

RĪGAS TEHNISKĀ UNIVERSITĀTE

Elektronikas un telekomunikāciju fakultāte

Telekomunikāciju institūts

Inna Kurbatska

Doktora studiju programmas „Telekomunikācijas” doktorante

**MODULĀCIJAS FORMĀTU NOVĒRTĒJUMS
NĀKAMĀS PAAUDZES ŠĶIEDRU OPTISKAJĀM
PIEKĻUVES SAKARU SISTĒMĀM**

Promocijas darbs

Zinātniskie vadītāji

profesors *Dr. sc. ing.*

VJAČESLAVS BOBROVS

asociētais profesors *Dr. sc. ing.*

SANDIS SPOLĪTIS

RTU Izdevniecība

Rīga 2019

ANOTĀCIJA

Darba nosaukums:

„Modulācijas formātu novērtējums nākamās paaudzes šķiedru optiskajām piekļuves sakaru sistēmām”;

Darba autore:

Inna Kurbatska;

Darba saturs:

Atsaucoties uz lietotāju datu eksponenciālo pieaugumu, augstām biznesa klientu prasībām attiecībā uz drošību un simetrisko datu pārraides ātrumu, kā arī piekļuves tīklu lietojumu dažādu tīklu iekšsavienojumiem un starpsavienojumiem, pašlaik ir novērojams izteikts pieprasījums pēc nākamās paaudzes piekļuves tīkliem – šķiedru optiskajiem piekļuves tīkliem ar uzlabotiem parametriem (datu pārraides ātrumu un attālumu), salīdzinot ar risinājumiem, kas balstīti uz vara kabeļiem. Tomēr pastāv virkne tehnoloģisku grūtību, ar ko ir jāsaskaras, nodrošinot liela ātruma datu pārraidi. Respektīvi, atbilstoša modulācijas formāta izvēle, platjoslas pārraides sistēmas elementu pieejamība un izmaksas, kā arī dažādu datu pārraides ātrumu savietojamība.

Veiktajā pētījumā izvēlēti piemērotāki datu modulācijas formāti pielietojumam viļņgarumdales blīvētos pasīvajos optiskajos tīklos (*wavelength division multiplexed passive optical networks, WDM-PONs*), kā arī noteikti attiecīgās pārraides sistēmas veiktspēju galvenie ietekmējošie faktori. Rezultātā izstrādāts kombinētas (ar 12,5 Gbit/s un 25 Gbit/s datu pārraides ātrumiem) WDM-PON piekļuves sakaru sistēmas modelis (tai skaitā – Maha–Cendera modulatora amplitūdas-frekvenču raksturojuma modelēšanas paņēmieni). Promocijas darbā ir piedāvāts arī kombinētais WDM-PON risinājums, kam ir noteikti atbilstoši datu modulācijas formāti un nozīmīgāko ietekmējošo faktoru vērtības vai pielāides robežas.

Darba apjoms:

133 lappuses, darbā ir 27 tabulas, 76 attēli, 154 literatūras avoti un 8 pielikumi.

ANNOTATION

Title of the thesis:

„Evaluation of modulation formats for the next generation fiber optical access telecommunication systems”;

Author of the thesis:

Inna Kurbatska

Content of the thesis:

Exponential growth of the data traffic, high requirements of business users to the security and symmetrical transmission data rate as well as utilization of access networks for backhaul and fronthaul applications are driving demands on next-generation access networks – fiber-optical access networks with improved parameters (bitrate and transmission distance) in comparison to the solution based on copper cables. However, there is a number of technological issues that has to be solved ensuring high data rate transmission – the choice of the suitable modulation format, the cost and availability of the wideband elements of transmission system, as well as compatibility of the different transmission data rates.

In the thesis, the most suitable data modulation formats for utilization in wavelength division multiplexed passive optical networks (WDM-PONs) are chosen as well as the main performance-affecting factors are investigated. As a result, the model of mixed (with 12.5 Gbit/s and 25 Gbit/s data transmission rates) WDM-PON access telecommunication system is developed (including the approach of modelling of Mach-Zehnder modulator frequency response). The solution of mixed WDM-PON access network with values and limits of the main performance-affecting factors is proposed.

Thesis contains:

133 pages, 27 tables, 76 figures, 154 literature sources and 8 supplements.

SATURS

SATURS.....	3
SAĪSINĀJUMU SARAKSTS.....	6
1. PIEKĻUVES SAKARU SISTĒMU ATTĪSTĪBAS VIRZIENU NOVĒRTĒJUMS.....	10
1.1. Pasīvo optisko tīklu (PON) tehnoloģiju analīze.....	15
1.2. Datu modulācijas formāti un to ietekme uz šķiedru optisko sakaru sistēmu veikspēju	21
1.3. Kombinēto risinājumu koncepta pielietojuma novērtējums šķiedru optiskajās sakaru sistēmās.....	27
1.4. Promocijas darbā paveiktā apkopojums.....	31
2. MODULĀCIJAS FORMĀTU PIELIETOJUMA NOVĒRTĒJUMS WDM-PON PIEKĻUVES SAKARU SISTĒMAS VEIKTSPĒJAS PALIELINĀŠANAI.....	36
2.1. Izmantotā WDM-PON sakaru sistēmas matemātiskā modeļa analīze.....	36
2.2. Modulācijas formātu veikspējas novērtējuma metožu analīze.....	52
2.3. Modulācijas formātu veikspējas salīdzinājums WDM-PON sakaru sistēmās ar 10 Gbit/s pārraides ātrumu uz viļņa garumu	54
2.4. Kombinēto risinājumu koncepta pielietojuma novērtējums WDM-PON sakaru sistēmas spektrālās efektivitātes palielināšanai.....	57
3. NRZ, DB UN PAM-4 KODĒŠANAS FORMĀTU AR INTENSITĀTES MODULĀCIJU PIELIETOJUMS WDM-PON PIEKĻUVES SAKARU SISTĒMU REALIZĀCIJĀ	62
3.1. Izmantotā WDM-PON sakaru sistēmas matemātiskā modeļa un signāla kvalitātes novērtējuma metožu analīze.....	62
3.2. Veiktspēju ietekmējošo faktoru novērtējums DB un PAM-4 modulētājā WDM-PON sakaru sistēmā ar 40 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā	71
3.3. NRZ, DB un PAM-4 kodēšanas formātu nodrošinātas BER novērtējums WDM-PON sakaru sistēmās ar datu pārraides ātrumu līdz 40 Gbit/s kanālā.....	80
3.4. Raidītāja un uztvērēja -3 dB caurlaides joslas platuma ietekmes novērtējums DB un PAM-4 modulētājās WDM-PON sakaru sistēmās ar datu pārraides ātrumu 25 Gbit/s kanālā	82
4. KOMBINĒTA WDM-PON RISINĀJUMA MODEĻA IZSTRĀDE UN NOVĒRTĒJUMS	86
4.1. Kombinēta risinājuma struktūras un parametru izvēle.....	86
4.2. Raidītāja AFR ietekmes analīze uz signāla BER WDM-PON pārraides sistēmā ...	90

4.3. Kombinēta 25 Gbit/s (PAM-4), 12,5 Gbit/s (NRZ) risinājuma modeļa izstrāde un novērtējums	99
4.4. AFR ietekmes novērtējums kombinētajā 25 Gbit/s (PAM-4), 12,5 Gbit/s (NRZ) WDM-PON sakaru sistēmā.....	105
4.5. Vienkanāla 25 Gbit/s PAM-4 modulētas pārraides sistēmas eksperimentālā realizācija	108
4.6. Galveno ietekmējošo faktoru pielaides robežu novērtējums kombinētajā 25 Gbit/s (PAM-4) un 12,5 Gbit/s (NRZ) WDM-PON sakaru sistēmā.....	116
NOBEIGUMS	120
IZMANTOTĀS LITERATŪRAS SARAKSTS	123
PIELIKUMU SARAKSTS	133

SAĪSINĀJUMU SARAKSTS

A

AFR – *Amplitude Frequency Response* – amplitūdas frekvenču raksturojums

AON – *Active Optical Network* – aktīvais optiskais tīkls

A-PON – *ATM Passive Optical Network* – ATM pasīvais optiskais tīkls

ASE – *Amplified Spontaneous Emission* – pastiprināta spontānā emisija

AWG – *Arrayed Waveguide Grating* – sakārtots viļņvadu režģis

AWGen – *Arbitrary Waveform Generator* – patvaļīgu signālu ģenerators

B

BER – *Bit Error Ratio* – bitu kļūdu attiecība

BF – *Bessel filter* – Beseļa filtrs

BPON – *Broadband Passive Optical Network* – platjoslas pasīvais optiskais tīkls

BW – *BandWidth* – caurlaides joslas platums

C

CD – *Chromatic Dispersion* – hromatiskā dispersija

CE – *Coexistence Element* – līdzāspastāvēšanas elements

CL – *Confidence Level* – ticamības līmenis

CO – *Central Office* – centrālais ofiss

CP – *Customer Premises* – pakalpojuma saņēmēju telpas

CRZ – *Chirped Return to Zero* – kodēšana ar mainīgo frekvenci un atgriešanos pie nulles

CSRZ – *Carrier-Suppressed-Return-to-Zero* – kodēšana ar apspiesto nesējfrekvenci un atgriešanos pie nulles

CT – *Channel Termination* – kanāla pārtraukšana.

CW – *Continuous Wave* – nepārtraukts starojums

D

DB – *Duobinary* – duobinārais

DCF – *Dispersion Compensating Fiber* – dispersiju kompensējoša šķiedra

DFB – *Direct Feedback* – izkliedētā atgriezeniskā saite

DGD – *Differential Group Delay* – diferenciālā grupas aizture

DML – *Directly Modulated Laser* – tieši modulēts lāzers

DMF – *Data Modulation Format* – datu modulācijas formāts

DPSK – *Differential Phase Shift Keying* – diferenciālā fāzes manipulācija

DQPSK – *Differential Quadrature Phase Shift Keying* – diferenciāla kvadratūras fāzes manipulācija

DP-QPSK – *Dual Polarization QPSK* – polarizācijdales blīvētā kvadratūras fāzes manipulācija

DSO – *Digital Storage Oscilloscope* – ciparu signālu osciloskops ar atmiņu

E

EAM – *Electro Absorption Modulator* – elektroabsorbcijas modulators
EML – *Electro absorption Modulated Laser* – elektroabsorbcijas modulēts lāzers
EDFA – *Erbium Doped Fiber Amplifier* – ar erbiju leģētas šķiedras pastiprinātājs
EPON – *Ethernet Passive Optical Network* – *Ethernet* pasīvais optiskais tīkls

F

FEC – *Forward Error Correction* – turpvērsto kļūdu labošana
FOAS – *Future Optical Access System* – nākotnes optiskās piekļuves sistēma
FPR – *Free Propagation Region* – brīvas izplatīšanas apgabals
FSAN – *Full Service Access Network* – pilna servisa piekļuves tīkls
FTTDp – *Fiber to The Distribution point* – šķiedra līdz sadales punktam
FTTB – *Fiber to the Building* – šķiedra līdz ēkai
FTTC – *Fiber to the Curb* – šķiedra līdz sadales skapim
FTTH – *Fiber to the Home* – šķiedra līdz mājai
FTTx – *Fiber to the x* – šķiedra līdz x
FWHM – *Full Width Half Maximum* – pilns platums līmenī viena puse
FWM – *Four Wave Mixing* – četru viļņu mijiedarbe

G

GF – *Gaussian filter* – Gausa filtrs
GPON – *Gigabit Passive Optical Network* – gigabitu pasīvais optiskais tīkls
GVD – *Group Velocity Dispersion* – grupas ātruma dispersija

I

ISI – *Intersymbol Interference* – starpsimbolu interference
ITU – *International Telecommunications Union* – Starptautiskā Telekomunikāciju apvienība

J

JSB – jaudas spektrālais blīvums

L

LSB – *Least Significant Bit* – visnenožīmīgākais bits

M

MFB – *Multiple Frequency Bands* – vairākas frekvenču joslas
MLR – *Mixed Line Rate* – kombinēti līnijas ātrumi
MMF – *Multiple Modulation Formats* – kombinēti modulācijas formāti
MZI – *Mach-Zehnder Interferometer* – Maha–Cendera interferometrs
MZM – *Mach-Zehnder Modulator* – Maha–Cendera modulators
MSB – *Most Significant Bit* – visnozīmīgākais bits

N

NGA – *Next Generation Access* – nākamās paaudzes piekļuve

NG-PON – *Next Generation Passive Optical Network* – nākamās paaudzes pasīvais optiskais tīkls

NLSE – *Non-Linear Schrodinger Equation* – nelineārais Šrēdingera vienādojums

NRZ – *Non-Return-to-Zero* – kodēšana bez atgriešanās pie nulles

NOE – *Nonlinear Optical Effects* – nelineārajiem optiskajiem efektiem

O

ODN – *Optical Distribution Network* – optiskais sadales tīkls

OLT – *Optical Line Terminal* – optiskās līnijas terminālis

ONT – *Optical Network Terminal* – optiskā tīkla galiekārta

ONU – *Optical Network Unit* – optiskā tīkla iekārta

OOK – *On-Off Keying* – ieslēgšanas-izslēgšanas manipulācija

OSNR – *Optical Signal to Noise Ratio* – optiskā signāls-troksnis attiecība

P

PAM-4 – *4-level Pulse Amplitude Modulation* – četru līmeņu impulsa amplitūdas modulācija

PDF – *Probability Density Function* – varbūtības blīvuma funkcija

PMD – *Polarization Mode Dispersion* – polarizācijas modu dispersija

PON – *Passive Optical Network* – pasīvais optiskais tīkls

PtMP – *Point-to-Multipoint* – punkts-daudzpunkts topoloģija

PtP – *Point-to-Point* – punkts-punkts topoloģija

PSK – *Phase Shift Keying* – fāzes manipulācija

PolSK – *Polarization Shift Keying* – polarizācijas manipulācija

PRBS – *Pseudo-Random-Bit-Sequence* – pseido-gadījuma bitu secības

PDL – *Polarization-Dependent Loss* – no polarizācijas atkarīgi zudumi

R

RAA – relatīvais acs augstums

RZ – *Return-to-Zero* – kodēšana ar atgriešanās pie nulles

RX – *Receiver* – uztvērējs

RoF – *Radio over Fiber* – radio pa šķiedru

RN – *Remote Node* – attālinātājs mezgls

RIN – *Relative Intensity Noise* – relatīvs intensitātes troksnis

S

SBS – *Stimulated Brillouin Scattering* – stimulēta Briljuēna Izkliede

SE – *Spectral Efficiency* – spektrālā efektivitāte

SFB – *Single Frequency Band* – viena frekvenču josla

SLA – *Service Level Agreements* – servisa līmeņa līgums

SNR – *Signal-to-Noise Ratio* – signāls-troksnis attiecība
SMSR – *Side-Mode Suppression Ratio* – blakus modas apspiešanas attiecība
SPM – *Self-Phase Modulation* - fāzes pašmodulācija
SRS – *Stimulated Raman Scattering* – Stimulētā Ramana izkliede
S/R-CG – *Sender/Receiver channel group* – sūtītājs/saņēmējs kanālu grupai
S/R-CPs – *Sender/Receiver channel pair* – sūtītājs/saņēmējs kanālu pārim
SS – *Split-Step* – sadale-solis
SSMF – *Standard Single Mode Fiber* – standarta vienmodas šķiedra

Š

ŠOPS – Šķiedru optiskā pārraides sistēma

T

TDM-PON – *Time Division Multiplexed Passive Optical Network* – laukdales blīvēts pasīvais optiskais tīkls
TX – *Transmitter* – raidītājs
TDSS – *Time Domain Split Step* – laika apgabala sadale-solis metode
TWDM-PON – *Time Wavelength Division Multiplexed PON* – laukdales-viļņgarumdales blīvēts pasīvais optiskais tīkls

V

VAS – Valsts Akciju Sabiedrība
VDSL – *Very-High-Bit-Rate Digital Subscriber Line* – superlielo ātrumu ciparu abonenta līnija

W

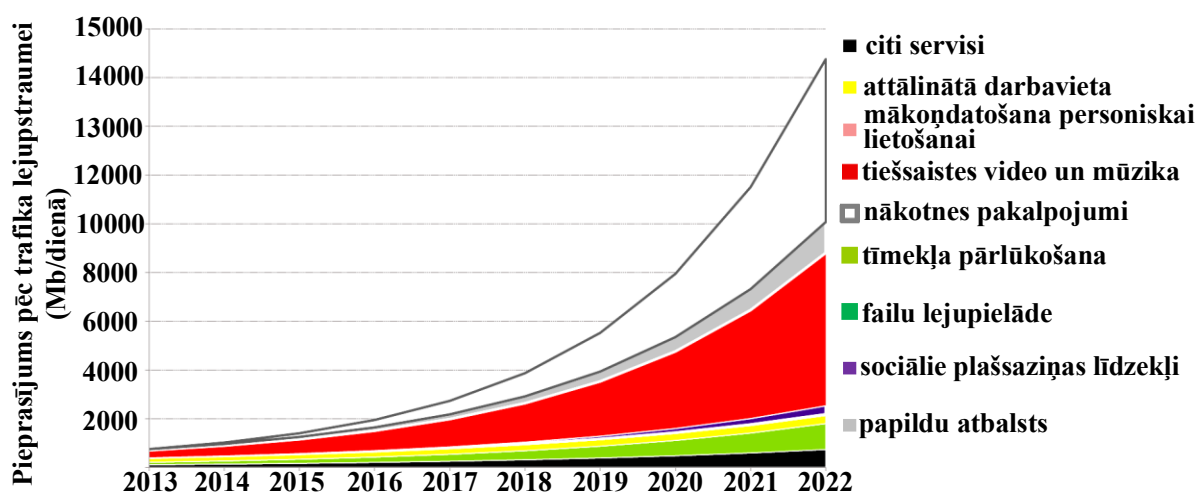
WDM – *Wavelength Division Multiplexing* – viļņgarumdales blīvēšana
WDM-PON – *Wavelength Division Multiplexed Passive Optical Network* – viļņgarumdales blīvēts pasīvais optiskais tīkls
WS-WDM-PON – *wavelength-selected WDM-PON* – viļņa garuma selektīvais WDM-PON
WR-WDM-PON – *wavelength-routed WDM-PON* – viļņa garuma maršrutēts WDM-PON

X

XG-PON (10G-PON) – *10 Gigabit Passive Optical Network* – 10 gigabitu pasīvais optiskais tīkls
XGS-PON – *Symmetric XG-PON* – simetrisks XG-PON
XPM – *Cross-Phase Modulation* – fāzes šķērsmodulācija

1. PIEKĻUVES SAKARU SISTĒMU ATTĪSTĪBAS VIRZIENU NOVĒRTĒJUMS

Mūsdienās, strauji pieaugošā platjoslas lietojumprogrammu (3D-HD video, e-veselība, e-mācīšanās, daudz spēlētāju spēles, utt.) popularitāte rada interneta datu plūsmas ievērojamu pieaugumu. Līdz ar to ievērojami palielinās prasības attiecībā uz pārraides sistēmas caurlaides spēju (kanālu datu pārraide ātrumu, kanālu skaitu) [8]. Saskaņā ar [110] publicēto pētījumu, līdz 2022. gadam pieprasījumu pēc ātrākas interneta datu apjoma pārraides veidos sekojošās servisu kategorijas – attālinātā darbavieta, mākoņdatošana personiskai lietošanai, tiešsaistes video un mūzika, nākotnes pakalpojumi, tīmekļa pārlūkošana, failu lejupielāde, sociālie plašsaziņas līdzekļi, papildu atbalsts (*angl. overhead*), kā arī citi servisi un iespējamie nākotnes pakalpojumi. Šo servisu izraisītais prognozētais datu pārraides apjoma pieaugums ir atspoguļots 1.1 attēlā.



1.1. att. Prognozētais pārraidāmais lejupplūsmas datu apjoms uz vienu mājsaimniecības pieslēgumu [110].

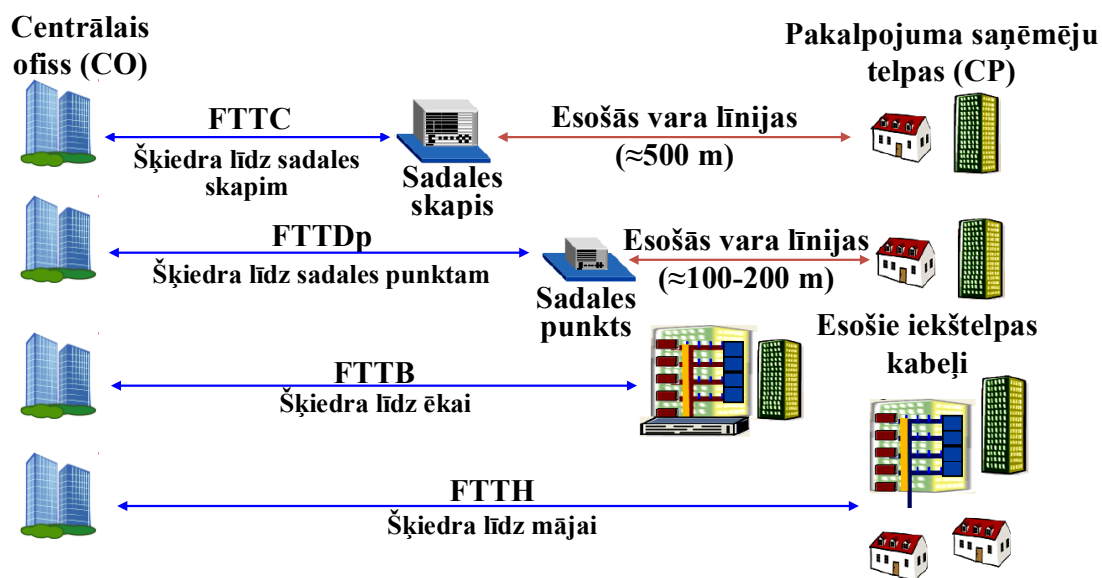
Šobrīd piekļuves tīkli (*angl. access networks*) tiek plaši pielietoti apakštīklu savienojumiem ar pamattīklu (*angl. backhaul*), ka arī savienojumiem starp tīkla elementiem (*angl. fronthaul*). Piemēram, piekļuves tīkli nodrošina savienojumus starp stacionārā bezvadu tīkla antenām, mobilo tīklu bāzes stacijām vai arī drošības un novērošanas sistēmām. Savukārt, šajās sistēmās ir novērojams būtisks datu plūsmas apjoma pieaugums. Kā rezultātā, šķiedru optiskajos piekļuves sakaru tīklos datu plūsmas apjoms turpina pieaugt eksponenciāli, tādējādi radot pieprasījumu pēc piekļuves tīklu attīstības [29, 80, 99, 120, 121, 132].

2010. gada martā Eiropas Komisija uzsāka stratēģijas „Eiropa 2020” īstenošanu. Tās ietvaros tika definēta “Digitālā programma Eiropai”, kuras mērķis bija radīt noturīgu tautsaimniecisku un sabiedrisku labumu no vienotā digitālā tirgus (*angl. digital market*), kas ir balstīts uz ātru un īpaši ātru internetu [24]. 2015. gada maijā “Digitālā programma Eiropai” tika turpināta ar “Digitālā vienotā tirgus stratēģiju”, kuras ietvaros tika definēta likumdošanas priekšlikumu kopa “Konkurētspējīga digitālā vienotā tirgus savienojamība. Virzība uz Eiropas Gigabitu sabiedrību” [25, 26]. Saskaņā ar tajā izvirzītajiem stratēģiskajiem mērķiem līdz

2025. gadam visiem galvenajiem sociālekonomiskajiem virzītājspēkiem (piemēram, skolām, transporta mezgliem, galvenajiem sabiedrisko pakalpojumu sniedzējiem, uzņēmumiem, kas intensīvi izmanto digitālos resursus) ir jānodrošina interneta pieslēgums ar vismaz 1 Gbit/s datu pārraides ātrumu lejupplūsmā un augšupplūsmā. Savukārt visām Eiropas mājāsaimniecībām gan laukos, gan pilsētās līdz 2025. gadam ir jānodrošina interneta pieslēgums ar vismaz 100 Mbit/s lejupplūsmas ātrumu, ar iespēju to palielināt līdz Gbit/s ātrumam [26].

Tajā pat laikā, ātru interneta pieslēgumu (virs 100 Mbit/s) nodrošināšanai jāveicina nākamās paaudzes piekļuves (NGA) (*angl. next generation access*) tīklu ieviešana un apguve [24]. Saskaņā ar [23] sniegto definīciju, NGA tīkli ir vadu piekļuves tīkli, kas pilnībā vai daļēji sastāv no optiskās šķiedras elementiem un kas spēj nodrošināt piekļuves pakalpojumus ar uzlabotiem parametriem (piemēram, lielāku tīkla caurlaides spēju) salīdzinājumā ar tiem, ko nodrošina ar esošajiem vadu piekļuves tīkliem, kuros tiek pielietoti tikai vara kabeli. Tas ir pamatots ar to, ka uz vara kabeļiem balstītajiem risinājumiem ir vairāki trūkumi, salīdzinot ar šķiedru optikas risinājumiem. Pirmkārt, būtiskākais vara risinājumu trūkums ir daudz mazāks pieejamais frekvenču joslas platums (piemēram, VDSL2 (*angl. very-high-bit-rate digital subscriber line*) tehnoloģijai tas ir līdz 30 MHz, G.Fast tehnoloģijai līdz 212 MHz), salīdzinājumā ar šķiedru optikas risinājumiem pieejamo frekvenču diapazonu (no 184,5 THz (1625 nm) līdz 237,9 THz (1260 nm)). Otrkārt, vara risinājumiem nodrošina mazāku datu pārraides ātrumu, kā arī pārraides attālumu (piemēram, 100 Mbit/s lejupplūsmā, 40 Mbit/s augšupplūsmā ar pārraides attālumu līdz 1 km VDSL2 vai 1 Gbit/s lejupplūsmā un augšupplūsmā ar pārraides attālumu līdz 100 m (G.Fast)) nekā uz optiskās šķiedras pielietojumu balstīti risinājumi (piemēram, 10 Gbit/s lejupplūsmā un augšupplūsmā un 10 līdz 60 km pārraides attālumu) [49, 51, 139].

Pastāv vairākas šķiedru-optisko tīklu arhitektūras un tehnoloģijas, kas var tikt izmantotas, lai apmierinātu NGA tīklu prasības. Pēc optisko tīkla galiekārtu izvietojuma var izdalīt vairākus arhitektūras veidus, kas tiek apzīmēti ar terminu “šķiedra līdz x” (*angl. fiber to the x – FTTx*) (skatīt 1.2. att.) [29, 58, 102].



1.2. att. FTTx tīklu arhitektūras veidu pārskats [29].

Pastāv sekojoši FTTx arhitektūru veidi:

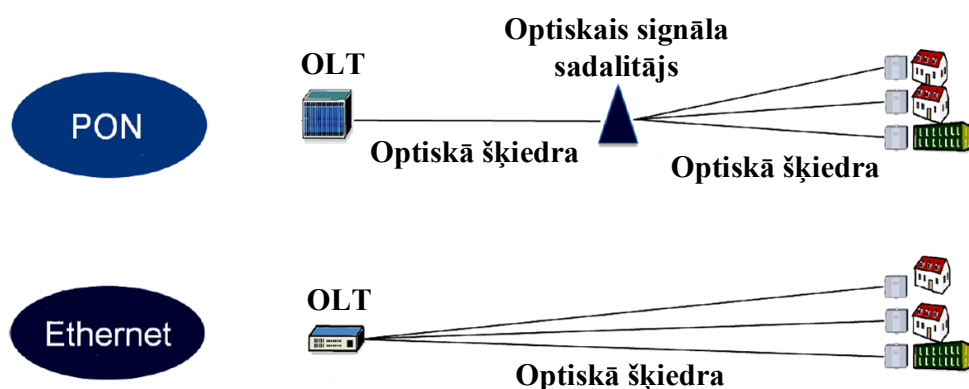
- FTTC (*angl. Fiber-to-the-Cabinet*) – datu pārraide caur optisko kabeli tiek nodrošināta no pakalpojuma sniedzēja centrālā ofisa (CO) līdz sadales skapim, kas atrodas apmēram 500 m attālumā no pakalpojuma saņēmēju telpām (CP) (*angl. customer premises*).
- FTTDp (*angl. Fiber to The Distribution point*) – optiskais kabelis savieno CO ar sadales punktu, kas parasti atrodas mazāk nekā 250 m attālumā no CP.
- FTTB (*angl. Fiber-to-the-Building*) – optiskais kabelis savieno CO un optiskā signāla sadalītāju, kas atrodas CP (parasti ēkas pagrabtelpās), bet savienojumi telpās tiek nodrošināti ar vara kabeļiem.
- FTTH (*angl. Fiber-to-the-Home*) – katrs lietotājs tiek savienots ar CO izmantojot atvēlēto optisko šķiedru.

Ņemot vērā to, ka iepriekšminētie vara kabeļu risinājumu trūkumi piemīt arī kombinētiem vara un optiskās šķiedras risinājumiem (piemēram, FTTC, FTTDp), var secināt, ka tieši FTTH arhitektūras pielietojums ir atbilstošākais risinājums NGA tīkliem [29, 30].

FTTH tīklu arhitektūru pēc aktīvā aprīkojuma izvietojuma iedala divos sekojošos apakšveidos [29, 102]:

- Aktīvais optiskais tīkls (*angl. active optical network – AON*) – piekļuves tīkla arhitektūra, kas pieļauj aktīvā aprīkojuma (kas prasa elektrobarošanu) pielietojumu līnijā starp CO un CP.
- Pasīvais optiskais tīkls (*angl. passive optical network – PON*) – piekļuves tīkla arhitektūra, kas paredz tikai pasīva aprīkojuma izmantošanu šķiedru optiskajā pārraides līnijā starp CO un CP.

Kā var redzēt 1.3. attēlā, “punkts – daudzpunkts” (PtMP) (*angl. point-to-multipoint*) topoloģijas realizācijai tiek izmantota PON arhitektūra, savukārt “punkts-punkts” (PtP) (*angl. point to point*) topoloģijai tiek pielietota AON arhitektūra (ar *Ethernet* tehnoloģiju) [29].



1.3. att. FTTH tīklu arhitektūru (PON, AON) un topoloģiju (PtMP, PtP) veidi [29].

Atbilstošākās tehnoloģijas izvēle ir atkarīga no vairākiem faktoriem (demogrāfijas, ģeogrāfisko stāvokļa, specifiskiem parametriem, finanšu analīzi, u.c.). Tomēr viens no

būtiskākajiem noteicošajiem faktoriem ir pašreizējais tīkla stāvoklis [29]. Balstoties uz tīkla pašreizējo stāvokli, izšķir sekojošos tīkla attīstības scenārijus [29]:

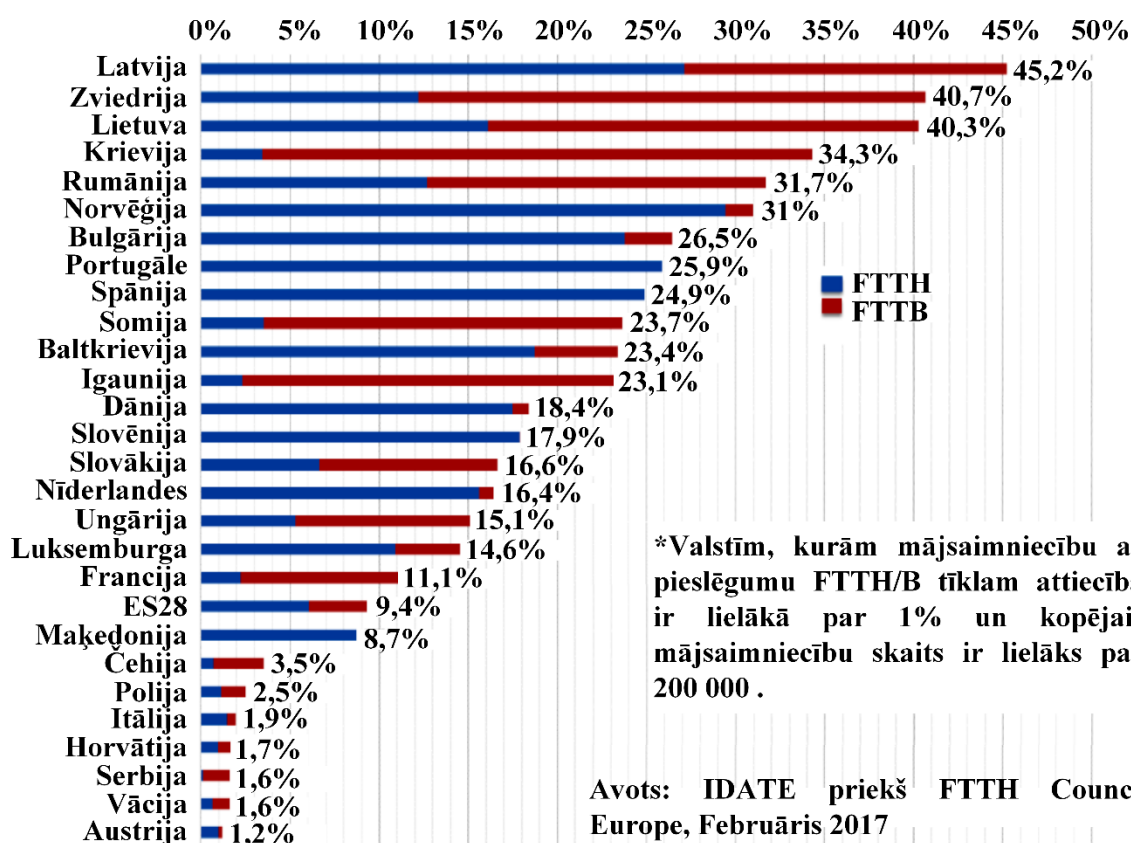
- Jauna tīkla izbūve (*angl. greenfield*) – scenārijs, kad tīkls un ēkas tiek būvētas vienlaicīgi.
- Aizvietošana (*angl. brownfield*) – scenārijs, kad ēkas un infrastruktūra jau ir, bet eksistējošo infrastruktūru ir nepieciešams pilnībā vai daļēji aizvietot.
- Pievienošana (*angl. overbuild*) – scenārijs, kad jaunais tīkls tiek pievienots jau esošajam tīklam.

2010 - 2013. g. īstenota “*European FP7 OASE Integrated Project*” projekta ietvaros tika veikta tehniski-ekonomiskā analīze, kuras rezultātā tika definēti atbilstošākie risinājumi NGA tīkliem. Saskaņā ar projekta rezultātiem [30], jaunas tīkla izbūves gadījumā PtMP risinājums ir atzīstams par ieteicamāku, salīdzinājumā ar AON-PtP, kura sākotnējās infrastruktūras izmaksas ir ļoti augstas. Savukārt, aizvietošanas scenārija īstenošana tika novērtēta divos gadījumos – ar un bez CO konsolidācijas. Ar CO konsolidāciju tiek saprasta vairāku tradicionālo piekļuves tīklu apvienojums vienā tīklā, lai izveidotu jaunu apkalpes zonu ar plašāko pārklājumu (t.i., vairāk lietotāju un lielāki pārraides attālumi) [30]. Aizvietošanas bez CO konsolidācijas gadījumam tika secināts, ka rentablākais risinājums ir esošās tīkla topoloģijas saglabāšana. Respektīvi, ja esošais tīkls atbilst PtMP topoloģijai, tad PON arhitektūra būs rentablākā, savukārt, sākot pārveidojot tīklu ar PtP infrastruktūru, izdevīgāk ir izmantot AON-PtP. Tomēr jāievēro, ka sākumā stadijā AON-PtP ieviešana arī šajā gadījumā prasīs lielākus ieguldījumus salīdzinājumā ar PtMP. Savukārt, aizvietošanas scenārija ar CO konsolidāciju risinājuma rentabilitāte ir atkarīga no vairākiem faktoriem (vietas apdzīvotības, tīkla uzlabojumu iespējām, u.c.).

Jāpiemin, ka saskaņā ar [72] reālajos apstākļos tehniski-ekonomisko pētījumu rezultāti kaut arī ir svarīgi, ne vienmēr kļūst par noteicošo faktoru. Tehnoloģijas izvēle var tikt noteikta ar politiskajiem lēmumiem, biznesa ieguvumiem, finansējuma avotiem u.c. Piemēram, ja tīkla izbūvi finansē valdība, var tikt izvēlēta arhitektūra, kas nodrošina vienkāršu infrastruktūras pieejamību dažādiem operatoriem un pakalpojumu sniedzējiem [72]. Savukārt, ja lēmumu par arhitektūras izvēli pieņem operators viņa interesēs, otrādi, ir risinājums, kas apgrūtina infrastruktūras pieejamību citiem operatoriem. Tajā par laiku, risinājuma izvēli var noteikt arī izdevīgi līgumi ar aprīkojuma ražotājiem, kā arī tādu fondu pieejamība, kas paredzēti noteiktās arhitektūras attīstībai [72].

No iepriekšminētā var tikt secināts, ka izvēle starp AON un PON nevar tikt pamatota tikai uz to priekšrocībām un trūkumiem. Līdz ar to, lai izvēlētos promocijas darbā izmantojamo tīkla arhitektūru, tika veikta AON un PON pielietojuma analīze jau izbūvētajos tīklos. Pirmā analīzes posmā, pamatojoties uz datiem par FTTH/B ieviešanu (1.4. att.) [33], tika atlasītas valstis, kurās piekļuve FTTH/B tīklam ir nodrošināta 15% vai vairāk mājāsaimniecību. Otrajā posmā tika izpētīts, kāda FTTH/B arhitektūra – PON vai AON – tiek pielietota attiecīgajās valstīs. Analīzes rezultāti ir apkopoti 1.1. tabulā (tabulā norādītās tikai valstis, kurām informācija par pielietoto arhitektūru ir pieejama). Kā var redzēt 1.1. tabulā, PON arhitektūra tiek pielietota 10 no 13 apskatītajām valstīm, savukārt AON – 6 no 13 valstīm.

Mājsaimniecību ar pieslēgumu FTTH/B tīklam attiecība pret kopēju mājsaimniecību skaitu*



1.4. att. Mājsaimniecību ar pieslēgumu FTTH/B tīklam attiecība pret kopēju mājsaimniecību skaitu uz 2017. gada februārī [33].

1.1. tabula

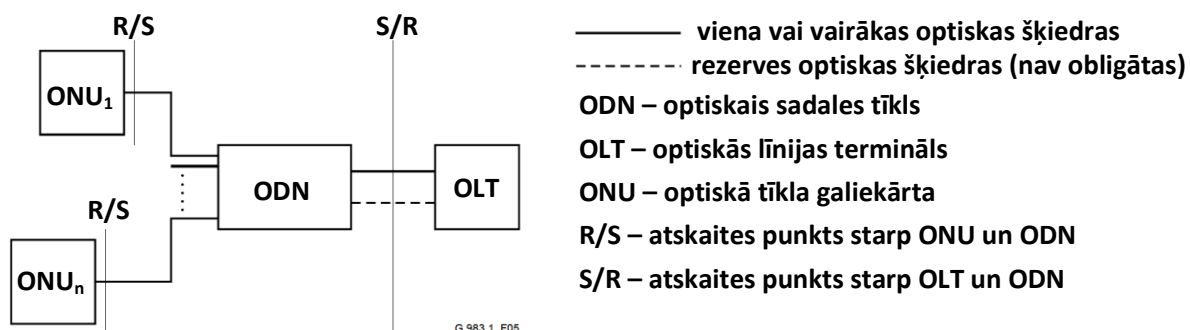
PON un AON pielietojuma analīze

Valsts	FTTH/B pieslēgtu mājsaimniecību skaits	Pielietotā tīkla arhitektūra	Informācijas avots (atsauce)
Latvija	45,2%	PON	[32]
Zviedrija	40,7%	AON*	[72] [32]
Lietuva	40,3%	AON ar pāreju uz PON	[32]
Norvēģija	31 %	AON*	[32]
Bulgārija	26,5%	AON	[131]
Portugāle	25,9%	PON	[32]
Spānija	24,9%	PON	[32]
Baltkrievija	23,4%	PON	[32]
Igaunija	23,1%	PON	[146]
Dānija	18,4 %	PON/AON	[32]
Slovēnija	17,9%	AON/PON	[28]
Nīderlande	16,4%	PON/AON	[32]
Ungārija	15,1%	PON	[32]
*dati ir pieejami tikai vienam no tīkla operatoriem			

Apkopojot augstākminēto, PON ieviešana nodrošina ievērojami mazākas sākotnējās infrastruktūras izmaksas nekā AON. PON tehnoloģija ir arī plašāk izmantojamā esošajos FTTH/B tīklos un tātad ir pieprasītāka. Turklāt, PON tehnoloģija tiek pielietota FTTH ieviešanai arī Latvijā un, sekojoši, Latvijā, PON attīstība ir vairāk aktuāla nekā AON attīstība. Līdz ar to promocijas darbā izstrādātie NGA FTTH tīklu risinājumi paredz PON tehnoloģijas pielietojumu. Ir būtiski atzīmēt, ka pašlaik Latvijā tiek realizēts VAS Latvijas Valsts radio un televīzijas centra (LVRTC) ERAF projekts “Elektroniskās sakaru infrastruktūras pieejamības uzlabošana lauku teritorijās”, kura ietvaros VAS LVRTC uzbūvē optisko sakaru tīklu vietās, kur dažādu apstākļu dēļ elektronisko sakaru pakalpojumu sniedzēji neplānoja veidot savu optiskā tīkla infrastruktūru. Izveidotā infrastruktūra būs pieejama visiem elektronisko sakaru komersantiem uz vienādiem nosacījumiem, nodrošinot iespēju izbūvēt savu optisko pievadu jebkurā tīkla piekļuves punktā vismaz 5 (pieciem) elektronisko sakaru komersantiem [152]. Kas nozīmē, ka pieaugs elektronisko sakaru komersantu pieprasījums pēc jaunajam optisko piekļuves sakaru tīklu realizācijas tehnoloģijām, kas padara promocijas darba tēmu īpaši aktuālu Latvijā.

1.1. Pasīvo optisko tīklu (PON) tehnoloģiju analīze

Saskaņā ar PON struktūras shēmu (1.5. att.) [46], signālu pārraide PON tiek nodrošināta optiskajā sadales tīklā (*angl. optical distribution network – ODN*). PON kontekstā, ODN ir PtMP optiskās šķiedras infrastruktūra, kas ir papildināta ar jaudas vai viļņa garuma sadalītājiem, optiskajiem filtriem vai citām pasīvām optiskajām iekārtām.



1.5. att. PON struktūras shēma atbilstoši ITU-T G.983 rekomendācijai [46].

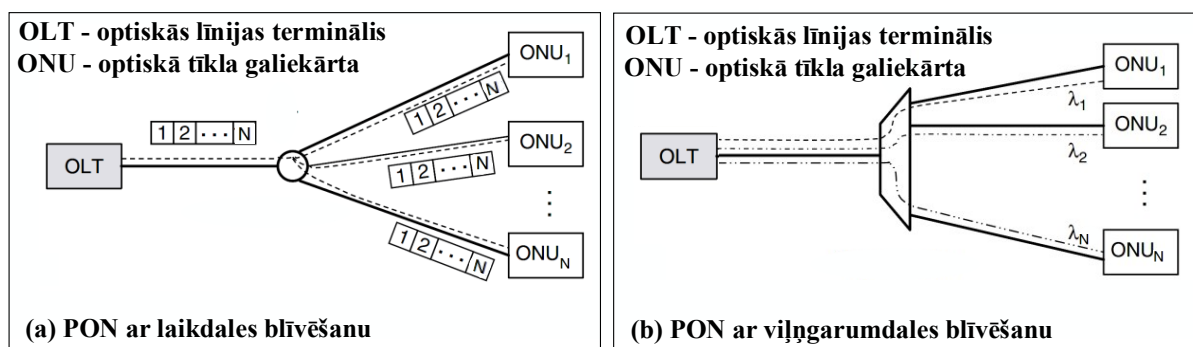
Datu pārraide lejupplūsmas virzienā tiek nodrošināta no optiskās līnijas termināļa (OLT) (*angl. optical line terminal*) līdz optiskā tīkla galiekārtai (ONU) (*angl. optical network unit*), savukārt augšupplūsmas virzienā signāls tiek pārraidīts no ONU uz OLT. OLT ir tīkla elements, kas terminē vismaz vienu ODN pakalpojuma sniedzēja pusē un nodrošina piekļuvi telekomunikāciju pakalpojumiem. Savukārt, ONU ir tīkla elements, kas ir savienots ar ODN lietotāja pusē un veic lietotāja interfeisa funkcijas. ONU speciālais gadījums ir ONT (*angl. optical network terminal*). ONT ir ONU, kas paredzēts vienam lietotājam. Lai raksturotu PON parametrus (piemēram, vidējo ieejas jaudu (*angl. mean launch power*)) ITU-T (*angl. International Telecommunication Union – Telecommunication Standardization Sector*) standartos tiek definēti atskaites punkti (*angl. reference points*). Punkts S ir optiskā

savienojuma punkts uzreiz pēc OLT (lejupplūsmā) vai ONU (augšupplūsmā). Savukārt R punkts ir optiskā savienojuma punkts uzreiz pirms ONU (lejupplūsmā) vai OLT (augšupplūsmā). Līdz ar to, 1.5. attēlā redzami atskaites punkti S/R un R/S raksturo, attiecīgi, OLT un ONU izvietotus raiduztvērējus [46, 47, 49].

Pēc ODN optiskā signāla sadalītāju veida PON iedala divos veidos:

- TDM-PON (*angl. time division multiplexing PON*) – PON arhitektūra, kur ODN tiek pielietoti optiskā signāla jaudas sadalītāji, bet daudzkanālu pārraide tiek nodrošināta ar laika daļes blīvēšanu (TDM) (1.6.a.att.) [71].
- WDM-PON (*angl. wavelength division multiplexing PON*) – PON arhitektūra, kur ODN tiek pielietoti optiskie filtri vai viļņa garuma sadalītāji un daudzkanālu pārraide tiek nodrošināta ar viļņgarumdaļes blīvēšanu (WDM) (1.6.b.att.) [71].

Šobrīd TDM-PON tiek pielietota vairākumā komerciālo PON realizāciju (piemēram, BPON (*angl. broadband PON*), GPON (*angl. gigabit PON*) un EPON (*angl. Ethernet PON*) [71, 72, 140, 141]. Latvijā galvenokārt tiek pielietota GPON realizācija. Savukārt WDM-PON, kā arī šo abu arhitektūra kombinācija – TWDM-PON (*angl. time-wavelength-division multiplexing PON*) tiek uzskatītas par perspektīvajiem risinājumiem NGA tīkliem [30, 80].



1.6. att. PON arhitektūra lejupplūsmas virzienā ar (a) TDM un (b) WDM kanālu sadalīšanu [71].

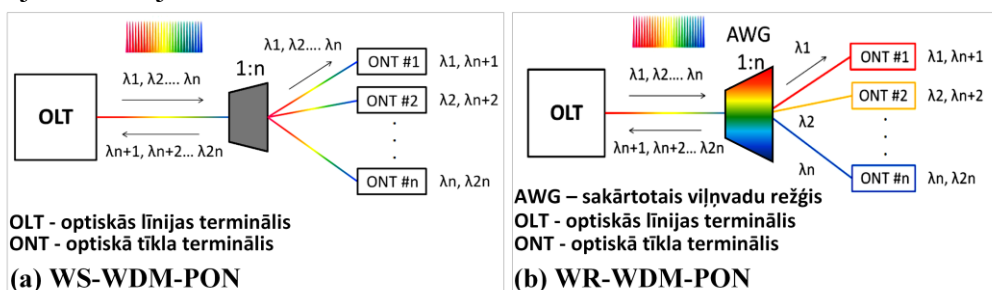
TDM gadījumā dažādiem ONU paredzēti signāli OLT iekārtā tiek multipleksēti laikā un pārraidīti kā viens optiskais signāls (uz vienas nesējfrekvences). Pēc optiskās signālu pārraides jaudas sadalītājs sadala šo signālu uz N vienādiem signāliem jeb signāla kopijām. Sadalīto signālu skaits ir vienāds ar ONU skaitu. Tie tiek pārraidīti uz ONU, kur katrs ONU atpazīst savus datus, izmantojot signālā iekļauto galvenes informāciju. Savukārt, WDM gadījumā, signāli, kas paredzēti dažādiem ONU, tiek pārraidīti dažādos viļņu garumos jeb, izmantojot dažādas nesējfrekvences. Pēc signālu pārraides ar WDM sadalītāja palīdzību tiek izdalīts katram ONU paredzētais atbilstošā viļņa garuma signāls [71].

WDM-PON detalizētāk iedalās vēl divos apakšveidos atkarībā no WDM realizācijas [30]:

- Viļņa garuma selektīvais (*angl. wavelength-selected – WS*) WDM-PON – ir WDM-PON, kuram ODN tiek izmantots pasīvais jaudas sadalītājs, bet atbilstošais viļņa garums tiek izdalīts ONU ar atbilstošā filtra palīdzību (1.7.a. att.). Attiecīgi, atbilstošais ONU pats noskaņojas uz nepieciešamo lejupplūsmas (uztverošo) viļņa garumu.
- Viļņa garuma maršrutēts (*angl. wavelength-routed – WR*) WDM-PON, kuram ODN ir balstīts uz viļņa garuma sadalītājiem (parasti – sakārtotiem viļņvadu režģiem (*angl.*

arrayed waveguide gratings – AWG) (1.7.b. att.). Šajā gadījumā, katram ONU fiziski tiek piešķirts noteikts lejuplūsmas pārraides viļņa garums.

Ir jāpiemin, ka WS-WDM-PON pieeja, atšķirībā no WR-WDM-PON, var nodrošināt jaunās sistēmas līdzaspastāvēšanu ar esošajām TDM-PON sistēmām, kā arī vienmērīgu standartu pāreju (*angl. migration*) bez ieviešanas eksistējošā ODN [7, 30]. Tomēr, atšķirībā no WR-WDM-PON, WS-WDM-PON prasa pārskatāmo uztvērēju izmantošanu. WS-WDM-PON gadījumā ir nepieciešama arī drošības līmeņa ieviešana, jo līdzīgi TDM pieejai, katrs ONU saņem visiem ONU paredzēto signālu. WR-WDM-PON pieeja nodrošina arī labāku jaudas budžetu (AWG fiksētā ienestā signāla vājinājuma dēļ, kas atšķirībā no jaudas sadalītāja ienestā vājinājuma, nav atkarīgs no portu skaita). Saskaņā ar [80], tā ir ļoti būtiskā priekšrocība, jo datu pārraides ātrumiem un lietotāju skaitam nemitīgi palielinoties, tiek izsmeltas tehniskās iespējas tīkla caurlaides spējas palielināšanai, saglabājot ODN ar lieliem signāla zudumiem. Šajā kontekstā WR-WDM-PON ar mazo-zudumu ODN ir viens iespējamajiem risinājumiem.



1.7. att. (a) WS-WDM-PON un (b) WR-WDM-PON tīkla struktūras shēmas [7].

Savukārt, TWDM-PON gadījumā datu pārraidei tiek pielietoti vairāki viļņa garumi, tomēr atšķirībā no WDM, katrs viļņa garums ir paredzēts vairākiem ONU nevis vienam. Signāls starp ONU, kuram ir atvēlēts viens viļņa garums, tiek sadalīts pielietojot TDM principu. Tapāt kā WDM-PON gadījumā, TWDM-PON var tikt realizēts pielietojot WS-WDM vai WR-WDM izpildījumu [17, 48].

Laika gaitā PON tehnoloģija strauji attīstījās. Pirmā PON sistēma, pazīstama kā pi-PON (ITU-T G.982), tika standartizēta 1990. gadu sākumā. Tad sekoja A-PON (*angl. ATM-PON*) (ITU-T G.983), kas kļuva par pamatu BPON (ITU-T G.983) standartam. Savukārt 2001. gadā definētais BPON bija pirmais pilnīgais PON standarts. Saskaņā ar to, PON bija jānodrošina 1244,16 Mbit/s lejuplūsmas ātrumu. Kā BPON turpinājums sekoja G-PON (ITU-T G.984) (*angl. gigabit PON*), kas atbalsta septiņas datu pārraides ātrumu kombinācijas, no kurām izplatītāka ir 2,488 Gbit/s lejuplūsmā un 1,244 Gbit/s augšupplūsmā. Kā alternatīva GPON, paralēli attīstījās arī EPON (IEEE 802.3 rekomendācija), kas paredz 1,25 Gbit/s datu pārraides ātrumu gan augšupplūsmā, gan lejuplūsmā [76]. Nākamais solis bija nodrošināt lejuplūsmas datu pārraidi ar 10 Gbit/s ātrumu, un tas tika īstenots, ieviešot 10G-EPON (IEEE 802.3 av) 2009. gadā un 10G-PON (XG-PON) (ITU-T G.987) 2010. gadā. 2016. gadā XG-PON tika papildināts līdz XGS-PON (*angl. symmetric XG-PON*), kas paredzēja datu pārraidi ar 10 Gbit/s ātrumu gan lejuplūsmā, gan augšupplūsmā [45, 55, 56, 76, 125].

Pēc GPON rekomendācijas izstrādes turpmākā PON attīstība tika apzīmēta ar terminu nākamās paaudzes PON (*angl. next generation PON*, NG-PON). FSAN (*angl. Full Service Access Network*) un ITU-T organizācijas kā NG-PON pirmo fāzi, nedefinēja NG-PON1, kas paredzēja zemākas izmaksas, lielāku caurlaides spēju un plašāku pārklājumu salīdzinot ar GPON, tajā pat laikā nodrošinot pilnu līdzāspastāvēšanu (savietojamību) ar esošo GPON ODN infrastruktūru. XG-PON, kā arī tā paveids XGS-PON, jau ir izvēlēts par piemērotāko NG-PON1 risinājumu. Savukārt, otrā fāze – NG-PON2 ir ilgtermiņa risinājums PON attīstībā, kas pieļauj jauna ODN ieviešanu. NG-PON2 tika aprakstīts 2013. - 2015. gadā ITU-T G.989 standartu sērijā un par galveno risinājumu tā realizācijai tika definēts TWDM-PON ar 10 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā un optiskā signāla sadalīšanās attiecību (*angl. split ratio*) vienādu ar 1:256, attiecīgi, vienlaicīgi nodrošinot datu pārraidi līdz 256 klientiem. Savukārt, WDM-PON tiek uzskatīts par progresīvu papildus iespējamo risinājumu [39, 48, 76, 80].

PON rekomendāciju apkopojums ir redzams 1.2. tabulā [41, 45-48, 76, 100]. Jāatzīmē, ka pašlaik izstrādes procesā ir arī jaunas ITU-T rekomendācijas (G.hsp.req, G.hsp.comTC, G.hsp.50Gpmd, G.hsp.TWDMpmd) lielākiem datu pārraides ātrumiem (virs 10 Gbit/s) [143].

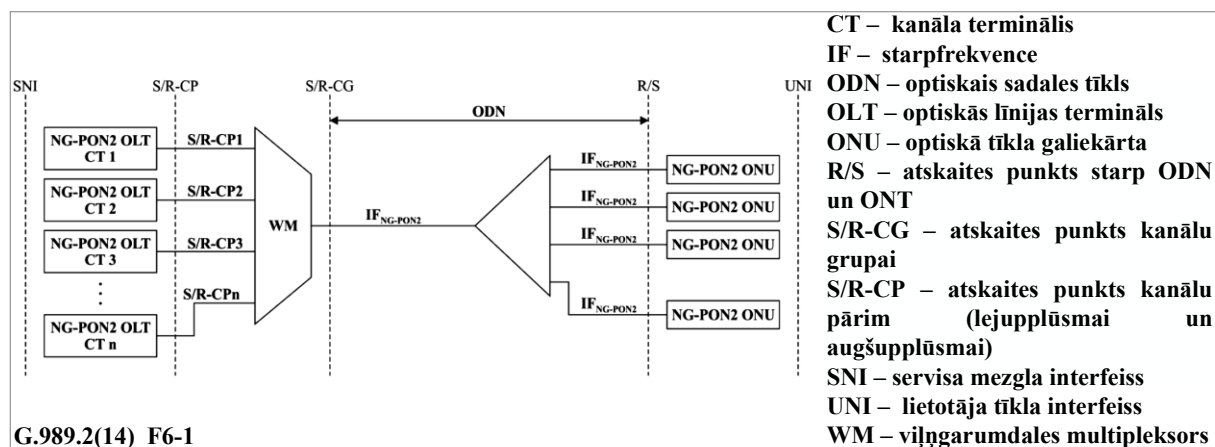
1.2. tabula

PON standartu apkopojums

Gads	Tehnoloģija	Lejupplūsmas ātrums	Augšupplūsmas ātrums	Sadalīšanas attiecība	Maks. pārraides attālums
2001 - 2005	BPON	1244,16 Mbit/s	622,08 Mbit/s	1:64	20 km
2002 - 2004	EPON	1,25 Gbit/s	1,25 Gbit/s	1:16	20 km
2003 - 2008	GPON	2,488 Gbit/s	1,244 Gbit/s	1:64 – 1:128	20 km
2009	10G-EPON	10 Gbit/s	10 Gbit/s /1Gbit/s	1:16 – 1:32	10 – 20 km
2010 - 2012 (2016)	XG-PON (XGS-PON)	10 Gbit/s	2,5 Gbit/s (10 Gbit/s)	1:64 – 1:128	20 – 60 km
2013 - 2015	NG-PON2	2,5-10 Gbit/s	2,5 – 10 Gbit/s	1:256	20 – 60 km

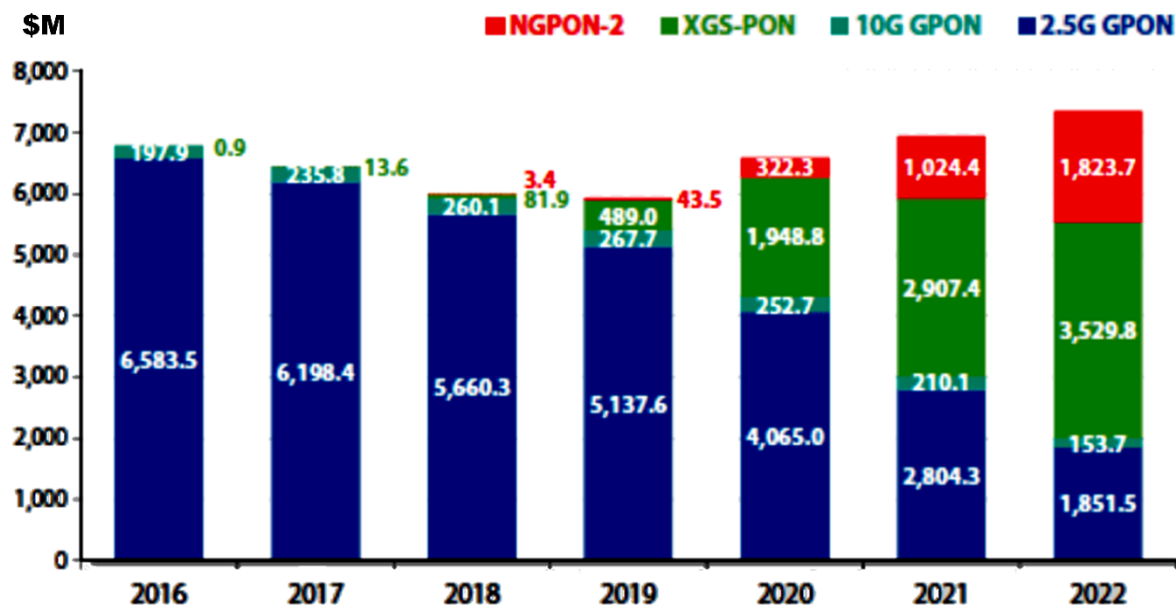
NG-PON2 loģiskā arhitektūra ir redzama 1.8. attēlā [49]. Tā paredz gan TWDM-PON, gan WDM-PON pielietojumu. Saskaņā ar ITU-T G.989.2 rekomendāciju, tiek uzskatīts, ka TWDM-PON nodrošina PtMP savienojamību, savukārt WDM-PON ir paredzēta virtuālās PtP savienojamības nodrošināšanai (katram lietotājam ir atvēlēts savs viļņa garums). NG-PON2 arhitektūras gadījumā OLT tiek atsevišķi izdalīta katra kanāla terminēšana CT (*angl. channel termination*). Katrs ONU ir aprīkots ar pārskatāmo uztvērēju un raidītāju [49]. Šīs arhitektūras pamatā ir WS-WDM-PON tehnoloģija, kas paredz uz jaudas sadalītājiem balstīto ODN pielietojumu, nodrošinot savietojamību ar esošajām TDM sistēmām, kur arī tiek pielietots jaudas sadalītājs. Tomēr ir paredzēts, ka NG-PON2 sistēmas atbalsta arī jaunās ODN ieviešanu,

kuras pamatā ir viļņa garuma filtri (WR-WDM-PON) vai arī viļņa garuma un jaudas sadalītāju kombinācija. ITU-T G.989 rekomendācija paredz vismaz četrus TWDM kanālus, ar iespēju palielināt to skaitu līdz astoņiem. Minimālais paredzētais PtP WDM kanālu skaits arī ir četri, savukārt, maksimālais kanālu skaits nav norādīts [47-49].



1.8.att. NG-PON2 loģiskā arhitektūra [49].

Kā var redzēt 1.9. attēlā [140], līdz 2021. gadam dominēs pieprasījums pēc GPON aprīkojuma. Tālāk tiek prognozēts, ka lielākais īpatsvars būs XGS-PON aprīkojumam. Redzams, arī, ka NG-PON2 aprīkojuma īpatsvars būtiski pieaugs.



1.9. att. Prognozētie ieņēmumi (milj., USD) dažādām PON pārraides sistēmām, pamatojoties uz tirgus analīzes datiem 2016 - 2022.gadam [140].

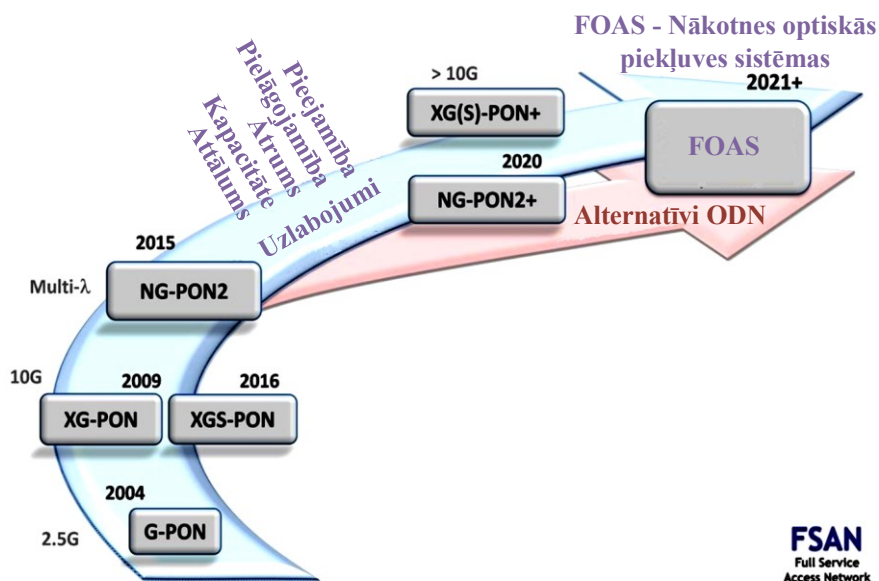
Tajā pat laikā, GPON dominēšana tuvākajā laikā, neizslēdz pieprasījumu pēc NG-PON tehnoloģijām, kas ir perspektīvs risinājums biznesa klientiem [80]. Atšķirībā no mājsaimniecībām, biznesa klientiem ir augstākas prasības attiecībā uz sakaru pakalpojumiem, tajā skaitā paaugstinātā drošība, vienāds datu pārraides ātrums lejupplūsmā un augšupplūsmā, stingrs servisa līmeņa līgums (SLA) (*angl. service level agreements*). Šobrīd biznesa klientu

pieslēgumi parasti tiek nodrošināti izmantojot atvēlēto šķiedru vai šķiedru pāri katram lietotājam un atsevišķu viļņa garumu katram pārraides virzienam (augšupplūsmā un lejupplūsmā). Šādam risinājumam ir vairākas priekšrocības, tai skaitā vienkāršība, līnijas budžets, drošība. Tomēr šāda pieeja ir neizdevīga tīklu operatoriem, kam nav pietiekamu šķiedru vai cauruļvadu (jaunu optisko šķiedru kabeļu instalācijai) resursu. Attiecīgi, jaunā servisa nodrošināšana var būt laikietilpīga, kā arī prasa papildus izmaksas un ierobežo tīkla caurlaides spējas palielinājuma iespējas (var īstenot tikai pievienojot papildus optisko šķiedru). Tas nozīmē, ka jaunā tehnoloģija, kas būtu efektīvāka no optiskās šķiedras kā resursa izmantošanas puses, jau šobrīd ir aktuāla gan lietotājiem, gan operatoriem [80]. Ļoti svarīgs aspekts ir tas, ka NGA tīkliem jābūt multifunkcionāliem un jānodrošina ne tikai mājāsaimniecību un biznesa klientu pieslēgumu, bet arī citi pakalpojumi (piemēram, savienojumi ar pamattīklu, savienojumi starp tīkla elementiem, mašīna ar mašīnu (*angl. machine to machine*) sakari) [79]. Līdz ar to NG-PON2 kļūst aktuāls kā risinājums, kas jau šobrīd var nodrošināt konvergenci starp iedzīvotājiem, biznesa lietotājiem un augstāk minētiem servisiem. Piemēram, TWDM kopā ar PtP WDM un savietojamību ar GPON, XG(S)-PON var nodrošināt piekļuves tīklu konvergenci, vienlaicīgi apkalpojot dzīvojamo, uzņēmumu un mobilo klientu kopumu. Vēl viena nozīmīga NG-PON2 priekšrocība ir pielāgojamība. Tīkla operators var palielināt PON caurlaides spēju, palielinot viļņa garumu kanālu skaitu. Tādejādi tīkla operators var palielināt caurlaides spēju pakāpeniski (*angl. pay-as-you-grow*) un apkalpot dažādus lietotājus saskaņā ar viņu prasībām un budžetu [80]. No iepriekšminētā var tikt secināts, ka uzņēmumu un alternatīvu pielietojumu prasības nosaka pieprasījumu pēc WDM balstītām tehnoloģijām.

Lai definētu WDM-PON tehnoloģijas, kas tiks pielietotas NGA risinājumu izstrādei, tika izanalizētas to pielietojuma iespējas NG-PON2 tīklos. Saskaņā ar projektā “*European FP7 OASE Integrated Project*” iegūtajiem rezultātiem, TWDM-PON risinājums ir rentablākais vairākumā gadījumu. Piemēram, TWDM-PON ir zemākas izmaksas tīkla aizvietošanas scenārija gadījumā sākot ar GPON bez galveno tīkla mezglu konsolidācijas. Savukārt, scenārijā ar mezglu konsolidāciju sākot ar GPON par efektīvāko tika definēta pāreja uz XG-PON ar turpmāko pāreju uz TWDM-PON. Lauku teritorijām izmaksu ziņā efektīvāka ir tiešā pāreja no GPON uz TWDM-PON. Jaunās tīkla izbūves scenārija gadījumā TWDM-PON ir izmaksu ziņā izdevīgākais (*angl. cost-efficient*) risinājums, ja ir nepieciešams nodrošināt lielākus datu pārraides ātrumus (virs 300 Mbit/s).

Tajā pašā laikā, tieši WR-WDM-PON pielietojums nodrošina ieguvumu jaudas budžeta ziņā (pielietojot tieši AWG jaudas sadalītāju vietā) un drošību (katrs lietotājs uztver tikai savu viļņa garumu) [80]. Kā jau tika minēts, tuvākajā laikā NG-PON2, un tāpat arī WDM-PON, būs, galvenokārt, paredzēts biznesa klientu piekļuves, kā arī sakaru starp tīkliem vai tīkla elementiem nodrošināšanai, kam jaudas budžeta un drošības uzlabojums ir izšķirošais faktors. Tas padara WR-WDM-PON tehnoloģiju par aktuālo biznesa risinājumu tīkla operatoriem pat ievērojot būtiskus ieguldījumus, ko prasa jaunā ODN ieviešana. Piemēram, PtP WDM-PON jau ir standartizēts kā NG-PON2 risinājums, kas paredzēts piekļuves nodrošināšanai starp mobilo tīklu bāzes stacijām, nodrošinot katram PON galapunktam atvēlēto viļņa garumu un datu pārraides ātrumus no 1 līdz 10 Gbit/s [80]. Pieprasījums pēc jaunā ODN ieviešanas ir redzams arī FSAN izveidotajā tehnoloģiju ceļvedī (1.10. att.) [141]. Kā var redzēt 1.10. attēlā,

sakot ar NG-PON2 alternatīva ODN izmantošana kļūst par atsevišķo nākotnes optiskās piekļuves sistēmu (*angl. future optical access systems, FOAS*) attīstības virzienu.



1.10. att. FSAN tehnoloģiju ceļvedis [141].

Pamatojoties uz apakšnodaļā veikto PON tehnoloģiju (TDM-PON, WS-WDM-PON, WR-WDM-PON, TWDM-PON) analīzi, tika secināts, ka TWDM-PON ir izdevīgākais risinājums NG-PON2 realizācijai tuvākajā laikā, savukārt, WDM-PON tehnoloģija, kas nodrošina tīkla drošību un konverģenci, ir progresīvs nākotnes (NGA) tīklu risinājums. Savukārt, WR-WDM-PON, ievērojot tā lielāku drošību un jaudas budžetu, ir piemērotākā tehnoloģija nākotnes optiskās piekļuves sistēmas realizācijai (FOAS). Tas, galvenokārt, arī tiek pētīts promocijas darbā. Tomēr jāatzīmē, ka iegūtos rezultātus ir iespējams attiecināt arī uz TWDM-PON un WS-WDM-PON.

1.2. Datu modulācijas formāti un to ietekme uz šķiedru optisko sakaru sistēmu veiktspēju

Pašlaik pēdējais NG-PON2 (ITU-T G.989) standarts paredz datu pārraidi ar līdz 10 Gbit/s lejuuplūsmas virzienā. Tomēr tiek plaši pētītās arī tīkla caurlaides spējas palielināšanas iespējas. Svarīgs aspekts ir tas, ka jaunajam PON sakaru sistēmām jādarbojas saskaņā ar ITU-T G.989.2 rekomendācijā definēto viļņa garumu plānu līdzāspastāvēšanas nodrošināšanai un rezultātā tām atvēlētais spektrs ir būtiski ierobežots (1525 – 1545 nm TWDM augšuplūsmai, 1595 – 1605 nm TWDM lejuuplūsmai un 1605 – 1625 nm PtP WDM-PON abos pārraides virzienos). Tas nozīmē, ka vēlams ir risinājums tīkla caurlaides spējas palielināšanai ir kanāla datu pārraides ātruma, nevis kanālu skaita palielināšana. Šobrīd piekļuves sakaru sistēmās intensīvi tiek pētīta kanāla datu pārraides ātruma palielināšana no 10 Gbit/s līdz 25 Gbit/s vai 40 Gbit/s [49, 80, 117, 122]. Līdz ar to, promocijās darbā tiek novērtētas PON sakaru sistēmu realizācijas iespējas ar 10 Gbit/s, 25 Gbit/s un 40 Gbit/s datu pārraides ātrumiem kanālā. Starppanālu intervāla samazināšana no 100 līdz 50 GHz arī tiek izskatīta kā iespējama risinājums tīkla caurlaides spējas palielināšanai PtP WDM-PON pārraides sistēmās [80].

Datu pārraides ātruma palielināšana kā arī starpkanālu intervāla samazināšana var prasīt tradicionāli optiskajos piekļuves tīklos pielietojamās intensitātes modulācijas ar kodēšanu bez atgriešanas pie nulles (NRZ) (*angl. non-return-to-zero*) aizvietošanu. Atkarībā no modulācijas veida un datu kodēšanas veida izšķir dažādus datu modulācijas formātus (*angl. data modulation formats, DMF*). DMF izvēle būtiski ietekmē šķiedru optiskās pārraides sistēmas veiktspēju (piemēram, maksimālo pārraides attālumu, bitu kļūdu attiecību (*angl. bit error rate, BER*), caurlaides spēju, uztvērēja jutību). Tas ir tādēļ, ka dažādiem modulācijas formātu veidiem ir dažāds noturīgums pret hromatisko dispersiju (*angl. chromatic dispersion, CD*), polarizācijas modu dispersiju (*angl. polarization mode dispersion, PMD*) un nelineārajiem optiskajiem efektiem (NOE) (*angl. nonlinear optical effects*). Turklāt, pielietojot piemēroto modulācijas formātu, pārraides sistēmā var tikt pielietoti raidītāji un uztvērēji ar mazāku frekvenču joslas platumu, nekā parasti pielietojami attiecīgajam pārraides ātrumam [12, 99, 117, 120, 122]. Jāuzsver, ka raidītāja un uztvērēja caurlaides joslas platums būtiski ietekmē pārraides sistēmas izmaksas [120]. Ir vairāki pētījumi (piemēram, [75, 112, 117, 118]), kas demonstrē, ka pielietojot alternatīvus modulācijas formātus (piemēram, četru līmeņu impulsa amplitūdas modulāciju (*angl. four-level pulse-amplitude-modulation, PAM-4*), DB (*angl. Duobinary*)) var nodrošināt pārraidi ar lielākiem pārraides ātrumiem kanālā (piemēram, 25 Gbit/s, 40 Gbit/s) pielietojot raidītāju un uztvērēju, kas ir paredzēti pārraidei ar datu pārraides ātrumu līdz 10 Gbit/s kanālā (ar līdz 10 GHz frekvenču caurlaides joslas platumu).

Augstākminēto iemeslu dēļ promocijas darba nozīmīga daļa ir atvēlēta tieši optisko modulācijas formātu izpētei. Šķiedru optiskajā sakaru sistēmā pārraidāmā signāla modulācija tiek veikta mainot vienu no trim optiskā signāla fizikālajiem raksturojumiem (intensitāte, fāze (ieskaitot frekvenci), polarizācija) atkarībā no informatīvā signāla. Respektīvi, var izdalīt trīs galvenos modulācijas veidus – intensitātes izmaiņai atbilstošo OOK (*angl. on-off keying*) modulāciju, fāzes izmaiņai atbilstošo PSK (*angl. phase shift keying*) modulāciju un polarizācijas izmaiņai atbilstošo PolSK modulāciju (*angl. polarization shift keying*). PolSK pielietojuma izpētei šķiedru optiskajās pārraides sistēmās tiek veltīts salīdzinoši maz uzmanības tās sarežģītības dēļ, savukārt OOK un PSK modulācijas tiek plaši pielietotas.

Modulācijas formāta izvēle šķiedru optiskajās pārraides sistēmās ir atkarīga no to pārraides sistēmu arhitektūras, kā arī no datu pārraides ātruma kanālā [12, 124]. Līdz ar to, apakšnodaļas turpinājumā tiek veikta DMF pielietojuma iespēju analīze 10 Gbit/s, 25 Gbit/s un 40 Gbit/s pārraides ātrumu kanālā realizācijai un rezultātā tiek definēti modulācijas formāti, kuru veiktspēja tiek novērtētā promocijās darbā.

WDM-PON pārraides sistēmās ar datu pārraides ātrumiem līdz 10 Gbit/s kanālā, izplātītākais modulācijas formāts ir tradicionālais NRZ-OOK. NRZ-OOK gadījumā “1” bitam atbilst noteiktā pārraidāmā datu signāla amplitūda, bet “0” bitam nesējsignāla amplitūda samazinās līdz nulles līmenim. NRZ-OOK signālam ir salīdzinoši šaurs joslas platums (1.11.a. att.). Kas, savukārt, nodrošina labāku noturību pret dispersiju un augstāku spektrālo efektivitāti, salīdzinot ar modulācijas formātiem ar lielāku aizņemtās frekvenču joslas platumu. NRZ-OOK modulācijas formāts ir arī salīdzinoši viegli tehniski realizējams. Tomēr, tas ir nenoturīgs pret starpsimbolu interferenci (*angl., inter-symbol interference, ISI*), kā arī nelineāro optisko efektu (*angl., nonlinear optical effects, NOE*) ietekmi [12, 73, 124].

Zinātniskajos rakstos, piemēram [2-4, 73, 124], tiek piedāvāti arī PON risinājumi, kur pārraide ar 10 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā tiek nodrošināta pielietojot citus OOK modulācijas formātus (RZ-OOK (*angl. return-to-zero OOK*), CRZ-OOK (*angl. chirped return to zero*), CSRZ-OOK (*angl. carrier-supressed RZ OOK*), kā arī DB).

RZ-OOK modulācijas formātam “1” bitam atbilst noteiktā pārraidāmā datu signāla amplitūda, bet, atšķirībā no NRZ-OOK, pēc noteiktās bitu perioda daļas (33%, vai 50%) amplitūda samazinās līdz nulles līmenim. Šo bita perioda daļu sauc par RZ ciklu (*angl. RZ duty cycle*). “0” bita gadījumā signāla amplitūda, tapāt kā NRZ-OOK gadījumā, ir nulles līmenī visu bita periodu. RZ-OOK raidītājs var tikt realizēts vai nu elektroniski ģenerējot RZ impulsus, vai nu pielietojot papildus sinusoidāli vadīto optisko modulatoru – impulsu izgriezēju (*angl. pulse carver*). Tas, kādā veidā tiek vadīts impulsa izgriezējs, nosaka RZ ciklu. RZ modulētiem signāliem ir relatīvi plašs optiskais spektrs (1.11.b. att.), tāpēc, to noturība pret dispersiju un spektrālā efektivitāte salīdzinājumā ar NRZ ir mazāka. No otras puses, RZ formātam ir paaugstināta noturība pret NOE un PMD [12, 73, 124].

CSRZ-OOK gadījumā, tāpat kā iepriekšējiem modulācijas formātiem, “1” un “0” biti tiek apzīmēti izmantojot signāla amplitūdu, bet papildus tiek mainīta arī signāla fāze. Fāze tiek mainīta par π katram nākamajam bitam, neatkarīgi no bitu vērtībām. Šādas fāzes izmaiņas rezultātā CSRZ-OOK signālam nav līdzstrāvas (DC) komponentes un, sekojoši, spektrā nav nesējsignāla komponentes un tā joslas platums ir mazāks salīdzinājumā ar parasto RZ-OOK modulācijas formātu (1.11.c. att.). Praktiski CSRZ-OOK tiek realizēts kā RZ ar 67% ciklu. CSRZ-OOK modulācijas formāts ir paredzēts, lai samazinātu NOE ietekmi un tajā pašā laikā uzlabotu spektrālo efektivitāti salīdzinājumā ar RZ-OOK [3, 73, 124].

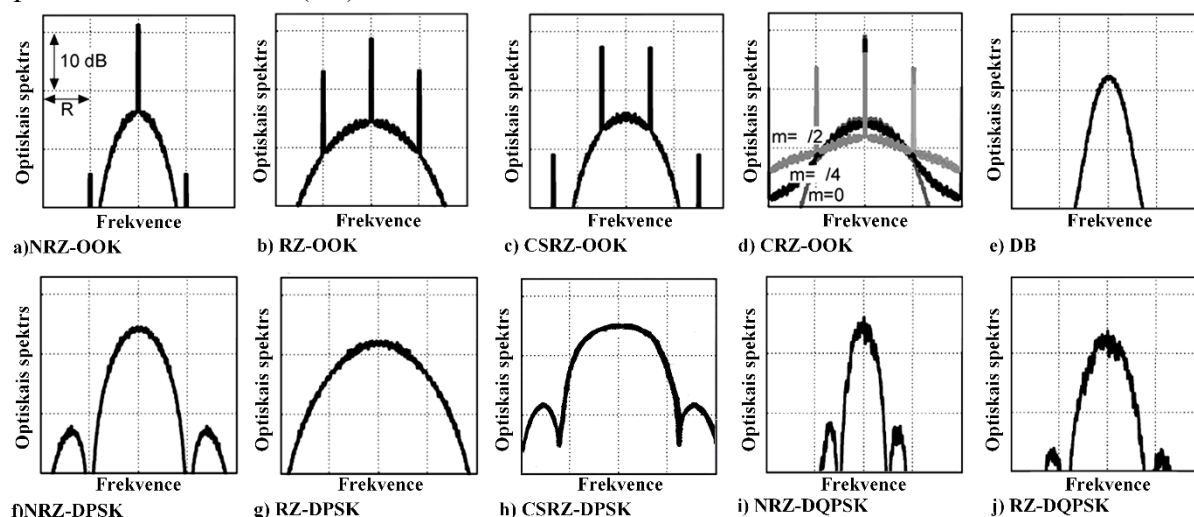
CRZ-OOK gadījumā RZ-OOK modulācijas formātam tiek pievienota kontrolēta analogās fāzes modulācijas daļa. Rezultātā signāla joslas platums kļūst platāks (1.11.d. att., m – fāzes modulācijas indekss). Lai gan tas samazina formāta piemērotību pielietojumam augstas spektrālās efektivitātes WDM sistēmās, tas palielina signāla noturību pret NOE un vairākceļu traucējumiem (*angl. multipath interference, MPI*). CRZ-OOK pārsvarā izmanto ļoti lielu attālumu šķiedru optiskajos sakaros, piemēram zemūdens pārraides sistēmās. CRZ-OOK signāli parasti tiek ģenerēti, sinusoidāli modulējot RZ-OOK signāla fāzi datu pārraides ātrumā, izmantojot atsevišķu fāzes modulatoru. Tas noved pie samērā sarežģītas trīs modulatoru raidītāja arhitektūras, kam nepieciešama trīs vadības signālu rūpīga sinhronizācija [12, 73, 124].

DB modulācijas formātam, līdzīgi kā CSRZ-OOK, bitu apzīmēšanai tiek izmantota signāla amplitūda un papildus mainās arī nesējsignāla fāze. Tomēr, atšķirībā no CSRZ-OOK, DB modulācijas formātam fāzes nobīde par π notiek tikai “1” bitiem, starp kuriem ir nepāra “0” bitu skaits. Respektīvi, tā ir atkarīga no informācijas bitiem. DB modulācijas formāta galvenais ieguvums ir mazāks caurlaides joslas platums nekā NRZ, RZ un CSRZ OOK modulācijas formātiem (1.11.e. att.). Tāpēc DB ir noturīgāks pret hromatisko dispersiju, kā arī pieļauj optisko filtru ar šaurāko joslas platumu pielietojumu nekā iepriekšminētie modulācijas formāti. Toties NOE ietekme uz DB ir lielāka [3, 73, 124].

Vairākos zinātniskajos rakstos, piemēram [2-4, 36, 73, 124] tiek novērtētas arī PSK paveida - DPSK (*angl. differential PSK*) modulācijas pielietojuma iespējas PON pārraides sistēmās ar 10 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā. Atšķirībā no PSK, DPSK modulācijas gadījumā

informācija tiek pārraidīta izmantojot fāžu starpību, nevis fāzes vērtību. Kas, savukārt, pieļauj nekoherenta un, sekojoši, daudz vienkāršāka uztvērēja pielietojumu. WDM-PON pārraides sistēmās ar 10 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā ir plašāk pielietojami, tādi DPSK modulācijas formāti, kā NRZ-DPSK, RZ-DPSK un CSRZ-DPSK [2-4, 12, 36, 73, 124].

DPSK modulācijas gadījumā informācija tiek kodēta ar fāzes izmaiņu starp blakus esošajiem bitiem – “1” bitam fāze tiek mainīta par π , bet “0” bitam fāze netiek mainīta. Savukārt nesējsignāla amplitūda gan “1” gan “0” bitam nav nulle. NRZ-DPSK tapāt kā NRZ-OOK signāla amplitūda nav nulle visa bitu periodā laikā, bet atbilstošo impulsa griezēju ir iespējams iegūt RZ-DPSK (ar 33% vai 55% ciklu) un CSRZ-DPSK (RZ ar 67% ciklu). Salīdzinājumā ar OOK modulācijas formātiem, DPSK modulācijas formātiem ir nepieciešams nodrošināt par 3 dB mazāku optisko signāls-troksnis attiecību (*angl. optical signal to noise ratio, OSNR*), lai nodrošinātu vienādu BER. DPSK modulācijas formāti ir arī noturīgāki pret šaurjoslas optisko filtrēšanu un NOE. Noturība pret NOE var tikt paskaidrota ar to, ka, pirmkārt, optiskā jauda ir sadalīta vienmērīgāk nekā OOK (jauda ir katram DPSK bitam, savukārt OOK tikai “1” bitam) bet otrkārt, maksimālā optiskā jauda (*angl. peak power*), kas ir nepieciešama lai nodrošinātu vienādu vidēju optiskā signāla jaudu DPSK modulācijas formātiem ir par 3 dB mazāka nekā OOK modulācijas formātiem [36, 124]. DPSK signālu spektri ir redzami 1.11.(f-h).attēlos.



1.11. att. Optisko signālu spektri PON pārraides sistēmās ar 10 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā pielietojamajiem datu modulācijas formātiem [12, 124].

Dažos zinātniskajos rakstos, piemēram [2], PON sakaru sistēmās ar 10 Gbit/s tiek pielietoti arī DQPSK (*angl. differential quadrature phase shift keying*) modulācijas formāti (NRZ-DQPSK, RZ-DQPSK, CSRZ-DQPSK). DQPSK ir daudzlīmeņu DPSK modulācija, kas paredz informācijas kodēšanu ar četrām fāzes nobīdēm $\{0, +\pi/2, -\pi/2, \pi\}$. RZ-DQPSK modulācijas formāts tiek iegūts pielietojot impulsa izgriezēju. DQPSK modulācijas formātu spektri ir identiski analogiskajiem DPSK modulācijas formātu spektriem, bet ir divreiz šaurāki, tādēļ ka DQPSK gadījumā simbolu ātrums ir divreiz mazāks par bitu ātrumu (1.12.(i-j). att.). Līdz ar to DQPSK modulācijas formātu spektrālā efektivitāte ir divreiz lielākā par DPSK modulācijas formātu spektrālo efektivitāti. Tomēr DQPSK sistēmu realizācija ir apgrūtināta

konstantu fāzes nobīžu uzturēšanas sarežģītuma dēļ, kā arī dēļ samēra sarežģītas raidītāja un uztvērēja struktūras [12, 124].

Pamatojoties uz iepriekš veikto pētījumu [2, 3, 73] rezultātiem, nevar definēt vienu modulācijas formātu, kas demonstrētu visaugstāko veikspēju visās PON sakaru sistēmās ar 10 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā. Piemēram, zinātniskajā rakstā [3] 10 Gbit/s TDM-PON pārraides sistēmā, novērtējot NRZ-OOK, CSRZ-OOK un DB modulācijas formātu nodrošināmo uztvertā signāla BER, CSRZ-OOK un DB demonstrēja zemāku BER (mazāk par 1×10^{-16}) nekā NRZ-OOK (1×10^{-11}). Savukārt salīdzinot NRZ-DPSK ar RZ-DPSK, RZ-DPSK uzrādīja zemāku BER (attiecīgi, 4×10^{-7} un 1×10^{-12}). Tajā pat laikā, rakstā [73] autori novērtē NRZ-OOK, RZ-OOK, CRZ-OOK, CSRZ-OOK, DB, NRZ-DPSK un RZ-DPSK pielietojumu 10 Gbit/s WDM-PON sakaru sistēmā un demonstrē, ka DB modulācijas formāts nodrošina minimālo BER pie pārraides attālumiem no 1 līdz 42 km, bet pie pārraides attālumiem no 42 līdz 50 km attālumam minimālā BER tiek nodrošināta pielietojot NRZ-DPSK. Zinātniskajā rakstā [2], WDM-PON sakaru sistēmā ar 10 Gbit/s kanāla datu pārraides ātrumu un 25 GHz starpkanālu intervālu salīdzinoši zemu BER (mazāku par 1×10^{-10}) nodrošināja DB, kā arī DQPSK modulācijas formāti (NRZ-DQPSK, RZ-DQPSK un CSRZ-DQPSK). DB un RZ-DQPSK nodrošina zemākas BER vērtības (mazākās par 1×10^{-10}) arī piemērojot 12,5 GHz starpkanālu intervālu [2]. Ievērojot to, ka DQPSK modulācijas formātu tehniskā realizācija ir daudz sarežģītāka nekā DB modulācijas formāta tehniskā realizācija, bet to nodrošināta pārraides sistēmas veikspēja ir līdzīga [2, 12], promocijas darbā DQPSK modulācijas formāti netiks apskatīti.

Apkopojot augstākminēto, var secināt, ka modulācijas formāta nodrošināta pārraides sistēmas veikspēja (BER, pārraides attālums) ir atkarīga no sakaru sistēmu arhitektūras un elementu parametriem. Līdz ar to nav iespējams viennozīmīgi izvēlēties kādu noteiktu modulācijas formātu NG-PON risinājumu izstrādei, izmantojot apskatīto pētījumu rezultātus, jo ir būtiski novērtēt visu perspektīvo modulācijas formātu veikspēju pārraides sistēmās ar vienādām konfigurācijām (tīkla uzbūvi) un elektrisko, opto-elektrisko un optisko elementu parametriem. Tāpēc promocijas darba otrajā un trešajā nodaļā tiks novērtētas dažādu modulācijas formātu pielietojuma iespējas WDM-PON pārraides sistēmās.

Ievērojot modulācijas formātu veikspēju rādītājus iepriekšējos pētījumos [2, 3, 73], kā arī realizācijas vienkāršību, turpmākam novērtējumam promocijās darbā WDM-PON pārraides sistēmās **ar 10 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā** tika atlasīti sekojošie modulācijas formāti:

- **NRZ-OOK;**

Tas ir tradicionāli izmantojamais modulācijas formāts un tā demonstrētie rezultāti var tikt izmantoti kā atskaites jeb references rezultāti, lai novērtētu, vai cita modulācijas formāta izmantošana nodrošina būtiskas priekšrocības.

- **DB;**

Šis modulācijas formāts demonstrēja labākos veikspējas rezultātus vairākos zinātniskajos rakstos, piemēram [2-4, 73].

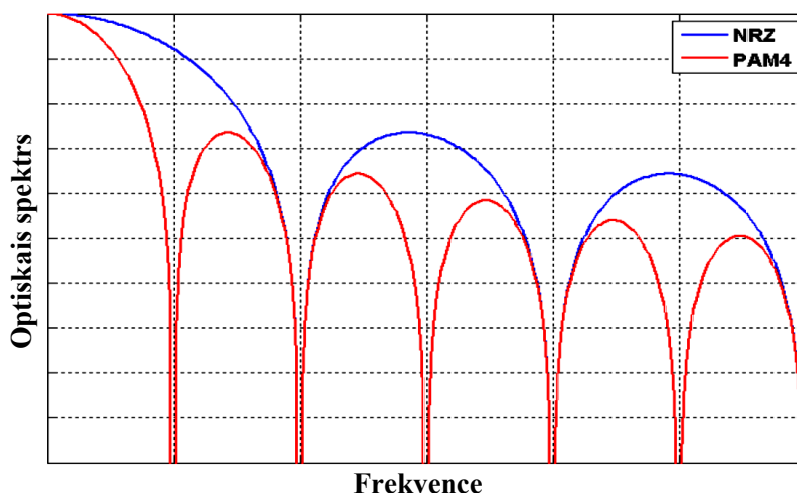
- **RZ-OOK un CSRZ-OOK;**

Kaut arī šie modulācijas formāti nedemonstrēja sasniegumus jau veiktajos pētījumos, saskaņā ar teorētiskajām īpašībām, tie ir visnoturīgākie pret NOE [73, 124].

- **DPSK** modulācijas formāti (NRZ-DPSK, RZ-DPSK, CSRZ-DPSK);

Ievērojot augstāk minētas DPSK modulācijas formātu priekšrocības (mazāks nepieciešamais OSNR, noturība pret NOE), tika pieņemts lēmums novērtēt visu realizējamo DPSK formātu (NRZ-DPSK, RZ-DPSK, CSRZ-DPSK) pielietojumu pētāmajās WDM-PON sakaru sistēmās.

Atlasīto modulācijas formātu (NRZ-OOK, DB) pielietojuma iespējas WDM-PON pārraides sistēmās ar augstākiem datu pārraides ātrumiem kanālā (līdz 40 Gbit/s) arī tiek novērtētas promocijas darbā. Vairākos pētījumos, piemēram [117, 119, 120, u.c.], datu pārraides ātrumu līdz 40 Gbit/s kanāla realizācijai PON sakaru sistēmās tiek pielietots arī PAM-4 modulācijas formāts. Tas ir daudzlīmeņu intensitātes modulācijas formāts. PAM-4 modulācijas formāta gadījumā katri divi biti tiek apvienoti vienā simbolā, tādējādi veidojot četrus iespējamus simbolus – “00”, “01”, “10” un “11”. Katram simbolam atbilst noteikta signāla amplitūda. Rezultātā bitu perioda laikā, izmantojot PAM-4 modulācijas formātu, tiek pārraidīti divi biti, tādējādi PAM-4 bitu ātrums ir divreiz lielāks nekā pārējo iepriekš minēto modulācijas formātu bitu ātrums. Pateicoties tam, PAM-4 modulācijas formātam ir nepieciešams divreiz mazāks caurlaides joslas platums nekā NRZ (pie vienāda datu pārraides ātruma (1.12. att.)) [154].



1.12. att. PAM-4 un NRZ optisko modulācijas formātu spektri [154].

Tieši DB un PAM-4 modulācijas formātu pielietojuma iespējas šobrīd ir plaši pētītas dažāda veida PON pārraides sistēmās ar datu pārraides ātrumiem līdz 40 Gbit/s kanālā [119, 120, 127, u.c.]. Piemēram, zinātniskajā rakstā [120] autori novērtē DB un PAM-4 veiktspēju izmantošanai 40 Gbit/s WDM-PON sistēmā. Saskaņā ar iegūtajiem rezultātiem, DB pielietojums ir energoefektīvākais risinājums mazākiem pārraides attālumiem (līdz 10 km). Savukārt, PAM-4 ir energoefektīvākais, kā arī rentablākais risinājums garākiem pārraides attālumiem (no 10 līdz 20 km). Rakstā [119] autori demonstrē, ka PAM-4 modulācijas formāts nodrošina līdz pat 4 dB zemāku minimālo nepieciešamo uztvertā signāla jaudu, salīdzinājumā ar DB lielākos pārraides attālos (ap 40 km) pārraides sistēmā ar signāla izlīdzināšanu un 40 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā. Savukārt, pārraides īstākajos pārraides līnijas garumos

(līdz 10 km) līdz 3 dB zemāku uztvērēja jūtību demonstrē DB. Rakstā [119] ir arī novērtēta PAM-4 un DB pielietojuma iespēja NG-PON pārraides sistēmā ar 28 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā. Savukārt, autori rakstā [122] demonstrē 100 Gbit/s TWDM-PON realizāciju, pielietojot četrus kanālus ar 25 Gbit/s datu pārraides ātrumu un DB modulācijas formātu. Svarīgi ir arī pieminēt, ka autori zinātniskajā rakstā [75] ziņo, ka NRZ piemērošana ir visrentablākais risinājums EPON ar 25 Gbit/s datu pārraides ātrumu uz viļņa garumu. Tajā pat laikā [128] raksta autori pierāda iespēju izmantot NRZ modulācijas formātu TWDM-PON sakaru sistēmā ar 25 Gbit/s par kanāla datu pārraides ātrumu un izlīdzināšanu. Tas liecina par to, ka arī pārraides ātrumiem līdz 40 Gbit/s nav noteikts viens piemērotākais modulācijas formāts un nevar izslēgt arī citu modulācijas formātu (ne tikai PAM-4 un DB) pielietojuma iespējas NG-PON sistēmās. Salīdzinot PAM-4 un DB arī netika definēts risinājums, kas būtu viennozīmīgi labāks.

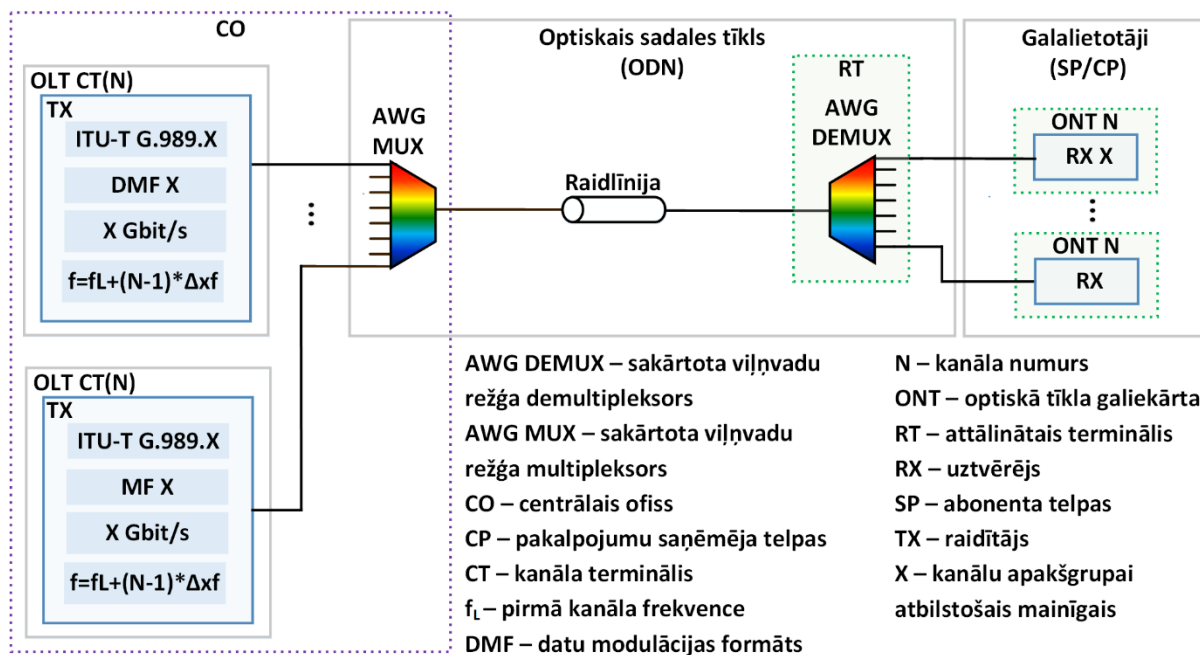
Apkopojot apakšnodaļā teikto, tika secināts, ka gan 10 Gbit/s, gan 25 Gbit/s, gan 40 Gbit/s datu pārraides ātrumam nav iespējams noteikt vienu piemērotāko modulācijas formātu pamatojoties uz jau esošo pētījumu rezultātiem, jo ir būtiski novērtēt katra modulācijas formāta piemērotību noteiktajiem risinājumiem (ar noteiktām prasībām). Pamatojoties uz apskatīto datu modulācijas formātu (NRZ-OOK, DB, RZ-OOK, CRZ-OOK, CSRZ-OOK, NRZ-DPSK, RZ-DPSK, CSRZ-DPSK, NRZ-DQPSK, RZ-DQPSK un PAM-4) īpašībām, kā arī iepriekšējos pētījumos (piemēram, [3, 4, 73, 75, 117, 119, 120, 128] u.c.) demonstrētajiem rezultātiem, novērtējumam promocijas darba ietvaros tika atlasīti sekojoši datu modulācijas formāti: NRZ-OOK, DB, RZ-OOK, CSRZ-OOK, NRZ-DPSK, RZ-DPSK, CSRZ-DPSK un PAM-4.

1.3. Kombinēto risinājumu koncepta pielietojuma novērtējums šķiedru optiskajās sakaru sistēmās

Promocijas darbā ar terminu kombinētais PON vai hibrīdais PON tiek apzīmēts PON ar atšķirīgiem kanāliem (1.13. att.), attiecīgi, modulācijas formāts un datu pārraides ātrums dažādos kanālos, kā arī starpkanālu intervāls vienas PON sistēmas ietvaros var būt dažāds. Kā var redzēt 1.13. attēlā, kombinētajā PON, dažādos OLT CT izvietotie raidītāji (TX (*angl. transmitter*)) un, attiecīgi arī dažādos ONT izvietoti uztvērēji (RX (*angl. receiver*)), nav vienādi. Tie var atšķirties ar PON arhitektūras standartu, pārraides ātrumiem, modulācijas formātiem, starpkanālu intervāliem vai arī vairākiem iepriekšminētajiem raksturojumiem [15, 18, 77, 82, 104, 105].

Eksistē vairāki iemesli kombinēto PON sistēmu realizācijai, starp kuriem ir:

- Risinājums pārraides sistēmas izmaksu efektivitātes, spektrālās efektivitātes (*angl. spectral efficiency, SE*) un energoefektivitātes palielināšanai nevienmērīga trafika apstākļos [20, 78, 88, 89, 104, 105];
- Vairāku PON standartu līdzāspastāvēšanas (*angl. coexistence*) nodrošināšana [15, 18, 77, 80, 82];
- Pakāpeniskās pārejas no viena PON standarta uz citu nodrošināšana [48, 49, 77];
- Atklātās piekļuves (*angl. open – access*) (visiem iespējamajiem pakalpojuma sniedzējiem tiek nodrošināta piekļuve tīkla infrastruktūrai) nodrošināšana [30];



1.13. att. Kombinētā PON arhitektūra lejupplūsmas pārraides virzienam.

Kombinētā PON pielietojums līdzāspastāvēšanas un pakāpeniskās standartu pārejas nodrošināšanai

Kombinētu datu pārraides ātrumu (*angl. mixed line rate, (MLR)*) risinājums tika plaši pētīts pielietojumam lielo pārraides attālumu šķiedru optiskajos tīklos, kā izdevīgs risinājums nevienmērīga trafika jeb datu plūsmas apstākļos. Pielietojot MLR scenāriju, datu pārraides kanāli tiek sadalīti grupās (t. i. apakšjoslās (*angl. subbands*)), savukārt katra grupa sastāv no vienāda ātruma kanāliem. Tas parādīja savu efektivitāti ne tikai izmaksu efektivitātes ziņā, bet arī pārraides sistēmas veiktspējas un energoefektivitātes ziņā [20, 105].

MLR tīkli ar 10/40/100 Gbit/s pārraides ātrumiem tika demonstrēti kā iespējamais risinājums lielo pārraides attālumu tīklos [78] [89]. Saskaņā ar [78] vairākos gadījumos, lai realizētu MLR risinājumus, jāpielieto arī kombinētu modulācijas formātu (*angl. multiple modulation formats, (MMF)*) risinājums, izmantojot progresīvus (*angl. advanced*) modulācijas formātus lielākiem datu pārraides ātrumiem [78]. Piemēram, autori rakstā [88] realizējot MLR tīklu ar 10 Gbit/s un 40 Gbit/s pārraides ātrumiem, pielieto NRZ-OOK kanāliem ar 10 Gbit/s datu pārraides ātrumu un DPSK modulāciju kanāliem ar 40 Gbit/s datu pārraides ātrumu. Līdzīgi, autori darbā [105] 10/40/100 Gbit/s MLR pārraides sistēmai kanāliem ar 10 Gbit/s datu pārraides ātrumu pielieto NRZ-OOK, kanāliem ar 40 Gbit/s DPSK un kanāliem ar 100 Gbit/s datu pārraides ātrumu pielieto DP-QPSK (*angl. dual polarization QPSK*).

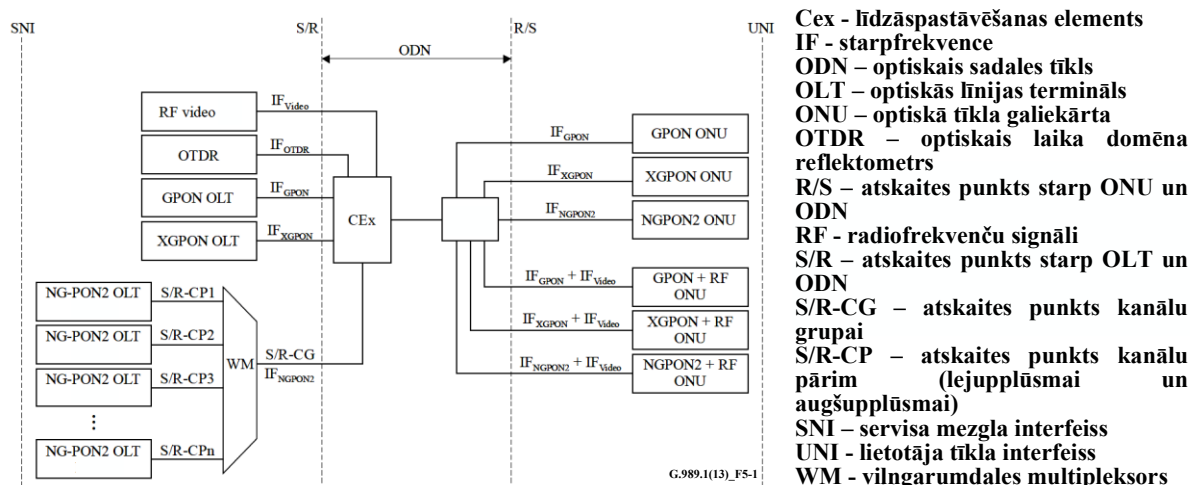
Lai palielinātu MLR risinājuma spektrālo efektivitāti, var pielietot nevienmērīga starpkanālu intervāla (*angl. unequal channel spacings*) konceptu, samazinot ne tikai kanālu intervālu apakšjoslā, bet arī intervālu starp apakšjoslām. Tomēr jāievēro, ka starpkanālu intervāla samazināšana var negatīvi ietekmēt maksimālo pārraides attālumu starpkanālu šķērsrunu (*angl. crosstalk*) dēļ [105]. Nevienmērīga starpkanālu intervāla pielietojums

spektrālas efektivitātes palielināšanai lielo attālumu tīklos tika demonstrēts, piemēram [104, 105].

Datu apjoma nevienmērības jautājums pašlaik kļūst aktuāls arī piekļuves tīkliem. Kā jau tika minēts, iedzīvotāju pieprasījums pēc datu pārraides ātruma, būtiski atšķiras no biznesa klientu pieprasījuma [80]. No tā izriet, ka MLR koncepts ir aktuāls arī piekļuves tīkliem, lai nodrošinātu efektīvākus risinājumus, pielietojot lielos datu pārraides ātrumus kanālā tikai tiem lietotājiem, kam tas ir nepieciešams dotajā brīdī. Pamatojoties uz to, kombinētais PON risinājums kā efektīvais risinājums nevienmērīga trafika apstākļos ir aktuāls gan WR-WDM-PON, gan WS-WDM-PON.

Kombinētā PON pielietojums līdzāspastāvēšanas un standartu pārejas nodrošināšanai

Tā kā GPON piekļuves arhitektūra noteikto laiku vēl paliks dominējošā, rodas nepieciešamība nodrošināt jaunu NG-PON arhitektūru līdzāspastāvēšanu ar esošām pārraides sistēmām (GPON, XG-PON1, GEPON un 10G-EPON). NG-PON2 tīkla arhitektūra līdzāspastāvēšanas nodrošināšanai ir redzama 1.14. attēlā [48].



1.14. att. NG-PON2 funkcionālā tīkla arhitektūra savietojamības nodrošināšanai [48].

Kā ir redzams 1.14. attēlā, ODN raidošā daļa sastāv no sadalītāja un līdzāspastāvēšanas elementa (CEx), savukārt, uztveršanas pusē tiek izmantots optiskā signāla jaudas sadalītājs [80] [48] [49]. Saskaņā ar [48] līdzāspastāvēšanas nodrošināšanai NG-PON2 sistēmām jābūt saderīgām ar esošo ODN, kas balstās uz jaudas sadalītājiem (tas ir ODN, kas var saturēt jaudas sadalītājus un līdzāspastāvēšanas elementu), līdz ar to, ka jau tika minēts, līdzāspastāvēšanas nodrošināšanai ieteicamākā ir WS-WDM-PON arhitektūra.

Būtiski atzīmēt, ka līdzāspastāvēšanas atvieglošanai NG-PON2 sistēmai jābūt spējīgai pielietot viļņa garumus, kas netiek izmantoti esošajās PON. Tajā pašā laikā, NG-PON2 sistēmām jānodrošina arī iespēja atkārtoti izmantot frekvenču spektru, kas ir piešķirts iepriekšējām PON sistēmām, ja tās jau nedarbojas vienā ODN ar NG-PON2 [48, 49]. Līdz ar to, promocijas darbā tiek izvērtētas iespējas realizēt datu pārraidi, ne tikai optiskajā C joslā (1530-1565 nm), kas paredzēta WDM sistēmām saskaņā ar ITU-T G.694.1 rekomendāciju [43], bet arī optiskajā L joslā (1565 – 1625 nm)), kas paredzēta PtP WDM un TWDM lejupplūsmas

risinājumiem)[49], kā arī optiskajā S joslā (1460-1530 nm), kas paredzēta G-PON lejuuplūsmas risinājumiem [49].

Jāatzīmē, ka ITU-T G.989 rekomendācija paredz arī iespēju pilnībā aizstāt esošo PON ar NG-PON2, bet arī šajā gadījumā tiek izvērtētas pakāpeniskās standartu pārejas iespējas. Pakāpeniskā standartu pāreja paredz kādu laiku izmantot gan esošajās PON, gan NG-PON2 sistēmas vienlaicīgi un atjaunināt pakāpeniski pa vienam klientam reizē. Tādejādi īstenojot “*pay as you grow*” principu un nodrošinot spektrālo elastību [48, 49, 80]. Ņemot vērā, ka daudzi PON jau izmanto uz jaudas sadalītajiem balstīto ODN, arī šajā gadījumā NG-PON2 sistēmas savietojamība ar esošajiem ODN un tātad WS-WDM-PON pielietojums var būt ieteicamāks [48]. Tātad, tapāt kā gadījumā ar līdzāspastāvēšanu, kombinēto risinājumu koncepts kā pakāpeniskās standartu pārejas nodrošināšanas risinājums ir aktuāls WS-WDM-PON.

Ievērojot to, ka saskaņā ar [49, 80] divas vai trīs PON paaudzes turpinās līdzāspastāvēt vēl samērā ilgi un arī pilnās pārejas gadījumā būs jānodrošina to pakāpeniskā pāreja, jāsecina, ka kombinētā PON pielietojums līdzāspastāvēšanas nodrošināšanai ir aktuāla problēma. Tas ir apliecināts arī ar jau veiktajiem pētījumiem šajā jomā. Piemēram, autori darbā [15] demonstrē eksperimentālo kombinēta PON realizāciju, kas nodrošina līdzāspastāvēšanu EPON un kombinētā WDM-PON (ar pārraides ātrumiem no 1,25 Gbit/s līdz 10 Gbit/s kanālā, izmantojot OOK un DPSK modulāciju un dažādus starpkanālu intervālus). Savukārt autori [18] realizē kombinēto TWDM-PON sistēmu ar 1 Gbit/s un 10 Gbit/s datu pārraides ātrumiem nodrošinot EPON un 10G-EPON līdzāspastāvēšanu. Autori rakstā [77] piedāvā risinājumu, kas paredz līdzāspastāvēšanu ar eksistējošajām TDM-PON un paredz iespēju pilnīgai pārejai uz WDM-PON. Savukārt, rakstā [82] tiek demonstrēts kombinēto risinājumu koncepta pielietojums RoF (*angl. radio over fiber*) sistēmu un TWDM-PON līdzāspastāvēšanai ar 100 GHz, 200 GHz un 400 GHz aizsargjoslām [82].

Kombinētā PON pielietojums atvērtas piekļuves nodrošināšanai

Vēl viens kombinēto risinājumu pielietojums, kas varētu būt aktuāls piekļuves tīkliem ir atvērtas piekļuves nodrošināšana. Atvērtā piekļuve nozīmē vairāku mazumtirdzniecības pakalpojumu sniedzēju piekļuvi vienam šķiedru optikas piekļuves tīklam, nodrošinot tiem iespēju sasniegt abonentu, neveicot jauna šķiedru optiskā piekļuves tīkla izbūvi [29]. Pastāv vairāki atvērtās pieejas realizācijas scenāriji starp kuriem izplatītākie ir sekojoši:

- Šķiedras sadalīšana (*angl. fiber unbundling*) – scenārijs, kurā vairāki konkurējoši operatori sadarbojas, sadalot izmaksas jaunu šķiedru optisko kabeļu instalācijai. Katrs kabelis satur vairākas šķiedras, un, vienojoties, katram operatoram tiek piešķirta viena vai vairākas optiskās šķiedras;
- Bitu plūsmas sadalīšana (*angl. bitstream unbundling*) – scenārijs, kad viens operators nodrošina transportu no abonentu telpām līdz savstarpēju savienojumu punktam, kur pakalpojumu sniedzēji var izveidot savienojumu izmantojot *Ethernet* vai *IP* protokolus. Šajā gadījumā operators uztur gan aktīvo FTTH infrastruktūru, tostarp OLT un ONU, gan visu pasīvo infrastruktūru [29];
- Viļņu garuma sadalīšana (*angl. wavelength unbundling*) – scenārijs, kurā konkurējošiem pakalpojumu sniedzējiem datu pārraide tiek realizēta caur vienu un to

pašu optisko šķiedru, bet atsevišķi savienojumi tiek nodrošināti, izmantojot atsevišķos pārraides viļņu garumus t.i., pielietojot WDM [29];

Kombinēta koncepta pielietojums ir aktuāls, kad pielietojot viļņa garuma nošķiršanu vairāki pakalpojuma sniedzēji vēlās pielietot atšķirīgus datu pārraides ātrumus. Jāpiemin, ka saskaņā ar “*European FP7 OASE Integrated Project*” projekta rezultātiem [30], izvērtējot augstāk minētos atvērtas piekļuves risinājumus, šķiedras vai bitu plūsmas sadalīšana ir rentablāki atvērtas piekļuves nodrošināšanas risinājumi, nekā viļņa garuma. Tomēr “*European FP7 OASE Integrated Project*” ietvaros [30] secināts arī, ka atklātā piekļuve viļņu garuma līmenī ir tehniski viegli realizējama WR-WDM-PON gadījumā [30]. Tas nozīmē, ka kaut arī viļņa garuma nošķiršana nevar būt par vienīgo iemeslu WR-WDM-PON ieviešanai, gadījumā, kad WR-WDM-PON tiek ieviests kā atsevišķs jaunā tīkla izbūves risinājums, atklātas piekļuves nodrošināšana kļūst aktuālā. Līdz ar to, kombinēto risinājumu koncepts atklātas piekļuves nodrošināšanai ir izmantojams pielietojot WR-WDM-PON arhitektūru.

Apkopojot iepriekš teikto tika secināts, ka kombinēta risinājumu koncepta pielietojums ir aktuāls visām PON arhitektūrām (TWDM-PON, WS-WDM-PON un WR-WDM-PON). Respektīvi, gan WR-WDM-PON, gan TWDM-PON un WS-WDM-PON arhitektūrām kombinēto risinājumu koncepts var tikt pielietots spektrālās efektivitātes palielināšanai, kā arī sistēmas efektivitātes nodrošināšanai nevienmērīga trafika apstākļos. Savukārt, TWDM-PON un WS-WDM-PON arhitektūrām ir aktuālā arī līdzāspastāvēšanas un pakāpeniskās standartu pārejas nodrošināšana, bet WR-WDM-PON arhitektūrai – atklātas piekļuves nodrošināšana.

1.4. Promocijas darbā paveiktā apkopojums

Balstoties uz piekļuves sakaru sistēmu attīstības virzienu novērtējumu tika izvirzīts **promocijas darba mērķis**:

Izvēlēties piemērotākos datu modulācijas formātus pielietojumam WDM-PON sakaru sistēmās un izstrādāt kombinēto piekļuves sakaru sistēmas modeli *VPI Design Suite* programmatūrā.

Lai sasniegtu uzstādīto mērķi, bija nepieciešams veikt šādus **pamatuzdevumus**:

1. Novērtēt NRZ-OOK, RZ-OOK, CSRZ-OOK, NRZ-DPSK, RZ-DPSK, CSRZ-DPSK, DB un PAM-4 modulācijas formātu veikspēju (nodrošināto BER, pārraides attālumu) WDM-PON pārraides sistēmās.
2. Novērtēt nepārtrauktā starojuma lāzera, Maha–Cendera modulatora, sakārtota viļņvadu režģa multipleksora un demultipleksora, optiskās šķiedras, kā arī PIN fotouztvērēja parametru ietekmi uz BER un minimālo uztvertā signāla jaudu WDM-PON sakaru sistēmā ar DB, PAM-4 un NRZ datu modulācijas formātiem ar līdz 40 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā.
3. Atbilstoši ITU-T G.989.2 rekomendācijas prasībām, definēt kombinētas piekļuves sakaru sistēmas parametrus (datu pārraides ātrumu, modulācijas formātus, raidītāja un uztvērēja caurlaides joslas platumus) un izstrādāt kombinēto WDM-PON risinājuma modeli, kas

paredzētu izvēlēto datu pārraides ātrumu un modulācijas formātu pielietojumu vienā pasīvajā optiskajā tīklā.

4. Novērtēt Maha-Cendera modulatora amplitūdas-frekvenču raksturojuma ietekmi uz PAM-4 modulētājos kanālos nodrošināto BER pie 25 Gbit/s datu pārraides ātruma, kā rezultātā definēt amplitūdas-frekvenču raksturojuma simulācijas paņēmieni.
5. Eksperimentāli novērtēt PAM-4 modulācijas formāta realizācijas iespējas ar 25 Gbit/s datu pārraides ātrumu un pilnveidot izstrādāto kombinētā WDM-PON risinājuma modeli.
6. Novērtēt kombinētas 25 Gbit/s (PAM-4) un 12,5 Gbit/s (NRZ) WDM-PON pārraides sistēmas galveno ietekmējošo faktoru (dispersijas, minimālas uztvertas optiskā signāla jaudas, uztvērēja termiskā trokšņa, kā arī raidītāja amplitūdas-frekvenču raksturojuma) savstarpējo ietekmi un rezultātā definēt pielaides robežas BER zem FEC sliekšņa nodrošināšanai PAM-4 modulētājiem kanāliem.

Pētījumu metodika

Promocijas darbā izvirzīto uzdevumu realizācijā un problēmu analīzē izmantoti matemātiski aprēķini, skaitliskās simulācijas, ka arī eksperimentāli mērījumi.

Skaitliskās simulācijas tika veiktas pielietojot divas dažādas šķiedru optisko sistēmu simulācijas programmatūras (*Rsoft OptSim* un *VPI Design Suite*) ar bloku simulācijas metodoloģiju (*angl. block-oriented simulation methodology*). Primārā modulācijas formātu pielietojuma izpēte WDM-PON piekļuves sakaru sistēmās (pielietojot *OptSim* programmatūru) tika veikta mainīgā joslas platuma (*angl. variable bandwidth*) un signāla nolašu simulācijas režīmā (*angl. sample mode*). Savukārt, galvenie promocijas darba rezultāti tika iegūti nedalīta joslas platuma (*angl. single frequency band*) un signāla bloku (*angl. block mode*) režīmā (pielietojot *VPI Design Suite* programmatūru). Abos gadījumos optiskā šķiedrā tika simulēta izmantojot nelineāro Šrēdingera vienādojumu, pielietojot sadale-solis (*angl. Split-Step, SS*) metodi. Eksperimentālā pētījumu daļa tika realizēta RTU Telekomunikāciju institūta Šķiedru optisko pārraides sistēmu laboratorijā.

Optisko signālu kvalitātes novērtēšanai tika izmantotas jaudas vērtības, kā arī signālu spektri. Savukārt, uztverto elektrisko signālu kvalitāte tika novērtēta, izmantojot bitu kļūdu attiecību (BER), kas, pārsvarā, tika aprēķināta pielietojot analītisko metodi. Jāatzīmē, ka daļa no BER vērtībām tika pārbaudīta arī pielietojot tiešo kļūdas skaitīšanas metodi. Atsevišķos gadījumos tika novērtēts kvalitātes faktors (*angl. Q-factor*). Papildus elektriskā signāla kvalitātes novērtējumam tika izmantotas acu diagrammas.

Promocijas darba jaunieguvumi ir:

1. Novērtēts vairāku modulācijas formātu (NRZ-OOK, RZ-OOK, CSRZ-OOK, NRZ-DPSK, RZ-DPSK, CSRZ-DPSK, DB un PAM-4) pielietojums WR-WDM-PON pārraides sistēmā, kā rezultātā atlasīti attiecīgai sistēmai piemērotāki datu modulācijas formāti un noteiktas priekšrocības, ko nodrošina to pielietojums.
2. Novērtēti DB un PAM-4 modulācijas formātu BER ietekmējošie faktori liela ātruma (virs 25 Gbit/s) WR-WDM-PON pārraides sistēmā, kā rezultātā ir noteikti pārraides sistēmas

parametri, kuru pielaides robežas ir būtiski novērtēt izvēloties pārraides sistēmas elementus vai veicot attiecīgas pārraides sistēmas precīzu matemātisko modelēšanu.

3. Pamatojoties uz Maha-Cendera modulatora amplitūdas-frekvenču raksturojuma (AFR) ietekmes analīzi ir definēts paņēmiens raidītāja AFR modelēšanai PAM-4 modulētajās WR-WDM-PON sakaru sistēmās ar 25 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā, kā rezultātā ir izstrādāta *Matlab* programma AFR modeļa aprēķinam.
4. Pamatojoties uz komerciāli pieejamo elementu parametriem, *VPI Design Suite* programmatūrā ir izstrādāts kombinētas WR-WDM-PON sistēmas modelis (pielietojams arī WS-WDM-PON un TWDM-PON sistēmām), ko pielietojot ir iespējams noteikt svarīgāko ietekmējošo faktoru pielaides robežas, kas ir izmantojamas kā vadlīnijas attiecīgas pārraides sistēmas realizācijai nepieciešamo elementu izvēlē vai pārraides sistēmu elementu pilnveidošanā, kā arī veikt pilnveidoto pārraides sistēmas elementu novērtējumu.
5. Piedāvāts kombinētais 12,5 Gbit/s (NRZ) un 25 Gbit/s (PAM-4) WR-WDM-PON risinājums, kam ir noteiktas svarīgāko ietekmējošo faktoru (hromatiska dispersija, minimāla uztvertā jauda, raidītāja amplitūdas-frekvenču raksturojums) vērtības vai pielaides robežas, kas ir nepieciešamas, lai nodrošinātu 25 Gbit/s PAM-4 signālu pārraidi ar BER, kas nepārsniedz 1×10^{-3} robežvērtību.

Promocijas darba izstrādes laikā tika iegūti šādi galvenie secinājumi:

1. Novērtējot dažādu datu modulācijas formātu (NRZ-OOK, RZ-OOK, CSRZ-OOK, NRZ-DPSK, RZ-DPSK, CSRZ-DPSK, DB, PAM-4) nodrošināto veikspēju WR-WDM-PON pārraides sistēmās (BER, pārraides attālums), tika secināts, ka pie 10 Gbit/s datu pārraides ātruma ir jāpielieto tehniski vienkāršāk realizējamais NRZ-OOK modulācijas formāts, lai nodrošinātu pārraidi līdz 20 km attālumā, savukārt lielākiem pārraides attālumiem (no 40 līdz 60 km) ir jāpielieto DB modulācijas formāts, tādējādi nodrošinot būtisku pārraides sistēmas BER rezervi (vismaz sešas pakāpes).
2. Datu pārraides ātruma palielināšanai virs 25 Gbit/s kanālā, ir nepieciešams aizvietot NRZ-OOK ar citu modulācijas formātu (PAM-4 vai DB), lai nodrošinātu pārraides attālumus lielākus par 5 km pie 40 Gbit/s vai lielākus par 15 km pie 25 Gbit/s datu pārraides ātruma.
3. WDM-PON pārraides sistēmā ar 25 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā ir iespējams pielietot 10 Gbit/s datu pārraides ātrumam paredzētus raidītājus un uztvērējus, kā arī nodrošināt 50 GHz starpkanālu intervālu gadījumā, ja tiek pielietots PAM-4 modulācijas formāts, savukārt, pielietojot DB modulācijas formātu ar 20 Gbit/s datu pārraidei paredzētiem raidītājiem un uztvērējiem pie 100 GHz starpkanālu intervāla ir iespējams nodrošināt BER zem 1×10^{-3} ar 3 dB mazāku uztvertā signāla jaudu (salīdzinot ar PAM-4).
4. PAM-4 modulētā WR-WDM-PON pārraides sistēmā ar 25 Gbit/s datu pārraides ātrumu viszemākā BER tiek nodrošināta, ja signāla spektrs raidītājā tiek saglabāts joslā līdz 10 GHz, savukārt no 10 līdz 15 GHz – tiek izfiltrēts, turklāt, būtiska ietekme uz BER (ap piecām BER pakāpēm) ir amplitūdas-frekvenču raksturojumam ap 0 Hz.

5. Kombinētajā 12,5 Gbit/s (NRZ) un 25 Gbit/s (PAM-4) WDM-PON sakaru sistēmā MLR kombinētā risinājuma koncepta pielietojums, kā arī starpkanālu intervāla samazinājums līdz 50 GHz būtiski (ne vairāk par BER pakāpi vai 1 dB) neietekmē sistēmas veiktspēju (BER, minimālo nepieciešamo uztvērto jaudu), savukārt galvenie PAM-4 kanālu pārraidi ietekmējošie faktori tāpat kā 25 Gbit/s (PAM-4) WDM-PON sistēmā ir hromatiskā dispersija, pārraides sistēmas amplitūdas frekvenču raksturojums, uztvērēja termiskais troksnis un impulsa augšanas laiks.

Promocijas darba praktiskā vērtība:

- ŠOPS laboratorijā izstrādāts jauns PAM-4 modulētas pārraides sistēmas makets ar pārraides ātrumu 25 Gbit/s kanālā un pārraides attālumu līdz 20 km.

Promocijas darba iegūtie rezultāti tika izmantoti:

- ESF projektā "Starpdisciplinārās IKT zinātniskās grupas izveide liela apjoma datu pārraidei, apstrādei un pārvaldīšanai" Nr. 2013/0012/1DP/1.1.1.2.0/13/APIA/VIAA/051
- Šķiedru optiskās sakaru sistēmas pilnveidošanai ERAF atbalstītā un LVRTC realizētā projektā "Elektroniskās sakaru infrastruktūras pieejamības uzlabošana lauku teritorijās" Nr. 2.1.1.0/16/I/001
- ERAF projektā "Pasīvi šķiedru optiskie sensori energoefektīvai transporta infrastruktūras tehniskā stāvokļa uzraudzībai" Nr. 1.1.1.1/16/A/072.
- ERAF projektā "Nākamās paaudzes ātrdarbīgas šķiedru optiskās piekļuves sistēmas" Nr. 1.1.1.2/VIAA/1/16/044

Promocijas darba galvenie rezultāti prezentēti 9 starptautiskajās zinātniskajās konferencēs, kā arī atspoguļoti 2 publikācijās zinātniskajos žurnālos un 8 rakstos pilna teksta konferenču rakstu krājumos.

Promocijas darba aizstāvamās tēzes:

1. Realizējot kombinēto WR-WDM-PON sakaru sistēmu ar 10 Gbit/s un 25 Gbit/s datu pārraides ātrumiem kanālā pie 20 km pārraides attāluma, ir jāpielieto sekojoša kanālu struktūra: NRZ-OOK datu modulācijas formāts – 10 Gbit/s kanāliem, PAM-4 datu modulācijas formāts – 25 Gbit/s kanāliem.
2. WR-WDM-PON sakaru sistēmās ar 25 Gbit/s datu pārraides ātrumu un PAM-4 modulācijas formātu, Maha–Cendera modulatora amplitūdas-frekvenču raksturojumu ir iespējams modelēt ar atšķirību noteiktajā BER, kas nepārsniedz vienu pakāpi, balstoties uz AFR vērtībām pie 0 Hz, -1 dB un -3 dB punktiem.
3. Kombinētajā līdz 12,5 Gbit/s (NRZ) un 25 Gbit/s (PAM-4) WDM-PON sistēmā pārraidi uz 20 km optiskajā C joslā ar BER kas nepārsniedz 1×10^{-3} ir iespējams realizēt, pielietojot raidītāju un uztvērēju ar -3 dB caurlaides joslu, kas nepārsniedz 10 GHz, ja PAM-4 raidītāja -1 dB caurlaides joslas platums nav mazāks par 5 GHz, savukārt, optiskajā L joslā,

pielietojot raidītāju ar -3 dB un -1 dB caurlaides joslu, kas nav mazāka par, attiecīgi, 14 un 8 GHz.

Promocijas darba apjoms ir 133 lappuses. Darbs sastāv no ievada, četrām nodaļām, nobeiguma, literatūras saraksta un pielikumiem.

Darba pirmajā nodaļā, pamatojoties uz NGA sakaru sistēmās izmantojamo arhitektūru salīdzinošo analīzi, ir izvēlēta arhitektūra (PON), kas tiks pielietota promocijās darbā. Ir veikts arī dažādu PON tehnoloģiju attīstības novērtējums, un pamatojoties uz tā rezultātiem ir izvēlēta tehnoloģija (WR-WDM-PON) uz kuru tiks likts uzsvars promocijas darbā. Turklāt, ir atlasīti vairāki modulācijas formāti, kas ir pielietojami PON sakaru sistēmās no 10 Gbit/s līdz 40 Gbit/s datu pārraides ātrumiem kanālā un izvērtētas kombinēto risinājumu pielietojuma iespējas. Nodaļas beigās ir noformulēts promocijas darba mērķis, uzdevumi, zinātniskie jaunieguvumi, aizstāvamās tēzes, apkopoti galvenie rezultāti.

Darba otrajā nodaļā ir veikts primārais modulācijas formātu pielietojuma novērtējums izmantojot *OptSim* simulācijas programmatūru. Respektīvi, pie 10 Gbit/s datu pārraides ātruma kanālā ir novērtēta vairāku modulācijas formātu veikspēja (bitu-klūdu attiecība (BER), maksimālais pārraides attālums), kā rezultātā ir atlasīti modulācijas formāti turpmākajam pētījumam. Nodaļā ir novērtētas arī kombinēto risinājuma koncepta pielietojuma iespējas WDM-PON sakaru sistēmas spektrālās efektivitātes palielināšanai.

Darbā trešajā nodaļā ir veikts atlasīto modulācijas formātu padziļinātais novērtējums pie 10 Gbit/s, 25 Gbit/s un 40 Gbit/s datu pārraides ātrumiem kanālā, pielietojot nozarē atzītu *VPI Design Suite* simulācijas programmatūru. Nodaļā ir veikta arī lielu ātrumu pārraides sistēmas BER ietekmējošo faktoru analīze. Kā rezultātā ir izvēlēti modulācijas formāti (attiecīgi, NRZ-OOK un PAM-4) 10 Gbit/s un 25 Gbit/s datu pārraides ātrumu nodrošināšanai kombinētājā 10 Gbit/s – 25 Gbit/s WDM-PON sakaru sistēmā, kur visu (arī 25 Gbit/s) kanālu datu pārraide tiek nodrošināta, pielietojot 10 Gbit/s pārraidei paredzētus raidītājus un uztvērējus.

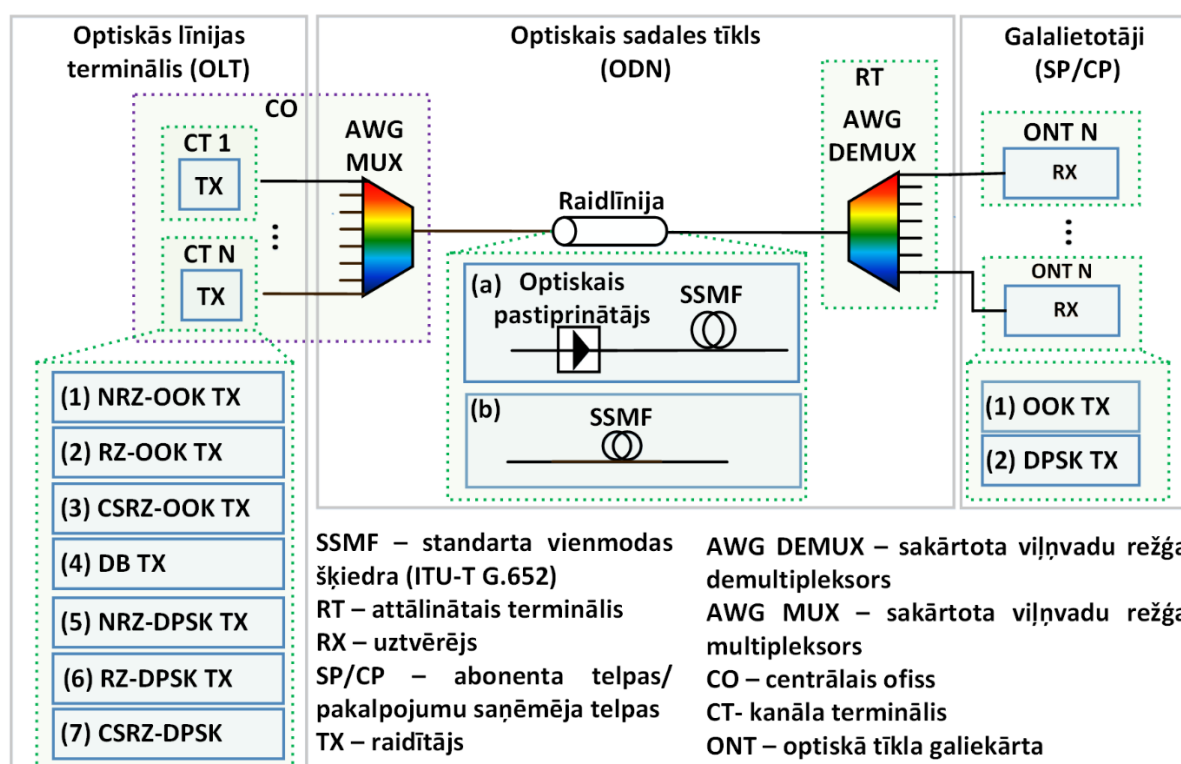
Darba ceturtajā nodaļā ir veikta padziļināta raidītāja amplitūdas frekvenču raksturojuma (AFR) ietekmes analīze uz 25 Gbit/s (PAM-4) WDM-PON sakaru sistēmas nodrošinātu BER, kā rezultātā, ir piedāvāts un novērtēts raidītāja AFR modelēšanas paņēmiens (pielietojot *Matlab*). Nodaļā ir izstrādāts kombinētas WR-WDM-PON sistēmas modelis *VPI Design Suite* programmā ar raidītāja AFR aprēķinu *Matlab* programmā. Ir veikta arī vienkanāla 25 Gbit/s (PAM-4) šķiedru optiskās pārraides sistēmas eksperimentālā realizācija, kā arī tās atkārtojums, pielietojot *VPI Design Suite* programmatūrā izstrādāto modeli. Kā rezultātā, ir noteikti papildus ietekmējošie faktori, kā arī ir papildināts iepriekš *VPI Design Suite* programmatūrā izstrādātais modelis. Nodaļas noslēgumā ir noteiktas Maha-Cendera modulatora amplitūdas-frekvenču raksturojuma, hromatiskas dispersijas un impulsa augšanas laika vērtības, kā arī minimālās uztvertā signāla jaudas un uztvērēja termiskā trokšņa pielaides robežas, kas ir jānodrošina, lai kombinētājā 12,5 Gbit/s (NRZ) un 25 Gbit/s (PAM-4) WR-WDM-PON pārraides sistēmā būtu iespējams nodrošināt 25 Gbit/s (PAM-4) datu kanālu pārraidi ar BER kas nepārsniedz 1×10^{-3} .

Promocijas darba nobeigumā ir apkopoti un pamatoti darba galvenie secinājumi un definēti turpmākie pētījumu virzieni.

2. MODULĀCIJAS FORMĀTU PIELIETOJUMA NOVĒRTĒJUMS WDM-PON PIEKĻUVES SAKARU SISTĒMAS VEIKTSPĒJAS PALIELINĀŠANAI

2.1. Izmantotā WDM-PON sakaru sistēmas matemātiskā modeļa analīze

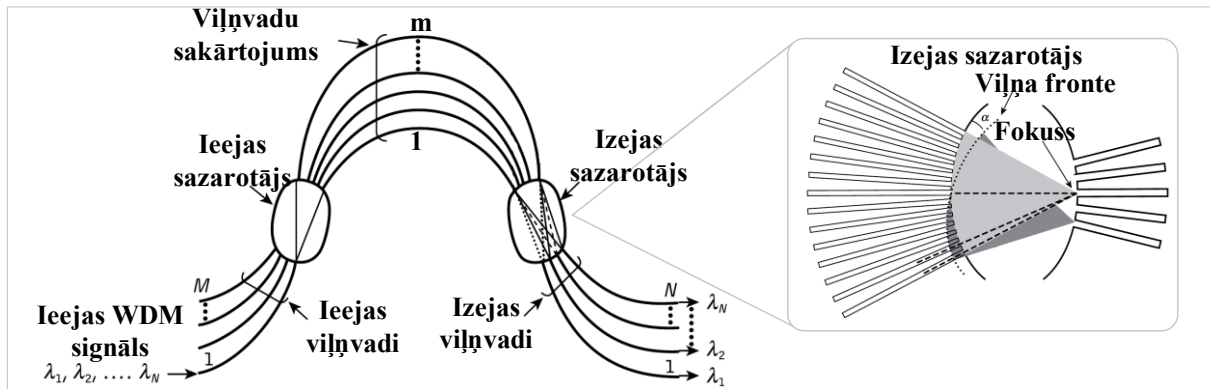
2.1. attēlā ir redzams šīs nodaļas ietvaros pielietots WDM-PON sakaru sistēmas modelis. Atsaucoties uz 1. nodaļas secinājumiem, lielāka promocijas darba veikto pētījumu daļā, tai skaitā šajā nodaļa veiktos pētījumos, tiek apskatīti uz viļņa garuma maršrutēta (*angl. wavelength-routed - WR*) WDM-PON arhitektūru balstītie risinājumi.



2.1. att. *OptSim* programatūrā simulētās WDM-PON sakaru sistēmas struktūra.

Šeit un tālāk viļņa garuma maršrutēšana tiek īstenota pielietojot AWG. *OptSim* programmatūrā AWG tiek modelēts, kā Gausa filtru kopa [91]. Savukārt, praksē AWG parasti tiek veidots no silīcija plātnes (*angl. wafer*) ar SiO₂ apvalku. AWG sastāv no pieciem pamatelementiem – ieejas/izejas viļņvadiem, sakārtojuma no viļņvadiem ar dažādiem garumiem (*angl. waveguide array*), kā arī diviem zvaigznes sazarotājiem (*angl. coupler*) (daudzmodu sazarotājiem, brīvas izplatīšanas apgabaliem (FPR) (*angl. free-propagation region*)) (2.2. att.) [87, 95]. Kad WDM signāls no ieejas viļņvada nonāk sazarotājā, tas tiek sadalīts starp viļņvadiem ar dažādiem garumiem [87, 95]. Tad signāli tiek pārraidīti pa viļņvadiem uz izejas sazarotāju. Katra sazarotāja ieejā viļņa dispersijas rezultātā WDM signāls tiek sadalīts atsevišķos viļņa garumos. Respektīvi, katrs sakārtotais viļņvads nodrošina atšķirīgu

optiskā ceļa garumu, un, sekojoši, uz dažādām sazarotāja ieejām nonākušajiem WDM signāliem ir atšķirīgas fāzes. Kā rezultātā, vienāda viļņa garuma signāli no visām sazarotāja ieejām fokusējas vienā sazarotāja izejā un interferē konstruktīvi (2.2. att.) [95].



2.2. att. Sakārtota viļņvadu režģa darbības princips [57, 95].

Piemēram, optiskais signāls ar centrālo viļņa garumu λ_c , tiek fokusēts sazarotāja centrālajā izejā. Savukārt, ja signāla viļņa garums ir $\lambda_c + \Delta\lambda$, mainās fāzes nobīde, kas rodas individuālajos viļņvados (tā lineāri pieaug no zemāka līdz augstākajam kanālam). Kā rezultātā attiecīga viļņa garuma signālu viļņu frontes tiek nobīdītas par noteikto leņķi (α , 2.2. attēlā) un fokusējas citā sazarotāja izejā [95]. Tādejādi katrā no AWG izejām nonāk tikai viena viļņa garuma signāls, bet pārējie viļņa garumi tiek slāpēti. Kaut arī aprakstītais AWG darbības princips atbilst demultipleksēšanai, AWG pasīvas dabas dēļ, pēc tāda paša principa tas tiek pielietots arī kā multipleksors (ja signāls tiek padots pretējā virzienā).

Līdz ar to, AWG darbojās līdzīgi filtru kopai. Pat viens no tā raksturojumiem, līdzīgi filtram, ir amplitūdas frekvenču raksturojuma (AFR) forma (*angl. passband shape*). Parasti AWG ir raksturīgs Gausa AFR [113]. Tātad var secināt, ka minētā *OptSim* modeļa (no Gausa filtru kopas), pielietojums AWG simulācijai ir pamatots. Lai raksturotu AWG ienestos zudumus, kas pārsvarā rodas savienojumos starp savienotājiem un viļņvadu sakārtojumu [113], simulācijas shēmā tika izmantoti papildus vājinātāji (ar 3 dB vājinājumu) katrs.

Šīs nodaļas ietvaros modulācijas formātu veiktspējas novērtējums tika veikts pielietojot divas raidlīnijas konfigurācijas (2.1.a.att. un 2.1.b. att.). Vienkāršāka raidlīnija (2.1.b. att.) sastāv tikai no standarta (ITU-T G.652) vienmodas šķiedras (*angl. standard single mode fiber, SSMF*). *OptSim* programmatūrā optiskā šķiedra tiek simulēta pielietojot laika apgabala sadalesolis (*angl. time-domain split-step, TDSS*) metodi, kas paredz šķiedras sadali mazos posmos Δz , lai atsevišķi simulētu lineārus (vājinājums, dispersija) un nelineārus (piemēram, Kera efektu, Ramana izkliede) efektus [92]. Lai izprastu TDSS metodes pielietojuma būtību, ir nepieciešams apskatīt optiskā signāla izplātīšanos silīcija dioksīda šķiedrā.

Pamatojoties uz Maksvela vienādojumiem, var tikt definēts viļņa vienādojums, kas raksturo elektromagnētiskā lauka izplātīšanos izmantojot elektriskā lauka intensitāti E . Izteiksme (2.1) atbilst viļņa vienādojumam frekvenču apgabalā.

$$\nabla \times \nabla \times E = -\epsilon(r, \omega)(\omega^2/c^2)E \quad (2.1.)$$

kur, $\nabla \times$ ir vektoru lauka rotors, ω ir signāla leņķiskā frekvence, r ir telpiskā koordināte, bet ε ir dielektriskā konstante, kas tiek definēta ar izteiksmi (2.2) [5].

$$\varepsilon(r, \omega) = 1 + (n + j\alpha c/2\omega)^2 \quad (2.2.)$$

kur n un α ir attiecīgi laušanas un absorbcijas koeficienti, kas, savukārt, tiek definēti pielietojot šķiedras dielektrisko uzņēmību $\chi(r, \omega)$ [5]. Izteiksmi (2.1) var pierakstīt arī (2.3.) izteiksmes veidā.

$$\nabla^2 E + n^2(\omega)k_0^2 E = 0 \quad (2.3.)$$

kur k_0 ir viļņa skaitlis brīvajā telpā, kas tiek definēts ar izteiksmi (2.4) [5].

$$k_0 = \omega/c = 2\pi/\lambda \quad (2.4.)$$

kur λ ir optiskā lauka, kas svārstās ar frekvenci ω , viļņa garums vakuumā. E_z komponentei (2.3.) izteiksmi cilindriskajās koordinātēs pakāpveida šķiedrai var pierakstīt ar (2.5.) izteiksmi.

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} + n^2 k_0^2 E_z = 0 \quad (2.5.)$$

kur laušanas koeficients tiek definēts ar izteiksmi (2.6) [5].

$$n = \begin{cases} n_1; \rho \leq a \\ n_2; \rho > a \end{cases} \quad (2.6.)$$

kur a ir šķiedras serdeņa radiuss [5].

Jāatzīmē, ka tikai divas komponentes (viena no E un viena no H komponentēm) no sešām ($E_z, E_\phi, E_\rho, H_z, H_\phi, H_\rho$) ir neatkarīgas, bet pārējās var tikt izteiktas no tām, pielietojot Maksvela vienādojumus [5]. Kā rezultātā tiek iegūta sešu vienādojumu sistēma, kas apraksta optiska lauka izplatīšanas modas telpisko sadalījumu. Katrai n -tai k_0, α, n_1 un n_2 vērtību kombinācijai atbilst atsevišķa izplatīšanas konstantes (β) vērtība β_n , kas nosaka vienu minētas vienādojumu sistēmas analītisko atrisinājumu. Turklāt, pie katras n -tas kombinācijas ir iespējamās definēt vairākas β_{mn} vērtības, ko nosaka konstante m (vesels skaitlis, kas raksturo elektromagnētiskā lauka periodiskumu (ar periodu 2π) pēc ϕ). Līdz ar to, katrai vienai iespējamajai izplatīšanas modai atbilst noteiktā β_{mn} vērtība. Pielietojot izplatīšanas konstanti, katrai modai ir iespējams definēt, tās modas vai efektīvu laušanas koeficientu (*angl. mode or effective index*) (2.7. izteiksme), kā arī fāzes ātrumu, kas nosaka viļņu frontes (punktu ar konstantu fāzi) pārvietošanas ātrumu z virzienā (2.8. izteiksme) [5, 95].

$$\bar{n} = \beta/k_0 \quad (2.7.)$$

$$v_f = \omega/\beta \quad (2.8.)$$

Vispārīgi, abas elektromagnētiskā lauka komponentes (E_z un H_z) nav vienādas ar 0, izņemot gadījumu, kad m ir vienāds ar 0 un arī $HE_{on}(TE_{on})$ un $EH_{on}(TH_{on})$ modu, attiecīgi, elektriskā un magnētiskā komponentes ir vienādas ar 0. Jāatzīmē, ka vienmodas šķiedras atbalsta tikai vienas (fundamentālās) modas HE_{11} izplatīšanos [5].

Gandrīz visas šķiedras, kas šobrīd tiek ražotas ir vājas vadāmības (*angl. weakly guiding*) šķiedras, t.i. atšķirība starp serdeņa un apvalka laušanas koeficientiem ir ļoti maza (parasti zem

3%) [14, 95]. Kā rezultātā šķiedras modas ir lineāri polarizētas. Respektīvi, šo modu elektriskais un magnētiskais lauks izplatās tikai vienā no Dekarta koordinātu virzieniem šķērsvirziena (*angl. transverse*) plaknē [14]. Jāatzīmē, ka lineāri polarizētas modas parasti tiek apzīmētas, ka LP_{jm} , kur j un m ir veseli skaitļi, kas nosaka modu. Izmantojot attiecīgo apzīmējumu, katra LP_{om} moda atbilst attiecīgai HE_{lm} , savukārt katra LP_{lm} moda atbilst TE_{0m} , TM_{0m} , un HE_{0m} modām. Līdz ar to fundamentālai HE_{11} modai atbilst LP_{01} apzīmējums [57].

Lineāri polarizētajām modām viena no elektriska un magnētiska lauka šķērskomponentēm (E_x vai E_y un H_y vai H_x) tiek pieņemtas vienādas ar 0. Respektīvi, ja elektriskais laukam ir x-polarizācija, bet magnētiskajam laukam – y polarizācija, tad E_y un H_x ir vienādas ar 0 un moda tiek uzskatīta par polarizētu gar x asi. Ievērojot, ka arī E_z un H_z vājas vadāmības šķiedrai ir samērā mazas, x polarizācijas gadījumam, E_x un H_y komponentes vienmodas šķiedrai var tikt definētas pielietojot, attiecīgi, (2.9.) un (2.10.) izteiksmes.

$$E_x = E_0 \begin{cases} [J_0(p\rho)/J_0(pa)] \exp(j\beta z); & \rho \leq a \\ [K_0(q\rho)/K_0(qa)] \exp(j\beta z); & \rho > a \end{cases} \quad (2.9.)$$

$$H_y = n_2(\varepsilon_0/\mu_0)^{1/2} E_x \quad (2.10.)$$

kur J_0 un K_0 ir Beseļa funkcijas, bet p un q , parametri, kas tiek aprēķināti pamatojoties uz n_1 , n_2 , k_0 un β vērtībām. Tajā pat laikā šķiedra atbalsta arī modu, kas ir lineāri polarizēta gar y asi. Līdz ar to vienmodas šķiedrā var izplatīties divas ortogonāli polarizētas modas ar vienādu modas koeficientu [5, 57, 95]. Būtiski atzīmēt, ka ideālai vienmodas šķiedrai ar perfekti cilindrisku serdeni šīs modas neietekmē viens otru. Savukārt reālai šķiedrai ir raksturīga starpība starp ortogonāli polarizēto modu efektīvajiem koeficientiem, t.i. dubultlaušana (*angl. birefringence*), kuras rezultātā notiek periodiska jaudas apmaiņa starp divām polarizācijas komponentēm [5, 57]. Parasti vienmodas šķiedrās dubultlaušana nav konstanta, turklāt tas izmaiņām ir gadījuma raksturs. Kā rezultātā lineāri polarizēta gaisma kļūst patvaļīgi polarizēta. Turklāt, dažādas impulsa frekvenču komponentes iegūst atšķirīgus polarizācijas stāvokļus, kuru rezultātā notiek impulsa paplašināšanas (polarizācijas modu dispersija) [5].

Lai vienkāršoti tās pielietojumu, (2.9.) izteiksme parasti tiek aproksimēta pielietojot Gausa sadalījumu, ka rezultātā tiek iegūta (2.11.) izteiksme.

$$E_x = A \exp(-\rho^2/w^2) \exp(j\beta z) \quad (2.11.)$$

kur w ir lauka rādiuss (*angl. field radius*), kas tiek iegūts aproksimējot precīzo sadalījumu pielietojot Gausa funkciju.

Pamatojoties uz šķiedras izplatīšanas modu analīzi, katras optiska lauka frekvenču sastāvdaļas izplatīšanos vienmodas šķiedrā var aprakstīt izmantojot (2.12) izteiksmi.

$$E(r, \omega) = \hat{x} F(x, y) B(0, \omega) \exp(j\beta z) \quad (2.12.)$$

kur: \hat{x} ir polarizācijas vienības vektors, $B(0, \omega)$ ir sākuma amplitūda, bet $F(x, y)$ - fundamentālas modas lauka izplatīšanās, kas var tikt aproksimēta pielietojot (2.11.) izteiksmi un kuras atkarību no frekvences var neievērot. Savukārt, lai raksturotu dažādu optiskā impulsa

spektrālo komponentu izplatīšanos vienmodas optiskajā šķiedrā frekvenču apgabalā tiek pielietota (2.13.) izteiksme [5].

$$B(z, \omega) = B(0, \omega) \exp(j\beta z) \quad (2.13.)$$

Ir būtiski atzīmēt, ka β izteiksmē (2.13) ir atkarīga no frekvences, un var tikt aprakstīta izvirzot $\beta(\omega)$ Teilora rindā (skatīt (2.14.) izteiksmi).

$$\beta(\omega) \approx \beta_0 + \beta_1(\Delta\omega) + \frac{\beta_2}{2}(\Delta\omega)^2 + \frac{\beta_3}{6}(\Delta\omega)^3 \quad (2.14.)$$

kur $\Delta\omega = \omega - \omega_0$, bet $\beta_m = (d^m\beta/d\omega^m)_{\omega=\omega_0}$, β_0 ir konstants no frekvece neatkarīgs izplatīšanas konstantes lielums. Savukārt, β_1 vai $(d\beta/d\omega)$ ir viļņa grupas ātrums (*angl. group velocity*), kas līdzīgi fāzes ātrumam monohromatiskajam viļnim raksturo, kā izplatās viļņa frekvenču sastāvdaļu grupa ar līdzīgajām frekvencēm [95]. Kā var redzēt no (2.14.) izteiksmes grupas ātrums mainās atkarībā no frekvences. Tas ir izskaidrojams ar hromātisko dispersiju, kas ir materiālās un viļņvada dispersijas apvienojuma rezultāts. Materiāla dispersijas iemesls ir šķiedras serdeņa dielektriskās uzņēmības (tātad arī laušanas koeficienta) atkarība no viļņa garuma, savukārt viļņvada dispersija ir novērojama tādēļ, ka daļa no optiskās jaudas (ap 20%), izplatās apvalkā nevis serdenī un kā rezultātā izplatās ātrāk [5, 57]. Hromātiskas dispersijas dēļ, optiska impulsa dažādas spektrālās sastāvdaļas izplatās ar atšķirīgu grupas ātrumu, kā rezultātā impulss paplašinās. Šī parādība tiek apzīmēta ar grupas ātruma dispersiju (*angl. group velocity dispersion*, GVD), iekšmodas dispersiju vai arī vienkārši šķiedras dispersiju un (2.14.) izteiksmē tiek raksturota ar β_2 vai $(d^2\beta/d\omega^2)$. Dispersijas slīpums (*angl. dispersion slope*), kas raksturo augstākas kārtas dispersiju (kas paliek pat gadījumā, kad GVD ir 0), izteiksmē (2.14) ir raksturots ar β_3 vai $(d^3\beta/d\omega^3)$. Pastāv arī vēl augstākas kārtas dispersija [5].

Lai aprakstītu dažādu optiskā impulsa spektrālo komponentu izplatīšanos vienmodas optiskajā šķiedrā laikā apgabalā, izmantojot pielietojot Furjē transformāciju (2.13.) izteiksmei, ka arī ievērojot izteiksmi (2.14) var tikt definēta izteiksme (2.15) [5].

$$B(z, t) = A(z, t) \exp[j(\beta_0 z - \omega_0 t)] \quad (2.15.)$$

kur $A(z, t)$ ir impulsa aplikācijas lēni mainīga amplitūda, kas var tikt aprēķināta pēc (2.16.) izteiksmes.

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} = 0 \quad (2.16.)$$

Tieši $A(z, t)$ tiek aprēķināta *OptSim* programmatūra ar TDSS metodi. Tomēr, lai pilnībā izskaidrotu šķiedras simulācijas procesu, izteiksme (2.16) ir jāpapildina ar citiem signāla izplatīšanos šķiedrā ietekmējošajiem faktoriem (piemēram, vājinājumu, NOE), kas tiek ņemti vērā *OptSim* programmatūrā [91, 92].

Silīcija šķiedras vājinājumu raksturo vājinājuma koeficients α , ko nosaka materiāla absorbcija, Releja izkliede, kā arī viļņvada defekti [5]. Savukārt Kera efektus, kas rodas momentānā laušanas koeficienta izmaiņas rezultātā, raksturo nelineārais koeficients n_2 [m^2/W] (*angl. nonlinear index*) (skatīt (2.17.) izteiksmi).

$$\Delta n = n_2 I \quad (2.17.)$$

kur Δn ir laušanas koeficienta izmaiņa, I [W/m^2] ir optiskā signāla intensitāte [149]. Silīcija šķiedrai nelineārais koeficients ir aptuveni $2,6 \times 10^{-12} m^2/W$. Jāpiemin, ka šķiedras nelineārās īpašības var tikt raksturotas arī ar nelinearitātes parametru γ [W^{-1}/km] (izteiksme (2.18)).

$$\gamma = 2\pi n_2 / (A_{eff} \lambda) \quad (2.18.)$$

kur A_{eff} ir šķiedras efektīvais laukums [5, 91]. Galvenokārt, laušanas koeficienta izmaiņu dēļ, rodas fāzes pašmodulācija (SPM) (*angl. self-phase modulation*) un šķērsmodulācija (XPM) (*angl. cross phase modulation*). SPM gadījumā optiskā signāla fāze mainās laikā tādā pašā veidā, kā pats optiskais signāls. Savukārt, XPM gadījumā nelineārā fāzes nobīde ir atkarīga arī no pārējo kanālu jaudām. Ievērojot Kera efektu (SPM, XPM) un vājinājuma ietekmi, izteiksme (2.16) var tikt pierakstīta nelineāra Šrēdingera vienādojuma (*angl. nonlinear Schrodinger equation, NLSE*) veidā (izteiksme (2.19)) [5].

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} = -\frac{\alpha}{2} A + j\gamma |A|^2 A \quad (2.19.)$$

Jāpiemin, ka (2.19.) izteiksme var tikt papildināta arī ar augstākas kārtas dispersijas raksturojumiem. Piemēram, *OptSim* programmatūra paredz līdz piektās pakāpes dispersijas koeficientu ietekmes ievērošanu [5, 91]. Saskaņā ar TDSS metodi izteiksme (2.19) var tikt attēlota (2.20.) izteiksmes veidā [92].

$$\frac{\partial A}{\partial z} = \{L + N\}A(t, z) \quad (2.20.)$$

kur lineārais operators L raksturo hromatisko dispersiju, vājinājumu un PMD, savukārt nelineārs operators N raksturo Kera efektu, kā arī citus NOE (stimulētas Ramana un Briljuēna izkliedes, attiecīgi SRS (*angl. stimulated Raman scattering*) un SBS (*angl. stimulated Brillouin scattering*), kā arī četrvīļņu mijiedarbi FWM (*angl. four-wave mixing*) [91, 92]. Svarīgi pieminēt, ka *OptSim* programmatūrā šķiedras sadales solim Δz jābūt pietiekami mazam, lai kļūda, kas rodas L un N efektu atdalīšanas rezultātā tiektos pie nulles ātrāk, nekā $(\Delta z)^2$. *OptSim* programmatūra solis Δz tiek uzstādīts automātiski, pamatojoties uz lietotāja uzstādītājiem simulācijas precizitātes (*angl. Simulation Accuracy* ("loose", "standard", "tight")) un piemērošanas (*angl. Enforcement* ("statistical", "strict")) parametriem [92].

PMD, kas raksturo impulsa paplašināšanos šķiedras modas ortogonālo polarizācijas komponentu ātrumu atšķirības rezultātā, *OptSim* programmatūrā tiek simulēta balstoties uz PMD koeficienta vērtību δ_{PMD} , pielietojot to diferenciālās grupas aiztures DGD (*angl. differential group delay*) varbūtības blīvuma funkcijas $P(\Delta\tau, z)$ noteikšanai. Jāpiemin, ka PMD izraisīta impulsa paplašināšana ir relatīvi maza. Tomēr tā var būtiski ietekmēt optiskā signāla pārraidi lielajos attālumos (virs 100 km) un lielajos pārraides ātrumos (vairāk par 100 Gbit/s) [5, 91].

Savukārt, SRS un SBS ir nelineārās izkliedes, kas rodas fotonam pārejot uz zemāko enerģijas līmeni atbrīvojot enerģiju vibrācijas enerģijas kvanta (fonona) veidā [5, 151]. Galvenā

starpība starp Ramana un Briljuēna izkliedēm ir tas, ka Ramana izkļiedes laikā rodas optiskie fononi, savukārt Briljuēna izkļiedes laikā – akustiskie fononi. Abu izkļiedes procesu rezultātā šķiedrā notiek jaudas zudumi. Jāpiemin, ka izkļiežu ienestie zudumi ir nenozīmīgi pie mazam jaudām, savukārt, kad jauda pārsniedz noteikto sliekšni, izkļiedētas gaismas intensitāte pieaug eksponenciāli abiem izkļiedes veidiem. Briljuēna izkļiedes precīza sliekšņa vērtība ir atkarīgā no modulācijas formāta, tomēr parasti tā ir ap 5 mW (7 dBm), savukārt SRS tā ir būtiski lielāka (ap 570 mW (27 dBm) pie 1.55 μm). Ievērojot to, ka parasti WDM sistēmās viena kanāla jauda nepārsniedz 10 mW, atšķirība no SRS, SBS ienestie zudumi var ietekmēt signālu [5]. Bez ienestajiem zudumiem, SRS un SBS var izraisīt starpkanālu šķērsrunas. Tomēr SBS gadījumā tas nav būtiski, jo izkļiedēta gaisma tiek nobīdīta par aptuveni 10 GHz (starpkanālu intervāls parasti ir daudz lielāks), tajā pat laikā Briljuēna pastiprinājuma spektrs ir ļoti šaurs (<100 MHz). Savukārt SRS gadījumā izkļiedēta gaisma tiek nobīdīta par 13 THz un tās spektrs ir ļoti plats (20 – 30 THz). Rezultātā, tas var būtiski ietekmēt WDM veiktspēju pie nosacījuma, ka jauda pārsniedz noteikto sliekšni. *OptSim* programmatūrā SBS ienestie zudumi tiek raksturoti definējot signāla $I_p(z)$, kas izplātās šķiedrā (pumpējošā signāla) intensitāte izmaiņas $\frac{\partial I_p}{\partial z}$ atbilstoši lietotāja definētam Briljuēna pastiprinājuma koeficientam $C_{B,max}$ [m/W] noteiktajā Briljuēna pastiprinājuma joslas platumā $\Delta f \in \left[f_B - \frac{B_{eq,SBS}}{2}; f_B + \frac{B_{eq,SBS}}{2} \right]$, kur $B_{eq,SBS}$ Briljuēna pastiprinājuma joslas platumu raksturojošais parametrs, kas var tikt definēts izmantojot Δf un f_B , kas ir Briljuēna izkļiedes pīķis [Hz]. Savukārt, Ramana izkļiedes rezultātā ienestā šķērsruna tiek raksturota balstoties uz lietotāja definētas references frekvences Ramana pastiprinājuma profilam f_R un impulsa reakcijas h_R , kas atbilst Ramana pastiprinājuma spektrālās formas inversās Furjē transformācijas un tiek aprēķināta pamatojoties uz lietotāja definētiem konstantēm τ_1 un τ_2 .

Vēl viens Kera efekts, kas tiek ievērots simulācijās ir FWM, kas trim signāliem ar viļņa garumiem $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ izplatoties pa šķiedru paredz ceturrtā signāla (ar viļņa garumu $\omega_4 = \omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3$) ģenerēšanu. Jāpiemin, ka vairākumā gadījumu praksē papildus signāli netiek ģenerēti [5, 95]. Simulācijā pielietotas SSMF šķiedras parametri ir apkopoti 2.1. pielikumā.

Pamatojoties uz to, ka šīs nodaļas ietvaros tika veikts modulācijas formātu īpašību novērtējums, nevis noteiktā pārraides sistēmas risinājuma izstrāde, sākuma pētījuma posmā, lai nodrošinātu vienādu šķiedras ieejas jaudu visiem modulācijas formātiem tika pielietots ar erbiju leģētas šķiedras pastiprinātājs (*angl. erbium doped fiber amplifier, EDFA*), kas ir tradicionāls risinājums šķiedru optiskajās sakaru sistēmās [5, 19, 95]. Kaut arī PON arhitektūra paredz tikai pasīvo elementu pielietojumu ODN, 2.1.a. attēlā redzamajā konfigurācijā optiskā pastiprinātāja pielietojums ir pieļaujams, jo tas tiek izvietots CO un tādejādi raidlīnija paliek pasīva. No *OptSim* programmatūrā pieejamajiem modeļiem, šajā apakšnodaļā tika izmantots EDFA pastiprinātāja vienkāršotais modelis – EDFA ar fiksēto izejas jaudu, kas saskaņā ar [91] ir ieteicamāks simulācijām, kuru mērķis nav pastiprinātāju izpēte. EDFA ar fiksēto pastiprinājumu un EDFA ar fiksēto izejas jaudu modeļos pastiprinātāja darbība tiek simulēta pamatojoties uz lietotāja definēto pastiprinājuma formu (*angl. gain shape*), kas var tikt aprakstīta izmantojot datu failu vai arī definējot noteikto pastiprinājuma raksturojošā parametra vērtību, kā tas arī tika darīts šīs nodaļas ietvaros. EDFA ar fiksēto pastiprinājumu tika norādīts

pastiprinājums [dB]. EDFA ienestais troksnis, kas rodas spontānās emisijas rezultātā un tad vēl pastiprināts EDFA, ir viens no svarīgākajiem EDFA ienestajiem pārraides sistēmas darbību ierobežojošajiem faktoriem [19]. *OptSim* programmatūrā tas tiek raksturots ar trokšņa parametru F , kas ir proporcionāls pastiprinātās spontānās emisijas (*angl. amplified spontaneous emission, ASE*) trokšņa jaudai. Šīs nodaļas ietvaros trokšņa parametrs tika pieņemts vienāds ar 4,5 dB [91].

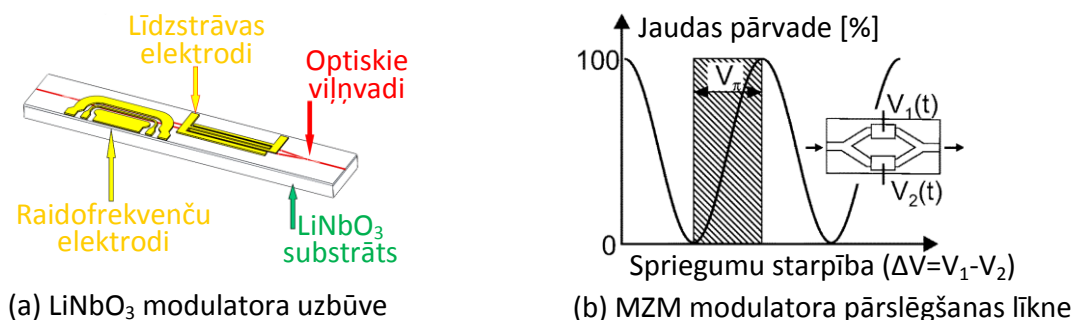
Atsaucoties uz pirmajā nodaļā veikto datu modulācijas formātu analīzi, šīs nodaļas ietvaros tika novērtēta NRZ-OOK, RZ-OOK, CSRZ-OOK, DB, NRZ-DPSK, RZ-DPSK un CSRZ-DPSK modulācijas formātu veiktspēja WDM-PON sakaru sistēmā ar 10 Gbit/s pārraides ātrumu kanālā. Visu modulācijas formātu (izņemot RZ-DPSK) raidītāju modeļos nesējsignāla ģenerēšanai tiek pielietots nepārtrauktā starojuma (*angl. continuous wave, CW*) lāzers. *OptSim* programmatūrā pieejamam CW lāzera modelim ir Lorenca emisijas spektra forma (*angl. Lorentzian emission spectrum shape*), kas tiek ģenerēta balstoties uz lietotāja definēto lāzera izejas jaudu un FWHM (*angl. Full Width Half Maximum*) (tika uzstādīts vienāds ar 50 MHz). Šīs lāzera modelis paredz arī spontānās emisijas izraisīta fāzes trokšņa simulāciju. Lāzeram ar Lorenca spektra formu šis troksnis atbilst baltajam troksnim [91, 150].

Visu raidītāju modeļos tika pielietots arī vienāds datu signālu ģenerators modelis – pseido gadījuma bitu secības PRBS (*angl. pseudo-random-bit-sequence*) ģenerators, kas ģenerē loģisko bitu secību uzdotajā datu pārraides ātrumā. Savukārt datu signālu padodot uz modulatora ieejas signāla ģeneratoru (*angl. modulator driver*) tiek iegūts elektriskais datu signāls ar lietotāja uzdoto impulsa formu (šīs nodaļas ietvaros taisnstūra) un noteiktajām minimuma un maksimuma līmeņu spriegumu vērtībām (tiek uzstādītas atkarībā no DMF).

No trim šobrīd izplatītajām datu signāla informācijas pārnesei uz optiskā nesējsignāla (optiskās modulācijas) realizācijas tehnoloģijām – tieši-modulēts lāzers (*angl. directly modulated laser (DML)*), elektroabsorbcijas modulators (*angl. electro absorption modulator (EAM)*) un Maha-Cendera modulators (*angl. Mach-Zehnder modulator (MZM)*) – visu apskatīto DMF raidītājiem tika izvēlēts MZM [12]. Augstākos pārraides ātrumos (10 Gbit/s un augstāk) tieši modulēta lāzera izejas intensitātes modulācijas signāls tiek papildus pakļauts paliekošai fāzes modulācijai, kas ir lielā mēra atkarīgā no elementa īpašībām. Rezultātā signālā spektrs paplašinās, kas savukārt negatīvi ietekmē WDM pārraides sistēmas starpkanālu intervālu kā arī izraisa signāla kropļojumu palielināšanos [5, 12]. Savukārt, EAM ienesti zudumi parasti ir lielāki nekā MZM [12, 76]. Turklāt vairāki autori pielieto raidītājus, kuros MZM tiek pielietots darbā apskatīto modulācijas formātu ģenerēšanai. Piemēram, autori rakstā [122] pielieto MZM modulatoru DB ģenerēšanai, autori rakstos [117, 118, 119] – PAM-4 ģenerēšanai, savukārt autori rakstā [4] pielieto MZM modulatoru NRZ, RZ, CSRZ, DB, NRZ-DPSK un RZ-DPSK modulācijas formātu realizācijai.

Praksē MZM tiek veidots implantējot optiskus viļņvadus elektro-optiskajā kristālā, parasti LiNbO_3 , kuriem izmantojot radiofrekvenču un līdzstrāvas elektrodus tiek pielikts ārējais spriegums (2.3.a.att.). Saskaņā ar [91] visi mūsu izmantoto modulatoru modeli (divu plecu (*angl. dual arm*) MZM, viena pleca MZM, fāzes modulators) ir reālistiski LiNbO_3 modulatora modeli. LiNbO_3 modulatora darbības pamātā ir elektrooptiskais efekts (Pokelsa efekts). Respektīvi, LiNbO_3 laušanas koeficients mainās atkarībā no ārēja sprieguma. Attiecību starp

ieejas elektriska signāla spriegumu un izejas optiskā signāla intensitāti raksturo MZM pārslēgšanas līkne (*angl. switching curve*) vai pārvades funkcija (*angl. transmission curve*) [5, 22, 85, 86, 124].



2.3. att. LiNbO₃ intensitātes modulatora uzbūve [86] un pārvades funkcija [124].

Izteiksme (2.21) apraksta ideāla (ideāla radiofrekvenču pārvades raksturlīkne, ideāls sazarotājs, ideālā simetrija, bez zudumiem) divu plecu MZM pārvades funkciju [16, 56, 94].

$$T_E = \frac{1}{2} \{ e^{j\phi(V_1)} + e^{j\phi(V_2)} \} \quad (2.21.)$$

kur $\phi(V_1)$ un $\phi(V_2)$ ir fāzes nobīdes pirmajā un otrajā plecā, kas ir attiecīgi atkarīgas no pirmajam un otrajam plecam pieliktajiem spriegumiem V_1 un V_2 [16, 56, 94]. Ja nevienam no MZM pleciem nav pielikts spriegums, plecos nerodas fāzes nobīdes un abu plecu izejas signāli interferē konstruktīvi. Kā var redzēt no (2.21.) izteiksmes, ja $\phi(V_1) = \phi(V_2) = 0$ tad $T_E = 1$ un MZM ieejas signāls paliek nemainīgs. Savukārt, papildus fāzes nobīde vienā no pleciem, kas rodas sprieguma izraisītās laušanas koeficienta izmaiņas dēļ, iztraucē konstruktīvo interferenci un samazina MZM pārvadīto intensitāti. Nodrošinot optiskās fāzes starpību starp diviem pleciem vienādu ar π , modulators pārslēdzas no konstruktīvas uz destruktīvo interferenci. Kā var redzēt, no (2.21.) izteiksmes, piemēram, ievietojot $\phi(V_1) = \pi$, bet $\phi(V_2) = 0$, $T_E = 0$ un MZM izejas nebūs signāla [5, 12, 16, 56]. Tādēļ, parasti tiek definēts MZM pārslēgšanas spriegums – V_π , kas ir vienāds ar spriegumu, kas ir nepieciešams lai nodrošinātu π fāzes nobīdi starp modulatora pleciem. Balstoties uz plecam pielikta sprieguma V un modulatora pārslēgšanas spriegumu fāzes nobīdi attiecīgajā MZM plecā var definēt ar izteiksmi (2.22) [16, 56, 85, 94].

$$\phi(V) = \pi \frac{V}{V_\pi} \quad (2.22.)$$

Pielietojot izteiksmi (2.22), Eilera formulu un kosinusu un sinusu summas formulu izteiksmi (2.21) var pierakstīt (2.23.) izteiksmes veidā.

$$T_E = e^{j \frac{\phi(V_1) + \phi(V_2)}{2}} \cos \left(\frac{\phi(V_1)}{2} - \frac{\phi(V_2)}{2} \right) = e^{j \frac{\pi \frac{V_1}{V_\pi} + \pi \frac{V_2}{V_\pi}}{2}} \cos \left(\frac{\pi}{2} \left(\frac{V_1}{V_\pi} - \frac{V_2}{V_\pi} \right) \right) \quad (2.23.)$$

Kā var redzēt no (2.23.) izteiksmes, modulēta signāla amplitūda ir atkarīga no fāžu starpības abos plecos, savukārt fāze ir atkarīga no fāžu summas. Līdz ar to, lai nodrošinātu modulatora darbību tīrās amplitūdas modulācijas (*angl. push-pull*) režīmā ir nepieciešams, lai vienā

modulatora pleca fāzes nobīde būtu vienāda ar otra pleca fāzes nobīdi, bet ar pretējo zīmi $\phi(V_1) = -\phi(V_2)$, tātad modulatora pleciem pieliktajiem spriegumiem, jābūt attiecīgi $V_1 = -V_2 = \frac{V_D}{2}$ [94]. Ievietojot attiecīgas sprieguma vērtības izteiksmē (2.23), modulatora pārvades funkciju ir iespējams aprakstīt ar izteiksmi (2.24).

$$T_E = \cos\left(\frac{\pi}{2}\left(\frac{2V_1}{V_\pi}\right)\right) = \cos\left(\frac{\pi}{2}\left(\frac{V_D}{V_\pi}\right)\right) \quad (2.24.)$$

Atkarībā no LiNbO_3 kristāla šķēluma, izšķir x -šķēluma, y -šķēluma un z -šķēluma modulatorus, kuriem ir noteikts elektrodu izvietojums (respektīvi, pielikta elektriska lauka izplatīšanas virziens) un optiskā lauka izplatīšanas virziens. Izplātītāki ir x -šķēluma un z -šķēluma modulatori. Tīro amplitūdas modulāciju nodrošina x -šķēluma MZM, kuram ir viens vadības spriegums V_{DS} , savukārt optiskais un elektriskais lauks izplātas, attiecīgi, gar y un z kristāla asīm [16]. Pieņemot, ka $V_{DS} = V_D = 2V_1 = -2V_2$, viena pleca MZM var aprakstīt izmantojot izteiksmi (2.24).

Augstāk aprakstītais MZM darbības princips paredz, ka modulatora abi pleci ir vienādi un, sekojoši, fāzes starpība ir vienāda ar 0, ja nav pielikts vadības spriegums. Tomēr, praksē vienmēr ir neliela atšķirība starp diviem MZM optiskajiem ceļiem, kas rodas materiāla nevienādīguma, ražošanas ienesto trūkumu, temperatūras un novecojuma ietekmes, foto-refrakcijas efektu, ka arī statiska elektriskā lādiņa uzkrāšanas dēļ. Rezultātā rodas neparedzēta fāzes starpība. Lai to kompensētu, kā arī nodrošinātu iespēju izvēlēties vēlamo darbības punktu (*angl. operating point*) MZM pārvades funkcijā, tiek ieviesta laika nemainīga fāzes nobīde $\psi = \pi \frac{V_B}{V_\pi}$ (*angl. bias*), kas tiek nodrošināta ar līdzstrāvas nobīdes spriegumu V_B . Kā rezultātā, fāzes nobīde modulatora plecos ir atkarīga no datu signāla, kas tiek padots uz MZM radiofrekvenču elektrodiem un nobīdes sprieguma kas tiek padots uz līdzstrāvas elektrodiem. Bieži darbības punkts tiek uzstādīts kvadrātūras (vai 50% pārraides) punktā ($V_B = \frac{1}{2}V_\pi$) [12, 86].

Papildinot izteiksmi (2.23) ar nemainīgu fāzes nobīdi ψ , tiek iegūta (2.25.) izteiksme [56, 94].

$$T_E = e^{j\frac{\phi(V_1)+\phi(V_2)+\psi}{2}} \cos\left(\frac{\phi(V_1)}{2} - \frac{\phi(V_2)}{2} - \frac{\psi}{2}\right) \quad (2.25.)$$

Ievērojot to, ka pilnās intensitātes modulācijas režīma nodrošināšanai ir nepieciešams uzturēt modulatora plecos pretējas fāzes nobīdes, var secināt, ka šajā gadījumā vadības un nobīdes spriegumiem jāapmierina (2.26.) vienādība, kā rezultātā MZM pārvades funkcija var tikt definēta ar izteiksmi (2.27).

$$V_1 = -V_2 - V_B \quad (2.26.)$$

$$T_E = \cos\left(\frac{\pi}{2}\left(\frac{2V_2 + 2V_B}{V_\pi}\right)\right) \quad (2.27.)$$

Savukārt viena pleca modulatoram, pieņemot, ka $V_2 = \frac{V_{DS}}{2}$ un $V_1 = -\frac{V_{DS}}{2} - V_B$ un $V_B = \frac{V_{BS}}{2}$, pārvades funkciju var pierakstīt ar izteiksmi (2.28).

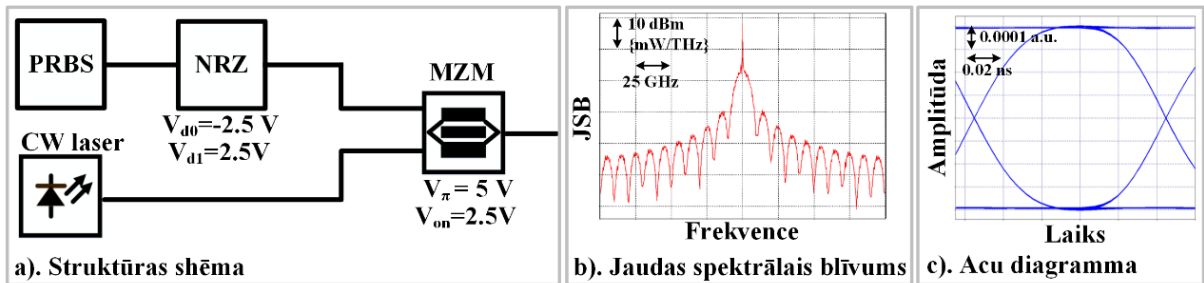
$$T_E = \cos\left(\frac{\pi}{2}\left(\frac{V_{DS} + V_{BS}}{V_\pi}\right)\right) \quad (2.28.)$$

Saskaņā ar [16], lai iegūtu NRZ-OOK signālu ir jāuzstāda modulatora vadības un nobīdes spriegumi vienādi ar, attiecīgi, $V_{DS} = \pm \frac{V_\pi}{2}$ un $V_{BS} = -V_\pi/2$. Tomēr, *OptSim* pieejamajam MZM modulatora modeļiem nav paredzēta nobīdes sprieguma ieeja. Tomēr, tā vietā tiek ieviests lietotāja uzstādīts V_{on} – maksimālais caurlaidības nobīdes spriegums (*angl. maximum transmissivity offset voltage*), kas ir vienāds ar ieejas sprieguma vērtību, kas atbilst maksimuma pārraides stāvoklim. Promocijas darbā izmantotajā NRZ-OOK modulācijas shēmā (2.4. att.) MZM ar $V_\pi = 5$ V tiek vadīts ar vadības spriegumu $V_{DS} = \pm \frac{V_\pi}{2} = \pm 2,5$ V, savukārt V_{on} ir vienāds ar 2,5 V [91]. Pieņemot, ka MZM ienesti zudumi ir vienādi ar 0, bet slāpēšanas attiecība tiecās uz $+\infty$, *OptSim* MZM modeļa pārvades funkciju var aprakstīt ar izteiksmi (2.29) [91], kurā ievietojot simulācijā attiecīgas vadības sprieguma un V_{on} vērtības, tiek iegūtas izteiksmes (2.30) un (2.31).

$$Te \approx \cos\left[\frac{\pi}{2}\left(\frac{V_{in} - V_{on}}{V_\pi}\right)\right] \quad (2.29.)$$

$$Te_0 \approx \cos\left[\frac{\pi}{2}\left(\frac{-2,5 - 2,5}{5}\right)\right] \approx 0 \quad (2.30.)$$

$$Te_1 \approx \cos\left[\frac{\pi}{2}\left(\frac{2,5 - 2,5}{5}\right)\right] \approx 1 \quad (2.31.)$$



2.4. att. (a) NRZ-OOK raidītāja struktūras shēma, (b) izejas signāla jaudas spektrālais blīvums un (c) acu diagramma.

Ievietojot attiecīgo vadības spriegumu (vienādu ar 2,5 V) teorētiskajā MZM pārvades funkcijā (2.28), kā arī ievērojot, ka nobīdes spriegumam jābūt vienādam ar $V_{BS} = -V_\pi/2 = -2,5$ V, tiek iegūtas izteiksmes (2.32) un (2.33), attiecīgi, priekš “0” un “1” datu signāla līmeņiem.

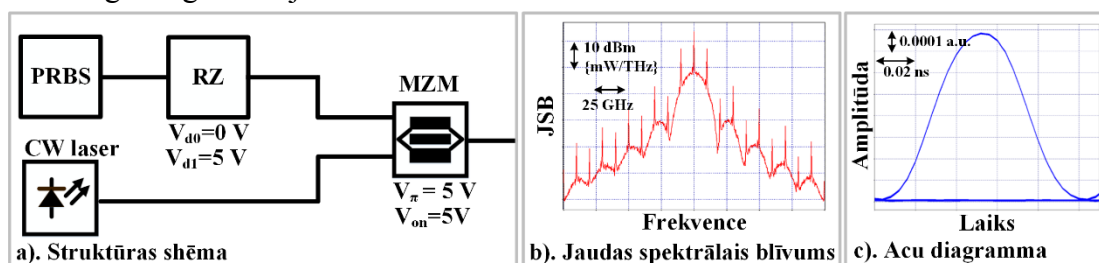
$$T_{E_0} = \cos\left[\frac{\pi}{2}\left(\frac{V_{d0}}{V_\pi} + \frac{V_{BS}}{V_\pi}\right)\right] = \cos\left[\frac{\pi}{2}\left(\frac{-2,5}{5} - \frac{2,5}{5}\right)\right] = 0 \quad (2.32.)$$

$$T_{E_1} = \cos\left[\frac{\pi}{2}\left(\frac{V_{d1}}{V_{\pi_RF}} + \frac{V_{BS}}{V_\pi}\right)\right] = \cos\left[\frac{\pi}{2}\left(\frac{2,5}{5} - \frac{2,5}{5}\right)\right] = 1 \quad (2.33.)$$

Izanalizējot izteiksmes (2.30 – 2.33), var secināt, ka attiecīgais simulācijas modelis (2.30 – 2.31) nodrošina tādu pašu rezultātu, kā teorētiskās izteiksmes (2.32 – 2.33). Jāatzīmē, ka ievērojot modulatora ienestos zudumus EL_{dB} (šīs nodaļas ietvaros 3 dB) un reālo slāpēšanas attiecību $ER_{dB} = 10 \log(ER_{LIN}^2)$ (šīs nodaļas ietvaros 20 dB) *OptSim* MZM modeļa pārvades funkcija var tikt pierakstīta ar izteiksmi (2.34) [91].

$$Te = 10^{-\frac{EL_{dB}}{20}} \left\{ \cos \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{V_{in} - V_{on}}{V_{\pi}} \right) \right] - j \frac{1}{ER_{LIN}} \sin \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{V_{in} - V_{on}}{V_{\pi}} \right) \right] \right\} \quad (2.34.)$$

Līdzīgi tiek nodrošināta arī RZ-OOK modulācija (2.5.att.). Attiecīgajā modelī RZ-OOK signāls, tiek ģenerēts izmantojot RZ impulsus ar nepieciešamu RZ ciklu (šīs nodaļas ietvaros 50%). RZ-OOK signāls, tika ģenerēts, uzstādot vadības un V_{on} spriegumus vienādus ar attiecīgi $V_{DS} = \pm 5V$ un $V_{on}=5V$ [91]. Ievietojot attiecīgas vērtības izteiksmē (2.29), tika iegūtas izteiksmes (2.35) un (2.36), pamatojoties uz kurām var secināt, ka modelis korekti nodrošina RZ-OOK signāla ģenerāciju.

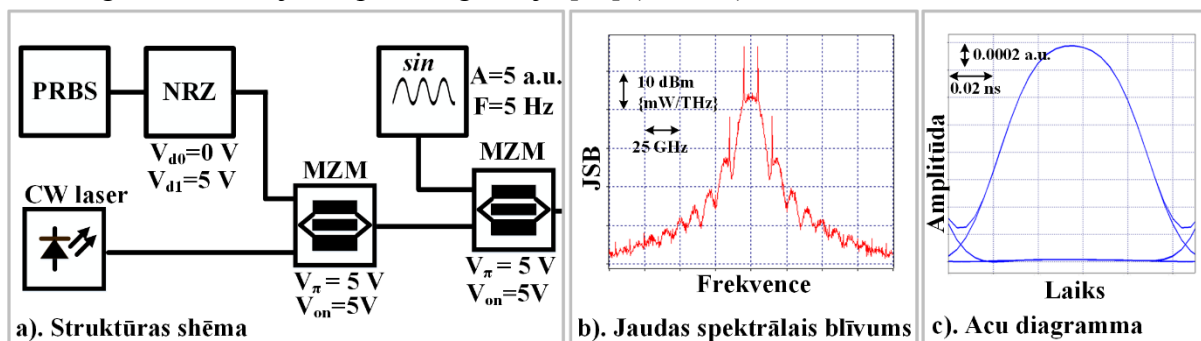


2.5. att. (a) RZ-OOK raidītāja struktūras shēma, (b) izejas signāla jaudas spektrālais blīvums un (c) acu diagramma.

$$Te \approx \cos \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{0 - 5}{5} \right) \right] \approx 0 \quad (2.35.)$$

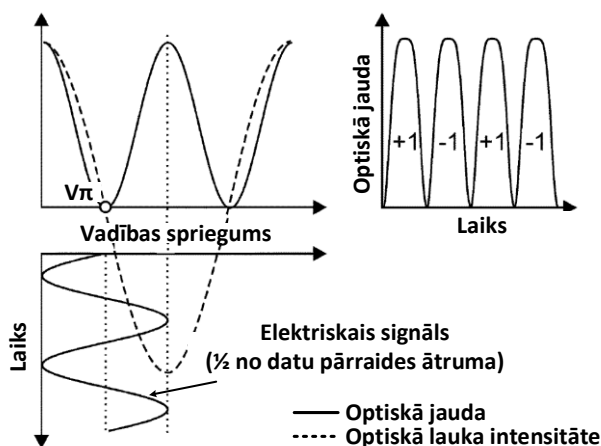
$$Te \approx \cos \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{5 - 5}{5} \right) \right] \approx 1 \quad (2.36.)$$

CSRZ-OOK signāls tiek ģenerēts izmantojot NRZ-OOK signālu, kas tiek pārveidots CSRZ-OOK signālā izmantojot impulsu izgriezēju [91] (2.6. att.).



2.6. att. (a) CSRZ-OOK raidītāja struktūras shēma, (b) izejas signāla jaudas spektrālais blīvums un (c) acu diagramma.

Impulsa izgriezējs parasti tiek realizēts pielietojot sinusoidālo signālu ar frekvenci vienādu ar pusi no pārraides ātruma kā modulatora vadības spriegumu un tādējādi nodrošinot impulsu ar 67% ciklu (2.7. att.) [124]. Kā var redzēt 2.7. attēlā, pusei no vieninieku bitiem MZM optiskā lauka intensitātes pārvades funkcija ir pozitīva, savukārt otrai pusei – negatīva, tajā pat laikā abos gadījumos, tas atbilst jaudas pārvades funkcijas maksimumam [124]. Tādējādi tiek iegūts optiskais spektrs ar apspiesto nesošo (2.6.b.att.).

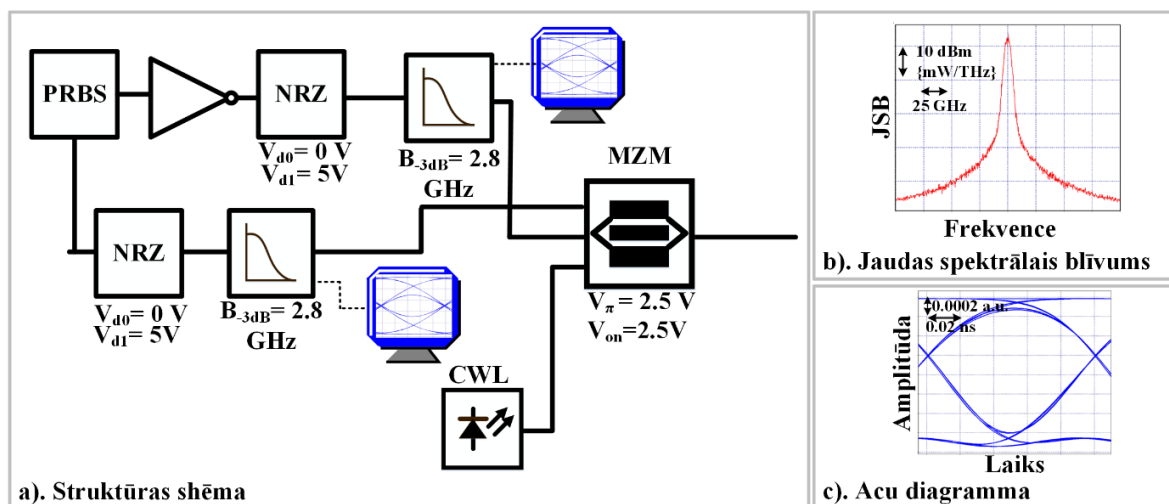


2.7. att. Impulsa izgriezēja pārvades funkcija CSRZ-OOK impulsu ģenerēšanai [12, 124].

Jāatzīmē, ka salīdzinot ģenerēto OOK signālu spektrus (2.4. – 2.6. att.), var redzēt, ka CSRZ-OOK signāla spektrs (2.6.b. att.) ir nedaudz platāks par NRZ-OOK spektru (2.4.b. att.) un šaurāks par RZ-OOK spektru (2.5.b. att.), kas atbilst teorētiskajām izklāstam (attiecīgi 1.11.a. att., 1.11.b.att. un 1.11.c att.). Turklāt, kā var redzēt no 2.6.c, 2.5.c un 2.4.a. attēlu acu diagrammām ģenerētā CSRZ-OOK signāla (2.6.c. att.) impulsa ilgums atbilst teorētiskajam – tas ir platāks nekā RZ-OOK impulss (2.5.c.att.) un šaurāks nekā NRZ-OOK impulss (2.4.c. att.).

Kā var redzēt 2.8. attēlā *OptSim* programmatūrā pieejamais DB modelis tiek realizēts izmantojot divu plecu MZM un tas atbilst vairākos zinātniskajos darbos, piemēram [83, 124], pieejamām DB raidītāja struktūras aprakstam. Saskaņā ar [124], optiskajā DB raidītājā ieejas signāls tiek pārveidots trīs līmeņu elektriskajā signālā, pielietojot šaurjoslas elektrisko zemfrekvenču filtrēšanu. Zemfrekvenču filtrs var tikt realizēts kā aizture-un-saskaitīšanas (*angl. delay-and-add*) filtrs vai arī kā cita veida filtrs ar piemēroto amplitūdas frekvenču pārvades raksturojumu un -3 dB caurlaides joslu vienādu ar apmēram 25% no datu pārraides ātruma [124]. *OptSim* programmatūrā pieejamajā modelī tiek pielietots Beseļa elektriskais filtrs ar caurlaides joslas platumu vienādu ar 2,8 GHz [90]. Kā var redzēt 2.8.a.attēlā, rezultātā tiek iegūts nepieciešamais trīs līmeņu (duobinārais) signāls, kuru (tiešo un inverso) pielieto kā divu plecu MZM vadības signālu [83, 124]. Jāatzīmē, ka arī DB modeļa ģenerētais optiska signāla spektrs (2.8.b. att.) atbilst teorētiskajām, respektīvi, tas ir šaurāks nekā NRZ-OOK spektrs (2.4.b.att., 1.11.a.att. un 1.11.e. att.). Jāpiemin, ka praksē DB raidītājos tiek pielietota ieejas datu signāla diferenciāla pirmskodēšana [83,124], savukārt izmantotajā, *OptSim* programmatūrā pieejamajā uztvērēja modelī diferenciālā kodēšana netiek veikta. Tomēr, šī pētījuma ietvaros, tas neietekmē rezultātus, jo signāla kvalitātes novērtēšanai tiek pielietota

analītiskā BER novērtējuma metode. Respektīvi, uztvertā signāla BER tiek aprēķināta pamatojoties uz signāla statistiskajiem raksturojumiem un, sekojoši, nav nepieciešams zināt dekodēto bitu vērtības, lai nodrošinātu signāla kvalitātes novērtējumu [12]. Līdz ar to, ir iespējams pieņemt, ka PRBS datu secība jau ir diferenciāli kodēta. Turklāt, saskaņā ar [124], pirmskodēšanas vietā ir iespējams veikt dekodēšanu pēc uztvērēja un tā var tikt realizēta izmantotajā simulācijas modelī, ja ir nepieciešams zināt katra atsevišķa bita vērtību.

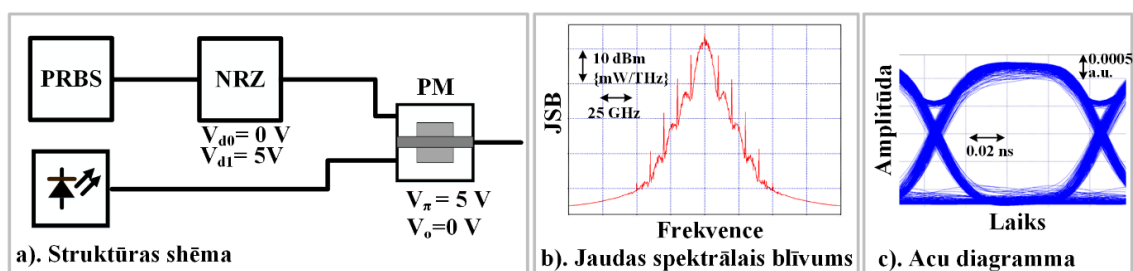


2.8. att. (a) DB raidītāja struktūras shēma, (b) izejas signāla jaudas spektrālais blīvums un (c) acu diagramma.

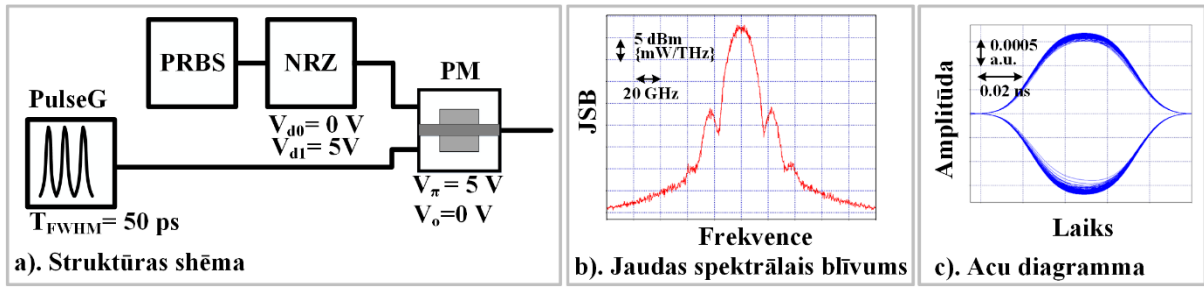
Pielietoto NRZ-DPSK un RZ-DPSK raidītāju modeli ir redzami attiecīgi 2.9. un 2.10. attēlos. Abos modeļos tiek pielietots fāzes modulators. Saskaņā ar [91], *OptSim* programmatūrā pieejamais fāzes modulatora modelis atbilst fāzes modulatoram, kas darbojas uz elektrooptiskā efekta LiNbO_3 kristālā un, sekojoši, tā darbības princips atbilst iepriekš izklāstītajam LiNbO_3 modulatora darbības principam. *OptSim* pieejamā fāzes modulatora modeļa pārvades funkcija tiek aprakstīta ar izteiksmi (2.37) [91].

$$Te \approx e^{j(\pi \frac{V_D - V_0}{V_{\pi}})} \quad (2.37.)$$

kur V_D ir ieejas vadības spriegums, V_{π} ir ieejas spriegums, kas ir nepieciešams lai nodrošinātu optiskā signāla fāzes nobīdi par π , bet V_0 ir ieejas spriegums, kas uzstāda modulatoru nulles fāzes nobīdes stāvoklī [91].



2.9. att. (a) NRZ-DPSK raidītāja struktūras shēma, (b) izejas signāla jaudas spektrālais blīvums un (c) acu diagramma.



2.10. att. (a) RZ-DPSK raidītāja struktūras shēma, (b) izejas signāla jaudas spektrālais blīvums un (c) acu diagramma.

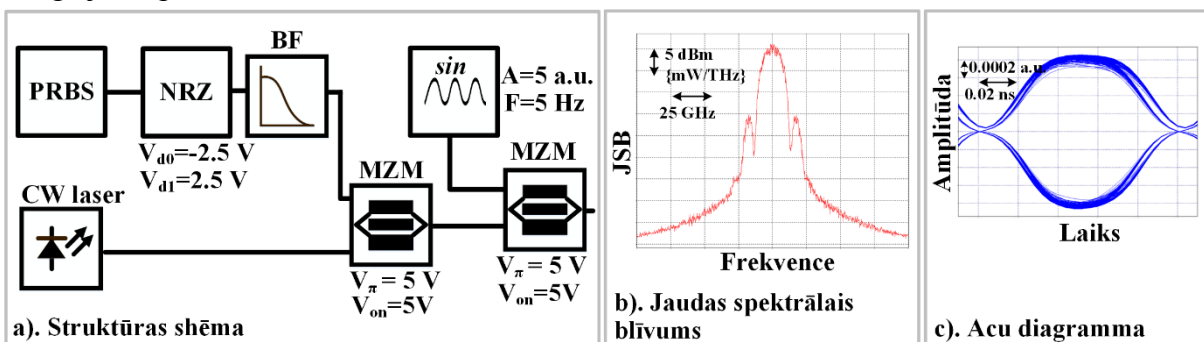
Jāatzīmē, ka promocijas darbā izmantotajos raidītāju modeļos V_0 ir vienāds ar 0 V. Savukārt vadības spriegums gan NRZ-DPSK, gan RZ-DPSK modeļiem ir vienāds ar, attiecīgi, $V_{D0} = 0$ V un $V_{D1} = 5$ V, savukārt $V_\pi = 5$ V. Ievietojot attiecīgas vērtības izteiksmē (2.37.), tiek iegūtas izteiksmes (2.38) un (2.39), kas pierāda, ka vērtības ir izvēlētas korekti.

$$Te \approx e^{j\left(\pi \frac{0-0}{5}\right)} = 0 \quad (2.38.)$$

$$Te \approx e^{j\left(\pi \frac{5-0}{5}\right)} = e^{j\pi} \quad (2.39.)$$

Lai nodrošinātu RZ kodēšanu, RZ-DPSK modelī lāzera vietā tiek pielietots impulsu ģenerators. Respektīvi, RZ cikls tiek noteikts definējot impulsa ģeneratora FWHM laiku (laiku starp diviem punktiem pusē no pīķa jaudas) atkarībā no datu pārraides ātruma (50 ps priekš 10 Gbit/s pārraides atbilstoši 50 % RZ-DPSK) [91]. Kaut arī praksē RZ-DPSK signāli parasti tiek iegūti pārveidojot NRZ-DPSK impulsus ar impulsu izgriezēju, atsevišķos zinātniskajos rakstos (piemēram, eksperimentālajos pētījumos [62,123]), RZ-DPSK ģenerēšanai tiek izmantoti optiskie impulsi (līdzīgi 2.10. attēlā redzamajam modelim). Kā var redzēt 2.9.b. un 2.10.b. attēlos, rezultātā iegūtais RZ-DPSK spektrs ir plātāks nekā NRZ-DPSK spektrs, kas atbilst teorētiskam izklāstam (1.12.f. att., 1.12.g. att.).

Savukārt, 2.11. attēlā ir redzams *OptSim* pieejamais CSRZ-DPSK modelis, kas atbilst [13] sniegtajam aprakstam.

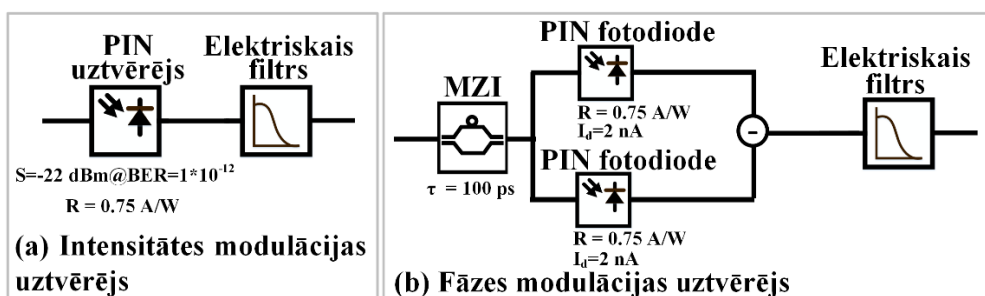


2.11. att. (a) CSRZ-DPSK raidītāja struktūras shēma, (b) izejas signāla jaudas spektrālais blīvums un (c) acu diagramma.

Respektīvi, CSRZ-DPSK raidītājā tiek pielietots MZM ar pārvades funkcijas minimumu vienādu ar 0 V un attiecīgi maksimumu – ar V_π . Lai to nodrošinātu, CSRZ-DPSK modelim tā

tika uzstādīta vienāda ar V_{π} (5 V). Tas ir pamatots ar to, ka *OptSim* pieejama MZM modeļa minimuma un maksimuma stāvokļus raksturo V_{on} (maksimumam atbilst vadības spriegums vienāds ar V_{on} , savukārt minimumam – vienāds ar $V_{on} \pm V_{\pi}$). Saskaņā ar [13], MZM vadības spriegums ir vienāds attiecīgi ar $V_{DS} = \pm \frac{V_{\pi}}{2} = \pm 2,5$ V (lai nodrošinātu sprieguma izmaiņu par V_{π}). Otrs modulators, līdzīgi kā CSRZ-OOK modulācijas gadījumā) tiek pielietots kā impulsa izgriezējs. Kā var redzēt 2.11.b. attēlā, rezultātā iegūtais CSRZ-DPSK spektrs ir plātāks nekā NRZ-DPSK spektrs (2.9.b.att.) un šaurāks nekā RZ-DPSK spektrs (2.10.b.att.), kas atbilst teorētiskam izklāstam (1.11.f. att., 1.11.g. att., 1.11.h. att.). Līdz ar to, var secināt, ka CSRZ-DPSK signāls, izmantojot 2.11.a. attēlā redzamo raidītāja struktūru, tiek ģenerēts korekti.

OOK un DPSK uztvērēju struktūras ir redzamas attiecīgi 2.12.a. un 2.12.b. attēlos.



2.12. att. OOK (a) un DPSK (b) uztvērēju struktūras shēma.

Abos uztvērēju modeļos tiek pielietotas PIN fotodiodes, kas tiek pielietotas arī vairākos ar modulācijas formātu izpēti saistītajos zinātniskajos rakstos pārraides ātrumiem līdz pat 40 Gbit/s (piemēram [4, 3, 75, 99]), kā izmaksu efektīvais risinājums (kas ir īpaši būtiski piekļuves tīkliem).

OOK uztvērēja modelis sastāv no optiskā uztvērēja ar PIN fotodiode, kā arī elektriska četru polu Beseļa filtra. Optiskā PIN uztvērēja modelis simulē optisko uztvērēja darbību pamatojoties uz lietotāja norādīto jūtību, kā arī tai atbilstošo datu pārraides ātrumu, impulsa formu, BER vērtību (šīs nodaļas ietvaros vienāda ar 1×10^{-12}) un fotodiodes reaģētspēju (*angl. responsivity*) (šīs nodaļas ietvaros vienāda ar 0,75 A/W) [91]. Saskaņā ar [5], PIN optiskā uztvērēja jūtību, nosaka termiskais troksnis (kas rodas elektronu siltumkustības dēļ) un to var aprakstīt ar izteiksmi (2.40):

$$P_{pin} = Q\sigma_T/R \quad (2.40.)$$

kur Q ir Q faktors (kas ir saistīts ar BER, skatīt 2.2. apakšnodaļu), R ir fotodiodes reaģētspēja, bet σ_T termiskā trokšņa strāvas vidējā kvadrātiskā vērtība [5]. Līdz ar to, lai raksturotu uztvērēja jūtību, *OptSim* uztvērēja modelī simulācijas laikā tiek ģenerēts termiskais troksnis. Jāatzīmē, ka vēl viens troksnis tiek ģenerēts, lai simulētu svārstību troksni (*angl. shot noise*), kas rodas no fotostrāvas vērtības atkarīgo gadījuma svārstību dēļ [5, 91]. Tomēr jāpiemin, ka svārstību trokšņa ietekme PIN fotouztvērējam nav būtiska.

DPSK uztvērēja modelis (2.12.b.att.) tika izstrādāts pamatojoties uz zinātniskajā rakstā [91] pieejamo DPSK uztvērēja struktūras aprakstu, jo *OptSim* programmatūrā bija pieejams tikai ideāls DPSK uztvērēja modelis [91]. DPSK darbības pamatā (tapāt kā MZM modulatoram) ir Maha-Cendera interferometrs (*angl. Mach-Zehnder interferometer, MZI*). Tajā optiskais

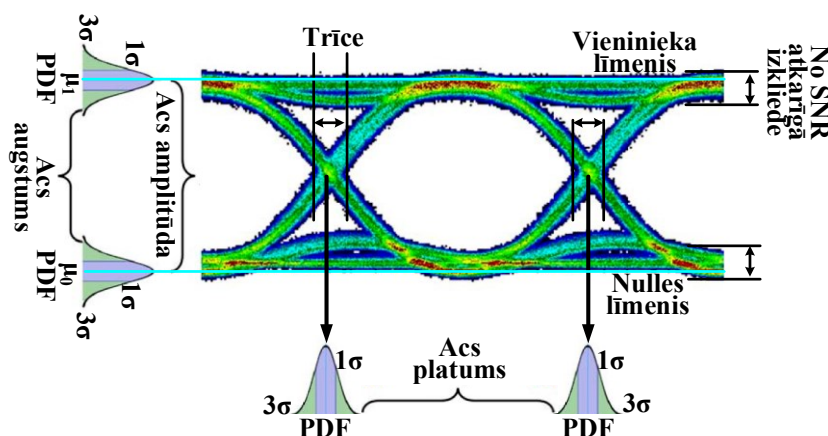
signāls tiek sadalīts divos ceļos, kuros tiek nodrošināta noteiktā aizture (atbilst fāzes nobīdei). DPSK uztvērējam tā ir jāuzstāda atbilstoši datu pārraides ātrumam (vienādu ar bita ilgumu – 100 ps pie 10 Gbit/s datu pārraides ātruma) [91]. Pēc tam, abu ceļu izejas signāli tiek detektēti, pielietojot PIN fotodiodes, kurās izejas strāvu nosaka lietotāja definēta reaģētspēja un tumsas strāva (šīs nodaļas ietvaros, attiecīgi, 0,75 A/W un 2 nA). Pēc fotodiodēm, signāli tiek apvienoti (atņemti viens no otra) izdalītājā (*angl. subtractor*). Ja interferometra aizture tiek uzstādīta vienāda ar bita ilgumu, izdalītājā nonāk blakus bitu signāli [91]. Tādejādi tiek nodrošināta divu blakus bitu signālu interference. Tādejādi iepriekšējais bits kalpo esošajam bitam par fāzes referenci [36]. Respektīvi, ja ieejas bits ir “0”, tam atbilstošā signāla fāze (saskaņā ar DPSK modulācijas principu) ir tāda pati, ka iepriekšējam bitam atbilstošā signāla fāze. Šajā gadījumā DPSK uztvērēja izdalītājā nonāks divi vienādi signāli un atņemot tos vienu no otra uztvērējā izejā būs 0. Savukārt, ja ieejas bits ir “1”, salīdzinot ar iepriekšējo bitu, būs novērojama fāzes nobīde vienāda ar π , kā rezultātā izdalītājā nonāks pretēji signāli (ar π fāzes nobīdi), kas (atņemot vienu no otra) interferēs konstruktīvi un rezultātā uztvērēja izejā tiks iegūts loģiskam “1” atbilstošais signāls.

Jāatzīmē, ka apakšnodaļā aprakstīto elementu parametri tika uzstādīti pamatojoties uz komerciāli pieejamo elementu specifikācijām, kā arī citu autoru publicētajiem parametriem, kas tika pielietoti WDM-PON pārraides sistēmu realizācijā.

2.2. Modulācijas formātu veikspējas novērtējuma metožu analīze

Promocijas darbā uztvertā signāla kvalitātes novērtējumam tika izmantota BER (atsevišķos gadījumos Q faktors) un acu diagramma.

Acu diagrammas tiek pielietotas, lai gūtu vizuālu priekšstatu par ciparu signāla kvalitāti. Pastāv arī vairāki signāla kvalitātes skaitliski raksturojumi, kas tiek definēti pielietojot acu diagrammu, piemēram, acs amplitūda, acs augstums, acs platums, u.t.t. (2.13. att.) [9, 137].



2.13. att. Ciparu signāla acu diagramma un tās skaitliski raksturojumi [9, 137].

Acu diagramma nodrošina arī primāro BER novērtējumu – jo mazāks ir acs augstums, jo lielākā ir signāla BER [9]. Promocijas darbā acu diagrammas tika izmantotas, kā sākuma vai papildus signāla kvalitātes raksturojums.

Savukārt, secinājumi, galvenokārt, tika balstīti uz uztvertā signāla BER vērtībām. BER ir varbūtība, ka bits tiek uztverts ar kļūdu un praksē pārraides sistēmās BER tiek noteikta veicot tiešo kļūdu skaitīšanu. Testa bitu secība tiek pārsūtīta izmantojot testējamo pārraides sistēmu, tad uztvertā bitu secība tiek salīdzināta ar oriģinālo. BER tiek aprēķināta izdalot kļūdu skaitu ar testa bitu secības garumu. Testa bitu secības garums ir atkarīgs no pārraides sistēmas nodrošinātas BER vērtības (lai noteiktu mazāko BER ir nepieciešams lielāks bitu skaits).

Parasti, tas tiek noteikts pielietojot ticamības līmeņa (*angl. confidence level*) konceptu [92, 138]. Pastāv vairākas BER noteikšanas metodes, kas var tikt pielietotas signāla kvalitātes noteikšanai veicot pārraides sistēmas darbības simulāciju. Līdzīgi eksperimentālai pārraidei, BER var tikt noteikta pielietojot tiešo kļūdu skaitīšanu (Monte-Karlo metodi) [12, 64]. Šajā gadījumā BER tiek definēta ar izteiksmi (2.41) [12], kur N_e ir kļūdaino bitu skaits, savukārt N_b ir visu pārraidītu bitu skaits.

$$BER = N_e / N_b \quad (2.41.)$$

Neskatoties uz to, ka Monte-Karlo metode ir universālā un nodrošina precīzu BER noteikšanu visiem modulācijas formātu un uztvērēju veidiem, tas būtisks trūkums ir liels nepieciešamais testa bitu skaits un tātad arī liels simulācijas laiks, it īpaši pie mazām BER vērtībām [12]. Tomēr jāpiemin, ka sliekšņa BER vērtība pielietojot turpvrēsto kļūdu labošanu (*angl. forward error correction, FEC*) šķiedru optikas pārraides sistēmās ir vienāda ar 1×10^{-3} un tā var tikt noteiktā arī pielietojot tiešo kļūdu skaitīšanu.

Šīs nodaļas ietvaros gan acu diagrammu, gan BER noteikšanai tika izmantots *OptSim* programmatūrā pieejamais elektriskā osciloskopa modelis. Tajā BER novērtējums tiek veikts pielietojot analītisko pieeju, kas balstās uz uztvertā signāla statistisko raksturojumu (vidējās vērtības un dispersijas) noteikšanu. Tādejādi BER tiek noteikta pielietojot izteiksmi (2.42), kur Q ir pēc izteiksmes (2.43) noteiktā Q faktora vērtība, kur, savukārt, μ_1 , μ_0 un σ_1 , σ_0 ir uztverta signāla vieninieka un nulles līmeņu vidējās vērtības un standartnovirzes noteiktajā laikā momentā (parasti puse no bita ilguma) [92].

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (2.42.)$$

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (2.43.)$$

Ievērojot to, ka BER var tikt aprēķināta pielietojot Q faktoru, daži šajā nodaļā iegūtie rezultāti ir attēloti pielietojot Q faktoru BER vietā, lai atvieglotu rezultātu analīzi un nodrošinātu labāko grafiku uzskatāmību.

Pēc būtības aprakstītā BER noteikšanas metode ir BER noteikšana pielietojot varbūtības blīvuma funkciju (*angl. probability density function, PDF*). BER noteikšana pielietojot PDF paredz uztvertā elektriskā signāla PDF noteikšanu (vieninieka un nulles līmeņiem) (2.13.att.). Pieļaujot, ka uztvertā signāla PDF atbilst Gausa sadalījumam, BER var tikt noteikta izmantojot divus PDF raksturojumus – vidējo vērtību un dispersiju – t.i. pielietojot izteiksmes (2.42) un

(2.43). Pielietojot Gausa analītisko modeli, BER var tikt noteikta arī izmantojot noteikto sliekšņa sprieguma vērtību (kas tiek izmantota detektēšanā) [12, 91].

Praksē biežāk pielietotas BER vērtības, kā arī tām atbilstošās Q faktora vērtības, kas ir noteiktās pēc [19] pieejamajām izteiksmēm, ir apkopotas 2.2. tabulā.

2.2. tabula

BER, Q faktora un Q faktora [dB] vērtības

BER	Q	Q, [dB]
1×10^{-3}	3,09	9,81
1×10^{-9}	6,00	15,56
1×10^{-12}	7,04	16,95
1×10^{-16}	8,22	18,30

Simulācijas bitu skaits, kas ir nepieciešams, lai nodrošinātu precīzu BER noteikšanu pielietojot analītisko metodi ir mazāks, nekā pielietojot tiešo kļūdu skaitīšanu, bet tam arī jābūt pietiekamam. Saskaņā ar [92], maksimālā Q faktora novirze no reālas vērtības var tikt definēta ar izteiksmi (2.44), kur N_t ir simulācijas bitu skaits. Līdz ar to maksimāla Q faktora vērtība, kas var rasties šīs nobīdes rezultātā var tikt noteikta ar izteiksmi (2.45).

$$\Delta = 2 \left(\frac{Q}{\sqrt{2N_t}} \right) \quad (2.44.)$$

$$Q_{max} = Q + \Delta \quad (2.45.)$$

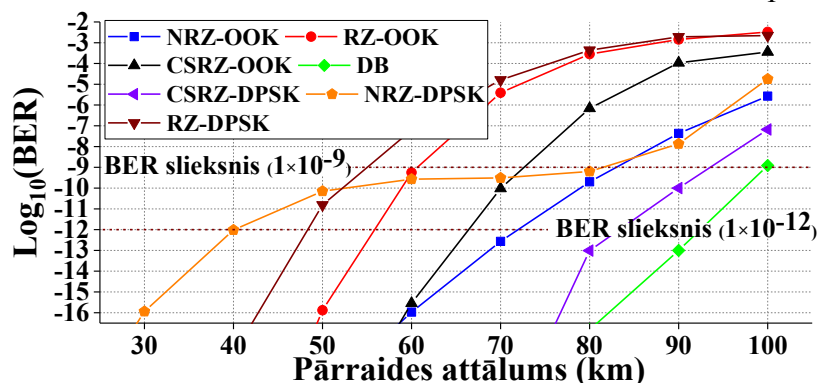
Šīs nodaļas ietvaros pielietotais bitu skaits N_t ir vienāds ar 1024, ko ievietojot izteiksmēs (2.44) un (2.45), maksimāli iespējamās Q faktora vērtības pie Q faktora vienāda ar $Q = 6$ (atbilst $BER = 1 \times 10^{-9}$) un $Q = 7,04$ ($BER = 1 \times 10^{-12}$) ir, attiecīgi, vienāda ar $Q_{max} = 6,27$ ($BER = 2 \times 10^{-10}$) un $Q = 7,35$ ($BER = 1 \times 10^{-13}$). Kas nozīme, ka BER, kas ir noteikta pielietojot aprakstīto kļūdu novērtējuma metodi, var būt mazāka par faktisko ne vairāk kā par vienu pakāpi.

2.3. Modulācijas formātu veiktspējas salīdzinājums WDM-PON sakaru sistēmās ar 10 Gbit/s pārraides ātrumu uz viļņa garumu

Šīs nodaļas ietvaros modulācijas formātu veiktspēja tiek novērtēta 16 kanālu WDM-PON sakaru sistēmā. Savukārt, šīs apakšnodaļas pētījumi tika veikti 16 kanālu WDM-PON sakaru sistēmai ar 10 Gbit/s pārraides ātrumu uz viļņa garumu, salīdzinot vairāku modulācijas formātu (NRZ-OOK, RZ-OOK, CSRZ-OOK, DB, NRZ-DPSK, RZ-DPSK, CSRZ-DPSK) veiktspēju (BER, maksimālo pārraides attālumu, minimālo lāzera izejas jaudu). Pētījuma sākumā katram modulācijas formātam tika pieskaņotas optiska un elektriska filtru joslas platumu kombinācijas, kas nodrošināja viszemāko BER.

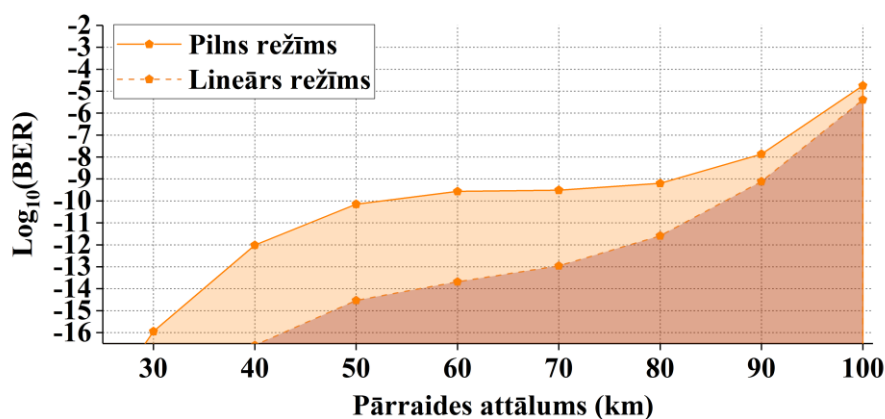
Šīs nodaļas pirmajā pētījumā tika pielietota zinātniskajā rakstā [73] aprakstītā raidlīnijas konfigurācija (2.1.a.att.). Kaut arī tā paredz optiskā pastiprinātāja pielietojumu, tas tiek izvietots CO un tāpēc var uzskatīt, ka ODN paliek pasīvs saskaņā ar PON definīciju. Šajā pētījumā tika

pielietots EDFA pastiprinātāja modelis ar fiksēto izejas jaudu vienādu ar +16 dBm, tādējādi nodrošinot iespēju salīdzināt visus novērtējamos modulācijas formātus (NRZ-OOK, RZ-OOK, CSRZ-OOK, DB, CSRZ-DPSK, NRZ-DPSK, RZ-DPSK) pie vienādas šķiedras ieejas jaudas. Rezultāti ir redzami 2.14. attēlā [69]. Kā var redzēt 2.14 attēlā, zemāko BER salīdzinājumā ar tradicionāli pielietojamo NRZ-OOK, nodrošināja DB un CSRZ-DPSK modulācijas formāti. Savukārt, NRZ-DPSK nodrošinātā BER pie lielākajiem līnijas garumiem (sākot ar 80 km) ir salīdzinoši līdzīga NRZ-OOK demonstrētajai BER (atšķirība mazāka par vienu BER pakāpi), bet pie mazākajiem (līdz 70 km) – tā ir lielāka, nekā visu pārējo modulācijas formātu demonstrētā BER. Kā rezultātā NRZ-DPSK demonstrētā BER līkne ir netipiskā.



2.14. att. BER atkarībā no līnijas garuma NRZ-OOK, RZ-OOK, CSRZ-OOK, DB, CSRZ-DPSK, NRZ-DPSK, RZ-DPSK modulācijas formātiem pie vienādas šķiedras ieejas jaudas.

Lai izskaidrotu NRZ-DPSK demonstrētos BER rezultātus tika veikts papildus pētījums. *OptSim* simulācijas programmatūra nodrošina iespēju veikt simulācijas trijos režīmos - tikai zudumu, lineārajā, kā arī pilnajā režīmā. Pastāv iespēja arī nesimulēt optisku un elektrisku trokšņu ietekmi. Parasti simulācijas tiek veiktas pilnajā režīmā, savukārt pārējie režīmi tiek pielietoti kā papildus līdzeklis, piemēram, lai veiktu primāru simulācijas shēmas vai jaudas budžeta novērtējumu [92]. Šajā pētījumā papildus režīmi tika izmantoti NRZ-DPSK modulācijas formātam, lai noskaidrotu netipiski augstās NRZ-DPSK demonstrētās BER cēloņus. Vispirms tika veikta simulācija neievērojot optisku un elektrisku trokšņu ietekmi. Kā rezultātā tika konstatēts, ka atšķirība starp pilnā režīma iegūtajām BER vērtībām un vērtībām, kas tika iegūtas simulācijā bez trokšņiem ir mazāka par vienas BER pakāpes simtdaļu. Līdz ar to var secināt, ka NRZ-DPSK gadījumā trokšņi nav būtisks BER ietekmējošais faktors. Savukārt, lineārajā režīmā (neievērojot NOE) veikto simulāciju rezultāti būtiski atšķiras no rezultātiem, kas tika iegūti pilnā režīmā (2.15. att.). Kā var redzēt 2.15. attēlā, attālumos līdz 70 km, NOE ietekmē ir ļoti būtiska (atšķirība ir lielāka par trim BER pakāpēm). Turklāt, līknē, kas tika iegūta lineārajā režīmā nav novēroti izteikti netipiski izliekumi (atšķirībā no pilnajā režīmā iegūtas līknes). Pamatojoties uz to var secināt, ka pilnajā režīmā NRZ-DPSK demonstrētās netipiski augstās BER cēlonis ir NOE.



2.15. att. BER atkarībā no līnijas garuma NRZ-DPSK modulācijas formātam pilnajā un lineārajā režīmā.

Nākamajā pētījumā, nemainot ODN konfigurāciju (2.1.a.att.) un parametrus tika noteikts maksimālais pārraides attālums ar $\text{BER}=1 \times 10^{-9}$ katram no modulācijas formātam. Rezultāti ir apkopoti 2.1. tabulā [68].

2.1. tabula

Maksimālais pārraides attālums ar $\text{BER}=1 \times 10^{-9}$ pētāmajiem modulācijas formātiem

Formāts	Maksimālais pārraides attālums @BER 1×10^{-9} , [km] (bez dispersijas kompensācijas)
DB	99
CSRZ-DPSK	92
NRZ-OOK	82
NRZ-DPSK	80
CSRZ-OOK	72
RZ-OOK	60
RZ-DPSK	54

No 2.1. tabulas rezultātiem, var redzēt, ka garāko attālumu nekā NRZ-OOK var nodrošināt DB un CSRZ-DPSK (82 km), kas arī tika novērtēti pētījuma turpinājumā, kur tika veikts maksimāli nodrošināma pārraides attāluma novērtējums, pieskaņojot katram modulācijas formātam, atbilstošo izejas jaudu (ievērojot iepriekš secināto par NOE ietekmi).

Ievērojot, ka pārraidi ar BER sliekšni vienādu ar 1×10^{-9} varēja nodrošināt pietiekami lieliem līnijas garumiem (līdz 100 km bez dispersijas kompensācijas), šajā pētījumā par sliekšni tika izmantota $\text{BER}=1 \times 10^{-12}$ un pārraide tika nodrošināta nepielietojot optiskā signāla pastiprināšanu. Lāzera izejas jauda, kas ir nepieciešama, lai nodrošinātu pārraidi ar $\text{BER} \leq 1 \times 10^{-12}$, atkarība no pārraides attāluma ir pieejama [70], savukārt 2.2. tabulā ir apkopotas katra modulācijas formāta nodrošinātas maksimāla pārraides ātruma vērtības ar atbilstošajām jaudas vērtībām [70]. Kā var redzēt no 2.2. tabulas, DB nodrošina par 30 km lielāko pārraides attālumu nekā NRZ-OOK, savukārt CSRZ-DPSK tikai par 10 km lielāko. Turklāt, kā var redzēt 2.4., 2.8., 2.11. un 2.12. attēlos, CSRZ-DPSK raidītāja un uztvērēja struktūra ir sarežģītāka. Respektīvi, lai nodrošinātu pārraidi pielietojot CSRZ-DPSK modulācijas formātu, atšķirībā no

DB un NRZ, ir nepieciešami divi modulatori, divi PIN fotouztvērēji, kā arī interferometrs. Līdz ar to, var secināt, ka CSRZ-DPSK pielietojumam nav būtisko priekšrocību.

2.2. tabula

Maksimālais pārraides attālums ar $BER=1 \times 10^{-12}$ pētāmajiem modulācijas formātiem

Modulācijas formāts	Maksimālais pārraides attālums @BER 1×10^{-12} , [km]	Lāzera izejas jauda, [dBm]
DB	100	+15,5
CSRZ-DPSK	80	+11
NRZ-OOK	70	+11

Apkopojot apakšnodaļas rezultātus, var definēt sekojošo **secinājumu**: Novērtējot dažādu datu modulācijas formātu (NRZ-OOK, RZ-OOK, CSRZ-OOK, NRZ-DPSK, RZ-DPSK, CSRZ-DPSK, DB, PAM-4) nodrošināto WR-WDM-PON pārraides sistēmās veiktspēju (BER, pārraides attālums), tika secināts, ka 10 Gbit/s datu pārraides ātrumam atbilstošākie modulācijas formāti ir NRZ-OOK (tehniski vienkāršāk realizējams) un DB (nodrošina zemāko BER, lielāko pārraides attālumu).

2.4. Kombinēto risinājumu koncepta pielietojuma novērtējums WDM-PON sakaru sistēmas spektrālās efektivitātes palielināšanai

Šīs apakšnodaļas ietvaros tiek novērtēts vairāku modulācijas formātu (MMF) – NRZ un DB, vairāku datu pārraides ātrumu (MLR) – 10 Gbit/s un 40 Gbit/s, kā arī nevienmērīga starpkanālu intervāla kombinēto risinājumu konceptu pielietojums WDM-PON sakaru sistēmā ar 2.1.b. attēlā redzamo ODN konfigurāciju. Respektīvi, tiek novērtēta iespējamā kombinēto risinājumu konceptu pielietojuma ietekme uz pamata kanālos (10 Gbit/s NRZ-OOK) nodrošināto BER, kā arī uz pārraides sistēmas spektrālo efektivitāti (SE) (izteiksme 2.46) [66].

$$SE = \frac{(N_{ch} \times R)}{f_u - f_l} \quad (2.46.)$$

kur N_{ch} ir kanālu skaits, R datu pārraides ātrums, bet f_u un f_l , attiecīgi, pēdējā un pirmā kanāla frekvences. Pielietojot MLR konceptu, atbilstošais kanālu skaits tika sareizināts ar atbilstošu datu pārraides ātrumu, tad dažādu ātrumu rezultāti tika saskaitīti kopā.

Ir svarīgi atzīmēt, ka nevienmērīgo starpkanālu intervālu gadījumā ir jāpieskaņo optisko un elektrisko filtru vērtības katram starpkanālu intervālam, līdz ar to šajā apakšnodaļā tiek apskatīta WS-WDM-PON pārraides sistēma. Respektīvi, AWG multipleksors un demultipleksors tiek aizvietoti ar optiskajiem Gausa filtriem un optiskā signāla apvienotāju un sadalītāju. Ievērojot to, ka šī pētījuma ietvaros ir svarīgi novērtēt kombinēto risinājumu koncepta ietekmi uz pamata kanāliem (10 Gbit/s NRZ-OOK) salīdzinot rezultātus ar iepriekšējā nodaļā iegūtajiem rezultātiem, optiska apvienotāja un sadalītāja zudumi tika uzstādīti tādi paši, kā AWG multipleksora un demultipleksora zudumi (vienādi ar 3 dB). Kā rezultātā, atšķirība

nodrošinātajā BER, kas tika novērota, aizvietojot WR-WDM-PON ar WS-WDM-PON, nepārsniedza vienu BER pakāpi. Jāatzīmē, ka šīs apakšnodaļas turpinājumā signāla kvalitātes novērtējumam tiek pielietots Q faktors (savukārt, attiecīgā BER var tikt noteikta pielietojot (2.42.) izteiksmi). Respektīvi, Q faktors vienāds ar 18,3 dB, 15,56 dB un 16,95 dB atbilst BER vienādei ar 1×10^{-16} , 1×10^{-12} un 1×10^{-9} .

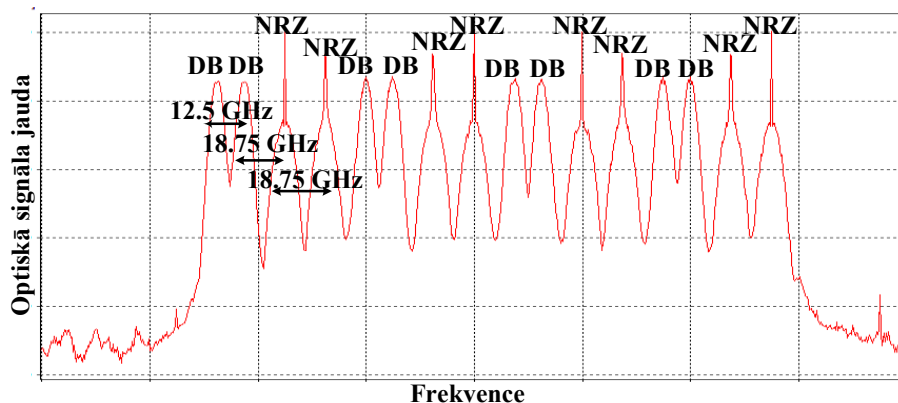
Lai varētu novērtēt kombinēto risinājumu koncepta pielietojuma ietekmi, sākumā tika novērtētas references (16 vienādu kanālu WDM-PON) pārraides sistēmas Q faktora un SE vērtības (2.3. tabula) [65]. Jāatzīmē, ka pilns minimāla starpkanālu intervāla noteikšanas, kā arī datu pārraides ātruma palielinājuma līdz 40 Gbit/s ietekmes novērtējuma apraksts abiem modulācijas formātiem (NRZ un DB) ir pieejams rakstā [65].

2.3. tabula

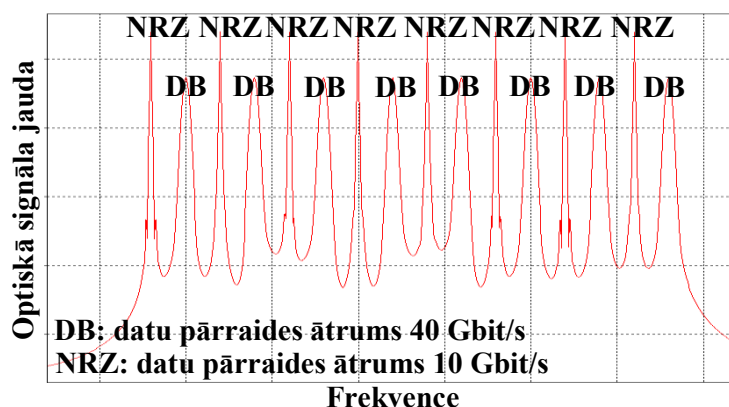
Pārraides sistēmas SE un slīptākā kanāla Q faktors pie dažādām references 16 kanālu WDM-PON konfigurācijām

Konfigurācija	Q faktors, [dB]	SE, [(bit/s)/Hz]
NRZ, 10 Gbit/s, 18,75 GHz, 20 km	18,01	0,61
DB, 10 Gbit/s, 12,5 GHz, 20 km	14,65	0,85
NRZ, 10 Gbit/s, 100 GHz, 20 km	>18.3	0,1
DB, 40 Gbit/s, 100 GHz, 12 km	17,64	0,4

Lai novērtētu katra kombinēto risinājumu koncepta pielietojuma ietekmi, sākumā tika atsevišķi novērtēti divi kombinētie risinājumi – MMF ar nevienmērīgiem starpkanālu intervāliem (2.17.att.) un MMF ar MLR (2.18.att.), kuru SE ir, attiecīgi, 0,62 (bit/s)/Hz un 0,27 (bit/s)/Hz. Jāatzīmē, ka MMF ar MLR novērtējums, tika veikts pie 12 km pārraides attāluma (maksimāla pārraides attāluma, ko bija iespējams nodrošināt pie 40 Gbit/s pārraides ātruma arī nekombinētajos risinājumos, skatīt 2.3. tabulu).



2.17. att. Kombinētas WDM-PON pārraides sistēmas ar MMF (a) ar nevienmērīgiem starpkanālu intervāliem (b) ar MLR šķiedras ieejas optiska signāla spektrs.



2.18. att. Kombinētas WDM-PON pārraides sistēmas ar MMF un MLR šķiedras ieejas optiskā signāla spektrs.

Kā var redzēt no 2.4. tabulā apkopotajiem rezultātiem, gan pielietojot MMF ar nevienmērīgo starpkanālu intervālu, gan pielietojot MMF ar MLR nav novērota būtiska ietekme uz references NRZ kanālos nodrošināto Q faktoru (salīdzinot ar 2.3. tabulas rezultātiem). Respektīvi, visu NRZ kanālu Q faktors ir lielāks par 18,3 dB [65].

2.4. tabula

Kombinēto risinājumu konceptu novērtējums

Topoloģija	MMF un ar nevienmērīgiem starpkanālu intervāliem (20 km)		MMF ar MLR (12 km)	
Modulācijas formāts	DB	NRZ	DB	NRZ
Sliktākā kanāla Q faktors	15,85	>18,3	17,78	≥18,3

Līdz ar to var secināt, ka arī MMF ar MLR koncepta pielietojums nepasliktina pamata kanālu (10 Gbit/s NRZ) kvalitāti. Savukārt, DB kanāliem pielietojot abus kombinēto risinājumu konceptus ir novērojams Q faktora palielinājums salīdzinot ar references pārraides sistēmu (2.3. tabula), attiecīgi no 14,65 līdz 15,85 dB (pielietojot nevienmērīgus starpkanālu intervālus), un no 17,64 līdz 17,78 dB (pielietojot MLR). Kas, savukārt, liecina par to, ka kombinēta risinājuma pielietojums var atvieglot spektrāli efektīvāko kanālu (ar lielāko datu pārraides ātrumu vai mazāku starpkanālu intervālu) realizāciju.

Analizējot apskatīto kombinēto risinājumu SE, ir jāatzīmē, ka kombinētas WDM-PON pārraides sistēmas ar MMF un nevienmērīgo starpkanālu intervālu pie 10 Gbit/s kanāla datu pārraides ātruma SE (0,62 (bit/s)/Hz) ir būtiski lielāka nekā NRZ-OOK modulētas WDM-PON ar 10 Gbit/s kanāla datu pārraides ātrumu un 100 GHz starpkanālu intervālu SE (0,1 (bit/s)/Hz). Tomēr jāpiemin, ka NRZ-OOK modulētas WDM-PON ar 10 Gbit/s kanāla datu pārraides ātrumu un 18,75 GHz starpkanālu intervālu SE ir vienāda ar 0,61 (bit/s)/Hz, kas nozīmē, ka līdzīga SE var tikt nodrošināta arī nodrošinot minimālo starpkanālu intervālu NRZ kanāliem, pat nepielietojot kombinēto risinājumu konceptu.

Savukārt, kombinētas WDM-PON pārraides sistēmas ar MMF un MLR nodrošināta SE ir vienāda ar 0,27 (bit/s)/Hz, kas arī ir 2.7 reizēs vairāk nekā NRZ-OOK modulēta WDM-PON ar 10 Gbit/s kanāla datu pārraides ātrumu nodrošināta SE (0,1 (bit/s)/Hz). Tomēr, tā ir būtiski mazāka par NRZ-OOK modulētas WDM-PON ar 10 Gbit/s kanāla datu pārraides ātrumu un 18,75 GHz starpkanālu intervālu nodrošināto SE (0,61 (bit/s)/Hz). Bet ir svarīgi atzīmēt, ka MMF un MLR kombinēta risinājuma nodrošinātais Q faktors ir pietiekami augsts (ne mazāks par 17,78 dB), lai pieļautu, ka šī risinājuma SE var tikt palielināta samazinot starpkanālu intervālu. Šīs pieņēmums tika pārbaudīts nākamajā pētījumā, kur tika novērtētas vairākas kombinēto risinājumu konfigurācijas pārraides sistēmas SE palielināšanai.

Saglabājot iepriekš pielietoto kanālu sadalījumu (astoņi 10 Gbit/s NRZ un astoņi 40 Gbit/s DB kanāli) tika definētas trīs dažādas “*x pēc x*” kombinēto risinājumu konfigurācijas, kur pēc *x* NRZ kanāliem tiek izvietoti *x* DB kanāli – “1 pēc 1”, “2 pēc 2” un “4 pēc 4”. Tika novērtētas arī starpkanālu intervālu samazināšanas iespējas trīs dažādām kanālu kombinācijām – starp diviem 10 Gbit/s NRZ-OOK kanāliem, starp diviem 40 Gbit/s DB kanāliem un starp 10 Gbit/s NRZ-OOK un 40 Gbit/s DB kanāliem [66]. Starpkanālu intervāla samazināšanas solis atkal tika pieņemts vienāds ar 6,25 GHz saskaņā ar ITU-T G.694.1 rekomendāciju. Pilns kombinēto risinājumu novērtējuma apraksts ir pieejams [66] publikācijā, savukārt 2.5. tabulā ir apkopotas SE vērtības, kas var tikt nodrošinātas pie attiecīga Q faktora sliekšņa (16,95 dBm (BER=1×10⁻¹²) vai 15,56 dBm (BER=1×10⁻⁹)), pielietojot apskatītas kombinēto risinājumu konfigurācijas (“1 pēc 1”, “2 pēc 2”, “4 pēc 4”). Kā var redzēt 2.5. tabulā, vislielāko SE (attiecīgi, 0,51 un 0,56 (bit/s)/Hz pie Q faktora lielāka par 16,95 dB un 15,56 dB) ir iespējams nodrošināt pielietojot “4 pēc 4” konfigurāciju. Tas ir izskaidrojams ar to, ka minimālais starpkanālu intervāls, kas var tikt nodrošināts starp diviem 10 Gbit/s (NRZ) kanāliem (18,75 GHz) ir būtiski mazāks par starpkanālu intervālu, ko ir iespējams nodrošināt starp 10 Gbit/s (NRZ) un 40 Gbit/s (DB), kā arī starp diviem 40 Gbit/s (DB) kanāliem (68,75 GHz līdz 81,25 GHz pie dažāda Q faktora un konfigurācijām).

2.5. tabula

“1 pēc 1”, “2 pēc 2” un “4 pēc 4” kombinēto risinājumu konfigurāciju nodrošināta SE

Konfigurācija	SE, [(bit/s)/Hz]
Q faktors > 16,95 dB	
“1 pēc 1”	0,39
“2 pēc 2”	0,49
“4 pēc 4”	0,51
Q faktors > 15,56 dB	
“1 pēc 1”	0,43
“2 pēc 2”	0,51
“4 pēc 4”	0,56

Turklāt, pat maksimāla SE (vienāda ar 0,51 (bit/s)/Hz), kas var tikt nodrošināta pielietojot MLR ar MMF un nevienmērīgo starpkanālu intervālu pie Q lielāka par 16,95 dB ir mazāka nekā SE (0,61 (bit/s)/Hz)), kas var tikt nodrošināta NRZ-OOK modulētajā WDM-PON ar 10 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā un 18,75 GHz starpkanālu intervālu. Kas, savukārt,

nozīmē, ka starpkanālu intervāla samazināšana var nodrošināt lielāko SE, nekā kombinēta risinājuma (MLR ar MMF un nevienmērīgo starpkanālu intervālu) pielietojums.

Pamatojoties uz apakšnodaļā veiktajiem pētījumiem var secināt, ka NRZ-OOK modulētajā 16 kanālu WDM-PON pārraides sistēmā ar 10 Gbit/s datu pārraides ātrumu, aizvietojojam pusi no kanāliem ar 40 Gbit/s DB kanāliem, ir iespējams ne tikai saglabāt pamata (10 Gbit/s NRZ-OOK) kanālos pārraidīto signālu kvalitāti (Q faktoru lielāko par 18,3 dB), bet arī uzlabot to signālu kvalitāti, kas tika pārraidīti spektrāli efektīvajos (ar lielāko datu pārraides ātrumu vai mazāku starpkanālu intervālu) DB modulētajos kanālos.

Tajā pat laikā analizējot nodrošināto 16 kanālu WDM-PON pārraides sistēmas SE, var secināt, ka MLR kombinēto risinājumu koncepts nav efektīvākais risinājums attiecīgas WDM-PON spektrālas efektivitātes palielinājumam. Respektīvi, nodrošinot vienādu signāla kvalitāti visos kanālos (Q faktoru $> 16,95$ dB, attiecīgi, $BER < 1 \times 10^{-12}$) maksimālo SE (vienādu ar 0,61 (bit/s)/Hz) apskatītājā 16 kanālu WDM-PON pārraides sistēmā ir iespējams nodrošināt, pielietojot visiem kanāliem NRZ-OOK modulācijas formātu ar 10 Gbit/s datu pārraides ātrumu un samazinot starpkanālu intervālu līdz 18,75 GHz. Salīdzinājumam: pielietojot MLR ar MMF un nevienmērīgo starpkanālu intervālu apskatītājā 16 kanālu WDM-PON pārraides sistēmā ir iespējams nodrošināt SE līdz 0,51 (bit/s)/Hz, pielietojot tikai MLR ar MMF – līdz 0,27 (bit/s)/Hz. Tomēr jāatzīmē, ka, lai samazinātu starpkanālu intervālu, ir jāpielieto atbilstoši pieskaņoti elektriskie un optiskie filtri, kas, savukārt, apgrūtina šī risinājuma tehnisko realizāciju. Turklāt, šajā gadījumā SE palielinājums nozīmē iespēju palielināt pārraides sistēmas caurlaides spēju, izvietojot pieejamajā caurlaides joslā lielāku kanālu skaitu, kas, savukārt, nozīmē papildus izmaksas. Līdz ar to MLR kombinēto risinājumu koncepts paliek aktuāls, jo ne tikai nodrošina SE palielinājumu, bet ir arī pielietojams nevienmērīga trafika apstākļos, kā arī līdzāspastāvēšanas, pakāpeniskās standartu pārejas un atklātās piekļuves nodrošināšanai (skatīt 1.3. apakšnodaļu).

Ievērojot to, ka promocijas darba mērķis ir izstrādāt risinājumu, kas būtu pēc iespējas vienkāršāk realizējams, bet nevienmērīga starpkanālu intervāla, kā arī elastīga frekvenču režģa pielietojums ir saistīts ar papildus tehniskajām grūtībām (atbilstošās optiskās un elektriskās filtrēšanas nodrošināšana), promocijas darba turpinājumā tiks pielietots vienmērīgs un fiksēts starpkanālu intervāls.

3. NRZ, DB UN PAM-4 KODĒŠANAS FORMĀTU AR INTENSITĀTES MODULĀCIJU PIELIETOJUMS WDM-PON PIEKĻUVES SAKARU SISTĒMU REALIZĀCIJĀ

3.1. Izmantotā WDM-PON sakaru sistēmas matemātiskā modeļa un signāla kvalitātes novērtējuma metožu analīze

Ievērojot iepriekšējā nodaļā veikto modulācijas formātu novērtējumu, kura rezultātā tika secināts, ka 10 Gbit/s datu pārraides ātrumam atbilstošākie modulācijas formāti ir NRZ-OOK (vienkāršāk realizējams) un DB (nodrošina zemāko BER, lielāko pārraides attālumu), pētījums tika turpināts pielietojot attiecīgus modulācijas formātus, kā arī PAM-4 modulācijas formātu, kas tika izvēlēts pamatojoties uz jaunākiem pētījumiem [75, 107, 108, 117-122, u.c.].

Būtiski atzīmēt, ka visi turpmākie pētījumi tika veikti pielietojot nozarē atzītu *VPIphotonics Design Suite* simulācijas programmatūru, kas nodrošina daudz plašākās iespējas nekā iepriekšizmantotā *OptSim* programmatūra. Respektīvi, *VPIphotonics Design Suite* pieejamajos šķiedru optiskās pārraides sistēmas elementu modeļos ir iespējams uzstādīt ievērojami vairāk parametru nekā *OptSim* pieejamajiem elementiem.

VPIphotonics Design Suite simulācijas programmatūrā, simulācijas shēmas īpašības tiek definētas pamatojoties uz globāliem modelējamās sistēmas parametriem [115]. Līdz ar to, pirms simulācijas veikšanas ir jānodēfīnē pareizā simulācijas stratēģija, kas paredz globālo parametru, ka arī signāla izplātīšanas simulācijas režīma un BER novērtējuma metodes izvēle.

VPIphotonics Design Suite simulācijas programmatūra nodrošina divus signāla izplātīšanas simulācijas režīmus – bloka režīms (*angl. block mode*) un nolases režīms (*angl. sample mode*). Nolases režīms paredz katras atsevišķās signāla nolases pārraidi starp simulējamās pārraides sistēmas elementiem un ir aktuāls pārraides sistēmas elementu izstrādei, kā arī fotonikas ķēžu simulācijai [115]. Savukārt, promocijas darbā pielietotajā bloka režīmā biti tiek apvienoti vienā blokā, kas tiek pārraidīts starp simulējamās pārraides sistēmas elementiem. Šis režīms ir piemērots gadījumā, kad ir nepieciešams simulēt pārraidi starp sistēmas elementiem, kur laika aiztures ir daudz lielākas nekā bloka ilgums (tai skaitā starp raidītājiem, šķiedrām, pastiprinātājiem u.t.t.). Bloka režīms paredz divas frekvenču joslas simulācijas iespējas – vairāku frekvenču joslu (*angl. multiple frequency bands, MFB*) un vienas frekvenču joslas (*angl. single frequency bands, SFB*). MFB paredz dažādu avotu ģenerēto signālu simulāciju atsevišķās frekvenču joslās, kas nodrošina simulācijas laika samazināšanu. Savukārt, promocijas darbā izmantotā SFB simulācija paredz visu avotu signālu apvienošanu vienā pietiekami lielajā joslā, tādējādi nodrošinot visprecīzāko simulāciju, jo tiek ievērota starpkanālu ietekme (piemēram, FWM, starpkanālu šķērssruna) [115, 116].

VPIphotonics Design Suite programmatūra paredz divu galveno globālo parametru definēšanu – laika logs (*angl. time window*) un nolašu frekvence (*angl. sampling rate*). Tie nosaka parējos globālus parametrus, kā arī simulācijas ātrumu un precizitāti. *VPIphotonics Design Suite* programmatūrā optiskais signāls tiek simulēts kā pamatjoslas (*angl. baseband*) signāls (optiskā lauka kompleksās amplitūdas apliecēja laikā) ar nesējfrekvenci kā parametru.

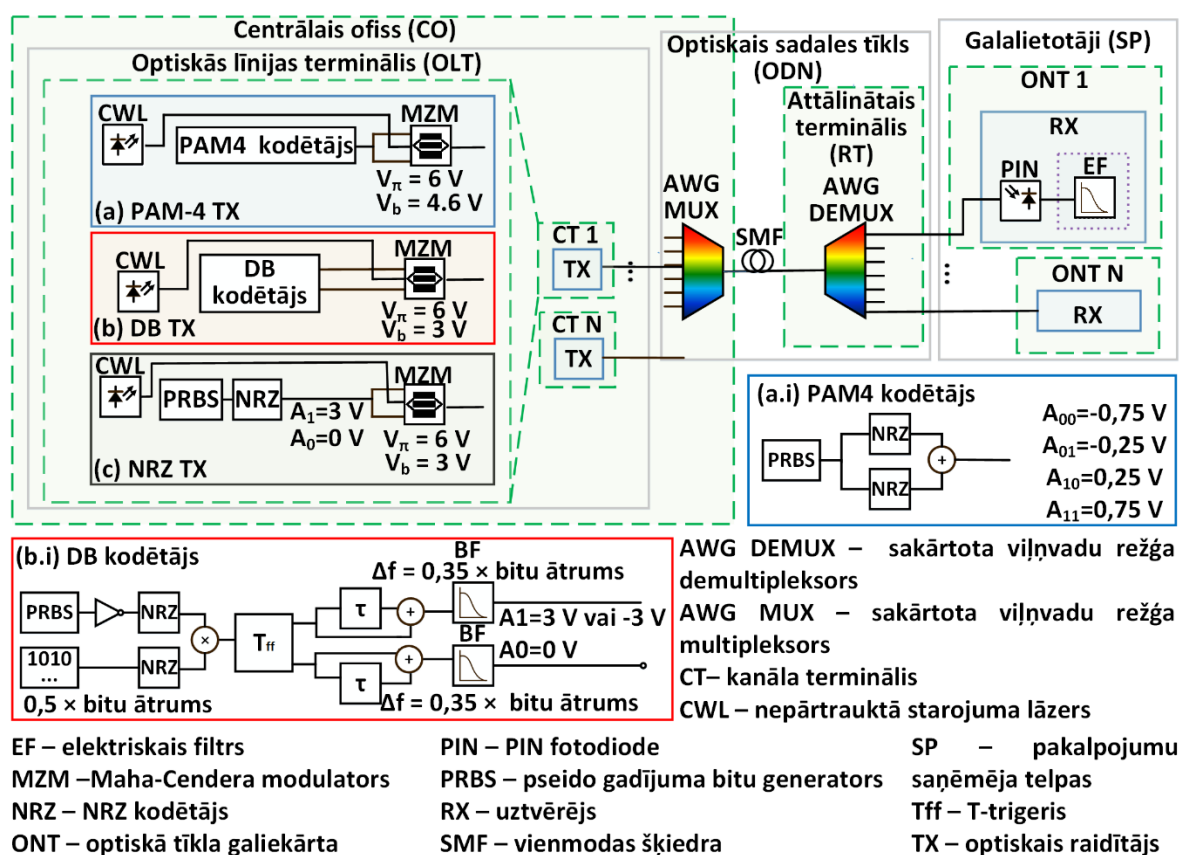
Tā kā apliecēja ir analogā funkcija no laika, lai veiktu simulāciju, to ir nepieciešams attēlot diskrētā formā, veicot iztveršanu (*angl. sampling*) ar noteikto nolašu frekvenci. Jo lielāka ir nolašu frekvence, jo platāks būs simulācijas frekvenču joslas platums un tāad arī simulācijas laiks. Ir svarīgi ievērot, ka simulācijas frekvenču joslas platumam jābūt lielākam nekā signāla joslas platums (vai SFB gadījumā visu avotu signālus iekļaujošam joslas platumam). Turklāt, tam jābūt pietiekami platumam, lai iekļautu arī citas būtiskas spektrālās komponentes (piemēram, FWM rādītās frekvenču komponentes, ASE troksnis). *VPIphotonics Design Suite* programatūrā nolašu frekvence tiek noteiktā pamatojoties uz datu pārraides ātrumu, kā arī lietotāja definēto nolašu skaitu vienam bitam. Saskaņā ar [115], parasti ir nepieciešamas vismaz 8 nolasēs uz bitu, savukārt promocijas darbā tika pielietotas 16 nolasēs uz bitu [115, 116].

Signāla pārraide tiek simulēta noteiktajā ierobežotajā laikā (laika logā). Laika logs ir reāla laika periods, kas ir nepieciešams, lai pārraidītu datu bloku (respektīvi, datu bloka ilgums). Līdz ar to, laika loga lielums ir atkarīgs no simulējamo bitu skaita un datu pārraides ātruma. Simulējamo bitu skaits ir apgriezti proporcionāls signāla spektrālai izšķirtspējai (*angl. spectral resolution*). Līdz ar to, jo lielāks ir simulējamo bitu skaits, jo mazāks ir solis starp frekvenču nolasēm un, attiecīgi, lielāka simulācijas precizitāte. Simulējamo bitu skaits nosaka arī BER novērtējuma precizitāti. Saskaņā ar [115], vismaz 64 simulējamie biti ir nepieciešami, lai nodrošinātu pietiekami mazo spektrālo izšķirtspēju, savukārt vismaz 512 simulējamie biti ir nepieciešami, lai nodrošinātu statistisko BER novērtējumu. Promocijas darbā simulācijas veiktas ar maksimālo simbolu skaitu, ko bija iespējams uzstādīt *VPIphotonics Design Suite* programmatūrā – 16384 (tā kā promocijas darbā viens no modulācijas formātiem (PAM-4) ir divlīmeņu, atbilstošais bitu skaits bija vienāds ar 32768) [115, 116]. Maksimālais simbolu skaits tika izvēlēts, lai nodrošinātu maksimāli iespējamo simulāciju precizitāti, kā arī, lai pārbaudītu daļu no simulācijas rezultātiem, pielietojot tiešo kļūdu skaitīšanu (kur bitu skaits ietekmē minimālo BER, ko ir iespējams noteikt, piemēram pie 32768 bitiem, tas ir $3,1 \times 10^{-5}$). Jāatzīmē, ka pētījuma sākumā izmantotā analītiska BER novērtējuma metode tika pārbaudīta, veicot tiešo kļūdu skaitīšanu *Matlab* vidē, kā rezultātā netika novērotas BER atšķirības, kas būtu lielākas par BER pakāpi, un turpmākajos pētījumos tika pielietota analītiska BER novērtējuma metode, kas ļauj noteikt arī mazas BER vērtības. *Matlab* vidē realizētas tiešas kļūdu skaitīšanas algoritms, kā arī BER novērtējuma metožu salīdzinājuma rezultātu piemēri ir pieejami 3. pielikumā.

Runājot par BER novērtējuma metodēm, *VPIphotonics Design Suite* programatūra paredz trīs BER novērtējuma pieejas – determinētā, daļēji determinēta un stohastiskā metodes. Determinēta BER novērtējuma gaitā signāls un troksnis tiek apstrādāti atsevišķi. Savukārt, veicot daļēji determinēto BER novērtējumu, optiskais troksnis tiek pievienots signālam gadījuma trokšņa nolašu veidā, bet pēc-detektēšanas elektriskais troksnis tiek apstrādāts atsevišķi, pielietojot determinētās metodes – tas tiek pieskaitīts BER novērtējuma laikā. Promocijas darbā pielietota stohastiska BER novērtējuma procesā visa veida trokšņi tiek pievienoti signālam gadījuma trokšņa nolašu veidā un BER tiek novērtēts balstoties uz signāla statistiskajiem raksturojumiem. Tādējādi tiek ievērotas visas signāla un trokšņu savstarpējas nelineāras mijiedarbības, kā arī citu pārraides sistēmas elementu, piemēram filtru, ietekme uz troksni. Jāpiemin, ka daļā no simulācijām tika izmēģināta arī daļēji determinēta metode, bet

būtiska atšķirība (lielāka par BER pakāpi) netika novērota [114]. Lai veiktu BER novērtējumu *VPIphotonics Design Suite* programatūrā ir jāizvēlas arī atbilstošs statistiskais modelis – Gausa vai χ^2 – kas ir atkarīgs no simulējamas pārraides sistēmas. Pārraides sistēmās, kur tiek pielietoti optiskie pastiprinātāji, galvenais trokšņa avots ir ASE troksnis, līdz ar to uztverta signāla varbūtības blīvuma funkcijas sadalījums nav Gausa un rezultējošais elektriskais signāls pēc tiešās detektēšanas atbilst χ^2 raksturojumam. Savukārt, pārraides sistēmām bez optiskā pastiprinātāja, kur galvenais trokšņa avots ir termiskais troksnis ar Gausa sadalījumu (kā šajā nodaļā) atbilstošāks ir promocijas darbā pielietotais Gausa modelis [114].

Šajā nodaļā pielietotā simulācijas shēma ir redzama 3.1.attēlā. Tās struktūra ir līdzīga iepriekšējā nodaļā izmantotai shēmai (2.1. att.), tomēr šajā nodaļā tiek pielietoti citi uztvērēju un raidītāju modeli.



3.1. *VPIphotonics Design Suite* programatūrā simulētās WDM-PON sakaru sistēmas struktūra.

Līdzīgi *OptSim* programatūrai, *VPIphotonics Design Suite* programatūrā šķiedras simulācija tiek nodrošināta atrisinot Šrēdingera vienādojumu pielietojot sadale-solis metodi. Tomēr, atšķirībā no *OptSim* programatūras, *VPIphotonics Design Suite* programatūrā ir pieejami vairāki vienmodas šķiedras modeļi ar dažādu detalizācijas pakāpi. Detalizētākais ir universālās šķiedras (*angl. universal fiber*) modelis, kas nodrošina divvirzienu pārraides simulāciju, kā arī ievēro vairākus signālu pārraidi ietekmējošus faktorus (stimulēto Ramana izkliedi, spontāno Ramana izkliedi, stimulēto Briljuēna izkliedi, spontāno Briljuēna izkliedi, Releja izkliedi, Kera NOE, dispersiju, kā arī PMD un tās atkarību no NOE). NLS (no NLSE)

PMD šķiedrai (*angl. fiber NLS PMD*) ir mazāk parametru nekā universālai šķiedrai, bet arī tajā tiek ievēroti nozīmīgāki signāla pārraidi ietekmējošie faktori (no polarizācijas atkarīgi zudumi (*angl. polarization-dependent loss (PDL)*)), PMD, FWM, SPM, XPM, pirmās un otras kārtas dispersija, šķiedras vājinājums, kā arī SPM, FWM un XPM atkarība no polarizācijas) [114, 116]. Promocijas darbā tika pielietots gan NLS PMD šķiedras, gan universālās šķiedras modelis. Kā rezultātā būtiskā atšķirība (lielākā par vienu BER pakāpi) netika novērota. Līdz ar to, simulācijas laika samazināšanas nolūkos tika pielietotā NLS PMD šķiedra, savukārt gala risinājuma modelī tiek pielietots universālās šķiedras modelis.

Atšķirībā no *OptSim* programmatūras, *VPIphotonics Design Suite* programmatūrā AWG tiek simulēts nevis kā filtru kopums, bet kā atsevišķs elements, kas simulē komerciāli pieejamo AWG darbību, pamatojoties uz tehniskajās specifikācijās pieejamajiem parametriem (tādiem kā centrālā kanāla frekvence, starpkanālu intervāls, frekvenču raksturojuma forma, -1 dB un -3 dB joslas platumi, blakus un ne-blakus kanālu šķērsrunas (*angl. adjacent and non-adjacent crosstalks*), ienestie zudumi un to vienmērība (*angl. uniformity*), u.t.t.).

Kā jau tika minēts 2.1. apakšnodaļā, AWG ietekme uz optisko signālu ir līdzīga optisko filtru kopuma ietekmei un tiek raksturot ar AFR. *VPIphotonics Design Suite* programmatūrā šim nolūkam tiek pielietota kompleksa, matricas veida frekvenču pārvades funkciju (daudzportu pārvades funkcija). Katra šīs pārvades funkcijas komponente $t_{p,q}(f)$ nosaka optiskā signāla pārvades raksturojumus no p -tā ieejas porta uz q -to izejas portu. Pateicoties AWG uzbūvei (skatīt 2.1. apakšnodaļu), visas viena porta pārvades funkcijas izskatās līdzīgas viena otrai. Promocijas darbā pielietotais reālistisks, uz tehniskajām specifikācijām balstīts AWG modelis (*angl. realistic datasheet model*) paredz AWG pārvades funkcijas rekonstruēšanu, pamatojoties uz lietotāja definētajiem, tehniskajās specifikācijās pieejamajiem parametriem. Promocijas darbā tika pielietotas divu veidu AWG pārvades funkcijas – Gausa pārvades funkcija un līdzena hiper-Gausa pārvades funkcija [114]. Pēc pārvades funkcijas aprēķina, tai tiek pievienoti vairāku optisku signālu ietekmējošie faktori (caurlaides joslas pulsācija (*angl. ripple*), hromatiskā dispersija, starpkanālu šķērsrunas un ienestie zudumi), kas arī tiek raksturoti ar tehniskajās specifikācijās pieejamajiem parametriem (pulsācijas amplitūdu, hromatiskās dispersijas maksimālu un minimālu vērtību, blakuskanālu un ne-blakus kanālu šķērsrunu, kā arī šķērsrunu logu, ienestiem zudumiem un to vienmērīgumu).

Kā var redzēt 3.1. attēlā, visiem modulācijas formātiem (DB, PAM-4 un NRZ-OOK) tiek pielietots vienāds uztvērējs, kas sastāv no PIN fotodiodes un viena (vai vairākiem) elektriskiem filtriem. *VPIphotonics Design Suite* programmatūrā pieejamajā PIN fotodiodes modelī izejas strāva tiek aprēķināta, kā fotostrāvas, svārstību trokšņa strāvas, tumsas strāvas un termiskā trokšņa strāvas summa (detalizētāks PIN fotodiodes parametru apraksts ir pieejams 2.1. apakšnodaļā). Savukārt, elektriskais filtrs tiek pielietots gan uztvērēja ierobežotas caurlaides joslas raksturojumam, gan kā papildus filtrs uztvērēja ienesto trokšņu filtrēšanai. Jāatzīmē, ka papildus filtru nepieciešamība WDM-PON sakaru sistēmas realizācijai tiek atsevišķi novērtēta šīs nodaļas ietvaros.

Visu modulācijas formātu (DB, PAM-4 un NRZ-OOK) raidītājos (DB, PAM-4 un NRZ-OOK) (3.1.att.) tiek pielietots arī vienāds lāzera modelis. *VPIphotonics Design Suite* programmatūrā ir pieejami vairāki lāzera modeli, savukārt, promocijas darbā tiek pielietots uz

tehniskajiem aprakstiem balstīts nepārtrauktā starojuma (*angl. continuous wave, CW*) lāzera modelis. Tas aprēķina lāzera izejas signālu, ievērojot lietotāja definēto jaudu un joslas platumu, blakus modas apspiešanas attiecību, viļņa garuma dreifu (*angl. drift*) atkarībā no temperatūras, kā arī relatīvo lāzera intensitātes troksni (*angl. relative intensity noise, RIN*). Modelis paredz arī optiskā signāla polarizācijas veida (lineāra, eliptiska, cirkulāra), kā arī trokšņa polarizācijas veida (vienpolārs vai divpolārs) noteikšanu.

Arī modulatora modelis ir vienāds visos raidītājos. Tas ir uz tehniskajiem aprakstiem balstīts diferenciālā MZM modelis. Atšķirībā no *OptSim* programatūrā pieejamā modeļa, *VPIphotonics Design Suite* programatūrā pieejamais MZM modelis nodrošina ne tikai divu ieejas informācijas signālu, bet arī divu nobīdes sprieguma signālu simulāciju. Tā pārvades funkcija (neievērojot temperatūras ietekmi) tiek aprakstīta ar izteiksmi (3.1) [114].

$$h(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{Y_1 \exp(j\phi_1) + Y_2 \exp(\pm j\phi_2)}{\alpha} \quad (3.1.)$$

kur Y_1 un Y_2 ir MZM sadalījuma attiecības (*angl. split ratios*), attiecīgi, pirmajā un otrajā MZM plecā (atkarīgi no MZM slāpēšanas attiecības), α ir MZM zūdumus raksturojošs parametrs, savukārt ϕ_1 un ϕ_2 ir, attiecīgi, fāzes nobīdes pirmajā un otrajā plecā. Fāzes nobīde katrā no pleciem tiek aprēķināta pēc izteiksmes (3.2) [114].

$$\phi_n = \left[\frac{\pi \times V_{rfn}(t)}{V_{\pi rf}} + \frac{\pi \times V_{dcn}(t)}{V_{\pi dc}} \right] \quad (3.2.)$$

kur n ir pleca numurs (1 vai 2), $V_{rfn}(t)$ ir attiecīga pleca vadības spriegums, $V_{dcn}(t)$ ir attiecīga pleca nobīdes spriegums, $V_{\pi rf}$ vadības signāla pārslēgšanas spriegums, bet $V_{\pi dc}$ nobīdes signāla pārslēgšanas spriegums [114]. Ja pieņem, ka MZM nav ienesto zudumu ($\alpha=1$) un sadalījuma attiecība ir ideālā (50/50) un līdz ar to $Y_1 = Y_2 = 1/\sqrt{2}$ [114], tad izteiksme (3.1) atbilst teorētiskajai izteiksmei (2.21), savukārt $V_{rfn}(t)$ un $V_{dcn}(t)$ izraisītās fāzes nobīdes izteiksmē (3.2) tiek aprēķinātas pēc teorētiskās (2.22.) izteiksmes.

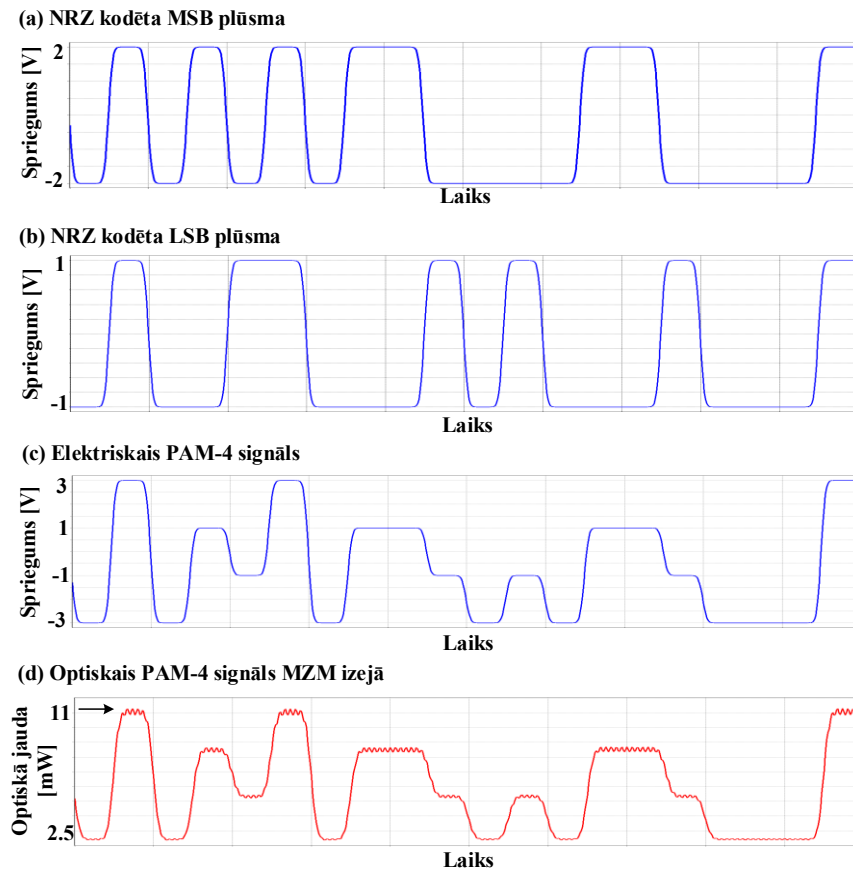
Lai realizētu dažādus modulācijas formātus (NRZ-OOK, DB, PAM-4), modulatoram tiek uzstādīts atbilstošais darbības režīms, kā arī tiek nodrošināta atbilstošā elektriskā signāla kodēšana. NRZ-OOK ģenerācijai, MZM jāuzstāda tīras amplitūdas modulācijas režīmā, kas atbilst x -šķēluma LiNbO₃ MZM ar vienu vadības sprieguma ieeju (skatīt 2.1. nodaļu). Pielietojot *VPIphotonics Design Suite* programatūras MZM modeli tas tiek nodrošināts, padodot uz abiem pleciem vienādus vadības signālus, kā arī vienādus nobīdes signālus un uzstādot negatīvo otra pleca fāzi (kas atbilst mīnuss zīmei pie ϕ_2 izteiksmē (3.4)) [114]. Savukārt, vadības spriegumam jāatbilst NRZ kodam. Šajā nodaļā pielietotā NRZ-OOK redzama struktūra, kā arī MZM vadības sprieguma un pārslēgšanas sprieguma vērtības ir redzamas 3.c.attēlā. Respektīvi, gan radiofrekvenču, gan līdzstrāvas pārslēgšanas spriegumi ir vienādi ar $V_{\pi rf}=V_{\pi dc} = V_{\pi} = 6 \text{ V}$, nobīdes sprieguma vērtība ir vienāda abiem pleciem $V_{dc1}(t) = V_{dc2}(t) = 3 \text{ V}$, savukārt vadības spriegums, kas tiek padots uz abiem pleciem ir vienāds ar attiecīgi $V_{rf1}(t) = V_{rf2}(t) = 3 \text{ V}$ un $V_{rf1}(t) = V_{rf2}(t) = 0 \text{ V}$ vieniniekam un nullei [114]. Ievietojot attiecīgas vērtības (3.1.) un (3.2.) izteiksmēs (pieņemot, ka MZM nav ienesto zudumu ($\alpha=1$), sadalījuma

attiecība ir ideālā (50/50) un līdz ar to $Y_1 = Y_2 = 1/\sqrt{2}$ vieninieka līmenim atbilst izteiksme (3.3), savukārt nulles līmenim – izteiksme (3.4). Līdz ar to, var secināt, ka simulācijas modelī pielietotās vērtības atbilst NRZ-OOK modulācijas formātam. Jāpiemin, ka pie vieninieka līmeņa $h(t)$ ir ar negatīvo zīmi. Tomēr, ievērojot, ka $h(t)$ ir optiskā lauka intensitātes pārvades funkcija (savukārt optiskās jaudas pārvades funkcija būs pozitīva (skatīt 2.1. nodaļu)), kā arī to, ka tiešas detektēšanas gadījumā tiek detektēta optiskā jauda (kas ir optiskā lauka kompleksā intensitāte kvadrātā) π fāzes nobīdi šajā gadījumā var neievērot [12].

$$h(t) = \frac{1/\sqrt{2}}{\sqrt{2}} \left(\exp \left(j \left[\frac{\pi \times 3}{6} + \frac{\pi \times 3}{6} \right] \right) + \exp \left(-j \left[\frac{\pi \times 3}{6} + \frac{\pi \times 3}{6} \right] \right) \right) = -1 \quad (3.3)$$

$$h(t) = \frac{1/\sqrt{2}}{\sqrt{2}} \left(\exp \left(j \left[\frac{\pi \times 0}{6} + \frac{\pi \times 3}{6} \right] \right) + \exp \left(-j \left[\frac{\pi \times 0}{6} + \frac{\pi \times 3}{6} \right] \right) \right) = 0 \quad (3.4)$$

Savukārt, PAM-4 kodētāja struktūra ir redzama 3.1.c.i.attēlā, bet PAM-4 elektriskā signāla realizācijas process ir attēlots 3.2. attēlā. Jāatzīmē, ka *VPIphotonics Design Suite* programmatūrā nebija pieejams PAM-4 raidītāja modelis un tas tika izstrādāts izmantojot *VPIphotonics Design Suite* programmatūrā pieejamos loģisko, elektrisko un optisko elementu modeļus.

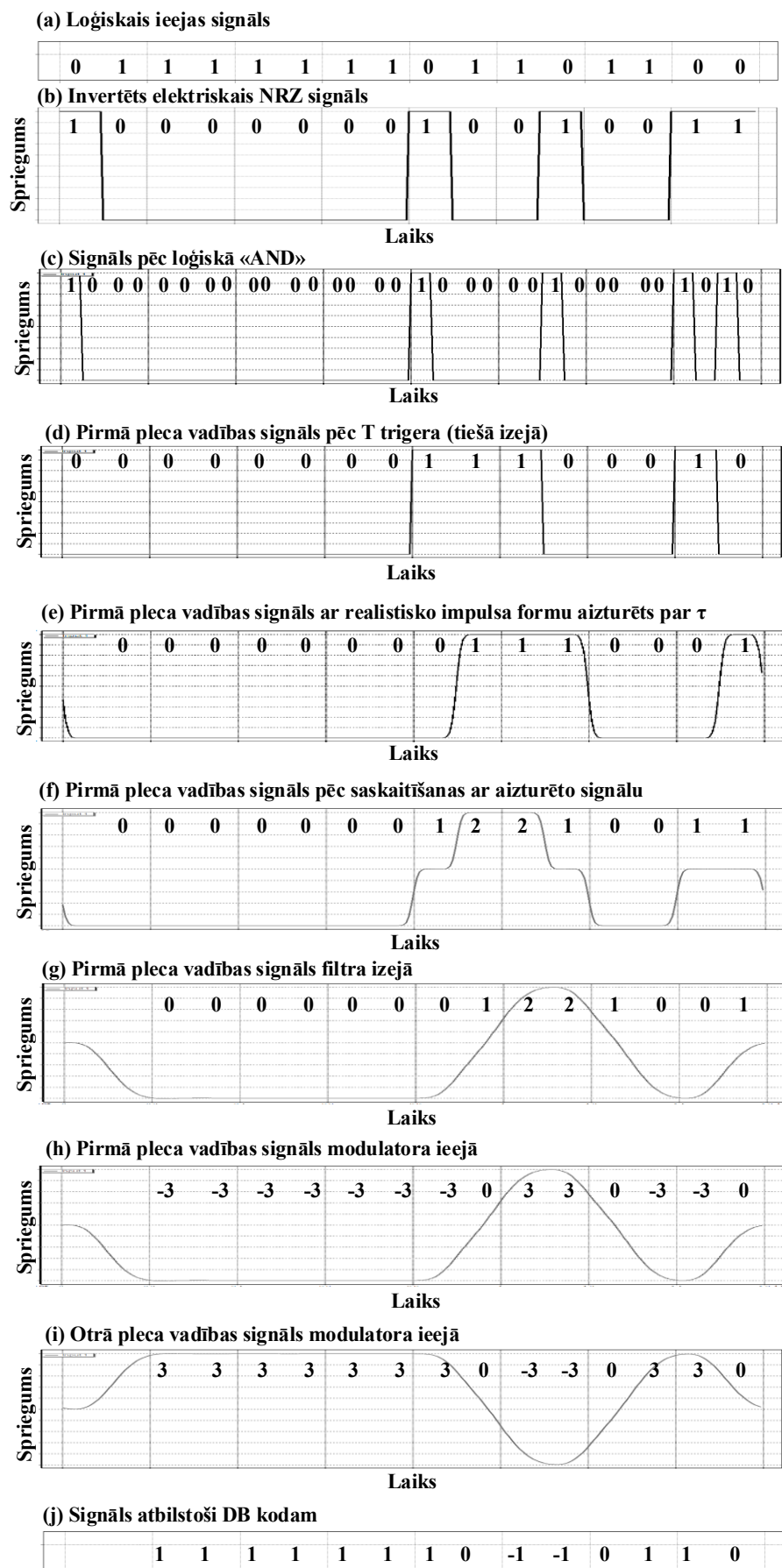


3.2. att. PAM-4 elektriskā signāla realizācijas process.

Sākumā datu signāls no PRBS (kas ģenerē signālu ar uzdoto simbolu ātrumu) tiek sinhroni (bits pēc bita) sadalīts divās plūsmās – visnozīmīgāko bitu plūsmā (*angl. most significant bit*,

MSB) un visnenožīmīgāko bitu plūsmā (*angl. least significant bit, LSB*). Abas plūsmas tiek padotas uz atsevišķiem NRZ kodētājiem. MSB plūsmā tiek kodēta atbilstoši bipolāram NRZ kodam ar loģiskā “1” spriegumu vienādu ar 2V un loģiskās “0” spriegumu vienādu ar -2 V (3.2.a.attēls) savukārt LSB plūsmas “1” un “0” tiek kodētas, attiecīgi, ar 1V un -1V lielo spriegumu (3.2.a un 3.2.b. attēli). Tad abas plūsmas tiek apvienotas summatorā un rezultātā tiek iegūts elektriskais PAM-4 signāls ar četriem dažādam sprieguma līmeņiem (-3 V, -1 V, +1 V, +3 V), kas atbilst četrām loģisko bitu kombinācijām “00”, “01”, “10”, “11” (3.2.c.attēls). Lai nodrošinātu optiskā PAM-4 signāla ģenerāciju, līdzīgi, ka NRZ-OOK gadījumā, MZM modulators tika MZM jāuzstāda tīras amplitūdas modulācijas režīmā, kas atbilst x-šķēluma LiNbO₃ MZM, respektīvi ar negatīvo otra pleca fāzi un vienādiem vadības un nobīdes spriegumiem katram plecam. Modulatora pārslēgšanas spriegums bija vienāds ar $V_{\pi}=6$ V. Tad tika pieskaņotas modulatora vadības sprieguma, ka arī nobīdes sprieguma vērtības. Tādejādi tika noskaidrots, ka vienmērīgāka starpība starp četriem optiskā PAM-4 līmeņiem tiek nodrošināta uzstādot nobīdes spriegumu vienādu ar $V_{dc}=4,6$ V, savukārt, līmeņu amplitūdas attiecīgi vienādas ar -0,75 V, -0,25 V, 0,25 V un 0,75 V priekš “00”, “01”, “10”, “11” loģisko bitu kombinācijām. Kā var redzēt 3.2.d.att. optiskā PAM-4 signāla MZM izejā jauda laikā atbilst ieejas elektriskajam signālam (3.2.c.att) un tā maksimālais līmenis ir ~11 mW (~10,4 dBm). Ievērojot, ka lāzera izejas jauda šim signālam tika uzstādīta vienāda ar 15 dBm, bet MZM ienestie zudumi ir vienādi ar 4 dBm, var secināt, ka maksimālais PAM-4 signāla līmenis atbilst maksimālai lāzera izejas jaudai. Jāpiemin arī, ka iegūtā PAM-4 signāla BER (pielietojot ideālā uztvērēja modeli) ir būtiski mazāka par 1×10^{-16} . Līdz ar to var secināt, ka izstrādātais PAM-4 raidītāja modelis darbojas korekti.

Atšķirībā no *OptSim* programmatūrā pieejamā DB raidītāja modeļa (skatīt 2.1. nodaļu), *VPIphotonics Design Suite* programmatūrā pieejamajā modelī tiek īstenota arī diferenciālā pirmskodēšana [114]. Kodētāja struktūra ir redzama 3.1.b.i.attēlā [114], savukārt kodēšanas process ir parādīts 3.3. attēlā. Vispirms, loģiskais ieejas datu signāls (3.3.a.att.) tiek padots uz invertoru no kura izejas nonāk NRZ impulsu ģeneratorā, kā rezultātā tiek iegūts invertēts elektriskais signāls (3.3.b. att.). Paralēli tiek ģenerēta arī elektriskā sinhronizācijas impulsu secība ar ātrumu vienādu ar pusi no datu signāla bitu ātruma. Abus signālus saskaitot, tiek iegūts signāls ar divreiz lielāko frekvenci (3.3.c. att.), kas tiek padots uz T-trigeri. T-trigeris pārslēdzas pie katrā impulsa kāpuma, kā rezultātā tiek iegūti divi pretēji signāli – trigeru tiešā (3.3.d. att.) un inversā izejā. Tālāk abi signāli tiek apstrādāti paralēli, tādejādi veidojot pirmā un otra MZM pleca vadības signālus. Pirmā MZM pleca vadības signāls no tiešās T-trigera izejas tiek saskaitīts ar savu par τ aizturētu kopiju (3.3.e. att.) kā rezultātā tiek iegūts 3.3.f. attēlā redzamais signāls. Tas tiek padots uz zemfrekvenču Beseļa filtru ar caurlaides joslas platumu vienādu ar 0,35 no bitu ātruma (3.3.g. att.). Tad signāls nonāk modulatora ieejas signāla ģeneratorā, kur līmeņiem tiek piešķirtas nepieciešams sprieguma vērtības (atkarīgas no MZM pārejas sprieguma V_{π} vērtības). Rezultātā tiek iegūts signāls, kas tiek padots uz MZM (ar $V_{\pi} = 6$ V) pirmo plecu (3.2.h. att.). Tādā pati veidā tiek iegūts signāls, kas tiek padots uz MZM otro plecu (3.3.i. att.). Kā jau tika minēts 1.2. apakšnodaļā, DB modulācijas formātam fāzes nobīde par π notiek “1” bitiem, starp kuriem ir nepāra “0” bitu skaits. Salīdzinot 3.3.i. attēlā redzamo signālu ar attiecīgo DB kodu (3.3.j. att.) var secināt, ka kodēts signāls atbilst DB.



3.3. att. DB elektriskā signāla realizācijas process.

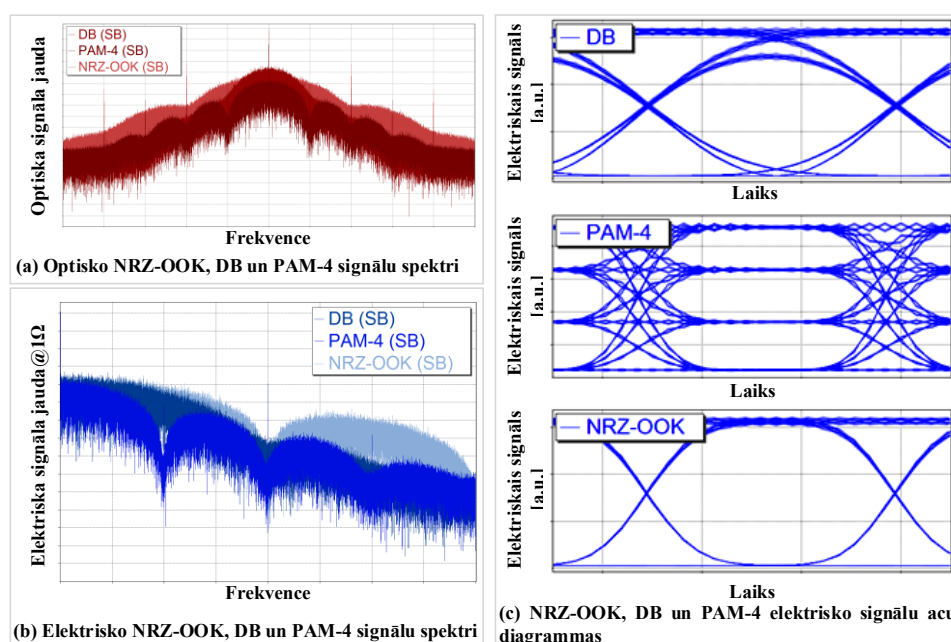
Ievietojot izteiksmē (3.1) nobīdes sprieguma vērtības ($V_{dc1}(t) = 3 \text{ V}$ un $V_{dc2}(t) = -3 \text{ V}$) un “1”, “-1” un “0” loģiskajām vērtībām atbilstošas vadības sprieguma vērtības (3.2.i un 3.2.j. att.) tiek iegūtas izteiksmes (3.5), (3.6) un (3.7).

$$h(t) = \frac{1/\sqrt{2}}{\sqrt{2}} \left(\exp \left(j \left[\frac{\pi \times -3}{6} + \frac{\pi \times 3}{6} \right] \right) + \exp \left(-j \left[\frac{\pi \times 3}{6} + \frac{\pi \times -3}{6} \right] \right) \right) = 1 \quad (3.5)$$

$$h(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\exp \left(j \left[\frac{\pi \times 0}{6} + \frac{\pi \times 3}{6} \right] \right) + \exp \left(-j \left[\frac{\pi \times -3}{6} + \frac{\pi \times -3}{6} \right] \right) \right) = -1 \quad (3.6)$$

$$h(t) = \frac{1/\sqrt{2}}{\sqrt{2}} \left(\exp \left(j \left[\frac{\pi \times 0}{6} + \frac{\pi \times 3}{6} \right] \right) + \exp \left(-j \left[\frac{\pi \times 0}{6} + \frac{\pi \times 3}{6} \right] \right) \right) = 0 \quad (3.7)$$

DB, PAM-4 un NRZ-OOK modulēto optisko signālu spektri MZM izejā, kā arī elektrisko signālu spektri un acu diagrammas PIN fotouztvērēja izejā pie pārraides ātruma 40 Gbit/s (20 GBaud/s) ir redzamas attiecīgi 3.4.a, 3.4.b. un 3.4.c. attēlos.



3.4. att. NRZ-OOK, DB un PAM-4 modulēto (a) optisko signālu spektri, (b) elektrisko signālu spektri un (c) acu diagrammas.

Kā var redzēt 3.4.a. attēlā, DB modulētā optiskā signāla spektrs ir šaurāks nekā NRZ-OOK modulēta signāla spektrs, kas atbilst teorijai (1.11.att.) un arī NRZ-OOK modulēto un PAM-4 modulēto optisko signālu spektru attiecība (3.4.a.att.) pilnībā atbilst teorētiskai (1.12. att.).

Jāatzīmē, ka šīs apakšnodaļas ietvaros, atšķirībā no 2. apakšnodaļas, tiks ievērotas arī pārraides sistēmas veiktspējas ierobežojumi, kas ir izraisītas ar MZM ierobežotu caurlaides joslu, kas rodas ātruma nesalagotības (*angl. velocity mismatch*) starp elektriskajiem un optiskajiem elementiem, kā arī mikroviļņu vājinājuma dēļ elektrodu ķēdē [11, 22]. MZM ierobežota caurlaides josla tiek raksturota ar amplitūdas-frekvences raksturlīkni (AFR) (*angl. amplitude-frequency response*). Saskaņā ar radiofrekvenču sistēmu raksturojumam pielietoto

izkliežu matricu, MZM modulators var tikt uzskatīts par divu portu lineāru tīklu, bet MZM AFR par S_{21} raksturlīkni, kas nosaka pastiprinājumu/vājinājumu tiešā virzienā, kā attiecību starp signāla jaudu izejas (otrajā) portā pret signāla jaudu ieejas (pirmajā) portā [106]. Bieži MZM AFR tiek saukta arī par vājo signālu raksturlīkni (*angl. small signal response*). [11, 52, 63]. Tas ir izskaidrojams ar to, ka AFR tiek iegūta pie vājo signālu modulācijas nosacījumiem (*angl. small-signal modulation conditions*). Respektīvi, par elektrisko modulējošo signālu tiek pielietots sinusoidālais signāls ar maksimums-maksimums (*angl. peak-to-peak*) amplitūdu, kas ir maza salīdzinot ar pārslēgšanas spriegumu, tādējādi nodrošinot, ka $\phi(V_{RF}) = \frac{\pi V_{RF}}{V_{\pi}} \ll 1$ [63, 85, 106]. Tas ir nepieciešams tādēļ, ka visām intensitātes modulatoru pārvades līknēm piemīt noteiktā nelinearitātes pakāpe, savukārt, pie vājo signālu modulācijas nosacījumiem, tiek nodrošināts lineārais režīms. Respektīvi, elektriskais signāls fotouztvērēja izejā būs pārsvarā tādas pašas frekvences sinusoidālais signāls kā modulatora vadības signāls [22, 63]. Jāpiemin, ka bieži AFR tiek raksturota ar vienu parametru – elektrisko -3 dB caurlaides joslu (*angl. -3 dB bandwidth, (-3 dB BW)*)[16]. *VPIphotonics Design Suite* pieejamiem modeļiem -3 dB caurlaides joslas platums (pēc noklusējuma) tiek simulēts pielietojot 4-polu Besela filtrus ar attiecīgo -3 dB caurlaides joslas platumu [114]. Nodaļas sākumā MZM caurlaides josla tiks uzskatīta par ideālo, savukārt promocijas darba turpinājumā tiek novērtēta gan -3 dB caurlaides joslas platuma, gan arī visa AFR ietekme.

3.2. Veiktspēju ietekmējošo faktoru novērtējums DB un PAM-4 modulētājā WDM-PON sakaru sistēmā ar 40 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā

Lai precīzi simulētu reālas pārraides sistēmas darbību, ir būtiski zināt, kādi pārraides sistēmas elementu parametri visvairāk ietekme tās veiktspēju (respektīvi, kādu parametru izvēle ir noteicoša). Jāuzsver, ka ietekmējošo faktoru novērtējumam ir arī praktiskā vērtība, jo tā rezultāti ir izmantojami kā vadlīnijas WDM-PON pārraides sistēmas elementu izvēlē. Šajā apakšnodaļā tiks veikts ietekmējošo faktoru novērtējums WDM-PON sakaru sistēmā ar 40 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā (kas ir lielākais no promocijas darbā apskatītajiem datu pārraides ātrumiem), pielietojot DB un PAM-4 modulācijas formātus (kas tiek plaši pētīti pielietojumam 40 Gbit/s datu pārraides ātrumam (skatīt 2.2. apakšnodaļu)).

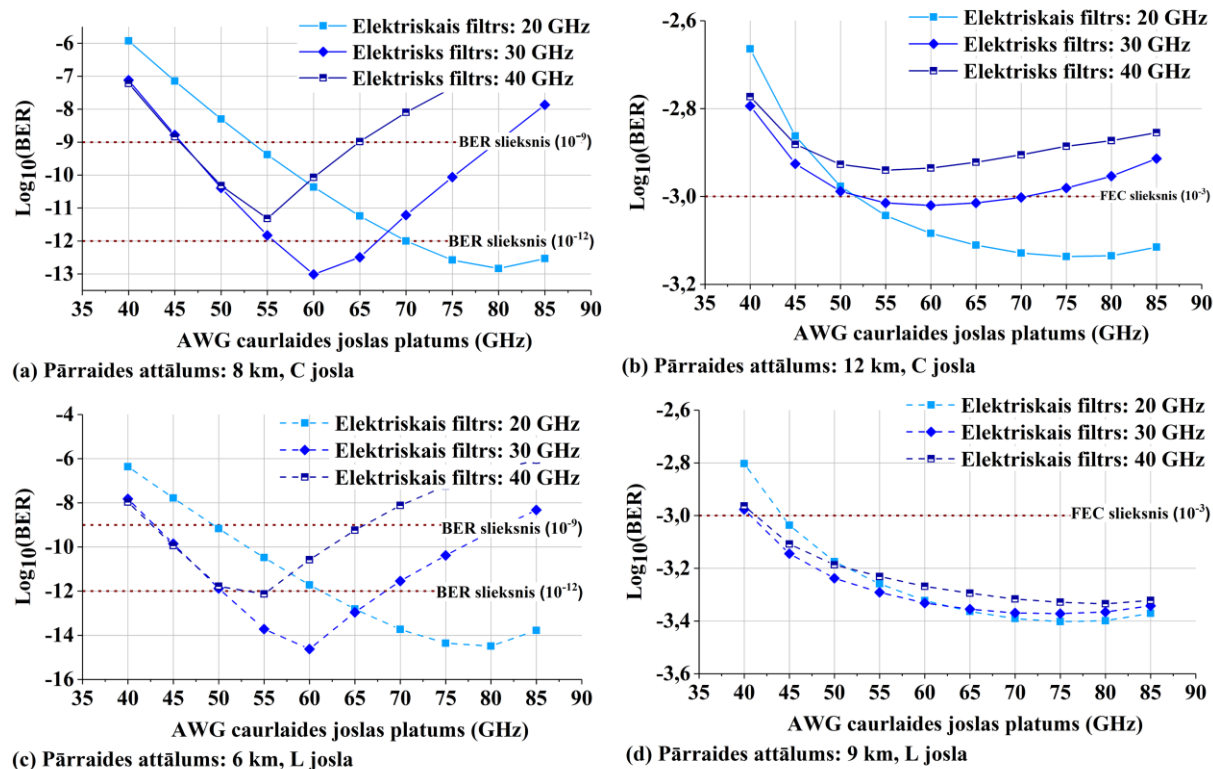
Pirmajā apakšnodaļas ietvaros veiktajā pētījumā tika novērtēta DB un PAM-4 modulācijas formātu veiktspēja WDM-PON pārraides sistēmā ar 40 Gbit/s kanāla datu pārraides ātrumu C un L frekvenču joslās. Saskaņā ar ITU-T G.989.2 rekomendāciju, TWDM-PON risinājumiem ir atvēlēts 1596 – 1603 nm (optiskās L joslas) viļņa garumu diapazons lejupplūsmas pārraidei un 1524 – 1544 nm (optisko S un C joslu) diapazons augšupplūsmas pārraidei. Savukārt, PtP WDM-PON lejupplūsmas un augšupplūsmas risinājumiem ir atvēlēts 1524-1625 nm (optisko S, C un L joslu) viļņa garumu diapazons [49]. Ievērojot, ka NG-PON2 risinājumiem atvēlēta S joslas daļa ir samēra mazā (1524 – 1530 nm), savukārt L josla tiek pielietota pilnībā (1565 – 1625 nm), tieši L-josla tika izvēlēta, lai novērtētu frekvenču joslas izmaiņas ietekmi uz pētāmo modulācijas formātu veiktspēju. Saskaņā ar ITU-T G.989.2 rekomendāciju, pētāmai astoņu kanālu WDM-PON pārraides sistēmai ar 100 GHz starpkanālu intervālu pārraidei C-joslā tika izvēlētas 192,8 THz – 193,5 THz frekvences, savukārt pārraidei L-joslā – no

184,7 THz līdz 185,4 THz frekvences. Pārtraides sistēmas elementu parametri tika izvēlēti saskaņā ar komerciāli pieejamo elementu tehniskajām specifikācijām [10, 37, 40, 52] vai arī *VPIphotonics Design Suite* noklusētajām vērtībām [114] un ir apkopoti 2.2. pielikumā.

Ievērojot to, ka optiskās jaudas zudumi raidītājā ir līdz 7 dB, lāzera izejas jauda tika izvēlēta samēra augstā (15 dBm saskaņā ar CoBrite DX1 lāzera specifikācijā maksimālo norādīto vērtību), kā rezultātā optiskā signāla jauda raidītāja izejā bija ap 8 dBm (8,3 dBm PAM-4 modulētajām signālam un 7,9 dBm DB modulētajām signālam). Saskaņā ar ITU-T G.989.2 rekomendāciju, vidēja kanāla ieejas jaudai (viena kanāla jauda S/R-CG punktā (skatīt 1.8.attēlu) lejuplūsmas virzienā jābūt vismaz 7,5 dBm (N1 jaudas klasei). Pieņemot, ka saskaņā ar ITU-T G.989.2 optiskā jauda S/R-CG punktā atšķiras no jaudas S/R-CPs punktā (1.8.att.) ar multipleksora zudumu vērtību, šajā pētījumā jauda S/R-CG punktā ir vienāda ar 4 dBm. Kaut arī šī vērtība nav tik lielā kā rekomendācijā definētā jauda, tika pieņemts lēmums nepielietot papildus pastiprinājumu, vismaz sākumā posmā, kamēr netiks novērota tā nepieciešamība, jo rekomendācijā norādītās jaudas ir paredzētas 10 Gbit/s NRZ-OOK modulētajiem signāliem un pie arhitektūras, kas ir balstīta uz jaudas sadalītājiem. Svarīgi atzīmēt, ka apvienojot AWG astoņus kanālus ar 8 dBm izejas jaudu S/R-CP punktā, tiek iegūts šķiedras ieejas signāls ar samēra lielo jaudu (ap 13 dBm). Tajā pat laikā vairākos zinātniskajos rakstos, kas ir veltīti lielo ātrumu WDM-PON [tai skaitā, 117–120, 122], tika pielietota mazākā šķiedras ieejas jauda (10 dBm) un tika novērots, ka lielākā šķiedras ieejas jauda var izraisīt signāla kvalitātes degradāciju NOE dēļ. Arī saskaņā ar ITU-T G.989.2 rekomendāciju jānodrošina pietiekami lieli optiskā ceļa zudumi (*angl. optical path loss*) (no 14 dB līdz 29 dB N1 jaudas klasei), lai izvairītos no BER palielinājuma un iespējamiem uztvērēja bojājumiem. Līdz ar to, šajā pētījumā tika pielietoti divi papildus optiskie vājinātāji ar 4 dB katrs (pēc AWG multipleksora un pirms AWG demultipleksora). Svarīgi atzīmēt, ka vājinājumu pielietojums nodrošina arī papildus zudumu rezervi (zudumiem, kas varētu rasties reālajā pārtraides sistēmā, piemēram, savienojumu dēļ, lielākā AWG, MZM ienesto zudumu, lielākā šķiedras vājinājuma dēļ u.t.t.). Turklāt, šāds jaudas budžets tika nodrošināts tikai pirmajā pētījumā, tālāk optiskā signāla jaudas ietekme tika novērtēta padziļināti.

Jau veicot pētījumu promocijas darba 2. nodaļā, tika novērots, ka optisko un elektrisko filtru caurlaides joslas platums būtiski ietekme modulācijas formātu veiktspēju, līdz ar to, šeit un tālāk pārtraides sistēmas AFR ietekmes analīzei ir atvēlēta būtiska promocijas darbā veikto pētījumu daļa. Šī pētījuma ietvaros katram modulācijas formātam (DB un PAM-4) tika noteiktas atbilstošākas AWG un elektriskā filtra -3 dB caurlaides joslas platumu (tālāk -3 dB BW) kombinācijas. Lai novērtētu BER atkarību no abām vērtībām vienlaicīgi, novērtējums bija jāveic pie noteiktā pārtraides attāluma. Tāpēc, pētījuma sākumā tika novērtēta BER atkarība no pārtraides attāluma pie fiksētam AWG un elektriskā filtra -3 dB BW vērtībām (40 GHz). Pamatojoties uz iegūtajiem rezultātiem (kas ir pieejami [96]), PAM-4 modulācijas formātam tika izvēlēti pārtraides attālumi (8 un 12 km C joslā un 6 un 9 km L joslā) pie kuriem tika veikta AWG un elektriskā filtra -3 dB BW pieskaņošana. Tādā pati veidā tika izvēlēti pārtraides attālumi arī DB modulācijas formātam – 5 km un 10 km pārtraidei C joslā, un 4 km un 8 km pārtraidei L joslā.

Pētījuma ietvaros tika veiktas simulācijas pie elektriskā filtra -3 dB BW vērtībām no 10 GHz līdz 60 GHz ar soli 10 GHz. Nozīmīgākie rezultāti (pie 20, 30 un 40 GHz elektriska filtra caurlaides joslas platuma vērtībām) PAM-4 un DB modulācijas formātiem ir redzami attiecīgi 3.5. attēlā [96] un 3.6. attēlā.

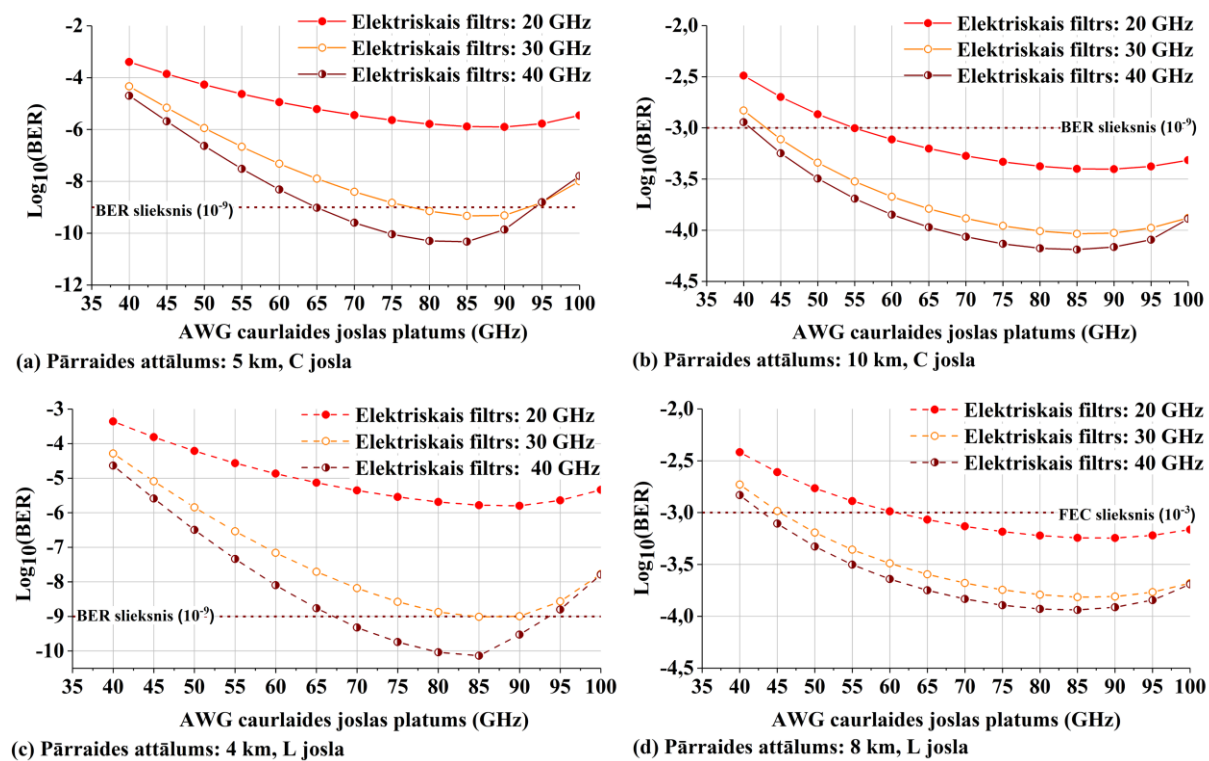


3.5. att. BER atkarība no optiskā filtra -3 dB caurlaides joslas platuma un elektriska filtra -3 dB caurlaides joslas platuma vērtībām PAM-4 modulācijas formātam.

Kā var redzēt 3.5. attēlā, PAM-4 modulācijas formātam gan C, gan L joslā tiek novērota vienāda tendence attiecībā uz AWG un elektriskā filtra -3 dB BW kombinācijām – pie mazākas elektriskā filtra caurlaides joslas, lai nodrošinātu zemāko iespējamo BER vērtību ir nepieciešama lielākā AWG caurlaides josla. Piemēram, pie elektriskā filtra -3 dB BW vienāda ar 20 GHz, zemāka BER tiek nodrošināta pie AWG -3 dB BW no 75 līdz 80 GHz, savukārt pie elektriskā filtra -3 dB BW vienāda ar 40 GHz – pie AWG -3 dB BW no 55 līdz 70 GHz (atkarībā no frekvenču joslas un līnijas garuma). Jāpiemin, ka šī atkarība ir izteiktāka pie mazākajiem līnijas garumiem (8 un 6 km, respektīvi). Saskaņā ar 3.5. attēlā redzamajiem rezultātiem, PAM-4 modulācijas formātam AWG un elektriskā filtra -3 dB BW kombinācijas, kas nodrošina minimālo BER, mainās atkarībā no pārtraides attāluma. Gan C, gan L frekvenču joslās pie mazākajiem attālumiem (8 un 6 km, respektīvi) minimāla BER tiek nodrošināta, pielietojot elektrisku filtru ar -3 dB BW vienādu ar 30 GHz kombinācijā ar AWG ar -3 dB BW vienādu ar 60 GHz. Savukārt gan C, gan L joslā, pie lielajiem attālumiem (attiecīgi 12 km un 9 km), minimāla BER tiek nodrošināta ar elektriska filtra un AWG -3 dB caurlaides joslas platumiem vienādiem ar, attiecīgi, 20 GHz un 75 GHz.

Kā var redzēt 3.6. attēlā arī DB modulācijas formātam gan C, gan L joslā tiek novērota PAM-4 modulācijas formātam līdzīga tendence attiecībā uz filtru caurlaides joslu

kombinācijām. Respektīvi, pie mazāka elektriskā filtra caurlaides joslas platuma, lai nodrošinātu zemāko iespējamo BER vērtību ir nepieciešama lielāks AWG caurlaides joslas platums. Tapāt kā PAM-4, DB modulācijas formātam šī tendence arī ir vairāk izteikta pie mazākiem pārraides attālumiem gan C, gan L joslā (attiecīgi 5 km un 4 km).

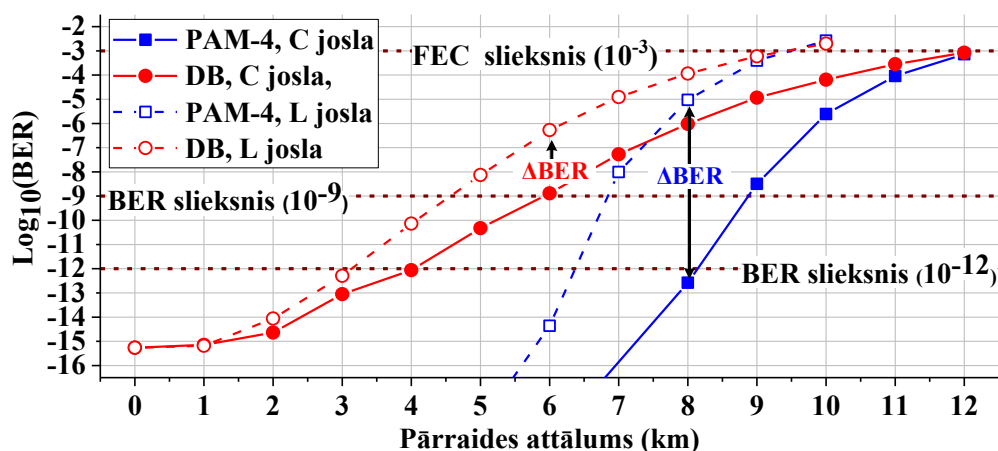


3.6. att. BER atkarība no optiskā filtra -3 dB caurlaides joslas platuma un elektriska filtra -3 dB caurlaides joslas platuma vērtībām DB modulācijas formātam.

Piemēram, pie elektriskā filtra -3 dB BW vienāda ar 20 GHz, zemāka BER tiek nodrošināta pie AWG -3 dB BW no 85 līdz 90 GHz (atkarībā no frekvenču joslas un līnijas garuma), savukārt pie elektriskā filtra -3 dB BW vienāda ar 40 GHz, zemāka BER tiek nodrošināta pie AWG -3 dB BW vienāda ar 85 GHz. Jāatzīmē, ka DB modulācijas formātam gan C, gan L frekvenču joslās pie visiem apskatītajiem attālumiem (4 km un 5 km, 8 km un 10 km) minimāla BER tiek nodrošināta pie vienādas elektriska filtra un AWG -3 dB caurlaides joslas platumu kombinācijas. Respektīvi, pie elektriska filtra un AWG -3 dB caurlaides joslas platumiem vienādiem ar, attiecīgi, 40 GHz un 85 GHz.

Ievērojot to, ka PAM-4 pie dažādiem attālumiem zemāko BER nodrošina dažādas AWG un elektriska filtra caurlaides joslas platumu kombinācijas (60 GHz AWG ar 30 GHz elektrisko filtru un 75 GHz AWG ar 20 GHz elektrisko filtru), attiecīgajām kombinācijām tika novērtēta BER atkarība no pārraides attāluma (rezultāti ir pieejami [96]). Kā rezultātā tika novērots, ka PAM-4 modulācijas formātam gan C, gan L frekvenču joslās abas filtru kombinācijas nodrošina līdzīgo BER visos pārraides attālos. Līdz ar to pētījuma turpinājumam, tika izvēlēta 75 GHz AWG ar 20 GHz elektrisko filtru kombinācija, jo AWG -3 dB caurlaides joslas platums vienāds ar 75 GHz ir raksturīgs arī komerciāli pieejamajiem AWG ar 100 GHz starpkanālu intervālu, piemēram, *JDSU 100 GHz AWG* [53].

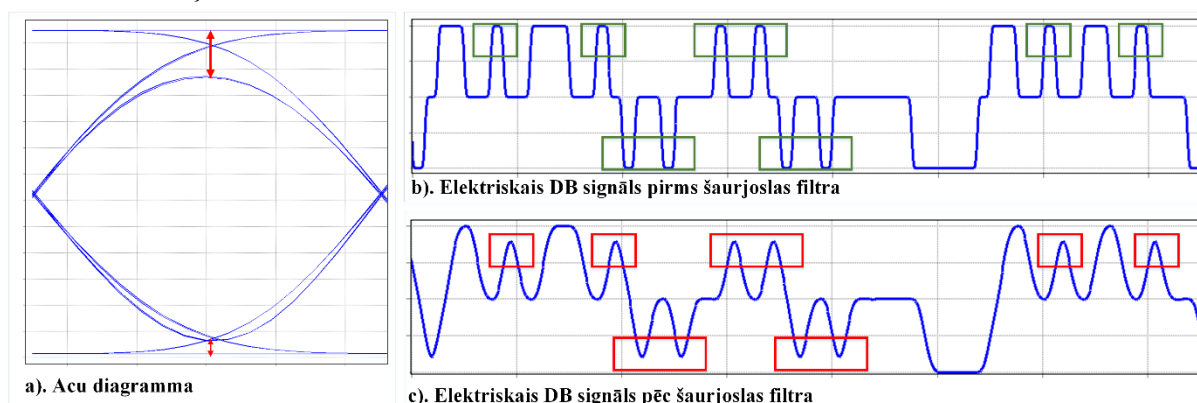
BER atkarība no pārraides attāluma PAM-4 un DB modulācijas formātiem C un L joslā pielietojot definētas atbilstošākās filtru caurlaides joslas platumu kombinācijas (75 GHz AWG ar 20 GHz elektrisko filtru PAM-4 modulācijas formātam un 85 GHz AWG ar 40 GHz elektriska filtru DB modulācijas formātam) ir redzama 3.7. attēlā.



3.7. att. BER atkarība no pārraides attāluma PAM-4 un DB modulācijas formātiem C un L joslā pielietojot definētas atbilstošākās filtru caurlaides joslas platumu kombinācijas.

Kā var redzēt 3.7. attēlā, pie pieskaņotajām filtru caurlaides joslu kombinācijām, pētāmajā WDM-PON pārraides sistēmā gan PAM-4, gan DB nodrošināja vienādu maksimālu pārraides attālumu (vienādu ar 9 un 12 km, attiecīgi C un L joslās). Tomēr jāatzīmē, ka PAM-4 pielietojums nodrošina līdz deviņām pakāpēm mazāko BER. Tas ir izskaidrojams ar to, ka pat bez šķiedras (*angl. back to back*) pārraidītais DB signāls nodrošina BER (ap 1×10^{-15}), savukārt bez šķiedras pārraidīta PAM-4 signāla BER ir daudz mazāks par 1×10^{-16} .

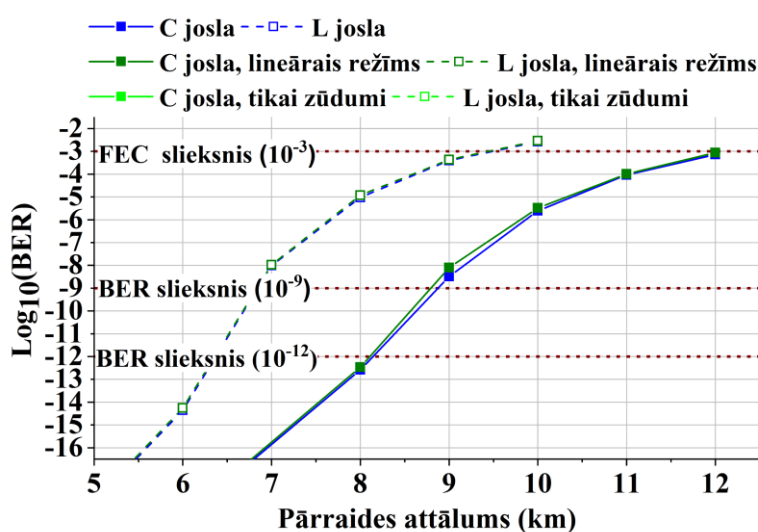
DB nodrošināta BER ir izskaidrojama ar zemfrekvenču filtru pielietojumu DB kodētājā (3.8. att.). Respektīvi, salīdzinot elektrisko DB signālu pirms (3.8.b. att.) un pēc (3.8. c. att.) zemfrekvenču filtra, var redzēt, ka pie 010 un 101 kombinācijām impulss nepaceļas (nenokrīt) līdz maksimālajam (minimālajam) līmenim, kā rezultāta arī rodas 3.8. attēlā redzamas novirzes no 1 un 0 līmeņa.



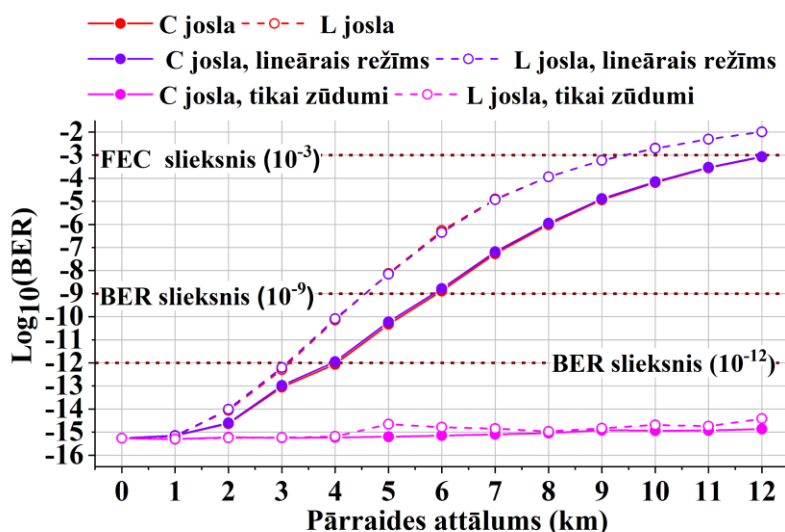
3.8. att. DB uztverta signāla acu diagramma (a) un elektriskais DB signāls pirms (b) un pēc (c) zemfrekvenču filtra.

Atgriežoties pie 3.7. attēla, var redzēt, ka gan DB, gan PAM-4 modulācijas formātam L joslā nodrošinātais maksimālais attālums ir par 25% mazāks nekā maksimālais pārraides attālums C joslā (attiecīgi, 9 km un 12 km). Veicot pārraidi L joslā (salīdzinājumā ar C joslu), pieaug arī abu modulācijas formātu nodrošinātais BER (līdz par septiņām BER pakāpēm PAM-4, un līdz pat trim pakāpēm DB modulācijas formātam) (3.8. att.). Svarīgi atzīmēt, ka kaut arī PAM-4 modulācijas formāta nodrošinātās BER pieaugums L joslā ir lielāks, PAM-4 nodrošinātā BER ir mazākā par DB modulācijas formāta nodrošināto BER.

Lai novērtētu pārraidi C un L joslā galvenos ietekmējošos faktorus, katram modulācijas formātam (PAM-4 un DB), tika veikta simulācija lineārajā režīmā, kas tika nodrošināts uzstādot šķiedras nelineāro koeficientu vienādu ar 0, kā arī tikai zudumu režīmā, kas, savukārt, tika nodrošināts uzstādot šķiedras dispersiju un dispersijas slīpumu vienādu ar 0 (3.9. att. un 3.10. att.).



3.9. att. PAM-4 modulācijas formāta nodrošinātā BER atkarībā no pārraides attāluma nelineārajā, lineārajā un tikai zudumu simulācijas režīmos.



3.10. att. DB modulācijas formāta nodrošinātā BER atkarībā no pārraides attāluma nelineārajā, lineārajā un tikai zudumu simulācijas režīmos.

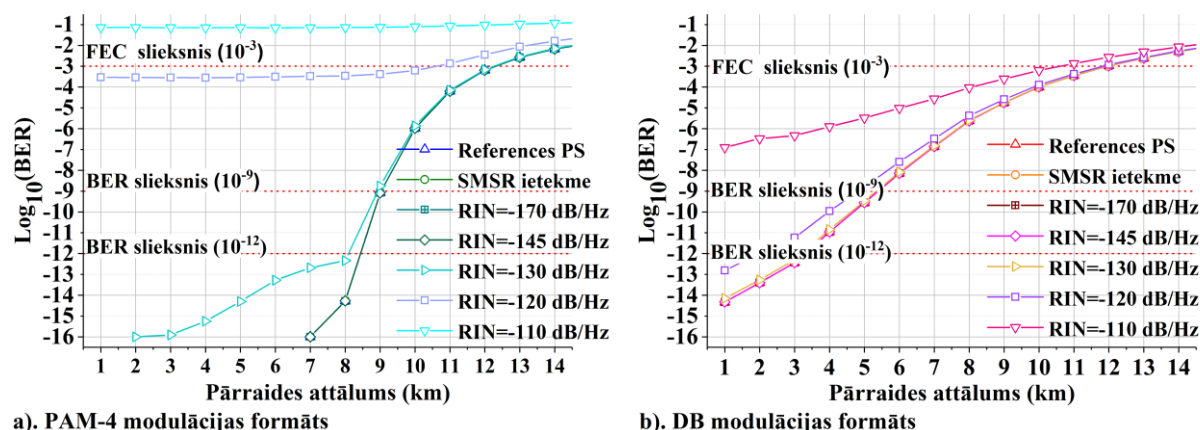
Kā var redzēt 3.9. un 3.10. attēlos, gan PAM-4 (3.9. att.), gan DB modulācijas formātam (3.10.att.), NOE nav ievērojams ietekmējošais faktors (BER atšķirības starp nelineāro un lineāro režīmu ir mazākas par pakāpes desmitdaļu). Savukārt hromatiskas dispersijas ietekme ir noteicošais BER ietekmējošais faktors abiem modulācijas formātiem (3.9. att.). Salīdzinot ar tikai zudumu režīmu, DB modulācijas formātam BER, ievērojot hromatiskas dispersijas ietekmi, ir līdz pat par desmit pakāpēm lielāks. PAM-4 modulācijas formātam BER, neievērojot hromatiskas dispersijas ietekmi, ir būtiski mazāks par 1×10^{-16} visos pārraides attālumos (tāpēc 3.9. attēlā attiecīga BER līkne nav norādīta). Līdz ar to, var secināt, ka abiem modulācijas formātiem (DB un PAM-4) pielietota frekvenču josla ietekmē BER un maksimālo pārraides attālumu, savukārt, neietekmē atbilstošā optiskā un elektriskā filtra caurlaides joslas platuma izvēli. Respektīvi, veicot pārraidi L joslā, hromatiskas dispersijas ietekmes dēļ, tiek nodrošināts mazāks pārraides attālums (līdz pat 25 %) un lielāks BER (līdz pat septiņām pakāpēm) nekā C joslā. Jāatzīmē, ka, kaut arī turpmākajos šajā nodaļā veiktajos pētījumos pārraide tiek veikta C joslā, promocijas darbā noslēgumā tiks noteiktas piedāvāta risinājuma pielāgšanas robežas arī L joslā.

Nākama pētījuma ietvaros abiem modulācijas formātiem (PAM-4 un DB), tika novērtēta vairāku WDM-PON pārraides sistēmas elementu parametru ietekme. Pētījuma ietvaros tika apskatīti sekojošie parametri: lāzera RIN, lāzera blakus modas apspiešanas attiecība (*angl. side-mode suppression ratio, SMSR*), modulatora -3 dB caurlaides joslas platums un amplitūdas frekvenču raksturojums, šķiedras dispersija un nelineārais koeficients, kā arī uztvērēja reaģētspēja, tumsas strāva, termiskais un svārstību trokšņi.

Visi pārējie pārraides sistēmas elementu parametri tika saglabāti tādi paši, kā iepriekšējā pētījumā, izņemot impulsa pieauguma laiku (šeit un tālāk: no 10% līdz 90%), kas tika uzstādīts vienāds ar 11 ps (iepriekšizmantoto 6,25 ps vietā), pamatojoties uz komerciāli pieejama PRBS ģenerators [59] tehnisko specifikāciju. Jāatzīmē, ka impulsa pieauguma laika palielinājuma dēļ PAM-4 modulācijas formātam tika novērots BER palielinājums (līdz četrām BER pakāpēm), savukārt DB nodrošināto BER tas neietekmēja būtiski (atšķirība nodrošinātajās BER mazāka par BER pakāpi). Impulsa pieauguma laika ietekme uz BER salīdzinot ar iepriekšējā pētījumā iegūtajiem rezultātiem ir pieejamā 4.1. pielikumā.

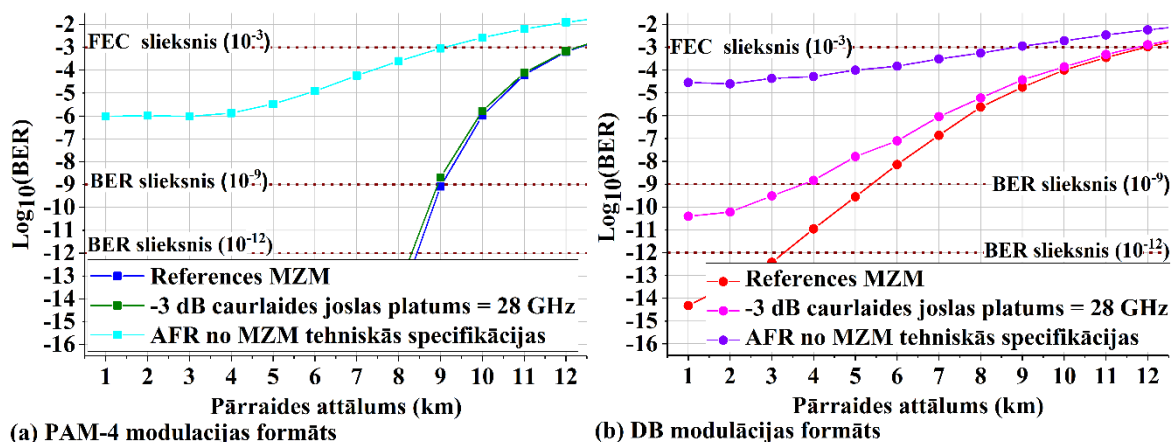
Vispirms tika novērtēta lāzera RIN un lāzera blakus modas apspiešanas attiecības (SMSR) ietekme. SMSR tika uzstādīta vienāda ar 40 dB (iepriekš ideāla), savukārt RIN vērtība (iepriekš simulācijas veiktas, neievērojot RIN) tika mainīta no -110 dB/Hz līdz -170 dB/Hz [40, 148]. Kā var redzēt 3.11. attēlā, reālas SMSR ieviešana būtiski neietekmē (daudz mazāk par vienu BER pakāpi) abu modulācijas formātu nodrošināto BER. Savukārt, liels RIN (DB modulācijas formātam sākot ar -120 dB/Hz, PAM-4 modulācijas formātam sākot ar -130 dB/Hz), var būtiski (līdz vairāk par 12 BER pakāpēm PAM-4 modulācijas formātam, līdz septiņām BER pakāpēm DB modulācijas formātam) palielināt to. Ir būtiski atzīmēt, ka RIN vērtības plaši pielietojamajiem DFB (*angl. direct feedback*) lāzeriem ir mazākas par -140 dB/Hz [148], līdz ar to var secināt, ka tas nav noteicošais DB vai PAM-4 modulētas WDM-PON pārraides sistēmas veiktspēju ietekmējošais faktors. Tomēr jāpiemin, ka PAM-4 ir jūtīgāks pret RIN pieaugumu nekā DB, kas ir izskaidrojams ar lielākam PAM-4 prasībām pret signāls-troksnis attiecību (*angl. signal-to-noise ratio, SNR*). Saskaņā ar *CoBrite DXI* lāzera tehnisko

specifikāciju [40], turpmākajos pētījumos lāzera SMSR tika uzstādīta vienāda ar 40 dB, savukārt RIN – vienāds ar -145 dB/Hz.



3.11. att. SMSR, ka arī RIN ietekmes novērtējums uz (a) DB un (b) PAM-4 modulētas WDM-PON pārraides sistēmas BER atkarību no pārraides attāluma.

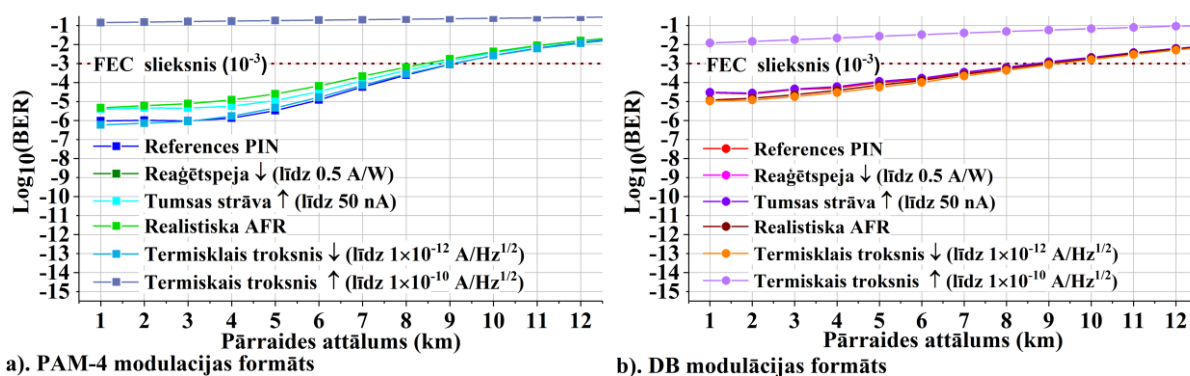
Nākamajā pētījuma posmā tika novērtēta MZM parametru ietekme [67]. Sākumā MZM caurlaides josla tika uzstādīta vienāda ar 28 GHz [52], tad BER tika novērtēta pielietojot AFR (S_{21} raksturlielni) no MX-LN40 MZM tehniskās specifikācijas [52] (ar -3dB caurlaides joslas platumu ap 24 GHz) (skatīt 2.4 pielikumu). Kā var redzēt 3.12. attēlā, MZM joslas platuma ierobežojums (līdz 28 GHz) būtiski (līdz četrām BER pakāpēm) ietekmēja DB modulētas WDM-PON pārraides sistēmas BER mazajos attālos (līdz 5 km). Savukārt, PAM-4 modulācijas formātam būtisks (lielāks par vienu pakāpi) BER pieaugums netika novērots. Jāatzīmē, ka maksimālais pārraides attālums pie FEC sliekšņa abiem formātiem nesamazinājās (palika vienāds ar 12 km). Savukārt, pielietojot AFR no MZM tehniskās specifikācijas (ar vēl šaurāko caurlaides joslu) abiem modulācijas formātiem (DB un PAM-4) tika novērots būtisks BER pieaugums (līdz desmit BER pakāpēm DB un līdz divpadsmit BER pakāpēm PAM-4) un maksimāla pārraides attāluma pie FEC sliekšņa samazinājums (no 12 km līdz 9 km abiem modulācijas formātiem).



3.12. att. MZM caurlaides joslas platuma, kā arī AFR ietekmes novērtējums uz (a) DB un (b) PAM-4 modulētas WDM-PON pārraides sistēmas BER atkarības no pārraides attāluma.

Līdz ar to var secināt, ka MZM AFR ir būtiska ietekme uz WDM-PON pārraides sistēmas veiktspēju, (gan ar PAM-4, gan ar DB modulācijas formātu). Turpmāk šī pētījuma ietvaros tika izmantots MZM ar AFR no specifikācijas, savukārt, ievērojot būtisko caurlaides joslas ietekmi uz BER, promocijas darba ietvaros MZM AFR ietekme vēl tiks padziļināti pētīta.

Nākamajā pētījuma posmā tika novērtēta PIN fotouztvērēja parametru ietekme (3.12. att.) [67]. Šim nolūkam, *VPIphotonics Design Suite* noklusētās PIN parametru vērtības [114], kas tika izmantotas iepriekš tika aizvietotas pamatojoties uz tehniskajā specifikācijā [21] norādītajiem parametriem (reaģētspēja vienāda ar 0,5 A/W, tumsas strāva – ar 50 nA un AFR). Tika novērtēta arī termiskā trokšņa ietekme uz BER (pie trim dažādām termiskā trokšņa vērtībām: 1×10^{-10} A/VHz, 1×10^{-11} A/VHz (references) un 1×10^{-12} A/VHz [81, 114]. Kā var redzēt 3.13. attēlā, termiskā trokšņa palielinājums līdz 1×10^{-10} A/VHz izraisīja būtisku BER pieauguma gan PAM-4, gan DB modulācijas formātiem (līdz, attiecīgi, trim un piecām BER pakāpēm). Pārējo novērtētu PIN parametru ietekme uz BER nebija būtiska (lielākā par BER pakāpi). Jāatzīmē, ka termiskais troksnis kopā ar uztvērēja -3 dB caurlaides joslas platumu nosaka uztvērēja jutību (skatīt izteiksmi (2.40)), un, sekojoši, tā ietekme mainīsies, mainoties joslas platumam, kā arī uztverta optiskā signāla jaudai. Lai atsevišķi novērtētu attiecīgo parametru ietekmi turpmāko pētījumu gaitā termiskā trokšņa vērtība būs konstanta (vienāda ar *VPIphotonics Design Suite* noklusēto vērtību 10×10^{-12} A/Hz^{1/2}), bet tās pielāgšanas robežas kopā ar minimālās nepieciešamās uztvertā signāla jaudas pielāgšanas robežām tiks novērtētas gala risinājumam promocijas darba noslēgumā. Savukārt, šās pētījums tiks turpināts pie reaģētspējas vienādas ar 0,5 A/W, tumsas strāvas vienādas ar 50 nA un AFR no 40 Gbit/s datu pārraides ātrumam paredzēta PIN uztvērēja [21] specifikācijas, kas ir pieejamā 2.5. pielikumā.



3.13.att. PIN reaģētspējas, tumšās strāvas, termiskā trokšņa un AFR ietekmes novērtējums uz DB (a) un PAM-4 (b) modulētas WDM-PON pārraides sistēmas BER atkarību no pārraides attāluma.

Pētījuma turpinājumā tika novērtēta optiskās šķiedras parametru (dispersijas un nelineārā koeficienta) ietekme uz WDM-PON pārvades sistēmas veiktspēju. Tas tika īstenots, aizvietojojot iepriekš saskaņā ar [37] pielietotus parametrus, ar citos avotos pieejamajam vērtībām. Līdzīgi vairāku zinātnisku darbu, kas ir veltīti modulācijas formātu pielietojuma izpētei PON sakaru sistēmās (piemēram, [75, 99, 119, 120, 122, 130, u.c.], promocijas darbā tiek pielietota ITU-T G.692 standartam atbilstošā SSMF, līdz ar to šķiedras parametru izmaiņa tika novērtēta tikai atbilstoši šim šķiedras veidam, kā arī pārraidei C joslā (kā jau tika minēts pārraide L joslā

tiks novērtēta atsevišķi). Saskaņā ar ITU-T G.652 rekomendācijā [42] definētajām dispersijas un dispersijas slīpuma vērtībām, kā arī [10] norādīto nelineāro koeficientu, attiecīgas vērtības tika samazinātas līdz $17 \text{ ps}/(\text{nm}\times\text{km})$, $0,056 \text{ ps}/(\text{nm}^2\times\text{km})$ un $24,5\times 10^{-21} \text{ m}^2/\text{W}$ (no $18 \text{ ps}/(\text{nm}\times\text{km})$, $0,086 \text{ ps}/(\text{nm}^2\times\text{km})$ un $26\times 10^{-21} \text{ m}^2/\text{W}$). Kā rezultāta tika noskaidrots, ka šķiedras parametru maiņa (viena šķiedras veida un frekvenču joslas ietvaros) neietekmē BER būtiski (ne vairāk par vienu BER pakāpi) gan PAM-4, gan DB, modulācijas formātiem (pilnie rezultāti ir pieejami 4.2. pielikumā). Līdz ar to arī turpmākajos pētījumos, izmantoti iepriekš pielietotie [37] norādītie parametri.

Jāpiemin, ka novērtējot jaudas ietekmi, tika noskaidrots, ka abi modulācijas formāti nodrošina mazāko BER pie lielākas lāzera izejas jaudas (15 dBm) (pie 9 km pārraides attāluma, attiecīgi, $8,0\times 10^{-4}$ (DB) un $7,8\times 10^{-4}$ (PAM-4)) (pilni rezultāti ir pieejami 4.3. pielikumā). Līdz ar to, pētījuma turpinājumā tiks pielietota maksimālā lāzera izejas jauda (bez papildus vājinātājiem), savukārt minimāla nepieciešamā uztvertā signāla jauda vēl tiks novērtēta promocijas darba turpinājumā.

Apkopojot veiktā pētījuma rezultātus var definēt sekojošus secinājumus:

- Novērtējot signāla pārraidi optiskajā šķiedrā ietekmējošos faktorus (dispersija, nelineārie efekti) WDM-PON sakaru sistēmā ar 40 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā noteicošais BER ietekmējošais faktors ir **hromatiska dispersija**, veicot pārraidi gan C, gan L joslā (gan PAM-4, gan DB modulācijas formātam).
- Novērtējot pārraides sistēmas elementu parametru ietekmi, WDM-PON sakaru sistēmā ar 40 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā galvenais ietekmējošais faktors ir **raidītāja AFR**.

3.3. NRZ, DB un PAM-4 kodēšanas formātu nodrošinātas BER novērtējums WDM-PON sakaru sistēmās ar datu pārraides ātrumu līdz 40 Gbit/s kanālā

Atsaucoties uz 1.2. apakšnodaļā veikto NG-PON sakaru sistēmām aktuālo datu pārraides ātrumu analīzi, šīs apakšnodaļas ietvaros tiek novērtētas 10 Gbit/s datu pārraides ātruma palielinājuma iespējas līdz 25 Gbit/s un 40 Gbit/s datu pārraides ātrumiem kanālā, pielietojot PAM-4, DB un NRZ kodēšanas formātus. Respektīvi, tiek noteikts kādā gadījumā (pie kāda datu pārraides ātruma, attāluma, radiouztvērēju caurlaides joslas u.t.t.) ir ieteicams izmantot katru no minētajiem kodēšanas formātiem. Kā rezultātā, nākamajā apakšnodaļā, apkopojot iegūtus secinājumus, tiek definētas atbilstošākās konfigurācijas kombinēto risinājumu izstrādei.

Jāatzīmē, ka arī šajā apakšnodaļā tika pielietota 3.1. attēlā redzamā WDM-PON sakaru sistēmas struktūra, kuras parametri tika definēti, pamatojoties uz iepriekšējā apakšnodaļā veikto novērtējumu. Papildus, šajā nodaļā tika pielietots detalizētāks AWG modelis, kura parametri tika definēti pamatojoties uz komerciāli pieejamajām tehniskajām specifikācijām, piemēram [53]. Šajā apakšnodaļā pielietotie elementu parametri (kas atšķiras no iepriekšizmantotajiem) ir apkopoti 2.3. pielikumā. Pielietojot 100 GHz starpkanālu intervālu, AWG multipleksora un demultipleksora -3 dB caurlaides joslas platums tika uzstādīts vienāds ar 75 GHz atbilstoši [53] tehniskajai specifikācijai, savukārt, 50 GHz starpkanālu intervālam – vienāds ar 35 GHz saskaņā ar [54] tehnisko specifikāciju.

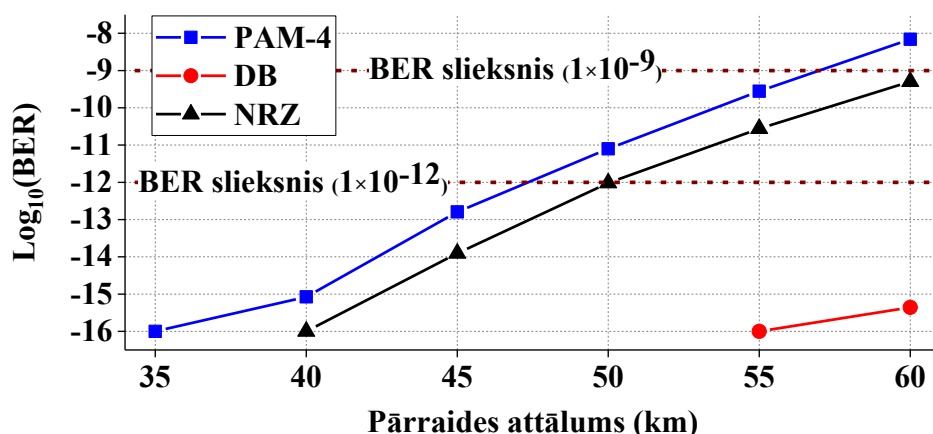
Sākumā tika veikts NRZ, DB un PAM-4 modulācijas formātu salīdzinājums 10 Gbit/s, 25 Gbit/s un 40 Gbit/s pie 100 GHz starpkanālu intervālā [97]. Tā ietvaros modulācijas formāti tika novērtēti pie tehniskajos aprakstos pieejamajiem MZM un PIN caurlaides joslas platumiem (skatīt 3.3.tabulā) [52, 134, 135, 136], kas *VPIphotonics Design Suite* pieejamiem modeļiem parasti tiek simulēts, pielietojot 4 polu Beseļa filtru [114].

3.1. tabula

Izmantoti MZM (raidītājā) un PIN uztvērēja -3 dB caurlaides joslas platumi

Elements	Datu pārraides ātrums	Vērtība
MZM caurlaides joslas platums	10 Gbit/s	12 GHz
	25 Gbit/s	20 GHz
PIN caurlaides joslas platums	10 Gbit/s	10 GHz
	25 Gbit/s	20 GHz

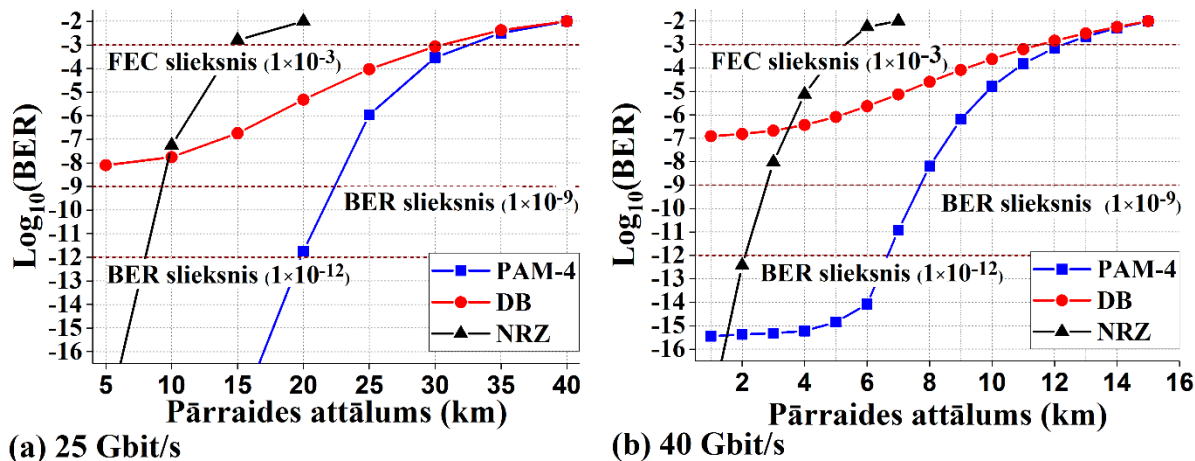
Jāatzīmē, ka uztvērēja tika pielietots arī papildus elektriskais Beseļa filtrs (ko izmanto uztvērēja trokšņa ietekmes uz signālu samazināšanai). Tā -3 dB caurlaides joslas platums, tika uzstādīts vienāds ar 0,75 no simbolu ātruma (DB un NRZ modulācijas formātiem – vienāds ar 18,75 GHz un 30 GHz priekš 25 Gbit/s un 40 Gbit/s datu ātruma, PAM-4 modulācijas formātam – vienāds ar 9,38 GHz un 15 GHz priekš 12,5 GBaud/s (25 Gbit/s) un 20 GBaud/s (40 Gbit/s), respektīvi). Tapāt kā iepriekšējās simulācijās, pielietotā lāzera izejas jauda bija +15 dBm, kā rezultātā nodrošinot ap 8 dBm raidītāja izejas jaudu PAM-4 un DB modulētajiem signāliem, kā arī 5 dBm raidītāja izejas jaudu NRZ modulētajam signālam. Kā var redzēt 3.14. attēlā, pie 10 Gbit/s pārraides ātruma DB modulācijas formāta pielietojums nodrošina zemāko BER (zem 1×10^{-12} pie visiem pārraides attālumiem (līdz 60 km), savukārt vislielākais BER un attiecīgi mazākais pārraides attālums (ap 47 km ar BER mazāko par 1×10^{-12}) tiek nodrošināts pielietojot PAM-4 modulācijas formātu. Līdz ar to var secināt, ka PAM-4 pielietojums pie 10 Gbit/s datu pārraides ātruma nav efektīvs.



3.14.att. DB, PAM-4 un NRZ modulētas WDM-PON pārraides sistēmas BER atkarība no pārraides attāluma pie 10 Gbit/s datu pārraides ātruma.

Savukārt 3.15. attēlā ir redzami modulācijas formātu (NRZ, PAM-4 un DB) salīdzinājuma rezultāti pie 25 Gbit/s un 40 Gbit/s datu pārraides ātrumiem. Kā var redzēt 3.15. attēlā, pie

25 Gbit/s pārraides ātruma maksimālais pārraides attālums (ar BER mazāko par 1×10^{-3}), ko ir iespējams nodrošināt pielietojot NRZ ir ap 15 km, kas ir būtiski (par 15 km (vai 50 %)) mazāk nekā DB un PAM-4 nodrošinātais pārraides attālums. Līdzīgi arī pie 40 Gbit/s datu pārraides ātruma – NRZ nodrošinātais maksimālais pārraides attālums (ar BER mazāko par 1×10^{-3}) ir vairāk nekā divreiz mazāks par PAM-4 un DB nodrošināto (attiecīgi, 5 km un 11 km).



3.15.att. DB, PAM-4 un NRZ modulētas WDM-PON pārraides sistēmas BER atkarība no pārraides attāluma pie (a) 25 Gbit/s un (b) 40 Gbit/s datu pārraides ātrumiem.

Pamatojoties uz minēto, **var definēt sekojošo promocijas darba secinājumu:**

- Datu pārraides ātruma palielināšanai virs 25 Gbit/s kanālā, ir nepieciešams aizvietot NRZ-OOK ar citu modulācijas formātu (PAM-4 vai DB), lai nodrošinātu pārraides attālumus lielākus par 5 km pie 40 Gbit/s vai lielākus par 15 km pie 25 Gbit/s datu pārraides ātruma.

Turklāt, kā var redzēt 3.15.b. attēlā, neviens no apskatītajiem modulācijas formātiem nenodrošina pārraides attālumu lielāku par 12 km, savukārt minimālais pārraides attālums, ko ir jānodrošina saskaņā ar ITU-T G.989.2 rekomendācijas prasībām ir 20 km. Līdz ar to, promocijas darba turpinājumā uzsvars tiks likts tieši uz 25 Gbit/s pārraides ātruma nodrošināšanu.

Saskaņā ar [120], palielinoties datu pārraides ātrumam, pārraides sistēmas izmaksas būtiski palielinās, jo pieaug prasības attiecībā uz elektrisko un elektro-optisko elementu caurlaides joslas platumu. Līdz ar to zinātniskajos rakstos, piemēram [119, 120, 128] lielā uzmanība tiek pievērsta pārraides nodrošināšanai ar lielo datu pārraides ātrumu (līdz 40 Gbit/s), kas nozīme ka ir būtiski novērtēt katra modulācijas formāta prasības pret raidītāja un uztvērēja caurlaides joslas platumu, kas arī tiks īstenots nākamajā apakšnodaļā.

3.4. Raidītāja un uztvērēja -3 dB caurlaides joslas platuma ietekmes novērtējums DB un PAM-4 modulētajās WDM-PON sakaru sistēmās ar datu pārraides ātrumu 25 Gbit/s kanālā

Šīs nodaļas ietvaros -3 dB caurlaides joslas platuma ietekmes analīze pie DB un PAM-4 modulācijas formātiem tika veikta, novērtējot ne tikai BER, bet arī minimālo uztvertā optiskā

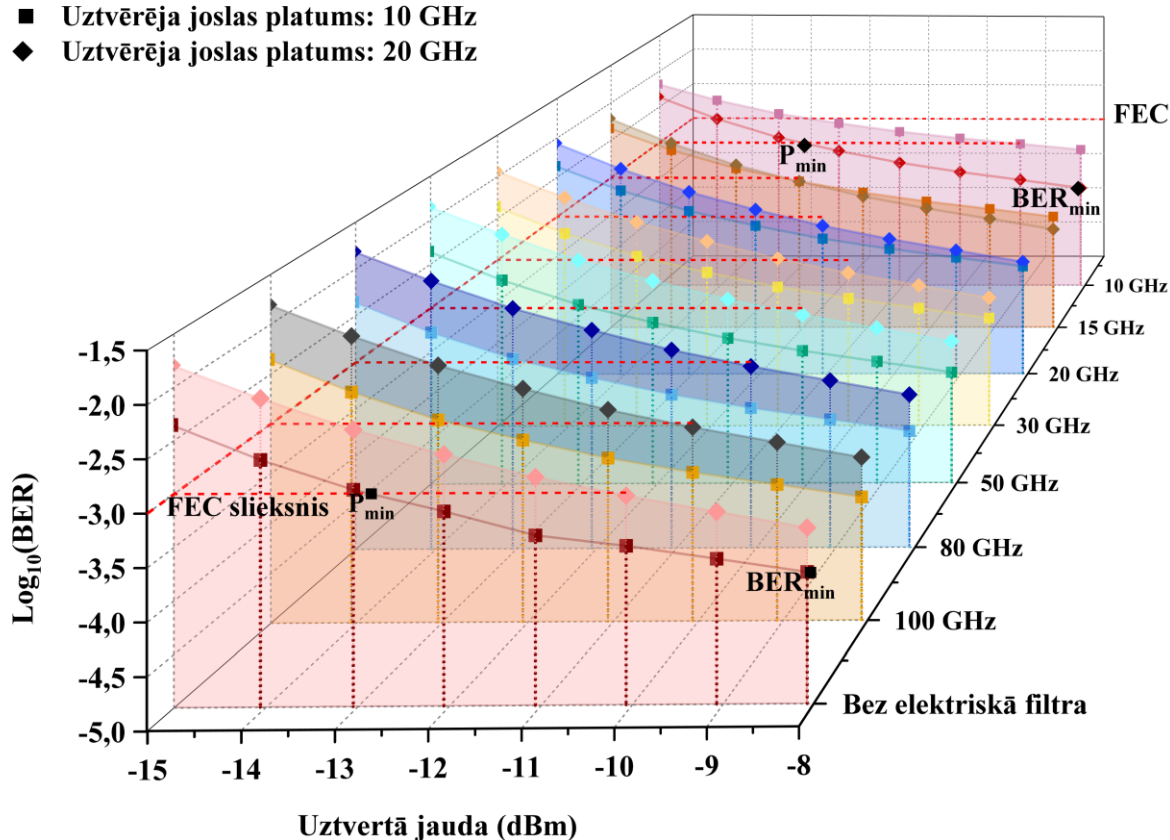
signāla jaudu, kas ir nepieciešama, lai nodrošinātu pārraidi ar BER mazāku par 1×10^{-3} (FEC sliekšni) (turpmāk P_{\min} pie FEC). Jāatzīmē, ka tika novērtēts arī papildus elektriskā filtra (uztvērējā) -3 dB caurlaides joslas platums. Pārraides attālums šajā pētījumā ir vienāds ar 30 km, kas ir maksimālais pārraides attālums ar BER mazāko par 1×10^{-3} pēc iepriekšēja pētījuma rezultātiem (3.14.a. att.) [98].

BER novērtējuma rezultāti PAM-4 modulācijas formātam ar 25 Gbit/s pārraides ātrumu un 100 GHz starpkanālu intervālu ir redzami 3.16. un 3.17.attēlos, attiecīgi, pie raidītāja -3 dB caurlaides joslas platuma vienāda ar 20 GHz (3.16.att.) un 10 GHz (3.17.att.) [98]. Kā var redzēt 3.16. attēlā, pie 20 GHz raidītāja, pielietojot 20 GHz uztvērēju P_{\min} pie FEC ir ap -12,5 dBm (pielietojot papildus 10 GHz elektrisko filtru), bet 10 GHz uztvērēja nodrošinātais P_{\min} pie FEC ir ap -13 dBm (nepielietojot papildus elektrisko filtru). Līdz ar to var secināt, **ka 20 GHz uztvērēja pielietojums nav nepieciešams**. Savukārt, pielietojot 12 GHz raidītāju (3.17.att.), P_{\min} pie FEC gan pie 10 GHz, gan pie 20 GHz uztvērēja ir ap -11 dBm. Jāpiemin, ka pielietojot 20 GHz uztvērēju ir jāpielieto papildus 15 GHz elektriskais filtrs. Līdz ar to, arī šajā gadījumā **nav lietderīgi pielietot 20 GHz uztvērēju**. Salīdzinot 12 GHz (3.17.att.) ar 20 GHz raidītāju (3.16.att.), var secināt, **ka platāka (20 GHz) caurlaides joslas platuma pielietojums nodrošina 2 dB jaudas rezervi** (-13 dBm pie 20 GHz raidītāja un -11 dBm pie 12 GHz raidītāja).

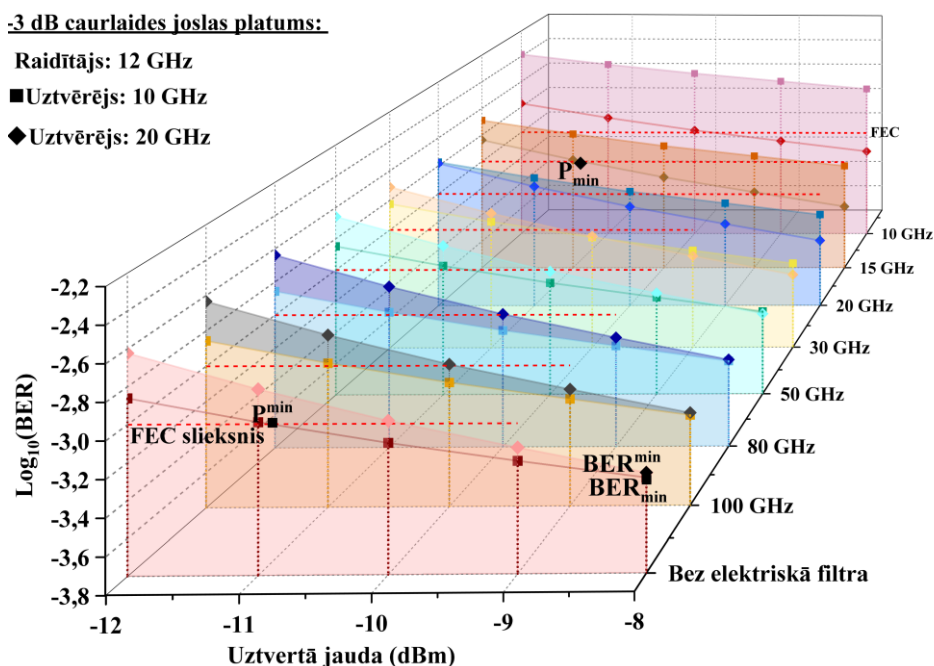
Raidītāja joslas platums: 20 GHz

■ Uztvērēja joslas platums: 10 GHz

◆ Uztvērēja joslas platums: 20 GHz

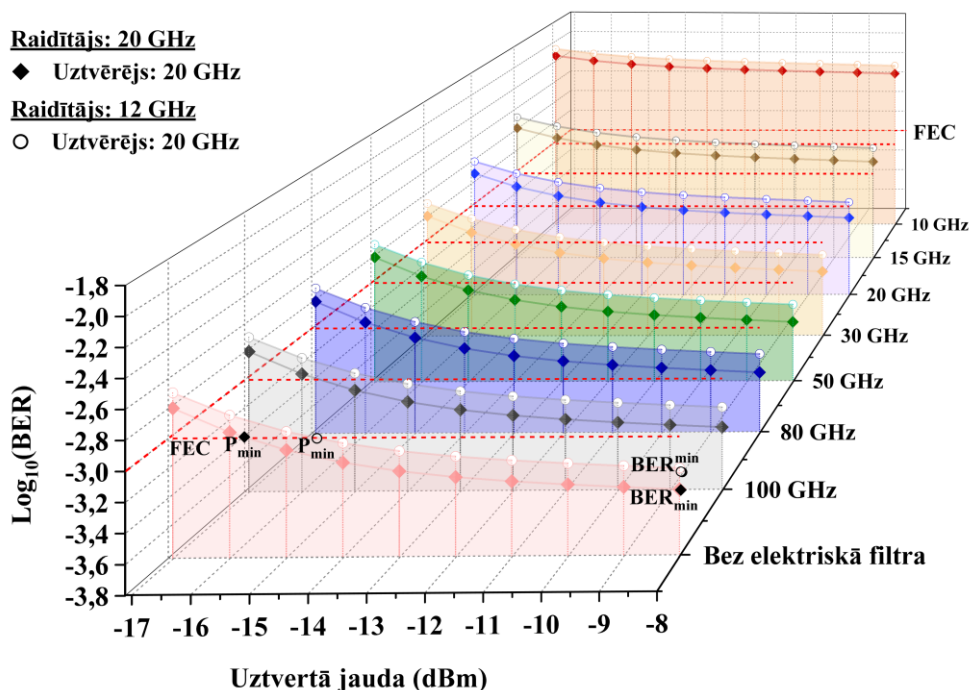


3.16. att. BER atkarība no uztvertā signāla jaudas un elektriskā filtra -3 dB caurlaides joslas platuma PAM-4 modulācijas formātiem pie 20 GHz raidītāja caurlaides joslas platuma.



3.17. att. BER atkarība no uztvertā signāla jaudas un elektriskā filtra -3 dB caurlaides joslas platuma PAM-4 modulācijas formātiem pie 12 GHz raidītāja caurlaides joslas platuma.

Savukārt, 3.18. attēlā ir redzami DB modulācijas formāta nodrošinātie rezultāti ar 25 Gbit/s pārraides ātrumu un 100 GHz starpkanālu intervālu 20 GHz un 10 GHz raidītājiem ar 20 GHz uztvērēju. Rezultāti 10 GHz uztvērējam, nav attēloti, jo, pielietojot DB modulācijas formātu ar 10 GHz uztvērēju **nav iespējams nodrošināt pārraidi ar BER zem FEC sliekšņa uz 30 km attālumu.**



3.17. att. BER atkarība no uztvertā signāla jaudas un elektriskā filtra -3 dB caurlaides joslas platuma DB modulācijas formātiem pie 12 GHz raidītāja caurlaides joslas platuma.

Kā var redzēt 3.18. attēlā, gadījumā ja tiek izmantots 20 GHz uztvērējs, ir iespējams pielietot gan 20 GHz, gan 12 GHz raidītāju, tādējādi nodrošinot P_{\min} pie FEC ap -16 dBm (pie 20 GHz raidītāja) un ap -14,5 dBm (pie 12 GHz raidītāja).

Nākamajā posmā iepriekš aprakstītais pētījums tika atkārtots pie 50 GHz starpkanālu intervāla un tā rezultātā iegūtais P_{\min} pie FEC apkopojums ir atspoguļots 3.2. tabulā (pilnie rezultāti ir pieejami 4.4. pielikumā). Salīdzinājumam 3.2. tabulā ir pieejams arī P_{\min} pie FEC apkopojums pie 100 GHz starpkanālu intervāla. Kā var redzēt no 3.2. tabulas, gan pie 100 GHz, gan pie 50 GHz starpkanālu intervāla, pielietojot 10 Gbit/s pārraidei paredzētus raidītājus un uztvērējus, ir iespējams nodrošināt pārraidi tikai pielietojot PAM-4 modulācijas formātu. Jāatzīmē, ka pielietojot 20 GHz raidītāju PAM-4 nodrošināta P_{\min} pie FEC var tikt samazināta par, attiecīgi, 2 un 3 dB pie 100 un 50 GHz starpkanālu intervāla. Savukārt, pielietojot DB ar 20 GHz raidītāju un uztvērēju pie 100 GHz starpkanālu intervāla ir iespējams nodrošināt par, attiecīgi, 5 un 3 dB mazāko P_{\min} pie FEC, salīdzinājumā ar PAM-4 pie 10 un 20 GHz raidītāja.

3.2. tabula

PAM-4 un DB modulācijas formātu salīdzinājums pie 25 Gbit/s datu pārraides ātruma 100 GHz un 50 GHz starpkanālu intervāliem

Raidītāja -3 dB caurlaides joslas platums, [GHz]	Uztvērēja -3 dB caurlaides joslas platums, [GHz]	Minimālā uztverta optiskā signāla jauda, [dBm] (lai nodrošinātu $BER \leq 10^{-3}$)			
		100 GHz		50 GHz	
		PAM-4	DB	PAM-4	DB
20	20	-12,5	-16	-12	-8
20	10	-13	-	-12,5	-
12	20	-11	-14,5	-11	-
12	10	-11	-	-9,5	-

Apkopojot apakšnodaļas rezultātus var definēt sekojošo promocijas darba secinājumu:

WDM-PON pārraides sistēmā ar 25 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā ir iespējams pielietot 10 Gbit/s datu pārraides ātrumam paredzētus raidītājus un uztvērējus, kā arī nodrošināt 50 GHz starpkanālu intervālu gadījumā, ja tiek pielietots PAM-4 modulācijas formāts, savukārt, pielietojot DB modulācijas formātu ar 20 Gbit/s datu pārraidei paredzētiem raidītājiem un uztvērējiem pie 100 GHz starpkanālu intervāla ir iespējams nodrošināt BER zem 1×10^{-3} ar 3 dB mazāku uztvertā signāla jaudu (salīdzinājumā ar PAM-4).

4. KOMBINĒTA WDM-PON RISINĀJUMA MODEĻA IZSTRĀDE UN NOVĒRTĒJUMS

4.1. Kombinēta risinājuma struktūras un parametru izvēle

Pamatojoties uz promocijas darba pirmajā nodaļā veikto WS-WDM-PON un WR-WDM-PON arhitektūru analīzi, līdz šim darba tika pētīta WR-WDM-PON arhitektūra kā perspektīvākais nākotnes risinājums piekļuves tīkliem (skatīt 1. nodaļu). Tomēr ievērojot, ka kombinēto risinājumu pielietojums ir aktuāls arī WS-WDM-PON un TWDM-PON risinājumiem, šajā apakšnodaļā tiks nodefinēta simulācijas shēmas struktūra, kuras novērtējuma rezultāti, kaut arī primāri būs paredzēti WS-WDM-PON pielietojumam, varēs tikt piemēroti arī citām iepriekšminētajām arhitektūrām (WS-WDM-PON un TWDM-PON). Šajā apakšnodaļā arī tiks definētas kombinēto risinājumu topoloģijas, kas ir aktuālās katram pielietojumam, kā arī tiks izvēlēti kanālu datu pārraides ātrumi un precizēti daži pārraides sistēmas elementu parametri.

Saskaņā ar [49], ITU-T.G.989.2 standartā definētā loģiskā NG-PON2 arhitektūra (1.8.att.) atbilst gan TWDM-PON, gan PtP-WDM-PON risinājumiem. Kaut arī ITU-T.G.989 rekomendācija primāri paredz WS-WDM-PON tehnoloģijas pielietojumu, šī arhitektūra ir piemērojama abiem gadījumiem – gan WS-WDM-PON, gan WR-WDM-PON [49]. Vienīga atšķirība ir tajā, ka viļņa garuma izvēle WS-WDM-PON gadījumā tiek nodrošināta nevis sazarošanas mezglā (kā tas ir WR-WDM-PON gadījumā), bet ONU (pielietojot viļņa garuma selektīvus filtrus).

Sazarošanas mezgla (*angl. branching node*) funkciju var nodrošināt jebkura veida sadalītājs – jaudas sadalītājs, joslas filtri, vai arī viļņa garuma filtri (piemēram, AWG). Līdz ar to var secināt, ka iepriekš promocijas darba izmantotais simulācijas modelis (3.1.att.), pilnībā atbilst šai arhitektūrai. Tajā pat laikā saskaņā ar [49], šī arhitektūra ir piemērojama abiem gadījumiem – gan WS-WDM-PON, gan WR-WDM-PON. Vienīga atšķirība ir tajā, ka viļņa garuma izvēle WS-WDM-PON gadījumā tiek nodrošināta nevis sazarošanas mezglā (kā tas ir WR-WDM-PON gadījumā), bet ONU (pielietojot viļņa garuma selektīvus filtrus). Savukārt, saskaņā ar 2.1. apakšnodaļā apskatīto AWG darbības principu, AWG ir ekvivalents filtru sistēmai. Līdz ar to, galvenā atšķirība starp WS un WR-WDM-PON arhitektūrām ir ienestajos zudumos, kas WS-WDM-PON gadījumā parasti ir lielāki, jo ir atkarīgi no sazarojumu attiecības (skatīt 1. nodaļu). Piemēram, 4:1 un 8:1 sazarotāju zudumi ir attiecīgi ap 7,5 dB un 11 dB [31], kas nozīmē attiecīgi 2 dB un 5,5 dB papildus jaudas zudumus salīdzinot ar mūsu pielietotā AWG ienestajiem zudumiem (5,5 dB). Tātad var secināt, ka novērtējot pārraides sistēmas jaudas rezervi, ir iespējams attiecināt iegūtos rezultātus arī uz WS-WDM-PON arhitektūru. Jāpiemin, ka WS-WDM-PON gadījumā optiskā filtra izvēle nav strikti noteikta ar pielietojamo starpkanālu intervālu, kā tas ir AWG gadījumā un līdz ar to apskatītais promocijas darbā piedāvātais risinājums var tikt uzskatīts par sliktāka gadījuma (*angl. worst-case*) scenāriju WS-WDM-PON arhitektūrai, jo saskaņā ar 3.2. apakšnodaļā iegūtajiem rezultātiem atbilstoša optiskā filtra joslas platuma izvēle pat pie nemainīgas raidītāja un uztvērēja elektriskās caurlaides spējas var nodrošināt būtisko BER samazinājumu.

Savukārt TWDM-PON arhitektūrai, ir svarīgi atzīmēt, ka tai, bez WS-WDM-PON papildus ienestajiem zudumiem, jāparedz arī zudumi, kas rodas sadalot katru WDM kanāla pēc jaudas uz vairākiem TDM kanāliem. Iespējamie zudumi atkarībā no sadalīšanas attiecības ir pieejamas 4.1. tabulā [153].

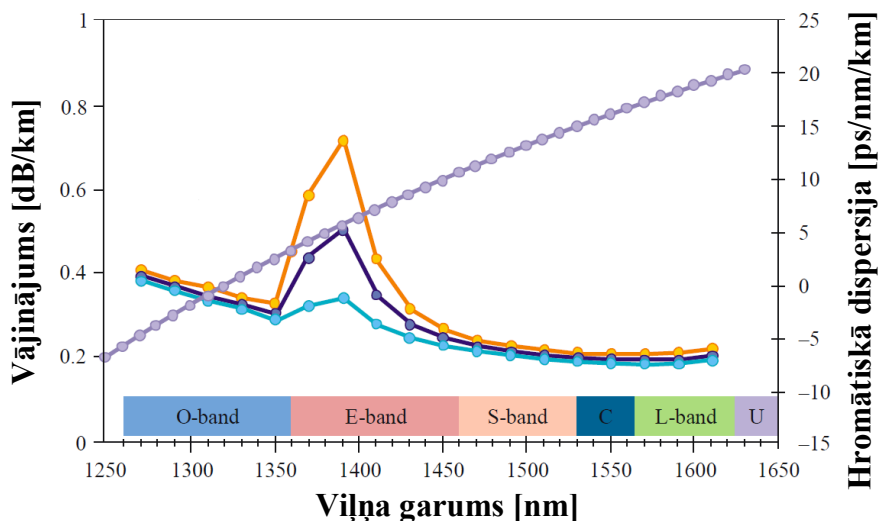
4.1.tabula

Sadalītāju ienestie zudumi

Sadalītāja veids	Ienestie zudumi, [dB]
1:16	14
1:32	17,4
1:64	20,3
1:128	23,5
1:256	27

Apkopojot iepriekš minēto, var secināt, ka kaut arī šajā nodaļā piedāvātais kombinēta WDM-PON risinājums sākotnēji ir paredzēts WR-WDM-PON arhitektūras pielietojumam, nodefinējot jaudas rezervi to ir iespējams attiecināt arī uz citām arhitektūrām (WS-WDM-PON un TWDM-PON).

Atsaucoties uz 1.3. apakšnodaļu, būtiska loma ir risinājumam paredzētai frekvenču joslai (bez C aktuālās ir L frekvenču josla un S frekvenču josla). Savukārt, kā var redzēt 4.1. attēlā [48], joslas maiņa nozīmē vājinājuma (kas ir atkarīgs arī no šķiedras vecuma), kā arī hromatiskas dispersijas izmaiņu. Arī 3.2. nodaļā tika novērots, ka pētāmajai WDM-PON sistēmai hromatiskas dispersijas ietekme ir noteicošais BER ietekmējošais faktors (3.11. att.). Līdz ar to var secināt, ka ir svarīgi novērtēt ne tikai jaudas, bet arī dispersijas izmaiņas.



4.1. att. Vienmodas šķiedras vājinājums un hromātiska dispersija.

Kaut arī MLR koncepta pielietojums, jau tika primāri novērtēts 2.3. nodaļā, un saskaņā ar tās rezultātiem MLR koncepta pielietojums nepasliktina pamata kanālu (10 Gbit/s NRZ) kvalitāti, ka arī nodrošina mazāko iespējamo starpkanālu intervālu liela ātruma (40 Gbit/s DB modulētājiem) kanāliem, šajā nodaļā tika veikts papildus pētījums, kas bija nepieciešams, lai

implementētu MLR konceptu izstrādātajā pārraides sistēmas modelī, kurš balstās uz reālajiem komerciāli pieejamo pārraides sistēmas elementu parametriem, kā arī ievēro tādus parametrus, ka uztvertā signāla jauda, dispersija, kā arī raidītāja AFR. Turklāt, šajā nodaļa izstrādātais risinājuma modelis balstās uz ITU-T G.989 standarta prasībām. Respektīvi, NG-PON-2 risinājumam jānodrošina vismaz $4 \times 10 = 40$ Gbit/s kapacitāte ar pārraidi uz vismaz 20 km (ar iespēju palielināt līdz 40 un 60 km) ar BER mazāko par 1×10^{-12} (bez FEC) vai arī pielietojot FEC un nodrošinot 1×10^{-12} FEC dekodētāja izejā [48, 49]. FEC pielietojumā gadījumā sliekšņa BER vērtība FEC dekodētāja izejā var svārstīties no $2,58 \times 10^{-3}$ līdz $8,8 \times 10^{-3}$ atkarībā no FEC koda [93], tomēr saskaņā ar [44] faktiski BER vienāds ar 1×10^{-3} raksturo sliekšni pēc kura FEC pielietojums nav efektīvs. Jāpiemin, ka dažos pielietojumos (piemēram, mobilo bāzes staciju savienojums) ir kritisks latentums, šajā gadījuma būtu vēlams izvairīties no FEC pielietojuma [48, 49, 80].

Šīs apakšnodaļas ietvaros tika izvēlēti modulācijas formāti (NRZ, DB vai PAM-4), raidītāji un uztvērēji (paredzētie 10 Gbit/s (10G) vai 20 Gbit/s datu pārraides ātrumam (20G)), kā arī pārraides attālums kombinēta risinājuma izstrādei. Tas tika izdarīts novērtējot attiecīgo modulācijas formātu nodrošināto BER pie dažādiem datu pārraides ātrumiem, kā arī raidītājiem un uztvērējiem, ka arī ITU-T G.989.2 rekomendācijā [56] definētajiem attālumiem 20 km, 40 km un 60 km (skatīt 4. tabulu).

4.2. tabula

8 kanālu WDM-PON sliktākā kanāla BER pie dažādiem datu pārraides ātrumiem, attālumiem, kā arī raidītājiem un uztvērējiem

Datu pārraides ātrums	Raidītājs	Uztvērējs	Attālums, [km]	Modulācijas formāts	Sliktākā kanāla BER
10 Gbit/s	10G	10G	20	NRZ	$1,8 \times 10^{-27}$
				DB	$2,0 \times 10^{-38}$
			40	NRZ	$5,9 \times 10^{-10}$
				DB	1×10^{-29}
			60	NRZ	$5,3 \times 10^{-8}$
				DB	$3,0 \times 10^{-20}$
25 Gbit/s	20G	20G	20	DB	$2,9 \times 10^{-7}$
			40		$1,1 \times 10^{-2}$
25 Gbit/s	20G	10G	20	PAM-4	$4,1 \times 10^{-14}$
			40		$1,1 \times 10^{-2}$
25 Gbit/s	10G	10G	20	PAM4	$2,8 \times 10^{-11}$
			40		$1,29 \times 10^{-2}$

Kā var redzēt no 4.2. tabulas, pie 10 Gbit/s datu pārraides ātruma un 20 km pārraides attāluma, gan NRZ, gan DB nodrošina BER, kas ir mazāks par 1×10^{-16} , savukārt pārraides attālumam palielinoties (no 20 km līdz 40 km vai 60 km) NRZ nodrošināta BER (atšķirībā no DB) ir lielāka par 1×10^{-12} . Papildinot ar minētajiem 4.2. tabulas rezultātiem 2.3. un

3.3. apakšnodaļas secinājumus par modulācijas formātu pielietojumu pie 10 Gbit/s datu pārraides ātruma:

- Novērtējot dažādu datu modulācijas formātu (NRZ-OOK, RZ-OOK, CSRZ-OOK, NRZ-DPSK, RZ-DPSK, CSRZ-DPSK, DB, PAM-4) nodrošinātas WR-WDM-PON pārraides sistēmās veiktspējas (BER, pārraides attāluma), tika secināts, ka 10 Gbit/s datu pārraides ātrumam atbilstošākie modulācijas formāti ir NRZ-OOK (vienkāršāk realizējams) un DB (nodrošina zemāko BER un lielāko pārraides attālumu).

var definēt sekojošo **promocijas darba secinājumu**:

- **Novērtējot dažādu datu modulācijas formātu (NRZ-OOK, RZ-OOK, CSRZ-OOK, NRZ-DPSK, RZ-DPSK, CSRZ-DPSK, DB, PAM-4) nodrošinātas WR-WDM-PON pārraides sistēmās veiktspējas (BER, pārraides attāluma), tika secināts, ka vienkāršāk realizējams NRZ-OOK ir jāpielieto, lai nodrošinātu pārraidi līdz 20 km, savukārt lielākiem attālumiem (40 līdz 60 km) ir jāpielieto DB, tādējādi nodrošinot būtisko BER rezervi (vismaz 6 pakāpes).**

Jāatzīmē, ka BER rezervi vismaz 6 pakāpes tika aprēķināta attiecībā uz $BER=1 \times 10^{-16}$, jo kaut arī DB nodrošinātās BER vērtības ir vēl mazākas, praksē tādas BER vērtības netiek pielietotas.

Kā var redzēt 4.2. tabulā, neviena no apskatītajām datu pārraides ātrumu, modulācijas formātu, kā arī raidītāju un uztvērēju kombinācijām nenodrošina pārraidi ar BER mazāko par 1×10^{-3} (FEC sliekšnis) uz 40 km un 60 km. Līdz ar to, promocijas darbā izstrādātais kombinētais risinājums diviem dažādiem pārraides ātrumiem (līdz 25 Gbit/s) un (ap 10 Gbit/s) tiks paredzēts pārraidei uz **20 km**. Ievērojot, ka pie 20 km pārraides attāluma, pie **10 Gbit/s** datu pārraides ātruma gan NRZ-OOK, gan DB nodrošina ļoti zemu BER (būtiski mazāku par 1×10^{-16}), tika secināts, ka šajā gadījumā ir jāpielieto tehniski vienkāršāk realizējams **NRZ-OOK**. Savukārt, datu pārraide ar 25Gbit/s ātrumu **tiks realizēta pielietojot PAM-4 (pielietojot 10G raidītāju un uztvērēju), jo PAM-4 nodrošinātā BER ir būtiski mazāka (līdz sešām BER pakāpēm) nekā DB nodrošinātā (skatīt 4.2. tabulu).**

Saglabājot iepriekš pielietoto kanālu skaitu (astoņu kanālu WDM-PON) var definēt trīs iespējamās “*x pēc x*” kombinēto risinājumu konfigurācijas, kur pēc *x* 10 Gbit/s kanāliem tiek izvietoti *x* lielā ātruma kanāli - “*1 pēc 1*”, “*2 pēc 2*” un “*4 pēc 4*”. Svarīgi atzīmēt, ka, gadījumā, ja kombinētais PON nodrošina dažāda ātruma kanālu apvienošanu dažādu lietotāju prasību dēļ (piemēram biznesa klienti un iedzīvotāji, vai arī dažādi tīkla operatori), pielietojot kādu no divām PtP WDM-PON arhitektūrām (WS vai WR-WDM-PON) vai arī TWDM-PON, kanālu sadalījums var būt jebkāds, savukārt, ja tiek paredzēta vairāku sistēmu līdzāspastāvēšana (piemēram, 4×10 Gbit/s kanālu TWDM-PON un PtP WDM-PON), tad, saskaņā ar [49] kanāli nedrīkst būt izvietoti pamīšus, līdz ar to, šajā gadījumā ir aktuālā tikai “*4 pēc 4*” topoloģija.

Ievērojot 3.2. un 3.4. apakšnodaļās novēroto raidītāja un uztvērēja (īpaši raidītāja) joslas platuma būtisko ietekmi uz pārraides sistēmas veiktspēju, ka arī 3.2. apakšnodaļā novēroto AFR formas ietekmi, Beseļa filtrs, kas tika iepriekš izmantots raidītāja un uztvērēja -3 dB caurlaides joslas ierobežojumam, tika aizvietotas ar elektrisko filtru ar AFR no komerciāli pieejamo modulatora (MZM) [52] un fotouztvērēja ar PIN fotodiodi [136] tehniskajām specifikācijām. Saskaņā ar tehnisko specifikāciju [6] tika atjaunoti arī PIN parametri (reaģētspēja vienāda ar

0,7 A/W, tumsas strāva vienāda ar 1 nA). Jāatzīmē, ka šeit un turpmāk, modulatora AFR tiek uzskatīts par raidītāja AFR, jo saskaņā ar [126] tieši modulators ir galvenā daļa no raidītāja izmaksām, un, sekojoši, tieši prasības attiecība uz tā frekvenču caurlaides joslu ir būtiskākās.

Kā var redzēt 4.3. tabulā PIN parametru, ka arī AFR no specifikācijas pielietojums neietekmēja PAM-4 ar 25 Gbit/s datu pārraides ātrumu nodrošināto BER būtiski, turpretī modulatora AFR no specifikācijas [52] pielietojums būtiski (līdz četrām pakāpēm) palielināja nodrošināto BER (4.3. tabula). Jāatzīmē, ka tas apstiprina 3. nodaļas secinājumu par raidītāja AFR būtisko ietekmi uz pārraides sistēmas veiktspēju. Šī iemesla dēļ AFR ietekme uz WDM-PON veiktspēju vel tiks padziļināti izanalizēta nākamajā apakšnodaļā. Jāpiemin, ka neviens no iepriekš minētajiem faktoriem nepaaugstināja 10 Gbit/s NRZ-OOK nodrošināto BER līdz 1×10^{-16} .

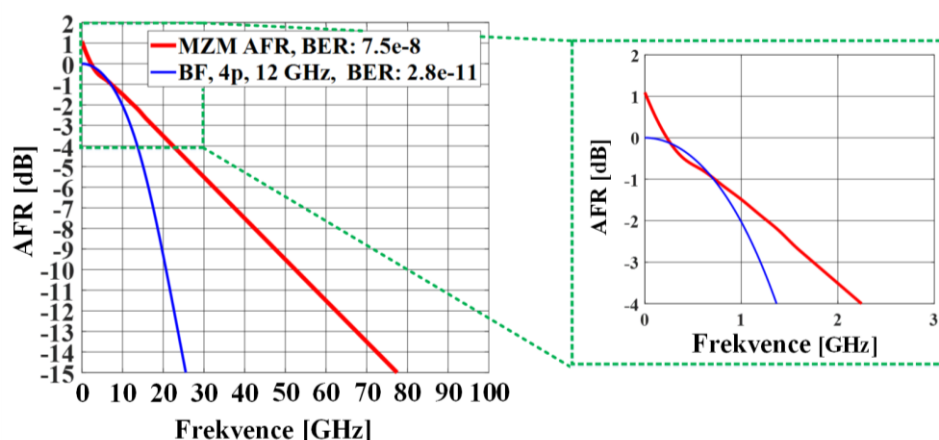
4.3. tabula

8 kanālu PAM-4 modulētājā WDM-PON sakaru sistēmā nodrošinātā BER (sliktākajām kanālam) pie izmainītiem MZM un PIN uztvērēja parametriem

Sliktākā kanāla BER			
Sakuma vērtība	MZM AFR pēc [52]	PIN AFR pēc [136]	PIN parametri pēc [6]
$2,8 \times 10^{-11}$	$7,5 \times 10^{-8}$	$1,7 \times 10^{-8}$	$1,4 \times 10^{-8}$

4.2. Raidītāja AFR ietekmes analīze uz signāla BER WDM-PON pārraides sistēmā

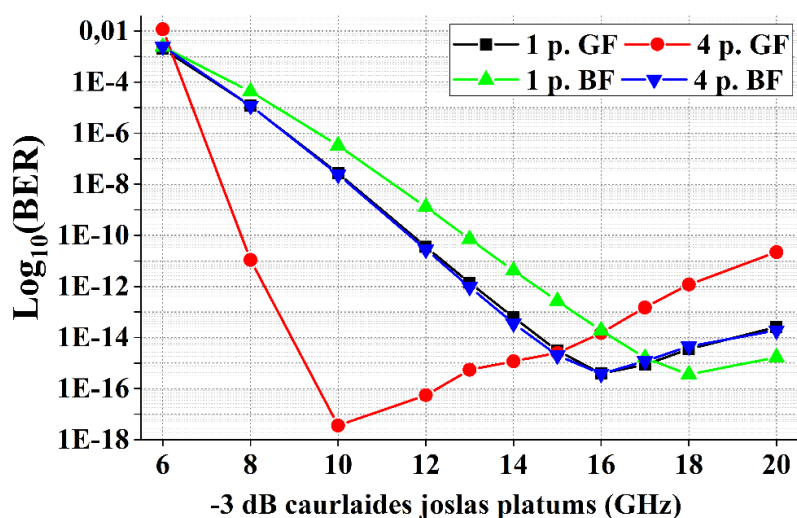
Šīs apakšnodaļas ietvaros tiks izanalizēta iepriekšējā apakšnodaļā novērota BER atšķirība, pielietojot 4-polu Beseļa filtra AFR un AFR no modulatora tehniskās specifikācijas [52]. Abas AFR ir redzamas 4.2.attēlā, savukārt, to pielietojuma rezultātā iegūtas acu diagrammas ir pieejamas 5.1. pielikumā. Jāatzīmē, ka salīdzinot AFR no [52] specifikācijas (4.2.att., sarkana) ar iepriekš pielietotu AFR (4.2.att., zila), var redzēt, ka BER palielinās nevis -3 dB joslas platuma samazinājuma dēļ, jo tas jaunajai AFR ir pat lielāks (17 GHz), salīdzinot ar iepriekš izmantoto raksturlielni (12 GHz).



4.2.att. MZM AFR no tehniskās specifikācijas [52] (sarkana) un 12 GHz, 4 polu Beseļa filtra (zila) AFR.

Tajā pat laikā, saskaņā ar 3. nodaļā secināto, pie vienādas AFR formas (atbilstošas Beseļa filtra AFR) -3 dB caurlaides joslas platuma palielinājums no 12 līdz 20 GHz nodrošina līdz 2 dB mazāko minimālo uztverto jaudu un BER. Līdz ar to var izteikt pieņēmumu, ka būtiska ietekme ir ne tikai -3 dB joslas platumam, bet arī AFR formai. Šis pieņēmums arī tiks pārbaudīts šīs apakšnodaļas turpinājumā.

Lai to nodrošinātu, no *VPI DEsign Suite* pieejamajiem analītisko filtru modeļiem (Baterforda, Beseļa, Čebiševa, Eliptiskais un Gausa filtri) tika izvēlēti četri filtru modeļi – 4 polu Gausa filtrs (4 p. GF) (kas ir vistuvāk ideālā taisnstūra formai), 4 polu Beseļa filtrs (4 p. BF) (tika izmantots iepriekš), kā arī 1 pola Gausa filtrs (1 p. GF) un 1 pola Beseļa filtrs (1 p. BF) (nodrošina lēzenākas AFR nekā attiecīgo veidu 4 polu filtri). BER atkarībā no -3 dB joslas platuma pielietojot minēto filtru AFR ir redzama 4.3. attēlā.



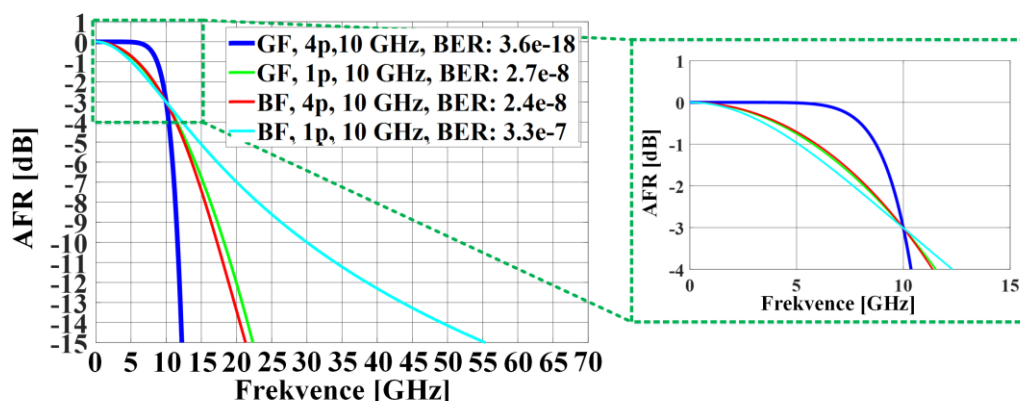
4.3. att. BER atkarībā no -3 dB joslas platuma pielietojot dažāda veida filtru AFR.

Kā var redzēt 4.3.attēlā, viszemākā no nodrošinātajām BER vērtībām tika novērota 4-polu Gausa filtram ar 10 GHz caurlaides joslas platumu ($3,9 \times 10^{-18}$) tiek nodrošināta, pielietojot 4 polu Gausa filtru ar -3 dB joslas platumu vienādu ar 10 GHz, savukārt, caurlaides joslai palielinoties, mainās arī filtrs, kas nodrošina zemāko BER (pie noteikta caurlaides joslas platuma). Jāpiemin, ka acu diagrammas, kas ir iegūtas pēc pārraides uz 20 km, pielietojot 4 p. GF AFR ar 10 GHz -3 dB joslas platumu un modulatora AFR no [52] specifikācijas ir pieejamas 5.2. pielikumā. Pamatojoties uz attiecīgajiem novērojumiem, turpmākai analīzei tika izvēlēti trīs punkti – 10 GHz (tiek nodrošināta viszemākā BER), 15 GHz (trīs filtru nodrošinātā BER ir vienāda) un 18 GHz (zemāko BER nodrošina 1-pola Beseļa filtrs, kas līdz šim nodrošināja lielāko BER).

AFR ar -3 dB caurlaides joslas platumu vienādu ar 10 GHz ar tiem atbilstošajām BER vērtībām ir redzami 4.4. attēlā. Kā var redzēt 4.4. attēlā, 4 p. GF vairāk nekā pārējie filtri saglabā spektru līdz 10 GHz, savukārt sākot ar 10 GHz tas izfiltrē signāla spektru būtiski vairāk nekā pārējie filtri. Līdz ar to, var izvirzīt trīs pieņēmumus par ieteicamo raidītāja AFR formu:

- Signāla spektrs līdz 10 GHz ir jā saglabā nemainīgs;
- Signāla spektrs sākot ar 10 GHz ir jāizfiltrē;

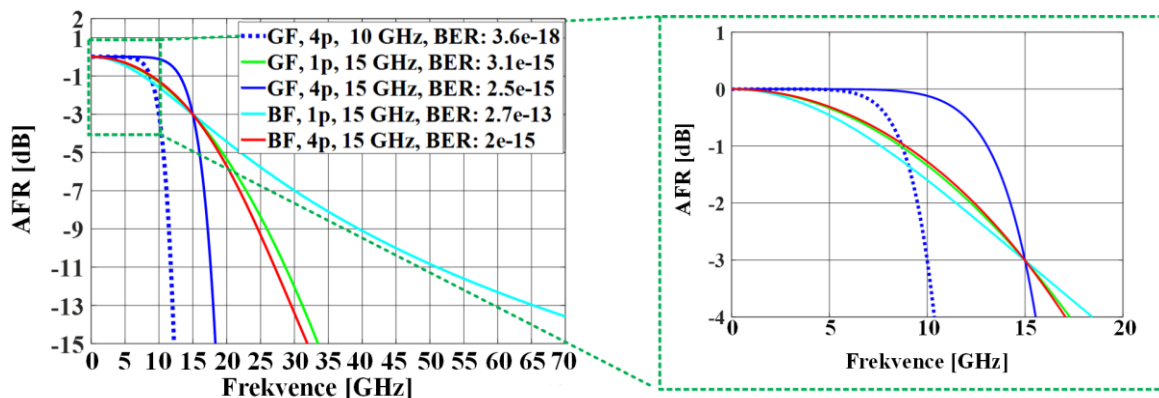
- Abi iepriekšējie pieņēmumi ir patiesi – ir jā saglabā nemainīgs spektrs līdz 10 GHz, savukārt, sākot ar 10 GHz tas ir jāizfiltrē;



4.4. att. 4 polu Gausa, 4 polu Beseļa, 1 pola Gausa un 1 pola Beseļa AFR ar 10 GHz -3 dB joslas platumu.

Ievērojot to, ka saskaņā ar 4.3. attēla rezultātiem, BER palielinās gan samazinot -3dB joslas platumu, respektīvi izfiltrējot vairāk frekvencēs līdz 10 GHz, gan arī palielinot -3dB joslas platumu t.i. saglabājot nemainīgo lielāko frekvenču daļu (arī pēc 10 GHz), var tikt apstiprināts trešais pieņēmums – ir būtiski gan saglabāt spektru līdz 10 GHz, gan izfiltrēt to sākot ar 10 GHz.

Savukārt, 4.5. attēlā ir redzami AFR ar -3 dB caurlaides joslas platumu vienādu ar 15 GHz. Kā var redzēt 4.5. attēlā, pie 15 GHz -3 dB caurlaides joslas platuma 1 p. GF, 4 p. GF un 4 p. BF nodrošina apmēram vienādu BER. Būtiski atzīmēt, ka 4 p. BF un 1 p. GF AFR ir samērā līdzīgas (līdz 23 GHz tās neatšķiras vairāk par 1 dB), bet 4 p. Gausa filtra AFR būtiski atšķiras no 1 pola GF un 4 pola BF AFR. Respektīvi, līdz 15 GHz 4 p. Gausa filtrs izfiltrē mazāk nekā 4 p. BF un 1 p. GF, savukārt pēc 15 GHz – būtiski vairāk. Šajā gadījumā, vienāda BER ar 1 p. GF un 4 p. BF var tikt izskaidrota ar to, ka līdz 10 GHz 4p. GF izfiltrē mazāk (kas ir vēlams), tomēr no 10 līdz 15 GHz tas arī izfiltrē mazāk (kas nav vēlams). Savukārt, būtiskas atšķirības filtru AFR pēc 15 GHz pie vienādas nodrošinātas BER, liecina par to, ka AFR pēc 15 GHz nav būtiskas nozīmes.

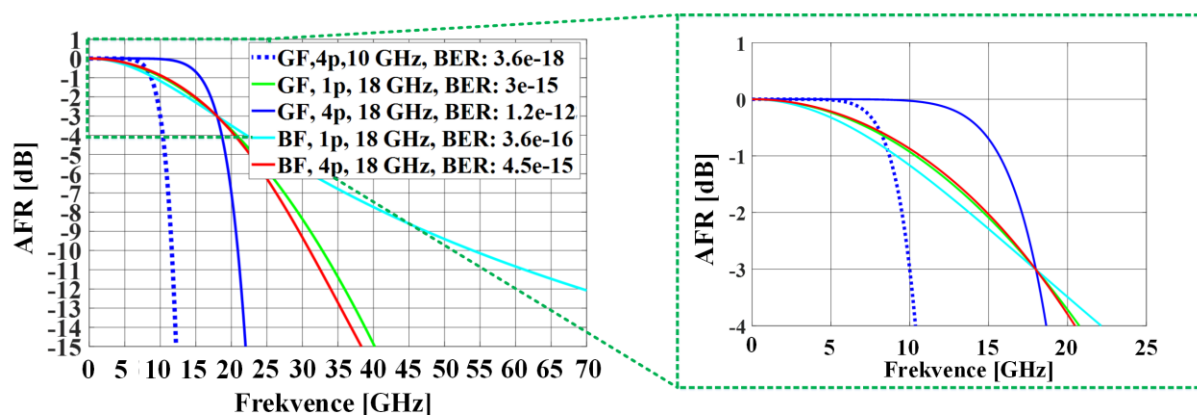


4.5. att. 4 polu Gausa, 4 polu Beseļa, 1 pola Gausa un 1 pola Beseļa AFR ar 15 GHz -3 dB joslas platumu.

Tomēr jāatzīmē, ka, pielietojot 1 p. BF, nodrošināta BER ir par 2 pakāpēm lielāka, nekā tā, kas tika nodrošināta, pielietojot 1 p. GF un 4.p BF. Šo BER atšķirību varētu izskaidrot ar to, ka 1p. BF izfiltrē vairāk nekā pārējie apskatīti filtri frekvencēs līdz 10 GHz. Bet ir jāatzīmē, ka šī atšķirība nav liela. Otrs izskaidrojums varētu būt tas, ka 1 p. BF gadījumā BER ietekmē arī AFR forma pēc 15 GHz (kur 1 p. BF pavājina būtiski mazāk nekā minētie filtri). Līdz ar to var definēt sekojošus pieņēmumus:

- Iepriekš izteiktais pieņēmums ir patiess, turklāt AFR formai pēc 15 GHz nav būtiskas nozīmes, savukārt pat nelielas izmaiņas frekvencēs līdz 10 GHz ir kritiskās.
- Atsevišķos gadījumos ietekme ir arī AFR formai lielākajās frekvencēs (pēc 15 GHz).

Lai pārbaudītu šos pieņēmumus, tika izanalizētas AFR pie lielāka -3 dB caurlaides joslas platuma (18 GHz), kur 1 p. BF nodrošināta BER ir vismazākā (4.6. att.).



4.6. att. 4 polu Gausa, 4 polu Beseļa, 1 pola Gausa un 1 pola Beseļa AFR ar 18 GHz -3 dB joslas platumu.

Kā var redzēt 4.6. attēlā, frekvencēs līdz 10 GHz 1 p. BF, tapāt ka iepriekšējos gadījumos izfiltrē vairāk par citiem AFR, tomēr šajā gadījumā tā -1 dB joslas platums ir lielāks (ap 10 GHz), turklāt, šajā gadījumā 1 p. BF izfiltrē vairāk nekā citi filtri arī līdz 15 GHz, kas, pamatojoties uz iepriekšējiem secinājumiem, arī ir būtiski. Jāatzīmē arī, ka, sākot ar 18 GHz, 1 p. BF joprojām izfiltrē vairāk nekā pārējie filtri, kaut arī ideālajā gadījumā (10 GHz 4 polu GF) šīs frekvences tika izfiltrētas pilnībā, līdz ar ko var apstiprināt pirmo pieņēmumu:

- jā saglabā frekvences līdz 10 GHz un jāpavājina frekvences no 10 līdz 15 GHz, turklāt AFR formai pēc 15 GHz nav būtiskas ietekmes, savukārt pat nelielas izmaiņas frekvencēs līdz 10 GHz ir noteicošas.

Attiecinot to uz AFR raksturojumiem, var secināt, ka raksturojot raidītāja AFR PAM-4 modulētai WDM-PON ar kanāla datu pārraides ātrumu 25 Gbit/s ir būtiski definēt ne tikai -3 dB caurlaides joslas platumu, bet arī AFR formu raksturojošo parametru. AFR formas nozīme PAM-4 modulētajā PON ar 25 Gbit/s kanāla pārraides ātrumu tiek uzsvērtā arī [103] rakstā, kur tika novērtēta -20 dB joslas platuma ietekme. Tomēr, atšķirībā no promocijas darba apskatītas daudzkanālu WR-WDM-PON sistēmas, autori [103] novērtē raidītāja un uztvērēja AFR ietekmi PON sistēmai ar vienu optisko kanālu un sadalīšanu pēc jaudas (kā rezultātā netiek izmantoti

optiskie filtri). Savukārt, atsaucoties uz 3.2. apakšnodaļas secinājumiem, optisko filtru caurlaides spēja arī ietekmē optimālāko elektriska filtra caurlaides joslu. Turklāt, zinātniskajā rakstā [103] tiek pielietots arī adaptīvs izlīdzinātājs (*angl. adaptive equalizer*). Ievērojot šīs atšķirības, tika pieņemts lēmums, promocijas darba izstrādātajam risinājumam nodefinēt citu AFR raksturojumu, pamatojoties uz veikto AFR ietekmes analīzi. Ievērojot secinājumu, ka noteicošā ietekme ir tieši AFR formai mazajās frekvencēs (līdz 15 GHz) tika pieņemts lēmums definēt papildus mazāko līmeni (piemēram, -1 dB), kas raksturotu AFR slīpumu ar uzsvaru uz to cik strauji frekvences tiek pavājinātas līdz -3 dB. Šīs secinājums tiek apstiprināts arī novērtējot -1 dB un -3 dB caurlaides joslas platuma vērtības izpētītājām filtru AFR pie mazākajam to nodrošinātajam BER vērtībām (4.4. tabula).

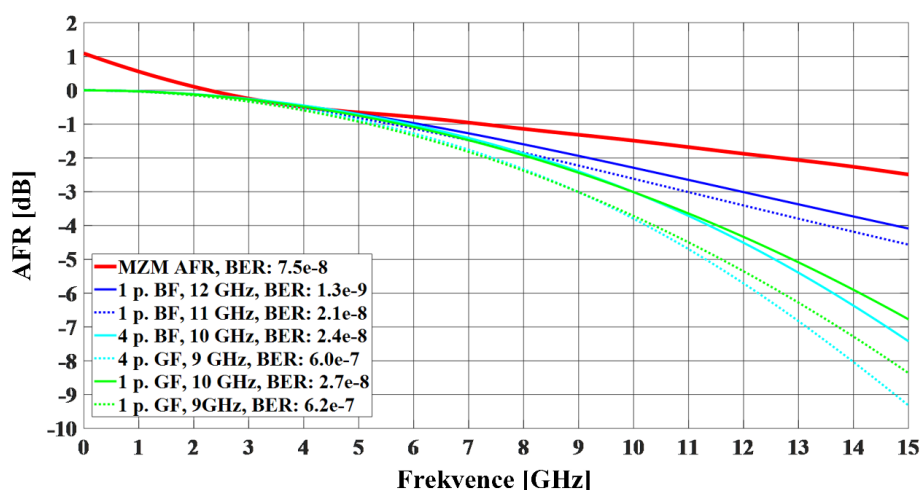
4.4. tabula

Analītisko filtru AFR -3 dB un -1 dB caurlaides joslas platuma vērtības pie kurām tiek nodrošināta minimāla BER

Filtra veids	-1 dB caurlaides joslas platums	-3 dB caurlaides joslas platums	BER _{min}
4 p. GF	9 GHz	10 GHz	$3,6 \times 10^{-18}$
1 p. GF	9,5 GHz	16 GHz	$3,9 \times 10^{-16}$
4 p. BF	9,5 GHz	16 GHz	$3,8 \times 10^{-16}$
1 p. BF	9 GHz	18 GHz	$3,6 \times 10^{-16}$

Kā var redzēt 4.4. tabulā, visām AFR minimālais BER tiek nodrošināts pie apmēram vienādam -1 dB vērtībām (ap 9 GHz), savukārt -3 dB katram ir atšķirīgs – kā jau tika noskaidrots viszemākā BER tiek nodrošināta pie -3 dB caurlaides joslas platuma vienāda ar 10 GHz, tomēr tikai 4 p. GF nodrošina pietiekami lielo -1 dB caurlaides joslas platumu (ap 9 GHz) pie šāda -3 dB joslas platuma. Parējām AFR -3 dB caurlaides joslas platums, kas ir nepieciešams, lai nodrošinātu pietiekami lielo -1 dB caurlaides joslas platumu ir lielāks, līdz ar to arī to minimāla nodrošināta BER ir lielāka par 4 p. GF nodrošināto.

Nākamajā pētījuma posmā tika pārbaudīts, vai definētie secinājumi ir spēkā arī pielietojot AFR no specifikācijas 4.7. attēlā ir redzams AFR no specifikācijas salīdzinājums ar analītisko filtru AFR, kas nodrošina līdzīgo BER.

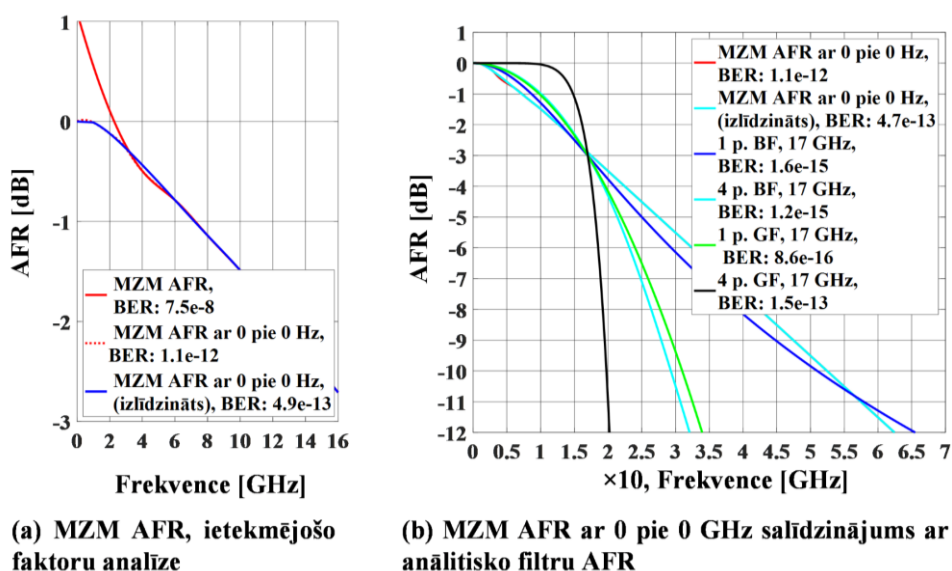


4.7.att. MZM pēc [52] (sarkana) AFR salīdzinājums ar analītisko filtru AFR.

Kā var redzēt 4.7. attēlā, AFR no specifikācijas nodrošinātā BER ir lielāka nekā vairākumā analītisko filtru (12 GHz 1 p. BF, 11 GHz 1.p. BF, 10 GHz 4. p. BF, kā arī 10 GHz 4 p. GF) nodrošinātā BER, kaut arī gan -1 dB caurlaides joslas platums, gan -3 dB caurlaides joslas platums AFR no specifikācijas ir lielāki. Līdz ar to ir iespējams pieļaut, ka tas ir tādēļ, ka AFR no specifikācijas izfiltrē mazāk nekā apskatītie analītiskie filtri frekvenču joslā no 10 līdz 15 GHz.

Tomēr, būtiski atzīmēt, ka modulatoram no specifikācijas ir novērojams AFR kāpums ap 0 Hz, kas arī var ietekmēt nodrošināto BER. Saskaņā ar [16], LiNbO₃ MZM amplitūdas-frekvenču raksturojumā ir bieži novērojamas anomālijas zemajās frekvencēs (līdz 1 GHz) (izteikts kāpums, fluktuācijas). Autori [16] izskaidro šīs anomālijas ar LiNbO₃ kristāla īpašībām un norada vairākus iespējamus iemeslus, respektīvi atšķirības spriegumu sadalījumā starp modulatora slāņiem (ietekme novērojama frekvencēs līdz ~1 MHz), akustiskajiem efektiem (līdz 1 GHz), kā arī kristāla īpašību izmaiņām pieaugot frekvencei (ietekmē novērojama frekvencēs līdz 100 MHz) [16].

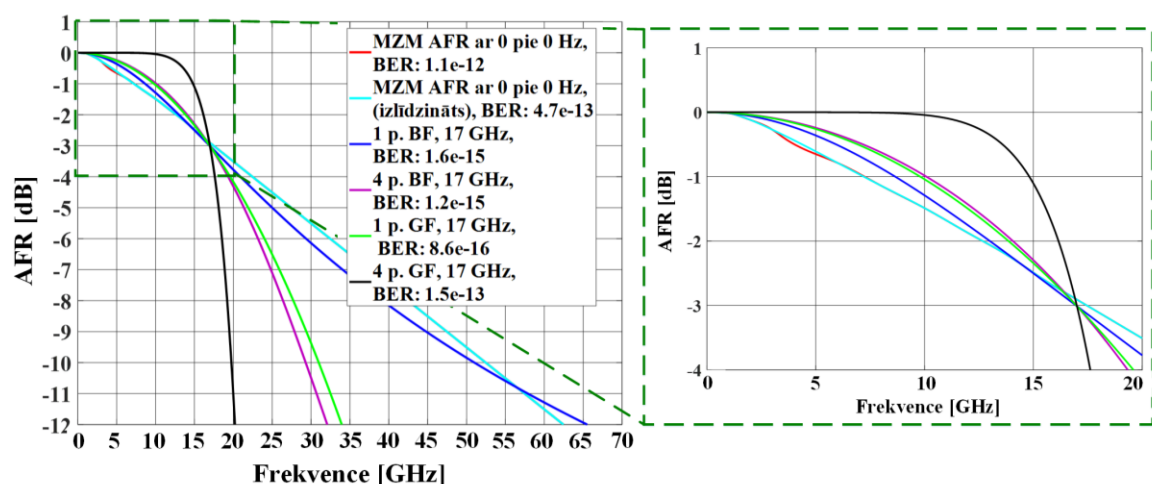
Lai novērtētu šāda AFR kāpuma ietekmi uz pētāmās pārraides sistēmas BER, AFR no specifikācijas tika izanalizēti BER ietekmējošie faktori (4.8. att.).



4.8.att. AFR no specifikācijas BER ietekmējošo faktoru analīze.

Pamatojoties uz 4.8. attēlā redzamajiem rezultātiem, var secināt, ka AFR kāpuma noņemšanai ir būtiska ietekme uz BER (līdz piecām pakāpēm). Savukārt AFR izlīdzināšana (frekvencēs no 3 līdz 6 GHz) neizmainīja BER vairāk par pakāpi.

Turpinājumā, AFR bez kāpuma tika salīdzināta ar tāda paša -3 dB joslas platuma filtru AFR (4.9. att.). Kā var redzēt 4.9. attēlā, AFR bez kāpuma nodrošinātā BER ir vislielākā (gan izlīdzinātai (gaiši zila), gan neizlīdzinātai (sarkana) līknei), bet arī tās -1 dB joslas platums (ap 7,5 GHz) ir mazāks nekā parējām AFR, kas, savukārt, ir saskaņā ar secinājumu par -1 dB līmeņa ietekmi uz BER.



4.9.att. AFR no specifikācijas BER ietekmējošo faktoru analīze.

Zemfrekvenču AFR daļas kritisko ietekmi uz BER apstiprina arī 4.5. tabulā apkopoti rezultāti. Respektīvi, pēc kārtas aizvietojo izlīdzinātas AFR zemfrekvenču (līdz -3 dB (17 GHz) un augstfrekvenču (zem -3 dB (pēc 17 GHz) daļas ar 1 p. Beseļa filtra AFR atbilstošajām daļām, tika novērots, ka, aizvietojo augstfrekvenču daļu, BER ir pat nedaudz palielinājies (mazāk par BER pakāpi), savukārt, aizvietojo zemfrekvenču daļu, tas būtiski samazinās (nedaudz vairāk par trim BER pakāpēm).

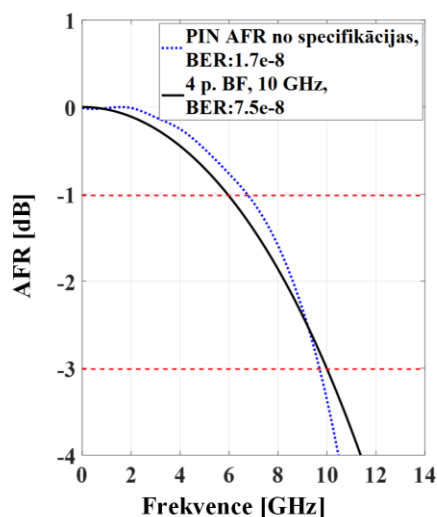
4.5. tabula

BER novērtējums aizvietojo AFR zemfrekvenču un augstfrekvenču daļu

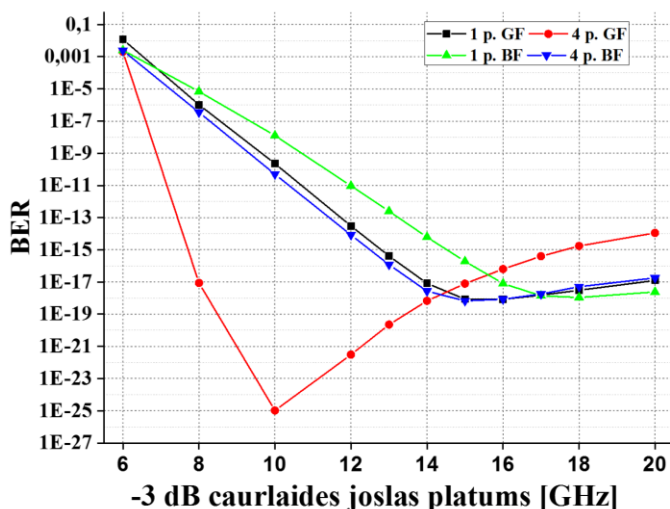
AFR veids	BER _{max}
AFR no specifikācijas bez kāpuma	$1,1 \times 10^{-12}$
1 p. BF ar 17 GHz -3 dB caurlaides joslas platumu	$1,6 \times 10^{-15}$
AFR no specifikācijas ar zemfrekvenču daļu no BF	$8,5 \times 10^{-16}$
AFR no specifikācijas ar augstfrekvenču daļu no BF	$7,7 \times 10^{-13}$

Jāatzīmē, ka iepriekšējos šīs apakšnodaļas pētījumos PIN fotouztvērēja AFR simulācijai tika pielietots 4 p. BF. Kaut arī atsaucoties uz 4.1. apakšnodaļā secināto PIN parametru izmaiņa neietekmē BER būtiski, ievērojot kopēja pārraides sistēmas frekvenču raksturojuma iespējamo ietekmi uz tās veiktspēju [11], pētījuma turpinājumā iepriekš veiktā analīze tika atkārtota, pielietojot PIN AFR no specifikācijas [136].

Kā var redzēt 4.10.a. attēlā, arī raidītājam ir novērojama uztvērējam līdzīga tendence. Respektīvi, pielietojot PIN AFR no specifikācijas, nodrošināta BER ir pat nedaudz mazāka (līdz vienai BER pakāpei), nekā 10 GHz, 4 p. BF nodrošināta. Tajā pat laikā, pie apmēram vienāda -3 dB caurlaides joslas platumu (ap 10 GHz), -1 dB caurlaides joslas platumu PIN uztvērējam AFR no specifikācijas ir lielāks (ap 7 GHz), nekā attiecīgajam 4 p. BF (ap 6 GHz).



(a) PIN AFR no specifikācijas salīdzinājums ar 4 p. Besela filtra AFR (10 GHz).



(b) BER atkarībā no -3 dB caurlaides joslas pie jaunajiem PIN parametriem un dažādām raidītāja AFR

4.10. att. BER novērtējums, pielietojot PIN AFR no specifikācijas.

Kā var redzēt 4.10.b. attēlā, BER vērtības ir mazākas nekā pielietojot iepriekšējo PIN AFR (4.3. att.). Svarīgi ir atzīmēt, ka, līdzīgi iepriekšveiktajām pētījumiem, zemāka BER tiek nodrošināta pielietojot 4 p. GF ar -3 dB joslas platumu vienādu ar 10 GHz, savukārt vienāda BER, pielietojot 4 p. GF, 1 p. GF un 4 p. BF, tiek nodrošināta pie 14,5 GHz (iepriekš. pie 15 GHz) -3 dB caurlaides joslas platuma, 4 p. GF nodrošina vienādu BER ar 1 p. BF pie 15,5 GHz (iepriekš pie 16 GHz) -3 dB caurlaides joslas platuma, savukārt 1 p. BF — ar 1p. GF un 4 p. BF pie 17 GHz -3 dB caurlaides joslas platuma (tapāt kā iepriekš). Līdz ar to var secināt, ka PIN AFR izmaiņa var ietekmēt BER, bet neietekmē atbilstošāko raidītāja AFR formu. To apstiprina arī 4.5. tabulas rezultāti, kur ir apkopotas zemākas BER vērtības, kas tika nodrošinātas, pielietojot katru no novērtētajām AFR, ka arī atbilstošas -3 un -1 dB caurlaides joslas platuma vērtības.

4.6. tabula

Analītisko filtru AFR -3 dB un -1 dB caurlaides joslas platuma vērtības pie kurām tiek nodrošināta minimāla BER

Filtra AFR veids	-1 dB caurlaides joslas platums, [GHz]	-3 dB caurlaides joslas platums, [GHz]	BER _{min}
4 p. GF	9	10	$1,0 \times 10^{-25}$
1 p. GF	9,5	16	$8,4 \times 10^{-19}$
4 p. BF	9	15	$6,7 \times 10^{-19}$
1 p. BF	9	18	$1,1 \times 10^{-18}$

Jāatzīmē, ka, pielietojot 4 p. BF ar PIN AFR no specifikācijas (4.6. tabula), ir novērojamas nenozīmīgas atšķirības -3 dB un -1 dB caurlaides joslas platuma vērtībās pie kurām tiek nodrošināta minimāla BER (salīdzinot ar iepriekšējo PIN AFR (4.4. tabula)). Respektīvi, -3 dB un -1 dB caurlaides joslas platumi (attiecīgi, 9 un 15 GHz, 9,5 un 16 GHz vietā). Tomēr

jāuzsver, ka atšķirība nepārsniedz 1 GHz, turklāt BER atšķirība starp BER pie 15 un 16 GHz ir ļoti nenožīmīga.

Salīdzinājumam 4.7. tabulā ir apkopoti MZM AFR no specififikācijas ietekmējošo faktoru analīzes rezultāti, pielietojot iepriekšējo PIN AFR (10 GHz, 4 p. BF) un PIN AFR no specififikācijas [136]. Kā var redzēt no 4.7. tabulas, MZM AFR no specififikācijas gadījumā (atšķirībā no analītiskajam AFR) jauno PIN parametru ieviešana neietekmēja BER būtiski (vairāk par BER pakāpi), kas ir izskaidrojams ar kāpuma, kā arī AFR formas atšķirības zemajās frekvencēs negatīvas ietekmes pieaugumu (attiecīgi, no 4 līdz 6 BER pakāpēm un no 2 līdz 4 BER pakāpēm).

4.7. tabula

AFR no specififikācijas BER ietekmējošo faktoru analīze

	Iepriekšējā PIN AFR (10 GHz 4 p. BF)		Jaunā PIN AFR (no specififikācijas)	
MZM AFR no specififikācijas [52]	$7,5 \times 10^{-8}$		$1,4 \times 10^{-8}$	
MZM AFR no specififikācijas [52] bez kāpuma	$1,1 \times 10^{-12}$	$\Delta=4$ pakāpes	$1,8 \times 10^{-14}$	$\Delta\text{BER}=6$ pakāpes
Izlīdzināta reāla MZM AFR [52] bez kāpuma	$4,9 \times 10^{-13}$	$\Delta<1$ pakāpe	$5,9 \times 10^{-14}$	$\Delta<1$ pakāpe
Reāla MZM AFR [52] ar zemfrekvenču daļu no 1 pola BF	$8,5 \times 10^{-16}$	$\Delta>2$ pakāpes	3×10^{-18}	$\Delta>4$ pakāpes

Līdz ar to, pamatojoties uz PIN AFR ietekmes novērtējuma rezultātiem (4.5. un 4.6. tabula) var secināt, ka PIN AFR var ietekmēt BER (kā tas tika novērots analītiskajam raidītāja raksturlīknēm), bet nemaina raidītāja AFR ietekmes tendences.

Pamatojoties uz apakšnodaļas rezultātiem, var definēt sekojošo promocijas darba secinājumu:

- PAM-4 modulētajā WR-WDM-PON pārraides sistēmā ar 25 Gbit/s datu pārraides ātrumu minimālais BER tiek nodrošināts, ja raidītājā tiek saglabātas spektrālās komponentes frekvencēs līdz 10 GHz un spektrālās komponentes no 10 līdz 15 GHz tiek pavājinātas, turklāt būtiska ietekme uz BER (līdz sešām pakāpēm) ir AFR vērtībai pie 0 Hz.

Ka arī piedāvāt raidītāja AFR simulācijas paņēmieni, respektīvi:

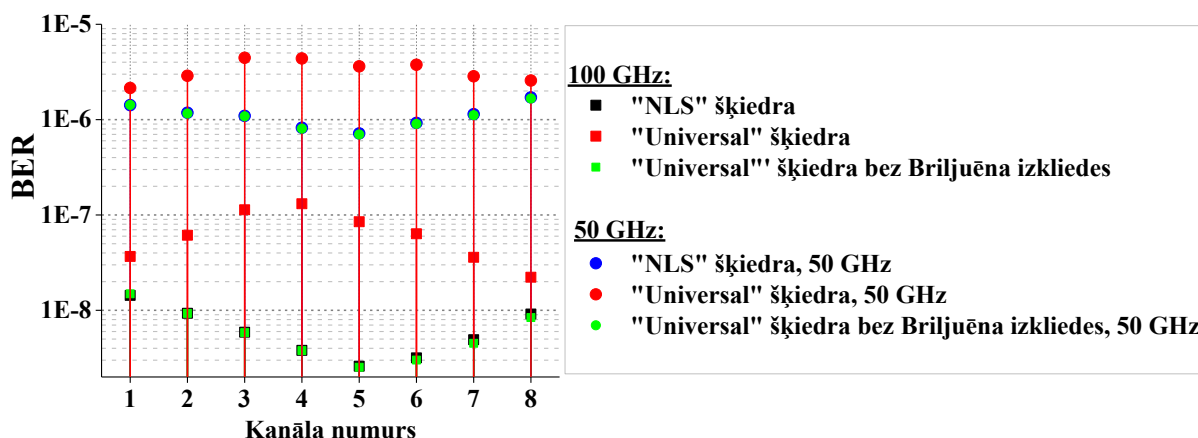
- WR-WDM-PON sakaru sistēmās ar 25 Gbit/s datu pārraides ātrumu un PAM-4 modulācijas formātu raidītāja AFR ietekmi ir iespējams modelēt balstoties uz AFR vērtībām 0 Hz, -1 dB un -3dB punktos.

4.3. Kombinēta 25 Gbit/s (PAM-4), 12,5 Gbit/s (NRZ) risinājuma modeļa izstrāde un novērtējums

Atsaucoties uz 4.1. apakšnodaļā veikto novērtējumu, promocijas darba izstrādātais kombinētais risinājums paredz četru lielā ātruma (līdz 25 Gbit/s) PAM-4 kanālu un mazāka ātruma (10 Gbit/s) NRZ kanālu apvienošanu, ievērojot ITU-T G.989.2 rekomendācijas prasības. Lai to realizētu, bija jāpilnveido modelis, kas tika iepriekš izmantots modulācijas formātu un ietekmējošo faktoru novērtējumam. Respektīvi, šajā apakšnodaļā tika mainīts šķiedras modelis, jaudas budžets, kā arī tika veikts divvirzienu (lejupplūsmā un augšupplūsmā) pārraides un kombinēta risinājuma topoloģiju ietekmes novērtējums.

1. posms. NRZ un PAM-4 modeļu pilnveidošana.

Šķiedras modeļa aizvietošana bija nepieciešama, jo iepriekš izmantotais “NLS” šķiedras modelis (atšķirībā no “Universal” modeļa) neparedz divvirzienu pārraidi (skatīt 3.1. apakšnodaļu). Kā var redzēt 4.11. attēlā, pielietojot jauno šķiedru, ir redzams BER pieaugums (kas nepārsniedz divas BER pakāpes), kas ir izskaidrojams ar Briljuēna izkliedes ietekmi.



4.11.att. BER sadalījums pa kanāliem 25 Gbit/s PAM-4.

Ir svarīgi atzīmēt, ka izmantotais AWG modelis paredz arī AWG ienesto zudumu nevienmērīguma simulāciju. Respektīvi, ienestie zudumi katram kanālam tiek piemēroti saskaņā ar Gausa sadalījumu – centrālajā kanālā ir minimālie ienestie zudumi, savukārt pārējiem kanāliem ir iespējama novirze (promocijas darbā maksimāla novirze ir vienāda ar 1,5 dB pamatojoties uz [114]). Pielietojot “NLS” šķiedras modeli (kurā atšķirībā no “Universal” modeļa netiek simulētas Ramana un Briljuēna izkliedes), lielākā BER bija kanālam ar mazāko jaudu, savukārt, pielietojot “Universal” modeli – kanālam ar lielāko jaudu, kas, apliecina NOE ietekmi (skatīt 2.1. apakšnodaļu). Līdz ar to, ir jāizvērtē ne tikai minimālā uztvertā signāla jauda, bet arī šķiedras ieejas jauda. Tomēr jāievēro, ka būtiski ir arī nodrošināt bilanci starp šķiedras ieejas jaudas samazināšanu nelineāru efektu minimizēšanai un nepieciešamas uztvertas jaudas nodrošināšanu. Turklāt, samazinot lāzera izejas jaudu līdz līmenim, kas būtu nepieciešams, lai minimizētu Briljuēna izkliedes ietekmi kanālam ar maksimālo jaudu, samazinātos arī citu kanālu jauda, kas, savukārt, varētu negatīvi ietekmēt BER. Līdz ar to, tika

pieņemts lēmums, ka tapāt kā līdz šim, lāzera izejas jauda būs vienāda ar iepriekš pielietoto vērtību (+ 15 dBm).

Lai novērtētu modeļa demonstrēto rezultātu ticamību, nākamajā posmā tika novērtēta 25 Gbit/s PAM-4 modulācijas formātā minimālā uztverta signāla jauda (P_{\min} pie FEC) simulētāja 8 kanālu WDM-PON pārraides sistēmā (4.8. tabula), kā arī tika apkopotas citu autoru eksperimentālajos pētījumos nodrošinātas P_{\min} pie FEC vērtības (pielietojot PAM-4 modulācijas formātu pārraidei C joslā ar pārraides ātrumu ap 25 Gbit/s (4.9. tabula)). Jāatzīmē, ka citu autoru eksperimentālo pētījumu apkopojumā tika iekļauti rezultāti pārraides sistēmām ar pēc iespējas līdzīgu struktūru – bez optiskā signāla pastiprinājuma un dispersijas kompensācijas, kā arī tipveida elementiem (MZM, EML, elektroabsorbcijas modulētais lāzers (*angl. electro-absorption modulated laser, EAM*), PIN, APD).

4.8. tabula

Minimālās uztverta jauda, kas ir nepieciešama lai nodrošinātu $BER \leq 1 \times 10^{-3}$ simulētāja 8 kanālu WDM-PON

Starppkanālu intervāls	Sliktākā kanāla P_{\min} pie FEC
100 GHz	-17 dBm
50 GHz	-16 dBm

4.9. tabula

Minimālā uztverta jauda, kas ir nepieciešama, lai nodrošinātu $BER \leq 1 \times 10^{-3}$ citu autoru eksperimentālajos pētījumos

Atsauce	Ātrums, [Gbit/s]	Raidītājs	Uztvērējs	Ciparu apstrāde	Pārraides sistēma	P_{\min} pie FEC [dBm]
[111]	25	30 GHz MZM	7 GHz APD	nav	TDM -PON 20 km	-21
[107] [109]	20	7,5 GHz MZM	10 GHz PIN+TIA	nav	TDM-PON 20 km	-17
[107] [109]	20	7,5 GHz MZM	10 GHz PIN+TIA	ir	TDM-PON 20 km	-17
[38]	25	10G EML	10G APD+TIA	ir	TDM-PON bez šķiedras	-22.5
[35] [34]	25	10G EML	10G APD	ir	1 kanāls 20 km	-23.1
[129]	25	10G EML	10G APD	ir	4 kanāli 20 km	-23.25
[126]	28	10G MZM	10G PIN	ir	1 kanāls 20 km	-19

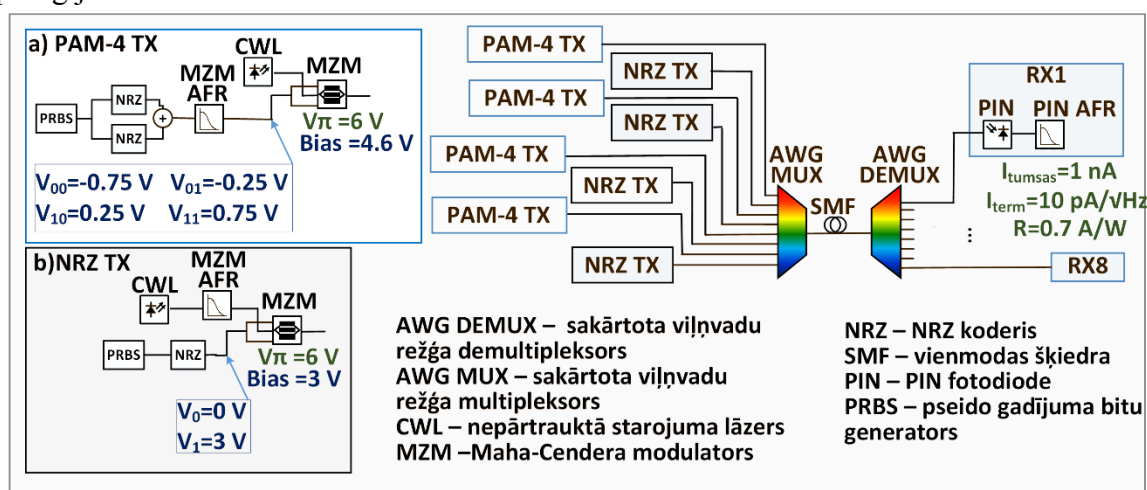
Kā var redzēt no 4.8. un 4.9.tabulām, minimālā uztverta jauda pie FEC vienāda ar -17 dBm, kas tika iegūta, pielietojot piedāvāto PAM-4 modulētā WDM-PON modeļi ir samērojama ar 4.7. tabulā apkopotajiem rezultātiem. Respektīvi, kaut arī nav pieejamas publikācijas ar

pārtraides sistēmas struktūru, kas pilnībā atbilstu promocijas darba pielietotajai pārtraides sistēmai (WDM-PON ar 10G MZM, 10G PIN un bez ciparu apstrādes), ap -17 dBm P_{\min} pie FEC (arī nepielietojot ciparu apstrādi) tika nodrošināta arī zinātniskajās publikācijās [107, 109] pie mazāka datu pārtraides ātruma (20 Gbit/s), toties arī pie mazāka raidītāja -3 dB caurlaides joslas platuma (7,5 GHz). Savukārt, rakstā [111] pie 25 Gbit/s datu pārtraides ātruma nodrošināta jauda ir ap -21 dBm, bet tā tiek nodrošināta, pielietojot platāko MZM caurlaides joslu (30 GHz). PAM-4 modulēta WDM-PON modeļa nodrošināta minimālā uztverta jauda pie FEC ir arī lielākā par vērtībām, kas tika iegūtas pielietojot ciparu apstrādi (-19 līdz -23,25 dBm).

Nākamajā pētījumā posmā tika veikta NRZ kanālu simulācijas modeļa pilnveidošana. Respektīvi, NRZ kanālu datu pārtraides ātrums (10 Gbit/s) tika palielināts līdz 12,5 Gbit/s datu pārtraides ātrumam. Tas tika izdarīts, ievērojot, ka jau tagad ITU-T G.989.2 rekomendācijā ir paredzēti datu pārtraides ātrumi, kas ir lielāki par 10 Gbit/s (piemēram, 10,709 Gbit/s, 11,09 Gbit/s, u.c.) [50], savukārt, 12,5 Gbit/s datu pārtraides ātrums piedāvātajā kombinētajā risinājumā ir īpaši perspektīvs no tehniskas realizācijas viedokļa tā mērogojamības dēļ. Respektīvi, 25 Gbit/s PAM-4 modulētais signāls tiek iegūts apvienojot divus 12,5 Gbit/s NRZ-OOK kanālus. Jāatzīmē, ka tādejādi tika nodrošināta arī simulācijas efektivitāte [115]. Jāuzsver arī, ka palielinot pārtraides ātrumu no 10 Gbit/s līdz 12,5 Gbit/s ietekme uz BER nebija būtiska (ne lielāka par BER pakāpi). BER atkarība no uztvertā optiskā signāla jaudas NRZ-OOK sliktākajam kanālam ar 10 Gbit/s un 12,5 Gbit/s pārtraides ātrumu ir pieejamā 4.5. pielikumā.

2. posms. Sākuma kombinēta risinājuma modeļa realizācija un novērtējums

Otrajā posmā tika realizēts sākuma kombinēta WR-WDM-PON ar 12,5 Gbit/s (NRZ-OOK) un 25 Gbit/s (PAM-4) modelis. 4.12. attēlā ir redzams attiecīga risinājuma piemērs pie “1 pēc 1” topoloģijas.



4.12. att. Kombinētas 12,5 Gbit/s (NRZ) un 25 Gbit/s (PAM-4) WDM-PON sakaru sistēmas sākuma modelis *VPI Design Suite* programmatūrā

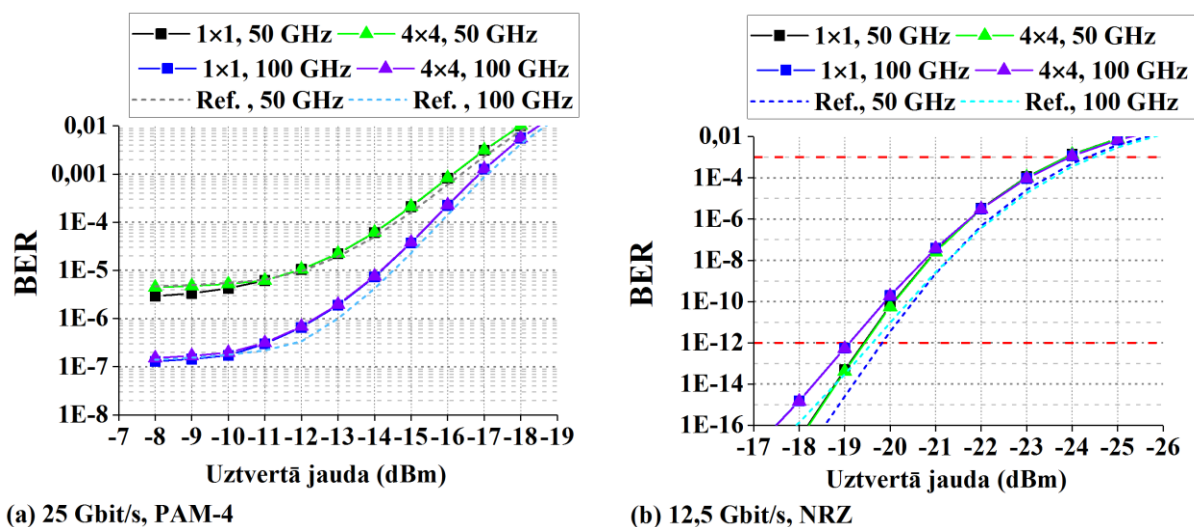
Realizējot MLR risinājumu, sākumā tika veikta dažu parametru pieskaņošana, lai nodrošinātu ITU-T G.989.2 rekomendācijā minēto prasību nodrošināšanu, respektīvi:

- jaudas budžeta pieskaņošana (saskaņā ar [153]) tika ielikti papildus vājinātāji (0.5 dB) savienojumu vietās starp raidītāju un AWG, kā arī starp AWG un šķiedru abās pusēs (vājinātāji starp AWG u uztvērēju netika likti, jo minimālā nepieciešama uztvertā jauda vel tiks novērtēta atsevišķi),
- tika pieskaņota NRZ-OOK kanālu jauda saskaņā ar zemo zudumu (*angl. low-loss, LL*) PtP-WDM-PON prasībām [50]. Respektīvi, lāzera izejas jauda tika uzstādīta vienāda ar 9 dBm (15 dBm vietā), tādējādi nodrošinot raidītāja izejas jaudu vienādu ar 2 dBm (8 dBm vietā) un attiecīgi nodrošinot SR/CG punktā jaudu vienādu ar -4 dBm (ievērojot AWG savienojuma ar raidītāju zudumus). Kas, savukārt, atbilst ITU-T G.989.2 definētajām robežām optiskai jaudai SR/CG punktā – no -4 līdz 0 dBm, ja netiek pielietota FEC, un no -6 līdz -2 dBm, ja FEC tiek pielietota [50].
- tika novērtēta divvirzienu pārraides ietekme, pieņemot, ka augšupplūsmā tiek pārraidīti astoņi tādi paši NRZ-OOK kanāli ar 100 GHz starpkanālu intervālu.

Visas minētas izmaiņas būtiski (vairāk par vienu pakāpi) neietekmēja BER. Līdz ar to, tālāk simulācijas tika veiktas pie vienvirzienu pārraides. Jāatzīmē, ka samazinot optiskā signāla jaudu (pieliekot papildus vājinātājus) BER pat nedaudz samazinājās, kas apstiprina iepriekš veiktos secinājumus par Briljuēna izkliedes ietekmi. Novērtējuma rezultāti 25 Gbit/s PAM-4, “1 pēc 1” topoloģijai, 50 GHz starpkanālu intervālam ir pieejami 4.6. pielikumā.

Nākamajā posmā tika novērtēta dažādu kombinēta risinājuma topoloģiju (“1 pēc 1”, “2 pēc 2” un “4 pēc 4” ietekme uz kombinēta WDM-PON nodrošināto BER pie 20 km datu pārraides attāluma, kā rezultātā tika noskaidrots, ka topoloģijai nav būtiskas ietekmes uz pārraides sistēmas BER, turklāt nav novērota arī būtiska (lielāka par BER pakāpi) atšķirība salīdzinājumā ar references 8 kanālu WDM-PON. Novērtējuma rezultāti 25 Gbit/s PAM-4 kanāliem ir pieejami 4.7. pielikumā. Līdz ar to, tika secināts, ka **MLR pielietojums neietekmē kombinētas WDM-PON pārraides sistēmas BER.**

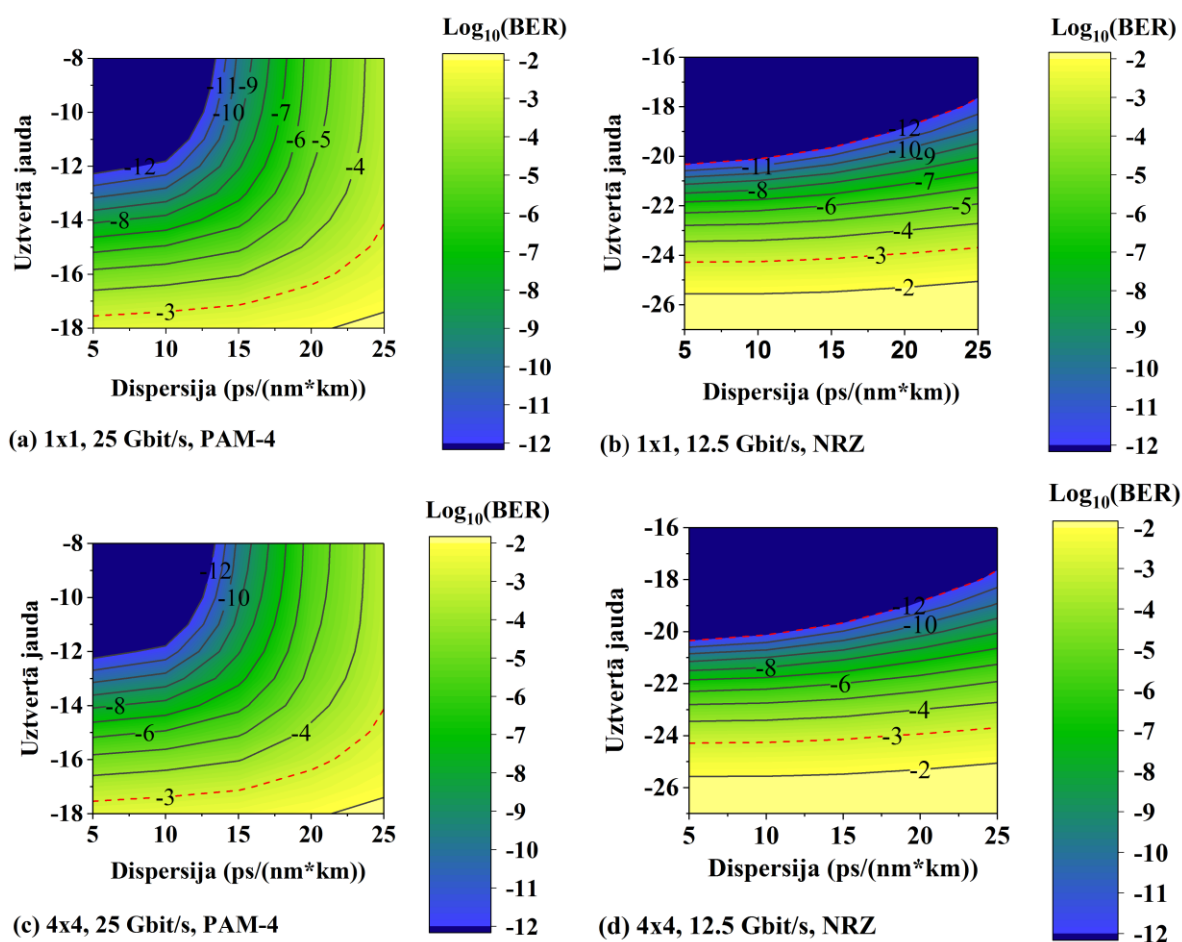
Pētījuma turpinājumā tika novērtēta MLR pielietojuma ietekme uz BER atkarību no uztverta signāla jaudas (4.13. att.).



4.13.att. BER atkarība no uztvertās jaudas sliktākajam (a) 25 Gbit/s PAM-4 un (b) 12,5 Gbit/s NRZ kanālam pie dažādām kombinēto risinājumu topoloģijām.

Jāatzīmē, ka šajā gadījumā tika apskatītas tikai divas topoloģijas - “1 pēc 1” un “4 pēc 4”, kas ļauj pilnībā novērtēt visas iespējamās kanālu kombinācijas (PAM-4 kanāls starp diviem NRZ kanāliem, NRZ kanāls starp diviem blakuskanāliem, kā arī kanāls ar tādu pašu DMF no vienas puses un ar citu DMF no otras). Kā var redzēt 4.13. attēlā, **MLR pielietojums neietekmē būtiski (mazāk par BER pakāpi vai vienu dB) arī BER atkarību no uztverta signāla jaudas** (gan 25 Gbit/s (PAM-4), gan 12,5 (Gbit/s) NRZ kanālos).

Tomēr, lai pilnībā pārliecināties par to, ka MLR topoloģija neietekmē kombinētas WDM-PON pārraides sistēmas veiktspēju, kā arī, lai novērtētu atšķirību, kas rodas, pielietojot 100 GHz un 50 GHz starpkanālu intervālu, tika īstenots BER novērtējums atkarībā no uztverta signāla jaudas pie dažādām dispersijas vērtībām (4.12. att.). Dispersijas ietekme tika novērtēta, mainot šķiedras dispersiju no 5 ps/nm/km līdz 25 ps/nm/km, tādējādi nodrošinot 100 līdz 500 ps/nm akumulētu dispersiju uz 20 km. Salīdzinājumam – dispersija uz 20 km optiskajai O, C un L joslai ir, attiecīgi, 100, 360 un 460 ps/nm [30].



4.12.att. BER atkarība no dispersijas un uztvertā signāla jaudas pie 100 GHz starpkanālu intervāla sliktākajam 25 Gbit/s PAM-4 un 12.5 Gbit/s NRZ kanālam pie dažādām kombinēto risinājumu topoloģijām.

Kā var redzēt 4.12. attēlā, nav novērojamas būtiskas atšķirības starp topoloģiju un veiktspēju. Respektīvi, gan “1 pēc 1”, gan “4 pēc 4” topoloģijām, PAM-4 nodrošināta P_{\min} pie FEC palielinās par 3,5 dB (no -17,5 līdz -14 dBm) bet NRZ nodrošināta P_{\min} pie $\text{BER}=1 \times 10^{-12}$

ir no -20 līdz -18 dBm, akumulētai dispersijai mainoties no 100 līdz 500 ps/nm. Kā rezultātā, var secināt, ka **MLR topoloģijas pielietojums neietekmē BER un minimālo uztverto signāla jaudu arī mainoties hromatiskai dispersijai (gan NRZ, gan PAM-4 kanāliem).**

Līdzīgi tika novērtēta BER atkarība no dispersijas un uztvertā signāla jaudas pie 50 GHz starpkanālu intervāla. Minimālās uztvertas jaudas vērtības, kas ir nepieciešamas, lai nodrošinātu pārraidi ar BER mazāko par 1×10^{-3} un 1×10^{-12} , attiecīgi, PAM-4 un NRZ modulācijas formātiem ir apkopoti 4.10. tabulā, savukārt BER atkarība no dispersijas un uztvertā signāla jaudas ir pieejama 4.8. pielikumā.

4.10. tabula

P_{\min} atkarība no dispersijas pie 50 GHz starpkanālu intervāla sliktākajam 25 Gbit/s PAM-4 un 12,5 Gbit/s NRZ kanālam

Dispersija, [ps/(nm×km)]	P_{\min} pie FEC, [dBm]		P_{\min} pie BER= 1×10^{-12} , [dBm]	
	PAM-4		NRZ	
	“1 pēc 1”	“4 pēc 4”	“1 pēc 1”	“4 pēc 4”
5	-17	-17	-20	-20
10	-17	-17	-20	-20
15	-16,5	-16,5	-20	-20
20	-16	-16	-19	-19
25	-11,5	-11	-18	-18

Kā var redzēt no 4.10. tabulas arī pie 50 GHz starpkanālu intervāla būtiska atšķirība (lielāka par 0,5 dB) starp topoloģijām nav novērota. Respektīvi, PAM-4 nodrošināta P_{\min} pie FEC palielinās par 5,5 dB (no -17 līdz -11,5 dBm) pie “1 pēc 1” un par 6 dB (no -17 līdz -11 dBm) pie “4 pēc 4” topoloģijas. NRZ nodrošināta P_{\min} pie BER= 1×10^{-12} pie abām topoloģijām palielinās par 2 dB (no -20 līdz -18 dBm) akumulētai dispersijai mainoties no 100 līdz 500 ps/nm. Līdz ar to, var secināt, ka **MLR pielietojuma ietekmē uz pārraides sistēmas veiktspēju neizpaužas arī samazinot starpkanālu intervālu līdz 50 GHz (gan NRZ, gan PAM-4 kanāliem).**

Salīdzinot 4.12.attēla un 4.10. tabulas rezultātus var secināt, ka arī starpkanālu intervālam nav būtiskas ietekmes. Respektīvi, vienīga atšķirība (2,5 dB) minimālajā uztvertā signāla jaudā, kas tiek nodrošināta pielietojot 100 GHz un 50 GHz starpkanālu intervālus, ir novērojams 25 Gbit/s PAM-4 kanāliem. Tomēr, pat veicot pārraidi L-joslā dispersija ir vienāda ar (460 ps/nm), sekojoši, novērota atšķirība apskatītajam risinājumam nav aktuālā. Līdz ar to, var secināt, ka **arī starpkanālu intervāla samazinājums būtiski neietekmē piedāvāta risinājuma veiktspēju.**

Apkopojot apakšnodaļas rezultātus var definēt sekojošo secinājumu:

Kombinētajā 12,5 Gbit/s (NRZ), 25 Gbit/s (PAM-4) WDM-PON sakaru sistēmā MLR kombinēta risinājuma koncepta pielietojums, kā arī starpkanālu intervāla samazinājums līdz 50 GHz neietekmē veiktspēju (BER, minimālo uztverto jaudu) būtiski (vairāk par BER pakāpi vai 1 dB).

Jāatzīmē, ka esošajā risinājumā ir nodrošinātas ievērojamas minimālās uztvertas jaudas rezerves gan NRZ, gan PAM-4 kanāliem. Respektīvi, NRZ ir nodrošināta ievērojama P_{\min} pie $BER=1 \times 10^{-12}$ rezerve (pašreizēja uztverta jauda (-14 dBm) var tikt pazemināta par 6 dB pie 100 ps/nm akumulētas hromatiskas dispersijas un 4 dB pie 500 ps/nm akumulētas hromatiskas dispersijas). Savukārt, PAM-4 kanālos nodrošināta uztverta jauda (-8 dBm) pie 100 GHz starpkanālu intervāla var tikt samazināta par 9 dB pie 100 ps/nm akumulētas hromatiskas dispersijas un 6 dB 500 ps/nm akumulētas hromatiskas dispersijas.

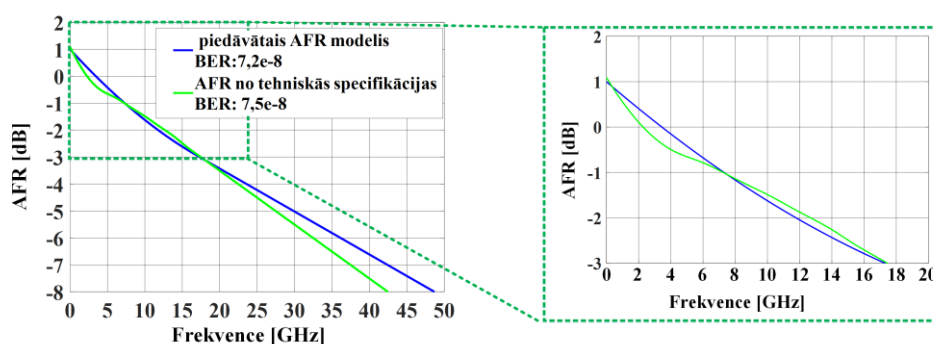
Līdz ar to, turpmāk promocijas darbā uzsvars tiks likts uz 25 Gbit/s PAM-4 kanālu pārraides nodrošināšanu. Respektīvi, tiks izpētīts, kā attiecīgas uztvertas jaudas rezerves var tikt pielietotas, lai nodrošinātu pārraidi ar MZM ar pēc iespējas mazāko caurlaides joslu, kas, kā jau tika minēts, var būtiski ietekmēt lielā ātruma (25 Gbit/s) kanālu realizācijas izmaksas [120].

4.4. AFR ietekmes novērtējums kombinētajā 25 Gbit/s (PAM-4), 12,5 Gbit/s (NRZ) WDM-PON sakaru sistēmā

Atsaucoties uz 4.2. apakšnodaļas secinājumiem, analītisko filtru AFR pilnībā neraksturo raidītāja AFR ietekmi uz pārraides sistēmas veiktspēju, līdz ar to, šajā apakšnodaļā tiks novērtēta 4.2. apakšnodaļā definēta raidītāja AFR simulācijas paņēmiena (modelēt raidītāja AFR ietekmi balstoties uz AFR vērtībām 0 Hz, -1 dB un -3dB punktos) atbilstība pielietojumam kombinētajā 25 Gbit/s (PAM-4), 12,5 Gbit/s (NRZ) WDM-PON sakaru sistēmā. Savukārt, apakšnodaļas turpinājumā, izmantojot pēc piedāvāta paņēmiena aprēķinātus AFR modeļus, tiek veikts sākotnējais AFR ietekmes novērtējums uz 25 Gbit/s (PAM-4) kanālu BER.

AFR modeļa aprēķins tika veikts, pielietojot izstrādāto *Matlab* programmu. Sākumā, pamatojoties uz zināmām AFR vērtībām 0 Hz, -1 dB un -3 dB punktos un pielietojot kubisku interpolāciju [147] tika veikts AFR aprēķins līdz -3 dB līmeņiem. Savukārt AFR turpinājums tika aprēķināts pieņemot, ka tālāk līkne ir lineārā (pamatojoties uz AFR no specifikācijas [52]). Jāuzsver, ka ievērojot 4.2. apakšnodaļas secinājumus, par to, ka augstfrekvenču daļai nav būtiskas ietekmes uz signālu, citas AFR turpinājuma iespējas promocijas darba ietvaros netika apskatītas. *Matlab* kods AFR aprēķinam ir 6. pielikumā.

Lai pārbaudītu aprakstīta paņēmiena atbilstību dotajam risinājumam, no MZM specifikācijā [52] pieejamas AFR (4.13.att., zaļa) tika paņemtas nepieciešamas vērtības 0 Hz, -1 dB un -3 dB punktos, attiecīgi, +1 dB, 7,3 GHz un 17,3 GHz, kā rezultātā tika iegūts AFR modelis (4.13.att., zila līkne).



4.13.att. AFR modeļa salīdzinājums ar AFR no specifikācijas.

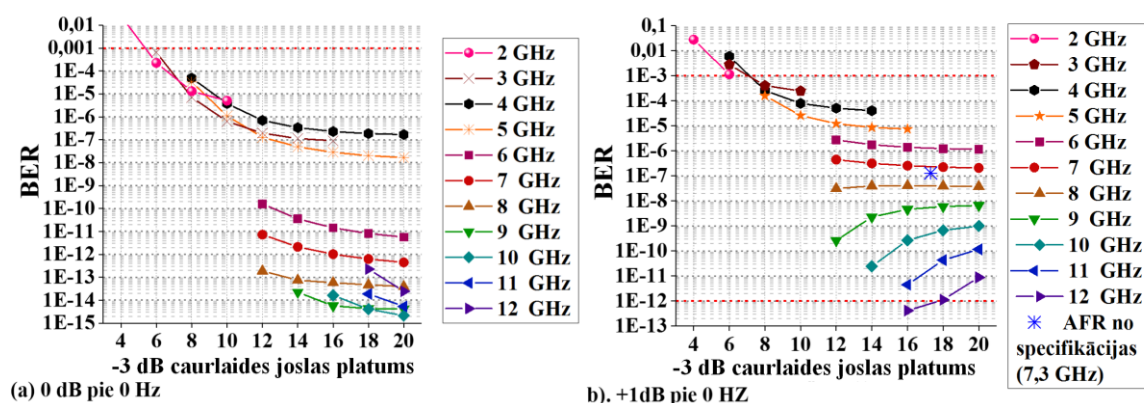
BER vērtības, kas tika iegūtas pie dažādām topoloģijām, kā arī pie 100 GHz un 50 GHz starpkanālu intervāla abām AFR ir apkopotas 4.11. tabulā. Kā var redzēt no 4.11. tabulas, nevienai no konfigurācijām netika novērota BER atšķirība lielāka par pakāpi. Līdz ar to var secināt, ka **pielietojot definēto AFR modelēšanas paņēmu ir iespējams modelēt AFR ietekmi PAM-4 modulētājā WDM-PON ar 25 Gbit/s datu pārraides ātrumu, ar BER atšķirību, kas nepārsniedz vienu BER pakāpi.** Jāpiemin, ka promocijas darba ietvaros netiek apskatīts paņēmiena pielietojums cita veida šķiedru optikas pārraides sistēmas (ar citu datu pārraides ātrumu vai modulācijas formātu), tomēr tas ir viens no tālāka pētījuma plānotajiem virzieniem.

4.11. tabula

4.9. tabula. AFR no specifikācijas un AFR modeļa nodrošinātais BER pie 25 Gbit/s datu pārraides ātruma un PAM-4 modulācijas formāta

Topoloģija	Starpkanālu intervāls	Sliktākā kanāla BER	
		AFR no specifikācijas	AFR modelis
8 kanālu WDM-PON	100 GHz	$7,5 \times 10^{-8}$	$7,2 \times 10^{-8}$
“1 pēc 1”	50 GHz	$2,9 \times 10^{-6}$	$2,7 \times 10^{-6}$
“1 pēc 1”	100 GHz	$1,3 \times 10^{-7}$	$1,4 \times 10^{-7}$
“4 pēc 4”	50 GHz	$4,4 \times 10^{-6}$	$4,1 \times 10^{-6}$
4 pēc 4	100 GHz	$1,5 \times 10^{-7}$	$1,6 \times 10^{-7}$

Ievērojot to, ka saskaņā ar iepriekšējā apakšnodaļā secināto, topoloģija neietekmē kombinētā risinājuma veikspēju, kā arī, saskaņā ar 4.11. tabulu, piedāvātā modeļa pielietojumu visos turpmākajos pētījumos tiks pielietota “1 pēc 1” topoloģija (kas, gadījumā, ja MLR pielietojumam būtu novērota ietekme, būtu “sliktākā” gadījuma scenārijs. Pētījuma turpinājumā tika veikts primārais AFR ietekmes uz 25 Gbit/s (PAM-4) kanālu nodrošināto BER novērtējums (4.14. att.).



4.14.att. AFR ietekmes novērtējums pie 100 GHz starpkanālu intervāla.

Jāatzīmē, ka, lai novērtētu AFR ietekmi, katrai -1 dB vērtībai (no 2 līdz 12 GHz), tika piemērotas iespējamās -3 dB vērtības (no 6 līdz 20 GHz), atlasot turpmākam novērtējumam -1 dB un -3 dB kombinācijas, kuru rezultātā ar piedāvāto AFR aprēķina paņēmieni ir iespējams iegūt atbilstošā veida raksturlīknēs. Respektīvi, tika izmantotas tikai

raksturlīknes, kuram amplitūda, sakot ar uzstādīto maksimumu pastāvīgi samazinās. Rezultātā iegūtas atbilstošās raksturlīknes ir redzamas 7. pielikumā. Kā var redzēt 4.14. attēlā, pie 100 GHz starpkanālu intervāla, lai nodrošinātu BER pie FEC (ar 0 dB pie 0 Hz) minimālām -3 dB caurlaides joslas platumam jābūt vismaz 6 GHz (ar -1 dB caurlaides joslu 2 GHz), savukārt, gadījumā ar +1 dB pie 0 Hz, minimālais -3 dB caurlaides joslas platums ir 8 GHz ar vismaz 3 GHz. No ka seko, ka starpība starp minimālo nepieciešamo -3 dB caurlaides joslas platumu ar 0 un +1 dB pie 0 Hz nepārsniedz 2 GHz.

Ir būtiski atzīmēt, ka 4.14.b. attēlā, pie 9 līdz 12 GHz -1 dB caurlaides joslas ir novērojams BER pieaugums palielinoties -3 dB caurlaides joslas platumam. Tas ir izskaidrojams ar to, ka priekš šiem lielajiem -1 dB caurlaides joslas platumiem, šajā pētījuma apskatītas -3dB caurlaides joslas platumu vērtības (līdz 20 GHz) ir salīdzinoši mazas, kā rezultātā iegūtajām līknēm nav izteikta slīpuma (kāds bija iepriekšējos gadījumos, kā arī AFR modelim no specifikācijas). Līdz ar to, pētījuma turpinājumā šīs vērtības netiks izmantotas, jo kaut arī teorētiski šāds AFR varētu būt iespējams, tas neatbilst promocijas darba apskatītajam sliktākajam gadījumam (kura pamatā ir reālā MZM AFR no specifikācijas), respektīvi izteiktajam AFR slīpumam.

AFR ietekmes novērtējuma rezultāti pie 50 GHz starpkanālu intervāla ir apkopoti 4.12. tabulā, savukārt BER atkarība no -1 dB un -3 dB caurlaides joslas platumu vērtībām ir pieejama 4.9. pielikumā.

4.12. tabula

Minimālās -3 dB un -1 dB caurlaides joslas platumu vērtības, kas ir nepieciešamas, lai nodrošinātu pārraidi ar $BER \leq 1 \times 10^{-3}$

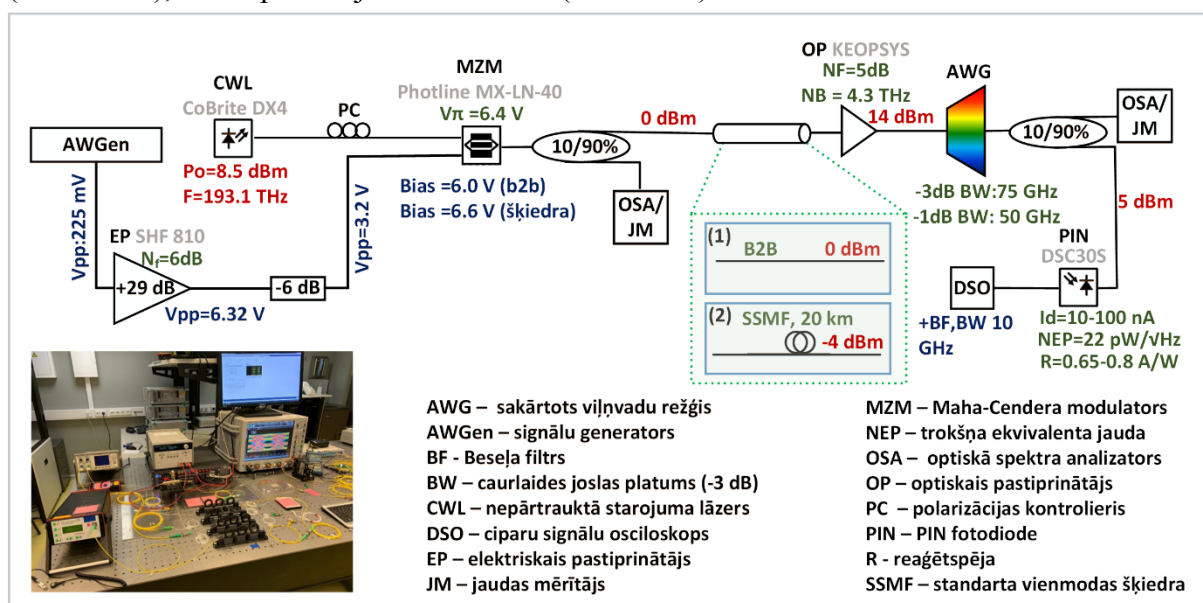
	Minimālais -3 dB caurlaides joslas platums pie FEC [GHz]	Minimālais -1 dB caurlaides joslas platums pie FEC [GHz]
0 dB pie 0 Hz	6	2
+1 dB pie 0 Hz	8	4

Kā var redzēt no 4.12. tabulas, arī pie 50 GHz starpkanālu intervāla atšķirība starp minimāli pieļaujamo -3 dB caurlaides joslu ir 2 GHz. Savukārt, novērtējot atšķirību starp 100 GHz un 50 GHz starpkanālu intervāla pielietojumu, var secināt, ka būtiskas atšķirības nav novērotas. Respektīvi, vienīga atšķirība (1 dB), kas tika novērota ir minimālajā -1 dB caurlaides joslas platumā gadījumā ar +1 dB pie 0 Hz.

Pamatojoties uz šajā veiktā novērtējuma rezultātiem promocijas darba turpinājumā tiks apskatīta tikai AFR ar +1dB pie 0 GHz (kas ir sliktākais gadījums, kas, turklāt, ir balstīts uz reālās iekārtas specifikāciju [52]) un pielietojot 100 GHz starpkanālu intervālu (kā pamata starpkanālu intervālu ITU-T G.989.2 rekomendācijā). Tomēr, šajā sakarā ir būtiski uzsvērt, ka ievērojot to, ka piedāvātais AFR modelēšanas paņēmieni ir piemērots arī 50 GHz starpkanālu intervālam (skatīt 4.11. tabulu) nepieciešamības gadījumā arī tas var tikt novērtēts ar promocijas darba izstrādāto modeli.

4.5. Vienkanāla 25 Gbit/s PAM-4 modulētas pārraides sistēmas eksperimentālā realizācija

Nākamajā pētījuma posmā modelis tika pārbaudīts eksperimentāli. Kā jau tika pierādīts iepriekš, 25 Gbit/s PAM-4 modulētājā WDM-PON pārraides sistēmā kanāliem nav būtiskās savstarpējas ietekmes, tāpēc, ņemot vērā RTU TI ŠOPS laboratorijas aprīkojuma pieejamību, tika realizēta vienkanāla pārraides sistēmā (4.15. att.). Lai iegūtos rezultātus varētu attiecināt uz WDM-PON, vienkanāla sistēmai tika pielietots AWG demultipleksors 100 GHz starpkanālu intervālam (ar tādiem pašiem -3 dB un -1 dB caurlaides joslas platumiem, kā AWG, kas tika izmantoti simulācijās). Svarīgi ir arī atzīmēt, ka laboratorijā pieejamā PIN fotodiode (*Discovery Semiconductors DSC30S*) ir lielas jaudas (*angl. high power*), respektīvi, tā pieļauj lielas ieejas signāla jaudas (līdz +16 dBm), toties arī minimāla ieejas jauda tai arī ir liela (vismaz +4 dBm). Kas ir daudz vairāk par PON risinājumiem paredzēto PIN uztvērēju jūtību. Līdz ar to redzamajā shēmā tiek pielietots pastiprinātājs (EDFA) ar fiksēto izejas jaudu 14 dBm. Būtiski uzsvērt, ka, gadījumā, ja būtu pieejams piemērots uztvērējs, EDFA nebūtu nepieciešams. Eksperimentālā shēma tika realizēta, pielietojot laboratorijā esošo aprīkojumu, respektīvi – 40 GHz MZM modulatoru (*Photline MX-LN-40*) un 20 GHz PIN fotouztvērēju (*Discovery Semiconductors DSC30S*). Eksperimenta laikā tika veikti mērījumi pie diviem līnijas variantiem – bez šķiedras (4.15.1. att.), kā arī pielietojot 20 km SMF (4.15.2.att.).



4.15.att. Eksperimentālā vienkanāla 25 Gbit/s PAM-4 modulēta pārraides sistēma.

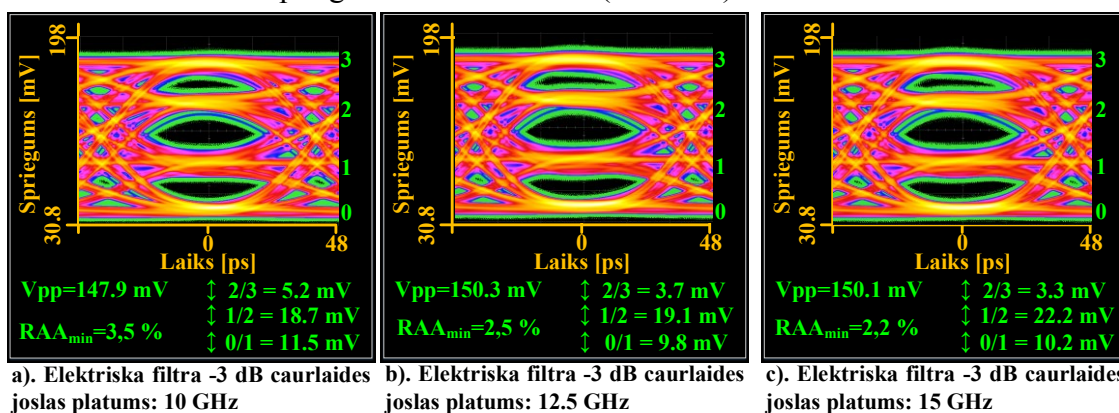
Signāla kvalitāte tika novērtēta, pielietojot acu diagrammas augstumu, kas tika noteikts ar *Keysight* ciparu osciloskopu (*angl. digital storage oscilloscope, DSO*), jo izmantotais analītiskais BER novērtējums ir tieši saistīts ar acu diagrammu [114]. Lai salīdzinātu eksperimentālas acu diagrammas voltos un simulācijā iegūtas acu diagrammas ampēros, kā arī lai veiktu salīdzinājumu neatkarīgi no strāvas un sprieguma vērtībām, tika pielietots relatīvs acs augstums (RAA). Tas tika definēts pamatojoties uz [145] piedāvāto raksturojumu divlīmeņu acu diagrammai, tomēr šajā gadījumā, par acu diagrammas amplitūdu tika uzskatīts osciloskopa

noteiktais V_{pp} (*angl. peak-to-peak*, maksimums - minimums) spriegums, attiecīgi, simulācijas gadījumā tika pielietota I_{pp} strāva.

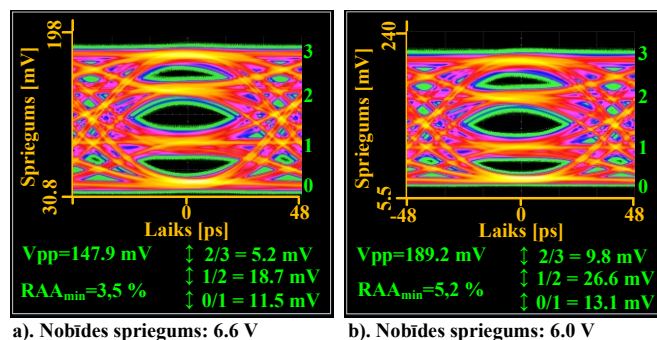
Ir būtiski atzīmēt, ka eksperimenta pielietotie instrumenti (signālu ģenerators (*angl. arbitrary waveform generator, AWGen*) un DSO) arī ienes signāla kropļojumus [60, 61], kam reālās sistēmas gadījumā nevajadzētu būt. Pat veicot signāla korekciju saskaņā ar ražotāja rekomendāciju [61], rezultātā iegūtais signāls ir kropļots (acu diagrammā ir pieejama 5.3. pielikumā). Līdz ar to, lai uzlabotu sākuma signāla kvalitāti, kā arī, lai novērtētu signāla joslas platuma ierobežojumu raidītājā, DSO signālam tika veikta papildus elektriska signāla filtrēšana (pielietojot 4 p. Beseļa filtru), kā arī šī filtra -3 dB caurlaides joslas platuma novērtējums.

Kā rezultātā tika noskaidrots, ka, pielietojot papildus Beseļa filtru ar -3 dB joslas platumu vienādu ar 10 GHz, mazāko acs augstumu [mV] sākuma elektriskajām signālam var palielināt par 36% (acu diagrammas 5.4. pielikumā). Kas apstiprina 3. nodaļas secinājumu, par to, ka gadījumā, ja PAM-4 elektriskā signāla joslas platums netiek ierobežots ar šaurjoslas uztvērēju, ir nepieciešams papildus elektriskais filtrs. Svarīgi atzīmēt, ka sākuma elektriskam signālam tika veikta arī impulsa augšanas laika pieskaņošana, kā rezultātā tika noteikts impulsa augšanas laiks (32 ps), kas sākuma elektriskām signālam nodrošināja lielāko minimālo acs augstumu.

Pirmajā posmā (bez šķiedras) tika veikts elektriska filtra -3 dB caurlaides joslas platuma novērtējums, kā rezultātā tika noskaidrots, ka lielākais acs augstums slīktākajai acij tiek nodrošināts, pielietojot 4 polu Beseļa filtru ar 10 GHz -3 dB caurlaides joslas platumu (4.16.att.) un modulatora nobīdes spriegumu vienādu ar 6V (4.17. att.).

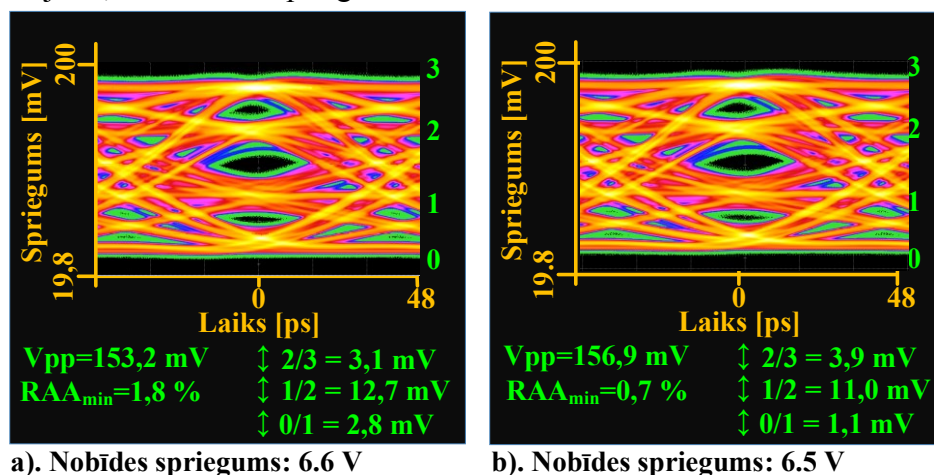


4.16.att. Uztvērēja elektriska filtra -3 dB caurlaides joslas platuma pieskaņošana.



4.17.att. MZM modulatora nobīdes sprieguma pieskaņošana.

Tad otrajā eksperimenta posmā tika realizēta pārraide, izmantojot 20 km standarta vienmodas šķiedru. Vispirms tika pieskaņots nobīdes spriegums (uztvērējā pielietojot 10 GHz Beseļa filtru), un, kā var redzēt 4.18. attēlā, pieskaņošanas rezultāti atšķiras no pārraides bez šķiedras gadījuma. Respektīvi, samazinot nobīdes spriegumu no 6,6 V līdz 6,5 V minimālais relatīvais acs augstums arī samazinās (no 1,8% līdz 0,7%). Līdz ar to, turpmākie mērījumi tika veikti pielietojot 6,6 V nobīdes spriegumu.



4.18.att. MZM modulatora nobīdes sprieguma pieskaņošana eksperimentālajā vienkanāla 25 Gbit/s (PAM-4) pārraides sistēma (pārraide uz 20 km).

Jāpiemin, ka šajā gadījumā arī tika veikts elektrisko filtru caurlaides joslas platuma novērtējums un lielākais RAA sliktākajai acij tika nodrošināts, pielietojot 12,5 GHz elektrisko filtru. Tomēr, ievērojot, ka promocijas darbā uzsvars tiek likts uz elementiem ar -3 dB caurlaides joslu vienādu ar 10 GHz, tieši 4.18.a.attēlā redzamā acu diagramma, kas tika iegūta pielietojot 10 GHz filtru, tika izmantota turpmākajām salīdzinājumam.

Svarīgi ir atzīmēt, ka, lai eksperimentāli novērtētu 25 Gbit/s PAM-4 signāla pārraides uz 20 km realizācijas iespējas ar BER mazāko par 1×10^{-3} , tika veikti BER mērījumi (ar šķiedru, 6,6 V nobīdes spriegumu un 10 GHz Beseļa filtru), pielietojot tiešo kļūdu skaitīšanu, ko nodrošina DSO). Kā rezultātā pēc 53383284 bitu pārraides kļūdas netika novērotas (acu diagrammas un mērījumu rezultāti ir pieejami 5.5. pielikumā). Savukārt, ar [144] piedāvāto metodi tika noteikts, ka minimālais bitu skaits, ko ir nepieciešams pārraidīt bez kļūdām, lai ar 99% ticamības līmeni (*angl. confidence level, CL*) apgalvotu, ka sistēmas BER ir mazāks par noteikto BER vērtību (šajā gadījumā 1×10^{-3}) ir 4605 biti (izteiksme (4.1.)).

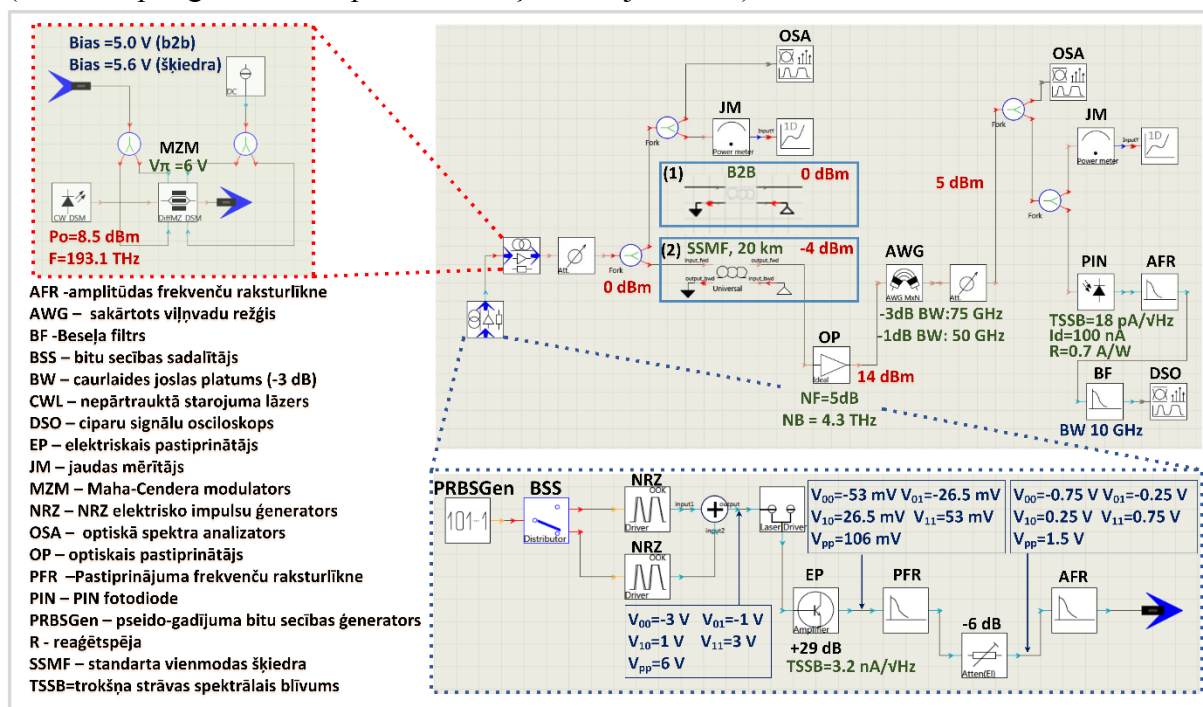
$$N_{bits} = \frac{-\ln(1 - CL)}{BER} = \frac{-\ln(1 - 0,99)}{0,001} = 4605 \quad (4.1)$$

Pamatojoties uz to, ka eksperimentā bez kļūdām pārraidīto bitu skaits ir būtiski lielāks, var secināt, ka **ir iespējams eksperimentāli nodrošināt 25 Gbit/s PAM-4 signāla pārraidi uz 20 km.**

Nākamajā pētījuma posmā, tika izvirzīts uzdevums pārbaudīt izstrādāto kombinēta WDM-PON modeli, salīdzinot to ar eksperimenta rezultātiem. Ievērojot iepriekšminētās būtiskās atšķirības (kas ir izskaidrojamas ar laboratorijas aprīkojuma pieejamību) starp

eksperimentālo sistēmu, ko bija iespējams realizēt RTU TI ŠOPS laboratorijā, un izstrādāto simulācijas modeli, tika pieņemts lēmums atkārtot eksperimenta rezultātos, pievienojot modelim papildus elementus, kā arī uzstādot eksperimenta pielietotu elementu parametrus. Tādejādi tika pārbaudīts, vai izmantojot promocijas darbā pielietoto modeli un pamatojoties uz tehniskajās specifikācijās pieejamo informāciju par elementiem ir iespējams iegūt rezultātus, kas būtu tuvi eksperimentāli realizētas pārraides sistēmas rezultātiem.

Lai to nodrošinātu, laboratorijā realizētā eksperimentālā vienkanāla 25 Gbit/s PAM-4 modulēta pārraides sistēma (4.15.att.) tika realizēta *VPI Design Suite* programmatūrā par pamatu izmantojot 4.12. attēlā redzamo modeli, bet ar eksperimentālās pārraides sistēmas struktūru un atbilstošo elementu parametriem no tehniskajām specifikācijām. Rezultātā iegūtais modelis ir redzams 4.19. attēlā. Svarīgi atzīmēt, ka, pielietojot papildus vājinātājus, tika nodrošināts, lai jaudas budžets būtu pilnīgi tāds pats kā eksperimenta laikā. Tā kā termiska trokšņa strāvas vērtība elektriska pastiprinātāja specifikācija nebija pieejama, tā tika aprēķināta, pamatojoties uz specifikācijā norādīto trokšņa faktoru un [101] pieejamās izteiksmes (pieņemot, ka pastiprinātāja ieejā ir termiskais troksnis). Būtiski atzīmēt, ka impulsa augšanas laiks tika uzstādīts tāds pats kā eksperimentā (32 ps), kā arī tika pieskaņots nobīdes spriegums. Gadījumā ar šķiedru to bija nepieciešams palielināt (līdz 5V), savukārt bez šķiedras tas palika vienāds ar 4,6 V. Svarīgi atzīmēt, ka līdzīga tendence tika novērota arī eksperimenta gaitā (nobīdes spriegums veicot pārraidi ar šķiedru bija lielāks).

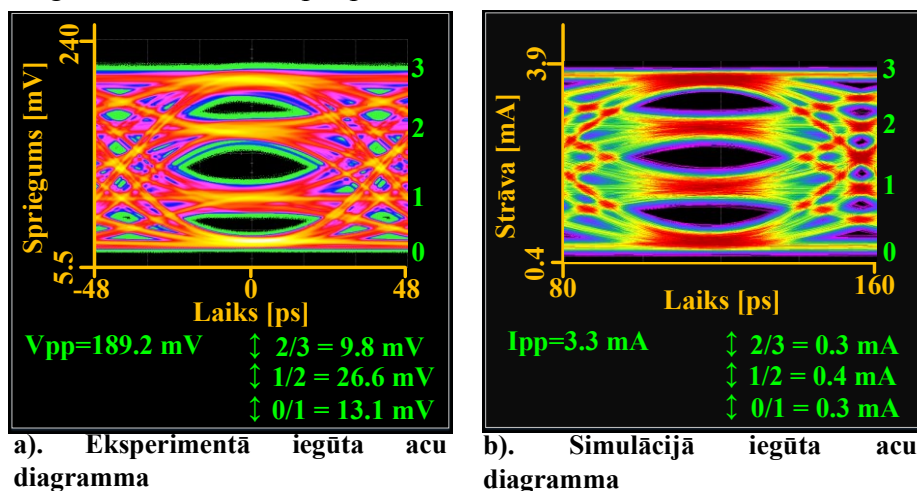


4.19.att. Vienkanāla 25 Gbit/s PAM-4 modulētas pārraides sistēmas modelis *VPI Design Suite*.

Lai salīdzinātu eksperimenta un simulācijas rezultātus neatkarīgi no acu augstumu vienmērīguma, tika ieviests arī papildus raksturojums – kopējais relatīvais acu augstums. Tas bija nepieciešams objektīvām salīdzinājumam, jo eksperimenta tika novērots nevienmērīgs sadalījums starp acīm, savukārt, tas ir tikai atsevišķs gadījums, jo vienmērīgākus (nekā veiktajā

eksperimenta) acu augstumus ir iespējams nodrošināt arī eksperimentāli (piemēram, [27, 34, 35, 74, 99, 108, 126]), pieskaņojot atbilstošo modulatora vadības procesu.

Eksperimenta laikā iegūta acu diagramma un simulācijas rezultātā iegūta acu diagramma ir redzamas, attiecīgi, 4.20.a. un 4.20.b. attēlos. Savukārt, abu acu diagrammu relatīvo acs augstumu vērtības ir apkopotas 4.13. tabulā.



4.20.att. Vienkanāla 25 Gbit/s PAM-4 pārraides sistēmas acu diagrammas, kas tika iegūtas pārraidē bez šķiedras (a) eksperimentā un (b) simulācijas laikā.

4.13. tabula

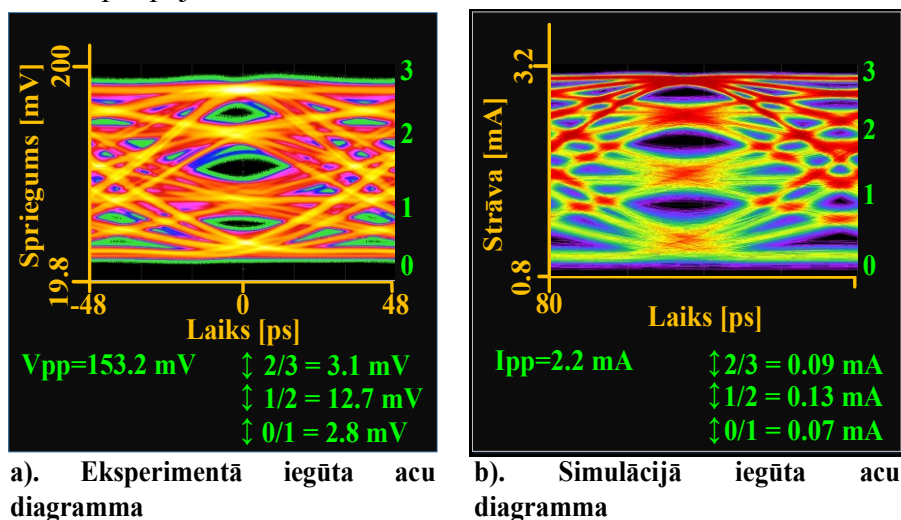
Acu diagrammu, kas tika iegūtas 25 Gbit/s PAM-4 modulēta signāla pārraidē bez šķiedras eksperimentā un simulācijas laikā relatīvo acs augstumu novērtējums

Acs	Relatīvs acs augstums		Kopējais relatīvs acs augstums	
	Eksperiments	Simulācija	Eksperiments	Simulācija
2/3	5,2%	9,1%	26,2%	30,3%
1/2	14,1%	12,1%		
0/1	6,9%	9,1%		

Kā var redzēt no 4.11. tabulas, kaut arī atšķirība minimālajā relatīvajā acu augstumā (2/3 acij) ir būtiska – vienāda ar 3,9%, pie relatīviem acu augstumiem attiecīgi 5,2% (eksperimentā) un 9,1% (simulācijā), šī atšķirība ir galvenokārt izskaidrojama ar to, ka, pieskaņojot vadības un nobīdes spriegumu vērtības, simulācijas modelī tika nodrošināti vienmērīgāki acu augstumi visām trim acīm. Nobīdes spriegums tika pieskaņots arī eksperimenta laikā (bet vadības signāla amplitūda netika mainīta) un šajā gadījumā mainījās sadalījums starp 2/3 un 0/1 acīm, savukārt, vidējās acs augstums palika apmēram nemainīgs. Šajā sakarā ir būtiski vēlreiz uzsvērt, ka vienmērīgākus acu augstumus pie PAM-4 modulēta signāla pārraides bez šķiedras ir iespējams realizēt arī eksperimentālā ceļā, piemēram [27, 34, 35, 74, 99, 108, 126]. Turklāt jāatzīmē, ka kopējais relatīvais acu augstums eksperimentam un simulācijai atšķiras tikai par 4,1% (kas nozīmē, ka relatīvā starpība (attiecībā pret eksperimentā nodrošināto kopējo acu augstumu) ir 15,6 %). Ko, savukārt, var uzskatīt par pieņemamu, ievērojot jau augstāk pieminētos sākuma elektriska signāla kropļojumus, kas rodas AWG un

DSO ietekmē. Par vēl vienu iemeslu simulācijas un eksperimentālo rezultātu atšķirībai var minēt arī atšķirību pārraidīto bitu skaitā. Respektīvi, simulācijā tika pārraidīti 32768 biti, kas ir maksimālais iespējamais skaits un, kas saskaņā ar [114] ir pilnīgi pietiekams analītiskajam BER novērtējumam. Savukārt eksperimenta laikā, acu augstumi tika mērīti pie bitu skaita, kas pārsniedz 40960×10^3 (vairāk nekā 1000 signālu ar 40960 bitiem katrā). Šāds bitu skaits tika izvēlēts, jo pie šī bitu skaita acu augstumu mērījuma palika konstanti salīdzinoši ilgu laiku – pārstāja nepārtraukti mainīties.

Turpinājumā tika salīdzinātas acu diagrammas, kas tika iegūtas, veicot pārraidi ar 20 km šķiedru (4.21.a. att. (eksperiments), 4.21.b. att. (simulācija)), savukārt 4.14. tabulā ir redzams rezultātu apkopojums.



4.21.att. Vienkanāla 25 Gbit/s PAM-4 pārraides sistēmas acu diagrammas, kas tika iegūtas pārraidē ar šķiedru (a) eksperimentā un (b) simulācijas laikā.

Svarīgi uzsvērt, ka šajā gadījumā atšķirības starp eksperimentu un simulāciju ir mazākas. Respektīvi, atšķirība minimālajā relatīvajā acu augstumā (0/1 acij) ir 1,6 %, pie relatīviem acu augstumiem attiecīgi 1,8% (eksperimentā) un 3,4% (simulācijā), savukārt atšķirība kopējā acu augstumā ir 1,1%, kas nozīmē, ka relatīvā starpība (attiecībā pret eksperimentā nodrošināto kopējo acu augstumu) ir 9,9 %). Jāuzsver, ka promocijas darbā tiek pētīta tieši pārraide ar 20 km šķiedru, kā arī BER vērtības ap 1×10^{-3} (kad signāla kvalitāte ir zema), līdz ar to tieši šī novērtējuma rezultāti ir svarīgāki.

4.14. tabula

Acu diagrammu, kas tika iegūtas 25 Gbit/s PAM-4 modulēta signāla pārraidē ar 20 km šķiedru eksperimentā un simulācijas laikā relatīvo acs augstumu novērtējums

Acs	Relatīvs acs augstums		Kopējais relatīvs acs augstums	
	Eksperiments	Simulācija	Eksperiments	Simulācija
2/3	2,0 %	4,2 %	12,1 %	13,3 %
1/2	8,3 %	5,7 %		
0/1	1,8 %	3,4 %		

Apkopojot eksperimentālas un modelētas pārraides sistēmas salīdzinājuma rezultātus, var secināt, ka **pamatojoties uz tehniskajos specifikācijās norādītajiem parametriem ir iespējams pietiekoši precīzi simulēt PAM-4 modulēta signāla pārraidi uz 20 km attālumu ar 25 Gbit/s datu pārraides ātrumu (nodrošinot līdz 10% atšķirību kopējā relatīvajā acu augstumā).**

Turpinājumā 4.19. attēla modelim, kas tika pielietots eksperimentālās pārraides sistēmas modelēšanai, tika veikta ietekmējošo faktoru analīze, kuras pamātā tika papildināts promocijas darbā izstrādātais kombinēta risinājuma modelis. Sākumā tika izanalizēts elektriska signāla ģenerēšanas process. Kā var redzēt 4.19. attēlā, atšķirībā no iepriekšējām simulācijas shēmām, šajā gadījumā tika simulēts reāls elektriskā modulatora vadības signāla ģenerēšanas process – respektīvi zema sprieguma datu signāls (milivoltos) tika pārveidots modulatoram piemērotajā signālā (voltos) pielietojot elektrisko pastiprinātāju. BER vērtības ir apkopotas tabulā.

4.15. tabula

Ietekmējošo faktoru MZM vadības procesā novērtējums modelim, kas tika pielietots eksperimentālās pārraides sistēmas modelēšanai

Konfigurācija	BER
Sliktākais PAM-4 kanāls (192,8 THz) kombinētajā sistēmā	$9,1 \times 10^{-8}$
Viens PAM-4 kanāls (192,8 THz)	$8,8 \times 10^{-8}$
Viens PAM-4 kanāls. Modulatora vadības shēmas izmaiņa (ar ideālo pastiprinātāju)	$8,8 \times 10^{-8}$
Viens PAM-4 kanāls. Modulatora vadības shēmas izmaiņa (ievērojot pastiprinātāja AFR)	$4,1 \times 10^{-6}$
Viens PAM-4 kanāls. Modulatora vadības shēmas izmaiņa (ievērojot pastiprinātāja AFR un pastiprinātāja troksni)	$4,1 \times 10^{-6}$
Viens PAM-4 kanāls. Frekvences nomaiņa (193,1 THz)	$2,8 \times 10^{-6}$

Kā var redzēt no 4.15. tabulas, ievērojama ietekme uz BER ir elektriska pastiprinātāja AFR (BER palielinājums ap divām pakāpēm). Ir svarīgi atzīmēt, ka pielietotā elektriskā pastiprinātāja (*SHF 810*) -3 dB caurlaides joslas platums ir liels (40 GHz), turklāt, tā AFR formai nav izteikta slīpuma, līdz ar to var secināt, ka galvenais noteicošais faktors šajā gadījumā ir līknes nevienmērīgums, kā arī tas savstarpēja ietekme ar MZM AFR. Būtiski atzīmēt, ka nevienmērīgs elektrisko pastiprinātāju pastiprinājums ir minēts rakstā [11], kā viens no nozīmīgākajiem ietekmējošajiem faktoriem liela ātruma (100 Gbit/s) ŠOPS. Līdz ar to, šāds elektriskā signāla ģenerēšanas process tiks pievienots arī promocijas darbā izstrādātajam kombinēta risinājuma modelim.

Nākamajā posmā, tika izanalizētas pārejas atšķirības starp eksperimentā atveidošanai pielietoto simulācijas shēmu (4.19. att.) un iepriekš pielietoto modeli (4.12. att.). Respektīvi, cits impulsa augšanas laiks, citas MZM un PIN AFR, citas PIN parametru vērtības, papildus 10 GHz Beseļa filtrs, cits jaudas budžets, kā arī papildus optiskais pastiprinātājs. Novērtējuma

rezultāti ir apkopoti 4.16. tabulā un no tiem var redzēt, ka būtiska ietekme uz BER (ap divām BER pakāpēm) ir impulsa augšanas laikam.

Līdz ar to, pamatojoties uz veiktās analīzes rezultātiem var secināt, ka **kombinēta risinājuma modelis (4.12. att.) ir jāpapildina ar atbilstošo modulatora vadības ķēdi (ar elektrisko pastiprinātāju), turklāt, bez iepriekš definētajiem ietekmējošiem faktoriem – dispersija, raidītāja AFR un troksnis) ir būtiski novērtēt arī impulsa augšanas laika ietekmi.**

4.16. tabula

Pārējo ietekmējošo faktoru novērtējums modelim, kas tika pielietots eksperimentālās pārraides sistēmas simulācijai

Konfigurācija	BER
Sākuma pārraides sistēma (4.19.att.)	$4,5 \times 10^{-4}$
Ar iepriekšējos pētījumos pielietotajiem: nobīdes spriegumu (4,6 V), raidītāja un uztvērēja AFR [52] [136], bez papildus elektriskā filtra	$3,1 \times 10^{-4}$
Ar iepriekš pielietotiem PIN parametriem (reaģētspēju, tumsas un termisko troksni)	$4,5 \times 10^{-4}$
Bez optiska pastiprinātāja	$6,4 \times 10^{-4}$
Ar iepriekšējo jaudas budžetu un otro AWG multipleksoru	$2,7 \times 10^{-4}$
Ar iepriekšējo impulsa augšanas laiku	$2,8 \times 10^{-6}$

Apkopojot šīs apakšnodaļas, kā arī 3.2. un 4.3. apakšnodaļās secināto, tika definēts sekojošs **promocijas darba secinājums:**

Kombinētajā 12,5 Gbit/s (NRZ) un 25 Gbit/s (PAM-4) WDM-PON sakaru sistēmā MLR kombinētā risinājuma koncepta pielietojums, kā arī starpkanālu intervāla samazinājums līdz 50 GHz būtiski (ne vairāk par BER pakāpi vai 1 dB) neietekmē sistēmas veiktspēju (BER, minimālo nepieciešamo uztverto jaudu), savukārt, galvenie PAM-4 kanālu pārraidi ietekmējošie faktori tāpat kā 25 Gbit/s (PAM-4) WDM-PON sistēmā ir hromatiskā dispersija, pārraides sistēmas amplitūdas frekvenču raksturojums, uztvērēja termiskais troksnis un impulsa augšanas laiks.

Būtiski atzīmēt, ka, ievērojot impulsa augšanas laika ietekmi uz impulsa formu un līdz ar to arī uz AFR ietekmi, tika veikta AFR modeļa pārbaude eksperimentālas shēmas simulācijas modelim pie divām dažādām impulsa augšanas laika vērtībām, kuras rezultātā tika noteikts, ka arī šajā gadījuma atšķirība starp AFR modeļi un AFR no specifikācijas nepārsniedz BER pakāpi (4.15.tabula).

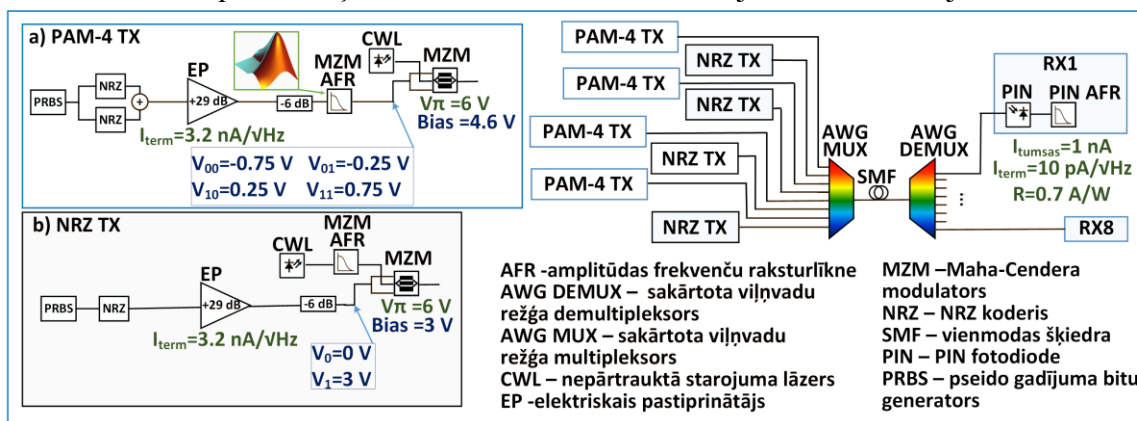
4.15. tabula

AFR no specifikācijas un AFR modeļa nodrošināta BER salīdzinājums vienkanāla 25 Gbit/s (PAM-4) pārraides sistēmas modelim, kas tika pielietots eksperimentālās pārraides sistēmas modelēšanai

Impulsa augšanas laiks	AFR	AFR modelis
11ps	$2,8 \times 10^{-6}$	$1,8 \times 10^{-6}$
32ps	$2,8 \times 10^{-4}$	$2,2 \times 10^{-4}$

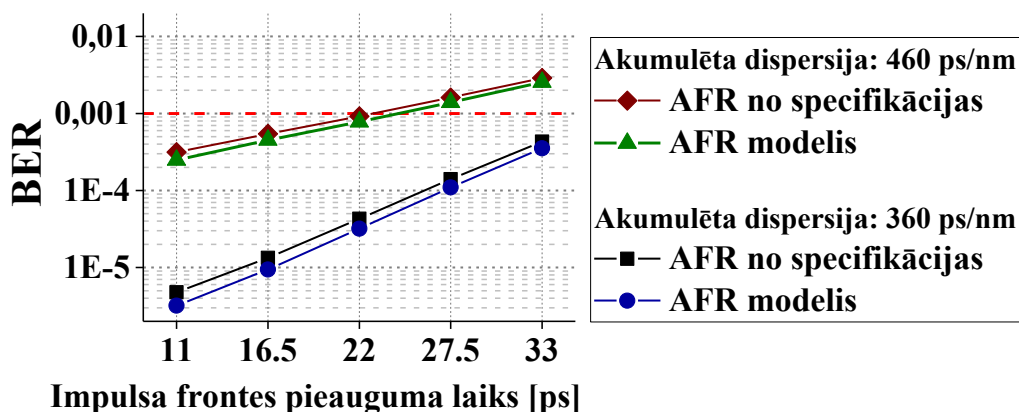
4.6. Galveno ietekmējošo faktoru pielaides robežu novērtējums kombinētajā 25 Gbit/s (PAM-4) un 12,5 Gbit/s (NRZ) WDM-PON sakaru sistēmā

Gala modelis kombinētai 25 Gbit/s (PAM-4), 12,5 Gbit/s (NRZ) modulētai WDM-PON pārraides sistēmai ir redzams 4.22. attēlā. Salīdzinājumā ar 4.12.attēlā redzamo modeli, tas tika pilnveidots saskaņā ar iepriekšējā apakšnodaļā secināto, kā arī papildināts ar 4.2. apakšnodaļā piedāvāto un 4.4. apakšnodaļā realizēto un novērtēto raidītāja AFR simulācijas modeli.



4.22.att. Vienkanāla 25 Gbit/s PAM-4 modulētas pārraides sistēmas modelis *VPI Design Suite*.

Lai vēlreiz pārliecinātos par promocijas darbā piedāvāta AFR simulācijas paņēmiena atbilstību, tika iegūtas BER atkarības no impulsa augšanas laika pie divām akumulētas dispersijas vērtībām (360 ps/nm – atbilst pārraidei uz 20 km optiskajā C joslā, 460 ps/nm – atbilst pārraidei uz 20 km optiskajā L-joslā) [30]. Kā var redzēt 4.23. attēlā, arī šajā gadījumā nav novērota būtiska atšķirība starp AFR modeli un AFR no specififikācijas.

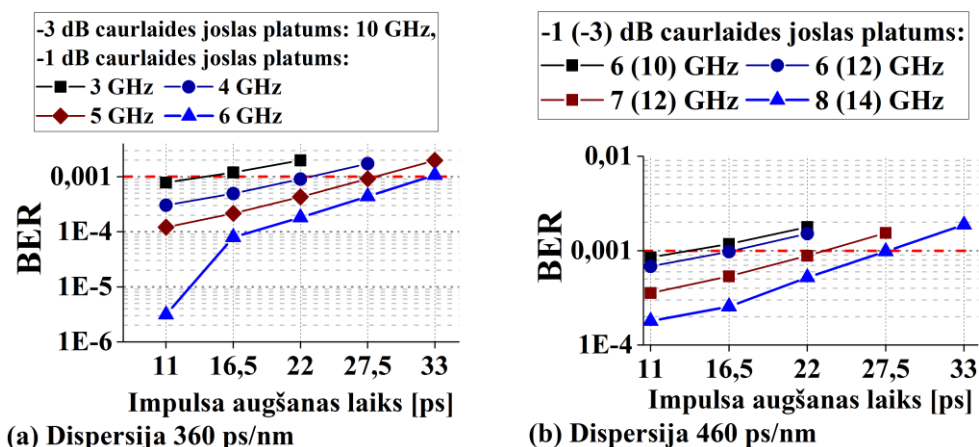


4.23.att. BER atkarība no impulsa augšanas laika AFR modelim un AFR no specifikācijas.

Promocijas darba pēdējā pētījuma uzdevums bija noteikt (pielietojot izstrādātu raidītāja AFR modelēšanas paņēmieni) minimālus raidītāja AFR -1 dB un -3 dB caurlaides joslas platuma lielumus pie kuriem ir iespējams nodrošināt PAM-4 kanālu pārraidi kombinētajā 12,5 Gbit/s (NRZ), 25 Gbit/s (PAM-4) WDM-PON, kā arī atbilstošās iepriekšdefinēto galveno

ietekmējošo faktoru (hromatiskā dispersija, impulsa augšanas laiks, kā arī uztvērēja termiskais troksnis) pielaides robežas.

Sākumā tika veikts dažādu AFR (kas tika izvēlētas pamatojoties uz 4.14. attēlā redzamajiem rezultātiem) nodrošināta BER novērtējums atkarībā no impulsa augšanas laika pie divām akumulētas dispersijas vērtībām (360 ps/nm (C josla, 18 ps/nm/km) un 460 ps/nm/km (L josla, 23 ps/nm/km)). Respektīvi, sākuma impulsa augšanas laiks 11 ps, kas tika izmantots iepriekš, pamatojoties uz [59], tika palielināts līdz 33 ps (ar soli 5,5 ps), tādējādi gan saglabājot mērogojamību attiecībā uz iepriekš izmantoto impulsa augšanas laiku, gan aptverot eksperimentā pielietotu 32 ps vērtību. Kā var redzēt 4.24. attēlā, impulsa augšanas laiks būtiski ietekmē nodrošināto BER un kā rezultātā arī minimāli pieļaujamus -1 un -3 dB caurlaides joslas platumus.



4.24. att. BER atkarībā no impulsa augšanas laika pie (a) 360 ps/nm un (b) 460 ps/nm akumulētas dispersijas.

Risinājumam atbilstoša impulsa augšanas laika vērtība tika izvēlēta sekojošā veidā. *VPI Design Suite* [114] piedāvā kā noklusējuma vērtību impulsa augšanas laiku vienādu ar 25% no impulsa ilguma, kas mūsu gadījumā ir 20 ps, savukārt eksperimenta pielietota signālu ģeneratora (*Keysight M8195A*) tehniskajā specifikācijā [61] ir norādīts 24 ps impulsa augšanas laiks. Jāatzīmē, ka ir pieejamas arī mazākas impulsa augšanas laika vērtības, piemēram, PRBS ģeneratora, kas ir paredzēts pārraidei ar datu ātrumu 0,1 līdz 45 Gbit/s, tehniskajā specifikācijā [1] ir norādīts impulsa augšanas laiks vienāds ar 19 ps. Tomēr, par pamatu tika izvēlēta 24 ps impulsa ilguma vērtība ir no TI ŠOPS laboratorijā pieejamās iekārtas specifikācijas un turklāt ir tuva 4.24.attēla vidējai vērtībai (22 ps). Kā var redzēt, 4.24. attēlā, pie 360 ps/nm akumulētas dispersijas un 24 ps impulsa augšanas laika ir iespējams nodrošināt BER, kas nepārsniedz 1×10^{-3} , pielietojot AFR ar -1 un -3 dB caurlaides joslas platumu, kas nav mazāks par, attiecīgi 5 un 10 GHz, savukārt pie 460 ps/nm – kas nav mazāks par, attiecīgi, 8 un 14 GHz. Tieši šīs līknes arī tika izvēlētas turpmākajām novērtējumiem.

Savukārt, robežas termiskā trokšņa novērtējumam tika izvēlētas sekojoši. Līdz šim promocijas darbā tika pielietotā termiskā trokšņa strāvu raksturojoša vērtība ap 1×10^{-11} A/√Hz, kas atbilst *VPI Design Suite* [114] noklusētajai vērtībai.

Šajā gadījumā uztvērēja jutība, kas tika aprēķināta, pielietojot (2.40.) un (4.2.) izteiksmes [84] ir ap -20 dBm pie BER= 1×10^{-12} (Q faktors=7,04) (pie promocijas darba pielietotas reaģētspējas vienādas ar 0,7 A/W un -3 dB caurlaides joslas platuma vienāda ar 10 GHz).

$$\sigma_T = \sqrt{S_T \times BW} \quad (3)$$

kur S_T ir termiskā trokšņa spektrālais blīvums [A^2/Hz], bet BW ir uztvērēja -3 dB caurlaides joslas platums [Hz] [84].

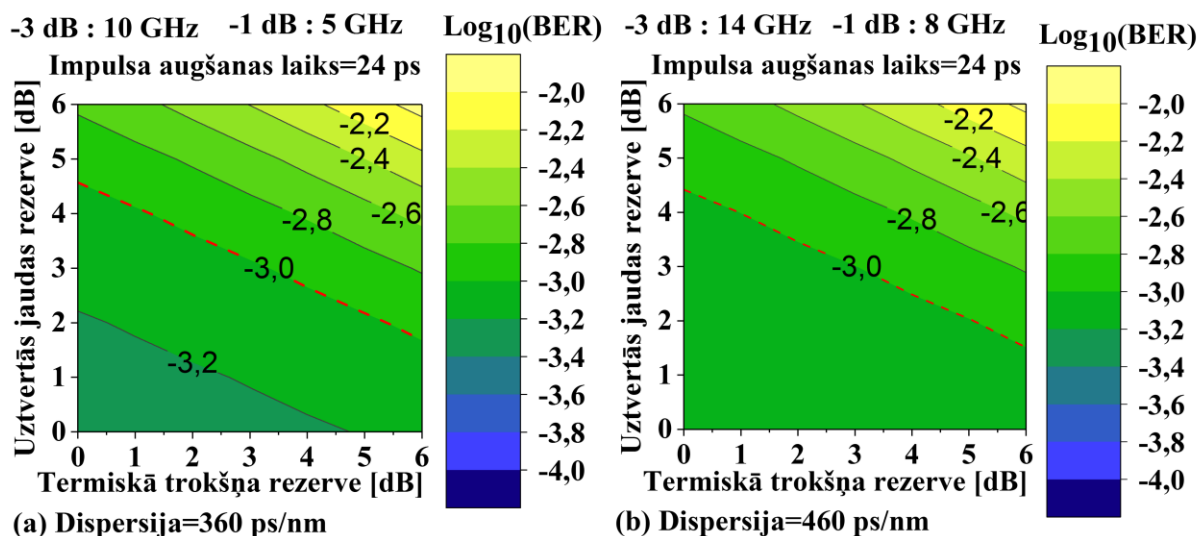
Matlab kods jutības aprēķinam ir pieejams 8.pielikumā. Attiecīga vērtība iekļaujas [142] definētās robežās 10 Gbit/s pārraidei paredzētajiem uztvērējiem (no -20,5 līdz -18 dBm), un ir sastopama arī komerciāli pieejamajiem uztvērējiem [133]. Tomēr jāatzīmē, ka PIN uztvērēja, kura AFR tika pielietotā promocijas darbā, jutība ir -19 dBm [136], kas nozīmē, ka atbilstošais termisko troksni raksturojošs parametrs ir vienāds ar $1,25 \times 10^{-11}$ (aprēķina *Matlab* kods ir 8. pielikumā). Līdz ar to šī vērtība tika pieņemta par sliekšni, ko ir nepieciešams nodrošināt, lai secinātu, ka risinājums ir realizējams, pielietojot iepriekšnoteiktās AFR minimālās vērtības un komerciāli pieejamus pārraides sistēmas elementus. Jāatzīmē, ka, lai nodrošinātu uzskatāmību, termisko troksni raksturojošais parametrs tika mainīts attiecībā pret sākuma vērtību (1×10^{-11} A/√Hz) un tā izmaiņas vērtības tika atspoguļotas [dB]. Respektīvi, $1,25 \times 10^{-11}$ A/√Hz termiskā trokšņa strāva ir 1,25 reizēs vai aptuveni par 2 dB lielāka nekā references vērtība (1×10^{-11} A/√Hz). Pārejās termiskā trokšņa izmaiņas vērtības [dB], kas atbilst noteiktajai vērtībai, kā arī tai atbilstošas jutības vērtības PIN uztvērējam ar 10 GHz -3 dB caurlaides joslas platumu ir apkopotas 4.18. tabulā. Gadījumā, ja šāda informācija ir pieejama, tabulā ir norādīta arī atsauce uz komerciālā PIN uztvērēja specifikāciju ar atbilstošo jutību.

4.18. tabula

Novērtētas termiskā trokšņa vērtības

Termiska trokšņa parametra vērtība [A/√Hz]	Attiecība [dB]	Jutības vērtība [dBm]	Komerčiāli pieejama PIN specifikācija
1×10^{-11}	0	-20@ 1×10^{-12}	[141][133]
$1,12 \times 10^{-11}$	1	-19,5@ 1×10^{-12}	-
$1,26 \times 10^{-11}$	2	-19@ 1×10^{-12}	[136]
$1,41 \times 10^{-11}$	3	-18,5@ 1×10^{-12}	-
$1,58 \times 10^{-11}$	4	-18@ 1×10^{-12}	-
$1,78 \times 10^{-11}$	5	-17,4@ 1×10^{-12} -18@ 1×10^{-10}	[6]
$2,0 \times 10^{-11}$	6	-17,4@ 1×10^{-12}	-

Savukārt, novērtējuma rezultāti ir redzami 4.25. attēlā. Jāpiemin, ka uztvertas signāla jaudas rezerve tika novērtēta attiecībā uz uztvertā signāla jaudu (-8 dBm). Kā var redzēt 4.25. attēlā, abos gadījumos var tikt nodrošināta termiska trokšņa rezerve vienāda ar 2 dB, kas ir nepieciešama, lai nodrošinātu jutību ap -19 dBm pie BER= 1×10^{-12} dBm, kas arī ir raksturīga PIN uztvērējam no tehniskās specifikācijas [136] (kas, savukārt, atbilst termiska trokšņa strāvai vienādai $1,26 \times 10^{-11}$). Turklāt, pie 2 dB termiskā trokšņa rezerves, abos gadījumos tiek nodrošināta arī papildus ap 3,5 dB uztvertās optiskā signāla jaudas rezerve.



4.27. att. BER atkarībā no uztvertas jaudas un termiskā trokšņa rezervēm pie (a) 360 ps/nm un (b) 460 ps/nm akumulētas dispersijas.

Apkopojot apakšnodaļas rezultātus var secināt, ka ņemot vērā komerciāli pieejamo elementu parametrus, **kombinētajā līdz 12,5 Gbit/s (NRZ) un 25 Gbit/s (PAM-4) WDM-PON sistēmā pārraidi uz 20 km optiskajā C-joslā ar BER, kas nepārsniedz 1×10^{-3} ir iespējams realizēt, pielietojot raidītāju un uztvērēju ar -3 dB caurlaides joslu, kas nepārsniedz 10 GHz, ja PAM-4 raidītāja -1 dB caurlaides joslas platums nav mazāks par 5 GHz, savukārt, optiskajā L-joslā – pielietojot raidītāju ar -3 un -1 dB caurlaides joslu, kas nav mazāka par, attiecīgi, 14 un 8 GHz.**

NOBEIGUMS

Mūsdienās tiek plaši pielietotas dažādas platjoslas lietojumprogrammas (3D-HD video, e-veselība, e-mācīšanās, daudz spēlētāju spēles, utt.), kā rezultātā interneta lietotāju datu plūsma pieaug eksponenciāli [99]. Turklāt, biznesa klientiem ir novērojamas papildus prasības attiecībā uz datu pārraides ātruma simetriskumu, kā arī datu drošību. Ne mazāk svarīgs aspekts ir arī tas, ka šobrīd piekļuves tīkli tiek plaši pielietoti arī apakštīklu savienojumiem ar pamattīklu, kā arī savienojumiem starp tīkla elementiem. Piemēram, savienojumiem starp stacionārā bezvadu tīkla antenām, mobilo tīklu bāzes stacijām vai arī drošības un novērošanas sistēmām [8, 29, 80, 99, 110, 120, 121, 132]. Līdz ar to, rodas pieprasījums pēc nākamās paaudzes piekļuves (NGA) sistēmām, kas ir vadu piekļuves tīkli, kuri pilnībā vai daļēji sastāv no optiskās šķiedras elementiem un spēj nodrošināt piekļuves pakalpojumus ar uzlabotiem parametriem (piemēram, lielāku tīkla caurlaides spēju, pārraides attālumu) salīdzinājumā ar tiem, ko nodrošina ar esošajiem vadu piekļuves tīkliem, kuros tiek pielietoti tikai vara kabeli [23].

Būtiski uzsvērt, ka minētās šķiedru optikas priekšrocības ir iespējams nodrošināt pilnā mērā tikai pielietojot pilnīgi optisko risinājumu, respektīvi, FTTH (*angl. fiber to the home*) (jeb šķiedra līdz mājai) [29, 30]. Lai izvēlētos atbilstošāko FTTH realizācijas tehnoloģiju, **1. nodaļā** tika veikta PON un AON pielietojuma izpēte, kā arī WR-WDM-PON un WS-WDM-PON priekšrocību analīze. Kā rezultātā tika izvēlēta plašāk pielietotā PON tehnoloģija ar uzsvaru uz WR-WDM-PON), kas nodrošina lielāku drošību un labāku jaudas budžetu [7, 30, 80]. Atsaucoties uz [49, 8, 141], promocijas darbā tika pētītas WR-WDM-PON realizācijas iespējas ar 10 Gbit/s, 25 Gbit/s un 40 Gbit/s datu pārraides ātrumiem kanālā.

Ievērojot to, ka realizējot liela ātruma WDM-PON (sākot ar 25 Gbit/s) ir jāsaskaras ar virkni tehnoloģisko grūtību, respektīvi – atbilstošs modulācijas formāts (tā veikspēja un realizācijas sarežģītība), elementi ar pietiekoši platu caurlaides joslu (to pieejamība un izmaksas), kā arī dažādu pārraides ātrumu savietojamība, promocijas darba mērķis bija izvēlēties piemērotākos datu modulācijas formātus pielietojumam WDM-PON sakaru sistēmās un izstrādāt kombinēto piekļuves sakaru sistēmas modeli *VPI Design Suite* programmatūrā. Ir būtiski atzīmēt, ka ievērojot to, ka WR-WDM-PON ir nākotnes risinājums, uzsvars promocijas darbā tika likts tieši uz ticama risinājuma modeļa izstrādi, ko ir iespējams pielietot ne tikai, lai izvēlētos risinājuma praktiskai realizācijai piemērotus elementus, bet arī elementu pilnveidošanas novērtējumam.

Promocijas darba mērķis tika sasniegts četros posmos, no kuriem pirmais bija atbilstošo modulācijas formātu izvēle 10 Gbit/s un 25 Gbit/s datu pārraides ātrumu nodrošināšanai. Promocijas darba **2. nodaļā** tika veikts primārais datu modulācijas formātu (NRZ-OOK, RZ-OOK, CSRZ-OOK, NRZ-DPSK, RZ-DPSK, CSRZ-DPSK, DB) novērtējums pie 10 Gbit/s datu pārraides ātruma. Modulācijas formātu veikspēja tika salīdzināta pamatojoties uz nodrošināto BER un maksimālo pārraides attālumu, kā rezultātā no apskatītajiem modulācijas formātiem tika atlasīti divi NRZ-OOK (vienkāršāk tehniski realizējams) un DB (nodrošina zemāku BER, lielāku pārraides attālumu nekā NRZ-OOK).

Promocijas darba **3. nodaļā** tika realizēts NRZ-OOK, PAM-4 un DB novērtējums *VPI Design Suite* programmā. Kā rezultātā tika secināts, ka PAM-4 pielietojums ar 10 Gbit/s

pārtraides ātrumu nav efektīvs. Respektīvi, PAM-4 nodrošināta BER ir par pakāpi lielāka, savukārt maksimālais pārtraides attālums ar BER zem 1×10^{-12} ir par 3 km mazāks nekā NRZ-OOK nodrošinātais. Turklāt NRZ-OOK ir tehniski vienkāršāk realizējams nekā PAM-4.

Savukārt, veicot modulācijas formātu novērtējumu pie 25 Gbit/s un 40 Gbit/s datu pārtraides ātrumiem kanālā tika noskaidrots, ka NRZ-OOK nodrošinātais maksimālais pārtraides attālums ir divreiz mazāks par DB un PAM-4 nodrošināto. Novērtējot raidītāja un uztvērēja -3 dB frekvenču caurlaides joslas platuma ietekmi uz DB un PAM-4 modulācijas formātiem ar 25 Gbit/s pārtraides ātrumu, tika noskaidrots, ka gan pie 100 GHz, gan pie 50 GHz starpkanālu intervāla, pielietojot 10 Gbit/s pārtraidei paredzētus raidītājus un uztvērējus ir iespējams nodrošināt pārtraidi tikai pielietojot PAM-4 modulācijas formātu. Savukārt, pielietojot DB modulācijas formātu ar 20 GHz raidītāju un uztvērēju pie 100 GHz starpkanālu intervāla ir iespējams nodrošināt par 3 dB mazāku minimālo uztverto jaudu, kas ir nepieciešama, lai nodrošinātu BER mazāku par 1×10^{-3} sliekšni.

Jāpiemin, ka **3. nodaļā** veiktā optiska starojuma lāzera, Maha-Cendera modulatora, sakārtota viļņvadu režģa multipleksora un demultipleksora, optiskās šķiedras, kā arī PIN fotouztvērēja parametru ietekmes uz WDM-PON veiktspēju novērtējuma rezultātā tika secināts, ka uztvertā signāla BER, galvenokārt, nosaka hromatiskā dispersija, kā arī raidītāja AFR. Turklāt, uzmanība jāpievērš arī PIN uztvērēja termiska trokšņa vērtībai.

Promocijas darba **4. nodaļā** tika veikta raidītāja AFR ietekmes padziļināta analīze, kuras rezultātā tika novērots, ka būtiska ietekme uz 25 Gbit/s PAM-4 modulētas WDM-PON pārtraides sistēmas BER ir ne tikai raidītāja -3 dB caurlaides joslas platumam, bet arī -1 dB caurlaides joslas platumam, kā arī kāpumam ap 0 Hz. Pamatojoties uz secināto, tika piedāvāts raidītāja AFR modelēšanas paņēmieni, izstrādājot *Matlab* programmu tās aprēķinam.

Lai pārliecinātos, ka, pielietojot *VPI Design Suite*, ir iespējams pietiekoši precīzi simulēt reālas pārtraides sistēmas darbību, promocijas darba **4. nodaļā** tika veikta arī vienkanāla PAM-4 modulētas pārtraides sistēmas ar pārtraides ātrumu 25 Gbit/s kanālā un pārtraides attālumu līdz 20 km eksperimentālā realizācija RTU TI ŠOPS laboratorijā, kā arī tās atkārtojums, pielietojot autores izstrādāto modeli *VPI Design Suite* programmatūrā. Kā rezultātā, tika pierādīts, ka izmantojot *VPI Design Suite* programmā realizēto modeli ir iespējams nodrošināt ticamu (ar līdz 10% atšķirību kopējā relatīvajā acu augstumā) 25 Gbit/s, PAM-4 modulētas pārtraides sistēmas simulāciju, papildinot kombinēta risinājuma modeli ar elektrisko pastiprinātāju. Turklāt, bez iepriekš definētajiem ietekmējošiem faktoriem – hromatiskā dispersija, raidītāja AFR un trokšnis, ir būtiski novērtēt arī impulsa augšanas laika ietekmi.

Kā rezultātā, tika papildināts iepriekš izstrādātais kombinētais 12,5 Gbit/s (NRZ) un 25 Gbit/s (PAM-4) modelis (*VPI Design Suite* programmatūrā ar raidītāja AFR aprēķinu *Matlab* programmatūrā). Pielietojot attiecīgo modeli, tika noteikts, ka pie -19 dBm uztvērēja jutības (ar 10 GHz -3 dB caurlaides joslas platumu) [136] un 24 ps impulsa augšanas laika [61], kombinētajā līdz 12,5 Gbit/s (NRZ) un līdz 25 Gbit/s (PAM-4) WDM-PON sistēmā 20 km pārtraidi optiskajā C-joslā ar BER, kas nepārsniedz 1×10^{-3} ir iespējams realizēt pielietojot raidītāju un uztvērēju ar -3 dB caurlaides joslu, kas nepārsniedz 10 GHz, ja PAM-4 raidītāja -1 dB caurlaides joslas platums nav mazāks par 5 GHz, savukārt optiskajā L-joslā ir jāpielieto raidītājs ar -3 un -1 dB caurlaides joslu, kas nav mazāka par, attiecīgi, 14 un 8 GHz.

Promocijas darbā ir apkopoti pabeigtu pētījumu rezultāti un definēti iespējamie **turpmākie pētījumu virzieni**:

1. Vispārīgas raidītāja amplitūdas frekvenču raksturojuma modelēšanas metodes izstrāde.
2. Signālu ciparu apstrādes pielietojums lielu ātrumu (virs 25 Gbit/s) piekļuves sakaru sistēmu veiktspēju galveno ietekmējošo faktoru (hromatiskā dispersija, elementu ierobežotā frekvenču caurlaides josla) ietekmes samazināšanai.

Promocijas darba izstrādes laikā tika iegūti šādi galvenie secinājumi:

Novērtējot dažādu datu modulācijas formātu (NRZ-OOK, RZ-OOK, CSRZ-OOK, NRZ-DPSK, RZ-DPSK, CSRZ-DPSK, DB, PAM-4) nodrošināto veiktspēju WR-WDM-PON pārraides sistēmās (BER, pārraides attālums), tika secināts, ka pie 10 Gbit/s datu pārraides ātruma ir jāpielieto tehniski vienkāršāk realizējamais NRZ-OOK modulācijas formāts, lai nodrošinātu pārraidi līdz 20 km attālumā, savukārt lielākiem pārraides attālumiem (no 40 līdz 60 km) ir jāpielieto DB modulācijas formāts, tādējādi nodrošinot būtisku pārraides sistēmas BER rezervi (vismaz sešas pakāpes).

Datu pārraides ātruma palielināšanai virs 25 Gbit/s kanālā, ir nepieciešams aizvietot NRZ-OOK ar citu modulācijas formātu (PAM-4 vai DB), lai nodrošinātu pārraides attālumus lielākus par 5 km pie 40 Gbit/s vai lielākus par 15 km pie 25 Gbit/s datu pārraides ātruma.

WDM-PON pārraides sistēmā ar 25 Gbit/s datu pārraides ātrumu kanālā ir iespējams pielietot 10 Gbit/s datu pārraides ātrumam paredzētus raidītājus un uztvērējus, kā arī nodrošināt 50 GHz starpkanālu intervālu gadījumā, ja tiek pielietots PAM-4 modulācijas formāts, savukārt, pielietojot DB modulācijas formātu ar 20 Gbit/s datu pārraidei paredzētiem raidītājiem un uztvērējiem pie 100 GHz starpkanālu intervāla ir iespējams nodrošināt BER zem 1×10^{-3} ar 3 dB mazāku uztvertā signāla jaudu (salīdzinot ar PAM-4).

PAM-4 modulētā WR-WDM-PON pārraides sistēmā ar 25 Gbit/s datu pārraides ātrumu viszemākā BER tiek nodrošināta, ja signāla spektrs raidītājā tiek saglabāts joslā līdz 10 GHz, savukārt no 10 līdz 15 GHz – tiek izfiltrēts, turklāt, būtiska ietekme uz BER (ap piecām BER pakāpēm) ir amplitūdas-frekvenču raksturojumam ap 0 Hz.

Kombinētajā 12,5 Gbit/s (NRZ) un 25 Gbit/s (PAM-4) WDM-PON sakaru sistēmā MLR kombinētā risinājuma koncepta pielietojums, kā arī starpkanālu intervāla samazinājums līdz 50 GHz būtiski (ne vairāk par BER pakāpi vai 1 dB) neietekmē sistēmas veiktspēju (BER, minimālo nepieciešamo uztverto jaudu), savukārt galvenie PAM-4 kanālu pārraidi ietekmējošie faktori tāpat kā 25 Gbit/s (PAM-4) WDM-PON sistēmā ir hromatiskā dispersija, pārraides sistēmas amplitūdas frekvenču raksturojums, uztvērēja termiskais troksnis un impulsa augšanas laiks.

IZMANTOTĀS LITERATŪRAS SARAKSTS

- [1] Adsantec. ASNT PRBS45 0.1-45Gbps PRBS Generator with USB Control Interface. - 2016. - pp. 4
- [2] Agalliu R., Lucki M. System improvements in dense wavelength division multiplexing networks by using advanced optical modulation formats// Proceedings of 17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON). - Budapest - 2015. - pp. 1-4.
- [3] Agalliu, R., Lucki, M. Benefits and limits of modulation formats for optical communications// Advances in Electrical and Electronic Engineering. - 2014. - vol. 12 (2) - pp. 160-167.
- [4] Agalliu, R., Lucki, M. System performance and limits of optical modulation formats in dense wavelength division multiplexing systems// Elektronika ir Elektrotechnika. - 2016 - vol. 22 (2) - pp. 123-129.
- [5] Agrawal G. P. Fiber-Optic Communications Systems, Third Edition. - John Wiley & Sons, Inc., 2002. - pp. 563.
- [6] Amonics Ltd. 10G Resceiver Module. - 2008. - pp. 2. <http://www.amonics.com/product/47>
- [7] Ananasso A., Vari M. and Giuliano R. The future of ultrabroadband communications: A roadmap to NGAN// In Proceedings of Euro Med Telco Conference (EMTC). - Naples. Italy - 2014. - pp. 1-6.
- [8] Andrade M. D., Kramer G., Wosinska L., Chen J., Sallent S., Mukherjee B. Evaluating strategies for evolution of passive optical networks// IEEE Communications Magazine. - 2011 - vol. 49, no. 7 - pp. 176-184.
- [9] Anritsu. Application Note: Understanding Eye Pattern Measurements. - pp. 20. <https://rintintin.colorado.edu/~gifford/5830-AWL/Anritsu%20Eye%20Diagram.pdf>
- [10] Antona J. C., Bigo S., Kosmalski S. Nonlinear index measurements of various fibre types over C + L bands using four-wave mixing// In proceedings of 27th European Conference on Optical Communication. - Amsterdam, Netherlands - 2001. - pp. 270-271.
- [11] Arellano C., Louchet H., Koltchanov I., Richter A. Important device limitations of transmitter and receiver concepts when designing 100G transmission systems// In proceedings of 11th International Conference on Transparent Optical Networks. - Azores, Portugal - 2009. - pp. 1-7.
- [12] Binh L. N. Advanced Digital Optical Communications. Second Edition", CRC Press, pp. 926, 2015.
- [13] Bosco G., Carena A., Curri V., Gaudino R., Poggiolini P. Modulation formats suitable for ultrahigh spectral efficient WDM systems// IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics. - 2004 - vol. 10, no. 2 - pp. 321-328.
- [14] Buck J. A. Fundamentals of Optical Fibers. 2nd Edition. - Wiley-Interscience., 2004, pp. 352.
- [15] Cano I. N. et al. Field-Trial of Low-Cost Coherent UDWDM-PON with Real-Time Processing, λ -Monitoring and EPON Coexistence// In Proceedings of ECOC 2016, 42nd European Conference on Optical Communication. - Dusseldorf, Germany - 2016. - pp. 1-3.

- [16] Chen A., Murphy E. Broadband Optical Modulators: Science, Technology, and Applications. 1st Edition - CRC Press, 2011. - pp. 568.
- [17] Cheng N. Flexible TWDM PON with WDM overlay for converged services// Optical Fiber Technology - 2015 - vol. 26 - pp. 21–30.
- [18] Cho S., Lee H. H., Kim K. O., Lee J. H., Lee J. H., Lee S. S. Demonstration of burst mode bit discrimination circuit for 1.25 Gb/s and 10.3 Gb/s dual-rate reach extender of WDM-TDM-Hybrid-PON systems based on 10GE-PON// Proceedings of 37th European Conference and Exhibition on Optical Communication - Geneva, Switzerland - 2011. - pp. 1-3.
- [19] Chomycz B. Planning Fiber Optics Networks. 1 edition.- McGraw-Hill Education, 2009. - pp. 400.
- [20] Christodouloupoulos K., Manousakis K., Varvarigos E. Planning mixed-line-rate WDM transport networks// In proceedings of 13th International Conference on Transparent Optical Networks. - Stockholm, Sweden - 2011. - pp. 1-4.
- [21] Discovery Semiconductors Inc. Data Sheet: 25G/40G Linear InGaAs optical receiver for 850 nm–1550nm with CDR. - 2016. - pp. 11.
http://ainnotech.com/ainnotech/pdf/10/3_2/10_3_2_1%20DISC-DSCR409-25G40G%20Linear%20InGaAs%20Optical%20Receiver%20for%20850nm-1550nm%20with%20CDR.pdf
- [22] Dutta A. K., Dutta N. K., Fujiwara M. WDM Technologies: Active Optical Components// Academic Press, 2002 - pp. 680.
- [23] Eiropas Komisija. Komisijas ieteikums (2010. gada 20. septembris) par regulētu piekļuvi nākamās paaudzes piekļuves (NGA) tīkliem. - Eiropas Savienības Oficiālais Vēstnesis, 2010. - 35 -47. lpp.
- [24] Eiropas Komisija. Komisijas paziņojums Eiropas Parlamentam, Padomei, Eiropas Ekonomikas un Sociālo Lietu Komitejai un Reģionu Komitejai: Digitālā programma Eiropai. - Brisele, 2010 - 42 lpp.
- [25] Eiropas Komisija. Komisijas paziņojums Eiropas Parlamentam, Padomei, Eiropas Ekonomikas un Sociālo Lietu Komitejai un Reģionu Komitejai: Digitālā vienotā tirgus stratēģija Eiropa. - Brisele, 2015 - 20 lpp.
- [26] Eiropas Komisija. Komisijas paziņojums Eiropas Parlamentam, Padomei, Eiropas Ekonomikas un Sociālo Lietu Komitejai un Reģionu Komitejai: Konkurētspējīga digitālā vienotā tirgus savienojamība. Virzība uz Eiropas Gigabitu sabiedrību. - Brisele, 2016 - 19 lpp.
- [27] Eiselt N. et al. Real-time evaluation of 26-GBaud PAM-4 intensity modulation and direct detection systems for data-center interconnects// Proceedings of Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC). - Anaheim, USA - 2016. - pp. 1-3.
- [28] European Commission. Europe's Digital Progress Report - 2017, Telecoms chapter. Slovenia. - 2017. - pp. 8.
- [29] Fibre to the Home Council Europe, D&O Committee. FTTH Handbook Edition 7. - Wettelijk Depot, 2014. - pp 187

- [30] Forzati M., et al. Next-Generation Optical Access Seamless Evolution: Concluding Results of the European FP7 Project OASE// IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking. - 2015. - vol. 7, no. 2 - pp. 109-123.
- [31] FS.COM. DATASHEET, PLC Fiber Splitter, Steel Tube, Bare Fiber 250 μ m, Singlemode, Data Center & Cloud Computing Infrastructure Solutions. - 2018. - pp. 6. <https://img-en.fs.com/file/datasheet/bare-fiber-plc-splitters-datasheet.pdf>
- [32] FTTH Council Europe. Case studies collection. - 2016 - 74 pp.
- [33] FTTH Council Europe. Press Release: Breaking news from the FTTH Conference 2017: Austria & Serbia join the Global FTTH Ranking Latvia reaches pole position in European FTTH penetration. - 2017. - 3 pp.
- [34] Gao J. Demonstration of the first 29dB power budget of 25-Gb/s 4-PAM system without optical amplifier for next generation access network// Proceedings of Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC). - Anaheim, USA - 2016. - pp. 1-3.
- [35] Gao J., Lin H., Liu X., Wu X., Zhou L., Yao S. Flexible 2/4-PAM-Modulation 25-Gb/s PON for Next Generation Access Network// Proceedings of ECOC 2016; 42nd European Conference on Optical Communication. - Dusseldorf, Germany - 2016. - pp. 1-3.
- [36] Gnauck A. H., Winzer P. J. Optical phase-shift-keyed transmission// Journal of Lightwave Technology - vol. 23 - no. 1 - 2005 - pp. 115-130.
- [37] HNK Optic Equipment Co. *Sales catalog of HNK telecommunication products. Fiber optic cable.* - pp. 1.
- [38] Houtsma V. , Van Veen D. A Study of Options for High-Speed TDM-PON Beyond 10G// Journal of Lightwave Technology. - vol. 35, no. 4 - 2017. - pp. 1059-1066.
- [39] Huawei. Next-Generation PON Evolution. - pp. 24. https://www.huawei.com/ilink/en/download/HW_077443
- [40] ID Photonics Gmbh. CoBrite DX1 Laser. - pp.2. <https://www.id-photonics.com/products-solutions/tunable-lasers/cobrite-tunable-laser/cobrite-dx>
- [41] IEEE: 802.3ah. IEEE Standard for Information technology -Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks. Specific requirements. - 2004 - pp. 640.
- [42] ITU-T G.652. Characteristics of a single-mode optical fibre and cable. - 2016. - pp. 28.
- [43] ITU-T G.694.1. Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid// International Telecommunication Union. - 2012. - pp. 16.
- [44] ITU-T G.975. Forward error correction for submarine systems// International Telecommunication Union. - 2000. - pp. 21.
- [45] ITU-T G.9807.1. 10-Gigabit-capable symmetric passive optical network (XGS-PON)// International Telecommunication Union. - 2016. - pp. 286.
- [46] ITU-T G.983.1. Broadband optical access systems based on Passive Optical Networks (PON)// International Telecommunication Union. - 2005. - pp. 124.
- [47] ITU-T G.984.1. Gigabit-capable passive optical networks (GPON): General characteristics ITU-T// International Telecommunication Union. - 2008. - pp. 43.
- [48] ITU-T G.989.1. 40-Gigabit-capable passive optical networks (NG-PON2): General requirements // International Telecommunication Union. - 2013. - pp. 16.

- [49] ITU-T G.989.2. 40-Gigabit-capable passive optical networks 2 (NG-PON2): Physical media dependent (PMD) layer specification// International Telecommunication Union. - 2014. - pp. 108.
- [50] ITU-T G.989.2. Amendment 2, 40-Gigabit-capable passive optical networks 2 (NG-PON2): Physical media dependent (PMD) layer specification. Amendment 2// International Telecommunication Union. - 2017. - pp. 120.
- [51] ITU-T G.993.2. Very high speed digital subscriber line transceivers 2 (VDSL2)// International Telecommunication Union. - 2015. - pp. 430.
- [52] iXBlue Photonics. Technical Specification: MX-LN series 1550nm band intensity modulators. - pp. 6.
https://www.lasercomponents.com/de/?embedded=1&file=fileadmin/user_upload/home/Datasheets/ixblue/mx-ln_series.pdf&no_cache=1
- [53] JDSU. 100 GHz, Wideband (Flat Top) Arrayed Waveguide Grating (AWG). - pp. 4.
<https://www.datasheetarchive.com/pdf/download.php?id=a2b8649fec477fda981fe50a546cfa50db6999&type=P&term=Arrayed%2520Waveguide%2520Grating>
- [54] JDSU. 50 GHz, Wideband (Flat Top) Arrayed Waveguide Grating (AWG). pp. 4.
<https://www.datasheetarchive.com/pdf/download.php?id=c5efe53ab35e71f31bc07fc48582a08a9d33ea&type=P&term=Arrayed%2520Waveguide%2520Grating>
- [55] Kaminow, I. P., Li, T., Willner, A. E. Optical fiber telecommunications. Volume VIB: Systems and Networks. - Academic Press, 2013. - pp. 1148.
- [56] Kaminow, I. P., Li, T., Willner, A. E. Optical fiber telecommunications. Volume VB: Systems and Networks. - Academic Press, 2008. - pp. 915.
- [57] Keiser G. Optical Fiber Communications. Third Edition. - McGraw-Hill, 1999. - 602. pp.
- [58] Keiser, G. FTTX Concepts and Applications. - Wiley Series in Telecommunications and Signal Processing - Wiley, 2006. - 350 pp.
- [59] Keysight Technologies. Data Sheet: N4974A PRBS Generator 44 Gb/s. - 5 pp.
- [60] Keysight Technologies. Keysight Infiniium 9000 Series Oscilloscopes . - 2017. - pp. 52.
<https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5990-3746EN.pdf?id=1705234>
- [61] Keysight Technologies. Keysight M8195A Arbitrary Waveform Generator Revision 2 -2017. - pp. 267.
- [62] Kieckbusch S. et al. Automatic PMD compensator in a 160-Gb/s OTDM transmission over deployed fiber using RZ-DPSK modulation format// Journal of Lightwave Technology - vol. 23, no. 1.- 2005 - pp. 165-171.
- [63] Koch T. L. Optical Fiber Telecommunications IIIB, Volume 3B (Optics and Photonics). - Academic Press, 1997. - pp. 515.
- [64] Kosbar K. L., Chang T. F. Interval estimation and Monte Carlo simulation of digital communication systems// In Proceedings of MILCOM 92 Conference Record. - San Diego, USA - 1992. - pp. 77-81.
- [65] **Kurbatska I.**, Alsevska A., Gegere L., Bobrovs V. Investigation of influence of mixed Configurations on performance of WDM-PON// Elektronika ir Elektrotechnika. - 2017. - vol. 23 (2) - pp. 74-78.

- [66] **Kurbatska I.**, Bobrovs V., Alsevska A., Lyashuk I., Gegere L. Spectral effective solutions for mixed line rate WDM-PON systems// Proceedings of Progress In Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS). - St. Petersburg, Russia - 2017. - pp. 1771-1777.
- [67] **Kurbatska I.**, Bobrovs V., Gavars P., Gegere L. Evaluation of the impact of parameters of transmission system on the performance of WDM-PON// Proceedings of Progress in Electromagnetics Research Symposium - Fall (PIERS - FALL). - Singapore, Singapore - 2017. - pp. 1370-1376.
- [68] **Kurbatska I.**, Bobrovs V., Spolitis S., Gavars P., Ivanovs G., Parts, R. Investigation on Maximum Available Reach for Different Modulation Formats in WDM-PON Systems// Latvian Journal of Physics and Technical Sciences. - 2016. - vol. 53 (4). - pp. 66-75.
- [69] **Kurbatska I.**, Spolitis S., Bobrovs V., Alsevska A., Ivanovs G. Performance comparison of modulation formats for 10 Gbit/s WDM-PON systems// Proceedings of Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO). - Riga, Latvia - 2016. - pp. 51-54.
- [70] **Kurbatska I.**, Spolitis S., Ivanovs G., Bobrovs V. Investigation on optimal transmission parameters for different modulation formats in 10 Gbit/s WDM-PON systems// Proceedings of International Workshop on Fiber Optics in Access Network (FOAN). - Lisbon, Portugal - 2016. - pp. 1-5.
- [71] Lam C. Passive Optical Networks, 1st Edition, Principles and Practice. - Academic Press, 2007. - pp. 368.
- [72] Larsen C. P., Gavler A., Wang K. Comparison of active and passive optical access networks// Proceedings of 9th Conference of Telecommunication, Media and Internet, Ghent - 2010. - pp. 1-5.
- [73] Latal J. et al. Simulation of modulation formats for optical access network based on WDM-PON// Proceedings of 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON). - Graz, Austria - 2014 - pp. 1-7.
- [74] Lazarou I., Dris S., Bakopoulos P., Schrenk B., Avramopoulos H. Full-Duplex 4-PAM Transmission for Capacity Upgrade in Loop-Back PONs// IEEE Photonics Technology Letters. - 2013. - vol. 25, no. 12 - pp. 1125-1128.
- [75] Miao X., Bi M., Fu Y., Li L., Hu W. Experimental Study of NRZ, Duobinary, and PAM-4 in O-Band DML-Based 100G-EPON// IEEE Photonics Technology Letters - 2017. - vol. 29, no. 17 - pp. 1490-1493.
- [76] Muciaccia T., Gargano F, Passaro V. M.N., "Passive Optical Access Networks: State of the Art and Future Evolution// Photonics. - 2014. - vol. 1. - pp. 323-346.
- [77] Muciaccia, T., Gargano, F., Passaro, V.M.N. A TWDM-PON with Advanced Modulation Techniques and a Multi-Pump Raman Amplifier for Cost-Effective Migration to Future UDWDM-PONs // Journal of Lightwave Technology. - 2015. - vol. 33 (14) pp. 2986-2996.
- [78] Nag A., Tornatore M., Mukherjee B. Optical network design with mixed line rates and multiple modulation formats// In Proceedings of Conference on Optical Fiber Communication. - San Diego, USA - 2009. - pp. 1-3.

- [79] Nettet D. NG-PON2 Technology and Standards// Journal of Lightwave Technology. - 2015 - vol. 33, no. 5. - pp. 1136-1143.
- [80] Nettet D. PON roadmap [invited]// Journal of Optical Communications and Networking. - 2017. - vol. 9, no. 1 – pp. 71-76.
- [81] New Focus. High speed receivers. Highspeed detectors. User's Guide. - 2013. - pp. 28.
- [82] Oliveira R. S. et al. Coexistence of TWDM-PON and multi RF/IF over fiber system: Experimental demonstration// 19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON). - Girona, Italy - 2017.- pp. 1-4.
- [83] Ono T. et al. Characteristics of optical duobinary signals in terabit/s capacity, high-spectral efficiency WDM systems// Journal of Lightwave Technology. - 1998. - vol. 16, no. 5. - pp. 788-797.
- [84] Optiwave, Tutorial: Receiver Sensitivity. - pp. 2.
http://denethor.wlu.ca/pc474/optiwave/lesson6/Receiver_Sensitivity.pdf
- [85] Peucheret C., Experimental Course in Optical Communication. Direct and External Modulation of Light. - pp. 16.
- [86] Photline Technologies. Application note: LiNbO3 Intensity Modulators Bias Control and Modulation Driving.- pp. 7.
- [87] Research Centre of Microtechnology: Arrayed Waveguide Gratings. Application note. - 2010. - pp. 5. https://www.fhv.at/fileadmin/user_upload/fhv/files/forschung/mikrotechnik/AWG-application-note.pdf
- [88] Rival O., Morea A. Cost-efficiency of mixed 10-40-100Gb/s networks and elastic optical networks// Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference. - Los Angeles, USA - 2011. - pp. 1-3.
- [89] Rival O., Morea A. Resource requirements in mixed-line rate and elastic dynamic optical networks. - OFC/NFOEC. - Los Angeles, USA - 2012. - pp. 1-3.
- [90] RSoft Design Group: OptSim Application Notes and Examples. - 2010. - pp. 411.
- [91] RSoft Design Group: OptSim Models Reference. Volume I Sample Mode. - 2010. - pp. 551.
- [92] RSoft Design Group: OptSim User Guide. - 2010. - pp. 459.
- [93] Sakib M. N., Liboiron-Ladouceur O. A Study of Error Correction Codes for PAM Signals in Data Center Applications// IEEE Photonics Technology Letters. - 2013. - vol. 25, no. 23, pp. 2274-2277.
- [94] Seimetz M. High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission. - Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009. - pp. 252.
- [95] Senior J. Optical Fiber Communications: Principles and Practice (3rd Edition). - Pearson, 2008. - pp. 1128.
- [96] Spolitis S., **Kurbatska I.**, Bobrovs V. Comparison of C-band and L-band WDM-PON systems performance with PAM-4 modulation format// In Proceedings of International Workshop on Fiber Optics in Access Network (FOAN). - Munich, Germany - 2017. - pp. 1-6.
- [97] Spolitis S., **Kurbatska I.**, Bobrovs V. Considering of PAM-4, DB, NRZ and RZ for Implementation in Next-Generation PONs // Proceedings of 26th International Conference

- on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM). - Split, Croatia - 2018. - pp. 1-6.
- [98] Spolitis S., **Kurbatska I.**, Bobrovs V. Evaluation of the Channel Spacing and Transceiver Bandwidth for PAM-4 Modulated WDM-PON// Proceedings of Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO) - Riga, Latvia - 2018. - pp. 148-153.
- [99] Sun C., Bae S.H., Kim H. Transmission of 28-Gb/s Duobinary and PAM-4 Signals Using DML for Optical Access Network// IEEE Photonics Technology Letters - 2017 - vol. 29(1) - pp. 130-133.
- [100] Tanaka K., Agata A., Horiuchi Y. IEEE 802.3av 10G-EPON Standardization and Its Research and Development Status// Journal of Lightwave Technology - 2010. - vol. 28, no. 4 - pp. 651-661.
- [101] Tektronix. White Paper: Noise figure. Overview of Noise Measurement Methods. - pp. 63. <https://download.tek.com/document/37W-30477-0%20Noise%20Figure%20WP.pdf>
- [102] Tomkos I. Techno-economic evaluation of NGA architectures: How much does it cost to deploy FTTx per household passed?// In Proceedings of 13th International Conference on Transparent Optical Networks. - Stockholm, Sweden - 2011. - pp. 1-4.
- [103] Torres-Ferrera P., Ferrero V., Valvo M., Gaudino., R. Impact of the overall electrical filter shaping in next-generation 25 and 50 Gb/s PONs// IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking. - 2018. - vol. 10, no. 5. - pp. 493-505.
- [104] Udalcovs A., Bobrovs V., Ivanovs G. Comparison between power efficiencies of mixed-line rate over Single-Line Rate in spectral efficient WDM networks with signal quality guarantee// IEEE Proceedings of Latin-America Conference on Communications. - Santiago, Chili - 2013. - pp. 1-6.
- [105] Udalcovs A., Monti P., Bobrovs V., Schatz R., Wosinska L., Ivanovs G. Spectral and energy efficiency considerations in mixed-line rate WDM networks with signal quality guarantee // In Proceedings of 15th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON). - Cartagena, Spain. - 2013. - pp. 1-7.
- [106] Urick V. J. Jr., McKinney J. D., Williams K. J. Fundamentals of Microwave Photonics - Wiley, 2015. - pp. 488.
- [107] Van der Linden R., Tran N. C., Tangdiongga E, Koonen A. M. J. Increasing flexibility and capacity in real PON deployments by using 2/4/8-PAM formats// In Proceedings of IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking. - vol. 9, no. 1 - 2017. - pp. A1-A8.
- [108] Van der Linden R., Tran N., Tangdiongga E., Koonen T. Increasing flexibility and capacity in real PON deployments by using 2/4/8-PAM formats// Proceedings of Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC) - Anaheim, USA - 2016. - pp. 1-3.
- [109] Van der Linden R., Tran N., Tangdiongga E., Koonen T. Increasing flexibility and capacity in real PON deployments by using 2/4/8-PAM formats// In Proceedings of Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC). - Anaheim, USA - 2016. - pp. 1-3.

- [110] Van der Vorst T., Brennenraedts R., Driesse M., Bekkers R. Beyond fast. How the speed of residential internet access will develop between now and 2022. - Utrecht, 2016 - pp. 44.
- [111] Van Veen D., Houtsma V., Chow H. Demonstration of symmetrical 25 Gbps quaternary PAM/duobinary TDM-PON with multilevel interleaving of users// In Proceedings of European Conference on Optical Communication (ECOC). - Valencia, Spain. - 2015. - pp. 1-3.
- [112] Van Veen D., Houtsma V., Winzer P., Vetter P. 26-Gbps PON transmission over 40-km using duobinary detection with a low cost 7-GHz APD-based receiver// 38th European Conference and Exhibition on Optical Communications. Amsterdam - 2012. - pp. 1-3.
- [113] Venghaus, H. Wavelength Filters in Fibre Optics. - Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2006 - pp. 475
- [114] VPIphotonics GmbH. Photonic modules. - 2017.
- [115] VPIphotonics GmbH. VPItransmissionMaker/VPIcomponentMaker. Simulation Guide. - 2016. - pp. 358.
- [116] VPIphotonics GmbH. VPItransmissionMaker Optical Systems. User Manual. - 2016. - pp. 408.
- [117] Wei J. et al. Demonstration of the First Real-Time End-to-End 40-Gb/s PAM-4 for Next-Generation Access Applications Using 10-Gb/s Transmitter// Journal of Lightwave Technology - 2016. - vol. 34, no. 7 - pp. 1628-1635.
- [118] Wei J. et al. First demonstration of real-time end-to-end 40 Gb/s PAM-4 system using 10-G transmitter for next generation access applications, // European Conference on Optical Communication (ECOC). - Valencia, Spain - 2015. - pp. 1-3.
- [119] Wei J. L., Grobe K., Griesser H. Cost-efficient high-speed modulation for next-generation PONs photonic networks // In Proceedings of 16. ITG Symposium. - Leipzig, Germany - 2015. - pp. 1-4.
- [120] Wei J. L., Grobe K., Sanchez C., Giacomidis E., Griesser H. Comparison of cost-and energy-efficient signal modulations for next generation passive optical networks// Optics Express - 2015 - vol. 23 (22) - pp. 28271-28281.
- [121] Wei L., Grobe K., Wagner C., Giacomidis E., Griesser H. 40 Gb/s lane rate NG-PON using electrical/optical duobinary, PAM-4 and low complex equalizations"// In Proceedings of Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), Anaheim, USA - 2016 - pp. 1-3.
- [122] Wei L., Grobe K., Wagner C., Giacomidis E., Griesser H. 40 Gb/s lane rate NG-PON using electrical/optical duobinary, PAM-4 and low complex equalizations // In Proceedings of Optical Fiber Communications Conference and Exhibition.-Anaheim. California. - 2016. - pp. 1-3.
- [123] Wei X., Su Y., Liu X., Leuthold J. , Chandrasekhar S. 10-Gb/s RZ-DPSK transmitter using a saturated SOA as a power booster and limiting amplifier// IEEE Photonics Technology Letters.- 2004. - vol. 16, no. 6. - pp. 1582-1584.
- [124] Winzer P. J., Essiambre R. J. Advanced Optical Modulation Formats// Proceedings of the IEEE - 2006 - vol. 94 - no. 5 pp. 952-985.

- [125] Yadav R. Passive-optical-network-(PON-)based converged access network [Invited] // IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking - 2012. - vol. 4, no. 11. - pp. B124-B130.
- [126] Ye C., Hu X., Zhang K. Demonstration and Analysis on PAM-4/8, DB-PAM-2/4 and DMT Formatted TDM-PON with 25Gbps, 40Gbps, 50Gbps Capacity per Lane using Economical 10Gbps// In Proceedings of ECOC 2016. 42nd European Conference on Optical Communication. - Dusseldorf, Germany - 2016. - pp. 1-3.
- [127] Ye Z., Li S., Cheng N., Liu X. Demonstration of high-performance cost-effective 100-Gb/s TWDM-PON using 4x25-Gb/s optical duobinary channels with 16-GHz APD and receiver-side post-equalization// In Proceedings of European Conference on Optical Communication (ECOC). - Valencia, Spain - 2015. - pp. 1-3.
- [128] Yi L. et al. Field-Trial of a Real-Time 100 Gb/s TWDM-PON Based on 10G-Class Optical Devices// In Proceedings of ECOC 2016; 42nd European Conference on Optical Communication. - Dusseldorf, Germany - 2016. - pp. 1-3.
- [129] Zhang H., Jiang N., Zheng Z., Wang W. Experimental Demonstration of FTN-NRZ, PAM-4, and Duobinary Based on 10-Gbps Optics in 100G-EPON// IEEE Photonics Journal. -2018. - vol. 10, no. 5. - pp. 1-13.
- [130] Zhicheng Y., Shengping L., Ning C., Xiang L. Demonstration of high-performance cost-effective 100-Gb/s TWDM-PON using 4x 25-Gb/s optical Duobinary channels with 16-GHz APD and receiver-side post-equalization// In Proceedings of European Conference on Optical Communication (ECOC). - Valencia, Spain. - 2015.- pp. 1-3.
- [131] Coolbox: Infrastructure and equipment. / Internets. - <https://www.coolbox.bg/za-nas>
- [132] DiFazio B: The Fusion of Fronthaul and Backhaul: What it Means for 5G”, 2016. / Internets. - <https://www.rcrwireless.com/20161115/sponsored/fusion-fronthaul-backhaul-means-5g>
- [133] Discovery Semiconductors Inc. 10 Gb/s High-Sensitivity Limiting PIN-TIA Optical Receiver https://www.discoverysemi.com/Product_Pages/DSCR603.php
- [134] Discovery Semiconductors Inc. 20 GHz Linear InGaAs Optical Receiver http://www.discoverysemi.com/Product_Pages/DSCR401HG.php
- [135] Discovery Semiconductors Inc. 25G/40G Linear InGaAs Optical Receiver for 850nm-1550nm with CDR. / Internets. - http://www.discoverysemi.com/Product_Pages/DSCR409.php
- [136] Discovery Semiconductors Inc.: 10 GHz Linear InGaAs PIN+TIA Optical Receiver with Optional CDR. / Internets. - https://www.discoverysemi.com/Product_Pages/DSCR402PIN.php
- [137] EDN Network. D. Behera, S. Varshney, S. Srivastava, S. Tiwari. Eye Diagram Basics: Reading and applying eye diagrams. Freescale Semiconductor. / Internets. - <https://www.edn.com/design/test-and-measurement/4389368/Eye-Diagram-Basics-Reading-and-applying-eye-diagrams>
- [138] Electronic Design. M. Guerra. Bit-Error-Rate Testers Face Ethernet Speed Challenges. / Internets. - <https://www.electronicdesign.com/test-measurement/bit-error-rate-testers-face-ethernet-speed-challenges>

- [139] European Commission. Digital Single Market. POLICY. Comparison of technologies /Internets. - <https://ec.europa.eu/digital-single-market/en/comparison-technologies>
- [140] FOT: Gigabit-capable Passive Optical Networks (GPON) Equipment Market Research 2017. / Internets. - <https://www.fiberoptictel.com/gepongpon-equipment-market-research-2017-2022-brief/>
- [141] FSAN (Full service acces network). FSAN roadmap, 2016. / Internets. - <http://www.fsan.org/roadmap/>
- [142] IEEE 802.3av. 10Gb/s EPON TF Availability of 10G Transmitters, Receivers and Amplifiers. / Internets. http://www.ieee802.org/3/av/public/2006_11/3av_0611_lee_1.pdf
- [143] ITU-T. ITU-T PON standards - progress and recent activities Q2/SG15. / Internets. - https://www.itu.int/en/ITU-T/studygroups/2017-2020/15/Documents/OFC2018-2-Q2_v5.pdf
- [144] Keysight Technologies. How Do I Measure the Bit Error Rate (BER) to a Given Confidence Level on the J-BERT M8020A and the M8040A High-Performance BERT? / Internets. - <https://www.keysight.com/main/editorial.jspx?key=1481106&id=1481106&nid=-11143.0.00&lc=eng&cc=LV>
- [145] Keysight Technologies. Using Eye Diagrams. / Internets. - http://na.support.keysight.com/plts/help/WebHelp/Analyzing/Analyzing_Data_using_Eye_Diagrams.html#PAM2_PAM4
- [146] Lightwave Online: Starman deploys 10G EPON in Estonia, 2016. / Internets. - <http://www.lightwaveonline.com/articles/2016/06/starman-deploys-10g-epon-in-estonia.html>
- [147] MathWorks: Documentation: spline. / Internets. - <https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/spline.html>
- [148] Obarski G. E., Hale P. D. How to measure relative intensity noise in lasers. Laser Focuss World, 1999./ Internets. - <https://www.laserfocusworld.com/articles/print/volume-35/issue-5/features/how-to-measure-relative-intensity-noise-in-lasers.html>
- [149] Paschotta R., article on 'Kerr effect' in the Encyclopedia of Laser Physics and Technology. / Internets. - https://www.rp-photonics.com/kerr_effect.html
- [150] Paschotta R., article on 'linewidth' in the Encyclopedia of Laser Physics and Technology. / Internets. - <https://www.rp-photonics.com/linewidth.html>
- [151] Paschotta R., article on 'phonons' in the Encyclopedia of Laser Physics and Technology. / Internets. - <https://www.rp-photonics.com/phonons.html>
- [152] VAS Latvijas Valsts radio un televīzijas centrs (LVRTC). ERAF projekta "Nākamās paaudzes elektronisko sakaru tīklu attīstība lauku reģionos" apraksts. / Internets. - <https://www.lvrtc.lv/platjoslas-projekts.html>
- [153] Wang B., Xu J., Fu Z. Proposal for Extended EPON PMD. / Internets. - http://www.ieee802.org/3/EXTND_EPON/public/1111/ExEPON_1111_xu_1a.pdf
- [154] Zhang H., Jiao B., Liao Y., Zhang G. PAM4 Signaling for 56G Serial Link Applications – A Tutorial. DesignCon - 2016. / Internets. - <https://www.xilinx.com/publications/events/designcon/2016/slides-pam4signalingfor56gserial-zhang-designcon.pdf>

PIELIKUMU SARAKSTS

1. pielikums.

Ziņojumu starptautiskās konferencēs, publikāciju zinātniskajos žurnālos, rakstu pilna teksta konferenču rakstu krājumos saraksts.

2. pielikums.

Promocijas darbā pielietotie pārraides sistēmas elementu parametri

3. pielikums.

Matlab vidē realizētais tiešās kļūdu skaitīšanas algoritms, ka arī analītiskas un tiešās kļūdu skaitīšanas metožu salīdzinājuma piemēri

4. pielikums.

Rezultāti, kas būtiski neietekmē pārraides sistēmas veikspēju, ka arī pilnie rezultāti, kuru apkopojums ir pieejams promocijas darbā

5. pielikums.

Acu diagrammas, kas var tikt pielietotas kā promocijas darbā atspoguļoto rezultātu papildus raksturojums

6. pielikums.

Matlab kods AFR aprēķinam

7. pielikums.

Novērtējumam pielietoti AFR modeli, kas tika aprēķināti, pielietojot promocijas darbā piedāvāto metodi

8. pielikums.

Matlab kodi jutības un termiskā trokšņa aprēķinam

Ziņojumu starptautiskās konferencēs, publikāciju zinātniskajos žurnālos, rakstu pilna teksta konferenču rakstu krājumos saraksts

Ziņojumi starptautiskajās konferencēs:

1. **Kurbatska I.**, Spolitis S., Bobrovs V., Alsevskā A., Ivanovs G. Performance comparison of modulation formats for 10 Gbit/s WDM-PON systems// *Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO)*. **Latvija**, Rīga, 3. – 4. novembris, 2016.
2. **Kurbatska I.**, Alsevskā A., Gegere L., Bobrovs V. Comparison of modulation formats for use in the next generation passive optical networks// *Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*. **Kīna**, Šanhaja, 8. – 11. augusts, 2016.
3. **Kurbatska I.**, Spolitis S., Ivanovs G., Bobrovs V. Investigation on optimal transmission parameters for different modulation formats in 10 Gbit/s WDM-PON systems// *International Workshop on Fiber Optics in Access Network (FOAN)*. **Portugāle**, Lisabona, 18. – 20. oktobris 2016.
4. **Kurbatska I.**, Alsevskā A., Gegere L., Bobrovs V. Investigation of influence of mixed Configurations on performance of WDM-PON// *Electronics 2017*. **Lietuva**, Palanga, 19. – 21. jūnijs, 2017.
5. **Kurbatska I.**, Bobrovs V., Alsevskā A., Lyashuk I., Gegere L. Spectral effective solutions for mixed line rate WDM-PON systems// *Progress In Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS)*. **Krievija**, Sanktpēterburga, 22. – 25. maijs, 2017.
6. Spolitis S., **Kurbatska I.**, Bobrovs V. Comparison of C-band and L-band WDM-PON systems performance with PAM-4 modulation format// *International Workshop on Fiber Optics in Access Network (FOAN)*. **Vācija**, Minhene, 6. – 8. novembris, 2017.
7. **Kurbatska I.**, Bobrovs V., Gavars P., Gegere L. Evaluation of the impact of parameters of transmission system on the performance of WDM-PON// *Progress in Electromagnetics Research Symposium - Fall (PIERS - FALL)*. **Sigapūra**, Singapūra, 19. – 22. novembris, 2017.
8. Spolitis S., **Kurbatska I.**, Bobrovs V. Considering of PAM-4, DB, NRZ and RZ for Implementation in Next-Generation PONs // *26th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM)*. **Horvātija**, Splita, 13. – 15. septembris, 2018.
9. Spolitis S., **Kurbatska I.**, Bobrovs V. Evaluation of the Channel Spacing and Transceiver Bandwidth for PAM-4 Modulated WDM-PON// *Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO)*. **Latvija**, Rīga, 15. – 16. novembris, 2018.

Publikācijas zinātniskajos žurnālos:

1. **Kurbatska I.**, Bobrovs V., Spolitis S., Gavars P., Ivanovs G., Parts, R. Investigation on Maximum Available Reach for Different Modulation Formats in WDM-PON Systems// *Latvian Journal of Physics and Technical Sciences* -2016. - vol. 53 (4) - pp. 66-75.
2. **Kurbatska I.**, Alsevskā A., Gegere L., Bobrovs V. Investigation of influence of mixed Configurations on performance of WDM-PON// *Elektronika ir Elektrotehnika* - 2017. - vol. 23 (2) - pp. 74-78.

Raksti pilna teksta konferenču rakstu krājumos:

1. **Kurbatska I.**, Spolitis S., Bobrovs V., Alsevska A., Ivanovs G. Performance comparison of modulation formats for 10 Gbit/s WDM-PON systems// *Proceedings of Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO)*. - Riga, Latvia -2016. - pp. 51-54.
2. **Kurbatska I.**, Alsevska A., Gegere L., Bobrovs V. Comparison of modulation formats for use in the next generation passive optical networks// *Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*. - Shanghai, China - 2016. - pp. 3783-3787.
3. **Kurbatska I.**, Spolitis S., Ivanovs G., Bobrovs V. Investigation on optimal transmission parameters for different modulation formats in 10 Gbit/s WDM-PON systems// *International Workshop on Fiber Optics in Access Network (FOAN)*. - Lisbon, Portugal - 2016. - pp. 1-5.
4. **Kurbatska I.**, Bobrovs V., Alsevska A., Lyashuk I., Gegere L. Spectral effective solutions for mixed line rate WDM-PON systems// *Progress In Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS)*. - St. Petersburg, Russia - 2017. - pp. 1771-1777.
5. Spolitis S., **Kurbatska I.**, Bobrovs V. Comparison of C-band and L-band WDM-PON systems performance with PAM-4 modulation format// *International Workshop on Fiber Optics in Access Network (FOAN)*. - Munich, Germany - 2017. - pp. 1-6.
6. **Kurbatska I.**, Bobrovs V., Gavars P., Gegere L. Evaluation of the impact of parameters of transmission system on the performance of WDM-PON// *Progress in Electromagnetics Research Symposium - Fall (PIERS - FALL)*. - Singapore, Singapore - 2017. - pp. 1370-1376.
7. Spolitis S., **Kurbatska I.**, Bobrovs V. Considering of PAM-4, DB, NRZ and RZ for Implementation in Next-Generation PONs // *26th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM)*. - Split, Croatia - 2018. - pp. 1-6.
8. Spolitis S., **Kurbatska I.**, Bobrovs V. Evaluation of the Channel Spacing and Transceiver Bandwidth for PAM-4 Modulated WDM-PON// *Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO)* - Riga, Latvia - 2018. - pp. 148-153.

2. pielikums.

Promocijas darba pielietoti pārraides sistēmas elementu parametri

2.1. pielikums. Promocijas darba otrajā nodaļā pielietoti SSMF šķiedras parametri

Parametrs	SSMF šķiedra
Vājinājums (α)	0.2@1550nm [dB/km]
Dispersija (D)	16@1550nm [ps/nm/km]
Dispersijas slīpums	0.06@1550nm [ps/nm ² /km]
Nelinearitātes parametrs	2.5×10^{-20} [W ⁻¹ /km]
Šķiedras efektīvais laukums	80 [μm ²]
PMD koeficients	0.1 [ps/√km]
Briljuēna izkliedes pastiprinājums	3.0×10^{-11} [mW]
Briljuēna izkliedes joslas platums	40.0 [MHz]
Briljuēna izkliedes pīķis	11 [GHz]
Ramana izkliedes references frekvence	299.8 THz
Ramana pirmā un otrā konstante	12.2; 32.0

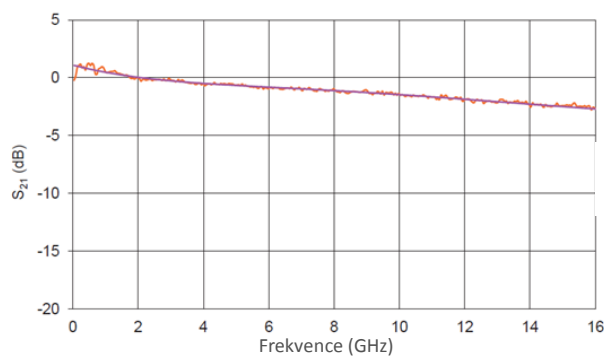
2.2. pielikums. Promocijas darba trešajā nodaļā pielietoti pārraides sistēmas elementu sākuma parametri

Parametrs	Vērtība
Impulsa augšanas laiks	1/0.4/Simbolu ātrums
Lāzera joslas platums	100 kHz
MZM slāpēšanas attiecība	20 dB
MZM ienestie zudumi	4 dB
AWG ienestie zudumi	4 dB
Šķiedras vājinājums @1550 nm	0.18 dB/km
Šķiedras vājinājums @1625 nm	0.2 dB/km
Šķiedras dispersijas koeficients @1550 nm	18 ps/nm×km
Šķiedras dispersija koeficients @1625 nm	22 ps/nm×km
Šķiedras PMD koeficients	0.1 ps/km ^{-1/2}
Šķiedras nelineārais indekss	26×10^{-21} m ² /W
PIN fotodiodes reaģētspēja	0.8 A/W
Tumšā strāva	2 nA
Termiskais troksnis	1×10^{-12} A/Hz ^{1/2}

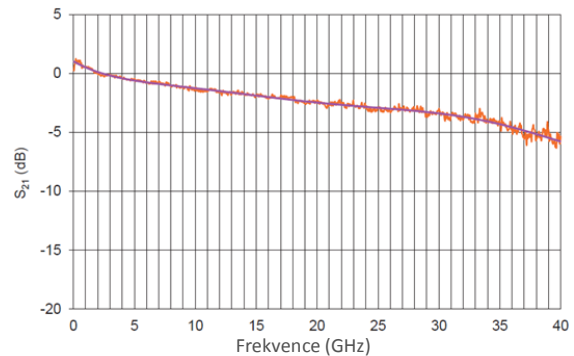
2.3. pielikums. Promocijas darba trešajā nodaļā pielietoti pārraides sistēmas elementu atjaunotie parametri

Parametrs	Vērtība
Impulsa augšanas laiks	11 ps
AWG ienestie zudumi	5.5 dB
AWG kanāla frekvences nobīde	± 5 GHz
AWG svārstību amplitūda	0.5 dB
Hromatiska dispersija	± 20 ps/nm
AWG blakuskanālu šķērsruna	25 dB
AWG neblakuskanālu šķērsruna	30 dB
PIN fotodiodes reaģētspēja	0.5 A/W
Tumsas strāva	50 nA

2.4. pielikums. Maha-Cendera modulatora amplitūdas frekvenču raksturojumi

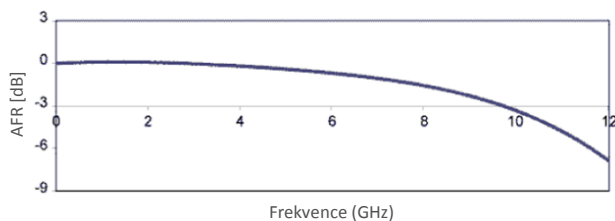


(1) MX-LN10 modulators (10 Gbit/s datu pārraides ātrumam)

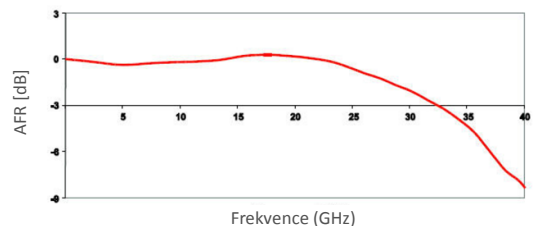


(2) MX-LN40 modulators (40 Gbit/s datu pārraides ātrumam)

2.5. pielikums. PIN fotouztvērēju amplitūdas frekvenču raksturojumi



(1) 10 Gbit/s datu pārraides ātrumam paredzēts PIN uztvērējs



(2) 40 Gbit/s datu pārraides ātrumam paredzēts PIN uztvērējs

3. pielikums

Matlab vidē realizētais tiešās kļūdu skaitīšanas algoritms

```
function y = directBER1(samples1)
cd E:\...
input_data=load('input5.txt');
samples_per_symbol=16;
length_inp=length(samples1)

for i=1:1:length_inp
    samples(i)=samples1(i);
end

simbols=[];
number_of_simbols=length_inp/samples_per_symbol

for k=1:number_of_simbols
    index=(samples_per_symbol/2)+16*(k-1);
    simbols(k)=samples(index);
end

length_simbols=length(simbols)

%Histogramma
numberofbins=50;
Delta=(max(simbols)-min(simbols))/numberofbins;
x = min(simbols):Delta:max(simbols);
min(simbols);
max(simbols);

[E,X] = hist(simbols, x);
sm = gausswin(numberofbins*0.5);
sm = sm/sum(sm);
Esm = conv(E, sm, 'same');
Esm = fix(Esm);

[Peaks,location] = findpeaks(Esm); %četrus līmeņu signālam - četri maksimumi,
%divu līmeņu signālam - divi maksimumi
%tālāk seko simbolu/bitu detektēšana un salīdzinājums ar oriģinālo sēcību
%kļūdu skaitīšana

BER=number_of_errors/length(received)
Analyzējamo_bitu_skaitis=length(received)
[ber, interval]=berconfint(number_of_errors,Analyzējamo_bitu_skaitis )

% Rezultāts
y = BER;
```


Analītiskas un tiešās kļūdu skaitīšanas metožu salīdzinājuma piemēri, 40 Gbit/s, PAM-4, C josla (pētījuma sākuma posmā).

km	Metode	Kanāla numurs, BER							
		1	2	3	4	5	6	7	8
13	Analītiskā	3,75E-3	3,30E-3	2,95E-3	2,38E-3	2,13E-3	2,31E-3	2,50E-3	2,87E-3
	Tiešā	8,85E-4	7,02E-4	2,75E-4	2,75E-4	2,75E-4	1,22E-4	2,75E-4	6,71E-4
12	Analītiskā	1,02E-3	8,24E-4	6,29E-4	4,66E-4	3,88E-4	4,63E-4	5,11E-4	6,61E-4
	Tiešā	1,83E-4	9,16E-5	0,00E+0	0,00E+0	0,00E+0	0,00E+0	0,00E+0	3,05E-5
11	Analītiskā	9,98E-5	7,27E-5	5,43E-5	2,76E-5	2,26E-5	2,75E-5	2,92E-5	4,71E-5
	Tiešā	0,0E+0	0,0E+0	0,0E+0	0,0E+0	0,0E+0	0, 0E+0	0, 0E+0	0, 0E+0
10	Analītiskā	1,94E-6	1,03E-6	3,76E-7	1,6E-7	9,08E-8	1,15E-7	2,42E-7	6,5E-7
	Tiešā	0,0E+0	0,0E+0	0,0E+0	0,0E+0	0,0E+0	0, 0E+0	0, 0E+0	0, 0E+0

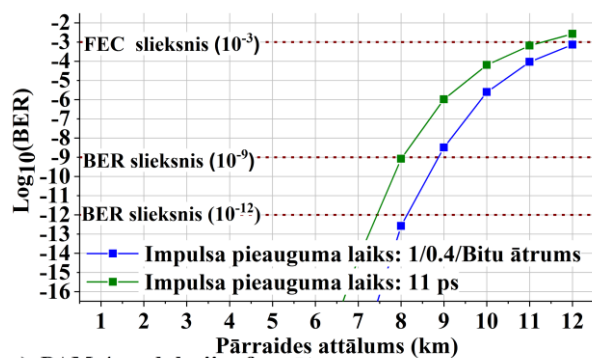
25 Gbit/s, PAM-4, C josla (pētījuma sākuma posmā).

km	Metode	Kanāla numurs, BER							
		1	2	3	4	5	6	7	8
30	Analītiskā	3,29E-3	1,29E-3	6,5E-4	4,1E-4	2,75E-4	3,8E-4	6,5E-4	1,7E-3
	Tiešā	3,9E-3	3,7E-3	1,9E-3	1,0E-3	5,8e-4	1,3E-3	1, 5E-3	2,5E-3

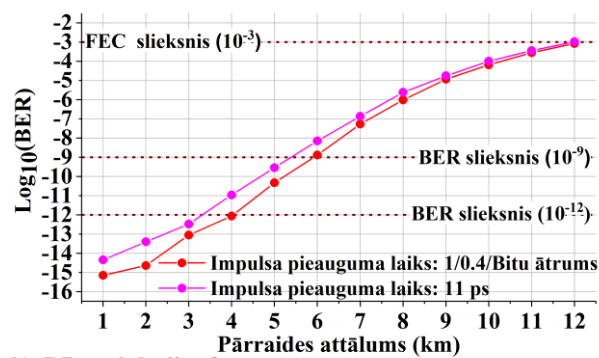
4. pielikums

Rezultāti, kas būtiski neietekmē pārraides sistēmas veiktspēju, ka arī pilnie rezultāti, kuru apkopojums ir pieejams promocijas darbā

4.1. pielikums. PAM-4 (a) un DB (b) modulācijas formātu BER atkarības no pārraides attāluma pie dažādām (1/4/Simbolu ātrums un 11 ps) impulsa pieauguma laika vērtībām

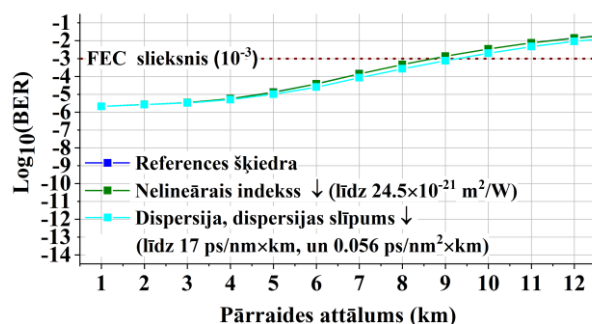


a). PAM-4 modulācijas formāts

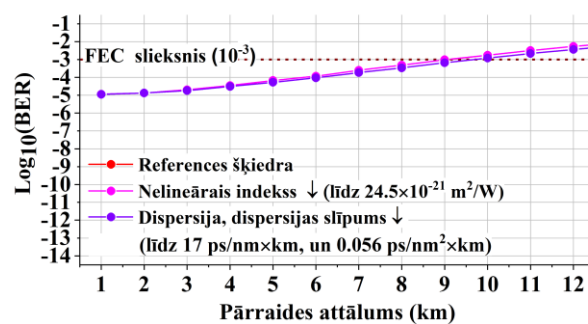


b). DB modulācijas formāts

4.2. pielikums. Optiskās šķiedras vājinājuma, dispersijas un nelineārā indeksa ietekmes novērtējums uz DB (a) un PAM-4 (b) modulētas WDM-PON pārraides sistēmas BER atkarību no pārraides attāluma

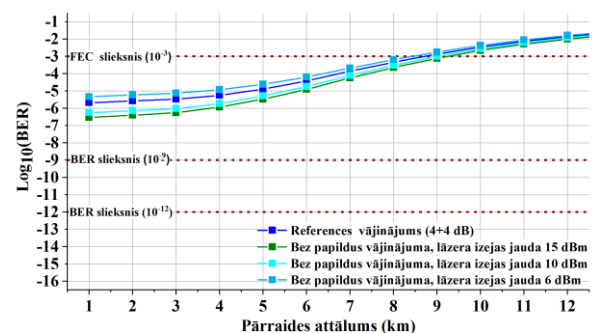


a). PAM-4 modulācijas formāts

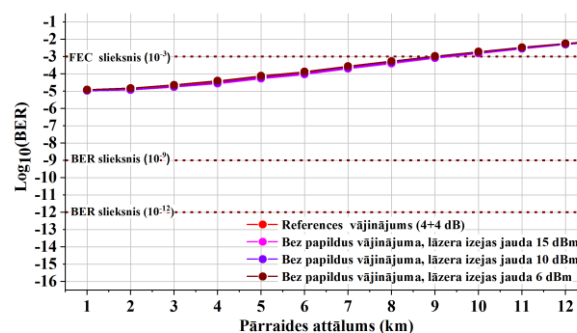


b). DB modulācijas formāts

4.3. pielikums. Optiskā signāla jaudas ietekmes novērtējums uz DB (a) un PAM-4 (b) modulētas WDM-PON pārraides sistēmas BER atkarību no pārraides attāluma



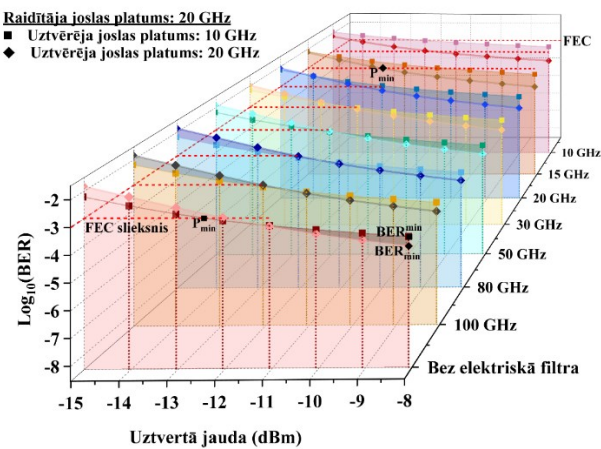
a). PAM-4 modulācijas formāts



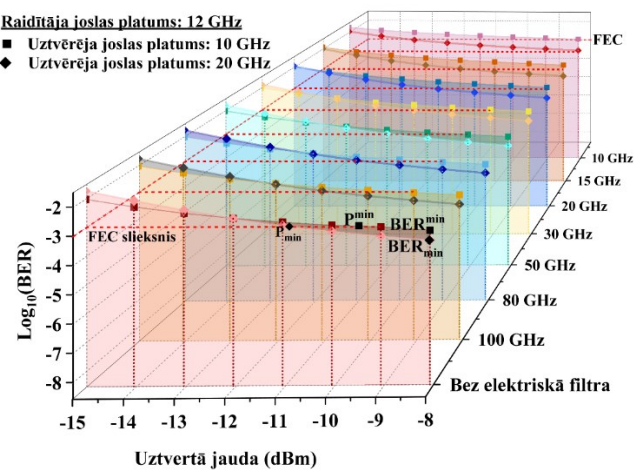
b). DB modulācijas formāts

4.4. pielikums. BER atkarība no uztvertā signāla jaudas un elektriskā filtra caurlaides spējas
25 Gbit/s datu pārraides ātrumam un 50 GHz starpkanālu intervāla

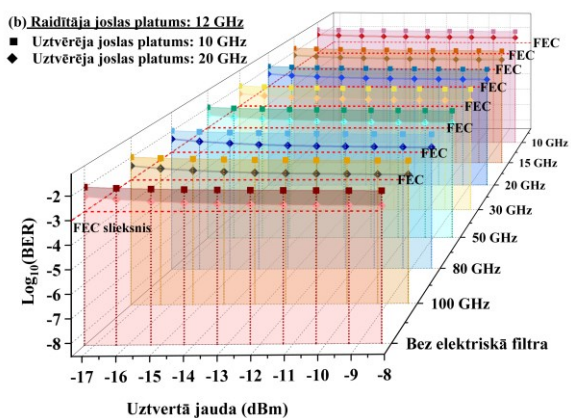
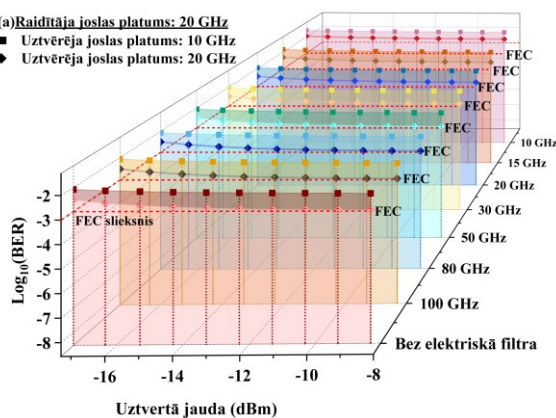
- PAM-4 modulācijas formātam pie 20 GHz raidītāja caurlaides joslas platuma



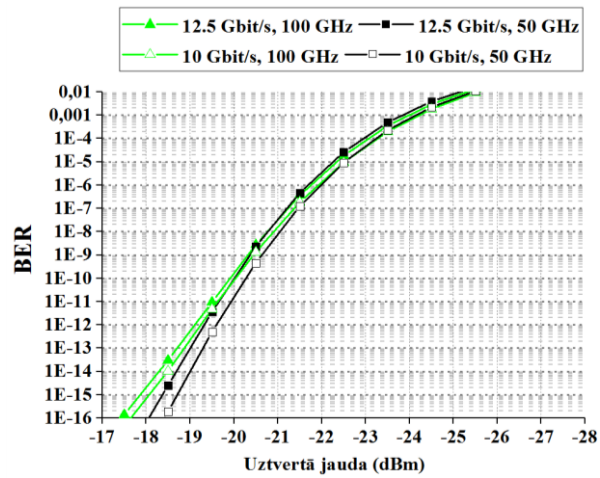
- PAM-4 modulācijas formātiem pie 12 GHz raidītāja caurlaides joslas platuma



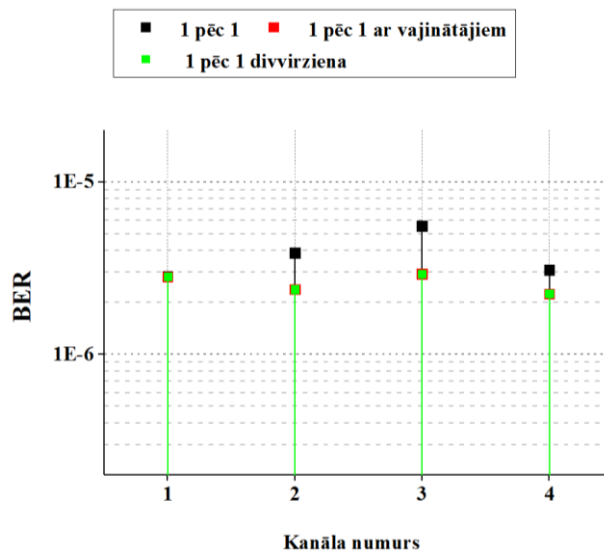
- DB modulācijas formātam pie (a) 20 GHz un (b) 12 GHz raidītāja caurlaides joslas platumiem



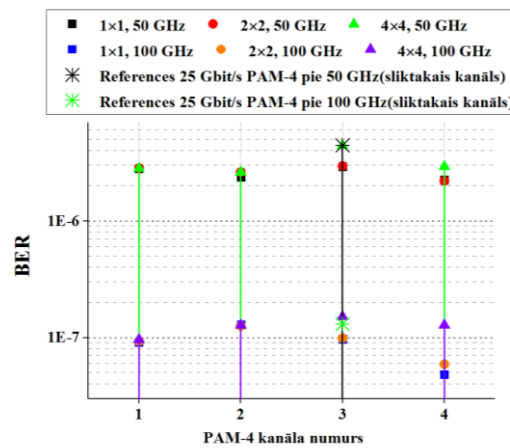
4.5. pielikums. BER atkarība no uztvertā optiskā signāla jaudas NRZ-OOK sliekšņīgajam kanālam ar 10 Gbit/s un 12.5 Gbit/s pārraides ātrumu



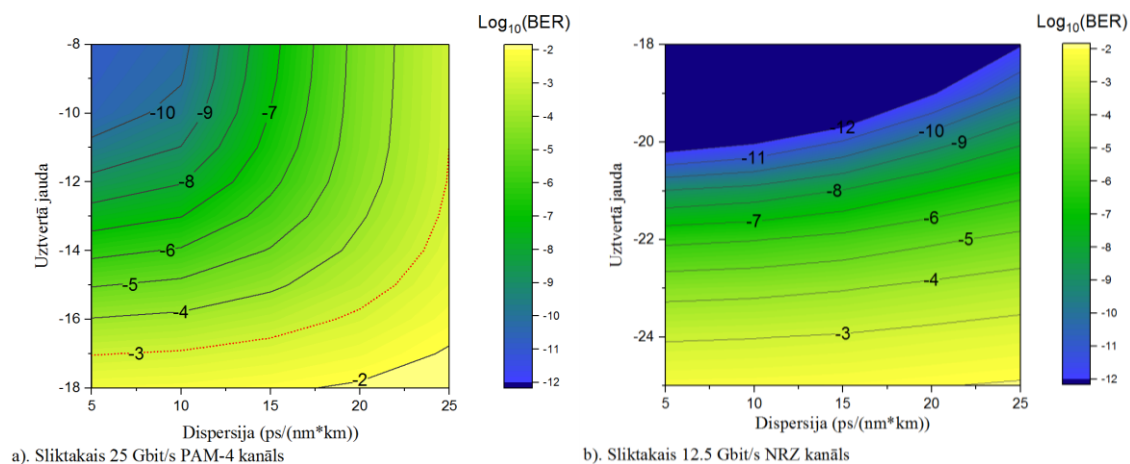
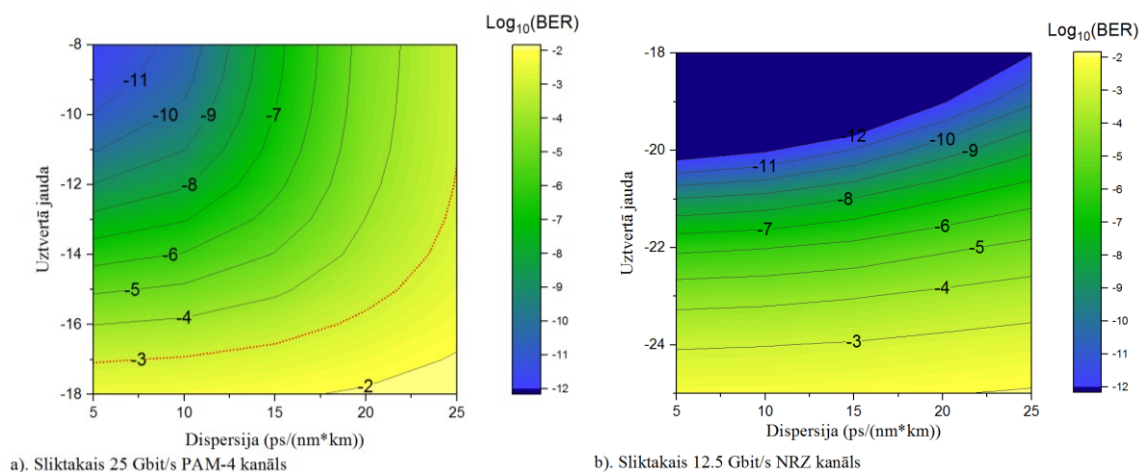
4.6. pielikums. Optiskā signāla jaudas novērtējums 25 Gbit/s PAM-4, “1 pēc 1” topoloģijai pie 50 GHz starpkanālu intervāla



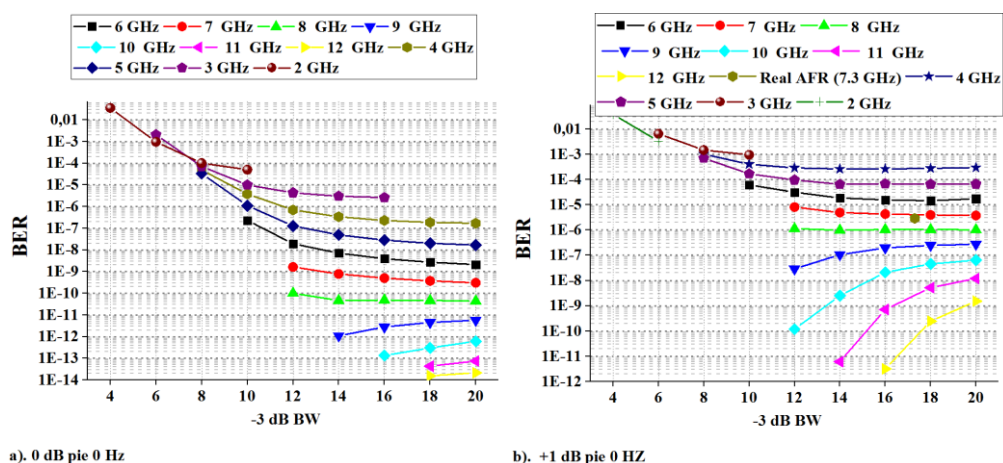
4.7. pielikums. Dažādu kombinēto risinājumu topoloģiju salīdzinājums 25 Gbit/s PAM-4 kanāliem



4.8. pielikums. BER atkarībā no uztvertā signāla jaudas un dispersijas 50 GHz starpkanālu intervālam



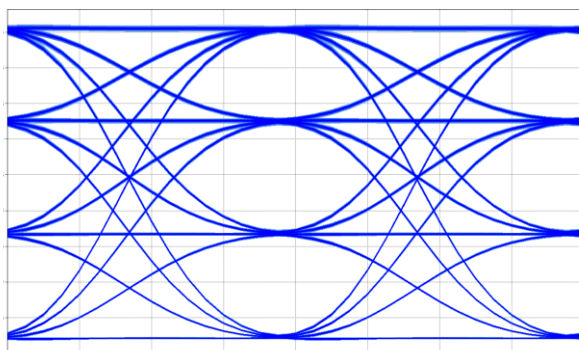
4.9. pielikums. BER atkarībā no uztvertā signāla jaudas un dispersijas 50 GHz starpkanālu intervālam



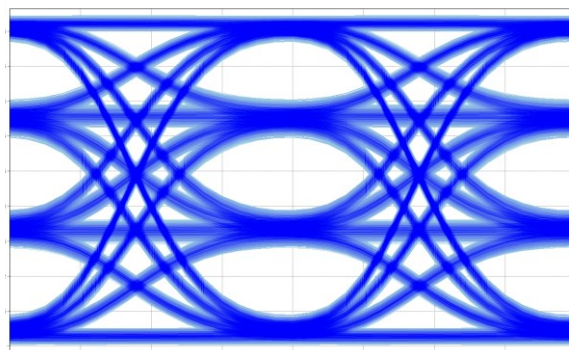
AFR ietekmes novērtējums pie 50 GHz starpkanālu intervāla

Acu diagrammas, kas var tikt pielietotas kā promocijas darbā atspoguļoto rezultātu papildus raksturojums

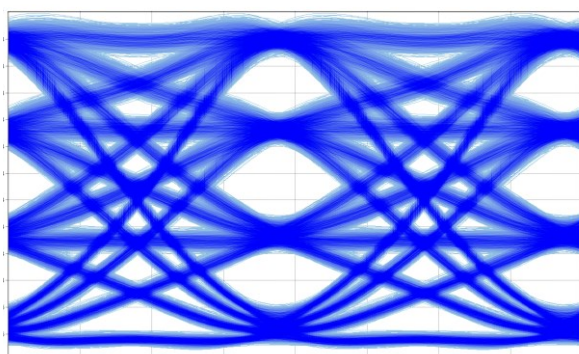
5.1. pielikums. AFR pielietojuma rezultātā iegūtas acu diagrammas pie pārraides bez un pēc pārraides uz 20km



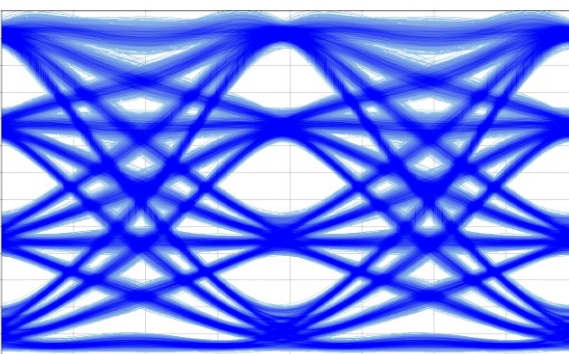
(a) Pārraide bez šķiedras, AFR: 4 p. BF, 12 GHz



(b) Pārraide bez šķiedras, AFR no specifikācijas

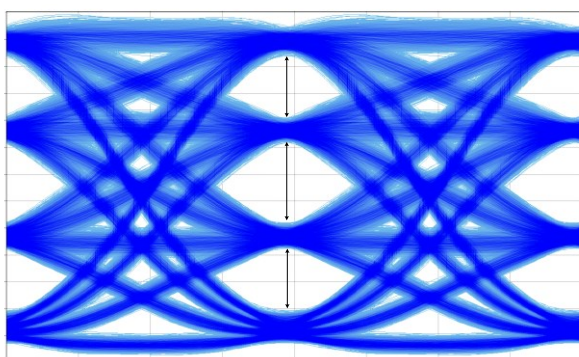


(c) Pārraide ar 20 km SMF, AFR: 4 p. BF, 12 GHz

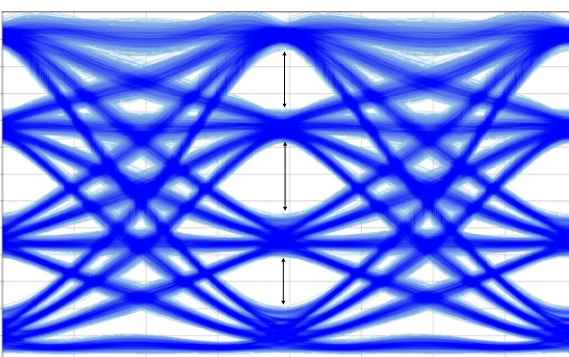


(d) Pārraide ar 20 km SMF, AFR no specifikācijas

5.2. pielikums. 4-polu GF ar 10 GHz -3 dB joslas platumu un MZM no specifikācijas pielietojuma rezultātā iegūtas acu diagrammas pēc pārraides uz 20km

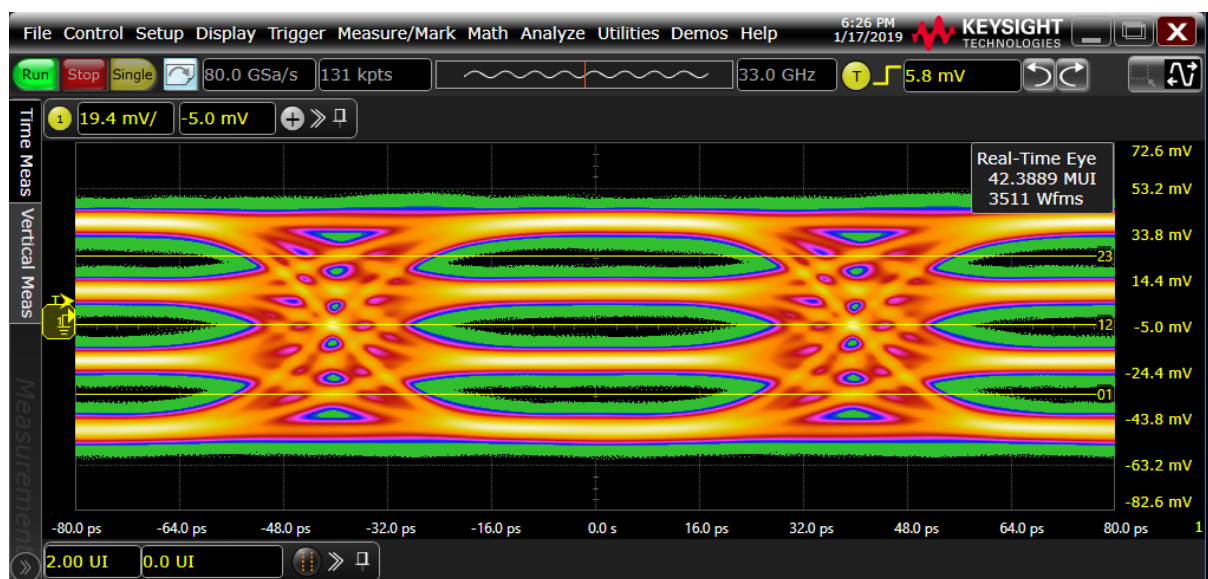


(a) AFR: 4 p. GF, 10 GHz

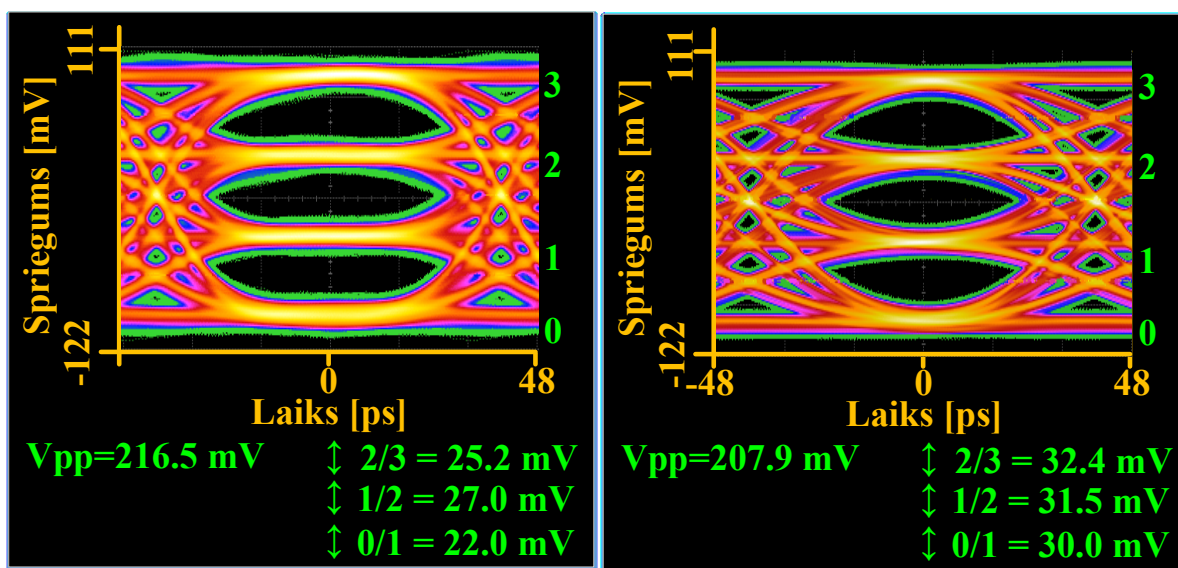


(b) AFR no specifikācijas

5.3. pielikums. Sākuma elektriska signāla acu diagrammas, kas tika pārraidīts eksperimentālā ietvaros



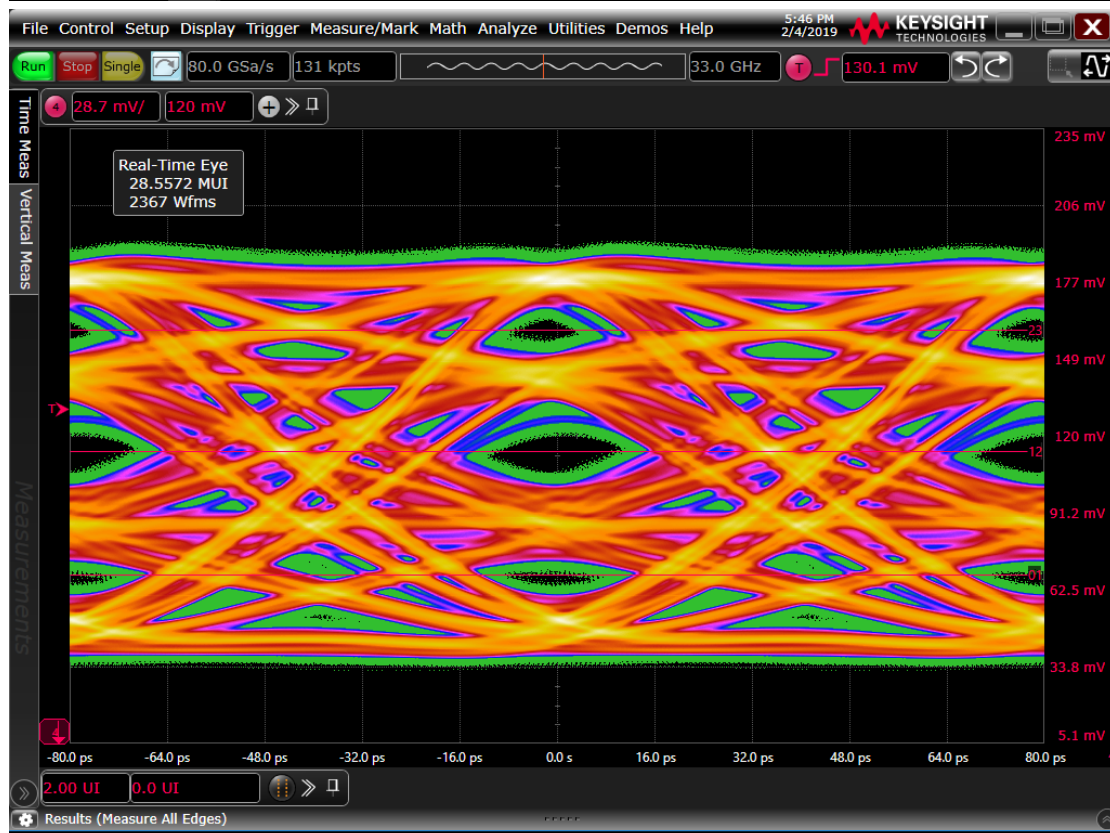
5.4. pielikums. Elektriskais signāls acu diagrammas ar un bez elektriskā filtra



a). Bez elektriska filtra

b). Ar elektrisko filtru (10 GHz)

5.5. pielikums. Mērījumi un acu diagramma, kas tika uzņemti novērtējot BER eksperimenta ietvaros



Matlab kods AFR aprēķinam

```
x=[0 8e9 11e9];
y=[1 -1 -3];
xx = min(x):0.1e9:max(x);
yy = spline(x,y,xx);

df=xx(length(xx))-xx(length(xx)-5);
dy=yy(length(yy))-yy(length(yy)-5);
d=dy/df;
d10=d*10e9;

xxx=max(xx)+10e9:10e9:max(xx)+10*10e9;
yyy(1)=yy(length(yy))+d*10e9;

for i=2:length(xxx)
    yyy(i)=yyy(i-1)+d10;
end

xxxx=[xx xxx];
yyyy=[yy yyy];

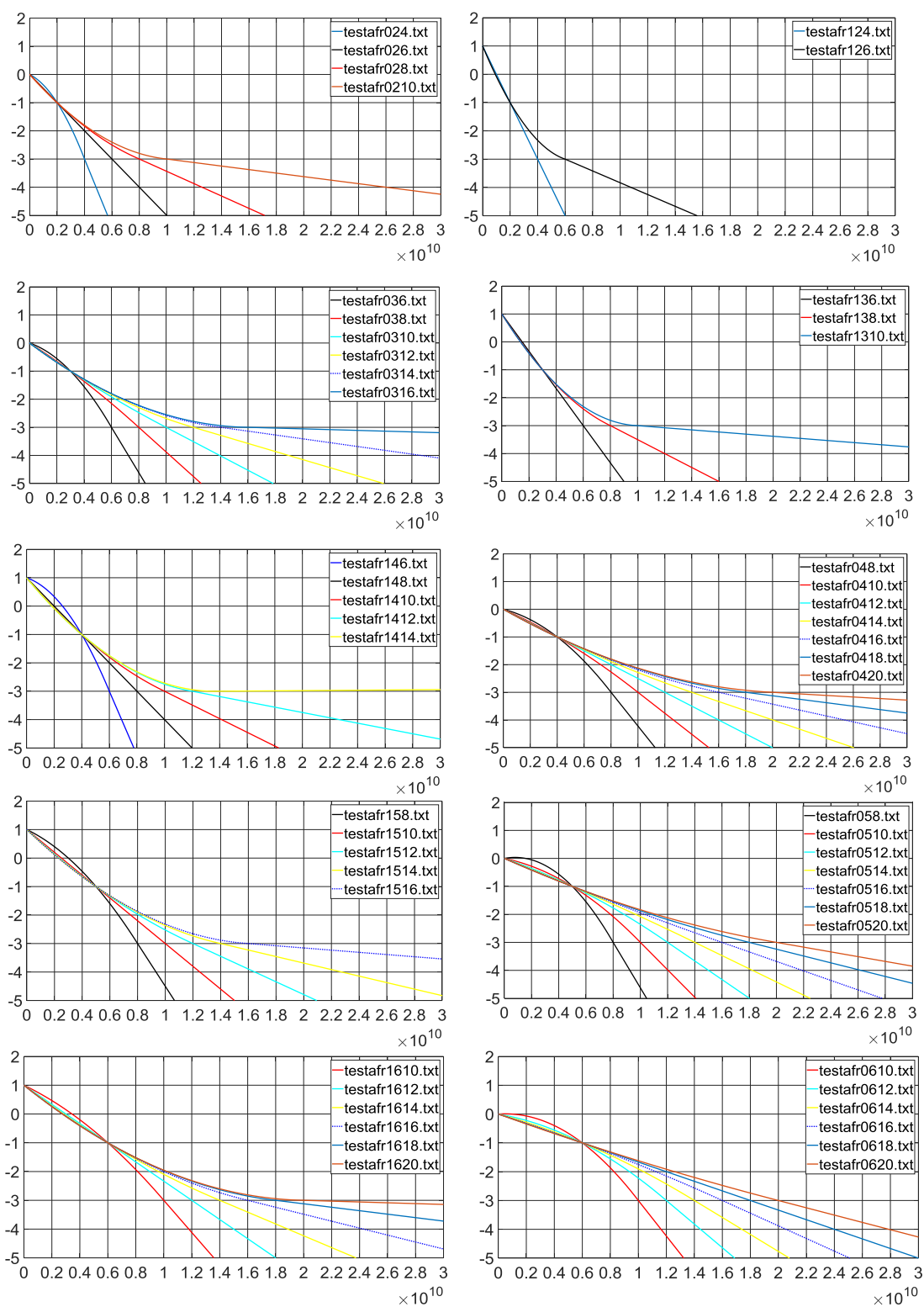
bw1=num2str(x(2)/1e9);
bw3=num2str(x(3)/1e9);

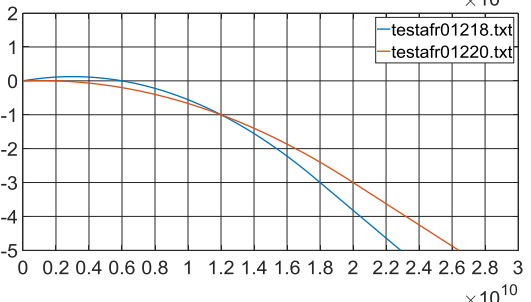
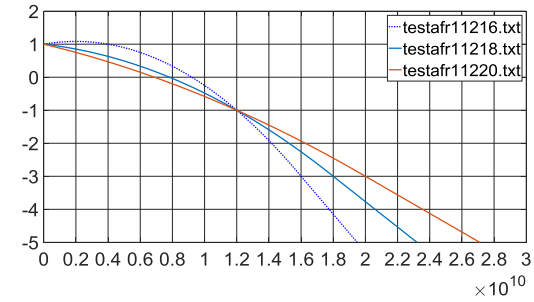
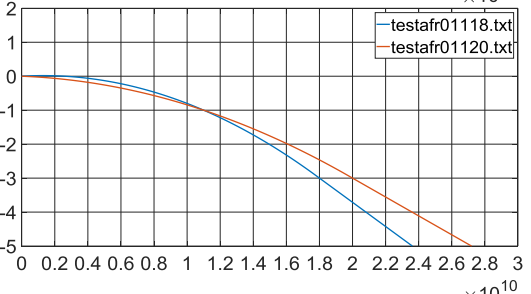
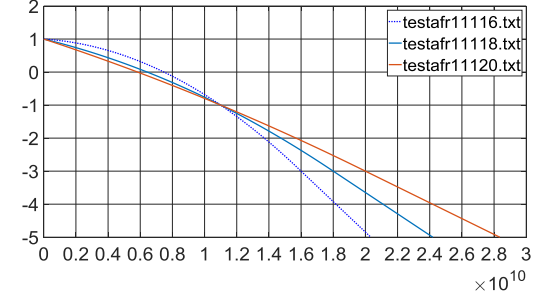
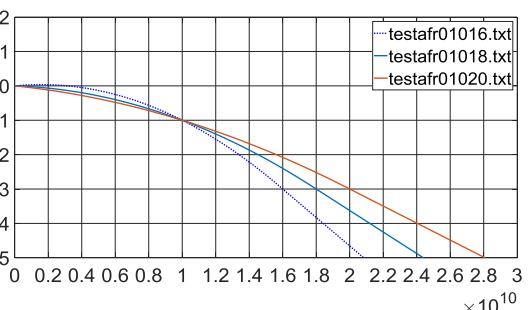
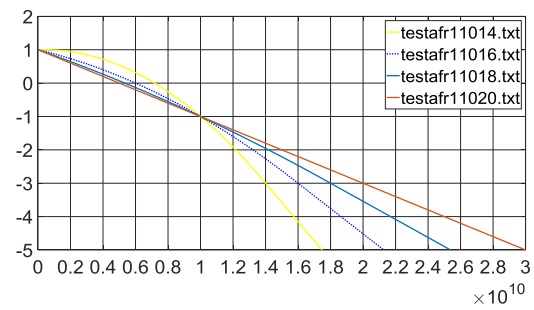
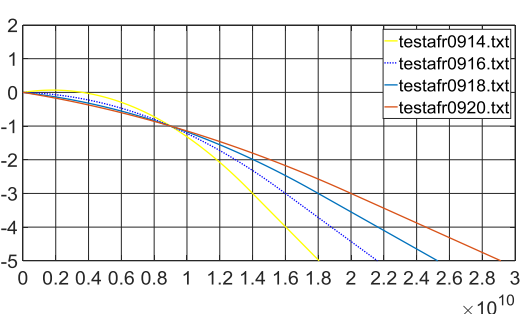
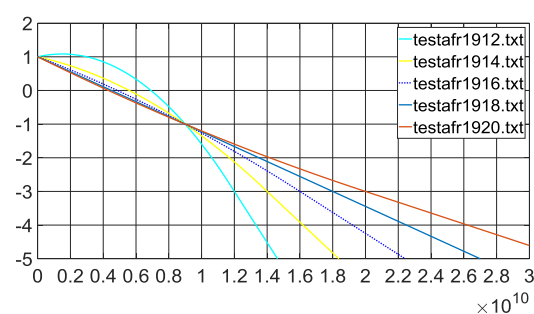
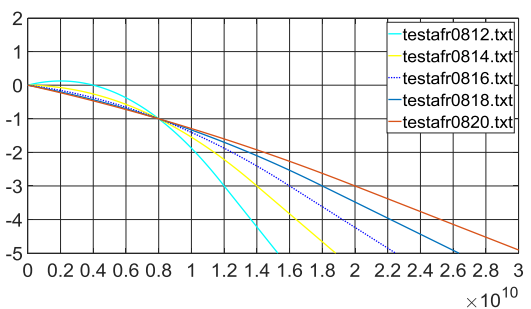
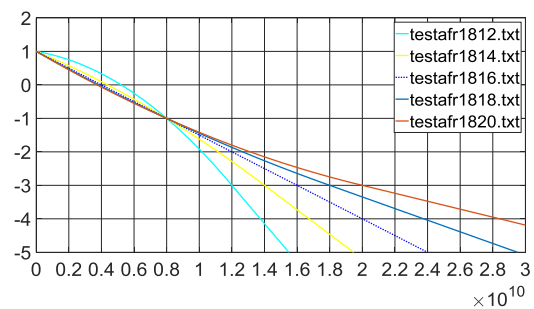
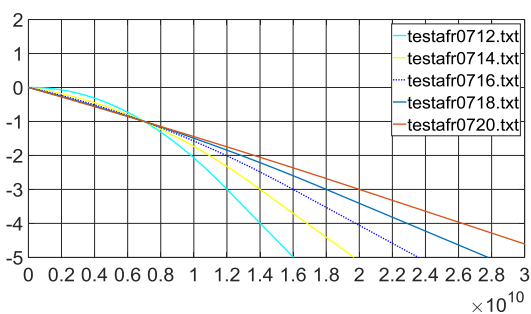
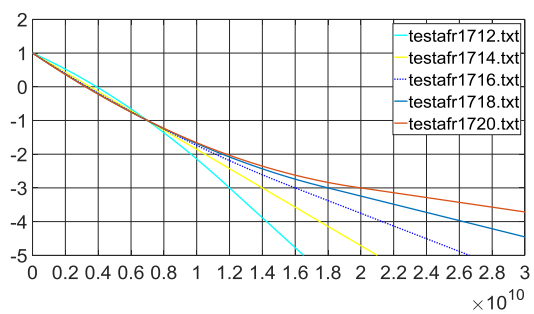
fails='testafr1';
M=[xxxx',yyyy'];
filename=[fails,bw1,bw3,'.txt']
dlmwrite(filename,M,'delimiter',' ');
```

7. pielikums

Novērtējumam pielietoti AFR modeli, kas tika aprēķināti, pielietojot promocijas darbā
piedāvāto metodi

x-ass: frekvence [Hz], y-ass: AFR [dB]





Matlab kodi jutības un termiskā trokšņa aprēķinam

Jūtība no termiskā trokšņa strāvas blīvuma [A/sqrt(Hz)]

```
ivpi=1e-11;% [A/sqrt(Hz)]
St = (ivpi)^2; % [A^2/Hz]
BW=10e9; %-3 dB caurlaides joslas platums [Hz]
sigma2=St*BW; %[A^2]
sigma=sqrt(sigma2); %[A]
Qlin=7.04;
R=0.7; %[A/W]
P=(sigma*Qlin)/R; % [W]
Pmw=P*1000; % [mW]
Pdbm=10*log10(Pmw)
```

Termiskā trokšņa strāvas blīvums no jutības [A/sqrt(Hz)]

```
R=0.7;
Q=7.04
PdBm=-19
Pmw=10^(PdBm/10)
Pw=Pmw/1000
sigma=(R*Pw)/Q
BW=10*1e9
PSD2=(sigma^2)/BW
PSD=sqrt(PSD2)
```