



RĪGAS TEHNISKĀ  
UNIVERSITĀTE

**Deniss Kolosovs**

# **ADAPTĪVIE AKLĀS IZLĪDZINĀŠANAS ALGORITMI QAM SISTĒMĀS**

Promocijas darba kopsavilkums



RTU Izdevniecība  
Rīga 2022

**RĪGAS TEHNISKĀ UNIVERSITĀTE**

Elektronikas un telekomunikāciju fakultāte

Radioelektronikas institūts

**Deniss Kolosovs**

Doktora studiju programmas “Elektronika” doktorants

**ADAPTĪVIE AKLĀS IZLĪDZINĀŠANAS  
ALGORITMI QAM SISTĒMĀS**

**Promocijas darba kopsavilkums**

Zinātniskie vadītāji:

asociētais profesors *Dr. sc. ing.*

**ARTŪRS ĀBOLTIŅŠ**

asociētā profesore *Dr. sc. ing.*

**ANNA LITVIŅENKO**

**RTU Izdevniecība**

**Rīga 2022**

Kolosovs D. Adaptīvie aklās izlīdzināšanas algoritmi *QAM* sistēmās. Promocijas darba kopsavilkums. – Rīga: RTU Izdevniecība, 2022. – 47 lpp.

Iespiests saskaņā ar promocijas padomes “RTU P-08” 2022. gada 4. marta lēmumu, protokols Nr. 8.



Promocijas darba pētījums saņēmis finansējumu un daļēji izstrādāts Rīgas Tehniskās universitātes projektā SAM 8.2.2. “Stiprināt augstākās izglītības institūciju akadēmisko personālu stratēģiskās specializācijas jomās” Nr. 8.2.2.0/18/A/017.

<https://doi.org/10.7250/9789934227875>

ISBN 978-9934-22-787-5 (pdf)

# PROMOCIJAS DARBS IZVIRZĪTS ZINĀTNES DOKTORA GRĀDA IEGŪŠANAI RĪGAS TEHNISKAJĀ UNIVERSITĀTĒ

Promocijas darbs zinātnes doktora (*Ph. D.*) grāda iegūšanai tiek publiski aizstāvēts RTU promocijas padomes "RTU P-08" sēdē 2022. gada 10. jūnijā plkst. 13.30 Rīgas Tehniskās universitātes Elektronikas un telekomunikāciju fakultātē, Āzenes ielā 12, 201. auditorijā.

## OFICIĀLIE RECENZENTI

Profesors *Dr. sc. ing.* Vjačeslavs Bobrovs  
Rīgas Tehniskā universitāte

Profesors *Dr.-Ing. habil.* Andreass Ārens  
Vismāras Lietišķo zinātņu augstskola, Vācija

Associētā profesore *Dr.* Rasa Brūzgienė  
Kauņas Tehnoloģiju universitāte, Lietuva

## APSTIPRINĀJUMS

Apstiprinu, ka esmu izstrādājis šo promocijas darbu, kas iesniegts izskatīšanai Rīgas Tehniskajā universitātē zinātnes doktora (*Ph. D.*) grāda iegūšanai. Promocijas darbs zinātniskā grāda iegūšanai nav iesniegts nevienā citā universitātē.

Deniss Kolosovs \_\_\_\_\_

Datums: \_\_\_\_\_

Promocijas darbs ir uzrakstīts angļu valodā, tajā ir ievads, piecas nodaļas, secinājumi, literatūras saraksts, 35 attēli, trīs tabulas, četri pielikumi; kopējais lappušu skaits 98, neieskaitot pielikumus. Literatūras sarakstā ir 80 nosaukumu.

# SATURS

SAĪSINĀJUMU SARAKSTS . . . . .	6
IEVADS . . . . .	7
Tēmas aktualitāte . . . . .	7
Mērķis un uzdevumi . . . . .	8
Pētījuma objekts un priekšmets . . . . .	8
Pētījuma metodoloģija . . . . .	8
Zinātniskā novitāte un galveni rezultāti . . . . .	9
Aizstāvamās tēzes . . . . .	9
Aprobācija un praktiskā nozīme . . . . .	10
Darba struktūra . . . . .	12
1. PĒTĪJUMA OBJEKTA VISPĀRĒJS APRAKSTS . . . . .	13
1.1.    Kvadratūras amplitūdas modulācijas koncepcija . . . . .	13
1.2.    QAM sakaru sistēmas kompleksās pamatjoslas modelis . . . . .	15
1.3.    Kompleksās pamatjoslas daudzceļu kanāla modelis . . . . .	17
1.4.    QAM signālu izlīdzināšana . . . . .	20
1.5.    Aklās izlīdzināšanas koncepcija . . . . .	20
1.6.    Secinājumi . . . . .	21
2. UZLABOTS LĒMUMA PIESKAŅOTS MODUĻA ALGORITMS . . . . .	22
2.1.    Lēmuma pieskaņots daudzmoduļu algoritms . . . . .	22
2.2.    Kļūdas statistiskās īpašības . . . . .	22
2.3.    Uzlabotais DAMA algoritms . . . . .	23
2.4.    Simulācijas rezultāti . . . . .	25
2.5.    Secinājumi . . . . .	26
3. GRUPĒTO RĀDIUSU PIEEJA . . . . .	28
3.1.    Detekcijas kļūdas varbūtības ietekme uz ekvalaizera konverģenci . . . . .	28
3.2.    Detekcijas kļūdas varbūtība kā izejas rādiusa dispersijas funkcija . . . . .	28
3.3.    Piedāvātā optimizācijas procedūra . . . . .	29
3.4.    Simulāciju rezultāti . . . . .	32
3.5.    Secinājumi . . . . .	33
4. ADAPTĪVO PĀRSLĒDZAMO GRUPĒTO RĀDIUSU PIEEJA . . . . .	34
4.1.    Kļūdu novērtēšanas metode . . . . .	34
4.2.    Simulāciju rezultāti . . . . .	36
4.3.    Secinājumi . . . . .	37
5. FPGA IMPLEMENTĀCIJA UN LAUKA MĒRĪJUMI . . . . .	38
5.1.    Izstrādes mērķi . . . . .	38
5.2.    Fiksēta punkta aritmētikas ieviešana . . . . .	38

5.3.	Aklā ekvalaizera ieviešana . . . . .	39
5.4.	<i>FPGA</i> testa vides ieviešana . . . . .	40
5.5.	Implementācijas rezultāti . . . . .	40
5.6.	Secinājumi . . . . .	41
	SECINĀJUMI . . . . .	42
	IZMANTOTĀ LITERATŪRA . . . . .	43

## SAĪSINĀJUMU SARAKSTS

- ACM* – *adaptive coding and modulation* (adaptīvā kodēšana un modulācija)
- ADC* – *analog-digital converter* (analogais-ciparu pārveidotājs)
- AGC* – *automatic gain control* (automātiskā pastiprinājuma regulēšana)
- AWGN* – *additive white Gaussian noise* (aditīvais balts Gausa troksnis)
- CMA* – *constant modulus algorithm* (konstanta moduļa algoritms)
- DAC* – *digital-analog converter* (ciparu-analogais pārveidotājs)
- DAMA* – *decision adjusted modulus algorithm* (ar lēmumu koriģējams moduļa algoritms)
- EDAMA* – *enhanced decision-adjusted modulus algorithm* (uzlabotais ar lēmumu koriģējams moduļa algoritms)
- ETSI* – *European Telecommunications Standards Institute* (Eiropas Telekomunikācijas standartu institūts)
- FCC* – *Federal Communications Commission* (Federālā komunikāciju komisija)
- FPGA* – *field-programmable gate array* (programmējamās loģikas masīvs)
- IP* – *intellectual property* (intelektuālais īpašums)
- ISI* – *inter-symbol interference* (starpsimbolu interference)
- MCMA* – *modified constant modulus algorithm* (modificētais konstanta moduļa algoritms)
- MIMO* – *multiple-input and multiple-output* (daudzu ieeju, daudzu izeju)
- MMA* – *multimodulus algorithm* (daudzmoduļu algoritms)
- OFDM* – *orthogonal frequency-division multiplexing* (ortogonālā frekvenčdales multipleksēšana)
- PAPR* – *peak-to-average power ratio* (jaudas pīķa un vidējas vērtības attiecība)
- PDM* – *polarization-division multiplexing* (polarizācijas sadales multipleksēšana)
- QAM* – *quadrature amplitude modulation* (kvadratūrā amplitūdas modulācija)
- QPSK* – *quadrature phase-shift keying* (kvadratūrā fāzes manipulācija)
- VHDL* – *VHSIC hardware description language* (VHSIC shēmas apraksta valoda)
- VHSIC* – *very high speed integrated circuit* (ļoti liela ātruma integrētā shēma)
- XPIC* – *cross-polarization interference canceling* (starppolarizāciju interferences nospiešana)

# IEVADS

## Tēmas aktualitāte

Kvadrātūrā amplitūdas modulācija (angļu val. *quadrature amplitude modulation, QAM*) ir izplatīta signālu veidošanas metode mūsdienu bezvadu datu pārraides sistēmās. Turklāt *QAM* pieeja ir daudzu sakaru tehnoloģiju pamatā, piemēram, tādu kā ortogonālā frekvenčdales multipleksēšana (angļu val. *orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM*), daudzu ieeju, daudzu izeju (angļu val. *multiple-input and multiple-output, MIMO*) sistēma un polarizācijas sadales multipleksēšana (angļu val. *polarization-division multiplexing, PDM*). Šajā darbā aplūkota daudzceļu izplatīšanas parādība – *QAM* signāla kropļojumu iemesls, kas, ja netiek kompensēts, būtiski pasliktina uztveršanas kvalitāti. Parasti kompensāciju veic ar ekvalaizera, filtra ar regulējamiem koeficientiem, palīdzību.

Parasti ekvalaizera regulēšanai tiek izmantotas tādas metodes kā apmācības secības pārraide, zemas kārtas modulācijas izmantošana, adaptīvā kodēšana un modulācija (angļu val. *adaptive coding and modulation, ACM*), iepriekš definēto simbolu ielikšana lietotāja trafikā. Tomēr šīm metodēm ir nepieciešams servisa kanāls un pilna duplexa sakari vai arī jāsamazina caurlaides spēja.

Akla regulēšana ir alternatīvs problēmas risinājums. Tam nav nepieciešama iepriekš definēto simbolu pārraide, un tādējādi tai nav iepriekš aprakstīto metožu trūkumu. Visizplatītākais šīs izlīdzināšanas pieeju grupas algoritms – konstanta moduļa algoritms (angļu val. *constant modulus algorithm, CMA*) – tika piedāvāts [1, 2]. To raksturo labas konverģences īpašības un augsts paliekošās kļūdas līmenis. Ir publikāciju grupas, kuru mērķis ir novērst šo trūkumu: izmantojot vairākas dispersijas konstantes [3, 4], atsevišķi apstrādājot saņemtā simbola reālo un imagināro daļas [5–7], vairāku režīmu algoritmu lietošana [8–15] vai apvienojot vairākas no minētajām pieejām [16, 17].

Aklās izlīdzināšanas algoritmu adaptācijas tiek izmantotas, lai novērstu tādu problēmu kā liela jaudas pīķa un vidējas vērtības attiecība (angļu val. *peak-to-average power ratio, PAPR*), lai atjaunotu nesēju *OFDM* [18–20], lai cīnītos ar starpavotu traucējumiem *MIMO* sistēmās [21–23], lai tīktu nodrošināta starppolarizāciju interferences nospiešana (angļu val. *cross-polarization interference canceling, XPIC*) [24–26], staru atdalīšanai fāzētu antenu masīvos *MIMO* [27–31], kā arī kanāla izlīdzināšanai kopā ar laika un nesēja sinhronizāciju [32, 33].

Neskatoties uz to, ka eksistē vairāki aklās izlīdzināšanas algoritmi, to ierobežojumi padara tos par optimālu signālu apstrādes rīku tikai noteiktos darba apstākļos. Aklās izlīdzināšanas jomā ir nepieciešama pieeja, lai izveidotu algoritmu, kas piemērots konkrētajiem darba apstākļiem. Iepriekš aprakstītajos gadījumos var tikt lietots arī vispārināts *CMA* līdzīgs algoritms, kas ir šī promocijas darba mērķis.



## Mērķis un uzdevumi

Šī promocijas darba **mērķis** ir esošo *CMA* līdzīgo algoritmu vispārināšana un aklās izlīdzināšanas tehnikas, kas nodrošinās veiktspēju definētajos darba apstākļos, izstrāde. Iepriekš definēto mērķu sasniegšanai ir norādīti vairāki **uzdevumi**:

- Izmantotā daudzceļu kanāla un *QAM* sakaru sistēmas apraksts.
- Populāru aklās izlīdzināšanas algoritmu izpēte un to trūkumu fiksācija.
- Jauna algoritma izstrāde, lai samazinātu nepareizas pieskaņošanas iespējamību.
- Piedāvātā algoritma vispārināšana, lai nodrošinātu tā darbību divos un vairākos režīmos.
- Konceptijas *stop-and-go* izveide, lai pārslēgtos starp režīmiem.
- Programmējamās loģikas masīvs (angļu val. *field-programmable gate array, FPGA*) ekvalaizera realizācija, kas pieskaņojams ar piedāvāto algoritmu, tā iekļaušana *QAM* modemā un mērījumi reālos apstākļos.
- Ekvalaizera, kas pieskaņojams ar piedāvāto algoritmu, realizācija programmējamās loģikas masīvā (angļu val. *field-programmable gate array, FPGA*) un tā iekļaušana *QAM* modemā un mērījumi reālos apstākļos.

## Pētījuma objekts un priekšmets

Šī pētījuma **objekts** ir *QAM* sakaru sistēmas pamatjosla. Tā sastāv no signālu veidojošās daļas, pamatjoslas modeļa daudzceļu kanālam, kurā tiek pielikts aditīvais balts Gausa troksnis (angļu val. *additive white Gaussian noise, AWGN*), un *QAM* uztvērēja (satur salāgotu filtru, pastiprinājuma kontroles un laika sinhronizācijas sistēmas, izlīdzināšanas sistēmu un uztverto simbolu novērtēšanas bloku).

Šī pētījuma **priekšmets** ir aklās izlīdzināšanas algoritms. Šī mehānisma mērķis ir ekvalaizera izvadu pieskaņošana. Parasti tā ir struktūra, kas veic pašreizējās ekvalaizera izejas analīzi, novērtē algoritma mērķa funkciju un rēķina pašreizējo ekvalaizera izvadu koeficientu pieaugumu vektoru.

## Pētījuma metodoloģija

Šis promocijas darbs adaptē vairākus inženierprojektus; tātad pētījuma metodoloģiju nosaka tehnisko uzdevumu kopums. Tālāk norādītās pakāpeniskās darbības ir ļāvušas attīstīt pieeju no sākotnējās idejas līdz gala algoritmam.

- Esošo risinājumu ierobežojumu un trūkumu izpēte.
- Tehniskā uzdevuma specifikācija.
- Idejas, kuras realizācija var izpildīt nosacījumus, formulēšana.
- Idejas analītiskā izpēte un tās produktivitātes apstiprināšana.
- Realizācija skriptu valodā ātrai prototipa veidošanai (*Matlab* vai *Python*) un simulācijai.

- Skaitliskā konverģences īpašību un paliekošās kļūdas līmeņu pārbaude ar Montekarlo simulācijām.
- Realizācija aparatūras apraksta valodā un risinājuma iekļaušana esošajā shēmā.
- Eksperimenti reālos darba apstākļos un pārbaude, vai piedāvātā metode atbilst prasībām.

## Zinātniskā novitāte un galveni rezultāti

Oriģinālās idejas, kas veido šī pētījuma sniegto kopējo zinātnisko ieguldījumu, publicētas atsevišķās publikācijās vai pirmo reizi aprakstītas promocijas darba pamattekstā.

- Pirmo reizi izmantota detekcijas kļūdas varbūtības samazināšana, lai optimizētu aklās izlīdzināšanas algoritma mērķa funkciju.
- Pirmo reizi aklās izlīdzināšanas algoritmā izmantota mērķa funkcija, kas ir atkarīga no starpsimbolu interferences (angļu. val. *inter-symbol interference, ISI*) paliekošās kļūdas līmeņa ekvalaizera izejā.
- Pirmo reizi *ISI* sākotnējo robežvērtību definēšanai izmantota zvaigznāja punktu grupēšana aklās izlīdzināšanas algoritma mērķa funkcijā.
- Pirmo reizi izmantota zvaigznāja punktu grupēšana aklā izlīdzināšanas algoritma mērķa funkcijā, lai samazinātu nepareizas korekcijas varbūtību augstas kārtas modulācijas un augsta traucējumu līmeņa gadījumā.
- Pirmo reizi izmantots *stop-and-go* algoritms, lai pārslēgtos uz precīzāku algoritmu.

Pētījuma galvenie praktiskie rezultāti.

- Piedāvāts varbūtībā balstīts ar lēmumu koriģējama moduļa algoritma (angļu val. *decision adjusted modulus algorithm, DAMA*) uzlabojums, kas ievērojami palielina tā konverģences spēju un ātrumu.
- Piedāvāts ekvalaizera aklās regulēšanas algoritms, kas garantē maksimālas detektēšanas kļūdas varbūtības robežu noteiktai sākotnējai *ISI*.
- Piedāvāts vairāku režīmu aklās izlīdzināšanas algoritms ar parametrisku uz zvaigznāja balstītu mērķa funkciju.
- Piedāvāta pieeja aklās izlīdzināšanas algoritma, kas atbilst uztveršanas nosacījumiem, sintēzei.

## Aizstāvamās tēzes

1. Uzlabotā ar lēmumu koriģētā moduļa algoritma lietošana konstanta moduļa algoritma vietā *QAM* signāla aklai izlīdzināšanai nodrošina nulles dispersijas atlikušo kļūdu ekvalaizera impulsa reakcijas gadījumā, kas pieskaņota tā, lai tās konvolūcija ar kanāla impulsa reakciju rada delta funkciju.

2. Optimālu simbolu detektēšanas sliekšņu izmantošana uzlabotajā ar lēmumu koriģējamā moduļa algoritmā (angļu val. *decision adjusted modulus algorithm, DAMA*) ļauj samazināt ekvalaizera koeficientu nepareizas pieskaņošanas notikumu skaitu, salīdzinot ar parasto *DAMA* algoritmu.
3. *QAM* zvaigznāja punktu grupēšana gadījumā ļauj samazināt ekvalaizera koeficientu nepareizas noregulēšanas notikumu skaitu un tādējādi palielina ekvalaizera konverģences varbūtību, ja starpsimbolu interferences (angļu val. *inter-symbol interference, ISI*) izraisītā signāla deviācija ir vienāda vai lielāka par signāla deviāciju bez *ISI*.
4. Pakāpeniska *QAM* zvaigznāja punktu grupēšanas algoritmu pārslēgšana definē detektēšanas kļūdas varbūtības augšējo robežu aklā ar lēmumu koriģētā ekvalaizera koeficientu pielāgošanā.

## Aprobācija un praktiskā nozīme

Ekvalaizers kā intelektuālā īpašuma (angļu val. *intellectual property, IP*) bloks ir uzrakstīts VHSIC apraksta valodā (angļu val. *VHSIC hardware description language, VHDL*) un pēc tam iekļauts strādājošā *QAM* modemā *FPGA*. Veikti lauka mērījumi, kā arī ar pozitīvu rezultātu pārbaudīta modema un ekvalaizera atbilstība Eiropas Telekomunikācijas standartu institūta (angļu val. *European Telecommunications Standards Institute, ETSI*) un Federālās komunikāciju komisijas (angļu val. *Federal Communications Commission, FCC*) standartiem. Latvijas uzņēmumam AS “SAF Tehnika” ir pieredze šīs iekārtas sērijveida ražošanā. Šī promocijas darba rakstīšanas laikā ASV, ES un dažās Āzijas valstīs tiek izmantotas ierīces, kas izmanto piedāvāto aklo izlīdzināšanas paņēmieni un nodrošina mikroviļņu sakarus.

Šajā sarakstā ir uzskaitītas publikācijas, kas atspoguļo šī promocijas darba svarīgākās idejas (trīs mazāk nozīmīgas publikācijas ir minētas literatūras sarakstā [34–36]):

- [37] S. Šarkovskis u. c. “Encoder Improvement for Simple Amplitude Fully Parallel Classifiers Based on Grey Codes”. *Procedia Engineering* 178 (2017), 604.–614. lpp. ISSN: 18777058. DOI: [10.1016/j.proeng.2017.01.119](https://doi.org/10.1016/j.proeng.2017.01.119).
- [38] D. Kolosovs, A. Zelenkov un A. Jersovs. “Enhanced Decision Adjusted Modulus Algorithm for Blind Equalization”. *Procedia Computer Science* 104 (2017), 429.–436. lpp. ISSN: 18770509. DOI: [10.1016/j.procs.2017.01.156](https://doi.org/10.1016/j.procs.2017.01.156).
- [39] D. Kolosovs. “A Generalization of the Enhanced Decision Adjusted Modulus Algorithm for Blind Equalization of Constellations with Closely Positioned Circles”. *2020 IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW) (MTTW'20)*. Rīga, Latvia: IEEE, 2020. g. okt., 195.–200. lpp. ISBN: 978-1-72819-398-4. DOI: [10.1109/MTTW51045.2020.9244924](https://doi.org/10.1109/MTTW51045.2020.9244924).
- [40] D. Kolosovs. “A Multi-Mode Approach for the Enhanced Decision Adjusted Modulus Algo-

rithm Usage in Blind Equalization of QAM Signals”. 2021 *IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW)*. Rīga, Latvia: IEEE, 2021. g. okt., 40.–45. lpp. ISBN: 978-1-66542-469-1. DOI: [10.1109/MTTW53539.2021.9607265](https://doi.org/10.1109/MTTW53539.2021.9607265).

Promocijas darbā atspoguļotās idejas autors prezentējis četrās starptautiskajās zinātniskajās konferencēs.

1. D. Kolosovs. “Chaos code division multiplexing communication system”. 7th International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks, 3.–5. jūnijs 2015. Rīga.
2. D. Kolosovs. “Equalization possibilities for Non-harmonic Multicarrier communication systems”. Riga Technical University 56th International Scientific Conference, Section Electronics, 14.–16. oktobris 2015. Rīga.
3. D. Kolosovs. “A generalization of the enhanced decision adjusted modulus algorithm for blind equalization of constellations with closely positioned circles”. 2020 *IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW)*, 1.–2. oktobris 2020. Rīga.
4. D. Kolosovs. “A Multi-Mode Approach for the Enhanced Decision Adjusted Modulus Algorithm Usage in Blind Equalization of QAM Signals”. 2021 *IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW)*, 7.–8. oktobris 2021. Rīga.

Projekti, kuros īstenotas promocijas darbā aprakstītās idejas vai izmantoti pētījuma rezultāti.

1. SIA “Latvijas elektrisko un optisko iekārtu ražošanas nozares kompetences centrs” pētījums Nr. 1.19. “Eksperimentālās izstrādes par datu pārraidi radio frekvenču diapazonos virs 60 GHz”.
2. SIA “Latvijas elektrisko un optisko iekārtu ražošanas nozares kompetences centrs” pētījums Nr. 1.20. “Integra – jaunas paaudzes datu pārraides risinājumi”.
3. SIA “Latvijas elektrisko un optisko iekārtu ražošanas nozares kompetences centrs” pētījums Nr. 1 “Platjoslas divu polarizāciju radio”. Projekts 1.2.1.1./16/A/002.
4. SAM 8.2.2. “Rīgas Tehniskās universitātes akadēmiskā personāla stiprināšana stratēģiskās specializācijas jomās”. Projekts 8.2.2.0/18/A/017.
5. SIA “Latvijas elektrisko un optisko iekārtu ražošanas nozares kompetences centrs” pētījums “Reālā laika spektra analizatora uzbūves un elementu bāzes izpēte”. Projekts 1.2.1.1/18/A/006.

Izmantojot šī promocijas darba rezultātus, Rīgas Tehniskajā universitātē ir izstrādāti virāki studiju kursi:

1. RRI705 „5G bezvadu tehnoloģijas”, 4,5 *ECTS* kredītpunkti.
2. RRI706 „5G bezvadu tehnoloģijas (kurša darbs)”, 3,0 *ECTS* kredītpunkti.
3. RTR532 „Funkcionālo un loģisko shēmu modelēšana”, 6,0 *ECTS* kredītpunkti.
4. RRI324 „Diskrēto signālu apstrāde”, 3,0 *ECTS* kredītpunkti.

Šī promocijas darba vairāku režīmu parametriskās aklās izlīdzināšanas algoritms vispārina *CMA*. Tas nodrošina tādu pašu vai labāku ekvalaizera konverģenci, un veiksmīgas konverģences

gadījumā tam ir nulles pieskaņotā stāvokļa paliekošā kļūda un augsta saķeršanas stabilitāte. Algoritms pierādīja savas īpašības testa stendos un parādīja stabilu darbību galalietotāja ekspluatācijas procesā. Tāpēc *CMA* aizstāšanai ar šo algoritmu nav nekādu trūkumu, izņemot nelielu ieviešanas sarežģītības pieaugumu, kas mūsdienu mikroshēmām nav būtiska problēma.

## **Darba struktūra**

Pētījumā ir piecas nodaļas, kurās aprakstītas piedāvātās pieejas izstrāde un pārbaude. Pirmā nodaļa veltīta *QAM* sakaru sistēmas pamatiem un pamatjoslas daudzceļu kanālu modeļiem. Otrā nodaļa veltīta varbūtības pieejai *DAMA* mērķa funkcijas uzlabošanai. Trešajā nodaļā aprakstīta ieviestā pieeja zvaigznāju punktu grupēšanai. Ceturtajā nodaļā piedāvāts vairāku režīmu parametriskais ak-lās izlīdzināšanas algoritms. Piektajā nodaļā aprakstīta ekvalaizera *VHDL* realizācija, pamatojoties uz piedāvāto algoritmu. Tajā ir arī dati par ekvalaizera savienojumu ar *QAM* modemu un *FPGA* prototipa testēšanu.

# 1. PĒTĪJUMA OBJEKTA VISPĀRĒJS APRAKSTS

## 1.1. Kvadratūras amplitūdas modulācijas koncepcija

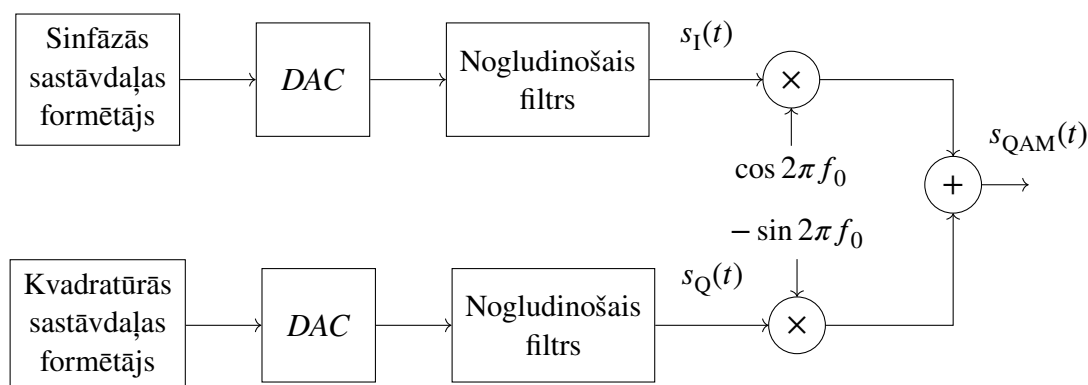
Modulācijas process datu pārraides sistēmās nodrošina ierobežotās joslas signāla spektrālā blīvuma pārvešanu no nulles uz nesējfrekvences reģionu. Tādā veidā ir iespējams atrisināt šādus uzdevumus:

- nodrošināt kanālu vai lietotāju frekvenču sadali;
- saformēt signālu, kas piemērots pārraidei un uztveršanai bezvadu datu pārraides sistēmās (lai nodrošinātu antenas rezonanses frekvences un modulētā signāla centrālās frekvences atbilstību).

*QAM* pieeju var uzskatīt par signāla modulācijas metodi, kas novērš divkārtšas spektrālās efektivitātes samazināšanās trūkumu. Tas izmanto vienādas frekvences  $f_0$  sinusa un kosinusa funkciju ortogonalitātes īpašību. Šajā gadījumā divi patvaļīgi signāli  $s_I(t)$  un  $s_Q(t)$ , ko saucim par kvadratūras komponentēm, modulē nesējus  $\cos 2\pi f_0 t$  un  $-\sin 2\pi f_0 t$ , attiecīgi. Tādējādi signālu, kas iegūts, izmantojot šo metodi, var izteikt šādi:

$$s_{QAM}(t) = s_I(t) \cos 2\pi f_0 t - s_Q(t) \sin 2\pi f_0 t. \quad (1.1)$$

Lai izmantotu *QAM* raidītāju, ir nepieciešams ciparu-analogais pārveidotājs (angļu val. *digital-analog converter, DAC*). Analogajā signālā šīs ierīces izejā signāla spektrālā blīvuma kopijas paliek diskretizācijas frekvences  $f_s$  augstākajās harmonikās. Tomēr jāņem vērā, ka atkarībā no *DAC* izmantotā interpolācijas veida šie attēli var būt daļēji samazināti. *DAC* klātbūtne pieprasa nogludinošā filtra ielikšanu, lai analogajā signālā nospiestu nevajadzīgas spektrālās sastāvdaļas. *QAM* raidītāja blokshēma redzama 1.1. attēlā.



1.1. att. *QAM* raidītāja blokshēma.

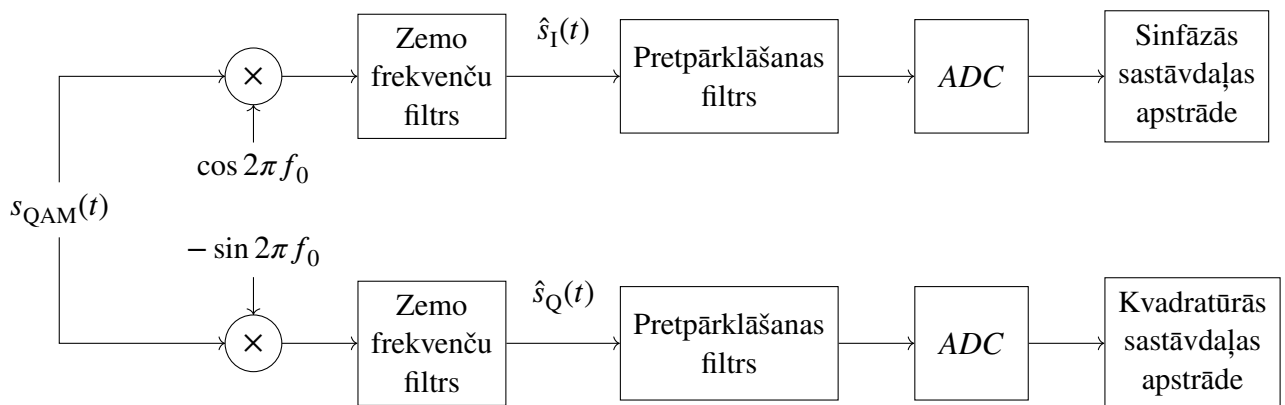
Pārsūtīto datu atjaunošanai uztvērējā ir nepieciešama signāla  $s_{QAM}(t)$  demodulācija. Ņemot vērā šaurjoslas prasību modulētajiem signāliem  $\Delta f \ll f_0$ , var pieņemt, ka tas ir nemainīgs vairākiem nesēja periodiem. Saskaņā ar ortogonalitātes definīciju, lai novērtētu korelāciju noteiktā periodā,

ir jāreizina saņemtais signāls ar nesēju un jāintegrē rezultāts laikā. Demodulētais signāls izsakāms šādi (nepieciešamais informatīvais signāls tiek atdalīts ar zemo frekvenču filtru):

$$\hat{s}_I(t) : s_{QAM}(t) \cos 2\pi f_0 t = \frac{s_I(t)}{2} + \frac{s_I(t)}{2} \cos 4\pi f_0 t - \frac{s_Q(t)}{2} \sin 4\pi f_0 t; \quad (1.2)$$

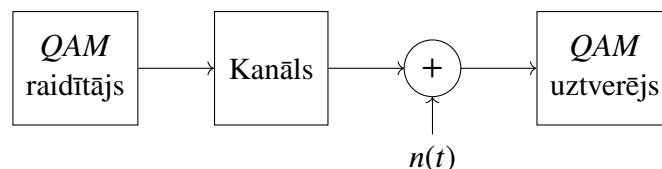
$$\hat{s}_Q(t) : s_{QAM}(t) \sin 2\pi f_0 t = \frac{s_Q(t)}{2} - \frac{s_I(t)}{2} \cos 4\pi f_0 t - \frac{s_Q(t)}{2} \sin 4\pi f_0 t. \quad (1.3)$$

Šajā pētījumā tiek formēti, apstrādāti un detektēti diskrēti signāli. Tāpēc nepieciešama uztvērēja daļa ir analogais-ciparu pārveidotājs (angļu val. *analog-digital converter, ADC*). Acīmredzot, lai izpildītu diskretizācijas teorēmu un izvairītos no signāla spektrālo blīvumu pārklāšanās, Naikvista frekvencei jābūt  $f_N = 0,5f_s$ , kur  $f_s$  ir *ADC* takts frekvence. Tādējādi pretpārklāšanas filtrs ir jāievieto pirms *ADC*. Tas ir zemas frekvences filtrs ar robežfrekvenci, kas vienāda Naikvista frekvencei  $f_N$ . Ppretpārklāšanas filtram ir izvirzītas stingrākas prasības nekā iepriekš minētajam integrējošajam filtram (šaurjoslas signāliem), tāpēc abi bloki parasti tiek apvienoti. *QAM* uztvērēja struktūra, kas veic iepriekš minētās darbības, redzama 1.2. attēlā.



1.2. att. *QAM* uztvērēja blokshēma.

Vienkāršākā *QAM* datu pārraides sistēma sastāv no trim daļām: raidītāja, kas ģenerē pārraidīšanai paredzētu signālu; izplatīšanās kanāla, kas ir signāla pārraides vide; uztvērēja, kas iegūst informāciju no pārraidītā signāla. Šādas datu pārraides sistēmas blokshēma redzama 1.3. attēlā.



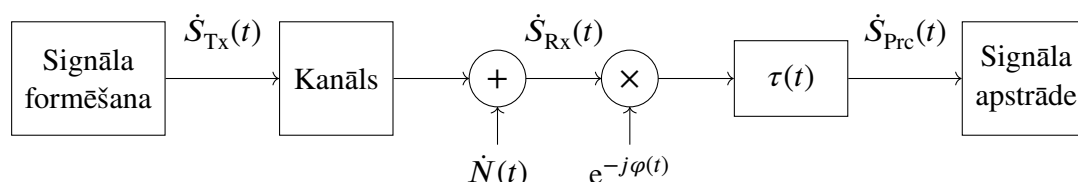
1.3. att. *QAM* bezvadu datu pārraides sistēmas blokshēma.

1.3. atēlā bloks, kurā baltais Gausa troksnis  $n(t)$  tiek pielikts pārraidītajam signālam, ir parādīts

atsevišķi no kanāla. Šāda pieeja ir izvēlēta divu iemeslu dēļ. Pirmkārt, bezvadu datu sistēmās šāda trokšņa primārais avots ir uztvērēja radiotrakta pirmie posmi, it īpaši zema trokšņa radiofrekvenču pastiprinātājs. Otrkārt, šī darba specifikas dēļ kanāls ir daudzceļu izplatīšanās efektu modelis.

## 1.2. *QAM* sakaru sistēmas kompleksās pamatjostas modelis

1.4. attēlā redzams izmantotās *QAM* balstītās sakaru sistēmas kompleksās pamatjostas modelis.



1.4. att. *QAM* balstītās sakaru sistēmas kompleksās pamatjostas modelis.

Tas ņem vērā apstrādāto signālu joslas ierobežotību un diskretumu. Šo modeli var izmantot, lai aprakstītu komunikācijas sistēmu, kas redzama 1.3. attēlā, ja ir izpildīti šādi nosacījumi:

- 1) sistēmā ir izlīdzināšanas filtrs, un tā vājinājums sprostjoslā ir pietiekams, lai ignorētu slāpētās spektrālās sastāvdaļas, kas atbilst diskretizācijas frekvences  $f_s$  harmonikām;
- 2) modulējošā signāla joslas platuma un nesējfrekvences attiecība ir tāda, ka signālu var uzskatīt par šaurjoslīgu  $\Delta f \ll f_0$ ;
- 3) kanāla parametru izmaiņas laikā ir pietiekami lēnas, lai to uzskatītu par laikā nemainīgu vai rākiem nesēja periodiem;
- 4) nesējfrekvenču atšķirība raidītājā un uztvērējā ir tāda, ka demodulētā signāla iziešana caur zemfrekvences filtru un pretpārklāšanās filtru nerada lineārus kropļojumus signālā;
- 5) sistēmā ir pretpārklāšanās filtrs; tā sprostjoslas vājinājums ir pietiekams, lai ignorētu spektrālās komponentes frekvencēs, kas pārsniedz pusi no diskretizācijas frekvences; tāda pati prasība ir izvirzīta, lai vājinātu raidītāja un uztvērēja nesējfrekvenču summas spektrālās sastāvdaļas;
- 6) diskretizācijas frekvence ir jāizvēlas tā, lai Naiksvista teorēma būtu izpildīta katram kvadrātūras kanālam;
- 7) tiek pieņemts, ka diskretizācijas frekvence uztvērējā ir lielāka par raidītāja diskretizācijas frekvenci. Tādā gadījumā signāla spektrālā blīvuma paplašināšanās nedrīkst izraisīt lineārus kropļojumus uztvērēja ciparu filtrējošajās struktūrās.

Kompleksās pamatjostas *QAM* datu pārraides sistēmas modelī, kas redzams 1.4. attēlā, mezgls, kas raidītājā nodrošina signāla formēšanu, ir apzīmēts kā “Signāla formēšanas” bloks. Tas veic šādas darbības:



- ģenerē lietotāja datus, kas ir veselu skaitļu secība  $\{m_k | 0 \leq m_k < M\}$ , kur  $m_k$  ir  $k$ -tais ģenerētais vesels skaitlis,  $M \in \mathbb{N}$  ir tās kopas jauda, no kuras tiek ņemti šie veseli skaitļi; visi kopas elementi ir vienādi iespējami, un dotās secības autokorelācija ir delta funkcija;
- atspoguļo veselo skaitli, kas atbilst secENCES elementam  $m_k$ , pārraidāmā signāla  $a_k$  momentānā vērtībā (ņemtas no kopas  $\{a_k\}$ ).
- ievieto nulles starp signāla vērtībām, kas atbilst simboliem  $a_k$  laika momentos  $t = kT_{\text{sym}}$ , kur  $k$  ir vesels skaitlis,  $T_{\text{sym}}$  ir simbola garums;
- izlaiž izveidoto signālu caur impulsu veidojošo filtru ar impulsa reakciju  $h_{\text{Tx}}[n]$ .

1.4. attēlā redzamais mezgls “Signāla apstrāde” modelē *QAM* uztvērēja ciparu daļas darbību.

Vienkāršākais uztvērējs veic šādas funkcijas:

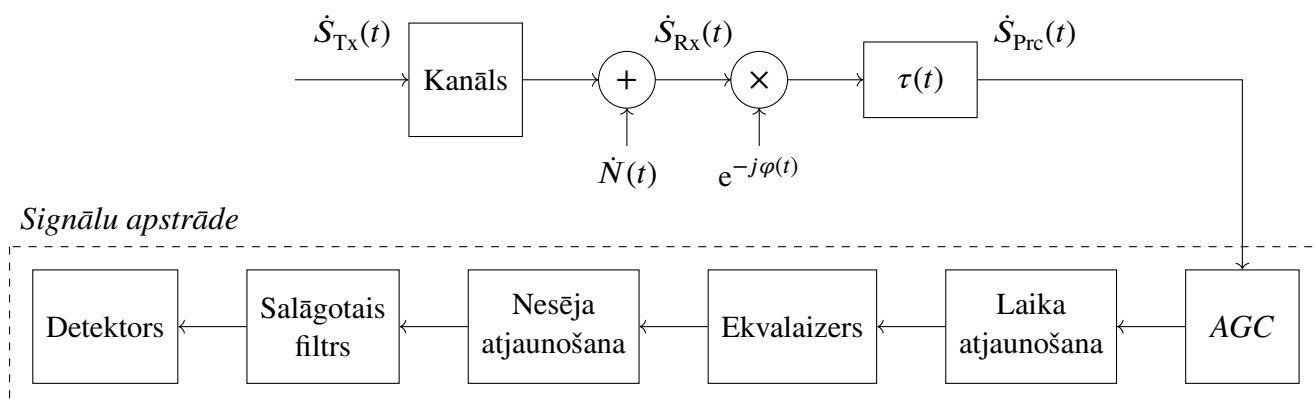
- atjauno raidītāja nesēju;
- atjauno raidītāja takts signālu;
- kompensē dzudzceļu izplatīšanās traucējumus;
- novērtē pārraidītā signāla korelāciju ar iepriekš noteiktu a priori zināmu signālu;
- pieņem lēmumu par pārraidītā signāla vērtību; šajā gadījumā tiek aprēķināts attālums līdz tuvākajam *QAM* zvaigznāja punktam.

Lai nodrošinātu kropļojošo efektu kompensācijas iespēju, tiek papildināts prasību saraksts *QAM* bezvadu sakaru sistēmas kompleksās pamatjoslas modelim, kas jāizpilda, lai nodrošinātu tā atbilstību

1.3. attēlā redzamajam:

- nesēju fāzes starpības laika variācijai jābūt tādai, lai to varētu uzskatīt par nemainīgu salāgotā filtra un ekvalaizera impulsa reakciju garumos;
- ekvalaizera impulsa reakcijas dinamisko izmaiņu ātrumam jābūt tādam, lai to varētu uzskatīt par nemainīgu visā salāgotā filtra impulsa reakcijas garumā;
- kanāla impulsa reakcijas izmaiņu ātrums ir mazāks par ekvalaizera impulsa reakcijas dinamiskās pieskaņošanas ātrumu.

1.5. attēlā redzama sistēma, kas ņem vērā kropļojumu ievadišanas secību signālā un uztvērēja blokus, kuros šie kropļojumi tiek kompensēti.



1.5. att. Uztvērēja signālu apstrādes bloka struktūra.

Aprakstīto dinamisko ķēžu darbība un kompensētie kropļojošie efekti apkopoti 1.1. tabulā.

1.1. tabula

*QAM* uztverēja dinamisko ķēžu apkopojums

Kropļojošais efekts	Dinamiskā ķēde	Kompensācija	Mērķa funkcija
Jaudas izmaiņas	AGC	$s_{in}[n]a[n]$ , kur $a[n]$ ir momentānais pastiprinājums	$\mathbb{E} [ \hat{s}_{ex}[n] ^2]$
Takts frekvenču starpība	Laika atjaunošanas bloks	$s_{in}[n - \tau[n]]$ , kur $\tau[n]$ ir momentānā laika nobīde	$\mathbb{E} [s_{ex} * h_{nb}[n + 1] - s_{ex} * h_{nb}[n - 1]]$ , kur $h_{nb}[n]$ šaurjoslas filtra impulsa reakcija
Daudzceļu izplatīšanās	Ekvalaizers	$s_{in}[n] * h[k,n]$ , kur $h[k,n]$ ir momentānā impulsa reakcija	Apskatīts tālāk tekstā
Nesēju fāžu starpība	Nesēja atjaunošanas bloks	$s_{in}[n] e^{j\varphi[n]}$ , kur $\varphi[n]$ ir momentānā fāze	$\mathbb{E} [\arg s_{ex}[n] - \arg \hat{s}_{ex}[n]]$

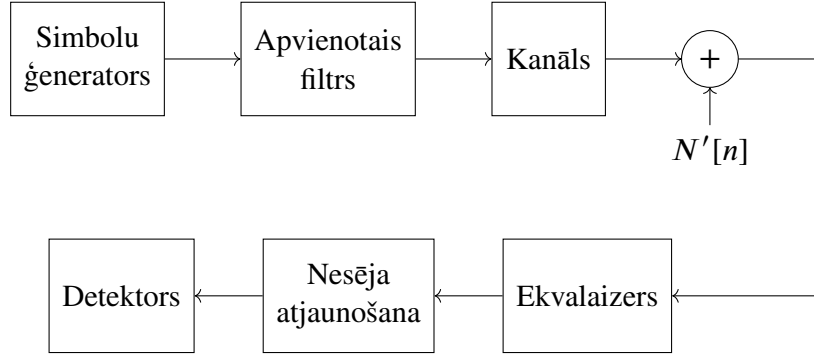
Iepriekš aprakstītais modelis tiek izmantots simulācijām. Turklāt tas ar augstu precizitāti apraksta realizētu *QAM* sakaru sistēmu. Teorētiskajam pētījumam promocijas darbā tika izmantots vienkāršots modelis, kas ietver:

- simbolu ģenerāciju un nulles ievietošanu;
- kombinētus raidītāja veidojošo filtru un uztverēja salāgoto filtra impulsu;
- daudzceļu kanālu;
- trokšņa pielikšanu;
- izlīdzināšanu;
- nesēja atjaunošanu un simbolu detekciju.

Teorētiskajiem pētījumiem izmantotais *QAM* bezvadu sakaru sistēmas kompleksās pamatjoslas modelis redzams 1.6. attēlā.

### 1.3. Kompleksās pamatjoslas daudzceļu kanāla modelis

Lai aprakstītu kanāla impulsa reakcijas statistiskās īpašības, tika izmantots plašā nozīmē stacionārs nekorelētās izkliedes modelis no [41, 42]. Lai aprakstītu kanālu, sistēmas funkcijām jānorāda daudzdimensiju varbūtības blīvums. Tomēr autokorelācijas funkciju izmantošana ļauj vienkāršot turpmāku kanālu simulāciju.



1.6. att. *QAM* sakaru sistēmas kompleksās pamatjoslas modelis teorētiskai analīzei.

Laikā mainīgā kanāla impulsa reakcijas ģenerēšanu var reducēt līdz noteikta skaita gadījuma procesu ģenerēšanai, kas apmierinātu kovariācijas matricu  $R_{nk}(\Delta t) = R_C[n,k](\Delta t)$  katrai laika nobīdei  $\Delta t$ . Lai vienkāršotu šīs problēmas risinājumu, tika izmantota [43] piedāvātā aproksimācija. Tas ir balstīts pieņēmumā, ka autokorelācijas funkciju var sadalīt divās daļās šādā veidā:

$$R_H(\tau, t) = p(\tau)\rho(\Delta t), \quad (1.4)$$

kur  $p(\tau)$  ir jaudas-aiztures profils,  $\rho(\Delta t)$  tiek saukta par laika intervāla (angļu val. *spaced-time*) korelācijas funkciju.

Tādējādi kovariācijas matricu var izteikt kā reizinājumu  $\mathbf{R}_C(\Delta t) = (\mathbf{R}_{nk})\rho(\Delta t)$ , kur katrs elements ir  $R_{nk} = R_C[n,k](\Delta t)/\rho(\Delta t)$ .

Kanāla filtra koeficientu  $\dot{C}[l](t)$  vērtību ģenerēšanai ir šāda secība.

- Saģenerēt  $L$  gadījuma procesus  $\xi_l(t)$  ar kompleksu Gausa varbūtības blīvumu. Katra procesa viendimensionālā autokorelācijas funkcija atbilst

$$\rho(\Delta t) = \mathbb{E} [\xi_l(t)\xi_l^*(t + \Delta t)]. \quad (1.5)$$

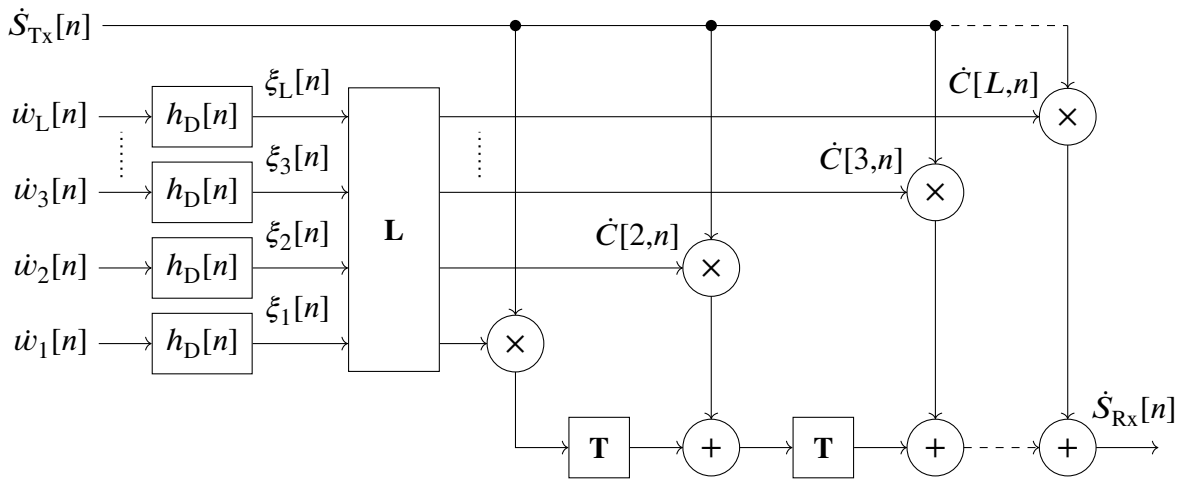
Šajā gadījumā  $L$  ir kanāla impulsa reakcijas garums. Procesa, kas nav  $\delta$ -korelēts, sintēze šajā darbā tiks veikta, izmantojot zemo frekvenču filtru ar impulsa reakciju  $h_D[n]$  un robežfrekvenci  $f_c = f_D$ , kur  $f_D$  apzīmē maksimālo Doplera frekvenci.

- Ieviest starpkorelāciju gadījuma procesos, lai ģenerētie  $L$  koeficienti atbilstu kovariācijas matricai  $(\mathbf{R}_{nk})$  katrā laika momentā  $t$ . Šo problēmu atrisina, reizinot paraugu vektoru  $\Xi(t)$  ar matricu  $\mathbf{L}$  katram laika momentam  $t$ .

$$\dot{C}(t) = \Xi(t)\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \xi_1(t) & \xi_2(t) & \cdots & \xi_L(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} & \cdots & l_{1L} \\ 0 & l_{22} & \cdots & l_{2L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & l_{LL} \end{bmatrix}, \quad (1.6)$$

kur  $\dot{\mathbf{C}}(t)$  ir  $1 \times L$  liels ierobežotas joslas kanāla impulsa reakcijas koeficientu vektors. Matrica  $\mathbf{L}$  tiek aprēķināta, sadalot kovariācijas matricu ar Holecka faktorizācijas palīdzību ( $\mathbf{R}_{nk} = \mathbf{L}\mathbf{L}^T$ ). Dekompozīcija ir iespējama, jo kovariācijas matricas īpašību dēļ tā ir simetriska, reāla un pozitīvi definēta.

Kanāla blokshēma redzama 1.7. attēlā. Šeit  $\dot{w}_l[n]$  apzīmē diskretu kompleksu Gausa procesu ar nulles vidējo un vienmērīgi sadalītu spektrālo blīvumu.



1.7. att. Izklaidētā daudzceļu kanāla blokshēma.

Promocijas darbā izstrādāto algoritmu pārbaude tiks balstīta uz radioreleju datu pārraides sistēmām. Kanālu modeļos, kas apraksta radioviļņu izplatīšanos šādās datu pārraides sistēmās, tiek pieņemts, ka ir tiešās redzamības ceļš.

Lai aprakstītu šīs parādības, tiek izmantots Rumlera modelis – daudzceļu modelis ar ļoti lēniem pamirumiem.

Komplekso apliecēju terminos modelis iegūst formu

$$\dot{S}_{Rx}(t) = \dot{S}_{Tx}(t) + \alpha \dot{S}_{Tx}(t - \tau_1) e^{-j2\pi f_0 \tau_1} + \beta \dot{S}_{Tx}(t - \tau_2) e^{-j2\pi f_0 \tau_2}, \quad (1.7)$$

kur  $f_0$  ir nesējfrekvence.

Ierobežojot pārraidītā signāla joslas platumu caur  $\Delta f$  tā, lai  $\Delta f \tau_1 \ll 1$ , kas izraisa frekvences neselektīvus pamirumus. Tāpēc zemfrekvences ekvivalento pārvades funkciju var uzrakstīt šādi:

$$H(f) = 1 + \alpha + \beta e^{-j2\pi f \tau_2} \quad (1.8)$$

Šajā gadījumā trīs ceļu modelis faktiski ir divu ceļu modelis.

Kanāla zemfrekvences ekvivalenta impulsa reakcija, t.i. pārvades funkcijas apgrieztā Furjē transformācija, ir šāda:

$$h(t) = a[\delta(t) - b e^{-j2\pi(f_0)\tau} \delta(t - \tau)]. \quad (1.9)$$

Parasti parametri  $a$  un  $b$  ir gadījuma vērtības, un tie ir jāmēra, lai nodrošinātu modeļa atbilstību. Tomēr šajā darbā kanāla modelis tiks izmantots, lai novērtētu ekvalaizera spēju konverģēt. Tāpēc turpmāk tiks aplūkota tikai šī modeļa stacionārā versija.

#### 1.4. QAM signālu izlīdzināšana

Daudzceļu kanāla impulsa reakcija tīkē apzīmēta ar  $h[k]$ , aditīvā baltā trokšņa nolasi – ar  $n[k]$ . Tad ekvalaizera ieejas signālu var izteikt šādi:

$$s_{\text{Rx}}[k] \equiv s_{\text{in}}[k] = \sum_{l_h=0}^{L_h-1} s_{\text{Tx}}[k-l_h]h[l_h] + n[k], \quad (1.10)$$

kur  $L_h$  ir kanāla impulsa reakcijas garums. Ekvalaizers ir filtrs ar laikā mainīgu impulsa reakciju  $c[l_c, k]$ , kuras garums ir  $L_c$ . Aprēķinot tās konvolūciju ar ieejas signālu (1.10.), var izteikt ekvalaizera izejas signālu  $s_{\text{ex}}[k]$  kā funkciju no pārraidītā signāla  $s_{\text{Tx}}[k]$

$$\begin{aligned} s_{\text{ex}}[k] &= \sum_{\substack{0 \leq l_h < L_h \\ 0 \leq l_c < L_c}} s_{\text{Tx}}[k-l_h-l_c]h[l_h]c[l_c, k] + n'[k] \\ &= s_{\text{Tx}}[k-l_\delta] + \sum_{\substack{0 \leq l < L_h+L_c \\ l \neq l_\delta}} s_{\text{Tx}}[k-l] \sum_{0 \leq l_c < l} h[l-l_c]c[l_c, k] + n'[k]. \end{aligned} \quad (1.11)$$

Tādējādi ekvalaizera izejas signāls  $s_{\text{ex}}[k]$  sastāv no pārraidītā signāla  $s_{\text{Tx}}[k]$ , aizkavēta par  $l_\delta$ , un paliekošās starpsimbolu interferences, kas ir reprezentēta ar konvolūciju 1.11. izteiksmē.

Līdz ar to izlīdzināšanas problēma ir ekvalaizera koeficientu  $c[l, k]$  pieskaņošana, lai samazinātu 1.11. summas ietekmi. Lai to novērtētu, ir definēta no ekvalaizera izejas atkarīgā mērķa funkcija  $J[k]$ .

#### 1.5. Aklās izlīdzināšanas koncepcija

CMA tika ieviests [2], kur nosaka, ka rādiusa kvadrāta  $|s_{\text{ex}}[k]|$  dispersijai ir globālais minimums pie nulles ISI. Tādējādi mērķa funkcija ekvalaizera regulēšanai tiek izteikta šādi:

$$J[k] = \text{E} \left[ \left( |s_{\text{ex}}[k]|^2 - R_{\text{CMA}}^2 \right)^2 \right], \quad (1.12)$$

kur  $E[\cdot]$  apzīmē matemātisko cerību,  $R_{\text{CMA}}^2$  ir tā sauktā dispersijas konstante, kas ir definēta [2] kā

$$R_{\text{CMA}}^2 = \frac{E[|a_i|^4]}{E[|a_i|^2]}. \quad (1.13)$$

Ekvalaizera koeficienti  $c[l,k]$  tiek pieskaņoti, izmantojot stāvāko nolaišanos pa  $J[k]$ , kas tiek aproksimēts ar stohastisko gradientu  $\hat{\nabla} J[k]$ . Ekvalaizera koeficienta pieaugumu izsaka ar parciālo atvasinājumu

$$\left. \frac{\partial J[k]}{\partial c} \right|_{c=c[l,k]} = 2 \left( |s_{\text{ex}}[k]|^2 - R_{\text{CMA}}^2 \right) s_{\text{ex}}[k] s_{\text{in}}^*[k-l], \quad (1.14)$$

kur  $*$  apzīmē komplekso sajūgšanu. Pievienojot to pašreizējai vērtībai  $c[l,k]$ , tiek iegūta nākamā ekvalaizera koeficienta vērtība

$$c[l,k+1] = c[l,k] - \mu \left( |s_{\text{ex}}[k]|^2 - R_{\text{CMA}}^2 \right) s_{\text{ex}}[k] s_{\text{in}}^*[k-l], \quad (1.15)$$

kur  $\mu$  ir parametrs, lai regulētu adaptācijas ātrumu. Datorsimulācijas [2] uzrādīja labas CMA konverģences īpašības.

## 1.6. Secinājumi

Šajā nodaļā ir nodrošināts nepieciešams teorētisks minimums, lai apspriestu *QAM* signālu aklo izlīdzināšanu.

- Ieviests un aprakstīts *QAM* sakaru sistēmas joslas modelis.
- Aprakstīts *QAM* sakaru sistēmas kompleksās pamatjoslas modelis. Doti kritēriji, kas nepieciešami tā atbilstībai joslas modelim.
- Ir aprakstīti *QAM* sakaru sistēmas kompleksās pamatjoslas modeļa diskretizācijas kritēriji.
- Apskatīti bloki pārraidītā signāla ģenerēšanai un uztvertā signāla apstrādei. Aprakstīti kropļojošo efektu cēloņi un to kompensācijas iespējas. Minētas izmantotās dinamiskās ķēdes, korekciju lietošanas metodes un šo ķēžu mērķa funkcijas.
- Aprakstīti šajā pētījumā simulācijām un analītiskiem pētījumiem izmantotie modeļi. Dotas to lietojamības prasības.
- Aprakstīti realizētie daudzceļu kanālu modeļi.
- Definēts aklās izlīdzināšanas uzdevums un aprakstīts izlīdzināšanas process. Aplūkots *CMA*, ko izmanto aklai *QAM* signālu izlīdzināšanai, uzsvērtas tā priekšrocības un trūkumi.

## 2. UZLABOTS LĒMUMA PIESKAŅOTS MODUĻA ALGORITMS

### 2.1. Lēmuma pieskaņots daudzmoduļu algoritms

No 1.15. izteiksmes var secināt, ka *CMA* mēģina visus simbolus  $s_{ex}[k]$  izvietot vienā riņķī ar rādiusu  $R_{CMA}$ . Atsaucē [3] ir ierosināts zvaigznāja punktu kopu  $\{a_m\}$  sadalīt apakškopās, kurās punktiem būtu vienāds rādiuss  $R_i$

$$\{a_m\} = \bigcup_i \left\{ a_m \mid |a_m| = R_i \forall m \right\}_i. \quad (2.1)$$

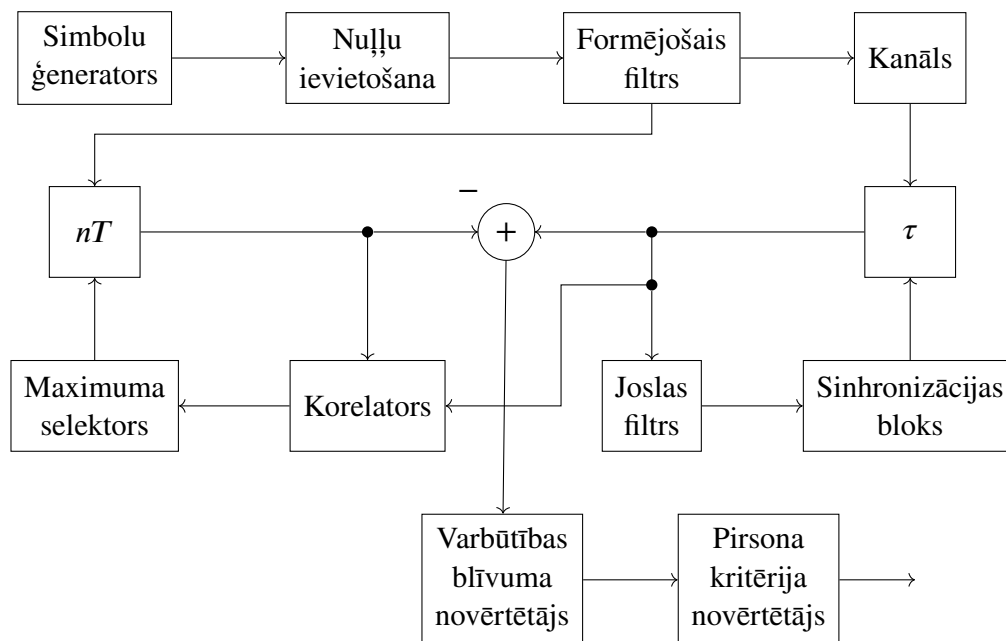
Tātad *DAMA* katram riņķī ievieš atsevišķu *CMA*. Atsauce [3] sniedz izteiksmi ekvalaizera koeficientam nākamajā iterācijā

$$c[l, k + 1] = c[l, k] - \mu \left( |s_{ex}[k]|^2 - R_i^2 \right) s_{ex}[k] s_{in}^*[k - l], \quad (2.2)$$

kur dispersijas konstante ir izvēlēta tā, lai izejas rādiusa  $s_{ex}[k]$  novirze no  $R_i$  būtu minimāla  $\min_i \left| |s_{ex}[k]|^2 - R_i^2 \right|$ . Konverģētā stāvoklī un pie nulles trokšņa ekvalaizera koeficientu pieaugumi ir vienādi ar nullēm  $\forall s_{tx}[k] \in \{a_n\} \exists! R_i : |s_{tx}[k]|^2 = R_i^2$ , tāpēc *DAMA* nodrošina ievērojami mazāku atlikušo kļūdu, salīdzinot ar *CMA*.

### 2.2. Kļūdas statistiskās īpašības

Testēšanas vide, lai nodrošinātu datus skaitliskai pārbaudei, redzama 2.1. attēlā.



2.1. att. Sadalījuma analīzes eksperimenta blokshēma.

Blokshēma sastāv no:

- datu ģenerators, simbolu atspoguļotāja un zemo frekvenču filtra;
- testēšanas kanāla, daļveida aiztures filtra un šauras joslas filtra daļveida aiztures sinhronizācijai, maksimuma selektora un korelatora veselai aiztures sinhronizācijai;
- sadalījuma rēķinātāja un Pīrsona kritērija novērtētāja.

Pīrsona hī kvadrāta tests tiek izmantots, lai noteiktu, vai kļūdu sadalījums reālajiem datiem ir pietiekami tuvs normālajam. Histogrammas elementu skaits simulācijai ir izvēlēts vienāds ar  $K_1 = 100$ , savukārt apstrādāto simbolu skaits, t. i., parauga garums ir  $K_2 = 100\,000$ . Pēc simulācijas pabeigšanas Pīrsona kritērija novērtēšanas bloks aprēķina  $\chi_{ev}^2$  līmeni, lai salīdzinātu to ar kritisko vērtību. Vienīgais novērtētais parametrs ir standarta novirze, un dotajam histogrammas elementu skaitam  $K_1 = 100$  brīvības pakāpju skaits ir  $K_3 = K_1 - 2 = 98$ . Pieņemot ticamības līmeni  $\gamma = 0,95$ , lai pieņemtu hipotēzi, ka sadalījums ir normāls, parametram  $\chi_{ev}^2$  jābūt mazākam par kritisko līmeni  $\chi_{kr}^2 = 122,1077$ . Ja gan kļūdas reālā, gan imaginārā daļa atbilst kritērijam, sistēma veido testa marķieri **P** (*passed*).

Simulācija tika veikta atkārtoti  $K_4 = 100$  reizes dažādiem kanāliem. 2.1. tabulā apkopoti simulācijas rezultāti.

2.1. tabula  
Sadalījuma pārbaudes rezultāti

$f_n T$	Iziesto testu procents					
	1 dB	5 dB	10 dB	15 dB	20 dB	25 dB
-0,25	97	95	98	97	100	96
-0,20	97	96	96	100	97	99
-0,15	98	96	97	96	96	96
-0,10	99	97	100	96	99	99
-0,05	97	97	98	98	99	100
0,00	99	96	99	98	96	99
0,05	99	99	98	99	96	95
0,10	97	97	96	96	95	97
0,15	97	99	96	98	98	99
0,20	98	99	96	100	96	98
0,25	96	100	100	96	99	98

### 2.3. Uzlabotais DAMA algoritms

Radiālās kļūdas varbūtību blīvumam ir nobīdīts Raisa sadalījums  $\varphi_n(R_n, \sigma) = \varphi(R_n, \sigma) - R_n$ , kur  $\varphi(R_n, \sigma)$  ir Raisa sadalījums ar novirzi  $\sigma$  un  $R_n$  ir  $n$ -tais rādiuss zvaigznājā. Ar  $m_n$  tiek apzīmēts punktu skaits zvaigznājā, kuriem rādiuss ir vienāds ar  $R_n$ .

Pieņem, ka visus zvaigznāja punktus var sadalīt  $N$  konstantu rādiusu grupās  $R_n$ ,  $n = 1 \dots N$ . Punktu skaitu katrā no šīm grupām nosaka  $m_n$ . Acīmredzot, iespēja, ka patvaļīgs punkts pieder



$n$ -tajai grupai, tiek izteikta šādi:

$$P_n = \frac{m_n}{M}, \quad (2.3)$$

kur  $M$  ir kopējais zvaigznāja punktu skaits.

Pieņem, ka ir nolase ar rādusu  $R_x$  un divi tuvākie rādusi  $R_{n-1}$  un  $R_n$  apmierina nevienādību  $R_{n-1} \leq R_x < R_n$ . Acīmredzot, iespēja, ka  $R_x$  rādusa nolase ir cita rādusa, nevis  $R_{n-1}$  vai  $R_n$  simbols, ir mazākā no šiem diviem. Ja tas bija rādusa  $R > R_n$  simbols,  $R_n$  noteikšana nodrošina pareizu ekvalaizera regulēšanu. Pretējā gadījumā, ja detektorā tiek pieņemts, ka simbols ir no rādusa  $R_{n-1}$ , tas izraisīs nepareizu regulēšanu.

No vairākiem iespējamajiem kļūdu veidiem šajā algoritmā apskatīti šādi:

$$\{P_{n-1,k} | k = n \dots N\} \quad \text{un} \quad \{P_{n,k} | k = 1 \dots n-1\}. \quad (2.4)$$

Pirmā kļūdu grupa iepriekšējā vienādojumā izraisa pozitīvu korekcijas kļūdu, otrā – negatīvu kļūdu. Tāpēc šo kļūdu varbūtības var izteikt kā

$$P_{n-1,k} = \int_{-\infty}^{R_{th\ n-1}} \varphi(R_n, \sigma) dR, \quad k = n \dots N \quad (2.5)$$

pozitīvajām novirzēm un

$$P_{n,k} = \int_{R_{th\ n-1}}^{\infty} \varphi(R_{n-1}, \sigma) dR, \quad k = 1 \dots n-1 \quad (2.6)$$

negatīvajām novirzēm. Ievadot riska koeficientus visiem kļūdu veidiem, vienāodus ar  $r_{n-1,k} = r_{n,k} = 1$ , iegūst šādu kopējo riska izteiksmi:

$$r = \sum_{k=1}^{n-1} P_{n,k} P_k + \sum_{k=n}^N P_{n-1,k} P_k \quad (2.7)$$

Izteiksim  $P_{n-1,k} = 1 - P_{k,k}$ , kur  $k = n \dots N$ . Ņemsim vērā arī to, ka  $P_{k,k}$  var aprēķināt, integrējot  $\varphi(R_k, \sigma)$  no  $R_{th\ n-1}$  līdz bezgalībai. Tādējādi kopējo riska izteiksmi var pārrakstīt šādi:

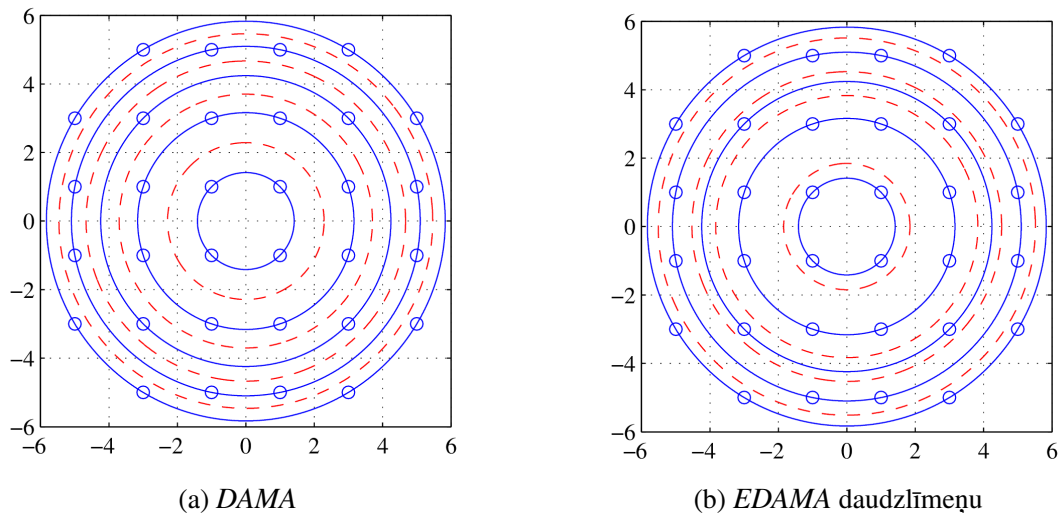
$$r = \sum_{k=n}^N P_k - \int_{R_{th\ n-1}}^{\infty} \left[ \sum_{k=n}^N \varphi(R_k, \sigma) P_k - \sum_{k=1}^{n-1} \varphi(R_k, \sigma) P_k \right] dR. \quad (2.8)$$

Integrāļa vērtības maksimizēšana tiek veikta, definējot integrācijas intervālu, lai integrējamā funkci-

ja būtu pozitīva. Tāpēc sliekšņa līmeni var iegūt, aprēķinot  $R$  vietu, kur nevienādība

$$\sum_{k=n}^N \varphi(R_k, \sigma) P_k \geq \sum_{k=1}^{n-1} \varphi(R_k, \sigma) P_k \quad (2.9)$$

ir spēkā. Šādā veidā aprēķinot sliekšņa līmeni, tiek samazināta nepareizas novērtēšanas varbūtība un līdz ar to arī ekvalaizera nepareizas regulēšanas varbūtība. 2.2. attēlā redzama 32-QAM konstelācija, kā arī aprēķinātie sliekšņi.



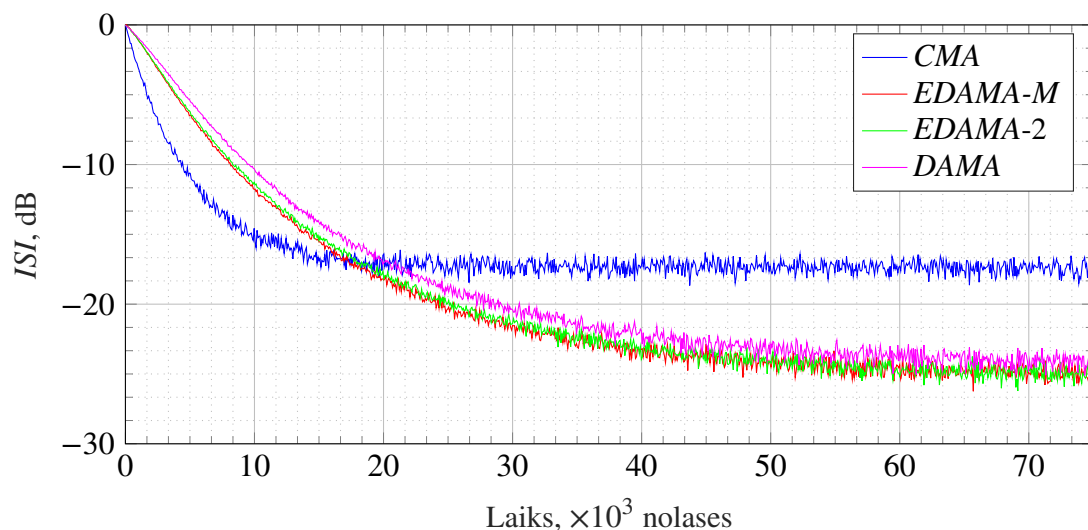
2.2. att. Zvaigznāji un sliekšņi (a) *DAMA*, (b) *EDAMA* izlīdzināšanas algoritmiem.

## 2.4. Simulācijas rezultāti

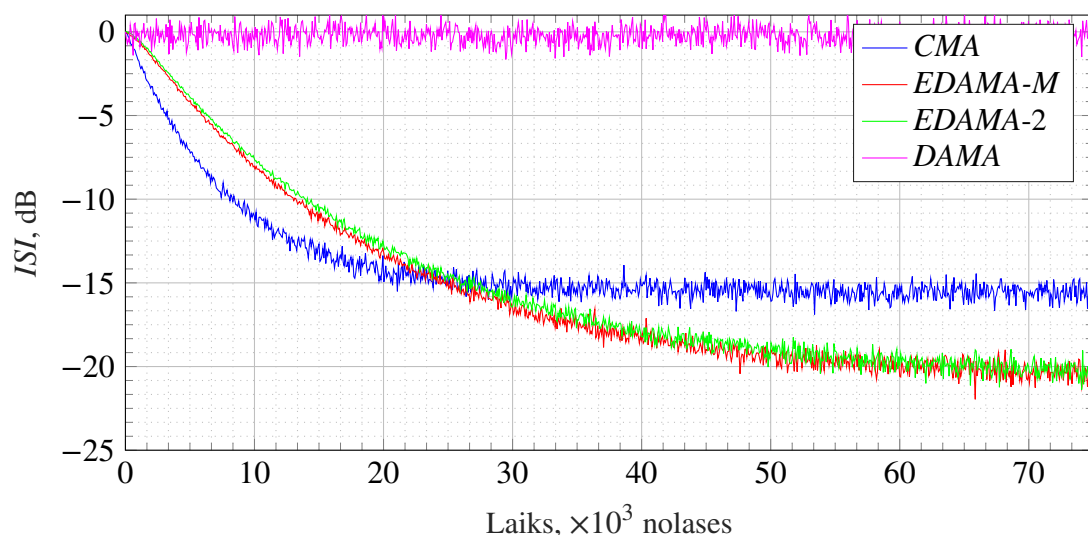
Lai nodrošinātu teorētiski izstrādātās idejas praktisko pārbaudi, tika veikta datortsimulācija. Salīdzināmības labad tika izmantoti *CMA*, *DAMA* un *EDAMA* balstīti ekvalaizeri, lai mazinātu tā paša kanāla ietekmi. Visiem minētajiem ekvalaizeriem ir 33 izvadi. Galvenais *CMA* trūkums, salīdzinot ar citiem algoritmiem, ir liels atlikušās kļūdas līmenis. No otras puses, *DAMA* trūkums ir zema uzticamība kroplotiem signāliem.

Eksperimenta mērķis ir parādīt *EDAMA* priekšrocības, salīdzinot ar *CMA*. Lai ilustrētu abas šīs īpašības kopā, tiek izmantota starpsimbolu traucējumu (*ISI*) atkarība no laika. Šiem eksperimentiem tika izmantoti 10 dB un 15 dB kanāli, eksperimentu rezultāti redzami 2.3. attēlā.

Pirmkārt, *CMA* ir ātrākais no novērotajiem algoritmiem, lai gan tam ir augstākais atlikušās kļūdas līmenis. Otrkārt, *EDAMA* abām pakāpēm parādīja vislabāko konverģētā stāvokļa veikspēju, turklāt tas konverģēja ātrāk nekā *DAMA*. Visbeidzot, 15 dB kanāla simulācijā *DAMA* algoritms vispār nekonverģēja. Tātad piedāvātais algoritms nodrošina labāku veikspēju nekā klasiski izmantotā *CMA* metode, nezaudējot dziļu iecirtumu iegūšanas spēju.



2.3. att. *EDAMA* konverģences līkne 10 dB kanāla gadījumā.



2.4. att. *EDAMA* konverģences līkne 15 dB kanāla gadījumā.

## 2.5. Secinājumi

 s nodaļas postul tais m rkis ir pied vat aklo izlīdzināšanas algoritmu *QAM* signāliem, kas nodrošina samazinātu atlikušas kļūdas līmeni ekvalaizera izejā. Veicot šo uzdevumu, tika sasniegti  adi atskaites punkti.

- Aprakstīts *DAMA* algoritms *QAM* signālu akļajai izlīdzināšanai. Algoritma izmaksu funkcija aplūkota, ņemot vērā lēmuma sliekšņa vērtību.
- Apskatīts signāla punkta novirzes ekvalaizera izejā no pārraidītā simbola rādiusa vērtības sadalījums. Parādīta atbilstība starp  i mainīgā sadalījumu un nob d to Raisu sadalījumu.
- Piedāvātas divu un vairāku rādiusu pieejas optimālo sliekšņu aprēķināšanai, lai pieņemtā lēmumu par uztverto simbolu. Optim lie sliekšņi uzlabo mērķa funkciju ekvalaizera piel go a-

nai priekš uzlabotā ar lēmumu koriģējamā moduļa algoritma (angļu val. *enhanced decision-adjusted modulus algorithm, EDAMA*).

- Parādīts ekvalaizera konverģēšanas spējas pieaugums, kas saistīts ar kļūdu iespējamības samazināšanos lēmumu pieņemšanā.
- Demonstrēts atlikušo kļūdu līmeņa samazinājums, salīdzinot ar *CMA*, ja ekvalaizera garums ir ierobežots un trokšņu līmenis nav nulle.
- Nulles atlikušā kļūda parādīta bezgalīgam ekvalaizera filtra garumam un gadījumam, ja tā impulsa reakcija salāgojas ar kanālu.

### 3. GRUPĒTO RĀDIUSU PIEEJA

#### 3.1. Detekcijas kļūdas varbūtības ietekme uz ekvalaizera konverģenci

EDAMA ekvalaizera izvadu koeficientu atjauninājumi izsakami šādi:

$$c[l, k + 1] = c[l, k] - \mu \left( |s_{ex}[k]|^2 - R^2 \right) \Big|_{R: |\hat{s}_{tx}[k]|=R} s_{ex}[k] s_{in}^*[k - l]. \quad (3.1)$$

Simbola nepareiza novērtēšana notiek, ja izejas rādiuss ir novirzījies pāri detekcijas sliekšnim  $|s_{ex}[k]| > T_i$ . Ja  $|s_{ex}[k]|$  nav sasniedzis nākamā apļa  $R_{i+1}$  rādiusu, izteiksme  $\left( |s_{ex}[k]|^2 - R^2 \right) \Big|_{R=R_{i+1}}$  maina zīmi. Tāpēc visi ekvalaizera koeficienti nobīdās virzienā, kas ir pretējs patiesajam. Ja novirze ir pārsniegusi attālumu starp rādiusiem, kļūdaina noteikšana ne vienmēr izraisa nepareizu svaru noregulējumu. Visticamāk, ka notiks mazāka novirze, tāpēc kļūdainu simbolu novērtējuma gadījumā kļūdu skaits ir lielāks.

#### 3.2. Detekcijas kļūdas varbūtība kā izejas rādiusa dispersijas funkcija

Izejas rādiusam  $R = |s_{ex}[k]|$  ir Raisa sadalījums  $\varphi(R|R_i, \sigma_R)$ , kur  $R_i$  ir sākotnējais simbola rādiuss,  $\sigma_R$  – standarta novirze.

Pieņemsim, ka  $M_i = |\{a_m\}_i|$  ir punktu skaits uz  $i$ -tā riņķa,  $M$  – kopējais zvaigznāja punktu skaits. Tad to attiecība ir vienāda ar simbola pārsūtīšanas varbūtību no šī riņķa  $P(R_i) = M_i/M$ . Varbūtība, ka rādiuss  $R_i$  pie ekvalaizera izejas kļūst par  $R$ , ir vienāda ar

$$P(R|R_i) = \lim_{\Delta R \rightarrow 0} \int_{R-\Delta R/2}^{R+\Delta R/2} \varphi(R|R_i, \sigma_R) dR. \quad (3.2)$$

Pieņemsim, ka izejas rādiuss  $R$  pieder  $i$ -tā zvaigznāja riņķa  $R \in [T_i, T_{i+1})$  detekcijas apgabalam. Novērtēšanas būs pareiza, ja tiks pārsūtīts punkts no  $\{a_m\}_i$ . Ja punkts no jebkura cita zvaigznāja apļa ir izraisījis izvades rādiusu  $R$ , novērtējuma bloks radīs kļūdu. Tādējādi saskaņā ar pilnās varbūtības likumu nepareiza novērtējuma  $P_{er}(R)$  varbūtību var izteikt šādi:

$$P_{er}(R) = \sum_{k \neq i} P(R_k) P(R|R_k). \quad (3.3)$$

3.2. izteiksmes substitūcija 3.3. izteiksmē un summēšanas un integrācijas secības maiņa ļauj

izteikt kļūdas varbūtību

$$P_{\text{er}}(R) = \lim_{\Delta R \rightarrow 0} \int_{R-\Delta R/2}^{R+\Delta R/2} \sum_{k \neq i} P(R_k) \varphi(R|R_k, \sigma_R) dR. \quad (3.4)$$

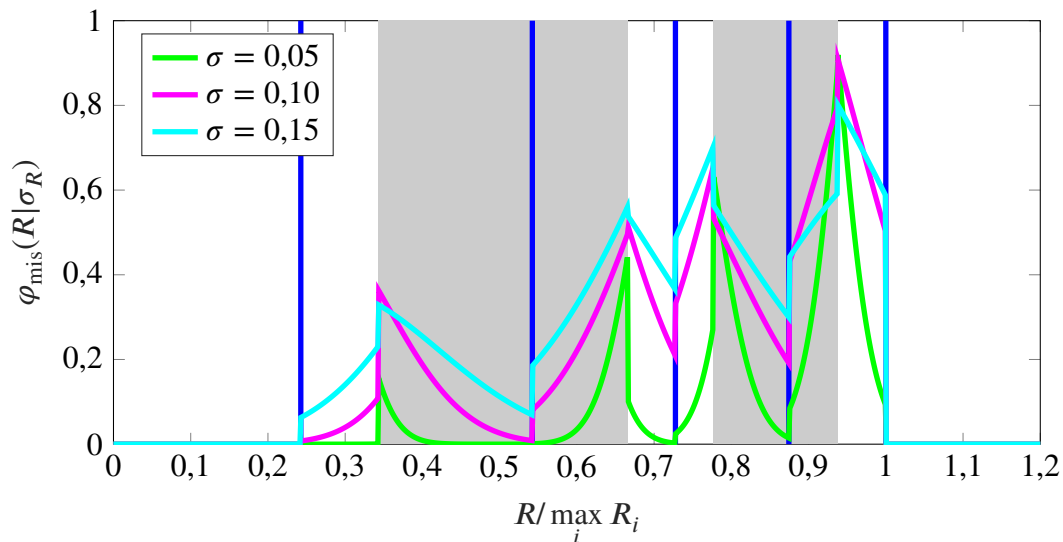
Nosauksim integrandu par novērtējuma kļūdas varbūtības blīvumu.

$$\varphi_{\text{er}}(R|\sigma_R) = \sum_{k \neq i} P(R_k) \varphi(R|R_k, \sigma_R). \quad (3.5)$$

3.1. nodaļā minēts, ka novērtēšanas kļūda ne vienmēr izraisa nepareizu svaru pieskaņošanu. Šāda notikuma varbūtību var izteikt ar

$$\varphi_{\text{mis}}(R|\sigma_R) = \begin{cases} \sum_{k < i} P(R_k) \varphi(R|R_k, \sigma_R) & \text{if } R \in [T_i, R_i) \\ \sum_{k > i} P(R_k) \varphi(R|R_k, \sigma_R) & \text{if } R \in [R_i, T_{i+1}). \end{cases} \quad (3.6)$$

3.1. attēlā redzama  $\varphi_{\text{mis}}(R|\sigma_R)$  atkarība no novirzes  $R$  dažādām standarta novirzes  $\sigma_R$  vērtībām. Detekcijas zonas ir marķētas ar mainīgām pelēkām un baltām svītrām. Zilās līnijas apzīmē riņķu rādiusus  $R_i$ . Līdzīgi kā nepareizas novērtēšanas varbūtības blīvums  $\varphi_{\text{er}}(R|\sigma_R)$ , arī nepareizas pieskaņošanas varbūtības blīvums  $\varphi_{\text{mis}}(R|\sigma_R)$  ir lielāks intervālos, kur zvaigznāja riņķi ir tuvāk.



3.1. att. Ekvalaizera nepareizas pieskaņošanas varbūtības blīvums  $\varphi_{\text{mis}}(R|\sigma_R)$ .

### 3.3. Piedāvātā optimizācijas procedūra

Piedāvātās pieejas mērķis ir samazināt dispersijas (1.12. izteiksme) pieauguma varbūtību nepareizas novērtēšanas gadījumā. Procedūra ļauj arī pielāgot algoritmu, lai nodrošinātu optimālu veiktspēju fiksētam  $\sigma_R$ .

Pieņemsim, ka zvaigznāja  $\{a_m\}$  riņķi  $\{a_m\}_i$  un  $\{a_m\}_{i+1}$  atrodas vistuvāk viens otram, t. i., riņķu  $R_i$  un  $R_{i+1}$  radiusi ir tādi, ka  $\min_k (R_{k+1} - R_k) = R_{i+1} - R_i$ . Piedāvātas procedūras ideja ir apvienot šo divu riņķu punktus vienā apakškopā  $\{a_m\}_j = \{a_m\}_i \cup \{a_m\}_{i+1} \subset \{a_m\}$  (jāņem vērā izmaiņas apakškopas indeksācijā).

Tāpat kā *DAMA* un *EDAMA* algoritmos, katrai zvaigznāja punktu apakškopai ir savs detekcijas apgabals. Ja izejas rādiuss  $R$  pieder detekcijas zonai  $\{a_m\}_j$ , adaptācijas mehānisms darbojas kā *CMA*, t. i., mēģina samazināt punktu dispersiju šajā zonā. Piedāvātais algoritms mēģina vilkt punktu  $\{a_m\}_j$  rādīus kvadrātus līdz atbilstošajam  $R_j^2$ . Lai atrisinātu 1.13. vienādojumu, var izteikt dispersijas konstanti apakškopai  $\{a_m\}_j$

$$R_j^2 = \frac{E[|a|^4]}{E[|a|^2]} \quad \forall a \in \{a_m\}_j. \quad (3.7)$$

Dispersijas konstantes  $R_j^2$  jāaprēķina visām apakškopām  $\{a_m\}_j$ , ko veido riņķu  $\{a_m\}_i$  apvienojums

$$\{a_m\}_j = \bigcup_{k=i}^{i+K-1} \{a_m\}_k, \quad (3.8)$$

kur  $K \geq 1$  ir apvienoto riņķu skaits. Apakškopām, kas sakrīt ar apliem  $\{a_m\}_j = \{a_m\}_i$ , dispersijas konstante  $R_j^2$  ir vienāda ar šī apla punktu rādīus kvadrātā. Apakškopas var izveidot arī, apvienojot punktus no vairāk nekā diviem blakus esošajiem apliem ( $K > 2$ ).

Apskatīsim izejas rādīusu diapazonu, kam pieder detekcijas sliekšnis  $T_i \in [R_i, R_{i+1})$ . Pieņemsim, ka ir pārsūtīts punkts no apakškopām  $\bigcup_{k>i} \{a_m\}_k$  vai  $\bigcup_{k\leq i} \{a_m\}_k$ . Ja izejas rādiuss attiecīgi krītas zem sliekšņa  $R \in [R_i, T_i)$  vai palielinās virs sliekšņa  $R \in [T_i, R_{i+1})$ , tiks veikta nepareiza pieskaņošana. Ņemot vērā varbūtību, ka tiks pārraidīts punkts no  $i$ -tā zvaigznāja riņķa  $P(R_i) = |\{a_m\}_i|/|\{a_m\}|$ , nepareizas pieskaņošanas varbūtība ir šāda:

$$P_{\text{mis}} = \sum_{k>i} P(R_i|R_k)P(R_k) + \sum_{k\leq i} P(R_{i+1}|R_k)P(R_k), \quad (3.9)$$

kur  $P(R_i|R_k)$  un  $P(R_{i+1}|R_k)$  ir varbūtības, ka izejas rādiuss  $R$ , ko rada punkts no  $k$ -tā riņķa, piederēs diapazoniem  $R \in [R_i, T_i)$  un  $R \in [T_i, R_{i+1})$ , t. i., tiks interpretēts kā simbols no  $i$ -tā vai  $(i+1)$ -tā riņķa.

Izejas rādīusa, ko rada punkts no  $k$ -tā riņķa, varbūtības blīvums ir  $\varphi(R|R_k, \sigma_R)$ , tāpēc varbūtību  $P(R_i|R_k)$  var aprēķināt šādi:

$$\begin{aligned} P(R_i|R_k) &= \int_{R_i}^{T_i} \varphi(R|R_k, \sigma_R) dR \\ &= Q_1\left(\frac{R_k}{\sigma_R}, \frac{R_i}{\sigma_R}\right) - Q_1\left(\frac{R_k}{\sigma_R}, \frac{T_i}{\sigma_R}\right), \end{aligned} \quad (3.10)$$

kur  $Q_1$  ir Markuma  $Q$ -funkcija. Otrā varbūtību grupu  $P(R_{i+1}|R_k)$  aprēķina līdzīgi

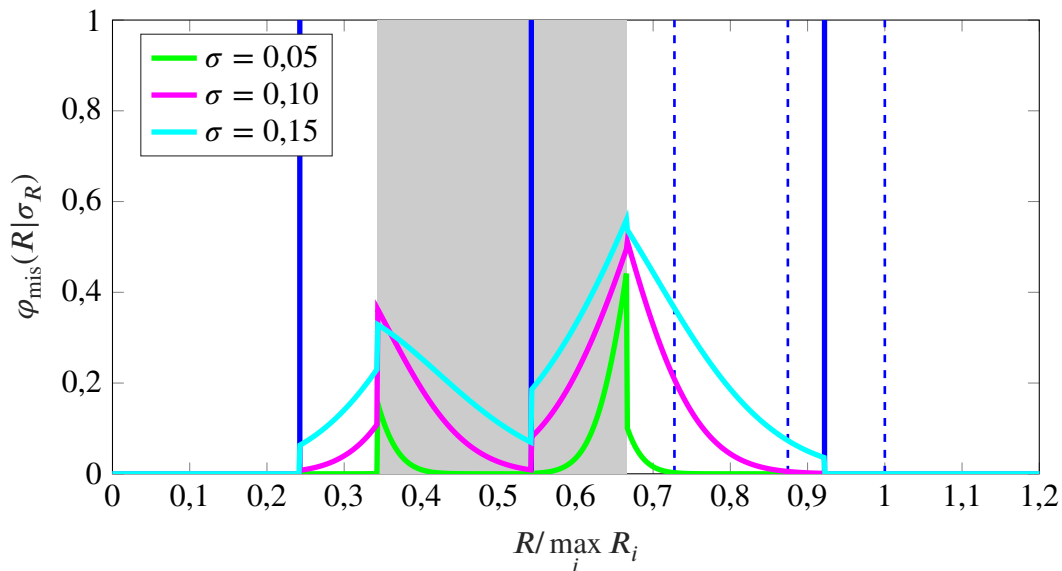
$$P(R_{i+1}|R_k) = Q_1\left(\frac{R_k}{\sigma_R}, \frac{T_i}{\sigma_R}\right) - Q_1\left(\frac{R_k}{\sigma_R}, \frac{R_{i+1}}{\sigma_R}\right). \quad (3.11)$$

3.10. un 3.11. izteiksmes substitūcija 3.9. izteiksmē dod

$$\begin{aligned} P_{\text{mis}}(T_i) &= \sum_{k \leq i} Q_1\left(\frac{R_k}{\sigma_R}, \frac{T_i}{\sigma_R}\right) P(R_k) \\ &- \sum_{k > i} Q_1\left(\frac{R_k}{\sigma_R}, \frac{T_i}{\sigma_R}\right) P(R_k) + P'_{\text{const}}, \end{aligned} \quad (3.12)$$

kur  $P'_{\text{const}}$  nav atkarīgs no  $T_i$ . Optimizācijas kritērijs detekcijas sliekšņiem  $T_i$  ir nepareizas pieskaņošanas varbūtības minimums. Tādējādi problēma ir reducējama līdz  $\min [P_{\text{mis}}(T_i)]$  atrašanai, mainot  $T_i$  diapazonā  $[R_i, R_{i+1})$ .

Apskatīsim aprakstītās pieejas izmantošanas piemēru. 3.2. attēlā redzams nepareizas pieskaņošanas varbūtības blīvums  $\varphi_{\text{mis}}(R|\sigma_R)$  dažādām standarta novirzes  $\sigma_R$  vērtībām. Kā redzams 3.1. attēlā, algoritms izmantoja 32-QAM modulāciju. Šeit 3., 4. un 5. riņķu punkti apvienoti vienā apakškopā. Detekcijas zonas ir marķētas ar mainīgām pelēkām un baltām svītrām. Zilās līnijas apzīmē dispersijas konstantes  $R_j$ , punktētās līnijas – riņķu rādiusus  $R_i$ .



3.2. att. Nepareizas pieskaņošanas varbūtības blīvums  $\varphi_{\text{mis}}(R|\sigma_R)$  algoritmam, kas apvienoja 32-QAM zvaigznāja 3., 4. un 5. riņķus.

Salīdzinot nepareizas pieskaņošanas varbūtības blīvumus  $\varphi_{\text{mis}}(R|\sigma_R)$  tuvu novietotiem zvaigznāju riņķiem, kļūst skaidrs, ka piedāvātais algoritms ievērojami samazina dispersijas pieauguma risku pie ekvalaizera izejas.

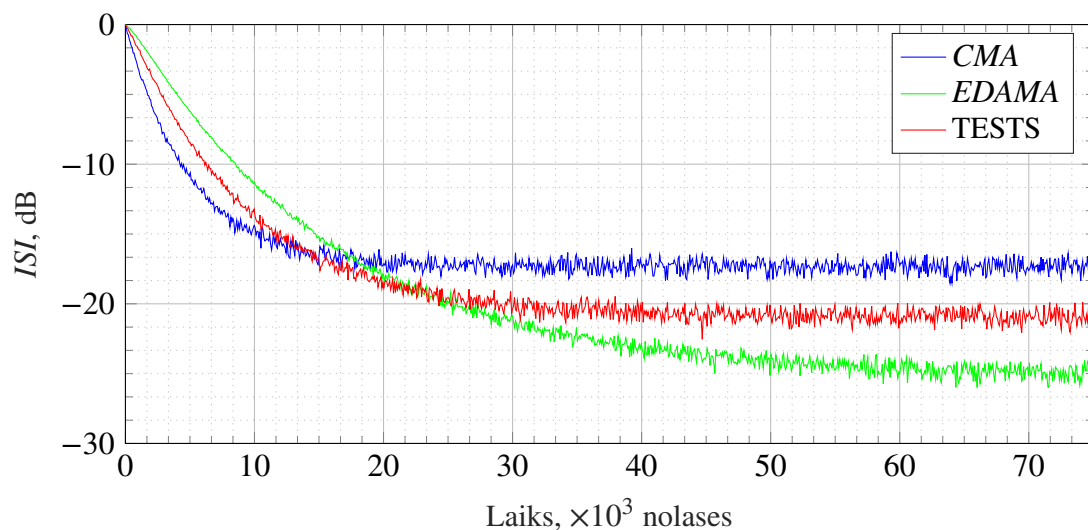


### 3.4. Simulāciju rezultāti

Piedāvātā algoritma veikspējas un konverģences īpašības tika pārbaudītas ar simulācijām. Raidītājs signāla ģenerēšanai izmantoja standarta 32-*QAM* un 64-*QAM* zvaigznājus. Daudzceļu izplatīšanās simulācijai tika pieņemts vienkāršs divu staru kanāla modelis. Kanāla dziļumi 5 dB, 10 dB un 15 dB. Signāla-trokšņa attiecība novērtēšanas bloka ieejā sasniedza 35 dB. Pats ekvalaizers bija 33 koeficientu filtrs.

Konverģences līknes parāda *ISI* atkarību no korekcijas iterāciju skaita. *ISI* izsaka kā starpību starp izejas rādus un aprēķinātā simbola  $|s_{ex}[k]| - |\hat{s}_{tx}[k]|$  rādus. Katrai sistēmas parametru kopai un katram algoritmam tika veiktas 200 Montekarlo simulācijas. Līknes tika iegūtas, aprēķinot to vidējo vērtību.

Simulācijas rezultāts 32-*QAM* signālam, kas ir izgājis caur 10 dB dziļu kanālu, redzams 3.3. attēlā. Tas salīdzina *CMA*, *EDAMA* un piedāvāto algoritmu. Ekvalaizera ieejā ir 32-*QAM* signāls, kas izgāja caur 10 dB kanālu. Piedāvātais algoritms apvieno zvaigznāja  $i \in \{3; 4; 5\}$  riņķus. 3.3. attēlā tas ir apzīmēts kā TESTS.

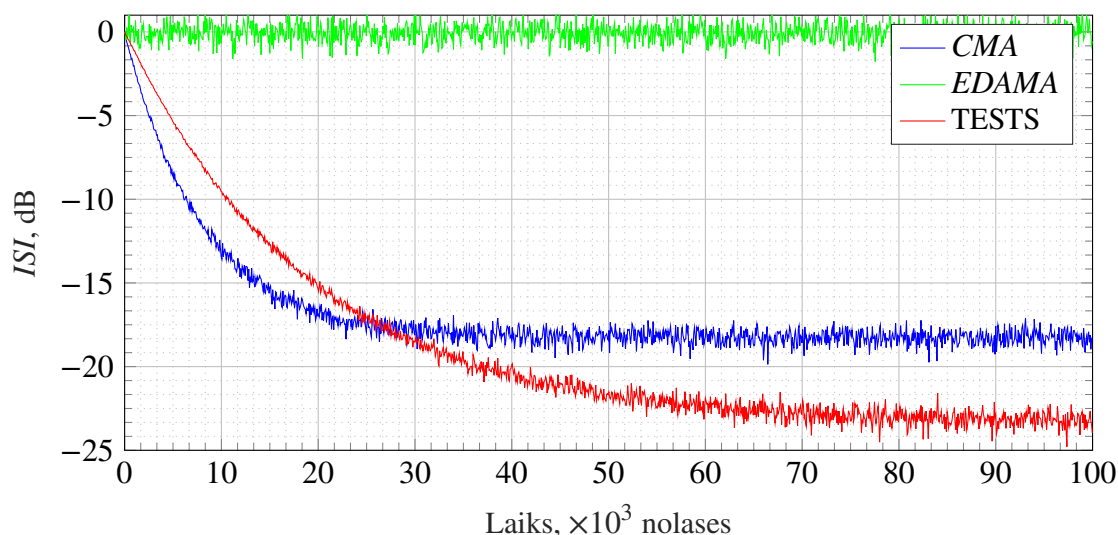


3.3. att. Konverģences līknes *CMA*, *EDAMA* un piedāvātajam algoritmam 10 dB kanāla gadījumā.

Var redzēt, ka piedāvātais algoritms nokoverģēja ātrāk nekā *EDAMA*, jo tas radīja mazāk detekcijas kļūdu sākotnējā adaptācijas posmā. No otras puses, tā atlikuša *ISI* ir mazāka nekā *CMA* sadalītās dispersijas konstantes dēļ.

3.4. attēlā redzamas konverģences līknes 64-*QAM* modulācijai un 15 dB dziļajam kanālam. Tās arī salīdzina *CMA*, *EDAMA* un piedāvāto algoritmu. Pēdējais apvieno zvaigznāja  $i \in \{3; 4; 5\}$  un  $i \in \{6; 7; 8\}$  riņķus. 3.4. Attēlā tas ir apzīmēts kā TESTS.

Piedāvātais algoritms konverģēja lēnāk nekā *CMA*, taču nodrošināja daudz zemāku atlikušo *ISI*. Lielā kļūdu skaita dēļ *EDAMA* nemaz nekonverģēja.



3.4. att. *CMA*, *EDAMA* un piedāvātā algoritma konverģences līknes 15 dB kanāla gadījumā.

### 3.5. Secinājumi

Šī nodaļa veltīta ekvalaizera konverģences problēmas atrisināšanai signāla augstās dispersijas līmeņa ekvalaizera izejā gadījumā. Ir piedāvāts risinājums, izmantojot nosacīto varbūtību sadalījumus un grupējot zvaigznāju riņķus. Apkopojot iegūtos rezultātus, jāatzīmē vairāki secinājumi.

- Parādīta sakarība starp kļūdainas novērtēšanas varbūtību un ekvalaizera spēju konverģēt.
- Ieviests nosacītās varbūtības blīvuma jēdziens un parādīts tā lietojums mērķa funkcijas optimizācijā.
- Pierādīts, ka nepareizas novērtēšanas iespējamība un ekvalaizera svaru nepareizas noregulēšanas varbūtība nav līdzvērtīgas. Regulējums var būt pareizs nepareizi noteikta simbola gadījumā.
- Parādīta palielināta ekvalaizera nepareizas noregulēšanas varbūtība intervālos ar cieši izvietotiem zvaigznāju riņķiem.
- Piedāvāta pieeja punktu grupēšanai no tuvējiem zvaigznāja riņķiem. Tas ļāva pielāgot mērķa funkciju, lai samazinātu ekvalaizera izejas signāla dispersiju, ja signāla punkts ietilpst intervālā starp šiem riņķiem.
- Simulācijas, izmantojot piedāvāto pieeju, parādīja, ka ekvalaizers iegūst spēju konverģēt apstākļos, kādos tas nav iespējams *EDAMA* gadījumā.

## 4. ADAPTĪVO PĀRSLĒDZAMO GRUPĒTO RĀDIUSU PIEEJA

### 4.1. Kļūdu novērtēšanas metode

Iepriekš tika minēts, ka uztvertais signāls ir pārraidītā signāla aizkavēto kopiju svērtā summa. 1.11. izteiksme parāda, ka ekvalaizera  $s_{ex}[k]$  izejas signāls ir pārraidīto signālu  $s_{tx}[k]$  konvolūcija ar kanāla  $h[k]$  un ekvalaizera  $c[l,k]$  impulsa reakcijām. Tādējādi no konvolūcijas procesa būtības katru izejas nolasi var izteikt kā blakus esošo simbolu lineāru kombināciju pārraidītājā signālā  $\{ \dots, s_{tx}[k-1], s_{tx}[k], s_{tx}[k+1], \dots \}$

$$s_{ex}[k] = \sum_{l=0}^{L_c+L_h-1} (h * c[k])[l] s_{tx}[k-l], \quad (4.1)$$

kur  $L_c$  un  $L_h$  ir attiecīgi kanāla un ekvalaizera impulsa reakciju garumi.

Izmaiņas kanālā un ekvalaizera adaptācija notiek salīdzinoši lēni, tāpēc signālu  $s_{ex}[k]$  var uzskatīt par lokāli ergodisku. Tādējādi var aprēķināt signāla dispersiju, ņemot vērā, ka simboli nav korelēti

$$E [ |s_{ex}[k]|^2 ] = E [ |s_{tx}[k]|^2 ] \sum_{l=0}^{L_c+L_h-1} |(h * c[k])[l]|^2. \quad (4.2)$$

Ideālai kompensācijai  $E [ |s_{ex}[k]|^2 ] = E [ |s_{tx}[k]|^2 ]$ . Ja signālā ir starpsimbolu interferen- ce,  $(h * c[k])[l]$  centrālais koeficients joprojām ir nesvērts  $\delta[k]$ . Tādējādi izejas rādiusa dis- persija  $E [ |s_{ex}[k]|^2 ]$  ir minimāla nospiestai *ISI*. Datu signāla dispersijai tiek pievienota trokšņa  $E [ |n'[k]|^2 ]$  dispersija, jo tā nav korelēta ar pārraidītajiem simboliem. Tādējādi dispersija norāda *ISI* un trokšņa daudzumu signālā. Lai konstruētu saņemtā signāla varbūtības blīvumu, ir jāno- vērtē tā parametri. Raisa sadalījuma gadījumā vidējās vērtības atbilst zvaigznāju riņķu rādiusiem. Standarta novirzi var noteikt pēc saņemtā signāla dispersijas

$$\hat{\sigma}_R = \sqrt{E [ |s_{ex}[k]|^2 ] - E [ |s_{tx}[k]|^2 ]}, \quad (4.3)$$

kur  $E [ |s_{ex}[k]|^2 ]$  var aprēķināt no ekvalaizera izejas signāla,  $E [ |s_{tx}[k]|^2 ]$  ir iepriekš noteikta kon- stante.

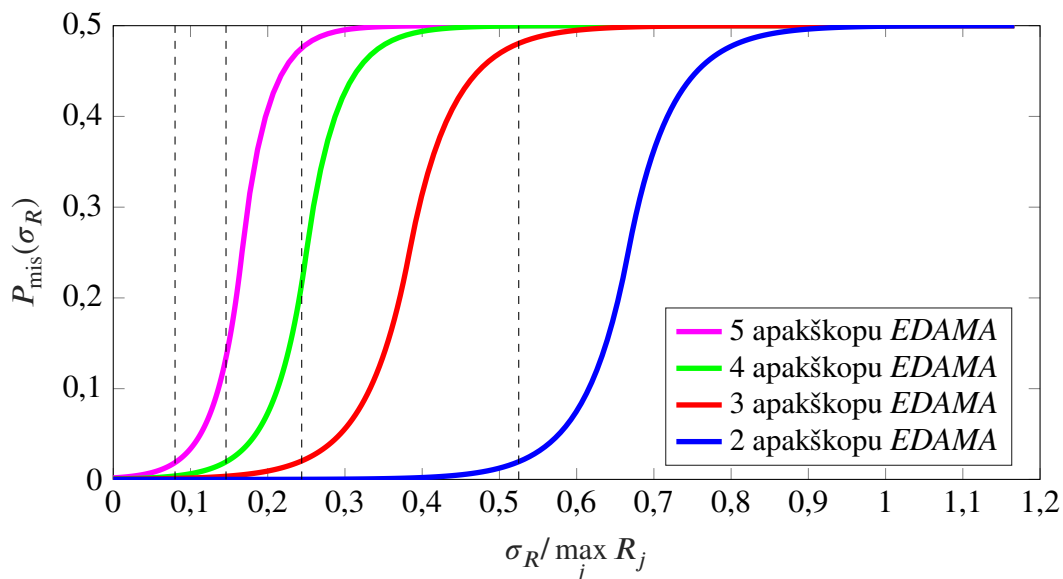
3.2. nodaļā aprakstīta nepareizas pieskaņošanas varbūtības blīvuma atkarība no trokšņaina proce- sa standartnovirzes. Nepareizas pieskaņošanas varbūtības  $P_{\text{mis}}(\sigma_R)$  aprēķins ir iespējams, integrējot

### 3.6. izteiksmi

$$\begin{aligned}
 P_{\text{mis}}(\sigma_R) &= \int_0^{\infty} \varphi_{\text{mis}}(R|\sigma_R) dR = \\
 &= \sum_j \sum_{k: R_k < R_j} P(R_k) \left[ Q_1\left(\frac{R_k}{\sigma_R}, \frac{R_j}{\sigma_R}\right) - Q_1\left(\frac{R_k}{\sigma_R}, \frac{T_j}{\sigma_R}\right) \right] + \\
 &+ \sum_j \sum_{k: R_k > R_j} P(R_k) \left[ Q_1\left(\frac{R_k}{\sigma_R}, \frac{T_{j+1}}{\sigma_R}\right) - Q_1\left(\frac{R_k}{\sigma_R}, \frac{R_j}{\sigma_R}\right) \right],
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

kur  $Q_1$  ir Markuma  $Q$ -funkcija; summēšana pa  $j$  tiek veikta starp visām apakškopām  $\{a_m\}_j$  un summēšana pa  $k$  – starp visiem zvaigznāju riņķiem  $\{a_m\}_i$

4.1. attēlā redzama nepareizas pieskaņošanas varbūtības  $P_{\text{mis}}(\sigma_R)$  atkarība no Raisa varbūtības blīvuma  $\sigma_R$  standarta novirzes. Zilas, sarkanas, zaļas un rozas līnijas apzīmē attiecīgi divu, trīs un četru punktu apakškopu un standarta *EDAMA* algoritmu vispārinātās *EDAMA* līknes. Punktētas melnas līnijas norāda standarta novirzes  $\sigma_R$  vērtības, kurās  $P_{\text{mis}}(\sigma_R) = 2\%$ . Augstām dispersijas vērtībām tikai *CMA* algoritms spēj pielāgot ekvālizeru ar nulles nepareizas noregulēšanas varbūtību. Pēc tam, kad ekvālizera kopas ir daļēji pielāgotas, izvades rādiusa dispersija samazinās, un divu apakškopu vispārināts *EDAMA* algoritms tagad var darboties ar  $P_{\text{mis}}(\sigma_R) \leq 2\%$ . Turpmāka koeficientu pieskaņošana nodrošina divu apakškopu vispārinātā *EDAMA* algoritma spēju konverģēt ekvālizeru. Tādējādi adaptācijas process attīstās no *CMA* algoritma uz *EDAMA* algoritmu. Visā adaptācijā  $P_{\text{mis}}(\sigma_R)$  ir zems, tāpēc piedāvātā pieeja parāda konverģences spējas, kas ir salīdzināmas ar *CMA* spējām; no otras puses, konverģētā stāvoklī paliekošā kļūda ir tāda pati kā *CMA* algoritmam.



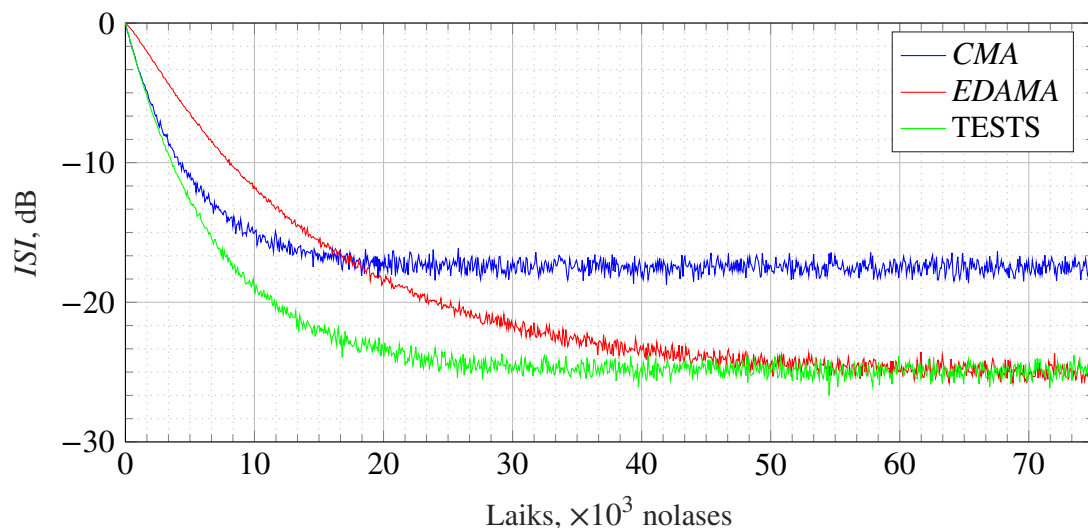
4.1. att. Nepareizas pieskaņošanas varbūtības  $P_{\text{mis}}(\sigma_R)$  atkarība no trokšņa standartnovirzes  $\sigma_R$ .

## 4.2. Simulāciju rezultāti

Lai pārbaudītu piedāvātās pieejas konverģences spējas un veikspēju, simulācijas vide bijas šāda. Raidītājā tika ģenerēts standarta 32-*QAM* konstelācijas simboli, kas tika izlaidi caur formējošo filtru. Pamirumu emulācijai tika izmantots divu staru izplatīšanās modelis. Kā *ISI* aprakstošais parametrs tika izmantots kanāla dziļums, šajā gadījumā tika izmantoti 10 dB un 20 dB kanāli. Ekvalaizers ietvera 25 koeficientu filtru, koeficientu regulēšanas algoritmu, dispersijas aprēķinātāju un mērķa funkciju pārslēgšanas mehānismu.

Simulāciju rezultāti ir ilustrēti ar konverģences līknēm, kas parāda atlikušās kļūdas atkarību no iterācijas jeb takts skaitļa. Atlikušo kļūdu šajā gadījumā aprēķina kā starpību starp izvades rādīsi un novērtētā simbola rādīsi. Katrai parametru kopai tika veiktas 200 Montekarlo simulācijas.

4.2. attēlā redzami 10 dB dziļa kanāla aklās izlīdzināšanas simulācijas rezultāti 32-*QAM* signāla gadījumā. Pārslēgšanās sliekšnis ir izvēlēts, lai nodrošinātu nepareizas noregulēšanas varbūtību  $P_{\text{mis}}(\sigma_R) = 2\%$ .

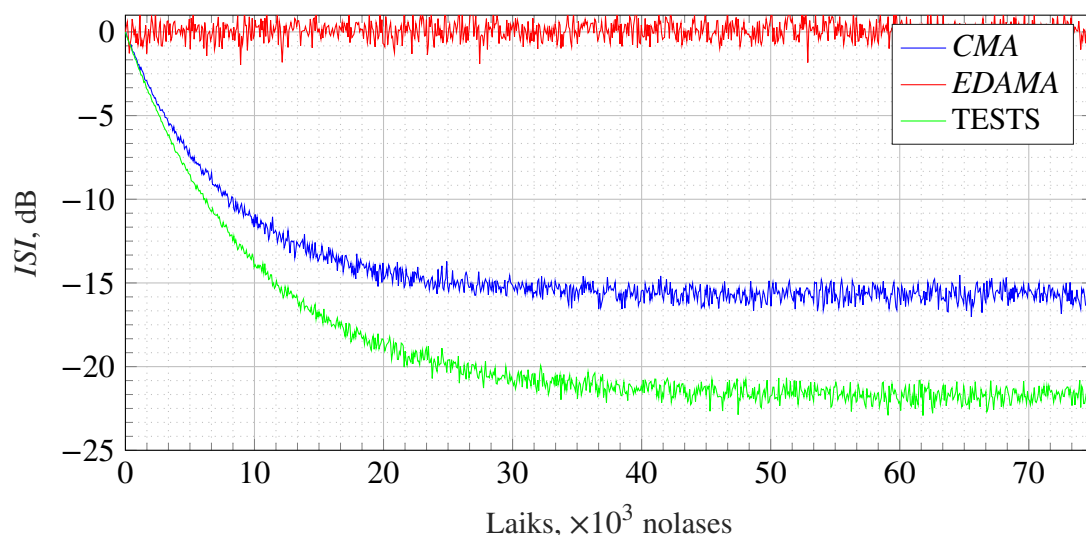


4.2. att. Ekvalaizera konverģences līknes *CMA*, *EDAMA* un pārslēgšanas pieejai 10 dB dziļam kanālam.

Eksperimenti parāda, ka pārslēgšanas pieeja nodrošina zemu atlikušo kļūdu, jo šī algoritma beigās tiek izmantota *EDAMA* mērķa funkcija. No otras puses, tas konverģē daudz ātrāk, jo sākotnējos posmos ir mazāks kļūdu skaits.

Otrajā eksperimentā tas pats signāls tika izlaists caur 20 dB dziļu kanālu. Šīs simulācijas konverģences līknes redzamas 4.3. attēlā. Tāpat kā iepriekš, nepareizas pieskaņošanas varbūtība tiek saglabāta  $P_{\text{mis}}(\sigma_R) = 2\%$ .

Tāpat kā iepriekš, pārslēgšanas pieeja konverģē ar zemāku atlikušo *ISI*, salīdzinot ar *CMA*. Proti, *EDAMA* algoritmam neizdevās saplūst lielas nepareizas pieskaņošanas varbūtības dēļ. No otras puses, kā piedāvātās pieejas pēdējais posms *EDAMA* nodrošināja zemu paliekošo kļūdu.



4.3. att. Ekvalaizera konverģences līknes *CMA*, *EDAMA* un pārslēģšanas pieejai 20 dB dziļam kanālam.

### 4.3. Secinājumi

Šī nodaļa veltīta iespējai izmantot aklās izlīdzināšanas algoritmus, kas ir vislabāk piemēroti pašreizējiem kanāla parametriem un ekvalaizera regulēšanas pakāpei. Kopsavilkumā ir jāņem vērā vairāki apsvērumi.

- Pierādīts, ka katrai unikālajai blakus esošo zvaigznāju apļu apvienošanai ekvalaizera nepareizas pieskaņošanas varbūtības atkarība ir monotona augoša standartnovirzes funkcija.
- Pierādīts, ka blakus esošo zvaigznāju riņķu unikālo apvienojumu kopu var sakārtot tā, lai ekvalaizera nepareizas pieskaņošanas varbūtība katram nākamajam algoritmam ir lielāka pie vienas un tās pašas standartnovirzes vērtības.
- Pierādīts, ka standartnovirzes novērtējums nav atkarīgs no pārraidītā simbola un to var iegūt no signāla dispersijas novērtējuma.
- Piedāvāta pieeja, kurā ekvalaizera regulēšanas un izejas signāla izkliedes samazināšanas procesā izmaksu funkcija pārslēdzas uz algoritmu ar lielu noteikšanas zonu skaitu.
- Divu algoritmu vienvirziena izlīdzināšanas gadījumā ekvalaizera regulēšanai piedāvāts izmantot *stop-and-go* pieeju.
- Simulācijas rezultāti parādīja, ka piedāvātā pieeja nodrošina *CMA* pielāgošanas ātrumu un *EDAMA* atlikušās kļūdas līmeni.

## 5. FPGA IMPLEMENTĀCIJA UN LAUKA MĒRĪJUMI

### 5.1. Izstrādes mērķi

*IP* kodols, kas jārealizē, ir lineārs komplekss pusbodu aklais ekvalaizers. Tas tiek realizēts, izmantojot tiešās formas komplekso ekvalaizera struktūru, kas sastāv no četriem reāliem galīgas impulsa reakcijas filtriem. *IP* kodols darbojas divreiz ātrāk par simbolu frekvenci un izmanto divus takts signālus: viens pārslēdzas divreiz ātrāk par simbolu frekvenci, savukārt otrs darbojas ar simbolu frekvenci. Ekvalaizera izeja un izvadu koeficienti tiek atjaunināti vienu reizi simbola periodā. Ekvalaizers ir konfigurējams un spēj strādāt ar *QAM* modulācijas kārtām no 4-*QAM* līdz 256-*QAM*. *VHDL* valodā ir implementētas arī vairākas atklūdošanas funkcijas, kas paredzētas ekvalaizera veiktspējas novērtēšanai. Ir divi konveijera posmi: pirmais posms ir pēc ekvalaizera izejas ģenerēšanas, otrais posms seko kļūdas signāla aprēķinam.

Dizaina galvenie mērķi.

- Izstrādāt dinamiskā kompleksā ekvalaizera *IP* kodolu *QAM* signāliem programmā *Matlab*, realizēt šo kodolu *VHDL*.
- Pārbaudīt izstrādātās ierīces spēju mazināt daudzceļu izplatīšanās efektus *QAM* modulācijas kārtām no 4-*QAM* līdz 256-*QAM*.
- Ieviest atklūdošanas konstrukcijas, kas ļauj izveidot ekvalaizera konverģences līknes *FPGA* un lejupielādēt tās.
- Savienot aklā ekvalaizera *IP* kodolu ar *QAM* uztvērēju, lai pārbaudītu izlīdzināšanas iespējas reālajās radio sakaru līnijās.

### 5.2. Fiksēta punkta aritmētikas ieviešana

Algoritma praktiskai ieviešanai *FPGA* ir nepieciešama pāreja uz veselo skaitļu aritmētiku. Ekvalaizera ieejas signāls tika digitalizēts, izmantojot 12 bitu *ADC*; tālākā apstrāde saglabā bitu skaitu. Empīriski tika konstatēts, ka 16 bitu izmantošana koeficientu vērtības attēlošanai ir pietiekama, lai nodrošinātu ekvalaizera konverģenci. Turklāt ar šo bitu skaitu ekvalaizers nepalielina izejas signāla dispersiju. Iepriekšējās nodaļās koeficientu atjaunināšanas izteiksme tika parādīta šādi:

$$c[l, k + 1] = c[l, k] - \mu \left( |s_{\text{ex}}[k]|^2 - R_j^2 \right) s_{\text{ex}}[k] s_{\text{in}}^*[k - l], \quad (5.1)$$

kur  $R_j$  dispersijas konstante esošajā detekcijas zonā.

5.1. izteiksme parāda, ka ekvalaizera izvada svāra atjaunināšana ir atkarīga no atbilstošās ieejas nolases un kopīgās vērtības visiem koeficientiem esošajā takī. Lai iegūtu šo vērtību, ir nepieciešams trīs mainīgo reizinājums, kas palielina rezultāta bitu skaitu. Regulēšanas precizitātes saglabāšana ar šīs vērtības bitu skaita samazināšanos tiek nodrošināta, pārejot uz peldošā komata aritmētiku.

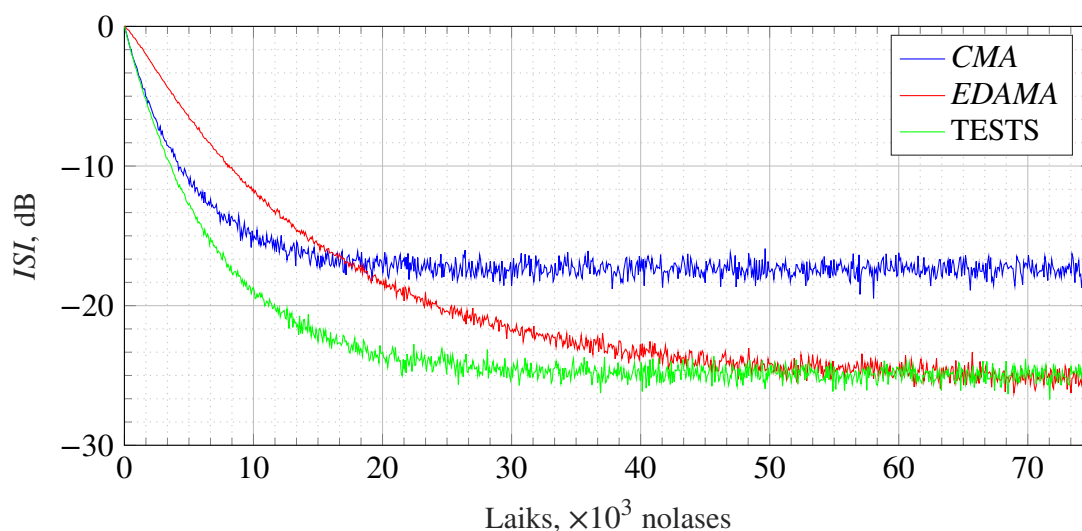
Atjauninot ekvalaizera izvada svaru, vērtība tiek pārveidota fiksētā komata skaitlī, izmantojot multipleksoru. Jāņem vērā, ka soļa lieluma koeficients izteikts kā divnieka pakāpa bez mantisas, lai vienkāršotu implementāciju. Ekvalaizera izvada atjauninājumu vidējošana nodrošināta, izmantojot 32 bitu akumulatorus. Šo akumulatoru 16 nozīmīgākie biti tiek izmantoti kā ekvalaizera koeficienti.

### 5.3. Aklā ekvalaizera ieviešana

Piedāvātā algoritma praktiskā realizācija sastāv no četriem reāliem filtriem ar mainīgiem dinamiski regulējamiem koeficientiem. Katrs satur 35 pusbodu izvadu aiztures līniju, un tiek realizēts, izmantojot iebūvētos reizināšanas lokus. Aiztures līnija saglabā arī ieejas signāla nolases, kas nepieciešamas koeficienta atjauninājuma formēšanai. Lai aprēķinātu šīs vērtības, ir jāveic darbības, kas aprakstītas 5.2. nodaļā. Praksē stabilai implementācijai tie ir jāsadala vairākos taktīs. Tāpēc, lai saglabātu ieejas signāla nolašu un ekvalaizera izvadu atbilstību, ir jāpalielina filtra aiztures līnijas garums.

Piedāvātais algoritms piedāvā mērķa funkciju, kas prasa uztvertā simbola detekciju. Detekcijas zonu robežas un šo detekcijas zonu dispersijas konstantes saglabātas *FPGA* atmiņā. To izmantošana koeficientu atjaunināšanas aprēķinā ietver vairākus multipleksorus. Lai pārslēgtos starp algoritmiem ar atšķirīgu konstelācijas sadalījumu detekcijas zonās, ir nepieciešams novērtēt izejas signāla dispersiju. Vidējošanu šajā gadījumā veic pirmās kārtas šaurjoslas zemfrekvences filtrs ar bezgalīgu impulsa reakciju. Ir ieviests arī vadības mezgls, kas izmanto histerēzes lēmumu pieņemšanu, lai pārslēgtos starp algoritmiem.

*IP* kodola simulācijas tika veiktas *Xilinx Vivado* vidē. simulācijas rezultāti ir ilustrēti *CMA*, *EDAMA* un vispārinātam algoritmam 10 dB un 15 dB kanāliem redzami 5.1. un 5.2. attēlā.



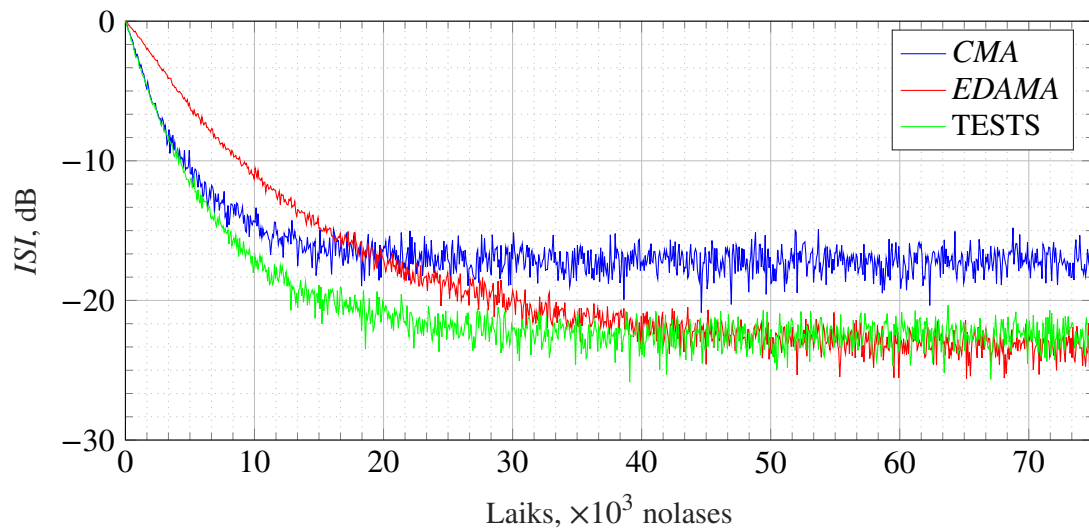
5.1. att. Konverģences līknes *CMA*, *EDAMA* un piedāvātajam algoritmam 10 dB kanāla gadījumā.

*FPGA* mplementētā algoritma līdzsvara stāvokļa veikspēja ir gandrīz identiska peldošā punkta algoritma veikspējai visām simulācijām.





daļa, tika pārbaudīta lauka apstākļos. Daudzceļu izplatīšanas emulatorā tika demonstrēta spēja konverģēt dziļo kanālu gadījumā. Ierīces pievienošana vairāku analogo atkārtotāju līnijai rādīja augstu veikspēju ierobežojuma frekvenču joslas un sistēmas un nevienmērību gadījumos. *FPGA* iekšpusē ekvalaizera koeficienti tika atkārtoti nomesti, un ekvalaizera izejas vidējā kvadrāriskā kļūda tika nolāsīta kā laika funkcija. Tādējādi vidējošanas rezultātā tika iegūtas konverģences līknes katram no ekvalaizera algoritmiem. Iegūtās konverģences līknes redzamas 5.3. attēlā.



5.3. att. *FPGA* nolāsītas konverģences līknes *CMA*, *EDAMA* un piedāvātajam algoritmam 15 dB kanāla gadījumā.

## 5.6. Secinājumi

Šī nodaļa veltīta aklo izlīdzināšanas algoritmu realizācijai *VHDL* un to darbības turpmākai pārbaudei *FPGA*. Šajā sakarā ir jāņem vērā vairāki fakti.

- Ekvalaizera koeficientu izlīdzināšanas un regulēšanas problēmas tika sadalītas vienkāršās matemātiskās vai loģiskās operācijās, lai tās varētu aprakstīt *VHDL*.
- Veikta loģiski saistītu operāciju sadalīšana grupās, lai nodrošinātu to realizācijas iespēju paralēlā vidē.
- Lai samazinātu *FPGA* izmantotos resursus, optimizēta detekcijas realizācija.
- Veikta noapaļošana un bloku implementācija veselu skaitļu aritmētikā un ar ierobežotu vārda garumu.
- Izveidotais *IP* kodols iekļauts esošajā *QAM* modema projektā, pārbaudīta tā darbība.

## SECINĀJUMI

Šis promocijas darbs veltīts *QAM* signālu aklās izlīdzināšanas jautājumiem. Autors ir piedāvā vairākas pieejas aklo izlīdzināšanas algoritmu mērķa funkciju izstrādei. Piedāvāto algoritmu praktiskā realizācija un gala ierīces lauku testi parādīja piedāvātās aklo izlīdzināšanas tehnikas inženiertehnisko dzīvotspēju. Konkrēti, šajā promocijas darbā izklāstītie izlīdzināšanas algoritmi vienlaikus nodrošina augstu konverģences spēju būtisku sākotnējo daudzceļu kropļojumu apstākļos. Tajā pašā laikā šie algoritmi parāda zemu atlikušās kļūdas līmeni signālā ekvalaizera izejā pēc tā pieskaņošanas. Tas ļauj atteikties no plaši izmantotās pārslēgšanās uz lēmuma vadītiem kanālu maiņas izsekošanas algoritmiem pēc ekvalaizera konverģences. Piedāvāto risinājumu praktisko lietojamību attaisno arī izstrādātās iekārtas komerciāla lietojuma atrašana.

Promocijas darba gaitā veiktā pētījuma svarīgākie rezultāti.

- Darbs piedāvā optimālu detekcijas sliekšņu aprēķinu, lai novērtētu uztverto simbolu ekvalaizera izejā. Sliekšņu aprēķināšanas metožu un *CMA* balstītas ekvalaizera pieskaņošanas mērķa funkcijas apvienošana veido *EDAMA*, kas pirmo reizi publicēts [38]. Šis algoritms ļauj samazināt atlikušās kļūdas līmeni līdz nullei, ja ekvalaizera ieejā nav trokšņa.
- Variācijas blīvums piedāvāts kā metrika, lai novērtētu ekvalaizera nepareizas pieskaņošanas variāciju noteiktam izejas rādiusam. Publikācijā [39] piedāvāta pieeja, kas apvieno zvaigznāja riņķus reģionos ar augstu nepareizas pieskaņošanas variācijas blīvumu, nodrošinot nepareizas pieskaņošanas variācijas samazināšanu.
- Darbā piedāvāta pārslēgšanās starp algoritmiem ar dažādām zvaigznāju riņķu kombinācijām, lai ņemtu vērā izejas signāla dispersijas līmeni. Šī pieeja pirmo reizi tika aprakstīta publikācijā [40] un parādīja augstu konverģences spēju ar zemu atlikušo kļūdu līmeni.
- Praktiskā realizācija un pārbaude parādīja piedāvāto algoritmu īpašības, kas atbilst simulācijām. Dažas realizācijas detaļas tika publicētas [37].

Tādējādi var secināt, ka piedāvātā *QAM* signālu izlīdzināšanas metodika ir praktiski izmantojama un darba mērķis ir veiksmīgi sasniegts. Turklāt iegūtos rezultātus var viegli vispārināt sarežģītākām komunikācijas shēmām, kas izmanto *QAM* koncepciju.

## IZMANTOTĀ LITERATŪRA

- [1] Y. Sato. "A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude-Modulation Systems". *IEEE Trans. Commun.* 23.6 (1975. g. jūn.), 679.–682. lpp. ISSN: 0096-2244. DOI: [10.1109/TCOM.1975.1092854](https://doi.org/10.1109/TCOM.1975.1092854).
- [2] D. N. Godard. "Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems". *IEEE Trans. Commun.* 28.11 (1980. g. nov.), 1867.–1875. lpp. ISSN: 0096-2244. DOI: [10.1109/TCOM.1980.1094608](https://doi.org/10.1109/TCOM.1980.1094608).
- [3] W. Sethares, G. Rey un C. R. Johnson Jr. "Approaches to Blind Equalization of Signals with Multiple Modulus". *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP-89)*. 89. sējums. Glasgow, UK: IEEE, 1989. g. maijs, 972.–975. lpp. DOI: [10.1109/ICASSP.1989.266592](https://doi.org/10.1109/ICASSP.1989.266592).
- [4] M. J. Ready un R. P. Gooch. "Blind Equalization Based on Radius Directed Adaptation". *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. Albuquerque, USA: IEEE, 1990. g. apr., 1699.–1702. lpp. DOI: [10.1109/ICASSP.1990.115806](https://doi.org/10.1109/ICASSP.1990.115806).
- [5] K. N. Oh un Y. O. Chin. "Modified Constant Modulus Algorithm: Blind Equalization and Carrier Phase Recovery Algorithm". *Gateway to Globalization*. 1. sējums. Seattle, USA: IEEE, 1995. g. jūn., 498.–502. lpp. ISBN: 978-0-7803-2486-2. DOI: [10.1109/ICC.1995.525219](https://doi.org/10.1109/ICC.1995.525219).
- [6] J. Yang, J.-J. Werner un G. A. Dumont. "The Multimodulus Blind Equalization and Its Generalized Algorithms". *IEEE J. Select. Areas Commun.* 20.5 (2002. g. jūn.), 997.–1015. lpp.
- [7] S. Abrar un R. A. Axford Jr. "Sliced Multi-Modulus Blind Equalization Algorithm". *ETRI Journal* 27.3 (2005. g. jūn.), 257.–266. lpp. ISSN: 1225-6463. DOI: [10.4218/etrij.05.0104.0027](https://doi.org/10.4218/etrij.05.0104.0027).
- [8] V. Weerackody un S. A. Kassam. "Dual-Mode Type Algorithms for Blind Equalization". *IEEE Trans. Commun.* 42.1 (1994. g. janv.), 22.–28. lpp.
- [9] G. Picchi un G. Prati. "Blind Equalization and Carrier Recovery Using a "Stop-and-Go" Decision-Directed Algorithm". *IEEE Trans. Commun.* 35.9 (1987. g. sept.), 877.–887. lpp. ISSN: 0096-2244. DOI: [10.1109/TCOM.1987.1096877](https://doi.org/10.1109/TCOM.1987.1096877).
- [10] M. Shahmohammadi un M. Kahaei. "A New Dual-Mode Approach to Blind Equalization of QAM Signals". *Eighth IEEE International Symposium on Computers and Communication (ISCC 2003)*. Kemer, Turkey: IEEE, 2003. g. jūl.

- [11] R. A. Axford Jr., L. Milstein un J. Zeidler. “A Dual-Mode Algorithm for Blind Equalization of QAM Signals: CADAMA”. *Conference Record of the Twenty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. 1. sējums. Pacific Grove, USA: IEEE Comput. Soc. Press, 1996, 172.–176. lpp. ISBN: 978-1-55937-533-7 978-0-8186-7370-2. DOI: [10.1109/ACSSC.1995.540535](https://doi.org/10.1109/ACSSC.1995.540535).
- [12] W. SiYuan. “Blind Equalization of QAM Signals Based On Dual-Mode Multi-modulus Algorithms”. *Procedia Engineering* 15 (2011), 2434.–2438. lpp. ISSN: 18777058. DOI: [10.1016/j.proeng.2011.08.457](https://doi.org/10.1016/j.proeng.2011.08.457).
- [13] C.-H. Tseng un C.-B. Lin. “A Stop-and-Go Dual-Mode Algorithm for Blind Equalization”. *Communications: The Key to Global Prosperity*. 2. sējums. London, UK: IEEE, 1996. g. nov., 1427.–1431. lpp. ISBN: 978-0-7803-3336-9. DOI: [10.1109/GLOCOM.1996.587681](https://doi.org/10.1109/GLOCOM.1996.587681).
- [14] L. Litwin u. c. “Blended CMA: Smooth, Adaptive Transfer from CMA to DD-LMS”. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 1999*. New Orleans, USA: IEEE, 1999, 797.–800. lpp. ISBN: 978-0-7803-5668-9. DOI: [10.1109/WCNC.1999.796764](https://doi.org/10.1109/WCNC.1999.796764).
- [15] S. Abrar. “Stop-and-Go Algorithms for Blind Channel Equalization in QAM Data Communication Systems”. *National Conference on Emerging Technologies*. Pakistan, 2004. g. dec.
- [16] D. Ashmawy u. c. “Joint MCMA and DD Blind Equalization Algorithm with Variable Step-Size”. *IEEE International Conference on Electro/Information Technology* (2009. g. jūn.), 174.–177. lpp.
- [17] Z. Jiang u. c. “A Newly High-Speed MCMA Algorithm for QAM System”. *4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*. Dalian, China: IEEE, 2008. g. okt., 1.–4. lpp. ISBN: 978-1-4244-2107-7. DOI: [10.1109/WiCom.2008.443](https://doi.org/10.1109/WiCom.2008.443).
- [18] M. Kaur, P. Singh un S. Singh. “CMA Technique: A Solution for Minimum PAPR in OFDM”. *2nd International Conference on Recent Advances in Engineering & Proceedings of Computational Sciences (RAECS)*. Chandigarh, India: IEEE, 2015. g. dec., 1.–4. lpp. ISBN: 978-1-4673-8253-3. DOI: [10.1109/RAECS.2015.7453323](https://doi.org/10.1109/RAECS.2015.7453323).
- [19] R. Mahmoud u. c. “A Calibration Method for Hybrid Technique Based on CMA with Clipping in MIMO-OFDM System”. *2018 11th German Microwave Conference (GeMiC)*. Freiburg: IEEE, 2018. g. marts, 203.–206. lpp. ISBN: 978-3-9812668-8-7. DOI: [10.23919/GEMIC.2018.8335065](https://doi.org/10.23919/GEMIC.2018.8335065).
- [20] T. Huang, K. Ren un X. Li. “Full-Range Carrier Frequency Offset Estimation for CO-OFDM Based on CMA Equalizers”. *16th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON)*. Wuzhen, China: IEEE, 2017. g. aug., 1.–3. lpp. ISBN: 978-1-5386-3271-0 978-1-5386-3273-4. DOI: [10.1109/ICOON.2017.8121597](https://doi.org/10.1109/ICOON.2017.8121597).

- [21] S. Kun un Z. Xudong. “A New CMA-based Blind Equalization for MIMO Systems”. *International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS)*. 1. sējums. Chengdu, China: IEEE, 2004, 167.–171. lpp. ISBN: 978-0-7803-8647-1. DOI: [10.1109/ICCCAS.2004.1345998](https://doi.org/10.1109/ICCCAS.2004.1345998).
- [22] P. O. Taiwo un A. Cole-Rhodes. “MIMO Equalization of 16-QAM Signal Blocks Using an FFT-based Alphabet-Matched CMA”. *51st Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS)*. Baltimore, USA: IEEE, 2017. g. marts, 1.–6. lpp. ISBN: 978-1-5090-4780-2. DOI: [10.1109/CISS.2017.7926076](https://doi.org/10.1109/CISS.2017.7926076).
- [23] X. Xiang u. c. “Performance Comparison of DA-TDE and CMA for MIMO Equalization in Multimode Multiplexing Systems”. *14th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON)*. Nanjing, China: IEEE, 2015. g. jūl., 1.–3. lpp. ISBN: 978-1-4673-7373-9. DOI: [10.1109/ICOON.2015.7203722](https://doi.org/10.1109/ICOON.2015.7203722).
- [24] L. Cui u. c. “Research on Cross-Polarization Interference Canceller with Blind Adaptive Algorithm”. *International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP)*. Leshan, China: IEEE, 2012. g. okt., 202.–204. lpp. ISBN: 978-1-4673-1697-2 978-1-4673-1696-5 978-1-4673-1694-1 978-1-4673-1695-8. DOI: [10.1109/ICCP.2012.6384214](https://doi.org/10.1109/ICCP.2012.6384214).
- [25] M. S. Faruk. “Modified CMA Based Blind Equalization and Carrier-Phase Recovery in PDM-QPSK Coherent Optical Receivers”. *16th International Conference on Computer and Information Technology (ICCIT)*. Khulna, Bangladesh: IEEE, 2014. g. marts, 469.–472. lpp. ISBN: 978-1-4799-3497-3 978-1-4799-3496-6. DOI: [10.1109/ICCITech.2014.6997333](https://doi.org/10.1109/ICCITech.2014.6997333).
- [26] W. Liu u. c. “Two Modified Constant Modulus Methods Based on Independent Component Analysis for Polarization Demultiplexing”. *16th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON)*. Wuzhen, China: IEEE, 2017. g. aug., 1.–3. lpp. ISBN: 978-1-5386-3271-0 978-1-5386-3273-4. DOI: [10.1109/ICOON.2017.8121523](https://doi.org/10.1109/ICOON.2017.8121523).
- [27] K. Sekiyama u. c. “Blind Signal Separation Using Array Antenna with Modified Optimal-Stepsize CMA”. *2020 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*. Osaka, Japan: IEEE, 2021. g. janv., 799.–800. lpp. ISBN: 978-4-88552-326-7. DOI: [10.23919/ISAP47053.2021.9391234](https://doi.org/10.23919/ISAP47053.2021.9391234).
- [28] J. Tagapanij u. c. “Phased Array of Switched-Beam Elements for Handset Adaptive Antenna”. *2007 IEEE Radio and Wireless Symposium*. Long Beach, CA, USA: IEEE, 2007, 137.–140. lpp. ISBN: 978-1-4244-0444-5. DOI: [10.1109/RWS.2007.351786](https://doi.org/10.1109/RWS.2007.351786).
- [29] M. Krairiksh. “Development of a Handset Adaptive Antenna Using Phased-Array of Switched-Beam Elements”. *2008 International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials*. Chiba, Japan: IEEE, 2008. g. marts, 87.–90. lpp. ISBN: 978-1-4244-1522-9. DOI: [10.1109/IWAT.2008.4511297](https://doi.org/10.1109/IWAT.2008.4511297).

- [30] K. Maruta un C.-J. Ahn. “Enhanced Semi-Blind Uplink Interference Suppression on Multicell Massive MIMO Systems for Multi Modulus Signals”. *2019 IEEE 90th Vehicular Technology Conference (VTC2019-Fall)*. Honolulu, HI, USA: IEEE, 2019. g. sept., 1.–6. lpp. ISBN: 978-1-72811-220-6. DOI: [10.1109/VTCFall.2019.8891412](https://doi.org/10.1109/VTCFall.2019.8891412).
- [31] K. Maruta un C.-J. Ahn. “Uplink Interference Suppression by Semi-Blind Adaptive Array With Decision Feedback Channel Estimation on Multicell Massive MIMO Systems”. *IEEE Trans. Commun.* 66.12 (2018. g. dec.), 6123.–6134. lpp. ISSN: 0090-6778, 1558-0857. DOI: [10.1109/TCOMM.2018.2863679](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2018.2863679).
- [32] B. Yang, D. Wang un Y. Wu. “Joint Batch Implementation of Blind Equalization and Timing Recovery”. *Journal of Communications* 8.7 (2013), 449.–455. lpp. ISSN: 17962021. DOI: [10.12720/jcm.8.7.449-455](https://doi.org/10.12720/jcm.8.7.449-455).
- [33] M. S. Faruk. “Low Complexity Carrier-Phase Estimation Based on Sign-Error Modified CMA for 16-QAM Coherent Optical Receivers”. *3rd International Conference on Electrical Information and Communication Technology (EICT), 2017*. Khulna, Bangladesh: IEEE, 2017. g. dec., 1.–3. lpp. ISBN: 978-1-5386-2305-3 978-1-5386-2307-7. DOI: [10.1109/EICT.2017.8275194](https://doi.org/10.1109/EICT.2017.8275194).
- [34] D. Kolosovs un E. Bekeris. “Chaos Code Division Multiplexing Communication System”. *7th International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks (CICSyN)*. Riga, Latvia: IEEE, 2015. g. jūn., 65.–69. lpp. ISBN: 978-1-4673-7016-5. DOI: [10.1109/CICSyN.2015.22](https://doi.org/10.1109/CICSyN.2015.22).
- [35] F. Capligins u. c. “FPGA Implementation and Study of Synchronization of Modified Chua’s Circuit-Based Chaotic Oscillator for High-Speed Secure Communications”. *2020 IEEE 8th Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE)*. Vilnius, Lithuania: IEEE, 2021. g. apr., 1.–6. lpp. ISBN: 978-1-66542-538-4. DOI: [10.1109/AIEEE51419.2021.9435783](https://doi.org/10.1109/AIEEE51419.2021.9435783).
- [36] F. Capligins, A. Litvinenko un D. Kolosovs. “FPGA Implementation and Study of Antipodal Chaos Shift Keying Communication System”. *2021 IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW)*. Riga, Latvia: IEEE, 2021. g. okt., 1.–6. lpp. ISBN: 978-1-66542-469-1. DOI: [10.1109/MTTW53539.2021.9607226](https://doi.org/10.1109/MTTW53539.2021.9607226).
- [37] S. Šarkovskis u. c. “Encoder Improvement for Simple Amplitude Fully Parallel Classifiers Based on Grey Codes”. *Procedia Engineering* 178 (2017), 604.–614. lpp. ISSN: 18777058. DOI: [10.1016/j.proeng.2017.01.119](https://doi.org/10.1016/j.proeng.2017.01.119).
- [38] D. Kolosovs, A. Zelenkov un A. Jersovs. “Enhanced Decision Adjusted Modulus Algorithm for Blind Equalization”. *Procedia Computer Science* 104 (2017), 429.–436. lpp. ISSN: 18770509. DOI: [10.1016/j.procs.2017.01.156](https://doi.org/10.1016/j.procs.2017.01.156).

- [39] D. Kolosovs. “A Generalization of the Enhanced Decision Adjusted Modulus Algorithm for Blind Equalization of Constellations with Closely Positioned Circles”. *2020 IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW) (MTTW'20)*. Riga, Latvia: IEEE, 2020. g. okt., 195.–200. lpp. ISBN: 978-1-72819-398-4. DOI: [10 . 1109 / MTTW51045.2020.9244924](https://doi.org/10.1109/MTTW51045.2020.9244924).
- [40] D. Kolosovs. “A Multi-Mode Approach for the Enhanced Decision Adjusted Modulus Algorithm Usage in Blind Equalization of QAM Signals”. *2021 IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW)*. Riga, Latvia: IEEE, 2021. g. okt., 40.–45. lpp. ISBN: 978-1-66542-469-1. DOI: [10 . 1109/MTTW53539.2021.9607265](https://doi.org/10.1109/MTTW53539.2021.9607265).
- [41] P. Bello. “Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels”. *IEEE Trans. Commun.* 11.4 (1963. g. dec.), 360.–393. lpp. ISSN: 0096-2244. DOI: [10 . 1109 / TCOM . 1963.1088793](https://doi.org/10.1109/TCOM.1963.1088793).
- [42] B. Molnar u. c. “The WSSUS Channel Model: Comments and a Generalisation”. *Proceedings of GLOBECOM'96. 1996 IEEE Global Telecommunications Conference*. London, UK: IEEE, 1996, 158.–162. lpp. ISBN: 978-0-7803-3336-9. DOI: [10 . 1109/GLOCOM.1996.586800](https://doi.org/10.1109/GLOCOM.1996.586800).
- [43] M. C. Jeruchim, P. Balaban un K. S. Shanmugan, izdev. *Simulation of Communication Systems: Modeling, Methodology, and Techniques*. 2nd ed. Information Technology–Transmission, Processing, and Storage. New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2000. ISBN: 978-0-306-46267-2.





**Deniss Kolosovs** dzimis 1990. gadā Rīgā. Rīgas Tehniskajā universitātē (RTU) ieguvis inženierzinātņu bakalaura grādu (2012) un inženierzinātņu maģistra grādu (2014) elektronikā. Kopš 2014. gada strādā AS "SAF Tehnika," ieņemot inženiera amatu. Šobrīd lasa lekcijas RTU. Zinātniskās intereses saistītas ar signālu apstrādi, ciparu telekomunikācijas sistēmām un adaptīviem filtriem.