

# Félvezetős optikai erősítő-modulátor linearitás és chirp vizsgálata

GERHÁTNE UDVARY ÉSZTER

BME Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék  
udvary@mht.bme.hu

Lektorált

**Kulcsszavak:** amplitudó és fázismoduláció, chirp, nemlinearitás, félvezető optikai erősítő, segédvívó multiplexálás

A cikk ismerteti a félvezetős optikai erősítők (Semiconductor Optical Amplifier – SOA) működésének alapjait, áttekinti a SOA többfunkciós eszközként, modulátorként való alkalmazási lehetőségeit segédvívós optikai rendszerekben (SubCarrier Multiplexed – SCM). Kiemelten foglalkozik a hőmérsékletnek és az optikai reflexiónak az eszköz linearitására gyakorolt hatásával. Numerikus szimuláció és mérési eredmények segítségével megmutatja, hogy az eszköz az SCM rendszerek számára elfogadható szintű nemlineáris torzítással rendelkezik. Végezetül javaslatot tesz a modulátorban fellépő chirp csökkentésére. Mindez körültekintő munkapont és működési paraméterválasztást igényel.

## 1. Bevezetés

Segédvívós optikai átvitel esetén olyan elektromos jelet viszünk át optikai csatornán, amely egy vagy több modulált vívót tartalmaz. Ezek a vívók általában a mikrohullámú tartományba esnek, mert vagy kisugárzásra kerülnek az optikai vételi oldalon, vagy rádiócsatornán vett jel továbbítása a feladat. Olyan rendszer is létezik, amely egyszerre alkalmaz segédvívókat és alapsávi jelátvitelt.

Az irodalom számos rendszerben javasolja optikai átvitel használatát mikrohullámú vagy milliméter hullámú rádiójelek szétesztására, illetve továbbítására. Ilyen elven működik a kábeltévé-rendszerek elosztó hálózata. Tipikus alkalmazás a távoli antennák táplálása, mikor a jelforrás nem helyezhető el az antenna közelében és a nagy frekvenciájú jelet kis veszteséggel kell az antennához juttatni. SCM-et használnak a kisméretű cellákkal dolgozó, esetleg mobil, rádiós rendszerek, ahol az egyes cellákba több rádiócsatorna jelét kell eljuttatni.

A fibre-radio rendszerekben az optikai szálon keresztül továbbítva a jelet szélessávú szolgáltatást nyújthatunk a milliméter sávú pikocellákban. Az optikai út nagy sáv szélessége lehetővé teszi a rádiócsatornák változtatás nélküli átvitelét, azaz a rádiócsatornák vívó frekvenciái segédvívóként szerepelnek az optikai átviteli rendszerben, így nincs szükség frekvenciakonverzióra vagy multiplexálási/demultiplexálási feladatokra. A jelfeldolgozási feladatokat központosítani lehet, amely egyszerűsíti a cellák telepítését és fizikailag kisebb, kevesebb karbantartást igénylő állapotokat eredményez. Ugyanakkor a flexibilitás is biztosított, hiszen az adatforgalomnak megfelelően a segédvívók száma és frekvenciája könnyedén módosítható. Segédvívós és alapsávi jelet is használnak például a segédvívós fejléccel ellátott csomagkapcsolt optikai rendszerek.

Az ilyen rendszerekben szükséges komplex optikai áramkörök tervezése összetett feladat, amelyet egyszerűsíthet a sokfunkciós struktúrák alkalmazása, hiszen nagyszámú speciális komponenst lehet egyetlen több-

célú eszközzel kiváltani. Csökken a diszkrét komponensek száma, kisebb a helyigény, kevésbé komplikált lesz a rendszer, csökken az ár, nő a megbízhatóság. Ugyanakkor gyakran kell kompromisszumot kötni a különböző feladatok szempontjából. A többfunkciós eszköz paramétere rosszabbak, mint a specifikus komponensek által nyújtott értékek. A paraméteromlást minimalizálni kell, ehhez pedig fontos a lehetséges eszközök vizsgálata.

## 2. Félvezetős optikai erősítő

A SOA nagyon hasonlít egy félvezetős lézerre, azzal a különbséggel, hogy nincs optikai üreg, azaz nincs, vagy elhanyagolható az optikai reflexió értéke. Tehát a SOA egy félvezető alapú, kis méretű, kis energiafogyasztású, elektromos árammal meghajtott elem, amely nagy optikai sáv szélességgel rendelkezik. A félvezető technika széles választási lehetőséget biztosít a működési hullámhossz szempontjából (csak az aktív réteg anyagösszetételét kell megfelelően megválasztani), viszonylag olcsó eszköz előállítását teszi lehetővé és könnyű integrálhatóságot jelent egyéb aktív vagy passzív optikai eszközökkel, amely még összetettebb feladatok ellátását biztosíthatja.

A SOA alapfeladata a bemenetére érkező legyengült optikai jel közvetlenül optikai tartományban történő erősítése az aktív rétegben domináló indukált emisszió következtében. A működés során fellépő abszorpció veszteséggént, míg a spontán emisszió vezetett hányada zajként jelentkezik. Működése a félvezető lézerekhez hasonlóan többmódusú rate egyenletekkel írható le. A SOA-ban nincs optikai üreg, így a teljes szabad töltéshordozó-sűrűség nem állandó értékű (ami a félvezető lézerek esetén igaz feltétel), hanem időben és térben változik az eszköz belsejében. A foton-sűrűség egyenletében pedig megjelenik a bemeneti optikai jelet leíró tag.

Ha a SOA előfeszítő áramának értékét moduláljuk, akkor az áram változásával arányosan változik az aktív

réteg töltéshordozó sűrűsége, az anyag optikai erősítési együtthatója, tehát az eszköz erősítése [1]. Kisjelű árammodulációt feltételezve a töltéshordozók és fotonok száma szintén időfüggő és követi az áram változását, tartalmazza a modulációs jelet [2]. Az eszköz az előfeszítő áram egyenáramú komponensének megfelelően erősíti a folytonosan belépő optikai jelet és hozzáad egy intenzitásmodulált komponenst, amelyből később egy fotodetektorral visszanyerhetjük az információt.

A SOA-modulátor a többi külső modulátorral összehasonlítva alacsony modulációs teljesítményt igényel, a detektált elektromos jel teljesítménye magas a SOA erősítése miatt (ellentétben a többi modulátor típusal, ahol jelentős beiktatási csillapítással kell számolni). Gyors válaszidővel rendelkező eszköz, így az elektromos áramkörök limitálják a modulációs sebességet. Ugyanakkor jelentős zajtöbbletet ad a rendszerhez és összetett, alkalmazásfüggő, alapos körültekintést igénylő a működési paraméterek megválasztása [3].

A félvezetős optikai erősítők jól alkalmazhatóak a bevezetésben tárgyalt SCM rendszerekben, olyan többfunkciós eszközként, amely kompenzálja az optikai veszteséget és új segédvívös csatornát ad a rendszerhez, azaz „branching” feladatokat lát el. Kisméretű, összetett, kedvező árú rádiós ismétlő valószínűleg meg vele a jel szétesztására [4]. Hasonló feladatot lát el Fiber-to-the-Home rendszerekben, ahol a felhasználónak szintén egyszerű optikai egységet kell biztosítani [5].

A kompakt SOA-modulátor képes megoldani az optikai segédvívös címke újírásának problémáját is csomagkapcsolt optikai rendszerekben. Ekkor a hullámhossz-átalakítást és a teljesen optikai tartományban történő regenerálást végző keresztfázis moduláción alapuló (Cross-Phase Modulation – XPM) SOA-t tartalmazó aktív Mach-Zehnder interferométer egyik (vagy mindkét) ágában található SOA áram modulációját használjuk az új címke hozzáadására [6].

### 3. Linearitási vizsgálatok

SCM hálózatokban több elektromos segédvív található az optikai vívön, ilyen esetekben a segédvívök közti áthallás és a zaj növekedés határozza meg az átviteli rendszer romlását [7].

A segédvívös optikai átvitel egyik legkényesebb pontja a linearitás. Minden elem okoz valamilyen szintű torzítást, de a hagyományosan használt elektro-optikai modulátor linearitása sokkal rosszabb, mint a fotodiódáé és az üvegszálé. Tehát a SOA-modulátor alkalmazása javíthat a rendszeren.

A gyakorlat számára a másod- és harmadrendű tagok által keltett torzítási termékek a fontosak. A másodrendű torzítás következtében az alapsáv felkeveredik minden segédvívőre, illetve bármely két segédvív jele lekeveredik a különbségi frekvenciára. A harmadrendű torzítás sávon belüli intermodulációs termékeket állít elő, ráadásul ezek a termékek egyenletes csatornakiosztásnál a szomszédos csatornák frekvenciájára esnek.

### Szimulációs eredmények

A SOA viselkedését csatolt parciális differenciálegyenletekkel lehet leírni. A helyfüggő rate-egyenlet numerikus megoldása adja a töltéshordozó sűrűséget, míg a hullámegyenlet írja le a terjedő elektromágneses mezőnek az erősítőn belüli növekedését.

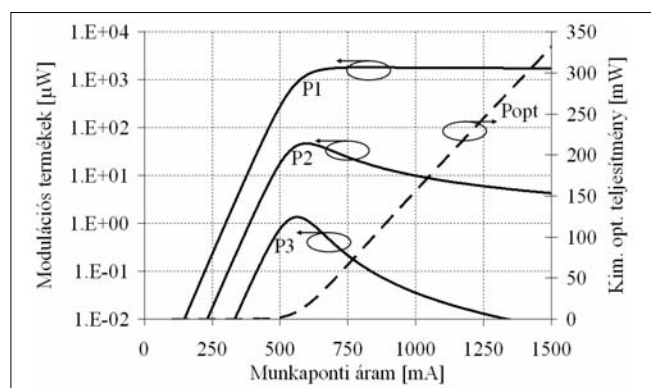
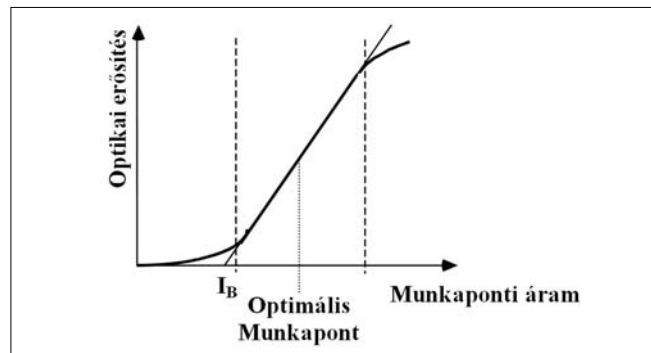
A linearitási vizsgálatok során a modellben nemlineáris töltéshordozó rekombinációs arányt vettem figyelembe.

$$R(N) = A \cdot N + B \cdot N^2 + C \cdot N^3 \quad (1)$$

ahol  $A$ ,  $B$ ,  $C$  nem sugárzásos, sugárzásos és Auger-rekombinációs arány,  $N$  pedig a töltéshordozó sűrűség.

Kétféle nemlineáris torzítási mechanizmust különíthetünk el [8]. A statikus torzítást az erősítő folytonos kimeneti optikai teljesítmény-előfeszítő áram karakterisztikájának nemlinearitása okozza. A dinamikus torzítás oka pedig a töltéshordozó sűrűségmodulációja. A statikus, nemlineáris torzítás értékét közvetlenül a kimeneti optikai teljesítmény-előfeszítő áram görbéből számíthatjuk [9]. A fő cél a görbe széles tartományban lineáris szakaszának kiválasztása, ennek a tartománynak a közepére kell elhelyezni a munkapontot (1. ábra).

1. ábra  
Az optimális munkapont meghatározása



2. ábra A modulációs tagok és az erősítési görbe

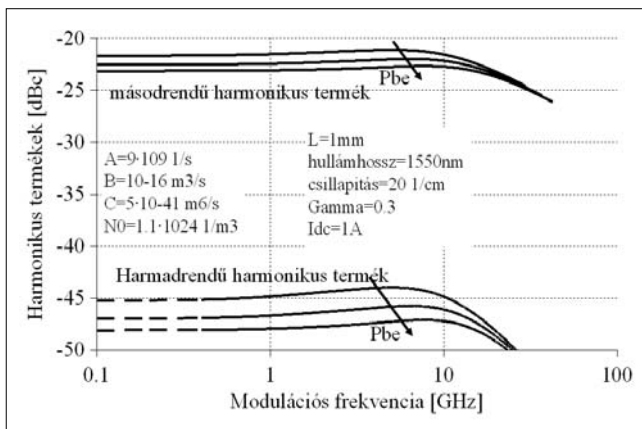
Amennyiben megfelelően választjuk ki a munkapont helyét, akkor a statikus nemlinearitás miatti torzítási termék alacsonyabb szintű lesz, mint a dinamikus torzítási termék. A dinamikus torzítási termékek szintjét az ismertett, csatolt differenciálegyenleteken alapuló modell segítségével számítottuk ki.

A 2. ábra az optikai egyteljesítményt ( $P_{dc}$ , szaggatott vonal), a modulációs tagot ( $P_1$ ), a másodrendű fel-

harmonikus (P2) és a harmadrendű felharmonikus (P3) mutatja az eszköz előfeszítő áramának függvényében. Jól látható, hogy a küszöbáram közelében, az erősítési tartomány kezdetén a modulátor viselkedése erősen nemlineáris. Az előfeszítés növelésével a modulációs tartalom egy idő után nem növekszik, míg a harmonikusok szintje jelentősen csökken.

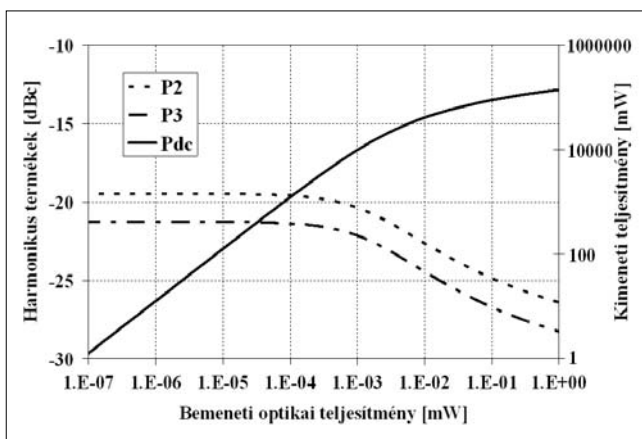
A harmonikusok frekvenciamenete látható a 3. ábrán. Kis bemeneti optikai teljesítmények nem befolyásolják a torzítás szintjét. Amennyiben azonban az optikai jel szintje elegendően nagy ahhoz, hogy a telítési hatás jelentkezzen, a dinamikus torzítás csökken. Ekkor a modulációs tartalom is csökken, de a felharmonikusok szintjének csökkenése nagyobb mértékű.

3. ábra Felharmonikusok a frekvencia és a bemeneti optikai teljesítmény függvényében



Az optikai teljesítmény hatása jobban követhető a 4. ábrán. Az eredmények azt mutatják, hogy a telítési tartományban lineárisabb működésű modulátor valósítható meg, de a modulációs index értéke kisebb lesz.

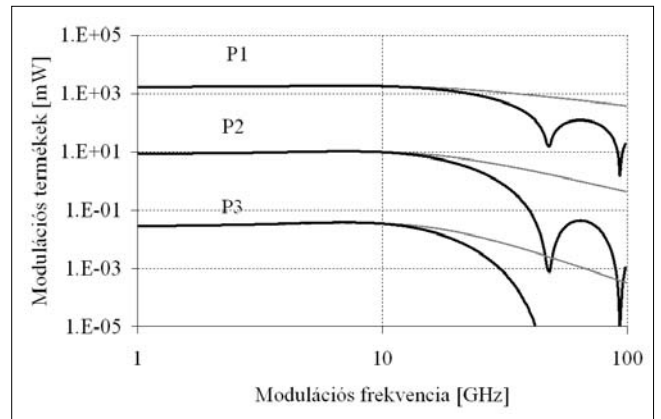
4. ábra Telítési hatása a harmonikus termékek szintjére



Az eddig bemutatott vizsgálatok során feltételeztük, hogy az optikai és a moduláló mikrohullámú jel sebessége tökéletes illesztésben van. A következő modell egy valóságosabb szituációt vesz figyelembe, amikor a moduláló elektromos jel terjedési sebessége eltér az optikai jel sebességétől. Ezt a jelenséget általában félve-

ző lézerek modulációjának vizsgálatokor el szokták hanyagolni, de a SOA modulátor nem tekinthető koncentrált elemnek, mert hossza összehasonlítható a moduláló jel hullámhosszával. A szakirodalom [10] alapján azt mondhatjuk, hogy az 5-40 GHz-es tartományban a mikrohullámú jel terjedési sebessége 8-12%-a a fény vákuumbeli terjedési sebességének. Tehát a mikrohullámú jel törésmutatója ( $n_{\mu}$ ) a 14.3-8.3 tartományba esik.

Az 5. ábra tipikus sebességkülönbség ( $n_{\mu}=10$ ) esetén mutatja az eltérést az illesztett esethez képest.



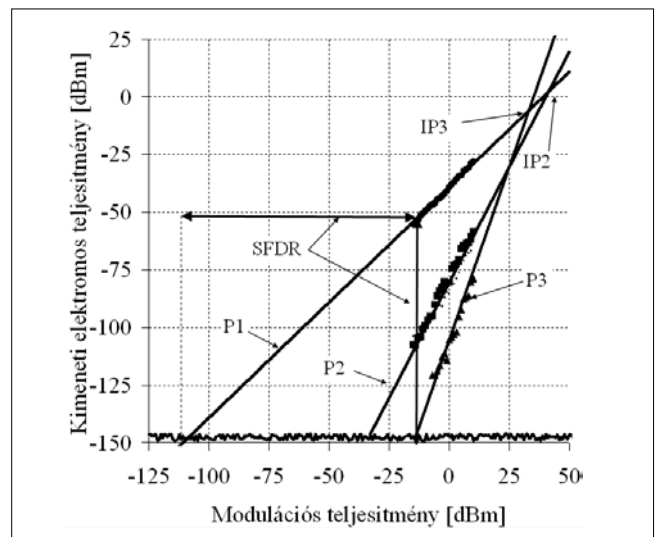
5. ábra Az optikai és mikrohullámú jel sebességeltérésének hatása

**Mérési eredmények**

Az intermodulációs termékek vizsgálatát kétjeles méréssel végeztük. Ekkor a SOA-modulátorra két mikrohullámú moduláló jel összege került. A kimeneti jel az alapharmónikusának (P1), a másodrendű (P2) és a harmadrendű (P3) keverési termékeknek a teljesítményét és a zajszintet ( $P_{noise}$ ) vizsgáltuk. Ez függ az előfeszítéstől, a hőmérséklet értékétől, a lézer és a SOA felépítésétől, az optikai reflexiótól stb.

A 6. ábra alapján a mért eredményekből a (2) képletek segítségével megállapítható a spurious free dynamic range (SFDR), a másodrendű (IP2) és a harmadrendű metszéspont (IP3).

6. ábra SFDR, IP2, IP3 meghatározása



$$SFDR = \frac{P_{in}(P_3 = noise)}{P_{in}(P_1 = noise)} = \frac{P_1(P_3 = noise)}{P_{noise}}$$

$$IP2[dBm] = 2 \cdot P_1[dBm] - P_2[dBm] \quad (2)$$

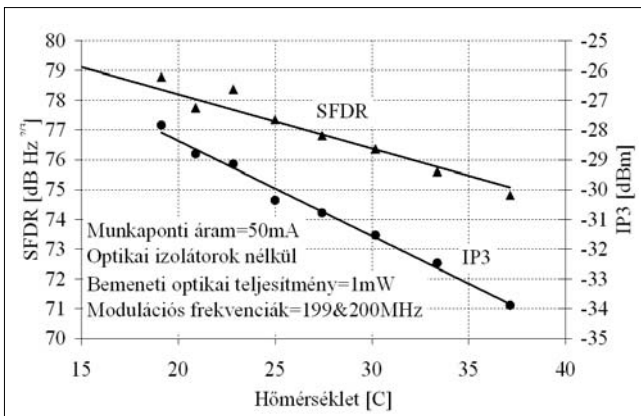
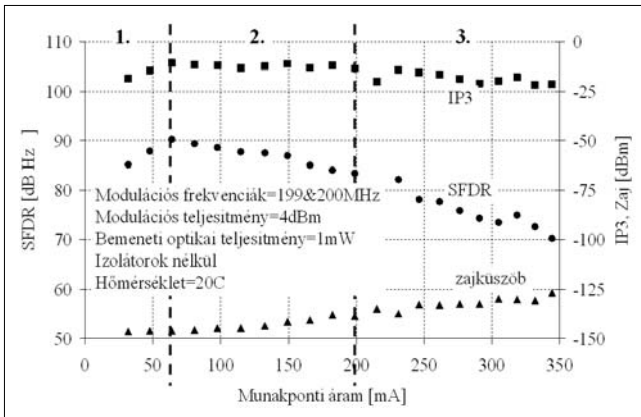
$$IP3[dBm] = \frac{1}{2} \cdot (3 \cdot P_1[dBm] - P_3[dBm])$$

$$SFDR[dB] = \frac{2}{3} \cdot (IP3[dBm] - P_{noise}[dBm])$$

A lineáris működési tartományban a SOA modulátor által létrehozott zaj dominál a rendszerben. Az intermodulációs termékek magas modulációs index vagy nagy optikai teljesítményszintek esetén emelkednek ki a zajból. Ugyanakkor az eszköz az általános optikai hálózatok előírásának megfelelő SFDR-t biztosít (>90 dB) a nemlineáris tartományában is.

A 7. ábra a SOA előfeszítésének hatását mutatja. Az eredményekből jól látszik, hogy az első tartományban erősen nemlineáris az eszköz, az előfeszítő áram növelésével javul az IP3 és az SFDR értéke is. A második szakaszban a modulációs és torzítási termékek értéke nem változik jelentősen, viszont a zajszint növekszik, így a SFDR is romlik. A harmadik szakaszban már nem csak a zaj, hanem a nemlinearitás szintje is nő, ekkor a SFDR romlása is gyorsul.

7. ábra SOA modulátor nemlineáris tulajdonságai a munkapont függvényében



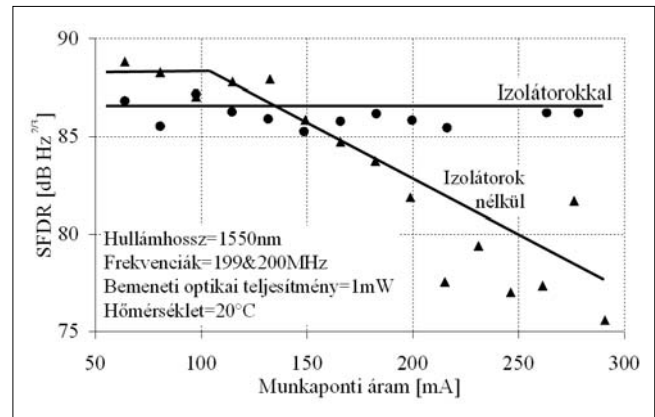
8. ábra Nemlinearitás hőmérsékletfüggése

A SOA-modulátor linearitásának szintje romlik a hőmérséklet növekedésével, hiszen mint minden félvezető

alapú eszköz, a SOA működése is erősen hőmérsékletfüggő. A 8. ábrán bemutatott mérési eredményből látható, hogy ez a hőfokfüggés igen jelentős, tehát hőmérséklet stabilizálásra van szükség.

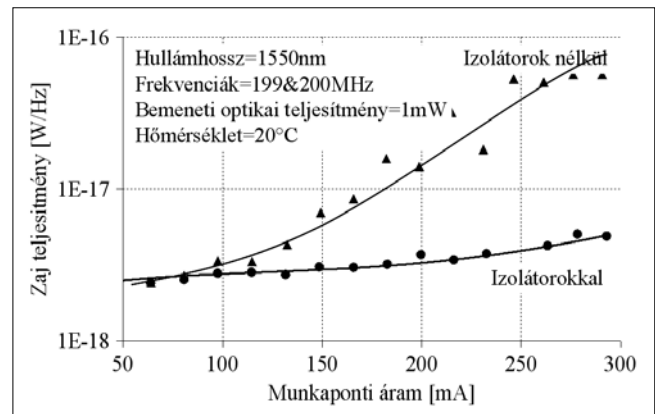
A zaj és a nemlinearitás hatása erősebben jelentkezik erős optikai reflexió esetén, azaz optikai izolátorok alkalmazása nélkül. A rendszer instabilabb nagy optikai reflexiók esetén, ekkor az előfeszítés függvényében megfigyelhető SFDR romlás nagyobb szintű (9. ábra).

9. ábra Nemlinearitás reflexiótól való függése

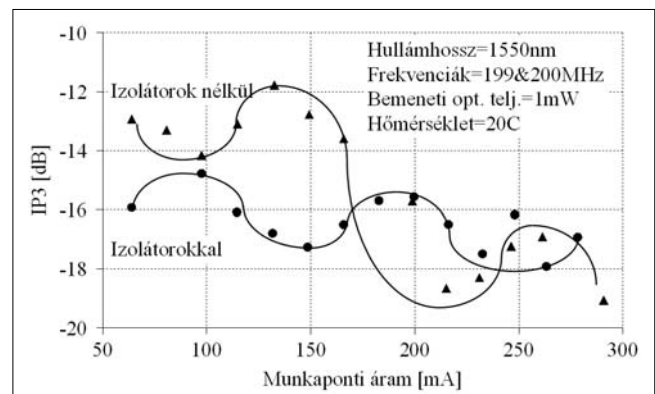


Az SFDR változása két hatásra vezethető vissza. Egyrészt az eszköz zaja jelentősen megnövekszik az optikai reflexió hatására (10. ábra), másrészt a nemlineáris termékek szintjének ingadozása is jelentősebb mértékű (11. ábra).

10. ábra Zajszint reflexiótól való függése



11. ábra Nemlinearitás reflexiótól való függése



### 4. Chirp vizsgálat

A frekvencia chirp az optikai jel pillanatnyi frekvenciájának nemkívánatos változása, melyet a félvezető eszköz áramának modulációja okoz. A félvezető lézerek esetén jól ismert jelenség, hogy a töltéshordozó sűrűségváltozása megváltoztatja az üreg adottságait, az aktív réteg törésmutatójának értékét, így a létrejövő módusok frekvenciáját módosítja. SOA modulátor esetében az előfeszítő áram fluktuációja a töltéshordozó sűrűség (azaz a törésmutató) értékét változtatja, ez pedig az erősítőben terjedő optikai jel sebességének változását okozza.

A jelenség leírására a chirp paramétert (Linewidth Enhancement Factor – LEF, Henry-faktor,  $\alpha$  faktor) használjuk, amely azt mutatja meg, hogy egy adott amplitúdó-moduláció (AM) mekkora fázis-modulációt (PM) eredményez. Az eredeti definíció szerint ez nem más, mint a törésmutató valós és képzetes részének hányadosa [11].

Kisjelű szinuszos moduláció esetén, állandó töltéshordozó-sűrűségváltozást feltételezve, ideális haladó hullámú erősítő esetén (a határfelületek reflexióját elhanyagoljuk) a relatív amplitúdómoduláció értéke független lesz LEF-től, míg a fázismoduláció arányos LEF értékével. Az amplitúdó és fázismoduláció aránya pedig LEF/2 [12].

$$AM = \frac{\Delta G}{G} = \frac{dg}{dN} \cdot L \cdot \Delta N$$

$$PM = \Delta\Phi = -\frac{dk}{dN} \cdot L \cdot \Delta N = \frac{LEF}{2} \cdot \frac{dg}{dN} \cdot L \cdot \Delta N \quad (3)$$

$$LEF = -2 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_{in}} \cdot \left( \frac{dn}{dN} \right) / \left( \frac{dg}{dN} \right)$$

ahol  $G$  az optikai erősítés,  $\Delta G$  az optikai erősítés változásának amplitúdója,  $\Delta\Phi$  a kimeneti jel fázisának változása,  $L$  az eszköz hossza,  $g$  az erősítési tényező,  $k$  a hullámszám,  $N$  a töltéshordozó-sűrűség,  $\Delta N$  a töltéshordozó-sűrűség változása,  $n$  a törésmutató,  $\lambda_{in}$  a belépő optikai jel hullámhossza.

Az irodalomban található mérési eredmények azt mutatják, hogy LEF nem állandó, hanem az előfeszítő áram, a hullámhossz és a bemeneti optikai teljesítmény függvényében változik. A SOA hosszában végbemenő teljes fázisváltozás kiszámításához figyelembe kell venni LEF hosszanti változását. Ehhez az eszköz hosszát számos rövid szekcióra kell osztani, amelyeken belül teljesül az állandó működési paraméterek feltétele. A teljes amplitúdó és fázismoduláció értékét pedig a szekciókban fellépő hatások összegzésével kapjuk.

Telítetlen esetben LEF értéke GaAs és GaInAsP hagyományosan használt félvezető anyagoknál 2 és 7 között van. Mindez kvantumvölgyes struktúráknál 1.5 és 2 közötti értékű [13].

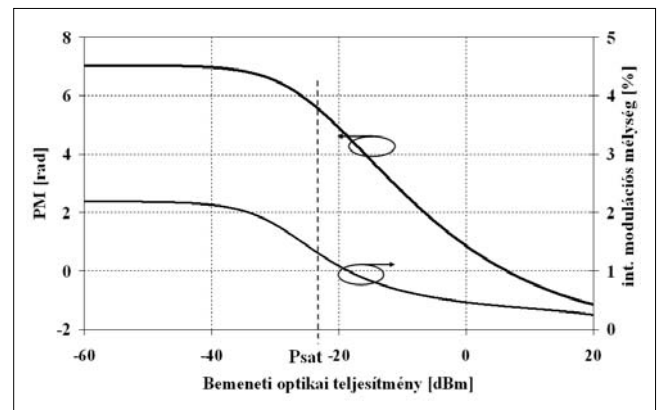
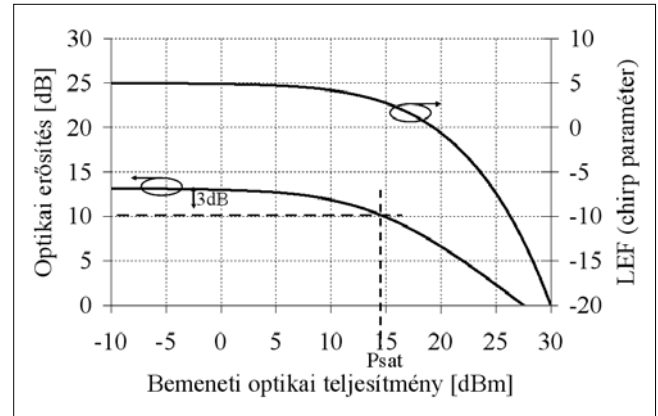
Azonban ha a bementi optikai teljesítmény növekszik, akkor csökken az aktív rétegben található töltéshordozók száma. Telítéssel esetben a tényleges LEF értéke a telítésmentes LEF ( $LEF_{unsat}$ ) segítségével számítható (4):

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

Ennek következtében a chirp paraméter, amely pozitív értékű fényforrások és telítetlen SOA esetén, a telítési tartományban negatív lesz [14].

A 12. ábra az optikai erősítés és a LEF értékének változását ábrázolja. Telítés hatására a LEF gyors ütemben negatív értékre változik.

12. ábra  
Az optikai erősítés és a chirp paraméter az optikai teljesítmény függvényében



13. ábra Fázismoduláció és intenzitásmoduláció

A 13. ábra szemlélteti az amplitúdó és fázismoduláció változását az optikai teljesítmény függvényében. A szimulációs eredmény alapján elmondhatjuk, hogy a SOA paramétereinek megválasztásával találhatunk olyan működési pontot, ahol a nemkívánatos fázismoduláció eltűnik, illetve értéke egy előírt küszöb alatt marad. Ekkor az intenzitásmoduláció értéke is csökken, tehát a gyakorlatban az adott alkalmazásban előírt szint alá kell csökkenteni a PM értékét és közel tiszta AM valósítható meg.

### 5. Összefoglalás

A cikkben bemutatott elméleti és mérési eredmények igazolják, hogy a SOA megfelelő linearitással rendelkezik és a kimenetén megjelenő frekvencia chirp szintje minimalizálható.

A szimulációk során nemlineáris töltéshordozó rekombinációs arányt alkalmazva megvizsgálhatjuk a modulációs és harmonikus termékek frekvenciafüggését, illetve az előfeszítő áram és a bemeneti optikai teljesítmény hatását. A modell képes figyelembe venni a fény és a moduláló elektromos jel eltérő terjedési sebességét, amely hatás lecsökkenti a modulációs sáv szélességeket. A bemutatott mérési eredmények igazolják, hogy a dinamikatartomány érzékeny a hőmérsékletre és optikai reflexióra.

A telítési hatás miatt a bemeneti optikai teljesítmény növelve csökken a modulációs hatásfok, de javul a linearitás szintje. Telítés esetén csökken a nemkívánatos fázismoduláció szintje is, mert a chirp-paraméter értéke is csökken, illetve negatív értékek felé tart.

Az eszköz optimális működési paramétereit körültekintően, az adott alkalmazás igényeit figyelembe véve kell megválasztani. Ilyen körülmények között a SOA megfelelő hatásfokkal alkalmazható külső modulátorként az optikai távközlésben használt SCM rendszerekben.

## Irodalom

- [1] J. Mork, A. Mecozzi, G. Eisentein, The modulation response of a Semiconductor Laser Amplifier, IEEE J. on Selected Topics in Quantum Electronics, Vol. 5., No.3, May/June 1999, pp.851–860.
- [2] M. J. Connelly, Wideband Semiconductor Optical Amplifier Steady-State Numerical Model, IEEE Journal of Quantum Electronics, March 2001, pp.439–447.
- [3] Gerhátné Udvary Eszter, Félvezető optikai erősítők alkalmazása segédvívös optikai hálózatokban, PKI Napok, 2004. november 29-30., pp.173–184.
- [4] E. Udvary, T. Berceli, Branching Function by Semiconductor Optical Amplifier in Subcarrier Multiplexed Optical Systems, MICROCOLL'03, Budapest, 10-11. September 2003.
- [5] J. Prat, C. Arellano, V. Polo, C. Bock, Optical Network Unit Based on a Bidirectional Reflective Semiconductor Optical Amplifier for Fiber-to-the-Home Networks, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 17., No.1, 2005., pp.250–252.
- [6] E. Udvary, T. Berceli, Optical subcarrier label swapping by semiconductor optical amplifiers, Journal of Lightwave Technology, Vol. 21., No.12, 2003., pp.3221–3225.
- [7] T. Marozsák, E. Udvary, T. Berceli, Transmission Characteristics of All Semiconductor Fiber OpticLinks Carrying Microwave Channels, 30th EuMC, Paris, France, 3-5 October 2000, Vol. 2., pp.52–55.
- [8] M. A. Ali, G. Metivier, Performance Analysis of Multichannel 16/64-QAM CATV Distribution Network Using Semiconductor Optical Amplifier, IEEE Photon. Tech. Letters, May 1997, pp.690–692.
- [9] R. Olshansky, V. Lanzisera, P. Hill, Subcarrier Multiplexed Lightwave Systems for Broadband Distribution, Journal of Lightwave Techn., 1989, pp.1329–1342.
- [10] D. Tauber et al., Distributed Microwave Effects in High Speed Semiconductor Lasers, IEEE MTT-S Intern. Microwave Symposium Digest, 1994, pp.49–51.
- [11] L. Occhi, L. Schares, G. Guekos, Phase Modeling Based on the  $\alpha$  Factor in Bulk Semiconductor Optical Amplifiers, IEEE J. of Selected Topics in Quantum Electronics, 2003, pp.788–797.
- [12] L. Gillner, Modulation properties of a near travelling-wave semiconductor laser amplifier, Optoelectrics, October 1992, pp.331–338.
- [13] F. Koyama, K. Iga, Frequency chirping in external modulators, IEEE J. of Lightwave Technology, January 1988.
- [14] Transmission Performance of Chirp-Controlled Signal by Using Semiconductor Optical Amplifier, IEEE Journal of Lightwave Technology, August 2000, pp.1069–1077.