



## SZAKDOLGOZAT FELADAT

**Iványi László Máté**

villamosmérnök hallgató részére

### Optoelektronikus oszcillátorok vizsgálata

A jelen és a jövő mobil hálózataiban kritikus feladat a nagy tisztaságú, kis zajú, magas frekvenciájú, milliméterhullámú elektromos jel előállítása. Erre a problémára jelenthet megoldást az optikai adó-vevő párt és egy késleltető visszacsatoló hurkot, tehát optikai és elektromos elemeket is tartalmazó optoelektronikus oszcillátor alkalmazása.

A hallgató feladatának a következőkre kell kiterjednie:

- A kapcsolódó szakirodalom áttekintésével mutassa be az optoelektronikus oszcillátorok (OEO) működését, főbb jellemzőit! Tekintse át az elrendezés építőelemeit!
- Tervezzen egyhurkos OEO struktúrát a rendelkezésre álló elemek felhasználásával! A rendszer építőelemeit karakterizálja!
- Építse fel az elrendezést és mérésekkel igazolja a visszacsatoló hurok hossza és a módustávolság, illetve a fáziszaj közti összefüggést!
- Tegyen javaslatot egy olyan architektúrára, amellyel a fáziszaj és a módustávolság szempontjából eltérő optimális visszacsatoló hurok problémája kiküszöbölhető! Mérésekkel igazolja a javasolt módszer működőképességét!
- Vizsgálja meg, hogy a multifunkcionális félvezető optikai erősítő alkalmazható-e ebben a rendszerben!

**Tanszéki konzulens:** Gerhátné Dr. Udvary Eszter, docens

**Külső konzulens:**

Budapest, 2021. szeptember 24.

Dr. Imre Sándor  
egyetemi tanár  
tanszékvezető

#### **Konzulensi vélemények:**

Tanszéki konzulens:  Beadható,  Nem beadható, dátum:

aláírás:

Külső konzulens:  Beadható,  Nem beadható, dátum:

aláírás:



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

**Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem**  
Villamosmérnöki és Informatikai Kar  
Hálózati Rendszerek és Szolgáltatások Tanszék

Iványi László Máté

# **OPTO-ELEKTRONIKUS OSZCILLÁTOROK VIZSGÁLATA**

KONZULENS

**Gerhátné Dr. Udvary Eszter**

BUDAPEST, 2021

# Tartalomjegyzék

<b>Összefoglaló .....</b>	<b>5</b>
<b>Abstract.....</b>	<b>6</b>
<b>1 Bevezetés .....</b>	<b>7</b>
<b>2 Irodalmi összefoglaló .....</b>	<b>8</b>
2.1 Oszcillátor .....	8
2.2 Az opto-elektronikus oszcillátor (OEO) .....	8
2.2.1 Az OEO alapvető működése.....	8
2.2.2 Stabilitás.....	12
2.2.3 Optikai szórások .....	12
2.3 Optikai adó.....	14
2.3.1 Lézerforrás .....	14
2.3.2 Optikai modulációk.....	15
2.4 Optikai vevő.....	18
<b>3 Egyhurkos OEO szimulációs vizsgálata .....</b>	<b>21</b>
<b>4 Egyhurkos OEO mérések.....</b>	<b>24</b>
4.1 Felhasznált eszközök és műszerek.....	24
4.2 Az adó karakterizálása .....	25
4.3 Az elektromos jel veszteségei .....	27
4.4 A veszteségek kompenzálása .....	30
4.5 A zárt kör mérései .....	32
4.5.1 Mérési elrendezés .....	32
4.5.2 Módusok közti távolság mérése.....	33
4.5.3 Fáziszaj mérése .....	36
4.5.4 Egy módus kiválasztása .....	38
<b>5 További OEO megoldások .....</b>	<b>40</b>
5.1 Kéthurkos OEO megoldások .....	40
5.2 Félvezető optikai erősítővel (SOA) megvalósított OEO .....	45
5.2.1 Elméleti háttér.....	45
5.2.2 SOA optikai zaj spektruma .....	45
5.2.3 A SOA karakterizálása, mint erősítő és modulátor.....	46
5.2.4 FSR és fáziszaj mérése nem hőfokstabilizált SOA-t alkalmazva .....	49

5.2.5 Hőfokstabilizált SOA-val végzett mérések.....	50
5.2.6 FSR és fáziszaj mérése, lézert nem tartalmazó OEO elrendezésben.....	55
<b>6 Összefoglalás.....</b>	<b>57</b>
6.1 Eredmények értékelése .....	57
6.2 További célok .....	57
<b>Irodalomjegyzék.....</b>	<b>59</b>

# HALLGATÓI NYILATKOZAT

Alulírott **Iványi László Máté**, szigorló hallgató kijelentem, hogy ezt a szakdolgozatot meg nem engedett segítség nélkül, saját magam készítettem, csak a megadott forrásokat (szakirodalom, eszközök stb.) használtam fel. Minden olyan részt, melyet szó szerint, vagy azonos értelemben, de átfogalmazva más forrásból átvettem, egyértelműen, a forrás megadásával megjelöltem.

Hozzájárulok, hogy a jelen munkám alapadatait (szerző(k), cím, angol és magyar nyelvű tartalmi kivonat, készítés éve, konzulens(ek) neve) a BME VIK nyilvánosan hozzáférhető elektronikus formában, a munka teljes szövegét pedig az egyetem belső hálózatán keresztül (vagy hitelesített felhasználók számára) közzétegye. Kijelentem, hogy a benyújtott munka és annak elektronikus verziója megegyezik. Dékáni engedéllyel titkosított diplomatervek esetén a dolgozat szövege csak 3 év eltelte után válik hozzáférhetővé.

Kelt: Budapest, 2021. 12. 08.

.....  
Iványi László Máté

# Összefoglaló

A modern mobil hálózatokban az 5G megjelenésével szükség van a magas vivőfrekvenciás (>20 GHz), alacsony fáziszajú mikrohullámú jelek előállítására. A tendencia pedig azt mutatja, hogy a jövőben az egyre magasabb frekvenciák elérése lesz a cél, melyre kedvező megoldást nyújt az opto-elektronikus oszcillátor (OEO), amely a hagyományos elektronikus oszcillátorokhoz képest frekvenciafüggetlen fáziszajjal rendelkezik. A téma aktualitását jelzi, hogy például 2019-ben az International Microwave Symposium konferencián, Bostonban a diákok számára szervezett verseny témája az OEO volt, továbbá, hogy jelenleg is nagy mennyiségű tudományos publikáció jelenik meg ezen a szakterületen.

Az OEO elrendezés egy harmonikus oszcillátor, amely tartalmaz egy optikai adó-vevő párt, valamint egy optikai és elektromos elemekből álló késleltető visszacsatoló hurkot. A rezonáns módusok frekvenciáit az optikai késleltetés mértéke határozza meg, a veszteségek kompenzálására pedig egy elektromos vagy optikai erősítő fokozat szolgál.

Dolgozatomban az elméleti háttér összefoglalása után bemutatom az OEO szimulációs és mérési eredményeit. Munkám során elsőként szimulációval vizsgáltam meg az optikai késleltetés mértéke és az egyhurkos OEO fáziszaja, valamint a rezonáns módusok közti távolság közti kapcsolatot. Ezek után összeállítottam az egyhurkos OEO elrendezését, és mérésekkel igazoltam a szimuláció eredményeit. Ezt követően – az egyes építőelemek karakterizálása után – különböző OEO topológiákat mértem be a fent említett két paraméter optimalizálása érdekében. Végül egy újfajta megoldást adtam, amelyben a multifunkcionális félvezető optikai erősítőt (SOA), mint modulátort alkalmaztam az OEO elrendezésében.

# Abstract

With the advent of 5G in modern mobile networks, there is a need to produce microwave signals with a high carrier frequency ( $>20\text{GHz}$ ) and low phase noise. The tendency shows that achieving higher and higher frequencies will be the future goal. Compared to conventional electronic oscillators, the opto-electronic oscillator (OEO) will provide a favourable solution, which has a frequency-independent phase noise. The topicality of the subject is indicated by the fact, that for example, in 2019, at the International Microwave Symposium conference in Boston, the theme of the student competition was OEO, and that a large number of scientific publications in this field are still being published.

The OEO arrangement is a harmonic oscillator containing an optical transmitter and a receiver, and a delay feedback loop consisting of optical and electrical elements. The frequencies of resonant modes are determined by the degree of optical delay, and an electrical or optical amplifier block is used to compensate for the losses.

In the thesis, after summarizing the theoretical background, the OEO simulation and measurement results will be presented. During my work, I first investigated by simulation the relationship between the optical delay and the phase noise of the single loop OEO and the free spectral range (FSR). After that, I compiled the single loop OEO, and verified the simulation results by measurements. Then, after characterizing each building block, I measured the different OEO topologies to optimize the two parameters mentioned above. Finally, I gave a new method, in which I applied the multifunctional semiconductor optical amplifier (SOA) as a modulator in the OEO loop.

# 1 Bevezetés

A modern mobil hálózatokban az 5G megjelenésével szükség van a magas vivőfrekvenciás (>20 GHz), alacsony fáziszajú mikrohullámú jelek előállítására. Mikrohullámú jel előállítására alkalmasak a hagyományos elektromos áramkörök, mint például a dielektromos oszcillátor, a kvarc oszcillátor, a frekvencia sokszorozó és a fáziszárt hurok (PLL) [1]. Ezeknek az elektromos áramköröknek a hátránya azonban, hogy a frekvencia növekedtével (>1 GHz) romlik a fáziszajuk. Ugyanakkor előnyük, hogy általában kis helyigénnyel rendelkeznek. Az 1. táblázat az elektromos oszcillátorok fentebb említett paramétereit foglalja össze.

Típus	Fáziszaj	Frekvencia	Méret
Dielektromos oszcillátor	Jó	Kisebb, mint 1 GHz	Kicsi
Kvarc oszcillátor	Jó	Kisebb, mint 1 GHz	Kicsi
Frekvencia sokszorozó	20lgN szerint romlik	Kisebb, mint 30 GHz	Nagy
Direkt frekvencia szintézer	20lgN szerint romlik	Kisebb, mint 30 GHz	Nagy
Digitális frekvencia szintézer	20lgN szerint romlik	Kisebb, mint 6 GHz	Kicsi
PLL frekvencia szintézer	20lgN szerint romlik	Kisebb, mint 30 GHz	Kicsi

1. táblázat Különböző mikrohullámú jelforrások összehasonlítása [1].

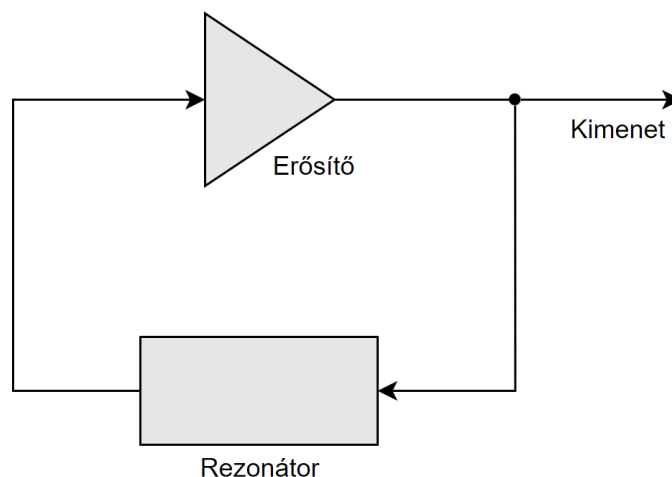
Az elektromos oszcillátorokkal szemben az optikai elven működő mikrohullámú jelgeneráló eszközök fáziszaja független a vivőfrekvenciától. A számos optikai megoldási lehetőség (két-frekvenciás lézer forrás, optikai fáziszárt hurok, módus csatolás és külső moduláció) [2] közül az opto-elektronikus oszcillátort (OEO) választottam ki. Az alábbiakban az OEO-val kapcsolatos szakirodalmat foglalom össze.



## 2 Irodalmi összefoglaló

### 2.1 Oszcillátor

Az oszcillátor egy olyan áramkör, amely nulla bemenő jel mellett képes periodikus jelet előállítani. A harmonikus oszcillátor az oszcillátorok egy típusa, melynek kimenetén közelítőleg szinuszos jelet kapunk. Az oszcilláció szükséges feltétele, hogy a Barkhausen kritérium ki legyen elégítve, miszerint pozitív visszacsatolás mellett a nyílt hurkú erősítés egységnyi, a visszacsatolt jel fázistolása pedig  $2\pi$  egész számú többszöröse [3]. A harmonikus oszcillátor általános felépítéséhez lásd az 1. ábrát. A rezonátor biztosítja az oszcillációs frekvenciát, az erősítő pedig a körben keletkezett veszteségek kompenzálására szolgál [4].



1. ábra A harmonikus oszcillátor felépítése.

### 2.2 Az opto-elektronikus oszcillátor (OEO)

#### 2.2.1 Az OEO alapvető működése

Az opto-elektronikus oszcillátorról (OEO) először X. S. Yao és L. Maleki, a NASA Jet Propulsion Laboratory kutatói publikáltak 1994-ben. Az elsődleges cél az volt, hogy kis fáziszajú mikrohullámú jelet tudjanak előállítani magasabb frekvenciákon is [5].

Az OEO egy optikai és egy elektromos részből áll, általános elrendezésére lásd a 2. ábrát. Az optikai részhez tartozik a lézerforrás, a külső modulátor, az optikai szál, mint késleltető vonal, az optikai csatoló és a fotodetektor. Az elektromos részegységek közé

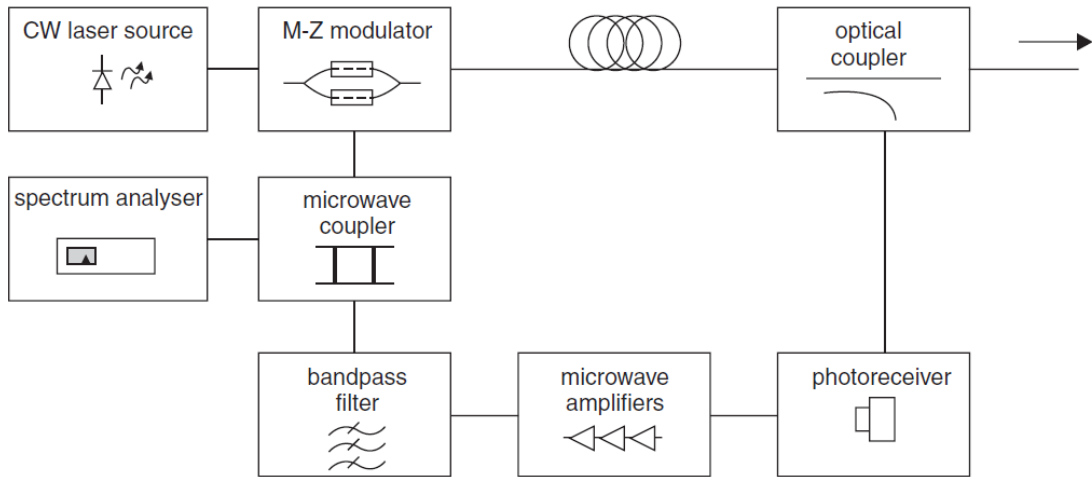
tartozik a mikrohullámú erősítő, a sáváteresztő szűrő, valamint a mikrohullámú csatoló. A lézer folytonos optikai jelet bocsát ki magából, amely keresztülhalad az intenzitásmodulátoron. A mikrohullámú jellel modulált optikai vivő ezek után végighalad egy hosszú optikai szálon, amely lényegében meghatározza a rezonátor hosszát. A fotodióda által detektált jel a mikrohullámú erősítőn, majd a mikrohullámú szűrőn át zárva a hurkot a modulátor RF bemenetére kerül. Az önfenntartó oszcilláció zaj hatására indul be. A módusok frekvenciáit az optikai késleltetés mértéke határozza meg [6].

Az OEO egyik legnagyobb előnye, hogy a fáziszaj frekvenciafüggetlen, így nagy frekvenciasávban (100 MHz-től több 100 GHz-ig) alkalmazható [7]. A harmonikus oszcillátorok által előállított szinuszos jel minőségét a jósági tényezővel ( $Q$ -faktor) jellemezhetjük, melynek definíciója:  $Q = \frac{f_0}{\Delta f}$ , ahol  $f_0$  a rezonancia frekvencia és  $\Delta f$  a féltértékszélesség (FWHM – Full Width at Half Maximum). Az OEO jósági tényezője ( $Q_d$ ) arányos az oszcillációs frekvenciával ( $f_0$ ), valamint a késleltetéssel ( $\tau$ ), és [8] alapján a következőképpen számítható ki:

$$Q_d = \pi f_0 \tau \quad 1)$$

Az optikai szál hosszának növelésével nő az optikai késleltetés, ami által nagyobb jósági tényezőt, így kisebb fáziszajt érhetünk el [9]. Mivel a jósági tényező arányos a frekvenciával, ezért a tervezés során nem hagyható figyelmen kívül a minél nagyobb frekvencia elérése.

A mikrohullámú erősítő az elektromos-optikai hurokban keletkezett veszteségek kompenzálására szolgál. Ugyanakkor a fáziszajt elsősorban az erősítő nem ideális volta okozza [10]. Az egymódusú működés elérése érdekében egy sáváteresztő szűrőt (BPF) kell alkalmazni a hurokban, amelynek a másik feladata az erősítő nemlinearitásából eredő harmonikusok elnyomása [6]. Az optikai és mikrohullámú csatolók segítségével ki tudjuk vezetni mind a modulált optikai, mind az elektromos jeleket. Ez nagy előnye az OEO-nak más elektromos oszcillátorokkal szemben, amelyet számos RF fotonikai alkalmazásban ki lehet használni [11].



2. ábra Az OEO általános elrendezése [4].

Az OEO karakterizálható az oszcillációs módusok közti távolsággal, melynek angol rövidítése FSR (free spectral range). Az FSR-t a (2) egyenlet definiálja [12]:

$$FSR = \frac{1}{\tau} = \frac{c}{nL} \quad 2)$$

ahol  $\tau$  az optikai szál késleltetése,  $c$  a vákuumbeli fénysebesség,  $n$  az optikai szál törésmutatója és  $L$  az optikai szál hossza. Az oszcillációs frekvencia a (3) egyenlettel fejezhető ki, ahol  $k$  a módus szám. Látható, hogy az OEO frekvenciája a módusok közti távolság egész számú többszöröse.

$$f_0 = k \cdot FSR \quad 3)$$

A (3) egyenletet felhasználva, az oszcillációs frekvenciára az alábbi összefüggést kapjuk:

$$f_0 = \frac{k}{\tau} = \frac{kc}{nL} \quad 4)$$

Az OEO fáziszaját több összetevő befolyásolja, mint például a lézer relatív intenzitás zaja (RIN), a lézer frekvencia zaja, a fotodetektor sörétzaja, az erősítési zaj, valamint optikai szórások, mint a Rayleigh-szórás [13], a Brillouin-szórás és a Raman-szórás [14]. A fáziszajt a vivőtől adott offset frekvencia távolságban szokás megadni dBc/Hz-ben. A „side-mode suppression ratio” (SMSR) az oszcillációs frekvencia és az ahhoz legközelebbi hamis módus teljesítménybeli arányát fejezi ki [15]. Az egymódusú működés érdekében szükséges a minél nagyobb SMSR érték elérése.

Ahogy az korábban említésre került, az optikai szál hosszának növelésével nagy mértékben növelhető a jósági tényező és csökkenthető a fáziszajt. Azonban a késleltető vonal hosszának növelése a módusok közti távolság csökkenésével jár. Ezáltal nehezebbé válik az oldalsó módusok elnyomása. A szűrő áteresztő sávjában hamis módusok jelennek meg, ami jelentősen megnehezíti az oszcillációs frekvencia kiválasztását. Az egymódusú működés fenntartása érdekében a hamis módusokat nagy mértékben el kell nyomni. A kívánt frekvencia szűréséhez nagyon jó Q-faktorú és nagyon keskeny sávú mikrohullámú sáváteresztő szűrőre van szükség, amelynek az elérése a magasabb frekvenciák felé haladva egyre nehezebb feladat.

A fent említett probléma megoldására több módszer is létezik. Az egyik a kéthurkos OEO alkalmazása. Ebben a megoldásban két különböző hosszúságú optikai szál adja a visszacsatoló ágat. Az oszcilláció fázisfeltétele azokra a frekvenciákra lesz igaz, amelyek mindkét hurokra teljesülnek. A módusok közti távolságot a rövidebbik hurok, míg a fáziszajt a hosszabbik hurok fogja meghatározni. Ezáltal nagy FSR értéket és alacsony fáziszajt lehet elérni egyszerre [16].

Egy másik módszerben az optikai késleltető vonal szerepét egy nagy Q-faktorú optikai rezonátor helyettesíti. Többféle rezonátort lehet megkülönböztetni, mint például a Fabry-Perot (FP) rezonátort, a „whispering gallery mode” (WGM) rezonátort [17], és a „fiber ring” rezonátort (FRR) [18]. Ezeknek a rezonátoroknak az a nagy előnyük, hogy kis méretük (ami jelentősen lecsökkenti az OEO méretét) ellenére is nagy optikai késleltetést, így kis fáziszajt tudnak megvalósítani, továbbá integrált formában is képesek hatékonyan működni, aminek köszönhetően az OEO-t egy chipen meg lehet valósítani. A rezonátor kis méretének köszönhetően nagy FSR érhető el [19], [20]. Az FSR értéke a GHz-es tartományba is eshet, amellyel elkerülhető a nagy Q-faktorú, keskeny áteresztő sávval rendelkező és drága mikrohullámú szűrő tervezése, illetve megvásárlása [21]. A nagyon kis méretű rezonátorok esetében nincs szükség mikrohullámú szűrőre sem, ugyanis ezek az optikai tartományban mikrohullámú szűrést is végeznek [22], [23].

Egy másik megoldást jelent az úgynevezett „self-injection-locked” (SIL) OEO alkalmazása. Ennek a módszernek a lényege az, hogy az elektromos hurok kimenő jelének egy része vissza van injektálva önmagába, miután keresztülhaladt egy hosszú optikai késleltető vonalon. Az elektromos hurok az oszcillátor, míg az optikai hurok a visszacsatoló ág [24]. A visszacsatolt elektromos jel frekvenciája megegyezik az oszcillációs frekvenciával, így lockolva az elektromos hurkot [25]. Ezáltal csökkenthető

a frekvencia és a fázis fluktuáció. Az egymódusú működés feltétele, hogy a visszacsatoló hurok jelteljesítménye nagyságrendekkel kisebb legyen, mint az oszcillációs huroké. Az elérhető fáziszaj csökkenthető az optikai késleltető vonal hosszának vagy az optikai teljesítménynek a növelésével [26].

Az OEO-val kapcsolatban számos kutatási tématerület felmerülhet. Ilyen például a jel detektálás, a jelfeldolgozás, a mérések optimalizálása, az integrált OEO megvalósítása, a rendszer vezérlése, a módus kiválasztás, valamint az alacsony fáziszajú jel létrehozása [5]. Dolgozatomban ez utóbbi kettővel foglalkoztam részletesebben.

### **2.2.2 Stabilitás**

Mint minden más oszcillátor esetében, így az opto-elektronikus oszcillátornál is lényeges szempontot képez a nagy frekvencia stabilitás elérése. Az OEO rövid távú stabilitását biztosítja a nagyon alacsony fáziszaj, azonban a hosszútávú stabilitásnak korlátozó tényezője az elektro-optikai hurok hőmérsékletre érzékeny fázisa [27]. Az oszcillátor jóságát két elem határozza meg: az optikai szál és az elektromos szűrő. Ennek következtében nagy mértékben ennek a két elemnek a környezeti hőmérsékletre való érzékenysége adja az OEO frekvenciájának hőmérsékletfüggését. Az optikai szál törésmutatója a leginkább hőmérsékletfüggő, ezért a környezeti hőmérséklet változásával ez befolyásolja a legnagyobb mértékben a frekvencia ingadozását. A törésmutató megváltozásával ugyanis megváltozik az optikai hossz [28]. Továbbá az optikai szál hossza is érzékeny a hőmérsékletváltozásra, amely a szál hosszának növelésével egyre jelentősebb. Az elektromos szűrő környezeti hőmérsékletre való érzékenységét igen fontos figyelembe venni, ugyanis a szűrő fázisváltozása frekvencia ingadozást, sőt módus ugratást is okozhat. A módus ugratás azt jelenti, hogy a frekvencia ingadozás következtében a lehetséges módusok közül egy másikon fog oszcillálni az opto-elektronikus hurok. A fent említett problémák elkerülésére az OEO-t termikusan stabilizálni kell. Erre különböző hőmérséklet szabályzók és rezisztív hűtő-/fűtőberendezések szolgálnak megoldást [29].

### **2.2.3 Optikai szórások**

Az optikai szórások csillapítást okoznak a jel teljesítményében. Megkülönböztethetünk lineáris, illetve nemlineáris szórásokat. Az optikai szál

kommunikáció, így az OEO esetében is szükséges tárgyalni a lineáris Rayleigh-szórás, valamint a nemlineáris Raman- és Brillouin-szórásokat.

A Rayleigh-szórás oka az anyag dielektromos állandójának – a hullámhossznál kisebb mértékű – térbeli ingadozásához vezető inhomogenitás. Ezeket a térbeli inhomogenitásokat az amorf anyag kialakulása, az üvegszál gyártása során keletkezett sűrűség- és összetétel-inhomogenitások váltják ki. Ekkor ugyanis a magas hőmérsékleten kialakult termikus összetétel-fluktuáció „belefagy” az anyagba. További okai lehetnek a szennyeződések, zárványok, buborékok és repedések a szálban. A szóródás során a magból kilép az elektromágneses hullám, majd elnyelődik a héjban vagy valamelyik védőrétegben. A Rayleigh-szórás képezi a leglényegesebb szórási veszteséget az optikai szálban. A Rayleigh-szórás okozta veszteség erősen függ a hullámhossztól. A hullámhossz növekedtével a szórás a hullámhossz negyedik hatványával arányosan csökken [30].

Az optikai szálban lejátszódó nemlineáris szórások oka a fotonok szóródása egy alacsonyabb vagy magasabb energiaállapotba. Ellentétben a Rayleigh-szórással, a Brillouin-szórás és a Raman-szórás nemelasztikus és nemlineáris szórások, melyek során a módus, vagy a szórt fény frekvenciája megváltozik. A Raman- és Brillouin-szórások – ellentétben a Rayleigh-szórással – egy optikai jel esetén nem, hanem csak két különböző hullámhosszú fénykomponens közötti kölcsönhatás eredményeként jönnek létre. Mindkét eset tárgyalható az alábbiak szerint: a foton kölcsönhatásba kerül az anyag rácsrezgéseivel, melynek során egy alacsonyabb energiájú foton és egy fonon keletkezik. Az energiakülönbség a fonon formájában jelenik meg. A legalapvetőbb különbség a Raman- és a Brillouin-szórások között, hogy míg a Brillouin-szórásnál akusztikus, addig a Raman-szórásnál optikai fononok játszanak szerepet. Alacsonyabb optikai teljesítményeknél a spontán Raman-, illetve Brillouin-szórások által okozott csillapítások elhanyagolhatóak. Azonban egy küszöbérték felett a stimulált Raman- (SRS) és Brillouin-szórások (SBS) jelentőssé válnak. Az optikai teljesítmény küszöbértéke (egymódusú szál (SMF) esetében Brillouin-szórásnál kb. 100 mW, míg Raman-szórásnál kb. 1 W) felett mindkét esetben exponenciálisan nő a szórt fény intenzitása. Az SRS és SBS között további különbségeket lehet megállapítani, melyek az alábbiak: az SBS kizárólag a fény terjedési irányával ellenkező irányban lép fel, míg az SRS mindkét irányban fellép; a szórt fény frekvenciája az SBS esetében körülbelül 10 GHz-cel, míg az SRS esetében körülbelül 13 THz-cel van eltolva („Stokes shift”); végül a Brillouin

spektrum sávszélessége kisebb mint 100 MHz, míg a Raman spektrum sávszélessége a 20–30 THz feletti tartományba esik. Ezek az eltérések abból erednek, miszerint a Brillouin-szórás során akusztikus hullám keletkezik, melynek sebessége a fényvezető szálban nagyságrendekkel kisebb a fénysebességnél [14], [31], [32], [33].

Az optikai szórások kedvezőtlen hatásai közé tartozik, hogy növelik az OEO fáziszaját, valamint, hogy a Rayleigh-szórás [13] szerint növeli a RIN-t is. Az SBS-re és az SRS-re jellemző továbbá a módusok közti váltás, ami szintén nemkívánatos jelenség az OEO működése során. A stimulált Brillouin- és Raman-szórások kiküszöbölésének egyik módja az optikai teljesítmény lecsökkentése a küszöbértékek alá. Azonban a Rayleigh-szórás zaj spektruma szélesebb lesz alacsonyabb lézerteljesítmény mellett. Ezáltal a fáziszajt nagyobb offset frekvenciák mellett fogja befolyásolni a Rayleigh-szórás [34], [35]. Összefoglalva: alacsonyabb optikai teljesítményeknél a Rayleigh-szórás, magasabb optikai teljesítményeknél a Brillouin-szórás játszik domináns szerepet a fáziszaj létrejöttében, a Raman-szórásnak pedig a THz-es nagyságrendbe eső „Stokes shift” értéke miatt nincs jelentős hatása az OEO működésére.

## 2.3 Optikai adó

### 2.3.1 Lézerforrás

A lézerműködés a stimulált emisszió elvén alapszik. A stimulált emisszió során egy gerjesztett állapotban lévő elektront stimulál a beérkező foton arra, hogy egy alacsonyabb energiaszintre ugorjon le. A két energiaszint közti különbség egy újabb foton formájában jelenik meg, melynek a stimuláló fotonnal azonos a fázisa, a frekvenciája, az iránya és a polarizációja. Az új foton újabb fotont gerjeszt és így közelítőleg koherens fényt lehet előállítani [36]. A terjedés irányában a fotonok száma exponenciálisan növekszik. Az új foton azonban nem feltétlenül gerjeszt újabb fotont: előfordulhat, hogy az alapsávból gerjeszt egy elektront (abszorpció), az energiáját hő formájában átadja az atommagnak vagy átszalad az atomon [37]. A stimulált emisszió és így a lézerműködés feltétele, hogy a vezetési sávban nagyobb legyen az elektronok száma, mint a vegyérték sávban. Ezt elektromos pumpálás segítségével érhetjük el, ami azt jelenti, hogy egyenárammal gerjesztjük az aktív réteget, ahol létrejön a stimulált emisszió [38], [39].

A lézer ab ovo tartalmaz egy optikai rezonátort, melynek felépítése az alábbi. Az aktív réteget a két végén egy-egy tükörrel lezárjuk, melyekkel a fény kordában tartását

lehet biztosítani [40]. Az egyik tükör felületéről a fény ideális esetben teljes mértékben visszaverődik, míg a másik egy féligáteresztő tükör, amely lehetővé teszi a fény kicsatolását. A folytonos lézerműködéshez teljesülnie kell az amplitúdó- és a fázisfeltételnek. A folyamat spontán emisszióval kezdődik, majd a többszörös visszaverődésnek köszönhetően egyre jelentősebb lesz a stimulált emisszió is. Ahhoz, hogy kívülről is észrevegyük a stimulált emisszió hatását (azaz a nagyobb optikai teljesítményt), a lézernek le kell küzdenie a belső veszteségeket, – melyek elsősorban az abszorpcióból, a szóródásból és a két tükör veszteségeiből adódnak – tehát az erősítésnek egységnyinél nagyobbaknak kell lennie. A rezonátor üregében többszörös visszaverődés után, fázishelyes visszaérkezés esetében állóhullám alakul ki. A fázisfeltétel szerint ez azokra a hullámhosszokra lesz érvényes, amelyekre az alábbi egyenlet teljesül:

$$\lambda = \frac{2nL}{m} \quad 5)$$

ahol  $m$  egész szám,  $L$  az üreg hossza és  $n$  a törésmutató [41].

A lézer dióda nyitó irányú előfeszítés mellett működik. Aktív rétege egy félvezető anyag, amely egy p- és egy n-adalékolású réteg között található. A p és az n réteg tiltott sáv szélessége nagyobb (heteroátmenetes lézerek esetében), törésmutatója pedig kisebb mint az aktív rétegé. Ez egyrészt azt eredményezi, hogy az aktív rétegben nagy lesz a töltéshordozó sűrűség, másrészt biztosítja, hogy az aktív rétegben koncentrálódjon a fény. A lézerműködés beindulásához szükséges töltéspumpálás egy ohmikus kontaktuson keresztül valósítható meg [42].

### 2.3.2 Optikai modulációk

A lézer által kibocsátott optikai vivő paramétereinek elektromos jellel való változtatását optikai modulációnak nevezzük. A távközlésben leggyakrabban alkalmazott moduláció az intenzitásmoduláció, melynek két alfaját különböztethetjük meg: a közvetlen vagy direkt modulációt, illetve a külső modulációt.

A direkt intenzitásmoduláció esetében a lézer dióda vezérlő árama tartalmazza a moduláló jelet is. Ennek köszönhetően az optikai teljesítmény intenzitása a moduláló áram időfüggvénye szerint fog változni. A modulációt a karakterisztika lineáris szakaszán kell végezni a nemlineáris torzítások elkerülése érdekében. A lézerben megfigyelhető egy



rezgés a gerjesztett elektronok és a fotonok között. A gerjesztett elektronok száma csökken, amikor fotont bocsájtanak ki, aminek köszönhetően a fotonok száma is csökken. Ezt követően a gerjesztett elektronok száma ismét nőni kezd, ami a fotonok számának növekedéséhez vezet. Ezt a folyamatot relaxációs oszcillációnak nevezik, amelynek a rezonancia frekvenciája határozza meg a moduláló jel maximális frekvenciáját. A maximálisan alkalmazható moduláló frekvencia függ a munkaponti áramtól is, ugyanis a nagyobb munkaponti áram érték növeli a sáv szélességet. Azonban a nagy munkaponti áram csökkenti a lézer élettartamát, ezért kompromisszumot kell kötni annak megválasztásakor. A direkt intenzitásmoduláció során fellép a chirp effektus is, amely azt jelenti, hogy a moduláló áram hatására az optikai vivő intenzitása mellett a frekvenciája is megváltozik, ami az intenzitásmoduláció mellett egy frekvenciamodulációt eredményez. Ennek az a következménye, hogy a fellépő diszperzió hatására csökkeni fog a maximálisan alkalmazható modulációs frekvencia. [43].

A direkt intenzitásmoduláció egyik legnagyobb előnye, hogy egyszerű elektromos és optikai áramkörrel megvalósítható. További előnye, hogy a moduláció nagy mértékű linearitást mutat, valamint az, hogy nem kell számolni beiktatási csillapítással. Ezen felül nem igényel nagy teljesítményű moduláló jelet. Hátrányai közé tartozik a chirp effektus és az alacsonyabb sebesség.

Külső intenzitásmodulációk esetében a lézer munkaponti árama egy állandó érték, ezért a lézer egy folytonos, modulálatlan optikai jelet bocsájt ki magából. Az intenzitásmodulációt egy külső modulátor hajtja végre. A közvetlen modulációhoz képest magasabb elektromos frekvenciákon képes üzemelni, valamint a chirp effektus kevésbé jelentős, mint a közvetlen modulációs eljárásoknál. A külső intenzitásmodulátor alkalmazásával egy plusz optikai eszköz kerül a rendszerbe. Lényegében ebből adódnak a külső intenzitásmoduláció hátrányai, miszerint a közvetlen modulációval ellentétben itt már beszélni kell a beiktatási csillapításról, továbbá nagyobb helyigénnyel, fogyasztással és árral kell számolni, valamint a közvetlen modulációhoz képest nagyobb teljesítményű moduláló jelet igényel. Analóg moduláció esetében további problémát jelent a nemlineáris átviteli karakterisztika is.

A Mach-Zehnder modulátor (MZM) egy külső modulátor, amellyel optikai intenzitásmoduláció valósítható meg. Az optikai bemenetén egy csatoló található, amely két egyenlő részre osztja a beérkező optikai jelet. Ezek után a kettéosztott jel két hullámvezetőben terjed. Az MZM-ben legalább az egyik optikai hullámvezetőben az

elektrooptikai hatással képesek vagyunk modulálni az optikai jel fázisát egy elektromos jel segítségével. Az alkalmazott feszültség értékétől függően megváltozik az anyag optikai törésmutatója és ezáltal az optikai út hossza, ami befolyásolja a fázistolást. Ezek után egy csatoló egyesíti a két fázismodulált optikai jelet, ami az interferenciának köszönhetően a kimeneten egy intenzitásmodulált optikai jelet eredményez. A fentiek alapján az MZM-et elektrooptikai modulátornak is szokták nevezni [31].

Az MZM előnye, hogy megfelelő elektródaelrendezés mellett nem lép fel a chirp effektus, valamint, hogy 10 GHz vagy afeletti sebességgel is modulálható [32]. Hátránya azonban, hogy az MZM átviteli karakterisztikája nemlinearitást mutat. A feszültség vezérelt optikai intenzitásmodulátorok esetében az átviteli függvény a kimeneti optikai intenzitást adja meg az alkalmazott feszültség függvényében [33]. Az MZM néhány voltos moduláló jelet igényel. Általában 2 V feletti moduláló jelet szoktak alkalmazni [44].

Az elektroabszorpciós modulátor (EAM) egy félvezető struktúrájú modulátor, amellyel az MZM-hez hasonlóan optikai intenzitásmodulációt tudunk megvalósítani. Az EAM működése az elektroabszorpciós hatáson alapszik, miszerint elektromos tér jelenlétében megváltozik az anyag abszorpciós együtthatója, ami azt eredményezi, hogy a bejövő fényintenzitást az anyag más mértékben fogja elnyelni. Ennek következtében az elektromos jel függvényében tudjuk változtatni az optikai jel intenzitását [45].

Az EAM beiktatási csillapítása függ a vezetett módus abszorpciójától és szóródásától, a modulátor hosszától, valamint a csatlakoztatási veszteségtől. Minél hosszabb a modulátor, annál nagyobb a beiktatási csillapítása. A munkaponti DC feszültségérték egy fontos paramétere az EAM-nak. Alacsonyabb feszültségértékekhez hosszabb modulátor struktúra szükséges, ami azonban rontja a beiktatási csillapítást. Ennek ellenére elérhetőek a pár voltos DC feszültségértékek is. Az EAM nem igényel nagy teljesítményű moduláló jelet, az amplitúdója általában 2 V körül mozog [44]. Az EAM hátránya azonban, hogy átviteli függvénye nagy mértékű nemlineáris karakterisztikát mutat [36]. Az EAM előnye, hogy a félvezető struktúrájának köszönhetően integrálni lehet a lézerrel egy integrált áramkörön belül [46]. A modulációs sávszélesség a tíz GHz-es nagyságrendbe esik.

Az MZM és az EAM működési mechanizmusaikban alapvetően különböznek, ezért különböző tulajdonságokkal rendelkeznek. Összehasonlítva az EAM és az MZM

által igényelt moduláló jeleket, eredményül kb. 2V-ot kapunk mindkét esetben. Továbbá mindkét modulátor átviteli karakterisztikája nemlineáris. Az EAM alacsony DC feszültség értéke azonban előnyösebb az MZM-éhez képest. Az EAM beiktatási csillapítása 3–6dB, míg az MZM beiktatási csillapítása 10 dB körül mozog [44]. Az MZM tehát kedvezőtlenebb a beiktatási csillapítás szempontjából, ami a sok csatolásnak köszönhető, míg az EAM-et integrálni lehet a lézerrel, csökkentve ezzel a beiktatási csillapítást. Végezetül, mindkét modulátor típusra igaz, hogy több 10 GHz-en képesek működni [47].

## 2.4 Optikai vevő

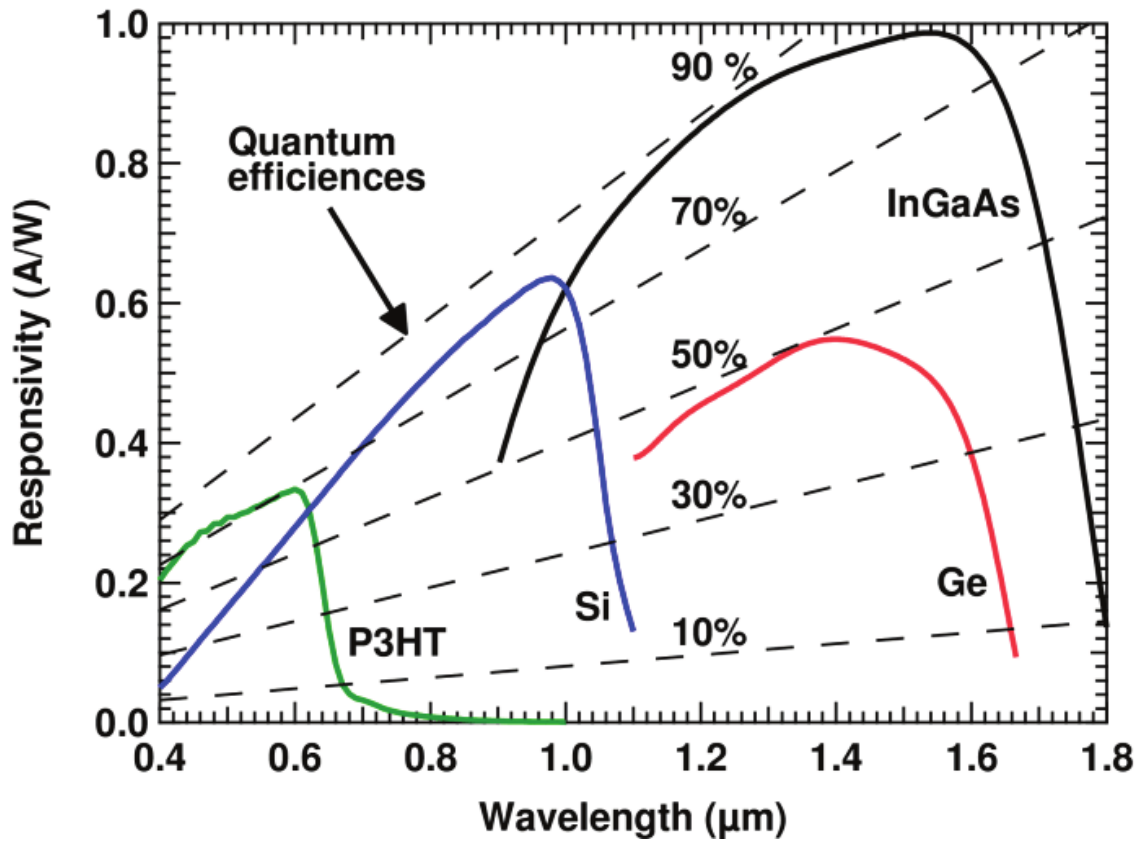
Az optikai vevő feladata az intenzitásmodulált optikai jel elektromos jellé való átalakítása a modulációs tartalom megőrzésével. A fotodetekciót egy záróirányban előfeszített p-n átmenet segítségével lehet megvalósítani. A folyamat a fotonok abszorpcióján alapszik. A p-n átmenetre beérkező fotonok elnyelődnek, melynek során elektronokat gerjesztenek az alapállapotból a vezetési sávba. A fotodióda kimenetén a beérkező fotonok számával arányos elektronszám jelenik meg, azaz a beérkező optikai teljesítmény arányos lesz a fotodióda kimenetén mérhető árammal, amelyet fotoáramnak nevezünk. A folyamat veszteséges, azaz nem nyelődik el minden foton és a létrejött töltéshordozók nem mindegyike vesz részt az áramvezetésben. A fotodetektort a kvantumhatásfokkal lehet jellemezni, mely megadja, hogy egy beérkező foton átlagosan mennyi elektront hoz létre, amely részt tud venni a vezetésben. Az eszköz érzékenységét (responsivity) a generált fotoáram és a beeső optikai teljesítmény arányával fejezhetjük ki [48].

A PIN dióda p és n adalékolású rétege között egy széles intrinsic réteg helyezkedik el. Az abszorpció lényegében az intrinsic tartományban fog lejátszódni, melynek során elektronok és lyukak keletkeznek. Az elektronok a kialakult térerősség következtében az n-típusú, míg a lyukak a p-típusú félvezető felé fognak áramolni. A PIN diódában nem játszódik le erősítési folyamat, tehát a kvantumhatásfok maximuma egy, azaz egy beérkező foton maximálisan egy elektron-lyuk párt generál. A sáv szélesség fordítottan arányos a kiürített réteg szélességével és egyenesen arányos a töltéshordozók sebességével, azaz a nagyobb sáv szélesség elérése érdekében az intrinsic rétegnek kisebb felületűnek kell lennie. Ekkor azonban nagyobb lesz a detekciós veszteség, tehát az adott rendszer igényeihez igazítva egy kompromisszumos megoldást kell találni. A

sáv szélességet korlátozza továbbá a fotodetektor időállandója, amely annak rezisztív és kapacitív tulajdonságaiból adódik. Mindezek ellenére a PIN dióda sáv szélessége a 10 GHz-et is meghaladhatja [49], [50].

A lavina dióda a PIN diódához hasonlóan záróirányú előfeszítés mellett üzemel. Szemben a PIN diódával, a lavina dióda záróirányú előfeszítése elég nagy ahhoz, hogy a szétválasztott töltéshordozók összeütközzenek a félvezető rácsszerkezetében lévő atomokkal. Az ütközés ionizálja az atomokat, amely által egy újabb elektron-lyuk pár keletkezik. Az újonnan létrejött elektronok ismét ütköznek a rácsszerkezetben lévő atomokkal, ami újabb elektron-lyuk párt generál. Ez az ionizációs folyamat egy belső erősítést ad az eszköznek [51].

A lavina dióda lavina effektusából adódik egyik előnye a PIN diódával szemben, miszerint nagyobb az érzékenysége (responsivity), ami azonban azzal jár, hogy a PIN diódához képest megnő a sörétzaj szintje, valamint a sokszorozódás miatt további zajjal is kell számolni. Ebből következik, hogy a jel-zaj viszony nagyobb lesz a PIN dióda esetében. A lavina dióda további hátránya, hogy a lavina effektus elérése érdekében nagyobb előfeszítést igényel, mint a PIN dióda, valamint, hogy működése hőmérsékletfüggő, ami miatt hőmérséklet-stabilizálásra van szükség [52].



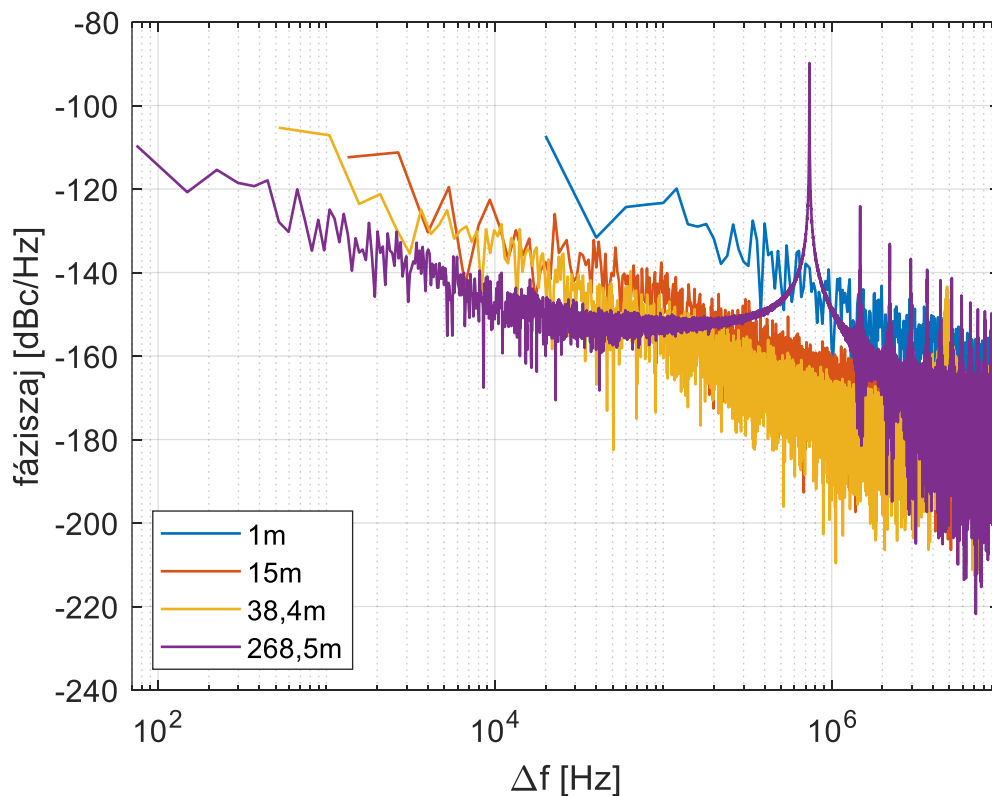
3. ábra Különböző anyagú fotodetektorok kvantum hatásfoka és érzékenysége (responsivity) [53].

A 3. ábráról látható, hogy a kvantumhatásfok és a fotodetektor érzékenysége anyag- és hullámhosszfüggő. Az ábra alapján az is könnyen érthető, hogy miért alkalmaznak az 1550 nm-es ablakban InGaAs-ből készült fotodetektorokat.

### 3 Egyhurkos OEO szimulációs vizsgálata

A szakirodalomban számos modellezési megoldás található az OEO-ra vonatkozóan. Ezek közül választottam ki az [54]-et, amelyben a szerző részletesen beszámolt a megalkotott OEO modelljéről, valamint az ehhez tartozó fáziszaj modelltől. A modell alapján megtalálható publikusan a Matlab forráskód is [55], amelyet felhasználva szimuláltam az általam tervezett OEO fáziszaját. Az alábbiakban a SingleOEO\_fig2.m MATLAB file futtatásának eredményei láthatók különböző körülfordulási idők (késleltetések) mellett. A késleltetéseket a (2) egyenlet alapján számoltam ki, melyben a szál hosszát úgy választottam meg, hogy a szimulált fáziszajt – a laboratóriumban rendelkezésre álló eszközöket felhasználva – a mérésekkel is össze tudjam hasonlítani. A fénysebesség értékét 299792458 m/s-nak, az effektív törésmutatót pedig a Corning® SMF-28® optikai szál alapján 1,4682-nek vettem.

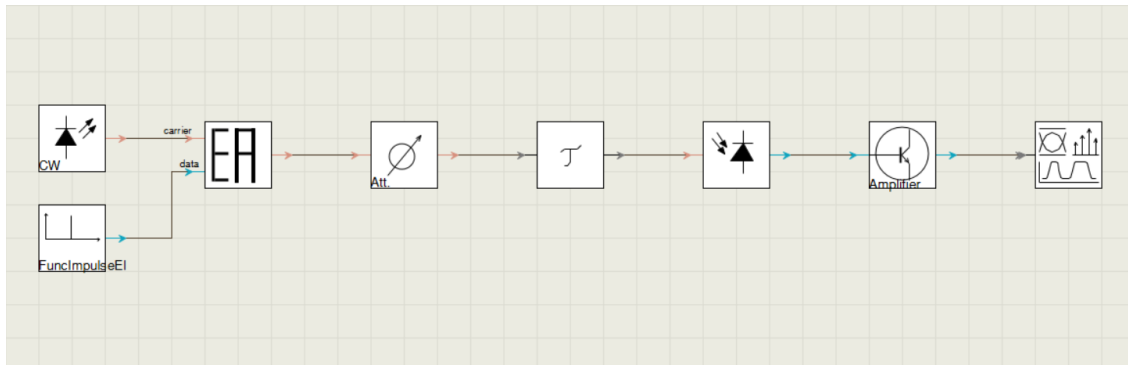
A 4. ábrán megfigyelhető, hogy a szál hosszát növelve csökken a fáziszaj abszolút értéke, ami az (1) egyenlet alapján megfelel a szakirodalomban leírtaknak. Nagyobb



4. ábra Fáziszaj szimulálása különböző szálhosszok mellett.

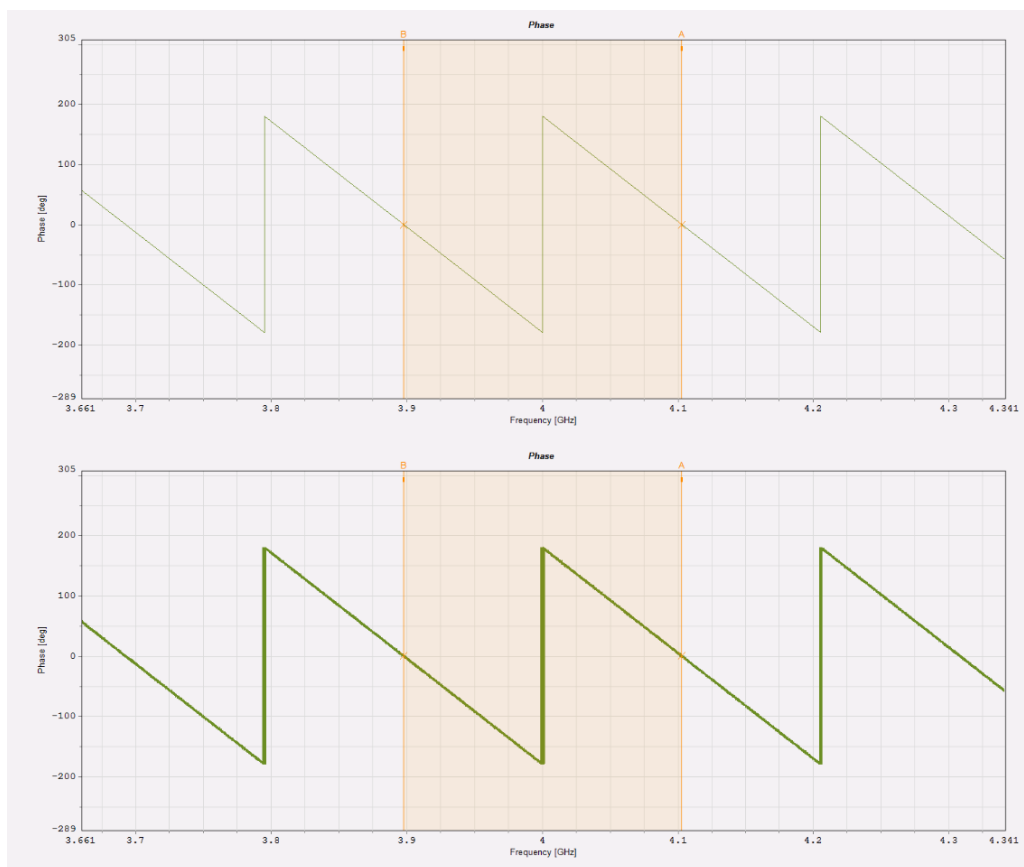
szálhosszok esetében csökkent a módusok közti távolság (FSR), ezért alacsonyabb frekvenciákig lehetett szimulálni a fáziszajt, mint a kisebb szálhosszok esetében.

Optikai rendszerek szimulálására az egyik legismertebb, a szakmában elfogadott szoftver az Optical Systems VPItransmissionMaker™ nevű terméke, amelyet a rezonáns módusok közti távolság (FSR) szimulálására alkalmaztam. A szoftver optikai és elektromos elemeket, valamint vizuális megjelenítő blokkokat is tartalmaz, amelyek segítségével az 5. ábrán látható módon felépítettem az OEO felnyitott körének modelljét.



5. ábra OEO felnyitott körének blokkvázlata a VPItransmissionMaker™ nevű szoftverben.

Az 5. ábrán kék, illetve narancs nyilak jelölik az elektromos, illetve optikai összeköttetéseket. Az adó egy folytonos optikai jelet kibocsátó lézerforrásból és egy EAM-ból áll. A felnyitott kör átvitelének vizsgálata céljából az EAM elektromos bemenetére egy impulzusgenerátort kötöttem. Az optikai szál beiktatási csillapítását egy 1 dB-es csillapítóval, a késleltetését pedig egy optikai késleltető elemmel modelleztem, amelynek értékét az előző szimulációval azonos módon állítottam be. Az összeköttetésben ezek után egy fotodióda és egy erősítő következik, melynek erősítése 64 dB. A felnyitott kör fázismentét egy vizuális megjelenítővel vizsgáltam. Az optikai szálhossz 1 m-es értéke mellett a 6. ábrán látható szimulációs eredményt kaptam (felül: zajmentes esetben, alul: vevőben fellépő termikus zaj mellett). Látható, hogy a termikus zaj hatására szélesebb frekvenciatartományban alakulnak ki a nullátmenetek, tehát a termikus zaj fáziszajként jelenik meg a rendszerben. A szimulációk során azt tapasztaltam, hogy az elrendezés más egységeiben (pl. lézer, erősítő) hozzáadott zaj is növeli a fáziszajt.



**6. ábra OEO felnyitott köre fázisátmenetének szimulálása a VPItransmissionMaker™ szoftverrel zajmentes esetben (felül), illetve termikus zaj mellett (alul). Az 'A' és a 'B' kurzorok két szomszédos nullátmenetet jelölnek.**

Megfigyelhető, hogy az elvárásoknak megfelelően a fázis periodikusan  $180^\circ$ -tól  $180^\circ$ -ig csökken. A zárt körben a rezonáns módusok ott fognak kialakulni, ahol a felnyitott kör átvitelének fázisa éppen  $0^\circ$ . Két szomszédos nullátmenet közti frekvenciakülönbség abszolútértéke megadja az FSR értéket, amely leolvasható az 'A' és 'B' kurzorok segítségével. A 2. táblázatban összefoglaltam az optikai szálhosszok és az FSR értékek kapcsolatát.

optikai szál hossza [m]	1	15	38,4	268,5
FSR [MHz]	205,128	13,617	5,317	0,760

**2. táblázat VPItransmissionMaker™ nevű szoftverrel szimulált FSR értékek különböző szálhosszok mellett.**



## 4 Egyhurkos OEO mérések

### 4.1 Felhasznált eszközök és műszerek

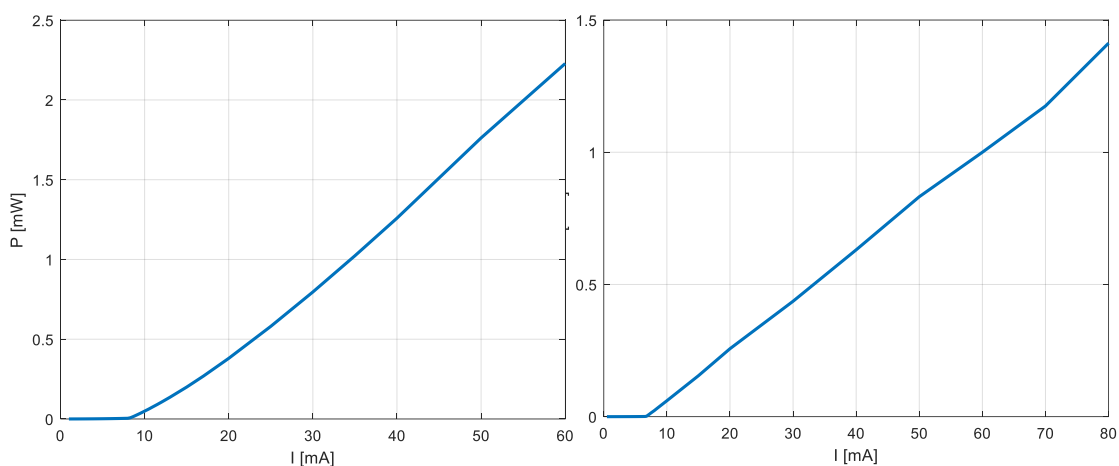
Az irodalomkutatás és a működés elvét bemutató szimulációs vizsgálat után megépítettem egy OEO elrendezést, amelyhez az egyes építőelemeket az irodalmi összefoglalóban leírtaknak megfelelően választottam ki. Az 1550 nm-es optikai ablakban dolgoztam, az adó egy lézer diódából és a nagy modulációs sáv szélesség igényt figyelembe véve egy külső modulátorból állt. Két modulátor típust vizsgáltam meg: EAM-et és MZM-et. Optikai vevőnek PIN diódát választottam, a veszteségeket pedig mikrohullámú erősítővel kompenzáltam. A következő alfejezetekben az OEO építőelemeinek a bemérését, illetve karakterizálását mutatom be, melyet az optikai szakasz és végül a zárt kör vizsgálata követ. Az alábbi felsorolásban összefoglaltam a mérések során felhasznált eszközök és műszerek listáját:

- Adó:
  - 10Gbps EML Module, CyOptics E2560 Series, Electro-absorption Modulated Laser, C-band
  - LD + JDSU 10GHz Mach Zehnder modulátor, AM-150
- Vevő:
  - DSC30S-39-FC/PC-K (20GHz)
- RF erősítők:
  - Avantek APT-10555 (4.5-10.5GHz)
  - Avantek AMT 3003M (4-8GHz)
  - Avantek AMG-4053M (1-4GHz)
  - Avantek AMT-8033 (4-8GHz)
  - Mini-Circuit ZX60-14012L-S+ (300kHz-14GHz), 10dBm max
- RF osztó
  - HP 11667A Power splitter DC-18GHz, 0.5W max
- Műszerek:
  - Rohde&Schwarz SMU 200A Vector Signal Generator
  - Rohde&Schwarz FSQ 26 Signal Analyzer (20Hz-26.5GHz)

- tápegység
- LD controller, ILXLightwave LDC-3724B
- ID OSA Optical Spectrum Analyzer
- Kábelek:
  - RF kábelek
  - SMF, G.652 optikai kábelek

## 4.2 Az adó karakterizálása

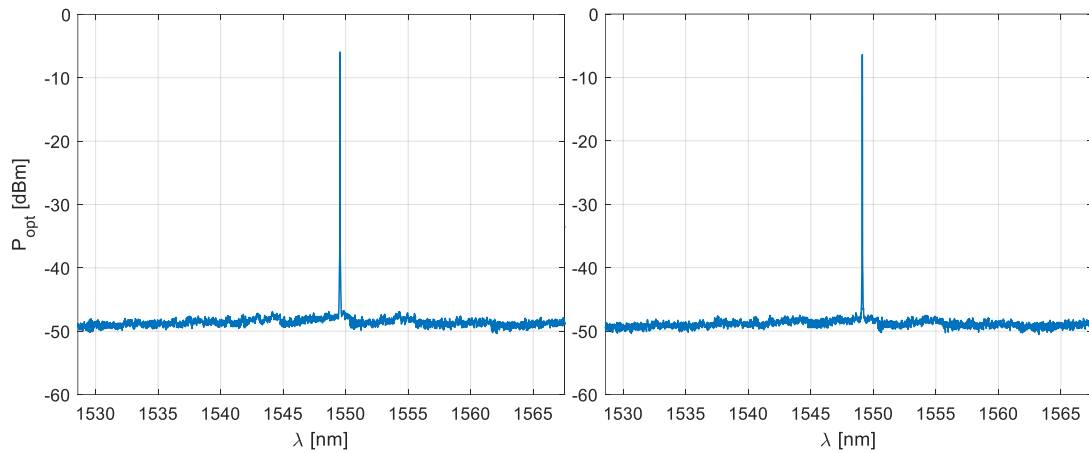
Ebben az alfejezetben bemutatom az optikai adó általam mért karakterisztikáit. Először összehasonlítottam a két adó DC karakterisztikáját, amely a 7. ábrán látható.



**7. ábra Lézer+EAM (bal) és lézer+MZM (jobb) kimeneti optikai teljesítménye a meghajtó áram függvényében.**

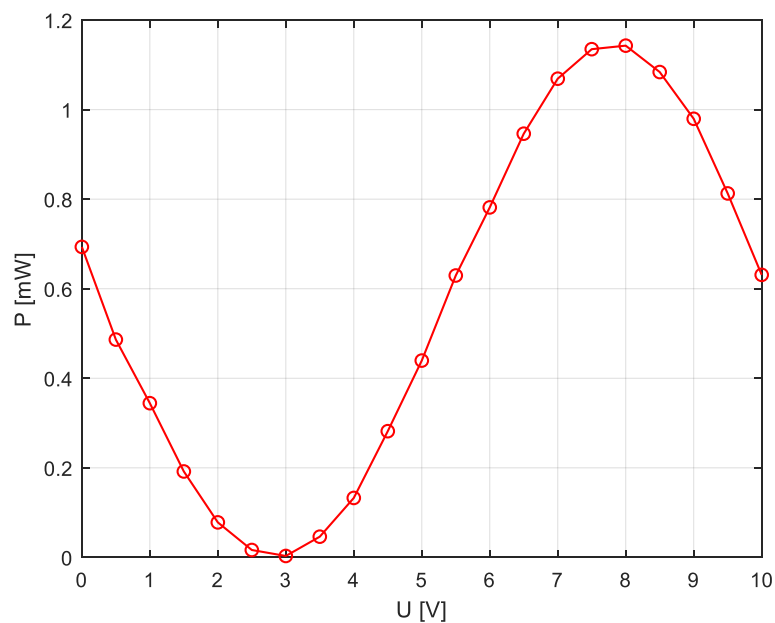
A DC karakterisztikákról látható, hogy mindkét lézer kb. 10mA felett éri el a lineáris szakaszt. Megfigyelhető továbbá, hogy az EAM esetében kisebb áramok mellett nagyobb optikai teljesítményt tudunk elérni, mint az MZM esetében. Az MZM kimenetén 1 mW optikai teljesítmény eléréséhez 60 mA áramra volt szükség, míg az EAM esetében ez az érték kb. 35 mA volt. Ez annak köszönhető, hogy az EAM-nek kisebb volt a beiktatási csillapítása, mint az MZM-nek, amely az irodalmi összefoglaló alapján az elvárt működés.

A DC karakterisztikák mérése után megmértem a két adó kimeneti optikai spektrumát. Az optikai spektrumot a DC karakterisztikák lineáris szakaszaiban vizsgáltam, ezért a meghajtó áramot mindkét esetben 40mA-nek választottam meg. A mérési eredmények a 8. ábrán láthatók. Megállapítható, hogy mindkét lézer 1550 nm környékén egymódusú működést biztosít, ami a kimenő elektromos jel stabilitásának elérése érdekében elengedhetetlen.



8. ábra Lézer+EAM (bal) és lézer+MZM (jobb) optikai spektruma.

Ezt követően a lézer 50 mA-es meghajtó áramértéke mellett megmértem az MZM kimeneti optikai teljesítményét a meghajtó feszültségének függvényében, amely a 9. ábrán látható.

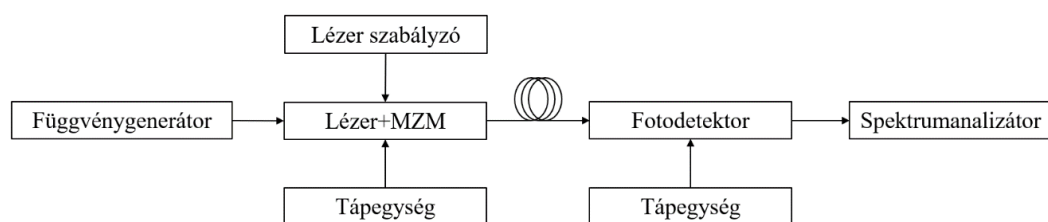


9. ábra MZM kimeneti optikai teljesítménye a meghajtó feszültség

Megfigyelhető, hogy az elvárt szinuszgörbét kaptuk. A karakterisztika maximum pontja 8 V, a minimum pontja 3 V, a karakterisztika inflexiós pontja, azaz leglineárisabb része pedig 5,5 V körül található. Ebből kifolyólag célszerű ezt a DC feszültségértéket választani az intenzitásmodulációhoz. A maximum és minimum pontok teljesítménybeli különbségéből kiszámolható a kioltási tényező is, amely  $0,58 \text{ dBm} - (-25 \text{ dBm}) = 25,58 \text{ dB}$ -nek adódott.

### 4.3 Az elektromos jel veszteségei

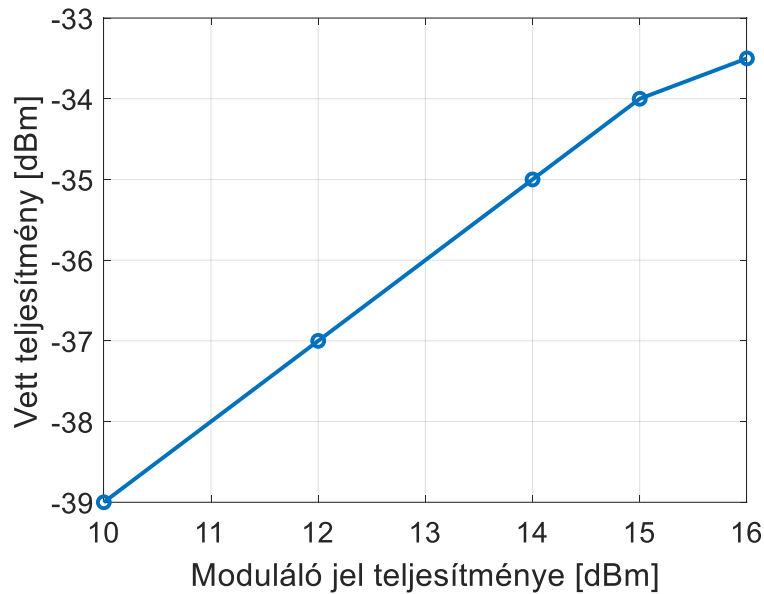
Az oszcillátor zárt körének összeállítása előtt megvizsgáltam az elektromos jel veszteségeit, ugyanis ez alapján kell kiválasztani az elektromos erősítőt. A mérési elrendezés a 10. ábrán látható.



10. ábra Elektromos jel veszteségeinek mérésére szolgáló elrendezés.

A lézer által kibocsátott optikai jelet az MZM segítségével a függvénygenerátor jelével moduláljuk. A modulált jel az optikai szálon át a fotodetektorra kerül, melynek kimeneti jelét a spektrumanalizátoron mérjük. A két tápegység az MZM, illetve a fotodióda előfeszítésére, míg a lézer szabályzó a lézer hőmérséklet szabályzására szolgál, illetve ez adja a lézer meghajtó áramát is.

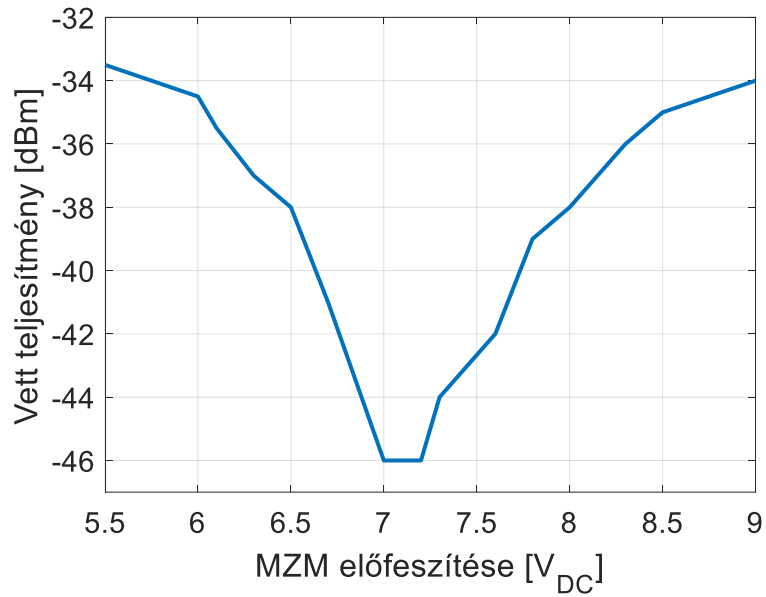
Ezt követően a 10. ábrán látható elrendezést alkalmazva mértem az elektromos jel veszteségeit. A mérés során a moduláló teljesítményt változtattam, és ennek hatását a vett jelben a spektrumanalizátoron vizsgáltam. A mérés során a moduláló jel frekvenciája 5 GHz, a lézert meghajtó áram 50 mA, az MZM előfeszítése 5,5 V, a fotodióda előfeszítése pedig 5 V volt. A mérési eredmények a 11. ábrán láthatók.



**11. ábra Elektromos jel csillapításának mérése.**

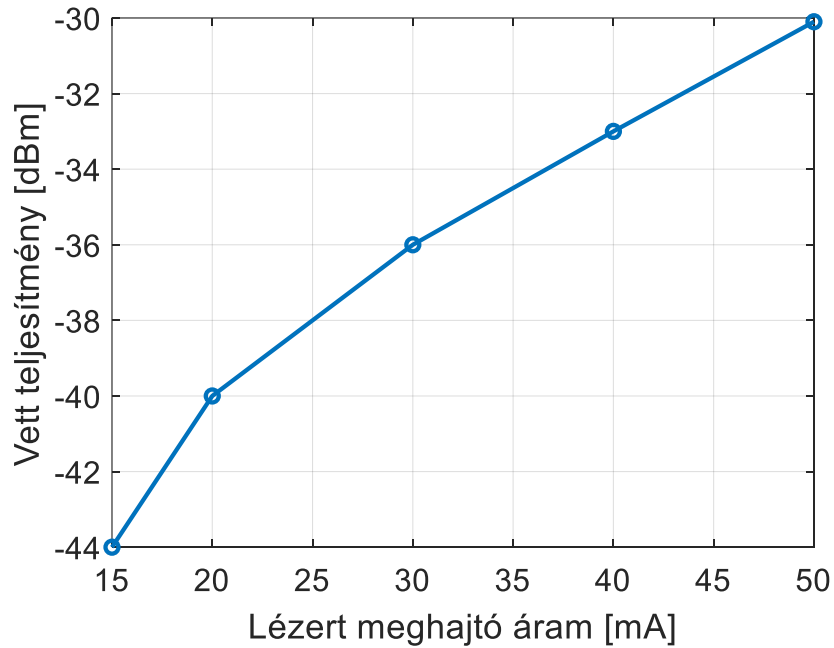
A 11. ábráról látható, hogy az elektromos jel vesztesége közel 50 dB. A moduláló teljesítményét növelve a csillapítás értéke közel állandó maradt. 16 dBm-es moduláló jel felett már kilépünk a lineáris tartományból, ezért a további méréseket alacsony modulációs mélység mellett végeztem el.

Ezek után megvizsgáltam, hogy a vett jel teljesítménye függ-e a fotodióda előfeszítésétől. Azt tapasztaltam, hogy az elméletnek megfelelően nem függ, szemben az MZM előfeszítésétől, melynek a mérését az alábbiakban mutatom be. A mérés során a moduláló jel frekvenciája 5 GHz, teljesítménye 16 dBm, a lézert meghajtó áram 50 mA, a fotodióda előfeszítése pedig 5 V volt. A mérési eredmények a 12. ábrán láthatók. Megfigyelhető, hogy a vett teljesítmény erősen függ az MZM előfeszítésétől, ami az MZM átviteli karakterisztikájával magyarázható. 5,5 V-on, az MZM átviteli karakterisztikájának inflexiós pontján a legnagyobb a vett teljesítmény értéke, míg 7 V környékén, az átviteli karakterisztika maximumhelyének környékén a legkisebb a vett teljesítmény.



12. ábra Vett teljesítmény függése az MZM előfeszítésétől.

Ezt követően azt vizsgáltam, hogy milyen mértékben függ a vett elektromos teljesítmény az egyenoptikai teljesítménytől. Ehhez a lézer meghajtó áramát változtattam 50 mA-tól 15 mA-ig. A moduláló jel frekvenciája 5 GHz, teljesítménye 16 dBm, az MZM előfeszítése 5,5 V, a fotodióda előfeszítése pedig 5 V volt. A mérési eredmények a 13. ábrán láthatók.

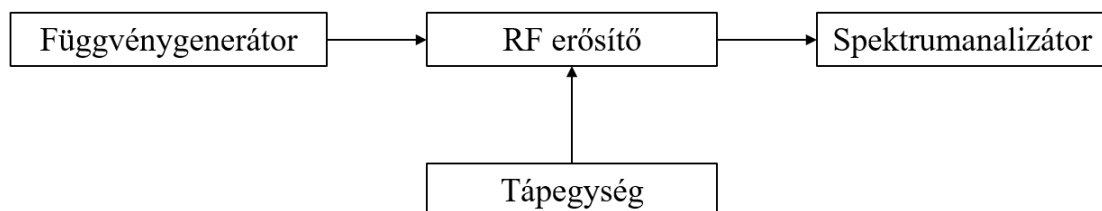


13. ábra Vett teljesítmény függése a lézert meghajtó áramtól.

A 13. ábráról látható, hogy a vett elektromos teljesítmény jelentősen függ a lézert meghajtó áramtól, azaz az egyenoptikai teljesítménytől. Továbbá azt tapasztaltam, hogy amikor 15mA-ról ismét megnőveltem az áramot, a vett teljesítmény már nem a 13. ábrán látható karakterisztika szerint mozgott. Ez a jelenség az MZM inflexiós pontjának erős hőmérsékletfüggésével magyarázható, a lézer bemenő áramának változtatásával ugyanis megváltozott az MZM környezeti hőmérséklete. Ebből következik, hogy adott működési és környezeti paraméterek mellett célszerű megmérni annak inflexiós pontját, a stabil működéshez pedig folyamatos munkapont beállításra és jelszint monitorizálásra van szükség.

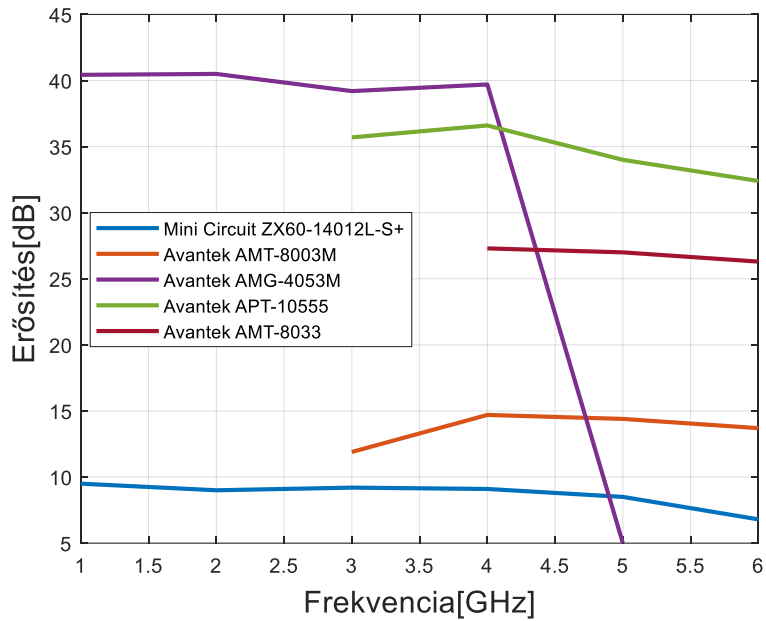
#### 4.4 A veszteségek kompenzálása

Az optikai szakasz veszteségeit az oszcilláció beindulása és fennmaradása érdekében erősítővel kell kompenzálni. Ehhez megmértem és összehasonlítottam öt RF erősítő frekvenciafüggő erősítését. Megjegyzendő, hogy az erősítést az optikai tartományban is meg lehetne valósítani. A mérési elrendezés a 14. ábrán, a mérési eredmények a 15. ábrán láthatók. Az Avantek AMG-4053M erősítő előfeszítése 15 V, míg a többi erősítő előfeszítése 12 V volt.



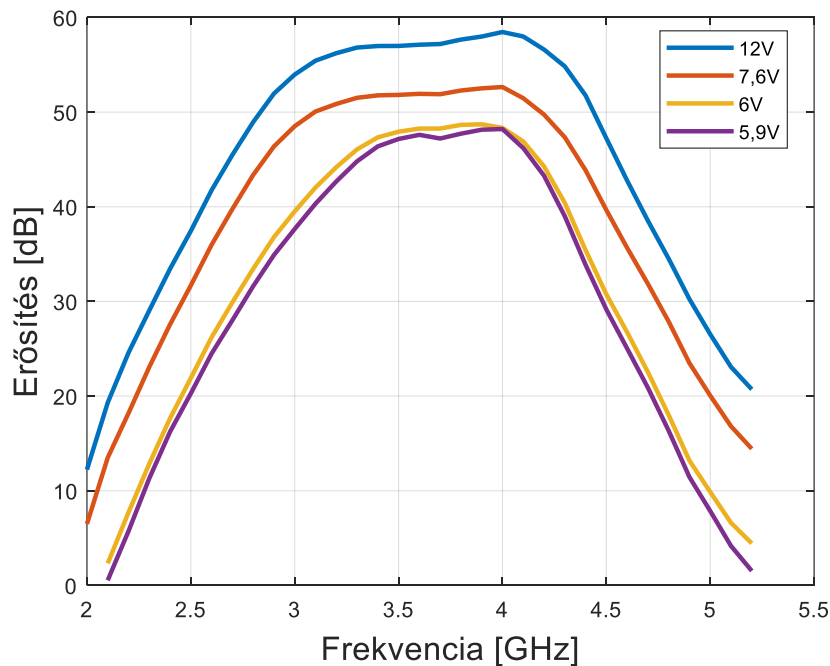
14. ábra RF erősítők méréséhez szolgáló elrendezés.

A 14. ábráról látható, hogy az Avantek AMG-4053M erősítőnek a legnagyobb az erősítése (40 dB) 4 GHz-ig, 4 GHz után pedig az Avantek APT-10555 rendelkezik a legnagyobb, kb. 35 dB-es erősítéssel, viszont még az Avantek AMT-8033 is számottevő, nagyobb mint 25 dB-es erősítéssel rendelkezik. A korábbi mérések alapján a veszteségek kompenzálására legalább 50 dB-es erősítés szükséges. A fentiek alapján az Avantek AMG-4053M és az Avantek AMT-8033 RF erősítőket választottam ki az OEO elrendezéshez.



15. ábra RF erősítők frekvenciafüggése.

Ezek után megmértem a két erősítő együttes erősítését 2 GHz-tól 5 GHz-ig különböző előfeszítés értékek mellett, amit a 16. ábra mutat be. Az ábráról látszik, hogy az előfeszítést csökkentve csökken az erősítők frekvenciafüggő erősítése. Az Avantek AMG-4053M és az Avantek AMT-8033 RF erősítők sorba kapcsolásával, 7,6 V-os

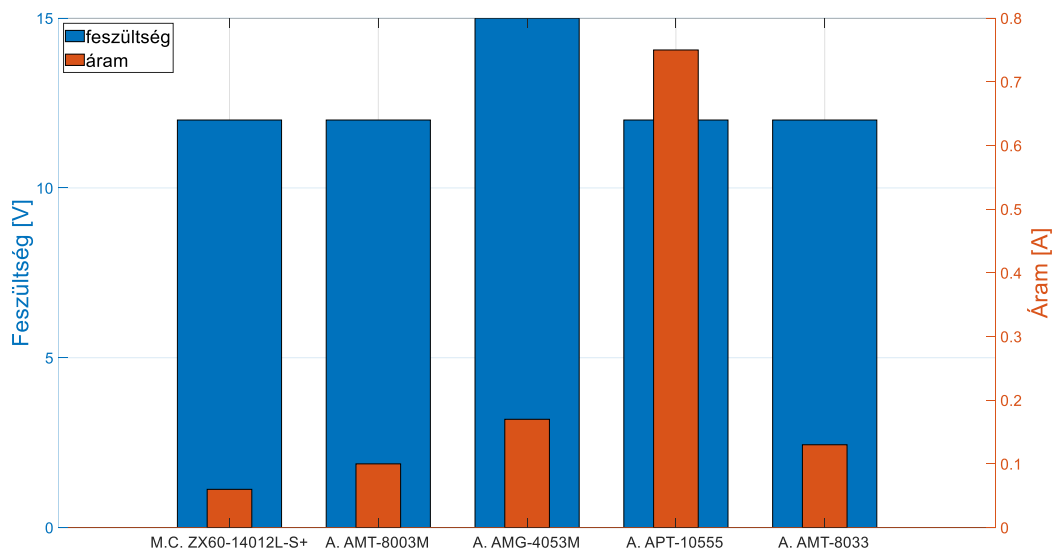


16. ábra Avantek AMG-4053M és Avantek AMT-8033 eredő frekvenciafüggő erősítése különböző előfeszítések mellett.



előfeszítést alkalmazva elérhetjük, hogy az erősítés csak kb. 3,1 GHz-től kb. 4,2 GHz-ig kompenzálja a veszteségeket, azaz ezen a sávon belül nagyobb legyen az erősítés 50 dB-nél, míg ezen a sávon kívül kisebb legyen az erősítés 50 dB-nél. A maximális erősítés értéke 3,9 GHz-es frekvencián található, ezért az előzetes várakozások szerint az OEO domináns módusa ezen a frekvencián fog megjelenni.

A 17. ábrán a különböző erősítők előfeszítései és az erősítők által felvett áram kapcsolata látható. Megfigyelhető, hogy az Avantek APT-10555 erősítő által felvett áram jelentősen nagyobb, mint a többi erősítő által felvett áram, ami nagy melegedést okoz, ezért erre az erősítőre alkalmazása esetén hűtőbordát kellene szerelni. Az OEO alkalmazáshoz kiválasztott Avantek AMT-4053M és Avantek AMT-8033 erősítők azonban hűtőborda nélkül is üzemeltethetők.



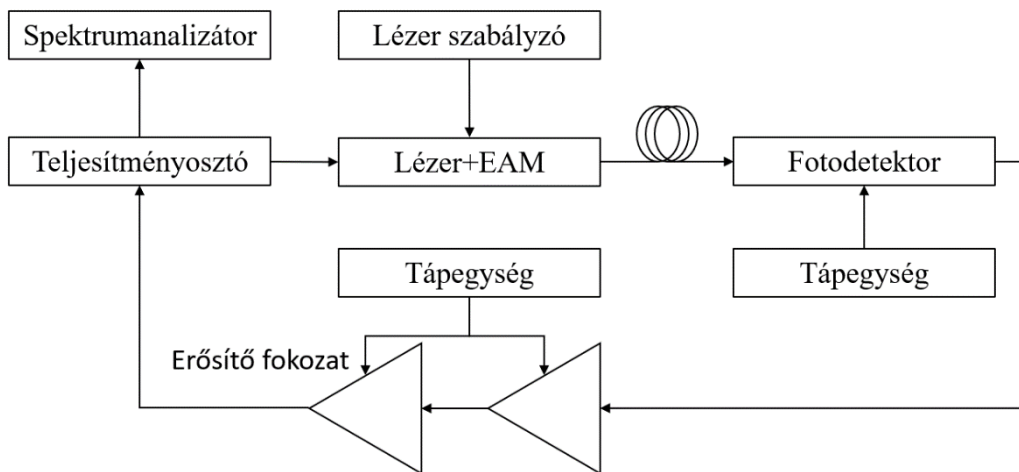
17. ábra Az erősítők előfeszítés és áram értékei.

## 4.5 A zárt kör mérései

### 4.5.1 Mérési elrendezés

Az egyes elemek karakterizálása után megépítettem a teljes OEO hurkot, az ezen végzett méréseket ebben az alfejezetben mutatom be. A méréseket négy különböző optikai szálhossz (1 m, 15 m, 38,4 m és 268,5 m), valamint mind az MZM, mind az EAM alkalmazása mellett hajtottam végre. A lézer meghajtó áramát minden méréskor úgy állítottam be, hogy az adóból kilépő modulálatlan optikai teljesítmény 1 mW legyen. A

PIN fotodióda után két RF erősítő következett a hurokban, amelyeket szintén a korábbi mérések alapján választottam ki (Avantek AMG-4053M és Avantek AMT-8033). Ezek után egy teljesítményosztót helyeztem el a hurokban annak érdekében, hogy spektrumanalizátoron mérni tudjam a rezonáns módusokat. A fotodióda előfeszítése 4,6 V, az RF erősítők előfeszítése pedig 7,6 V volt. A fentiek alapján a 18. ábrán látható elrendezést állítottam össze.



18. ábra A zárt kör méréseire szolgáló elrendezés.

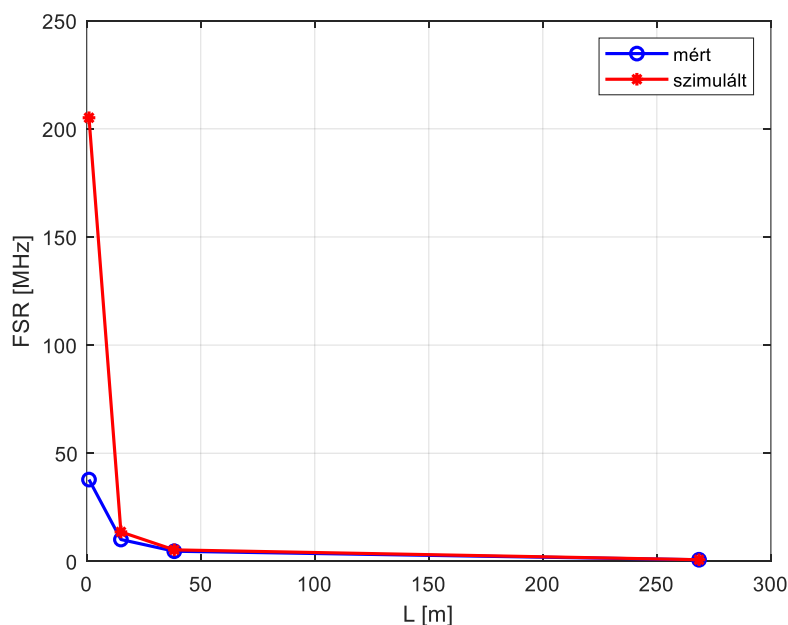
#### 4.5.2 Módusok közti távolság mérése

Elsőnek az EAM-et alkalmazva megmértem különböző szálhosszok mellett a rezonáns módusok közti távolságot (FSR). Az 1 mW modulálatlan optikai teljesítmény eléréséhez 36 mA meghajtó áram volt szükséges. A szakirodalom alapján a rezonáns módusok közti távolság az (2) egyenlettel számolható ki. Ez a képlet azonban csak az optikai szál késleltetését tartalmazza, az elektromos késleltetést nem. Rövid szálhosszok esetében azonban jelentős az elektromos eszközök késleltetése is, mivel ekkor az elektromos szakasz késleltetése összemérhető az optikai szakasz késleltetésével. Nagyobb (több 100 méteres) optikai szálhosszok esetében az elektromos szakasz késleltetése már elhanyagolható. Az alábbiakban összehasonlítottam a szimulált és a mért FSR értékeket, valamint kiszámoltam az ekvivalens optikai szálhosszt, azaz azt a szálhossz értéket, amelyet behelyettesítve a (2) egyenletbe a mért FSR értéket kapnánk.

felhasznált üvegszál hossza [m]	1	15	38,4	268,5
szimulált FSR [MHz]	205,128	13,617	5,317	0,760
mért FSR [MHz]	37,821	10,096	4,692	0,749
ekvivalens szálhossz: $L_{ekv} = \frac{c}{n \cdot FSR_{mért}} [m]$	5,40	20,23	43,52	272,62

3. táblázat Mért és szimulált FSR összehasonlítása, EAM-et alkalmazva.

A 3. táblázatból jól látszik, hogy a rövidebb szálhosszok mellett a szimulált FSR érték egy nagyságrenddel nagyobb, mint a mért érték, ami megfelel annak, hogy például az 1m-es optikai szál esetében a valós késleltetés értéke megegyezik egy kb. 5,4 m-es optikai szál késleltetésével. Megfigyelhető továbbá, hogy a szálhosszokat növelve a szimulált és a mért FSR értékek egyre közelítik egymást, és így az ekvivalens szálhossz is egyre közelíti a felhasznált szálhossz értékét, ami megfelel a várakozásoknak. A 19. ábrán ez még jobban látszik, ahol összehasonlítottam a mért és a szimulált FSR értékeket az optikai szálhossz függvényében.



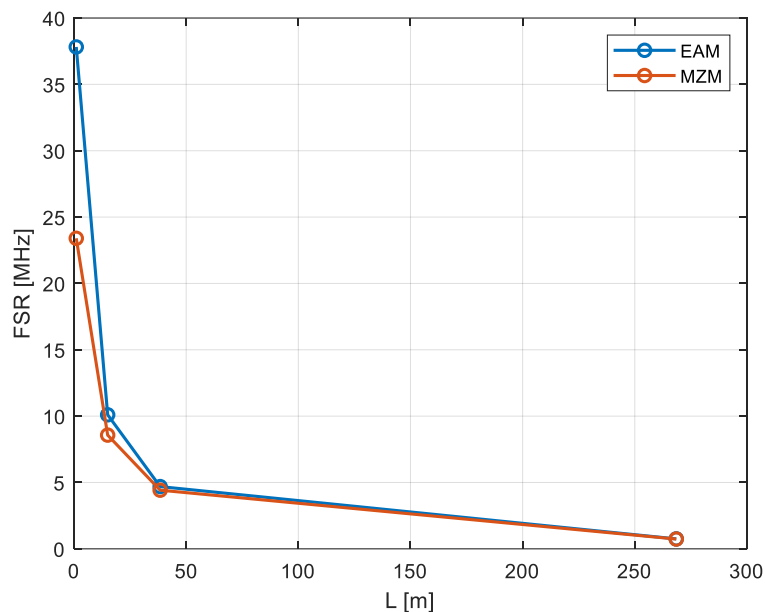
19. ábra Elméleti és mért FSR értékek az üvegszál hosszának függvényében.

Ezek után külső modulátornak az MZM-et alkalmazva megismételtem az előző mérést. Annak érdekében, hogy az optikai teljesítmény 1 mW legyen, a korábbi mérésekhez képest nagyobb meghajtó áramot kellett alkalmazni, amely megfelel a 7.

ábrának. A 4. táblázatban és a 20. ábrán összefoglaltam a két modulátor esetében a mért FSR értékeket.

felhasznált üvegszál hossza [m]	1	15	38,4	268,5
EAM esetében az FSR [MHz]	37,821	10,096	4,692	0,749
MZM esetében az FSR [MHz]	23,397	8,574	4,423	0,737

4. táblázat EAM-mel és MZM-mel mért FSR értékek összehasonlítása.

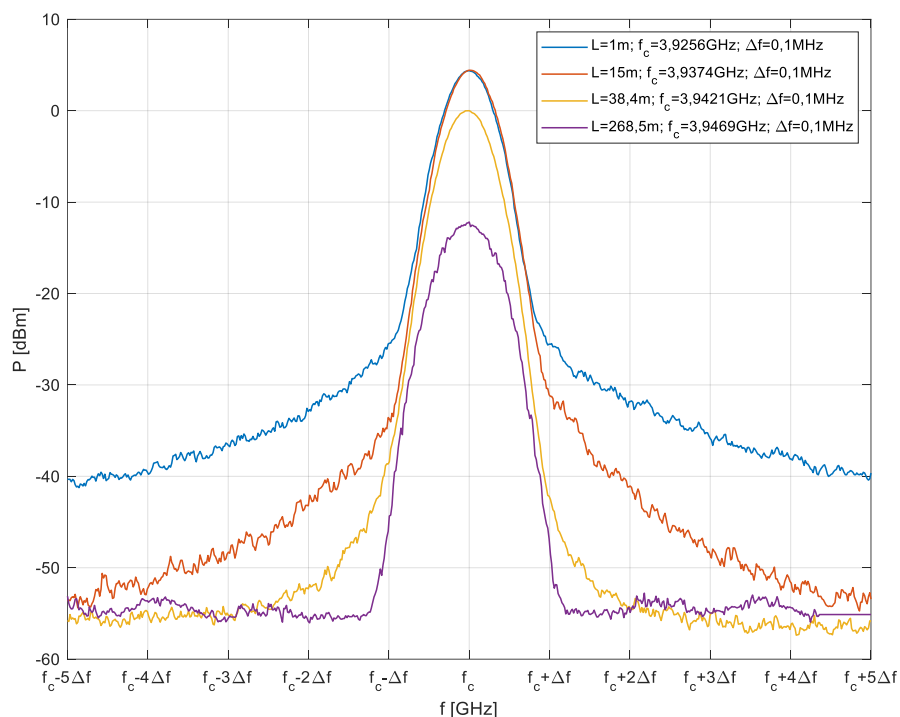


20. ábra EAM-mel és MZM-mel mért FSR értékek összehasonlítása.

A 4. táblázatból és a 20. ábrából látszik, hogy a rövidebb szálhosszok mellett akár 10 MHz értékű eltérés is tapasztalható az FSR értékekben a két modulátor típust alkalmazva. Ennek az az oka, hogy az MZM-et tartalmazó adóban nagyobb az optikai késleltetés, mint az EAM-et tartalmazó adóban, amely egyrészt a két adóban az eltérő hosszúságú pigtail-eknek, másrészt a két modulátor eltérő fizikai működésének köszönhető. A két adó eltérő optikai késleltetése rövid (pl. 1 méteres) szálhossznál összemérhető az optikai szál késleltetésével, ezért ekkor jelentősen lecsökken a módusok közti távolság az MZM esetében az EAM-hez képest. Azonban a 268,5 m-es szálhossz esetében a mért FSR értékek között csak 10 kHz-es nagyságrendű eltérés tapasztalható.

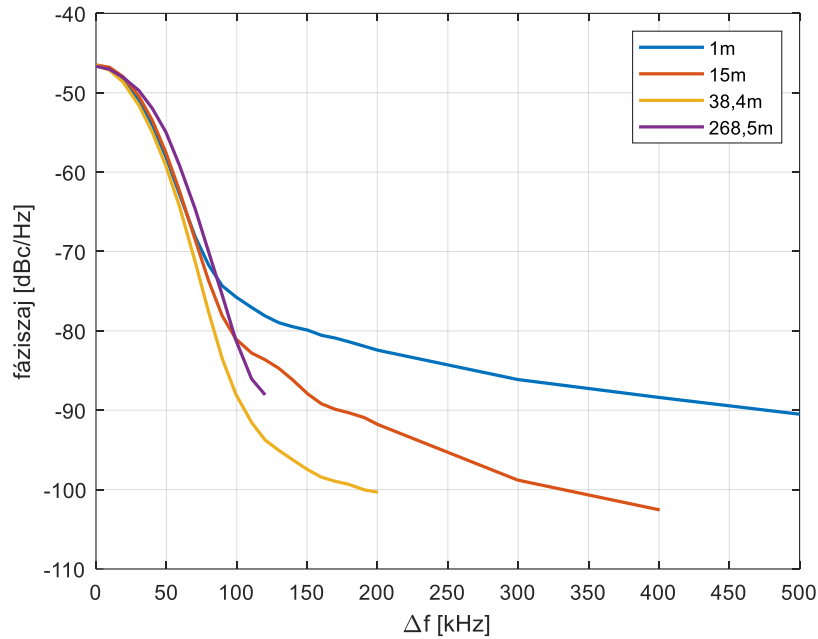
### 4.5.3 Fáziszaj mérése

A módusok közti távolság mérése után mind az EAM-et, mind az MZM-et alkalmazva megmértem a különböző szálhosszok mellett a fáziszaj értékét is. Először a 268,5 m-es szálhosszal mértem a fáziszajt a spektrumanalizátor beépített fáziszaj mérés funkciója segítségével. Az RBW (Resolution Bandwidth) értékét úgy állítottam be, hogy már épphogy ne a műszerben alkalmazott szűrő karakterisztikáját, hanem a rezonáns módus karakterisztikáját jelezze ki a műszer. Ezek alapján az RBW értékét 50 kHz-re állítottam be, amelyet a többi szálhossz mellett is alkalmaztam. A 21. ábrán a mért spektrumképek láthatók



**21. ábra** Spektrumképek a fáziszaj méréséhez különböző szálhosszok és RBW=50kHz mellett, EAM-et alkalmazva.

Megfigyelhető, hogy a szál hosszának növelésével csökken a fáziszaj, ami megfelel a szimulációs eredményeknek. A 22. ábrán a fáziszajt ábrázoltam a vivőtől adott távolságokban, addig amíg a jel el nem érte a zaj szintjét. Itt is megfigyelhető, hogy a szálhossz növelésével javul a fáziszaj.

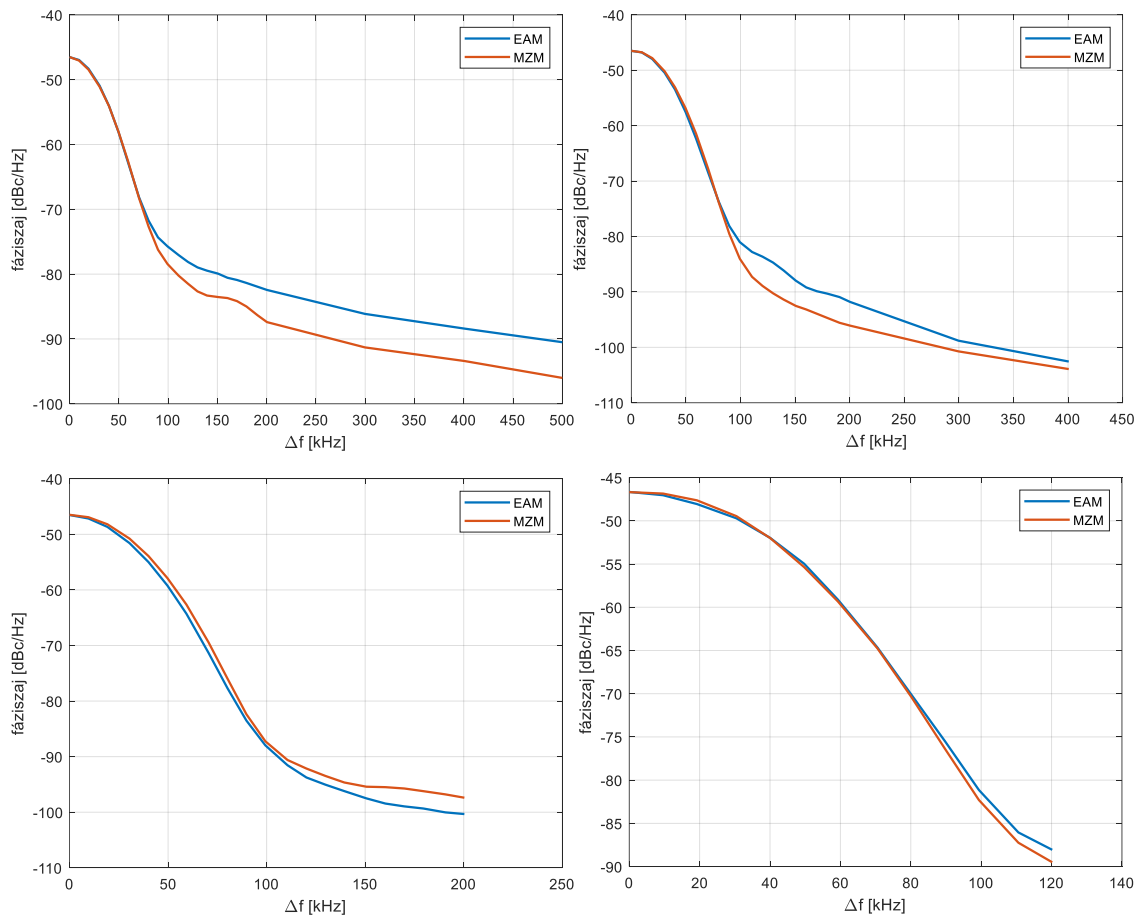


22. ábra Fáziszaj ábrázolása különböző szálhosszok esetében, EAM-et

Ezt követően összehasonlítottam a két modulátor típust az OEO alkalmazásban mérhető fáziszaj szempontjából is. A 23. ábrán a különböző szálhosszok mellett végzett mérési eredmények láthatók. Megfigyelhető, hogy a modulátorok lényegében nem befolyásolták a fáziszajt. Az 1m-es szál esetében azonban 250 kHz-re a vivőtől megfigyelhető, hogy az MZM alkalmazása esetében kb. 5 dB-lel volt alacsonyabban a fáziszaj értéke. Ez megfelel az elvárásoknak, mivel a korábbi mérések alapján tudjuk, hogy az MZM nagyobb optikai késleltetést jelent az zárt hurokban, mint az EAM. Megfigyelhető továbbá, hogy a vivőtől távolodva a nagyobb szálhosszak esetében is elkezd távolodni egymástól a két görbe, amelynek oka az, hogy ekkor egyre közelebb kerülünk a zajszinthez, és így egyre kevésbé lesznek pontosak a mérések.

A két modulátort alkalmazva a mérések során nem tapasztaltam jelentős ingadozást az elektromos teljesítményben. Az MZM legnagyobb hátránya az erős hőmérsékletfüggése, ami instabil munkapontot és kilépő optikai teljesítményt okoz. Továbbá az MZM nagyobb beiktatási csillapítással rendelkezik, mint az EAM, ezért a lézer nagyobb meghajtó áramára van szükség az azonos optikai teljesítmény eléréséhez. Az EAM-mel és az MZM-mel nagy szálhosszok esetében közel azonos FSR és fáziszaj értéket értem el, azonban rövidebb (pl. 1 m) szálhosszok esetében az MZM extra optikai késleltetése miatt az MZM kedvezőtlenebb FSR, viszont kedvezőbb fáziszaj értékeket biztosított. Összességében elmondható tehát, hogy az EAM-hez képest az MZM

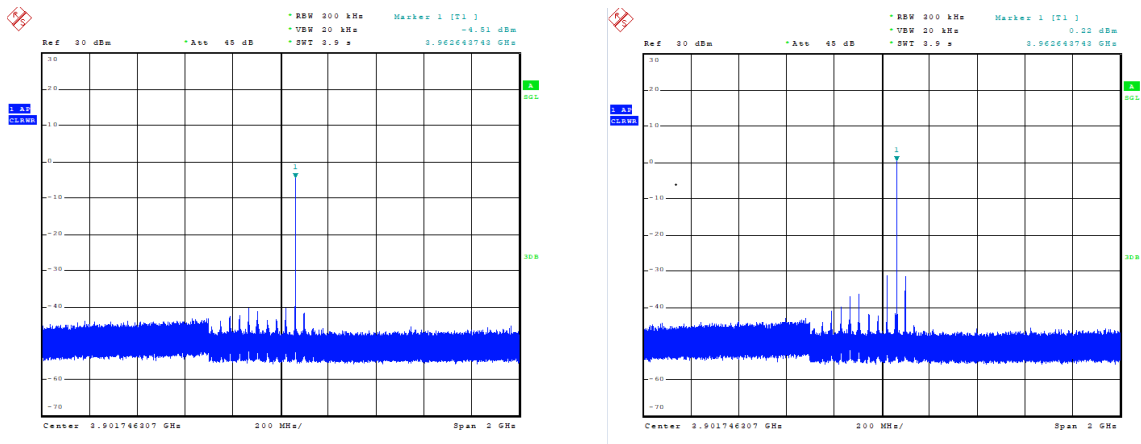
alkalmazása a 3-4 GHz-es sávban több hátránnyal jár, mint előnnyel, alkalmazása kizárólag munkapont stabilizáló szabályzó kör mellett lehetséges.



23. ábra EAM-mel és MZM-mel mért fáziszaj értékek összehasonlítása,  $L=1\text{m}$  (bal felső),  $L=15\text{m}$  (jobb felső),  $L=38,4\text{m}$  (bal alsó) és  $L=268,5\text{m}$  (jobb alsó) esetében.

#### 4.5.4 Egy módus kiválasztása

Végül meghatároztam egy módszert, amely egy módus kiválasztását teszi lehetővé. Először megvizsgáltam, hogy hogyan függ a módusok száma az erősítők DC előfeszítéseitől. Az előzetes várakozásnak megfelelően azt tapasztaltam, hogy az előfeszítés csökkentésével csökken a frekvenciafüggő erősítés (lásd 16. ábra), ezért kisebb frekvenciatartományban fog érvényesülni az erősítési kritérium, ami a módusok számának csökkenését eredményezi. Két előfeszítés érték mellett (5,9 V és 6 V) pedig már csak közel egy módus rezonált be. A két előfeszítés érték mellett mért eredményeket a 5. táblázatban hasonlítom össze, a mért spektrumképek pedig a 24. ábrán láthatók.



24. ábra Egy módus kiválasztása az erősítők 5,9V-os (balra) és 6V-os (jobbra) előfeszítése mellett.

Előfeszítés [V]	5,9	6
Maximális teljesítmény [dBm]	-5	0,2
Módus elnyomás (SMSR) [dB]	40	30
Üvegszál hossza [m]	1	1

5. táblázat Egy módus kiválasztása.

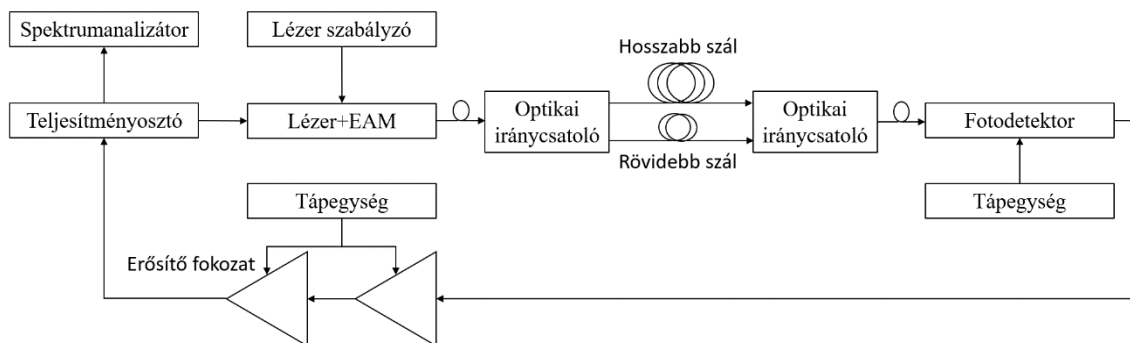
A 24. ábrából és az 5. táblázatból látható, hogy az alacsonyabb előfeszítés mellett kisebb volt a maximális jelteljesítmény, viszont nagyobb volt a módus elnyomás, mint a nagyobb előfeszítés mellett, tehát kompromisszumot kell kötni a két mennyiség között.



## 5 További OEO megoldások

### 5.1 Kéthurkos OEO megoldások

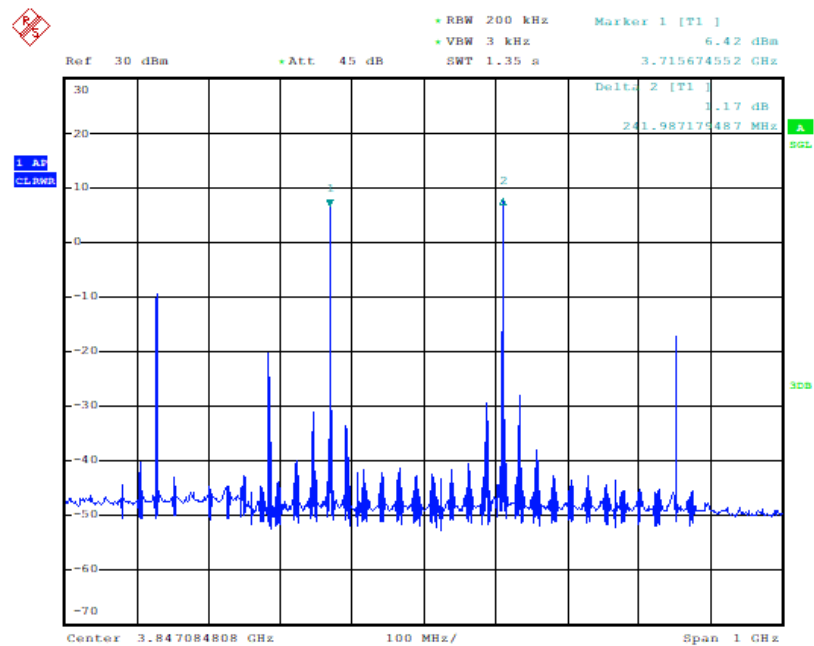
Az irodalmi összefoglalóban leírtak alapján a kéthurkos OEO alkalmazása hatékony módszer a fáziszaj javítására, megtartva az FSR kedvező értékét, mivel a hosszabb szál határozza meg a fáziszajt, és a rövidebb szál határozza meg az FSR értékét. Kétféle megoldást építettem meg és mértem be. Mindkét esetben az adóból kilépő fényt eljuttatunk egy optikai iránycsatoló segítségével két részre osztjuk: az egyik fele a rövidebb optikai szálban, míg a másik fele a hosszabb optikai szálban fog terjedni. Ezek után az első esetben a két optikai jelet egy optikai iránycsatolóval összegezzük, és az összegzett jel kerül a fotodetektorra. A másik esetben a két optikai jelet két különálló fotodetektor alakítja át elektromos jellé, amelyek ezután egy elektromos csatoló segítségével összegeződnek. Az előbbi megoldásra szolgáló mérési elrendezés a 25. ábrán látható.



25. ábra Egy detektoros, kéthurkos OEO mérésére szolgáló elrendezés.

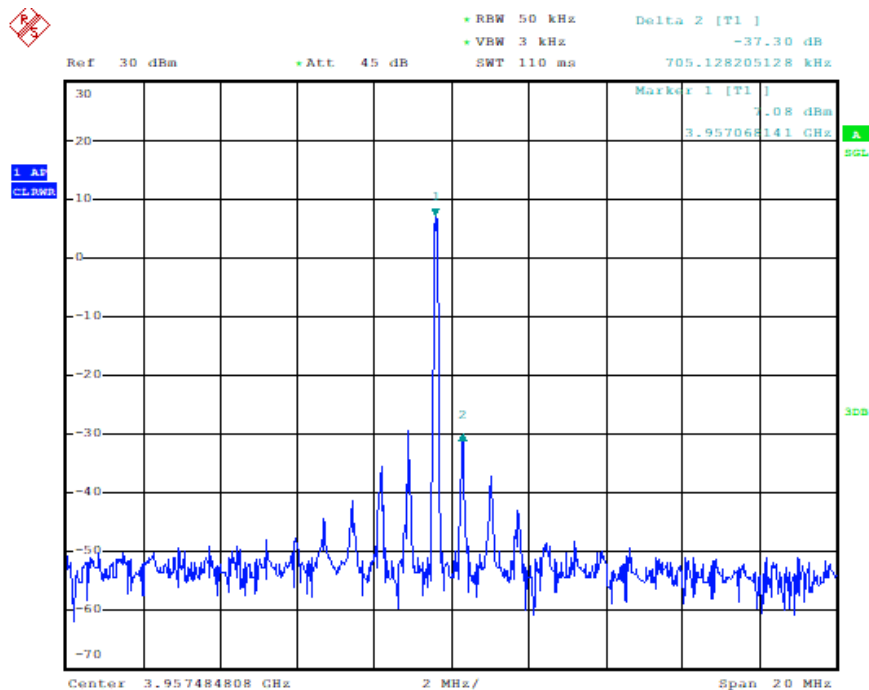
Az első módszerrel a 26. ábrán látható spektrumképet mértem. A két hurokkal megvalósítható lehető legtisztább spektrumkép elérése érdekében, egy optikai polarizáció forgatót kellett elhelyezni az egyik hurokba, amellyel a két hurok egymáshoz képesti polarizációját lehetett beállítani. Az ábráról látható, hogy a domináns módusok közti távolság az egyhurkos megoldásokhoz képest több nagyságrenddel megnőtt, értéke 242 MHz körüli. Ennél a megoldásnál a két szálban terjedő fény interferenciája során alakulnak ki a rezonáns módusok. Ennek köszönhetően nemcsak a domináns módusok fognak berezegni, hanem mind a hosszabb, mind a rövidebb üvegszál által meghatározott távolságban egyéb módusok is. A rövidebb szál által meghatározott módusok

megfigyelhetőek a 26. ábrán egymástól 23 MHz távolságban, kb. 35 dB-es elnyomással a vivőhöz képest.



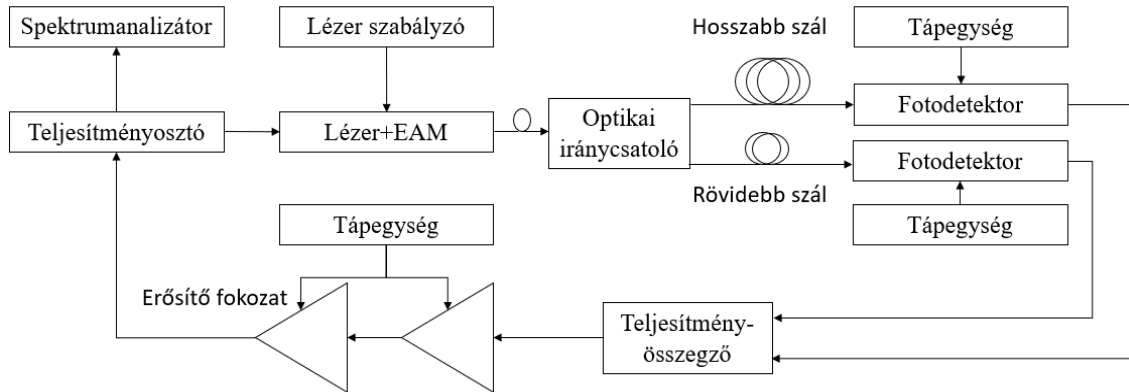
26. ábra Egy detektoros, kéthurkos OEO-val mért elektromos spektrum.

A 27. ábrán a vivőtől a hosszabbik szál által meghatározott távolságban (kb. 705 kHz) elhelyezkedő módusok láthatók 37dB-es elnyomással.



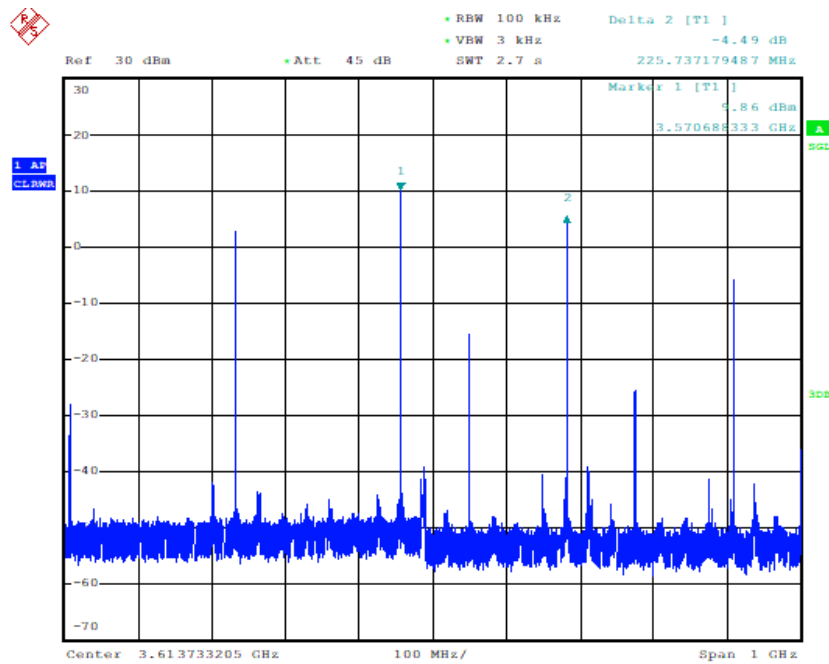
27. ábra Egy detektoros, kéthurkos OEO: a vivő és a hosszabbik szál által meghatározott módusok ábrázolása.

A második kéthurkos módszerben két fotodetektort alkalmaztam és az elektromos tartományban összegeztem a jeleket. Az ehhez tartozó mérési elrendezés a 28. ábrán látható.

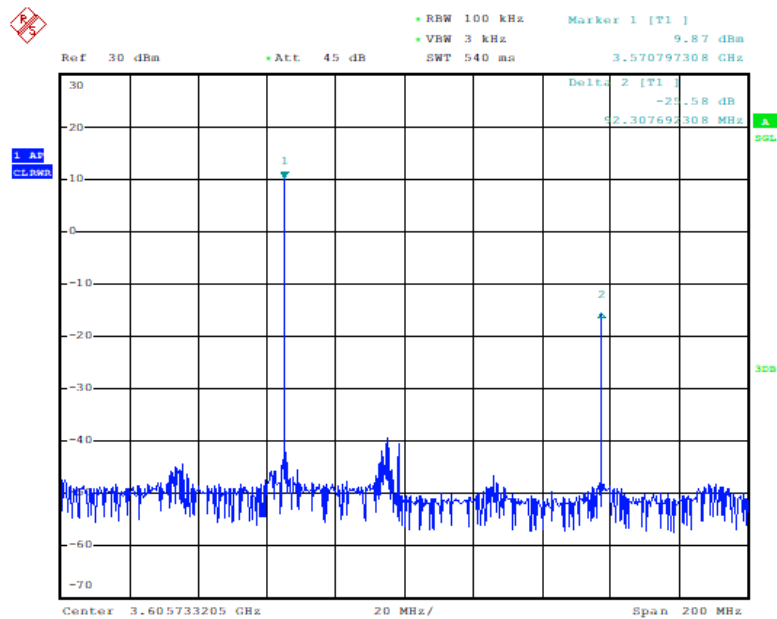


**28. ábra Két detektoros, kéthurkos OEO mérésére szolgáló elrendezés.**

Ezzel a módszerrel a 29. ábrán látható spektrumképet mértem. Annak érdekében, hogy a hosszabbik hurokban önmagában ne teljesüljön a rezonancia erősítés feltétele, a hosszabbik optikai hurokba egy változtatható optikai csillapítót helyeztem el. Megfigyelhető, hogy a domináns módusok közti távolság 225 MHz körüli érték, amely közel esik a korábbi módszerrel mért 242 MHz-hez. Az eltérés a két megoldás során a rövidebb optikai szálak közti fizikai és így optikai hosszbeli különbséggel magyarázható. A domináns módusokon kívül a vivőtől 92 MHz-re újabb rezonáns módus figyelhető meg, kb. 26 dB-es elnyomással, ami jól látszik a 30. ábráról. Megfigyelhető továbbá, hogy a hosszabbik szál a csillapítónak köszönhetően nem határoz meg rezonáns módust, a rövidebb szál által meghatározott módus a vivőtől 30 MHz-re pedig szinte elhanyagolható: elnyomása 50 dB.



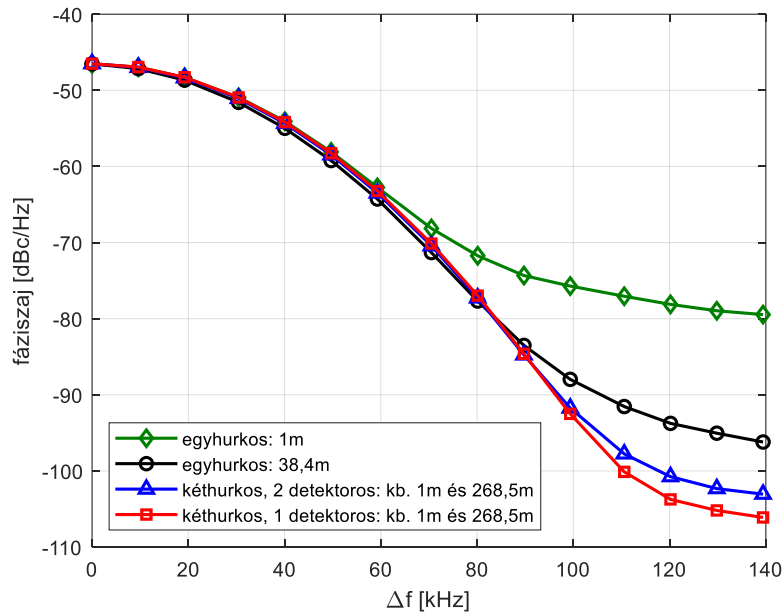
29. ábra Két detektoros, kéthurkos OEO-val mért elektromos spektrum.



30. ábra Két detektoros, kéthurkos OEO: a vivő és a rövidebbik szál által meghatározott módusok, illetve a két szál által meghatározott, a vivőtől 92MHz-re levő módus ábrázolása.

Ezek után megmértem a kéthurkos megoldások fáziszajait és összehasonlítottam azokat az egyhurkos OEO fáziszajával. A mérési eredmények a 31. ábrán láthatók. Látható, hogy a kéthurkos megoldásokkal kedvezőbb fáziszaj értéket tudunk elérni, mint az egyhurkos megoldásokkal, ami megfelel az elvárásoknak. A vivőtől 120 kHz-re, a kéthurkos, egy detektoros megoldással az egyhurkos, 1 m-es szálhoz képest kb. 26 dB-es

javulást lehetett elérni a fáziszajban. A kétféle kéthurkos módszerrel közel azonos fáziszaj értéket lehetett elérni, az eltérés oka az, hogy az egy detektoros esetben a hosszabbik szál az optikai polarizáció forgatónak köszönhetően hosszabb volt, mint a két detektoros esetben. Az egy detektoros megoldás előnye, hogy csak egy nagy sebességű fotodiódára van szükség, és a jelek összegzése nem RF, hanem optikai tartományban történik, ami az RF tartományban frekvenciafüggetlen működést tesz lehetővé.



31. ábra Egyhurkos és kéthurkos OEO megoldások fáziszaj viszonyai.

Összefoglalva: a kéthurkos megoldások előnye az egyhurkossal szemben, hogy nagyságrendekkel nagyobb FSR értéket lehet velük elérni, valamint, hogy ennek ellenére a fáziszaj értéke néhány 10 dB-lel is javulhat. Az általam mért kéthurkos OEO-k további előnye, hogy az egyhurkos OEO-hoz képest a domináns módus teljesítményszintje stabilabb volt. A kéthurkos megoldások hátránya, mint ahogy az nevéből is látszik, a bonyolultabb elrendezés.

A kétféle kéthurkos OEO elrendezését összehasonlítva a fáziszajban nem tapasztaltam lényeges eltérést, ellentétben a megjelenő nem kívánt módusokkal. Az egy detektoros esetben 37 dB-es elnyomással megjelentek a hosszabbik szál által meghatározott módusok, míg a két detektoros esetben azok a műszer zajszintje alá estek. Az előbbi esetben 35 dB, míg az utóbbiban 50 dB volt a rövidebb szál által meghatározott módusok elnyomása. A két detektoros esetben azonban 26 dB-es elnyomással megjelentek a vivőtől 92 MHz-re is rezonáns módusok. A működés optimalizálása

érdekében az egy detektoros esetben egy optikai polarizáció forogatót kellett beiktatni az egyik hurokba, amely nemcsak magát az elrendezést, hanem az optimalizálás folyamatát is bonyolította, szemben a két detektoros esettel, ahol elég volt egy változtatható optikai csillapítót elhelyezni a hosszabbik hurokba.

## **5.2 Félvezető optikai erősítővel (SOA) megvalósított OEO**

### **5.2.1 Elméleti háttér**

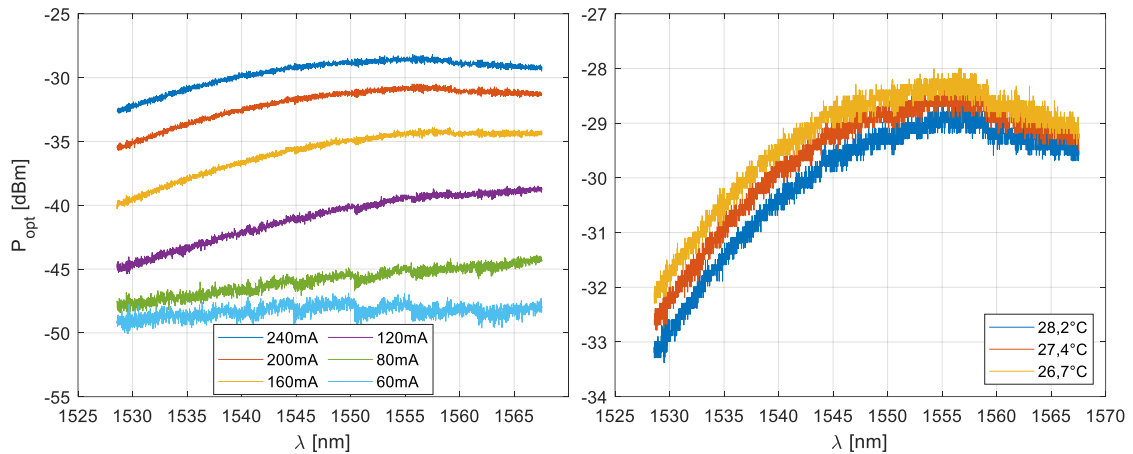
A félvezető optikai erősítőt leggyakrabban optikai jelek optikai tartományban való erősítésére alkalmazzák. Felépítése hasonlít a lézeréhez, azonban nem funkcionál rezonátorként, mivel a gyártás során törekednek az optikai reflexió minimalizálására. A bemenő optikai jel a hullámvezetőként szolgáló félvezető aktív rétegében terjed. A lézerhez hasonlóan a SOA is árammeghajtású eszköz, a meghajtó áramnak kell biztosítani a populáció inverziót. Populáció inverzió esetében a stimulált emisszió lesz a domináns folyamat, amelynek következtében létrejön az optikai jel erősítése.

A SOA-t nemcsak erősítőként, hanem modulátorként is lehetséges alkalmazni oly módon, hogy a meghajtó áramot modulálva változik a töltéshordozó koncentráció az aktív rétegben, ami az anyag optikai erősítési együtthatójának, s így a SOA erősítésének változásához vezet. Ennek hatására a SOA kimenetén egyrészt megjelenik a bemenetére érkező egyen optikai teljesítmény, felerősítve a SOA állandó optikai erősítésével, másrészt megjelenik egy modulációs tag, amely arányos a moduláló árammal, a SOA erősítési karakterisztikájának meredekségével és a bemeneti optikai teljesítménnyel [56].

### **5.2.2 SOA optikai zaj spektruma**

Elsőnek megvizsgáltam a laboratóriumban rendelkezésre álló SOA (Optospeed SOA 1550MRI/P) optikai zaj spektrumát különböző meghajtó áramok mellett. A 32. ábra bal oldalán található mérési eredményekből látszik, hogy a SOA meghajtó áramának növelésével nőtt a spontán emissziós zaj. Továbbá látszik, hogy a meghajtó áram növelésével a zaj spektrum maximuma egyre kisebb hullámhosszokra tolódott el, amely a meghajtó áram 240 mA-es értéke mellett 1550 nm és 1560 nm között alakult ki. Az elmélet alapján a spontán emissziós spektrum és a stimulált emissziós, azaz erősítési spektrum jellegre hasonlít egymásra, így a maximum helyek is közel azonos hullámhosszokon található meg. Ezért célszerű a 240 mA-es SOA meghajtó áramértéket választani az OEO-ban való alkalmazás során. Ezek után megvizsgáltam a SOA optikai

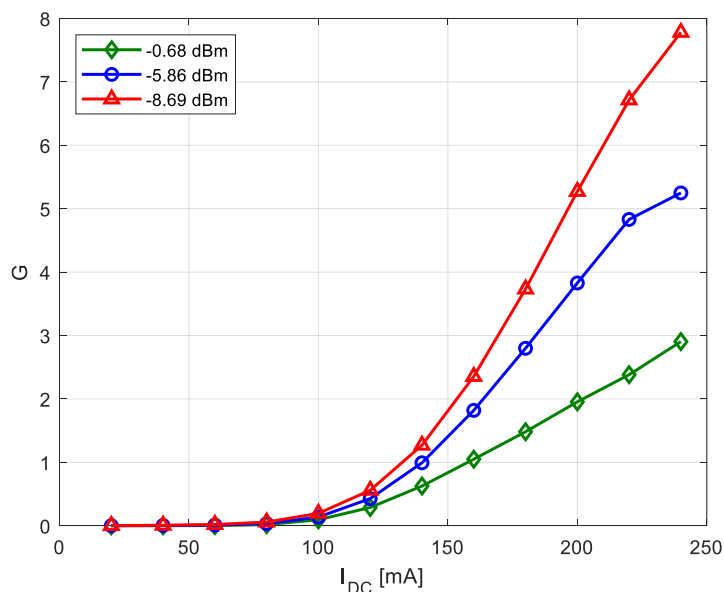
zaj spektrumát, 240mA-es meghajtó áram és különböző hőmérsékletek mellett (lásd a 32. ábra jobb oldalát). Megfigyelhető, hogy a SOA optikai zaj spektruma, s így az erősítése is érzékeny a hőmérséklet-változásokra, ami a hőfokstabilizálást teszi szükségessé (lásd az (5.2.5) alfejezetben).



**32. ábra SOA optikai zaj spektruma különböző előfeszítések (balra), és különböző hőmérsékletek (jobbra) mellett.**

### 5.2.3 A SOA karakterizálása, mint erősítő és modulátor

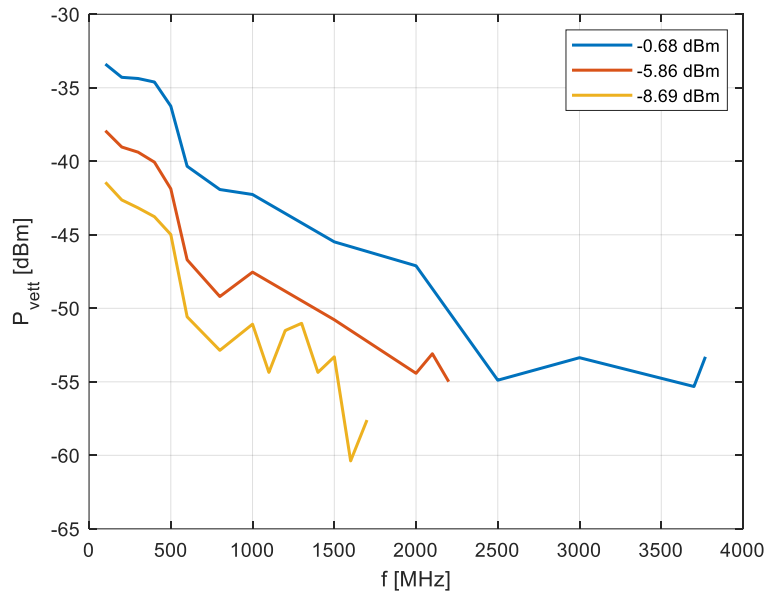
Az alábbiakban az általam mért jellegzetes SOA karakterisztikákat mutatom be. Elsőnek a SOA-t, mint erősítőt karakterizáltam. A 33. ábrán látható a DC áram és az optikai erősítés kapcsolata különböző bemenő optikai teljesítmények mellett. A lézer meghajtó árama 15mA, 20mA, illetve 40mA volt, a SOA-t meghajtó DC áramot pedig 20mA-tól változtattam 240mA-ig, 20mA-es lépésközzel. A 33. ábrán látható, hogy alacsony előfeszítő áramok mellett még nem erősít az erősítő, az erősítés csak kb. 100 mA felett figyelhető meg. Ezek után az elvárásoknak megfelelő lineáris karakterisztikát mértem. Megfigyelhető továbbá, hogy a SOA bemenetére jutó optikai teljesítményt csökkentve növekszik az erősítés.



**33. ábra SOA DC erősítési karakterisztikái.**

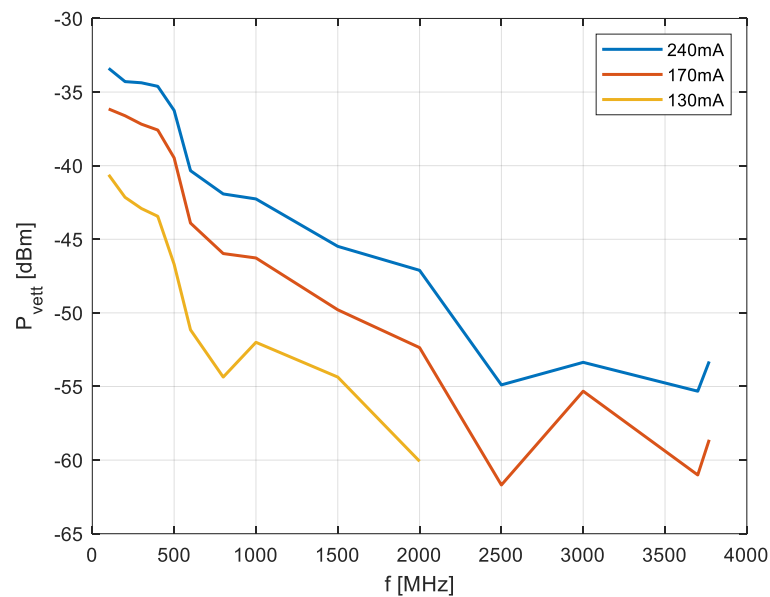
Ezt követően a SOA-t, mint modulátort vizsgáltam meg és megmértem annak elektromos sávszélességét. A mérések során a moduláló jelteljesítmény 10dBm volt. A 34. ábrán a vett elektromos teljesítményt ábrázoltam a frekvencia függvényében, különböző bemenő optikai teljesítményszintek mellett. A SOA-t meghajtó áram értéke 240mA volt. Megfigyelhető, hogy a SOA bemenetére érkező optikai teljesítményt csökkentve csökkent a modulációs sávszélesség: a 10dB-es sávszélesség az optikai teljesítmény  $-0,68$  dBm-es értéke esetében 1,2 GHz-nél,  $-5,86$  dBm-es értéke esetében 1 GHz-nél,  $-8,69$  dBm-es értéke esetében pedig 600 MHz-nél volt található. Megfigyelhető, hogy az optikai teljesítmény csökkenésével nemcsak a sávszélesség, hanem az elektromos tartományban mérhető jelteljesítmény is csökkent. A fentiek alapján az OEO alkalmazásban a nagy sávszélesség és a kisebb elektromos csillapítás elérése érdekében magas, 1 mW körüli optikai teljesítményt alkalmaztam.





**34. ábra SOA sávszélességének mérése különböző bemenő optikai teljesítményszintek és 240mA meghajtó áram mellett.**

Ezek után megvizsgáltam  $-0.68$  dBm bemenő optikai teljesítmény és 10 dBm-es moduláló elektromos teljesítmény mellett a frekvenciamenetet, a SOA-t meghajtó áram különböző értékei mellett. A mérési eredmény a 35. ábrán látható, amelyen



**35. ábra SOA sávszélességének mérése különböző meghajtó áramok és  $-0,68$ dBm bemenő optikai teljesítmény mellett.**

megfigyelhető, hogy az optikai erősítő meghajtó áramát csökkentve a vett elektromos teljesítmény is csökken, viszont a modulációs sávszélesség állandó marad.

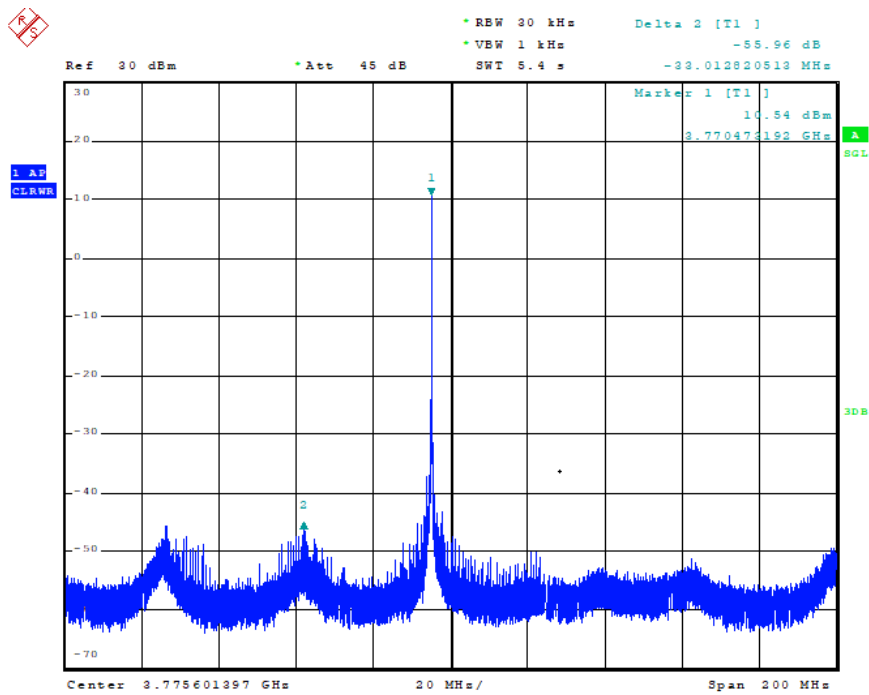
A fenti modulációs vizsgálatokból arra következtettem, hogy a SOA-t az OEO alkalmazásban a magasabb, 3,5-4 GHz-es frekvenciák eléréséhez a lehető legnagyobb meghajtó áram (240 mA) mellett kell üzemeltetni és a bemenő optikai teljesítménynek is elegendően nagy (legalább 1 mW-nak) kell lennie. Ekkor a SOA telítésben fog üzemelni és a magas bemenő optikai teljesítmény miatt az erősítése is kisebb (4,6 dB) lesz, de ennek ellenére ezek mellett a beállítások mellett lehet a lehető legnagyobb elektromos teljesítményt elérni a fotodetektor kimenetén, ahogy az a fenti mérési eredményekből is látható.

A szakirodalom alapján azt várnánk, hogy a SOA chip 10GHz-ig működőképes modulátorként, azonban a felhasznált tokozott eszköz nem modulációs, hanem optikai erősítési feladatra készült, ezért a gyártás során nem tervezték rádiófrekvenciás szempontból. Az elektromos hozzáfűzésben megjelenő parazita elemek pedig korlátozzák a moduláció sebességét.

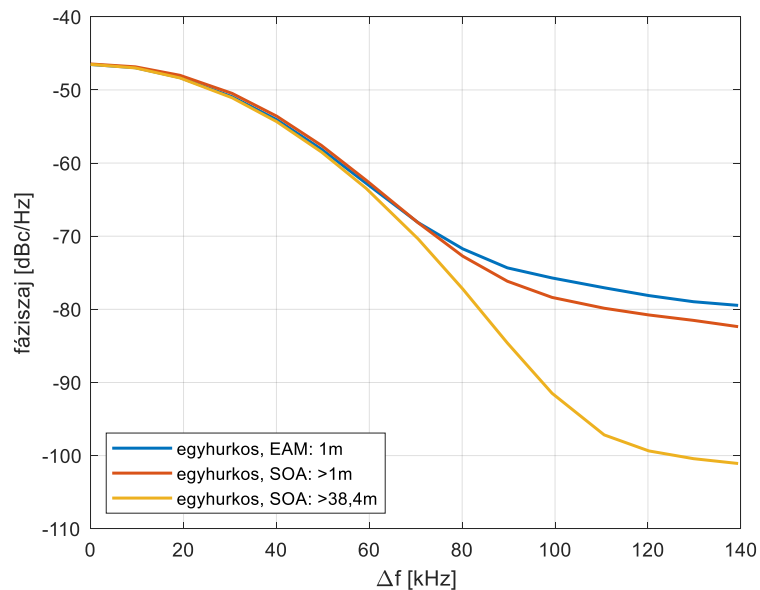
#### **5.2.4 FSR és fáziszaj mérése nem hőfokstabilizált SOA-t alkalmazva**

A 36. ábrán a SOA-t, mint modulátort tartalmazó OEO elektromos kimenetén mérhető spektrum látható. Az erősítők előfűzése 12 V, a fotodióda előfűzése 4,6 V, a lézert meghajtó áram 40 mA, a SOA bemenetére érkező optikai teljesítmény 1 mW, a SOA meghajtó árama pedig 240 mA voltak. A SOA bemenete elé, a polarizációs állapot stabilizálására, egy polarizáció forgatót kellett elhelyezni. Erre azért volt szükség, mert mint minden külső modulátor, a SOA is érzékeny a polarizációs állapotra. Az EAM és az MZM esetében a modulátor lézerrel való integrálásával, illetve egy polarizáció tartó szállal oldották meg a polarizációs állapot stabilizálását.

A 36. ábráról látható, hogy csak egy módus rezonált be nagy, 10,5 dBm-es teljesítménnyel, a többi módus elnyomása közel 56 dB volt. A módusok közti távolságot 33 MHz-nek mértem, amely közel megegyezik az EAM-mel és MZM-mel mért értékekkel. Továbbá a SOA-t és az EAM-et alkalmazva, a fáziszaj viszonyokban sem tapasztaltam jelentős eltéréseket (lásd a 37. ábrán). Az eltérés a már korábban említett okból adódik, miszerint a három adó esetében más-más optikai késleltetések jelennek meg a lézer és a modulátor között: a SOA esetében a lézer és a modulátor közé két rövid (<1 m) patch cord-ot és egy polarizáció forgatót is be kellett helyezni.



36. ábra SOA-t alkalmazó OEO kimenő elektromos spektrumának mérése.

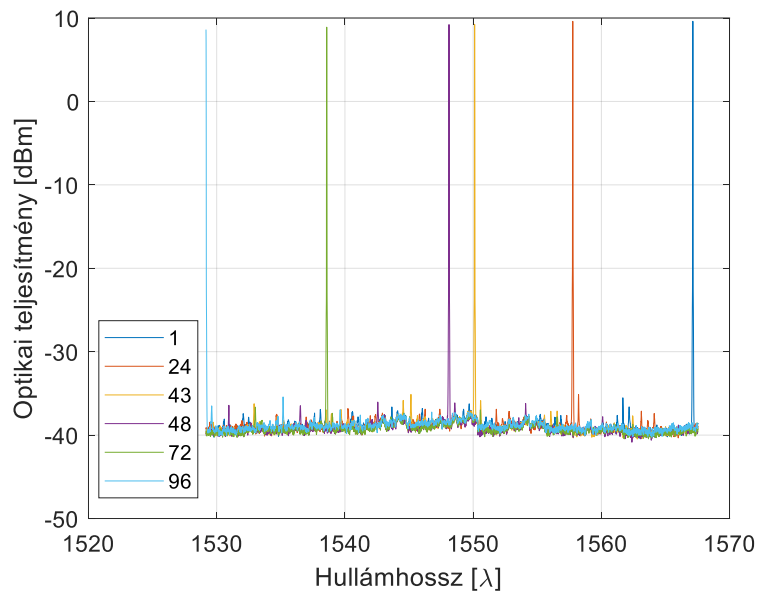


37. ábra SOA-t alkalmazó OEO fáziszajának mérése.

## 5.2.5 Hőfokstabilizált SOA-val végzett mérések

A laboratóriumban rendelkezésre állt egy C-sávban hangolható egymódusú lézer (JDSU 5206 Integrable Tunable Laser Assembly, channel spacing: 50GHz), amelyet, mint adót használtam fel a SOA-t tartalmazó OEO-ban, annak érdekében, hogy a hőfokstabilizálót a SOA-ra tudjam alkalmazni. A 38. ábrán a hangolható lézer különböző

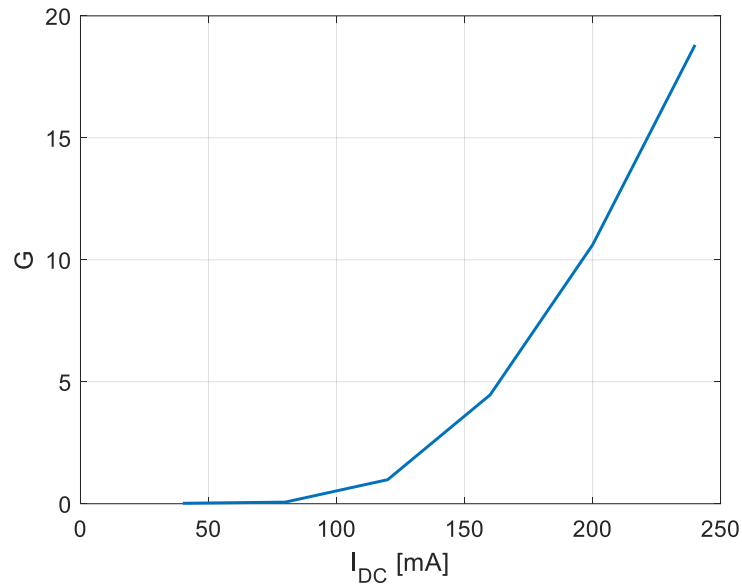
csatornáin adott optikai vivők spektrumképe látható, azonos optikai teljesítményszint mellett.



**38. ábra** Hangolható lézer spektrumképe különböző csatornákon.

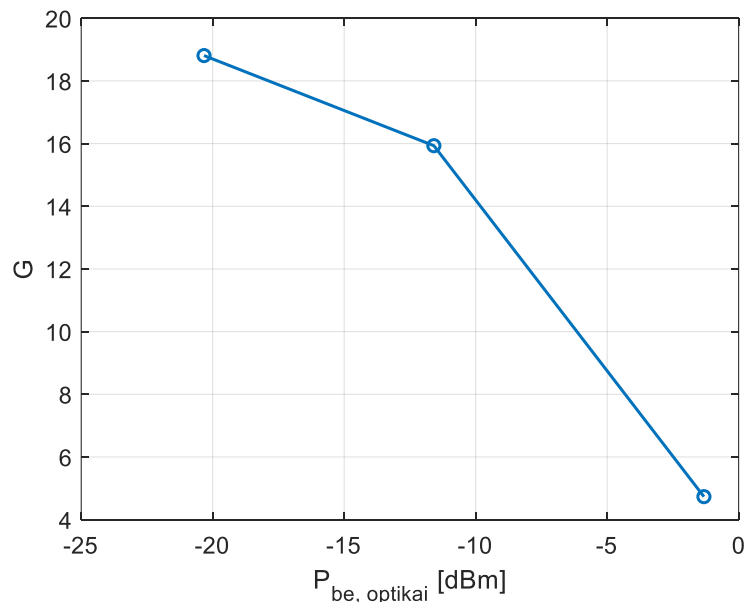
Látható, hogy a hangolható lézer a C-sávon belül a különböző hullámhosszú optikai vivőket közel azonos teljesítményen tudja kibocsátani.

Ezek után a hangolható lézert alkalmazva fényforrásként, megmértem a SOA optikai erősítését a meghajtó áramának függvényében. A hangolható lézeren a 43-as csatornát állítottam be, amely 1550,1 nm-t jelent. A bemenő optikai teljesítmény  $-20,3$  dBm volt. A mérési eredmény a 39. ábrán látható. A korábbiakhoz hasonlóan, a meghajtó áram növelésével nőtt a SOA optikai erősítése, mivel azonban nem volt telítésben az eszköz, ezért nagyobb volt az optikai erősítése, mint a korábbi mérések során (lásd 33. ábra). Megvizsgáltam továbbá a SOA erősítésének hullámhosszfüggését is. Azt tapasztaltam, hogy kb. 1542 nm-től kb. 1562 nm-ig közel 1dB-es téréson belül azonos mértékű a SOA optikai erősítése azonos meghajtó áramok és bemenő optikai teljesítmények mellett. Továbbá az volt megfigyelhető, hogy az ennél alacsonyabb hullámhosszokon kisebb volt az erősítés szintje, ami megfelel a korábban mért eredményeknek, lásd a 32. ábra bal oldalát.



**39. ábra Hőmérséklet-szabályozott SOA DC erősítés karakterisztikája – 20,3dBm bemenő optikai teljesítmény esetében.**

Ezek után megmértem az optikai telítési karakterisztikát, azaz a bemenő optikai teljesítmény függvényében vizsgáltam a SOA optikai erősítését, állandó meghajtó áram (240 mA) mellett. A mérési eredmény a 40. ábrán látható. Az elvártaknak megfelelően a bemenő optikai teljesítmény növelésével csökken az erősítés értéke.

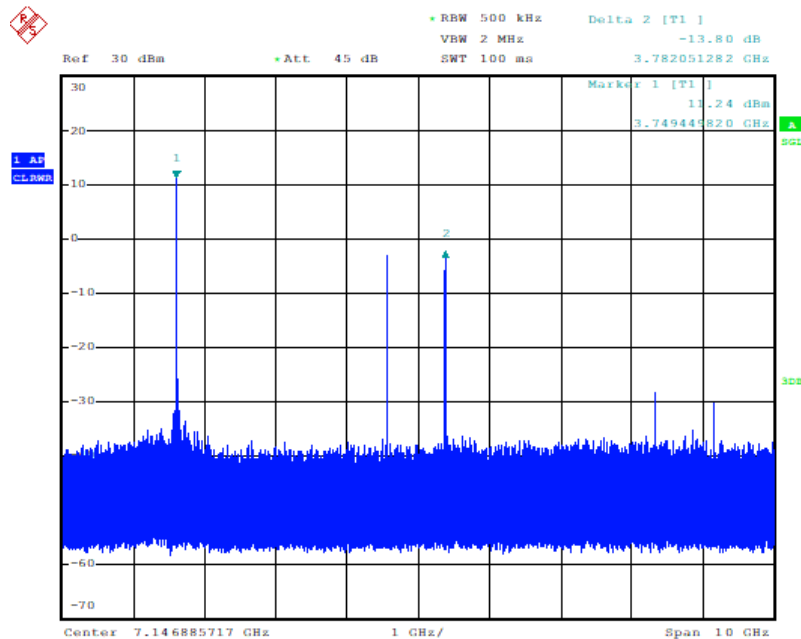


**40. ábra SOA optikai telítési karakterisztikája.**

A mérések során azt tapasztaltam, hogy a hőfokszabályozott SOA az erősítését adott bemenő optikai teljesítmény és meghajtó áram mellett az idő függvényében stabilabban tartja, mint a nem hőfokszabályozott SOA. Továbbá azonos működési

paraméterek mellett a hőfokszabályozás esetében magasabb volt az optikai erősítés értéke.

A zárt kör elrendezésében a SOA meghajtó árama 240 mA volt, a hangolható lézeren a 43-as csatornát (1550,1 nm) állítottam be. A SOA bemenetére érkező optikai teljesítmény 10dBm volt. A mért elektromos spektrumkép a 41. ábrán látható:

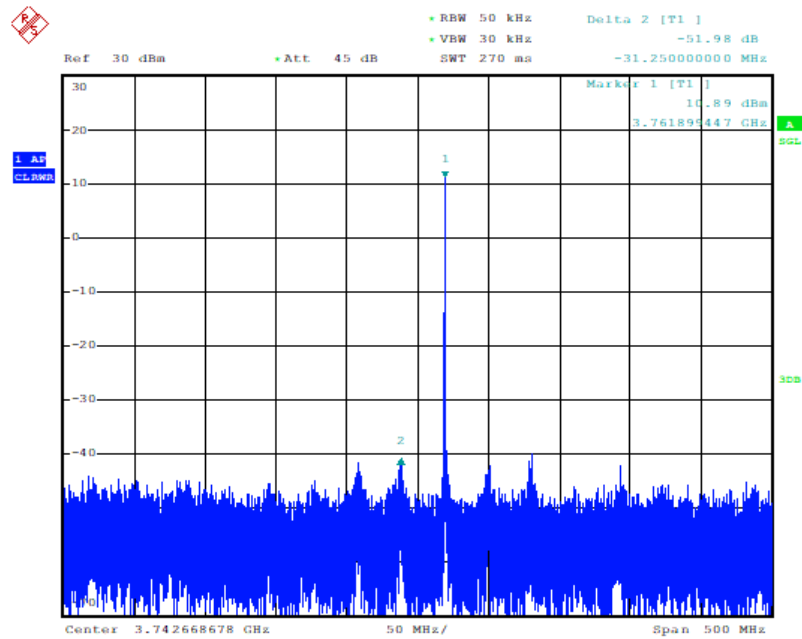


**41. ábra Hőfokstabilizált SOA-t alkalmazó OEO kimenő elektromos spektruma.**

Megfigyelhető, hogy az alapharmonikuson kívül megjelennek a felharmonikusok is, amely nemlinearitás annak köszönhető, hogy a SOA munkapontját az erősítési karakterisztika lineáris szakaszának a végére állítottam be (240 mA-es meghajtó áram mellett), továbbá az OEO alkalmazásban nem kontrollálható modulációs mélység olyan nagy volt, hogy a modulálás során elértük a telítés határát. A meghajtó áram 240 mA-es értéke azonban, az elektromos sávzélesség és az optikai zajspektrum mérésekből kiindulva, a minél magasabb elektromos teljesítményszintek elérése érdekében volt optimális választás. Ez azt jelenti, hogy kompromisszumot kell kötni a nemlinearitás és a magas teljesítményszintek között. Az első felharmonikus teljesítményszintje az alapharmonikushoz képest -13,8 dB-lel, a második felharmonikusé pedig közel -41 dB-lel volt alacsonyabban.

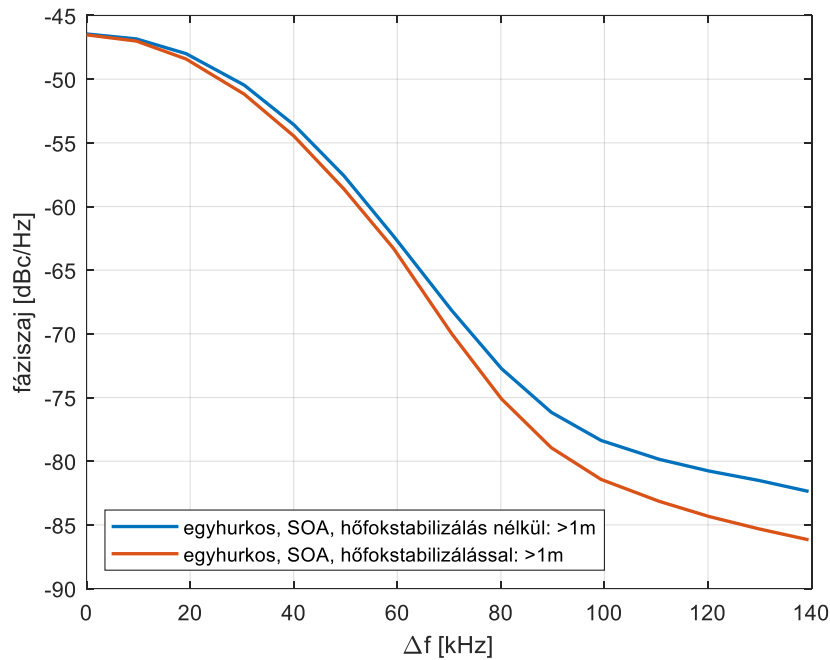
A 42. spektrumképen az alapharmonikus látható 500 MHz-es átfogásban. Megfigyelhető, hogy a megjelenő oldalsó módusok elnyomása kb. 52 dB, amely egy jó

minőségű érték. Az FSR értékét 31,25 MHz-nek mértem, amely közel megegyezik a korábban, nem stabilizált SOA-s méréssel.



42. ábra Hőfokszabályozott SOA-t tartalmazó OEO FSR mérése.

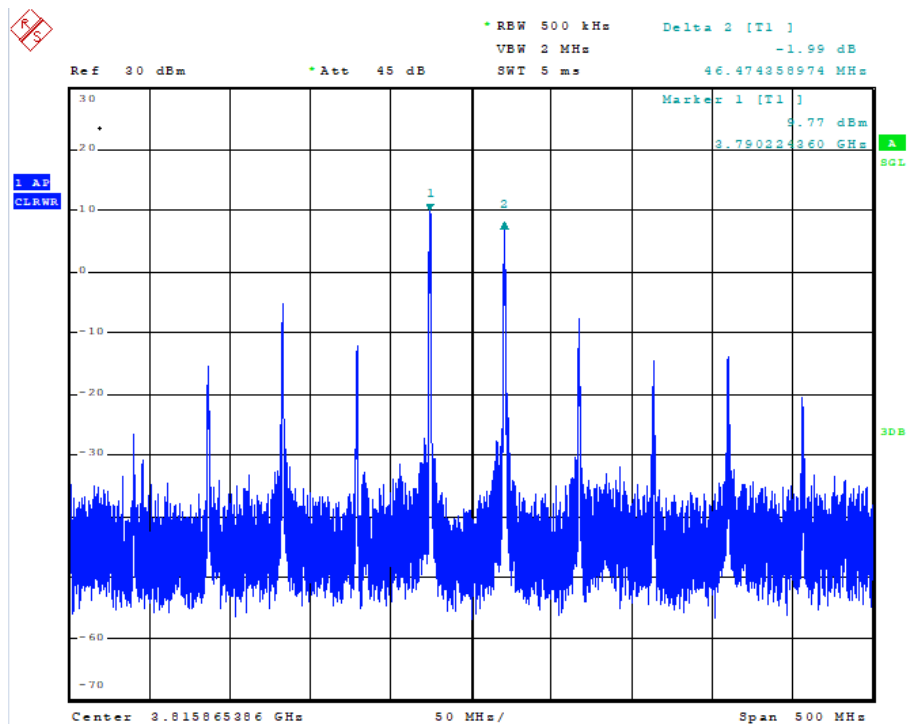
A 43. ábrán összehasonlítottam a hőmérséklet-szabályozott és a nem szabályozott SOA-t tartalmazó OEO-k fáziszajait. Látható, hogy a stabilabb munkaponttal rendelkező, hőmérséklet-szabályozott SOA-nak javult a fáziszaja, ami megfelel a várakozásoknak.



43. ábra Hőfokstabilizált és nem stabilizált SOA-val mérhető fáziszajok összehasonlítása.

## 5.2.6 FSR és fáziszaj mérése, lézert nem tartalmazó OEO elrendezésben

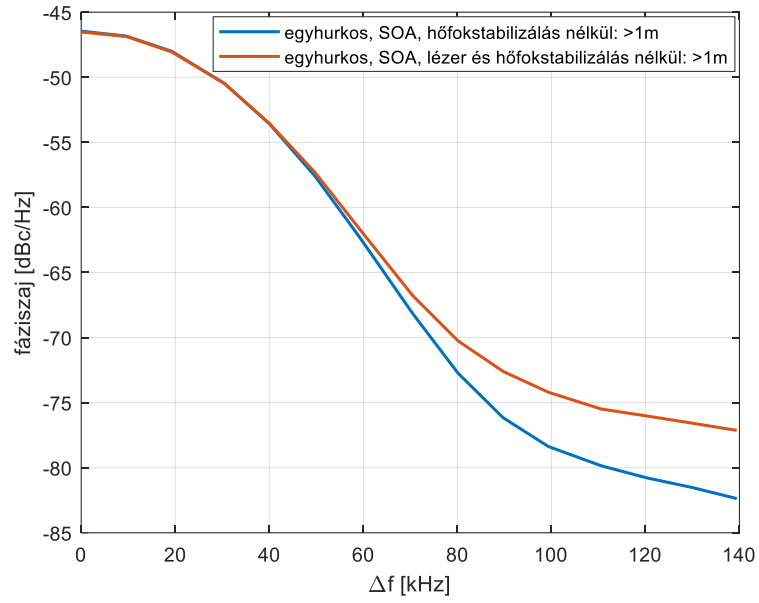
A SOA spontán emissziós zajának köszönhetően akkor is megjelenik a kimenetén optikai jel, amikor a bemenetére nem kapcsoljuk rá a lézer jelét. Ezt a jelenséget felhasználva összeállítottam az OEO elrendezést, a lézert kihagyva a hurokból. Azt tapasztaltam, hogy ekkor is beindul az oszcilláció, azonban a működés nagyon instabil, mivel a fotodióda bemenetén több hullámhosszon megjelennek ugyanazok a komponensek, amelyek véletlenszerű keveredéséből alakul ki az elektromos jel. A 44. ábrán a mért spektrumkép található, amelyen jól látható az erősítő fokozat átviteli karakterisztikája. A módusok közti távolságot 46,47 MHz-nek mértem.



44. ábra Lézert nem tartalmazó OEO spektrumképe.

A 45. ábrán a lézert nem tartalmazó OEO fáziszaját mértem meg és hasonlítottam össze a lézert tartalmazó hurok fáziszajával, ugyanakkora szálhosszt alkalmazva. Lézer nélküli esetben rosszabb volt a fáziszaj értéke, ami a spontán emissziós zajjal magyarázható.





45. ábra Lézert nem tartalmazó OEO fáziszajának mérése.

## 6 Összefoglalás

### 6.1 Eredmények értékelése

Munkám során szimulációkkal és mérésekkel vizsgáltam a szakirodalomban megismert opto-elektronikus oszcillátort. Összeállítottam az egyhurkos, a kéthurkos, egy detektoros és a kéthurkos, két detektoros OEO elrendezést, amelyek elektromos kimenetein mért fáziszajt és módustávolságot összehasonlítottam egymással és a szimulációs eredményekkel, több különböző optikai szálhossz érték mellett.

Mindent összevetve, a három vizsgált elrendezés közül a kéthurkos, egy detektoros megoldás adta a legkedvezőbb spektrumképet. Az egyhurkos elrendezésben kompromisszumot kellett kötni a fáziszaj és a módus távolság között, a kéthurkos, két detektoros esetben pedig az elektromos tartományban való összegzéskor egyéb, nem kívánt komponensek is megjelentek. Meg kell említeni azonban, hogy a kéthurkos, egy detektoros elrendezés hátránya, hogy polarizáció kontrollert is tartalmaz, amely a helyigény szempontjából kritikus kérdés. A kétféle kéthurkos megoldás között nem tapasztaltam jelentős eltérést a fáziszajban.

Munkám során három különböző optikai intenzitásmodulátor típust vizsgáltam meg, amelyek közül az EAM-et találtam optimális választásnak az OEO elrendezésében. Módus távolság és fáziszaj tekintetében mindhárom modulátor alkalmazása közel azonos értékeket adott, azonban az EAM lézerrel való integráltsága kis beiktatási csillapítást eredményezett, továbbá ez a modulátor biztosította a legstabilabb működést. Az MZM és a SOA munkapontjának hőmérsékletfüggése miatt biztosítani kell a modulátorok hőfokstabilizálását. Továbbá a SOA munkapontbeállítása bonyolult feladat, amely a nem kontrollálható modulációs mélységnek köszönhető. Ennek köszönhető a SOA telítésbe vezérlődése és az OEO kimeneti jelének nemlinearitása.

### 6.2 További célok

Az egyik továbbfejlesztési irány a mikrohullámú szűrő beiktatása a körbe, amire az egy módus kiválasztása miatt van szükség. Kész mikrohullámú szűrő is beszerezhető,

azonban a speciális követelmények miatt egy keskenysávú sáváteresztő szűrő tervezése válik szükségessé.

A másik továbbfejlesztési irány az OEO integrált áramköri elemekkel való megvalósítása, ami a bázisállomásokban a kis helyigény miatt válik szükségessé [57]. A modulátor típusok közül a (6.1) alfejezetben ismertetett szempontok alapján optimális EAM ebben az esetben is kedvező tulajdonságokkal bír, hiszen gyártása a lézerrel integrált formában valósul meg.

## Irodalomjegyzék

- [1] Ming Li, "Quantum Microwave Photonics," 2021 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP2021), online, Pisa, 2021.
- [2] Jianping Yao, "Microwave Photonics Systems," 2021 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP2021), online, Pisa, 2021.
- [3] Thomas F. Schubert; Ernest M. Kim, *Fundamentals of Electronics: Book 4 Oscillators and Advanced Electronics Topics*, San Rafael, CA, USA: Morgan & Claypool, 2016, pp. 925-927, doi: 10.2200/S00715ED1V04Y201604DCS050.
- [4] Mehmet Alp Ilgaz, *Opto-electronic oscillator in radio access network*. PhD thesis, University of Ljubljana, 2020, p. 30.
- [5] Patrice Salzenstein, "Optoelectronic Oscillators," in *Optoelectronic Devices and Properties*, ed. Oleg Sergiyenko, Rijeka: InTech Europe, pp. 401-410, 2011, doi: 10.5772/14617.
- [6] T. Berceci, T. Bánky and B. Horváth, "Opto-electronic generation of stable and low noise microwave signals," *IEE Proceedings – Optoelectronics*, vol. 153, no. 3, pp. 119–127, 2006, doi:10.1049/ip-opt:20050019.
- [7] X. S. Yao, L. Maleki and D. Eliyahu, "Progress in the opto-electronic oscillator – a ten-year anniversary review," in *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535)*, Fort Worth, TX, USA, 2004, vol. 1, pp. 287-290 doi: 10.1109/ MWSYM.2004.1335872.
- [8] S. Romisch, J. Kitching, E. Ferre-Pikal, L. Hollberg and R. L. Walls, "Performance evaluation of optoelectronic oscillators," in *Proceedings of the 1999 Joint Meeting of the European Frequency and Time Forum and the IEEE International Frequency Control Symposium (Cat. No.99CH36313)*, Besancon, France, 1999, vol. 2, pp. 561-564 doi: 10.1109/FREQ.1999.841367.
- [9] B. Batagelj, L. Bogataj and M. Vidmar, "Key properties and design issues for an opto-electronic oscillator," in *17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Budapest, 2015, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICTON.2015.7193351.

- [10] S. Römisch et al., "Performance Evaluation of an Optoelectronic Oscillator", *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 47, no. 5, pp. 1159-1165, September 2000, doi:10.1109/58.869060.
- [11] X. S. Yao, "Opto-electronic oscillators", in *RF Photonic Technology in Optical Fiber Links*, ed. W. Chang, Cambridge: Cambridge University Press, 2002, pp. 255-292, doi:10.1017/CBO9780511755729.010.
- [12] K. Saleh, *et al.*, "Fiber ring resonator based opto-electronic oscillator: phase noise optimisation and thermal stability study," *RF and Millimeter-Wave Photonics, Proceedings SPIE*, vol. 7936, 2011, doi:10.1117/12.873755.
- [13] A. Docherty, C. R. Menyuk, O. Okusaga and W. Zhou, "Stimulated Rayleigh scattering and amplitude-to-phase conversion as a source of length-dependent phase noise in OEOs," *2012 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings*, Baltimore, MD, 2012, pp. 1-5, doi: 10.1109/FCS.2012.6243594.
- [14] G. P. Agrawal, *Fiber-optic communication systems*, John Wiley, Hoboken, NJ, USA, 2010, pp. 59-60.
- [15] M. A. Ilgaz and B. Batagelj, "Measurement of the Free Spectral Range and the Side-Modes Suppression Ratio of a 9.3-GHz Single-Loop Opto-Electronic Oscillator by Fiber Path Selector," *26th Telecommunications Forum (TELFOR)*, Belgrade, 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/TELFOR.2018.8611856.
- [16] M. A. Ilgaz and B. Batagelj, "Opto-Electronic Oscillators for Micro- and Millimeter Wave Signal Generation," *Electronics*, 10(7):857, 2021, doi: 10.3390/electronics10070857.
- [17] L. Maleki, "The opto-electronic oscillator (OEO): Review and recent progress," *2012 European Frequency and Time Forum*, Gothenburg, 2012, pp. 497-500, doi: 10.1109/EFTF.2012.6502432.
- [18] K. Saleh, P. H. Merrer, O. Llopis and G. Cibiel, "Optoelectronic oscillator based on fiber ring resonator: Overall system optimization and phase noise reduction," *2012 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings*, Baltimore, MD, 2012, pp. 1-6, doi: 10.1109/FCS.2012.6243650.
- [19] M. Bagnell and P. J. Delfyett, "Optoelectronic oscillator using an ultra-high finesse Fabry-Perot etalon as a photonic filter for low phase noise at high oscillating

- frequencies," *2013 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, Alexandria, VA, 2013, pp. 56-59, doi: 10.1109/MWP.2013.6724018.
- [20] K. Saleh, et al., "Phase noise performance comparison between optoelectronic oscillators based on optical delay lines and whispering gallery mode resonators," *Optics Express*, vol. 22, no. 26, p. 32158, 2014, DOI: 10.1364/OE.22.032158.
- [21] J. Dai *et al.*, "Compact optoelectronic oscillator based on a Fabry-Perot resonant electro-optic modulator," *Chinese Optics Letters*, vol. 14, no 11, 2016, doi: 10.3788/COL201614.110701.
- [22] Y. Ji, X. S. Yao and L. Maleki, "A High-Q Millimeter-Wave Dielectric-Resonator Bandpass Filter Using Whispering-Gallery Modes," in *The Telecommunications and Mission Operations Progress Report*, ed. Joseph H. Yuen, Pasadena, CF, USA: National Aeronautics and Space Administration, Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, 2000, pp. 42-141.
- [23] J. Dai *et al.*, "Compact photonic oscillator employing FP resonator based on travelling-waveguide-type EO modulator," *2016 IEEE International Frequency Control Symposium (IFCS)*, New Orleans, LA, 2016, pp. 1-2, doi: 10.1109/FCS.2016.7546812.
- [24] K. Lee, J. Kim and W. Choi, "A 30-GHz Self-Injection-Locked Oscillator Having a Long Optical Delay Line for Phase-Noise Reduction," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 24, pp. 1982-1984, Dec.15, 2007, doi: 10.1109/LPT.2007.909684.
- [25] A. Banerjee, L. A. Dantas de Britto and G. Mende Pacheco, "Analysis of phase noise in self-injection-locked optoelectronic oscillator," *International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 223, 2020, doi: 10.1016/j.ijleo.2020.165475.
- [26] K. Lee, J. Kim, W. Choi, H. Kamitsuna, M. Ida and K. Kurishima, "Low-Cost Optoelectronic Self-Injection-Locked Oscillators," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 13, pp. 1151-1153, July1, 2008, doi: 10.1109/LPT.2008.925189.
- [27] Wen-Hung Tseng and Kai-Ming Feng, "Enhancing long-term stability of the optoelectronic oscillator with a probe-injected fiber delay monitoring mechanism," *Optics Express*, vol. 20, no. 2, pp. 1597-1607, 2012, doi: 10.1364/OE.20.001597.

- [28] L. Bogataj, M. Vidmar and B. Batagelj, "A Feedback Control Loop for Frequency Stabilization in an Opto-Electronic Oscillator," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 20, pp. 3690-3694, 15 Oct.15, 2014, doi: 10.1109/JLT.2014.2321023.
- [29] D. Eliyahu, K. Sariri, A. Kamran and M. Tokhmakhian, "Improving short and long term frequency stability of the opto-electronic oscillator," in *Proceedings of the 2002 IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition (Cat. No.02CH37234)*, New Orleans, LA, USA, 2002, pp. 580-583, doi: 10.1109/FREQ.2002.1075948.
- [30] Lajtha Gy. és Szép I., *Fénytvázközlő rendszerek és elemeik*, Budapest: Akadémiai Kiadó, 1987, pp. 147-149.
- [31] X. P. Mao, R. W. Tkach, A. r. Chraplyvy, R. M. Jopson and R. M. Derosier, "Stimulated Brillouin Threshold Dependence on Fiber Type and Uniformity," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 4, no. 1, pp. 66-69, January 1992.
- [32] Rogers H. Stolen, "Nonlinearity in Fiber Transmission," *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, no. 10, pp. 1232-1236, October 1980.
- [33] Graham E. Town, "Lasers, Optical Fiber," in *Encyclopedia of Physical Science and Technology* (Third Edition), ed. Robert A. Meyers, Amsterdam: Elsevier B. V., ScienceDirect, 2003, pp. 419-441.
- [34] Khaldoun Saleh, Pierre-Henri Merrer, Olivier Llopis and Gilles Cibiél, "Optical scattering noise in high Q fiber ring resonators and its effect on optoelectronic oscillator phase noise," *Optics Letters*, vol. 37, no. 4, pp. 518-520, 2012, doi: 10.1364/OL.37.000518.
- [35] O. Okusaga, J. Cahill, W. Zhou, A. Docherty, G. M. Carter and C. R. Menyuk, "Optical scattering induced noise in RF-photonic systems," in *2011 Joint Conference of the IEEE International Frequency Control and the European Frequency and Time Forum (FCS) Proceedings*, San Francisco, CA, USA, 2011, pp. 1-6, doi: 10.1109/FCS.2011.5977754.
- [36] Walter Koechner, *Solid-State Laser Engineering*, Berlin and Heidelberg: Springer, 2006, pp. 14-17.
- [37] D. Sands, *Diode Lasers*, London and New York: Routledge, 2005, pp. 19-20.

- [38] Walter Koechner, *Solid-State Laser Engineering*, Berlin and Heidelberg: Springer, 2006, pp. 11-12, 25-27.
- [39] D. Sands, *Diode Lasers*, London and New York: Routledge, 2005, 31-34.
- [40] K. Petermann, *Laser Diode Modulation and Noise*, Berlin and Heidelberg: Springer, 1988, pp. 5-6.
- [41] D. Sands, *Diode Lasers*, London and New York, Routledge, 2005, pp. 30-31, 35-40.
- [42] H. Ghafouri-Shiraz, *Fundamentals of Laser Diode Amplifiers*, Chichester, UK: Wiley, 1996, pp. 46-47.
- [43] Bercei Tibor, Gerhátné Udvary Eszter, Zólomy Attila, Bánky Tamás, *Optikai távközlés, jegyzet*, Budapest: BME, 2006.
- [44] Marija Trajkovic, *High Speed Electro-Absorption Modulators in Indium Phosphide Generic Integration Technologies*, Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven, 2019, pp. 7-9, 11-28.
- [45] R. Paschotta, "Electroabsorption modulators," in *Encyclopedia of Laser Physics and Technology*, Weinheim: Wiley-VCH, 2008,  
[https://www.rp-photonics.com/electroabsorption\\_modulators.html](https://www.rp-photonics.com/electroabsorption_modulators.html)
- [46] Le Nguyen Binh, "Optical Modulation: Advanced Techniques and Applications," in *Transmission Systems and Networks*, Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2017, p. 51.
- [47] Marija Trajkovic, "High Speed Electro-Absorption Modulators," in *Indium Phosphide Generic Integration Technologies*, Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven, 2019, pp. 11-28.
- [48] S. M. Sze and Kwok K. Ng, "Photodetectors and Solar Cells", in *Physics of Semiconductor Devices*, 3rd edition, Hoboken, NJ, USA: John Wiley, 2007, pp. 663-667.
- [49] S. R. Forrest, "Optical detectors: Three contenders: Depending on the application, the photoconductor, p-i-n diode, or avalanche photodiode may prove the best choice," in *IEEE Spectrum*, vol. 23, no. 5, pp. 76-85, May 1986, doi: 10.1109/MSPEC.1986.6370907.



- [50] S. M. Sze and Kwok K. Ng, *Physics of Semiconductor Devices*, 3rd edition, Hoboken, NJ, USA: John Wiley, 2007, pp. 671-674.
- [51] S. M. Sze and Kwok K. Ng, *Physics of Semiconductor Devices*, 3rd edition, Hoboken, NJ, USA: John Wiley, 2007, pp. 683-687.
- [52] Osayd Kharraz and David Forsyth, "Performance comparisons between PIN and APD photodetectors for use in optical communication systems," *Optik*, vol. 124, no. 13, pp. 1493-1498, July 2013, doi: 10.1016/j.ijleo.2012.04.008.
- [53] Stanislav Zvanovec, Petr Chvojka, Paul Anthony Haigh and Zabih Ghassemlooy, "Visible Light Communications towards 5G," *Radioengineering*, vol. 24, no. 1, pp. 1-9, April 2015, doi: 10.13164/re.2015.0001.
- [54] Etgar C. Levy, Moshe Horowitz, and Curtis R. Menyuk, "Modeling optoelectronic oscillators", in *Journal of the Optical Society of America B*, vol. 26, no. 1, pp. 148-159, January 2009.
- [55] Single-Loop Oeo Simulation Software, [http://photonics.umbc.edu/software/Single-Loop-OEO\\_Simulation-Software/index.html](http://photonics.umbc.edu/software/Single-Loop-OEO_Simulation-Software/index.html) (2021. 10. 25.).
- [56] Gerhátné Udvary Eszter, *Többfunkciós félvezető optikai erősítő alkalmazása és vizsgálata segédvívős optikai rendszerekben*. PhD értekezés, Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, 2009. <http://hdl.handle.net/10890/867> (2021. 10. 25.).
- [57] Fang Zou, Lei Zou, Bo Yang, Qian Ma, Xihua Zou, Jim Zou, Siming Chen, Dusan Milosevic, Zizheng Cao, and Huiyun Liu, "Optoelectronic oscillator for 5G wireless networks and beyond," in *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 54, no. 42, 19 pp., 2021, doi: 10.1088/1361-6463/ac1312.