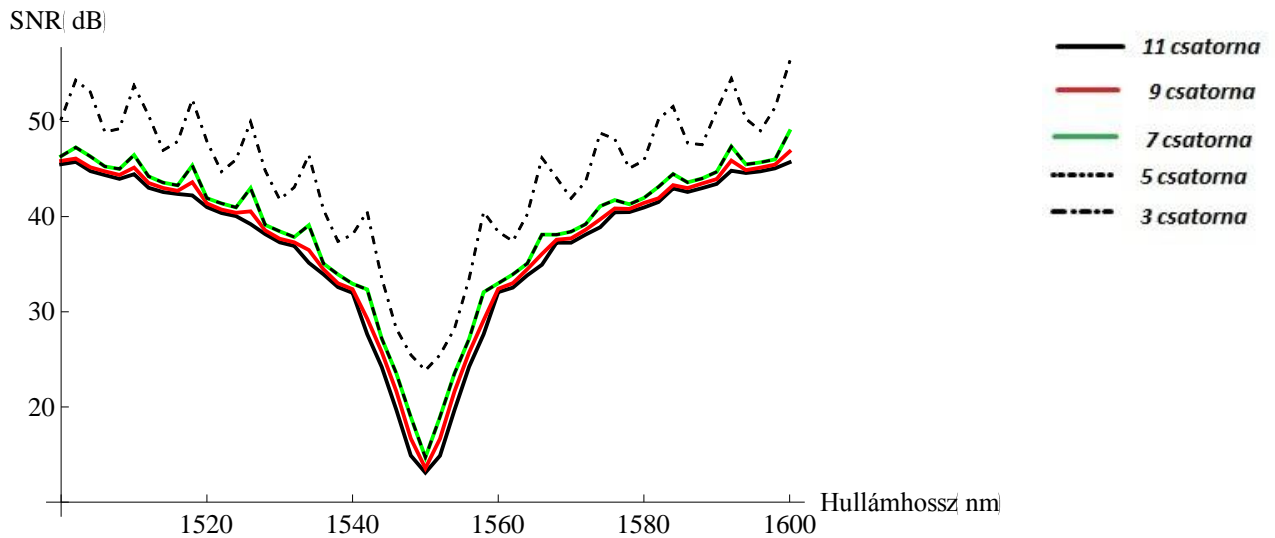
Itt is megvizsgálhatjuk, hogy mik azoknak a SNR-elemeknek a sorszáma számításokkor, amelyek valóban a legkisebb értékűek. A publikáció szerint mindig a középsőnek kell lennie, hiszen azt feltételezi, hogy a középső csatornához tartozó SNR-elem lesz mindig a legkisebb értékű (DSF szál, 11 csatorna, 100GHz csatornatávolság; pirossal a középső elemek pozíciója kiemelve):



20. ábra: DSF szál SNR-vektorok minimális értékeinek sorszáma

Ebben a situációban teljesen más a helyzet, mint az SMF szálak esetében. A minimum-pont környékén erős fluktuáció figyelhető meg a legkisebb SNR értékek vizsgálatakor a vektorokon belül. Némi szabályosság megfigyelhető: a 1551 nm környéki pont körüli középpontos tükrözéssel számos pont megszerkeszthető. Tehát itt már nem egyértelmű, hogy adott hullámhosszon a középső csatorna szenved el a legjelentősebb jel-zaj viszony romlást.

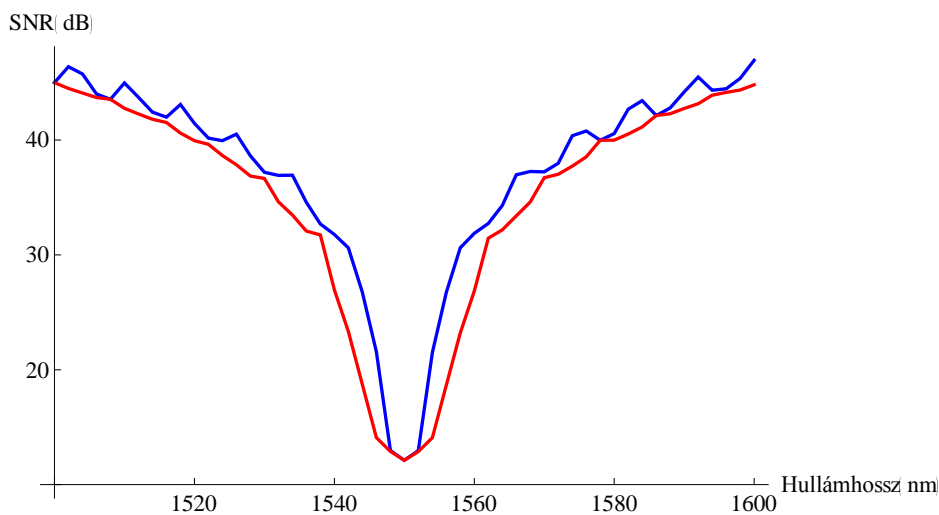
Ezt megismerve, itt is összehasonlítjuk a publikáció SNR számítását a továbbgondolt, maximumkeresős módszerrel:



21. ábra: SNR alakulása DSF szálban különböző csatornaszám mellett (maximumkereső algoritmus)

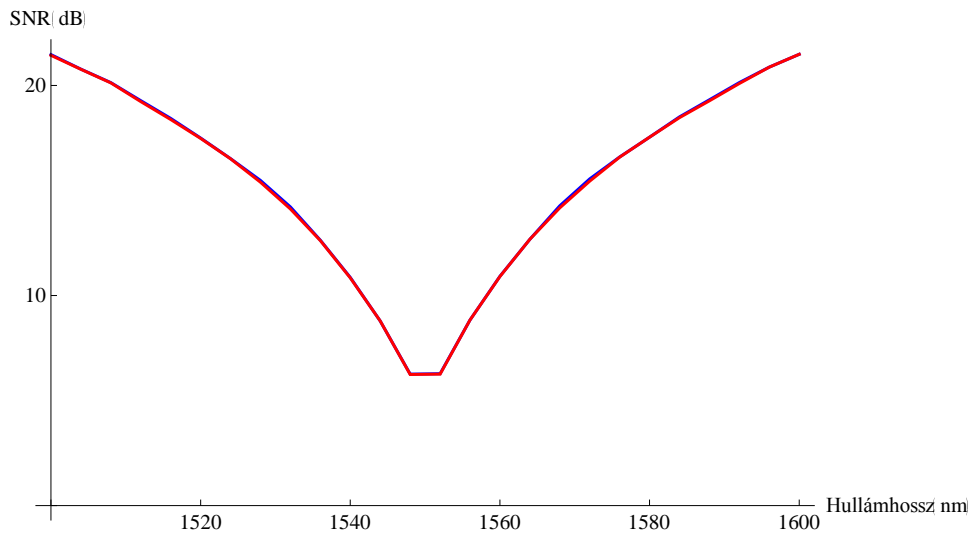
A számítások itt már egymástól észrevehető eltérést mutatnak. A minimumértékek ugyan megegyeznek (13,1 dB), de a legnagyobb elért SNR már közel 2dB-s eltérést mutat a középső csatornát vizsgáló eredmények javára (47,7 dB szemben a 45,7 dB-vel).

Növelve a csatornaszámot 17-re 100GHz csatornatávolság megtartásával jól kimutatható szintén a két módszer közti eltérés:



22. ábra: SNR értékek összevetése 17 csatorna, 100GHz csatornatávolság mellett: publikáció (kék) és maximumkeresés (piros)

Azonban, ha csökkentjük a csatornatávolságot 25GHz-re, a két módszer eredménye nem mutat lényeges különbséget:



23. ábra: SNR értékek összevetése: publikáció (kék) és maximumkeresés (piros) (17 csatorna, 25GHz csatornatávolság)

Az ok valószínűleg az, hogy ilyenkor a fázisillesztettség a kis csatornatávolság miatt nem mutathat kellően nagy eltérést.

c) NZDSF szál

A DSF szálak továbbfejlesztett változata, kifejezetten a nemlineáris hatások visszaszorítására. Ezt úgy érik el a gyártók, hogy a 0 kromatikus diszperziós sávot az 1550 nm-s ablakon kívülre tolják, ellenben kellően alacsonyan tartva azt, egyféle kompromisszumként.

A szimuláció során használt paraméterek:

$$\lambda_0 = 1550 \text{ nm}$$

$$\alpha = 0,2 \text{ dB/km}$$

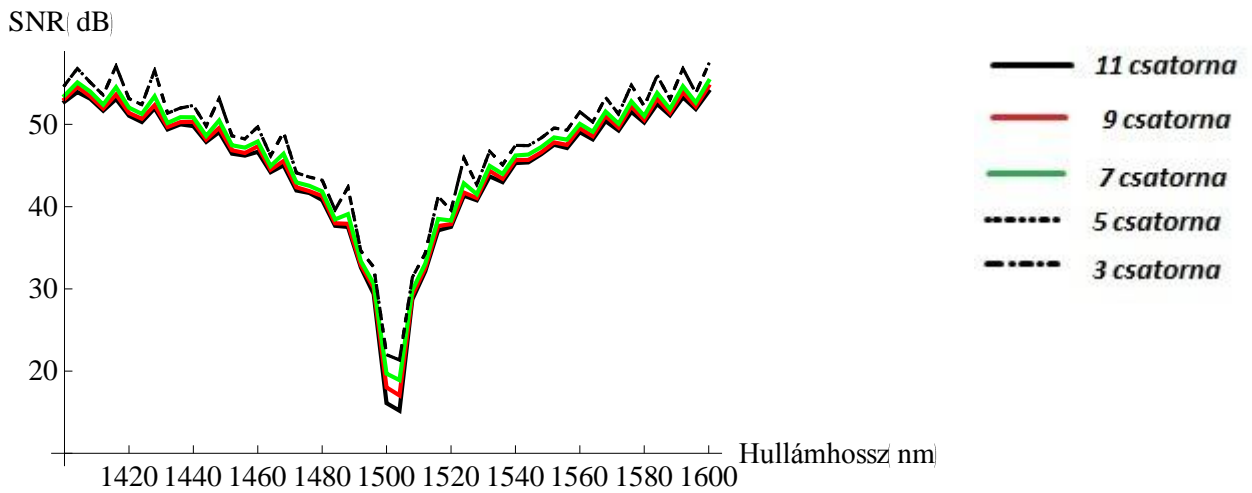
$$D = 3,7 \text{ ps}/(\text{nm}\cdot\text{km})$$

$$n_2 = 26 \cdot 10^{-21}$$

$$A_{\text{eff}} = 50 \mu\text{m}^2$$

$$dD/d\lambda = 0.07 \text{ ps}/(\text{nm}\cdot\text{km}^2)$$

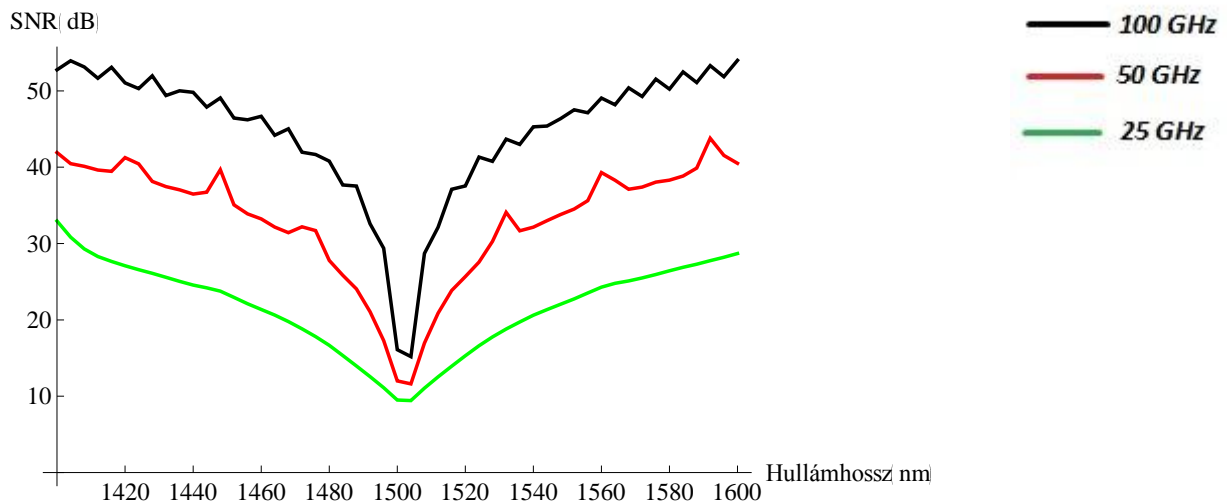
3, 5, 7, 9 és 11 csatornára az összesített FWM és hasznos jel SNR-je 100 GHz csatornatávolság mellett:



24. ábra: NZDSF alakulása SMF szálban különböző csatornaszám mellett (publikációs modell)

Látható, hogy a C sávban vizsgált SNR értékek merőben jobb képet mutatnak a DSF szálakhoz képest, mivel a 0 diszperziós pont 1500nm-re lett áthelyezve. A korábbi 12-13 dB-s minimum 1550nm-en már 45-47 dB-s értéket vesz fel, ami figyelemre méltó javulás.

Csatornatávolság függés (11 csatorna, 1mW forrásteljesítmény):

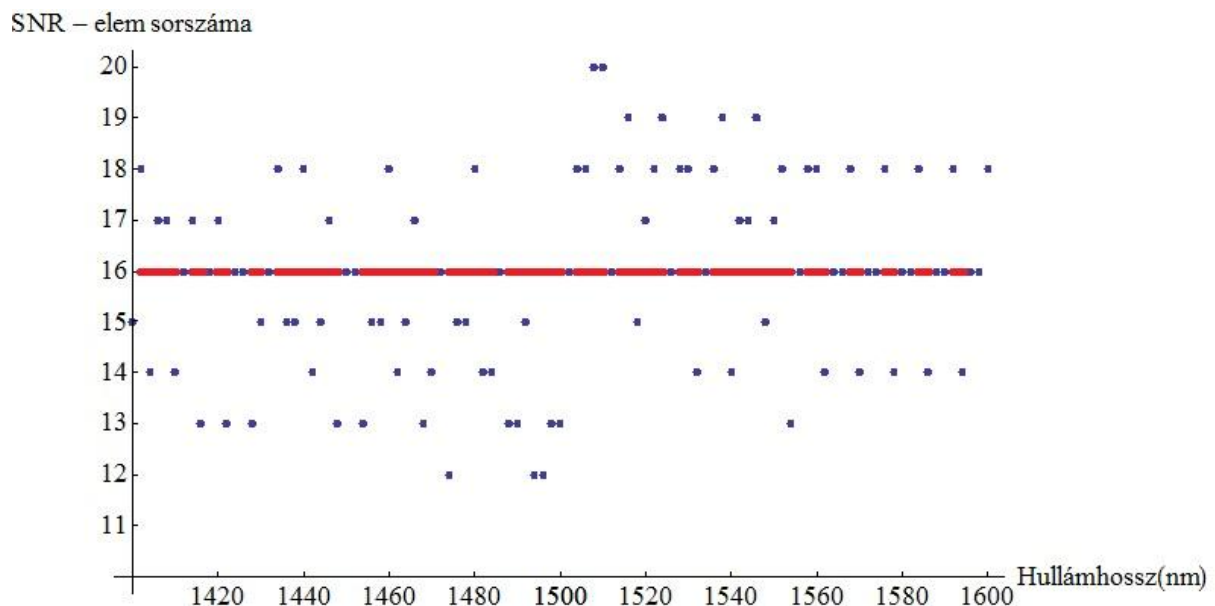


25. ábra: SNR alakulása NZDSF szálban különböző csatornatávolságokon (publikációs algoritmus)

A korábbiakhoz hasonlóan a csatornatávolság csökkentése jelentős SNR csökkenéssel jár.

Hasonlóan a korábbiakhoz, a két SNR számítási módszer közt itt is fellépnek különbségek már 11 db, valamint 17 db, 100GHz-es távolságú csatorna megléte mellett.

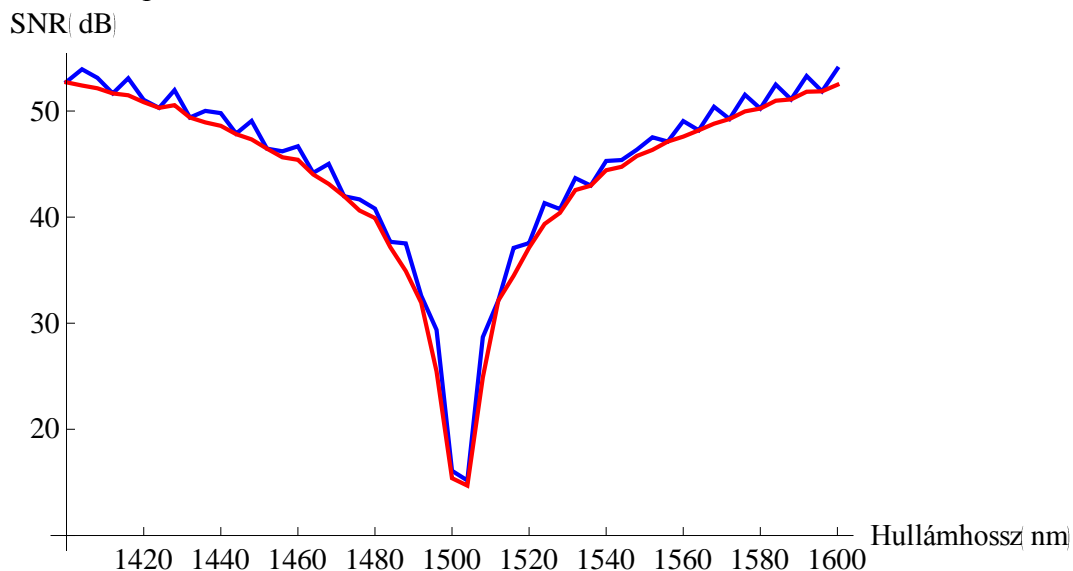
Itt is megvizsgáltam, hogy az SNR vektorértékek a hullámhossz függvényében hol helyezkednek el a középső csatornához képest:

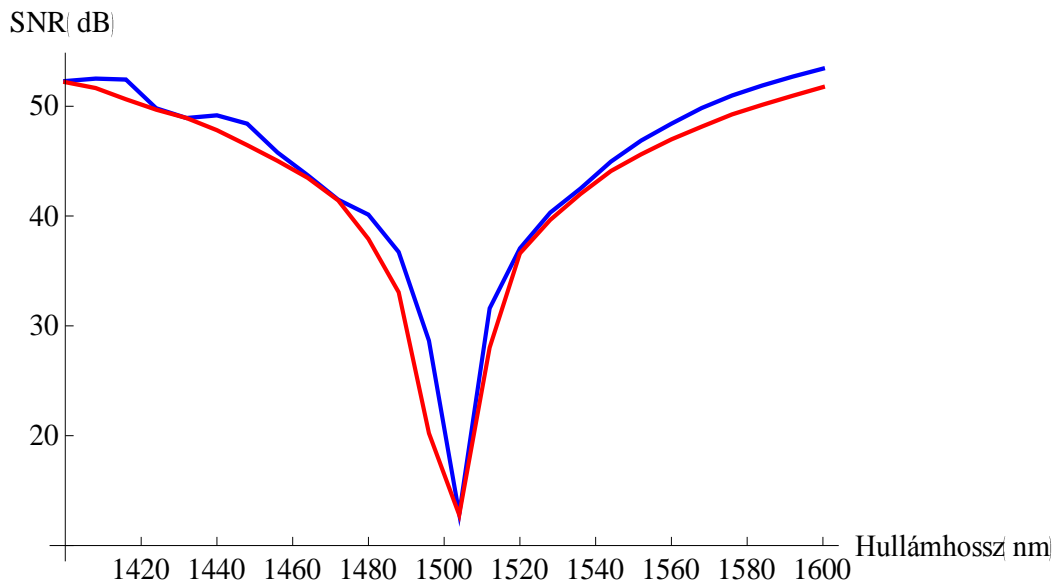


26. ábra: NZDSF szál SNR-vektorok minimális értékeinek sorszáma

A DSF szálhoz hasonlóan itt sem egyértelműen kijelenthető, hogy mindig a középső vektorelemhez tartozik a legkisebb SNR érték és szabályosság sem figyelhető meg.

Ezt követően lehetett vizsgálni a két megközelítést: kézzel a középső csatorna vizsgálatával számolt SNR, pirossal a maximumkereséssel:





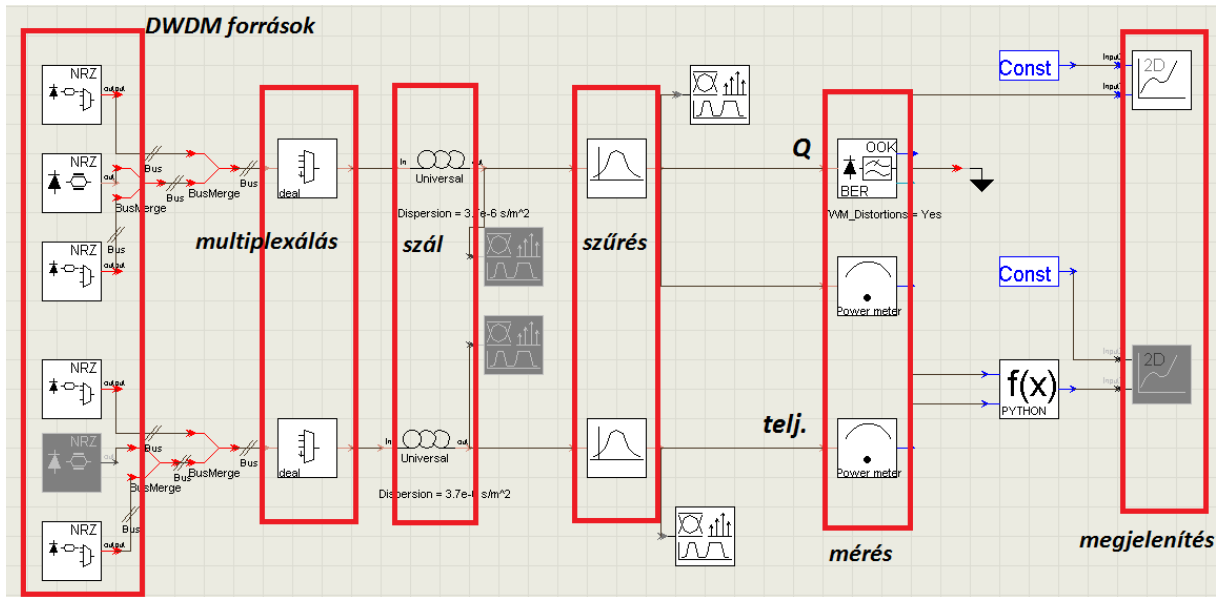
27. ábra: SNR alakulása NZDSF szálban 11 (fent), illetve 17 csatorna (lent) esetén 100GHz csatornatávolság mellett; a publikáció számítása kézzel, a maximumkereső számítás eredménye pirossal

Látható itt is a különbség: az SNR értékek végig alulról közelítik meg a publikációs eredményt, a minimumérték is alacsonyabbak, és nem mutatnak olyan mértékű hullámzást a sáv szélein a karakterisztika vonalai.

7. Szimulációk összehasonlítása a modellel

A modell tehát adott és eredményei első ránézésre elfogadható tartományba esnek. Újabb összehasonlítási alapot képezhet egy professzionális szimulációs szoftverrel készített karakterisztika kirajzolása ugyanilyen átvitel modellezésekor. Ez többek között a VPI TransMissionMaker 8.6 szoftverrel tehető meg. A VPI egy kereskedelmi forgalomban lévő akadémiai és ipari felhasználásra szánt optikai összeköttetéseket és eszközöket szimuláló szoftver. Felhasználói felülete az elterjedt moduláris hálózattervező programokéhoz hasonlít, tehát modulokat lehet egymással összekötni és paramétereik beállításán keresztül módosítani őket és szimulációkat futtatni a kapcsolásokon. A futtatások automatizálhatók az ún. sweep funkcióval: valamely paraméter(eke)t beállíthatunk léptethetővé, és tetszőleges lépésközzel módosíthatjuk őket.

A szimulációs összeállítás az alábbi módon jött létre:

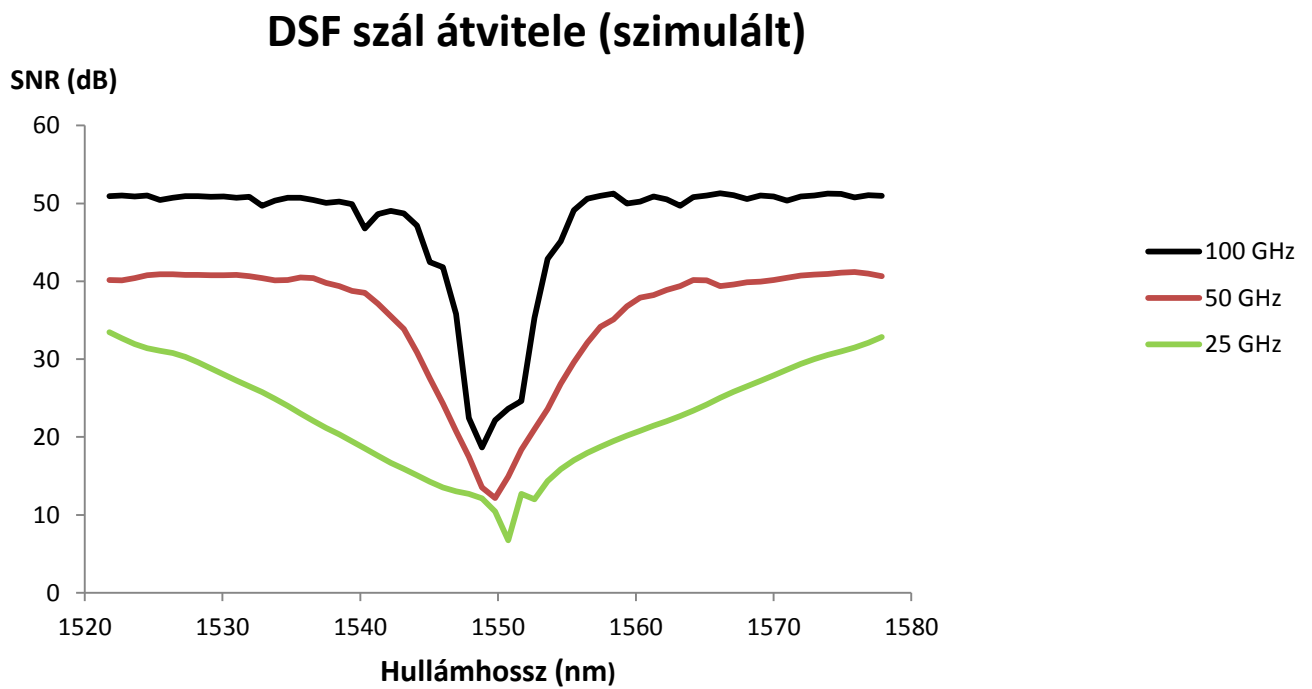
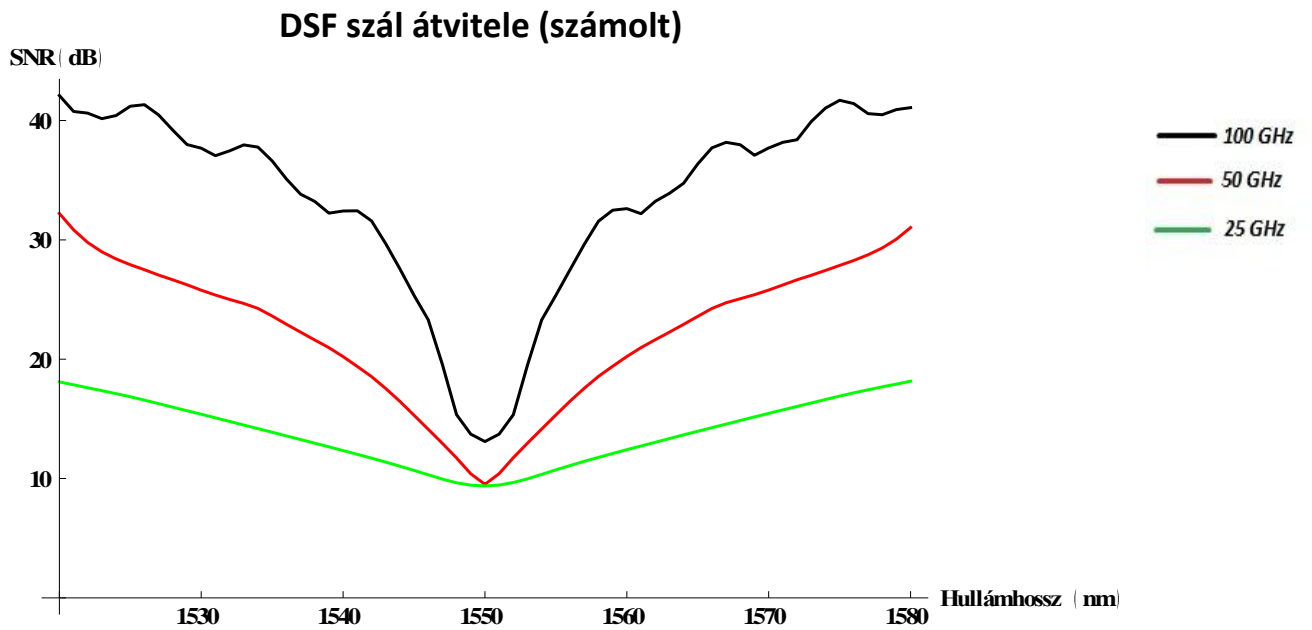


28. ábra: A szimulációs elrendezés VPI-ban

Az elrendezés a következők szerint működik: a publikáció a középső csatorna vizsgálatára koncentrált, amit beláttunk, hogy elfogadhatóan közel van a „worst case” esethez. A VPI-ban ezt az elrendezést valósítottam meg. A jel-zaj viszony meghatározásához hasonlóan (teljesítményértékek logaritmusos értékeit kivonjuk egymásból) két egyszerre futó kapcsolásban futtatjuk a szimulációt és az egyikben mérjük a középső csatornából kijövő teljesítményt, a másikban pedig csak a ráeső zajt úgy, hogy kikapcsoljuk és csak a ráeső keveredési termékeket mérjük a kimeneten. A zajt kivonjuk a jel értékéből és így megkapjuk a jel-zaj viszonyt dB-ben. A szimuláció során az összeköttetésben a lehetőségekhez mérten leginkább az FWM hatást igyekeztem előtérbe helyezni, mint egyetlen nemlineáris hatást az átvitelben. A kapcsolatban CW, és állíthatóan NRZ-OOK lézerforrások szerepelnek (páronként azonos csatornatávolságra a középső csatornától), egy multiplexer, maga az optikai szál, sávszűrő és egy teljesítménymérő szerepel. A felső ágba a középső csatorna mindig ki van kapcsolva és mindkét ágba a középső csatornát szűrjük és teljesítményviszonyait mérjük. A mért teljesítményszinteket ezek után táblázatban rögzítjük és összemérjük a már említett módon, majd hullámhossz szerint ábrázoljuk. Az elrendezés az ún. Q-faktor (-tényező) mérésére is alkalmas, párhuzamosan a teljesítményméréssel. A Q-faktor a magyar műszaki nyelvben jósági tényezőként ismert.

A szimulációk (egyelőre) azt a célt szolgálják, hogy a számolt modellt (a középső csatornát vizsgálat) viszonyaiban megerősítsék, igazolják pontosságukat. A következő ábrák néhány karakterisztika összehasonlítását mutatja: modell szemben a VPI szimulációival.

DSF szál csatornatávolság függése 11db, 1 mW-os csatorna mellett:



29. ábra: DSF szál átvitele számolással(fent) és számolás nélkül (lent)

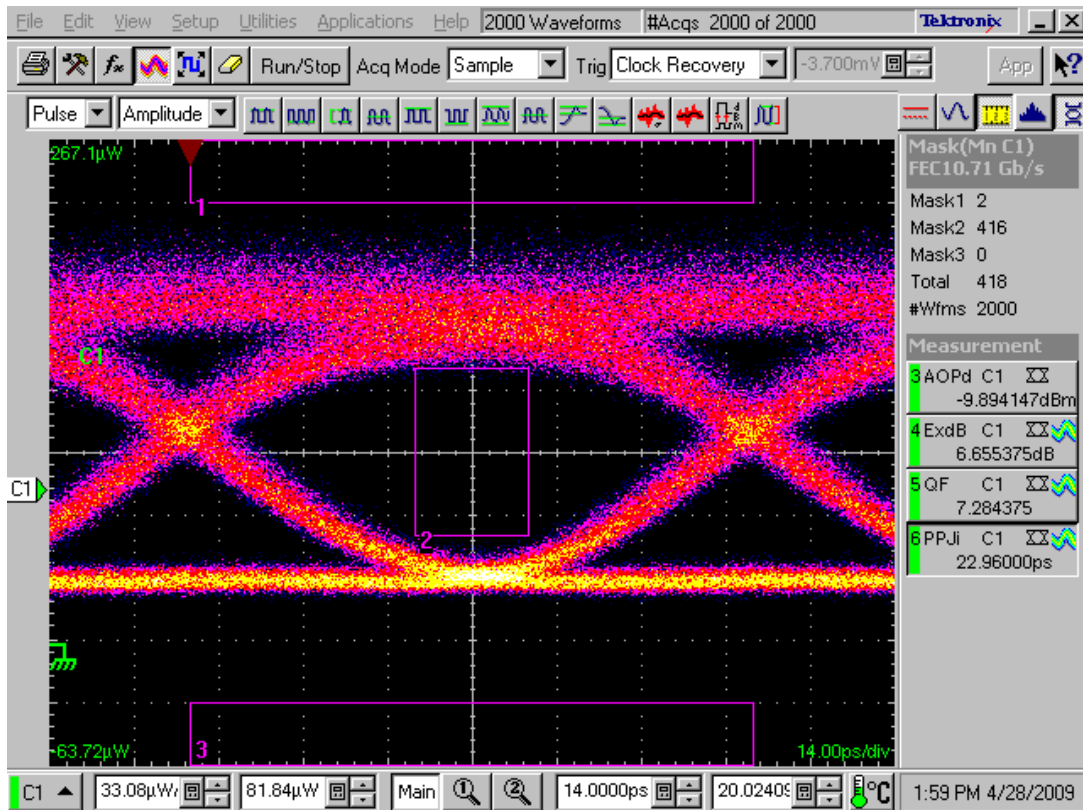
A számolt és szimulált karakterisztikák DSF szál esetén nagy mértékben hasonlóak, bár a szimuláció „pesszimistább”, hiszen alacsonyabb SNR minimumot mutat (25GHz csatornatávolság mellett az eltérés 2 dB körüli), mint a számolt. Ezen felül eltérés látható a „völgyek” alakjában: a számolt értékek inkább szimmetrikus jelleget kölcsönöznek a karakterisztikának, a szimulált értékek pedig gyenge aszimmetriát. Az eltérések okai visszavezethetők a szimuláció során más nemlinearitások és torzítások figyelmen kívül hagyása (legfőképp a polarizációs módusdiszperzió) a számolás során. Összességében elmondhatjuk, hogy jellegre és SNR-viszonyokra vetítve a számolt modell eredményei tükrözik a szimuláltakat. Mindezt közel közel 30-szoros sebességgel, hiszen a számolás 24-25 másodpercig tartott 80 pont kirajzoláskor, a szimuláció viszont 15-20 percet is igénybe vett ekkora felbontásra.

A jelminőséget jellemezhetjük még az említett Q-faktossal. A kialakított elrendezés elég rugalmas, mert a BER (Bit Error Ratio – bithiba-arány) mérő több funkciót is ellát: képes BER-t, Q-t becsülni.

$$BER = \frac{\text{hibásnak talált bitek}}{\text{összes vett bitek}} \quad (13)$$

Jellemzően a BER-t akkor tekintjük kielégítőnek, ha az arány 10^{-9} vagy az alatti értéket vesz fel. A BER pontos mérése a valóságban nehézkes, hiszen egy megbízható mérés akár több napig is eltarthat (pl. egy 10 Gbit/s-os rendszerrel egy 10^{-13} hibaarány statisztikailag korrekt megméréséhez legalább 28 óra szükséges). Természetesen a mai műszerek fejlettsége révén kisebb idő alatt *becslést* tehetünk a BER-re, de elfogadottabb eljárás és szemléletesebb a Q tényezővel jellemezni egy összeköttetést, ami kölcsönösen egyértelmű kapcsolatban van a BER-rel.

A Q-faktor a vett jel szemábrájának a nyitottságát jellemzi, egy műszer szemábrája a 31. ábrán látható:



30. ábra: Optikai NRZ-OOK jel és szemábrája, a Q jósági tényező a jobb oldali számértékekről nyerhető ki (jelen esetben $Q=7,28$)

A Q tényező számítása [14]:

$$Q = \frac{|\mu_1 - \mu_0|}{\sigma_1 - \sigma_0} \quad (14)$$

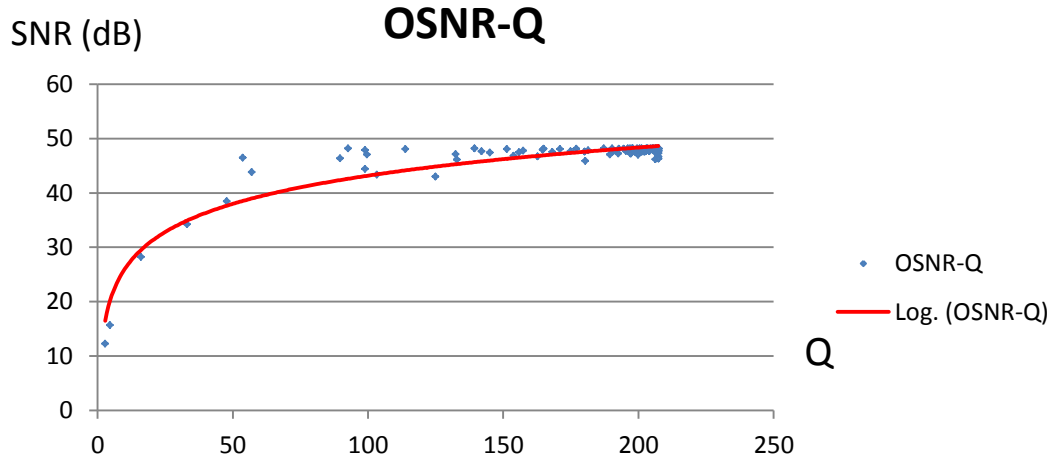
ahol μ_1 a logikai 1-es szint, μ_0 a logikai 0 szint átlagos értéke, σ_1 illetve σ_0 pedig ugyanígy az 1-es és 0-s szintek normál szórása. A vevődióda a döntési küszöb feszültség változtatásával a rendszer érzékenységét vizsgálva tesz becslést a Q értékére.

A BER és a Q kapcsolata

$$BER = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{\mu - \mu_0}{\sqrt{2}\sigma_0} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{\mu_1 - \mu}{\sqrt{2}\sigma_1} \right) \quad (15)$$

ahol az erfc az x -től a ∞ -ig integrált kiegészítő hibafüggvény, μ a döntési küszöbszint.

A szimulációs elrendezésre visszatérve egyidejűleg ábrázolhatjuk az OSNR és Q karakterisztikáját.



31. ábra: OSNR-Q karakterisztika

Elsőre elfogadhatatlannak tűnik a Q mértéke: 250-es érték kiugrónak számít. Ne felejtjük el azonban, hogy most 22 km-es szálszakaszt vizsgálunk, ami az optikai összeköttetésekben rendkívül kicsinek számít, tehát erősítés sem szükséges ilyen összeköttetés esetén (összesen alig 5 dB-t csillapodik a jel), innen érthetővé válik a Q ilyen magas értéke. Az illesztett logaritmikus görbe kielégítően kapcsolja össze a két mennyiséget. Az eredményünk igazolást nyer annak a közelítésnek, amit a [15]-ben találhatunk az OSNR-Q összefüggésre:

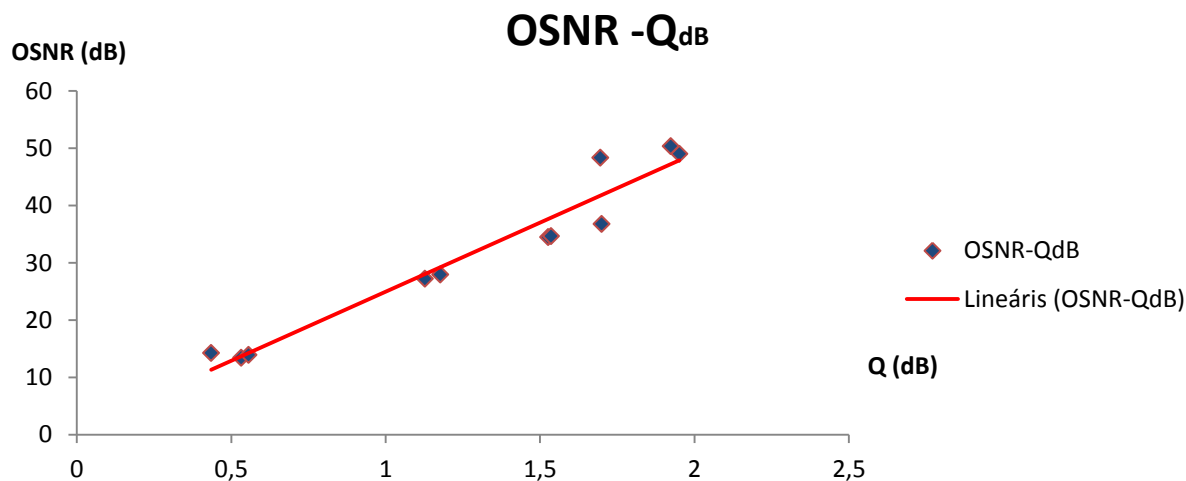
$$Q_{dB} = 20 \log \sqrt{OSNR} \sqrt{\frac{B_0}{B_c}} \quad (16)$$

ahol B_0 fotodetektor optikai sávszélessége és B_c a vételi oldal elektromos sávszélessége.

Átalakítva a (12) kifejezést azt kapjuk, hogy

$$Q_{dB} = OSNR + 10 \log \frac{B_0}{B_c} \quad (17)$$

Megállapítható, hogy a decibeles áttéréskor tulajdonképpen egyenes arányosság van a két mennyiség között. Ezt a szimulációs eredményeink igazolják:



32. ábra: OSNR- Q_{dB} karakterisztika

Jól megfigyelhető, hogy valóban teljesül a lineáris összefüggés. A mi esetünkben $B_0=160GHz$, $B_c=5 GHz$. Ha behelyettesítjük a OSNR taghoz hozzáadandó állandót, 15dB-t kapunk, ami összhangban van (17)-ben foglaltakkal és ez az érték az ábrán is látható.

8. Összegzés

A TDK dolgozatomban ismertetésre kerültek az optikai szálakban fellépő nemlineáris hatások. Vizsgálatuk nem csupán jelrontó hatásokra koncentrált, hanem próbálta körüljárni, hogy milyen technikákkal lehet javunkra fordítani hatásaikat és hogyan tudunk a rendelkezésre álló elgondolásainkkal előnyt kovácsolni az elsöre lesújtó jelenségekből.

Az FWM az intenzitásmodulált jelfolyamok közül a legkedvezőtlenebb hatású DWDM rendszerekben. Dolgozatomban bemutattam, hogy numerikus kiértékelésekor nem elégséges a statisztikai megközelítése a problémának, mert a folyamat bonyolultabb ennél. Dolgozatom egy publikációban megjelent modellt továbbgondolt és óvatosabb becslést tartalmaz. Ki szeretném hangsúlyozni, hogy az implementált modell realisztikus kapcsolatot ápol az optikai szimulátor szoftverek eredményeivel, noha azokkal a publikációs technika felől közelítettem meg a karakterisztikák ábrázolását. Az ok egyszerű: a továbbgondolt modell egyes matematikai vonatkozásai még nincsenek tisztázva (legkisebb SNR értékek eloszlása a vektorhalmazokon belül), ezek további vizsgálatra szorulnak, hogy a kép teljes és értékelhető legyen.

A számítások helyességét nem csupán a publikált módszer szerint ellenőriztem, hanem a jelfeldolgozás minőségének másik aspektusából: a Q-faktor felől. Bebizonyosodott, hogy

az elért eredmények összhangban vannak a másik publikált, tankönyvi módszer értékeivel és megfeleltethetőek egymásnak.

Az FWM mint jelenség oly erőteljes degradációnak bizonyult a DWDM hálózatokban, hogy indokolttá vált a moduláció váltás OOK-ról PSK-ra. Ez önmagáért beszél és indokolja a vizsgálódást mind a mai napig, hiszen előreláthatóan a jelen telepített eszközeit egyre inkább befolyásolni fogja a nem-gerinchálózati alkalmazásban a bővítések során (csatornaszám növelése, csatornatávolság csökkentése révén). A mai kutatások nagy része ezzel és a Radio-over-Fiber (RoF) technológiában előforduló FWM jelenségekkel foglalkozik.

9. Köszönetnyilvánítás

Köszönetemet szeretném kifejezni konzulensnek, Gerhátné Dr. Udvary Eszternek segítségéért és tartalmas javaslataiért a dolgozat elkészítése során. Továbbá külön köszönetemet szeretném kifejezni Babics Emilnek, a PKI munkatársának, aki rövid, ám informatív beszélgetésünk során betekintést és felvilágosítást nyújtott a WDM hálózatok jelenébe és közeljövőjébe.

10. Felhasznált irodalom

- [1] S. P. Singh and N. Singh: Nonlinear Effects In Optical Fibers: Origin, Management And Applications (Progress In Electromagnetics Research, PIER 73, 249–275, 2007)
- [2] 18. Biswas, A. and S. Konar: Soliton-solitons interaction with Kerr law non-linearity (Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Vol. 19, No. 11, 1443–1453, 2005.)
- [3] Daikoku, M., N. Yoshikane, T. Otani, and H. Tanaka: Optical 40-Gb/s 3R regenerator with a combination of the SPM and XAM effects for all-optical networks, (J. Lightwave.Tech., Vol. 24, No. 3, 1142–1148, 2006.)
- [4] Agrawal, G. P., Nonlinear Fiber Optics, 3rd edition, Academic Press, San Diego, CA, 2001.
- [5] T. Schneider, Nonlinear Optics in Telecommunications. Berlin: Springer, 2004.
- [6] F. Forghieri, R. Tkach, and A. Chraplyvy, “Fiber nonlinearities and their impact on transmission systems,” in Optical Fiber Telecommunications IIIA, I. Kaminov and T. Koch, Eds. San Diego: Academic Press, 1997.

- [7] Han Sun, Jamie Gaudette, Yue Pan, Maurice O'Sullivan, Kim Roberts, Kuang-Tsan Wu: Modulation Formats For 100Gb/s Coherent Optical Systems (Optical Fiber Communication - includes post deadline papers, 2009. OFC 2009. Conference on, Date: 22-26 March 2009)
- [8] da Silveira, C.R. ; de Lacerda Rocha, M. ; Romero, M.A. ; Pataca, D.M.: Performance analysis of modulation formats for 40 Gb/s optical transmission (2011 2nd National Conference on Telecommunications (CONATEL))
- [9] S. Suda1, J. Kurumida , K. Tanizawa, T. Kamei, Y. Sakakibara, Y. Shoji, K. Kintaka, H. Kawashima, M. Mori, T. Hasama, H. Ishikawa and S. Namiki: Pattern-effect-free wavelength conversion based on FWM in hydrogenated amorphous silicon waveguide (Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference)
- [10] Masaaki Hirano, Tetsuya Nakanishi and Takashi Sasaki: FWM-based Flexible Wavelength Conversion in Whole C-band Using Realistic HNLF Having Dispersion Slope (Optical Fiber Communication (OFC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference, 2010 Conference on (OFC/NFOEC))
- [11] R. W. Tkach, Member, IEEE, A. R. Chraplyvy, Fabrizio Forghieri, Member, IEEE, A. H. Gnauck, and R. M. Derosier: Four-Photon Mixing and High-speed WDM Systems (Journal Of Lightwave Technology, Vol. 13, No. 5, May 1995)
- [12] Bernhard Goebel and Norbert Hanik: Analytical Calculation of the Number of Four-Wave-Mixing Products in Optical Multichannel Communication Systems (Technische Universitat Munchen, Technical Report, October 2008)
- [13] Paula B. Harboe, Edilson da Silva, and José R. Souza: Analysis of FWM Penalties in DWDM Systems Based on G.652, G.653, and G.655 Optical Fibers (World Academy of Engineering and Technology 48 2008)
- [14] Jeszenői Péter, Szatmári Jenő: 10 és 40 Gbit/s sebességű DWDM rendszerek alkalmazhatóságának fizikai korlátai (Híradástechnika LXI. évfolyam 2006/2)
- [15] Ashwin Gumaste, Tony Antony DWDM Network Designs and Engineering Solutions (Cisco Press, 2002)