



Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék

RSOA alapú Radio over Fibre rendszer vizsgálata

Szerző:
Kóbor Dávid

Konzulens:
Gerhátné Dr. Udvary Eszter

Tartalomjegyzék

Ábrák jegyzéke	3
Táblázatok jegyzéke	5
1. Bevezetés	6
2. Radio-over-Fibre	7
2.1. Áttekintés	7
2.2. Radio-over-Fibre előnyei	7
2.3. Radio-over-Fibre korlátai	8
3. RoF jeltovábbítási megoldások	9
3.1. Analog Radio over Fibre (ARoF)	9
3.1.1. RF over Fibre	9
3.1.2. IF over Fibre	10
3.1.3. Baseband over Fibre	11
3.2. Digital Radio over Fibre (DRoF)	12
4. Reflective Semiconductor Optical Amplifier	14
5. Radio-over-Fibre architektúra	16
5.1. RoFnet-Reconfigurable Radio over Fiber hálózat	16
5.1.1. Áttekintés	16
5.1.2. Uplink és downlink működés	16
5.1.3. Erőforrások dinamikus kiosztása	17
5.2. Szimulált hálózat	18
6. Eszközök karakterizálása	20
6.1. RSOA karkaterizálás	20
6.1.1. RSOA modell	20
6.1.2. RSOA erősítése	21
6.1.3. RSOA hullámhosszfüggése	24
6.1.4. RSOA zaja	25
6.1.5. ROSA sávszélessége	27
6.1.6. RSOA nemlinearitása	28
6.2. Mach-Zehnder karakterizálás	29

7. Rendszerszimulációk	32
7.1. Szimulációs paraméterek	32
7.2. Szimulációs eredmények	33
7.3. Következtetések	34
8. Kromatikus diszperzió hatása és kompenzálása	37
8.1. A kromatikus diszperzióról általánosságban	37
8.2. Előzetes megfontolások a szimulált hálózatra	39
8.3. Kromatikus diszperzió kompenzálás	40
8.3.1. Kompenzálás az optikai szál hosszával	40
8.3.2. Kompenzálás egy oldalsávós modulációs technikával	41
9. Teljesítményviszonyok	43
10. Késleltetés	47
10.1. 5G időzírtési követelményei	47
10.2. Késleltetés forrásai az optikai hálózatokban	48
10.2.1. Optikai szál	48
10.2.2. Optikai erősítők	48
10.2.3. Kromatikus diszperzió kompenzálás	49
10.2.4. Multiplexerek, csatolók	49
10.3. Késleltetés összetevői a szimulált hálózatban	50
10.3.1. Optikai szál	50
10.3.2. Optikai erősítők	51
10.3.3. Kromatikus diszperzió kompenzálás	51
10.3.4. Multiplexerek, csatolók	51
10.3.5. Összegzés	51
11. Összefoglalás	52
12. Irodalomjegyzék	53

Ábrák jegyzéke

3.1. RF over Fibre architektúrális megoldás blokkvázlata [5]	10
3.2. IF over Fibre architektúrális megoldás blokkvázlata [5]	11
3.3. Baseband over Fibre architektúrális megoldás blokkvázlata [5]	12
3.4. Analóg és digitális ROF rendszerek elvi felépítése [4]	13
4.1. SOA fizikai felépítése [18]	14
4.2. RSOA-val törénőmoduláció sematikus ábrázolása	15
5.1. ROFNet hálózatban elképzelt elvi spektrumkiosztás [8]	17
5.2. ROFNet hálózat elképzelt architektúrális felépítése [8]	18
5.3. VPI Transmission Makerben szimulált hálózat elvi felépítése	19
6.1. Erősítés karakterisztika vizsgálatához használt szimulációs összeállítás a VPI Transmission Maker programban	21
6.2. Kimeneti optikai teljesítmény bemeneti optikai teljesítménytől való függése	22
6.3. Erősítés bemeneti optikai teljesítménytől való függése	23
6.4. Erősítés kimeneti optikai teljesítménytől való függése	23
6.5. Erősítés előfeszítéstől való függése (0.01-0.3A tarományon)	24
6.6. Erősítés előfeszítéstől való függése (0-0.1A tarományon)	24
6.7. Erősítés hullámhosszfüggése -15dBm bemeneti optikai teljesítmény mellett	25
6.8. Erősített spontán emissziós (ASE) spektrum különbözőelőfeszítések mellett	26
6.9. Erősített spontán emissziós (ASE) spektrum 75mA-es előfeszítés mellett, változtatott bemeneti optikai teljesítményel	27
6.10. RSOA sávszélessége	28
6.11. Nemlineáris torzítás elvi hatása a spektrumképen [19]	29
6.12. Mach-Zehnder modulátor fizikai felépítése [17]	30
6.13. Mach-Zehnder modulátor karakterisztika	31
7.1. Teljes szimulációs összeállítás	32
7.2. Downlink konstellációs diagramok (vivőnként)	35
7.3. Uplink konstellációs diagramok (vivőnként)	36
7.4. Downlink és uplink szimbólumhiba arány a vivőfrekvencia függvényében . .	36
8.1. Kromatikus diszpezió elvi hatása az optikai szál hossz és vivőfrekvencia függvényében	38

8.2. Kromatikus diszperzió hatásának szemléltetése, az optikai szál csillapításának kompenzálásával	39
8.3. Downlink és uplink SER, szál hosszával történő diszperzió kompenzálással .	41
8.4. Downlink és uplink SER, OSSB diszperzió kompenzálással	42
9.1. Uplink szimbólumhiba arány a teljesítményosztó osztásarány-változásának függvényében, 0.3 - 0.9 intervallumban	44
9.2. Uplink szimbólumhiba arány a teljesítményosztó osztásarány-változásának függvényében, 0.3 - 0.9 intervallumban	46

Táblázatok jegyzéke

2.1. Gyakran használt optikai száltípusok csillapítása	7
6.1. Alapharmonikusok és harmadrendűharmonikusok teljesítménye dBm-ben, változtatott optikai teljesítményszint mellett	29
6.2. Másodrendűharmonikusok teljesítménye dBm-ben, változtatott optikai teljesítményszint mellett	29
7.1. Downlink átlag szibólumhiba arány vivőnként	35
7.2. Uplink átlag szibólumhiba arány vivőnként	35
8.1. Fiber Bragg Grating (FBG) paraméterek	41
8.2. Vivőnkénti átlag downlink szimbólumhiba arány	42
8.3. Vivőnkénti átlag uplink szimbólumhiba arány	42
9.1. A rendszer teljesítményviszonyainak változása a teljesítményosztó osztásarányának módosítása hatására	44
9.2. Uplink szimbólumhiba arány vivőnként, néhány kitüntetett teljesítményosztó beállításnál	45
9.3. Downlink szimbólumhiba arány vivőnként, néhány kitüntetett teljesítményosztó beállításnál	45
9.4. RSOA kimenőteljesítmény különbözőteljesítményosztó beállítások mellett, 70 mA-es munkapontban	45
10.1. Mobil kommunikációs rendszer generációk bevezetési évei	47
10.2. Néhány népszerűszáltípus effektív törésmutatója	50
10.3. Késleltetés számításához felhasznált adatok (optikai szál)	50
10.4. Késleltetés számításához felhasznált adatok (optikai erősítő)	51

1. fejezet

Bevezetés

A mobil hálózatok evolúciójának következő állomása az 5G. A kitűzött célok közé tartozik a korábbiakhoz képest akár százszor nagyobb elérhető adatátviteli sebesség (városi környezetben akár 100 megabit másodpercenként, épületen belül 1 Gbps [1]), nagy mennyiségű felhasználó megbízható kiszolgálása, a fogyasztás, valamint a késleltetés csökkentése. Fizikai réteg szintjén a kívánt adatsebesség elérésének egyik eszköze a mm-es hullámhosszhoz tartozó frekvenciák használata a rádiós interfészen, akár 60GHz fölött is. Ezekon a frekvenciákon egységnyi adóteljesítmény mellett a korábbinál kisebb területek fedhetőek le egy rádiós egységgel, ezért szükségessé válik azok sűrű elhelyezése. Az így megnövekedett beüzemelési és karbantarási költségekkel számolva csak akkor maradhat kifizetődő a hálózat fenntartása, ha az egy egységre eső költségek jelentősen lecsökkennek. A csökkenés elérésének egyik módja a bázisállomás architektúra egyszerűsítése lehet, amihez a Radio over Fibre (RoF) technológia egy használható eszköznek bizonyulhat a jövőben.

Dolgozatomban RoF megoldással felépítetek egy hozzáférési hálózati architektúrát, amit tulajdonságaiban az 5G ismert követelményeihez igazítok. A félvezető optikai erősítőt (RSOA) modulátor eszközként használok fel. Szimulációs eredményeket értékelve leírom az átvitel minőségét, megállapításokat teszek a rendszer kritikus pontjairól, valamint javítási lehetőségeiről.

2. fejezet

Radio-over-Fibre

2.1. Áttekintés

A Radio-over-Fibre (Radio-over-Fiber, Fiber Radio, RoF) egy általános elnevezése azoknak a technológiáknak, amik segítségével rádiófrekvenciás jeleket továbbíthatunk optikai linken egy központi helyről (headend) a távoli rádiós egységig (RAU) és vissza. A terminus technikai megoldások sokaságát foglalja össze, az alkalmazás módjától, a felhasznált eszközöktől függetlenül. Az 2. fejezetben a RoF tulajdonságairól adok áttekintést, 3. fejezetben pedig az alapvető jelátviteli megoldásokat jellemezem és kategorizálom.

2.2. Radio-over-Fibre előnyei

- A mm-es hullámhosszú jelek továbbítása koaxiális kábelben vagy vezetékpáron relatíve kis távolságra is problematikus a frekvenciától függő hosszegységre eső csillapítás miatt. Megoldás lehet a továbbítás köztes frekvenciákon, majd frekvencia felkonvertálás a vevő oldalon, de ez bonyolultabb vevő egységet eredményez. RoF segítségével megoldható a mm-es hullámhosszú jelek továbbítása nagy távolságokra, akár egyszerűsödött vevő egység mellett. Ezt az optikai szál alacsony csillapítása teszi lehetővé, ami nagyságrendekkel kisebbnek bizonyul, mint az előbb említett médiumok esetében, továbbá független az RF frekvenciától, kizárólag az optikai vivő tulajdonságaitól függ.

	Csillapítás 1383 nm-en (dB/km)	Csillapítás 1550 nm-en (dB/km)
Corning G.652	≤ 0.35	≤ 0.18
Corning G.655	≤ 0.40	≤ 0.19
Corning G.657	≤ 0.35	≤ 0.20

2.1. táblázat. Gyakran használt optikai száltípusok csillapítása

- Az optikai szálak nagy sávszélességet biztosítanak, a legkorszerűbb megoldások körülbelül 1.6 THz-et foglalnak el. A sávszélesség hatékony kihasználtsága elérhető

például Sub-Carrier Multiplexing megoldással (SCM), ami több RF vivő egy optikai vivőre történő modulálását jelenti.

- Bizonyos műveletek (szűrés, fel/lekonvertálás) elvégezhetőek az optikai tartományban. Ennek eredményeként gyors jelfeldolgozás valósulhat meg, amit jóval költségesebb, vagy műszaki szempontból nehezebb lehet kivitelezni az elektromos tartományban.
- Az üvegszál, mint kommunikációs médium előnyös tulajdonsága az elektromágneses interferenciákkal szembeni immunitás.
- RoF megoldások használatával lehetőségessé válik egyes eszközök központi helyen való elhelyezése, ebből kifolyólag a bázisállomások egyszerűsödése, ami könnyebbé teszi a hibadetektálást és hibaelhárítást, nem utolsósorban pedig csökkenti az üzembehelyezési és fenntartási költségeket. Ezeket a következő, 3. fejezetben részletezem.
- Az egyszerűsödött BS-ek miatt csökken az energiafelhasználás (pikocellás környezetben egyes BS-ek képesek passzív módban is működni).
- Bizonyos határokon belül az RoF rendszer függtelen a jelzési formátumtól (pl.: modulációtól), ami lehetővé teszi, hogy a rendszer több operátort vagy különböző szolgáltatáshoz tartozó forgalmakat is kiszolgáljon.
- WDM használatával lehetőség nyílik az dinamikus erőforrás allokációra a RoF hálózaton belül (pl. adott szolgáltatási területekhez csúcsidőben több WDM csatornát lehet hozzárendelni, másokhoz kevesebbet).

2.3. Radio-over-Fibre korlátai

Az előző lista alapján látható, hogy az RoF által kínált előnyök elsősorban az üvegszál előnyei, a felsoroltak minden egyéb optikai szál kommunikációs rendszerre is érvényesek. Ennek megfelelően az hátrányok is az optikai kommunikációs rendszerek hátrányai lesznek. Problémát jelenthet az összeköttetés hossza mentén található eszközök zaja, azok torzítása, valamint a kromatikus diszperzió.

Az különböző RoF jeltovábbítási megoldások további egyéni előnyös tulajdonságokkal és hátrányokkal bírnak, ezek a következő fejezetben kerülnek taglalásra.

3. fejezet

RoF jeltovábbítási megoldások

Az ITU-T G-series Recommendations Supplement 55 szabvány a radio-over-fibre (RoF) technológiák 2 kategóriáját különbözteti meg: digitális RoF és analóg RoF. Mindkét technika alkalmas RF jelek optikai szálon történő átvitelére és mindkettőnek megvannak a korlátai. A lenti szekciókban ezen két fajtát mutatom be. Leírásaimban a dolgot tárgyára tekintettel a kommunikáló felek a bázisállomás (BS) és egy központi headend (Central Office, CO) lesznek, az említett ITU szabvány ennél általánosabban fogalmaz.

3.1. Analog Radio over Fibre (ARoF)

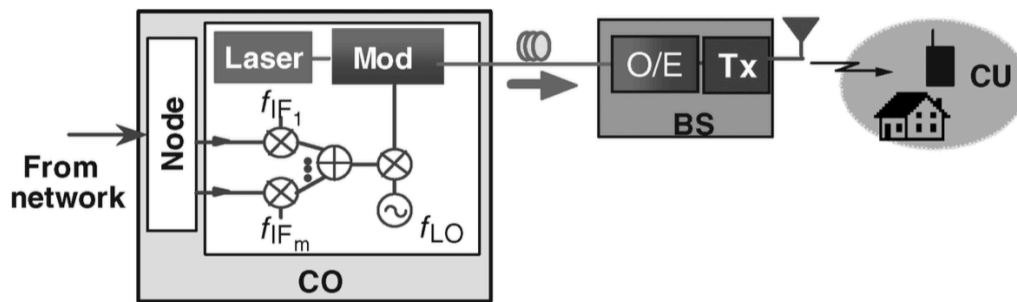
Az analóg megoldás lényege, hogy a költséges, A/D-D/A átalakításhoz szükséges eszközöket egy központi helyen, a Central Office-ban helyezik el, az optikai szálon kizárólag analóg jelet továbbítanak. A BS-ben tehát nincs digitális-analóg átalakítás, ami minimalizálja a bázisállomásban szükséges hardver megoldások bonyolultságát (elegendő lehet O/E-E/O átalakító és erősítők). Mindez különösen előnyös a mm-es hullámhosszúságú hálózatokban. További előnye, hogy lehetőség nyílik központosított hálózati menedzsmentre is.

3.1.1. RF over Fibre

A vezeték nélküli jelet vivőfrekvencián, frekvencia fel-, vagy lekonvertálás nélkül továbbítják az optikai szálon (3.1). A rádiófrekvenciás jel létrehozása, vivőfrekvenciára felkeverés a Central Office-ban (CO) történik meg, majd onnan kerül továbbításra. A CO-ba érkező digitális adatokat (analóg-digitális átalakítást követően) különböző közepes frekvenciákra (IF) modulálják, és együtt ültetik az RF vivőfrekvenciára a CO-ban található helyi oszcillátor (LO) segítségével. Ezzel az RF jellel történik meg a félvezető lézerforrás modulációja.

Előnyök:

- Egyszerű bázisállomás (BS) architektúra az eredmény, ugyanis a vevő oldalon egy optikai/elektromos konverziót követően (és erősítés után) a jel antanna bemenetére kerülhet.



3.1. ábra. RF over Fibre architektúrális megoldás blokkvázlata [5]

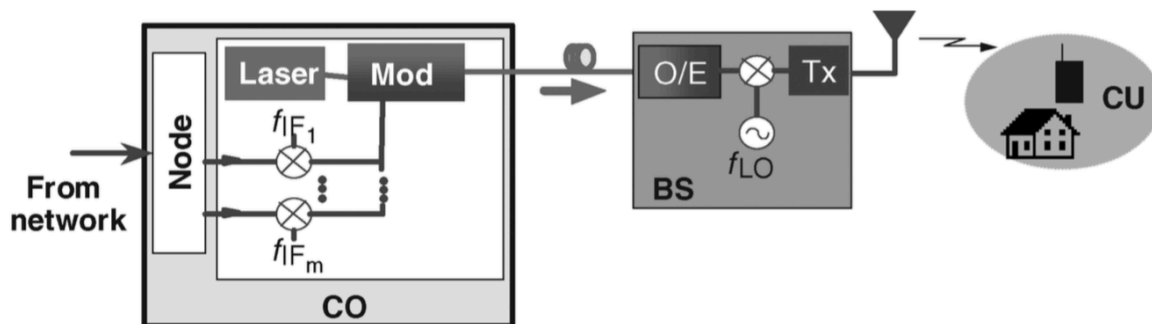
Hátrányok:

- Nagysebességű modulációs megoldásokra van szükség az adó oldalon; nagysebességű, hatékony fotodetekciós eljárásokra a vevő oldalon. A zaj és torzítás szempontjából előnyös ([16]) közvetlenül modulált lézer használata nem lehetséges ebben a frekvenciasávban. 60 GHz körüli frekvenciákra jellemzően külső modulációs megoldásokat alkalmaznak, mint például a Mach-Zehnder modulátor. Általános elvárások a külső modulátorral szemben: kellően nagy sáv szélesség, alacsony mm-es hullámhosszú vezérlőfeszültség, széles lineáris tartomány, alacsony beiktatási csillapítás.
- Az összeköttetésben szükségesek a vezeték nélküli hálózat sáv szélességében működő eszközök (mm-es hullámhossz tartomány problematikus lehet a szűrők, erősítők szempontjából is).
- Kromatikus diszperzió: Az optikai szálon való terjedés hatására a kétoldali oldalsávok különböző fázistolást szenvednek. Emiatt a vevő oldalon detektált a RF jel energiája a fázistolás függvényében változni fog (az oldalsávok amplitudója megegyezik). Ha a két oldalsáv ellentétes fázisba kerül, kioltják egymást. A probléma megoldására diszperziót kompenzáló technikákat, valamint diszperzió-toleráns átviteli megoldásokat alkalmaznak. A kompenzáló technikák eredményes működéséhez szükség van az összeköttetés tulajdonságainak pontos ismeretére. Diszperzió-toleráns modulációs formátum például az OSSB (Optical Single Side Band). A kromatikus diszperzióval a 8. fejezetben részletesen foglalkozok.

3.1.2. IF over Fibre

A hálózati trónkból érkező adatot a CO-ban közepes frekvenciákra ültetik (1-2 GHz, L sáv [7]), a jel ezeken az IF frekvenciákon kerül továbbításra az optikai linken (3.2). Milli-méteres hullámhosszú alkalmazások esetén a BS-ben további frekvencia felkonvertálásra van szükség egy helyi oszcillátor jel (LO) segítségével. Uplink irányban (BS \Rightarrow CO) a BS-ben történik meg a lekeverés IF frekvenciára továbbítás előtt. A megoldás fontos része a helyi oszcillátor jele a BS-ben, aminek pontossága és stabilitása hatással van a bithiba arányra. Az oszcillátornak fizikailag nem feltétlenül szükséges a BS-ben lennie, az LO

jel továbbításra kerülhet az optikai összeköttetésen is, majd visszaálltható a bázisállomás oldalán (optikai vagy elektromos tartományban). Az elektromos tartományban történő visszaállítás azonos vett optikai teljesítmény mellett kisebb BER-t eredményez, mint az optikai tartományban történő visszaállítás ([5]).



3.2. ábra. IF over Fibre architektúrális megoldás blokkvázlata [5]

Előnyök:

- A frekvenciacsökkenés miatt a kromatikus diszperzió káros hatása csökken
- Kisebbsávú optoelektronikus eszközök is használhatóak, mint RF over Fibre megoldásnál. Pl.: a külső moduláció mellett direkt modulációs eljárások is alkalmazhatóak. A BS-ekben már korábban használt, jól bevált, mikrohullámú tartományban működő alkatrészek használhatóak.

Hátrányok:

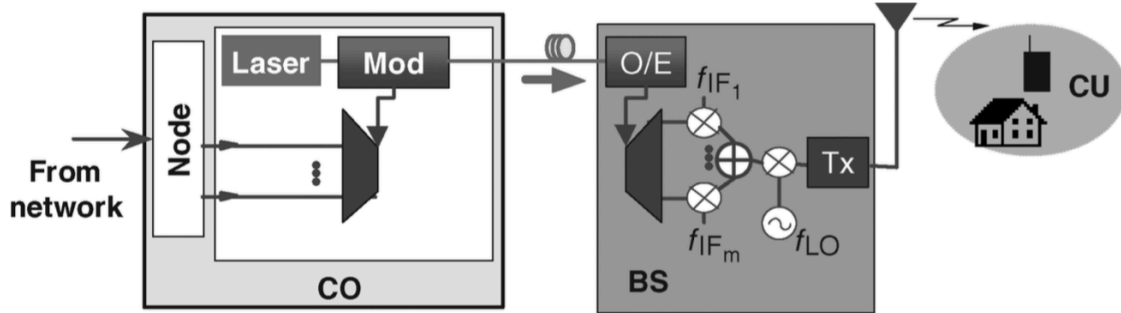
- BS architektúra bonyolultabb lesz
- Kis BER érdekében stabil LO jelre van szükség

3.1.3. Baseband over Fibre

A CO-ba érkező digitális adatfolyamokat D/A átalakítás után az alapsávban, az optikai linken küldik BS-nek E/O átalakítás után (3.3). A BS oldalon való demultiplexálást követően különböző IF vivőkre modulálják az adatfolyamokat, majd egy LO jel segítségével ezeket együtt ültetik az RF vivőre. Az LO jel baseband over fibre megoldásnál is továbbítható az optikai linken, az optikai és elektromos tartományban történő visszaállítás között nincs jelentős különbség a BER tekintetében ([5]).

Előnyök:

- Gigabit alatti adatsebesség és 100km alatti összeköttetés hossz alatt a kromatikus diszperzió hatása elhanyagolható



3.3. ábra. Baseband over Fibre architektúrális megoldás blokkvázlata [5]

- Kis sávzélességű eszközök elegendők, a költségek alacsonyan tarthatóak

Hátrányok:

- IF over Fibre-nél is komplikáltabb BS design
- Stabil LO jel szükséges

3.2. Digital Radio over Fibre (DRoF)

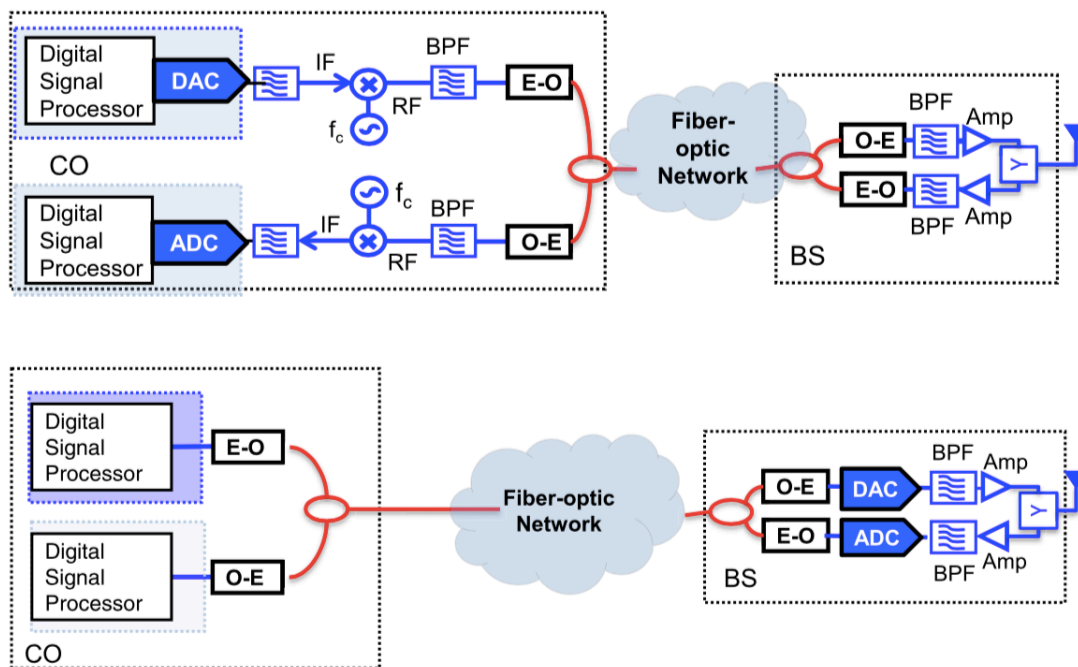
Az optikai linken digitális információ kerül továbbításra, a D/A-A/D átalakításhoz szükséges infrastruktúra a BS oldalon található meg.

Hátrányok:

- Az egy BS-re eső költségek emelkednek.
- Az analóg-digitális átalakítók sávzélessége korlátozza az alkalmazásokat

Előnyök:

Digitális működésből adódó előnyök, mint például a nagyobb dinamika tartomány, illetve bonyolultabb digitális jelfeldolgozási feladatok megvalósításának lehetősége a rádiós egység oldalán.



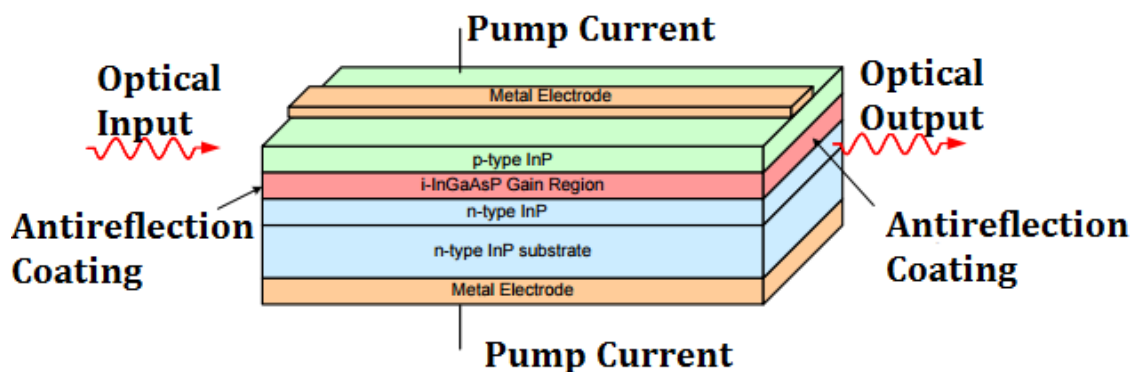
3.4. ábra. Analóg és digitális ROF rendszerek elvi felépítése [4]

4. fejezet

Reflective Semiconductor Optical Amplifier

A Semiconductor Optical Amplifier (SOA) az optikai erősítők egy fajtája, amiben az erősítés egy aktív hullámvezetőben, félvezető közegben történik meg. Ezekben az eszközökben az erősítés az optikai tartományban, elektomos/optikai átalakítás és visszaalakítás nélkül következik be. A SOA-ra táplálást kapcsolva megnő az indukált emisszió valószínűsége az aktív hullámvezetőben, és a jel erősítésre kerül. Fontos építőelem a bemeneti és kimeneti oldalon található antireflexiós réteg, ami megakadályozza, hogy az eszköz lézerként viselkedjen.

Az ilyen típusú optikai erősítők hátránya, hogy relatíve nagy zajjal és kis erősítéssel működnek, valamint problémát jelenthet a nemlinearitásuk is. Előnyük, hogy kis méretűek és kis fogyasztásúak (árammeghajtást igényelnek).

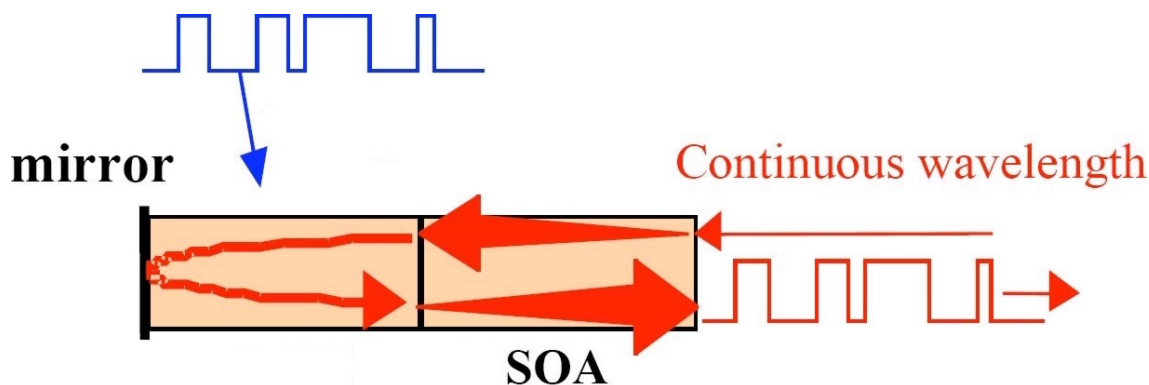


4.1. ábra. SOA fizikai felépítése [18]

SOA-k két típusát különböztetjük meg:

- Fabry-Perot típusú: A bemeneti és kimeneti oldalon is számottevő a reflexió, emiatt rezonancia lép fel. Eredmény a zajszint emelkedése és a működési sáv szélesség csökkenése.
- Haladó hullám típusú: Ennél a típusnál minimális a fellépő reflexió hatása, ami csökkenti a zajt és növeli a működési sáv szélességét. Mindezek mellett kevésbé érzékeny a hőmérsékletre és a polarizációra.

A Reflective Semiconductor Amplifier (RSOA) az optikai erősítők egy speciális fajtája. Az fent említett SOA-tól annyiban különbözik, hogy az erősített kimeneti jel a bemeneti oldalon távozik. Mindez úgy valósul meg, hogy az egyik oldalra az antireflexiós réteg helyett egy erősen reflektív réteg kerül. Az ilyen erősítővel működő rendszerekben megoldandó probléma a bemenő és kimenő jel szétválasztása, amire megoldást nyújt az optikai cirkulátor.



4.2. ábra. RSOA-val történő moduláció sematikus ábrázolása

Az RSOA zajja első sorban az erősített spontán emisszióból (ASE) származik. Elmondható, hogy a zaj teljesítménye az előfeszítő áram növekedésével nő. Ugyanilyen hatással van a zajra a hőmérséklet emelkedése is. Mindezek mellett ha az RSOA bemenő jelének teljesítménye nő, a zajteljesítmény csökken. A bemeneti optikai teljesítményt növelve az erősítés egy pontig állandó, majd csökkenni kezd (azt a pontot, ahol az erősítés 3dB-t csökken kimeneti telítési teljesítménynek hívjuk). C sávon belül az erősítés jó közelítéssel hullámhossztól független (ez a WDM rendszerekben való használhatóság egyik feltétele). A SOA-k nagy előnye, hogy az előfeszítő áram és ez erősítés között lineáris összefüggés teremt kapcsolatot. Ennek megfelelően a különböző SOA típusok (az RSOA-t is beleértve) alkalmasak az erősített jel modulálására. A korábban említett esetlegesen megjelenő nemlinearitások a moduláció szempontjából komoly problémát jelentenek. A megfelelő működéshez szükséges egy kellően széles lineáris tartomány megtalálása, így a nemlineáris torzítások elkerülhetőek és a nem kívánt felharmonikus teljesítmény minimalizálható.

5. fejezet

Radio-over-Fibre architektúra

5.1. RoFnet-Reconfigurable Radio over Fiber hálózat

5.1.1. Áttekintés

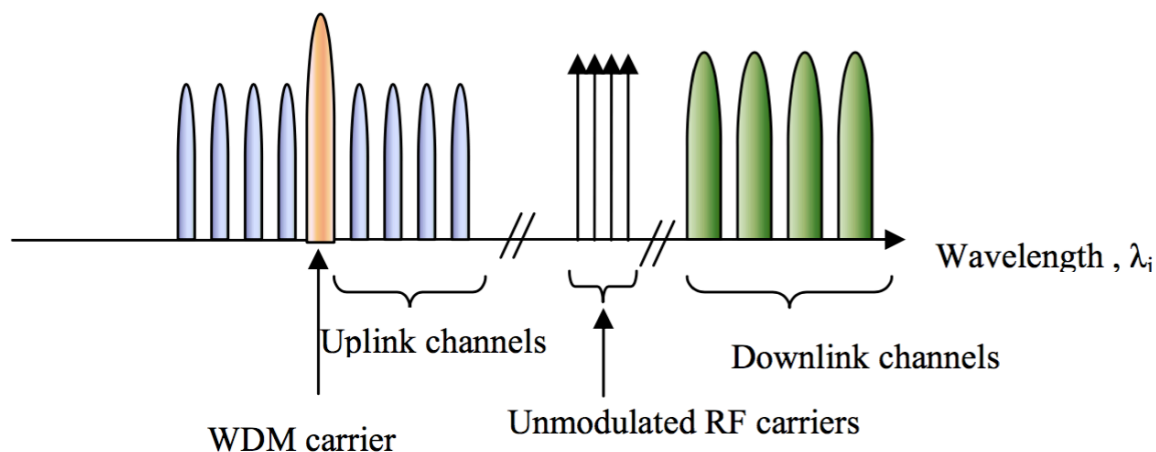
Az RoFnet-Reconfigurable Radio over Fiber egy RSOA-t alkalmazó hozzáférési hálózat architektúra, aminek segítségével csökkenthető a bázisállomások bonyolultsága és ebből kifolyólag azok költsége is. A féléves munkám során felépített rendszer tervezéséhez ezt az architektúrát vettem alapul. A rendszer alapötlete a [8] irodalomban került kifejtésre. Az említett munka nem tartalmaz részleteket a használandó eszközökre, azok beállításaira, vagy a rendszer által elérhető átviteli tulajdonságokra vonatkozóan.

Analóg Radio over Fibre megoldásról van szó, ami egyszerre használ WDM-et (Wavelength Division Multiplexing), valamint SCM-et (SubCarrier Multiplexing). A hatékony frekvenciafelhasználás érdekében kedvelt megoldás a cellák szektorizálása, az egyes szektorok forgalmának szeparálása. A hullámhossz szerinti multiplexálással a BS-ek forgalma kerül szétválasztásra, így lehetőség nyílik több bázisállomás egy közös optikai szállal történő kiszolgálására. Az egy WDM hullámhosszhoz tartozó SCM csatornákon pedig a különböző szektorok adatfolyama válik szét.

5.1.2. Uplink és downlink működés

Downlink irányban (a felhasználói készülék irányába) a mm-es hullámhosszúságú jel áll: L darab modulált RF vivőből (ahol L az adott BS-hez tartozó szektorok száma) és ugyanennyi modulálatlan RF vivőből (a spektrum sematikus felosztása 5.1 ábrán látható). Ezen jel előállítását a Central Office-ban (CO) történik, a nagy frekvenciák miatt a kromatikus diszperzió káros hatása akár (link hosszúságától függően) kritikus is lehet. Az átviteli tulajdonságok javítása érdekében OSSB modulálásra kerül sor. A BS bemenetén optikai szűrő van elhelyezve, aminek köszönhetően a bázisállomás csak a hozzá rögzített λ_j hullámhosszúságú WDM jelet kapja meg (mindez a 5.2 ábrán megfigyelhető). A feldolgozás során az említett λ_j hullámhosszú jel szétosztásra kerül az RSOA és a nagy sebességű optikai detektor felé. Detektálás után közvetlenül (szükség esetén erősítéssel) megtörténik a szektorantennákon történő kisugárzás.

Detektálás eredményeként nem csak a szektorokhoz tartozó, modulált RF vivők állnak rendelkezésre, hanem a korábban említett modulálatlan vivők is. Ezen RF vivőkkel történik meg az uplink jelek konvertálása közepes frekvenciákra (IF), az RSOA elektromos működési tartományába (kb. 1.2-1.5 GHz maximum). A szektorok jelei lekonvertálás és sávszűrés után multiplexálásra kerülnek a frekvenciatartományban (SCM), majd ezzel a multiplexált jellel moduláljuk az RSOA-t. A közepes frekvenciák miatt nem szükséges az OSSB moduláció, ugyanis ebben a frekvenciasávban a kromatikus diszperzió hatása elhanyagolható (5.1 ábrán az RSOA-val megvalósított kétoldalas moduláció hatása késsel van jelölve) Az eredmény tehát egy egyszerűbb BS lesz. Az RSOA segítségével egyszerre történik meg az eredeti optikai vivő erősítése, valamint annak modulálása. A BS-ben tehát nincs szükség stabil optikai forrásra, sem további modulációs eszközre, gyakorlatilag a CO-ban előállított optikai vivőt hasznosítjuk újra.

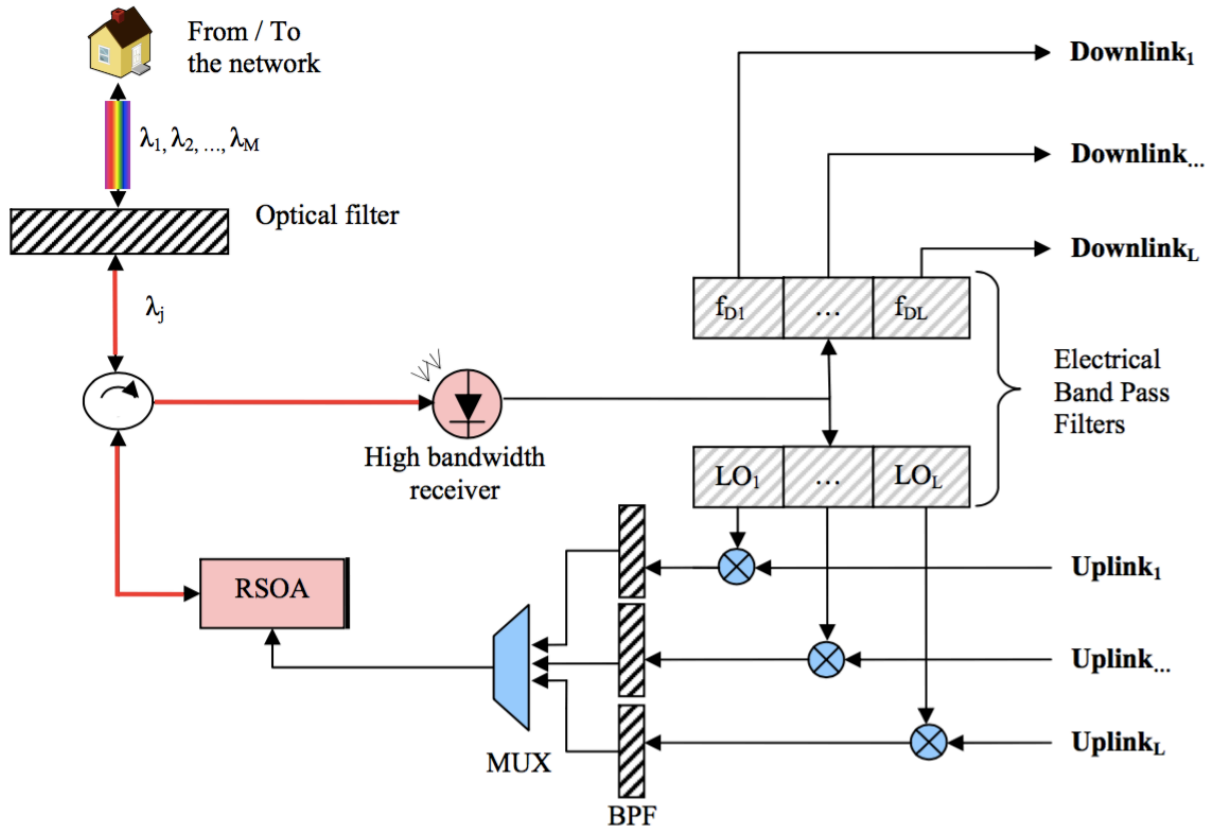


5.1. ábra. ROFNet hálózatban elképzelt elvi spektrumkiosztás [8]

5.1.3. Erőforrások dinamikus kiosztása

A fent ismertett architektúrában a BS-ekhez fix λ_x hullámhosszok tartoznak. Így tehát nincs lehetőség a bázisállomásokhoz fixen allokált hullámhosszok dinamikus újraosztására, de cserébe drága hardver elemeket takaríthatunk meg. Ennek ellenére továbbra is lehetséges az aktuális igényekhez igazítani a működést.

A CO-ban fix, valamint hangolható hullámhosszúságú lézerek szolgálnak a downlink jel előállítására. A fix lézereket célszerű azokhoz a BS-ekhez rendelni, amiknek mindig működniük kell, a hangolhatóakat pedig azokhoz, amik használaton kívül lehetnek bizonyos időintervallumokban. A dinamikus erőforráskiosztás így egyes bázisállomások ideiglenes lekapcsolásával, mások bekapcsolásával történhet meg valamilyen hatékony algoritmus alapján.



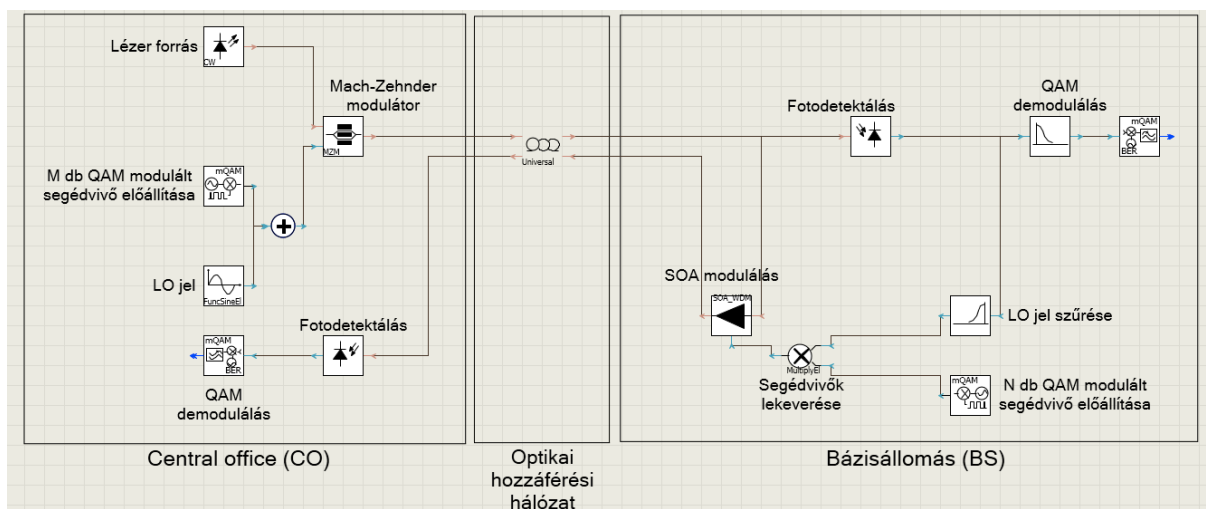
5.2. ábra. ROFNet hálózat elképzelt architektúráis felépítése [8]

5.2. Szimulált hálózat

A szimulált hálózat felépítéséhez a 5. szekcióban leírt megoldást vettem alapul. A saját hálózat sematikus felépítése a 5.3 ábrán látható. CO oldalon az optikai vivőt egy 1550nm-es lézer forrás állítja elő. Ezt az optikai jelet modulálom egy Mach-Zehnder modulátor segítségével. A moduláló jelet a LO jel, valamint a M darab QAM modulált segédvivő összege adja. Az információt hordozó optikai jel a hozzáférési hálózaton keresztül a bázisállomáshoz jut, szétosztás után két irányba halad tovább. Egyik irányban demodulálás után a QAM jelből visszanyerjük az információt, valamint szűrjük az LO jelet is. A szétosztás utáni másik irányban a jel az RSOA-ra kerül, amivel erősítjük és moduláljuk, majd visszaküldjük az optikai linken a CO irányába. A moduláló jelet BS oldalon a nagyfrekvenciás, QAM modulált vivők összegének LO-val való keverése adja. Az üvegszál hosszát relatíve rövidre, 10km körülire választom. Ez a hossz az 5G hálózatokban használt piko-cellás környezetben reálisnak tekinthető.

A fejezet első részében ismertetett (5) architektúráis megoldástól végeredményben annyiban térek el, hogy 1 darab LO jelet használok az uplink jelek lekeverésére, valamint 1 darab hullámhosszra szimulálom a működést.

Az optikai összeköttetés egyik legfontosabb része tehát a félvezető alapú optikai erősítő. A szimulációkhoz használt RSOA modell tulajdonságait a következő, 6.1 fejezetben részletesen is áttekintem.



5.3. ábra. VPI Transmission Makerben szimulált hálózat elvi felépítése

6. fejezet

Eszközök karakterizálása

6.1. RSOA karkaterizálás

A felépítendő, majd szimulálandó optikai összeköttetés egyik központi eleme a reflektív félvezető alapú optikai erősítő. Bázisállomás oldalon ennek segítségével valósul meg a Central Office-ban előállított és továbbított jel erősítése, ezzel párhuzamosan pedig az erősített jelnek a modulálása.

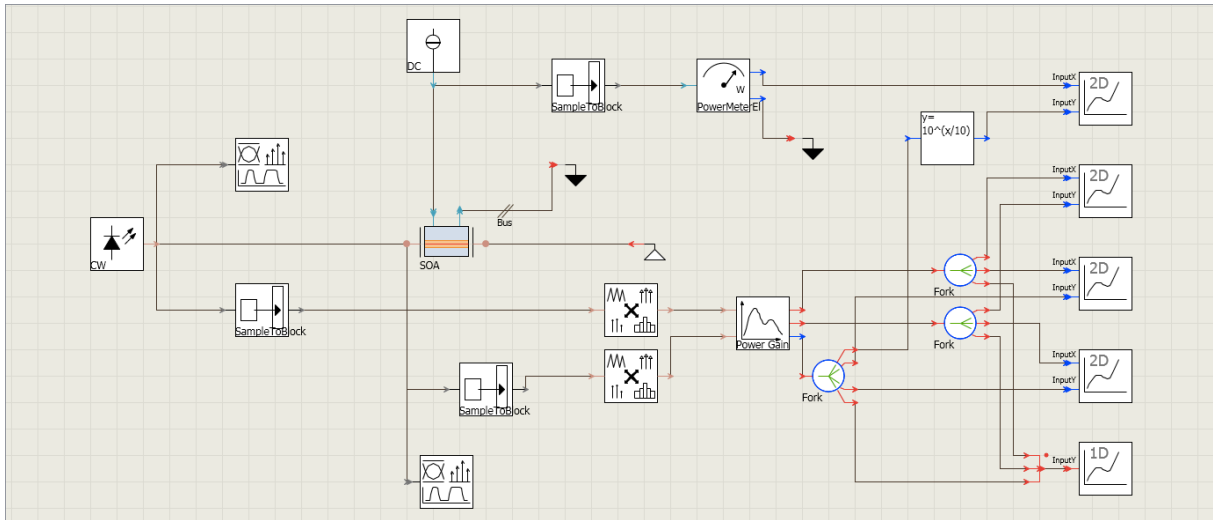
A szimulációk hitelessége szempontjából kardinális jelentőségű, hogy a VPI Transmission Maker programban használt RSOA modell viselkedése a lehető legtöbb szempontból megfeleljen a valóságnak. Szükséges elkerülni a túl ideális paraméterválasztást is. Egy túl ideális modellel nem leszünk képesek meghatározni, hogy az adott hálózati összeköttetésnek mik lesznek a kritikus pontjai a valóságban.

A VPI Transmission Maker szimulációs program rendelkezik előre elkészített szimulációs összeállításokkal és ezekhez tartozó, realisztikusan felparaméterezett eszközökkel. Ebben a fejezetben egy ilyen összeállításból kiemelt Reflective Semiconductor Optical Amplifier modell karakterizálását végeztem el.

6.1.1. RSOA modell

A 6.1 ábrán látható az RSOA modell grafikus reprezentációja (SOA felirattal). Ez a blokk egy általános optikai erősítő modellhez tartozik. A reflektív működés azzal tudjuk elérni, hogy a jobb oldalon az eszköz belsejében fellépő reflexió értékét maximálisra választjuk. A szimulációs programban 100%-os reflexió beállítása probléma nélkül lehetséges, így tetszőleges teljesítményű bemeneti jel esetén a jobb oldali porton nem észlelhető kimeneti jel, az általános SOA modellből RSOA lesz. A jobb oldali portra csatlakoztatott fehér háromszög egyértelműen jelzi a program számára, hogy a portra nem kapcsolódik semmi. Erre azért van szükség, mert a számítógépes szimulációban tilos bemenetet vagy kimenetet bekötetlen állapotban hagyni. A bal oldali port szolgál egyidejűleg bemenetként és kimenetként is. Gyakorlatban cirkulátor használatára lenne szükség, hogy a bemenő és a már erősített (kimenő) jelet megkülönböztessük. A szimulációhoz nincs szükség cirkulátorra, a szoftver képes szétválasztani a kétirányú jelfolyamot.

A modell rendelkezik még egy áram ki- és bemenettel. A lent részletezett szimulációk



6.1. ábra. Erősítés karakterisztika vizsgálatához használt szimulációs összállítás a VPI Transmission Maker programban

alatt erre a bemenetre modulálatlan áramokat kapcsoltam.

6.1.2. RSOA erősítése

A 6.1 ábrán látható az első szimulációs összeállítás. Ebben az összeállításban az RSOA erősítése, valamint a bemeneti és kimeneti jelek teljesítménye mérhető, majd ezek egymástól való függése ábrázolható. A bemeneti jelet egy 1550nm-es hullámhosszon emittáló lézer biztosította. A "Power Gain" blokk mérte a bemeneti és kimeneti jelek teljesítményét, valamint erősítést számolt ezen információk felhasználásával.

A 6.2, 6.3, 6.4 és 6.5 ábrák segítségével tanulmányozható a modell erősítés karakterisztikája.

A 6.2 ábra a kimeneti és bemeneti jel viszonyát mutatja. Látható, hogy a bemeneti optikai teljesítményt növelve a kimeneti optikai teljesítmény dBm értéke közel lineárisan változik egy adott pontig. Ennél a pontnál a bemenő, relatíve nagy teljesítményű jel telítésbe viszi az eszközt, aminek hatására az erősítés lecsökken.

A jelenség a 6.3 ábrán is hasonlóan jól megfigyelhető. Növekvő bemeneti teljesítmény folyamatosan csökkenti az eszköz erősítését, a telítési teljesítménynél a karakterisztika görbéjének törése van. Érdeemes megfigyelni az áram erőfeszítéstől való függést is. 6.2 és 6.3 ábrákat összehasonlítva látszik, hogy az erősítés nő az áram növekedésével. Ezen kívül az áramtól függő erősítés telítődő jelleget mutat. 25mA-ról 50mA-re való emelkedés jóval nagyobb erősítésnövekedést okoz, mint ugyanakkora áramnövekmény 50mA és 75mA között vagy 75mA és 100mA között.

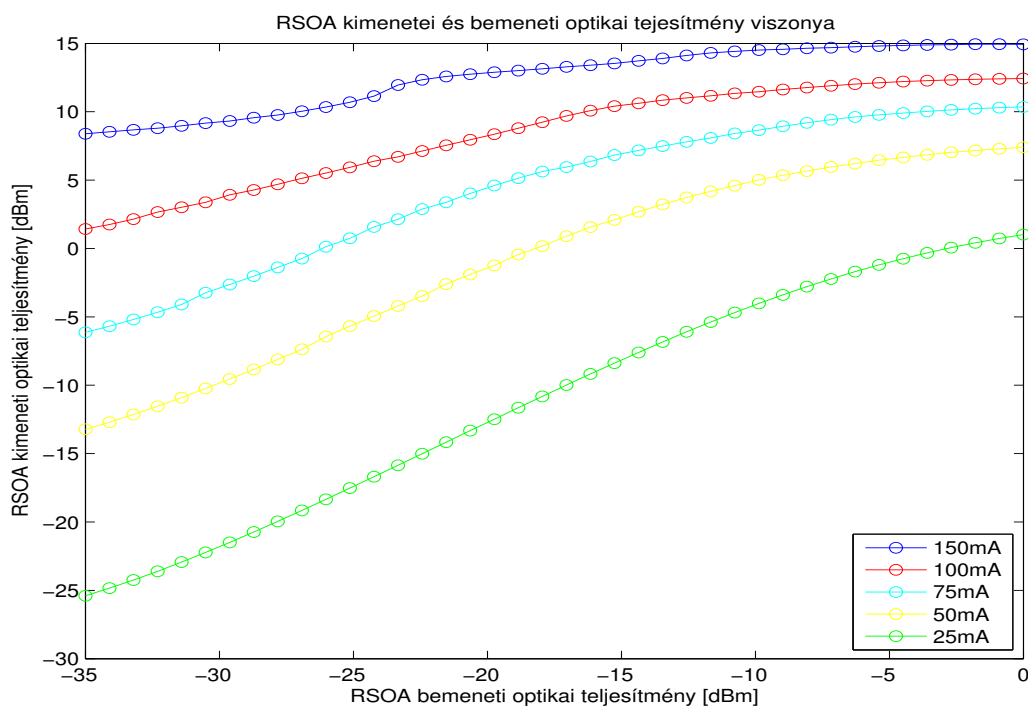
Az RSOA-t a későbbiekben az előfeszítés adott munkapont körüli változtatásával intenzitás modulációs eszközként is alkalmazni fogom. Ebből a szempontból szükséges részletebben vizsgálni, hogy az erősítés hogyan függ a bemeneti áramtól. 6.3 alapján 100mA és 150mA között az erősítés 30dB körüli értéknek adódik, ami egy valódi RSOA erősítéséhez képest reális értéknek tekinthető.

A 6.5 ábrán az érzékletesség kedvéért lineáris skálán ábrázoltam a modell erősítését az

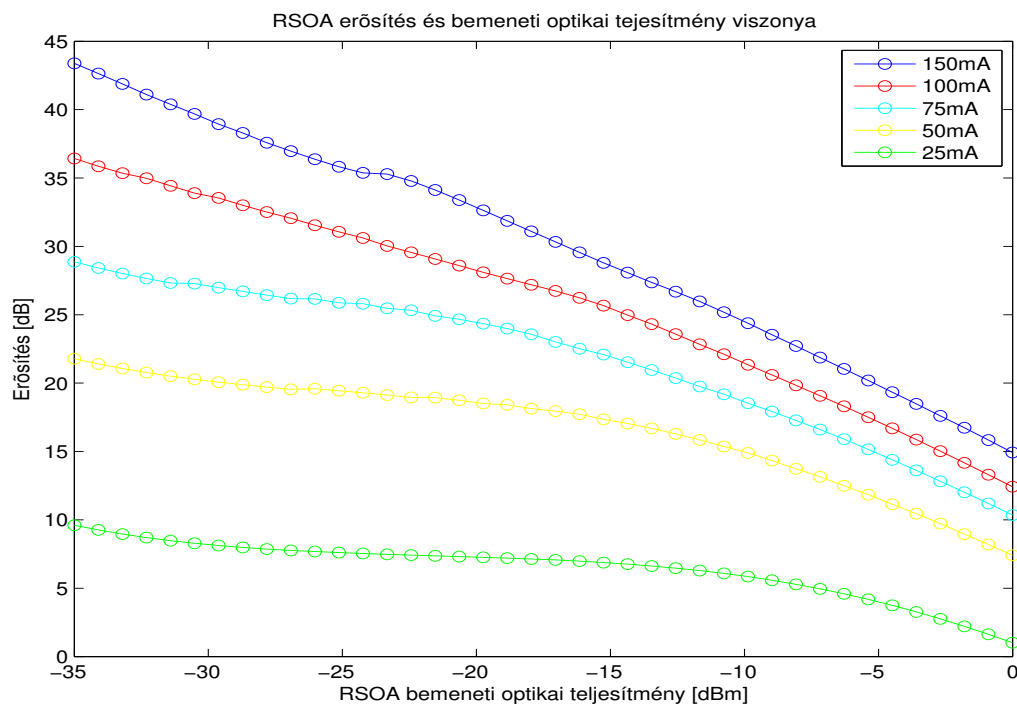
előfeszítés függvényében. Az áram az 10mA-300mA tartományban változott. A modulátorként való használathoz a görbe egy lineáris tartományát szükséges kiválasztani. Az előfeszítés és erősítés lineáris kapcsolata biztosítja, hogy a vevő oldalon visszaállítható legyen az RSOA oldalán modulációhoz használt analóg jel. A nemlineáris erősítési görbe tehát hibát okoz a rendszerben. 6.5 ábrán látszik, hogy nagyobb jelszintek esetén szélesebb tartományban biztosított a lineáris függés. A vizsgálatot egy szűkebb tartományban is elvégeztem (0-100mA). Látható, hogy itt is találhatók rövidebb lineáris tartományok (pl.: 65mA-80mA) Ahogy arra korábban is utaltam, hogy a nagyobb bemeneti teljesítmény telítésbe viszi az RSOA-t. Ez itt is megfigyelhető, ugyanis amellet, hogy az erősítés-előfeszítés görbe jobban közelít a lineárishoz, a meredeksége is jóval kisebb.

Modulációs szempontból érdemes megfontolni, hogy egy nagyobb bemeneti teljesítményre tervezzük a rendszert. Az RSOA-ba bemenő nagyobb teljesítményű jeleket kisebb mértékben erősíti az eszköz, de ahogy a 6.5 ábra is mutatja a nemlinearitások hatása jóval kevésbé jelentős. A későbbiekben erre a kérdésre részletesebben kitérek.

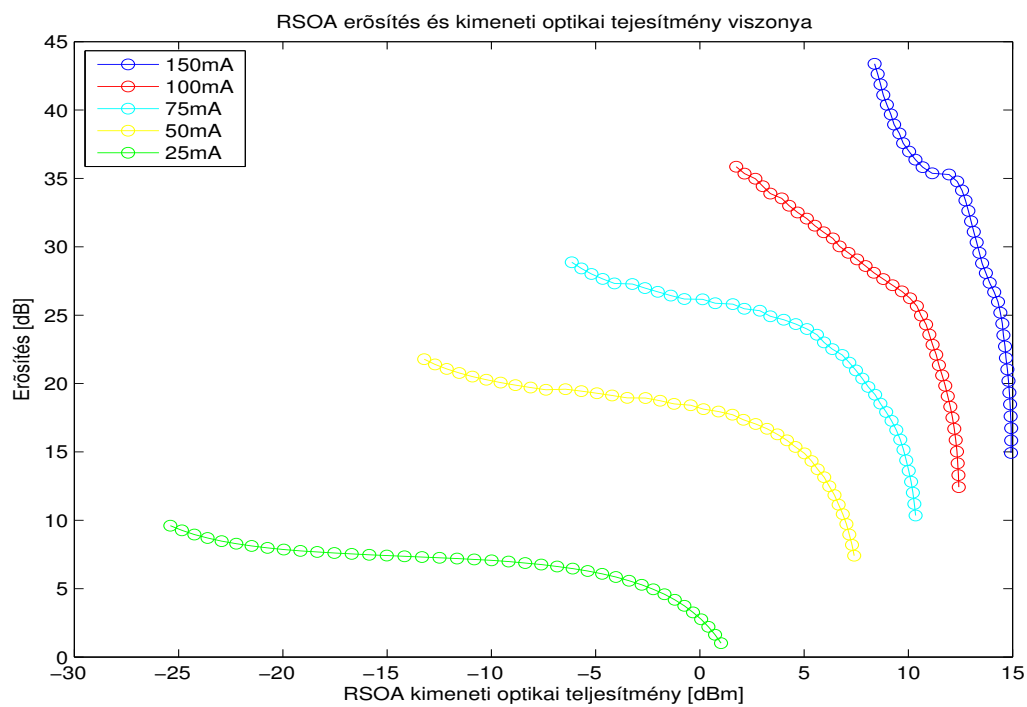
A szimulációkban végül 75mA-es munkapontra állítottam az RSOA-t, a modulációs mélységet 3mA körüli értékre választottam (4%).



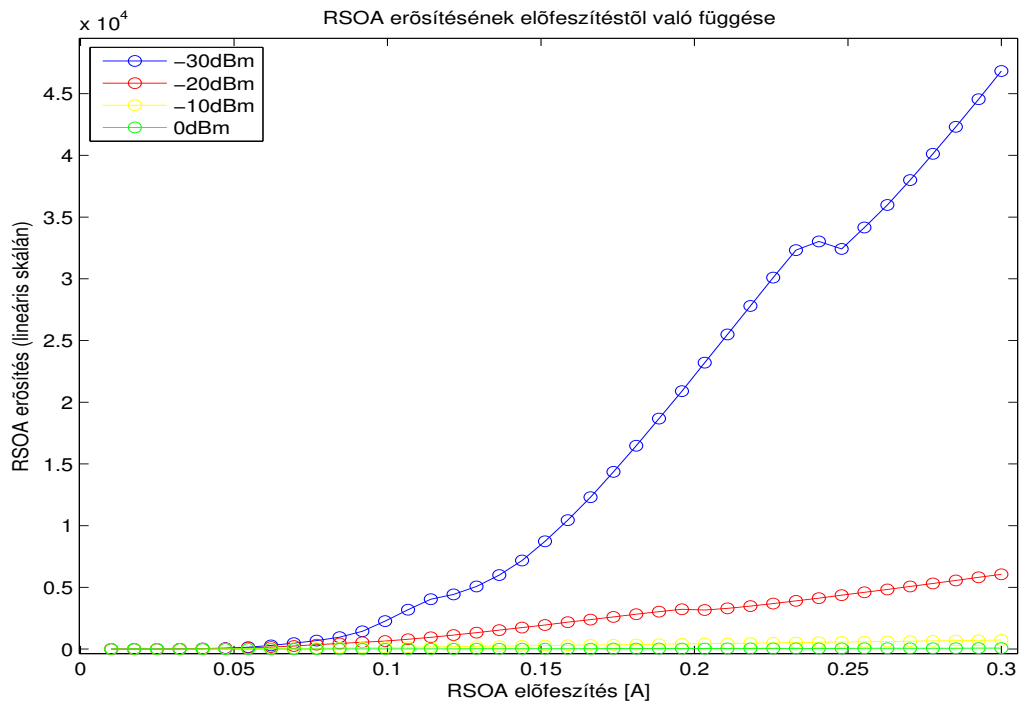
6.2. ábra. Kimeneti optikai teljesítmény bemeneti optikai teljesítménytől való függése



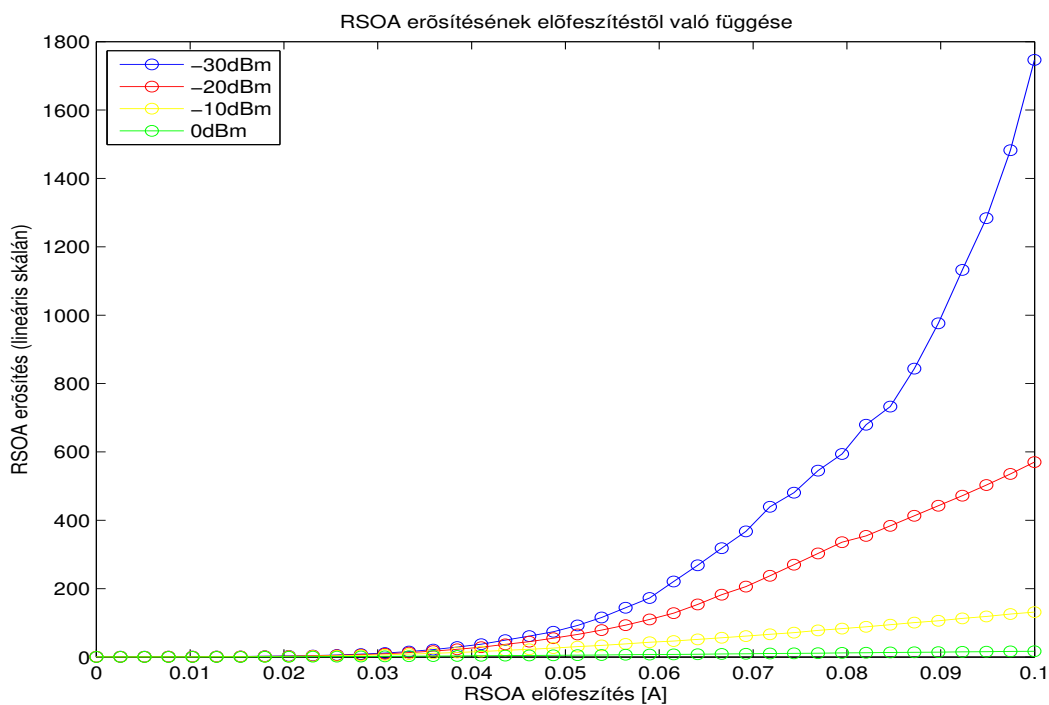
6.3. ábra. Erősítés bemeneti optikai teljesítménytől való függése



6.4. ábra. Erősítés kimeneti optikai teljesítménytől való függése



6.5. ábra. Erősítés előfeszítéstől való függése (0.01-0.3A tartományon)

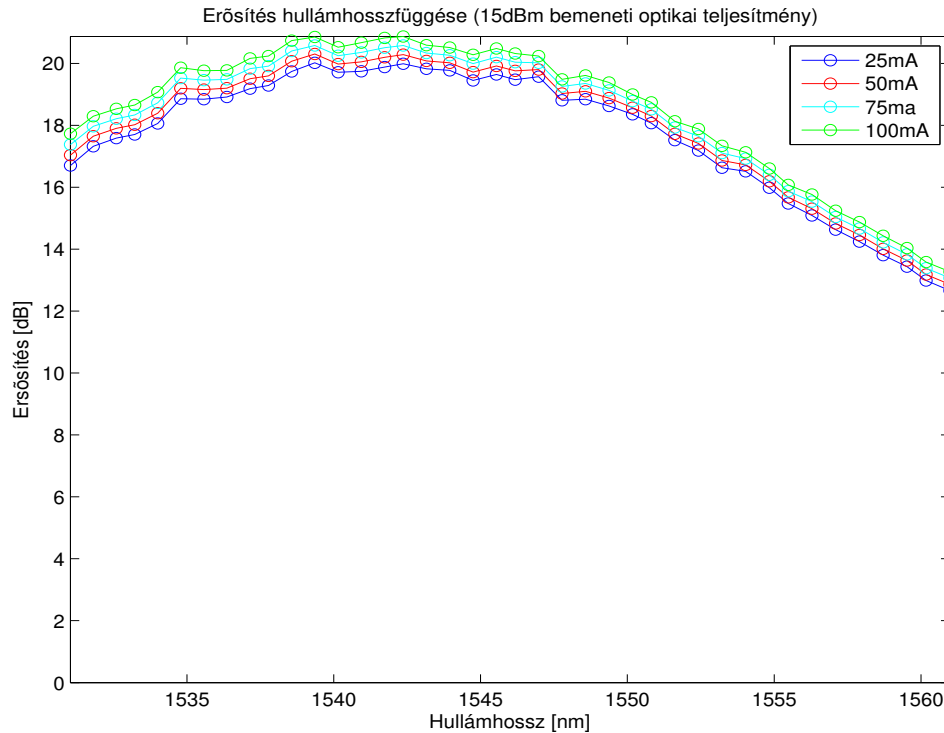


6.6. ábra. Erősítés előfeszítéstől való függése (0-0.1A tartományon)

6.1.3. RSOA hullámhosszfüggése

Hullámhosszfüggés vizsgálatánál egy konstans előfeszítést beállítva, a lézer emissziós frekvenciáját léptetve állítottam elő a 6.7 ábrán látható görbét. A bemeneti teljesítmény -15dBm volt. A lézer hullámhosszát a C sávon belül (1530-1565 nm) változtattam. A

hullámhosszfűgés a WDM applikációk szempontjából lehet fontos. Egy WDM rendszerben elvárás, hogy az eszköz kellően széles hullámhossztartományban működjön. Az adott mérési elrendezés maximális erősítése 19dB. Ehhez viszonyított 3dB-es csökkenés egy 20nm széles ablakot jelöl ki. WDM alkalmazásokhoz ezt az ablakot lehet célszerű használni.



6.7. ábra. Erősítés hullámhosszfűgése -15dBm bemeneti optikai teljesítmény mellett

6.1.4. RSOA zaja

Az egyéb szóba jöhető modulációs eszközök, mint például a közvetlenül modulált lézertforrás, vagy a külön lézertforrás Mach-Zehnder-rel történő modulálása relatíve kis zajjal működnek az RSOA-hoz képest ([16]). A hálózat teljesítőképessége szempontjából lényeges az erősítő modell zajviselkedésének szimulálása. A zaj forrása ezen eszközökben az erősített spontán emisszió (Amplified Spontaneous Emission - ASE), ami azt az adott környezetben nem kívánt fizikai folyamatot jelöli, melynek során az aktív hullámvezetőn belül, a spontán emisszió hatására fotonok kerülnek kibocsátásra, majd az eszközön belül (immáron a stimulált emisszióknak köszönhetően) erősítésre kerülnek és a kimenetre jutnak. A folyamat tehát akkor következik be, ha a hullámvezetőre áram van kapcsolva, azaz az eszköz "elő van feszítve", a spontán emisszió valószínűsége annál nagyobb, minél nagyobb ez az áram.

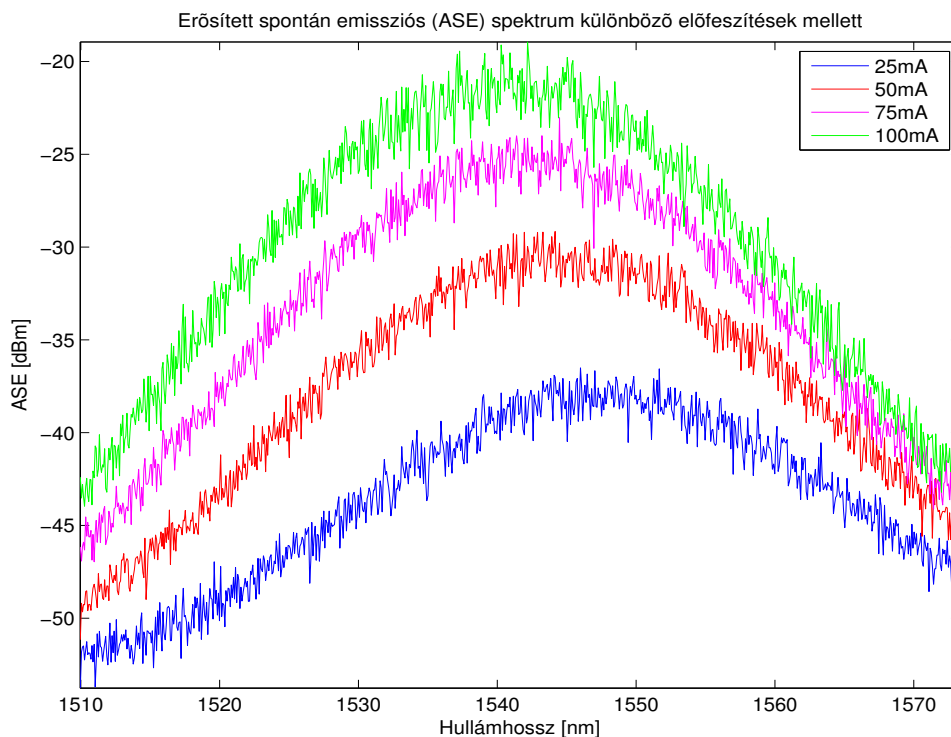
A 6.8 ábrán az RSOA szimulált kimeneti spektrumábrája figyelhető meg zéró bemeneti optikai teljesítmény mellett, különböző áramértékek hatására. Észrevehető, hogy a kimeneti zajteljesítmény nagy mértékben függ a bemeneti áramtól, azzal arányosan nő. Reális üzemi tartományon belül (25mA és 100mA között) hozzávetőlegesen 20dB-es válto-

zás tapasztalható a spontán emittált zaj csúcsteljesítményében. A zaj legnagyobb értéke 1540nm és 1550nm közé adódik, az előfeszítést növelve kb. 8nm-es elmozdulás tapasztalható a kisebb hullámhosszok irányába.

6.9 a telítés hatását vizsgáló szimulációk eredményét mutatja. Minél inkább telítésben működik az erősítő, annál kisebb lesz a kimeneten megjelenő zaj összteljesítménye. A teljesítmény maximum eltolódása az előfeszítés növelésével analóg módon történik.

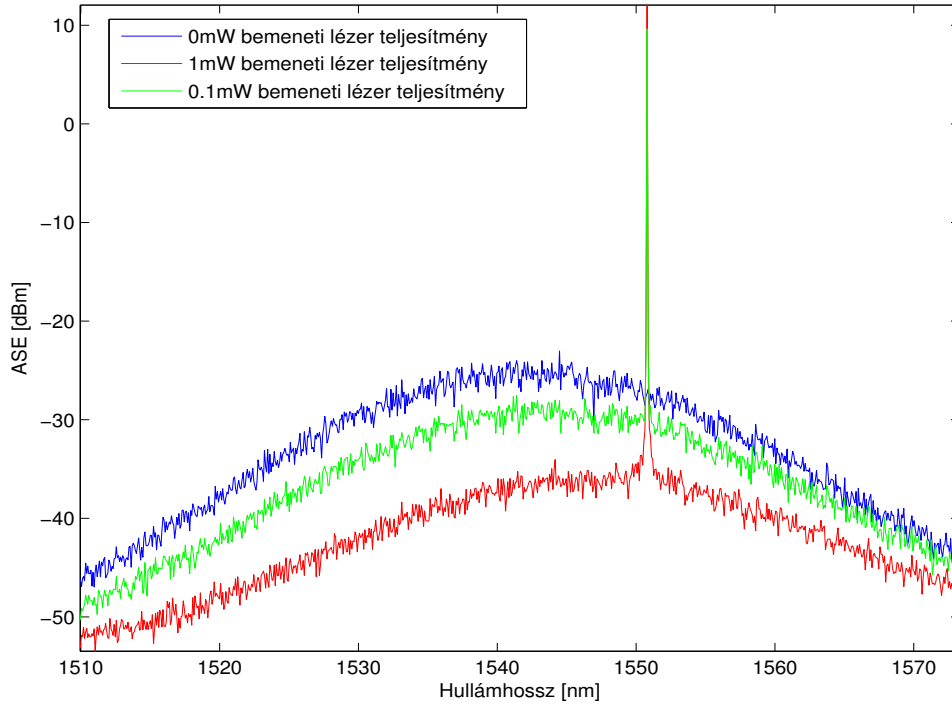
A zaj hatása WDM rendszerekben különösen jelentős lehet, ahol a több, közös átviteli közeget használó rádiós egységtől származó RSOA zaj összeadódik, és nagy mértékben degradálhatja az átvitel minőségét. A rontó hatást két tényező korlátozza, nevezetesen:

- Telítésben működő RSOA: ahogy 6.9 eredményei is rávilágítanak, a bemenetre kapcsolt optikai jel lezorítja az ASE görbe magasságát, azaz a teljes zajteljesítményt. A bemenetre előzetes becsléseim alapján várhatóan -15 dBm-nél nagyobb optikai teljesítmény jut majd.
- Multiplexerek, demultiplexerek: 5.1.3 szekcióban utaltam rá, hogy egy WDM rendszer úgy valósulhat meg, hogy a bázisállomásoknak különböző hullámhosszokat allokálunk, majd az optikai vivőket közös szálon továbbítjuk. Elengedhetetlen, hogy az adott BS a számára kijelölt vivővel tudjon dolgozni, ami szűrők beépítését teszi szükségessé. Mivel ezek az eszközök reciprok módon működnek, uplink irányban az ROSA zaját is szűrik, jelentős mennyiségű teljesítménysűrűség kizárólag a szóban forgó RSOA számára allokált tartományban marad, így nem kerül interakcióba a több rádiós egység által használt tartománnyal.



6.8. ábra. Erősített spontán emissziós (ASE) spektrum különböző előfeszítések mellett

Erősített spontán emissziós (ASE) spektrum 75mA-es előfeszítés mellett, változtatott bemeneti optikai teljesítménnyel



6.9. ábra. Erősített spontán emissziós (ASE) spektrum 75mA-es előfeszítés mellett, változtatott bemeneti optikai teljesítménnyel

6.1.5. ROSA sávszélessége

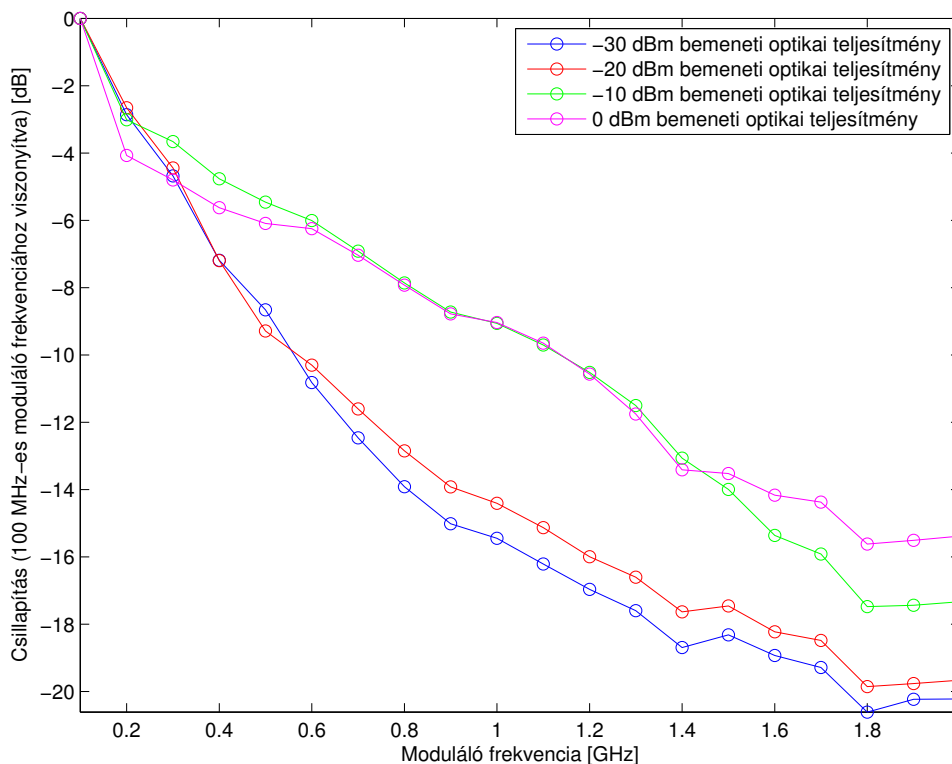
A 5 fejezetben bemutatott rendszer felépítése során az RSOA szűk modulációs sávszélessége figyelembe van véve. A mm-es hullámhosszú vivőket L sávba kell keverni ahhoz, hogy az RSOA hatékonyan modulálható legyen, a vivőfrekvenciák ne essenek a modulációs sávszélességen kívül. A [5] és [8] források alapján ezeket ez eszközöket maximum 1.2 - 2 GHz-es jellel célszerű modulálni.

A szekcióban elvégzem a szimulációs programban rendelkezésre álló erősítő modell karakterizálását a sávszélesség szempontjából. Az optikai jelet egy 1550 nm-en emittáló lézert forrás biztosította, a szimulációt 3 különböző optikai teljesítmény mellett végeztem el. A munkapont 75 mA-re volt állítva, a moduláló szinuszos jelet 0.1 GHz-től 2 GHz-ig léptettem, 100 MHz-es lépésközzel, változatlan modulációs teljesítménnyel. Az eredmények a 6.10 ábrán láthatóak.

Megfigyelhető, hogy a görbéken nem találunk olyan tartományt, amin belül a hasznos teljesítmény csökkenése elhanyagolható mértékű lenne. Ennek megfelelően nem lehetséges egzakt módon megadni egy sávszélesség értéket.

A karakterisztikát a [9] irodalomban foglalt mérési eredményekkel vettem össze, amiben hallgatótársam egy valós RSOA karakterisztikáit értékelte. A szóban forgó eszköz átvitele a frekvencia függvényében konstans 500 MHz-ig, a 3 dB-es pont 640 MHz-nél található. Az általam felépített rendszerben 4 darab uplink frekvenciát tervezek használni, 800 MHz-től 1.4 GHz-ig egyenletesen elosztva. Kimondható, hogy ugyan az alacsony frekvenciákon az erősítő modellt nem képezi le a valós működést, a releváns frekvenciatartományban (0.8 - 1.4 GHz, a levágási tartományban) megfelelően viselkedik. Az említett intervallumban

lineáris jelleggel nő a csillapítás, hozzávetőlegesen $1 - 0.7 \frac{dB}{100MHz}$ meredekséggel. Minél inkább telítésben működik az eszköz, annál kisebb mértékben csökken a csillapítás.

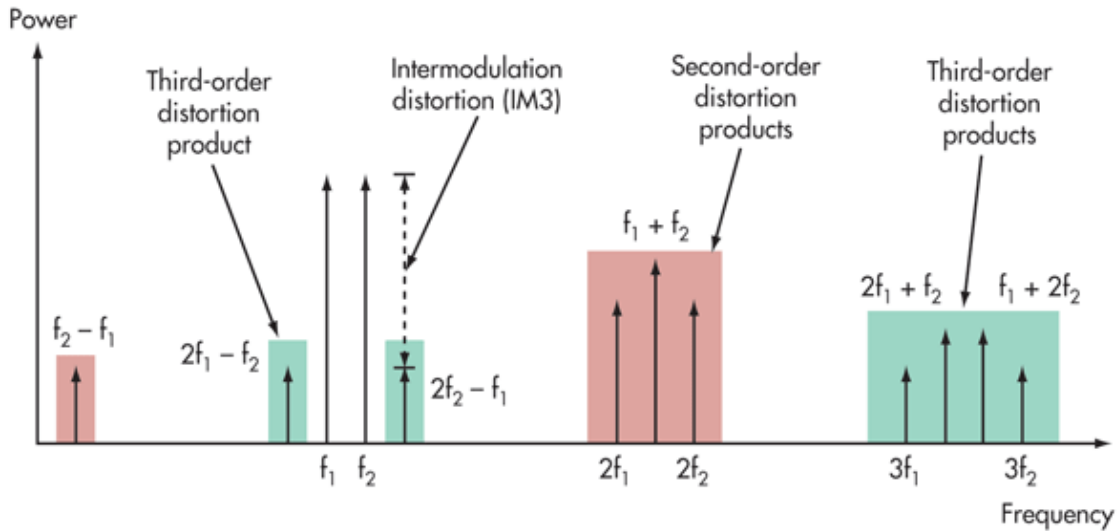


6.10. ábra. RSOA sávszélessége

6.1.6. RSOA nemlinearitása

A reflektív félvezető optikai erősítő hátránya az egyéb modulációs megoldásokkal szemben az erősítés - előfeszítés karakterisztika lineáristól való nagy eltérése (6.6). A nemlineáris torzítások hatására bizonyos frekvenciákon felharmonikusok jelennek meg a spektrumban, amik a hasznos modulációs tartalommal szuperponálódva az átviteli minőség romlását okozzák. Az eszköz modulációs sávszélességén belül egyenletesen elhelyezett, legalább 3 vivővel dolgozva az egyik vivőfrekvencián harmadrendű felharmonikus fog megjelenni. Nagyobb számú vivővel dolgozva a másodrendű, a harmadrendűnél nagyobb teljesítményű felharmonikusok is már felhasznált vivőfrekvencián lesznek mérhetőek. A csatornák közötti ilyen módon megvalósuló áthallás a hasznos információ elvesztését eredményezheti. A nemlinearitást a későbbiekben is használt munkapontban vizsgálok, 75 mA-es előfeszítés mellett, 4%-os modulációs mélységgel. A szimulációk célja egy általános kép nyérése a felharmonikusok összteljesítményéről, valamint a linearitás telítéstől való függéséről.

A megértéshez jó eszköz lehet a 6.11 ábra. Az ábrán jelölt f_1 és f_2 frekvenciákat a szimulációban 1 GHz-nek és 1.2 GHz-nek választottam. A szimuláció kimeneti adatai: alapharmonikusok és azok körüli harmadrendű harmonikusok, valamint az $f_1 + f_2$ és akörüli másodrendű harmonikusok teljesítménye. az eredményeket a 6.1 és 6.2 táblázatokban



6.11. ábra. Nemlineáris torzítás elvi hatása a spektrumképen [19]

összegeztem.

Megfigyelhető a véges modulációs sávszélesség: a 200 MHz távolságra elhelyezett alapharmonikusok között átlagosan 1.5 dB teljesítménykülönbség van, ahogy a 6.10 ábráról is leolvasható volt. Az alapharmonikus és harmadrendű felharmonikus közötti teljesítménykülönbség nem változik jelentősen az eszközt egyre inkább telítésben működtetve, 20 dB környékén mozog.

	$P_{2f_1-f_2=800\text{MHz}}$	$P_{f_1=1\text{GHz}}$	$P_{f_2=1.2\text{GHz}}$	$P_{2f_2-f_1=1.4\text{GHz}}$	$\Delta P = P_{f_2} - P_{2f_2-f_1}$
-30 dBm	-40.7384	-23.3065	-24.8295	-42.8536	18.0241 dB
-20 dBm	-34.4897	-15.3504	-16.7990	-37.2461	20.4471 dB
-10 dBm	-30.1601	-11.2486	-12.7474	-33.6639	20.9165 dB
0 dBm	-28.5045	-10.3701	-11.5393	-31.4493	20.3100 dB

6.1. táblázat. Alapharmonikusok és harmadrendű harmonikusok teljesítménye dBm-ben, változtatott optikai teljesítményszint mellett

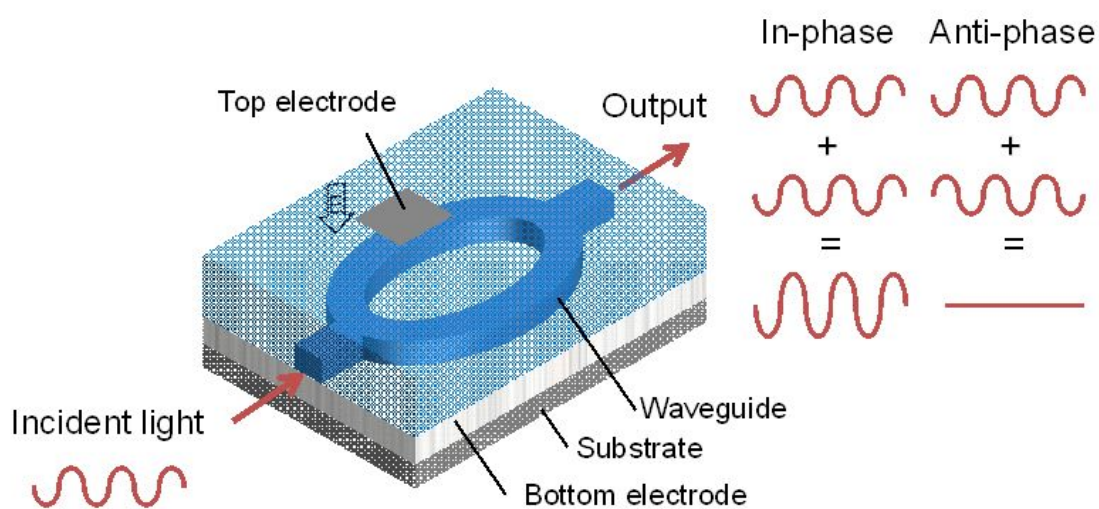
	$P_{2f_1=2\text{GHz}}$	$P_{f_1+f_2=2.2\text{GHz}}$	$P_{2f_2=2.4\text{GHz}}$
-30 dBm	-42.4696	-40.6539	-43.3471
-20 dBm	-37.3938	-34.4293	-39.3655
-10 dBm	-33.4953	-30.4814	-35.3650
0 dBm	-32.6811	-29.7518	-34.4898

6.2. táblázat. Másodrendű harmonikusok teljesítménye dBm-ben, változtatott optikai teljesítményszint mellett

6.2. Mach-Zehnder karakterizálás

Az előző fejezetben részletesen is bemutatott és karakterizált félvezető alapú erősítőt a működéséből adódóan és a 5. fejezetben ismertetett hálózattervezési megfontolásokból ki-

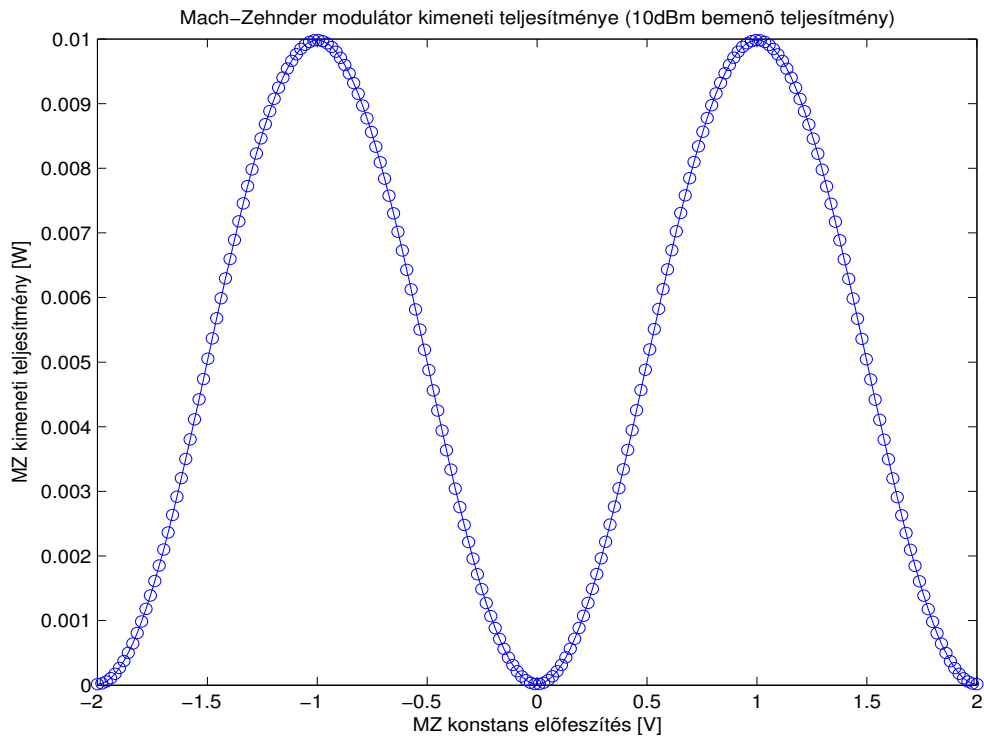
folyólag kizárólag uplink irányban használom. A modulált downlink jel előállítása céljából ezért szükség van egy második modulációs eszközre. Szimulációim során ezt a feladatot Mach-Zehnder modulátor (MZ modulátor) látta el. Megjegyezném, hogy közvetlenül modulált lézerről is választhattam volna erre a feladatra. A rendszer bonyolultsága kis mértékben csökkent volna, mivel csak egy darab optikai eszközre lett volna szükség. A közvetlenül modulált lézerek kis relatív zajjal és torzítással működnek ([16]). Mégis a Mach-Zehnder modulátorra esett a választás, ugyanis a hálózat rugalmasságát növeli (bármilyen optikai forrással használható, így DWDM rendszerekbe is beépíthető), továbbá nagyobb modulációs frekvencia mellett is üzemeltethető. 60 GHz környékén már nem mondható el a közvetlenül modulált lézerekről, hogy kisebb költségűek, könnyebben hozzáférhetőek és elfogadhatóbb mértékű nemlineáris torzítást visznek a rendszerbe, mint az MZ modulátorok.



6.12. ábra. Mach-Zehnder modulátor fizikai felépítése [17]

Az MZ modulátor fizikai struktúrája a 6.12 ábrán látható. Az optikai bementére vezetett jelet két részre osztja. Az elektródára kapcsolt feszültség elektromos teret hoz létre, ami az egyik ágban fázismódosítást okoz. A kimeneti összeadás hatására végül amplitúdómoduláció valósul meg. A MZ modulátor tehát feszültség meghajtású, a meghajtás változtatásával az eszköz csillapítása változik szinuszos jelleggel, periodikusan. A szimulációba a VPI Transmission Maker programban talált legegyszerűbb MZ modellt építettem be, ez bonyolultság szempontjából nagy mértékben alulmúlja az RSOA modellt. A kevés paraméter ellenére, a megfelelő használathoz ennek az eszköznek a karakterizálását is el kell végezni.

A MZ modulátor karakterisztika az 6.13 ábrán látható. Az 6.13 ábrát megvizsgálva nyilvánvalónak tűnhet, hogy a munkapontot célszerű 0.5V-ra beállítani, feltételezve, hogy a leginkább lineáris tartományt találtuk meg. A modulációs mélység megválasztásánál azt a pontot keresem, amiben az alapharmonikus teljesítménye a lehető legnagyobb, de a feharmonikusok teljesítménye még elhanyagolható. Hogy ezt elérjük, egy megfelelően lineáris tartományon belül szükséges maradni. A legnagyobb "Carrier to Noise Ratio"-t (CNR) a 0.5 V-os munkapontba előfeszítve, 5%-os modulációs mélység mellett értem el.



6.13. ábra. Mach-Zehnder modulátor karakterisztika

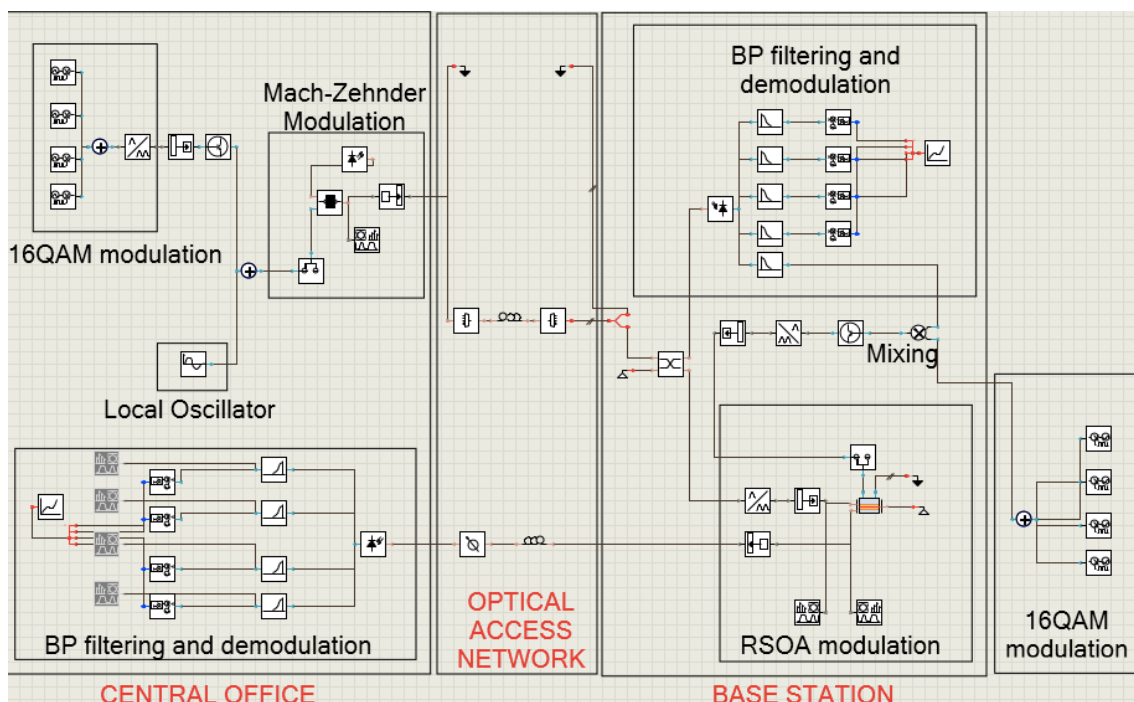
Így a felharmonikusok és az alapharmonikus között legalább 40dB-volt a teljesítménykülönbség.

Célszerű lehet továbbá megfontolni, hogy milyen hatása lehet a csillapítás minimalizálásának a rendszerben. Ha az eszközt egy kisebb csillapítással járó bias pontba állítom (az 6.13 ábrán y tengely mentén magasabb értékre), a kimeneten megjelenő optikai teljesítmény nagyobb, mint az előző esetben. A megoldás hátránya lehet a nemlinearitások hatásából eredő számottevőbb felharmonikus teljesítmény, aminek megfelelően az 5%-nál kisebb modulációs mélységet leszünk kénytelenek választani. Azoknál az alkalmazásoknál, amikben kulcskérdés az összeköttetés menti csillapítás minimalizálása, ez a kompromisszum kifizetődő lehet.

Bizonyos alkalmazásokban használható linearizáló áramkör a modulátor bemenetén, ami egy korlátos tartományban a gyártási pontosságtól függő mértékben lineárisá teszi a karakterisztikát, kisebb nemlineáris torzítást okozva és nagyobb modulációs mélységet engedve. A lenti szimulációkban linearizáló áramkör hatását nem vizsgáltam.

7. fejezet

Rendszerszimulációk



7.1. ábra. Teljes szimulációs összeállítás

7.1. Szimulációs paraméterek

7.1 ábrán látható a szimulációs összeállítás, aminek használatával a lent ismertetett eredményeket értem.

Central Office oldalon 4 darab 16QAM modulált segédvívöt állítottam elő, majd ezeknek és a Local Oscillator jelnek az összegével moduláltam a megfelelő munkapontra beállított Mach-Zehnder modulátort. Az LO jel pontosan 59 GHz-es szinusz volt. A 16QAM moduláció fontosabb paraméterei:

- Bitsebesség: $1.3 * 10^9 / 4 \frac{bit}{s} = 325 \frac{Mbit}{s}$
- Vivőfrekvencia:
 1. Downlink irányban: 59.8 GHz-től kezdődően 4 csatorna, 200MHz-es channel spacing-gel (59.8 GHz, 60 GHz, 60.2 GHz, 60.4 GHz)
 2. Uplink irányban: 800 MHz-től kezdődően 4 csatorna, 200MHz-es channel spacing-gel (800 MHz, 1 GHz, 1.2 GHz, 1.4 GHz)
- A modulátorok különböző, véletlen bitsorozatokot állítottak elő

Az optikai vivőt 10dBm teljesítményű lézer forrás biztosította. Az összeköttetésben szereplő üvegszál hossza 10km, csillapítása $0.3 \frac{dB}{km}$. Az optikai link mentén található egyéb eszközök (multiplexerek/demultiplexerek) 6dB-es csillapító hatást gyakorolnak. Ezekkel együtt összesen 9 dB optikai teljesítménycsökkenést okoz a hozzáférési hálózat. A rendszer elképzelhető pont-pont összeköttetésekkel is, ebben az esetben kizárólag a szál hatását kell figyelembe venni.

Bázisállomás oldalon a jel szétszórása a fotodetektor és az RSOA felé egy 3dB-es, ideális csatolóval történt meg. A fotodetektorok modelljei a sörétzajt és a termikus zajt képesek szimulálni, mint az átvitel minőségét rontó tényezőket.

Fotodetektálás után az egyes csatornák sávszűrése 100MHz széles áteresztési sávval működő sáváteresztő szűrőket használtam. Ezek a szűrők ugyan nem tökéletes, végtelen meredkeségű levágással rendelkeznek, de nem is tekinthetők valós eszközöknek, működésük idealizált. Az LO jelet - tekintve, hogy azon nincs modulációs tartalom - 50MHz széles áteresztési sávú szűrővel állítom vissza. BS oldalon (ahogy CO oldalon is) 4 darab 16QAM modulált segédvivővel dolgoztam. A modulációs paraméterek közül kizárólag a vivőfrekvenciát módosítottam a fent ismertetett értékekhez képest. Ezek a frekvenciaértékek: 59.8 GHz, 60 GHz, 60.2 GHz, 60.4 GHz. 59 GHz-es LO-val történő keverés után: 800 MHz, 1 GHz, 1.2 GHz, 1.4 GHz. A felsorolt frekvenciák kellően alacsonyak ahhoz, hogy beleessenek az RSOA modulációs sáv szélességébe, tehát az eszköz modulálható lehessen velük.

7.2. Szimulációs eredmények

7.2 ábra a Central Office oldalon 60 GHz körüli frekvenciákra modulált, majd bázisállomás oldalra küldött segédvivőkből visszanyert konstellációs diagramokat mutatja. A szimuláció futása alatt átküldött összes szimbólumot nem ábrázoltam. Jelen diagramokból ugyan nem határozhatjuk meg egzakt módon az átvitel jóságát, de bizonyos megfigyeléseket tehetünk. A konstellációk elfordulását az összeköttetés mentén levő eszközök fázistolása okozza. A fázistolás frekvenciafüggése észrevehető ezen az ábrán, az egyes diagramok más mértékben fordultak el. A fázistolás alapvetően nincs hatással az átviteli minőségre, a vevőben kompenzálható. Messzemenő következtetéseket ennyi információ alapján nem vonhatunk le, de látszik, hogy az 59.8 GHz-es vivőfrekvencián a vett értékek szórása nagy,

a szimbólumok nem különülnek el egyértelműen, így vevő oldalon gondok lehetnek a demodulálással. 60 GHz-től felfelé már javulnak az ábrák. Ezen a három frekvencián közel azonos nagyságrendű, az 59.8 GHz-es vivőn tapasztalhatónál jóval kisebb hiba várható.

7.3 ábrán az ROSA által modulált, majd CO-ban vett segédvivőkhöz tartozó konstelációs diagramokat láthatjuk. 7.2 ábrával összehasonlítva a vett értékek szórása jelentős mértékben nőtt, de a vett szimbólumok továbbra is határozottan elkülönülnek. Szintén látható a fázismódosítás frekvenciafüggő hatása. Az RSOA, mint modulációs eszköz alkalmazhatóságának egyik korláta a szűk működési sáv szélessége. Ahogy arra korábban hivatkoztam, a SOA-k tipikus modulációs sáv szélessége 1.2-1.5 GHz-re tehető. Jelenlegi összeállításban a legnagyobb segédvivő frekvencia 1.4 GHz, ami a SOA modulációs sáv szélességének határán van. A jelenség a 7.3 diagramjainak elemzése alapján is észrevehető. A legnagyobb amplitudót és legkisebb szórást a 800 MHz-es segédvivőn mérhetjük, majd folyamatos romlást tapasztalunk a frekvencia növekedésével. Az amplitudó csökkenése nem okozza közvetlenül az átvitel egyértelmű romlását, a hatás a vevőben kompenzálható a fázistoláshoz hasonlóan.

A VPI szimulációs program QAM demodulátor blokkja lehetőséget ad arra, hogy az átvitel megbízhatóságát számszerűsíteni is tudjuk. Az eredmények leginformatívabb prezentálási módjának az bizonyult, ha több futás eredményét segédvivőnként átlagolom, majd táblázatos formában és grafikonon is megjelenítem.

8.2 táblázat a downlink irány átviteli minőségével kapcsolatos szimulációs eredményeket összegzi. Az 59.8 GHz-es vivő extrém nagy, 4%-os SER-t produkál. 60 GHz-en 10^{-4} -es nagyságrend adódik, majd a nagyobb frekvenciás segédvivők felé mozogva monoton csökkenés tapasztalunk.

8.3 táblázatban az adódó uplink szimbólumhiba arányokat foglaltam össze. 800 MHz-es és 1 GHz-es segédvivőkön a legkisebb a SER, majd az eszköz modulációs sáv szélességét megközelítve a hiba megnő. Összességében a 10^{-5} nagyságrendbe eső értékeket kapunk.

7.3. Következtetések

A fenti eredményeket áttekintve kimondható, hogy a rendszernek jelen formájában nem kelégtőek az átviteli tulajdonságai. Downlink irányban szükséges korrigálni a kiugróan nagy hibát produkáló segédvivőt és ezen kívül az összes többi vivőn is kívánatos csökkenteni a SER-t, amíg az 10^{-10} -es nagyságrendbe nem kerül.

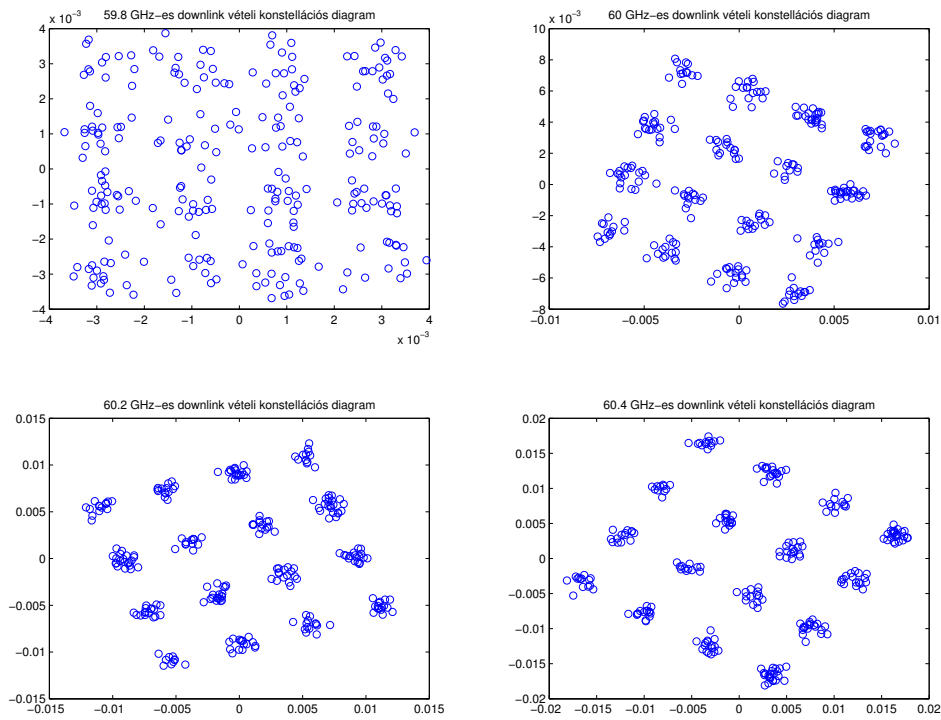
A következő fejezetekben ismertetett szimulációk a 7.1 ábrán is látható rendszert veszik alapul. Céлом az átviteli minőség javítása az egyes eszközök paraméterbeállításainak ésszerű határok között történő változtatásával.

Downlink				
	59.8 GHz	60 GHz	60.2 GHz	60.4 GHz
SER	0.0421	8.8039×10^{-4}	2.7453×10^{-5}	7.4292×10^{-7}

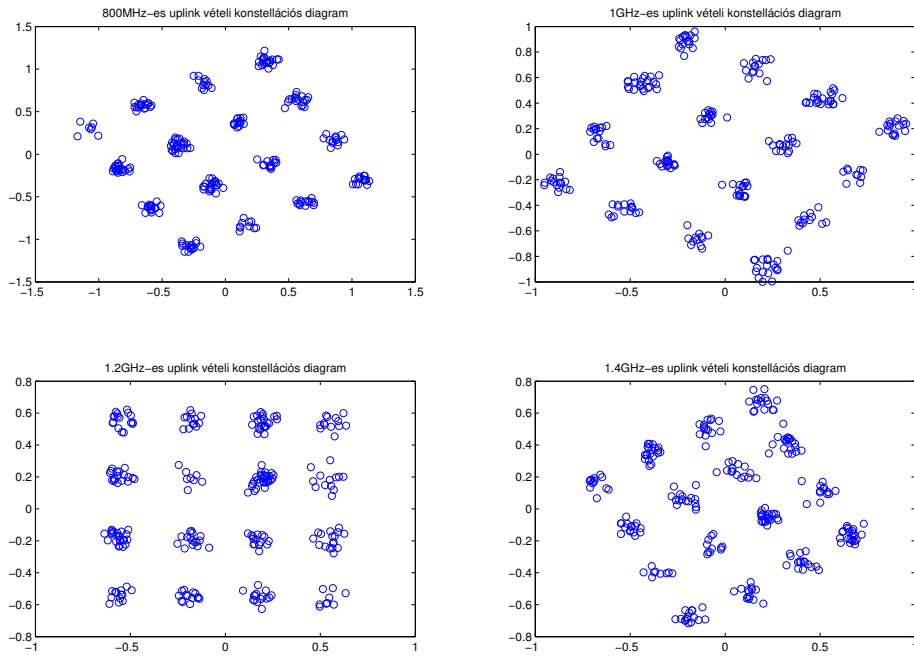
7.1. táblázat. Downlink átlag szibólumhiba arány vivőnként

Uplink				
	800 MHz	1 GHz	1.2 GHz	1.4 GHz
SER	7.0154×10^{-6}	1.5258×10^{-5}	1.4466×10^{-4}	3.3989×10^{-4}

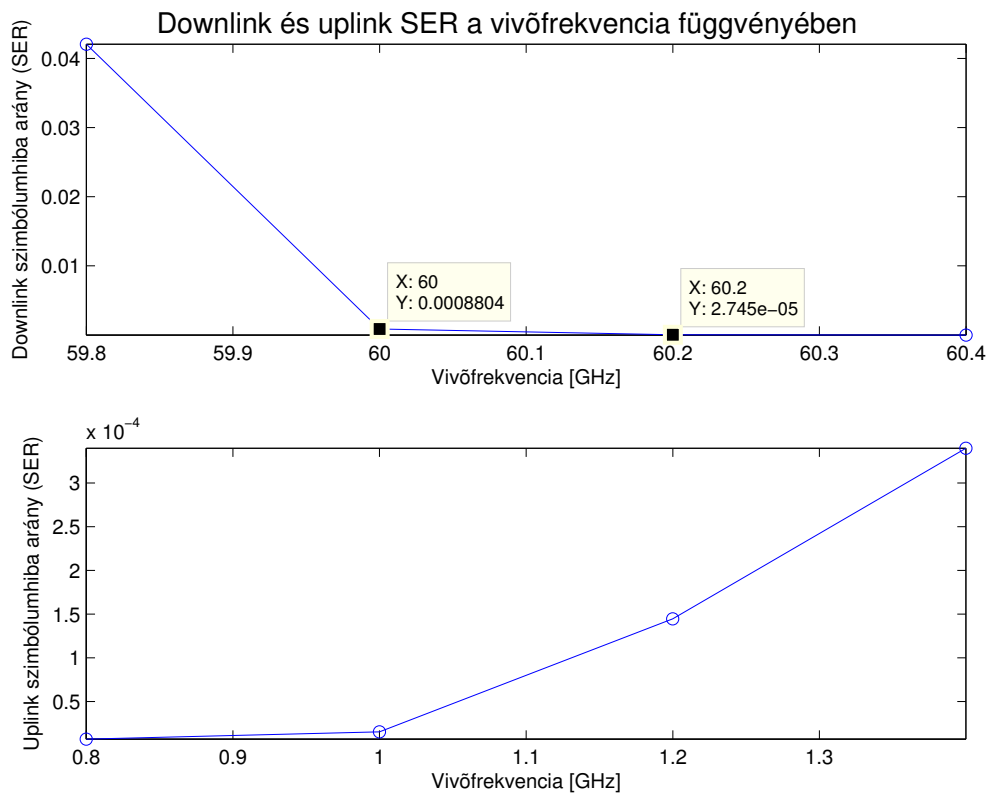
7.2. táblázat. Uplink átlag szibólumhiba arány vivőnként



7.2. ábra. Downlink konstellációs diagramok (vivőnként)



7.3. ábra. Uplink konstellációs diagramok (vivőnként)



7.4. ábra. Downlink és uplink szimbólumhiba arány a vivőfrekvencia függvényében

8. fejezet

Kromatikus diszperzió hatása és kompenzálása

8.1. A kromatikus diszperzióról általánosságban

Az előző fejezetekben említésre került a kromatikus diszperzió jelensége, mint az átvitel minőségét befolyásoló tényező. A diszperzió szó jelentése szétszóródás, a kromatikus megjelölés a optikai spektrum elemeinek, egyes frekvenciáinak szétszóródására utal. A hullámvezető közegben a nagyobb hullámhosszú összetevők lassabban terjednek az alacsonyabb hullámhosszúságúakhoz képest, aminek eredménye, hogy az optikai szála adott fényimpulzus a vevő oldalon kiszélesedve, "elkenődve" kerül detektálásra. A szóródás mértéke a vezető közeg diszperziós együtthatójától, a kommunikációra használt hullámhosszától/frekvenciájától, valamint az összeköttetés hosszától függ.

Két oldalsávós modulációs eljárások alkalmazásakor diszperzió hatására nagy mértékben csökkenhet a vett hasznos teljesítmény, ami nehezebb demodulációt eredményez a vevő oldalon. Ilyenkor ugyanis az oldalsávok - a közöttük levő frekvenciakülönbségtől függően - eltérő sebességgel terjednek az optikai szálon, aminek következménye, hogy más-más fázissal kerülnek a vevőre. Ha a fázis ellentétesnek adódik, kioltás tapasztalunk a vevőn, így a hasznos modulációs tartalom elveszik.

A jelenséget elképzelehetjük úgy is, mint két forgó vektor egymásra gyakorolt hatását. A vektorok amplitudóját az oldalsávok teljesítménye befolyásolja, míg a forgás sebességét a frekvencia és a diszperziós együttható együttese. Minél nagyobb akár a diszperziós együttható, akár a frekvencia, a forgás annál sebesebb lesz. Az adó oldalon a két vektor azonos fázisban van, az optikai szál mentén a vevőtől távolodva különböző sebességgel történő fázistolás figyelhető meg. Detektáláskor az éppen aktuális állapot fogja meghatározni, hogy a teljesítmények összeadódnak, kioltják egymás, vagy valamilyen köztes érték adódik. Teljes kioltás a gyakorlatban természetesen nem valósulhat meg, ugyanis a teljesítmény nem egy diszkrét frekvenciára korlátozódik egyik oldalsávban sem, de szélsőségesen nagy csillapítás előfordulhat.

Analóg jelenség a szabadtéri kétutas terjedés, amikor az egyenes úton terjedő és a földfelszínről visszavert elektromágneses hullámok adott periodicitás szerint kioltják egymást a vevőben.

A kromatikus diszperzió csillapító hatásának egzakt megadása [20]:

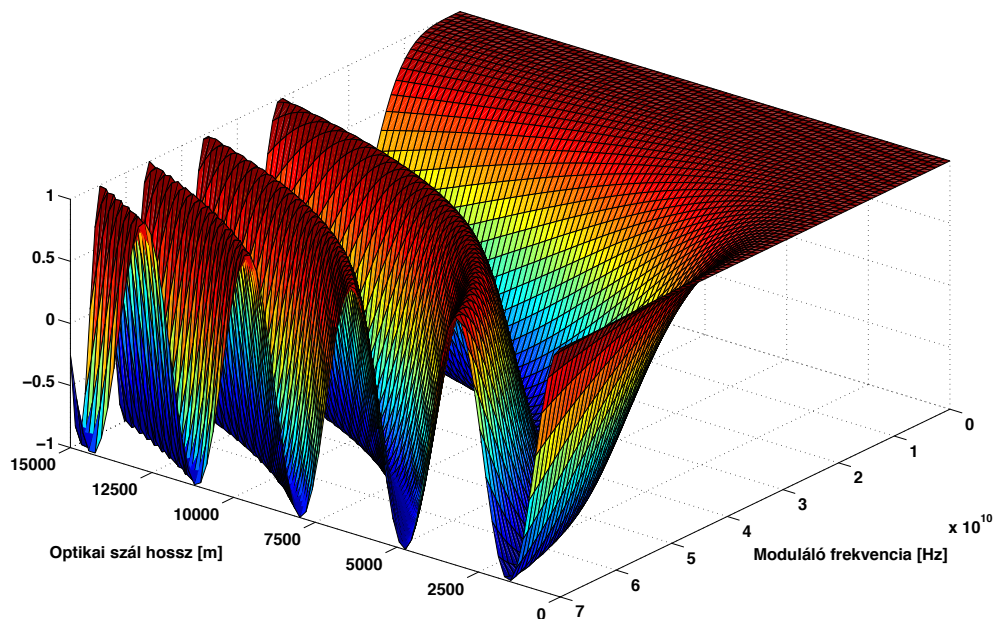
$$H_{link}(f) = \cos\left(\frac{\lambda^2 \cdot D \cdot \pi \cdot f^2 \cdot L}{c}\right) \quad (8.1)$$

Ahol:

- λ : Kommunikációra használt fény hullámhossza
- D : Optikai szál diszperziós együtthatója
- f : Modulációs frekvencia
- L : Optikai szál hossza
- c : Fénysebesség

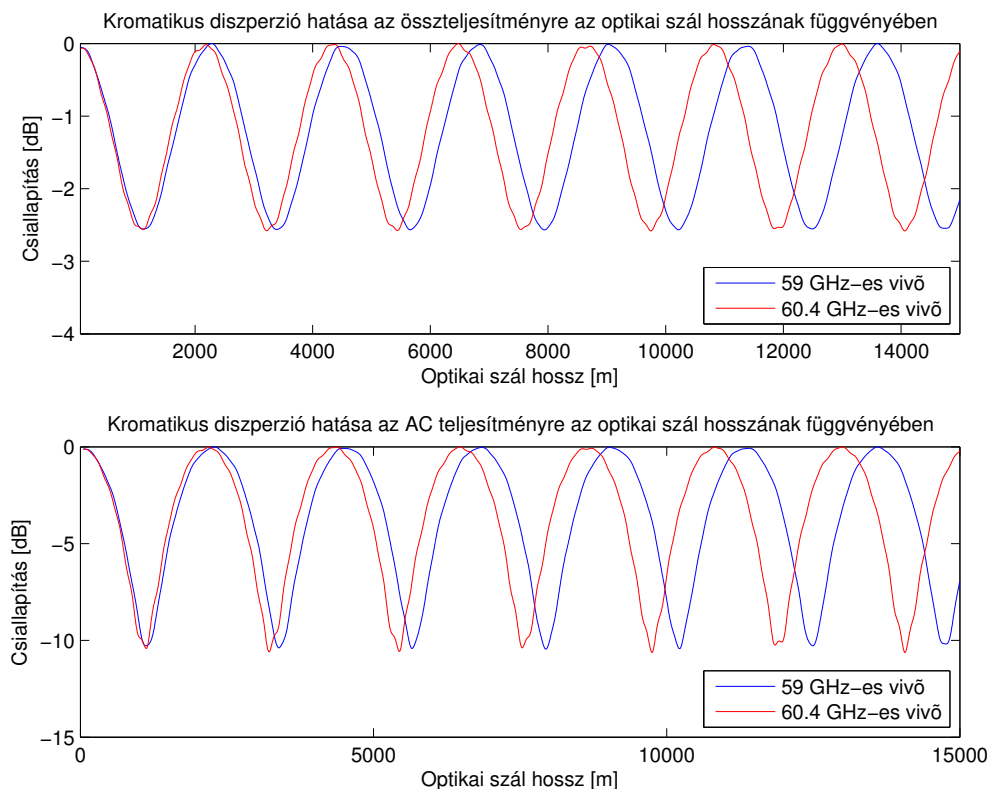
A 8.1 ábra a csillapító hatást hivatott érzékeltetni a vivőfrekvencia és az optikai szál hossz függvényében, rögzített diszperziós együttható és hullámhossz mellett. Az 1 érték azonos fázisban levő oldalsávokat jelent, -1 ennek ellentétét.

A bemutatott hálózatban levő optikai szál hossza a gerinc és metro hálózatok összeköttetéseihez képest rövid (10-15 km), ez alapján általában nem indokolt a kromatikus diszperzió káros hatásával számolni. A rendszer egyik specialitása a miliméteres hullámhosszhoz tartozó frekvenciák bevezetése, ami nem jellemző az előbb említett hagyományos optikai összeköttetésekben, ezért mégis szükséges ebből a szempontból is vizsgálatokat végezni.



8.1. ábra. Kromatikus diszperzió elvi hatása az optikai szál hossz és vivőfrekvencia függvényében

8.2. Előzetes megfontolások a szimulált hálózatra



8.2. ábra. Kromatikus diszperzió hatásának szemléltetése, az optikai szál csillapításának kompenzálásával

A 8.2 ábra egy próbaösszeköttetésen végzett szimuláció eredményt mutatja, amit azért végeztem el, hogy adott frekvenciák mellett meghatározzam a diszperzió maximumokat és leszívásokat a hossz függvényében. 1550 nm-es lézer forrás jelét szinusz jellel moduláltam (5%-os modulációs mélységgel), majd üvegszálon terjedés után PIN fotodiódával detektáltam. Az ábrán látható 2 frekvenciát azért választottam, mert downlink irányban ezek a nagyobb és legkisebb előforduló értékek (59 GHz a Local Oscillator, 60.4 GHz az utolsó segédvivő).

Látható, hogy körülbelül egy kilométerenként követik egymást a lokális maximumok és minimumok, a detektált AC teljesítményben maximálisan 14 dB csillapítást okozva. Megjegyezném, hogy a valós rendszerben nem számíthatunk ekkora csillapításokra, mert több-állapotú modulációk hatására a moduláló teljesítmény szélesebb frekvenciatartományban oszlik el, mint szinusszal való modulációnál. Mindezek ellenére az ábra jól megmutatja a jelenséget.

Az uplink irányú kommunikációra maximálisan 1.4 GHz-es segédvivővel dolgozunk, a számottevően magasabb frekvenciákat a SOA szűk modulációs sáv szélessége korlátozza. 8.1 összefüggést felhasználva az első minimumhely ezen frekvencia környékén 4000 km-nél lesz (a szimulációhoz használt száltípus és lézer hullámhossz mellett). Kimondható, hogy uplink irányban nem kell a kromatikus diszperzió számottevő hatására számítani.

Az fenti ábra (8.2) jó eszköz lehet arra, hogy következtetéseket vonjunk le a teljes szimulált hálózattal kapcsolatban, hogy a későbbiekben javítani tudjuk az átviteli minőséget. Látható, hogy maximális csillapítás adódik 10 km-en a prezentált frekvenciák mellett. Mivel az eddigi szimulációkat 10 km-es szálhosszal végeztem feltételezhető, hogy diszperzió kompenzációval csökkenthetjük az előző szimulációknál adódó szimbólumhiba arányt.

8.3. Kromatikus diszperzió kompenzáció

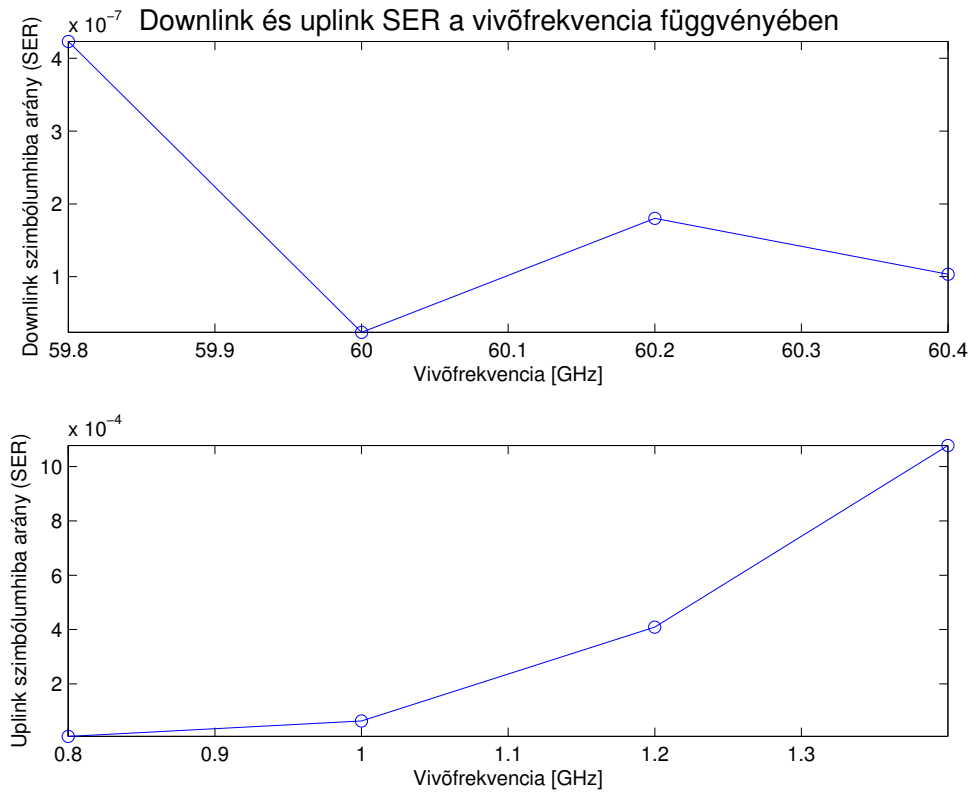
A lenti szekciókban néhány kromatikus diszperzió kompenzációs technikát fogok bemutatni, szimulációval validálni és értékelni ezek átviteli minőségre gyakorolt hatását.

8.3.1. Kompenzáció az optikai szál hosszával

Első lehetőségként megvizsgálom, hogy milyen hatása van az optikai szálhossz olyan módon való megválasztásának, hogy a downlink frekvenciákra (60 GHz körül) csillapítási minimum adódjon. 10 km-nél lokálisan maximális csillapítás tapasztalható az 59 GHz és 60.4 GHz közötti frekvenciákra (8.2 ábráról leolvasható), 11 km-es hosszra viszont közel minimális. Plusz 1 km csillapítást visz a rendszerbe (~ 0.3 dB), de az javulás mértéke várhatóan ennél nagyobb lesz.

Természetesen a hosszt nem tudjuk megfelelően megválasztani minden downlink frekvencia számára, ugyanis minden vivőfrekvenciára más ideális érték adódik. De az kimondható, hogy a diszperzió miatt tapasztalható csillapítás 11 km-en átlagosan kisebb lesz, mint 10 km-en. Gerinc és metro hálózatokban jellemzően a nagyobb frekvenciasávot használnak fel az információátvitelre, ezért az egyik vivőfrekvencia számára ideális szálhossz egy másiknak maximális csillapítást is okozhat. Így ezen rendszerekben ez a megoldás nem jöhet szóba.

A 8.3 ábrán a szimuláció eredményeit foglaltam össze, a SER 10^{-7} -es nagyságrendűre csökkent, ami komoly javulást jelent az eredeti értékekhez képest. Külön érdemes kiemelni, hogy az 59.8 GHz-es vivőhöz már nem adódik extrém nagy hibaarány, ami alapján feltételezhetjük, hogy a kiugrás a kromatikus diszperzió miatt volt köszönhető. Újra megvizsgálva a 8.2 ábrát a feltételezést igazoltnak tekinthetjük, ugyanis 10 km-nél ennek a frekvenciának lokális minimuma volt.



8.3. ábra. Downlink és uplink SER, szál hosszával történő diszperzió kompenzálással

8.3.2. Kompenzálás egy oldalsávós modulációs technikával

Egy oldalsávós optikai modulációs (OSSB) eljárások eredménye az egyik oldalsáv valamilyen módon való elhagyása. Az OSSB moduláció legegyszerűbb eszköze egy optikai szűrő beiktatása a jelfolyamba, ami úgy van beállítva, hogy egy oldalsávot a lehető legnagyobb mértékben elnyomjon. Az eredmény a hasznos modulációs teljesítmény felének elvesztése, de cserébe megszűnik az eltérő fázistolás szenvedett oldalsávok egymásra hatása, így kioltás nem jöhet létre. Másik lehetőség a kételektrodás Mach-Zehnder modulátor (DE-MZM), aminek 2 ágára azonos moduláló jelet egymáshoz képest $\frac{\pi}{2}$ fázistolással kell kapcsolni. Előnye, hogy az adott oldalsávot képes elméletben teljesen elnyomni, gyakorlatban a gyártási precizitás a korlátozó tényező. Hátránya, hogy vezérlése relatíve bonyolult, a két elektódára kerülő jelet amplitudóban és fázisban is (az említett 90 fokos fázistolással) pontosan illeszteni kell.

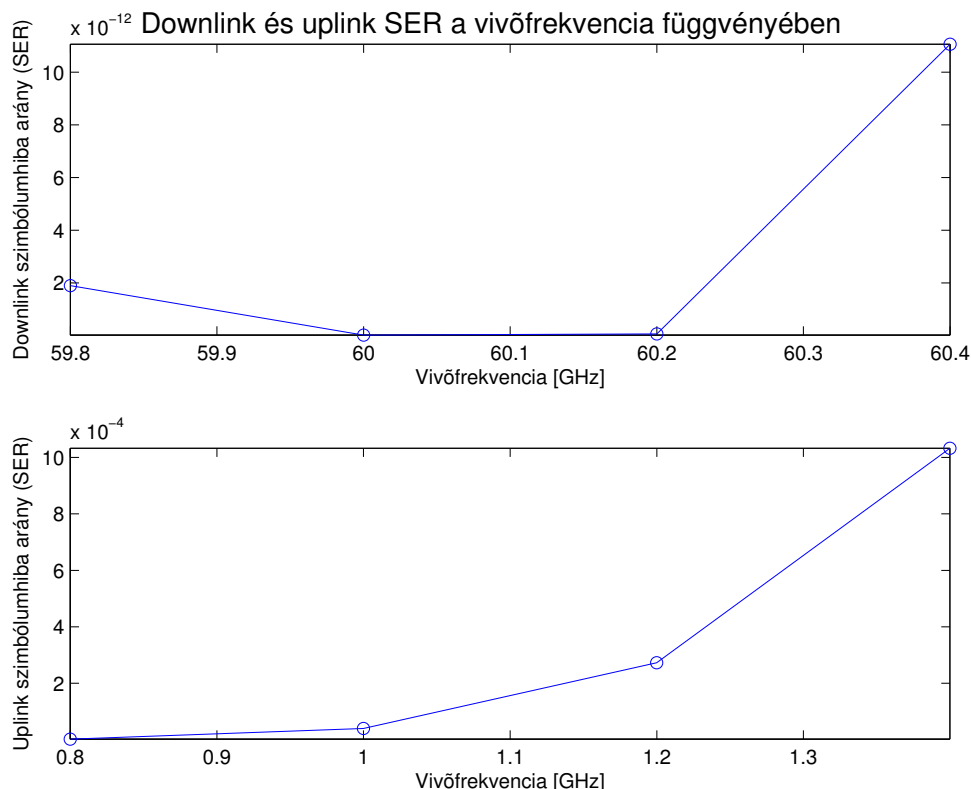
Szimulációimhoz Fiber Bragg Grating (FBG) szűrőt használtam, aminek paramétereit egy valós eszközhöz igazítottam ([15]) és a lenti táblázatban összefoglaltam (8.1 táblázat).

Központi frekvencia	193.5066 THz
Sávszélesség	13 GHz
Elnyomás	30 dB

8.1. táblázat. Fiber Bragg Grating (FBG) paraméterek

A szimulációs eredmények a 8.4 ábrán kerültek összegzésre. A downlink szimbólumhiba arány óriási mértékben csökkent, még az optikai szál hosszal történő kompenzáláshoz viszonyítva is. A 10^{-12} átlagos SER közel hibamentes átvitelt jelent, így kimondható, hogy valamilyen OSSB eljárás használata erősen indokolt a jövőbeli rendszerekben. További előnye, hogy nincs szükség előzetes ismeretekre az összeköttetés pontos hosszúságát és a segédvívök frekvenciáját illetően.

A szimulációk eredményeit táblázatos formában is összegeztem: 8.2 és 8.3 táblázatok.



8.4. ábra. Downlink és uplink SER, OSSB diszperzió kompenzálással

	Downlink			
	59.8 GHz	60 GHz	60.2 GHz	60.4 GHz
Kompenzálás nélkül	0.0421	8.8039×10^{-4}	2.7453×10^{-5}	7.4292×10^{-7}
Szál hossz változtatása	4.2323×10^{-7}	2.3637×10^{-8}	1.8004×10^{-7}	1.0343×10^{-7}
FBG	1.8975×10^{-12}	1.9872×10^{-14}	6.4114×10^{-14}	1.1063×10^{-11}

8.2. táblázat. Vívőnkénti átlag downlink szimbólumhiba arány

	Uplink			
	800 MHz	1 GHz	1.2 GHz	1.4 GHz
Kompenzálás nélkül	7.0154×10^{-6}	1.5258×10^{-5}	1.4466×10^{-4}	3.3989×10^{-4}
Szál hossz változtatása	6.9188×10^{-6}	6.3379×10^{-5}	4.0918×10^{-4}	1.0779×10^{-3}
FBG	2.4779×10^{-6}	4.0043×10^{-5}	2.7247×10^{-4}	1.0326×10^{-3}

8.3. táblázat. Vívőnkénti átlag uplink szimbólumhiba arány

9. fejezet

Teljesítményviszonyok

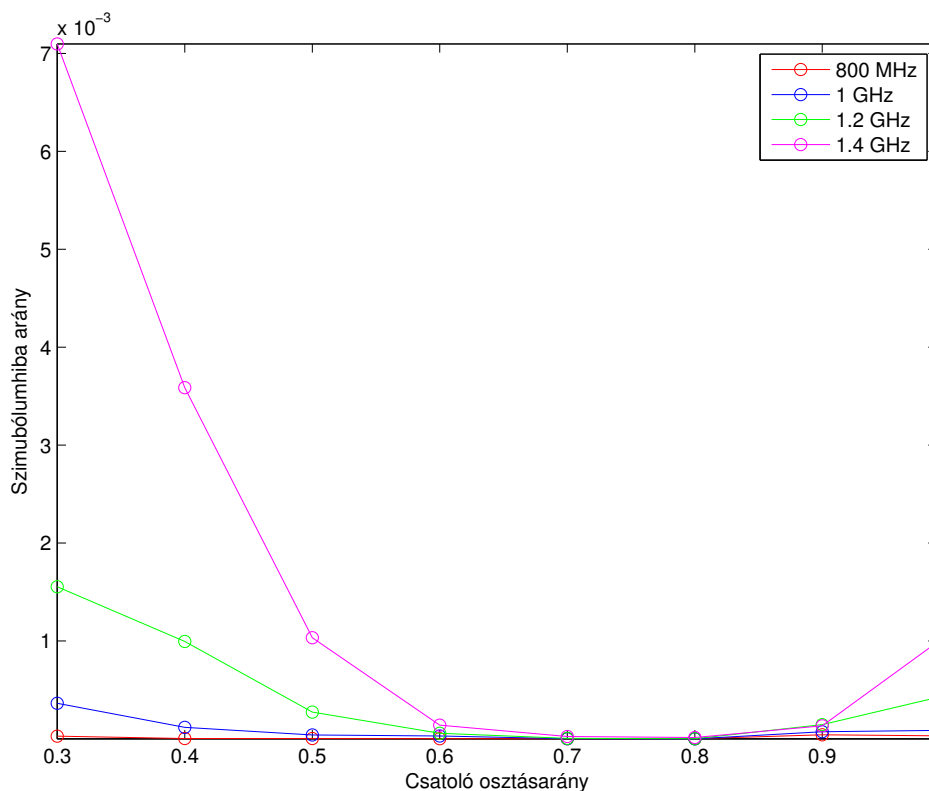
Az RSOA erősítési karakterisztikája jelentősen változik, ha azt telítésben működtetjük, ami a modulációs tulajdonságok megváltozását is maga után vonja. A telítésbe vitel egyik módja a link bemeneti teljesítményének megnövelése, az optikai forrás teljesítményének megváltoztatása. A fent részletezett összes szimulációban 10 dBm-es lézer biztosította az optikai vivőt. Ezt az értéket növelve nem csak a az RSOA-ra jutna nagyobb teljesítmény, hanem a rádiós egység fotodiódájára is. A gyakorlatban tipikusan nem áll rendelkezésre az említettnél nagyobb teljesítményű optikai forrás, ezért a teljesítményviszonyok változtatását nem ilyen módon értem el.

A bázisállomás bemenetén csatoló osztja a jelet a fotodetektorra és az erősítőre. Az alapötlet az osztásarány megváltoztatása a 3 dB-es osztásról úgy, hogy a kompromisszumos megoldás során a már kellően alacsony, 10^{-10} alatti downlink SER romlásáért cserébe javítsam az uplink irány minőségét.

Az erősítő karakterisztikája, vagy a rendelkezésre álló adatok alapján nem adható meg, hogy milyen beállítás fog a legideálisabbnak bizonyulni, az osztásarány változtatás több, egymással ellentétes hatást von maga után:

1. A rádiós egység oldali fotodetektorra egyre kisebb teljesítmény jut, aminek nyilvánvaló hatása a downlink irányú átvitel degradálódása. Közvetett hatása a vett LO jel teljesítményszintjének csökkenése, aminek eredménye képpen az zajosabbá válik, kevésbé stabil lekeverés valósítható meg.
2. Az RSOA bemenetére egyre nagyobb optikai teljesítmény jut, az erősítési görbe lefelé tolódik, görbe meredeksége csökken (6.6 ábra). A lejjebb tolódás hatására a kimeneti optikai teljesítmény változik.
3. A modulációs mélység csökken, aminek egyik oka az erősítési görbe kisebb meredeksége, másik oka az alacsonyabb teljesítményű LO jel.
4. A megnövekedett RSOA bemeneti optikai teljesítmény növeli a modulációs sáv szélességet. Összehasonlítva 6.10 ábrát 9.1 táblázattal látszik, hogy 0 dBm-es és -10 dBm-es görbék között mozgunk. A 80%/20% arányról 90%/10%-ra történő ~ 1.8 dB-es elmozdulást okoz a sáv szélesség karakterisztikán pozitív y irányban.

5. A nagyobb optikai teljesítmény lejjebb szorítja az erősített spontán emisszió görbét (6.8 ábra).



9.1. ábra. Uplink szimbólumhiba arány a teljesítményosztó osztásarány-változásának függvényében, 0.3 - 0.9 intervallumban

	Fotodetektorra jutó teljesítmény/ RSOA bemeneti teljesítmény [dBm]
70%/30%	-3.4764 / -9.2163
60%/40%	-4.4455 / -6.2064
50%/50%	-5.2373 / -5.2373
40%/60%	-6.2064 / -4.4455
30%/70%	-8.2476 / -3.4764
20%/80%	-9.2163 / -3.1957
10%/90%	-12.2185 / -2.6846

9.1. táblázat. A rendszer teljesítményviszonyainak változása a teljesítményosztó osztásarányának módosítása hatására

A szimulációs eredményeket a 9.1 ábrán összegeztem. Az x tengelyen jelöltem, hogy az optikai teljesítmény RSOA-ra jutó részét. A 0.7-es pontnál például 70% jut az optikai erősítőre és 30% a fotodetektorra. Látható, hogy az RSOA számára ideális beállítás a 80%/20% osztás, amikor a teljesítmény nagyobb része az eszköz bemenetére jut. Eddig a

Uplink				
	0.8 GHz	1 GHz	1.2 GHz	1.4 GHz
0.5	$2.4779 * 10^{-6}$	$4.0043 * 10^{-5}$	$2.7247 * 10^{-4}$	$1.0326 * 10^{-3}$
0.8	$1.5024 * 10^{-6}$	$4.6933 * 10^{-7}$	$1.8679 * 10^{-6}$	$1.4221 * 10^{-5}$
0.9	$4.1127 * 10^{-5}$	$7.2437 * 10^{-5}$	$1.4548 * 10^{-4}$	$1.3219 * 10^{-4}$

9.2. táblázat. Uplink szimbólumhiba arány vivőnként, néhány kitüntetett teljesítményosztó beállításnál

Downlink				
	59.8 GHz	60 GHz	60.2 GHz	60.4 GHz
0.5	$1.8975 * 10^{-12}$	$1.9872 * 10^{-14}$	$6.4114 * 10^{-14}$	$1.1063 * 10^{-11}$
0.8	$1.3252 * 10^{-10}$	$7.4456 * 10^{-12}$	$1.3695 * 10^{-10}$	$7.4580 * 10^{-11}$
0.9	$5.5078 * 10^{-10}$	$2.0528 * 10^{-9}$	$2.8052 * 10^{-7}$	$4.2964 * 10^{-7}$

9.3. táblázat. Downlink szimbólumhiba arány vivőnként, néhány kitüntetett teljesítményosztó beállításnál

pontig az uplink szimbólumhiba arány monton csökken, ezen túl pedig nő.

A fent ismertett pontok közül a legkevésbé jelentős hatása az utolsó kettőnek van, azaz a sáv szélesség és a zajszint változásának. 6.9 ábra lapján kimondható, hogy az a teljesítményváltozás, amit az osztásarány módosításával elő tudunk idézni (kevesebb, mint 3 dB), nem módosítja számottevően az ASE görbe magasságát. A sáv szélesség karakterisztika (6.10 ábra) pedig megmutatja, hogy a szóbanforgó tartományban (0 és -10 dBm bemenő teljesítmény között, 800 MHz-től 1.4 GHz-ig) a modulációs sáv szélesség nem függ a telítés mértékétől, a 0 és -10 dBm-es görbe közel együtt mozog.

A 9.2 ábra az RSOA erősítés karakterisztikáját mutatja a munkapont körüli tartományban, hogy alaposabban vizsgálható legyen az erősítési görbék lejjebb tolódása és meredekségük csökkenése. A feles osztás megváltoztatása 99% irányába a kimenő optikai teljesítmény monoton növekedését okozza, ugyanis az erősítés csökkenése (azaz a görbe negatív y irányba való elmozdulása a bemenő optikai teljesítmény-növekmény hatására) kisebb mértékű lesz, mint a bemeneti teljesítmény növelése. A következtetést a 9.2 ábra adatainak részletes elemzése és 9.1 táblázattal való összevetése alapján tettem, a konkrét értékeket a 9.4 táblázatban összegeztem.

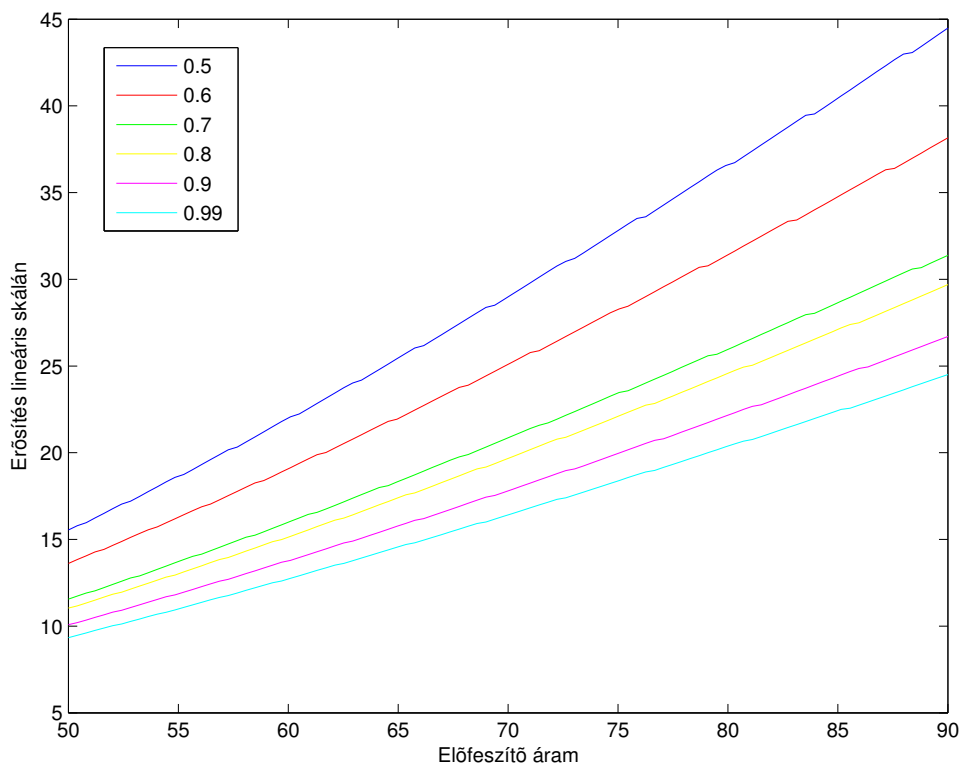
	RSOA kimeneti teljesítmény [dBm]
50%/50%	9.4089
40%/60%	9.5741
30%/70%	9.7389
20%/80%	9.7650
10%/90%	9.8412
1%/99%	9.9025

9.4. táblázat. RSOA kimenő teljesítmény különböző teljesítményosztó beállítások mellett, 70 mA-es munkapontban

A kimenő teljesítményszint emelkedésével párhuzamosan történő jelenség a modulációs mélység drasztikus csökkenése az osztásarány RSOA javára való növelése hatására. Ennek egyik oka a mérséklődő modulációs teljesítmény a LO jel szintjének csökkenése miatt: az eredmény egy kisebb amplitudójú moduláló jel. A másik ok az erősítési görbék kisebb meredeksége a telítődés hatására (9.2 ábra), így egységnyi moduláló teljesítmény kisebb modulációs mélységet eredményez.

Az általam szimulált rendszerben 0.8-as osztás adódott a legideálisabbnak, az átlag uplink szimbólumhiba arány 10^{-4} nagyságrendből 10^{-6} -ra javult, miközben a downlink hasonló mértékben romlott (9.2 és 9.3 táblázatok). Figyelembe véve a downlink irány lényegesen alacsonyabb SER értékeit, a kompromisszum kifizetődő lehet. Megjegyezném továbbá, hogy kereskedelmi forgalomban 10%-os lépéközsel állnak rendelkezésre teljesítményosztók, ezért nem célszerű nagyobb pontossággal elvégezni a szimulációkat.

A fent prezentált konkrét értékek természetesen nem feltétlenül vonatkoznak más paraméterbeállításokkal üzemelő, azonos architektúrájú rendszerekre, így a 80%/20%-os osztásarány sem univerzális érvényű. Az adódó ideális érték nagy mértékben függ a konkrét tulajdonságoktól, mint például: használt teljesítményszintek, modulációs mélységek és modulációs teljesítmények, összeköttetés menti eszközök zaja, összeköttetés hossza, RSOA pontos karakterisztikája... A fejezetben bemutatott eredmények jelentősége, hogy kijelenthető, célszerű módosítani a teljesítményosztó osztásarányát, ha egy kompromisszumos megoldással az egyik irány átviteli minőségét javítani kívánjuk. Továbbá sorra vettem azokat a hatásokat, amikkel számolni kell egy esetleges módosításkor.



9.2. ábra. Uplink szimbólumhiba arány a teljesítményosztó osztásarány-változásának függvényében, 0.3 - 0.9 intervallumban

10. fejezet

Késleltetés

A fejezetben összefoglalom az ötödik generációs hálózatok késleltetésével szemben támasztott követelményeket, áttekintem azon eszközök listáját, amik késleltetést visznek az optikai hálózatokba, majd konkrét számításokat végzek az általam szimulált rendszerre.

10.1. 5G időzítési követelményei

A 2020-ban bevezetni tervezett ötödik generációs hálózatokkal szembeni fő elvárások közé tartozik a gyors és megbízható adattovábbítás. A fejlesztést szorgalmazó szervezetek várakozásai szerint az 5G után következő technológia kifejlesztése jelentősen hosszabb időt vesz majd igénybe, mint amilyen gyakran a korábbi generációváltások következtek be. Egészen a 4G-ig tíz évente, vagy annál gyakrabban váltották egymást a mobil kommunikációs rendszerek generációi. Előreláthatólag az 5G lesz az első, amire ennél többet kell majd várni, és még több ideig, akár 20 évig is szolgálatban maradhat.

1G	2G	3G	4G	5G
1981	1991	1998	2008	2020?

10.1. táblázat. Mobil kommunikációs rendszer generációk bevezetési évei

A célok kitűzésekor meg kell tehát feleni az eljövendő évtizedek kihívásainak, késleltetés szempontból pedig minden felmerülő időkritikus alkalmazást ki kell szolgálni. Ilyen alkalmazási területek lehetnek a telegyógyászat, intelligens járművek közötti kommunikáció (V2V kommunikáció), hálózatba kapcsolt nagy mennyiségű Internet of Things eszköz kommunikációja. Egyes esetekben életbevágóan fontos lehet, hogy a teljes hálózat késleltetését alacsonyban tartsuk.

A 4G hálózatokban 50 ms maximális késleltetést specifikáltak, az 5G-ben megfogalmazott cél ennek a tizede. Előfordulhat, hogy ez az érték is soknak bizonyul: a távoli orvosi beavatkozások és az önvezető autók központosított vezérlése $\leq 1\text{ms}$ -ot követelnek meg.

Dolgozatomban egy lehetséges hozzáférési hálózati felépítést mutatok be, és ennek, mint a teljes rendszer egy integráns részének az elérhető legalacsonyabb késleltetéssel kell működnie.

10.2. Késleltetés forrásai az optikai hálózatokban

10.2.1. Optikai szál

Az optikai szál által a rendszerbe vitt késleltetés első közelítésben három tényezőtől függ:

- szál hossza
- mag effektív törésmutatója
- kommunikációra használt fény hullámhossza

A vizsgálat fókuszában levő rendszer egy központi headend-ből (Central Office) a rádiós egységekig szállítja felhasználók adatait optikai vivőn. A rádiós egységben optikai elektromos konverzió történik, majd a jel antennán kerül kisugárzásra. Az 5G hálózatok számára elképzelt mikrocellás/pikocellás környezetben a Central Office és a rádiós adók között relatíve kis távolság van. Városi környezetben ez a kis távolság 10-15 kilométerre tehető, ennek megfelelően ilyen hosszú optikai szállal fogok számonni.

Egy további késleltetést befolyásoló tényező a száltípus, pontosabban a mag (core) törésmutatója. Egymódusú optikai szál esetén a fény túlnyomó része a magban terjed. A terjedés sebességét a közegben a fénysebesség és a közeg törésmutatójának hányados adja meg. A terjedés sebessége annál nagyobb, minél kisebb törésmutatójú szállal tudunk dolgozni. Kereskedelmi fogalomban fogalomban kaphatóak úgynevezett Hollow Core optikai szálak (HCF). Ezek jellemzője, hogy az optikai teljesítmény nagyobb része a szál közepén lévő üreges részben terjed, így a terjedés sebessége a fénysebességhez közelít. Hátrányuk, hogy előállítási költségük és csillapításuk jóval nagyobb, mint a hagyományos szálaké. Míg a jellemző kilométerenkénti csillapítás $0.2-0.25 \frac{dB}{km}$, a HFC szálakra $20 \frac{dB}{km}$ körüli érték érvényes ([10]). A bemutatott hálózat egyik kritikus pontja a rádiós egységre és a felvezető optikai erősítőre jutó kellően nagy teljesítmény, így ezen szálak alkalmazhatósága a jelenlegi feltételek mellett korlátozott.

Az effektív törésmutató különböző hullámhosszokon kismértékben eltérő értéket vesz fel, ilyen módon befolyásolja a terjedés sebességét. Az egyes száltípusok törésmutatóját különböző hullámhosszokon a termék specifikációjában definiálják. Az 1550nm-en és 1310nm-en mérhető törésmutató között jellemzően kis eltérés mutatkozik (tized százalék alatti).

10.2.2. Optikai erősítők

Optikai erősítőket első sorban a kiterjedt hálózatokban szokás alkalmazni. Rendeltetésük, hogy az átvitel során adott teljesítmény küszöbérték alá csillapodott optikai jel erősítésre kerüljön, anélkül optikai-elektromos konverzióra lenne szükség. Az optikai erősítők fő fajtái:

- Erbiummal adalékolt optikai szálerősítő (EDFA)
Az EDFA egy hozzáférési- és gerinchálózatokban széles körben használt erősítőtípus. Jellemzően a C sávban (1530 - 1565 nm) üzemelnek, de a központi frekvencia megfelelő adalékolással eltolható az L sávba is, ezért WDM rendszerekben jól használható. ~30 méter optikai szál tartalmaz, ami nagyjából 0.5 μs késleltetést jelent
- Raman erősítő
Az erősítés stimulált Raman-szóródás miatt jön létre. Plusz késleltetést nem okoz.
- Félvezető alapú optikai erősítő
Az erősítés aktív hullámvezetőben, stimulált emisszió hatására történik meg. A hullámvezető hossza kicsi, néhány száz mikrométer, így jelentős mértékű késleltetési járuléka nincs.

10.2.3. Kromatikus diszperzió kompenzálás

A kromatikus diszperzió hatása két oldalsávós modulációs eljárások használata esetén lehet jelentős, ugyanis az oldalsávok fázistolást szenvedve, majd a vevőben összegződve kiolthatják egymást. A hatás csökkentése érdekében egy oldalsávós modulációt vagy diszperzió kompenzáló eljárásokat szokás alkalmazni [11].

Gyakorlatban a gerinc és metro hálózatokban használt legnépszerűbb módszer a diszperzió kompenzáló szál (DCF) alkalmazása. Az alapelv: a jellemzően $20 \frac{ps}{nm \cdot km}$ nagyságrendű diszperziós együtthatóval rendelkező hagyományos üvegszál hatását negatív diszperziós együtthatóval üzemelő szállal semlegesítjük. A diszperzió értéke -30 és -80 $\frac{ps}{nm \cdot km}$ közé tehető ([12], [13]). Ezen szálak csillapítása $\sim 0.25 \frac{dB}{km}$, effektív törésmutatója ~ 1.476 , tehát egyéb paramétereiben a reguláris szálakhoz hasonló. Ilyen elven működő kompenzáló modulok, úgynevezett DCM-ek hatására az összeköttetés effektív hossza növekszik meg minimum $\sim 25\%$ -kal, ami azonos mértékű plusz csillapítást és késleltetést eredményez.

Másik módszer lehet egy oldalsávós modulációs (OSSB) módszerek bevezetése. Késleltetést növelő hatásunk nincs, de az egyik oldalsáv elvesztésével hasznos teljesítményt is veszítünk. Ha a diszperzió káros hatása az eredeti rendszerben csekély, egy OSSB modulációs megoldás csak csökkenti a hasznos teljesítményt, ami nehezebb demodulációhoz vezet. Ennek megfelelően körültekintően kell felhasználni.

10.2.4. Multiplexerek, csatolók

Az optikai hálózatok multiplexerei a bemenetükön levő optikai jel hullámhossz szerinti szétválasztását végzik el, majd juttatják az adott hullámhossznak megfelelő kimenetre. Egyik típusa az AWG (Arrayed Waveguide Grating), ami egy reciprok eszköz. Bemeneti és kimeneti csatolókból, valamint egymáshoz képest állandó hosszkülönbséggel rendelkező hullámvezetők párhuzamos kapcsolásából áll. A bemeneti csatoló a hullámvezetőkre juttatja az optikai jelet, amikben az más-más mértékű fázistolást szenved. A megfelelően megválasztott hosszkülönbség hatására a megfelelő kimeneti portokon konstruktív interferencia jön létre.

A bevitt késleltetés a csatolók és hullámvezetők hosszából számítható, de mivel ez összesen egy méter alatti, a bevitt késleltetéssel nem érdemes számolni.

Hasonló a helyzet az optikai csatolókkal, amik a teljesítmény szétosztásáért felelősek. Ezek sem tartalmazznak 1 méternél hosszabb üvegszálat, ezért járulékos késleltetésük elhanyagolható.

10.3. Késleltetés összetevői a szimulált hálózatban

A fentieket figyelembe véve számszerűsíthetjük a szimulált hálózat késleltetését.

10.3.1. Optikai szál

	Mag effektív törésmutató (1550 nm-en)
Corning G652	1.4682
Corning G655	1.4693
Corning G657	1.4677

10.2. táblázat. Néhány népszerű száltípus effektív törésmutatója

Egy kereskedelmi forgalomban elérhető, széles körben használt optikai szál, a Corning SMF-28-at (G652) választottam a kalkulációk alapjául ([14]). A fénysebesség értéke a lenti számításokban: $299\,792\,458 \frac{m}{s}$.

Fénysebesség (c_{light})	$299\,792\,458 \frac{m}{s}$
Effektív törésmutató 1310 nm-en ($N_{eff1310}$)	1.4676
Effektív törésmutató 1550 nm-en ($N_{eff1550}$)	1.4682
Összeköttetés hossza (s_{propag})	10 km

10.3. táblázat. Késleltetés számításához felhasznált adatok (optikai szál)

$$v_{1310nm} = \frac{c_{light}}{N_{eff1310}} = \frac{299792458 \frac{m}{s}}{1.4676} = 204273956.1188 \frac{m}{s} \quad (10.1)$$

$$v_{1550} = \frac{c_{light}}{N_{eff1550}} = \frac{299792458 \frac{m}{s}}{1.4682} = 204190476.7743 \frac{m}{s} \quad (10.2)$$

A terjedési sebességből adott közegben és a közeg hosszából adódik a terjedéshez szükséges idő.

$$t_{1310nm} = \frac{s_{propag}}{v_{1310nm}} = \frac{10km}{204273956.1188} = 45.9589\mu s \quad (10.3)$$

$$t_{1550nm} = \frac{s_{propag}}{v_{1550nm}} = \frac{10km}{204190476.7743} = 48.9739\mu s \quad (10.4)$$

10.3.2. Optikai erősítők

Az analóg Radio-over-Fibre technológia relatíve kis távolságok áthidalására alkalmas. Ennek megfelelően a vizsgált optikai hálózati összeköttetés egy lokális központba befutó jelek szétosztását végzi el a felhasználók számára. Az alapfeltevések közé tartozik, hogy a központi egység és a Radio Access Unit-ok (RAU) távolsága nem nagyobb 10-15 kilométernél. A megoldás alkalmazhatóságának és költséghatékonyságának egyik feltétele, hogy ezen a rövid úton már ne legyen szükség a optikai erősítők beépítésére. Az egyetlen optikai erősítő a rendszerben a félvezető alapú optikai erősítő (RSOA), ami egyben modulátor-ként is funkcionál uplink irányban.

Fénysebesség (c_{light})	$299\,792\,458 \frac{m}{s}$
Hullámvezető effektív törémutatója (N_{ROSA})	3.7
Hullámvezető hossza (s_{propag})	$500 \mu m$

10.4. táblázat. Késleltetés számításához felhasznált adatok (optikai erősítő)

$$v_{ROSA} = \frac{c_{light}}{N_{ROSA}} = \frac{299792458 \frac{m}{s}}{3.7} = 81024988.6486 \frac{m}{s} \quad (10.5)$$

$$t_{ROSA} = \frac{s_{propag}}{v_{ROSA}} = \frac{2 * 500 * 10^{-6}}{81024988.6486} = 12.342ps \quad (10.6)$$

Figyelembe véve az optikai szál késleltetését, az RSOA járuléka elhanyagolható. Az érték kellően kicsi ahhoz, hogy ne kelljen számolni vele.

10.3.3. Kromatikus diszperzió kompenzálás

Az egy oldalsávós (OSSB) megoldások nem visznek késleltetést a hálózatba.

A diszperzió kompenzáló modulok az optikai szál által bevitt csillapítást növelik minimálisan 25-30 %-kal.

10.3.4. Multiplexerek, csatolók

10.2.4 szekcióban leírtak alapján a késleltetési járulék elhanyagolható.

10.3.5. Összegzés

A fenti számítások eredményeit összegezve meghatározhatjuk a össz késleltetés mértékét. Látszik, hogy a hozzáférési hálózat vizsgált részének (Central Office-tól a Radio Access Unit-ig) optikai komponensei közül az egyetlen számottevő késleltetést okozó eszköz az optikai szál. 10 km-es linkekkel számolva minden egyéb eszköz járuléka elhanyagolható. Kimondhatjuk, hogy a bemutatott architektúra késleltetése minimális, érdemi csökkentési lehetőségnek kizárólag speciális száltípusok felhasználása bizonyulhat.

11. fejezet

Összefoglalás

A dolgozatban összefoglalt munkám során felépítettem egy Reflective Semiconductor Optical Amplifier (RSOA) alapú optikai rendszert, és képet adtam az azzal elérhető átviteli minőségről. Az eredmény egy működő, kétirányú optikai összeköttetés, amiben a fentebb ismertetett paraméterbeállításokkal megbízható átvitelt értem el.

A rendszernek - jelen formájában - még nem minden tulajdonsága felel meg az 5G elvárásaink. A távlati célok között szerepel nagyobb állapotszámú QAM moduláció és OFDM bevezetése. Általánosságban célszerű lehet vizsgálni a Local Oscillator jel zajosságának és stabilitásának hatását a SER-re, vagy a rendszer rugalmasabbá tételét több LO jel továbbításával és a BS oldali segédvívök egyenkénti keverésével. Az uplink és downlink forgalom frekvenciában válik el (azaz egy üvegszálat osztanak meg), de ezek egymásra gyakorolt hatását nem veszi figyelembe az ismertetett szimulációs összeállítás. Célként fogalmazódhat meg a rendszerben kevésbé hangsúlyos elemek (szűrők, fotodetektorok...) paramétereinek reálissá tétele, a modulátorok munkapontjaink és modulációs tulajdonságainak változtatása.

12. fejezet

Irodalomjegyzék

- [1] The race to 5G: Inside the fight for the future of mobile as we know it;
Jo Best
- [2] Radio-over-Fibre Technology for Broadband Wireless Communication Systems;
Anthony Ng'oma (2005)
- [3] Fiber Monitoring Using a Sub-Carrier Band in a Sub-Carrier Multiplexed Radio-Over-Fiber Transmission System for Applications in Analog Mobile Fronthaul;
Patrik J. Urban, Senior Member, IEEE, Gustavo C. Amaral, and Jean Pierre von der Weid, Senior Member, IEEE;
JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 34, NO. 13, JULY 1, 2016
- [4] Radio-Over-Fiber Technologies for Emerging Wireless Systems;
Dalma Novak, Fellow, IEEE, Rodney B. Waterhouse, Fellow, IEEE, Ampalavanapillai Nirmalathas, Senior Member, IEEE, Christina Lim, Senior Member, IEEE, Prasanna A. Gamage, Member, IEEE, Thomas R. Clark, Jr., Senior Member, IEEE, Michael L. Dennis, Senior Member, IEEE, and Jeffrey A. Nanzer, Senior Member, IEEE;
IEEE JOURNAL OF QUANTUM ELECTRONICS, VOL. 52, NO. 1, JANUARY 2016
- [5] MICROWAVE PHOTONICS, Devices and Application;
Stavros Iezekiel
- [6] ITU-T Series G: TRANSMISSION SYSTEMS AND MEDIA, DIGITAL SYSTEMS AND NETWORKS, Supplement 55;
Radio-over-fibre (RoF) technologies and their applications;
07/2015
- [7] 521-2002 - IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands
- [8] Radio over Fiber Access Network Architecture Employing Reflective Semiconductor Optical Amplifiers;
M.C.R. Medeiros, R. Avo, P. Laurencio, N.S. Correia, A. Barradas, H.J.A. da Silva, I. Darwazeh, J.E. Mitchell and P.M.N. Monteiro;

International Conference on Transparent Optical Networks "Mediterranean Winter"
2007 : Sousse, Tunisia, December 6-8, 2007 : Conference Proceedings

- [9] Optikai összeköttetés megvalósítása reflektív SOA alkalmazásával;
Gábor Norbert;
2014
- [10] Hollow Core Photonic Crystal Fibers
https://www.thorlabs.com/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=912
- [11] Dispersion Compensation in Fiber-optic Communication Links
https://www.rp-photonics.com/dispersion_compensation.html
- [12] Latency causes and reduction in optical metro networks
Vjaceslavs Bobrovs, Sandis Spolitis, Girts Ivanovs
Institute of Telecommunications, Riga Technical University, LV-1048, Riga, Latvia
- [13] Dispersion-Compensating SM Fiber for Telecom Wavelengths (1520 - 1625 nm)
https://www.thorlabs.com/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=5719
- [14] Corning SMF-28 Ultra Optical Fiber (Product Information)
[https://www.corning.com/media/worldwide/coc/documents/Fiber/SMF-28%
20Ultra.pdf](https://www.corning.com/media/worldwide/coc/documents/Fiber/SMF-28%20Ultra.pdf)
- [15] Fiber Bragg Grating datasheet
[http://www.oemarket.com/catalog/product_info.php/optical-fiber-bragg-
gratings-p-211](http://www.oemarket.com/catalog/product_info.php/optical-fiber-bragg-gratings-p-211)
- [16] A Comparison of Radio Over Fiber Link Types for the Support of Wideband Radio Channels
David Wake, Anthony Nkansah, Nathan J. Gomes, Senior Member, IEEE, Guilhem de Valicourt, Romain Brenot, Manuel Violas, Zhansheng Liu, Filipe Ferreira, and Silvia Pato
- [17] Optical Properties of Multiferroic $BiFeO_3$ Films
Hiromi Shima, Hiroshi Naganuma and Soichiro Okamura
[https://www.intechopen.com/books/materials-science-advanced-topics/
optical-properties-of-multiferroic-bifeo3-films](https://www.intechopen.com/books/materials-science-advanced-topics/optical-properties-of-multiferroic-bifeo3-films)
- [18] Guide to Optical Amplifier
<http://www.fiber-optical-networking.com/tag/optical-amplifier>

- [19] Understanding Intermodulation Distortion Measurements;
David Hall;
[http://www.electronicdesign.com/communications/
understanding-intermodulation-distortion-measurements](http://www.electronicdesign.com/communications/understanding-intermodulation-distortion-measurements)
- [20] Harmonic Components and Dispersion of Mobile Network Signals due to Fiber-
Optical Transmission;
Attila HILT, Eszter UDVARY, Gabor JARO, Tibor BERCELI