

Fénytvádközlő eszközök és alkalmazások

Tételkidolgozás

1, 2. Optikai összeköttetés jellemzése, teljesítménymérleg, zajmérleg

Az optikai összeköttetés alapvetően digitális jeleken alapul, ennek minden velejárójával (mintavett, kvantált, véges idejű, véges energiájú stb.). A vevő ismeri a lehetséges jelmintákat (nem kell alakhű átvitel teljesen), cél csak annyi, hogy helyesen döntsön egy adott bitre.

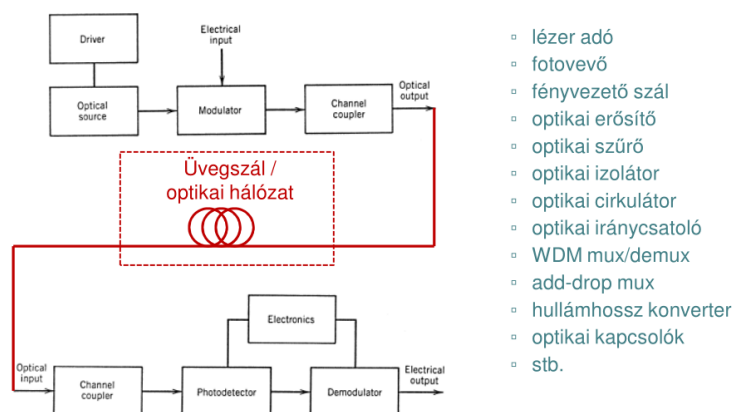
Elképzelhető **moduláció** típusok:

- **ASK** - amplitúdó moduláció pl.: OOK, ami a legelterjedtebb, mert egyszerű, olcsó
- **PSK** - fázis moduláció pl.: korszerűbb rendszerekben, koherens vétel kell, drága, bonyolult, de 40 Gbps-hez kell
- **λ -SK** - gyakorlatilag lehetetlen

A moduláción felül szükségünk lehet bizonyos típusú kódolásokra is, amikkel létrehozuk az adott bitsorozatokat. Ezek közül elterjedt az *RZ* és *NRZ* kódolás (*NRZ* - kisebb sávszélesség, nehezebb időzíteni, *RZ* - nagyobb sávszélesség, egyszerű szinkronizálás, nagykapacitású rendszerekben előnyös). Az átviteli minőséget jellemzi a szemábra, a BER és a Q faktor (átváltható).

A *vételi minőséget* meghatározza a kvantum limit, amelynél feltételezzük, hogy az egyetlen minőségromtó tényező a fény kvantáltsága (befolyásolja a vevő kvantumhatásfoka és a beérkező fotonok száma).

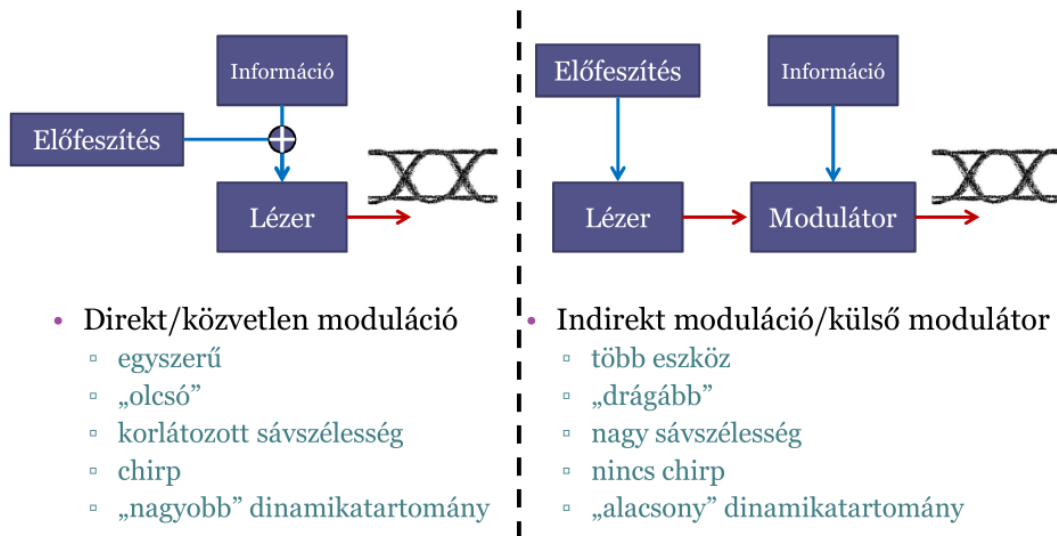
Optikai összeköttetés felépítése



Az **optikai adó** felépítése többféle lehet, ám egyetlen közös pontjuk biztos mégpedig, hogy a vezérlésük elektromos úton történik. Ez felelős az E/O átalakításért. Távközlésben kizárólag lézereket használnak ilyen célra ezek lehetnek (Fabry-Perot, DFB, VCSEL stb.).

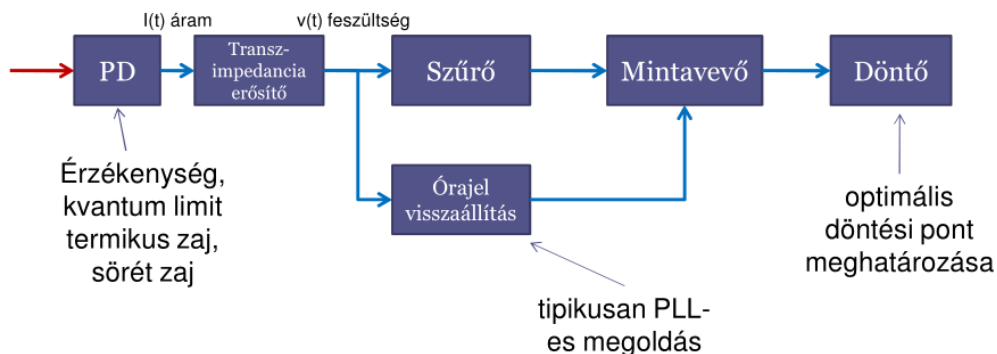
Jellemző paramétereik - *kimeneti optikai teljesítmény, küszöbáram, átalakítási hatások, hullámhossz, vonalszélesség, RIN, modulációs sávszélesség, torzítás, kioltási tényező* stb.

Optikai adó felépítése



Hasonlóképpen az **optikai vevő** esetében is ismertek hasonló paraméterek - PIN/APD, kvantumhatásfok, érzékenység, hullámhossz tartomány, detekciós sávszélesség, zaj, telítési teljesítmény, sokszorozási tényező (APD-nél) stb. Mivel az optikai vevő felelős az O/E átalakításért ezért, itt is értelmezhető a kvantumhatásfok csak fordított irányban. Ez az egyik legfontosabb paramétere az optikai vevőknek. Ennek értéke általában $R=0.5, 0.6, 0.7$ értékek.

Optikai vevő felépítése



IMDD – Intensity Modulation & Direct Detection

Mint minden más adatátviteli közegen, itt is megjelennek bizonyos jelenségek, melyek az átvitt jel minőségét rontják, ezek az üvegszálon, mint közegben lehetnek - csillapítás, diszperzió, zaj, nem-linearitás. Ezek segítségével jellemezhetünk egy optikai összekötést a következőkkel: **SNR, BER, teljesítménymérleg, zajmérleg, diszperziós mérleg, időmérleg** stb.

Optikai teljesítménymérleg

Az optikai teljesítménymérleg felállításakor végigvesszük, hogy az összeköttetésünkben az egyes komponensek milyen teljesítmény-csökkentő (csatlakozó csillapítás, szálcsillapítás stb.) vagy esetleg teljesítmény növelő hatásokkal (EDFA, Raman erősítők) rendelkeznek. Ezeket dB értékekben adjuk meg és így végig tudjuk követni az átviteli úton a teljesítmény viszonyainkat. Pontosan tervezhetőek lesznek a szakaszok hosszai és kapacitásai.

Az **adó** oldalán tudhatjuk az **optikai teljesítményt**, amit az adónkból képesek vagyunk hatásosan kiadni (lézer teljesítmény), majd ezt követően a lézert hozzá kell csatolni az optikai szálhoz (illesztési pontatlanság, csatlakozó csillapítása, becsatolási veszteségek), majd végighaladunk az optikai szálon (1550 nm-en 0.2 dB/km) ez szintén csillapítja a jelszintet, a vevőegységbe szintén becsatoljuk a fényt (illesztési pontatlanság, csatlakozó csillapítása, becsatolási veszteségek) és elvégezzük az O/E átalakítást (**kvantumhatásfok**, zaj, lezárás illesztettsége, **érzékenység**) és az így kapott elektromos jelet feldolgozzuk. Általában az optikai átviteli úton hagynak mindig egy úgynevezett **rendszerterheléket** (6 dB), amely arra szolgál, hogy kisebb meghibásodás esetén még működésképes legyen a hálózat (értsd nem centizzük ki a rendszert).

Optikai zajmérleg

Az optikai teljesítménymérleg figyelemmel kísérése mellett fontos az optikai zajmérleg figyelése is, hiszen célunk a vételi oldalon a lehető legjobb döntés meghozatala. Ezért célunk, hogy maximalizáljuk az OSNR-t a vételi döntő áramkörnél.

Adó oldali SNR tényezők:

- Lézer zaja (RIN) - összeköttetés elején dominál
- Optikai erősítők zaja (spontán emittált zaj) - EDFA, spontán emittált zaja jelentős, $F=3-5$ dB - Raman, elosztott erősítés, keskeny erősítési sáv, akár negatív zajtényező ???
- Háttérsugárzás (szabadtéri optika)
- Kaszkádosított erősítők: előnye - javul a teljesítménymérleg, hátrány - romlik az OSNR; gyakorlatilag hiába nagy a jelszintünk, ha 5 dB az OSNR :)

Vevő oldali SNR tényezők:

- Lézer zaja (RIN) [-140 dB / Hz]
- Optikai erősítők spontán zaja (EDFA)
- Fotodióda zaja, van termikus zaj az elektromos tartomány miatt - az összeköttetés végén dominál
- Sötétáram, sörétzaj - oka: a fotodióda árama teljes sötétség esetén sem nulla - oka: a fotonok kvantáltak
- APD esetén a sokszorozódási zaj (sztochasztikus folyamat az erősítés)

Általában az elfogadható OSNR értéke legalább 15 dB.

Optikai diszperziómérleg

Számítása az előzőekhez hasonlóan a teljes fényúton szükséges. A diszperzió jelensége nem más, mint, hogy az üvegszálon, mint EM hullámvezetőn az egyes hullámhosszú komponensek más fázissebességgel haladnak. Ez vezet ahhoz, hogy időben "elkenődik az impulzusunk", egyfajta lineáris

torzítást szenved. Ha ez a szétcsúszás eléri a bitidő 1/4 részét akkor már szükségünk lesz valamilyen diszperzió kompenzáló egységre. Ilyen lehet például a + / - diszperziójú optikai szál. Akkor problémás a diszperzió kompenzálás, ha nem csak egyetlen hullámhosszon kommunikálunk (WDM rendszerben), mert itt óhatatlanul meg fog jelenni maradék diszperzió, mivel az összes csatorna jelét nem lehetséges ugyanazzal a diszperzió kompenzáló szállal javítani (a diszperzió alapjelenségéből következően). Ez a kompenzálási módszer azonban csak a kromatikus diszperzió ellen megoldás.

Diszperziós jelenségek felosztása:

- **Módus diszperzió** - az üvegben, mint elektromágneses hullámvezetőben adott szálkeresztmetszet mellett nem csak egyetlen módus képes terjedni, hanem több is - megoldás lehet rá az egymódusú szál (SMF), ami olyan keresztmetszetű, hogy csak egyetlen módus képes terjedni benne, vagy a GI szál alkalmazása
- **Kromatikus diszperzió** (előzőekben tárgyalt)
- **Polarizáció módus diszperzió** - a hullámvezető szál elliptikus keresztmetszetéből adódóan a a H és V polarizációs síkokban terjedő hullámok más-más sebességgel terjednek

Diszperzió mérleg - kromatikus

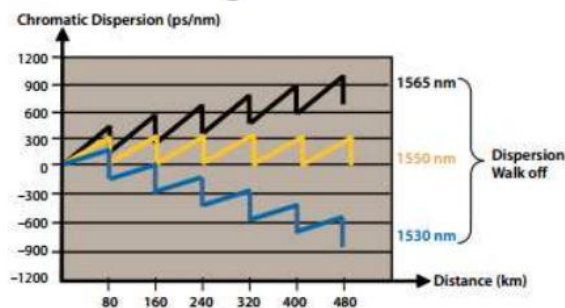
- Korlát:

$$\Delta T = |D \cdot \Delta\lambda \cdot L| \Rightarrow 4BL|D|\Delta\lambda < 1$$

=> max. összeköttetés hossz:

$$L_{\max} = \frac{1}{4B|D|\Delta\lambda}$$

Diszperzió mérleg - kromatikus



3, 4. Többcsatornás rendszerek, optikai nem-linearitás

A sávszélesség igények növekedésének köszönhetően, az egycsatornás rendszerek felől elindult a fejlődés a többcsatornás rendszerek felé. Adódott a kérdés, hogy miként lehetne adatfolyamokat elválasztani egymástól (rádiófrekvenciás megoldásokat hívjuk segítségül) és párhuzamosan küldeni őket. Ezek a nyalábolási formák a következők:

- **TDM** - időosztásos nyalábolás, jelenleg a GPON-ban használják az egyes felhasználók adatainak elválasztására
- **SCM** - alvivős multiplexálás, RoF rendszerekben alkalmazzák
- **SDM** - térosztásos nyalábolás, másik üvegszálon vezetjük a másik csatornát
- **WDM** - hullámhossz osztásos nyalábolás, egyszerre több hullámhosszon kommunikálunk
- **OCDMA** - optikai kódosztásos elválasztás, nehézkes mivel optikában unipoláris jelek vannak (vagy van fény, vagy nincs), amiknek a korrelációs tulajdonságuk rosszabb, mint a bipoláris (+ -) jeleknek

Részletesen a WDM rendszerrel foglalkozunk, hiszen ez a legelterjedtebb. Több típusa is van, ezek a WDM, CWDM, és DWDM.

	WDM	CWDM	DWDM
Hullámhosszak száma	2-3	8-16	40-80
Csatorna távolság	240 nm	20 nm	0.8 / 0.4 / 0.2 nm
Csatornakapacitás	2.5 Gbps	2.5 Gbps	10 Gbps
Teljes kapacitás	Néhány Gbps	20-40 Gbps	100-1000 Gbps
Ár	Alacsony	Közepes	Drága
Alkalmazási terület	PON (fel-le irány)	Városi hálózatok	Gerinchálózat

A továbbiakban koncentrálnunk a DWDM hálózatokra. Előnye ennek a fajta nyalábolási technikának, hogy nem szükséges optikai szálát cserélni (földmunkákat végezni, felbontani stb.), hanem csak a végeszközöket és esetleg az erősítőket kell kicserélni. Ezáltal viszont drasztikus sávszélesség és adatsebesség növekedést érhetünk el. Új csatornát bevinni a rendszerbe nem drága, dinamikusan változtatható a sávszélesség, illetve a csatornák. Nem utolsó sorban, sokkal kevésbé érzékeny az időzítésre, így sokkal nagyobb hatótávolságú, mint például a TDM. Több új eszközt is kell természetesen integrálni a hálózatba (MUX, ADMUX, DEMUX stb.), ezért az átállás azért nem teljesen zökkenőmentes.

Mivel a csatornáink igen közel vannak egymáshoz, ezért sokkal jobb tulajdonságú sávszűrőket kell használni, ez pedig költséges. Továbbá nem lesz elhanyagolható a csatornák közti áthallási jelenség sem, amivel egycsatornás rendszereknél nem kellett foglalkozni.

Követelmények az **optikai adó-oldalon**:

- Lézer: DFB keskeny vonalszélességű, magas SMSR, alacsony RIN
- Modulátor: csak külső modulátor (EA vagy MZI)
- Multiplexer: keresztáthallás alacsony legyen, kis beiktatási csillapítás

Követelmények az **optikai vevő-oldalon**:

- Demultiplexer: az egyes csatornák szétválasztása megfelelő módon, meredek karakterisztika

- Detektor: nagysebességű (alacsony parazita kapacitás), érzékenység megfelelő stb.

Optikai nem-linearitás

Az optikai hullámvezető, mint EM hullámvezető lineárisnak tekinthető egy adott optikai teljesítményszintig (néhány mW-ig). Mivel a WDM rendszerekben az összes hullámhossz egyetlen optikai szálon terjed ezért, ezt a néhány 10 mW-os teljesítmény küszöböt könnyen elérhetjük (80 csatorna, csatornánként 1 mW - már rögtön 80 mW) és ekkor olyan nem-lineáris optikai jelenségek jelentkeznek, amelyek akadályozhatják, de speciális esetekben segíthetik is az átvitelt.

Optikai nemlineáris jelenségek:

1. **Nem-lineáris szórás** - két különböző hullámhosszú optikai jel között fényt teljesítmény csatolódik át
 - a. **Stimulált Brillouin szórás**, hatásmechanizmus: **optikai fotonok** és **akusztikus fononok** közti kölcsönhatás - teljesítmény szint, ahol jelentkezik: minimum **100 mW**
 - b. **Stimulált Raman szórás**, hatásmechanizmus: **kisebb hullámhosszú** csatornák felől energia adódik át a **nagyobb hullámhosszú** (kisebb energiájú) fotonok felé, a különbség pedig fononok formájában távozik - teljesítmény szint, ahol jelentkezik: **minimum 1 W**
2. **Nem-lineáris fázismoduláció** - harmadrendű nem-linearitás (keverés)
 - a. **Four-Wave-Mixing**: Négyhullám keverés - **optikai csatornák** közötti kölcsönhatás következtében **intermodulációs** termékek jelennek meg a **csatornák** különbségi és összegfrekvenciáin (**átlapolódáshoz** vezet) - koherens folyamat N^3 -el arányosan nő a termékek száma (N csatorna esetén) - teljesítmény szint, ahol a jelenség jelentkezik: **10mW** - megoldás **nem egyenletes csatorna-kiosztás**, így megfelelő helyre kevered(!het!)nek az intermodulációs termékek
 - b. **SPM** és **XPM**: **ön-** és **kereszt-fázis** moduláció - kiváltó ok: optikai Kerr hatás, avagy a törésmutató intenzitásfüggő, ez pedig fázismodulációt okoz - SPM egycsatornás rendszerben, XPM többcsatornás rendszerben - teljesítményszint, ahol a jelenség jelentkezik: **10 mW** - alapvetően intenzitás-moduláció okozta fázismoduláció mindkettő

Az optikai nem-linearításoknak sok hátrányos tulajdonságuk van, azonban bizonyos jelenségeik segítenek minket a tisztán optikai jelfeldolgozás egy-egy megoldásához, tehát nem érdemes rá úgy tekinteni, mint egy haszontalan káros jelenség, ami csak azért van, hogy nehezítse az életünket.

5. (D)WDM hálózatok

A WDM hálózati topológiák és hierarchiáknak több absztrakciós rétegük van. Az alsó réteg a fizikailag létező "fényút", amely minden két csomópont között húzódik. A második réteg a logikai réteg, amely megmutatja, hogy két nem közvetlen optikai kapcsolattal rendelkező csomópont milyen módon kapcsolható össze. A topológiák, amiket használnak: **csillag, fa, gyűrű, háló, szövevényes**. A valóságban általában sohasem éppen egy fajta hálózati topológiát követnek, hanem leginkább **szövevényes-gyűrűs** hálózatokat találhatunk.

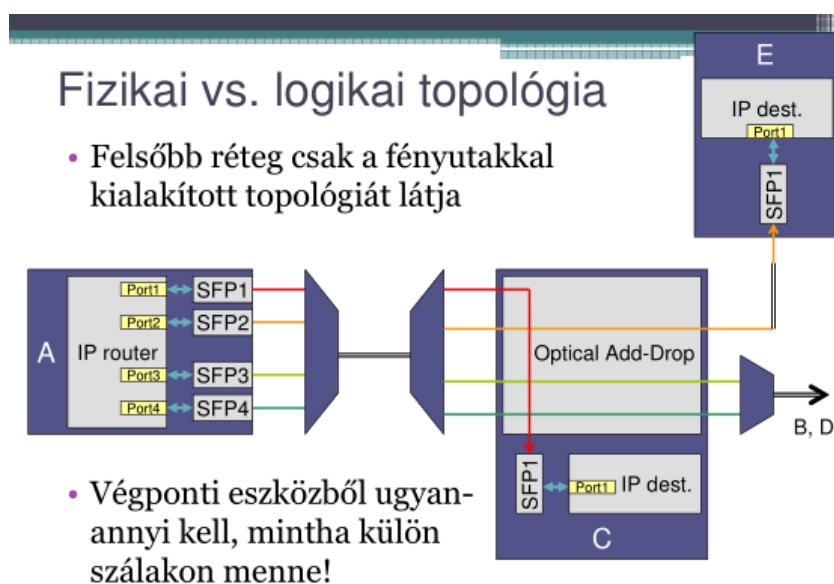
A WDM szövevényességét tovább bonyolítja, hogy itt egyetlen fényszálon már több hullámhosszt is továbbítunk, ezért szükséges komoly menedzselése a hullámhosszaknak és a kiosztásnak. A logikai topológia **bármikor átalakítható** (rugalmas kapacitású hálózat) a **kívánt sáv szélesség igényeknek** megfelelően (nyalábolás). Egy további felosztás a következő:

- **Pont-Pont WDM:** olyan csomópont, ahol történik O/E/O átalakítás (lehetőség van elektromos tartománybeli jelfeldolgozásra, 3R is!)
- **Tisztán optikai WDM:** a csomópontban csak kapcsolás történik (nincs O/E/O)

Az egyes hálózati szegmensekben előírnyozott, hogy milyen fizikai topológiát használjunk:

- **LAN: csillag topológia,** nincs redundancia, kevés hibavédelem
- **Metro-MAN: egy/kétirányú gyűrűs topológia,** öngyógyító struktúrák, redundancia 1x meghibásodásra, szakaszvédett megoldások több szálon
- **Városi/Helyi: háló vagy szövevényes mesh** struktúra, több redundancia, nagyobb hibavédelem, flexibilis, részleges háló általában

A logikai és fizikai topológia közti fő különbséget az adja, hogy míg a fizikai topológia effektíve azt jelenti, hogy melyik vas melyikkel van összekötve (fényszállal), addig a logikai topológia az, ami a felsőbb hálózati rétegekből látszik (melyik elemen keresztül melyiket vagyok képes elérni, nem érdekel, hogy milyen elemeken keresztül, csak az, hogy el tudok-e jutni oda egyáltalán).



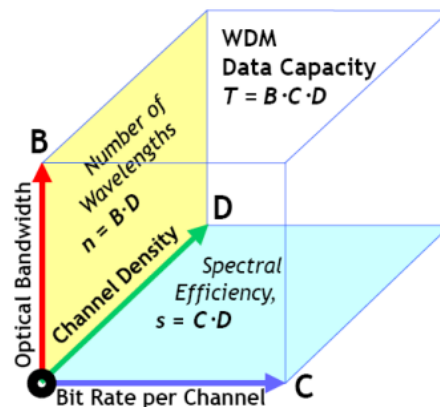
Egy WDM hálózat megtervezésekor, külön figyelmet kell fordítani a **fizikai** és egyszeresmind a **logikai** topológia felépítésére. A logikai topológia segítségével állíthatjuk **dinamikusan** a **sávzélesség**-igényesebb csomópontok **elérési útjait**, de ehhez persze szükséges a fizikai topológia kapacitása. Az **útvonalválasztást** és a **csatornakiosztást** is ekkor kell kialakítani, jóllehet ez később újra konfigurálható. A **hullámhossz kiosztást** és a az **útvonalválasztást** természetesen korlátozza az, hogy az egyes utakon milyen **csillapításra** és egyéb **minőségrentő** tényezőkre számíthatunk. Létrejöhet blokkolás is a hálózatban, ha nem ügyesen sáfárkodunk az útvonalakkal és a csomópontok erőforrásaival. Ráadásul a **hullámhosszak összerendelését** és **leválasztását** valamilyen módon menedzselni kell, mivel senki nem akarja, hogy más felhasználó adatcsomagjai kerüljenek hozzá emiatt (kivéve, az NSA).

6. Nagysebességű (10G+) összeköttetések, nem koherens módszerekkel

Mint mindig, most is mi a célunk? Kapacitás növelése, sávzélesség növelése, hogy a júzer nézhesse 4K-ban a kecskepornót. A jelenlegi kapacitás viszonyok a gerinchálózatban:

Cél: Kapacitás növelése

- Jelenlegi rendszerek
 - Optikai sáv
 - EDFA => C sáv, ~1530~1565nm
 - 35nm
 - Csatorna távolság
 - 0.8nm, 100GHz
 - 0.4nm, 50GHz
 - (0.2nm, 25GHz)
 - Csatornák száma
 - 40 (100GHz/0.8nm)
 - 80 (50GHz/0.4nm)
 - Egy csatorna adatsebessége
 - 10Gbps/csatorna
- => 80*10Gbps=800Gbps/üvegszál



Hogyan lehetne **növelni** a kapacitást?

- Optikai vivők számának növelése
 - Optikai sáv növelése
 - Csatornatávolság csökkentése
- Egy csatorna kapacitásának növelése
- Egyéb fizikai hatások kihasználása (pl. polarizációs síkok)

Csatornák számának növelése:

ne csak a C-sávot, hanem használjuk az **L-sávot** is, **nagyobb** lesz a **kromatikus diszperzió**, új **erősítők** kellene (EDFA nem tudja az L-sávot erősíteni)

Sűrűbb csatorna kiosztás:

csatornák közti távolság legyen **25 GHz**, így akár **160 csatorna** lenne a C-sávban, sokkal **meredekebb szűrőkarakterisztikák** kellene (szűrőcsere drága!)

Csatornánkénti adatsebesség növelése: 10G, **40G**, 100G

más modulációs formákat kellene használni, úgy, hogy a jelenlegi rendszerrel kompatibilis maradjon minden (10G), problémás az együttműködés a különböző modulációk és bitsebességek miatt (OSNR, diszperzió kompenzálás erősítés stb.)

40G problémák:

- érzékenyebb az **OSNR**-re (4x)
- érzékenyebb a **PMD**-re (4x)
- jelentősen érzékenyebb a **kromatikus diszperzióra** (16x)
- a nagyobb frekvenciasáv miatt sokkal érzékenyebb a **nem-linearitásokra**

40G megoldások:

- alacsonyabb teljesítmény - kisebb **nem-linearitás**
- **RZ-kód** - szintén nem-linearitás miatt
- új modulációs formák - nem elég az **OOK**, **kell FEC is**

	10G → 40G	40G → 100G
Szükséges OSNR	6dB-vel több	~4dB-vel több
CD tolerancia	1/16 (4km -> 65km SSMF, NRZ)	<1/6 (<1km -> 4km, SSMF, NRZ) (2.5km -> 15km, SSMF, RZ-DQPSK)
Nemlineáris hatások	iFWM & iXPM (domináns SSMF-ben) XPM (elsősorban 10G OOK csatornákkal)	Csatornán belüli hatások korlátozzák a teljesítményt (Bitek távolsága 2.5x kisebb)
PMD Tolerancia	1/4 (2.5ps <- 10ps, NRZ)	1 / 2.5 (max DGD tolerancia: 21ps -> 8ps, RZ-DQPSK)

Átállás a 40G rendszerre 10G-ről:

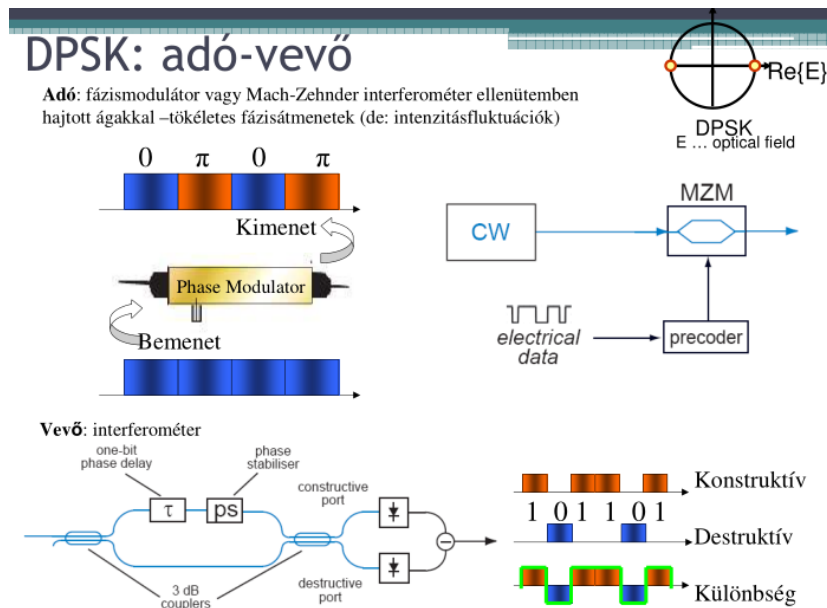
A 10G és 40G DWDM interfész ára 2013-ra konvergált így egyre többen, ha új rendszert telepítenek inkább 40G DWDM rendszerre esik a választás. Már szabványosított SDH-SONET hálózat dolgozik alá (STM-256). Létezik ugyanakkor 100G rendszer is, amely még nem ennyire elterjedt. A modulációs forma, amit itt használni kívánunk ellenálló kell legyen a PMD-nek, kompatibilis kell legyen a 10G rendszerekkel, spektrálisan hatékony kell legyen stb. Az így szóba jövő modulációk: DPSK (10G-40G), DQPK (10G-40G), DP-QPSK (40G+), utóbbi a legellenállóbb a PMD-nek és így a legdrágább modulátor-demodulátor eszközzel járó is.

Hamarosan kiderült, hogy nem lesz elegendő csupán az intenzitás-modulációt használni, így szükséges lenne bevezetni a fázismodulációt is. Optikai tartományban a fázismodulációt intenzitás-moduláció konverzióval oldhatjuk meg, mivel a fotovevő csak fotonszámot "számol". Így az

amplitúdóból egy teljes periódus alatt kiolvasható az egyes fázisokhoz tartozó amplitúdó. Ez nagyon limitált módon működik és nem is igazán használják, ehelyett jött a koherens vétel, mivel másképp nem tudunk a fázisinformációra hagyatkozni.

Még egy próbálkozás volt fázismoduláció előállítására, ez pedig a közvetlen detektálás késleltetővel. Nincs szükség helyi lézere, csak a saját jelet késleltetjük majd hozzáadjuk az eredetihez, ezzel a fázisváltozás meghatározható.

Ilyen adó-vevő struktúrát (DPSK modulátor) létrehozhatunk Mach-Zehnder interferométerrel.

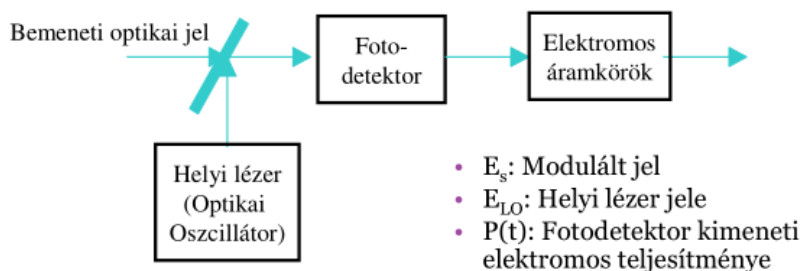


A DPSK modulált jel sávszélessége némileg nagyobb, mint az OOK modulált jelé, ezért erre alakították ki a P-DPSK modulációt, ami annyi újdonságot hoz, hogy 50 GHz-re illesztették a sávszélességet, és a késleltető vonal nem egy egész bitidőnyit késleltet, hanem valamilyen rövidebb időintervallumot (CD toleranciát lehet a késleltetéssel optimalizálni)

7. Koherens optikai rendszerek

Mint mindig, most is a rádiófrekvenciás technikában elterjedt átviteli módszereket veszi át az optika. A bemeneti optikai jelet keverjük egy helyi lézere (LO), majd ezt vezetjük a fotodetektorra, így a bejövő jel fázisát pontosan meg tudjuk határozni. Ráadásul az egyenletek levezetéséből kiderül, hogy hasznos jelteljesítményt (SNR-t) tudunk növelni, ha a helyi lézer jelét felerősítjük. Nyilván a nem-lineáris hatásokkal számolni kell, de ez minden esetre jó hír (gyökös kifejezés). A keverés a fotodióda nem-lineáris karakterisztikája biztosítja.

Koherens vétel



A jelet a helyi lézer jelével keverjük: a keverést a fotodióda karakterisztikája biztosítja (négyzetes kapcsolat az optikai és az elektromos teljesítmény között)

$$E_s = A_s \exp[-j(\omega_c t + \phi_s)] \quad E_{LO} = A_{LO} \exp[-j(\omega_{LO} t + \phi_{LO})]$$
$$P(t) = P_s + P_{LO} + 2\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\omega_{IF} t + \phi)$$

A koherens detekció előnyei:

- "optikai" erősítés
- a helyi lézer miatt úgy viselkedik, mint egy ultra-keskeny WDM szűrő, akár hangolható is
- fázis információ megőrzése
- minőségromtó hatások kiegyenlítése lehetséges (CMD, PMD)
- akár polarizáció multiplexálás is...

A koherens detekció hátrányai:

- Összetettebb vevő
- Magas szintű DSP
- Homodin vétel jobb érzékenységet és jobb bithibaarányt biztosít, de ehhez a helyi lézert a bejövő jelhez kell illeszteni (frekvencia és fázis)
- Polarizáció érzékeny működés
- helyi oszcillátor jele és bejövő jel azonos polarizációs állapot legyen
- A bejövő és a helyi lézer polarizációs állapotának illesztéséhez kézben kell tartani a jel polarizációs állapotát
- Aktív polarizációs szabályzás (esetleg diversity vagy polarizáció kapcsoló) szükséges

A koherens vételi módok:

- **Homodin** vétel: információ alapsávba keveredik, helyi lézer frekvencia és fázis-illesztett
- **Heterodin** vétel: információ köztes frekvenciára keveredik le, nincs frekvencia se fázis-illesztettség, így könnyebb előállítani
- **Intradin** vétel: a lézer frekvencia és fázis is majdnem egyezik, az eltérést elektromosan kompenzáljuk.

Koherens vétel létrehozása történhet Optikai PLL-lal, intradin vevővel. A homodin vétel optikában nehezen kivitelezhető általában intradin vétel jellemző. Lehet használni Optikai Costas hurkot is, de amit nem úszunk meg semmiképpen az a valós idejű digitális feldolgozás (DSP). Ezáltal a rendszer

flexibilis is lesz (átprogramozható bármikor), de sokkal bonyolultabb a vevő felépítése. Amit a digitális jelfeldolgozás tud:

- komplex amplitudó előállítás (I-Q jelek)
- AdaptiveEqualizer (ISI kompenzálás)
- PMD kompenzálás
- Órajelvisszaállítás
- Vívó fázisbecslés

Alkalmazott modulációs formák:

- DPSK, QPSK, DP-QPSK
- QAM, 8-QAM, 16-QAM, 64-QAM
- OFDM !!!

Sebesség szerint:

- 40Gbps - (D)BPSK, P-DPSK
 - Vevő általában késleltető + interferrométer
 - NRZ vagy RZ
- 40 Gbps - DQPSK - nem elterjedt, a 10G csatornák felőli nem-linearitások miatt
- 100Gbps - (D)QPSK (NRZ vagy RZ)
 - Digitális koherens rendszer
- 400Gbps - 16QAM(?)

8. Hozzáférési hálózatok, TDM-PON

Mint minden távközlési hálózatnál, ugyanígy az optikai hálózatnál is a legdrágább rész a "last mile", azaz a felhasználó bekötése egy alközpontba. A jövőbeli előírányzott cél nem más, mint hogy minden háztartásban legyen valamilyen optikai szálhoz hozzáférés. Ezt az irányzatot FTTx-nek nevezik, ahol az 'x' lehet: C:Curb, Cabinet, B:Building, H:Home, stb. Mindennek nem más az oka, mint hogy a felhasználó már egyszerre akarja a 4K kecskepornót és a FullHD HUSTLER TV 18+-t és a torrentet tolni maxon, vagyis tehátogy: SÁVSZÉLESSÉGET AKAROOOK! (triplePlay, meg még csomó rohadt buzzWord tartozik még ide). Az optikai szálakat már nem kizárólagosan hang adat átvitelére alakították ki, hanem kifejezetten videó és multimédia átvitelre. Mivel ez a technológia nem megy el a jó öreg koax/réz kábelén, ezért a bekerülési költsége magas, új kábelt, modemét stb.-t kell venni. Mivel a hozzáférési hálózati kábelek a teljes hálózat majdnem 80%-át teszik ki, ezért ezt teljes egészében lecserélni reménytelenül drága, de el lehet kezdeni szép lassan.

Az FTTH rendszerek előnyei felsorolásszerűen:

- Nagy átviteli kapacitás, nagy sávszélesség - kecskepornó, HUSTLERTV és egyéb informatív multimédia források
- Könnyen feljavítható - későbbiekben emelhető sávszélesség
- Könnyen telepíthető (földben és levegőben is vezethető kábelek)
- Teljesen szimmetrikus szolgáltatás - nem ADSL
- Alacsony üzemeltetési és karbantartási költségek

- Nagy távolságok
- Kis átmérőjű, könnyű kábelek
- Nincs elektromágneses kompatibilitási probléma
- Tisztán optikai eszközök - optikailag átlátszó

Topológiailag léteznek Pont-Pont és Pont-Multipont rendszerek is, illetve egy másik csoportosítás szerint aktív és passzív optikai hálózatok (AON, PON). Természetesen hibrid megoldások is vannak csak azért, hogy nehéz legyen az élet. Összefoglalva az egyes topológiai megoldások előnyeit és hátrányait:

Elosztó hálózat vs. P2P

Elosztó hálózat

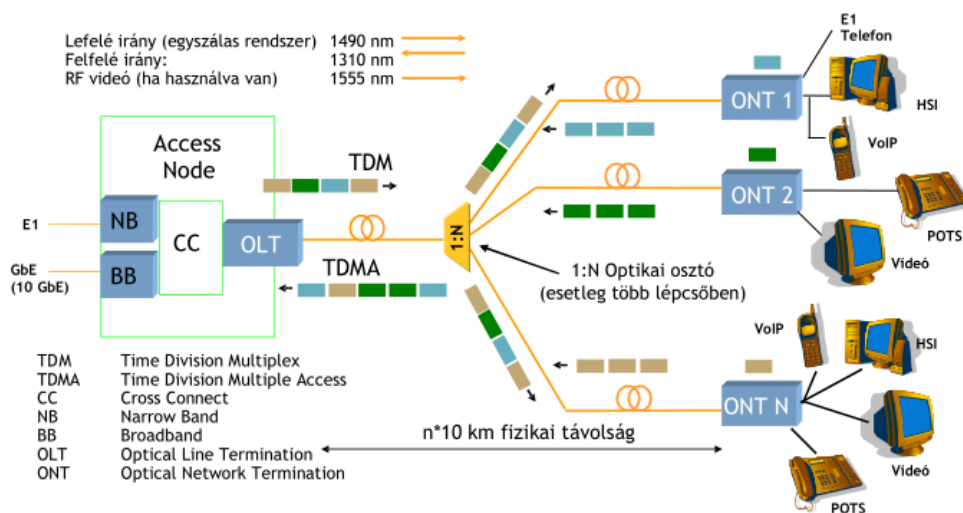
- **Kevesebb optikai szál és aktív interface**
 - Kisebb helyigény a központban
 - Kisebb tápigény
- **Költséghatékony megoldás**
- **A közös letöltési sebesség korlátozó**
- **Aszimmetrikus sebesség**
- **Nehezebb szétválasztás**
- **Összetettebb hibakeresés**
- **Lehallgathatóság => titkosítás**
- **TDM keretszervezés végpontok között (bonyolult ONT)**
- **Passzív optikai osztás miatt nagy csillapítás (32 végpont => 15dB)**

Pont-pont

- **Költségesebb topológia (csillag) => minden felhasználóhoz külön szál**
- **Nagyobb szálbefektetés, de a telepítés („ásás”) költségei azonosak**
- **Több aktív interface**
 - Több helyigény a központban
 - Nagyobb elosztó keretek
 - Nagyobb teljesítményigény
 - Egyszerű, olcsó eszköz a központban
- **Időálló befektetés => Jövő-biztos (legfejlettebb optikai szál architektúra)**
- **Szimmetrikus összeköttetés**
- **Könnyebb sáv szélesség upgrade**
- **Könnyebb szétválasztás**
- **Nincs lehallgathatóság**
- **Csatornák nem zavarják egymást**

A PON technológia:

PON áttekintése



Forgalmak szétválasztása /osztott közegek

Lefelé és felfelé irány szétválasztása: WDM

Az ONT-k forgalmának szétválasztása: TDM

A PON technológiában az egyes **felhasználók adatai TDM** osztásban különülnek el, míg a **fel- és letöltési irányok WDM**-mel különülnek el (*1310 nm UP, 1490-1550 nm DOWN*). Az **adatelosztási mechanizmus** a következőképp történik:

- **lefelé irányban (pont-multipont hálózat)**
 - Az **OLT** kezeli a teljes sávszélességet, időosztásos multiplexálás
 - Az **OLT** által küldött információ minden **ONT**-hez eljut (adatszórás jelleg)
 - Az **ONU** választja ki a saját adatait, csak a neki szóló forgalmat dolgozza fel
 - A „címezéseket” a keretszervezésben elhelyezett fejrészek hordozzák
 - Broadcast jelleg: önmagában nem biztonságos
 - Az **ONU** vevők állandó optikai teljesítményt vesznek, kis költséggel megvalósíthatók
- **felfelé irányban (multipont-pont hálózat)**
 - Az összes ONU egy felfelé irányuló csatornán osztozik
 - Az **ONU**-k csak az OLT irányában kommunikálnak
 - Az **ONU**-k nem érzékelik egymás forgalmát
 - Az **ONU**-k közötti adatforgalom közvetlenül nem megoldható
 - A splitter és az **OLT** közötti szakaszon ütközés léphet fel (Az **ONU**-k adatforgalma ütközhet)
 - Az **ONU**-k nem érzékelik az ütközést
 - **OLT** irányít

Az időosztásos nyálábolás miatt az **OLT** felméri az egyes **ONU**-k távolságát (OTDR), majd ehhez igazítja az **ONU** időzítését. A távolságok különbözősége miatt természetesen az **OLT**-hez érkező jelteljesítmények sem azonosak, ezeket szükséges erősíteni (**AGC** az **OLT**-ben).

A PON szabványok közül az APON, BPON, GPON (ITU-T, EU) és az EPON (IEEE) terjedt el. Röviden az APON-ról: ATM alapú PON, fix hosszú csomagok, késleltetésre érzékeny forgalom szállítására alkalmas, nem hatékony fejléc (5%). BPON ennek a továbbfejlesztettje (nagyobb átviteli sebesség, dinamikus sávszélesség kiosztás). EPON: Ethernet PON, változó hosszúságú adatcsomagok, TDMA feltöltés.

GPON (Gigabit Passive Optical Network) jellemzői:

- ITU G.984.1 - G.984.4 szabvány
- **Ethernet & ATM** protokoll is
- Több sebességű változat (legelterjedtebb: **1.244Gbps/2.48Gbps**)
- **Maximum felhasználószám:** elvi határ max. 256 (gyakorlatban 32-64)
- **Maximum távolság:** 60 km
- Egyes felhasználók közötti távolság különbség: max. 20 km
- **Generic Framing Protocol** (fix hosszúságú és periodikus keretezés)
- Hibajavítás és titkosítás
- **Forward Error Correction:** adó oldalon redundáns bitek, hibajavítás
- Advanced Encryption Standard: információ védelem, 128 bites titkosítási eljárás

A GPON megjelenésének fő oka az volt, hogy sem az APON sem az EPON nem tudta ellátni teljes egészében a hálózati struktúrát (EPON nem tudta a multipont-pont irányt, APON nem tudta kezelni a pont-multipont irányt), ezért egy hibrid megoldás kellett, ez lett a GPON.

A protokoll fejléc csomagolás (**GPON encapsulation**) az egyik ilyen technika, amit beletettek a **GPON**-ba, mivel így a **GPON** adatmezőbe bármilyen protokollt lehetséges beágyazni (akár TDM, akár Ethernet). A felhasználók különböző távolsága miatt ranging megoldás is került a rendszerbe, vagyis az egyes késleltetéseket az egyes felhasználókig az **OLT** feltérképezi és kézben tartja. (fontos, hogy a mérés idejére le kell állítani az összes többi **ONU**-t, hiszen így lesz csak egyértelmű a mérés) Míg az **EPON**-nál a teljesítményszintet az első csomag segítségével mérték meg, a **GPON**-nál az **ONU** és **OLT** közti megállapodás alapján történik a teljesítmény illesztés (**OLT** utasítja az **ONU**-t, hogy milyen Powerrel adjon - persze amíg bírja szusszal).

További probléma, hogy a közeli hullámhosszokon működő **ONU**-k a spontán emisszió által zavarják egymást (nem akarjuk a lézert teljesen kikapcsolni), a baj az, hogy a lézereknek van feléledési ideje, és ezt szintén az **OLT**-nek kell menedzselni (**ONU** elküldi neki a késleltetést), így ha nem küldünk adatot, **ki kell kapcsolnunk a lézert**.

Az egyes felhasználók adatait csak lefelé irányban szükséges kódolnunk (felfelé az **ONU**-k nem látják egymást, 128 AES titkosítás).

A jobb optikai **SNR** érdekében használhatunk mind fel, mind lefelé irányban **FEC**-et (szokásos jó öreg Reed-Solomon blokk-kódoló). Pl.: 1e-12 BER esetén 5dB-vel gyengébb **SNR** is elég, ha van **FEC**.

Értelmezhetjük a QoS osztályokat is optik.dafsdffas.d..das.f..... *Na ezt nem, én nem bocs, én megrögzött QoS definíció ellenes vagyok - olvassátok el a diákat.*

A **GPON** rendszerek hátrányai:

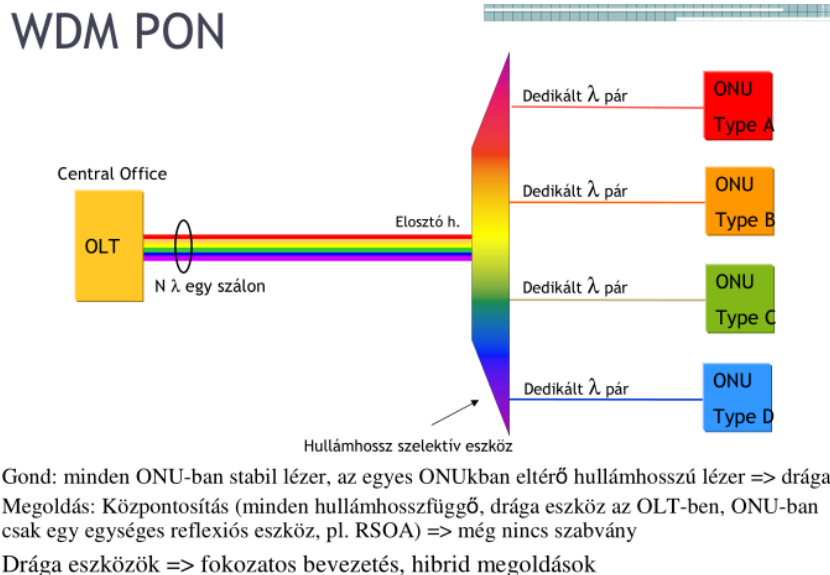
- Felhasználók azonos adási teljesítményének problémája
 - Ha minden felhasználó azonos teljesítménnyel adna, akkor eltérő teljesítménnyel érkeznének meg a központba, és a vevő nem tudná dekódolni a felhasználók jeleit (túl van a vevő dinamika tartományán)
 - Teljesítményállítás protokoll segítségével, amely hasonló jellegű, mint GSM rendszernél az eltérő távolságban lévő felhasználók miatt.
- Felhasználók közötti távolság korlátozott az időzítések miatt
 - Eltérő távolságok esetén elcsúsznak egymáshoz képest a felhasználók által küldött adatcsomagok - OLT tudja kompenzálni egy darabig
 - Védőidő használata
 - Túl nagy távolság esetén akkora lenne az elcsúszás, hogy rendszer nem tudná kezelni, a csomagok átlógnának a szomszéd időzésébe.
- Központ és felhasználók közötti távolság korlátozott
 - nincsen aktív optikai eszközünk, illetve 3R regenerátorunk
- Korlátozott felhasználószám
 - Protokoll miatt (elvi korlát, ennyit tud megcímezni)
 - Gyakorlatban: a teljesítmény miatt.

A **PON** rendszerek továbbfejlesztései:

- SuperPON
 - nagyobb hatótáv >100 km
 - nagyobb osztásarány - 256-2048
 - nem teljesen passzív (vannak erősítők)
- WDM PON

- protokoll független
- több felhasználó
- nagyobb sávzélesség és biztonság
- nincs szabványosítva

Részletesebben a **WDM PON** rendszerről:



Speciális megoldások: WRPON, WSPON, Hibrid WDM-PON, NG-GPON (GPON-WDMPON együttélés)

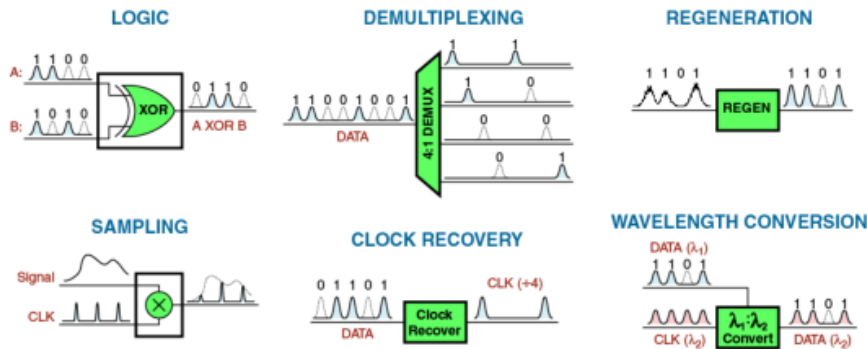
9. Hozzáférési hálózatok, jövőbeli irányok

A probléma meglepő módon nem más, mint hát öhm, tehát, izé, hogy sávzélesség, mobilról Youtube, USTREAM, Snapchat, Instagr.am and shit. Évről évre elég erőteljesen nő a gerinchálózaton átvitt adatmennyiség, egyre több felhasználó van stb. Probléma, hogy ráadásul ez a növekedő forgalom csomósodik, egy napra vetítve 25%-ában az időnek. Minél dinamikusabb hálózatot kell kiépíteni emiatt, hogy átcsoportosíthassuk az erőforrásokat, amennyiben szükséges. Elvileg a kábel kapacitása 100 Tbps, ennek kb. a tizede kihasználható a mai rendszerekkel. A fogyasztás pedig kb. 1W/1Gbps, ami nem sok, de nem is kevés főleg ha 100 Tbps-ra gondolunk.

Amik nagyon hiányoznak az **áttöréshez**:

- **Tisztán optikai** jelfeldolgozás - optikai kapu, nemlineáris jelenségek
- **3R, WC**, optikai logikák, stb.
- **Optikai számítógép**
- **Csomagkapcsolt optikai hálózatok**
- **Rugalmas optikai hálózat** (elasztikus hálózat, SDN)

Megvalósítható feladatok

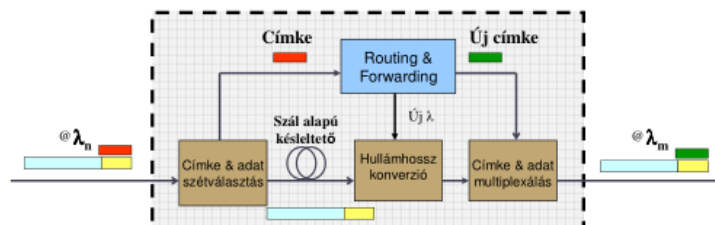


- **Sebesség**
 - Optikai nemlineáris jelenségek => gyorsabb működés, mint a leggyorsabb elektronika
 - Rövid optikai impulzusokat könnyebb létrehozni, mint a rövid elektromos impulzusokat (fs)
- **Ár / Egyszerűség**
 - Nincs drága O-E-O átalakítás a rendszerben
 - Csak a hálózat határán van O-E vagy E-O átalakítás
- RF hatásokra nem érzékeny
- Kis jelvesztés (?)
- DE
- A megvalósítható feladatok komplexitása korlátozott

A cél: **Tisztán** optikai **csomagkapcsolt** hálózat

A tisztán optikai csomagkapcsolt hálózat megvalósításának fő problémái, hogy nincs optikai vezérlésű optikai memória, nincs elég gyors stabil kapcsoló, és tisztán optikai jelfeldolgozás (fejlécek bontása, és felrakása, bitfaragás stb.). Optikai memória helyett megoldás lehet a kapcsolt késleltető vonal (SDL) de ez nem valami rugalmas megoldás. A fejléceket ugyan lehetne külön hullámhosszon küldeni, de akkor ismét időzítési problémák léphetnek fel.

Csomópont funkcionális felépítése



A hybrid (optikai és elektronikai) csomópont

- nagysebességű (pl. 10 Gbit/s) alapsávi csomag-folyam teljesen optikai átvitele
- címke elektronikus feldolgozása a csomópontban (közben a csomag késleltetése)
- a hullámhossz-konverter vezérlése
- új címke előállítás, csomaghoz hozzáadása

A jelenleg **elérhető** megoldás:

Optikai Burst kapcsolás: **azonos célhoz tartó csomagok** esetén előre egy időintervallumra lefoglaljuk a csatornát és burst-öt küldünk. Átvitel után a kapcsolatot lebontják. Nem szükséges optikai memória (nem kell puffert alkalmazni) .

Ismét egy BuzzWord gyűjtemény:

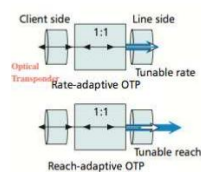
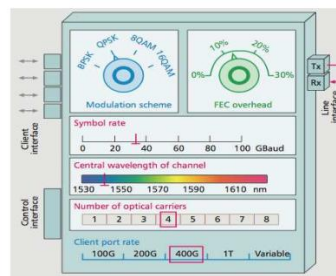
Rugalmas optikai hálózat

A meglévő és a jövőben várhatóan felmerülő alkalmazások támogatására rugalmas és hatékony hálózat szükséges

- Flexibilis spektrum kiosztás, hangolható transceiver-ek, flexibilis OXC
- Flexibilis Optikai Csomópontok
- Útvonalválasztás és spektrum kiosztás megoldása

Software defined network

- Hangolható (rugalmas) transceiver
- A software defined radio-hoz hasonló elv (már megint a rádiós kommunikációból vesszük el a módszereket)

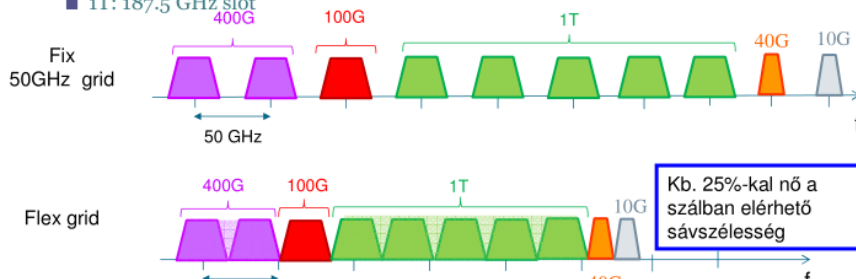


A cél: mindig az elérhető leghatékonyabb erőforrás-kihasználás az adott minőségi feltételek mellett... NEM,NEM, QoS TAKARODJ!

Növelni kellene a spektrális hatékonyságot, magasabb rendű modulációval, sűrűbb csatornakiosztással, kisebb védősávok alkalmazásával, OOFDM-mel stb. Emellett flexibilisre kellene tervezni a csatornakiosztást és lefoglalást (**FlexGrid** kezdeményezés), nem lenne fix a csatornatávolság, és sávokat is ide oda tologathatnánk. De jó lenne...

Flexgrid

- A spektrális hatékonyság növelése érdekében fix csatornatávolság (50GHz/100GHz) helyett flexibilis csatornatávolság menedzsmentet alkalmazunk
 - 6.25 GHz grid
 - 12.5 GHz sáv szélesség lépcső
- A csatorna távolság a csatornán folyó kommunikációnak megfelelően állítható
 - 10G 40G: 25 GHz slot
 - 100G & 200G: 37.5 GHz slot
 - 400G: 75 GHz slot
 - 1T: 187.5 GHz slot



Adaptív rendszer: alkalmazkodjunk - forgalomhoz, minőségromláshoz, szál típushoz, sebességigényekhez stb.

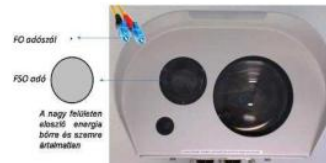
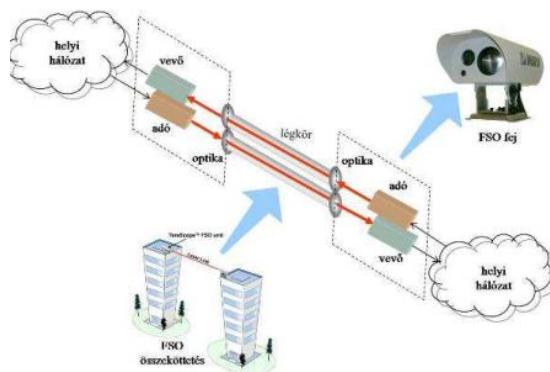
Hogyan: dinamikus modulációváltás, csatorna-újrakiosztás, spektrális szélesség állítása stb.

10-11. Szabadtéri optikai rendszerek

FSO - Free Space Optics

A rövid távolságú néhány **10-100 m** sávszélesség-igényes alkalmazásokhoz ideális technológia lehet az FSO. Leginkább **épületek** közti **kommunikációra** használják tartalék rendszerként, esetleg **mikrohullámú rendszerek mellé**. Előnye, hogy olyan helyeken használható, ahol más **RF kommunikáció tiltott** (pl.: repterek, stb.). **Nehezen lehallgatható, biztonságos** csatorna. **Nem szükséges engedélyztetni**, mivel olyan frekvenciasávban működik, ahol ez nem szükséges (200 THz körül, 1250 nm-en).

Rendszer felépítése

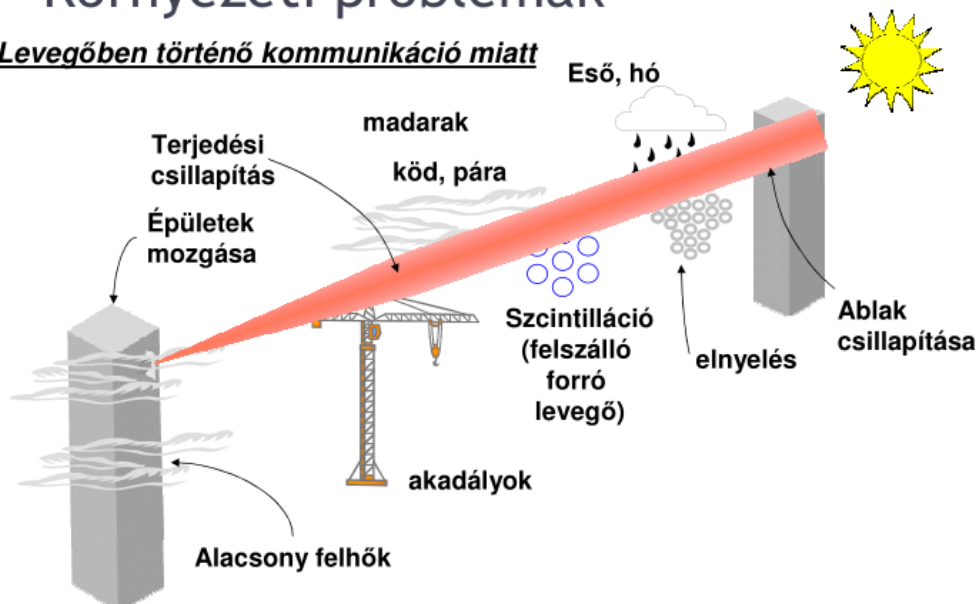


Full duplex

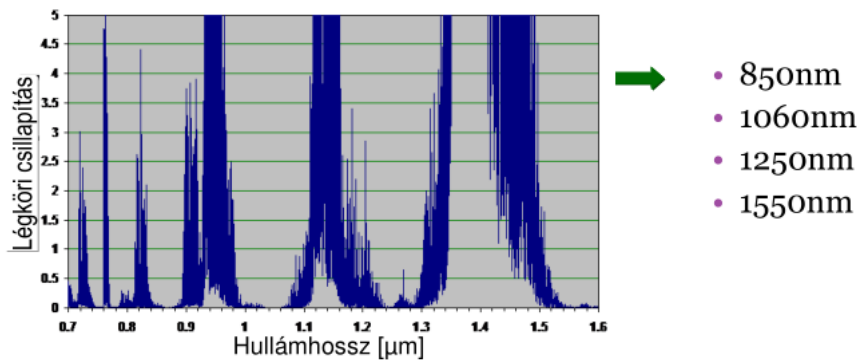
Legtöbbször a terjedési közeg a földfelszínhez **közeli levegő**, ezért ennek a sajátosságaihoz alkalmazkodnunk kell. Amik **tönkretesznek** a kapcsolatunkat:

Környezeti problémák

Levegőben történő kommunikáció miatt



A csillapítás mértéke a levegőben a következőként alakul: (ezért használjuk az 1250 nm hullámhosszt)



	csillapítás	látótávolság	
Tiszta időjárás	0.2 ÷ 1 dB/km	10 ÷ 25 km	Rayleigh szórás
Eső	3 ÷ 9 dB/km	2 ÷ 4 km	Geometriai szórás
Hó	7 ÷ 12 dB/km	1 ÷ 2 km	
Köd, pára	30 ÷ 80 dB/km	200 ÷ 500 m	Mie szórás
Erős köd	≈ 300 dB/km	≈ 50 m	

Éves szinten néhány órára szakad meg a kapcsolat összegezve, jellemzően 500 m feletti távolságú összeköttetéseknel. Azért, hogy ezekben az időkben se legyünk kapcsolat nélkül, be szoktak építeni tartalék mikrohullámú rendszereket. Ez a két megoldás jól kiegészíti egymást, mivel pl.: esős időben a mikrohullámú link használhatatlan, ekkor az FSO link vígan teszi a dolgát, ködben pedig éppen megfordul ez a tendencia.

Az FSO előnyei:

Előnyök

- Átlátszó, protokoll független, nagy sávszélesség
- gyorsan telepíthető, áthelyezhető
- **nem szükséges frekvencia engedély**
 - Fény: szabályozás alá eső frekvencia sávokon kívül esik
- **interferencia mentes működés**
 - Az adatátvitelhez használt lézer fény érzéketlen a környezet elektromágneses zavaraira és nem okoz interferenciát más eszközökben, beleértve a vezeték nélküli összeköttetéseket is.
 - A minimális távolságot és/vagy irányszöveget megtartva az FSO link más lézeres összeköttetésekre sincs hatással még akkor sem, ha sugaraik keresztezik egymást.
- full duplex átvitel
- alacsony egészségkárosító hatás
- **kiemelkedő adatbiztonság**
 - Az alkalmazott lézersugár keskeny és láthatatlan, detektálása a sugáron kívül sem megfigyeléssel sem műszerekkel nem lehetséges.
 - A két végpont között a levegőben a sugár megcsapolása a gyakorlatban nem megoldható vagy azonnal észlelhető.
 - A lézerfej megfelelő elhelyezésével illetve takaró panel alkalmazásával a sugár célhelyszínen túli terjedése megakadályozható.
 - Még a sugárhoz való hozzáférés esetén is precízen beállított, állványra szerelt lehallgató berendezésre lenne szükség, amely ráadásul csak az egyik irányba folyó adatokat tudná elfogni.

Fontos, hogy az FSO lézerek nem károsak a környezetre, illetve, ha esetleg belenézünk közvetlen közletről az FSO lencsébe akkor is 10 másodpercig nem okoz maradandó károsodást a retinában. Nem látható fényű tartományban működik az FSO! Ilyen magas hullámhosszú sugárzás keresztülmegy a

retinán, és nem okoz ott károsodást. Ráadásul magasabb hullámhossz = kisebb fotonenergia! Az FSO-val elérhető sebességkategóriák a következők:

- **alacsony** (1-10 **Mbps**)
- **közepes** (10-100 **Mbps**)
- **nagy** (100-2,5 **Gbps**; WDM 10 **Gbps**; teszt: 160 **Gbps**)

VLC kommunikáció:

Erről nem vagyok hajlandó írni, már olyan rohadt unalmas...

The End

Fénytvádközlő rendszerek és alkalmazások

2. TÉMACSOPORT

Szombathy Csaba
ÓRÁI ALAPJÁN KÉSZÍTETTE: SCHRANZ ÁGOSTON

L^AT_EX-konzulens:
SZILI TAMÁS

Háglerek:
SANYIKA & CSICSKA GYEREK

2015. december 17.

1. Koaxiális kábelek jellemzői

1.1. Ideális koaxiális kábelek hullámimpedanciája

Tetszőleges távvezetékre igaz, hogy a hullámimpedancia kifejezhető a hosszegységre eső ellenállással, induktivitással, vezetéssel és kapacitással a következőképpen:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}}.$$

Ideális távvezeték esetében $R' = 0$ és $G' = 0$, így a képlet egyszerűsödik:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}}.$$

Meg kell tehát határozni a koaxiális kábel hosszegységre eső induktivitását és kapacitását.

A hosszegységre eső kapacitás meghatározása Tekintsünk egy l hosszú koaxiális kábelt, legyen a belső vezetőjének sugara r_1 , külső vezetőjének belső sugara pedig r_2 , a két vezető közti szigetelőréteg permittivitása pedig $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$. Tételezzük fel, hogy a belső vezető hosszegységre eső töltése $\frac{Q}{l}$, a külső vezetőé pedig $-\frac{Q}{l}$. Ekkor a szigetelőben fellépő elektromos térerősség nagysága felírható a következőképpen (Gauss-tétel alapján, levezetést nem részletezve):

$$E(r) = \frac{Q}{2\pi\varepsilon lr},$$

ahol r a kábel középpontjától vett távolság. A két vezető közti feszültség innen integrálással meghatározható.

$$U = \int_{r_1}^{r_2} E(r) dr = \frac{Q}{2\pi\varepsilon l} \int_{r_1}^{r_2} \frac{1}{r} dr = \frac{Q}{2\pi\varepsilon l} \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)$$

A feszültségfüggvény ismeretében a hosszegységre eső kapacitás is számítható:

$$C' = \frac{C}{l} = \frac{Q}{U} \cdot \frac{1}{l} = \frac{2\pi\varepsilon}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}$$

A hosszegységre eső inductivitás meghatározása Ugyanazt a modellt használjuk, mint a kapacitás meghatározása során, de most legyen a belső vezetőben folyó áram I , a külső vezetőben folyó áram pedig $-I$, a dielektrikum permeabilitása pedig $\mu = \mu_0\mu_r$. Ismert (levezetést ugyancsak nem részletezve), hogy egy végtelen hosszú vezető körül, melyben I áram folyik, a mágneses térerősség nagysága

$$H(r) = \frac{I}{2\pi r},$$

ahol r a vezetőtől való távolság. Lineáris dielektrumot feltételezve meghatározhatjuk a fluxust.

$$\phi = \int_A \mu \mathbf{H} \, d\mathbf{A} = \mu \frac{I \cdot l}{2\pi} \int_{r_1}^{r_2} \frac{1}{r} \, dr = \mu \frac{I \cdot l}{2\pi} \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)$$

A fluxus ismeretében számítható a hosszegységre eső inductivitás:

$$L' = \frac{L}{l} = \frac{\phi}{I} \cdot \frac{1}{l} = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right).$$

A hullámimpedancia meghatározása

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} = \sqrt{\frac{\mu}{4\pi^2\varepsilon} \ln^2\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \frac{1}{2\pi} \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)$$

Látható tehát, hogy az ideális koaxiális kábel hullámimpedanciája az anyagjellemzők illetve a geometriai paraméterek függvénye. Azonos anyagok és azonos r_2 esetén a belső vezető vastagságát változtatva lehet különböző hullámimpedanciákat elérni. Példaként: egy 75Ω -os kábel belső ere vékonyabb, mint egy 50Ω -os kábelé.

1.2. Kisveszteségű koaxiális kábelek csillapítása és fázistolása

Feltételezzük, hogy mostantól nem ideális kábellel dolgozunk, aminek R' hosszegységre eső ellenállása ugyan alacsony, de nem nulla, viszont G' hosszegységre eső vezetését továbbra is vegyük nullának. Felírva a terjedési egyenletét, a következő eredményt kapjuk:

$$\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} = \sqrt{j\omega L' j\omega C' \left(1 + \frac{R'}{j\omega L'}\right)} =$$

$$\begin{aligned}
&= j\omega\sqrt{L'C'}\sqrt{1 + \frac{R'}{j\omega L'}} \approx j\omega\sqrt{L'C'}\left(1 + \frac{R'}{2 \cdot j\omega L'}\right) = \\
&= \frac{R'}{2}\sqrt{\frac{C'}{L'}} + j\omega\sqrt{L'C'} = \alpha + j\beta.
\end{aligned}$$

A közelítésnél feltételeztük, hogy R' kicsi, ezért a gyökfüggvényt Taylor-sorának első két tagjával közelítettük. Az α csillapítási tényező függ a hosszegységre eső ellenállástól, amit a behatolási mélység ismeretében közelíthetünk. A behatolási mélység frekvenciafüggő, tehát a csillapítás sem állandó a teljes spektrumon. A β fázistényező lineáris függvénye a frekvenciának és $\beta(\omega = 0) = 0$, tehát lineáris fázismentet biztosít.

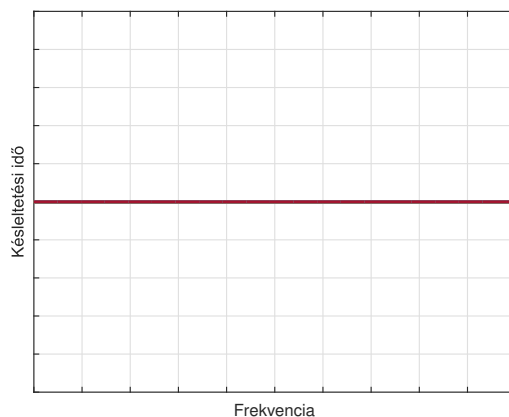
2. Torzítások

2.1. Lineáris torzítások

Lineáris torzításnak nevezzük azokat a torzításokat, melyek a jelek spektrális összetevőinek az amplitúdóarányát illetve egymáshoz képesti fáziskülönbségét változtatják, de a kimeneti jelspektrum nem tartalmaz új összetevőket, amelyek a bemeneten nem voltak jelen. Általánosan $U_{be} = A \cdot \sin(\omega t + \phi_1)$ alakú bemeneti feszültség esetén a kimeneti feszültség alakja $U_{ki} = B \cdot \sin(\omega t + \phi_2)$. A lineáris torzítások leírhatóak lineáris hálózatjellemző függvényekkel (átviteli karakterisztika, átviteli függvény!).

Műsorszóró rendszerekben a többutas terjedés is lineáris torzítást okoz, ezért fontos ellene védekezni. A csatorna lineáris torzítását például OFDM-rendszerekben a pilot-vivők alapján lehet mérni, majd utólag kompenzálni.

Általános esetben két feltételnek kell teljesülnie ahhoz, hogy egy rendszer ne okozzon lineáris torzítást. Amplitúdókarakterisztikájának konstansnak kell lennie a frekvencia függvényében (2. ábra), fázismenetének pedig origón átmenő – tetszőleges meredekségű – egyenesnek, ez utóbbit nevezzük lineáris fázismenetnek (3. ábra).



1. ábra. Lineáris torzítás elkerüléséhez szükséges késleltetési idő

Az első feltétel triviális, a második pedig könnyen belátható. Minden spektrális komponenst egyforma mértékben kell késleltetni ahhoz, hogy ne okozzunk lineáris torzítást és ne változtassuk meg az egymáshoz képesti idő-

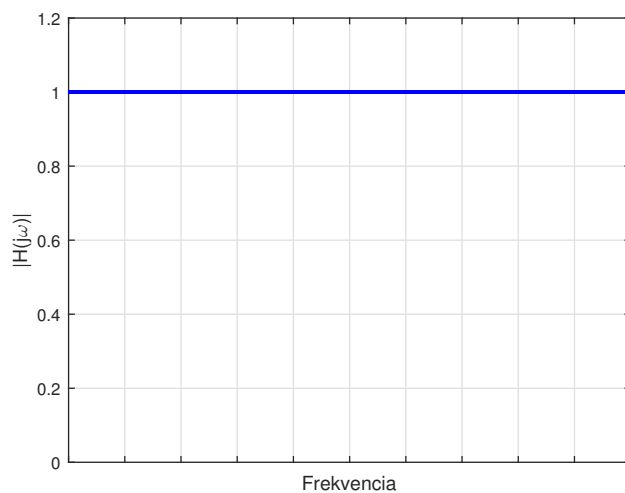
beli helyzetüket (1. ábra). Innen:

$$\frac{\Delta t}{T} = \frac{\Delta \varphi}{2\pi},$$

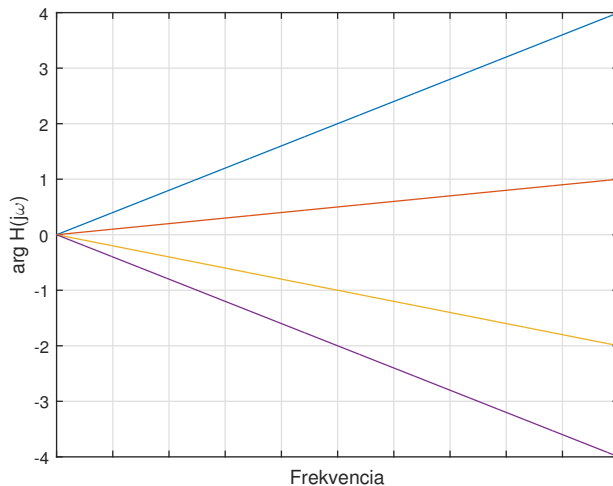
ahol T a periódusidő az adott frekvencián. Ezt átrendezve:

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi}{T} \cdot \Delta t = \omega \cdot \Delta t.$$

Látható, hogy a fáziskarakterisztika a frekvenciának lineáris függvénye és átmegy az origón, hiszen $\Delta \varphi(\omega = 0) = 0$. A karakterisztika meredeksége a késleltetési idő ($\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = \Delta t$), ami tetszőleges értékű lehet.



2. ábra. Egyenletes amplitúdókarakterisztika



3. ábra. Lehetséges lineáris fázismenetek

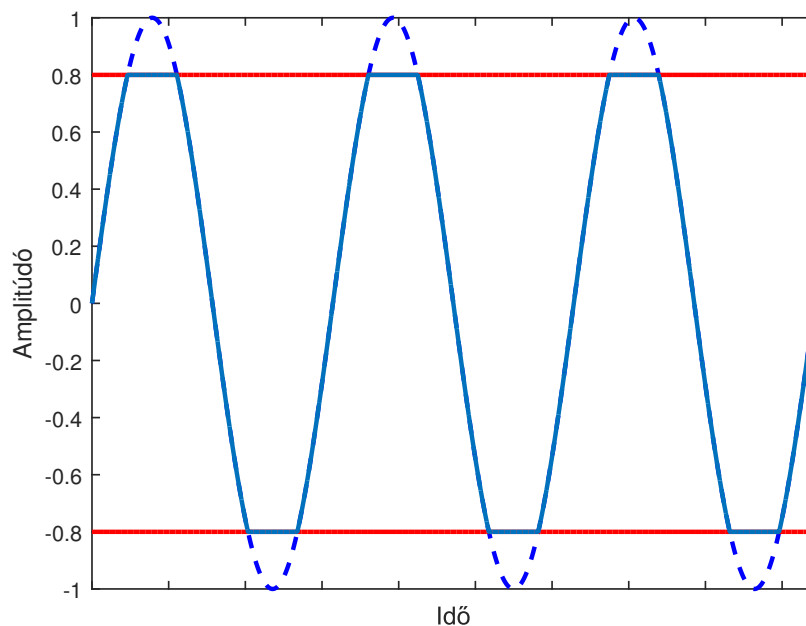
2.2. Nemlineáris torzítások

Nemlineáris torzításnak azon torzításokat nevezzük, melyeknél a bemeneti és kimeneti feszültség közötti kapcsolat nemlineáris. Ennek következtében a jel spektrumának nem csak az amplitúdó- és fázismenete változik meg. Megjelennek komponensek olyan frekvenciákon is, amelyeket az eredeti spektrum nem tartalmaz, sőt, adott esetben az eredeti jelkomponensek meg sem jelennek a kimeneten.

A nemlineáris torzításokat két nagy csoportra oszthatjuk: lágy illetve kemény nemlineáris torzításokra. Mindkettő esetében beszélhetünk memóriás és memóriamentes esetről: memóriás torzítás során a kimeneti jel értéke nem csak az aktuális bemeneti jelértéktől függ, hanem a korábbi kimeneti értékektől is. A memóriás torzításra jó példaként szolgálhat a vasmagos eszközök hiszterézises **B-H**-görbéje.

Kemény nemlineáris torzítások Kemény nemlineáris torzításról akkor beszélhetünk, ha a bemeneti és kimeneti jel közti kapcsolat nem fejthető Taylor-sorba. Általában valamiféle határoló jellegű kapcsolatot jelent (például: túlvezérelt erősítő telítésbe megy), amint az a 4. ábrán látható. Kommunikációs rendszerekben nagyon káros, zenei területen viszont kihasználják a

hatását (pl.: torzító effektusok).



4. ábra. Kemény nemlineáris torzítás

Lágy nemlineáris torzítások Lágy nemlineáris torzítások esetén a bemenő és kimeneti jel kapcsolata Taylor-sorba fejthető. Két fontos eset fordulhat elő: amikor a kimenő feszültség a bemenő feszültségnek páros illetve páratlan hatványa. (Ezek együttes hatását később jellemezzük.) Minden levezetés feltételezi, hogy az azonos frekvenciájú komponensek a kimeneten fázishelyesen adódnak össze.

- Páros fokú lágy NL torzítás hatását másodfokú esetben vizsgáljuk, de az általános megállapítások tetszőleges magasabb fokszámra (4,6,8,...) is igazak.

$$U_{ki} = U_{be}^2$$
$$U_{be} = \sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t)$$

Ezen feltételek mellett $U_{ki} = \sin^2(\omega_1 t) + \sin^2(\omega_2 t) + 2 \cdot \sin(\omega_1 t) \sin(\omega_2 t)$.
 Addíciós tételek alapján a $\sin^2()$ -es tagok felbonthatóak egy-egy DC-összetevőre és kétszeres frekvenciás tagra, a $\sin(x) \sin(y)$ -jellegű tag pedig összeg- és különbségi frekvenciás tagok összegére:

$$U_{ki} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2\omega_1 t) + \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2\omega_2 t) + \sin((\omega_1 + \omega_2)t) + \sin((\omega_1 - \omega_2)t).$$

Megfigyelhető, hogy az eredeti jelkomponensek nem jelennek meg a kimeneten! Nagyfrekvenciás tartományban keskenysávú rendszerek esetében a páros fokú torzítási termékek távol esnek a használt sávtól. Esetünkben, ha ω_1 és ω_2 azonos sávon belüli, akkor a kétszeres és összegfrekvencia jóval a sáv fölé esik, a DC-összetevő és különbségi frekvencia pedig jóval a sáv alá.

- Páratlan fokú lágy NL torzítás hatását harmadfokú esetben vezetjük le, itt is lehet általánosítani egyéb páratlan fokszám (5,7,..) esetére.

$$U_{ki} = U_{be}^3$$

$$U_{be} = \sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t)$$

Innen a kimeneti feszültség:

$$U_{ki} = \sin^3(\omega_1 t) + \sin^3(\omega_2 t) + 3 \cdot \sin^2(\omega_1 t) \sin(\omega_2 t) + 3 \cdot \sin^2(\omega_2 t) \sin(\omega_1 t).$$

Ezt tagonként felbontva:

$$\sin^3(\omega_1 t) = \frac{3}{4} \cdot \sin(\omega_1 t) - \frac{1}{4} \cdot \sin(3\omega_1 t),$$

$$\sin^3(\omega_2 t) = \frac{3}{4} \cdot \sin(\omega_2 t) - \frac{1}{4} \cdot \sin(3\omega_2 t),$$

$$3 \cdot \sin^2(\omega_1 t) \sin(\omega_2 t) = \frac{6}{4} \cdot \sin(\omega_1 t) + \frac{3}{4} \cdot \sin((2\omega_1 - \omega_2)t) + \frac{3}{4} \cdot \sin((2\omega_1 + \omega_2)t),$$

$$3 \cdot \sin^2(\omega_2 t) \sin(\omega_1 t) = \frac{6}{4} \cdot \sin(\omega_2 t) + \frac{3}{4} \cdot \sin((2\omega_2 - \omega_1)t) + \frac{3}{4} \cdot \sin((2\omega_2 + \omega_1)t).$$

Páratlan fokszámú torzítás esetén tehát nem jelenik meg a kimeneten DC-összetevő, viszont megjelennek az eredeti komponensek, ezek ráadásul látszólagos erősítéssel is rendelkeznek. A legnagyobb gondot

azon tagok okozzák, amelyek a saját frekvenciasávjában okoznak zavarást: harmadfokú példa esetén a $2\omega_1 - \omega_2$ és $2\omega_1 + \omega_2$ frekvenciák, amelyek következtében a spektrum lecsengése lassabb lesz és csökken a vállcsillapítás.

Általános esetben: i -edfokú torzítás esetén megjelennek ω_1 és ω_2 azon lineáris kombinációi, ahol a két komponens együtthatóinak abszolútérték-összege i . Például $i=6$ esetén: $5\omega_1 \pm \omega_2$, $4\omega_1 \pm 2\omega_2$, $3\omega_1 \pm 3\omega_2$, stb.

Egy valós rendszer vizsgálata esetén összetettebb torzítást kell feltételeznünk, mint a pusztán másod-/harmadfokú példák esetében. Tekintve, hogy a harmadfokúnál nagyobb rendű torzítások a valóságban már nagyon hibás működés esetében fordulnak csak elő, az általános rendszerünk $U_{ki} - U_{be}$ kapcsolata a következő:

$$U_{ki} = A \cdot U_{be} + B \cdot U_{be}^2 + C \cdot U_{be}^3,$$

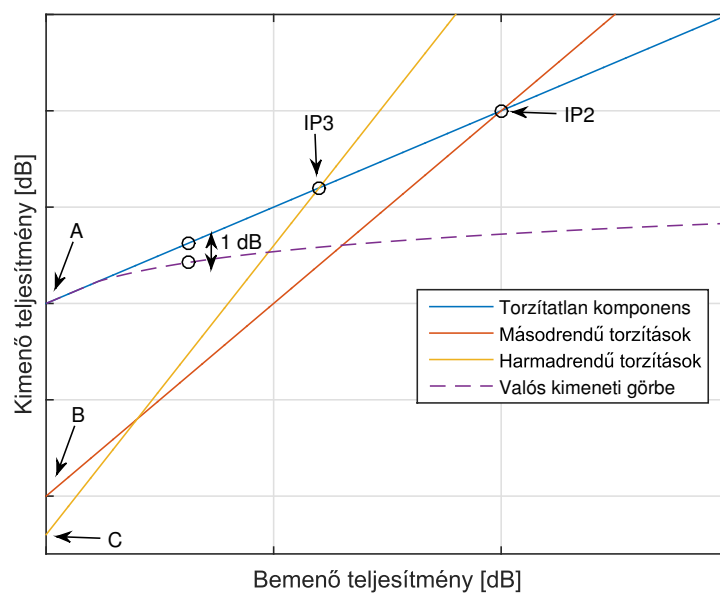
ahol $A \gg B, C$. Ábrázoljuk a bemenő és kimenő teljesítmény közti kapcsolatot logaritmikus diagramon (mindhárom tagot külön-külön). Ekkor három egyenest kapunk: az alaptagét egyszeres, a másodrendű tagét kétszeres, a harmadrendűét pedig háromszoros meredekséggel. Az egyenesek a $P_{be} = 1$ tengelyt rendre $\lg(A)$ -ban, $\lg(B)$ -ben és $\lg(C)$ -ben metszik. Fontos még megjegyezni, hogy az alaptaghoz tartozó görbe valós esetben csak egy bizonyos bemenő teljesítményig egyenes, előlött telítésbe megy a karakterisztika. Az ábrán ezt szaggatott vonal jelzi (5. ábra). Azt a pontot, ahol a valós karakterisztika már 1 dB-lel kisebb értéket vesz fel az ideálisnál, *1 dB-es kompressziós pont*nak nevezzük. Idáig már nem célszerű kivezérelni az adott áramkört.

A pontot, ahol az alaptag és a másodrendű torzítás egyenese metszi egymást, másodrendű torzítási metszéspontnak (IP2, second-order intercept point) hívjuk, a harmadrendű torzítás és az alaptag egyenesének metszéspontja pedig a harmadrendű torzítási metszéspont (IP3, third-order intercept point).

Az IP2 és IP3 mindig a telítéses szakaszra esnek, ezért nem mérhetőek, szerkesztéssel létrehozott pontokról van szó. Nagyobb IP2-höz kisebb B és ezáltal kisebb másodrendű torzítás, nagyobb IP3-hoz kisebb C és kisebb harmadrendű torzítás tartozik. A torzítási metszéspontok ismeretében az együtt-hatók, ezzel a rendszer bemenete és kimenete közti kapcsolat számítható.

Fontos továbbá, hogy a keskenysávú rendszereket csak az IP3-mal, a szélessávúakat viszont IP2-vel is lehet jellemezni, hiszen a páros torzítási ter-

mékek a keveredő frekvenciáktól távol keletkeznek; lehetőség szerint utóbbit célszerű használni.



5. ábra. Torzítási metszéspontok

3. Kábelhibák mérése

Ha egy kábelhibát szeretnénk megmérni, fontos, hogy a hiba pozícióját be tudjuk azonosítani, és képet kapjunk a hiba jellegéről is (pl: rövidzár/szakadás). Elterjedtek a reflektometrián alapuló módszerek, melyek során egy tesztjelet küldünk a kábelbe, majd együtt vizsgáljuk a beküldött és a – hibahelyről – reflektált jelet. Létezik időtartománybeli reflexión alapuló mérőmódszer (TDR) és frekvenciatartománybeli reflexión alapuló módszer (FDR) is, mindkettőnek vannak a másikkal szemben előnyei és hátrányai is.

3.1. Időtartománybeli reflexiós mérés (TDR)

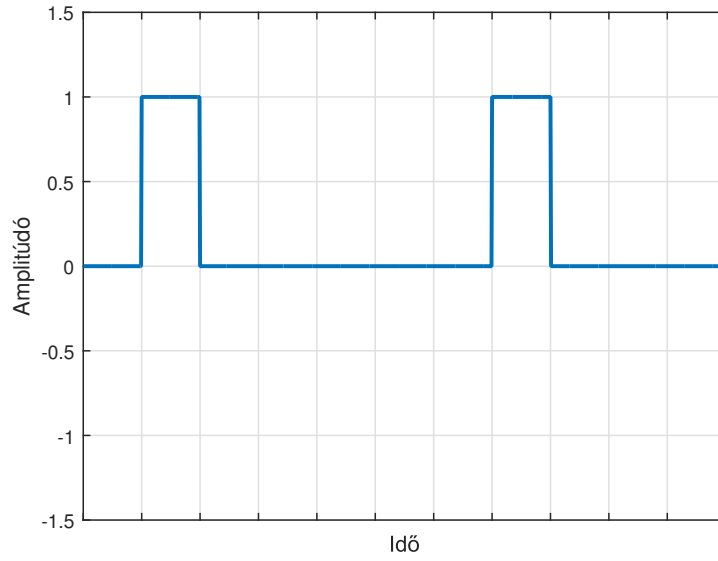
TDR mérés során a rendszerbe beküldünk egy mérőjelet, ami lehet többek között egységugrás vagy impulzus is. A mérőműszerünk tulajdonképpen nem más, mint egy nagy pontosságú oszcilloszkóp, amin a beküldött és reflektált jelek összegének időfüggvényét vizsgálhatjuk meg.

Ha a mérőjelünk egy impulzus, a hiba pozíciója meghatározható az eredeti és a visszavert impulzus között eltelt idő különbségéből (τ):

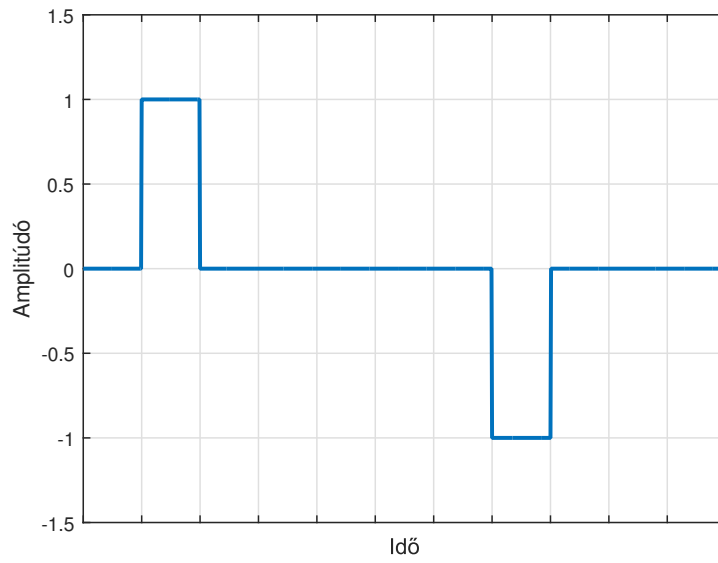
$$d_{hiba} = v \cdot \frac{\tau}{2} = \frac{c \cdot \tau}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_r}},$$

ahol d_{hiba} a hiba távolsága a kábel elejétől számítva, v a hullámterjedési sebesség a kábelben, c a vákuumbeli fénysebesség, ϵ_r pedig a kábel dielektrikumának relatív permittivitása. (A relatív permeabilitás értékét 1-nek vesszük.) A kettes osztóra azért van szükség, mert a reflektált jel a hibahelyig lévő távolságot kétszer tette meg τ idő alatt. Hasonló persze az eset akkor is, ha egységugrást küldünk a bemenetre: ekkor a hirtelen szintváltások között eltelt időt kell figyelni.

A hiba jellege, tehát a probléma forrásának impedanciája is fontos tényező. Impulzusos példánál maradva: ha ez az impedancia tisztán rezisztív, a beküldött és a visszavert jel amplitúdóarányából meghatározható a reflexiós tényező, abból pedig az impedancia (Példák: 6. és 7. ábra). *Természetesen figyelembe kell venni, hogy a visszavert jel amplitúdója csökken a kábelcsillapítás következtében is!* Amennyiben az impedancia reaktáns elemet is tartalmaz, a helyzet bonyolultabb: a lezárásból és a hullámimpedanciából együtt képzett időállandót is figyelembe kell venni.



6. ábra. Beküldött és visszavert impulzus szakadás esetén (ideális kábel)



7. ábra. Beküldött és visszavert impulzus rövidzár esetén (ideális kábel)

A TDR távolságbeli felbontása a reflektométer órajelének/időalapjának függvénye, ezért a hibahely nagyon pontosan lokalizálható, ám a módszer nem ad jó becslést a hiba impedanciájának frekvenciafüggésére. Ha keskeny impulzust használunk, a felbontás javul, ám a kis energia miatt a hatótávolság csökken; széles impulzus esetében fordított a helyzet. A módszer csak keskenysávú mérésre alkalmas, ráadásul van egy úgynevezett holttere: a kábel elejéhez túl közel lévő hibák detektálására nem alkalmas, mert a detektornak szüksége van az impulzus kiküldését követően egy rövid időre, míg alapállapotba tud állni.

3.2. Frekvenciatartománybeli reflexiós mérés (FDR)

FDR-mérés esetén a mérőjel egy nagy sáv szélességű sweep-jel. A reflektált hullámok interferálnak a beküldött haladó hullámmal, így a sáv végigmérése után egy hullámos diagramot kapunk. Ezen elvégezve az inverz gyors Fourier-transzformációt (IFFT) előállítható az időtartománybeli kép, ami alapján a terjedési sebesség ismeretében megállapítható a hiba helye és a hiba nagysága. Ha a TDR-nél az oszcilloszkópot használtuk analógiaként, akkor az FDR működése egy vektor-hálózatanalizátoréhoz hasonlítható.

Az FDR előnye a TDR-rel szemben, hogy jóval nagyobb frekvenciatartományban történik a vizsgálat, így olyan, nagyobb frekvenciákon jelentős hibákra is fény derülhet, amik felderítésére a TDR nem alkalmas. További pozitívum, hogy a módszernek nincs holttere. Hátránya azonban, hogy csak a hiba nagyságára lehet belőle következtetni, annak jellegére (szakadás/rövidzár jellegű) nem, valamint a távolságbeli felbontása is gyengébb.

3.3. Összefüggés a műszerbeállítások és az időtartománybeli kép közt

A reflexiómenetet mérő műszer beállításai és az időtartománybeli kép közötti összefüggések: a frekvenciabeli felbontás javul, minél nagyobb időablakon és minél több ponton végezzük el az FFT-t. A pontosság ugyanakkor nem javul a mintavételi frekvencia növelésével, mert a számításhoz használt tároló mérete állandó. *(Ez a rész megerősítésre szorul.)*