

ZÁRÓJELENTÉS
az
„Új fotonikai eszközök távközlési funkcióinak
vizsgálata” című
T042557 számú OTKA téma teljesítéséről

ÍRTÁK:

Dr. Berceli Tibor
Bódi Tamás
Csörnyei Márk
Gerhátné Udvary Eszter
Dr. Marozsák Tamás
Szekeres Péter

2007 február

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék

Áttekintés

Munkaterv

A kutatási program célja annak felderítése, hogy az új fotonikai eszközökkel milyen új távközlési feladatok oldhatók meg. Vizsgálatainkat a következő eszközökre terjesztjük ki:

- VCSEL (vertical cavity surface emitting laser = függőleges üregű felületi sugárzó lézer)
- SOA (semiconductor optical amplifier = félvezető optikai erősítő)
- MCL (micro chip laser = mikro chip szilárd test lézer)
- HPT (heterojunction photo transistor = hetero szerkezetű foto-tranzisztor)
-

A vizsgálatok céljából az előbbi eszközökkel funkcionális egységeket alakítunk ki és ezeken végezzük el a távközlési vizsgálatokat. Ezek a vizsgálatok a következők:

1. a jelelőállítás terén: módustisztaság, relatív intenzitás zaj (RIN), relaxációs rezonancia, modulációs meredekség és linearitás, határfok, stabilitás, stb.
2. az erősítés terén: spontán emissziós zaj, sáv szélesség, erősítés, stabilitás, modulációs tulajdonságok, nemlinearitás, intermodulációs torzítás, keverés, stb.
3. a detekció terén: kvantum határfok, detekciós erősítés, zajtényező, sáv szélesség, illesztés, stb.

Kutatásainkat a téma 4 éve alatt a következő menetben hajtjuk végre:

Első év: A VCSEL és SOA eszközök esetére mérési módszerek és összeállítások kidolgozása; elméleti vizsgálatok végzése az eszközök paraméterei és jellemzői közötti összefüggések meghatározására.

Második év: Távközlési vizsgálatok a VCSEL és SOA eszközökön a jelelőállítás és erősítés vonatkozásában, a mérési eredmények kiértékelése. A mikro chip szilárd test lézerek vizsgálata, zajcsökkentési eljárás kidolgozása.

Harmadik év: Detekciós és keverési vizsgálatok a félvezető optikai erősítők (SOA) és a fototranzisztorok alkalmazásával, modulációs vizsgálatok a VCSEL és SOA eszközökkel.

Negyedik év: Új optikai távközlési funkcionális egységek kifejlesztése és azok jellemzőinek meghatározása, az eredmények kiértékelése.

Kiértékelés

Munkatervünk valamennyi feladatát teljesítettük. Eredményeink nagy részét konferenciákon és folyóiratokban nyilvánosságra hoztuk. A tevékenységet fiatal kutatókra építettük, amibe végzős egyetemi hallgatókat is bevontunk. Kutatásaink főbb eredményeit a következőkben ismertetjük a témák szerinti bontásban.

- I. rész VCSEL-ek alkalmazása és modellezése direkt modulált optikai összeköttetésekben
- II. rész Félvezetős optikai erősítő detekciós tulajdonságainak vizsgálata
- III. rész Optikai-mikrohullámú szűrés fénytávközlő rendszerek intenzitás-zajának csökkentésére
- IV. rész Félvezető eszközök és áramkörök optikai vezérlése
- V. rész Kombinált optikai-mobil beltéri kommunikációs rendszer

I. rész

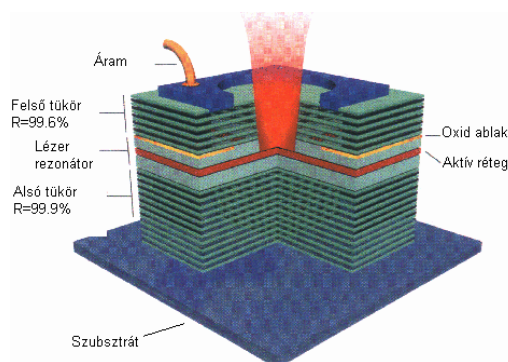
VCSEL-ek alkalmazása és modellezése direkt modulált optikai összeköttetésekben

Bevezetés

A félvezető lézer napjaink távközlésének egyik legfontosabb eszköze. A segítségével létrehozott optikai vivő több tíz gigahertzes sávszélességű digitális jelet hordozhat, vagy bármilyen, ebbe a sávszélességbe illő analóg jelet, például rádiócsatornák jeleit. Elképzelhető akár olyan rendszer is, melyben a kettőt egyszerre [1]. Az optikai átvitel előnyei, mint a kis csillapítás, nagy sávszélesség, vagy a zavarvédetség nyilvánvalóak, ám az eszközök viszonylag magas ára gátat szab széles körű elterjedésének. A technológiai fejlődés és a felhasználói igények rohamos növekedése szerencsére gyorsan elérhetővé teszik a korábban még drága technológiákat. Ezen az úton fontos mérföldkő a VCSEL (Vertical Cavity Surface Emitting Laser: függőleges rezonátorú felületi sugárzó lézer), mely forradalmi árcsökkenést eredményez és elérhető közelségbe hozza a FTTH (Fiber To The Home: üvegszál az otthonokba) technológiákat. A következő oldalakon ezeknek a lézereknek a sajátosságai, vizsgálati eredményei, és modellezése kerül bemutatásra [11]. A modellezésnél használt matematikai módszer általánosan is használható problémák áramkörüi szimulátorral történő vizsgálatához.

VCSEL-ek felépítése

A VCSElek nevükben hordozzák a legfontosabb strukturális különbséget a hagyományos oldalsugárzó lézerektől. A lézer rezonátora a félvezetőben nem planáris, hanem vertikális irányban kerül kialakításra ahogy azt az 1. ábra mutatja. A felhasználás szempontjából ez azért nagyon jelentős tény, mert a lézer működéséhez nem szükséges a félvezető szelet feldarabolása, mint korábban. Az egyes lézerek rögtön gyártás után, még a szeletben tesztelhetők ami drasztikusan csökkenti a gyártási költségeket. A szeletelés egyáltalán nem befolyásolja a lézer működését, sokkal könnyebb tokozni, vagy integrálni más áramkörökkel.



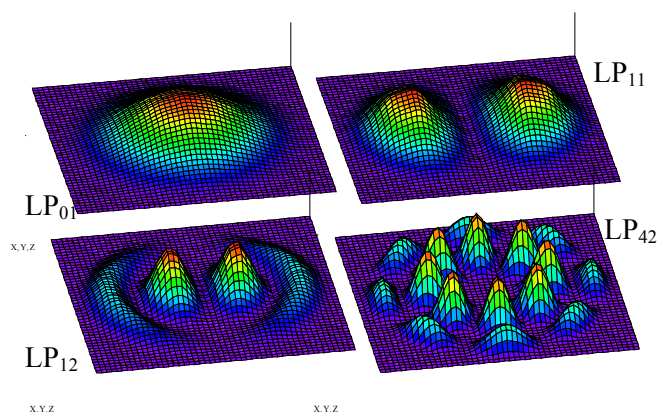
1. ábra VCSEL szerkezeti felépítése

A függőleges lézer rezonátor szerkezete jelentősen eltér az oldalsugárzó lézerek planáris rezonátorától. Ugyanis a rezonátor hossza, amit félvezető réteg növesztésével alakítanak ki, nem lehet nagy, tipikusan a mikron nagyságrendjébe esik. Ilyen hosszon viszont kicsi az optikai erősítés, tehát igen nagy, 99% feletti optikai reflexióra van szükség a rezonátor határain. Ilyen reflexiót csak elosztott tükör struktúrával, DBR (Distributed Bragg Reflector) tükörrel lehet elérni. Ez különböző törésmutatójú, ám azonos rácsállandójú, negyedhullámhossz

vastagságú rétegek váltott egymásra növesztéséből áll. A szükséges reflexió eléréséhez 20 és 30 közötti réteg párra van szükség mind alul, mind felül, aminek létrehozását a MBE (molecular beam epitaxy: molekula sugaras rétegnövesztés) fejlődése tett lehetővé. A két tükrök között helyezkedik el az aktív réteg, mely általában egy, vagy néhány kvantum völgyből áll és így vastagsága tipikusan 10 nm nagyságrendjébe esik.

A tükrök kialakításánál minél nagyobb a törésmutató különbség a rétegek között, annál kevesebb rétegre van szükség. Ennek következménye, hogy ma még csak inkább a 850-980 nm-es hullámhosszra készülnek VCSEL-ek, mert a GaAlAs anyagrendszerben kapható megfelelő törésmutató különbség. A hosszuhullámú, 1300 és 1550 nm-es lézerek InGaAsP anyagrendszerben készülnek, amiben ez nem érhető el és így VCSEL nem készíthető belőle. Az 1300 és 1550 nm-es VCSEL készítése ma is intenzív kutatási terület, mivel az egymódusú optikai átvitelhez ilyen hullámhosszra van szükség. A VCSEL-ek ezért ma elsősorban a multimódusú optikai összeköttetésekben terjednek, ahol a módusdiszperzió a sávszélességet körülbelül 0.5 GHz·km –re korlátozza. Cserébe olcsó és sok alkalmazás számára ez a sávszélesség is elégséges. További fontos alkalmazási terület az optikai buszok kialakítása, mivel a VCSEL-ek könnyen integrálhatók egy sorba, fényük könnyen csatlakoztatható optikai szalagkábelbe és vételi oldalon is könnyen kialakítható integrált fotovevő egy sorba integrált Si fotodiódákkal.

Visszatérve a szerkezeti felépítésre fontos beszélni a transzverzális felépítésről. A henger alakú lézer rezonátor vertikális határai adottak a tükrök által, viszont a transzverzális irányokban más a helyzet. Kezdetben az aktív tartomány határát a csik lézerekhez hasonlóan az áram injektálás határozta meg. A komplex törésmutató az erősen injektált, lézer működést produkáló területeken erősen megváltozik, amely különbség az optikai teret behatárolja (optical confinement). Így azonban megfelelően kis aktív átmérőt nem lehet létrehozni, ezért az 1. ábrán is látható szigetelő oxid réteget helyeznek el az aktív réteg felett. Ezen „tetszőlegesen” kis ablakot lehet nyitni az áram számára, ami ezek után erősen meghatározza a rezonátor radiális méretét. A radiális méret elsősorban a lehetséges transzverzális módusok száma miatt fontos, ugyanis a létrejövő henger alakú tápvonalban több, Bessel függvényekkel leírható módus alakulhat ki. Az első néhány módus intenzitásának eloszlását a 2. ábra mutatja.



2. ábra. A VCSEL-ben kialakuló transzverzális módusok intenzitás eloszlása.

A rezonátor kis radiális mérete és az aktív réteg kis vastagsága együttesen kis aktív térfogatot eredményez, minek köszönhetően a VCSEL-ek küszöbárama rendkívül kicsi, 1mA alatti. Szintén a kis rezonátor hosszának köszönhetően a lehetséges longitudinális módusok frekvenciában nagyon messze esnek egymástól, így az anyag optikai erősítésének sávszélességébe csak egy tud beleesni. A lézerműködés tehát egy longitudinális, és általában több transzverzális módusban történik.

A több transzverzális módusban való működés számos új, máig nem teljesen megértett jelenséggel szolgál. A rezonátorban lévő töltéshordozók eloszlása ugyanis erősen változik az egyes módusok intenzitásának függvényében. Ahol valamely módus intenzitása nagy, ott a töltéshordozók száma lokálisan lecsökken, amit térbeli lyukbeégésnek hívnak (SHB, Spatial Hole Burning), és alapvetően befolyásolja a VCSEL-ek viselkedését. Egymódusú VCSEL nagyon kis oxid apertúra készítésével készíthető, ilyenkor azonban a kis aktív térfogatot óriási áramsűrűség fűti, ami termikus problémákhoz vezet. Ezért az egymódusú VCSEL-ek általában ma még csak kis teljesítményűek, így nem preferáltak. A probléma megoldására vannak próbálkozások, egyik legbiztosabb a módusszelektív tükrök alkalmazása, amivel nemrégiben 6mW optikai teljesítményt sikerült 850nm-es egymódusú VCSEL-ben elérni [2].

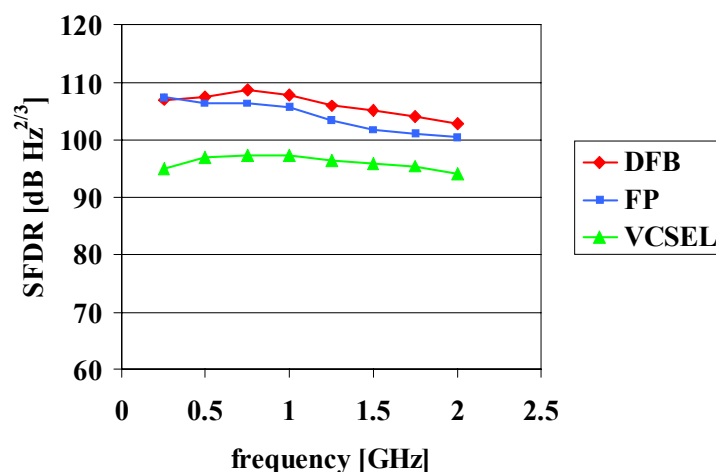
Modulációs vizsgálatok

A félvezető lézerek direkt modulációja biztosítja rövid optikai összeköttetéseknel a legnagyobb dinamikatartományt [3]. Ahhoz, hogy ennek nagyságát pontosabban ismerjük, a lézerdiódák kísérleti vizsgálataira van szükség. A dinamika tartomány alját a zaj határozza meg, felső határát pedig a nemlineáris torzítások. Az optikai átvitel meghatározó zajforrása a lézerdióda intenzitás zaja mindaddig, míg az átviteli csillapítás le nem csökkenti a vevő termikus zaja alá. Ez általában 10dB optikai csillapítás után következik be [3]. A dinamika tartomány alját tehát rövid összeköttetés esetén a lézer határozza meg, hosszú összeköttetés esetén pedig felső korlátot ad neki.

A nemlineáris torzítás digitális jelek átvitelénél nem olyan kritikus, analóg jeleknél viszont annál inkább. A modulációs mélységet a jel-zaj viszony emelése érdekében nem lehet egy bizonyos határ fölé emelni, mert a másod-, és harmadrendű torzítási termékek az átvitt lerontják. Tipikus példa a kábel TV, ahol sokcsatornás átvitel van és a rendszer érzékeny az intermodulációra. Egyenletesen növelve az egyes csatornák modulációs mélységeit a harmadrendű intermodulációs termékek teljesítménye köbösen növekszik, és miután ezek kiemelkednek a zajból a jel-zaj viszonyt rontani kezdik. Ezért a dinamika tartomány határát szokás úgy értelmezni, hogy a zajtól addig a kimenő jelszintig tart, mikor két egyforma vivővel történő moduláció esetén a harmadrendű intermodulációs termékek megegyeznek a zajszinttel. Ennek a neve SFDR (Spurious Free Dynamic Range), mértékegysége $\text{dB}/\text{Hz}^{3/2}$.

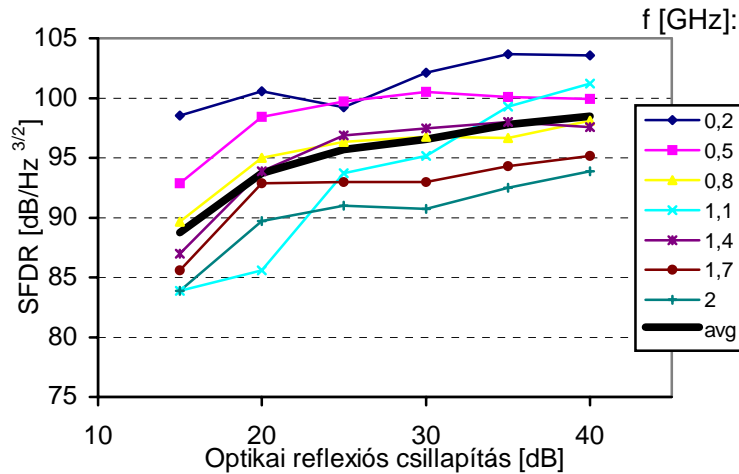
Ilyen két jeles SFDR méréseket végeztünk hagyományos 1300 nm-es oldalsugárzó, és 850nm-es VCSEL lézereken. A hullámhossz különbség nem tette lehetővé ugyanazon fotodetektor alkalmazását, továbbá 1300nm-en egymódusú, 850 nm-en többmódusú szálakat használtunk. Mindezen körülmények azért fontosak, mert a lézerek viselkedését jelentősen befolyásolja a lézerbe visszajutó optikai reflexió a szálvégekről, fotodetektor felületéről vagy csatlakozókról. A két oldalsugárzó lézer egyike Fabry-Perot, másika DFB típusú multi-kvantumvölgyes (MQW) lézer volt, melyek egyazon technológiával készültek.

A mérési eredményeket a 3. ábra foglalja össze ahol a moduláló frekvencia függvényében láthatjuk az SFDR értékeket. A félvezető lézerekben a legfontosabb nemlineáris jelenség a relaxációs oszcilláció, melynek frekvenciájához (ROF, Relaxation Oscillation Frequency) közeledve mind a zaj, mind a modulációs torzítás emelkedik. Ezért növekvő frekvenciával csökkenő dinamika tartományt kapunk és egyben azt is jelzi, hogy a magas ROF alacsony frekvenciájú alkalmazásokban is fontos.



3. ábra. Különböző lézerek mért dinamika tartománya

Az optikai reflexió a lézerdiódák működését hátrányosan befolyásolja, mivel a visszajutó fény-hullám perturbálja a lézer belső térerősség viszonyait. Már kis szintű reflexió a lézer zajának emelkedéséhez és a linearitás romlásához vezet. A 4. ábra 1300nm-en működő Fabry-Perot lézeren végzett mérési eredményeket mutat. VCSEL-ek esetében a helyzet hasonló, de mivel ott a tipikus működési hullámhossz tartomány 850nm, a probléma megoldására optikai izolátor alkalmazása nehézkes. A mérések azt mutatják, hogy legalább 40dB reflexiócsillapítás szükséges ahhoz, hogy a lézerek megközelítsék maximális dinamika tartományukat.



4. ábra. Az optikai reflexió hatása a lézer dinamika tartományára

A 3. ábra VCSEL mérésénél ezt nem tudtuk biztosítani, ezért a valóságos SFDR magasabb, ahogy erre az irodalomban is találhatunk példát [4]. Esetünkben a VCSElek dinamika tartománya alulmaradt a hagyományos élsugárzó lézerekhez képest, azonban a mért $95 \text{ dB/Hz}^{3/2}$ körüli érték a legtöbb alkalmazás számára elegendő. A IEEE802.11b (wireless LAN), 2.5GHz –en 94 [5], míg egy $\pi/4$ DQPSK-t használó PCS (personal communication system) 1900MHz-en $72\text{-}83 \text{ dB/Hz}^{3/2}$ [6] SFDR-t igényel.

VCSEL-ek modellezése

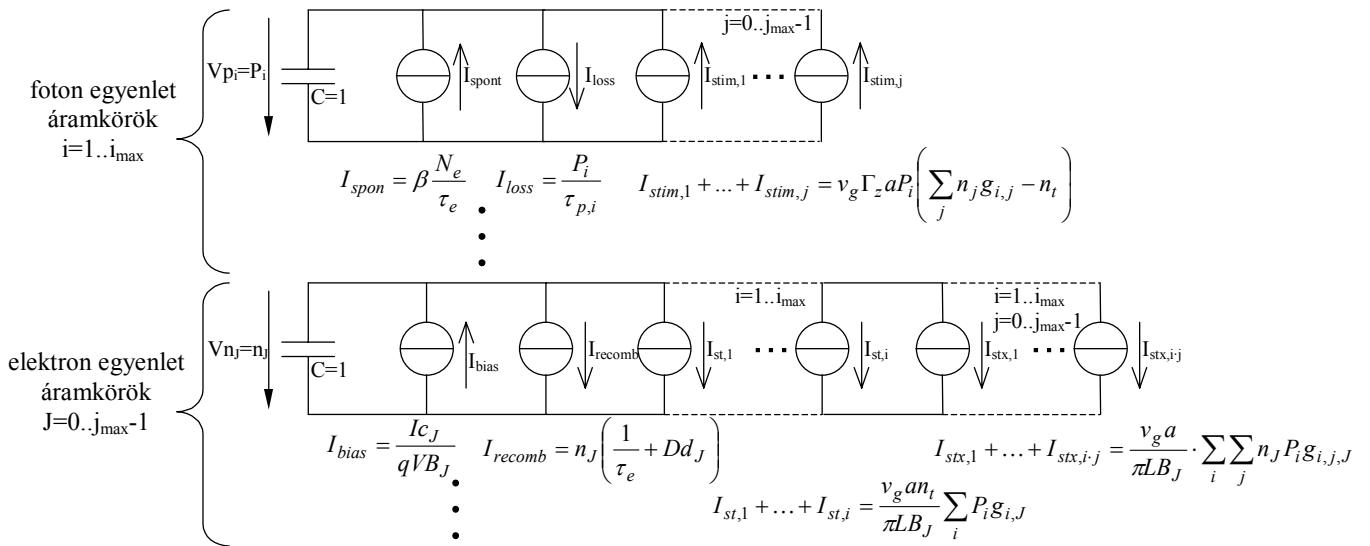
A VCSEL-ek működésének rate egyenleteken alapuló pontos modellezése eltér a hagyományos oldalsugárzó lézerekétől. Mivel ezek a lézerek egyetlen longitudinális, viszont általában több transzverzális módusban működnek, szükség van az aktív térfogatban zajló helyfüggő folyamatok figyelembe vételére. A már említett térbeli lyukbeégés leírása megköveteli, hogy a töltéshordozó sűrűség változását a hely függvényében is ismerjük. Ez azt jelenti, hogy az egyenletekben a töltéshordozó sűrűséget, szemben a hagyományos lézerekkel, nem kezelhetjük egyszerű számként, hanem csak helyfüggvényként. Továbbá az optikai intenzitás helyfüggése is más és más a különböző módusokban, ahogy azt a 2. ábra bemutatta. Ezért az intenzitás helyfüggését is figyelembe kell venni és külön egyenletet írni minden optikai módusra, használva a modális erősítés fogalmát [7]. Mindezeket figyelembe véve a következő rate egyenletekből indulhatunk ki:

$$\frac{dn_e(t, \underline{r})}{dt} = \frac{i(t, \underline{r})}{q} - \frac{n_e(t, \underline{r})}{\tau_e} - v_g \cdot g(t, \underline{r}) \cdot n_p(t, \underline{r}) \quad (1)$$

$$\frac{dN_{p,i}}{dt} = v_g \cdot g_i \cdot N_{p,i} + \beta \cdot \frac{N_e}{\tau_e} - \frac{N_{p,i}}{\tau_p} \quad (2)$$

n_e a töltéshordozó sűrűség, t az idő, \underline{r} a helyvektor, i a pumpáló áram, q az elektron töltése, τ_e az elektronok átlagos élettideje, v_g a csoportsebesség, g az optikai erősítés, n_p a fotonok sűrűsége, $N_{p,i}$ a fotonok száma az i -dik módusban, g_i az i -dik módus modális erősítése, β a spontán emissziós faktor, τ_p a fotonok átlagos élettideje, N_e pedig az elektronok száma az aktív rétegben és kifejezhető n_e -vel. A két egyenletben $g(t, \underline{r})$ és g_i kifejezhető $n_e(t, \underline{r})$ és $n_p(t, \underline{r})$ segítségével, $n_p(t, \underline{r})$ pedig megkapható a módusfüggvények és $N_{p,i}$ ismeretében. Az i index azt jelzi, hogy fotonokra vonatkozó egyenletből annyi van, ahány módus lehetséges. Az egyenlet rendszer megoldása a tér diskretizálása után numerikusan lehetséges, azonban meglehetősen hosszadalmas. Bonyolult vizsgálatok pedig, mint például intermoduláció vizsgálata, napokig tartó számításokat igényel. Ezért olyan megoldást kerestem, amely lehetővé teszi a probléma másképpen történő megoldását.

Aramkör szimulátorok rendkívül hatékonyan oldják meg az elektromos hálózatokat leíró differenciál egyenlet rendszereket, ráadásul könnyen választhatunk a sokféle vizsgálati módszer, mint DC, AC, tranziens analízis, vagy harmonic balance (keverés, intermodulációk frekvencia tartományban való vizsgálata) közül. Ezért elvégeztem a fenti egyenletek elektromos ekvivalensének megalkotását.



5. ábra VCSEL többmódusú működésének áramköri modellje a térbeli effektusok figyelembevételével

A fő gondot az jelenti, hogy míg egy áramköri szimulációban vagy csak az idő, vagy csak a frekvencia lehet független változó, a fenti problémában a térbeli koordináta is kell. A probléma áthidalását az teszi lehetővé, hogy az optikai intenzitás helyfüggését módusonként előre ismerjük és időfüggetlennek tekinthetjük. Ugyanezt meg kell tenni a töltéshordozó sűrűség helyfüggésével is, azaz a töltéshordozó sűrűséget előre kiválasztott, korlátozott elemű függvénysor segítségével kell leírni:

$$n_e(t, \underline{r}) = \sum_j n_{e,j} \cdot \Phi_j(\underline{r}) \quad (3)$$

ahol $\Phi_j(\underline{r})$ valamilyen helyfüggvények, $n_{e,j}$ pedig azok időfüggő amplitúdói. Így szeparáltuk a hely és időfüggést. Az \underline{r} helyvektorról áttérhetünk egyszerű radiális koordinátára, mert az aktív réteg nagyon vékony és ezért a töltéshordozó eloszlás vertikális irányban nem változik, a szög szerinti függéstől pedig az egyszerűség kedvéért eltekintünk.

Ha a $\Phi_j(\underline{r})$ függvények ortogonálisak, akkor az (1) elektronokra vonatkozó egyenlet szeparálható j darab egyenletté, hasonlóan a fotonokra vonatkozó egyenletekhez. Ehhez egyenként meg kell szorozni az egyenletet a $\Phi_j(\underline{r})$ bázisfüggvényekkel és integrálni kell a tér felett. A keletkező integrálokból kihozhatók a csak időfüggő amplitúdók és csak helyfüggő integrálok maradnak. Ezek előre kiszámíthatók, hiszen mind a foton eloszlások, mind az elektron eloszlás bázisfüggvények ismertek, így az integrálok a további számítások szempontjából konstansok. Végezetül egy olyan egyenleterendszert kapunk ami i db foton és j db elektron egyenletből áll, és matematikailag helyfüggetlenek:

$$\frac{dN_{p,i}}{dt} = v_g \Gamma_z a N_{p,i} \left(\sum_j n_{e,j} g_{ij} - n_t \right) + \beta \cdot \frac{N_e}{\tau_e} - \frac{N_{p,i}}{\tau_p} \quad (4)$$

$$\frac{dn_{e,j}}{dt} = \frac{I \cdot c_J}{q \cdot B_J} - \frac{n_{e,j}}{\tau_e} - \frac{v_g a}{\pi L B_J} \cdot \sum_i \sum_j n_{e,j} \cdot N_{p,i} \cdot g_{i,j,J} + \frac{v_g a \cdot n_t}{\pi L B_J} \sum_i N_{p,i} g_{i,j} \quad (5)$$

A $g_{i,j}$ és $g_{i,j,J}$ konstansok térbeli integrálok eredményei, és a foton illetve elektron eloszlás függvények átlapolódásának mértékét fejezik ki. A c_J konstansok az injektáló áram és az elektron eloszlások átlapolódása, a B_J konstansok pedig normalizáló konstansok. L a rezonátor longitudinális hossza, Γ_z a longitudinális confinement faktor, a pedig optikai erősítés konstans (differenciális erősítés). Az egyenleteket $N_{p,i}$ és $n_{e,j}$ -re kell megoldani, melyek az elmondottak értelmében mind időfüggő amplitúdókat jelentenek.

A VCSEL-ek működésében fontos még a diffúzió figyelembe vétele. Ahol az optikai intenzitás azaz a stimulált emisszió gyakorisága nagy, ott a töltéshordozók száma lecsökken, ezt hívtuk térbeli lyukbeégésnek. Az elektronok diffúzióból eredő laterális mozgása ezt a lyukat betölteni igyekszik amit mindenképpen figyelembe kell venni. Ez a $\Phi_j(\underline{r})$ függvények ügyes választása esetén megtehető, csupán az elektronok egyenlete bővül ki egyetlen $-n_{e,j}/(\gamma_j/R)^2$ taggal ahol γ_j és R szintén helyfüggésből eredő konstansok.

A VCSEL-ekre vonatkozó rate egyenletek imént ismertetett átírása először [8]-ban található, azután mások is alkalmazták egyszerűbb esetekre és sokszor hibásan, nem kellő matematikai megalapozottsággal.

A (4) - (5) egyenletek áramköri megfelelőjét úgy kapjuk, ha az $n_{e,j}$ töltéshordozó sűrűség amplitúdókat és az $N_{p,i}$ fotonszámokat feszültségeknek feleltetjük meg, az egyenletek jobb oldalán szereplő tagokat (amik a keletkezési gyakoriságok, rate-ek) pedig áramoknak. Az egyenletek bal oldalán így egy feszültség deriváltja szerepel, ami egyenlő az egyenletek jobb oldalán szereplő sok tag összegével, tehát áramok összegével. Ezek az áramok ráadásul függenek más egyenletek bal oldalán található feszültségeitől, tehát feszültség vezérelt áramgenerátorok. Összességében az egyenletek áramköri ekvivalense az 5. ábra szerinti lesz. Az ábrán i_{max} a lehetséges optikai módusok száma, j_{max} az figyelembe vett töltéshordozó sűrűség eloszlás bázisfüggvények száma. Ez minél nagyobb, annál pontosabb eredményt kapunk, viszont rohamosan nő az részáramkörök, és azokban az áramgenerátorok száma.

A most vázlatosan bemutatott módszer a matematikai probléma helyfüggetlenné tételére és az áramköri ekvivalens megalkotására ugyan erre a speciális esetre történt, de az elv általános és más problémák áramköri megközelítésére is alkalmas lehet.

Az EU COST keretprogramjának keretében mód nyílt a modell által szolgáltatott eredményeket más modellek eredményeivel összehasonlítani. Így meggyőződhattünk a modell helyes működéséről, gyorsaságáról és rugalmasságáról. A szimulációkat az APLAC szimulátor program segítségével végeztem, melyben FOR ciklusok használatával tetszőlegesen nagy létra hálózatok is pár sorban definiálhatók, az integrálási konstansokat pedig szimuláció előtt beolvassa. A szimuláció bemenő paraméterei anyagi konstansok, a lézer struktúrájának paraméterei, valamint j_{max} . Ezekből kiszámításra kerülnek a $g_{i,j}$ és $g_{i,j,j}$, c_j és B_j konstansok miután bármilyen, bármennyi szimuláció gyorsan lefutatható.

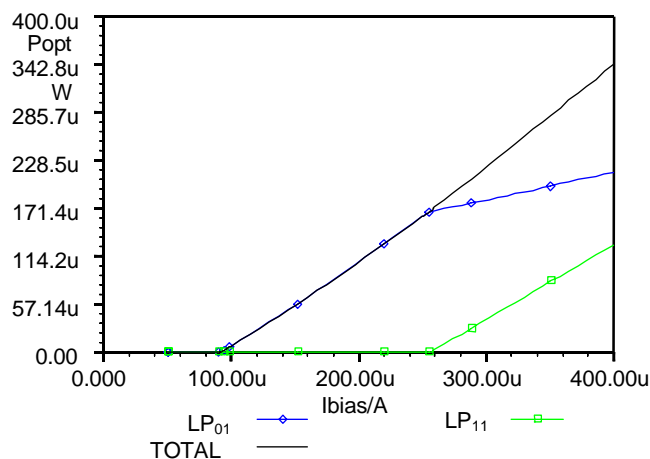
A most következő szimulációs eredmények a COST együttműködés bemenő paramétereivel készültek [9]. Két optikai módus volt lehetséges, j_{max} -nak pedig 11-et választottam, ami már igen pontos eredményeket szolgáltatott.

Statikus vizsgálat, DC analízis

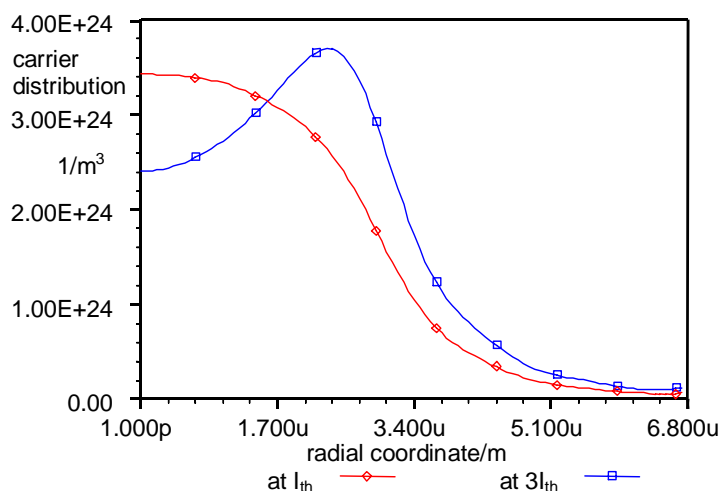
A DC analízis eredményét a 6. ábra mutatja. A lézer pumpáló áramát változtattam 0-tól 400 μ A-ig 1 μ A-es lépésközzel, minden pontban elvégezve a DC analízist. Az ábrán az látható, hogy a lézerműködés megindulása az LP₀₁ módussal kezdődik $I_{th}=95\mu$ A környékén, ami szokatlanul kis küszöbáram az oldalsugárzó lézerekhez képest. Az áram növekedésével az alpmódus intenzitása egyre nő, és az intenzitás maximumánál a töltéshordozó sűrűség lokálisan lecsökken (térbeli lyukbeégés).

A töltéshordozók diffúziója és az áram injektálása fenntartja a módust, azonban a kisebb intenzitású helyeken a töltéshordozó sűrűség erősen megnő az árammal, ahogy ezt a 7. ábra is mutatja. Ez növeli a második módus és a töltéshordozó sűrűség átlapolódását, míg végül az is elegendő erősítést nyer és beindul $I_{th2}=260\mu$ A környékén.

Érdekes még azt megfigyelni, hogy az áram injektálása $r_a=3\mu$ m sugárig történt, ugyanakkor az ábrán is látható, hogy jelentős töltéshordozó sűrűség van jelen $r>3\mu$ m tartományban a diffúzióknak köszönhetően. Ez szintén hozzájárul a magasabb rendű módus működéséhez (az átlapolódás mértékében), valamint azt is bizonyítja, hogy a modellben a diffúzió implementálása sikeres volt.



6. ábra. DC szimuláció eredménye. Az optikai teljesítmény alakulása a különböző módusokban

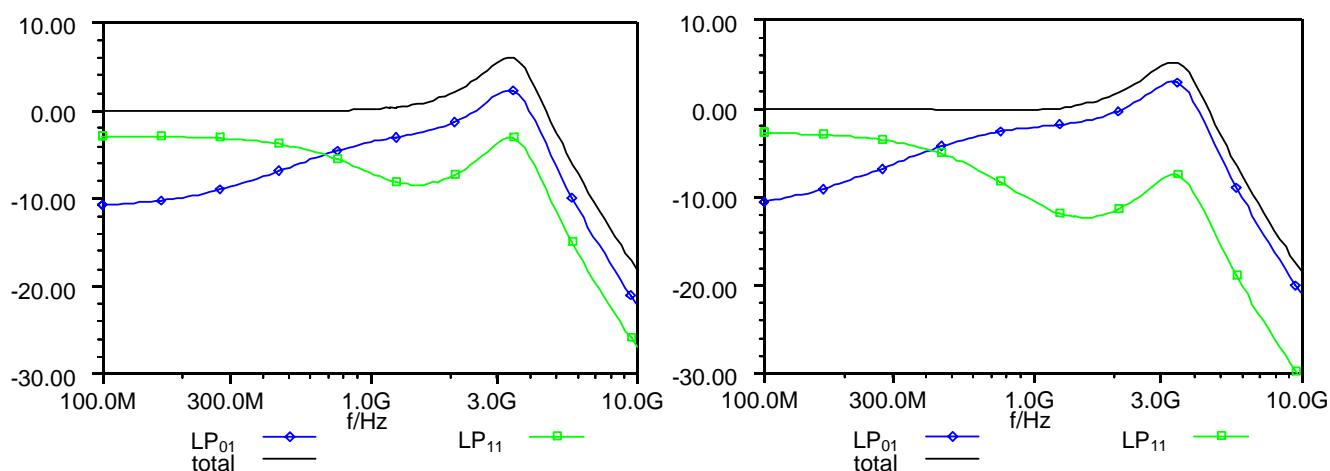


7. ábra. DC szimuláció eredménye. A töltéshordozó sűrűség alakulása a radiális távolság függvényében az LP₀₁ és az LP₁₁ módus indulásának közelében ($\sim I_{th}$ és $\sim 3 \cdot I_{th}$)

Kisjelű, dinamikus vizsgálat

A szimulációhoz olyan munkapontot választottam, amelyikben már mindkét módus működött: $I=400\mu A$ -t. A módusokra és a teljes optikai teljesítményre vonatkozó szimulált átviteli függvényeket a 8. ábra mutatja két különböző diffúziós állandó mellett. Kis frekvenciákon az átvitelhez inkább a magasabb, LP₁₁ módus járul hozzá, ami érthető, hiszen a DC szimuláció is azt mutatta, hogy a második módus differenciális meredeksége nagyobb. Aztán egy bizonyos frekvencia felett a második módus válasza kezd gyengülni, és az alaplómódus válasza felerősödik. Ennek a frekvenciának az értéke a diffúziós állandótól függ, $D=10 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2/\text{s}$ esetén 700 MHz körül van, $D=10 \cdot 10^{-4}$ esetén 450 MHz körül, tehát 3/2-szeres állandónál a frekvencia a 2/3-ára esik. Az történik, hogy bizonyos modulációs frekvencia felett a második módus nem tud töltéshordozókat nyerni a diffúziós folyamatból, mivel azt a modulációs sebességet a diffúzió már nem tudja követni. Így az az érdekes jelenség áll elő, hogy nagy frekvenciákon a optikai teljesítmény-áram görbéből kiolvasható differenciális meredekségben gyökeres változás áll be. Az teljes optikai teljesítményt a jelenség nem befolyásolja, hiszen a beinjektált töltéshordozók mindenképpen hozzájárulnak a stimulált emisszióhoz, ha tudnak diffundálni akkor a második módust erősítve, ha nincs rá idejük, akkor az elsőt.

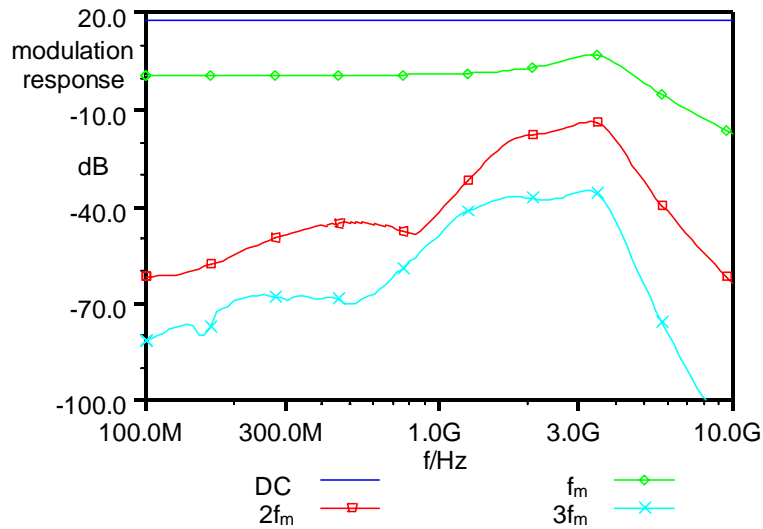
A gyakorlatban ez a jelenség akkor okozhat problémát, ha az optikai átvitelben módus szelektív elem van. Tipikusan ilyen lehet a lézer-üvegszál csatolás, vagy egy rossz csatlakozó.



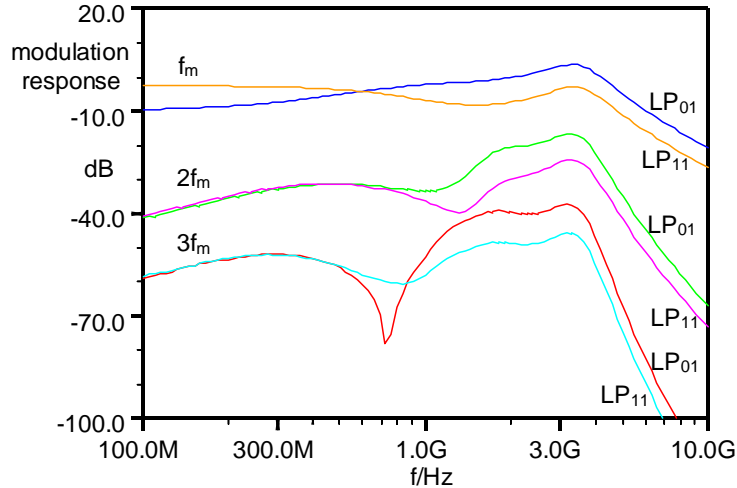
8. ábra. AC szimuláció eredménye. $D=10 \cdot 10^{-4}$ (fent) és $D=15 \cdot 10^{-4}$ (lent)

Torzítás vizsgálat, harmonic balance analízis

A legérdekesebb eredményeket a 9. és 10. ábra mutatja, ami harmonic balance szimuláció eredménye. A görbék a harmonikusok szintjének alakulását mutatják tiszta szinuszos gerjesztés esetén. A moduláló jel frekvenciája f_m , amplitúdója $I_{bias}/10$ volt, a lézer munkaponti árama $I_{bias}=3I_{th}$. A moduláló jel első öt harmonikusa került figyelembe vételre, de csak a második és harmadik került ábrázolásra, mivel ezek a meghatározóak a lézerek alkalmazásakor. Ezek szintje ugyanis egyértelmű viszonyban áll a lézer nemlineáris karakterisztika másod- és harmadfokú tagjának együtthatójával és így egyértelműen utalnak az intermodulációs termékek szintjére is.



9. ábra Harmonic balance szimuláció, a harmonikusok szintjének alakulása szinuszos modulációnál



10. ábra Harmonic balance szimuláció, a harmonikusok szintjének alakulása az egyes módusokban

Látható, hogy a lézerek nemlinearitása növekszik a relaxációs oszcilláció felé közeledve, ahogy ezt a mérések is mutatták. A diffúzió hasonló módon befolyásolja a harmonikusokat, mint az alapharmonikust, tehát bizonyos frekvencia felett az LP₁₁ módus intenzitása alá esik az LP₀₁-nek. Az alapharmonikus átviteli függvénye megegyezik a kisjelű analízisnél kapottal ami megnyugtató.

Érdekes észrevétel tehetünk, ha megnézzük a kapott számokat. A második harmonikus ($2f_m$) görbéi a 10. ábrán -40 dB szintről indulnak, míg ha megnézzük a 9. ábrát, ahol a két módus összeteljesítménye látszik, -60 dB körüli szintet látunk. Ez azt jelenti, hogy a két módus intenzitása kvázi ellenfázisban adódik össze a második harmonikus frekvenciáján. Hasonló igaz a harmadik harmonikusra és mindez nem igaz az alapharmonikusra. A jelenség a diffúziós határfrekvencia felett megszűnik, és a harmonikusok szintje, tehát a torzítás hirtelen megnő. A diffúzió határfrekvenciája környékén mély leszívás látható a harmadik harmonikus LP₀₁ görbéjén, amit általában a relaxációs oszcilláció, és az SHB mint nemlineáris hatások ellenfázisú működésének tulajdonítanak [10]. Azonban

az LP₁₁ módusban a dolog nem ugyanúgy történik, ezért az eredő harmonikus szintben ez a leszívás már alig jelenik meg, a mérésekben pedig egyáltalán nem.

Összefoglalás

A bemutatott szimulációs eredmények jól mutatják, hogy az itt bemutatott VCSEL modell képes számot adni sok, térbeli effektusokból eredő újszerű jelenségről. A modell rugalmasan bővíthető és gyors, elve alkalmazható más problémák áramköri szimulációjánál is. A szimulációk azt mutatták, hogy a VCSElek módusai nem egyformán viselkednek, ami alkalmazásuk esetén gondot jelenthet, például egy módus szelektív optikai elem jelenléte esetén. Tipikusan ilyen lehet a lézer fényének üvegszálba való csatolása. Nagy teljesítményű, egymódusú VCSEL lenne tehát kívánatos, de amint azt a mérések is mutatták, a többmódusúak is jó paramétereket mutathatnak az alkalmazásokban.

Irodalomjegyzék

- [1] Marozsak, T.; Udvary, E.; Berceli, T.: A combined optical-wireless broadband Internet access: transmission challenges, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp.997-1000 vol., May 2001
- [2] Asa Haglund et al: Single Fundamental Mode Output Power Exceeding 6mW in VCSELS with a Shallow Surface Relief, Photonics Technology Letters, IEEE, Volume 16, Issue 2, Feb. 2004 Page(s):368 - 370
- [3] Tamás Marozsák, Attila Kovács, Eszter Udvary, Tibor Berceli: Direct Modulated Lasers in Radio Over Fiber Applications, MWP2002 International Topical Meeting on Microwave Photonics, Techn. Digest, pp.129, Japan, 2002
- [4] Christina Carlsson et al: Analog Modulation Properties of Oxide Confined VCSELS at Microwave Frequencies, Journal of Lightwave Technology, vol.20, SEPT.2002
- [5] C. Faulkner: RFIC Design Challenges for WLAN and 3G Systems, Microwave Eng., pp.23-28, Jan/Feb 2003
- [6] J. C. Fan et. al.: Dynamic Range Requirements for Microcellular Personal Communication Systems Using Analog Fiber-Optic Links, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.45, pp.1390, 1997
- [7] L.A.Coldren, S.W.Corzine: Diode Lasers and Photonic Integrated Circuits, Wiley & Sons Publication, 1995
- [8] K. Moriki, H. Nakahara, T. Hattori, K. Iga : Single transverse mode condition of surface-emitting injection lasers, Electron. Commun. Japan, Part 2, vol.71, pp.81-90, 1988
- [9] <http://www.ele.kth.se/COST268/WG1/DynVCSELTask/WGExercise2.html>
- [10] J S Gustavsson et al: Harmonic and Intermodulation Distortion in Oxide-Confined Vertical Cavity Surface-Emitting Lasers, IEEE J. of Quantum El., vol.39, Aug.2003
- [11] Marozsák Tamás: Félvezető lézerek alkalmazása és modellezése segédvívős optikai rendszerekben, doktori értekezés, Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, 2005.

II. rész

Félvezetős optikai erősítő detekciós tulajdonságainak vizsgálata

Bevezetés

A félvezetős optikai erősítők (Semiconductor Optical Amplifier – SOA, Semiconductor Laser Amplifier – SLA) olyan félvezető alapú diódák, amelyek közvetlenül optikai tartományban erősítik az optikai jelet optikai-elektromos és elektromos-optikai átalakítás nélkül. Az eszköz indium-foszfid (InP) hordozón indium-gallium-arzenid-foszfid (InGaAsP) aktív anyaggal kerül megvalósításra. Az InGaAsP anyag komponenseinek arányét változtatva az erősítés hullámhosszát 1nm-től 1.7nm-ig lehet változtatni, tehát gyakorlatilag lefedi a teljes használt optikai spektrumot.

Az eszközt elektromosan feszítjük elő, ezzel töltéshordozókat injektálunk az aktív rétegbe, amely populáció inverziós állapotot biztosít. Ekkor az indukált emisszió lesz a domináns folyamat, azaz megindul az erősítés. Az anyag-fény kölcsönhatás során fellépő spontán emisszió zajként, abszorpció veszteségként jelenik meg.

Külön problémát jelent, hogy a spontán emittált fotonok azon része, amely olyan irányítottágú, hogy az aktív rétegben, mint hullámvezetőben terjed, az szintén erősödni fog, így a kimeneten nem csak a felerősített bemeneti optikai jel, hanem széles sáv szélességű erősített spontán emissziós (Amplified Spontaneous Emission - ASE) zaj is megjelenik, amely hatása optikai szűrő alkalmazásával csökkenthető. Ráadásul az optikai vevő négyzetes vételi karakterisztikája miatt ezek a komponensek kölcsönhatásba kerülnek, keverednek egymással. A vevő elektromos kimenetén tehát a detektált hasznos információn kívül számos zajkomponens is megjelenik. Ez a hasznos jel és a spontán emissziós jel sörétzaját, a vevő termikus zaját, a spontán komponensek keveredési zaját, a spontán-hasznos jel közti keveredést, az erősítő bemenetére érkező zaj felerősített értékét jelenti.

Az eszköz optikai erősítése függ az előfeszítő feszültségtől, azaz az injektáló áramtól. Az erősítés nem állandó a teljes optikai spektrumban sem. Az anyag erősítési együtthatójának véges sáv szélessége és az aktív réteg hullámvezető jellege miatt véges lesz a SOA erősítési sáv szélessége, amit a 3dB-es, felező pontokkal szokás definiálni.

Az optikai erősítő bemeneti optikai teljesítményét növelve elérünk egy határértéket, amikor az erősítés miatti kiürítés aránya meghaladja a tápáram injektáló hatását. Ekkor telítésbe kerül az erősítő, ezt a jelenséget a kimeneti telítési optikai teljesítménnyel szokták jellemezni, amely az a kimeneti optikai teljesítmény, amikor az optikai erősítés értéke 3dB-lel esik vissza.

Mivel az aktív réteg aszimmetrikus hullámvezető jellegű, így az eszköz erősen polarizáció függő. Ezen a problémán lehet segíteni speciális technológiák alkalmazásával (active square waveguide, strained layers).

Az eddigiek alapján jól látható, hogy az optikai erősítő legfontosabb paraméterei:

- Optikai erősítés (tipikusan 20-30dB)
- Kimeneti telítési optikai teljesítmény (tipikusan 10-15dBm)
- Zajtényező (tipikusan 6-9dB, bár az elméleti határ 3dB)
- optikai sáv szélesség (100nm)

A SOA előnyös tulajdonságai:

- kis méret
- könnyű integrálhatóság (azonos anyag, mint más optoelektronikai eszközök)
- gyors működés (ns-os válaszdő)
- kis elektromos fogyasztás (100-500mA)
- számos alkalmazási lehetőség, multifunkcionalitás

A vételi folyamat leírása

A félvezetős optikai erősítő egyik fontos előnye az egyéb típusú optikai erősítőkkel szemben, hogy többfunkciós eszközként használható. Ez azt jelenti, hogy egyszerre több feladatot is képes ellátni a rendszerben. Egyik érdekes és jól hasznosítható tulajdonsága az, hogy az erősítés során képes az erősített optikai jel információtartalmának detektálására is.

Három különböző jelenség játszódik le az eszközben, amelyek együttes hatása a detekciós működés. A jelenségek az erősítő anyag és a beérkező optikai teljesítmény kölcsönhatásából származnak.

- A félvezetős optikai erősítő elektromos táplálás nélkül, illetve a alacsony előfeszítő feszültség esetén (amíg az előfeszítő áram, azaz a töltéshordozó sűrűség el nem éri az átlátszósághoz szükséges értéket) egy pin fotodiódához hasonlóan működik. A detekciós folyamatoknak ezen típusa az abszorpciós jelenségen, a fotonok elnyelésén alapszik. Az anyag elnyeli a beérkező fotonok jelentős részét, ennek következtében elektron-lyuk párok keletkeznek az aktív rétegben, fotoáram indul az eszközben.
- Ha az elektromos injektáló áram az átlátszósághoz szükséges érték felett van, tehát az eszköz erősít, akkor egy másik folyamat lesz felelős detekcióért. Az eszközön áthaladó optikai jel stimulált folyamatokat okoz az erősítő anyaggal való kölcsönhatásban. Az indukált emisszió következtében új fotonok generálódnak és csökken a töltéshordozó sűrűség az aktív rétegben, azaz a fellépő emisszió töltéshordozókat távolít el a populáció inverzióból. Az indukált emisszió miatti töltéshordozó sűrűség csökkenést ellensúlyozni kell, ezt a külső elektromos energiaforrás végzi, amely plusz töltéshordozókat injektál az anyagba, tehát megnöveli az eszköz tápáramát. Jól látható, hogy ez a folyamat ellentétes irányú, mint az előbb említett, emiatt a detektált elektromos jel polaritása megváltozik az előfeszítés függvényében.
- Különleges körülményt jelent, amikor az eszköz telítésben működik.

Ezek a mechanizmusok levezethetők a fotonikában elterjedten használt rate (sebesség) egyenletekből. A SOA detektor kisjelű karakterisztikáit megadják a linearizált rate egyenletek, amelyek alapján egy elektromos ekvivalens áramkörrel lehet leírni az eszköz működését.

A fent leírt folyamatok alapján jól látható, hogy ha az optikai jel intenzitásmodulált, akkor moduláció miatti optikai intenzitás változása az injektáló áram változását okozza. Ezeket az áram fluktuációkat erősíthetjük és detektálhatjuk. Az eszköz detektorként működik, de nem olyan jó hatásfokkal, mint egy fotodióda. Inkább az optikai kommunikációs rendszer átviteli sávjának monitorozására szokták alkalmazni. A monitor detektálja az átviteli sáv közepes optikai teljesítményét és ha ez a teljesítmény túl alacsony szintre esik vissza, akkor ebből az átviteli útban bekövetkezett törésre lehet következtetni és megfelelő karbantartási intézkedéseket lehet végezni. Másik alkalmazási terület az optikai hálózatban az optikai jellel együtt küldött vezérlőjel detektálása.

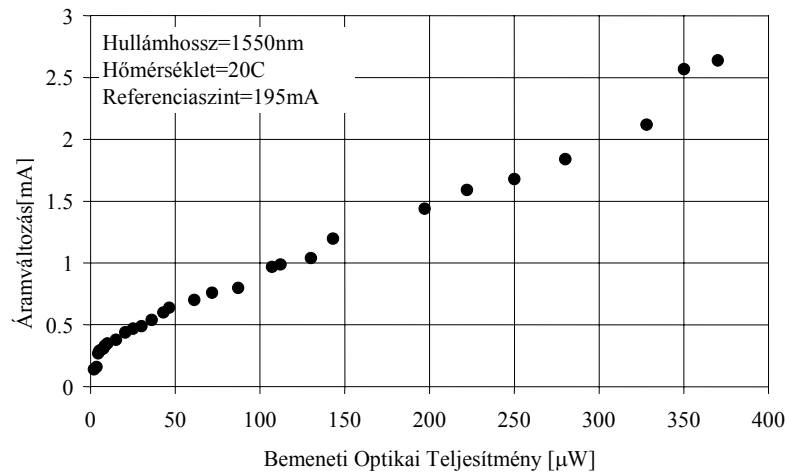
Egy optikai vevő használhatóságát az eszköz érzékenysége, vételi hatásfoka és frekvencia válasza adja meg. Az eszköz érzékenysége azt a minimális optikai teljesítményt adja meg, amelyet még képes detektálni a vevő. A vételi hatásfoka nem más, mint a vevő elektromos paraméterének változása a bemeneti optikai teljesítmény változásának hatására, azaz az optikai teljesítmény-detektált elektromos áram/feszültség karakterisztika meredeksége. SOA detektor esetén a vételi hatásfoka növekszik az előfeszítő feszültség függvényében. A vevő frekvenciaválaszát egy kisjelű szinuszos moduláló jellel vizsgálhatjuk, amelyet egy hálózat analízátor állít elő és ez az eszköz méri a rendszer által detektált jelet is. A detekciós sávzélességet a töltéshordozó élettartam határozza meg, tehát függ a spontán és stimulált rekombinációs folyamatoktól.

Mérési eredmények

A mérések során egy integrált SOA modult használtunk, amely biztosította a fény be- és kicsatolást, ezen kívül tartalmazott egy Peltier cellát, illetve egy termisztort, amelyek segítségével az eszköz hőmérsékletét lehetett szabályozni. Az optikai reflexió kellemetlen hatásainak elkerülésére optikai izolátorokat alkalmaztunk az erősítő bemenetén és kimenetén.

Első lépésként az eszköz tápáramának változását vizsgáltuk adott előfeszítő feszültség és hőmérséklet esetén a beérkező folytonos üzemi optikai jel függvényében. Az **1.** ábrán látható a mért eredmény, azaz a

tápáram változásának a bemeneti jel nélküli esethez viszonyított relatív értéke a bemeneti optikai jel függvényében egy adott hőmérséklet esetén.



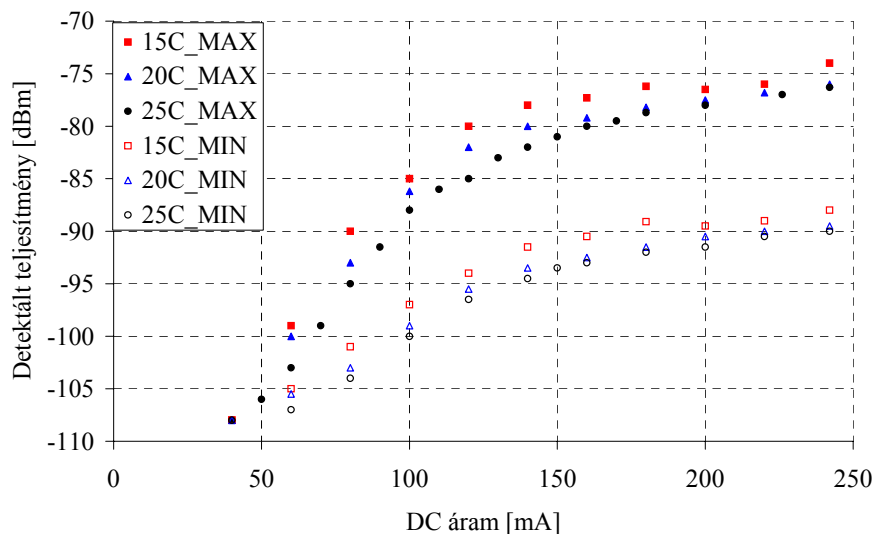
1. ábra

Amennyiben a bemenő jel intenzitásmodulált, akkor a tápellátás körében megjelenő modulációs információval arányos ingadozást egy „bias-tee” segítségével szétválaszthatjuk a DC előfeszítő áramot és az AC információt.

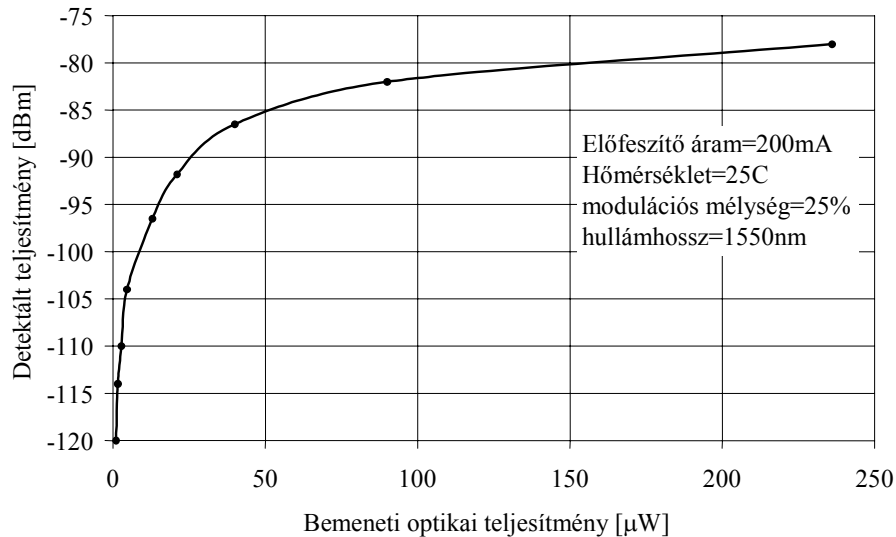
A mérések során a SOA által detektált elektromos jelet vizsgáltuk, modulációs frekvencia, munkapont, hőmérséklet, bemeneti optikai teljesítmény függvényében. A mért eredményekből könnyen kiszámíthatóak a SOA detektor paraméterei és a munkapont optimalizálása is elvégezhető.

Előfeszítő áram növelésével növeljük a populáció inverzió szintjét (a magasabb energiaszint betöltöttségét), ekkor növekszik az optikai erősítés és ennek következtében a detektált jel szintje is. A 2. ábra a mért detektált elektromos teljesítményszinteket mutatja az előfeszítő DC áram függvényében. A mérés során változtattuk a SOA detektor hőmérsékletét (15, 20 és 25C), illetve az eszköz bemenetére érkező optikai jel modulációs mélységét (MAX=25%, MIN=7%).

A detektált jel szintje növekszik, ha nő a SOA detektorra érkező optikai teljesítmény, ahogy az a 3. ábrán is jól látszik, ahol a mérés során detektált elektromos teljesítményt ábrázoltuk a SOA-ra érkező bemeneti optikai teljesítmény függvényében. A jelenség oka, hogy ha kisebb a beérkező jel szintje, akkor azonos optikai erősítés esetén kisebb lesz az indukált emisszió miatt távozó töltéshordozók száma, tehát kisebb lesz az áram ingadozása, következésképpen kisebb szintű lesz a detektált jel teljesítménye is.



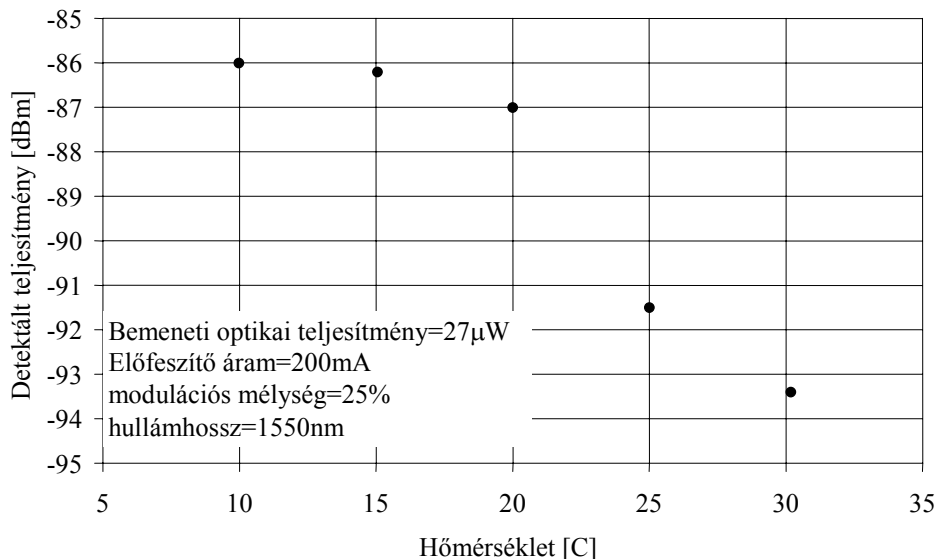
2. ábra



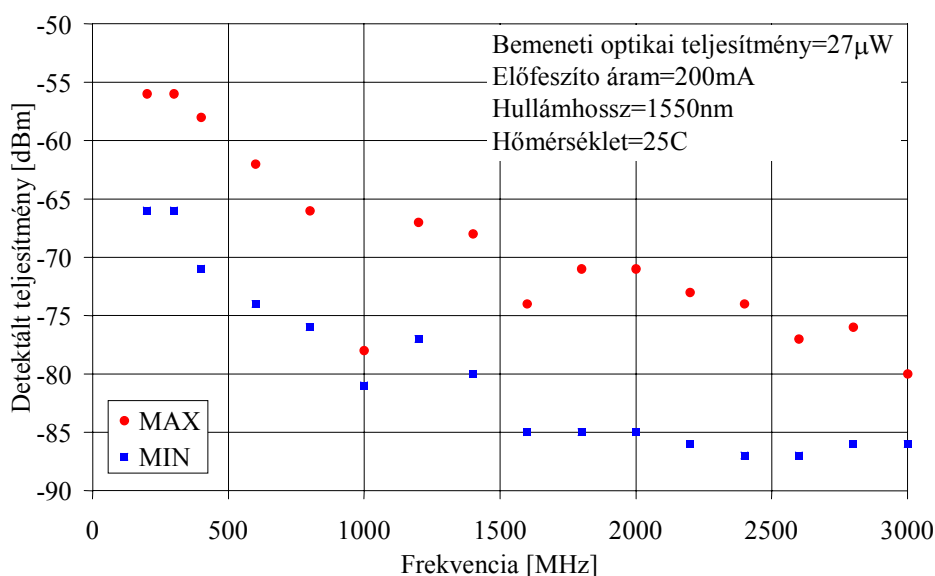
3. ábra

Természetesen a félvezetős optikai erősítő hőmérsékletfüggő eszköz, így a detektált elektromos teljesítmény függ a detektáló eszköz hőmérsékletétől. A 4. ábráról leolvasható a detektált jel teljesítménye különböző működési hőmérsékletek esetén. Jól látható, hogy a hőmérséklet növelésével csökken a detekció határfoka. Ha a hőmérsékletet 10C-ról 30C-ra növeljük a detektált jel szintje kb. 7,5 dB-lel csökken.

Az eszköz működése nem független a modulációs frekvenciától. A következő (5.) ábra a vétel frekvenciamenetét mutatja (200MHz-3GHz). Az eszköz 3dB-es sávszélessége kb. 450MHz, amelyet a töltéshordozók élettartalma és az előfeszítő kör elektromos tulajdonságai szabnak meg. Érdeemes figyelembe venni, hogy a kísérletek során egy általános célú eszközt vizsgáltunk, amely előfeszítő körét csak DC szempontból tervezték, ennek következtében számos parazita hatására több frekvencián (pl. 1GHz-en) leszívás lép fel a frekvencia átvitelben.



4. ábra



5. ábra

Összefoglalás

A mérési eredmények alapján megállapíthatjuk, hogy a félvezetős optikai erősítő hatékonyan használható intenzitásmodulált optikai jel detektálására, monitorozására, miközben a hasznos információt tartalmazó jelet az eszköz közvetlenül optikai tartományban erősíti, tehát egy in-line detektort kapunk, amely nem rendelkezik beiktatási csillapítással, sőt erősíti a hasznos optikai jelet.

Irodalom

- [1] A. J. Seeds: "Broadband Fibre-Radio Access Networks", MWP'98, Princeton, New Jersey, USA, October, 1998
- [2] H. Ghafouri-Shiraz: "Laser Diode Amplifiers", John and Wiley, Chichester, 1996
- [3] W. van Etten, J. van der Plaats : "Fundamentals of Optical Fiber Communications", pp. 62-68, Prentice Hall Int. Series in Optoelectronics, UK, 1991.
- [4] Hiroyo Ogawa et al: "Application of Semiconductor Optical Amplifiers to Microwave Signal Processing", IEEE MTT-S Digest, pp. 1177-1180, 1995
- [5] Dieter Jäger: "Recent Developments in Microwave Photonic Devices", EUMC'99 M-FrW2 Workshop, Munich, Germany, October 1999
- [6] H. Schmuck: "Comparison of optical millimetre-wave system concepts with regard to chromatic dispersion", Electronics Letters, Vol. 31, No. 21, pp. 1848-1849, 12th October 1995.
- [7] J. Mork, A. Mecozzi, G. Eisentein: "The modulation response of a Semiconductor Laser Amplifier", IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics, Vol. 5, No. 3, pp. 851-860, May/June 1999
- [8] G. Járó, T. Berceli: "A High Efficiency Optical-Microwave Double Mixing Method for Subcarrier Multiplexed Optical Systems", Proceedings of the 29th European Microwave Conference, pp. 52-55, München, Germany, October 1999.
- [9] T. Marozsák, E. Udvary, T. Berceli: "Transmission Characteristics of All Semiconductor Fiber Optic Links Carrying Microwave Channels", EuMC2000, Vol. 2, pp. 52-55, Paris, France, October 2000
- [10] D. M. Baney et al.: „Theory and Measurement Techniques for the Noise Figure of Optical Amplifiers”, Optical Fiber Technology 6, 122-154, 2000

III. rész

Optikai-mikrohullámú szűrés fénytávközlő rendszerek intenzitás-zajának csökkentésére

Elsősorban rövidtávú üvegszálás összeköttetések, így helyi illetve városi hálózatok, valamint optikai-mobil rendszerek esetén a lézerdiódák relatív intenzitászaja (RIN) az átvitel legjelentősebb zajforrása. A következőkben az intenzitászaj csökkentésére kidolgozott új, kizárólag passzív optikai eszközöket használó zajcsökkentő eljárás kerül bemutatásra. Az új elgondolás szerint kiegyenlített Mach-Zehnder interferométert (Unbalanced Mach-Zehnder Interferometer, UMZI) használva, illetve azt optikai transzverzális szűrővé alakítva lehetővé válik a lézerdiódák esetén a mikrohullámú tartományban jelentkező RIN jelentős csillapítása és ezáltal a fotóvevőben mérhető jel-zaj viszony javítása. A zajcsökkentő struktúra bemutatásán túlmenően, a stabil működéshez szükséges inkohérens megvalósítás lehetőségeit is tárgyaljuk.

Bevezetés

Az információtovábbítás és az adatátviteli sebességek növelése iránt jelentkező fokozódó igény a fénytávközlő rendszerek műszaki paramétereivel szemben is egyre komolyabb követelményeket támaszt. A tisztán hírközlési felhasználások mellett az optikai eszközök jelfeldolgozási célokra történő alkalmazása is azok működési jellemzőinek újabb és újabb javítását, állandó kutatását sürgeti. Az optikai összeköttetések forrásaként használt lézerek, lézerdiódák vagy akár szilárdtestlézerek, intenzitászaja az egyik legfontosabb ilyen tényező, mely főként rövidtávú átvitel esetén a fotodetektor termikus zaját fölülmúlva az eredő jel-zaj viszony és így az átviteli minőség legfontosabb meghatározója.

A relatív intenzitászaj (Relative Intensity Noise, RIN) spektrumbeli eloszlása nem egyenletes, hanem jelentősebb növekménnyel bír a lézer belső rezonáns működéséből adódó, ún. relaxációs oszcillációs frekvencián. Ez az a sáv tehát, mely az összeköttetések szempontjából leginkább zavaró, különösen, hogy a széleskörűen használt lézerek, a lézerdiódák esetében, egybeesik a rádiófrekvenciás és mikrohullámú moduláló jelek tartományával. A új kihívásoknak megfelelő minőségi követelményeket kielégíteni kívánó optikai hálózatok esetén tehát, elengedhetetlen a RIN csökkentésének valamilyen megoldása.

A különböző módszerek áttekintése, illetve részletes tárgyalása előtt, érdemes röviden megemlíteni az intenzitászaj kialakulásának lehetséges okait. Egyebek mellett a hőmérsékleti fluktuációk, a spontán emisszió és a szálba, illetve egyéb optikai eszközhöz való csatolás során fellépő optikai reflexiók az intenzitászaj legjellemzőbb előidézői. Ez utóbbi lehetőség, máris egy általánosan használt megoldást, optikai izolátor használatát sugallja. Ebben az esetben tehát, az irányfüggő elem alkalmazásával, a lézer kimenő jele kvázi akadálytalanul továbbítódik az üvegszálba, míg a káros reflexiók csak jelentős, az izoláció által meghatározott, csillapítás után csatolódnak vissza a lézerre, kevéssel járulva hozzá így az intenzitászaj kialakulásához. Mint látható, az izolátor használata kecségetető, azonban a más okból származó RIN csökkentésére alkalmatlan.

További optimalizálási lehetőséget jelent a lézerdiódák és általában a lézerek ama tulajdonsága, hogy növekvő gerjesztés, jelen esetben nagyobb munkaponti áram, esetén a relaxációs oszcilláció frekvenciájának növekedésével a rezonancia, és ezáltal a zaj maximum értéke csökken. Az előfeszítést változtatva elérhető, hogy a zajnövekmény valamelyest kimosduljon az átviteli sávból és egyúttal csillapodjék is, azonban ez csak keskenysávú, és a zajcsökkenés nem mindig kielégítő értéke miatt kellően robusztus moduláló jel esetén járható út. E módszer használata esetén további probléma, hogy a zajra történő optimalizálás miatt már nem változtathatjuk, illetve állíthatjuk be szabadon a lézerdióda munkaponti áramát, és ezáltal kimenő teljesítményét. Érthető, hogy így rugalmatlanná válhat rendszerünk és újabb hálózatelemek hozzáadása vagy kivétele esetén, nem szabályozhatjuk tetszőlegesen az összeköttetés mérete által indokolt kimenő optikai teljesítményt.

Az optikai vivő amplitudó fluktuációjának csökkentésére szilárdtestlézerek esetén ismert, széleskörűen használt megoldást jelent a kristály kimenő jelének optoelektronikai visszacsatolása, [1], [2]. Megfelelő szabályozókor tervezésével az intenzitászaj kiváló elnyomása érhető el ilyen módon a relaxációs oszcilláció frekvenciáján. Ez a megközelítés a szilárdtestlézerek keskenysávú, alacsonyfrekvenciás (<10MHz), erőteljes rezonanciát mutató

intenzitás zajának leküzdésére jól használható, azonban a lézerdiodák az előbbi feltételeknek mindenben ellentmondó szélessávú, nagyfrekvenciás (>1GHz), lankás kiemeléssel jellemezhető zajnövekménye tervezését értelmetlenné teszi.

A lézerdiodák és a szilárdtestlézerek (Nd:YAG, Nd:YVO₄, stb.) esetében egyaránt jól alkalmazható zajcsökkentő megoldáshoz jutunk kiegyenlített Mach-Zehnder interferométer (Unbalanced Mach-Zehnder Interferometer, UMZI) használatával [3], mely több előnyös tulajdonsága mellett az előbb említett megoldásokhoz képest új, egységes megközelítést jelent.

Az ebben a munkában bemutatott zajcsökkentő elgondolás kizárólag passzív optikai eszközöket használ, így az optikai jelfeldolgozás összes előnyével bír, vagyis érzéketlen az elektromágneses zavarokra (Electromagnetic Interference, EMI), nem igényel tápellátást, valamint a réz alapú elektronikus rendszerekkel összehasonlítva, megfelelő technológia esetén, kisebb méretekben és olcsóbb alapanyagból (SiO₂) valósítható meg.

E cikk felépítését tekintve a II. fejezet az intenzitás zaj csökkentés szükségességének kvantitatív alátámasztását szolgálja. Az aszimmetrikus, (kiegyenlített), tehát a beérkező jelet különböző úthosszokon késleltető interferométer mint zajcsökkentő optikai rendszer részletes bemutatását, a megvalósított zajcsökkentés mérési eredményeit, valamint a koherens és inkoherens működés összehasonlítását a III. fejezetben találjuk. Az elért eredményeket az IV. fejezet foglalja össze.

Optikai összeköttetések zaja

PIN fotodetektort használó intenzitás modulált optikai átvitel esetén az összeköttetés zajának három összetevője a sörétzaj, a vevő termikus zaja valamint a lézerradó relatív intenzitás zaja [4]. A fotodetektor kimenetén, függetlennek tekinthető zajforrásokat feltételezve, a következő jel-zaj viszony írható fel [4]

$$\frac{S}{N} = \frac{I^2}{\sigma_s^2 + \sigma_t^2 + \sigma_R^2} \quad (1)$$

a számlálóban a fotodetektor hasznos áramának négyzete, míg a nevezőben a zajforrások áramának szórásnégyzete szerepel. A három zajkomponens szórásnégyzetének kifejezését (2)-(4) mutatja.

$$\sigma_s^2 = 2eB(I_p + I_d) \quad (2)$$

$$\sigma_t^2 = 4k_B T_0 B / R_L \quad (3)$$

$$\sigma_R^2 = \frac{\eta^2 e^2}{(hf)^2} (RIN) P^2 B \quad (4)$$

(2)-(4) képletekben e az elektron töltését, k_B a Boltzmann-állandót, B a fotovevő sávszélességét, P az optikai teljesítményt, η a kvantumhatásfokot, h a Planc-állandót, I_p a fotoáramot, I_d pedig a sötétáramot jelenti. RIN a relatív intenzitás zajnak az optikai vivőhöz képesti helyzetét adja. Látható, hogy mind a sörétzaj mind pedig az intenzitás zaj szintje függ a beérkező optikai teljesítmény értékétől, amíg a termikus zaj csak a vevő hőmérsékletének és lezáró ellenállásának függvénye. A mai, az 1550nm-es hullámsávban működő optikai összeköttetések tipikus paramétereit a (2)-(4) összefüggésekbe helyettesítve, a FP (Fabry-Perot) lézerek jellemző -130, -150dB/Hz RIN értékeit alapul véve, a relatív intenzitás zaj akár több nagyságrenddel is fölülmúlhatja a termikus zaj hatását. Mivel azonban (4) értéke az átviteli hossz, így a beiktatási csillapítás növelésével csökken, bizonyos üvegszálahosszak és hálózatméretek fölött az intenzitás zajból származó komponens mégis a vevő termikus zaja alá süllyed és így hatása elhanyagolható lesz. Szembetűnő tehát, hogy a RIN szintje és az amplitúdó fluktuációt célzó zajcsökkentő eljárások leginkább a rövidebb szakaszokból álló optikai helyi hálózatok, optikai-mobil rendszerek, és optikai LMDS-ek (Local Multipoint Distribution System) esetében bír fontossággal. [5] számításai alapján kb. 30km szakaszhoz egyértelműen a relatív intenzitás zaj az optikai összeköttetések meghatározó zajforrása. Az eddigiekből kitűnik, hogy az optikai helyi és városi hálózatok átviteli minőségének további javítása, RIN csökkentő eljárás használatával lehetséges.

Interferométer zajcsökkentő alkalmazásban

Az aszimmetrikus Mach-Zehnder interferométer (UMZI) mint intenzitás zaj csökkentő struktúra az 1. ábrán látható. A lézerforrás kimenő jelét az utána kapcsolt iránycsatoló két részre osztja. A jel e két összetevője az interferométer ágaiban különböző késleltetést szenved, majd a kimeneten összeadódik. Az összegzés során a két, különbözőképpen késleltetett jel interferenciájának megfelelően periodikus leszívások és maximumok jelennek meg az átviteli függvényben. Ennek megfelelően, ha bizonyos frekvencián elnyomást akarunk megvalósítani, olyan úthosszkülönbséget kell beállítani, amely megtétele után az adott frekvenciájú összetevők ellenfázisba kerülnek, és a kimeneten kioltják egymást. Az általunk használt InGaAsP Multi-Quantum Well (MQW) FP lézertióda az optikai vivőtől számított 2GHz távolságra elhelyezkedő RIN kiemelésének elnyomásához tehát, 250ps késleltetés különbséget kell az interferométeren beállítani. Ehhez, $n=1.5$ effektív törésmutatójú üvegszál megvalósítás esetén, (5) segítségével határozhatjuk meg a szükséges úthosszkülönbséget [6].

$$\tau = T_2 - T_1 = \frac{n}{c}(L_2 - L_1) = \frac{1}{FSR} \Rightarrow \Delta L = \frac{c}{n} \cdot 250 \text{ ps} = 5 \text{ cm} \quad (5)$$

n az üvegszál effektív törésmutatója, c a fénysebesség, L_1, L_2 és T_1, T_2 az UMZI két ágának hossza illetve késleltetése. A késleltetés különbség ismeretében számítható az ún. szabad spektrális tartomány (Free Spectral Range, FSR) mely az átvitel periodikus leszívásainak távolságát jelöli. (5) alapján 5cm-es úthosszkülönbség megvalósításával az interferométer 2GHz-en jelentős csillapítással rendelkezik. Az így meghatározott Mach-Zehnder interferométer átviteli függvényét a 2. ábra mutatja.

Mivel a kísérletben részt vett FP lézer vonalszélessége, $\Delta\nu=100\text{MHz}$ (6) alapján számítható 3ns koherencia idő az interferométer 5cm-es úthosszkülönbségéhez tartozó 250ps-os τ idejénél hosszabb, az elgondolt UMZI koherens tartományban működik.

$$\tau_c = \frac{1}{\pi\Delta\nu} \quad (6)$$

Koherens működés során az interferométer kimenetén nem a kívánt, intenzitás alapú összegzés történik, hanem az interferencia alapja a szálban terjedő térerősség [7]. Másképpen fogalmazva, amíg az interferométer az inkohereus tartományban az optikai intenzitásra nézve lineáris hálózatnak tekinthető, és az interferencia csak az intenzitásmodulációval létrehozott burkolót befolyásolja, addig koherens esetben maga az optikai vivő is az interferencia áldozatául eshet [8]. Koherens módban, vagyis ha a szűrőként viselkedő interferométer úthosszkülönbsége kisebb a lézer koherenciahosszánál ($\tau < \tau_c$), az átviteli függvény rendkívül érzékeny és instabillá válik, hiszen a vivőt is érintő interferencia miatt a kimenő jel véletlenszerűen tűnik el vagy jelenik meg. Mivel tehát nagyon rövid úthosszkülönbségek esetén, a koherens tartományban, csak nehézkesen, az optikai fázis állandó felügyeletével, a rendszer hőszabályozásával és a lézerforrás munkapontjának nagy pontosságú beállításával lehet kielégítő működést elérni, hosszabb úthosszkülönbséget és kisebb FSR-t választva az inkohereus tartományban kell a zajcsökkentést megvalósítani.

Ennek első lépéseként tekintsük a 3.ábrát ahol egy 200MHz szabad spektrális tartományú szál alapú interferométer átviteli függvényének mért görbét láthatjuk. $FSR=200\text{MHz}$ (5) értelmében $\Delta L=1\text{m}$ -t jelent, vagyis a $\tau > \tau_c$ inkohereus viselkedés biztosított. Az ezzel a struktúrával elért zajcsökkentést a 4. ábra mutatja. Az 1m-es szálhosszbeli különbségnek köszönhetően periodikusan több helyen is 8-9dB-es leszívás keletkezik a zajspektrumban, azonban ezek sáv szélessége túl kicsi ahhoz, hogy érezhető javulást érthessünk el. A zaj elnyomását ki kell tehát terjesztenünk szélesebb tartományokra, ami interferométerünk átalakítását igényli. Az UMZI két karja mellé újabb, különböző hosszúságú ágakat illesztve optikailag megvalósított, diszkrét idejű, analóg transzverzális szűrőhöz jutunk (5. ábra). A szűrő késleltetéseinek változtatásán túlmenően az egyenletes osztású bemeneti és kimeneti iránycsatolók helyett aszimmetrikus eszközöket használva, a transzverzális szűrő együtthatói is szabad tervezési paraméterekké válnak. Vigyáznunk kell azonban, hogy a szakaszkülönbségek a lézer koherencia hosszánál mindig nagyobbak legyenek és így az inkohereus működés feltételei kielégülhessenek. Mivel inkohereus esetben az optikai vivő a kimeneti interferencia miatt nem tűnhet el, csak pozitív együtthatójú szűrőt tudunk megvalósítani, vagyis struktúránk mindig aluláteresztő jellegű lesz. Ez a látszólagos megszorítás előnyös, hiszen

így biztosított, hogy a zajcsökkentés során az optikai vivőt nem, csak a káros intenzitásajt befolyásoljuk.

Példánkra visszatérve, ahhoz, hogy a 2GHz-es tartományban megfelelő sávszélességű elnyomást kapjunk, 1m-nél rövidebb de még a koherenciahossznál nagyobb késleltetés különbséget kell beállítani. Több különböző, keskeny FSR kombinálásával kell tehát helyettesítenünk egy nagyobb, példánkban 4GHz-es, szabad spektrális tartományú koherens interferométert. E szempontok figyelembevételével némiképp más tervezési megfontolásokhoz jutunk, mint az egyéb [8] optikai-mikrohullámú szűrők esetében.

Kétkarú, aszimmetrikus interferométer tervezésekor, az f_0 leszívási frekvenciák tervezéséhez a következő (7) jól ismert [7] összefüggést használhatjuk.

$$f_0 = (2k + 1) \frac{c}{2n_{eff} \Delta L} = \frac{2k + 1}{2\Delta T} \quad (7)$$

(7) értelmében a 2GHz-en megjelenő RIN csökkentése a koherens tartományban 4GHz szabad spektrális tartományt vagyis 250ps ($k=0$) időkülönbséget igényelne. Inkoherens működésre törekedve, ha k értékét 11-re állítjuk és továbbra is ragaszkodunk ahhoz, hogy a periodikus leszívások valamelyike 2GHz-re essék 5750ps-os késleltetés különbséget állíthatunk be.

A 3ns-os koherencia időnél nagyobb ΔT értékeket alkalmazva, a 6-7. ábrákon bemutatott átviteli függvények valósíthatók meg. A 6. ábra átviteli függvényével a 8. ábra számított zajcsökkentése érhető el. A három vonalból álló, inkoherens transzverzális szűrővel 2GHz körül 400MHz szélességű, mintegy 10dB-es elnyomási sáv látható.

Összefoglalás

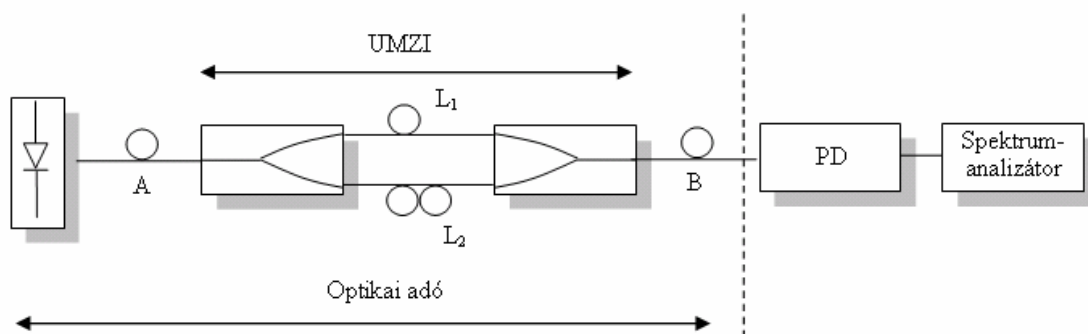
Munkánk során kizárólag passzív, optikai (all-optical) megoldást javasoltunk optikai helyi hálózatok relatív intenzitásajának elnyomására. Megvizsgáltuk és bemutattuk az aszimmetrikus Mach-Zehnder interferométerrel elérhető zajcsökkentést. A csillapítási sáv kiszélesítésére valamint a stabil inkoherens működés biztosítására a hagyományos szűrőtervezési megfontolásoktól eltérő újszerű megfontolásokat vezettünk be.

Eredményeink jól illeszkednek a csak optikai eszközöket használó, az elektronikus jelfeldolgozó elemeket nélkülöző, üvegszálás rendszerek jövőbeli koncepciójába.

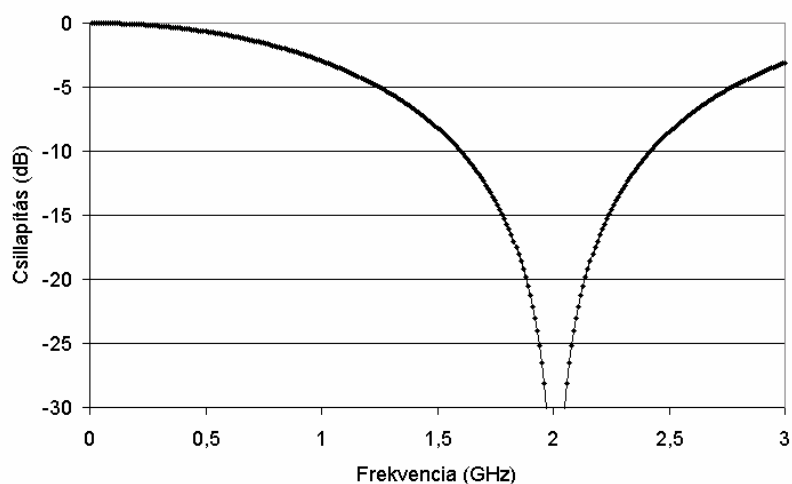
Kutatásaink további céljai a lézer fáziszaj hatásainak vizsgálata, valamint az integrált optikai megvalósítás lehetőségeinek ellenőrzése.

IRODALOM

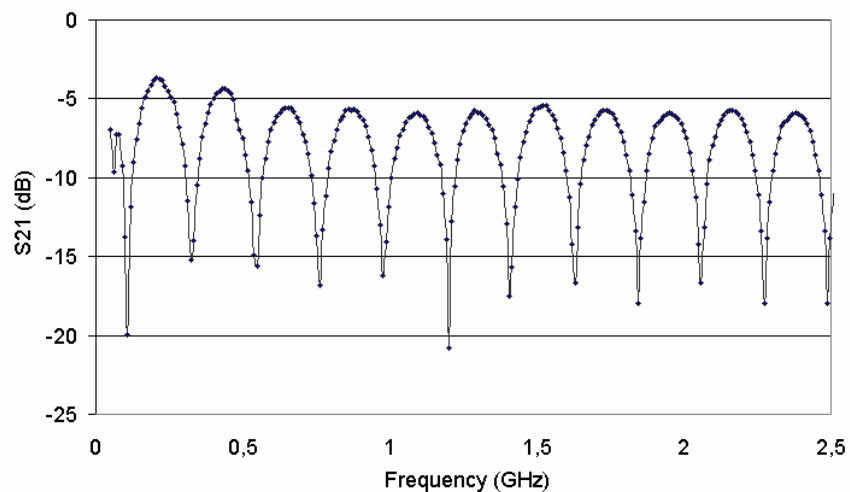
- [1] T. J. Kane, "Intensity Noise in Diode-Pumped Single-Frequency Nd:YAG Lasers and its Control by Electronic Feedback", *IEEE Photon. Techn. Lett.*, vol. 2, no. 4, 1990. április.
- [2] M. Csörnyei, T. Berceli, P. R. Herczfeld, "Noise suppression of Nd:YVO₄ solid-state lasers for telecommunication applications", *J. Lightw. Techn.*, vol. 21, Iss. 12, pp. 2983-2988, 2003. december.
- [3] M. Csörnyei, T. Berceli, T. Marozsák, "All-optical intensity noise suppression of solid-state lasers for optical generation of microwaves", *XV International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON-2004*, Varsó, Lengyelország, pp. 781-784, 2004. május.
- [4] Frigyes I., "Hírközlő rendszerek", *Műegyetemi Kiadó*, 1998.
- [5] Marozsák T. "Félvezető lézerek alkalmazása és modellezése segédvívós optikai rendszerekben", *Doktori értekezés*, BME, 2004.
- [6] B. Cabon, V. Girod, G. Maury, "Optical generation of microwave functions", *Proc. OMW2000 Summer School*, Autrans, Franciaország, 2000. Szeptember.
- [7] A. Hilt, "Basics of microwave network analysis of optical circuits", *Optical/Wireless Workshop in the framework of the European MOIKIT project*, Budapest, Magyarország, 2001. március.
- [8] J. Capmany, "Fiber-Optic Filters for RF Signal Processing", *Proc. OMW2000 Summer School*, Autrans, Franciaország, 2000. Szeptember.



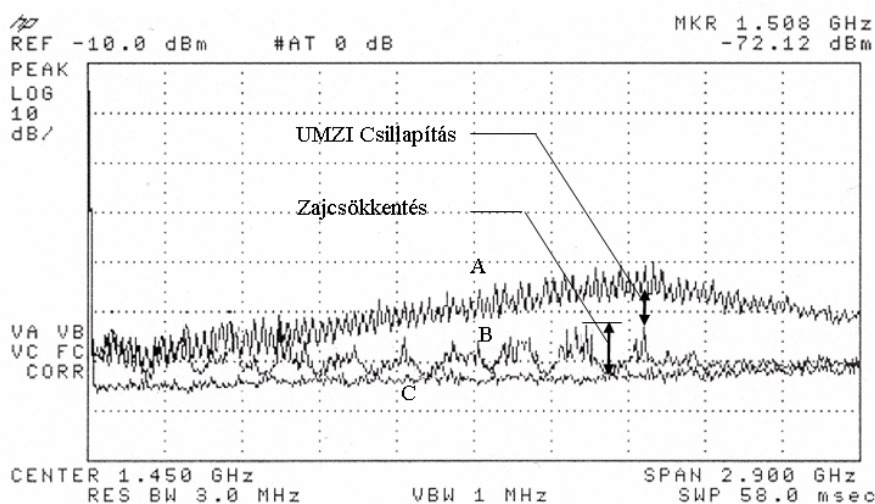
6. ábra Kétutas aszimmetrikus Mach-Zehnder interferométer lézerdiódák intenzitászájának csökkentésére.



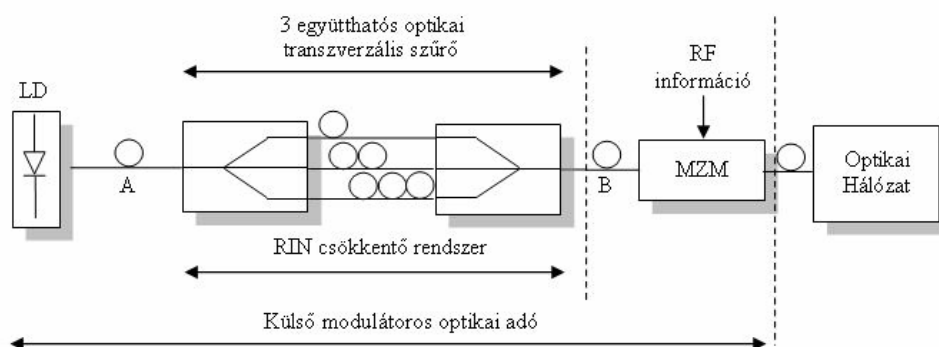
7. ábra 5cm úthosszkülönbségű UMZI átviteli függvénye. FSR=4GHz.



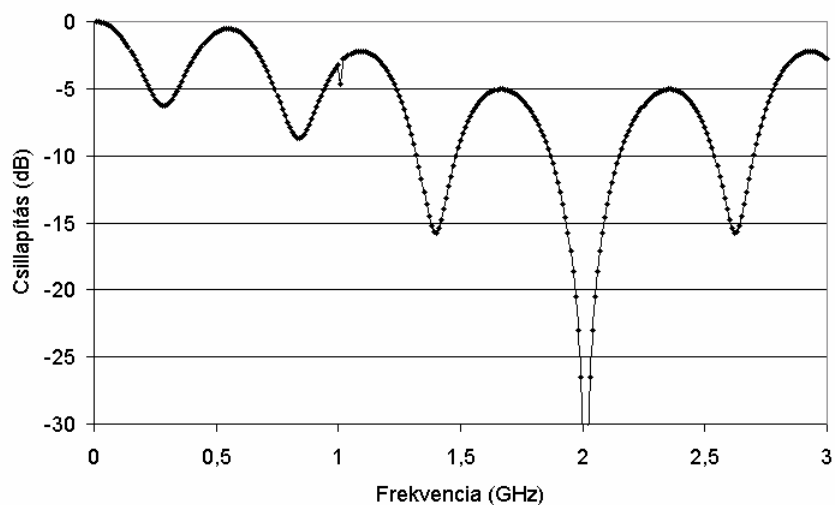
8. ábra 200MHz szabad spektrális tartományú aszimmetrikus Mach-Zehnder interferométer átviteli függvénye, az 1. ábra A és B pontja között mérve. Az interferométer mintegy 6dB-es csillapítással rendelkezik mely az optikai szál és optikai csatlakozók beiktatási csillapításának következménye. A leszívási frekvenciákon 15-20dB-es zajcsökkentés lehetséges.



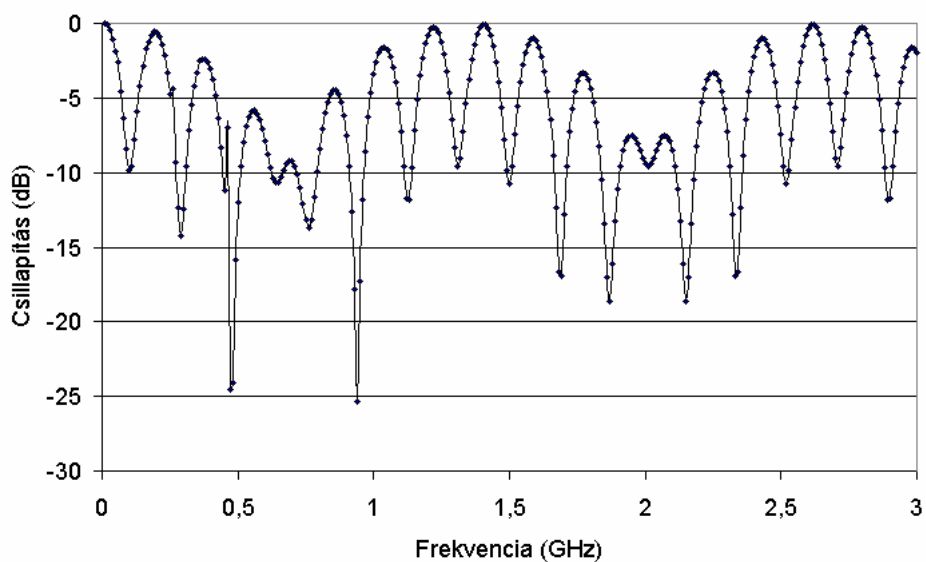
9. ábra Az 1. ábrán bemutatott rendszer segítségével megvalósított zajcsökkentés. A) a vizsgált Fabry-Perot lézer relatív intenzitásaja 2GHz-en. B) az interferométer segítségével megvalósított zajcsökkentés. C) a mérőrendszer zajszintje. Mérési körülmények: ResBW=3MHz, No Video Averaging, Input Attenuation=0dB.



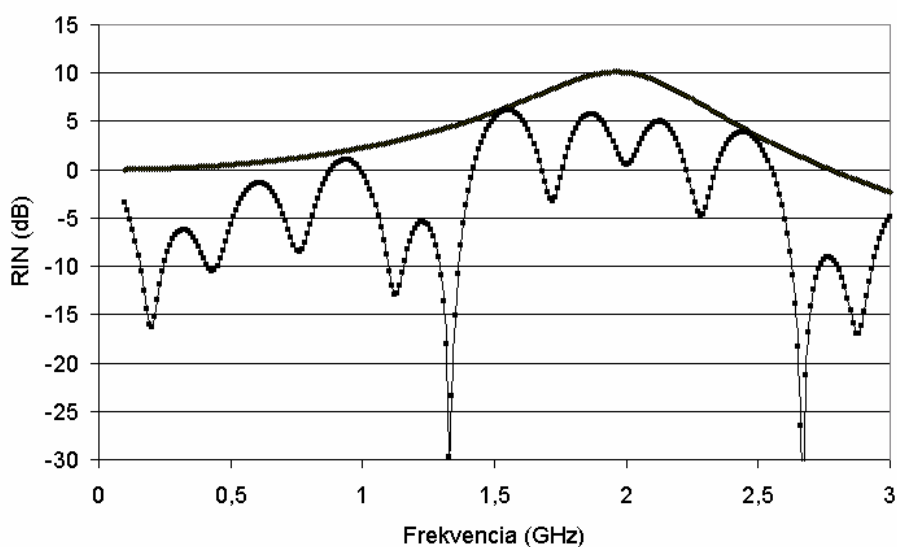
10. ábra Háromágú optikai transzverzális szűrő lézerciódák intenzitásajának csökkentésére. A zajcsökkentő rendszeren való áthaladás után a kívánt információ külső modulátor segítségével modulálható az optikai vivőre, majd az optikai hálózat felé továbbítható.



11. ábra Három együtthatós, inkohérens optikai-mikrohullámú szűrő (5.ábra) átviteli függvénye. A késleltetési időkülönbségek a legrövidebb úthoz képest: 3,25ns ill. 5ns. Koherenciahossz: 3ns.



12. ábra **Optikai-mikrohullámú transzverzális szűrő átviteli függvénye. A késleltetési időkülönbségek a legrövidebb úthoz képest: 5,75ns ill. 5ns. Koherenciahossz: 3ns.**



13. ábra **A 6. ábrán látható átviteli függvény segítségével számított zajcsökkentés. A felső görbe: a Fabry-Perot lézer relatív intenzitás zajának számítása, alsó görbe: három együtthatós zajcsökkentő struktúra segítségével megvalósítható zajcsökkentés. Látható, hogy a RIN maximum környékén 10dB-es elnyomás érhető el.**

IV. rész

Félvezető eszközök és áramkörök optikai vezérlése

Bevezetés

A fotonika és a mikrohullámú elektronika a fizika és a mérnöki tudomány leggyorsabban fejlődő ágainak egyike. A mikrohullámú elektronikai eszközök működési jellemzőinek optikai úton történő vezérlése számos lehetőséget nyújt optikai és mikrohullámú kommunikációs alkalmazások terén.

OTKA témánkban a félvezető eszközök optikai vezérlésének lehetőségét és egy általunk kiválasztott GaAs FET tranzisztor jellemző paramétereinek megvilágítás hatására történő megváltozását vizsgáljuk.

Először irodalomkutatást végeztünk, megismerkedtünk a félvezető eszközök optikai vezérlésének alapjaival. Az általunk választott és vizsgált GaAs anyagú FET tranzisztorhoz modellt választottunk. Az így szerzett ismeretekre építve terveink megfelelően elvégeztük a FET lézerfényrel történő megvilágítását. Ehhez egy általunk összeállított, 850 nm-es hullámhossztartományban működő lézeres megvilágító berendezést használtunk. Munkánk jelentős részét képezte a lézeres megvilágító berendezéshez szükséges előfeszítő áramkör tervezése és kivitelezése, valamint az előfeszítő áramkör tervezésénél figyelembe vett paraméterek mérése.

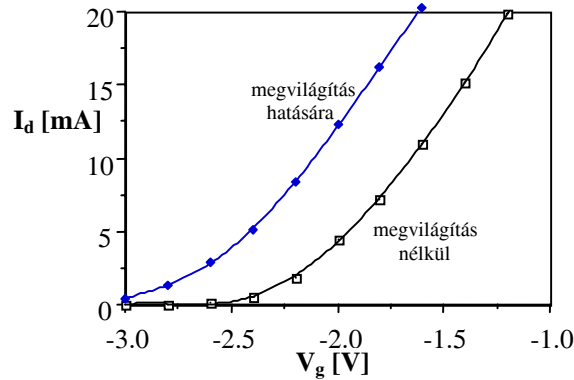
Az első fejezetben röviden összefoglaljuk, hogy megvilágítás hatására mely paraméterek változására számíthatunk a feldolgozott szakirodalom szerint, amivel lehetőség nyílik a félvezető eszközök és áramkörök optikai vezérlésére. A második fejezetben az általunk elkészített lézeres megvilágító berendezést és az ehhez szükséges előfeszítő áramkör tervezésének lépéseit mutatjuk be. A megvilágított tranzisztor mért S paraméterei alapján felvett helyettesítő kapcsolását ismertetjük a harmadik fejezetben, és a paraméterváltozások alapján következtetéseket vonunk le. Így a modell segítségével már ismerjük a FET paramétereinek viselkedését, s ezen paraméterváltozások figyelembe vételével lehet áramkört tervezni.

1. Általánosan az optikai vezérlésről

Ebben a fejezetben szeretnénk röviden feleleveníteni, illetve összefoglalni, hogy az optikai vezérléssel milyen paraméterek változtathatóak meg.

Az optikai úton vezérelhető áramkörök létrehozására alkalmas félvezető eszközök elektromos tulajdonságai megváltoznak a fényhullámok abszorpciójának köszönhetően. Egy ilyen eszköz aktív csatornája abszorbeálja a fényhullámokat, aminek következtében töltéshordozók generálódnak. Ez a hatás függ az abszorpciós tényezőtől, a rekombináció átlagos időtartamától, a kisebbségi töltéshordozók diffúziójától, a kiürített tartomány szélességétől, és sok más tényezőtől. A fény elnyelődése megnöveli az eszköz pinch off feszültségét és a drain-source áramot (félvezető eszközök optikai vezérlésénél ez utóbbi a fontosabb).

Megvilágítás hatására a FET tranzisztor helyettesítő áramkörében az egyes komponensek értékei módosulnak. Az I_d - V_g DC karakterisztikát vizsgálva egy érdekes jelenséget tapasztalhatunk: a görbe alakja nem változik számottevően a megvilágítás hatására, viszont a negatívabb gate feszültségek irányába tolódik el [1], ezt szemlélteti az 1.1. ábra.



1.1.ábra

A feszültségkülönbség, amely a megvilágítás hatására adódik, az úgynevezett fény indukált feszültség (fotovoltaikus hatás), a beeső fény intenzitásának függvénye. A kapacitás munkaponti értéke megváltozik a megvilágítás hatására, amit egy additív taggal jellemeznek. Ez szintén a beeső fény intenzitásának függvénye, ahogyan a helyettesítő kapcsolás ellenállás értékei is megváltoznak, és ez a megváltozás is intenzitásfüggő [1]. Kísérletek azt mutatják, hogy a megvilágítás a szórési paraméterekre is hatással van és a hatás jelentősebb, ha az eszközt a pinch-off feszültség közelében feszítik elő (ennek kiderítésére tettünk lépéseket ebben a félévben).

A fényelnyelés az elnyelő közeg abszorpciós tényezőjének függvénye, általában nem független a beeső fény hullámhosszától. Az egyes anyagokra jellemző hullámhossznál megnő, ettől a hullámhossztól kezdve az anyag elnyelővé válik. Olyan félvezető anyagok nyelnek el jó hatásokkal fotonokat az infravörös tartományban, amelyeknél az elektronok vegyérték- és vezetési sávját elválasztó, tiltott sáv szélessége $E_{\text{gap}}=0,8..1,55$ eV közé esik [2]. Ilyen anyagok például a gallium-arszenid, indium-foszfid. Megvilágítás hatására tehát megnő a félvezető anyag vezetőképessége a source és a drain között. A megvilágítással generált gate áram potenciálcsökkenést okoz a gate ellenálláson, ami pedig megváltoztatja a drain áramot a FET transzkonduktanciáján keresztül és megváltoztatja az ekvivalens kapcsolás néhány elemének értékét.

2. Lézeres megvilágító berendezés

A megvilágításhoz egy rendelkezésre álló megvilágító berendezés szerkezetét használtuk fel. Ez megfelelő lencserendszerrel és háromirányú finom-beállítási mechanikával és állványzattal rendelkezik. A választott lézerdíóda meghajtásához olyan előfeszítő áramkört terveztünk, amely illeszkedik a meglévő szerkezetbe, és RF bemenettel is rendelkezik a lézerfény modulálásához.

A választott lézerdíóda jellemzői

Maximális értékek ($T_c=25$ °C)

Jellemző	Jel	Érték	Mértékegység
Kimeneti optikai telj.	P_o	5	mW
LD nyitófesz.	$V_{R(LD)}$	2	V
PD nyitófesz.	$V_{R(PD)}$	30	V
Működési hőm.	T_{op}	-10 .. +40	°C
Tárolási hőm.	T_{stg}	-40 .. +85	°C

Optikai-elektromos tulajdonságok ($P_o=5$ mW, $T_c=25$ °C)

Jellemző	Jel	Min.	Tipikus	Max.	Mértékegység
Küszöbáram	I_{th}	5	10	15	mA
Működési áram	I_{op}	15	20	25	mA
Működési fesz.	V_{op}	1,8	1,9	2,0	V
Működési hullámhossz	λ_p	845	850	855	Nm
Nyaláb divergencia	θ_{\parallel}	8	10	11	°
Nyaláb divergencia	θ_{\perp}	25	30	40	°
Diff. hatékonyság	η	400	500	550	$\mu\text{W}/\text{mA}$
Monitor áram	I_m	0,3	0,5	1,0	mA

RLT8505MG TECHNICAL DATA



Infrared Laserdiode

Structure: **AlGaAs double heterostructure**

Lasing wavelength: **850 nm typ.**

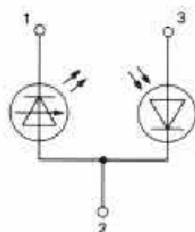
Max. optical power: **5 mW**

Package: **5.6 mm**

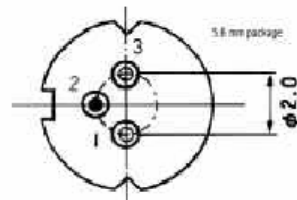
NOTE!
LASERDIODE
MUST BE COOLED!

ATTENTION
OBSERVE PRECAUTIONS
FOR HANDLING
ELECTROSTATIC SENSITIVE DEVICE

PIN CONNECTION:



- 1) Laserdiode cathode
- 2) Laserdiode anode and photodiode cathode
- 3) Photodiode anode



Az általunk választott lézertióda a 850 nm-es hullámhossztartományban működik. A GaAs eszközök (a megvilágítandó FET is ilyen) a magasabb hullámhossztartományokban is érzékenyek. Mi azért választottunk mégis 850 nm-es lézertiódát, mert ebben a hullámhossztartományban a fotonok biztosan rendelkeznek annyi energiával, amennyi ahhoz szükséges, hogy az elektronok a félvezető anyag tiltott sávját át tudják lépni. Természetesen az ár is fontos szempont volt a választásnál, ugyanis a 850 nm-es lézertiódák egyszerűbb felépítésüknél fogva a legolcsóbbak.

Mérések a lézertiódán

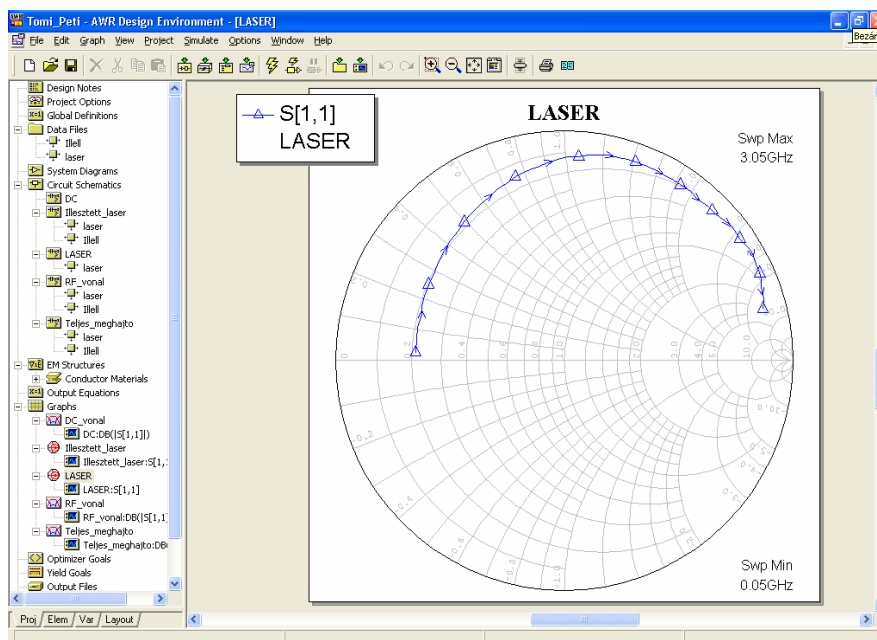
A mérés során felhasznált műszerek és program:

- HP Network Analyzer 8722D
- HP Power Supply E3631A
- Microwave Office

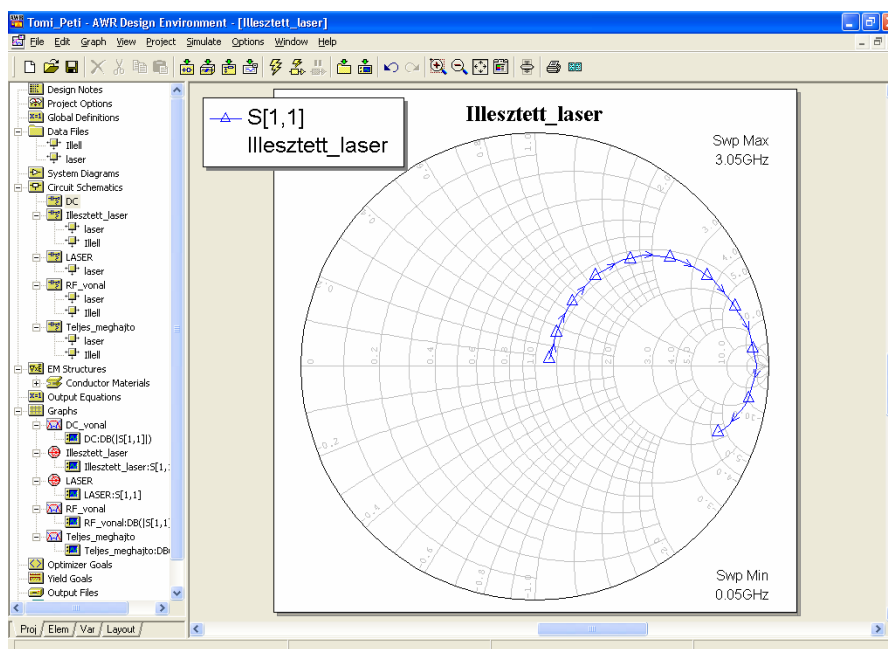
A pontos illesztés érdekében első lépésként megmértük a negatívan előfeszített lézertióda S11 paraméterét kalibrált HP hálózat analízátoron. Az előfeszítéshez a HP tápegységen a gyártói specifikációnak megfelelően 20 mA-es áramkorlátot állítottunk be a meghajtó áramra. A mérést 50 MHz-től 3 GHz-ig terjedő

frekvenciatartományban végeztük. A lézertiódát IC aljzat segítségével egy SMA csatlakozóra erősítettük, azért, hogy közvetlenül a kalibráció síkjában mérhessünk. A 2.1.ábra alapján a lézertióda impedanciájának valós része 10-12 Ω körüli.

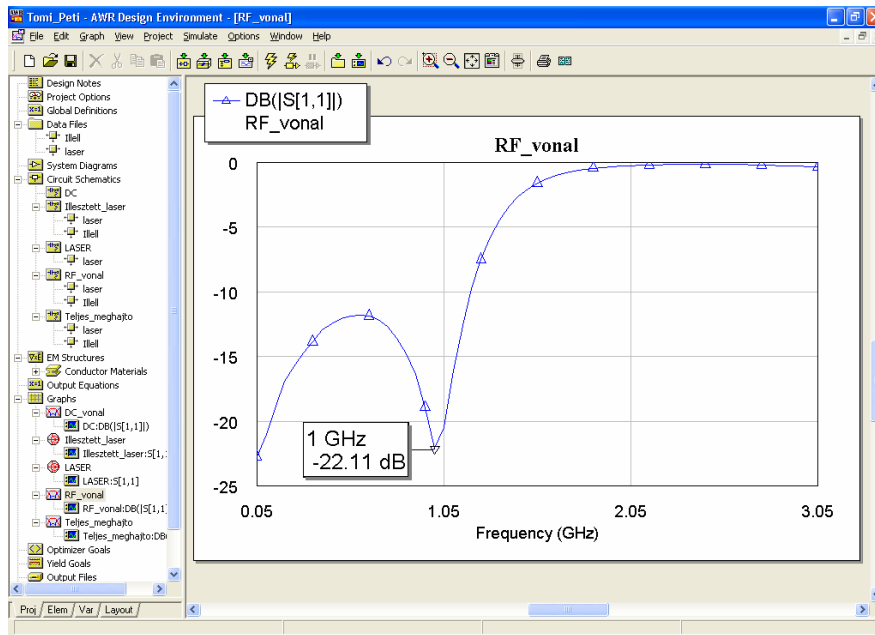
Ahhoz, hogy az előfeszítő áramkör RF bemenete illesztett legyen, egy soros ellenállást kell beiktatnunk. Erre a célra egy 47 Ω -os SMD ellenállást használtunk, amely a 2.2.ábra szerint megfelelő illesztést biztosít. Azért, hogy a teljes frekvenciatartományban megfelelő legyen az illesztés megmértük az ellenállás frekvencia-karakteristikáját (S_{11} paraméterét) is. A mérési eredmények ábrázolását, a tervezést és a szimulálást a Microwave Office mikrohullámú áramkörtervező program segítségével végeztük.



2.1.ábra



2.2.ábra



2.3.ábra

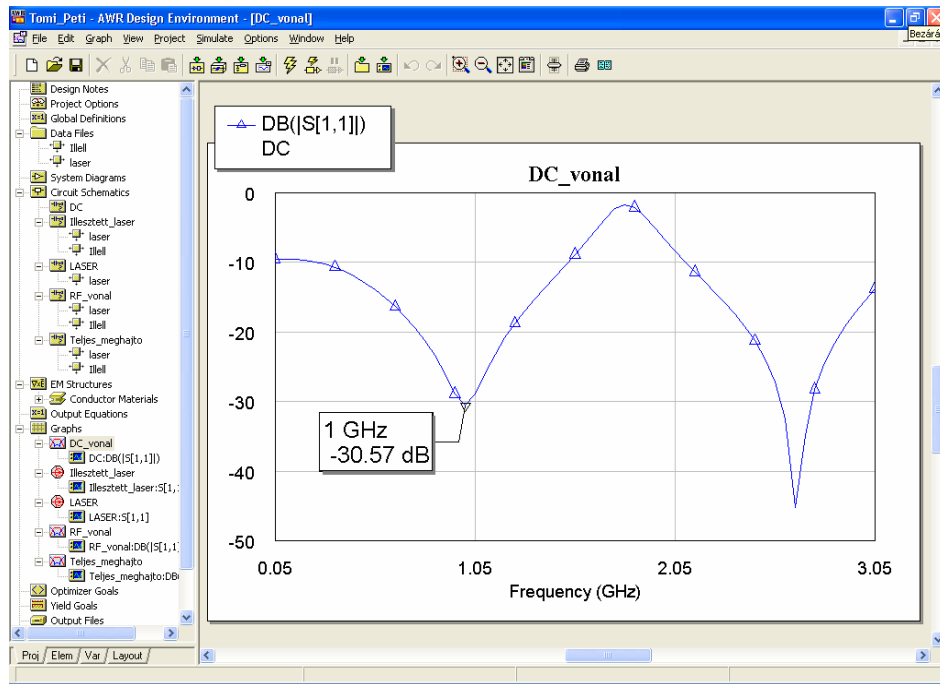
Előfeszítő áramkör tervezése

Miután a hálózat analízátorral megmértük a lézerdiódát és az illesztő ellenállást, a mérési eredményeket számítógépre mentettük, s a formátum megfelelő átalakításával elértük, hogy a Microwave Office kezelni tudja őket.

Az első lépéseként azt vizsgáltuk, hogy az illesztő ellenállással ellátott lézerhez milyen kialakítású RF vonalat kell terveznünk a minél jobb illesztéshez. A szimuláció során az RF hozzávezető vonal hosszát, vastagságát, valamint szakadással lezárt párhuzamos illesztőcsonkok hosszát, vastagságát, számát és elhelyezését változtattuk. A kezdeti vizsgálatok alapján azt tapasztaltuk, hogy az illesztés a DC-től 1-1,2 GHz-ig terjedő frekvenciatartományban a legjobb, ezért a továbbiakban erre a tartományra koncentráltunk. A számítógépes szimulációk, valamint kézi „finombeállítás” után a 2.3.ábrán látható eredményt kaptuk.

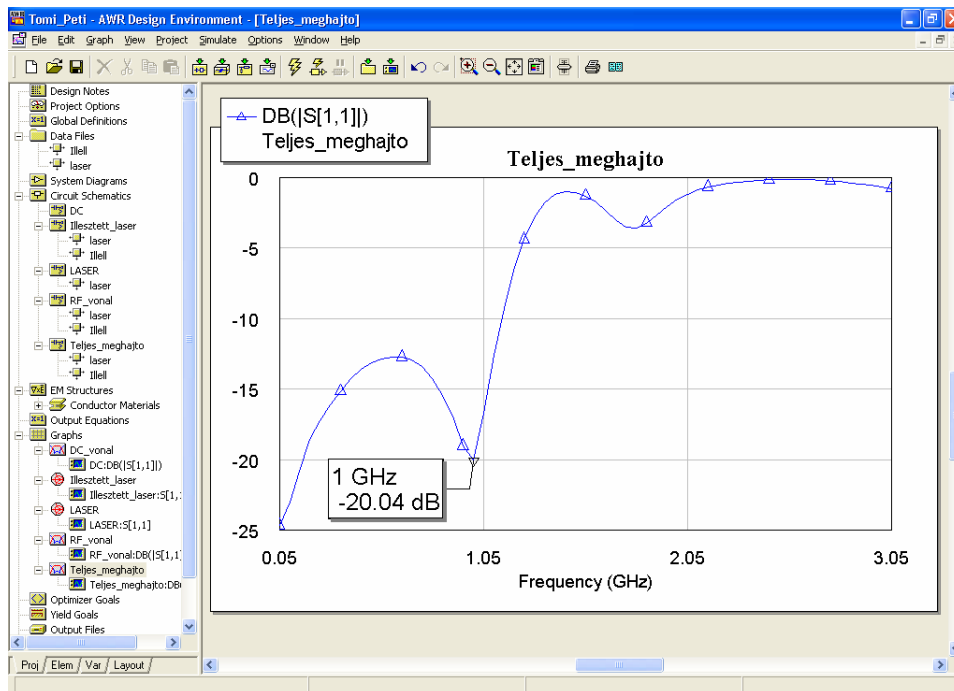
A 2.3.ábrán látható, hogy az RF vonal reflexiója (a szimuláció alapján) a választott tartományon -10 dB alatt marad, emellett a mikrostrip elemek paramétereit úgy állítottuk be, hogy a reflexió 1 GHz-nél -20 dB alatt legyen. Terveink szerint ugyanis ez lesz a moduláció frekvenciája.

A következő lépésben a lézerdióda tápellátását kell megoldanunk. Mivel a DC előfeszítést és a modulációt egy áramkörtön akarjuk megvalósítani, ezért fontos, hogy a moduláció választott frekvenciatartományában a DC előfeszítő vonalnak minél kisebb hatása legyen, azaz a lézer moduláló jelét minél kevésbé reflektálja, ugyanakkor a tápegységről ne hozzon be zavaró komponenseket. A magasabb frekvenciás összetevőket a DC előfeszítő vonal és a tápegység csatlakoztatásánál szűrőkondenzátorral tudjuk kiküszöbölni. Ez a vonal egy nagy impedanciás tápvonal, ami a nyomtatott áramköri technológia esetén egy hosszú, vékony vezetőcsíkot jelent, mely esetünkben a lézernek ugyanarra a lábára csatlakozik, amelyikre a modulációt adjuk. A tervezés következő lépéseként ennek a vonalnak a reflexióját minimalizáltuk a Microwave Office program segítségével a moduláció frekvenciatartományában. Ehhez egy microstrip tápvonalból és kondenzátorból álló tápvonalat egy T-csatlakozón keresztül elláttuk két porttal, és az így kapott kétkapú S11 paraméterét vizsgáltuk. A program lehetőséget nyújt az egyes áramköri elemek paramétereinek csúszkával történő kézi állítására, illetve optimalizálás esetén e paraméterek értékét a program változtatja az előírt feltétel megvalósítása érdekében. Kézi állítással a 2.4.ábrán látható grafikont kaptuk.

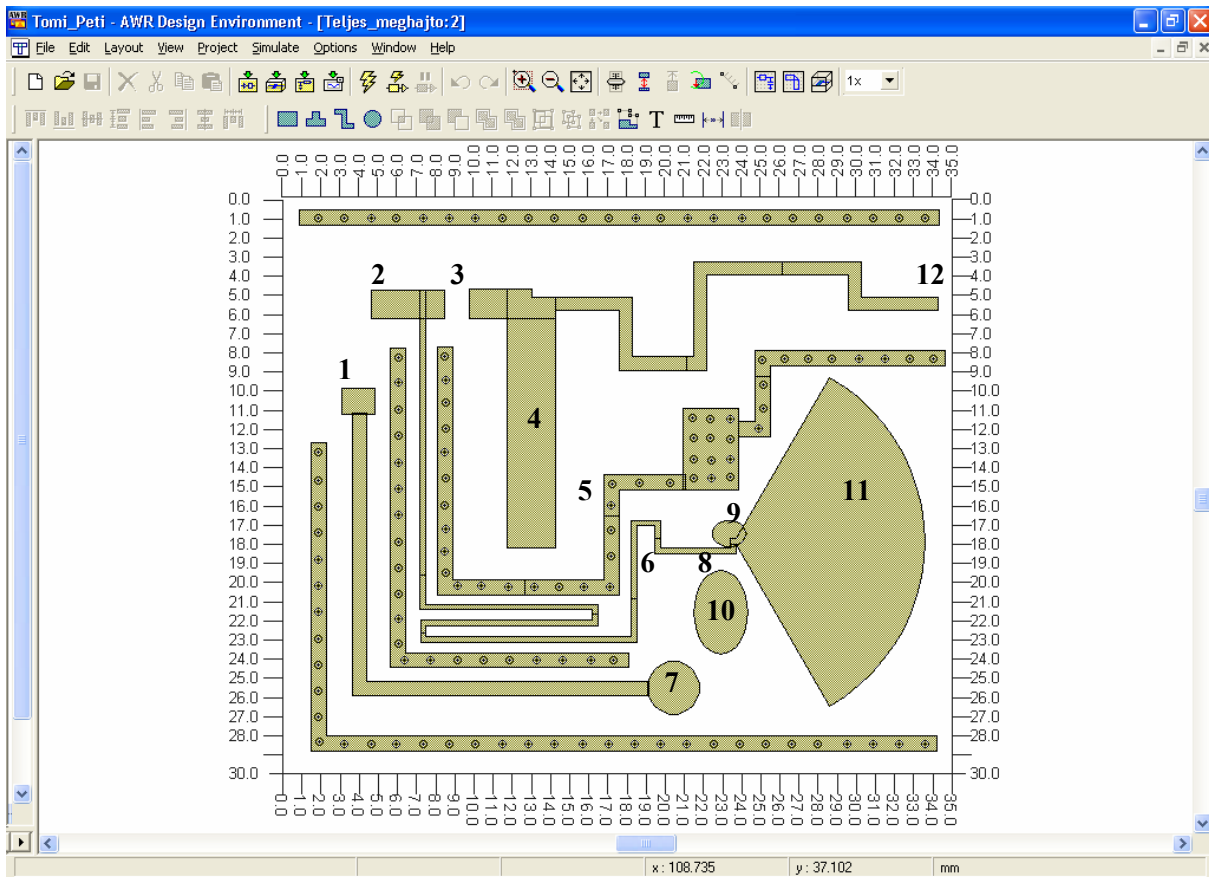


2.4.ábra

Mint látható, a DC-től 1,5 GHz-ig terjedő frekvenciatartományon a reflexió nem haladja meg a -10 dB-t, emellett a legjelentősebb minimumot 1 GHz-re állítottuk be.



2.5.ábra

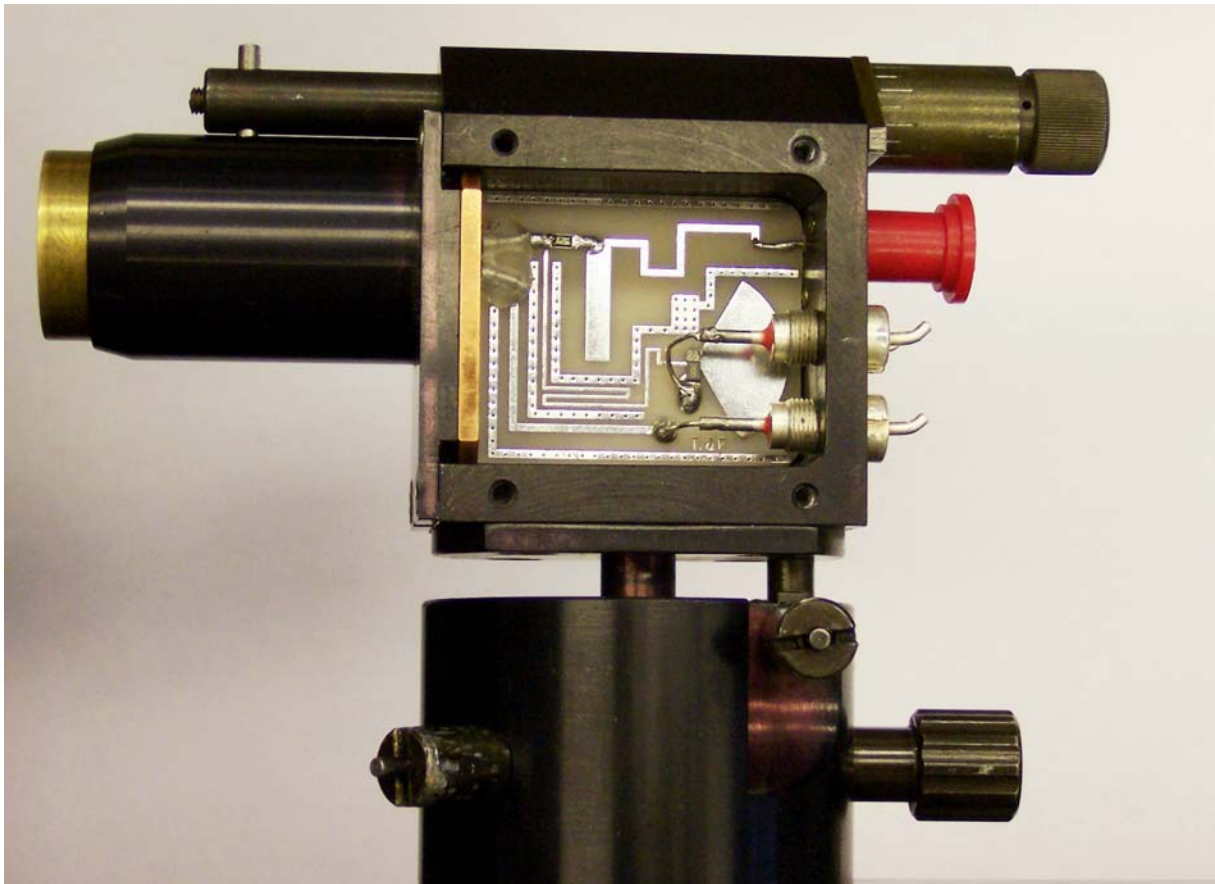


2.6.ábra

1. Monitordióda láb pad-je
2. Lézerdióda láb pad-je
3. Illesztő ellenállás helye
4. Illesztő csomak
5. Átföldelt árnyékoló vonalak
6. Meanderezett DC előfeszítő vonal
7. Monitordióda kimenet
8. Illesztő ellenállás helye (alapesetben 0 Ω -os ellenállást forrasztunk be)
9. Opcionális hidegítő kondenzátor helye
10. DC bemenet
11. Mikrostrip kondenzátor
12. RF vonal és bemenet

A továbbiakban a két meghajtó áramkör együttes viselkedését kell vizsgálnunk: Valóban csak elhanyagolható mértékben befolyásolja a DC vonal az RF vonalat, illetve hol csatlakozzanak egymáshoz? A legjobb eredményt akkor kaptuk, ha a DC vonal közvetlenül a lézerdiódánál kapcsolódott az RF vonalra. Az 2.5.ábrát a 2.3.ábrával összehasonlítva megállapíthatjuk, hogy a DC vonal hatása valóban elhanyagolható.

A Microwave Office lehetőséget nyújt az áramkör layout-jának megtervezésére is. Az elkészített layout tervek a 2.6.ábrán látható.



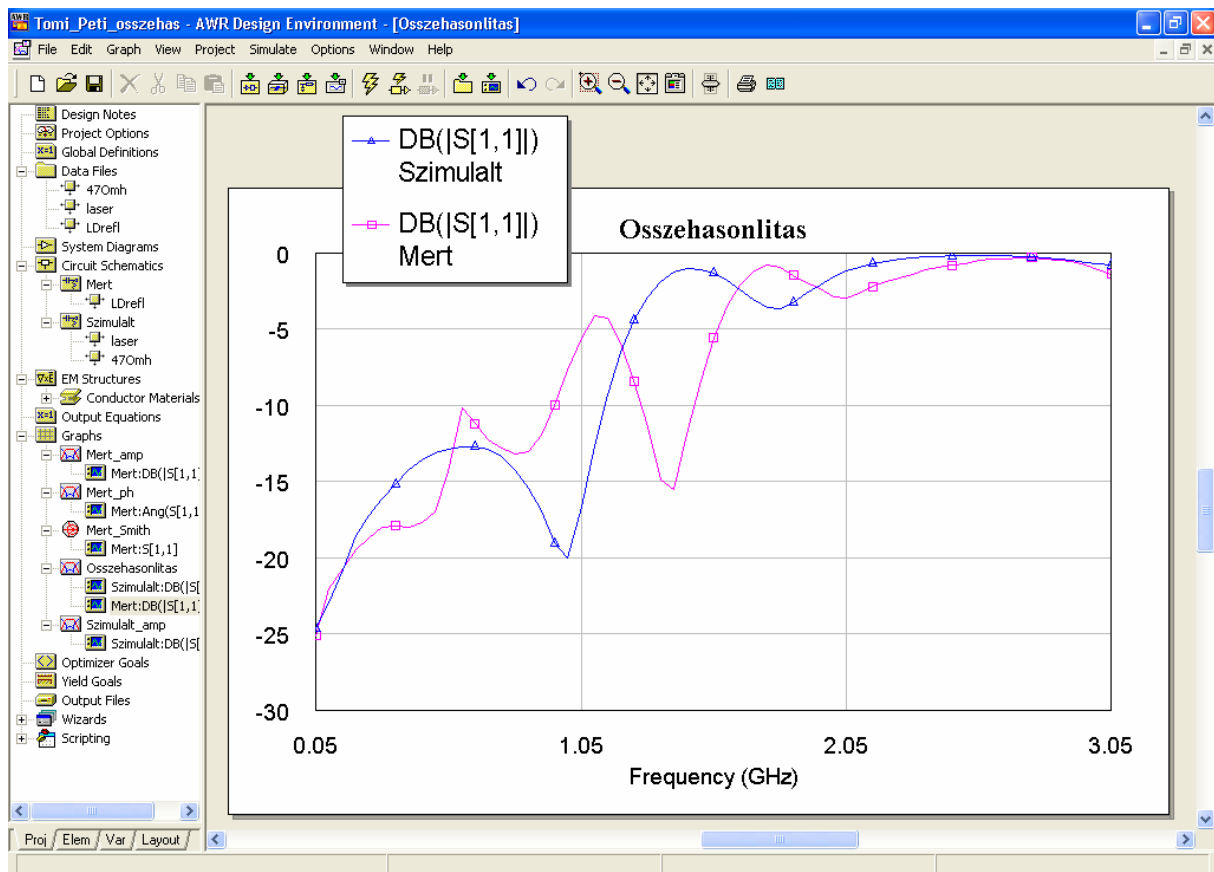
2.7.ábra

A lézerdiódát a NYÁK lappal párhuzamosan fogjuk szereltük be, annak élére. Ezért használunk a lézerdióda lábainak bekötésénél furatok helyett pad-eket. A csatlakoztatáshoz aljzattüskéket használunk, így lehetőség van a lézerdióda könnyű, forrasztás nélküli cseréjére. A monitor- ill. lézerdióda lábak az 1-gyel ill. 2-vel jelölt pad-re, a föld a NYÁK másik oldalára csatlakozik. Az 5-ös számmal jelölt fémezett falú furatokkal átföldelt vezetősíkok a tápvonalak EM terei között fellépő csatolást hivatottak kiküszöbölni.

Amíg az előfeszítő áramkör gyártása folyt, a megvilágító egységet felszereltük a szükséges új csatlakozókkal a megfelelő pozíciókban. Az áramkör elkészülte után beforrasztottuk a szükséges ellenállásokat, a lézerdiódát befogó IC tüskéket és a kész áramkört behelyeztük a megvilágító egységbe a csatlakozókat a megfelelő helyre forrasztva. Az elkészített lézeres megvilágító berendezés látható a 2.7.ábrán.

A táp bevezetésénél és a monitordióda kivezetésénél huzallal bekötött, kondenzátort tartalmazó csatlakozót használunk, melyek szűrik a magasabb frekvenciájú komponenseket. Az RF bevezetést SMA csatlakozóval oldottuk meg. A földelés biztosítása érdekében a NYÁK lap fémezett hátoldalát huzallal összeköttöttük a megvilágító berendezésen földelés céljából kialakított kivezetéssel. Miután elkészültünk a megvilágító berendezéssel, megmértük a beültetett, előfeszített lézer bemeneti reflexióját. A mért karakterisztikát a Microwave Office programban a tervezés során szimulálttal összehasonlítva látható a 2.8.ábrán. Láthatóan a valós és a szimulált reflexiók között van egy kb. 0,4 GHz-es eltolódás, de a reflexiós görbék szintje és jellege megegyezik. A frekvencia eltolódás okára még nem tudunk fényt deríteni, de oka lehet például az is, hogy a tervezés során nem tudjuk figyelembe venni a forrasztások által okozott parazitahatásokat. Így a moduláció a tervezett

1 GHz helyett 1,4 GHz-en, 0,8 GHz-en vagy 0,5 GHz alatt valósítható meg.



2.8.ábra

3. Mérések a tranzisztoron

A mérés és a szimuláció során felhasznált műszerek és programok:

- HP Network Analyzer 8722D
- HP Power Supply E3631A (2 db)
- HP Digital Multimeter 34401A
- HP VEE mérésvezérlő program
- APLAC szimulátor program

A mérési összeállítás

A kiválasztott FET-et tartalmazó, 50 Ω -os tápvonalakkal ellátott mérőáramkört egy úgynevezett *test fixture*-re helyeztük, amely SMA csatlakozókkal rendelkezik. Az SMA csatlakozók a tranzisztor gate-jéhez és drain-jéhez kapcsolódnak az 50 Ω -os tápvonalakon keresztül. A tranzisztor source kimeneteit a földre kötöttük.

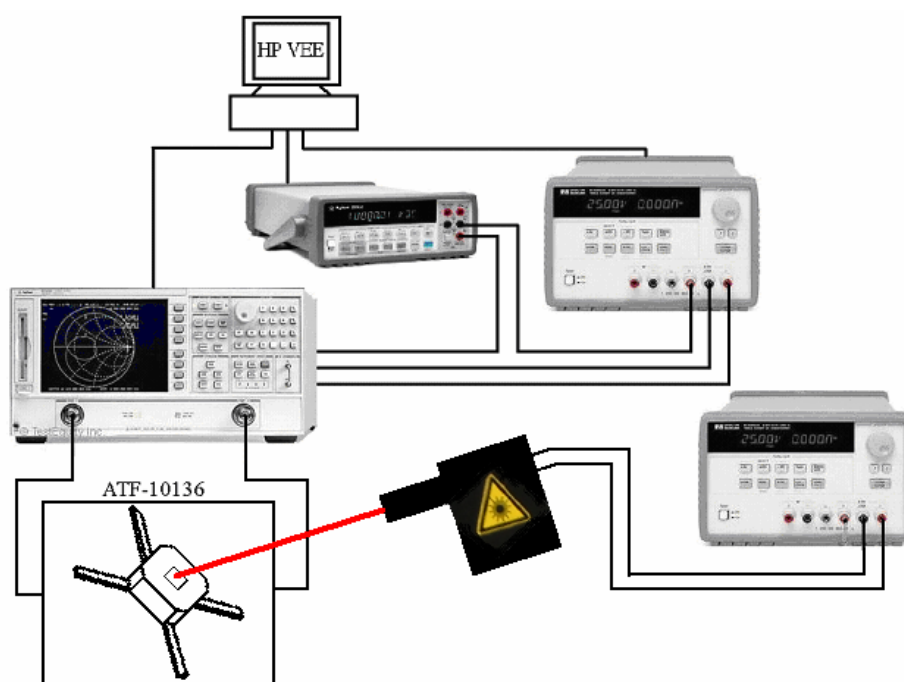
A *test fixture*-t a megfelelő pozícióban fixen rögzítettük a megvilágító berendezés talpzatára, úgy hogy a „letokozott” tranzisztor magja (a multi-finger gate) a megvilágítás fókuszában legyen.

A pontos fókuszálást a fókuszávolság állítási lehetőséget biztosító lencserendszer és a megvilágító egység három dimenziós finombeállító mechanikája teszi lehetővé. A beállítás során a fókuszpont pontos helyzetét a rendelkezésre álló infravörös detektorkártyán követtük nyomon. A 3.1.ábrán látható a megvilágítási pozícióban rögzített *test fixture*.



3.1.ábra

Ezt követően csatlakoztattuk a hálózat analízator mérőkarjait a *test fixture* SMA csatlakozóihoz. Az előfeszítéseket (V_{GS}, V_{DS}) a tápegységgel állítottuk elő és a hálózat analízatorba épített előfeszítő áramkör segítségével kapcsoltuk a tranziszorra. DC karakterisztika felvétele során az előfeszítéseket változtattuk és az I_D áramot multiméterrel mértük. A HP hálózat analízator az 50 MHz-től 3,05 GHz-ig terjedő frekvenciatartományban kalibráltuk. A lézer előfeszítéséhez egy másik HP tápegységet használtunk, amelyen a gyártói specifikációnak megfelelően 20 mA-es áramkorlátot állítottunk be a meghajtó áramra. A mérések gyors és pontos elvégzését az előző félév során általunk megírt és bemutatott HP VEE mérésvezérlő program tette lehetővé. A mérési elrendezés a 3.2.ábrán látható.

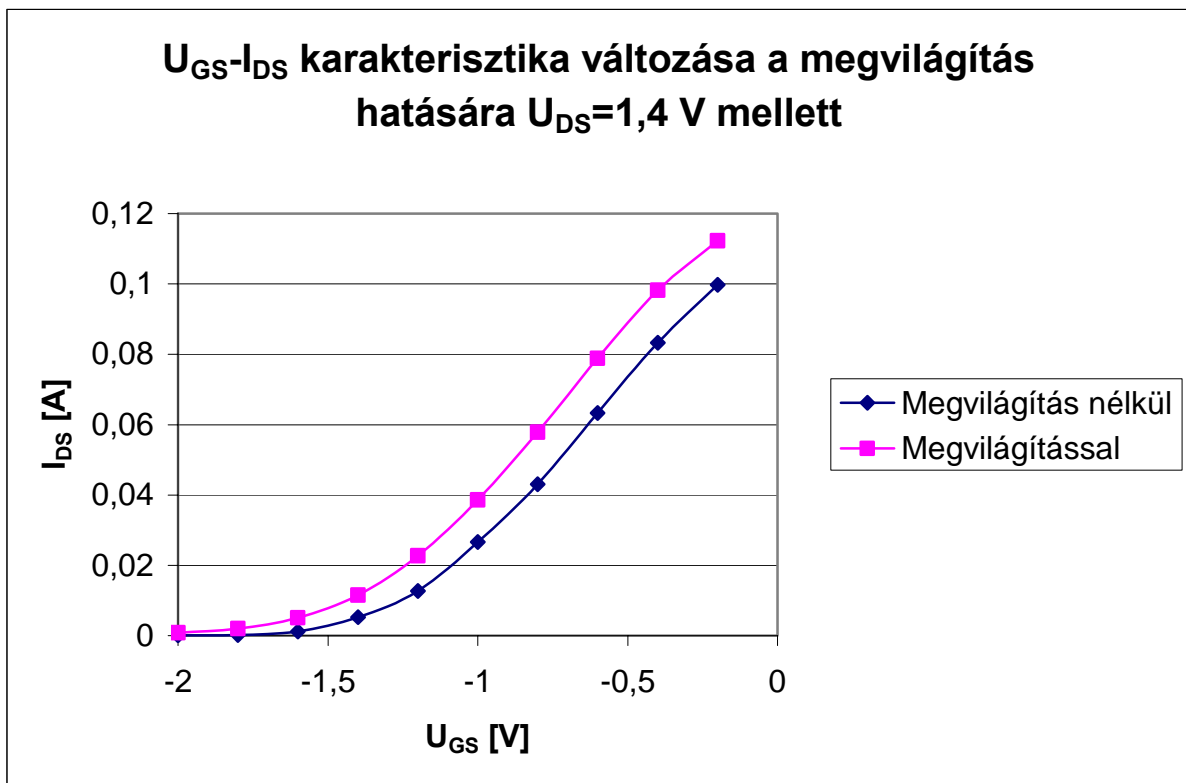


3.2.ábra

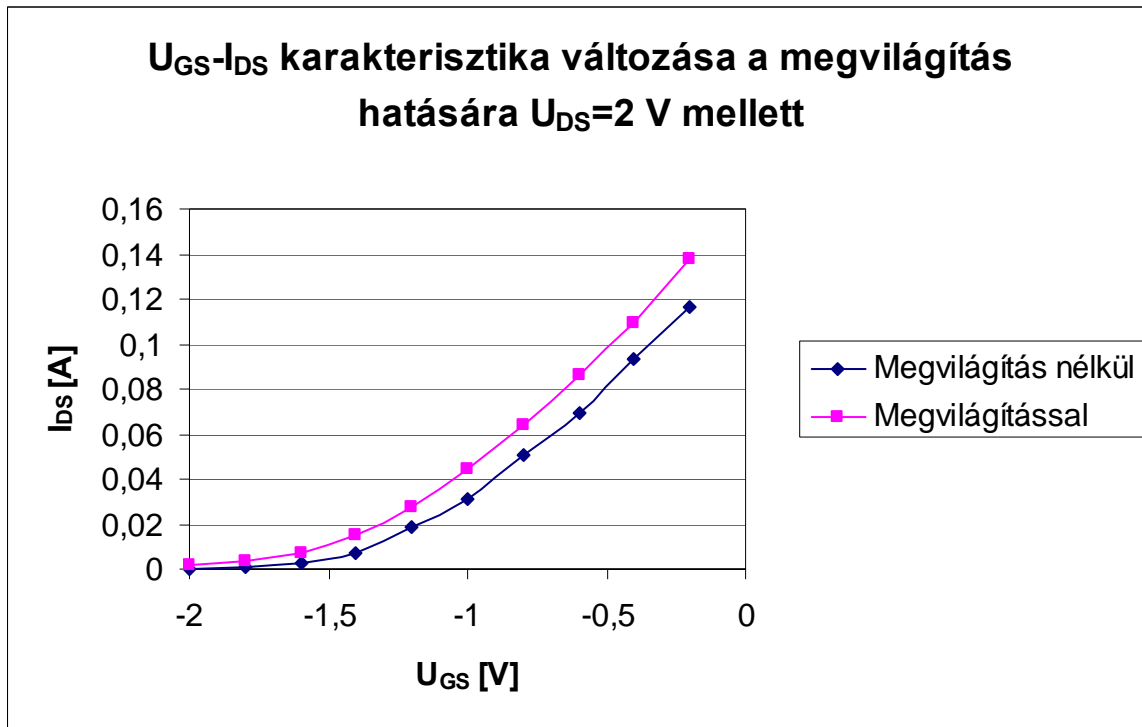
DC karakterisztika mérés

Az áramkarakterisztikák mérése során a drain-source feszültséget 1 V és 2,4 V között léptettük 0,2 V-os lépésközzel, a gate-source feszültséget -0,2 V és -2 V között változtattuk 0,2 V-onként.

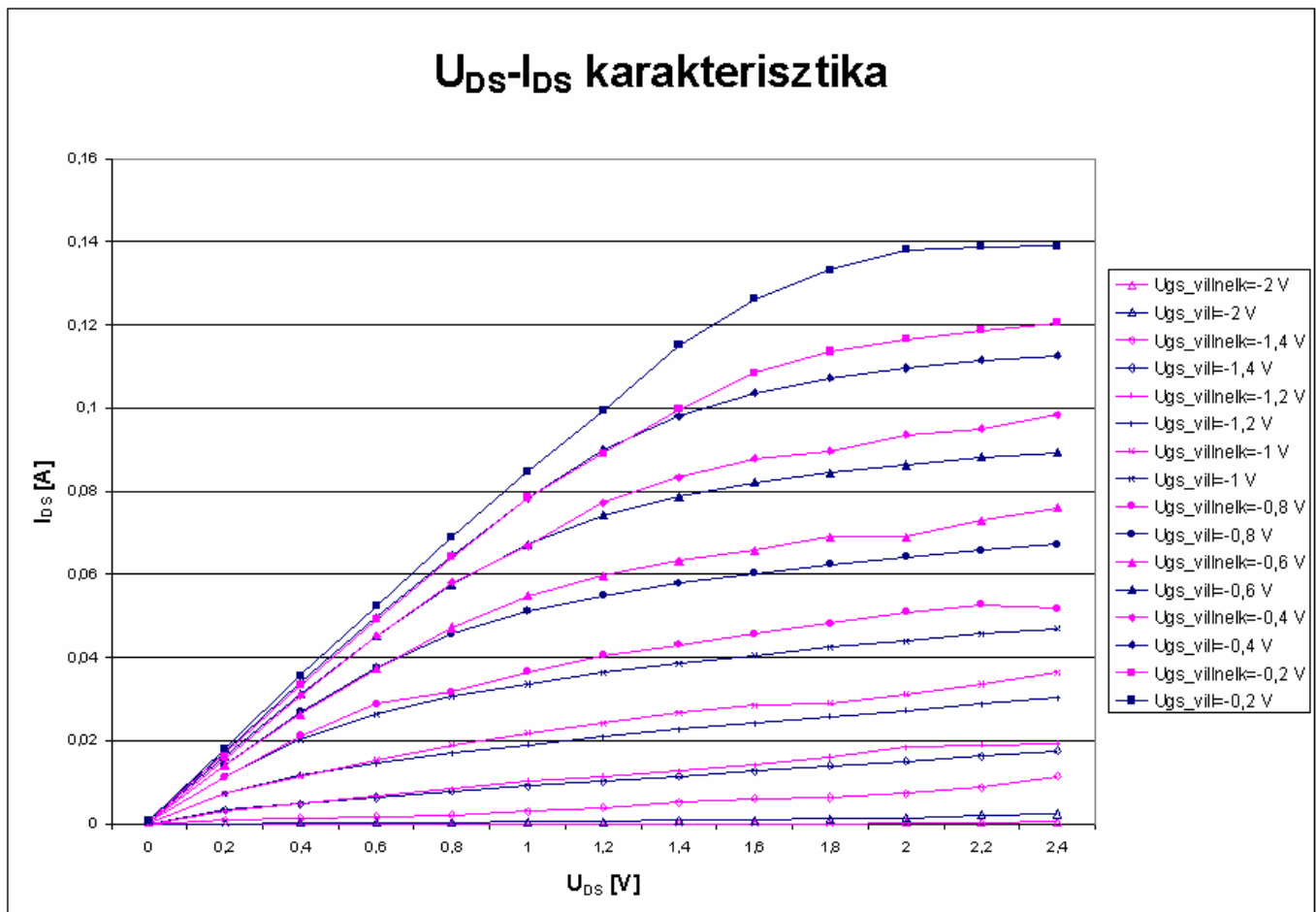
A kapott eredmény megfelel a várakozásainknak, azaz változatlan drain-source feszültség melletti megvilágítás hatására az adott gate-source feszültségértékekhez tartozó drain-source áram megnő. Két különböző U_{DS} feszültséghez tartozó $U_{GS}-I_{DS}$ karakterisztika megváltozását láthatjuk a 3.3. és 3.4. ábrákon. Ez a jelenség figyelhető meg az $U_{DS}-I_{DS}$ görbék esetén is a 3.5. ábrán. Az első fejezetben látható 1.1. ábrával és az ott leírtakkal összehasonlítva a mi mérési eredményeinket, elmondhatjuk, hogy a várakozásoknak megfelelő eredményeket kaptunk, az $U_{GS}-I_{DS}$ görbe jellegre valóban nem változik a megvilágítás hatására, csak a negatívabb gate feszültségek irányába tolódik el.



3.3. ábra



3.4.ábra



3.5.ábra

S paraméterek mérése

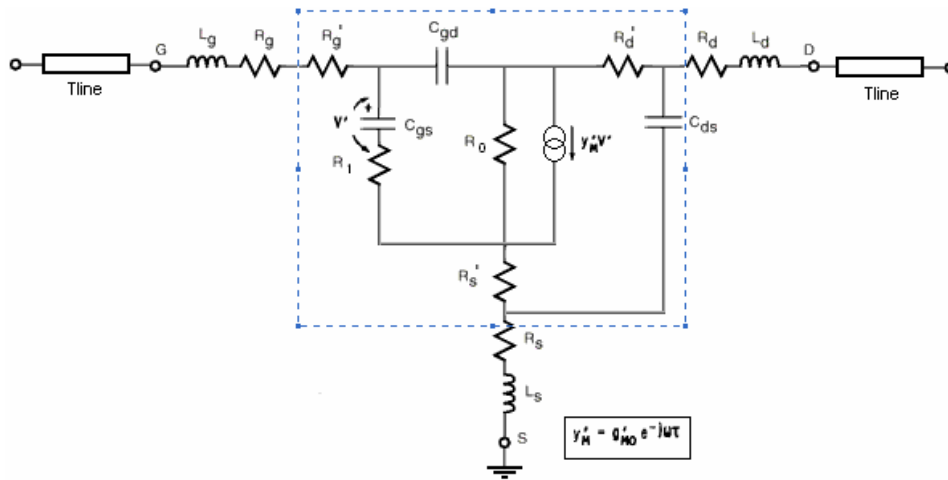
Az S paraméterek mérése során a drain-source feszültséget 1 V és 2,4 V között léptettük 0,2 V-os lépésközzel, a gate-source feszültséget 0 V és -2 V között változtattuk 0,5 V-onként. A mérési eredmények a VEE program által előállított szöveges fájlban állnak rendelkezésünkre.

Helyettesítő kapcsolás megalkotása a mérési eredmények alapján:

A helyettesítő kapcsolás kialakításánál az előző félévben végzett modellezéshez választott általános FET helyettesítő képet használtuk. A helyettesítő kapcsolás paraméter-értékeinek meghatározásához az általunk még előző féléves munkák során megírt APLAC 7.50 Student Version szimulátor programot használtuk. Ahhoz, hogy az APLAC kezelni tudja a szöveges fájlokban rendelkezésre álló mérési eredményeket, át kellett konvertálni s2p kiterjesztésű fájljokba. A programban változóként definiáltuk a kiválasztott modell elemeit, a kapcsolás csomópontjait elnevezve megadtuk az egyes elemek kapcsolódási pontjait, majd beállítottuk a tranzisztor katalógusadatainak megfelelő kiindulási paraméterértékeket. Elneveztük és definiáltuk a kapcsolás be- és kimeneti portjait, a föld-potenciál pontot és a portokhoz csatlakozó mikroszalag tápvonalak paramétereit és hullámimpedanciáját (50 Ω).

A kapcsolásnál figyelembe vettük a tranzisztor tok által okozott parazitahatásokat is úgy, hogy a paraméterek megadásakor a katalógusban megadott, adott tokozáshoz tartozó értékeket írtuk a programba és figyelembe vettük a bondolások hatását is egy-egy soros RL taggal. A szaggatott vonallal határolt kapcsolás a FET tokozatlan helyettesítő képe. A szaggatott vonalon kívül induktivitások és ellenállások modellezik a bondolást, valamint tápvonalat jelképező elemek találhatóak a Gate és a Drain lábakon.

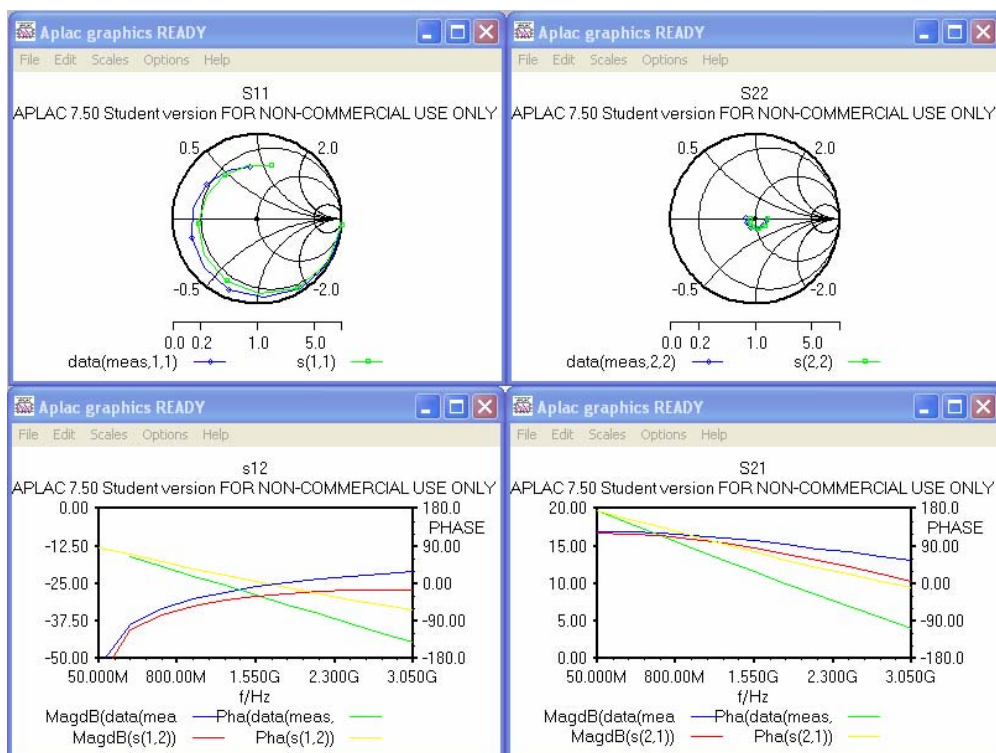
A választott helyettesítő kapcsolás:



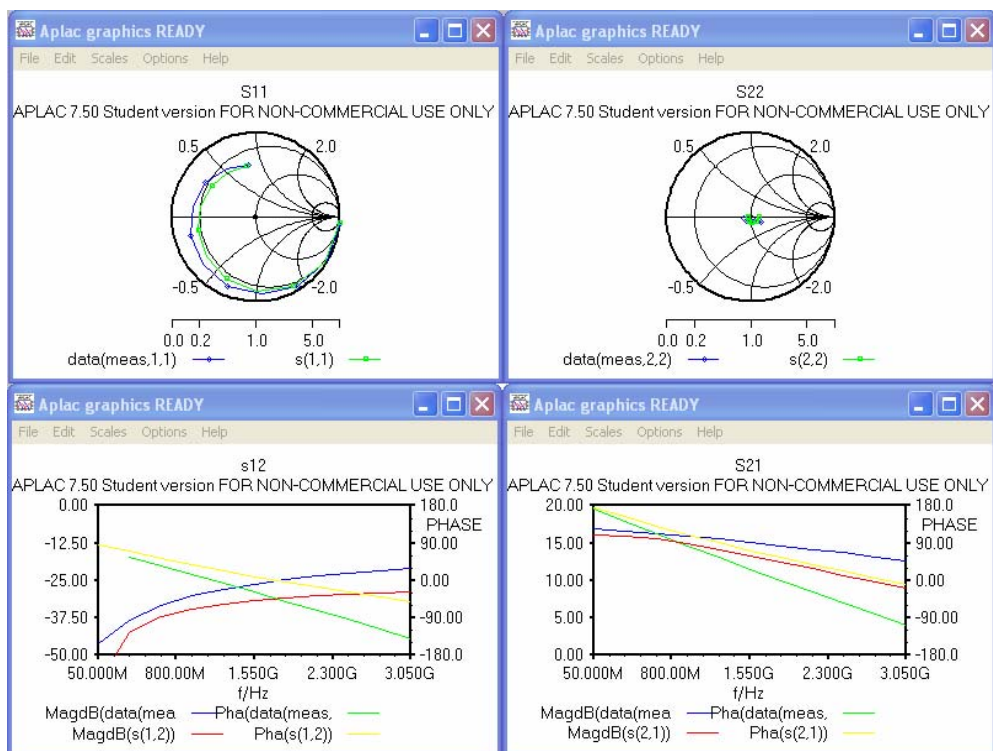
3.6.ábra

A kapott eredmények

A 3.7.ábrán illetve 3.8.ábrán látható az optimalizálás eredménye megvilágítás nélküli illetve megvilágított tranzisztor esetén $U_{DS} = 2,4$ V, $U_{GS} = -0,5$ V előfeszítések mellett.



3.7.ábra



3.8.ábra

A fáziseltérések a tranzisztor mag és a bondolás közötti, fázist befolyásoló, 50 Ω -os tápvonal fázistolásának tudhatóak be, amiket elhanyagoltunk a szimuláció során. Három megvilágítás nélküli és három megvilágítás melletti munkapontban végrehajtott paraméter-optimalizálás eredményei láthatók a 3.9.táblázatban.

UDS [V]	Megvilágítás nélkül			Megvilágítással		
	1,4	2	2,4	1,4	2	2,4
C_{gd} [F]	103,681f	75,625f	126,359f	82,061f	84,041f	56,076f
C_{gs} [F]	1,387p	1,396p	988,813f	1,402p	1,232p	1,697p
C_{ds} [F]	504,381f	2,790p	892,566f	3,395p	842,257f	1,735p
g_m [S]	367,123m	499,361m	724,175m	456,231m	605,712m	796,327m
R_g' [Ohm]	359,010m	682,859m	361,375m	2,418	694,461m	791,346m
R_1 [Ohm]	2,013	2,959	4,429	479,826m	2,767	6,869
R_0 [Ohm]	7,589	10,311	10,347	12,711	7,263	9,551
R_d' [Ohm]	35,474	39,699	37,508	13,697	35,199	36,626
R_s' [Ohm]	124,493m	782,977m	467,120m	163,556m	180,919m	937,771m

3.9. Táblázat

Összegzés

A munka során megismerkedtünk a Microwave Office mikrohullámú áramkörtervező programmal, megterveztük és elkészítettük a kiválasztott FET megvilágításához szükséges lézer előfeszítő áramkörét és összeállítottuk a megvilágító berendezést. Méréseket végeztünk a megvilágított tranzisztoron, és a kapott eredményeket összevetettük a megvilágítás nélküli mérések eredményeivel. A kapott eredmények alapján elkészítettük a megvilágított tranzisztor nemlineáris helyettesítő kapcsolását. A modellezett tranzisztort építőelemként felhasználva modulált fényjellel vezérelhető oszcillátort, keverőt és szintén fényjellel vezérelhető erősítőt lehet tervezni és kivitelezni.

Irodalomjegyzék

- [1] T. Berceli, A. Chapman, "Improved Linearity of MESFET Amplifiers with Optical Illumination," *Proc. of the 17th European Microwave Conference*, pp. 814-819, September 1987.
- [2] I. Kása, I. Frigyes, "Optical tuning of MESFET oscillator; functional model and equivalent circuit," *Proc. of the 20th European Microwave Conference, Budapest, Hungary*, September 1990
- [3] G. Molin; J. Renpei; W. Cheng, „A study on the optical control of dielectric resonator stabilized FET oscillator,” *1997 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, vol. 2, pp. 565 – 568, December 1997
- [4] S. Malone, A. Paoletta, P. R. Herczfeld, T. Berceli, "MMIC Compatible Lightwave-Microwave Mixing Techniques", *IEEE MTT International Microwave Symposium Digest, Albuquerque, USA*, June 1992
- [5] T. Berceli, M. Izutsu and T. Sueta, "A new lightwave-microwave signal conversion method", *Digest of the IEEE MTT International Microwave Symposium*, vol.3, pp.1407-1410, Atlanta, USA, May 1993.
- [6] P. R. Herczfeld, A. Paoletta, A. Daryoush, W. Jemison, "Optical phase and gain control of a GaAs MMIC transmit receive module," *Proc. 18th European Microwave Conference*, Stockholm, Sweden September 1988
- [7] B. Jalali, S. Yegnanarayanan, „Optically controlled phased-array antenna using wavelength-selective true time delay,” *Proceedings IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology*, 2000, pp. 367 – 370, May 2000
- [8] T. Berceli, I. Frigyes, P. R. Herczfeld, B. Molnár, I. Pacher, "Optical control of microwave phase detectors and phase locked oscillators," *20th European Microwave Conference Proceedings*, Budapest, Hungary September 1990
- [9] T. Berceli, "Optical-Microwave Phase Detection," *Proceedings of IEE, J*, vol. 139, No.4, Part I, pp.296-300, August 1992.
- [10] T. Berceli, "Improved microwave-optical reception applying double amplification in photo transistors", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1351-1354, Philadelphia, USA, June 2003

- [11] T. Berceci, A. Baranyi, A. Hilt, J. Ladvánszky, "Modelling electro-optical interaction in MESFETs," *Journal on Communications*, vol. XLIV, No. 7, pp.32-35, July 1993.
- [12] A. Baranyi, T. Berceci, A. Hilt, J. Ladvánszky, "High-Frequency Electro-Optical Model for MESFETs," *Proceedings of the 11th European Conference on Circuit Theory and Design*, Elsevier Science Publishers B.V. pp.223-228, Davos, Switzerland, August 1993.
- [13] R. Vandersmissen, D. Schreurs, S. Vandenberghe, S. Borghs, „Optical control of a backside illuminated thin-film metamorphic HEMT,” *European GaAs and Related III-V Compounds Applications Symposium*, Milan, Italy, September 2002
- [14] Hwee Har Lim; A. Alphones, „Optical control on HEMT devices,” *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE*, vol. 2, pp.:518 – 520, July 2001

V. rész

Kombinált optikai-mobil beltéri kommunikációs rendszer

Kivonat

Az új kombinált beltéri optikai-mobil kommunikációs rendszerek gazdaságos és hatékony megoldást jelenthetnek a modern irodaházak helyi rendszerű kommunikációs igényeire. A mobiltelefonok bázisállomásairól érkező jelek ugyanis nem tudnak áthatolni az irodaépületek falain, és ez különösen magasabb frekvenciák esetén észlelhető. Erre a problémára kínál megoldást a jelen eljárás. E módszer lényege, hogy a pikocellák egy közös optikai gerinchálózattal vannak összekötöttesben. A rendszer hatékonyságát növeli, hogy minden egyes pikocellához egy külön rádiófrekvencia van hozzárendelve, amely elősegíti a vezeték nélküli csatornák jelátvitelét, úgy, hogy közben a modulációs mintájuk nem változik. Ez az eljárás egyszerű és költséghatékony megoldás a beltéri kommunikáció nehézségeire.

1. Bevezetés

A helyi hálózatok (LAN) különféle célra használatosak. Egyik fő alkalmazási terület a beltéri kommunikációs rendszer, ahol a helyi hálózat több szinten elhelyezkedő, számos irodát lát el. Az adatforgalom többféle formát is ölthet, legyen az hang, zene, képek, egyéb adat (változó bitsebességen) e-mail, internet, stb. Egy ilyen hálózat igényeit csak egy rugalmas és nagykapacitású kommunikációs rendszer tudja kielégíteni. Ugyanakkor egy kizárólag optikai vagy vezeték nélküli multipoint-to-multipoint hálózatnak hátrányai is lehetnek [1]. Ha az előfizetői állomások optikai kábellel vannak egymáshoz csatlakoztatva, a hálózat nem képes vezeték nélküli (mobil) állomásokat kiszolgálni. Ennek alternatívájaként vezeték nélküli hálózatot alkalmaznak az egész épület ellátásához. Bár ez a megoldás elég rugalmas és lehetővé teszi a mobil terminálok használatát, hátránya a jelentős jelvesztés, továbbá, ahhoz, hogy egy egész épületet legyen képes egy ilyen rendszer ellátni, emelni kell a sugárzási erőt, amely jelentős sugárvesztést jelenthet. A falak illetve a födém nagymértékű jelvesztést (20-30 dB) illetve jelvisszaverődést okozhatnak. Ezért ajánlott a celluláris vezeték nélküli rendszer, melynek lényeges pontja a cellák csomópontjainak (node-ok) összekapcsolása. Erre a célra előnyös lehet az optikai összeköttetés. A széles körben használatos architektúra külön optikai szálakat használ a központi állomás és a rádiós csomópontok között. [2, 3]. Ebben az esetben az összes feldolgozási feladatot a központi állomás látja el. A rádióállomások optikai kábelen érkezik a központi állomásra, melyeket azután rádiós csomópontokra sugároznak. Ennek megfelelően a központi állomás sokrétű feladatot lát el, mert számos rádiós csomópontot lát el, miközben a csatornák bitsebessége is különböző lehet. Ennek megfelelően a kapcsolási eljárás is bonyolult a központi állomáson: minél több a cella, annál nagyobb az összekötő kábelek száma, mely további nehézséget jelenthet.

Az új fotonikai eszközök felhasználásával új rendszert dolgoztunk ki, mely épületek belső távközlésének a megoldására előnyösen használható. Ebben a koherens fény VCSEL dióda, az optikai modulációt félvezető optikai erősítő (50A) és elektro-abszorpciós modulátor (EAM) szolgáltatja. Az optikai jel detektálására hagyományosan fotodiódát, vagy kutatásain eredményeként megvilágított tranzisztort illetve félvezető optikai erősítőt mint detektort használhatunk. A kidolgozott rendszert a következőben ismertetjük.

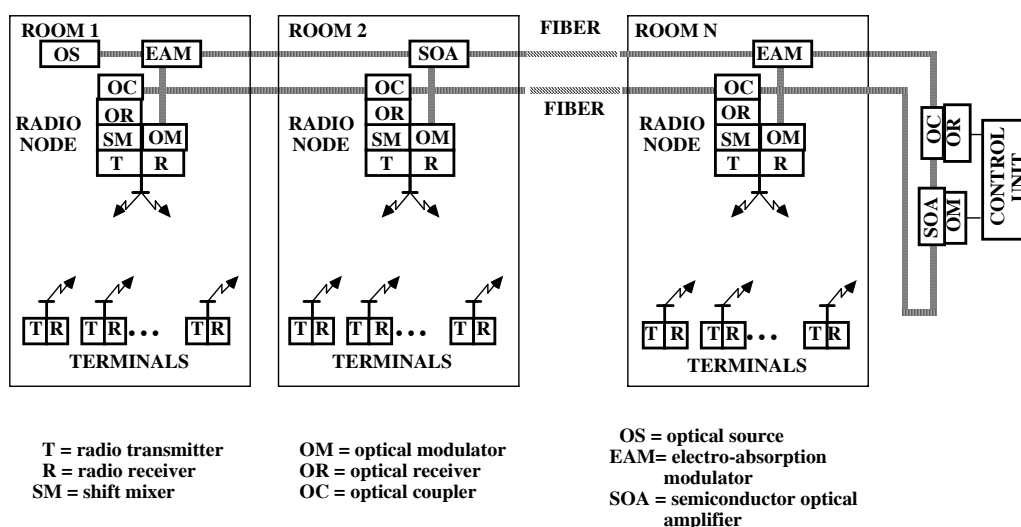
2. Az optikai-mobil összetett rendszer

Az új rendszer optimális megoldást kínál az irodaépületek helyi hálózat igényeire. A mobiltelefonok bázisállomásairól érkező jelek ugyanis nem tudnak áthatolni az irodaépületek falain, és ez különösen magasabb frekvenciák esetén észlelhető. Erre a problémára kínál megoldást egy új eljárás, melynek értelmében az épületet

pikocellákra bontják, mely egy-egy termet vagy kisebb szobák együttesét jelenti. A pikocelluláris architektúra előnye, hogy magasabb adatforgalmat tesz lehetővé alacsonyabb sugárzási szint mellett. Az optikai kábelek szélessávú adattovábbítást tesznek lehetővé kis torzulás és alacsony jelvesztés mellett, továbbá a rádiósávok eredeti modulációs mintája is megmarad.

Egyszerű és hatékony rendszert lehet felépíteni a segédvivő-multiplexáció (SCM) segítségével az optikai részben és időosztásos, többszörös hozzáférési technológia (TDMA) illetve kódosztásos, többszörös hozzáférési technológia (CDMA) alkalmazásával a rádiófrekvencia-tartományban. Ebben a rendszerben az irodai mobilkommunikáció több állomást is kiszolgál. Minden nagyobb szoba vagy szobacsoport rendelkezik saját mobilhálózattal, és az átjátszási sugárzás kellően alacsony lehet, mert nincs szükség a rádióhullámok falakon és födémeken való átvezetésére. Az egyes mobilhálózatok optikai szálon csatlakoznak egymáshoz a segédvivő-multiplexáció (SCM) módszer alkalmazásával. Ez azt jelenti, hogy a központi állomásnak csak vezérlő és jeltovábbító funkciója van, a kapcsolást a megfelelő rádiófrekvencia kiválasztása, az időintervallum vagy a megfelelő kód teszi lehetővé. Ez a kombinált optikai-mobil rendszer számos előnyös tulajdonsággal rendelkezik. Az optikai rendszer általában meglehetősen drága ha az összes terminált rajta keresztül kötik össze. Ebben az alkalmazásban az ár alacsony maradhat, mert az optikai összeköttetés csak a hálózat gerincét szolgáltatja. Másrészt a mobil rendszer is gazdaságos, mert csak a pikocella területét látja el. Ugyanakkor rugalmas és több állomás kiszolgálására is kiterjeszhető. Végül, a rendszer zárt minden illetéktelen behatolás előtt.

Az optikai-mobil rendszer diagramja látható az 1. ábrán. Minden irodahelyiség illetve kisebb szobák együttese rendelkezik egy külön vivőfrekvenciával a munkaállomások rádióadóihoz. A modulációs minta lehet frekvenciabillentyűzés (FSK) kétfázisú billentyűzés (BPSK), négyfázisú billentyűzés (QPSK) 16 QAM (16 állású kvadratúra amplitúdó moduláció) ortogonális frekvenciabillentyűzés (OFSK) illetve csomagkapcsolás, mely a mobil kapcsolat függvénye, mert a hálózat optikai része transzparens. Az állomások adójeleit a rádiócsomópont vevője gyűjti össze melyeket az optikai szál továbbít. Így a rádió vivőjelek az optikai tartomány segédvivőjelei lesznek.

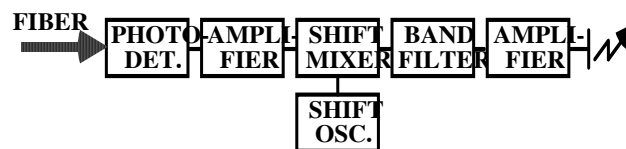


1. ábra. Az új rendszer felépítése

Az optikai kábel egyirányú buszként viselkedik és a gyűjtés/elosztás elve alapján működik. Amikor az összes rádiócsatorna az optikai tartományba csatlakozott, a kábelt visszairányítják a rádiós node-okhoz, ahol az összes csatornát újra rádiófrekvenciás tartományba alakítják vissza. Ugyanakkor, sugárzás előtt a csatornákat más frekvenciasávra kell átállítani feltöltéshez (up-link) és vételhez (down-link). A termináloktól a rádió node-ba történő adattovábbítás a feltöltés (up-link), a rádió node-tól a terminálra a vétel (down-link). Az új rendszer kihasználja az optikai szál előnyét, a nagy sáv szélességet. Számos rádiós csatornát lehet egy helyre tömöríteni, amely magas átviteli kapacitást jelent. A segédvivő multiplexáció ráadásul igen rugalmasan tudja kezelni a változó forgalmi feltételeket. Az optikus jeleket ugyanabban a helyiségben erősítik, modulálják és sugározzák ahol a terminálok is elhelyezkednek. Az állomások vevőjét a kijelölt hordozófrekvenciára hangolják, ezután a megfelelő időintervallumban és kód használata mellett a vevőberendezés összekapcsolódik más állomásokkal.

3. A rádiós csomópont

A munkaállomások rádióadói egy állandó frekvencián működnek, a vevőket pedig egy szintézer segítségével a megfelelő vivőfrekvenciára hangolják. Egy pikocellában minden adó a ugyanazon a vivőfrekvencián működik, mint amilyen a TDM vagy a CDM technológia. A rádiócsatorna átviteli sebessége általában 2 Mbit/s illetve egyes esetekben 8 Mbit/s. Az adójeleket a pikocellán belül összegyűjtik, áttranszponálják az optikai gerinchálózatra, melyről azután visszairányítják a pikocellába. A vivők száma tetszőleges. A rádiós csomóponthoz visszairányított optikai szál az összes, a munkaállomásokról leadott jelet tartalmazza. A rádiós csomópontokban ezeket a jeleket a munkállomások rádióvevőjéhez kell sugározni. A jeleket ugyanakkor át kell transzponálni egy másik egy másik frekvenciasávba, hogy elkerülhessük a munkaállomás adói és a rádiós csomópont adói között fellépő interferenciát. Ennek értelmében munkaállomás adó- és vételi frekvenciája különböző kell, hogy legyen. Ezért a jelfrekvenciát az állomások vételi frekvenciatartományába kell hangolni, melyre két módszer is van. Az első lehetőség az, hogy minden pikocellában a jeleket keverik a helyi oszcillátor változó jelével és az állomások vevőire sugározzák. A másik eljárás shift mixereket használ az állomások adójeleihez, mielőtt azok az optikai tartományba kerülnek. Mindkét eljárás előnyökkel illetve hátrányokkal jár. Az első eljárást alkalmazva, nagy sávszélességű áramkörökre van szükség, mert minden munkaállomás adójeleit át kell transzponálni a munkaállomás vevőinek a sávszélességére. A második módszer kisebb sávszélességet igényel, mert csak egy – a pikocellához tartozó - rádiócsatornát kell a vevősávba transzponálni. Következésképpen a második eljárás tűnik inkább használhatóbbnak, legalábbis, ami a hálózat komplexitását illeti. Ennek ellenére, ha figyelembe vesszük a hullámterjedés nehézségeit, egyes esetekben az első módszer lesz célravezetőbb. Vagyis, minden egyes pikocellában minden, a gerinchálózatról származó jelet szétsugáronak. Ez a rendszer úgy működik, mint egy osztott antenna. Ezért az interferencia csak a sugárzott jel és a szomszédos pikocella között jelentkezhet. Ez az interferencia általában elhanyagolható mértékű és így nem zavaró. Amikor zavart okoz, a szomszédos pikocellában használatos frekvenciaeltolást megváltoztatják és így az interferencia megszüntethető.



2. ábra. Csatornaeltolás a rádiós csomópont optikai vevőjében

Az első módszert a 2. ábrán láthatjuk. A munkállomások összegyűjtött adójeleket vivő optikai hullámot fotódióda érzékeli. A felvett jeleket a vételi sávba transzformálja a shift mixer. Az átalakított jeleket megsűrűrik, felerősítik és a munkaállomások vevőire sugározzák. A rádiós csomópontok elhelyezkedése optimalizált [4, 5] A monolitikus mikrohullámú integrált áramkör (MMIC) technológia fejlődésének köszönhetően a rádióadót és vevőt ugyanaz a chip szolgálja ki, mely nagyon olcsóvá teszi az eljárást. A chip egyes paramétereit, mint a frekvencia, sávszélesség, modulációforma stb. a megfelelő szoftverrel lehet állítani. Az irányító egység feladata relatíve egyszerű. Veszi a munkaállomások adóinak hívójelét, mely tartalmazza az állomásra vonatkozó információkat. Az irányítóegység ezután a „csengetés” jelet a hívott állomásra küldi a hívóra vonatkozó információkkal egyetemben. Ezután a hívott állomás beállítja a megfelelő vételi frekvenciát és időszávot vagy kódot, és létrejön a kapcsolat. Egyébiránt csomagkapcsolás is lehetséges, mert az állomások vevői mindig be vannak kapcsolva. A csomagok a címet a fejlécükben viszik, így a címzett kiválaszthatja a neki küldött csomagot.

4. Az optikai gerinchálózat

Az optikai hálózatokban a csatornastrukturálás fontos tényező, főleg ha több csomópont is van a hálózatban. Erre a célra jelenleg számos eljárás is létezik, bár ezek meglehetősen bonyolultak. Erre a célra megfelelő megoldás a félvezető optikai erősítők modulátorként való alkalmazása illetve az elektroabszorpciós modulátorok használata. [6-11].

Az optikai gerinchálózat egy egymódú optikai szálakat tartalmaz, amely összeköti a rádiócsomópont optikai adóit és vevőit. Miután az optikai kábel hossza kevesebb, mint 1 km, a kromatikus szóródás nem befolyásolja a jelátvitelt. Minden rádiócsomóponton van egy vevőberendezés, mely összegyűjti az egyes pikocellákban található rádiójeleket. Ezek a jelek ugyanazt a vivőfrekvencián vannak mint az optikai tartományban használt segédvivő frekvencia. A lézerrész intenzitását félvezető optikai erősítő (SOA) és/vagy elektroabszorpciós modulátor (EAM) segítségével modulálják a vételi rádiójelek.

Egyszerre modulálják és erősítik a bejövő optikai sugárnyalábot. Így az optikai szál minden optikai modulátor jelet összegyűjt. A vételi rádiójelek vivőfrekvenciáit az optikai tartomány segédvivőjeként használják. Az irányítóegység a munkaállomások számára jelinformációt biztosít. Ezután az optikai szál visszairányítja, a segédvivőket az optikai vevők optikai irányítócsatlósokon keresztül veszik. Az optikai vevő egy fotódiódából áll, melyet egy szélessávú transzimpedancia erősítőhöz kapcsolnak.

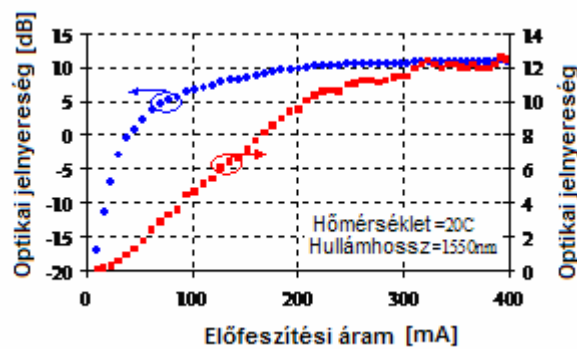
A rendszer megfelelő működése nagyban függ az optikai gerinchálózattól. Ezért megvalósíthatósági tanulmány készült a rendszer optikai részének vizsgálata céljából. A jelen felállásban optikai forrásként Fabry-Perot lézert használtak. Vagyis, van egy sima optikai vivőnk, mely kiküszöböl minden interferencia és intermodulációs lehetőséget.

Ugyanakkor, amennyiben egy hálózatban több csomópont is található, számos SOA-t és EAM-t kell sorba kapcsolni. Ennek az elrendezésnek nagy előnye, hogy egy lézert használhatunk az optikai vivő forrásaként és a sorbakapcsolt SOA-k és EAM-k külső modulátorokként működnek, lehetővé téve az egyidejű erősítést vagy csillapítást. Ezzel egyidejűleg, míg az első modulátorhoz egy modulálatlan optikai vivő érkezik, a második modulátor bemenete egy optikai sugárnyaláb egy segédvivővel. A harmadik modulátor bemenete két segédvivő és így tovább. A modulátorok előfeszítésének ingadozása a jelnyereség illetve a csillapítás ingadozását eredményezi. Ez multiplifikáló funkciót eredményez, új modulációs termékekkel, a szokásos torzítással.

A sorbakapcsolt SOA és EAM láncban minden szakasz erősítést (vagy csillapítást) illetve egyidejű modulációt eredményez, ugyanakkor jelentős különbségek származnak ebből. Először is, az első szakasz bemenete egy modulálatlan optikai jel, másodsor pedig, a további szakaszok már egy modulált jelet kapnak, melyhez további csatornákat adnak. Az új csatorna optikai vivőre történő transzponálásakor alkalmazott moduláció hamis modulációs termékeket állíthat elő, amely torzításhoz vezet. Ezt a hatást a későbbiekben részletesen tárgyaljuk.

5. Optikai moduláció

Egy félvezető optikai erősítő jelnyereség jelleggörbéje látható a 3. ábrán, mely a kis optikai intenzitásnyereség (számokban és dB-ben) és az előfeszítési áram viszonyát mutatja be. A SOA modulátor úgy viselkedik, mint egy áramvezérelt eszköz, ezért a teljes modulációs sávban a meghajtó eszköz az áramforrást szerepét tölti be.

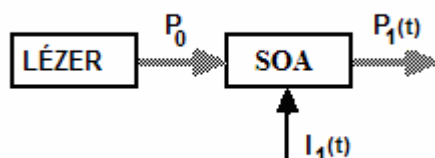


3. ábra. Optikai jelnyereség és az előfeszítő áram kapcsolata

Ahogy az a 3. ábrán látható, a jelnyereség görbéjének 3 különböző szakasza van. Alacsony előfeszítő áram mellett a nyereség közel zérus mely csak lassan növekszik. Ebben a szakaszban a görbe erősen nemlineáris. A következő szakaszban a nyereség lineárisan arányos az előfeszítő árammal, mely szakasz megfelelő a modulációhoz. Magasabb előfeszítési áram mellett a jelleggörbe lassan telítődik. [12]

Amikor a SOA a görbe lineáris szakaszában mint modulátor funkcionál, a kimeneti optikai intenzitás követi az előfeszítési áram változásait, mellyel hozzájárul a kimeneti optikai nyaláb intenzitásának modulációjához. Ezért egy SOA alkalmazható a lézer bemeneti optikai fénnyalábjának modulációjához. Magyarán a SOA külső modulátorként működik. [13]

A SOA optikai modulátor minőségében a 4. ábrán látható. A legelső SOA egy modulálatlan fénnyalábot kap a lézertől, és ezt a nyalábot modulálja a SOA mint külső modulátor.

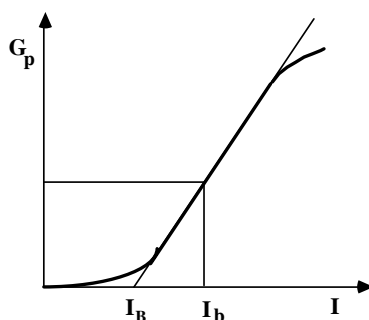


4. ábra. A SOA modulátor

A SOA-t a modulációs jelleggörbe lineáris szakaszában használjuk. Így a jelnyereség az előfeszítés függvényében a következőképpen írható fel:

$$G_p(t) = k I(t)$$

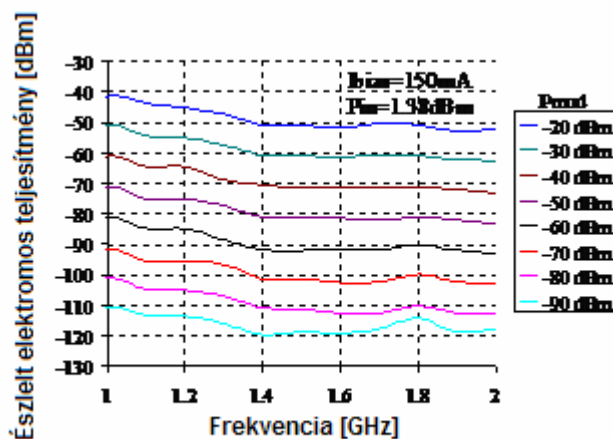
ahol G_p a számértékek növekménye, k állandó, mely megadja a görbe lineáris szakaszának meredekségét. $I(t)$ a modulált előfeszítési áram $I_b(t)$ és a küszöbáram I_B különbsége, mely az extrapolált lineáris egyenes és az x tengely metszéspontjában található érték. Ezt a kapcsolatot az 5. ábra mutatja be, melyen egy egyszerűsített optikai jelnyereség látható az előfeszítési áram függvényében.



5. ábra SOA egyszerűsített modulációs karakterisztikája

A következő képletet írhatjuk fel:

$$I(t) = I_b(t) - I_B \quad (2)$$



6. ábra A moduláció frekvenciafüggése különböző teljesítmények mellett

A kimeneti fényerősség a bemeneti teljesítmény és a teljesítményerősség szorzata:

$$P_1(t) = G_p(t) P_0 \quad (3)$$

ahol P_0 a bemeneti optikai nyaláb teljesítménye és P_1 a kimeneti optikai nyaláb teljesítménye.

A teljesítménynövekedés függ az áramerősségtől. Ha változik az áramerősség, a teljesítménynövekedés is változik:

$$G_{p1}(t) = k_1 I_1 (1 + m_1 \cos \omega_1 t) \quad (4)$$

Az 1 alsó index az első modulációs szakaszra utal.

Ha ezt az egyenletet behelyettesítjük az előzőbe, megkapjuk az intenzitással modulált kimeneti nyaláb teljesítményét:

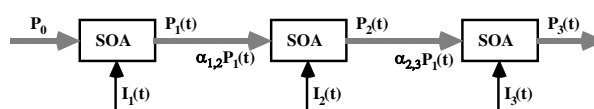
$$P_1(t) = P_0 k_1 I_1 (1 + m_1 \cos \omega_1 t) \quad (5)$$

Ahol m a modulációs index, ω pedig a szögfrekvencia.

A SOA moduláció frekvenciafüggését a 6. ábra mutatja. A görbék paramétere a modulációs jel erőssége.

6. Láncbakapcsolt SOA modulátorok

Ha egy hálózaton belül több csomópont is található, több SOA sorbakapcsolása szükséges. Ez az elrendezés azért előnyös, mert egy sima lézer biztosítja az optikai vivő szerepét és a SOA-k pedig sorbakapcsolt külső modulátorokként egyidejű erősítést biztosítanak. Bár a legelső SOA modulálatlan optikai vivőjelet kap, a második SOA bemeneti jele már egy optikai nyaláb által vitt segédvivő, a harmadik SOA pedig két vivőjelet kap és így tovább. Az előfeszítési áramerősség változtatása elősegíti a jelnyereséget mely új modulációs termékeket eredményez, ami torzításhoz vezethet [12]. A sorbakapcsolt SOA-k elrendezése a 7. ábrán látható. Minden szakaszban egyidejű erősítés és moduláció történik. Ugyanakkor jelentős különbségek mutatkoznak a szakaszok között, mert az első szakaszban a bemeneti jel a modulálatlan optikai nyaláb, és ehhez további csatornák adódnak. Az új csatorna optikai vivőjelre való modulálása folyamán hamis modulálási termékek keletkeznek, melyek szintén torzítást okozhatnak. Erre a hatásra a későbbiekben visszatérünk.



7. ábra Láncbakapcsolt SOA modulátorok

Először vizsgáljuk meg az első szakaszt. A SOA bemeneti jele a következő:

$$\alpha_{1,2} P_1(t) = \alpha_{1,2} P_0 k_1 I_1 (1 + m_1 \cos \omega_1 t) \quad (6)$$

ahol $\alpha_{1,2}$ az áramerősség gyengülése az első és a második szakasz között. (számokban kifejezve)

Ekkor a második szakasz kimeneti jele a következő:

$$\begin{aligned} P_2(t) &= \alpha_{1,2} P_0 k_1 I_1 k_2 I_2 (1 + m_1 \cos \omega_1 t)(1 + m_2 \cos \omega_2 t) = \\ &= \alpha_{1,2} P_0 k_1 I_1 k_2 I_2 [1 + m_1 \cos \omega_1 t + m_2 \cos \omega_2 t + \\ &+ \frac{1}{2} m_1 m_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t + \frac{1}{2} m_1 m_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t] \end{aligned} \quad (7)$$

Az első két modulációs termék a két csatorna, ω_1 és ω_2 , bár további két modulációs termék is generálódik, a két csatorna összeg- illetve különbséghfrekvenciáin ($\omega_1 + \omega_2$ illetve $\omega_1 - \omega_2$). Megfelelő csatornakiosztás esetén az ezen modulációs termékeknél fellépő torzítás elkerülhető. Más szavakkal, mind az összeg-, mind a különbséghfrekvencia-komponensek kiszűrhetőek, ha ω_1 és ω_2 megfelelően lettek megadva. Ezeknek a különbséghfrekvencia feletti illetve az összefrekvencia alatti sávban kell lenniük.

Hasonlóképpen, a harmadik szakasz kimeneti jele a következő:

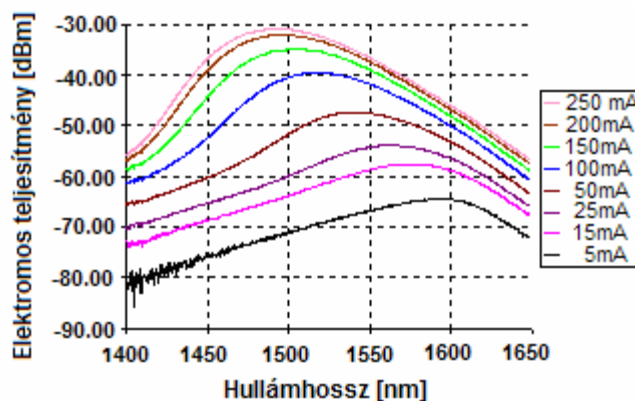
$$P_3(t) = \alpha_{1,2} \alpha_{2,3} P_0 k_1 I_1 k_2 I_2 k_3 I_3 \left\{ 1 + m_1 \cos \omega_1 t + m_2 \cos \omega_2 t + m_3 \cos \omega_3 t + \frac{1}{2} m_1 m_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t + \frac{1}{2} m_1 m_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \frac{1}{2} m_1 m_3 \cos(\omega_1 - \omega_3)t + \frac{1}{2} m_1 m_3 \cos(\omega_1 + \omega_3)t + \frac{1}{2} m_2 m_3 \cos(\omega_2 - \omega_3)t + \frac{1}{2} m_2 m_3 \cos(\omega_2 + \omega_3)t + \frac{1}{4} m_1 m_2 m_3 [\cos(\omega_1 + \omega_2 - \omega_3)t + \cos(\omega_1 - \omega_2 + \omega_3)t + \cos(\omega_2 + \omega_3 - \omega_1)t + \cos(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)t] \right\} \quad (8)$$

Az 1. táblázat rendszerezve ábrázolja a modulációs termékeket. Mint az látható, először a hasznos elsődleges termék szerepel a táblázatban, ezután következik a másodlagos termék mint az összeg- illetve különbséghfrekvenciák végül a harmadlagos, az átviteli sávban belül található egyéb termékek.

Sorrend	Frekvencia	Együttható
Első	$\omega_1, \omega_2, \omega_3$	m
Második	$\omega_1 - \omega_2, \omega_1 - \omega_3, \omega_2 - \omega_3$ $\omega_1 + \omega_2, \omega_1 + \omega_3, \omega_2 + \omega_3$	$\frac{1}{2} m^2$
Harmadik	$\omega_1 + \omega_2 - \omega_3, \omega_1 + \omega_3 - \omega_2$ $\omega_2 + \omega_3 - \omega_1, \omega_2 + \omega_3 - \omega_1$	$\frac{1}{4} m^3$

1. Táblázat Modulációs termékek a harmadik szakasz kimeneténél

Más szavakkal, a sávon kívüli modulációs termékek mellett keletkeznek sávon belüli termékek is. Ugyanakkor a sávon belüli termékek elhanyagolhatók, mert megszorzódnak a három modulációs együtthatóval, m_1, m_2 illetve m_3 -mal. Mivel a modulációs együtthatók általában kevesebbek mint 0,1, ezek a sávon belüli komponensek legalább két nagyságrenddel kisebbek, mint a hasznos modulációs termék.



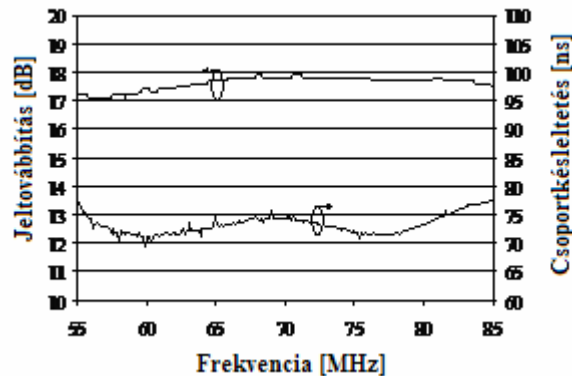
8. ábra A SOA erősített spontán emissziója változó előfeszültségek mellett

A további szakaszok egyéb, sávon belüli modulációs termékeket állítanak elő, ezek erőssége egyre kisebb és kisebb lesz, pl. a negyedik szakaszban negyedleges termékek keletkeznek, melyek már négy modulációs együtthatóval (m_1, m_2, m_3 és m_4) szorzódnak.

A rendszer megtervezésekor számos előírásnak kell megfelelni [14]. A már tárgyalt torzítás mellett fontos tényező a magas jel-zaj viszony. A SOA egy speciális zajtípust állít elő, melyet erősített spontán emisszióknak (ASE) neveznek [15]. Az ASE főleg az előfeszítés áramerősségétől és bizonyos mértékben a hullámhossztól függ. A mérési eredményeket a 8. ábra mutatja be zérus bemeneti jel esetén. A görbék paramétere az előfeszítés áramerőssége, ezért alacsony előfeszítés kívánatos. Azon kívül az ASE sokkal kisebb, amikor a SOA-t optikai bemeneti jel vezeti [12].

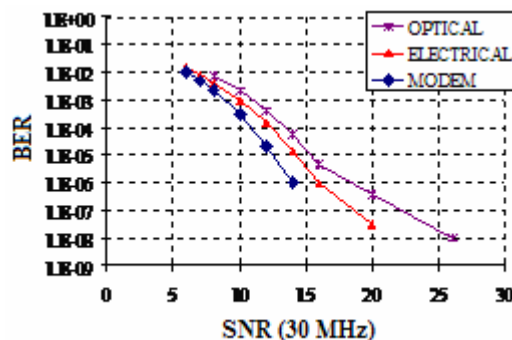
7. Átviteli jellemzők

Egy rádiócsatorna jelátadási tulajdonságait az alábbi ábrák mutatják be. A 9. ábrán egy 30 Mhz sávszélességű csatorna amplitúdóját és csoportkéseletési ingadozását láthatjuk. A jeltovábbítás és a csoportkéseletetés fluktuációját 0,5 dB-re illetve 3 ns-re korlátoztuk egy ± 10 MHz sávon belül. Ezek az eredmények megfelelnek az alkalmazások igényeinek.



9. ábra Rádiócsatorna jeltovábbítási jellemzői

A következő mérések folyamán ellenőriztük a bit hibaarányt. A rendszer teljesítményét a rádiófrekvencia-jel jel-zaj arányának (S/N) változtatásával értékeltük. (10. ábra.) A MODEM görbe utal az egymás utáni MODEM mérésre. Az ELECTRICAL próba görbéje azon adatokat mutatja, melyek a munkaállomások adói és vevői közötti direkt elektromos kapcsolat esetén állnak fenn. Az OPTICAL görbe csak kevés eltérést mutat az ELECTRICAL görbéhez képest. A QPSK jelet 30 MBit/s bitsebességgel továbbítottuk. A jel-zaj viszonyt a 30 MHz jeltovábbítási sávban mértük.



10. ábra QPSK moduláció BER mérései a S/N viszony függvényében

A további modulációformák mérési eredményeit a 2. táblázat mutatja be. A 30 MHz jelátviteli sáv bitsebessége 30 Mbit/s, a jel-zaj arány 25 dB. A kifinomultabb modulációs formák érzékenyebbek a fázistorzításra. Ez látható a 2. táblázat mérési adataiban, ahogy a QPSK jelhez viszonyítva 8PSK és a 16QAM kismértékben lefelé tér el.

Modulációs forma	BER
QPSK	$\leq 10^{-8}$
8PSK	$\leq 10^{-7}$
16QAM	$\leq 10^{-6}$

2. táblázat Különböző modulációs formák bit hibaránya

A munkaállomások számát alapvetően az elérhető rádiófrekvencia sávszélessége határozza meg. Az összes rádiócsatornára és a rádióhullámok FSK modulációja (frequency shift keying, frekvenciabilenyűzés) esetén, 2 Mbit/s bitsebességet feltételezve, 90 segédvívfrekvenciát sűrítethetünk bele a 200 MHz frekvenciasávba, megtartva egy 10%-os sávot a csatornák elválasztásához. Ez azt jelenti, hogy az egyidejűleg működtetett simplex csatornák száma 2700 ha a bitsebesség 64kbit/s. A hálózat legalább 10.000 munkaállomás számára nyújt minőségi szolgáltatást, 64 kbit/s sebesség és 13.5% egyidejű forgalom (vagy elérhetőség) mellett.

Természetesen néhány csatornát a nyilvános kapcsolt hálózat és más LAN-ok számára kell fenntartani. Egyes esetekben, ha egyidejűleg több csatorna is működik, a bitsebesség alacsonyabb. A teljes, rendelkezésre álló sávszélesség, vagyis 2 Ghz kihasználása mellett a csatornák száma akár tízszeres is lehet. Erre a nagy kapacitásra általában nincs szükség, de a szélessávú kommunikációt nagyban elősegíti.

8. Összefoglalás

A mobilhálózatok bázisállomásairól jövő sugárzás nem képes teljesen áthatolni az irodaépületek falain. Ez a probléma főleg a magas frekvenciák esetében jelentkezik. Az új beltéri optikai-mobil kommunikációs rendszer lelke egy optikai gerinchálózat, mely hatékony és gazdaságos megoldást kínál a helyi hálózatok (LAN) számára. A rendszer teljesítményét erősíti, hogy a pikocellákban egyedi rádiófrekvenciát használnak, ami elősegíti a rádiócsatornák átvitelét a modulációs forma változása nélkül. A félvezető optikai erősítő (SOA) és az elektroabszorpciós eszköz a megfelelő optikai elemek az egyidejű jelmodulációhoz, -erősítéshez vagy csillapításhoz. Ezek az eszközök elősegítik a segédvív-multiplikációs optikai jelátadást. Habár több SOA és EAM sorbakapcsolása eredményeképpen számos új probléma jelentkezik, mint például a különböző csatornák kereszmodulációja miatt jelentkező torzítás, tanulmányunkban bemutattuk a optimális megoldást e hatás elkerülésére. Ez akkor érhető el, ha a rádiócsatornák frekvenciasávja az összesítő- és különböző frekvenciák között van, mert ezeket megfelelő szűréssel ki lehet küszöbölni.

IRODALOM

1. L. G. Kazovsky, T. Fong, T. Hofmeister: "Optical Local Area Network Technologies", IEEE Communications Magazine, Vol. 32, No. 12, pp. 50-54, 1994
2. A. J. C. Vieira, P. R. Herczfeld, T. Bercei, V. M. Contarino: "A new approach for the optical feed of radio nodes utilizing a microchip solid state laser", Proc. of the 27th European Microwave Conference, pp. 1222-1227, Jerusalem, Israel, September 1997
3. S. Komaki, K. Tsukamoto, and M. Okada: "Requirements for Radio-Wave Photonic Devices from the Viewpoint of Future Mobile Radio Systems," IEEE Trans. MTT, Vol. MTT-43, pp. 2222-2228, September 1995
4. L. Nagy, L. Farkas, B. Hegyi: "Optimizing Indoor Base Station Locations", ECWT'2000, Paris, 2000
5. L. Nagy, L. Farkas: "Indoor Base Station Optimization using Genetic Algorithms", PIMRC, London, 2000

6. A. J. Seeds: "Broadband Fibre-Radio Access Networks", MWP'98, Princeton, New Jersey, USA, October, 1998
7. H. Ghafouri-Shiraz: "Laser Diode Amplifiers", John and Wiley, Chichester, 1996
8. W. van Etten, J. van der Plaats : "Fundamentals of Optical Fiber Communications", Prentice Hall Int. Series in Optoelectronics, pp. 62-68, UK, 1991.
9. H. Ogawa et al: "Application of Semiconductor Optical Amplifiers to Microwave Signal Processing", IEEE MTT-S Digest, pp. 1177-1180, 1995
10. Dieter Jäger: "Recent Developments in Microwave Photonic Devices", EUMC'99 M-FrW2 Workshop, Munich, Germany, October 1999.
11. H. Schmuck: "Comparison of optical millimetre-wave system concepts with regard to chromatic dispersion", Electronics Letters, Vol. 31, No. 21, pp. 1848-1849, 12th October 1995.
12. T. Berceli, E. Udvary: "Transmission Challenges of Cascaded Semiconductor Optical Amplifiers", Technical Digest of MWP 2005, International Topical Meeting on Microwave Photonics, pp. 129-132, Seoul, South Korea, October 2005
13. J. Mork, A. Mecozzi, G. Eisentein: "The Modulation Response of a Semiconductor Laser Amplifier", IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics, Vol. 5, No. 3, pp. 851-860, May/June 1999
14. T. Marozsák, E. Udvary, T. Berceli: "Transmission Characteristics of All Semiconductor Fiber Optic Links Carrying Microwave Channels", EuMC2000, Vol. 2, pp. 52-55, Paris, France, October 2000
15. D. M. Baney et al.: „Theory and Measurement Techniques for the Noise Figure of Optical Amplifiers”, Optical Fiber Technology 6, pp. 122-154, 2000