

RĪGAS TEHNISKĀ UNIVERSITĀTE
Elektronikas un telekomunikāciju fakultāte
Radioelektronikas institūts

Anna LITVINENKO
Doktora studiju programmas „Elektronika” doktorante

HAOTISKO SECĪBU PIELIETOJUMS DATU PĀRRAIDES SISTĒMĀS

Promocijas darba kopsavilkums

Zinātniskais vadītājs
Dr. sc. ing.
E. BEĶERIS

RTU Izdevniecība
Rīga 2017

Litviņenko A. Promocijas darba „Haotisko secību pielietojums datu pārraides sistēmās” kopsavilkums. – R.: RTU Izdevniecība, 2017. – 50 lpp.

Iespiests saskaņā ar ETF promocijas padomes “RTU P-08” 2017. gada 30. marta lēmumu, protokols Nr. 40.



Šis darbs ir saņēmis Eiropas Sociālā fonda atbalstu projektā “Atbalsts RTU doktora studiju īstenošanai”. Darbs daļēji izstrādāts SIA “LEO pētījumu centrs” projekta “Latvijas elektrisko un optisko iekārtu ražošanas nozares kompetences centrs” (L-KC-11-0006) pētījuma 1.3. „Pētījumi un eksperimentālās izstrādes par laika dalīšanas divvirziena pakešu pārraidi mikroviļņu vidē” ietvaros, ko līdzfinansē Eiropas Reģionālās attīstības fonds.

ISBN 978-9934-10-959-1

PROMOCIJAS DARBS IZVIRZĪTS INŽENIERZINĀTŅU DOKTORA GRĀDA IEGŪŠANAI RĪGAS TEHNISKAJĀ UNIVERSITĀTĒ

Promocijas darbs inženierzinātņu doktora grāda iegūšanai tiek publiski aizstāvēts 2017. gada 16. jūnijā Rīgas Tehniskās universitātes Elektronikas un telekomunikācijas fakultātē, Āzenes ielā 12, 120. auditorijā.

OFICIĀLIE RECENZENTI

Profesors *Dr. sc. ing.* Guntars Balodis
Rīgas Tehniskā universitāte, promocijas padome “RTU P-08”, Latvija

Profesors *Dr. ing. habil.* Andreas Ahrens
Wismar-University of Applied Sciences Technology, Business and Design,
Vācija

Docents *Dr. sc. ing.* Sergejs Šarkovskis
Transporta un sakaru institūts, Latvija

APSTIPRINĀJUMS

Apstiprinu, ka esmu izstrādājusi šo promocijas darbu, kas iesniegts izskatīšanai Rīgas Tehniskajā universitātē inženierzinātņu doktora grāda iegūšanai. Promocijas darbs zinātniskā grāda iegūšanai nav iesniegts nevienā citā universitātē.

Anna Litviņenko (Paraksts)

Datums

Promocijas darbs ir uzrakstīts latviešu valodā, tajā ir ievads, četras nodaļas, secinājumi, literatūras saraksts, pielikumi, 73 zīmējumi un ilustrācijas, 19 tabulu, kopā 207 lappuses. Literatūras sarakstā ir 180 nosaukumu.

SATURS

Saīsinājumu saraksts.....	6
Ievads	7
Tēmas aktualitāte.....	7
Darba mērķi un uzdevumi	7
Zinātniskā novitāte un galvenie rezultāti	8
Aizstāvamās tēzes	8
Pētījumu metodika.....	8
Pētījumu objekts.....	9
Darba praktiskais pielietojums	9
Aprobācija.....	9
Darba struktūra.....	11
1. Haosa pielietojumu sakaru sistēmās pārskats	12
1.1. Haosa jēdziens.....	12
1.2. Haosa ģenerācijas metodes.....	12
1.3. Haosa pielietojumi sakaru sistēmās	12
1.3.1. Maskēšana ar haosu.....	12
1.3.2. Haotiskas nesējsvārstības	13
1.3.3. Haotiskas secības koddales daudzpiekļuves sistēmās.....	13
1.4. Haotisko secību ģenerācija, īpašības un pielietojums sakaru sistēmās	14
1.5. Pārskata par haosa lietojuma sakaru sistēmās kopsavilkums.....	14
2. Haotisko secību ģenerācija un to statistiskās īpašības	15
2.1. Haotiski procesi nelineārās dinamiskās sistēmās.....	15
2.2. Haosa ģeneratori.....	15
2.3. Viendimensionālie attēlojumi.....	16
2.4. Haotiskas binārās secības	17
2.5. Bināro haotisko secību savstarpējās korelācijas statistiskās īpašības	18
2.6. Kopsavilkums haotisko kodu ģenerācijai un statistiskām īpašībām	20
3. Haotisko secību pielietojums DS-CDMA sistēmās	20
3.1. Paplašināta spektra sakaru sistēmu pamatprincipi.....	20
3.2. Daudzpiekļuves traucējumu statistiskais raksturojums haotiskās DS-CDMA sistēmās	21
3.2.1. Daudzpiekļuves traucējumu modelēšana haotiskās DS-CDMA sistēmās	21
3.2.2. Daudzpiekļuves traucējumu modelēšanas rezultāti	23
3.3. Haotiskas DS-CDMA sistēmas traucējumnoturības novērtējums.....	24
3.3.1. Haotisko secību atlasē algoritmi	24
3.3.1.1. Periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimālo vērtību minimizācija	24
3.3.1.2. Adaptīva periodiskas savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību ierobežošana	27
3.3.2. Haotiskas DS-CDMA sistēmas traucējumnoturības modelēšana	29
3.3.2.1. BER novērtējums periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību minimizācijas gadījumā.....	31

3.3.2.2. BER novērtējums adaptīva periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību ierobežošanas gadījumā	32
3.3.2.3. BER novērtējums adaptīva periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību ierobežošanas gadījumā	32
3.4. Kopsavilkums haotisko secību lietojumam DS-CDMA sistēmās	33
4. Haotisko secību lietojums OFDM sakaru sistēmās	34
4.1. OFDM bāzēto sakaru sistēmu darbības principi, priekšrocības un trūkumi	34
4.1.1. OFDM sistēmu pamatprincipi	34
4.1.2. OFDM sistēmu priekšrocības un trūkumi	35
4.2. Haotisko secību lietojums OFDM signāla PAPR līmeņa samazināšanai	36
4.2.1. OFDM signāla PAPR līmeņa samazināšanas metodes	36
4.2.2. OFDM signāla preskremblēšana un ierobežošana PAPR samazināšanai ..	38
4.2.2.1. Skremblējošās secības atlase un OFDM sistēmas modelēšanas parametri	38
4.2.2.2. OFDM signāla preskremblēšanas un ierobežošanas metodes <i>ISI</i> noturības un BER novērtējums	39
4.3. Haotisko secību lietojums OFDM sistēmu traucējumnoturības paaugstināšanai daudzceļu izplatīšanās gadījumā	40
4.3.1. Lineāri prekodētas OFDM sistēmas modelis	40
4.3.1.1. Volša-Adamāra Transformācija WHT	41
4.3.1.2. Ortogonalizētā haotiskā transformācija OCT	41
4.3.2. Pamatjoslas OFDM modeļa apraksts	41
4.3.3. LP-OFDM sistēmas modelēšanas parametri	43
4.3.4. BER novērtējums	44
4.3.5. Haotiskās sinhronizācijas iespēju analīze LP-OFDM sistēmām	45
4.4. Kopsavilkums haotisko kodu pielietojumam OFDM sakaru sistēmās	45
Secinājumi	47
Literatūra	48

SAĪSINĀJUMU SARAKSTS

AWGN – *Additive White Gaussian Noise* – Adatīvs baltais Gausa troksnis
ACP – Analogais-ciparu pārveidotājs
BER – *Bit Error Ratio* – Bitu kļūdu koeficients
BPSK – *Binary Phase-Shift Keying* – Bināri fāzes manipulēts
CAP – Ciparu-analogais pārveidotājs
CDMA – *Code Division Multiple Access* – Koddales daudzpiekļuve
CDSK – *Correlation Differential Shift Keying* – Korelācijas diferenciālā haosa pārslēgšana
COOK – *Chaos On-Off Keying* – Haosa līmeņa manipulācija
CP – *Cyclic Prefix* – Cikliskais prefikss
CSK – *Chaos Shift Keying* – Haosa ģeneratoru pārslēgšana
DCSK – *Differential Chaos Shift Keying* – Diferenciālā haosa pārslēgšana
DECT – *Digital Enhanced Cordless Telecommunications* – Uzlabotie ciparu bezauklas telesakari
DFT – *Discrete Fourier Transform* – Diskrētā Furjē transformācija
DS – *Direct Sequence* – Tiešā secība
DS-CDMA – *Direct Sequence Code Division Multiple Access* – Tiešā secību koddales daudzpiekļuve
FDE – *Frequency Domain Equalizer* – Frekvences apgabala ekvalaizers
FFT – *Fast Fourier Transform* – Ātrā Furjē transformācija
FH – *Frequency Hopping* – Lēkājošā frekvence
FM-DCSK – *Frequency-Modulated Differential Chaos Shift Keying* – Frekvences modulēta diferenciālā haosa pārslēgšana
GLONASS – *Global Navigation Satellite System* – Globāla navigācijas satelītu sistēma
GPS – *Global Positioning System* – Globālā pozicionēšanas sistēma
ICI – *Inter Carrier Interference* – Savstarpējie apakšnesēju traucējumi
IDFT – *Inverse Discrete Fourier Transform* – Inversā diskrētā Furjē transformācija
IFFT – *Inverse Fast Fourier Transform* – Inversā ātrā Furjē transformācija
ISI – *Inter-Symbol Interference* – Starpsimbolu traucējumi
LP-OFDM – *Linear Precoded OFDM* – Lineāri prekodēta ortogonāla frekvenčdales multipleksēšana
NRZ – *Non-Return-to-Zero* – Ierakste bez atgriešanas nulles stāvoklī
OCT – *Orthogonalized Chaotic Transform* – Ortogonalizētā haotiskā transformācija
OFDM – *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing* – Ortogonālā frekvenčdales multipleksēšana
PAPR – *Peak-to-Average Power Ratio* – Jaudas pīka un vidējās vērtības attiecība
PN – *Pseudo Noise (sequences)* – Pseidogadījuma (secības)
PSK – *Phase-Shift Keying* – Fāzes manipulēts
QAM – *Quadrature Amplitude Modulation* – Amplitūdas kvadrātūrm modulēts
RFPA – *Radio Frequency Power Amplifier* – Augstfrekvenču jaudas pastiprinātājs
SLM – *Selected Level Mapping* – Selektīvo līmeņu modulācija
SNR – *Signal-to-Noise Ratio* – Signāla un trokšņu attiecība
ZF – *Zero Forcing* – Nulles pievienošana un *FFT/IFFT*
ZFF – Zemo frekvenču filtrs
WHT – *Walsh-Hadamard Transform* – Volša-Adamāra transformācija

IEVADS

Tēmas aktualitāte

Attīstoties tautsaimniecībai un tehnoloģijām, strauji pieaug informācijas apmaiņas apjomi un prasības tās pārraides kvalitātei. Tāpēc nepārtraukti tiek meklēti jauni šādu sistēmu izveides risinājumi. Viens no šādu meklējumu ceļiem ir pētījumi, kas orientēti uz haotisku sistēmu un haotisku svārstību izmantošanu informācijas pārraides sistēmās. Virknē specifisku lietojumu haotisku svārstību izmantošana paver jaunas iespējas. Haotiskas svārstības ir neperiodiskas, to vērtības ilgstošā laika intervālā praktiski nav prognozējamas, tām ir plats spektrs un šaura autokorelācijas funkcija, iespējams ģenerēt praktiski nekorelētas haotisku svārstību kopas. Šīs īpašības norāda uz iespējamām lietojumu jomām: paplašināta spektra, daudzpiekļuves sakaru sistēmas, noturīgas pret pārtveršanu, mērķtiecīgi radītiem traucējumiem, fedingu, daudzstarību.

Kā potenciāli perspektīvi tiek uzskatīti haotisku bināru un nebināru secību lietojumi paplašināta spektra koddāles sistēmās, daudzneseju sistēmu kvalitātes rādītāju uzlabošanai. To izpētei veltīts šis promocijas darbs.

Darba mērķi un uzdevumi

Galvenie promocijas darba mērķi ir izpētīt haotisko secību lietojumu koddāles un daudzfrekvenču datu pārraides sistēmās.

Lai sasniegtu izvirzītos mērķus, definēti šādi uzdevumi un apakšuzdevumi:

1. izpētīt ar 1-D attēlojumiem ģenerēto bināro haotisko secību korelatīvās īpašības un izstrādāt atlasē algoritmus korelatīvo īpašību uzlabošanai:
 - a. izpētīt haotisko secību ģenerācijas metodes;
 - b. ģenerēt sabalansētas bināras haotiskas secības;
 - c. noteikt bināro haotisko secību periodiskās savstarpējās korelācijas funkcijas maksimālo absolūto vērtību statistiskos parametrus un salīdzināt tos ar pseidogadījuma secību atbilstošiem parametriem;
 - d. noteikt iespējas ģenerēt un atlasīt bināras haotiskas secības ar zemāku savstarpējo korelāciju nekā pseidogadījuma secībām un izstrādāt atlasē algoritmus;
2. izpētīt daudzpiekļuves traucējumu varbūtību sadalījumu uz binārām haotiskām secībām balstītās *DS-CDMA* (*Direct Sequence Code Division Multiple Access*) sistēmās, dot rekomendācijas *BER* (*Bit Error Ratio*) analīzei, ja tas neatbilst normālam Gausa procesam:
 - a. novērtēt pārraides režīma, ziņojuma ilguma, lietotāju skaita, secības garuma, sākuma nosacījumu izvēles ietekmi uz daudzpiekļuves traucējumu varbūtību sadalījumu;
 - b. noteikt iespējas izmantot zināmās analītiskās *BER* novērtēšanas metodes;
3. izpētīt uz binārām haotiskām secībām balstītu *DS-CDMA* sistēmu traucējumnoturību un novērtēt dažādu sistēmas un pārraides parametru ietekmi;
4. izpētīt haotisko secību lietojuma iespējas *OFDM* (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) sakaru sistēmu darbības uzlabošanai:
 - a. veikt *OFDM* signāla *PAPR* (*Peak-to-Average Power Ratio*) samazināšanas metožu salīdzinošu analīzi un piedāvāt uz haotiskām secībām balstītas *PAPR* samazināšanas metodes;
 - b. piedāvāt haotisko secību lietojumu *OFDM* sistēmas traucējumnoturības paaugstināšanai daudzceļu izplatīšanas apstākļos, veikt metodes novērtējumu;
 - c. analizēt iespējas izmantot haotiskas secības *OFDM* sistēmu sinhronizācijai.

Zinātniskā novitāte un galvenie rezultāti

- Novērtēti dažādu 1-D attēlojumu ģenerēto bināro haotisko secību periodiskās savstarpējās korelācijas funkcijas maksimālo absolūto vērtību statistiskie parametri.
- Izstrādāti divi algoritmi, kas atlasa bināras haotiskas secības ar zemāko savstarpējo korelāciju.
- Novērtēta uz atlasītām binārajām haotiskajām secībām balstītas *DS-CDMA* sistēmas traucējumnoturība pie secību garuma līdz 127 elementiem, dažāda lietotāju skaita un pārraides režīma.
- Noteikti nosacījumi, kad uz haotiskām secībām balstītu *DS-CDMA* sistēmu daudzpiekļuves traucējumiem nav piemērojams normālais Gausa sadalījums.
- Veikta *OFDM* signāla *PAPR* samazināšanas metožu salīdzinošā analīze un piedāvāta *OFDM* signāla *PAPR* samazināšanas metode, kas izmanto skremblēšanu ar haotisku bināro secību un signāla nogriešanu.
- Piedāvāta uz ortogonalizētu haotisko transformāciju balstīta lineāra prekodēšana *OFDM* sistēmas traucējumnoturības paaugstināšanai vidē ar daudzceļu izplatīšanos.
- Izstrādāta MATLAB *OFDM* sakaru sistēmas modelēšanas programma, kas veic dažādu pārraides režīmu modelēšanu, tajā skaitā radiopārraides emulāciju.

Aizstāvamās tēzes

1. Ar 1-D attēlojumiem iespējams ģenerēt lielāku – 15–127 elementu garu – haotisko bināro secību skaitu ar mazāku periodisko savstarpējo korelāciju, nodrošinot lielāku *DS-CDMA* sistēmas traucējumnoturību un kapacitāti, nekā *m*-secību gadījumā.
2. *DS-CDMA* sistēmām, kas izmanto līdz 127 elementiem garas ar 1-D attēlojumu ģenerētas haotiskās spektru paplašinošās secības, traucējumnoturības analīzei pielietojamas metodes, kuru pamatā nav daudzpiekļuves traucējumu aproksimācija ar normālo Gausa sadalījumu.
3. *OFDM* sakaru sistēmās ar ķemmes-tipa pilottonu frekvenču apgabala ekvalizācijas pielietošanu, signāla skremblēšana ar bināro haotisko secību un nogriešanu var efektīvi samazināt *PAPR* lielumu pie daudzceļu izplatīšanās bez ievērojamas *BER* degradācijas, nesamazinot pārraides ātrumu un neizmainot signāla vidējo jaudu.
4. *OFDM* signāla prekodēšana, pielietojot haotisko ortogonalizēto transformāciju, paaugstina *OFDM* signāla traucējumnoturību pie daudzceļu izplatīšanās un augstām signāls/troksnis attiecībām (virs 10 dB).

Pētījumu metodika

Promocijas darbā pētītas haotisko secību ģenerācijas metodes un to īpašības, *DS-CDMA* un *OFDM* sakaru sistēmu īpašības un modelēšanas parametri. Veikta literatūras analīze, analītiskā izpēte, datormodelēšana, skaitlisko metožu lietošana.

Izmantotas statistiskās analīzes metodes:

- haotisko secību savstarpējās korelācijas analīze;
- haotisko secību korelācijas funkcijas pīķu statistisko parametru noteikšana;
- daudzpiekļuves traucējumu varbūtības blīvuma noteikšana un hipotēžu pārbaude.

Veikta datormodelēšana ar Montekarlo metožu lietojumu, izmantojot *MATLAB* programmatūru:

- *DS-CDMA* sistēmās:
 - daudzpiekļuves traucējumu modelēšana korelatīvā uztvērējā pēc radiosignāla apstrādes;
 - *BER* modelēšana pamatjoslā *AWGN* (*Additive White Gaussian Noise*) kanāla gadījumā;
- *OFDM* sistēmas *BER* modelēšana:
 - pie piedāvātās *PAPR* samazināšanas metodes un radiokanāla modeļa ar divstaru izplatīšanos;
 - pie piedāvātās prekodēšanas metodes pamatjoslā Releja kanālā ar *AWGN*.

Pētījumu objekts

Promocijas darba pētījumu objekts ir haosa izmantošanas iespējas sakaru sistēmās:

- *DS-CDMA* sistēmas realizācijai:
 - asinhrona un sinhrona pārraides režīmu nodrošināšanai;
 - vienkāršai apstrādei;
 - drošuma aspektu paaugstināšanai.
- *OFDM* sistēmu darbības uzlabošanai:
 - *OFDM* signāla *PAPR* samazināšanai;
 - *OFDM* sistēmas traucējumnoturības paaugstināšanai daudzceļu izplatīšanās vidēs;
 - *OFDM* sistēmu haotiskai sinhronizācijai;
 - drošuma aspektu paaugstināšanai.

Darba praktiskais pielietojums

Iegūtos rezultātus var izmantot haotiskās secībās balstītu *DS-CDMA* sistēmu izveidei, kurām ir: paaugstināts drošums, lielāks lietotāju skaits salīdzinājumā ar *m*-secību lietošanas gadījumu, vienkārša apstrāde, iespēja nodrošināt sinhrono un asinhrono pārraides režīmu. Šādas sistēmas var tikt izmantotas salīdzinoši zema datu pārraides ātruma sensoru tīklu izveidei. RTU ETF Radioelektronikas institūta pētījumu virziens ir sensoru tīklu mezglu izpēte, tāpēc promocijas darba rezultāti tiks izmantoti tālākos zinātniskos projektos un prototipu izstrādei.

Piedāvātās *OFDM* darbības uzlabošanas metodes var tikt izmantotas *OFDM* modemu izstrādei paaugstināta drošuma bezvadu tīkliem.

Izstrādātie modeļi un programmas tiks izmantotas pedagoģiskajā darbā.

Aprobācija

Promocijas darba rezultāti prezentēti 10 zinātniskos rakstos:

1. E. Beķeris, A. Litviņenko, Correlation Properties of Binary Spreading Sequences Generated by Chaotic Logistic Map. *Telekomunikācijas un elektronika*, RTU Zinātniskie raksti, Nr. 9, Latvija, Rīga 2009. lpp. 39.–42.
2. A. Litviņenko, E. Beķeris, Probability Distribution of Multiple-access Interference in Chaotic Spreading Codes Based on DS-CDMA Communication System. *Electronics and Electrical Engineering*, Sēj. 123, Nr. 7, Lietuva 2012. lpp. 87.–90.
3. A. Zeļenkovs, A. Litviņenko, OFDM PAPR Reduction by Pre-Scrambling and Clipping. *The 13th Biennial Baltic Electronics Conference (BEC 2012): Proceedings*, Igaunija, Tallina, 3.–5. oktobris, 2012. lpp. 141.–144.

4. A. Litviņenko, OFDM Signal PAPR Reduction Method by Pre-Scrambling and Clipping for Frequency Domain Comb-Type Channel Estimation Case. *23rd International Conference "Radioelektronika 2013": Proceedings*, Čehija, Pardubice, 16.–18. aprīlis, 2013. lpp. 273.–277.
5. A. Litviņenko, A. Āboltiņš, Chaos Based Linear Precoding for OFDM. *Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO 2015): Proceedings*, Latvija, Rīga, 5.–6. novembris, 2015. lpp. 13.–17.
6. A. Litviņenko, A. Āboltiņš, On Modified Chua's Circuit Based Linear Precoding for OFDM Systems. *1st International IEEE Conference on Advances in Wireless and Optical Communications 2015*, Latvija, Rīga, 5.–6. novembris, 2015. RTU Press, lpp. 23.–40.
7. A. Āboltiņš, A. Litviņenko, P. Misāns, Parametric Linear Precoding for OFDM using Generalized Unitary Rotation. *The 15th Biennial Conference on Electronics and Embedded Systems: Proceedings*, Igaunija, Tallina, 3.–5. oktobris, 2016. lpp. 131.–134.
8. A. Litviņenko, A. Āboltiņš, Selection and Performance Analysis of Chaotic Spreading Sequences for DS-CDMA Systems. *Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO 2016): Proceedings*, Latvija, Rīga, 2016. lpp. 38.–45.
9. A. Litviņenko, A. Āboltiņš, Use of Cross-Correlation Minimization for Performance Enhancement of Chaotic Spreading Sequence Based Asynchronous DS-CDMA System. *The 4th IEEE Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE'2016): Proceedings*, Lietuva, Viļņus, 2016. lpp. 1.–6.
10. A. Litviņenko, E. Beķeris, Statistical Analysis of Multiple Access Interference in Chaotic Spreading Sequence Based DS-CDMA Systems. *Electronics journal*, Faculty of Electrical Engineering Banja Luka, Bosnija un Hercegovina. Aizsūtīts 2016. gada maijā. Pieņemts publikācijai 2017. gada jūnijā numuram.

Septiņi raksti ir publicēti starptautisko konferenču pilno rakstu krājumos, no diviem rakstiem starptautiskos zinātniskos žurnālos (*Electronics and Electrical Engineering, Electronics journal*) viens ir npublicēts un otrs pieņemts publikācijai, viens raksts ir publicēts izdevumā "RTU Zinātniskie raksti". Kopā šobrīd septiņas publikācijas ir indeksētas *IEEE/SCOPUS* datubāzēs, un sagaidāms, ka astoņas publikācijas būs indeksētas *SCOPUS* datubāzē.

Pētījumu rezultātus autore ir prezentējusi 12 konferencēs.

1. RTU starptautiskā konference "Riga Technical University 50th Scientific Conference (Section Electronics, Telecommunications and eSociety)", Latvija, Rīga, 2009. gada 15. oktobris;
2. Zinātniski praktiskā konference "RTU Inovāciju un jauno tehnoloģiju konference", Latvija, Rīga, 2011. gada 16. marts;
3. RTU starptautiskā konference "Riga Technical University 52th Scientific Conference (Section Electronics, Telecommunications and eSociety)", Latvija, Rīga, 2011. gada 13. oktobris;
4. Starptautiskā zinātniskā konference "International Conference ELECTRONICS'2012", Lietuva, Palanga, 2012. gada 18.–20. jūnijs;
5. Starptautiskā zinātniskā konference "Biennial Baltic Electronics Conference BEC2012", Igaunija, Tallina, 2012. gada 3.–5. oktobris;
6. Starptautiskā zinātniskā konference "Microwave and Radio Electronics Week 2013 MAREW2013", Čehija, Pardubice, 2013. gada 16.–18. aprīlis;.

7. Starptautiskā zinātniskā studentu konference “The 1st IEEE Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering AIEEE'13”, Latvija, Rīga, 2013. gada 25.–26. novembris;
 8. RTU zinātniskā konference “Riga Technical University 56th International Scientific Conference (Section Electronics)”, Latvija, Rīga, 2015. gada 16. oktobris;
 9. Starptautiskā zinātniskā konference “Advances in Wireless and Optical Communications RTUWO 2015”, Latvija, Rīga, 2015. gada 5.–6. novembris;
 10. RTU zinātniskā konference “Riga Technical University 57th International Scientific Conference (Section Electronics)”, Latvija, Rīga, 2016. gada 14. oktobris;
 11. Starptautiskā zinātniskā konference “Advances in Wireless and Optical Communications RTUWO2016”, Rīga, Latvija, 2016. gada 3.–4. novembris;
 12. Starptautiskā zinātniskā studentu konference “The 4th Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering AIEEE'16”, Lietuva, Viļņus, 2016. gada 10.–12. novembris;
- Turklāt konferencē “The 4th Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering AIEEE'16” autorei tika piešķirts labākā raksta apbalvojums.
- Daļa promocijas darba rezultātu izmantota zinātniskās pētniecības projektā:
- Nr. KC/2.1.2.1.1./10/01/005, „Pētījumi un eksperimentālās izstrādes par laika dalīšanas divvirziena pakešu pārraidi mikroviļņu vidē”, SIA “LEO Pētījumu Centrs”, 2011.–2012. gads.

Darba struktūra

Promocijas darbā ir ievads, četras nodaļas un secinājumi.

Ievadā parādīta darba aktualitāte, izvirzīti galvenie mērķi, identificēti uzdevumi, definētas aizstāvamās tēzes, parādīti zinātniskā novitāte un galvenie rezultāti, norādītas pielietojuma iespējas, parādīta rezultātu aprobācija.

Pirmajā nodaļā formulēti haosa jēdziens un haosa ģenerācijas metodes, dots pārskats par haosa lietojumiem sakaru sistēmās. Parādīts, ka daudzsološs haosa lietojums ir haotiskas spektru paplašinošas secības *DS-CDMA* sistēmās un identificētas galvenās neskaidrības.

Otrā nodaļa veltīta haotisko secību ģenerēšanas algoritmiem, kas balstīti uz 1-D attēlojumu un Čua ķēdes izmantošanu, kā arī haotisko secību korelatīvo īpašību izpētei un salīdzinājumam ar pseidogadījuma secībām.

Trešā nodaļa veltīta haotisko secību lietojumam *DS-CDMA* sakaru sistēmās. Izpētīts daudzpiekļuves traucējumu sadalījums šādās sistēmās. Piedāvāti haotisko secību atlasē algoritmi, kas uzlabo secību savstarpējās korelācijas īpašības un paaugstina *DS-CDMA* traucējumnoturību, veikts piedāvāto algoritmu salīdzinājums. Noteikta aplūkoto *DS-CDMA* sistēmu *BER* atkarība no dažādiem faktoriem.

Ceturtnā nodaļa veltīta haotisko secību lietojumiem *OFDM* sakaru sistēmās. Veikts dažādu *PAPR* samazināšanas metožu salīdzinājums. Piedāvāta *OFDM* signāla *PAPR* samazināšanas metode, kas izmanto preskremblēšanu ar haotisko secību un signāla nogriešanu. Piedāvāta traucējumnoturības paaugstināšanas metode daudzceļu izplatīšanās gadījumā, kas balstīta uz *OFDM* signāla prekodēšanu ar ortogonalizētu haotisko transformāciju.

Pēdējā nodaļā veikts iegūto rezultātu apkopojums.

1. HAOSA PIELIETOJUMU SAKARU SISTĒMĀS PĀRSKATS

Šajā nodaļā formulēti haosa jēdziens un uzskaitītas haotisko signālu ģenerācijas metodes, parādītas uz haotisko signālu lietošanu balstītas sakaru sistēmas, tajā skaitā daudznesēju sakaru sistēmas, identificētas galvenās neskaidrības, kas saistītas ar haotisko secību izmantošanu koda daļes sistēmās.

1.1. Haosa jēdziens

Haosu var definēt kā “determinētas sistēmas aperiodisku ilgtermiņa uzvedību, ar augstu jutīgumu pret sākuma nosacījumiem” [1].

1.2. Haosa ģenerācijas metodes

Haotiskas svārstības iespējamas nelineārā dinamiskā autonomā sistēmā ar vismaz trim stāvokļa mainīgajiem. Šādas sistēmas uzvedību apraksta vienādojumu sistēma:

$$\frac{dx_i}{dt} = F_i(x_i), \quad (1.1)$$

kur x_i – stāvokļa mainīgie;

t – laiks;

F_i – funkcija, kas parāda stāvokļa mainīgo izmaiņas ātrumu;

i – stāvokļu mainīgo indeksi $i = \overline{1, N}$; $N \geq 3$.

Vispazīstamākais un izpētītākais haosa ģenerators ir Čua ķēde [2].

Haotiskas svārstības var iegūt arī dažādos populāros pašsvārstību ģeneratoros, nedaudz tos pielāgojot: RC ģeneratorā ar Vīna tiltu [3], [4] Kolpica ģeneratorā [4], LC ģeneratorā ar tuneļdiodes [4], [5]. Pēc memristora izstrādes 2007. gadā piedāvāta vesela rinda vienkāršu haosa ģeneratoru uz memristora bāzes [6], [7].

Diskrēta laika haotisku secību ģenerācijai izmantojami diskrētie attēlojumi. Haotiskas secības ģenerēšanas vienkāršākais modelis ir pirmās kārtas attēlojums:

$$x(n+1) = f(x(n)), n \geq 0 \quad (1.2)$$

šeit $x(n)$ – haotiskā signāla (sistēmas stāvokļa mainīgā) vērtības diskrētos laika momentos;

f – funkcija, kas parāda secības elementu atkarību no iepriekšējās vērtības.

Biezāk lietotie viendimensionālie attēlojumi (logistiskais attēlojums, Bernulli attēlojums, teltis attēlojums, Gausa attēlojums, sinusa-apļa attēlojums, kubiskais attēlojums, Pinčera attēlojums) un to pārveidojums binārā formā apkopoti 2.3. sadaļā.

1.3. Haosa pielietojumi sakaru sistēmās

Haosu izmantojošo sakaru sistēmu principi līdzīgi paplašināta spektra sakaru sistēmām: informācijas plūsmas spektrs raidītāja pusē tiek paplašināts un uztvērēja pusē tiek sašaurināts atpakaļ, veicot detektēšanu un modulāciju. Haosu izmantojošām sakaru sistēmām ir lielāka daudzceļu izplatīšanās traucējumnoturība un daudzlietotāju spektra atkārtotas izmantošanas iespējas.

1.3.1. Maskēšana ar haosu

Raidītājā maza līmeņa informācijas signālam tiek pieskaitīts intensīvs haotiskais signāls [8], [9]. Savukārt uztvērējā tiek veikta haosa ģenerators sinhronizācija, izmantojot uztverto signālu. Uztvertais signāls veidojas kā ieejas signāla un vietējā sinhronizētā haosa ģenerators signālu starpība. Piedāvātā pārraides tehnoloģija efektīvi strādā kanālā bez trokšņiem, ja haotiska signāla jauda ir par 35–65 dB lielāka par informācijas signāla jaudu [10].

1.3.2. Haotiskas nesējsvārstības

Informācijas pārnei sakaru sistēmās var tikt izmantotas haotiskas svārstības. Pastāv vairākas pārraides tehnoloģijas un to modifikācijas, kas izmanto šo metodi: *COOK* (*Chaos On-Off Keying*), *CSK* (*Chaos Shift Keying*), *DCSK* (*Differential Chaos Shift Keying*), *FM-DCSK* (*Frequency-Modulated Differential Chaos Shift Keying*), *CDSK* (*Correlation Differential Shift Keying*).

Haosa līmeņa manipulācijas metode – *COOK* [11].

Šeit “1” bita pārraides gadījumā haosa ģenerators tiek ieslēgts un pie “0” bita pārraides – izslēgts, savukārt uztvērējā tiek vērtēta bita enerģija, un pie “1” pārraides tā ir lielāka. Metode labi darbojas smagos daudzstarības apstākļos [12–15].

Haosa ģeneratoru pārslēgšana – *CSK* [16–18].

Raidītājs satur divus un vairāk haosa ģeneratorus, kuru parametri atšķiras. Ģeneratori pārraides kanālam tiek pārslēgti atbilstoši informācijas signālam. Detektēšana atkarīga no sinhronizācijas iestāšanās uztvērēja ģeneratoros. Būtisks trūkums ir pārejas procesi pārslēgšanas laikā, kas izraisa pārraides ātruma samazināšanos [9].

Diferenciālā haosa pārslēgšana – *DCSK* [19].

Šajā modulācijas shēmā katrs pārraidāmais simbols sastāv no divām secīgām haotiska signāla daļām [19], [20]. Pirmā daļa ir atbalsta signāls, savukārt otra signāla daļa satur informāciju. Piemēram, ja tiek pārsūtīts “1” bits, tad abas daļas ir vienādas, bet, pārraidot “0” bitu, otra signāla daļa ir invertēts atbalsta signāls. Uztvērējā tiek noteikta atbalsta daļas un informācijas daļas korelācija pārraidītā pussimbola ilgumā. Piedāvāta arī vairāku līmeņu modulācijas shēma [21–23].

Lai ģenerētu haotisko platjoslas signālu ar konstantu jaudu, ierosināta ***FM-DCSK*** [24]. Šeit ar haotisko signālu veic frekvences modulāciju. Šāda shēma parādīja augstu traucējumnoturību daudzceļu izplatīšanās kanālā [25–27],

Piedāvāti arī uz *DCSK* metodi balstīti daudzpiekļuves haotiskas sakaru sistēmu risinājumi [27–30].

Korelācijas diferenciālā haosa pārslēgšana – *CDSK* [31].

Šeit pārraidāmais signāls ir haotiska signāla un tā aizkavētas kopijas, sareizinātas ar informācijas signāla (“1” un “–1”), summa. Raidītāja pusē nav nepieciešams pārslēgties no haotiska signāla uz tā aizkavētu kopiju un atpakaļ. Piedāvāta arī *FM-DCSK* un *CDSK* pārraides metožu kombinācija [31].

1.3.3. Haotiskas secības koda daļas daudzpiekļuves sistēmās

Haotiskas secības spektra paplašināšanai daudzpiekļuves sistēmās *DS-CDMA* piedāvāts izmantot tiešās secības koda daļas [32], [33].

Veikti daudzi haotisko spektru paplašinājošo secību pētījumi no dažādiem rakursiem, bet pārsvarā aplūkotas divas pieejas. Pirmajā gadījumā bitu pārraidei izmantotas ģenerētās haotisko signālu vērtības [34–40], savukārt otrajā gadījumā haotiskā signāla vērtības tiek kvantētas, tajā skaitā līdz binārajam signālam [41–45]. Haotisko secību korelācijas īpašības analizētas [37], [39–40], [44]. Ar mērķi realizēt sakaru kvalitātes uzlabošanu un *BER* līmeņa samazināšanu piedāvātas uzlabotas secību ģenerācijas metodes [36–39], [46].

Haotiskas sakaru sistēmas un haotiskas secības analizētas arī no kriptogrāfisko lietojumu viedokļa. Datu kodēšana ir vēl viens haosa teorijas lietojums. Šīs jomas izpētei veltīti vairāki darbi, iekļaujot audio kompresiju, video kompresiju, datu kriptogrāfiju [47–51] un kanāla kodēšanu [52].

Promocijas darbā pētīti haotisko ciparsignālu lietojumi sakaru sistēmās – apskatītas haotisko ciparsignālu ģenerācijas metodes un to lietojums *CDMA* un *OFDM* sakaru sistēmās, tāpēc nākamā nodaļā apkopoti pētījumi šajā jomā.

1.4. Haotisko secību ģenerācija, īpašības un pielietojums sakaru sistēmās

Haotiskas secības kā alternatīva pseidogadījuma secībām paplašināta spektra sakaru sistēmām piedāvātas jau no 90. gadu sākuma [34], [35]. Aplūkots gan nebināro [34–40], [46], gan bināro [41–45] haotisko secību lietojums. Intensīvi pētīti šo secību ģenerācijas algoritmi, secību statistiskās īpašības un haotiskās secības izmantojošo *DS-CDMA* sistēmu traucējumnoturība [32–40], [53], [54], veicot datamodelēšanu [36], [40] vai aproksimējot daudzpiekļuves traucējumus ar Gausa sadalījumu [33], [53], [54]. Tomēr nav skaidrs, vai daudzpiekļuves traucējumiem piemērojams Gausa sadalījums [40], [55].

Atzīmēts [34], [35], [40], ka iespējams ģenerēt lielāku haotisko secību skaitu salīdzinājumā ar pseidogadījuma secībām – *m*-secībām un Golda kodiem, bet prezentētie rezultāti liecina, ka paplašināta spektra sistēmām, kas izmanto haotiskās secības, ir augstāks *BER* nekā *PN*-secību (*Pseudo Noise*) gadījumā pat pie īsa secību garuma (7–127 elementi). Šie atzinumi ir pretrunā ar [32], [37] rezultātiem, kuros parādīts, ka gan asinhronai gan sinhronai *DS-CDMA* sistēmai, kas izmanto haotiskās secības, ir lielāka darbība nekā *DS-CDMA* sistēmai, kas izmanto *m*-secības, Golda kodus vai Kasami mazā komplekta secības [56].

Veikti arī haotisko secību atlases kritēriju pētījumi nolūkā palielināt haosu izmantojošo sakaru sistēmu traucējumnoturību un veiktspēju [37–39], [46].

Piedāvātas haotiskas daudznēsēju *DS-CDMA* sistēmas [57–59].

1.5. Pārskats par haosa pielietojuma sakaru sistēmās kopsavilkums

Parādīts, ka viens no daudzsoļiem lietojumiem ir haotisko secību izmantošana spektra paplašināšanai tiešās secības koda daļes daudzpiekļuves sistēmās.

Neskatoties uz daudzām haotisko kodu secību izpētei veltītajām publikācijām, lietderīgi noskaidrot:

- dažādu algoritmu radīto secību korelatīvās īpašības salīdzinājumā ar plaši lietoto pseidogadījuma secību īpašībām;
- efektīvus haotisko secību atlases algoritmus korelatīvo īpašību un haotisko secību balstītu *DS-CDMA* sistēmu traucējumnoturības uzlabošanai;
- nosacījumus, pie kuriem haotiskās secības izmantojošās *DS-CDMA* sistēmās daudzpiekļuves traucējumiem nav piemērojams Gausa sadalījums un uz tā balstītas analītiskas *BER* novērtēšanas metodes;
- haotisko secību lietojuma iespējas mūsdienu daudznēsēju sakaru sistēmu parametru uzlabošanai.

2. HAOTISKO SECĪBU ĢENERĀCIJA UN TO STATISTISKĀS ĪPAŠĪBAS

Datu pārraides sistēmās plaši tiek lietotas pseidogadījuma secības (spektra paplašināšanai, daudzpiekļuves nodrošināšanai, skremblēšanai). Pseidogadījuma secību īpašības ir labi izpētītas. Tajā pašā laikā notiek meklējumi tādu secību ieguvei, kas nebūtu periodiskas un varētu nodrošināt mazākus starpkanālu traucējumus. Kā daudzsološa iespēja tiek uzskatītas haotiskas secības, jo iespējams ģenerēt lielu praktiski nekorelētu to skaitu [34], [60]. Savukārt *CDMA (Code Division Multiple Access)* sistēmu kapacitāti galvenokārt ierobežo citu lietotāju radītie traucējumi. Tāpēc būtiski ir izmantot paplašiņošās secības ar pēc iespējas mazāku savstarpējo korelāciju.

Šī nodaļa veltīta haotisko secību ģenerācijas algoritmiem un haotisko secību statistiskajām īpašībām.

2.1. Haotiski procesi nelineārās dinamiskās sistēmās

Nelineārās sistēmās iespējams realizēt determinēta haosa režīmu nerimstošu aperiodisku svārstību veidā.

Autonomu dinamisku sistēmu darbību apraksta diferenciālvienādojumu sistēma (1.1.). Tās analīzei izmanto fāzu telpu, kuras ortogonālās koordinātas reprezentē stāvokļa mainīgie. Sistēmas uzvedību raksturo x punkta (attēlotājpunkta) koordinātes $x_1, x_2, \dots, x_n$ šajā telpā. Evolūcijas procesā attēlotājpunkts no sākuma nosacījumu $x(t_0)$ vietas pārvietojas fāzu telpā pa fāzu trajektoriju. Disipatīvām sistēmām raksturīga fāzu trajektoriju virzība no dažādiem sākuma stāvokļa punktiem uz kādu punktu vai punktu kopu fāzu telpā – atraktoru. Pirmās un otrās kārtas sistēmām ($n \leq 2$) iespējami divi atraktori – fiksētais punkts un robežcikls.

Sistēmas determinisms nosaka, ka fāzu trajektorijas fāzu telpā nevar krustoties. Ja dimensiju (stāvokļa mainīgo) ir vairāk, trajektorijām pietiek vietas vīties vienai ap otru nekrustojoties. Šādu sistēmu uzvedība var būt visai komplicēta – iespējami “dīvainie” vai “haotiskie” atraktori, kas ir fāzu telpas pievelkošs apgabals, kas nav ne stabils punkts, ne robežcikls un kam ir raksturīgi, ka mazas atšķirības starp divām trajektorijām eksponenciāli pieaug.

2.2. Haosa ģeneratori

Haotiskas svārstības var iegūt ar Čua ķēdi. Tālāk šajā darbā haotisko secību ģenerācijai tiks izmantota viena no Čua ķēdes modifikācijām – ceturtās kārtas haotiskais oscilators [61], ko apraksta vienādojumu sistēma:

$$\begin{aligned} \frac{dp_1}{dt} &= -g(p_1 - p_3) - p_2 \\ \frac{dp_2}{dt} &= p_1 + \gamma p_2 \\ \frac{dp_3}{dt} &= \theta(g(p_1 - p_3) - p_4) \\ \frac{dp_4}{dt} &= \sigma p_3 \end{aligned} \quad (2.1.)$$

kur $g(p_1 - p_3)$ ir nelineāra funkcija:

$$g(p_1 - p_3) = \begin{cases} c(p_1 - p_3 - d) & (p_1 - p_3) \leq 1 \\ 0 & (p_1 - p_3) > 1 \end{cases} \quad (2.2.)$$

un $\theta, \sigma, \gamma, c, d$ ir reāli skaitļi.

Savukārt haotiska signāla χ (secības) ģenerācijai tiks izmantota diferenciālvienādojumu un nelineāras funkcijas summa:

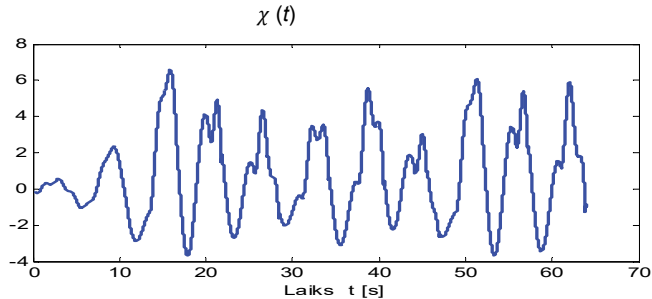
$$\chi = \left(\frac{dp_1}{dt} + \frac{dp_2}{dt} + \frac{dp_3}{dt} + \frac{dp_4}{dt} \right) + g(p_1 - p_3) \quad (2.3.)$$

Haotiskais signāls tiek modelēts, izmantojot *MathWorks Simulink* programmatūru un izmantots šā darba ceturtajā nodaļā t. s. sinhronizācijas uzdevumiem. Tiks izmantota haotiska secība, kas iegūta no diskretizēta haotiskā signāla.

Diferenciālvienādojumu (2.1.) parametri, kas nodrošina sistēmas haotisko uzvedību un χ secības haotisko raksturu, doti 2.1. tabulā, savukārt 2.1. attēls ilustrē iespējamo $\chi(t)$ atkarību no laika pie dotiem vienādojumu parametriem.

2.1. tabula. Haotisko signālu χ ģenerējošās modificētās Čua ķēdes bāzes parametri

Sākuma nosacījumi				Diferenciālvienādojumu koeficienti				
p_1	p_2	p_3	p_4	γ	θ	σ	c	d
0,05	0,06	0,07	0,08	0,5	10	1,5	3	1



2.1. attēls. Haotiska signāla χ (secības) (2.3.) atkarība no laika pie $\Delta t = 0.01$ s, $t = 64$ s.

2.3. Viendimensionālie attēlojumi

Dinamiskas sistēmas aprakstam izmanto arī attēlojumus, kas izsaka sistēmas stāvokļa atkarību no iepriekšējā stāvokļa (1.2.). Haotiskas secības izveidošanas vienkāršākais modelis ir pirmās kārtas attēlojums. Katram laika momentam atbilst viens punkts plaknē laiks-stāvoklis.

Loģistiskais attēlojums

$$x(n+1) = rx(n)(1-x(n)), \quad (2.1.)$$

kur n – ģenerācijas soļa kārtas numurs (vesels skaitlis);

$x(n)$ – secības vērtība n -tajā ģenerācijas solī;

$x(n+1)$ – secības vērtība $n+1$ ģenerācijas solī;

r – parametrs, kas raksturo sistēmas evolūcijas dinamiku un tā vērtības [3,57; 4] atbilst sistēmas haotiskai uzvedībai, turpmākā darbā $r = 4$ un šajā gadījumā $x \in (0, 1)$.

Bernulli attēlojums

$$x(n+1) = \text{mod}(\rho x(n), 1) \quad (2.2.)$$

kur n – ģenerācijas soļa numurs (vesels skaitlis);

$x(n)$ – secības vērtība n -tajā ģenerācijas solī;

$x(n+1)$ – secības vērtība $n+1$ ģenerācijas solī;

p – parametrs, kas raksturo sistēmas evolūcijas dinamiku, turpmākā darbā $p = 1,999$, tad $x \in (0, 1)$.

Telts attēlojums

$$x(n+1) = \begin{cases} \mu(1-x(n)), & x(n) \geq 0.5 \\ \mu x(n), & x(n) < 0.5 \end{cases} \quad (2.6.)$$

kur n – ģenerācijas soļa numurs (vesels skaitlis);

$x(n)$ – secības vērtība n -tajā ģenerācijas solī;

$x(n+1)$ – secības vērtība $n+1$ ģenerācijas solī;

μ – parametrs, kas raksturo sistēmas evolūcijas dinamiku, turpmākā darbā $\mu = 1,999$, tad $x \in (0, 1)$.

Gausa attēlojums

$$x(n+1) = e^{-\alpha} x(n)^2 + \beta \quad (2.7.)$$

kur n – ģenerācijas soļa numurs (vesels skaitlis);

$x(n)$ – secības vērtība n -tajā ģenerācijas solī;

$x(n+1)$ – secības vērtība $n+1$ ģenerācijas solī;

α – parametrs, kas raksturo sistēmas evolūcijas dinamiku, turpmākā darbā $\alpha = 9.75$,

β – parametrs, kas raksturo sistēmas evolūcijas dinamiku, turpmākā darbā $\beta = -0.53$.

Sinusa-apļa attēlojums

$$x(n+1) = \text{mod} \left(x(n) + \Omega - \frac{K}{2\pi} \sin(2\pi x(n)), 2\pi \right) \quad (2.8.)$$

kur n – ģenerācijas soļa numurs (vesels skaitlis);

$x(n)$ – secības vērtība n -tajā ģenerācijas solī;

$x(n+1)$ – secības vērtība $n+1$ ģenerācijas solī;

Ω – parametrs, kas raksturo sistēmas evolūcijas dinamiku, turpmākā darbā $\Omega = 0.2$;

K – parametrs, kas raksturo sistēmas evolūcijas dinamiku, turpmākā darbā $K = 12$.

Kubiskais attēlojums

$$x(n+1) = Ax(n)(1-x(n)^2) \quad (2.9.)$$

kur n – ģenerācijas soļa numurs (vesels skaitlis);

$x(n)$ – secības vērtība n -tajā ģenerācijas solī;

$x(n+1)$ – secības vērtība $n+1$ ģenerācijas solī;

A – parametrs, kas raksturo sistēmas evolūcijas dinamiku, turpmākā darbā $A = 3$ un $x \in (-1, 1547, 1, 1547)$.

Pinčera attēlojums

$$x(n+1) = |\text{th } s(x(n) - C)| \quad (2.10.)$$

kur n – ģenerācijas soļa numurs (vesels skaitlis);

$x(n)$ – secības vērtība n -tajā ģenerācijas solī;

$x(n+1)$ – secības vērtība $n+1$ ģenerācijas solī;

s – parametrs, kas raksturo sistēmas evolūcijas dinamiku, turpmākā darbā $s = 2$;

C – parametrs, kas raksturo sistēmas evolūcijas dinamiku, turpmākā darbā $C = 0.5$.

2.4. Haotiskas binārās secības

Pirmais solis haotiskas bināras secības $c(n)$ ģenerācijas algoritmā ir haotiskas nebināras secības $x(n)$ ģenerācija. To ģenerēšanai tiks izmantoti loģistiskais (2.4.), Bernulli (2.5.), telts (2.6.), Gausa (2.7.), sinusa-apļa (2.8.), kubiskais (2.9.), Pinčera (2.10.) attēlojumi.

Pierādīts [62], ka 1-D attēlojumi (1.2.) saglabā savas haotiskās īpašības gadījumā, ja fāzu telpa ir sadalīta divās daļās un tādā veidā atšķirīgi sākumnosacījumi rada atšķirīgu bināro secību ģenerāciju.

Ģenerētās haotiskās nebinārās secības $x(n)$ iespējams pārveidot haotiskās binārās NRZ (*Non-Return-to-Zero*) secībās $c(n)$ saskaņā ar salīdzināšanas likumu:

$$c(n) = \begin{cases} 1, & x(n) \geq Th \\ -1, & x(n) < Th \end{cases} \quad (2.3.)$$

kur Th – sliekšnis, kas vienāds ar x definīcijas intervāla vidējo vērtību, un Th sliekšņa lielums katram izskatītam attēlojumam parādīts 2.2. tabulā.

2.2. tabula. 1-D haotiska attēlojumu Th sliekšņa līmeņa lielums

Attēlojuma tips	Loģiskais	Bernulli	Telts	Gausa	Sinusa-apļa	Kubiskais	Pinčera
Th sliekšņa lielums	0,5	0,5	0,5	0,01	3,25	0	0,38

2.5. Bināro haotisko secību savstarpējās korelācijas statistiskās īpašības

Šajā apakšnodaļā pētītas haotisko bināro secību korelācijas īpašības, un tās salīdzinātas ar klasiskajām PN -secībām.

Haotisko bināro secību periodiskās savstarpējās korelācijas līmenis pētīts četriem garumiem: $L_c = 15, 31, 63, 127$.

Lai salīdzinātu secību savstarpējās korelācijas īpašības, izmantotas periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālās absolūtās vērtības. Izpētīts periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimumu sadalījums $|R_{kk}|$ visām iespējamām pāru kombinācijām no 100 secībām ar vienādu garumu un vienu ģenerācijas algoritmu – vienu attēlojumu, bet atšķirīgiem sākuma nosacījumiem. 2.4. tabula parāda periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimumu statistisko raksturojumu – minimālās vērtības, vidējās vērtības, maksimālās vērtības, standarta novirzi. Šis haotisko bināro secību savstarpējās korelācijas statistiskais raksturojums salīdzināts ar pseidogadījuma secību periodiskās savstarpējās korelācijas absolūtām maksimālām vērtībām dažādiem secību garumiem [63].

No iegūtiem rezultātiem redzams, ka haotisko secību periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimumu vidējās vērtības ir zemākas par Golda kodu savstarpējās korelācijas absolūtām maksimālām vērtībām pie secību garuma līdz 31 elementam un m -secību savstarpējās korelācijas absolūtām maksimālām vērtībām pie secību garumiem 15, 63–127 elementiem. Tas liecina, ka pastāv iespēja no ģenerētām haotiskām secībām atlasīt secības ar zemāku savstarpējās korelācijas līmeni.

Lai to pārbaudītu, apskatīta ar loģistisko attēlojumu ģenerētu secību atlase ar labākām savstarpējās korelācijas īpašībām, un tā salīdzināta ar PN -secību īpašībām. Tika ģenerētas 100 secības un noteiktas to savstarpējās korelācijas funkcijas dažādiem secību sākuma nosacījumiem un garumiem. 2.3. tabula parāda haotisko bināro secību savstarpējās korelācijas absolūto maksimumu statistisko raksturojumu – vidējo vērtību, standarta novirzi, maksimālo vērtību. Haotisko secību korelācijas īpašības salīdzinātas ar atbilstošām PN -secību korelācijas absolūtām maksimālām vērtībām.

No apskatītajām ar loģistisko attēlojumu ģenerētām haotiskām binārām secībām tika atlasītas četras secības ar mazākiem savstarpējās korelācijas līmeņiem. 2.6. tabula parāda atlasīto secību savstarpējās korelācijas līmeņus, savukārt 2.5. tabula – sākuma nosacījumus.

Tādā veidā hipotēze, ka iespējams atlasīt haotiskas secības ar labākām savstarpējās korelācijas īpašībām nekā klasiskajām PN -secībām, sekmīgi pārbaudīta.

2.3. tabula. Ar loģistisko attēlojumu ģenerēto haotisko bināro secību savstarpējās korelācijas absolūto maksimumu statistiskais raksturojums

L_c	15	31	63	127
Haotiskas bināras secības				
Vidējā vērtība	0,447	0,37	0,297	0,22
Standarta novirze	0,104	0,072	0,049	0,031
Maksimālā vērtība	0,8	0,581	0,422	0,336
PN -secību korelācijas maksimālās absolūtās vērtības				
M-secības	0,6	0,35	0,36	0,32
Golda secības	0,6	0,29	0,27	0,13

2.4. tabula. Haotisko bināro secību periodiskās savstarpējās korelācijas
absolūto maksimumu statistiskais raksturojums

L_c	15	31	63	127
Logistiskais attēlojums				
Minimālā vērtība	0,12	0,18	0,18	0,15
Vidējā vērtība	0,52	0,41	0,31	0,24
Maksimālā vērtība	1	0,7	0,58	0,37
Standarta novirze	0,12	0,07	0,05	0,03
Bernulli attēlojums				
Minimālā vērtība	0,2	0,23	0,21	0,16
Vidējā vērtība	0,52	0,41	0,32	0,25
Maksimālā vērtība	1	0,74	0,59	0,45
Standarta novirze	0,12	0,08	0,05	0,03
Telts attēlojums				
Minimālā vērtība	0,2	0,23	0,17	0,16
Vidējā vērtība	0,53	0,41	0,32	0,25
Maksimālā vērtība	1	0,87	0,62	0,39
Standarta novirze	0,12	0,07	0,05	0,03
Gausa attēlojums				
Minimālā vērtība	0,2	0,16	0,17	0,16
Vidējā vērtība	0,54	0,43	0,34	0,25
Maksimālā vērtība	1	0,87	0,59	0,45
Standarta novirze	0,12	0,08	0,06	0,04
Sīnusa-apļa attēlojums				
Minimālā vērtība	0,07	0,23	0,2	0,16
Vidējā vērtība	0,56	0,45	0,36	0,28
Maksimālā vērtība	1	0,8	0,62	0,48
Standarta novirze	0,14	0,09	0,06	0,04
Kubiskais attēlojums				
Minimālā vērtība	0,07	0,16	0,17	0,16
Vidējā vērtība	0,54	0,44	0,35	0,27
Maksimālā vērtība	1	0,87	0,62	0,54
Standarta novirze	0,15	0,09	0,06	0,04
Pinčera attēlojums				
Minimālā vērtība	0,07	0,16	0,17	0,19
Vidējā vērtība	0,67	0,55	0,45	0,35
Maksimālā vērtība	1	0,94	0,8	0,46
Standarta novirze	0,17	0,13	0,09	0,05
PN-secību savstarpējās korelācijas absolūtās maksimālās vērtības $ R_{ik} $				
M-secības	0,6	0,35	0,36	0,32
Golda secības	0,6	0,29	0,27	0,13
Kasami secības	0,33	—	0,14	—

2.5. tabula. Četru atlasīto ar loģistisko attēlojumu ģenerēto haotisko bināro secību sākuma nosacījumi

N_{x0}	15	31	63	127
x_0^1	0,393845	0,393845	0,595053	0,339301
x_0^2	0,945375	0,878122	0,959039	0,887737
x_0^3	0,339301	0,509951	0,216938	0,407252
x_0^4	0,20211	0,989607	0,524964	0,988737

2.6. tabula. Četru atlasīto ar loģistisko attēlojumu ģenerēto haotisko bināro secību savstarpējās korelācijas statistiskais raksturojums

L_c	15	31	63	127
Haotiskas bināras secības				
Minimālā vērtība	0,2	0,2258	0,1746	0,1811
Vidējā vērtība	0,333	0,2796	0,2487	0,2126
Standarta novirze	0,0843	0,0754	0,0384	0,0199
Maksimālā vērtība	0,4667	0,4194	0,2698	0,2441

2.6. Kopsavilkums haotisko kodu ģenerācijai un statistiskām īpašībām

Novērtēti bināro haotisko secību savstarpējās korelācijas parametri pie garumiem 15–127 elementi septiņiem dažādiem secību ģenerācijas algoritmiem. Parādīts haotisko bināro secību periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimumu statistiskais raksturojums. Veikts bināro haotisko un PN -secību savstarpējās korelācijas līmeņu salīdzinājums. Parādīts, ka, ņemot vērā haotisko secību nomenklatūras elastību, iespējams atlasīt lielāku secības skaitu ar mazāku nekā PN -secībām savstarpējās korelācijas līmeni.

3. HAOTISKO SECĪBU PIELIETOJUMS DS-CDMA SISTĒMĀS

Šajā nodaļā pētīts bināro haotisko secību lietojums DS - $CDMA$ sistēmās. Analizēts daudzpiekļuves traucējumu varbūtību sadalījums uz haotisko secību balstītās DS - $CDMA$ sistēmās. Piedāvāti haotisko secību atlases algoritmi savstarpējās korelācijas samazināšanai un uz haotisko secību balstītās DS - $CDMA$ sistēmas traucējumnoturības paaugstināšanai.

3.1. Paplašināta spektra sakaru sistēmu pamatprincipi

Spektra paplašināšanu izmanto dažādos sakaru veidos un komunikāciju sfērās, piemēram, pavadonu navigācijas sistēmās – GPS (*Global Positioning System*), $GLONASS$ (*Global Navigation Satellite System*); radiotelefonos – $DECT$ (*Digital Enhanced Cordless Telecommunications*) standartā, bezvadu tīklos – $Bluetooth$, $IEEE 802.11b$ $Wi-Fi$, $IEEE 802.15.4$ $ZigBee$ standartos un daudzos citos. To uzbūves un darbības principi var būt atšķirīgi, bet galvenais, kas tos apvieno, ir paplašināta spektra izmantošana.

Zināmas dažādas signāla spektra paplašināšanas metodes, bet turpmāk apskatītas $CDMA$ – koda dales blīvēšanas sistēmas. $CDMA$ sistēmās galvenokārt izmanto divus spektra paplašināšanas veidus: lēkājošo frekvenču (FH – *Frequency Hopping*) un tiešo secību (DS – *Direct Sequences*) tehnoloģijas.

Šeit aplūkota tiešās secības spektra paplašināšana, kurā nesēja fāzes modulācijai tiek izmantota ātra spektru paplašināošas secības elementu plūsma – informācijas bits tiek aizstāts ar koda elementu grupu.

Galvenās prasības spektru paplašināošām secībām:

- 1) informācijas biti kodēti ar vienāda garuma kodu;
- 2) periodiskās autokorelācijas funkcijas vērtības pie nulles atšķirīgām nobīdēm ir ievērojami mazākas par maksimālo vērtību;
- 3) pēc iespējas mazāka kodu savstarpēja korelācija, lai samazinātu daudzpiekļuves traucējumus;
- 4) koda secībai jāsatāv no -1 un 1 un to skaitam jābūt apmēram vienādam – kas sabalansē secību.

DS-CDMA sistēmās spektra paplašināšanai visbiežāk izmanto pseidogadījuma secības (*PN*-secības): *m*-secības, Kasami secības, Golda kodi.

Šīm secībām ir daži trūkumi:

- 1) mazs viena garuma secību skaits;
- 2) kodu garuma nomenklatūra fiksētos skaitļu intervālos nav liela;
- 3) ģenerēšanas algoritma sarežģītība rada secību balansa pazušanu.

Lai realizētu daudzlietotāju pieeju, izmanto arī ortogonālos kodus, tādus kā Volša-Adamāra secības. Bet ortogonāliem kodiem ir augsts autokorelācijas sānu lapu līmenis, turklāt vienāda garuma kodu skaits arī ir stingri ierobežots.

Pēdējo 30 gadu laikā pētīta paplašināšu haotisko secību ģenerācija [32–46], [64]. Šīm secībām ir zemas savstarpējās korelācijas funkcijas vērtības, ir iespējams realizēt jebkura garuma secības un nav stingru ierobežojumu uz vienāda garuma secību skaitu.

3.2. Daudzpiekļuves traucējumu statistiskais raksturojums haotiskās DS-CDMA sistēmās

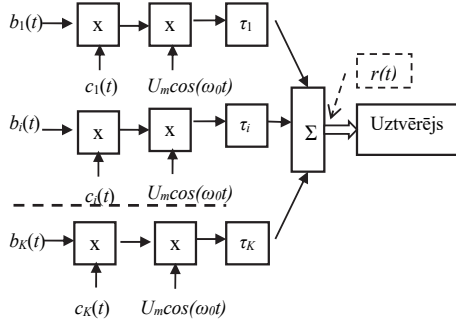
Nemot vērā to, ka salīdzinoši īsām ar loģistisko attēlojumu (garums $N \leq 127$) ģenerētām binārām haotiskām secībām ir labākas savstarpējās korelācijas īpašības nekā *m*-secībām, vērts pārbaudīt daudzpiekļuves traucējumu piederību normālam Gausa procesam tieši īso haotisko secību *CDMA* sistēmu gadījumā. Daudzpiekļuves traucējumu varbūtības blīvuma novērtēšana veikta, izmantojot *DS-CDMA* daudzpiekļuves sistēmas MATLAB modelēšanu.

3.2.1. Daudzpiekļuves traucējumu modeļošana haotiskās DS-CDMA sistēmās

Modelētās *DS-CDMA* sistēmas blokshēma ar *K* raidītājiem un vienu uztvērēju parādīta 3.1. attēlā. Uz katru *DS-CDMA* sistēmas raidītāju atnāk sava informācijas bitu plūsma: $b_i(t) - NRZ$ informācijas bitu secība *i*-tā raidītāja ieejā. Katrs raidītājs veic informācijas signāla spektra paplašināšanu, sareizinot attiecīgo bitu plūsmu ar savu unikālo spektru paplašināšo haotisko secību $c_i(t)$. Iegūtais spektrs tiek pārnest uz nesējsvārstības $U_m \cos(\omega_0 t)$ frekvenci. Uztvērējā signāli pienāk ar savu laika aizturi: τ_i – laika aizture signālam no *i*-tā raidītāja. Modelēšanas objekts ir daudzpiekļuves traucējumi, tāpēc kanāla troksnis netiek ņemts vērā. Tādā veidā uztvērēja ieejā ir signālu summa no *K* raidītājiem, un katra raidītāja signālam ir sava bitu secība, spektru paplašināša haotiska secība un sava laika aizture. Tiek pieņemts, ka korelācijas uztvērējs ir saskaņots ar $K+1$ raidītāja paplašināšu secību c_{K+1} . Daudzpiekļuves traucējumu avots ir uztvērēja ieejas signāls $r(t)$:

$$r(t) = \sum_{i=1}^K b_i(t) \cdot c_i(t) \cdot U_m \cos(\omega_0 t + \alpha_0 \tau_i) \quad (3.1.)$$

kur $r(t)$ – uztvērēja ieejas signāla atkarība no laika;
 $b_i(t)$ – NRZ informācijas bitu secība i -tā raidītāja ieejā;
 $c_i(t)$ – i -tā raidītāja haotiskā NRZ paplašinošā secība;
 τ_i – laika aizture signālam no i -tā raidītāja uztvērēja ieejā;
 ω_0 τ_i – sākuma fāzes izmaiņas modelēšana;
 i – raidītāja kārtas numurs;
 K – daudzpiekļuves traucējumu radošo raidītāju skaits;
 U_m – nesējsvārstības amplitūda;
 ω_0 – nesējsvārstības frekvence.



3.1. attēls. DS-CDMA sistēmas blokshēma daudzpiekļuves traucējumu modelēšanai.

Daudzpiekļuves traucējumu varbūtības blīvuma novērtēšanai izmantoti šādi modelēšanas parametri:

- 1) $b_i(t)$ – NRZ informācijas bitu secība (+1; -1), kuras ilgums ir $B_i T_b$;
- 2) T_b – viena bita ilgums, kas vienāds ar spektra paplašinošās secības c_i ilgumu;
- 3) B_i – bitu skaits secībā $B_i \leq (300)$, kas tiek nejauši izvēlēts;
- 4) T_c – paplašinošās secības elementa ilgums;
- 5) $c_i(t)$ – bināra haotiska spektra paplašinošā secība ar garumu L_c elementi;
- 6) L_c – paplašinošās secības garums, pieņem vērtības $L_c = 15, 31, 63, 127$;
- 7) Δt_i – raidītāja pārraides sākuma moments $\Delta t_i = n T_c$, kur n tiek nejauši izvēlēts no intervāla $[0, L_c * (B_{max} - B_i)]$;
- 8) K – daudzpiekļuves traucējumu radošo raidītāju skaits, pieņem vērtības $K = 6, 18, 33, 65, 129, 259$.

Signāls korelācijas uztvērēja izejā laika momentos $j T_b$ pieņems vērtības:

$$U_j = A \int_{(j-1)T_b}^{jT_b} \left[\sum_{i=1}^K b_i(t) c_i(t) \cos(\omega_0 \tau_i) \right] c_{K+1}(t) dt \quad (3.2.)$$

kur U_j – signāls uztvērēja izejā laika momentā $j T_b$;
 A – proporcionalitātes koeficients, atkarīgs no korelācijas uztvērēja elementiem (parametriem);
 $b_i(t)$ – NRZ informācijas bitu secība i -tā raidītāja ieejā;
 $c_i(t)$ – i -tā raidītāja haotiskā NRZ paplašinošā secība;
 τ_i – laika aizture signālam no i -tā raidītāja uztvērēja ieejā;
 ω_0 τ_i – sākuma fāzes izmaiņas modelēšana;
 $c_{K+1}(t)$ – ar korelācijas uztvērēju saskaņota paplašinošā secība;
 i – raidītāja kārtas numurs;
 K – daudzpiekļuves traucējumu radošo raidītāju skaits;
 T_b – bita ilgums.

3.2.2. Daudzpiekļuves traucējumu modelēšanas rezultāti

Modelēšanas mērķis ir pārbaudīt hipotēzi, ka daudzpiekļuves traucējumu vērtības U_j (3.2.) īso haotisko spektru paplašinošu secību *CDMA* sistēmu gadījumā pieder normālam sadalījumam. Šim nolūkam tika modelēti šādi *CDMA* sistēmu darbības režīmi:

- visas laika aiztures τ_i vienādas, *CDMA* sistēma strādā ideālas sinhronizācijas nosacījumos;
- laika aiztures ir atšķirīgas, *CDMA* sistēma strādā asinhronas pārraides nosacījumos, un laika aiztures ietekme uz nesējsvārstības fāzi tiek modelēta, nejausi izvēloties nesējsvārstības fāzes momentāno vērtību no vienmērīgi sadalīta intervāla $(0, 2\pi)$.

Lai pārbaudītu daudzpiekļuves traucējumu signāla U_j atbilstību normālajam sadalījumam, tika izvēlēts Lilljeforsa tests. Testa nulles hipotēze ir, ka daudzpiekļuves traucējumu vērtības ir normāli sadalītas. Testa rezultāts "0" nozīmē: hipotēzi, ka traucējumu signāls pieder normālam sadalījumam, nevar noraidīt, savukārt rezultāts "1" nozīmē: hipotēzi var noraidīt ar varbūtību 0,95 (pie nozīmības līmeņa 0,05).

Daudzpiekļuves traucējumu sadalījuma pārbaude pie sešiem haotisko secību ģenerācijas algoritmiem (Bernulli, Gausa, telts, sinusa-apļa, kubisko, Pinčera) deva šādas rezultātus:

- sinhrona darba režīma gadījumā varbūtība, ka daudzpiekļuves traucējumi neatbilst normālam sadalījumam, būs vidēji par 25 % lielāka nekā asinhronas sistēmas gadījumā;
- dažādu attēlojumu sadalījuma pārbaudes rezultātu starpība var būt līdz 30 %, piemēram, Bernulli un Gausa attēlojumu ģenerācijas algoritmu gadījumā sadalījuma pārbaudes rezultāti dod vidēji par 30 % lielāku varbūtību, ka daudzpiekļuves traucējumi neatbilst normālam Gausa procesam, nekā kubiska attēlojuma gadījumā gan asinhronam, gan sinhronam pārraides režīmam;
- spektru paplašinošu secību garums arī ietekmē sadalījuma pārbaudes rezultātus – pie garuma 15 sinhronas sistēmas gadījumā vairāk nekā 50 % gadījumos un vairāk nekā 35 % gadījumos asinhrona režīma gadījumā traucējumu sadalījums neatbilst normālam. Taču pie pārējiem secību garumiem (31, 63, 127) sinhronas *DS-CDMA* sistēmās tikai apmēram 40 % apskatītos gadījumos daudzpiekļuves traucējumu signāla sadalījums neatbilst normālam sadalījumam, asinhronas sistēmās – apmēram 25 % apskatītos gadījumos;
- noteicošais faktors ir traucējumu radošu raidītāju skaits. Ja raidītāju skaits ir līdz seši, tad pie visiem apskatītiem garumiem gan asinhrona, gan sinhrona darba režīmu gadījumos daudzpiekļuves traucējumu sadalījums neatbilst normālam. Sinhronas *DS-CDMA* sistēmas gadījumā pie raidītāju skaita līdz 33 vairāk nekā 50 % apskatītos gadījumos sadalījums neatbilst normālam. Savukārt asinhronas sistēmas gadījumā, ja raidītāju skaits ir no 18 līdz 259, maksimāli 25 % gadījumos traucējumu sadalījums neatbilst normālam.

Savukārt loģistiskā attēlojuma gadījumā daudzpiekļuves traucējumu sadalījums tika pētīts pie citādiem modelēšanas parametriem, lai pārbaudītu, kā šie modelēšanas parametri var ietekmēt traucējumu sadalījuma pārbaudes rezultātus. Pētījumā iekļauti trīs dažādi sākuma nosacījumu komplekti, divi dažādi sākuma nosacījumu atlases likumi, palielināts daudzpiekļuves traucējumu sadalījuma hipotēzes pārbaudei izmantotu testu skaits, kā arī izmantoti atšķirīgi maksimālais pārraidīto bitu skaits, secību garumi un traucējumu radošu raidītāju skaits. Iegūti šādi rezultāti:

- lietotie testi (hī-kvadrāta, Kolmogorova, Lilljeforsa) dod līdzīgus rezultātus;
- daudzpiekļuves traucējumu sadalījumu visvairāk ietekmē raidītāju skaits un secību garumi;
- maksimālo paraidāmo bitu skaits ietekmē sadalījuma pārbaudes rezultātus vidēji par 36 % sinhronas *DS-CDMA* sistēmas gadījumā un par 30 % asinhronas;
- sākuma nosacījumi un to izvēles metode (ar un bez iterācijas) arī ietekmē testa rezultātus, un atšķirība starp rezultātiem vidēji ir 20 %.

Pie maziem haotisko spektru paplašinošu secību garumiem un zema traucējumu radošo raidītāju skaita daudzpiekļuves traucējumi vairākos gadījumos nepieder normālam Gausa procesam, kā arī *DS-CDMA* sinhronais pārraides režīms palielina varbūtību, ka traucējumu sadalījums neatbilst normālam. Tāpēc *DS-CDMA* sistēmas *BER* novērtēšanas metodi, kas balstīta uz daudzpiekļuves traucējumu aproksimāciju ar normālo sadalījumu, nevar lietot haotiskām spektru paplašinošām secībām ar garumu līdz 127 elementiem. Minētajos gadījumos jāveic, piemēram, Montekarlo modelēšanu.

3.3. Haotiskas *DS-CDMA* sistēmas traucējumnoturības novērtējums

Iespējams ģenerēt īsas binārās haotiskās secības ar savstarpējās periodiskās korelācijas īpašībām līdzīgām un pat labākām nekā pseidogadījuma secībām (m-secībām, Golda kodiem). Tāpēc nepieciešams izpētīt *DS-CDMA* sistēmu *BER* 15–127 elementu garu haotisko secību lietojuma gadījumā. *DS-CDMA* detektēšana balstās uz secības autokorelācijas funkcijas maksimālās vērtības noteikšanu, tāpēc daudzpiekļuves traucējumu līmenis atkarīgs no savstarpējās korelācijas konkrētā laika momentā. Tāpēc pastāv iespēja atlasīt secības ar mazāku periodiskās savstarpējās korelācijas līmeni un veikt *DS-CDMA* *BER* analīzi iepriekš atlasītām haotiskajām secībām. Lai samazinātu daudzpiekļuves traucējumu ietekmi uz sistēmas traucējumnoturību, nepieciešams piedāvāt un izpētīt tādas haotisko secību atlasē algoritmus, kas balstīti uz savstarpējās korelācijas samazināšanu jebkurā laika momentā. Haotisko secību balstītās *DS-CDMA* sistēmas *BER* novērtējumam izmantota Montekarlo modelēšana ar *MATLAB* programmatūru.

3.3.1. Haotisko secību atlasē algoritmi

3.3.1.1. Periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimālo vērtību minimizācija

Piedāvātais haotisko secību atlasē algoritms balstās uz savstarpējās korelācijas absolūto maksimālo vērtību summas minimumu starp atlasītām secībām no visu ģenerēto secību kombinācijām. Atlasē kritērijs ir atlasīto secību savstarpējās korelācijas funkcijas maksimālo absolūto vērtību summa Φ_{sel} . No N_{all} ģenerētām secībām tiek atlasītas tādas N_{sel} secības, kurām ir vismazākā Φ_{sel} vērtība. Piemēram, 3.1. algoritms parāda atlasē procesu $N_{sel} = 4$ secībām no N_{all} secībām.

Haotisko secību ģenerācijai un atlasēi ir izmantoti sekojoši parametri:

1. ģenerācijai izmantotie 1-D attēlojumi (2.4.–2.10.) un pārveidojuma likums (2.11.), ģenerācijas sākuma nosacījumi tiek vienmērīgi ņemti no attēlojumu secību definīcijas intervāliem;
2. secības garums, kas izvēlēts no četrām vērtībām $L_c = 15, 31, 63, 127$;
3. atlasīto secību skaits, $N_{sel} = 4, 6, 8, 10$;
4. atlasēi ģenerēto secību skaits N_{all} . Šis parametrs tiks adaptīvi mainīts atbilstoši atlasīto secību skaitam, lai nodrošinātu nepieciešamo secību komplekta izmēru:

$$N_{all} = W \cdot N_{sel} \quad (3.3.)$$

kur N_{all} – atlasē ģenerēto secību skaits;

W – atlasē koeficients, kas pieņems vērtības $W = 1, 3, 5, 10, 100$;

N_{sel} – atlasīto secību skaits, kas vienāds ar sistēmas lietotāju skaitu.

Atlasē koeficients W nosaka atlasē ģenerēto secību skaitu N_{all} un pārbaudāmo kombinācijas skaits ir:

$$\binom{N_{all}}{N_{sel}} = \frac{N_{all}!}{N_{sel}! (N_{all} - N_{sel})!} \quad (3.4.)$$

kur N_{sel} – atlasīto secību skaits;

N_{all} – atlasē ģenerēto secību skaits;

$\binom{N_{all}}{N_{sel}}$ – kombināciju skaits nesakārtotai izlasei, cik kombināciju pa N_{sel} secībām no N_{all} secībām tiks pārbaudītas.

Ģenerēto secību skaits ietekmē gan aprēķinu komplikētību un izpildes laiku, gan iespēju atlasīt secības ar zemāko savstarpējas korelācijas maksimumu līmeni, tāpēc veikta arī šīs ietekmes izpēte.

Ieejas dati: Periodiskās savstarpējās korelācijas funkcijas visiem iespējamiem haotisko secību pāriem $[R_{1,2}, R_{1,3}, \dots, R_{1,N_{all}}, \dots, R_{N_{all}-1,N_{all}}]$

Ieejas dati: Ģenerēto secību skaits N_{all}

Rezultāts: Atlasīto secību indeksi $N_{1final}, N_{2final}, N_{3final}, N_{4final}$

Inicializēt atlasīšanas kritērija vērtību $\Phi_{sel} = \infty$;

```

for  $N_1 = 1 : N_{all} - 3$  do
  for  $N_2 = N_1 + 1 : N_{all} - 2$  do
    for  $N_3 = N_2 + 1 : N_{all} - 1$  do
      for  $N_4 = N_3 + 1 : N_{all}$  do
         $\Phi = \max|R_{N_1,N_2}| + \max|R_{N_1,N_3}| + \max|R_{N_1,N_4}| + \max|R_{N_2,N_3}| + \max|R_{N_2,N_4}| + \max|R_{N_3,N_4}|$ ;
        if  $\Phi_{sel} > \Phi$  then
           $N_{1final} = N_1$ ;
           $N_{2final} = N_2$ ;
           $N_{3final} = N_3$ ;
           $N_{4final} = N_4$ ;
        end
      end
    end
  end
end
end
end

```

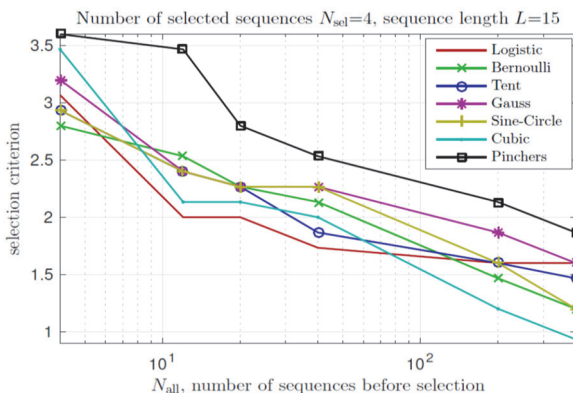
3.1. algoritms. Četrus haotisko secību atlasē algoritms.

Atlasē koeficienta ietekme uz atlasē kritērija vērtību

Tika izpētīta atlasē kritērija Φ_{sel} atkarība no ģenerēto haotisko secību skaita pie četrus secību atlasē, un 3.2. attēlā parādīti rezultāti 15 elementu garām secībām. Φ_{sel} četrus atlasīto secību kombinācijām samazinās, ja ģenerēto secību skaits palielinās. Vislielākā starpība novērojama īsākām secībām. Tas skaidrojams šādi: piedāvātais atlasē algoritms nodrošina lielāku atlasē kritērija minimizāciju īsākām secībām, jo šī garuma iespējamo bināro kombināciju skaits ir mazāks un ģenerēto secību skaits no visām iespējamām kombinācijām ir relatīvi augstāks, salīdzinot ar garākām secībām. Pie dažādiem secību garumiem un ģenerēto secību skaita mazāko Φ_{sel} vērtību atlasītām secībām uzrāda dažādi attēlojumi, tomēr visbiežāk sliktākos rezultātus uzrāda Pinčera attēlojums.

Izpētīti savstarpējās periodiskās korelācijas maksimālo absolūto vērtību (turpmāk “pīķa vērtību”) sadalījumu raksturojošie parametri: maksimālā, vidējā, minimālā vērtības, standarta novirze un dispersija pie $N_{sell} = 4$, $N_{all} = 40$ un $N_{all} = 400$ vienāda garuma secībām. Veicot kopējā ģenerēto haotisko secību skaita ietekmes izpēti uz atlasē efektivitāti, secināts, ka:

1. 10 % atlasē no visām ģenerētām secībām dod savstarpējās periodiskās korelācijas pīķa vērtību diapazona samazinājumu atlasītām secībām salīdzinājumā ar visām ģenerētām secībām, pie kam:
 - 1.1. pīķa vērtību maksimumi atlasītām secībām samazinās par 37–47 % visiem secību garumiem un ģenerācijas algoritmiem un tiecas uz visu ģenerēto secību korelācijas pīķu vidējām vērtībām, izņemot Pinčera attēlojumu;
 - 1.2. atlasīto un visu ģenerēto secību periodiskās savstarpējās korelācijas pīķu minimālās vērtības ir tuvas;
 - 1.3. atlasīto secību periodiskās savstarpējās korelācijas pīķa vērtību standarta novirzes visiem garumiem un ģenerācijas algoritmiem par 29–57 % mazākas nekā visām ģenerētām secībām, izņemot Pinčera attēlojumu, tāpēc periodiskās korelācijas pīķa vērtību vidējos sadalījumu raksturojošus parametrus pārējiem sešiem attēlojumiem parāda 3.1. tabula;
2. 1 % atlasē no visām ģenerētām secībām dod savstarpējās periodiskās korelācijas pīķa vērtību diapazona samazinājumu atlasītām secībām salīdzinājumā ar 10 % atlasīto secību, pie kam:
 - 2.1. periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību (pīķa vērtību) sadalījumu raksturojošie parametri dažādiem ģenerācijas algoritmiem ir ievērojami atšķirīgi;
 - 2.2. ģenerēto secību skaita palielināšana samazina atlasīto secību periodiskās savstarpējās korelācijas pīķa maksimālo vērtību, bet šis samazinājums atkarīgs no secības garuma L_c : ja $L_c = 15$, samazinājums ir 2,35 reizes; ja $L_c = 31$ samazinājums ir 1,24 reizes, ja $L_c = 127$, samazinājums tikai 1,015 reizes;
3. abos gadījumos atlasē ietekme uz periodiskās savstarpējās korelācijas pīķa vērtību samazināšanu ir lielāka īsākām secībām.
 Bināro haotisko secību atlasē saistīta ar ļoti liela iespējamo kombināciju skaita pārbaudi, tas prasa lielu aprēķinu apjomu pat salīdzinoši mazu atlasē koeficientu W gadījumā. Lai mazinātu aprēķinu komplikētību, izstrādātas *MATLAB* atlasē programmas un pārnestas uz *C++*, izmantojot *MATLAB Coder*®. Secību atlasē tika realizēta ar superdatoru, paralēli veicot simts kombināciju pārbaudi dažādiem attēlojumiem, secību garumiem un atlasāmo secību skaitam. Bet arī šajā gadījumā haotisko secību atlasē prasa lielus aprēķinu apjomus, kas ierobežo atlasē koeficienta un lietotāju skaita palielināšanu. Šo iemeslu dēļ piedāvāta atlasē algoritma modifikācija, kas ļauj palielināt lietotāju skaitu un samazina aprēķinu apjomus.



3.1. attēls. Atlases kritērija atkarība no ģenerēto secību skaita čtrus atlasīto secību gadījumā pie secību garuma 15 elementi.

3.1. tabula. Vidējie periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību sadalījuma parametri visām secību pāru kombinācijām no $N_{all} = 40$ ģenerētām un $N_{sel} = 4$ atlasītām secībām

L_c	Periodiskās savstarpējās korelācijas vidējoto maksimālo absolūto vērtību sadalījumu raksturojošie parametri											
	Maksimālās vērtības			Vidējās vērtības			Minimālā vērtība			Standarta novirze		
	N_{all}	N_{sel}	Iegu-vums%	N_{all}	N_{sel}	Iegu-vums%	N_{all}	N_{sel}	Iegu-vums%	N_{all}	N_{sel}	Iegu-vums%
15	0,89	0,47	47	0,53	0,37	31	0,24	0,27	-9	0,126	0,089	29
31	0,70	0,40	43	0,43	0,33	24	0,25	0,28	-11	0,082	0,050	39
63	0,52	0,30	42	0,33	0,27	19	0,23	0,23	0	0,052	0,029	44
127	0,38	0,24	37	0,26	0,22	16	0,19	0,20	-6	0,037	0,016	57

3.3.1.2. Adaptīva periodiskas savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību ierobežošana

Piedāvāts bināro haotisko secību atlases algoritms, kas ievērojami samazina skaitļošanas apjomus. Tas iekļauj periodiskās savstarpējās korelācijas pīķu pārbaudi pirms kodu atlases un to secības pāru izslēgšanu no atlases, kuriem periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālās absolūtās vērtības lielākas par definēto līmeni, kas tiek piemērlēts adaptīvi katram lietotāju skaitam, secības ģenerācijas algoritmam un garumam. Pašu secību atlasē tiek izmantots iepriekš aprakstītais 3.1. algoritms bet sakarā ar to, ka pārbaudāmo pāru skaits tiek ievērojami samazināts, samazinās arī iespējamo kombināciju skaits un aprēķinu apjoms. Lai izpētītu atlases algoritma efektivitāti, izmantoti šādi secību ģenerācijas un atlases parametri:

1. bināro haotisko secību ģenerācijas algoritmi izmanto 1-D attēlojumus (loģiskais (2.4.), Gausa (2.7.), kubiskais (2.9.)), un pārveidojuma likumu (2.11.). Sākuma nosacījumi tiek vienmērīgi paņemti no attēlojumu secību definīcijas intervāliem;
2. paplašinošās secības garuma vērtības: $L_c = 15, 31, 63, 127$;

3. atlasīto secību skaits $N_{sel} = 8, 10, 12, 14, 16, 18, 20$;
4. atasei ģenerēto secību skaits $N_{all} = 100$.

Ja piedāvātā atlases metode netiek lietota, tad, lai atlasītu astoņas secības no 100 ģenerētām secībām, vajag pārbaudīt vairāk nekā $18 \cdot 10^{10}$ kombinācijas, savukārt, ja DS-CDMA lietotāju skaitu palielina līdz 20 lietotājiem un atlasa 20 bināras haotiskas secības, tad pārbaudāmo kombināciju skaits palielinās līdz $5 \cdot 10^{20}$. Tāpēc, nolūkā samazināt aprēķinu komplicētību, tiks pārbaudīti tikai tie secību pāri, kuru periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālās absolūtās vērtības ir mazākas par definēto sliekšņa līmeni ξ .

3.2. algoritms parāda sliekšņa aprēķinu metodiku. Sliekšņa definīcijas intervāls aprēķinu sākumā atbilst normētas periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto vērtību maksimumu intervālam $\xi \in [0, 1]$. Sliekšnis tiek definēts kā vidējais starp maksimālo ξ_{max} un minimālo ξ_{min} sliekšņa vērtību. Sliekšņa līmenis tiek iteratīvi mainīts un tiek pārbaudīts, vai eksistē tāda secību kombinācija, kuru periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālās absolūtās vērtības ir mazākas par sliekšņa līmeni ξ . Ja šāda kombinācija tiek atrasta, pārbaude tiek apstādināta, maksimāla sliekšņa vērtība ξ_{max} atjaunota, un tagad tā ir vienāda ar pārbaudīto sliekšņa līmeni. Savukārt, ja secību kombinācija netiek atrasta, tiek atjaunota minimālā sliekšņa vērtība ξ_{min} . Sliekšnis tiek mainīts, kamēr starpība starp minimālo un maksimālo sliekšņa līmeni nebūs vienāda vai mazāka par definēto precizitātes līmeni Δ . Kad šis nosacījums izpildās, sliekšnis kļūst vienāds ar tekošo maksimālo vērtību ξ_{max} . Piemēram, ja sliekšņa aprēķinu precizitātes līmenis ir $\Delta = 10^{-12}$, nepieciešams vairāk nekā 20 iterāciju, lai aprēķinātu sliekšni ξ .

Ieejas dati: sliekšņa aprēķinu precizitātes līmenis Δ

Rezultāts: periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimālo vērtību sliekšnis ξ_{final}

Inicializēt sliekšņa definīcijas intervālu no $\xi_{min} = 0$ līdz $\xi_{max} = 1$

while $|(\xi_{max} - \xi_{min})| > \Delta$ **do**

 uzstādīt sliekšni uz intervāla viduspunktu $\xi = (\xi_{max} + \xi_{min})/2$

 meklēt secību kombināciju, kuru periodiskās savstarpējās korelācijas absolūtās maksimālās vērtības mazākas nekā sliekšnis ξ

if atrasta secību kombinācija **then**

$\xi_{max} = \xi$;

$\xi_{final} = \xi$;

else

$\xi_{min} = \xi$;

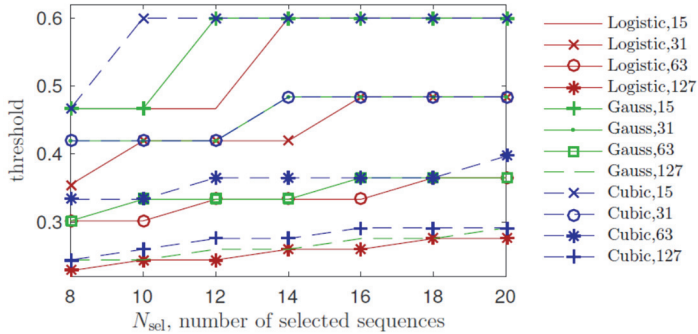
end

end

3.2. algoritms. Adaptīvs periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimālo vērtību sliekšņa aprēķinu algoritms.

Sliekšņa vērtības atkarība no atlasāmo secību skaita N_{sel} , secību garuma L_c un haotisko secību ģenerācijas algoritma (1-D attēlojumiem) parādīta 3.3. attēlā. Redzams, ka adaptīvas sliekšņa vērtības dažādiem ģenerācijas algoritmiem ir tuvas vai vienādas vienādiem haotisko secību garumiem.

Lielākajā daļā gadījumu piedāvātais atlases algoritms samazina pārbaudāmo kombināciju skaitu vairāk nekā 10^8 reizes (līdz pat 10^{19}), tuvojoties haotisko secību atasei pieņemamā laikā.



3.2. attēls. Adaptīvā sliekšņa līmeņi 15–127 elementu garām binārajām haotiskajām secībām, ģenerētām ar loģistisko, Gausa un kubisko attēlojumiem.

3.3.2. Haotiskas DS-CDMA sistēmas traucējumnoturības modelēšana

Lai novērtētu ieteiktās secību atlasēšanas metodes, tika veikta *DS-CDMA* sakaru sistēmas *MATLAB* modelēšana pamatjoslā *AWGN* kanālā un ideālas elementu sinhronizācijas gadījumā. Sistēmas pamatjoslas blokhēma ar K raidītāju-uztvērēju pāriem parādīta 3.4. attēls. Kā spektru paplašinošas secības izmantotas atlasītas bināras haotiskas secības c un atlasīto secību skaits N_{sel} sakrīt ar aktīvo lietotāju skaitu *DS-CDMA* sistēmā K . Apskatīti sinhronais un asinhronais pārraides režīmi. Sinhronajā pārraides režīmā visas raidītāju laika aiztures ir vienādas ar nulli, savukārt asinhronajā pārraides režīmā katram raidītājam ir sava laika aizture. Tādā veidā jebkura uztvērēja ieejā nonāk visu raidītāju izejas signālu un baltā trokšņa $\eta(t)$ summa $r(t)$:

$$r(t) = \left[\sum_{i=1}^K (\tau_i + b_i(t) \cdot c_i(t)) \right] + \eta(t) \quad (3.5.)$$

kur $r(t)$ – uztvērēja ieejas signāla atkarība no laika pamatjoslā;
 $b_i(t)$ – NRZ informācijas bitu secība i -tā raidītāja ieejā;
 $c_i(t)$ – i -tā raidītāja haotiskā NRZ spektru paplašinošā secība;
 τ_i – i -tā raidītāja signāla laika aizture uztvērēja ieejā;
 i – raidītāja kārtas numurs;
 K – *DS-CDMA* sakaru sistēmas raidītāja-uztvērēja pāru skaits;
 $\eta(t)$ – aditīvais baltais Gausa trokšnis *AWGN*.

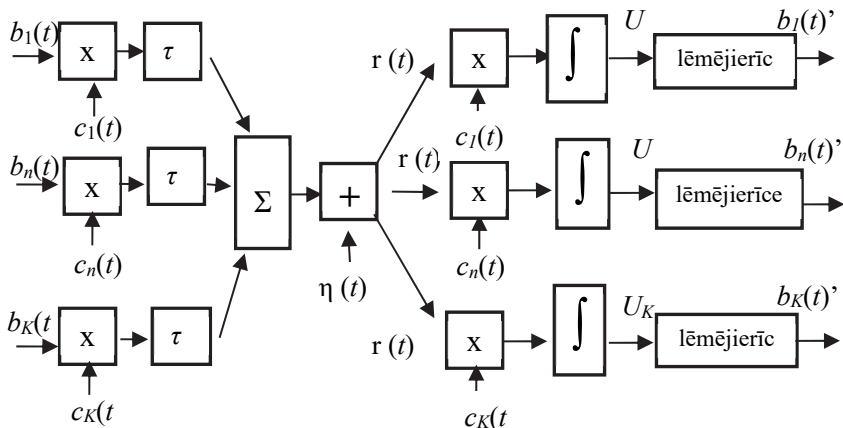
Modelēts pārraides gadījums ar augstu daudzpiekļuves traucējumu līmeni, kad visu raidītāju signāliem ir vienāda jauda. Katrs uztvērējs ir salāgots ar atbilstošu raidītāju, tāpēc n -tā raidītāja lēmējierīcei pienākošais signāls:

$$U_n = A \int_{jT_b - T_b}^{jT_b} \left[\left(\sum_{i=1}^K (\tau_i + b_i(t) \cdot c_i(t)) \right) + \eta(t) \right] c_n(t) dt \quad (3.6.)$$

kur U_n – signāls n -tā uztvērēja izejā laika momentā jT_b ;
 A – proporcionalitātes koeficients, atkarīgs no korelācijas uztvērēja elementiem (parametriem);
 $b_i(t)$ – NRZ informācijas bitu secība i -tā raidītāja ieejā;
 $c_i(t)$ – i -tā raidītāja haotiskā NRZ paplašinošā secība;
 $\eta(t)$ – aditīvais baltais Gausa trokšnis *AWGN*;
 $c_n(t)$ – n -tā korelācijas uztvērēja paplašinošā secība;
 τ_i – i -tā raidītāja signāla laika aizture uztvērēja ieejā;
 i – raidītāja kārtas numurs;
 K – *DS-CDMA* sakaru sistēmas raidītāja-uztvērēja pāru skaits;
 T_b – bita ilgums.

Salīdzinot U_n vērtību ar nulli, lēmējierīce pārveido uztvērto signālu $r(t)$ informācijas signāla “1” un “-1” bitu plūsmā $b_n'(t)$. Sekojoši, detektora ieejā ir c_n secības periodiskās autokorelācijas funkcijas maksimums un periodisko savstarpējās korelācijas funkciju vērtības. Tāpēc periodisko savstarpējās korelācijas funkciju vērtībām ir liela ietekme uz detektēšanas pareizību.

Modelēšanas parametri parādīti 3.2. tabulā. Modelētajā sistēmā informācija tiek pārsūtīta ar fiksēta izmēra ziņojumiem. Lai veiktu traucējumnoturības novērtējumu, tiek aprēķināta vidējo sistēmas BER raksturlīkņu atkarība no dažādiem parametriem (lietotāju skaita, secību garuma utt.), ievērojot visu uztvērēju kļūdas.



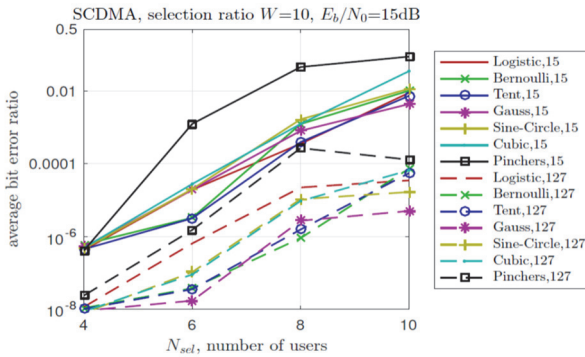
3.4. attēls. DS-CDMA sakaru sistēmas pamatjoslas blokhēma.

3.2. tabula. Uz haotiskajām secībām balstītas DS-CDMA BER modelēšanas parametri

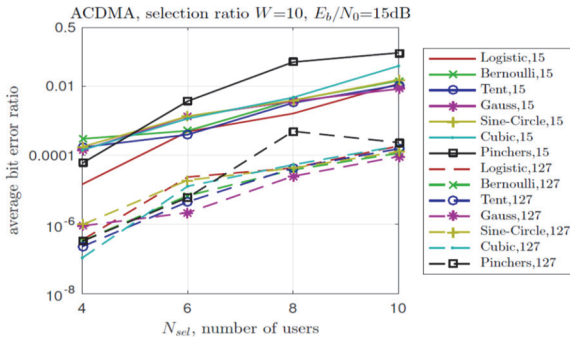
Modelēšanas parametri	
Informācijas biti b	NRZ gadījumsecība
Spektru paplašinošas secības c	NRZ secības ģenerētas ar 1-D attēlojumiem un salīdzināšanas likumu, atlasītas, izmantojot 3.1. algoritmu vai 3.1. un 3.2. algoritmus, vai patvaļīgi izvēlētas bez atlases
Paplašinošo secību garums	$L_c = 15, 31, 63, 127$
Sākuma parametri haotisko secību ģenerācijai x_0	Gadījuma ģenerēti no ne bināro haotisko secību x definīcijas intervāla
Raidītāju-uztvērēju skaits K	$K = [4, 8]$ vai $K = [8, 20]$
Pārraidē režīms	Sinhronais vai asinhronais
Raidītāju pārraidē sākuma moments τ	Sinhronais pārraidē režīms: $\tau = 0$; Asinhronais pārraidē režīms: $\tau \in [0, L_c - 1]$
Ziņojuma ilgums	128 biti
Ģenerēto secību skaits N_{all}	Mainīgs atkarībā no analīzes

3.3.2.1. BER novērtējums periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību minimizācijas gadījumā

Analizēta periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību minimizācijas atlatas algoritma efektivitāte, veicot *DS-CDMA* sistēmas traucējumnoturības novērtēšanu. Secību ģenerācijai izmantoti visi septiņi apskatītie 1-D attēlojumi (2.4.–2.10.). Pārbaudīti abi pārraides režīmi – asinhronais un sinhronais. Sinhronā pārraides režīma gadījumā veikta atlasīto secību sākuma momenta optimizācija, veicot atlasīto secību savstarpējo ciklisko nobīdi un tādā veidā nodrošinot mazākus daudzpiekļuves traucējumus. Optimizācijas procedūra balstās uz visu atlasīto secību pāru skalārā reizinājuma summas minimizāciju, veicot secību savstarpējo ciklisko nobīdi. Tāda secību sākuma momenta optimizācija ir skaitļošanas ietilpīga, jo jāpārbauda $L_c!/2(L_c - 2)!$ skalāro reizinājumu L_c^K summas, kur katrs skalārais reizinājums prasa L_c reizināšanas un L_c saskaitīšanas operācijas.



3.5 attēls. DS-CDMA sistēmas lietotāju skaita ietekme uz vidējo BER līmeni sinhronā pārraides režīmā un pie $E_b/N_0 = 15\text{dB}$, ja haotisko secību atlasē koeficients $W = 4$.



3.6. attēls. DS-CDMA sistēmas lietotāju skaita ietekme uz vidējo BER līmeni asinhronā pārraides režīmā un pie $E_b/N_0 = 15\text{dB}$, ja haotisko secību atlasē koeficients $W = 4$.

Darbā apskatīta šādu faktoru ietekme uz *DS-CDMA* sistēmas *BER*:

- A. atlasē koeficienta;
- B. lietotāju skaits;
- C. secību garuma.

Piedāvātā spektra paplašināšanu secību ģenerācija un atlasē parādīja:

1. atlasot haotiskas secības ar zemiem periodiskās savstarpējās korelācijas maksimumiem un veicot sākuma momenta optimizāciju sinhronās *DS-CDMA* sistēmās, traucējumnoturība tiek ievērojami paaugstināta, salīdzinot ar patvaļīgi ģenerētām haotiskām secībām. *BER* līmenis tiek samazināts vairāk nekā 100 reizes gandrīz visiem ģenerācijas algoritmiem un visiem secību garumiem;
2. traucējumnoturības pieaugumam ir vairāk mainīgs raksturs asinhronas pārraides režīma gadījumā. Tomēr pozitīvā haotisko secību atlasē ietekme uz *BER* samazināšanos ir acīmredzama īsāku secību gadījumā.

No simulācijas rezultātiem izriet: ja spektru paplašināšanu haotisko secību garums ir 15 elementu, *DS-CDMA* sistēma, lietojot atlasītās secības, var nodrošināt sakarus pat 10 vienlaicīgiem lietotājiem pie *BER* līmeņa 10^{-2} (atbilstoša, piemēram, balss pārraidei), ja garums ir 127 elementi, tad 10 vienlaicīgo lietotāju gadījumā *BER* līmenis sasniegs 10^{-4} ; to ilustrē 3.5. un 3.6. attēli.

Jāatzīmē, ka pirms praktiskas īstenošanas, paredzot *DS-CDMA* sistēmas ekspluatāciju daudzstārības kanālā, atlasē kritēriju jāpapildina ar periodiskās autokorelācijas pīķu minimizāciju.

3.3.2.2. *BER* novērtējums adaptīva periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību ierobežošanas gadījumā

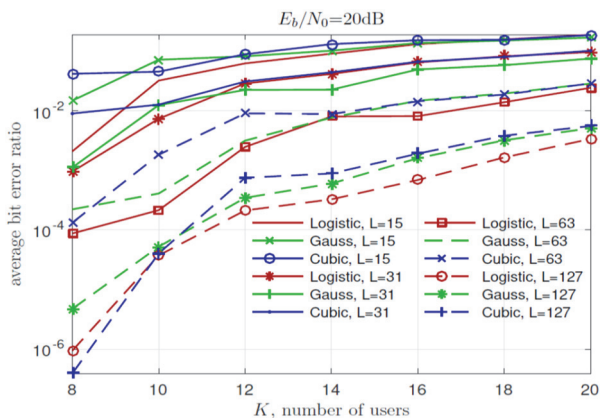
Veicot asinhronas *DS-CDMA* sistēmas traucējumnoturības novērtēšanu, analizēta tāda spektra paplašināšanu haotisko secību atlasē metodes efektivitāte, kas balstīta uz adaptīvu periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību ierobežošanu. Atzīmējams, ka ģenerēto secību skaits ir vienāds visiem apskatāmiem gadījumiem $N_{all} = 100$, tādā veidā tiek pārbaudīta hipotēze, ka no ierobežota ģenerēto secību komplekta var atlasīt dažādu kvazioptimālu secību skaitu.

3.3.2.3. *BER* novērtējums adaptīva periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību ierobežošanas gadījumā

Veicot asinhronas *DS-CDMA* sistēmas traucējumnoturības novērtēšanu, analizēta tāda spektra paplašināšanu haotisko secību atlasē metodes efektivitāte, kas balstīta uz adaptīvu periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību ierobežošanu. Atzīmējams, ka ģenerēto secību skaits ir vienāds visiem apskatāmiem gadījumiem $N_{all} = 100$, tādā veidā tiek pārbaudīta hipotēze, ka no ierobežota ģenerēto secību komplekta var atlasīt dažādu kvazioptimālu secību skaitu.

Analizēta šādu faktoru ietekme uz haotisko secību balstīto asinhrono *DS-CDMA* sistēmu *BER*:

- A. lietotāju skaits;
- B. traucējumnoturība pie dažāda haotisko secību garuma;
- C. atlasē efektivitāte.



3.7. attēls. S-CDMA sistēmas lietotāju skaita ietekme uz vidējotu BER līmeni asinhronas pārraides režīmam un pie $E_b/N_0 = 20\text{dB}$.

Balstoties uz iegūtiem rezultātiem, var izdarīt šādus secinājumus:

1. vienādie korelācijas funkcijas maksimumu adaptīvie atlasē līmeņi nenodrošina vienādu uz atlasītām secībām balstītas asinhronās DS-CDMA sistēmas traucējumnoturību;
2. piedāvātais secību atlasē algoritms samazina vidējo bitu kļūdu sistēmā vairāk nekā 10 reizes pie lietotāju skaita 10 un mazāka; lai paaugstinātu atlasē efektivitāti lielākam lietotāju skaitam, jāpalielina ģenerēto secību skaits;
3. asinhronā DS-CDMA sistēmā BER līmeni 10^{-2} pie trokšņu līmeņa 20 dB SNR (Signal-to-Noise Ratio) uz bitu iespējams nodrošināt (3.7. attēls):
 - a. līdz 8 vienlaicīgiem lietotājiem pie secību garuma 15 elementi;
 - b. līdz 10 vienlaicīgiem lietotājiem pie secību garuma 31 elementi;
 - c. līdz 14 vienlaicīgiem lietotājiem pie secību garuma 63 elementi;
 - d. līdz 20 vienlaicīgiem lietotājiem pie secību garuma 127 elementi.

3.4. Kopsavilkums haotisko secību lietojumam DS-CDMA sistēmās

Analizēta DS-CDMA sistēmu daudzpiekļuves traucējumu atbilstība normālam sadalījumam, ja spektra paplašināšanai izmanto līdz 127 elementiem garas binārās haotiskās secības. Secināts, ka DS-CDMA sistēmas BER novērtēšanas metode, kas balstīta uz daudzpiekļuves traucējumu aproksimāciju ar normālo Gausa sadalījumu, nevar tikt lietota haotiskām spektru paplašināšām secībām, ģenerētām ar viendimensionālo attēlojumu pie garuma līdz 127 elementiem neatkarīgi no pārraides režīma (sinhrona vai asinhrona). Minētos gadījumos jāveic Montekarlo modelēšana.

Piedāvāti divi haotisko secību atlasē algoritmi, kas nodrošina augstāku DS-CDMA sistēmas traucējumnoturību, salīdzinot ar patvaļīgu secību ģenerāciju:

Pirmais algoritms veic periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimālo vērtību minimizāciju, atlasot nepieciešamo secības skaitu no secību komplekta, kuru kopējā savstarpējās korelācijas absolūto maksimumu summa ir vismazākā;

Otrais algoritms veic iteratīvu adaptīvu periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību ierobežošanu pirms atlasē, tādā veidā ievērojami samazinot patērētos skaitļošanas resursus un laiku līdz pat 10^{19} reizēm. Tika ģenerēti 100 secību komplekti jebkuriem garumiem un lietotāju skaitam.

Veikti piedāvāto *DS-CDMA* sistēmas spektru paplašinošo bināro haotisko secību atlases metožu efektivitātes novērtējumi, izmantojot vidējo *DS-CDMA* sistēmas *BER* līmeni *AWGN* kanālā ideālas spektra paplašinošas secību elementu sinhronizācijas gadījumā. Piedāvātā paplašinošu secību ģenerācija un atlase uzrādīja šādas īpašības:

1. traucējumnoturības pieaugums ir izteiktāks īsāku secību gadījumā;
2. *DS-CDMA* sistēma var nodrošināt sakarus ar *BER* līmeni 10^{-2} :
 - 2.1. pie secību garuma 15 elementi pat 10 vienlaicīgiem lietotājiem, lietojot pirmo atlases algoritmu, un līdz 8 lietotājiem, izmantojot otro algoritmu.
 - 2.2. pie secību garuma 127 elementi pat 20 vienlaicīgiem lietotājiem, lietojot otro atlases algoritmu;
3. *DS-CDMA* sistēma var nodrošināt sakarus ar *BER* līmeni 10^{-4} pat 10 vienlaicīgiem lietotājiem pie secību garuma 127 elementi neatkarīgi no atlases algoritma.

4. HAOTISKO SECĪBU LIETOJUMS OFDM SAKARU SISTĒMĀS

Šī nodaļa veltīta haotisko secību lietojuma izpētei daudznēsēju sakaru sistēmās. Apskatītas *OFDM* sakaru sistēmu stiprās un vājās puses, modelēšanas parametri, analizētas un salīdzinātas esošās *OFDM* signāla *PAPR* samazināšanas metodes. Piedāvāti uz haotiskām secībām balstīti risinājumi *OFDM* signāla *PAPR* samazināšanai un traucējumnoturības palielināšanai daudzceļu izplatīšanās vidēs.

4.1. OFDM bāzēto sakaru sistēmu darbības principi, priekšrocības un trūkumi

4.1.1. OFDM sistēmu pamatprincipi

Ortogonalas frekvenču daļas multipleksēšanas (*OFDM*) shēma realizē vienas informācijas datu plūsmas pārraidi ar vairākiem nesējiem. Katra nesēja pārraides ātrums ir zemāks nekā informācijas datu plūsmas ātrums. Visi nesēji ir savstarpēji ortogonāli.

OFDM signāls sastāv no fāzes manipulētu (*PSK* – *Phase-Shift Keying*) vai amplitūdas kvadrātūrm modulētu *QAM* apakšnesēju summas. Ja visi *OFDM* sistēmas ar bināro *PSK* (*BPSK* – *Binary Phase-Shift Keying*) apakšnesēji ir izmantoti, tad ar vienu simbolu maksimāli iespējams pārraidīt N_{FFT} informācijas bitu, kur N_{FFT} – inversās un tiešās Furjē transformāciju izmērs. Pieņemot, ka T_{FFT} ir *OFDM* simbola ilgums, pārraides ātrums vienāds ar N_{FFT}/T_{FFT} bit/s.

OFDM signālu var izteikt kā [65]:

$$s(t) = \sum_{k=-N_{FFT}/2}^{N_{FFT}/2-1} m_{k+N_{FFT}/2} \cos(2\pi(f_c + k\Delta f)t), \text{ ja } 0 \leq t < T_{FFT} \quad (4.1.)$$

kur m_i – binārie simboli;

N_{FFT} – inversās un tiešās Furjē transformāciju izmērs

k – *OFDM* signāla apakšnesēja kārtas numurs $k \in [-N_{FFT}/2, N_{FFT}/2 - 1]$;

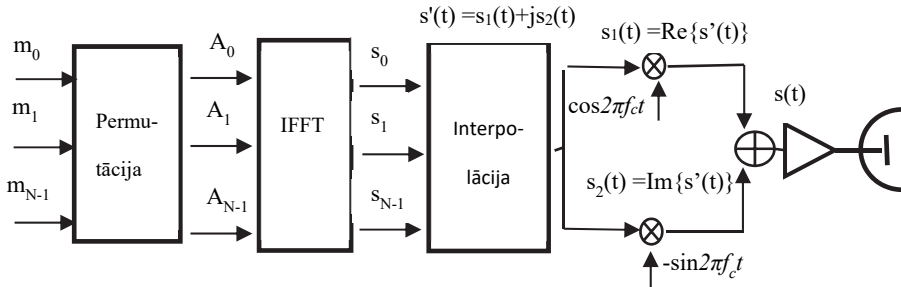
T_{FFT} – *OFDM* simbola ilgums;

f_c – nesējfrekvence,;

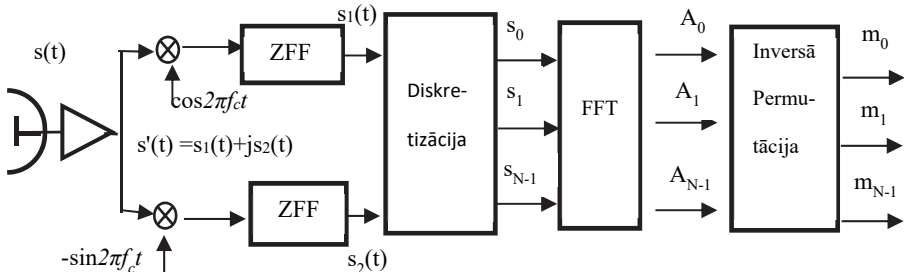
Δf – katra apakšnesēja joslas platums jeb frekvenču intervāls (solis) starp *OFDM* signāla blakus apakšnesējiem.

Lai realizētu izteiksmi (4.1.), raidītājā izmanto *IFFT* (*Inverse Fast Fourier Transform*) un uztvērējā pārraidītās informācijas atjaunošanai atbilstoši izmanto *FFT* (*Fast Fourier Transform*). Visas *OFDM* formēšanas un detektēšanas operācijas parādītas 4.1. un 4.2. attēlu blokshēmās.

OFDM simbols kanālā ir harmonisko signālu ar katru no apakšnesēju frekvencēm lineāra kombinācija. Ja pārraides kanāls nerada ortogonalitātes kropļošanu, tad uztvērējs viegli atdala apakšnesējus, atsevišķi demodulē katru no tiem un atjauno pārraidītos datus. *OFDM* bitu paralēla pārraide nodrošina lielāku simbola ilgumu, salīdzinot ar viena nesēja modulācijas metodi pie vienāda ekvivalenta datu pārraides ātruma.



4.1. attēls. Vienkāršotas *OFDM* sistēmas raidītāja *OFDM* modulatora blokshēma.



4.2. attēls. Vienkāršotas *OFDM* sistēmas uztvērēja *OFDM* demodulatora blokshēma.

4.1.2. *OFDM* sistēmu priekšrocības un trūkumi

Atzīmējamas divas *OFDM* sistēmu īpatnības:

1. efektīvai cīņai ar starpsimbolu traucējumiem (*ISI* – *Inter-Symbol Interference*) pirms katra *OFDM* simbola ievieto ciklisko prefiksu (*CP* – *Cyclic Prefix*);
2. apakšnesēju izvietoējums nodrošina efektīvu frekvenču joslas izmantošanu un novērš arī savstarpējos apakšnesēju traucējumus (*ICI* – *Inter Carrier Interference*).

Minētās *OFDM* īpatnības ir cieši saistītas. Ja pārraidītie signāli pienāk pa vairākiem dažāda garuma ceļiem, uztvērēja ieejā starp šiem signāliem ir laika nobīde. Ja cikliska prefiksa ilgums ir lielāks par izplatīšanās aizturi, tad iepriekšējie simboli nepārkļāsies ar tekošā *OFDM* simbola lietderīgo daļu bet tikai ar to pašu cikliski nobīdītu simbolu. Tādus kropļojumus var novērst, ja ir zināma kanāla frekvenču raksturlīkne.

Kanāla frekvenču raksturlīkni var noteikt, periodiski pārraidot zināmus etalonsignālus. Izmantojot pilot-toņu bloka vai pilot-toņu ķemmes pārraidi kanālā, var izkorigēt lietderīgo apakšnesēju kropļojumus [66]. Tas tiek darīts *FFT* izejā, veicot fāzes un amplitūdas korekciju pēc “apakšnesējs-aiz-apakšnesēja” principa.

OFDM sistēmām ir daži principiāli trūkumi, salīdzinājumā ar viena nesēja modulācijas sistēmu. Pirmkārt, jutīgums pret nesējfrekvences neprecizitāti, kas rodas vietējā ģeneratora frekvences nestabilitātes vai Doplera nobīdes rezultātā. Otrkārt, palielināts pārraides latentums, jo *OFDM* signāla formēšana un dekodēšana prasa skaitļošanas resursu un laiku, turklāt, lai dekodētu *OFDM* signālu un saņemtu informācijas plūsmu, vispirms jāuztver pilnais *OFDM* simbols. Un, treškārt, *OFDM* signāla lielā pīka-faktora vērtība. Pīka faktors ir signāla jaudas pīka vērtības un vidējās vērtības attiecība (*PAPR*). Augsts *PAPR* līmenis paaugstina prasības *ACP* (analogais-ciparu pārveidotājs) un *CAP* (ciparu-analogais pārveidotājs) dinamiskajam diapazonam un samazina raidītāja augstfrekvenču jaudas pastiprinātāja (*RFPA* – *Radio Frequency Power Amplifier*) efektivitāti. Ja *RFPA* strādā piesātinātā režīmā, tiek kropļota *OFDM* simbolu forma, zaudēta apakšnesēju ortogonalitāte un paplašināts *OFDM* signāla spektrs. Parādās *ICI* un kļūst neiespējami atjaunot katra apakšnesēja modulāciju neatkarīgi no pārējiem apakšnesējiem.

4.2. Haotisko secību lietojums *OFDM* signāla *PAPR* līmeņa samazināšanai

4.2.1. *OFDM* signāla *PAPR* līmeņa samazināšanas metodes

Ir ieteiktas dažādas *OFDM* signāla *PAPR* līmeņa samazināšanas metodes, ko var iedalīt: signāla destruktīvās tehnikas un signāla prekodēšanas tehnikas [67]. Abas pieejas ir intensīvi pētītas un aprakstītas [67–79]. Destruktīvās tehnikas samazina *OFDM* signāla pīkus, izmainot signāla formu pirms pastiprināšanas, bet tas var radīt frekvenču kropļojumus gan *OFDM* signāla frekvenču joslā, gan ārpus tās. Destruktīvās tehnikas ir: ierobežošana [68], fāzes manipulācija [69], komandēšana [70].

Pie prekodēšanas tehnikām pieder visas metožu variācijas, kas kodē signālu pirms *IFFT* nolūkā samazināt *PAPR* līmeni. Dažas metodes prasa papildinformācijas pārraidi, kas samazina efektīvo caurlaidspēju un palielina redundanci. Pie prekodēšanas metodēm pieskaitāmas: Adamāra transformācijas izmantošana [71], selektīvo līmeņu modulācijas (*SLM* – *Selected Level Mapping*) metodes [72], [73], bloku kodēšanas metode [74], [75], dinamiskā zvaigznāja metode [76] un skremblēšanā balstītā metode [77], kas ir populāra ar savu efektivitāti un vienkāršumu.

Piedāvātas arī kombinētas metodes, kas iekļauj prekodēšanas un destruktīvās tehnikas. Pie kombinētām attiecināmas Adamāra transformācijas un komandēšanas kombinācija [78], kodēšanas un ierobežošanas kombinācija [79], kā arī autores piedāvātā metode, kas balstās uz signāla preskremlēšanu un ierobežošanu. Jāņem vērā daudz dažādu faktoru, pirms izvēlēties konkrētu *PAPR* samazināšanas metodi: *PAPR* samazināšanas efektivitāti, signāla vidējās jaudas pieaugumu, sistēmas traucējumnoturības samazināšanu, datu pārraides ātruma samazināšanu vai papildinformācijas pārraides nepieciešamību, skaitļošanas sarežģītību u.c.

Ja signāla vidējā jauda tiek palielināta, tad pēc signāla normalizācijas būs novērojama traucējumnoturības samazināšana un *BER* līkņu degradācija. Dažas metodes pašas par sevi izraisa traucējumnoturības degradāciju, piemēram, ierobežošanas un filtrācijas metode. Tas attiecas arī uz gadījumiem, kad veiksmīga signālu dekodēšana pieprasa papildinformācijas pārsūtīšanu, piemēram, *SLM* metode. Ja informācija netiks pareizi uzņemta, *OFDM* signāla dekodēšana bez kļūdām nav iespējama.

4.1. tabula. *PAPR* samazināšanas metožu salīdzinājums

Metode	Spektra kropļojumi	Papild- informācijas pārsūtīšana/ pārraides ātruma samazināšana	Vidējās jaudas palieli- nājums	Kompli- cētība	<i>BER</i> degradācija	<i>ISI</i> noturība
Kompendēšana	Ir	Nav	Nav	Zema	Ir	Nav ¹
Ierobežošana	Ir/ samazināti ²	Nav	Nav	Zema	Ir	N.A. ³
Fāzes manipulācijas shēmas	Nav	Ir	Nav	Vidēja	Nav	N.A.
Dinamiska zvaigznāja metode	Nav	Nav	Ir	Vidēja	Nav	N.A.
Bloku kodēšana	Nav	Ir	Nav	Vidēja	Nav	N.A.
<i>SLM</i>	Nav	Ir	Nav	Augsta	Nav ⁴	N.A.
Skremblēšana	Nav	Nav	Nav	Zema	Nav	Ir
Adamāra transformācija	Nav	Nav	Nav	Zema	Nav	Nav
Adamāra transformācija un kompendēšana	Ir	Nav	Nav	Vidēja	Nav	Nav
Kodēšana un ierobežošana	Ir/ samazināti ⁵	Nav	Nav	Vidēja	Nav	Ir ⁶
Pre- skremblēšana un ierobežošana	Ir	Nav	Nav	Zema	Ir/ samazināti⁷	Ir

Dažas metodes pieprasa datu pārraides ātruma samazināšanu, piemēram, bloku-kodēšanas metodes gadījumā periodiski tiek pārsūtīta informācija par *PAPR* kontroli.

Praktiskajā lietojumā *PAPR* samazināšanas tehnikas jāizmanto tikai pēc rūpīgas darbības un izmaksu analīzes reālas vides apstākļu maksimāla tuvinājuma nosacījumos. 4.1. tabula parāda dažādu *PAPR* samazināšanas metožu iespējamo negatīvo efektu salīdzinājumu. Pēdējā iezīmētā metode ir autors piedāvātā.

¹ Ja ekvalizāciju uztvērējā veic pēc signāla dinamiskā diapazona paplašināšanas, savukārt, ja ekvalizāciju veic sākumā, sistēmas komplicētība palielinās.

² Ja tiek lietota filtrēšana ar kropļojumu ierobežošanu, tad kropļojumi tiek samazināti.

³ Nav atrasts literatūrā atbilstošais pētījums.

⁴ Pie nosacījuma ka papildinformācija tiek pareizi uztverta.

⁵ Ja tiek lietota filtrēšana ar kropļojumu ierobežošanu, tad kropļojumi tiek samazināti.

⁶ Ir atkarīgs no kodēšanas.

⁷ Sistēmas *BER* ir atkarīgs no nogriešanas līmeņa, pie saprātīgas līmeņa izvēles *BER* degradācija ir samazināta (ir neievērojama).

4.2.2. OFDM signāla preskremlēšana un ierobežošana PAPR samazināšanai

Šī sadaļa veltīta OFDM signāla PAPR līmeņa samazināšanas izpētei, lietojot autores piedāvātu metodi, kas balstīta uz signāla skremlēšanu ar ierosinātām secībām pirms *IFFT* bloka un signāla ierobežošanu pēc *IFFT* bloka.

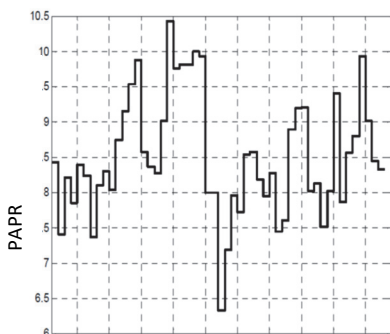
4.2.2.1. Skremlējošās secības atlase un OFDM sistēmas modelēšanas parametri

Modelēšanas parametri secību atlasei parādīti

4.2. tabulā. Skremlējošās secības garums vienāds ar nenullētu apakšnesēju skaitu – 52 secības elementi.

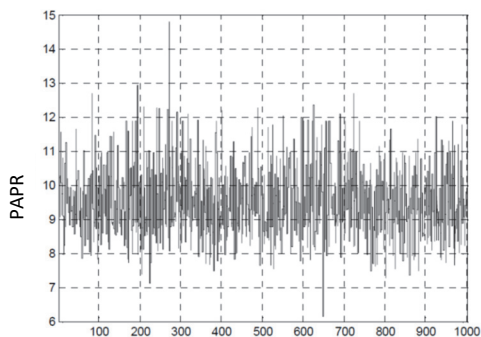
4.2. tabula. Modelēšanas parametri secību atlasei ar minimālo PAPR līmeni

OFDM simbola formēšana pamatjoslā	
FFT izmērs	64
Labās puses nonullēti apakšnesēji	5
Kreisās puses nonullēti apakšnesēji	6
Nonullēta nesējsvārstība	1
Nenulles apakšnesēji	52
Permutācija	Ir
Radio OFDM simbola modelēšana	
Diskretizācijas ātruma palielinājums	32
Radio OFDM simbola periods	$64 \cdot 32 = 2048$ nolases
OFDM simbola aproksimācija	Balstās uz papildinājumu ar nullēm
Nesējsvārstības periods	$2048/256 = 8$ nolases
Nesējsvārstības sākumfāze	0



A

Cikliskas nobīdes indekss

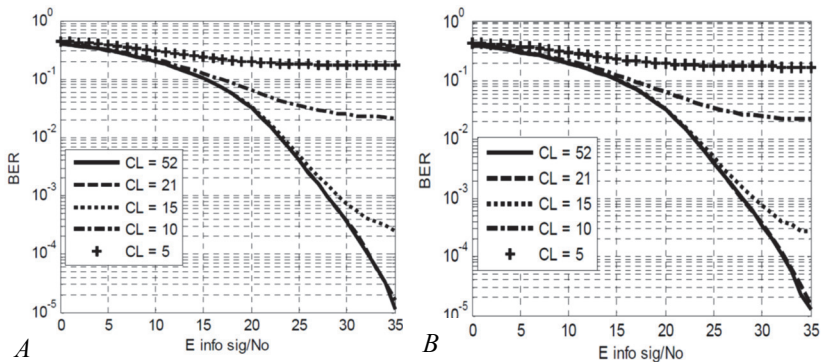


B

Sākumanosacījumu indekss

4.3. attēls. A – atlasītās modificētās m-secības PAPR līmeņa [dB] atkarība no cikliskas nobīdes pēc *IFFT*, B – haotisko secību PAPR līmeņa [dB] atkarība no sākuma nosacījumu indeksa pēc *IFFT*.

Lai skremlētu OFDM signālu, izvēlētas m-secības ar garumu 63 elementi. Ir tikai seši dažādi sestās kārtas bāzes polinomi, kas ģenerē sešas šāda garuma m-secības. Skremlējošās secības atlasīšana tika realizēta no 52 pirmo elementu blokiem sešām dažādām cikliski nobīdītām m-secībām pēc *IFFT* PAPR minimuma kritērija, ņemot vērā atlasīto secību visas iespējamās cikliskās nobīdes. Sākuma nosacījums visu m-secību ģenerēšanai ir “1 1 1 1 1 1”. Tika atlasīta secība ar zemāko PAPR līmeni: bāzes polinoms $p(x) = x^6 \oplus x^5 \oplus x^4 \oplus x \oplus 1$ un m-secības 46. cikliskā nobīde. Atlasītās secības PAPR līmeņa atkarība no pašas secības 51. cikliskas nobīdes parādīta 4.3. A attēlā.



4.4. attēls. BER atkarība no signāla nogriešanas līmeņa CL = 52, 21, 15, 10, 5 OFDM skremlētām ar: A – modificēto m-secību; B – haotisko secību.

Kā skremlējošas secības tika izmantotas arī bināras haotiskas secības ģenerētas ar loģistisko attēlojumu. Haotisko secību garums un vienāda garuma secību skaits ir daudz elastīgāks nekā m-secībām, un iespējams ģenerēt lielāku vienāda garuma secību skaitu un atlasīt secību ar zemāku PAPR. Sākuma nosacījumi $x'_0 = y_i$ haotisko secību $c_i(t)$ ģenerācijai tiek izvēlēti, izmantojot citu loģistisko attēlojumu: $y(n+1) = r y(n) (1 - y(n))$, kur $r \neq 4$, bet ir tuva šai vērtībai. Sākumnosacījumu ģenerēšanas inicializācijas parametrs y_0 ir nejauši izvēlēts no intervāla (0,1), $y_0 = 0,1066527702$. Ģenerētas 1000 haotiskas bināras secības, kuru PAPR atkarība no secību sākumnosacījuma indeksa pēc ar nullēm papildinātās IFFT operācijas parādīta 4.3. B attēlā. Atlasītās secības sākumnosacījuma indekss ir 649, bet sākumnosacījums attiecīgi ir $x_{649} = y_{649} = 0,189008601531864$. Atlasītās haotiskās secības PAPR ir 6,1439 dB, kas ir mazāks nekā m-secības gadījumā.

4.2.2.2. OFDM signāla preskremlēšanas un ierobežošanas metodes ISI noturības un BER novērtējums

Lai izpētītu skremlēta signāla stabilitāti ierobežošanas gadījumā, veikta OFDM sistēmas darbības modelēšana, izveidojot MATLAB radio pārraides emulācijas modeli. Visi modelēšanas parametri apkopoti. 4.3. tabula.

Modelētās OFDM sistēmas BER pie daudzstaru izplatīšanās un baltā trokšņa fona, ja 64QAM signāls skremlēts pirms IFFT un ierobežots pēc IFFT, parādīta 4.4. attēlā. Ierobežošanas līmenis tiek mainīts no CL = 52 atbilstoši OFDM signāla maksimālai iespējamai vērtībai pie 52 nenulles apakšnesējiem līdz CL = 5, kas ir aptuveni 1/10 no iespējamā OFDM signāla pīķa.

BER grafiki 4.4. A un B attēlā parāda, ka skremlēšanas efektivitāte ar abām atlasītām secībām ir salīdzināmas. Nogriešanas līmenis var būt samazināts vismaz par 8 dB attiecībā pret OFDM signāla apliecējas maksimumu bez ievērojamām sistēmas traucējumnoturības izmaiņām. Var secināt, ka OFDM signāls tiek ievērojami izkropļots pie nogriešanas līmeņa CL = 10 un zemāk.

4.3. tabula. Modelēšanas parametri *OFDM* sistēmas *BER* novērtēšanai

<i>OFDM</i> simbola formēšana pamatjoslā	
Modulācija	64 <i>QAM</i>
<i>FFT</i> izmērs	64
Labās puses nonullēti apakšnesēji	5
Kreisās puses nonullēti apakšnesēji	6
Nonullēta nesējfrekvence	1
Datu apakšnesēji	48
Pilot-apakšnesēji	4
Permutācija	Ir
Cikliskais prefikss	$CP = 1/4$ <i>OFDM</i> simbola
Radio <i>OFDM</i> simbola modelēšana	
Diskretizācijas ātruma palielinājums	32 reizes
Radio <i>OFDM</i> simbola ilgums	$(64+16)*32=2560$ nolases
<i>OFDM</i> simbola aproksimācija	Papildinājums ar nullēm
Nesējsvārstības periods	8 nolases
Nesējsvārstības sākumfāze	0
Daudzstaru radio kanāla modelēšana	
Tiešais ceļš	Pastiprinājums $G = 1$, Aizture $D = 0$
Blakus ceļš	Pastiprinājums $AL = 0,2$; Aizture $TD = CP/16$
Troksnis	<i>AWGN</i>
Ierobežošana	
<i>OFDM</i> radio signāla nogriešanas līmeņi	CL= 52, 31, 15, 10, 5 Kas atbilst 100 %, 50 %, 29 %, 19 %, 9,6 % no <i>OFDM</i> signāla maksimāli iespējamās vērtības
Ekvalizācija	
Frekvenču apgabala Ķemmes-tipa novērtēšana un ekvalizācija	Balstās uz nulles pievienošanu un <i>FFT/IFFT</i> [82]

4.3. Haotisko secību lietojums *OFDM* sistēmu traucējumnoturības paaugstināšanai daudzceļu izplatīšanās gadījumā

Haotisko secību izmantošanai prekodēšanā ir virkne ieguvumu. Haosa ģeneratoru radītiem platjoslas signāliem piemīt īpašības, ko lietderīgi izmantot skremblēšanai un prekodēšanai. Prekodēšana palielina *OFDM* sistēmas traucējumnoturību un kriptogrāfisko drošumu daudzceļu izplatīšanās gadījumā [80].

Šajā sadaļā ierosināts izmantot haotiskas secības *OFDM* signāla prekodēšanai un parādītas iespējas izmantot ar Čua ķēdi ģenerētas haotiskas iegultas secības sinhronizācijas nolūkos.

4.3.1. Lineāri prekodētas *OFDM* sistēmas modelis

Lineāri prekodēta *OFDM* (*LP-OFDM* – *Linear Precoded OFDM*) sistēma veidota, pievienojot inverso ortogonālo transformāciju raidītāja pusē pirms *IDFT* (*Inverse Discrete Fourier Transform*) un ortogonālo transformāciju uztvērēja pusē pēc *DFT* (*Discrete Fourier Transform*) bloka un frekvences apgabala ekvalaizera (*FDE*–*Frequency Domain Equalizer*). Rezultātā informācijas signāls tiek izklaidēts visā sistēmas frekvenču joslā vēl pirms datu pārnesšanas uz apakšnesējiem ar *IDFT* bloku. Tādā veidā katrs apakšnesējs satur informāciju par visiem informācijas bitiem vai *QAM* simboliem pārraidāmiem ar *OFDM* simbolu, un pat, ja kāds apakšnesējs ir izkropļots, informāciju var rekonstruēt no pārējo apakšnesēju signāliem. Lineāra prekodēšana uzlabo pārraidītā simbola spektrālo sadalījumu, un rezultātā paaugstinās sistēmas traucējumnoturība

frekvenču selektīvos kanālos. Kā ortogonālās transformācijas šajā darbā apskatītas Volša-Adamāra transformācija (*WHT* – *Walsh-Hadamard Transform*) un ortogonalizētā haotiskā transformācija (*OCT* – *Orthogonalized Chaotic Transform*), kas izmantotas *LP-OFDM* sistēmas modelēšanai.

4.3.1.1. Volša-Adamāra Transformācija WHT

Volša-Adamāra transformācija *WHT* ir ortogonāls pārveidojums ar reālo vai komplekso transformācijas matricu. *WHT* realizē ortogonālo simetrisko konvolūcijas lineāro operāciju ar 2^n skaitļiem. *WHT* n-tas kārtas transformācijas matrica reālo skaitļu gadījumā definēta šādi:

$$U_n = U_1 \otimes U_{n-1} \quad (4.2.)$$

kur $U_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$ vienības matrica.

WHT matrica ir Ermita matrica, tāpēc inversā *WHT* transformācija ir vienāda ar tiešo transformāciju.

4.3.1.2. Ortogonalizētā haotiskā transformācija OCT

Ortogonalizētā haotiskā transformācija (*OCT*) tiek veikta divos etapos. Pirmais etaps ir haotisko secību ģenerācija, otrais – secību ortogonalizācija. Ģenerācijai izmanto loģistisko attēlojumu (2.4.) un Čua ķēdi (2.1.–2.3.).

Loģistiskā attēlojuma gadījumā tiek ģenerēta nebināra haotiska secība x ar garumu N^2 . Savukārt modificētas Čua ķēdes gadījumā haotiskā secība x ir diskretizēts vai diskretizēts un decimēts haotiskais signāls χ (2.3.). Ja diskretizēta haotiskā signāla χ nolašu skaits sakrīt ar secības elementu skaitu, secība un signāls ir vienādi: $x = \chi$. Ja haotiskā signāla χ garums ir MN^2 nolasēs, tas tiek decimēts ar faktoru M .

Haotiska secība x , kuras garums ir N^2 , tiek pārveidota $N \times N$ izmēru matricā V , kuru kolonu un rindu skaits vienāds ar *OFDM* apakšnesēju skaitu.

Radītās haotiskās secības nav pilnībā ortogonālas, un starp secībām ir zināma savstarpēja korelācija. Tāpēc haotiskā matrica V tiek ortonormalizēta, izmantojot Grama-Šmidta ortonormalizācijas procesu [81].

Gram-Šmidta procesa rezultāts tiek glabāts matricā $U = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_N]$. Parametri, kas tika izmantoti haotisko secību ģenerēšanai ar Čua ķēdi, doti 2.1. tabulā.

4.3.2. Pamatjoslas OFDM modeļa apraksts

LP-OFDM sistēmas modelis parādīts 4.5. attēlā. Parālais pilotsimbols vai *QAM* modulācijas datu signāls tiek apstrādāts ar inverso ortogonālo transformāciju U^{-1} :

$$p = U^{-1}m \quad (4.3.)$$

kur U^{-1} – inversā ortogonālā transformācija (*WHT* vai *OCT*);

p – diskretais paralēlais signāls pēc inversās ortogonālās transformācijas un pirms *IDFT*;

m – paralēlais pilotsimbols vai *QAM* modulācijas datu signāls.

Prekodēts informatīvais signāls p ir multipleksēts ar *IDFT* un attiecīgais laika apgabala signāls s tiek ģenerēts šādi:

$$s = T^{-1}p = T^{-1}U^{-1}m \quad (4.4.)$$

kur T^{-1} – inversās diskretās Furjē transformācijas *IDFT* matrica;

U^{-1} – inversā ortogonālā transformācija (*WHT* vai *OCT*);

s – diskretais signāls pēc *IDFT* (signāls laika apgabalā);

p – diskretais signāls pēc inversās ortogonālās transformācijas un pirms *IDFT*;

m – pilotsimbols vai *QAM* modulācijas datu signāls.

Pēc *IDFT* transformācijas paralēlais signāls tiek pārveidots virknes signālā, un katram *OFDM* simbolam raidītāja pusē tiek pieskaitīts cikliskais prefikss *CP*:

$$s_{CP} = [s(N - L + 1) s(N - L + 2) \dots s(N) s(1) s(2) \dots s(N)] \quad (4.5.)$$

kur s_{CP} – raidīts pamatjoslas signāls ar ciklisko prefiksu;

s – diskrētais signāls pēc *IDFT* (signāls laika apgabalā);

L – prefiksa ilgums (nolašu skaits);

N – *OFDM* apakšnesēju skaits.

Pēc tam signāls tiek pārņemts uz nesējsvārstību un pārraidīts sakaru kanālā. Ekvivalentā kanāla ietekme uz pamatjoslas kanālu var tikt modelēta ar galīgas impulsa reakcijas filtru ar kompleksiem koeficientiem h un aditīvo balto troksni w (*AWGN*). Tāpēc uztverto signālu var aprakstīt šādi:

$$r_{CP} = h * s_{CP} + w \quad (4.6.)$$

kur $*$ tiek apzīmēta cikliskā konvolūcija;

h – kanāla impulsa reakcija;

w – aditīvais baltais troksnis (*AWGN*);

s_{CP} – raidītais pamatjoslas signāls ar ciklisko prefiksu;

r_{CP} – uztvertais pamatjoslas signāls ar ciklisko prefiksu.

Uztvērēja pusē saņemtā signāla prefikss *CP* tiek noņemts atbilstoši izteiksmei:

$$r = [r_{CP}(L + 1) r_{CP}(L + 2) \dots r_{CP}(L + N)] \quad (4.7.)$$

kur r_{CP} – uztverts pamatjoslas signāls ar ciklisko prefiksu;

r – uztverts pamatjoslas signāls bez cikliska prefiksa;

L – prefiksa ilgums (nolašu skaits);

N – *OFDM* apakšnesēju skaits.

Lai no uztvertā signāla rekonstruētu atpakaļ informācijas signālu, tiek atgūts prekodētais signāls, lietojot *DFT* transformāciju:

$$q = Tr, \quad (4.8.)$$

kur T – diskrētās Furjē transformācijas *DFT* matrica;

r – uztvertais signāls bez prefiksa *CP*;

q – uztvertais informācijas signāls, kas ir paplašināts (izsmērēts) uz visiem apakšnesējiem.

Saņemtā signāla ekvalizācija frekvenču apgabalā tiek veikta pirms dekodēšanas ar ortogonālo transformāciju:

$$p' = \frac{q}{H} \quad (4.9.)$$

kur p' – ir uztvertais un ekvalizētais informācijas signāls pirms ortogonālās transformācijas;

q – uztvertais informācijas signāls, kas ir paplašināts (izsmērēts) uz visiem apakšnesējiem;

H – kanāla novērtējums, iegūts ar pilotsimbola apstrādi.

Jāņem vērā, ka, ja raidītāja pusē pilotsignāli tika prekodēti, tad, lai veiktu kanāla novērtējumu, uztvērējā pilotsignālus arī jāapstrādā ar inverso ortogonālo transformāciju. Bet ir iespējams arī neveikt pilotsignāla prekodēšanu.

QAM datu simbolu rekonstrukcija no paplašinātām un ekvalizētām nolasēm tiek veikta ar ortogonālo transformāciju:

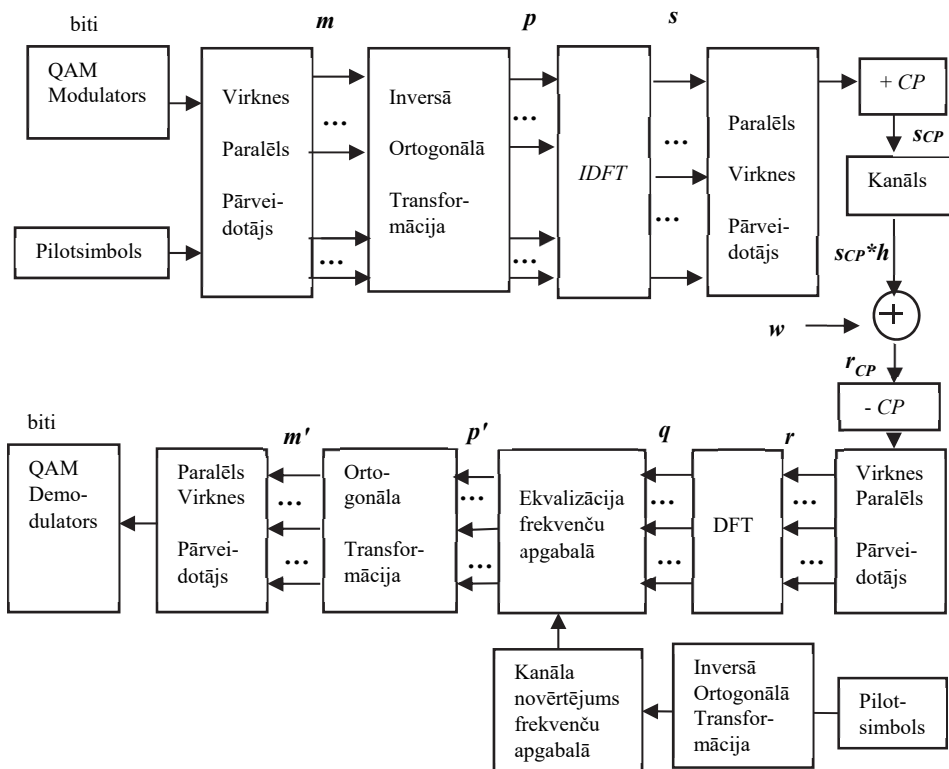
$$m' = U p' \quad (4.10.)$$

kur U – ortogonālā transformācija (*WHT* vai *OCT*);

p' – ir uztvertais un ekvalizētais informācijas signāls pirms ortogonālās transformācijas;

m' – rekonstruētais *QAM* datu simbols.

Bināra datu plūsmā tiek iegūta ar *QAM* detektoru.



4.5. attēls. LP-OFDM sistēmas blokhēma pamatjoslā bez pilotsignālu prekodēšanas.

4.3.3. LP-OFDM sistēmas modelēšanas parametri

4.4. tabula. OFDM sakaru sistēmas modelēšanas parametri

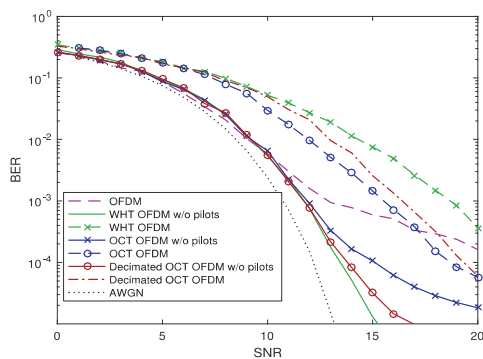
Parametri	Vērtības
Modulācijas veids	4QAM
Kopējais apakšnesēju skaits	64
Datu pārraidei izmantojamie apakšnesēji	64
Cikliska prefiksa CP ilgums	16
Informācijas simbolu skaits kadrā	20
Pilotsimbolu skaits kadrā	4
Kopējais simbolu skaits kadrā	24
Pilotsignāls	Zadoff-Chu secība [83]
Pārraidāmo bitu skaits	10 ⁸

Lai izpētītu piedāvātās haotiskās lineāras prekodēšanas efektivitāti, tika modelētas un salīdzinātas OFDM, WHT-OFDM un OCT-OFDM sistēmas ar un bez pilotsignālu prekodēšanas Releja izplatīšanās kanālā. Lai kompensētu kanāla kropļojumu efektus, izmantoti ZF (Zero Forcing) ekvalaizers [82] un blok-tipa kanālu novērtēšana. Uztvertā signāla apstrāde tika veikta, pieņemot ideālu bloku laika nobīdes un nesējsvārstības

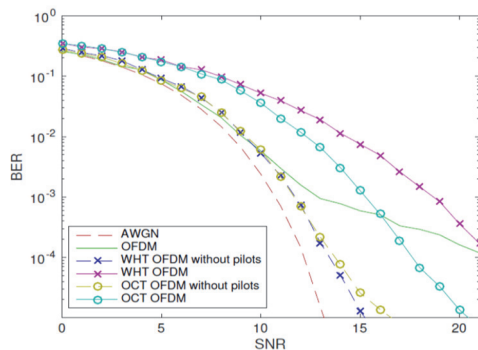
nobīdes sinhronizāciju. Pamatjoslas sistēmas modeļa izveidei izmantota *MathWorks Simulink* modelēšanas programma. Sakaru sistēmu parametri parādīti 4.4. tabulā.

4.3.4. BER novērtējums

Bitu kļūdu attiecības *BER* modelēšanas rezultāti daudznesēju sakaru sistēmai bez prekodēšanas, ar prekodēšanu, balstītu uz *WHT* transformāciju, un prekodēšanu, balstītu uz *OCT* transformāciju, un Čua ķēdes haotiskā signāla ģenerācijas algoritmu parādīti 4.6. attēlā. Savukārt 4.7. attēlā parādīti *BER* modelēšanas rezultāti *OFDM* sistēmai ar *OCT* prekodēšanu, balstītu uz loģistisko attēlojumu, kā arī salīdzinātas ar *BER OFDM* sistēmai bez prekodēšanas un ar *WHT* prekodēšanu. Var novērot, ka datu apakšnesēju lineāra prekodēšana nodrošina ieguvumu sakaru sistēmas caurlaidspējā pie augstas signāla un trokšņu attiecības ($SNR > 10$ dB) scenārijā.



4.6. attēls. *BER* novērtējums dažādām modulācijas shēmām: *OFDM* bez prekodēšanas, ar *WHT* prekodēšanu, ar *OCT* prekodēšanu (Čua ķēdes haotiskā signāla ģenerācijas algoritms).

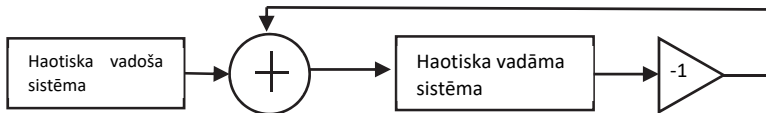


4.7. attēls. *BER* novērtējums dažādām modulācijas shēmām: *OFDM* bez prekodēšanas, ar *WHT* prekodēšanu, ar *OCT* prekodēšanu (loģistiskā attēlojuma ģenerācijas algoritms).

Sakaru sistēmu traucējumnoturība pie pilotsimbolu prekodēšanas ir ievērojami zemāka nekā *OFDM* sistēmai, jo galvenā Zadoff-Chu secības [83] priekšrocība – vienmērīgs pilotsignāla amplitūdu spektra sadalījums – ir izkropļots ar prekodēšanu un kanāla frekvenču raksturlieknes novērtēšana pasliktinās, bet kļūdu skaits palielinās. Vērts atzīmēt, ka cita pilotsignāla izmantošana var ievērojami izmainīt *BER* novērtēšanas rezultātus pie *WHT* un *OCT OFDM* sistēmu modelēšanas ar pilotsimbola prekodēšanu.

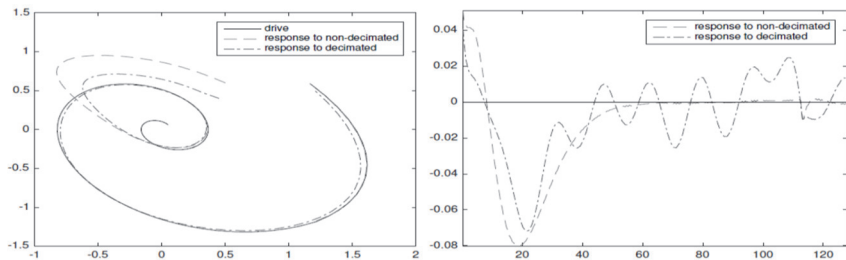
4.3.5. Haotiskās sinhronizācijas iespēju analīze LP-OFDM sistēmām

Lai pārbaudītu lineāras prekodēšanas haotisko secību piemērojamību sinhronizācijas uzdevumu risināšanai, tika analizēts vadošas-vadāmas sistēmu pāra diskrēta laika modelis. Pārbaudīta diskretizācijas un decimēšanas ietekme uz haotisko sinhronizāciju starp diviem diskrēta laika modificētas Čua ķēdes modeļiem. Tika izmantota tā sauktā novērotāja-balstīta haotiska sinhronizācija [84], 4.8. attēls.



4.8. attēls. Novērotāja-balstīta haotiska sinhronizācija.

Pirmajā eksperimentā ierakstīts 128 nolašu garš (divas pirmās V matricas rindas) haotiskās vadošās sistēmas izejas signāls tiek pārsūtīts haotiskai vadāmāi sistēmai. Otrajā eksperimentā vadošās sistēmas izejas signāls decimēts 10 reizes, bet pirms pārsūtīšanas vadāmāi sistēmai tiek interpolēts 10 reizes. Eksperimentu mērķis – novērot decimēšanas un interpolācijas ietekmi uz haotisko sinhronizāciju. Abos gadījumos vadošās un vadāmās sistēmu sākuma stāvokļi ir atšķirīgi, atbilstoši ir definēti dažādi sākumģenerācijas parametri, to parāda 4.9. attēls – fāzes portreti vadošai un vadāmāi sistēmai pie decimēšanas un bez tās. Gadījumā, kad decimēšana netika veikta, ir novērojama vadošās un vadāmās sistēmu stabila sinhronizācija jau pēc 50. secības elementa, 4.9. attēls (klūdas atkarība no secības elementu skaita). Arī pie decimēšanas veikšanas iespējams sinhronizēt vadošu un vadāmu sistēmas pie atšķirīgiem sākuma stāvokļiem, tomēr sinhronizācijas precizitāte būs zemāka.



4.9. attēls. Haotisko sistēmu fāzes portreti (kreisā pusē) un sinhronizācijas kļūdas atkarība no secības elementu skaita (labā pusē).

4.4. Kopsavilkums haotisko kodu pielietojumam OFDM sakaru sistēmās

Piedāvātā *PAPR* samazināšanas metode balstās uz *OFDM* signāla skremblēšanu pirms *IFFT* bloka un deskremblēšanu pēc *FFT* bloka ar modificētu m -secību vai bināro haotisko secību. Izpētīta signāla ierobežošanas efekta ietekme uz skremblēto *OFDM* signāla traucējumnoturību pie divstaru izplatīšanās kanālā, lietojot frekvenču apgabala izlīdzināšanu ar ķemmes-tipa pilottoņu interpolāciju. Piedāvātā metode dod iespēju samazināt *OFDM* signāla *PAPR* lielumu no 20,17 dB līdz 10,5–12,3 dB, nepieprasa papildinformācijas pārsūtīšanu, nepalielina signāla vidējo jaudu, prasa maz resursu realizācijai, ir efektīva arī pie daudzceļu izplatīšanās, savukārt *OFDM* sistēmas traucējumnoturības degradācija nav ievērojama.

Piedāvāta jauna uz haotisko secību balstīta lineāra prekodēšana *OFDM* sakaru sistēmām, kas paaugstina sistēmas darbību frekvenču selektīvos kanālos. Lineāri prekodēta *OFDM* sistēma ir veidota, pievienojot inverso ortogonālo transformāciju raidītāja pusē pirms *IDFT* un ortogonālo transformāciju uztvērēja pusē pēc *DFT* bloka. Prekodēšanai tiek izmantotas ortogonalizētas haotiskas secības. Haotisko secību ģenerācijai lietots loģistiskais attēlojums un Čua ķēdes signāls bez un ar $1/10$ decimāciju. Ortogonalizācija veikta ar Grama-Šmidta ortonormalizācijas procesu.

Prekodēšanas efektivitātes novērtēšana ar *MathWorks Simulink* pamatjostas prekodētas *OFDM* sistēmas modelēšanu frekvenču selektīvā kanālā parādīja:

1. ja signāla un trokšņu attiecība (*SNR*) uztvērēja ieejā ir lielāka par 10 dB, piedāvātais prekoderis ļauj sasniegt augstāku traucējumnoturību, salīdzinot ar klasisko *OFDM* sistēmu un apmēram tādu pašu kā *WHT* prekodētā *OFDM* sistēmā;
2. gan haotiskās secības gan lineāras prekodēšanas, gan sinhronizācijas nolūkos var tikt izmantotas Čua ķēdes diskretizēti vai vēl arī decimēti signāli, turklāt stabilu sinhronizāciju var sasniegt jau pie 50 secības elementa – ar ortogonalizētās haotiskās transformācijas pirmo rindu;
3. piedāvātā uz *OCT* balstīta prekodēšana palielina *OFDM* sakaru sistēmas drošuma aspektus, tāpēc potenciāli var tikt lietota šifrēšanas uzdevumiem.

SECINĀJUMI

Pēdējo 30 gadu laikā veiktie pētījumi par haotisko signālu lietojumu iespējām sakaru sistēmās parādījuši, ka perspektīva varētu būt haotisku secību izmantošana koddaļes un daudznesēju sakaru sistēmās. Tomēr vēl līdz šim literatūrā nav atrodamas skaidras atbildes uz virkni jautājumu, saistībā ar šāda lietojuma iespējām un realizāciju. Promocijas darbs veltīts vairāku būtisku haotisku secību izmantošanas jautājumu noskaidrošanai.

Parādīts, ka ar vienkāršiem algoritmiem (1-D attēlojumiem) ģenerētas bināras haotiskas secības efektīvi lietojamas *DS-CDMA* sistēmās ar nelielu lietotāju skaitu un paaugstinātu drošumu, pie kam:

- iespējams realizēt *DS-CDMA* sistēmas, kas, izmantojot līdz 127 elementiem garas binārās haotiskās secības, virknē rādītāju pārspēj pseidogadījumsecības izmantojošās *DS-CDMA* sistēmas;
- šādas haotiskas *DS-CDMA* sistēmas var nodrošināt sakaru kvalitāti ar 10^{-2} BER līmeni 20 vienlaicīgiem lietotājiem un 10^{-4} un mazāku BER līmeni 10 lietotājiem;
- analizējot daudzpiekļuves traucējumu iespaidu, nav korekti uz haotisko secību balstītas *DS-CDMA* sistēmas BER noteikšanai traucējumus aproksimēt ar normālo Gausa procesu.

Noskaidrots, ka haotisko secību lietojums daudznesēju sakaru sistēmās nodrošina:

- *OFDM* signālu *PAPR* samazināšanu, veicot skremblēšanu ar haotisko signālu;
- *OFDM* sistēmas traucējumnoturības paaugstināšanu daudzceļu izplatīšanās gadījumā, veicot lineāro prekodēšanu ar ortogonalizētu haotisko transformāciju.

Minētās *OFDM* darbības uzlabošanas metodes nesamazina datu pārraides ātrumu, orientētas arī uz pārraides drošuma paaugstināšanu un var tikt izmantotas *OFDM* modemu izstrādei paaugstināta drošuma bezvadu tīkliem.

Izstrādāto haotisko secību adaptīvo atlasē algoritmu var efektīvi izmantot *DS-CDMA* spektru paplašinošu secību komplektu radīšanai ar samazinātu savstarpējo korelāciju starp secībām, tādējādi palielinot sistēmas traucējumnoturību. Aplūkotās sistēmas var tikt izmantotas paaugstināta drošuma sensoru tīklu izveidei ar vienkāršu signāla apstrādi pie salīdzinoši zema datu pārraides ātruma.

LITERATŪRA

- [1] S. H. Strogatz, Non linear dynamics and chaos: With applications to physics, biology, chemistry, and engineering, Addison-Wesley Pub., 1994.
- [2] L. Chua, «Dynamic nonlinear networks: State-of-the-art,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, sēj. 27, lpp. 1059–1087, 1980.
- [3] O. Morgul, «Wien bridge based RC chaos generator,» *Electronics Letters*, sēj. 31, nr. 24, lpp. 2058–2059, 1995.
- [4] T. Kapitaniak, Chaotic Oscillators theory and applications, Singapore: World Scientific, 1991.
- [5] K. Maezawa, Y. Kawano, Y. Komoto, Y. Ohno, S. Kishimoto, T. Mizutani, K. Sano, «Applications of high-frequency chaos in resonant tunneling chaos generator circuits,» *International Meeting for Future of Electron Devices*, Kyoto, 2004.
- [6] B. Bocheng, M. Zhenghua, X. Jianping, L. Zhong, X. Qiang, «A Simple Memristor Chaotic Circuit with Complex Dynamics,» *International Journal of Bifurcation and Chaos*, sēj. 21, nr. 9, p. 2629–2645, 2011.
- [7] E. Lehtonen, M. Laiho, J. Poikonen, «A Chaotic Memristor Circuit,» *2010 12th International Workshop on Cellular Nanoscale*, 2010.
- [8] M. K. Cuomo, A. V. Oppenheim, S. H. Strogatz, «Synchronization of Lorenz-based chaotic circuits with application to communications,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, sēj. 40, nr. 10, lpp. 626–633, 1993.
- [9] A. С. Дмитриев, А. И. Панас, Динамический хаос: новые носители информации для систем связи, Физматлит, 2002.
- [10] P. Downes, «Secure communication using chaotic synchronization,» *Proceedings of SPIE*, sēj. 2038, lpp. 227–234, 1993.
- [11] M. P. Kennedy, G. Kolumban, G. Kis, Z. Jako, «Recent advances in communicating with chaos,» *1998 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'98)*, 1998.
- [12] F. C. M. Lau, C. K. Tse, Chaos-Based Digital Communication Systems, Springer-Verlag, 2003.
- [13] S.-K. Yong, C.-C. Chong, G. Kolumbán, «Non-coherent UWB radio for low-rate WPAN applications: A chaotic approach,» *International Journal of Wireless Information Networks*, sēj. 14, nr. 2, lpp. 121–131, 2007.
- [14] C.-C. Chong, S. K. Yong, «UWB direct chaotic communication technology for low-rate WPAN applications,» *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, sēj. 57, nr. 3, lpp. 1527–1536, 2008.
- [15] C.-C. Chong, S. K. Yong, S. S. Lee, «UWB direct chaotic communication technology,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, sēj. 4, lpp. 316–319, 2005.
- [16] H. Dedieu, M. P. Kennedy, M. Hasler, «Chaos shift keying: modulation and demodulation of a chaotic carrier using self-synchronizing Chua's circuits,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, sēj. 40, lpp. 634–642, 1993.
- [17] M. Hasler, «Chaos shift keying: modulation and demodulation of a chaotic carrier using self-synchronizing Chua's circuit,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems II*, sēj. 40, nr. 10, lpp. 634–642, 1993.
- [18] L. Kocarev, K.S. Halle, A. Sang, «Transmission of digital signals by chaotic synchronization,» *International Journal of Bifurcation and Chaos*, sēj. 2, lpp. 973–977, 1993.
- [19] G. Kolumban, G. K. Vizvari, W. Schwarz, A. Abel, «Differential Chaos shift keying: a robust coding for chaos communication,» *International Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems (NDES'98)*, Seville, 1996.
- [20] S. Mandal, S. Banerjee, «A chaos-based spread spectrum communication system,» *National Conference on Nonlinear Systems and Dynamics*, Kharagpur, 2003.
- [21] G. Kolumban, M.P. Kennedy, G. Kis, «Multilevel differential chaos shift keying,» *International Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems*, Moscow, 1997.
- [22] S. Wang, X. Wang, «M-DCSK-based chaotic communications in MIMO multipath channels with no channel state information,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems II*, sēj. 57, nr. 12, lpp. 1001–1005, 2010.
- [23] G. Zhang, Y. Wang, T. Q. Zhang, «A novel QAM-DCSK secure communication system,» *7th International Congress on Image and Signal Processing (CISP)*, Dalian, 2014.
- [24] G. Kis, M.P. Kennedy, Z. Jako, «FM-DCSK: a new and robust solution to chaos communications,» *International Symposium on Nonlinear Theory and Its Applications*, Hawaii, 1997.
- [25] G. Kaddoum, F. Richardson, F. Gagnon, «Design and analysis of a multi-carrier differential chaos shift keying communication system,» *IEEE Transactions on Communications*, sēj. 61, nr. 8, lpp. 3281–3291, 2013.
- [26] F. C. M. Lau, K. C. Tse, Chaos-Based Digital Communication Systems: Operating Principles Analysis Methods and Performance Evaluation, Springer, 2003.
- [27] G. Kolumbán, M. Kennedy, Z. Jákó, G. Kis, «Chaotic communications with correlator receivers: Theory and performance limits,» *Proceedings of the IEEE*, sēj. 90, nr. 5, lpp. 711–732, 2002.
- [28] F. C. M. Lau, K. Y. Cheong, C. K. Tse, «Permutation based DCSK and multiple-access DCSK systems,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, sēj. 50, nr. 6, lpp. 733–742, 2003.
- [29] G. Kaddoum, F. Gagnon, F.-D. Richardson, «Design of a secure multi-carrier DCSK system,» *9th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS 2012)*, Paris, 2012.

- [30] W. Xu, L. Wang, G. Chen, «Performance of DCSK cooperative communication systems over multipath fading channels,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, sēj. 58, nr. 1, lpp. 196–204, 2011.
- [31] Q. Ding, J. Wang, «Design of frequency-modulated correlation delay shift keying chaotic communication system,» *IET Communications*, sēj. 5, nr. 7, lpp. 901–905, 2011.
- [32] G. Mazzini, G. Setti, R. Rovatti, «Chaotic complex spreading sequences for asynchronous DS-CDMA Part I: System modeling and results,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, sēj. 44, nr. 10, lpp. 937–947, 1997.
- [33] G. Mazzini, G. Setti, R. Rovatti, «Chaotic complex spreading sequences for asynchronous DS-CDMA Part II: Some theoretical performance bounds,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, sēj. 45, nr. 4, lpp. 496–506, 1998.
- [34] G. Heidari-Bateni, C. D. McGillem, «A Chaotic Direct-Sequence Spread-Spectrum Communication System,» *IEEE Transactions on Communications*, sēj. 42, lpp. 1524–1527, 1994.
- [35] G. Heidari-Bateni, C. D. McGillem, «Chaotic sequences for Spread Spectrum: An Alternative to PN-Sequences,» *IEEE International Conference on Selected Topics in Wireless Communications*, 1992.
- [36] V. Milanovic, K. M. Syed, M. Zaghloul, «Combating noise and other channel distortions in chaotic communications,» *International Journal of Bifurcation and Chaos*, sēj. 7, lpp. 215–225, 1997.
- [37] C. Vladeanu, I. Banica, S. El Assad, «Periodic chaotic spreading sequences with better correlation properties than conventional sequences-BER performances analysis,» *International Symposium on Signals, Circuits and Systems (SCS'2003)*, 2003.
- [38] H. Leung, V. Varadan, «System modeling and design using genetic programming,» *First IEEE International Conference on Cognitive Informatics*, 2002.
- [39] V. Varadan, H. Leung, «Design of piecewise maps for chaotic spread-spectrum communications using genetic programming,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, sēj. 49, nr. 11, lpp. 1543–1553, 2002.
- [40] J. Tou, P. Yip, H. Leung, «Spread spectrum signals and the chaotic Logistic map,» *Circuits Systems and Signal Processing*, sēj. 18, nr. 1, lpp. 59–73, 1999.
- [41] Z. Hong, L. Xietling, «Generating chaotic secure sequences with desired statical properties and high security,» *International Journal of Bifurcation and Chaos*, sēj. 7, nr. 1, lpp. 205–213, 1997.
- [42] B. X. Li, S. Haykin, «A new pseudo-noise generator for spread spectrum communication,» *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP-95)*, 1995.
- [43] T. Kohda, A. Tsuneda, «Explicit evaluations of correlation functions of Chebyshev binary bit sequences based on Perron-Frobenius operator,» *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, sēj. E77A, lpp. 1794–1800, 1994.
- [44] В.Я. Кислов, В.В. Калмыков, Р.В. Беляев, Г.М. Воронцов, «Корреляционные свойства шумоподобных сигналов, генерируемых системами с динамическим хаосом,» *Радиотехника и электроника*, sēj. 42, nr. 11, p. 1342–1349, 1997.
- [45] A.J. Lawrance, R.C. Wolff, «Binary Time Series Generated by Chaotic Logistic Maps,» *Stochastics and Dynamics*, sēj. 3, nr. 4, lpp. 529–544, 2003.
- [46] S. K. Shanmugam, V. Varadan, H. Leung, «Design of 1-D piece-wise maps for multi-user CDMA communications using a novel GP-DNA algorithm,» *6th WSEAS International Multiconference on Circuits, Systems, Communications and Computers, (CSCC 2002)*, 2002.
- [47] L. Kocarev, «Chaos-Based Cryptography: A Brief Overview,» *IEEE Communication Magazine*, sēj. 1, nr. 3, lpp. 6–21, 2001.
- [48] P. Bergamo, P. D'Arco, A. De Santis, L. Kocarev, «Security of Public-Key Cryptosystems Based on Chebyshev Polynomials,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, sēj. 52, nr. 7, lpp. 1382–1393, 2005.
- [49] T. Yang, C. W. Wu, L. O. Chua, «Cryptography Based on Chaotic Systems,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, sēj. 44, nr. 5, lpp. 469–472, 1997.
- [50] J. Szczepański, Z. Kotulski, «Pseudorandom number generators based on chaotic dynamical systems,» *Open Systems & Information Dynamics*, sēj. 8, lpp. 137–146, 2001.
- [51] J. J. P. Garcia, «Communication through Chaotic Map Systems,» *Physics Letters A*, sēj. 298, lpp. 35–40, 2002.
- [52] B. Chen, G. W. Wornell, «Analog Error-Correcting Codes Based on Chaotic Dynamical Systems,» *IEEE Transactions on Communications*, sēj. 46, nr. 7, lpp. 881–890, 1998.
- [53] B. Jovic, C. P. Unsworth, G. S. Sandhu, S. M. Berber, «A Robust Sequence Synchronization Unit for Multi-user DS-CDMA Chaos-based Communication Systems,» *Signal Processing*, sēj. 87, p. 2007, 1692–1708.
- [54] V. Milanovic, M. E. Zaghloul, «Improved masking algorithm for chaotic communication systems,» *Electronics Letters*, sēj. 32, lpp. 11–12, 1996.
- [55] G. Kaddoum, «Wireless Chaos-Based Communication Systems: A Comprehensive Survey,» *IEEE Access*, sēj. 4, lpp. 2621–2648, 2016.
- [56] K. Umeno, K. Kitayama, «Spreading Sequences using Periodic Orbits of Chaos for CDMA,» *Electronics Letters*, sēj. 35, nr. 7, lpp. 545–546, 1999.
- [57] V. Nagarajan, P. Dananjayan, «Performance Enhancement Of MC-DS/CDMA System Using Chaotic Spreading Sequence,» *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, sēj. 4, nr. 10, lpp. 995–1001, 2008.

- [58] V. Nagarajan, P. Dananjayan, L. Nithyanandhan, «On the performance of chaotic spreading sequence MIMO MC-DS/CDMA systems using NPGP,» *International Conference on Control, Automation, Communication and Energy Conservation, (INCACEC)*, 2009.
- [59] M. Frikel, S. Safi, B. Targui, M. M'Saad, «Channel identification using chaos for an uplink/downlink multicarrier code division multiple access system,» *Journal of Telecommunications and Information Technology*, sēj. 1, lpp. 48–54, 2010.
- [60] M. Iton, «Spread Spectrum Communication Via Chaos,» *International Journal of Bifurcation and Chaos*, sēj. 9, nr. 1, lpp. 155–213, 1999.
- [61] R. Madan, Chua's Circuit: A paradigm for chaos, sēj. 1 B, L. O. Chua, Red., World Scientific, 1993.
- [62] J.G.Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill, 1995.
- [63] J. G. Proakis, M. Salehi, G. Bauch, Contemporary Communication Systems Using MATLAB, Cengage Learning , 2011.
- [64] K. Umeno, «SNR Analysis for Orthogonal Chaotic Spreading Sequences,» *Third World Congress of Nonlinear Analysis*, 2001.
- [65] R.C.T. Lee, M.-C. Chiu, J.-S. Lin, Communication Engineering. Essentials for Computer Scientists and electrical Engineers, Singapor: John Wiley&Sons Pte Ltd, 2007, lpp. 169–180.
- [66] Y. Shen, E. Martinez, «Channel Estimation in OFDM Systems,» Freescale Semiconductor Inc., 2006.
- [67] V. Vijayarangan, R. Sukanesh, «An Overview of Techniques for Reducing Peak to Average Power Ratio and its Selection Criteria for OFDM Radio Systems,» *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, lpp. 25–36, 2009.
- [68] M. M. Rana, «Clipping Based PAPR Reduction Method for LTE OFDMA Systems,» *International Journal of Electrical & Computer Sciences*, sēj. 10, nr. 5, lpp. 1–5, 2010.
- [69] X. Ouyang, J. Jin, G.e Jin, Z. Wang, «Partial Shift Mapping for PAPR Reduction with Low Complexity in OFDM Systems,» *ETRI Journal*, sēj. 34, nr. 2, lpp. 268–271, 2012.
- [70] X. Wang, T. T. Tjhung, C. S. Ng, «Reduction of peak to average power ratio of OFDM system using a companding technique,» *IEEE transactions on broadcasting*, sēj. 45, nr. 3, lpp. 303–307, 1999.
- [71] M. Park, J.Heeyong, N. Cho, D. Hong, C. Kang, «PAPR reduction in OFDM transmission using Hadamard transform,» *IEEE International Conference on Communications*, 2000.
- [72] C. Siegl, R.F. H. Fischer , «Out-of-band power reduction using selected mapping with power-amplifier-oriented metrics,» *14th International OFDM Workshop*, Hamburg, 2009.
- [73] R. W. Bauml, R. F. H. Fischer, J. B. Huber, «Reducing the peak to average power ratio of multi carrier modulation by selective mapping,» *IEEE Electronics Letters*, sēj. 32, lpp. 2056–205, 1996.
- [74] T. Jiang, G. Zhu, «Complement block coding for reduction in peak-to-average power ratio of OFDM signals,» *IEEE Communications Magazine*, sēj. 43, nr. 9, lpp. 17–22, 2005.
- [75] T.A. Wilkinson, A. E. Jones, «Minimization of the peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes by block coding,» *IEEE Vehicular Technology Conference*, 1995.
- [76] S. Sezginer, H. Sari, «Peak Power Reduction in OFDM Systems Using Dynamic Constellation Shaping,» *European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, Antalya, 2005.
- [77] K. D. Choe, S. C. Kim, S. K. Park, «Pre-scrambling method for PAPR reduction in OFDM communication systems,» *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, sēj. 50, nr. 4, lpp. 1044–1048, 2004.
- [78] Z. Wang, S. Zhang, B. Qiu, «PAPR Reduction of OFDM Signal by Using Hadamard Transform in Companding Techniques,» *12th IEEE International Conference on Communication*, 2010.
- [79] A. S. Namitha, P. Sudheesh, «Improved Precoding Method for PAPR Reduction in OFDM with Bounded Distortion,» *International Journal of Computer Applications* , sēj. 2, nr. 7, lpp. 7–12, 2010.
- [80] U. Parlitz, L. Chua, L. Kocarev, «Experimental demonstration of secure communications via chaotic synchronization,» *International Journal of Bifurcation and Chaos*, sēj. 2, nr. 3, lpp. 709–713, 1992.
- [81] L. N. Trefethen, D. Bau, Numerical Linear Algebra, Philadelphia: SIAM, 1997.
- [82] A. H. Y. Zhao, «A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transformdomain processing,» *IEEE 47th Vehicular Technology Conference. Technology in Motion*, 1997.
- [83] B. Popovic, «Generalized chirp-like polyphase sequences with optimum correlation properties,» *IEEE Transactions on Information Theory* , sēj. 38, nr. 4, lpp. 1406–1409, 1992.
- [84] O. Morgul, E. Solak, «Observer based synchronization of chaotic systems,» *Physical Review E*, sēj. 54, nr. 5, lpp. 4803–4811, 1996.