

RĪGAS TEHNISKĀ UNIVERSITĀTE
Elektronikas un telekomunikāciju fakultāte
Radioelektronikas institūts

Anna LITVIŅENKO
Doktora studiju programmas „Elektronika” doktorante

HAOTISKO SECĪBU PIELIETOJUMS DATU PĀRRAIDES SISTĒMĀS

Promocijas darbs

Zinātniskais vadītājs
Dr. sc. ing.
E. BEĶERIS

Rīga 2017

ANOTĀCIJA

Promocijas darbs veltīts haosa fenomena pielietošanas sakaru sistēmās iespēju izpētei.

Darbā dots pārskats par haotisko svārstību izmantošanas risinājumiem sakaru sistēmās, noskaidroti perspektīvie izmantošanas virzieni. Pētīts haotisko secību pielietojums kooddales un daudznesēju sakaru sistēmās. Analizētas kooddales sakaru sistēmu un daudznesēju sakaru sistēmu īpašības, vājās un stiprās puses, izpētīti haotisko secību ģenerācijas algoritmi un šo secību statistiskās īpašības. Pārbaudītas analītisko metožu pielietošanas iespējas paplašināta spektra kooddales sistēmu traucējumnoturības noteikšanai bināro spektru paplašinošo haotisko secību pielietojuma gadījumā. Piedāvāti haotisko secību atlases algoritmi paplašināta spektra kooddales sistēmām, noskaidrota secību ģenerācijas algoritma, secību garuma, lietotāju skaita, pārraides režīma ietekme uz sistēmas traucējumnoturību, atrasts, kādos gadījumos haotiskās spektru paplašinošās secības nodrošina labākus sistēmas darbības parametrus nekā pseidogadījuma secības. Piedāvāta daudznesēju sakaru sistēmu pīķa pret vidējo signāla jaudas attiecības samazināšanas metode un traucējumnoturības palielināšanas metode daudzceļu izplatīšanās gadījumā. Piedāvātie sakaru sistēmu uzlabojumi novērtēti, veicot minēto sistēmu darbības un traucējumnoturības modelēšanu izmantojot MATLAB un Simulink programmatūru. Aplūkotās sistēmas var tikt izmantotas paaugstināta drošuma sensoru tīklu izveidei, kur netiek palietota sarežģīta signāla apstrāde un nav pieprasīts augsts datu pārraides ātrums.

SATURS

Attēlu saraksts	6
Tabulu saraksts.....	11
Saīsinājumu saraksts	13
Ievads	15
Tēmas aktualitāte.....	15
Darba mērķi un uzdevumi	15
Zinātniskā novitāte un galvenie rezultāti	16
Aizstāvamās tēzes	17
Pētījumu metodika.....	18
Pētījumu objekts.....	18
Darba praktiskais pielietojums.....	19
Aprobācija	19
Darba struktūra.....	21
1. Haosa pielietojumu sakaru sistēmās pārskats	23
1.1 Haosa jēdziens	23
1.2 Haosa ģenerācijas metodes	24
1.3 Haosa pielietojumi sakaru sistēmās	25
1.3.1 Maskēšana ar haosu	26
1.3.2 Haotiskas nesējsvārstības	27
1.3.3 Haotiskas secības koda daļes daudzpiekļuves sistēmās	29
1.4 Haotisko secību ģenerācija, īpašības un pielietojums sakaru sistēmās.....	30
1.5 Pārskats par haosa pielietojuma sakaru sistēmās kopsavilkums	35
2 Haotisko secību ģenerācija un to statistiskās īpašības	37
2.1 Haotiski procesi nelineārās dinamiskās sistēmās.....	37
2.2 Haosa ģeneratori	39
2.3 Viendimensionālie attēlojumi	43
2.3.1 Loģistiskais attēlojums	43
2.3.2 Bernulli attēlojums	45
2.3.3 Telts attēlojums	46
2.3.4 Gausa attēlojums	47
2.3.5 Sinusa-apļa attēlojums.....	48
2.3.6 Kubiskais attēlojums	49

2.3.7	Pinčera attēlojums	50
2.4	Haotiskas binārās secības.....	51
2.5	Bināro haotisko secību savstarpējās korelācijas statistiskās īpašības	53
2.6	Kopsavilkums haotisko kodu ģenerācijai un statistiskām īpašībām.....	57
3	Haotisko secību pielietojums DS-CDMA sistēmās	59
3.1	Paplašināta spektra sakaru sistēmu pamatprincipi.....	59
3.2	Daudzpiekļuves traucējumu statistiskais raksturojums haotiskās DS-CDMA sistēmās	68
3.2.1	Daudzpiekļuves traucējumu modelēšana haotiskās DS-CDMA sistēmās.....	68
3.2.2	Daudzpiekļuves traucējumu modelēšanas rezultāti.....	71
3.3	Haotiskas DS-CDMA sistēmas traucējumnoturības novērtējums	79
3.3.1	Haotisko secību atlases algoritmi	80
3.3.1.1	Periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimālo vērtību minimizācija.....	80
3.3.1.2	Adaptīva periodiskas savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību ierobežošana	87
3.3.2	Haotiskas DS-CDMA sistēmas traucējumnoturības modelēšana.....	91
3.3.2.1	BER novērtējums periodiskas savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību minimizācijas gadījumā	93
3.3.2.2	BER novērtējums adaptīva periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību ierobežošanas gadījumā.....	99
3.4	Kopsavilkums haotisko secību pielietojumam DS-CDMA sistēmās	105
4	Haotisko secību pielietojums OFDM sakaru sistēmās.....	110
4.1	OFDM bāzēto sakaru sistēmu darbības principi, priekšrocības un trūkumi.....	110
4.1.1	OFDM sistēmu pamatprincipi	110
4.1.2	OFDM sistēmu priekšrocības un trūkumi	113
4.2	Haotisko secību pielietojums OFDM signāla PAPR līmeņa samazināšanai	116
4.2.1	OFDM signāla PAPR līmeņa samazināšanas metodes	116
4.2.2	OFDM signāla preskremlēšana un ierobežošana PAPR samazināšanai	122
4.2.2.1	Skremlējošās secības atlase un OFDM sistēmas modelēšanas parametri	122
4.2.2.2	OFDM signāla preskremlēšanas un ierobežošanas metodes ISI noturības un sistēmas BER novērtējums.....	126
4.3	Haotisko secību pielietojums OFDM sistēmu darbības paaugstināšanai daudzceļu izplatīšanās gadījumā.....	129
4.3.1	Lineāri prekodētas OFDM sistēmas modelis.	130
4.3.1.1	Volša-Adamāra Transformācija WHT	131

4.3.1.2 Ortogonalizētā haotiskā transformācija OCT.....	132
4.3.2 Pamatjoslas OFDM modeļa apraksts.....	134
4.3.3 LP-OFDM sistēmas modelēšanas parametri	136
4.3.4 BER novērtējums.....	138
4.3.5 Haotiskās sinhronizācijas iespēju analīze LP-OFDM sistēmām	140
4.4 Kopsavilkums haotisko kodu pielietojumam OFDM sakaru sistēmās	141
Secinājumi	144
Literatūra	145
Pielikumi	159
Pielikums 1. Haotisko secību korelatīvo īpašību izpēte	159
Pielikums 1.1.....	159
Pielikums 2. Haotisko secību pielietojuma koda daļes sakaru sistēmās izpēte	161
Pielikums 2.1.....	161
Pielikums 2.2.....	166
Pielikums 2.3.....	171
Pielikums 2.4.....	173
Pielikums 2.5.....	175
Pielikums 3. Haotisko secību pielietojuma daudznesēju sakaru sistēmās izpēte	178
Pielikums 3.1.....	178
Pielikums 3.2.....	179
Pielikums 3.3.....	180
Pielikums 3.4.....	189
Pielikums 3.5.....	190
Pielikums 3.6.....	197
Pielikums 3.7.....	203
Pielikums 3.8.....	205

ATTĒLU SARAKSTS

att. 2.1. a) Čua ķēde, kura sastāv no 4 lineāriem elementiem (R, L, C_1, C_2) un nelineāra rezistora N_R ; b) nelineārā rezistora N_R (Čua diode) voltampēru raksturlīkne	41
att. 2.2. Čua dubulti savītais atraktors	41
att. 2.3. Ar tādu modificēto Čua ķēdi ģenerēta haotiska signāla-secības χ (2.9.) atkarība no laika pie $\Delta t = 0.01$ s , $t = 64$ s , kuru apraksta vienādojumi (2.7.) un Tabula 2.1. parametri.....	42
att. 2.4. Modificētas Čua ķēdes.(2.7.) atraktora projekcija uz 2 plaknēm: A – atraktora projekcija uz $p_1 - Y$ un $p_2 - X$ plaknes; B – atraktora projekcija uz $p_3 - Y$ un $p_4 - X$ plaknes	43
att. 2.5. Loģistiskā attēlojuma bifurkāciju diagramma.....	44
att. 2.6. Loģistiskā attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$	44
att. 2.7. Bernulli attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$	45
att. 2.8. Telts attēlojuma bifurkāciju diagramma	46
att. 2.9. Telts attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$	47
att. 2.10. Bifurkāciju diagramma Gausa attēlojumam [141]: A gadījumā $\alpha = 4.9, \beta \in [-1, 1]$, B gadījumā $\alpha = 6.2, \beta \in [-1, 1]$	47
att. 2.11. Gausa attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$	48
att. 2.12. Sinusa-apļa bifurkāciju diagrammas [142]: A gadījumā $\Omega = 0.5, K \in [0.5, 5.5]$; B gadījumā $\Omega = 0.606661, K \in [0, 5]$	49
att. 2.13. Sinusa-apļa attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$	49
att. 2.14. Kubiskā attēlojuma bifurkāciju diagramma – funkcija $x(A)$ [143]	50
att. 2.15. Kubiskā attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$	50
att. 2.16. Pinčera attēlojuma bifurkāciju diagramma $s = 2, C \in [0, 2]$ [144]	51
att. 2.17. Pinčera attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$	51
att. 2.18. Ar loģistisko attēlojumu (2.10.) ģenerēta haotiska nebināra secība $x(n)$ pie ģenerācijas parametra $r = 4$, sākuma nosacījuma $x(0) = 0.01$, secības garuma $L_c = 15$ elementi.....	52
att. 2.19. Haotiska bināra secība $c(n)$, iegūta no att. 2.18. apskatītās haotiskās nebinārās secības un salīdzināšanas likuma (2.17) pie sliekšņa lieluma $Th = 0.5$	52
att. 2.20. Ar loģistisko attēlojumu ģenerēto haotisko bināro secību savstarpējās korelācijas absolūto maksimumu sadalījums	56
att. 3.1. Lēno lēcienu pārraides veids, kur T_s – simbola ilgums.....	61
att. 3.2. Ātro lēcienu pārraides veids, kur T_s – simbola ilgums.....	61
att. 3.3. Pamatjoslas DS sakaru sistēmas modelis	62
att. 3.4. Vienkāršota DS raidītāja signālu ilustrācija	62

att. 3.5. DS sakaru sistēmas modelis ar bināro fāzes modulāciju.....	64
att. 3.6. DS raidītāja ar bināro fāzes modulāciju signālu ilustrācija.....	64
att. 3.7. DS-CDMA sistēmas blokshēma daudzpiekļuves traucējumu modelēšanai.....	70
att. 3.8. Modelējamo pārraidīto signālu piemērs	70
att. 3.9. Daudzpiekļuves traucējumu signāla histogrammas un atbilstošas normāla sadalījuma līknes sinhronas DS-CDMA sistēmas gadījumā pie haotisku spektru paplašinošu secību izmantošanas: haotisko secību garums ir 15 elementi un ģenerācijas algoritms ir kubiskais attēlojums, traucējumu radošu raidītāju skaits A – 6, B – 33, C – 65, D – 259	72
att. 3.10. Daudzpiekļuves traucējumu signāla histogrammas un paredzamās normāla sadalījuma līknes CDMA sistēmas ideālas sinhronizācijas darbības režīma gadījumā: sākuma nosacījumi ir izvēlēti atbilstoši A likumam, sākuma nosacījumu ģenerēšanas inicializācijas parametrs ir $y^b_0 = 0,90579194$	78
att. 3.11. Atlases kritērija atkarība no ģenerēto secību skaita 4 atlasīto secību gadījumā pie secību garuma 15 elementi.....	82
att. 3.12. Atlases kritērija atkarība no ģenerēto secību skaita 4 atlasīto secību gadījumā pie secību garuma 31 elements	82
att. 3.13. Atlases kritērija atkarība no ģenerēto secību skaita 4 atlasīto secību gadījumā pie secību garuma 63 elementi.....	83
att. 3.14. Atlases kritērija atkarība no ģenerētu secību skaita 4 atlasīto secību gadījumā pie secību garuma 127 elementi.....	83
att. 3.15. Adaptīvā sliekšņa līmeņi 15–127 elementu garām binārajām haotiskajām secībām, ģenerētām ar loģistisko, Gausa un kubisko attēlojumiem.....	89
att. 3.16. Periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību summas (atlases kritērija) atkarība no atlasīto secību skaita loģistiskajam attēlojumam.....	90
att. 3.17. Periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību summas (atlases kritērija) atkarība no atlasīto secību skaita Gausa attēlojumam.....	90
att. 3.18. Periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību summas (atlases kritērija) atkarība no atlasīto secību skaita kubiskajam attēlojumam	90
att. 3.19. DS-CDMA sakaru sistēmas pamatjoslas blokshēma	92
att. 3.20. Secību atlases ietekme uz vidējo DS-CDMA sistēmas BER līmeni sinhronā pārraides režīmā un pie haotisko secību garuma 15 elementi un $E_b/N_0 = 15\text{dB}$	95
att. 3.21. Secību atlases ietekme uz vidējo DS-CDMA sistēmas BER asinhronā pārraides režīmā un pie haotisko secību garuma 15 elementi un $E_b/N_0 = 15\text{dB}$	95

att. 3.22. Secību atlases ietekme uz vidējo DS-CDMA sistēmas BER līmeni sinhronā pārraides režīmā un pie haotisko secību garuma 127 elementi un $E_b/N_0 = 15\text{dB}$	96
att. 3.23. Secību atlases ietekme uz vidējo DS-CDMA sistēmas BER līmeni asinhronā pārraides režīmā un pie haotisko secību garuma 127 elementi un $E_b/N_0 = 15\text{dB}$	96
att. 3.24. Secību garuma ietekme uz 4 lietotāju DS-CDMA sistēmas vidējo BER līmeni sinhronā pārraides režīmā un pie $E_b/N_0 = 15\text{dB}$, ja haotisko secību atlases koeficients $W = 4$	97
att. 3.25. Secību garuma ietekme uz vidējo 4 lietotāju DS-CDMA sistēmas BER līmeni asinhronā pārraides režīmā un pie $E_b/N_0 = 15\text{dB}$, ja haotisko secību atlases koeficients $W = 4$	97
att. 3.26. 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 atlases koeficients $W = 4$	98
att. 3.27. 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 atlases koeficients $W = 4$	98
att. 3.28. DS-CDMA sistēmas lietotāju skaita ietekme uz vidējotu BER līmeni asinhronas pārraides režīmam un pie $E_b/N_0 = 20\text{dB}$	100
att. 3.29. Trokšņa līmeņa ietekme uz DS-CDMA sistēmas vidējoto BER vērtību pie haotisko secību garuma 15 elementi, asinhrona pārraides režīma.....	101
att. 3.30. Trokšņa līmeņa ietekme uz DS-CDMA sistēmas vidējoto BER vērtību pie haotisko secību garuma 31 elements, asinhrona pārraides režīma	101
att. 3.31. Trokšņa līmeņa ietekme uz DS-CDMA sistēmas vidējoto BER vērtību pie haotisko secību garuma 63 elementi, asinhrona pārraides režīma.....	102
att. 3.32. Trokšņa līmeņa ietekme uz DS-CDMA sistēmas vidējoto BER līmeni pie haotisko secību garuma 127 elementi, asinhrona pārraides režīma.....	102
att. 3.33. Asinhronas DS-CDMA sistēmas vidējotu BER līmeņu atkarība no lietotāju skaita 63 elementu garām atlasītām un patvaļīgi ģenerētām secībām loģistiskā ģenerācijas algoritma gadījumā pie bitu enerģijas attiecības pret trokšņa jaudas spektrālo blīvumu $E_b/N_0 = 25\text{dB}$	103
att. 3.34. Asinhronas DS-CDMA sistēmas vidējoto BER līmeņu atkarība no lietotāju skaita 63 elementu garām atlasītām un patvaļīgi ģenerētām secībām Gausa ģenerācijas algoritma gadījumā pie bitu enerģijas attiecības pret trokšņa jaudas spektrālo blīvumu $E_b/N_0 = 25\text{dB}$	104
att. 3.35. Asinhronas DS-CDMA sistēmas vidējoto BER līmeņu atkarība no lietotāju skaita 63 elementu garām atlasītām un patvaļīgi ģenerētām secībām kubiskā ģenerācijas algoritma gadījumā pie bitu enerģijas attiecības pret trokšņa jaudas spektrālo blīvumu $E_b/N_0 = 25\text{dB}$	104
att. 4.1. Vienkāršotas OFDM sistēmas raidītāja OFDM modulatora blokshēma.....	111
att. 4.2. Vienkāršotas OFDM sistēmas uztvērēja OFDM demodulatora blokshēma	111

att. 4.3. Pēc PAPR minimuma atlasīta modificēta m-secība, kura ģenerēta ar bāzes polinomu $p(x) = x^6 \oplus x^5 \oplus x^4 \oplus x \oplus 1$, sākuma nosacījumiem “1 1 1 1 1” un 46 elementu ciklisko nobīdi.....	124
att. 4.4. Atlasītās modificētās m-secības PAPR līmeņa [dB] atkarība no cikliskas nobīdes (no 1 līdz 52) pēc IFFT operācijas (att. 4.3).....	124
att. 4.5. Pēc PAPR minimuma kritērija atlasīta bināra haotiska secība, kura ģenerēta ar loģistisko vienādojumu, sākuma nosacījums ģenerēts ar citu loģistisko vienādojumu un sākumnosacījumu ģenerēšanas inicializācijas parametrs ir $y_0 = 0.1066527702$, bet atlasītās secības sākumnosacījuma indekss ir 649	125
att. 4.6. Ar loģistisko attēlojumu ģenerētu bināro haotisko secību PAPR līmeņa [dB] atkarība no sākuma nosacījumu indeksa (no 1 līdz 1000) pēc IFFT operācijas.	125
att. 4.7. BER atkarība no signāla nogriešanas līmeņa CL = 52, 21, 15, 10, 5 ar modificēto m-secību skremblētam OFDM 64 QAM signālam pēc pārraides divstaru izplatīšanās kanālā (tiešais ceļš un blakus ceļš ar AL = 0.2 un TD = CP/16) ar balto troksni.....	128
att. 4.8. BER atkarība no signāla nogriešanas līmeņa CL = 52, 21, 15, 10, 5 ar haotisko secību skremblētam OFDM 64 QAM signālam pēc pārraides divstaru izplatīšanās kanālā (tiešais ceļš un blakus ceļš ar AL = 0.2 un TD = CP/16) ar balto troksni	128
att. 4.9. LP-OFDM sistēmas blokshēma pamatjoslā	130
att. 4.10. Ar 64x64 WHT transformāciju ģenerētas impulsu formas, kuras atbilst WHT matricas rindām (Kreisajā grafiku daļā parādīti WHT impulsi (WHT matricas rindas) pirms IDFT transformācijas. Labajā daļā – WHT impulsi (WHT matricas rindas) pēc IDFT un atbilstoši OFDM apakšnesēji bez prekodēšanas)	131
att. 4.11. Ar Čua ķēdi ģenerētu un pēc 64x64 OCT transformācijas iegūto impulsu formas, kuras atbilst OCT matricas rindām (Kreisajā pusē parādītas haotiskās matricas un ortogonalizētās haotiskās matricas OCT rindas. Labās puses grafikos parādīti OCT impulsi (OCT matricas rindas) pēc IDFT transformācijas un atbilstoši OFDM apakšnesēji bez prekodēšanas).....	134
att. 4.12. Impulsu formas (OCT matricas rindu vizualizācija), ģenerētas ar Čua ķēdi, 1/10 decimēšanu un 64x64 OCT transformāciju (Kreisajā pusē parādītas haotiskās matricas un ortonormalizētās haotiskās matricas rindas. Labās puses grafikos parādīti OCT impulsi (OCT matricas rindas) pēc IDFT transformācijas un atbilstoši OFDM apakšnesēji bez prekodēšanas).....	134
att. 4.13. LP-OFDM sistēmas blokshēma pamatjoslā bez pilotsignālu prekodēšanas	137

att. 4.14. BER novērtējums dažādām modulācijas shēmām: OFDM bez prekodēšanas, ar uz WHT transformāciju balstītu prekodēšanu (ar un bez pilotsimbola prekodēšanas), ar prekodēšanu balstītu uz OCT transformāciju un Čua ķēdes haotiskā signāla ģenerācijas algoritmu ar un bez decimēšanas (ar un bez pilotsimbola prekodēšanas).....	138
att. 4.15. BER novērtējums dažādām modulācijas shēmām: OFDM bez prekodēšanas, ar uz WHT transformāciju balstītu prekodēšanu, (ar un bez pilotsimbola prekodēšanas), ar prekodēšanu, balstītu uz OCT transformāciju un loģistisko ģenerāciju (ar un bez pilotsimbola prekodēšanas).....	139
att. 4.16. Pilotsignāla nolases frekvenču apgabalā	139
att. 4.17. Novērotāja-balstīta haotiska sinhronizācija	140
att. 4.18. Haotisko sistēmu fāzes portreti (kreisā pusē) un sinhronizācijas kļūdas atkarība no secības elementu skaita (labā pusē).....	141

TABULU SARAKSTS

Tabula 2.1. Haotisko signālu χ ģenerējošās modificētās Čua ķēdes bāzes parametri	42
Tabula 2.2. 1-D haotiska attēlojumu Th sliekšņa līmeņa lielums	53
Tabula 2.3. Haotisko bināro secību periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimumu statistiskais raksturojums.....	54
Tabula 2.4. Ar loģistisko attēlojumu ģenerēto haotisko bināro secību savstarpējās korelācijas absolūto maksimumu statistiskais raksturojums	55
Tabula 2.5. Deviņu atlasīto haotisko bināro secību savstarpējās korelācijas statistiskais raksturojums	56
Tabula 2.6. Deviņu un četru atlasīto haotisko bināro secību ģenerācijas sākuma nosacījumi.	56
Tabula 2.7. Četru atlasīto haotisko bināro secību savstarpējās korelācijas statistiskais raksturojums	57
Tabula 3.1. Lilljeforsa testa rezultāti daudzpiekļuves traucējumu normāla sadalījuma pārbaudei sinhrona pārraides režīma gadījumā.....	73
Tabula 3.2. Lilljeforsa testa rezultāti daudzpiekļuves traucējumu normāla sadalījuma pārbaudei asinhrona pārraides režīma gadījumā	74
Tabula 3.3. Hī-kvadrāta, Kolmogorova, Lilljeforsa testa rezultāti daudzpiekļuves traucējumu normāla sadalījuma pārbaudei sinhrona pārraides režīma gadījumā	76
Tabula 3.4. Hī-kvadrāta, Kolmogorova, Lilljeforsa testa rezultāti daudzpiekļuves traucējumu normāla sadalījuma pārbaudei asinhrona pārraides režīma gadījumā.....	77
Tabula 3.5. Periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību sadalījuma parametri visām secības pāru kombinācijām no $N_{all} = 40$ ģenerētām secībām un $N_{sel} = 4$ atlasītām secībām	84
Tabula 3.6. Vidējie periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību sadalījuma parametri visām secību pāru kombinācijām no $N_{all} = 40$ ģenerētām un $N_{sel} = 4$ atlasītām secībām	84
Tabula 3.7. Periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību sadalījumu raksturojošie parametri visām secības pāru kombinācijām no $N_{all} = 400$ ģenerētām un $N_{sel} = 4$ atlasītām secībām	85
Tabula 3.8. Uz haotiskajām secībām balstītas DS-CDMA traucējumnoturības modelēšanas parametri.....	93

Tabula 4.1. PAPR samazināšanas metožu salīdzinājums	121
Tabula 4.2. Modelēšanas parametri secību atlasei ar minimālo PAPR līmeni	123
Tabula 4.3. Modelēšanas parametri secības atlasei ar minimālo PAPR līmeni	127
Tabula 4.4. OFDM sakaru sistēmas modelēšanas parametri	137

SAĪSINĀJUMU SARAKSTS

- AWGN – *Additive White Gaussian Noise* – Adatīvs baltais Gausa troksnis
- ACP – Analogais-ciparu pārveidotājs
- AGC – *Automatic Gain Control* – Automatiskā pastiprinājuma regulēšana
- AKF – Autokorelācijas Funkcija
- BER – *Bit Error Ratio* – Bitu kļūdu koeficients
- BPSK – *Binary Phase-Shift Keying* – Bināri fāzes manipulēts
- BTO – *Block Timing Offset* – Bloku laikiztures nobīde
- CAP – Ciparu-analogais pārveidotājs
- CDMA – *Code Division Multiple Access* – Koddales daudzpiekļuve
- CDSK – *Correlation Differential Shift Keying* – Korelācijas diferenciālā haosa pārslēgšana
- CFO – *Carrier Frequency Offset* – Nesējfrekvences nobīde
- 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
- 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
- GSM – *Global System for Mobile communications* – Globālā mobilo sakaru 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

MAI – *Multiple Access Interference* – Daudzpiekļuves traucējumi

MIMO – *Multiple-Input Multiple-Output* – Daudz-ievežu daudz-izežu

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 pīķa un vidējās vērtības attiecība

PN – *Pseudo Noise (sequence)* – Pseidogadījuma (secība)

PSK – *Phase-Shift Keying* – Fāzes manipulēts

QAM – *Quadrature Amplitude Modulation* – Amplitūdas kvadratūrmodulēts

QPSK – *Quadrature Phase-Shift Keying* – Fāzes kvadratūrmanipulēts

RFPA – *Radio Frequency Power Amplifier* – Augstfrekvenču jaudas pastiprinātājs

SKF – Savstarpējās korelācijas funkcija

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. Attīstās mobilie sakari, ciparu apraides, lietu internets, sensoru tīkli, biotelemetrija, kosmosa tehnoloģijas, tālvadības sistēmas, vides monitorings un daudzas citas jomas, kas izvirza augstas prasības datu pārraides sistēmu kapacitātei, ātrdarbībai, drošumam. 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. Šādi pētījumi tika uzsākti pagājušā gadsimta 90-to gadu sākumā un tika konstatēts, ka virknē specifisku pielietojumu 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 pielietojumu jomām: paplašināta spektra, daudzpiekļuves sakaru sistēmas, noturīgas pret pārtveršanu, mērķtiecīgi radītiem traucējumiem, fedingu, daudzstarību.

Veikti daudzi pētījumi par haotisku nesējsvārstību izmantošanas iespējām: maskēšanu ar haosu, spektra paplašināšanu ar haotiskām secībām, kriptēšanu, kodēšanu. Konstatēts, ka, neraugoties uz daudzām interesantām iespējām, haosu izmantojošās sakaru sistēmas nenodrošina augstāku darbību kā labi attīstītās konvencionālās sakaru sistēmas. Tomēr ir vesela virkne potenciālu pielietojumu, kas nav vēl pilnībā izpētīti un paralēli konvencionālajām datu pārraides sistēmām, ir vērts apzināt iespējas, kādas varētu nodrošināt haosu izmantojošās sistēmas paralēli konvencionālajām datu pārraides sistēmām. Kā potenciāli perspektīvi tiek uzskatīti haotisku bināru un nebināru secību pielietojumi paplašināta spektra koda sistēmās, haotisku secību pielietojumi daudznesēju sistēmu kvalitātes rādītāju uzlabošanai. Šiem pielietojumiem veltīti daudzi pētījumi, tomēr ir virkne neatrisinātu jautājumu. To izpētei veltīts šis promocijas darbs.

Darba mērķi un uzdevumi

Galvenie promocijas darba mērķi ir izpētīt haotisko secību pielietojumu koda sistēmas 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 atlases 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 pielietojuma 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 pielietojumu OFDM sistēmas traucējumnoturības paaugstināšanai daudzceļu izplatīšanas apstākļos, novērtēt šādas metodes iespējas;
 - c. analizēt iespējas izmantot haotiskas secības OFDM sistēmu sinhronizācijai.

Zinātniskā novitāte un galvenie rezultāti

Darba gaitā iegūti sekojoši rezultāti:

- Novērtēti dažādu 1-D attēlojumu ģenerēto bināro haotisko secību periodiskās savstarpējās korelācijas funkcijas maksimālo absolūto vērtību statistiskie parametri.
- Izstrādāts algoritms, kas atlasa bināras haotiskas secības ar zemāko savstarpējo korelāciju un nodrošina lielāku DS-CDMA sistēmas traucējumnoturību.

- Izstrādāts iteratīvs adaptīvs haotisko secību atlases algoritms uz haotiskajām secībām balstītas DS-CDMA sistēmas traucējumnoturības paaugstināšanai, kas dod iespēju veikt atlasī no lielāka ģenerēto secību komplekta un paātrina atlasī līdz 10^{19} reizēm.
- 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 (pārraides režīms, ziņojuma ilgums, secību garums, lietotāju skaits), kad uz haotiskām secībām balstītu DS-CDMA sistēmu daudzpiekļuves traucējumiem nav piemērojams normālais Gausa sadalījums un uz tā balstītas analītiskas BER novērtēšanas metodes.
- 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

Promocijas darbā izvirzītas un aizstāvamās tēzes par to, ka

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 pilottoņu frekvenču apgabala ekvalizāciju 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 signāla un trokšņu attiecībām (virs 10dB).

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 pielietošana. Dažādos izpētes etapos izmantotas dažādas pētījuma metodes un zemāk sniegts to apskats.

Zinātniskās literatūras izpēte un analīze:

- haotiskos signālus izmantojošām sakaru sistēmām – darbības principu noskaidrošana, svarīgāko īpašību (vājās un stiprās puses) noteikšana, salīdzinājums, neskaidrību identificēšana (nodaļa 1);
- haotisko secību ģenerācijas metožu izpēte, īpašību noteikšana (nodaļa 2);
- DS-CDMA sistēmu īpašību un darbības modelējošo parametru noteikšana (nodaļa 3);
- OFDM sistēmu īpašību un darbības modelējošo parametru noteikšana, vājo pušu identificēšana (nodaļa 4);

Tika izmantotas statistiskās analīzes metodes:

- haotisko secību savstarpējās korelācijas analīze (nodaļa 2 un nodaļa 3);
- haotisko secību korelācijas funkcijas pīķu statistisko parametru noteikšana (nodaļa 2 un nodaļa 3);
- daudzpiekļuves traucējumu varbūtības blīvuma noteikšana un hipotēžu pārbaude (nodaļa 3);
- daudzpiekļuves traucējumu signāla histogrammu konstruēšana un normālā sadalījuma parametriska uzdošana (nodaļa 3).

Veikta datormodelēšana ar Montekarlo metožu pielietojumu, izmantojot MATLAB programmatūru:

- DS-CDMA sistēmās (nodaļa 3):
 - daudzpiekļuves traucējumu modelēšana korelatīvā uztvērējā pēc radiosignāla apstrādes;
 - BER modelēšana pamatjoslā AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) kanāla gadījumā;
- OFDM sistēmas BER modelēšana (nodaļa 4):
 - 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;

- o vienkāršai apstrādei;
 - o drošuma aspektu paaugstināšanai.
- OFDM sistēmu darbības uzlabošanai:
- o OFDM signāla PAPR samazināšanai;
 - o OFDM sistēmas traucējumnoturības paaugstināšanai daudzceļu izplatīšanās vidēs;
 - o OFDM sistēmu haotiskai sinhronizācijai;
 - o drošuma aspektu paaugstināšanai.

Darba praktiskais pielietojums

Pētījumu laikā iegūtos rezultātus var izmantot haotiskās secībās balstītu DS-CDMA sistēmu izveidei, kurām ir: paaugstināts drošums, lielāks lietotāju skaits salīdzinājumā ar m-secību pielietošanas 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.

Savukārt, piedāvātās OFDM darbības uzlabošanas metodes var tikt izmantotas OFDM modemu izstrādei paaugstināta drošuma bezvadu tīkliem.

Darba gaitā izstrādātie modeļi un programmas tiks izmantotas pedagoģiskajā darbā un studiju kursa “Signāli un sistēmas” papildināšanai.

Aprobācija

Promocijas darba rezultāti prezentēti 10 zinātniskos rakstos, kuri publicēti vai pieņemti publikācijai sekojošos izdevumos:

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 datu bāzēs, un sagaidāms, ka astoņas publikācijas būs indeksētas SCOPUS datu bāzē.

Kā arī 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, secinājumi un pielikumi, tā apjoms kopā ir 207 lpp.

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

Pirmajā nodaļā ir formulēti haosa jēdziens un haosa ģenerācijas metodes dots pārskats par haosa pielietojumiem sakaru sistēmās. Parādīts, ka daudzsološs haosa pielietojums ir haotiskas spektru paplašinošas secības DS-CDMA sistēmās kā arī 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 pielietojumam DS-CDMA sakaru sistēmās. Nodemonstrēti CDMA (*Code Division Multiple Access*) sistēmu principi, izpētīts daudzpiekļuves traucējumu sadalījums DS-CDMA sistēmās, kas izmanto ar 1-D attēlojumiem ģenerētas binārās haotiskās secības. Tiek analizētas analītisko traucējumnoturības metožu pielietošanas iespējas šajās sistēmās. Piedāvāti haotisko secību atlases algoritmi, kas uzlabo secību savstarpējās korelācijas īpašības un paaugstina DS-CDMA traucējumnoturību, kā arī veikts piedāvāto algoritmu salīdzinājums. Noteikta aplūkoto DS-CDMA sistēmu BER atkarība no dažādiem faktoriem.

Ceturrtā nodaļa veltīta haotisko secību pielietojumiem OFDM sakaru sistēmās. Parādīti OFDM sakaru sistēmu principi, stiprās un vājās puses. Veikts dažādu PAPR samazināšanas metožu salīdzinājums. Piedāvāta OFDM signāla PAPR samazināšanas metode, kas izmanto preskremlēšanu ar haotisko secību un signāla nogriešanu. Piedāvāta traucējumnoturības paaugstināšanas metode daudzceļu izplatīšanās gadījumā, kas balstīta uz OFDM signāla prekodēšanu ar ortogonalizētu haotisko transformāciju.

Pēdējā sadaļā dots iegūto rezultātu apkopojums un pielietošanas iespēju analīze. Pielikumos ievietota pētījumu rezultātu grafiska prezentācija (tabulas, diagrammas, grafiki, blokshēmas), kas netika iekļauta darba pamattekstā, kā arī izstrādātās programmas un to piemēri.

1. HAOSA PIELIETOJUMU SAKARU SISTĒMĀS PĀRSKATS

Haotisku sistēmu un to ģenerēto haotisko signālu izpētei interese ir pievērsta kopš pagājušā gadsimta 70-tajiem gadiem. Haotiskie signāli ir neperiodiski, ar šauru autokorelācijas funkciju, platu spektru, neprognozējami. Šo īpašību dēļ veikts liels skaits pētījumu par iespējām haotiskos signālus izmantot dažādu pret pārtveršanu drošu datu pārraides sistēmu izveidei.

Šajā nodaļā formulēts haosa jēdziens un uzskaitītas haotisko signālu ģenerācijas metodes, parādītas uz haotisko signālu pielietošanu balstītas sakaru sistēmas, tajā skaitā daudznēsēju sakaru sistēmas, identificētas galvenās neskaidrības, kas saistītas ar haotisko secību izmantošanu koddales sistēmās.

1.1 Haosa jēdziens

Haosu var definēt kā “determinētas sistēmas aperiodisku ilgtermiņa uzvedību, ar augstu jutīgumu pret sākuma nosacījumiem” [1]. Var iezīmēt šādas haosa īpašības:

1. Aperiodiska ilgtermiņa uzvedība – sistēmas fāzu trajektorijas stāvokļa mainīgo telpā (fāzu telpā) netiecas uz fiksēto punktu, periodisku vai kvazi-periodisku orbītu.
2. Haotiska sistēma ir determinēta – sistēmai nav gadījuma rakstura un nav stohastisku ieejas parametru, tās neregulāro uzvedību nosaka tikai sistēmas nelinearitāte.
3. Augsts jutīgums pret sākuma nosacījumiem – atšķirības starp fāzu trajektorijām pat pie niecīgām sākuma nosacījumu izmaiņām eksponenciāli pieaug, (sistēmai ir pozitīvs reāls Ļapunova eksponentes pakāpes rādītājs). Tas nozīmē, ka ilgtermiņa prognozes nav iespējamās.

Haosa fenomens bija zināms jau 1890 gados, kad Puankarē mēģināja atrisināt 3-ķermeņu problēmu. Viņš parādīja, ka ķermeņu orbītas ir aperiodiskas, nepalielinās bezgalīgi un netiecas uz fiksētu punktu vai orbītu. Grūtības atrisināt trīs ķermeņu problēmu saistītas ar jutīgumu pret pat nelielām sākuma nosacījumu izmaiņām, padarot neiespējamu ilgtermiņa prognozēšanu. Tāpēc Puankarē var uzskatīt par haosa teorijas dibinātāju [1], [2].

Vēlāk 1963. gadā, E. Lorencs no Masačūsetsas Tehnoloģiju institūta laika apstākļu prognozei sastādīja triju diferenciālvienādojumu sistēmu (pazīstama kā Lorenca vienādojumi) [3] un to risināšanai izmantoja datorsimulācijas. Aprēķiniem Lorencs izmantoja 6-ciparu precizitāti, bet rezultātu izvadei un modelēšanas datu ievadei – 3-ciparu precizitāti. Tāda modelēšanas sākuma nosacījumu noapaļošana deva ievērojamas atšķirības ilgtermiņa prognozēs. Modelēšanas rezultāti netiecas ne uz fiksēto punktu vai periodisku orbītu, bet svārstījās neregulāri. Lorencs demonstrēja rezultātus kā 3 dimensiju attēlu stāvokļa mainīgo telpā, kur sistēmas stāvokļu kopa veidoja tauriņa formas trajektoriju, kas tagad zināma kā

“Dīvainais atraktors”. Lorencs secināja, ka laika apstākļi ir haotiska sistēma un ilgtermiņa prognoze ir neiespējama.

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 mainīgo izmaiņas ātrumu;

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

Vispazīstamākais un izpētītākais haosa ģenerators ir Čua ķēde [4], kuru izmanto gan kā eksperimentālu līdzekli haosa parādību studēšanai, gan kā „celtniecības bloku” daudziem pielietojumiem. Zināmi vairāk kā 50 haotiskie atraktori, kurus var radīt ar Čua ķēdi. Izveidotas Čua diodes un Čua ķēdes integrētas versijas, kuras praktiski var pielietot komunikāciju sistēmās.

Haotiskas svārstības var iegūt dažādos populāros pašsvārstību ģeneratoros nedaudz tos pielāgojot: RC ģeneratorā ar Vīna tiltu, papildinot atgriezeniskās saites ķēdi ar nelineāru rezistīvu elementu un kondensatoru [5], [6] [7], Kolpica ģeneratorā [6], LC ģeneratorā ar tuneļdiodi [6], [8] [9]. Pēc memristora izstrādes 2007. gadā tika piedāvāta vesela rinda vienkāršu haosa ģeneratoru uz memristora bāzes [10], [11], [12], [13], izveidota virkne haosa ģeneratoru, kas elektroniski modelē diferenciālvienādojumus ar haotiskiem risinājumiem [14], [15], [16].

Diskrēta laika haotisku secību ģenerācijai izmantojami diskrētie attēlojumi, kas parāda sistēmas stāvokļa mainīgā vērtības atkarību no iepriekšējās vērtības. Attēlojumi var būt gan viendimensionāli, gan daudzdimensionāli.

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.

Biežāk lietotie viendimensionālie attēlojumi:

- loģistiskais attēlojums,
- Bernulli attēlojums,

- telts attēlojums,
- Gausa attēlojums,
- sinusa-apļa attēlojums,
- kubiskais attēlojums,
- Pinčera attēlojums .

Minēto attēlojumu ģenerācijas algoritmi, parametri, uzvedība tiks plašāk raksturoti 2.3. sadaļā.

Ģenerētās haotiskās secības $x(n)$ iespējams pārveidot haotiskās binārās NRZ (*Non-Return-to-Zero*) secībās $c(n)$, piemēram, sadalot $x(n)$ vērtības divās kopās un atbilstoši pielīdzinot vienas kopas vērtības “1” līmenim un otras kopas vērtības “-1” līmenim.

1.3 Haosa pielietojumi sakaru sistēmās

Mēģinājumi izmantot haotiskas svārstības informācijas pārraidei sākās 1980-tajos gados saistībā ar Čua ķēdes praktisko realizāciju. Turpmāk tika piedāvātas arī citas elektriskas ķēdes ar haotisko uzvedību un pētīti to pielietojumi sakaru sistēmās [17].

Haosu izmantojošo sakaru sistēmu darbības pamatā ir paplašināta spektra sakaru sistēmu principi: informācijas plūsmas spektrs raidītāja pusē tiek paplašināts relatīvi plašā pārraides frekvenču joslā un uztvērēja pusē tiek sašaurināts atpakaļ, veicot detektēšanu un demodulāciju. Šādu sakaru sistēmu komplicētība ir lielāka nekā šaurjoslas sakaru sistēmām, toties haotiskām sakaru sistēmām ir lielāka daudzceļu izplatīšanās traucējumnoturība un daudzlietotāju spektra atkārtotas izmantošanas iespējas. Kā haotisko sakaru sistēmu ierobežojošo faktoru var atzīmēt augstas precizitātes nepieciešamību, lai sinhronizētu divu neatkarīgu identisku haotisku ģeneratoru darbību, kas izmantotas raidītājā un uztvērējā.

Haosa ģeneratoru sinhronizācija ir plaši pētīta un vairākas sinhronizācijas metodes tika ierosinātas vēl astoņdesmito gadu vidū [18] [19]. Intensīvi pētījumi haosa sakaru sistēmu jomā sākās 1990. gadā, kad tika piedāvāts drošs haosa ģeneratoru sinhronizācijas risinājums [20]. Teorētiski un eksperimentāli tika parādīts, ka divus haotiskos signālus var sinhronizēt, sadalot haotisko sistēmu sadalot vadoša-vadāma¹ konfigurācijā [20]. Šī vadošas-vadāmas haotisko sistēmu koncepcijas pētīšana turpinājās arī vēlāk [21], [22]. Ir pētīti četri vadības režīmi [23], [24], [25], [26], [27], [28], [29], [30], [31]:

- vienvirziena vadība – viens haosa ģenerators tiek izmantots viena vai vairāku vadības signālu pārraidei un otra haotiska ģeneratora vadībai [28];
- abu virzienu vadība – divas haotiskas sistēmas ir savstarpēji savienotas un vadītas [29];

¹ Angļu valodā: *master-slave*

- tīkla savienojums – vairākas haotiskas sistēmas ir savienotas savā starpā tā saucamā dinamiskā kompleksā tīklā [30];
- ārēja vadība – lai nodrošinātu sinhronizāciju, haotiskas sistēmas vada ārējie signāli [31].

Tika piedāvāti haotisku sakaru sistēmu risinājumi, kuros viens vai vairāki vadības signāli no vadošās sistēmas (raidītāja) pa sakaru kanālu tiek pārraidīti uz vadāmo (uztvērēju) nolūkā sinhronizēt vadāmo sistēmu. Tāda haotiskas sinhronizācijas koncepcija tika pielietota analogās uz haosu balstītās drošās sakaru sistēmās [32], [33], [34], [35], [36], [37], [38]. Tomēr šīm metodēm bija savi trūkumi, kas ierobežoja to praktisko realizāciju. Haotiskas bezvadu sakaru sistēmas ar haotisko sinhronizāciju parādīja zemu darbības trokšņainās vidēs un frekvences selektīvos kanālos [39], [40], tāpēc deviņdesmito gadu beigās vairākos darbos [41], [42], [43], [44] haotiskajām sistēmām tika piedāvātas tradicionālas sinhronizācijas metodes.

Zemāk aplūkotas populāras haotisko sakaru sistēmu shēmas, kas izmanto haotisko sinhronizāciju un haotisko signālu informācijas pārraidei.

1.3.1 Maskēšana ar haosu

Viena no vienkāršākām tehnoloģijām realizē informācijas signāla maskēšanu ar haotisko signālu [45], [46]. Raidītājā maza līmeņa informācijas signālam tiek pieskaitīts intensīvs haotiskais signāls. Savukārt, uztvērējā tiek veikta haosa ģenerators sinhronizācija, izmantojot uztverto signālu, kā rezultātā uztvērēja haosa ģenerators izstrādā raidītāja ģeneratoram identisku haosa signālu. Detektētais 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 [47]. Vēl ierobežojošais faktors ir tas, ka raidītāja un uztvērēja identisko haotisko ģeneratoru vadības parametru izkliede padara datu pārraidi grūti praktiski realizējamu [46]. Bez tam, kā atzīmēts [48], [49], [50], šāda pārraides tehnoloģija nav kriptogrāfiski droša.

Uzlabojot haotiskas maskēšanas konfidencialitāti, tika radīta informācijas signāla nelineāras pievienošanas metode. Šīs tehnoloģijas īpatnību veido informācijas signāla ievade pārraides sistēmā un pārraides signāla formēšana [46], [51]. Populārākās shēmās izmanto saskaitīšanas-atņemšanas operācijas [51], [52]. Lai veiktu nelineāro pievienošanu, raidītāja pusē tiek izmantots vēl viens haosa ģenerators, kas savienots ar pirmo ģeneratoru. Informācijas signāls tiek pievienots viena haosa ģenerators signālam vai abu haosa ģeneratoru signāliem vienlaicīgi, izmantojot atgriezenisko saiti un ģeneratoru savstarpējo saiti, tādējādi informācijas signāls tiek nelineāri izmainīts. Haotiskais ģenerators raidītāja pusē sinhronizējas ar ieejas signālu ja tiek pārraidīts “0” bits un nesinhronizējas, ja tiek pārraidīts “1”. Tomēr šīm shēmām

ir zema traucējumnoturība un ģeneratoru vadības parametru izkliedes noturība, arī konfidencialitātes pakāpe vēl joprojām nav augsta [46].

1.3.2 Haotiskas nesējsvārstības

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

Haosa līmeņa manipulācijas metode – COOK [53].

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. Šāda metode labi darbojas smagos daudzstarības apstākļos, jo haosa šaurās autokorelācijas funkcijas dēļ visu atstaroto un tiešo haotisko impulsu enerģijas summējas. Šādas sistēmas izpēte un pilnveidošana aprakstīta [54], [55], [56], [57].

Haosa ģeneratoru pārslēgšana – CSK [58], [59], [60].

Raidītājs satur divus un vairāk haosa ģeneratorus, kuru parametri atšķiras vai atšķiras paši ģeneratori. Haosa ģeneratori pārraides kanālam tiek pārslēgti atbilstoši informācijas signālam, piemēram pirmais ģenerators tiek ieslēgts “1” bita pārraidei, savukārt otrais tiek ieslēgts “0” bita pārraidei. Šīs pārraides tehnoloģijas variācijas atšķiras atkarībā no uztvērēja uzbūves un signāla detektēšanas principiem. Tā, piemēram, ja raidītājā tiek izmantoti divi haosa ģeneratori, uztvērējā var izmantot vienu vai arī divus identiskus ģeneratorus un detektēšana balstās uz haotisko sinhronizāciju. Ģeneratoru parametriem jābūt tādiem, lai pilnas sinhronizācijas režīms rastos tikai tad, ja tiek pārraidīts atbilstošais bits. Detektēšana ir atkarīga no sinhronizācijas iestāšanās uztvērēja ģeneratorā vai ģeneratoros. Šī pārraides tehnoloģija ir vairāk noturīga pret kanāla trokšņiem nekā maskēšana ar haosu, tomēr darbības stabilitāte vēl ir ierobežota. Iespējams arī veikt signāla detektēšanu, balsoties uz ieejas signāla un sinhronizēta uztvērēja ģeneratora signāla savstarpējo korelāciju [61]. Būtisks haotisko režīmu pārslēgšanas tehnoloģijas trūkums ir pārejas procesi pārslēgšanas laikā, kas izraisa pārraides ātruma samazināšanos [46]. Arī konfidencialitātes pakāpe šādām sakaru sistēmām ir salīdzinoši zema [62]. Ir piedāvātas arī nesalāgotas CSK signāla detektēšanas metodes, kas izmanto haotisko signālu atšķirīgus statistiskos parametrus, piemēram bitu reprezentējošo signālu enerģijas [40]. Arī šī metode nav noturīga pret sakaru kanāla trokšņiem un traucējumiem un ir visai zema

drošība pret pārtveršanu. Augstāka drošuma nesalāgotas detektēšanas metodes parādītas [63], [64], [65]. Šīs metodes ir balstītas regresijā [65] un varbūtībā [63] [64].

Līdzīga haosa ģeneratoru pārslēgšanas shēmai ir sistēma, kas realizē haosa ģeneratora vadības parametru izmaiņu atkarībā no informācijas signāla [62]. Informācijas signāls modulē vienu no raidītāja ģeneratora vadības parametriem tādā veidā, lai, atkarībā no informācijas bitu vērtības, starp raidītāju un uztvērēju pie vienas vērtības būtu pilnas haotiskas sinhronizācijas režīms un pie citas nebūtu. Uztvērēja haosa ģeneratora vadības parametri atbilst viena no raidītāja ģeneratora parametriem. Arī šajā shēmā detektēšana notiek pēc raidītāja ieejas signāla un vietēja sinhronizēta haotiska ģeneratora signāla starpības. Šīs pārraides tehnoloģijas trūkumi ir tādi paši kā haosa ģeneratoru pārslēgšanas shēmai.

Diferenciālā haosa pārslēgšana – DCSK [66].

Šajā modulācijas shēmā katrs pārraidāmais simbols sastāv no divām secīgām haotiska signāla daļām. 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 parādītā pussimbola ilgumā. Metodes trūkums ir samazināts pārraides ātrums, jutīgums pret kanāla trokšņiem, zema sakaru konfidencialitātes pakāpe. Rakstā [67] aprakstīta DCSK sistēmas realizācija uz CMOS un analizēta šīs sistēmas veikspēja AWGN kanālā pie dažāda lietotāju skaita un spektra paplašinājuma koeficienta. Lai paaugstinātu pārraides ātrumu tiek, piedāvāta vairāku līmeņu modulācijas shēma [68], kuras realizācija ir komplicētāka un traucējumnoturība zemāka. Vairāku līmeņu DCSK pārraides metode ir pētīta un uzlabota arī vēlākos darbos [69] [70].

DCSK gadījumā pārraidāmo simbolu bitu enerģija nav konstanta, un uztvērēja korelatora izejā ir mainīgas vērtības arī tad, ja trokšņu kanālā nav. Lai ģenerētu haotisko platjoslas signālu ar konstantu jaudu, tika ierosināta **FM-DCSK** [71]. Šeit ar haotisko signālu veic frekvences modulāciju. Šāda shēma parādīja augstu traucējumnoturību daudzceļu izplatīšanās kanālā [72], [73], [74], bet rakstā [75] piedāvāta uzlabota FM-DCSK shēma UWB datu pārraidei atbilstoši IEEE 802.154a standartam

Korelācijas diferenciālā haosa pārslēgšana – CDSK [76].

Šeit pārraidāmais signāls ir haotiska signāla un tā aizkavētas kopijas, sareizinātas ar informācijas signāla (“1” un “-1”) summa. Salīdzinot ar DCSK pārraides metodi, raidītāja pusē nav nepieciešams pārslēgties no haotiska signāla uz tā aizkavētu kopiju un atpakaļ. CDSK shēmā aizture var būt atšķirīga no pussimbola garuma vērtības. Šai pārraides metodei ir

augstāka konfidencialitātes pakāpe, bet zemāka traucējumnoturība. Ir piedāvāta arī FM-DCSK un CDSK pārraides metožu kombinācija [76].

Jāatzīmē, ka tika piedāvāti arī daudzpiekļuves haotiskas sakaru sistēmu risinājumi. Rakstā [77] ierosināta daudzpiekļuve ar DCSK laika kadru permutācijas transformāciju - katram lietotājam ir sava permutācijas funkcija. Līdzīgi ir piedāvāta OFDM balstīta DCSK shēma [78]. Savukārt, publikācijā [74] ierosināta daudzlietotāju FM-DCSK sakaru sistēma, balstīta uz Volša kodu pielietojumu, šīs sistēmas darbība analizēta arī rakstā [79].

1.3.3 Haotiskas secības koda daļes daudzpiekļuves sistēmās

Kā vēl viens pielietojums ir piedāvāts izmantot haotiskas secības spektra paplašināšanai tiešās secības koda daļes daudzpiekļuves sistēmās **DS-CDMA** [80], [81], [82]. Dažos avotos [83], [84] haosā balstītas DS-CDMA sistēmas arī sauc par CSK, tādā veidā šādas haosā balstītas DS-CDMA sistēmas literatūrā tika aplūkotas kā ciparu CSK ekvivalenti. Raidītājā datu bitu spektrs tiek paplašināts, sareizinot bitu plūsmu ar haotisku secību. Uztvērējā ieejas signāls tiek sareizināts ar lokāli ģenerēto haotisko secību un integrēts bita ilgumā, iegūtās vērtības tiek salīdzinātas ar sliekšni.

Ir veikti daudzi haotisko spektru paplašinošo secību pētījumi no dažādiem rakursiem, bet pārsvarā ir aplūkotas divas pieejas. Pirmajā gadījumā bitu pārraidei izmantotas ģenerētās haotisko signālu vērtības [85], [86], [87], [88], [89], [90], [91], [92], [93], [94], [95], [96], [97], [98], [99], [100], savukārt otrajā gadījumā haotiskā signāla vērtības tiek kvantētas, tajā skaitā līdz binārajam signālam [101], [102], [103], [104], [105], [106], [107], [108]. Haotisko secību korelācijas īpašības analizētas avotos [88], [89], [90], [91], [98], [105], [108], [109], [110]. Ar mērķi realizēt sakaru kvalitātes uzlabošanu un BER līmeņa samazināšanu ir piedāvātas uzlabotas secību ģenerācijas metodes [92], [93], [96], [98], [99], [100], [109], [111].

Katrai haotisko secību pielietojumu pieejai ir savas stiprās un vājās puses. Kvantētu secību izmantošana paaugstina sistēmas traucējumnoturību un sinhronizācijas efektivitāti, savukārt, kvantētas secības zaudē haotiskās īpašības un sakaru sistēmu drošuma pakāpe samazinās [83]. Turklāt, literatūras avotos nav vienota viedokļa, vai haotiskās secības var būt efektīvākas par klasiskajām spektru paplašinošām secībām.

Haotiskas sakaru sistēmas un haotiskas secības analizētas arī no kriptogrāfisko pielietojumu viedokļa. Datu kodēšana ir vēl viens interesants haosa teorijas pielietojums. Šīs jomas izpētei veltīti vairāki darbi, iekļaujot audio, video kompresiju un datu kriptogrāfiju [112], [113], [114], [115], [116], kanāla kodēšanu [117]. Piemēram, darbā [118] parādīts, kā haotisko secību ģenerāciju var pielietot drošas UDP/IP balss pārraides sistēmās, izmantojot telts

attēlojumu un sajaukšanu ar augstas dimensijas kaķa attēlojumu, kas ierosināts attēlu kriptogrāfijai publikācijā [119].

Šajā darbā tiks pētīti haotisko ciparsignālu pielietojumi sakaru sistēmās – apskatītas haotisko ciparsignālu ģenerācijas metodes un to pielietojums CDMA un OFDM sakaru sistēmās, tāpēc nākamā nodaļā dots apkopojums pētījumiem šajā jomā.

1.4 Haotisko secību ģenerācija, īpašības un pielietojums sakaru sistēmās

Tā kā šajā darbā pielietotie haotisko secību ģenerācijas algoritmi un secību statistiskās īpašības apskatītas 2. nodaļā, bet autores ierosinātie pielietojumi DS-CDMA un OFDM sakaru sistēmās attiecīgi parādīti 3. un 4. nodaļās, tad zemāk dots pārskats par publikācijām šajās jomās.

Tiek uzskatīts, ka haotiskām secībām ir daudzsoļš pielietojums paplašināta spektra sistēmās. Piemēram, avotā [120] apgalvots: “... līdz šim brīdim ir zināms tikai viens lietderīgs haosa pielietojums komunikācijās: paplašinošo kodu ģenerācija klasiskajām CDMA sistēmām”. Haotiskas secības kā alternatīva pseidogadījuma secībām tika piedāvātas paplašināta spektra sakaru sistēmām jau no deviņdesmito gadu sākuma [94], [95]. Kā jau bija minēts, piedāvāts gan nebināro [94], [95], [96], [97], [98], [99], [100], [109], [110], [111], gan bināro [105], [106], [107], [108], [121] haotisko secību pielietojums spektra paplašināšanai, tajā skaitā DS-CDMA sistēmās. Intensīvi pētīti šo secību ģenerācijas algoritmi, secību statistiskās īpašības un haotiskās secības izmantojošo DS-CDMA sistēmu traucējumnoturība.

Avotos [94], [95] parādītas nebināro haotisko secību izmantošanas iespējas paplašināta spektra sakaru sistēmās. Iezīmētas haotisko secību korelācijas īpašības, kriptogrāfiskās īpašības, piedāvāto paplašināta spektra sakaru sistēmu traucējumnoturība pie dažāda haotisko secību garuma, lietotāju skaita. Tiek atzīmēts, ka iespējams ģenerēt lielāku haotisko secību skaitu salīdzinājumā ar pseidogadījuma secībām – m-secībām un Golda kodiem, kā arī tiek paaugstināta drošuma pakāpe. Prezentētie rezultāti liecina, ka paplašināta spektra sistēmām, kas izmanto ar loģistisko attēlojumu ģenerētas haotiskās secības, ir zemāka traucējumnoturība nekā PN-secību (*Pseudo Noise*) gadījumā pat pie īsa secību garuma (7–63 elementi).

Avotā [110] analizēta traucējumnoturība DS-CDMA sistēmai, kas izmanto relatīvi īsas (31-127 elementu garas) ar loģistisko attēlojumu ģenerētas nebināras haotiskas secības. Salīdzinātas ar loģistisko attēlojumu ģenerētu haotisko secību un PN-secību, galvenokārt m-secību aperiodiskās autokorelācijas un savstarpējās korelācijas īpašības. Parādīts, kā izvēlēties sākuma nosacījumus secību ģenerācijai un neiziet uz periodisko orbītu. Pielietojot sākuma nosacījumu viedo izvēli, tiek ģenerētas haotiskas secības ar zemu savstarpējās korelācijas

līmeni. Izvirzīta hipotēze, ka novērtēt BER, pielietojot Gausa aproksimāciju daudzpiekļuves traucējumiem, ir nekorekti, jo nav zināms to varbūtības blīvums, tāpēc BER tika novērtēts pielietojot Montekarlo metodi. DS-CDMA BER tika parādīts AWGN kanāla viena lietotāja un vairāku lietotāju gadījumiem, pielietojot spektra paplašināšanai gan haotiskas secības, gan m-secības. Tā kā m-secību skaits ir stingri ierobežots, tad vairāku lietotāju modelēšanas rezultāti parādīti tikai 127 elementu garām secībām. DS-CDMA sistēmas traucējumnoturības modelēšana AWGN kanālā pat pie viedas sākuma nosacījumu izvēles haotisko secību ģenerācijai, parādīja, ka BER līmenis pie spektru paplašinošu secību garuma 127 elementi m-secību gadījumā ir zemāks. Tomēr tika secināts, ka haotiskas secības var izmantot paaugstināta drošuma DS-CDMA sakaru sistēmās.

Tā kā intensīvi veikta arī CDMA haotisko paplašinošu secību sistēmu traucējumnoturības izpēte [81], [110], [122], [123], [124] vērts atzīmēt, kādas metodes tiek pielietotas. BER novērtējums daudzlietotāju gadījumā tiek realizēts veicot datormodelēšanu [96], [110] vai plaši izplatīto teorētisko aprēķinu veikšanai aproksimējot daudzpiekļuves traucējumus ar normālo Gausa sadalījumu [81], [123], [125]. Tajā pašā laikā, nav noskaidrots, vai visos gadījumos daudzpiekļuves traucējumiem piemērojams Gausa sadalījums [83] [110].

Veikti arī turpmāki nebināro haotisko secību pielietojuma pētījumi. Publikācijā [80] novērtēta asinhronas DS-CDMA traucējumnoturība tādu haotisku komplekso spektru paplašinošu secību gadījumā, kas ģenerētas ar gabaliem nepārtrauktu Markova attēlojumu², kā arī veikts salīdzinājums ar m-secībām un Golda kodiem. Haotiskās secības tika ģenerētas ar n-joslu Bernulli nobīdes³ un n-joslu astes nobīdes⁴ attēlojumiem. Prezentēti lietotāju skaita ietekmes uz BER līmeni teorētiskie novērtējuma rezultāti – haotiskajām, m-secībām un Golda kodiem. DS-CDMA sakaru sistēma, kas izmanto haotiskās secības, parādīja zemāku BER līmeni pie tā paša lietotāju skaita nekā uz m-secībām vai Golda kodiem balstītās asinhronās DS-CDMA sistēmās. Tika atzīmēts, ka jāveic dziļāki pētījumi, kas ņemtu vērā reālo kanālu radīto efektu ietekmi, un jādefinē haotisko secību ģenerācijas un atlases precīzākus kritērijus.

Ir piedāvāta un analizēta viendimensionālo attēlojumu ģeneralizācija, kas apraksta dažādu un arī sarežģīto ģenerēto secību elementu atkarību no iepriekšējās vērtības [97]. Piedāvāti nosacījumi, pie kuriem ģenerētām secībām ir gadījuma raksturs.

Nebināro haotisko secību ģenerācijai piedāvāti arī sarežģītāki algoritmi. Avotā [96] piedāvāta trokšņu un kanāla amplitūdas fluktuāciju noturīga paplašināta spektra haotiska sakaru

² Angļu valodā: *Piece-Wise Affine Markov (PWAM) maps*

³ Angļu valodā: *n-way Bernoulli shifts*

⁴ Angļu valodā: *n-way tailed shifts*

sistēma, kurā izmantotas sinhronizētas diskrēta laika haotiskas sistēmas. Haotisko spektru paplašinošo secību ģenerācijai izmantoti loģistiskais un gabaliem lineārs haotiskais neironu attēlojums. Katrs bits tiek paplašināts ar savu unikālo elementu kombināciju. Uztvērēja un raidītāja haotisko sistēmu sinhronizācijai izmantotais algoritms aprakstīts [125] avotā. Paplašināta spektra sakaru sistēmu ar secību garumu 15–63 elementi Montekarlo modelēšana parādīja, ka sistēma, kas izmanto haotisko neironu attēlojumu, ir traucējumnoturīgāka par sistēmu, kas izmanto loģistisko attēlojumu. Piedāvātās sistēmas uzvedība tika analizēta arī fedinga kanālā. Secināts, ka piedāvātā sistēma ir spējīga strādāt un noturēt haotisko sinhronizāciju trokšņu un fedinga klātbūtnē.

Veikti arī haotisko secību atlases kritēriju pētījumi nolūkā palielināt haosu izmantojošo sakaru sistēmu traucējumnoturību. Publikācijā [98] prezentēti nebināro haotisko secību atlases kritēriji DS-CDMA sakaru sistēmām. Atzīmēts, ka, lai palielinātu DS-CDMA sistēmas traucējumnoturību, atlasītajām haotiskajām secībām jāpiemīt labām korelācijas īpašībām (auto korelācijas funkcija līdzīga delta funkcijai un savstarpējās korelācijas funkcijas vērtības tuvas nullei). Par atlases kritēriju pieņemts minimālas blakus pīķu vērtības autokorelācijas funkcijām un minimālas savstarpējās korelācijas funkciju pīķu vērtības visiem secību pāriem atlasītajā secību komplektā. BER modelēšanas rezultāti 2 vienlaicīgu lietotāju gadījumam parādīja, ka sinhronai DS-CDMA sistēmai, kas izmanto ar otras kārtas Čebeševa polinomu ģenerētas haotiskās secības, ir lielāka traucējumnoturība pie secību garuma 7 un 15 elementi nekā DS-CDMA sistēmai, kas izmanto Golda kodus vai Kasami mazā komplekta secības [126]. Tādā veidā tika nodemonstrēta atlases kritēriju efektivitāte un nebināro haotisko secību pielietojumu efektivitāte DS-CDMA sistēmās.

Avotā [99] piedāvāts DS-CDMA sistēmu haotisko spektru paplašinošu secību 1-D attēlojumu ģenerācijas algoritms, kas balstās uz ģenētisko programmēšanu un nodrošina izvēlēto parametru uzlabošanu (savstarpējās korelācijas īpašības, traucējumnoturība daudzceļu izplatīšanās kanālā). Šī pieeja haotisko secību ģenerācijai balstās uz attēlojumu kopas ģenerāciju, no šīs kopas iteratīvi atlasīti un modificēti attēlojumi, kuru secībām ir izvēlētās īpašības, piemēram zems savstarpējās korelācijas līmenis vai zems DS-CDMA BER līmenis daudzceļu izplatīšanās gadījumā. Tādā veidā tika ģenerēts attēlojums, kura secībām ir zemāks savstarpējās korelācijas līmenis un zemāks autokorelācijas blakus maksimumu līmenis nekā loģistiskajam vai Markova attēlojumiem. Veicot attēlojumu atlasīšanu pēc BER līmeņa DS-CDMA sistēmā, ģenerētā attēlojuma secības nodrošina labākus rezultātus nekā secības, kas ģenerētas ar loģistisko vai Markova attēlojumu, vai līdzīgus rezultātus kā Golda kodiem pie 10 lietotājiem un 1023 elementu garuma. Savukārt, veicot attēlojuma ģenerāciju pie krāsaina trokšņa vai

daudzceļu izplatīšanās Releja kanāla, ar ģenētisko programmēšanu radīta attēlojuma secības parādīja zemāku BER līmeni DS-CDMA sistēmā nekā Golda kodi. Tomēr piedāvātā attēlojumu ģenerācijas metode ir skaitļošanas resursu ietilpīga un katriem pārraides nosacījumiem un haotisko spektru paplašinošu secību garumiem jāģenerē attiecīgs attēlojums. Pie tam ar ģenētisko programmēšanu radīti attēlojumi ietver lielu aritmētisko darbību skaitu. Šādas haotisko secību ģenerācijas pieejas aprakstītas arī avotos [109], [111].

Haotiskās secības pārsvarā nav ortogonālas, tomēr ir piedāvātas arī haotiskas ortogonālas secības sinhronām DS-CDMA sistēmām [100]. Piedāvātā haotisko secību ģenerācija balstās uz Čebiševa polinomu un Hilberta telpas projekciju. Piedāvātas SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) formulas sinhronai DS-CDMA sistēmai, kas pielieto šādas secības. Tā kā šīs secības nav optimālas asinhronai sistēmai, tad formulēti priekšlikumi secību ģenerācijai asinhronām DS-CDMA sistēmām.

Analizēts arī bināro haotisko secību pielietojums paplašināta spektra sistēmās [107]. Savukārt, [105] ir aplūkota tādu haotisko signālu ģenerācija ar 1-D attēlojumu, kuriem ir uzdotās statistiskās īpašības un šādu signālu pārveidošana binārās haotiskās secībās. Analizētas autokorelācijas un savstarpējās korelācijas funkcijas, korelācijas dimensijas. Atzīmēts, ka binārajām haotiskajām secībām ir labas statistiskās īpašības – savstarpējās korelācijas funkciju zems līmenis un delta funkcijai līdzīga autokorelācijas funkcija. Secināts, ka binārās haotiskās secības ir salīdzinoši vienkārši ģenerējamas un tās var izmantot kriptogrāfiskos nolūkos.

Rakstā [121] analizēts ar loģistisko attēlojumu ģenerētu haotisko secību pārveidojums binārā vai diskrētā formā. Pētīta varbūtības sadalījuma atkarība no pārveidošanas sliekšņa. Analizētas iegūto secību autokorelācijas un savstarpējās korelācijas funkcijas.

Piedāvāti arī komplicētāki ģenerācijas algoritmi: ciparu haotisko secību ģenerācija, balstīta uz jūras traucējumu rekonstrukciju [106], parādīta un realizēta ar neirona tīklu (daudz slāņu perceptrona⁵) modeli realizēta ģenerācija. Analizēts piedāvātā haotisko secību ģenerators pielietojums paplašināta spektra sakaru sistēmās. Pārbaudīta DS-CDMA traucējumnoturība pie BPSK (*Binary Phase-Shift Keying*) modulācijas un AWGN kanāla, kā arī parādīti spektri informācijas signālam, haotiskai secībai, pārraidītam un uztvertam DS-CDMA signālam, informācijas signālam pēc detektēšanas. Pamatots haotisko secību pielietojums un iezīmētas dažas priekšrocības.

Publikācijā [108] plaši analizētas ar dinamiskām sistēmām, kas realizē nelineāro pārveidojumu, aizturi un filtrāciju, ģenerētu bināro haotisko signālu korelācijas īpašības.

⁵ Angļu valodā: *perceptron*

Parādītas divas bināro haotisko signālu ģenerācijas metodes un analizētas aperiodiskas savstarpējās korelācijas un autokorelācijas funkcijas, secību balanss, vienādu simbolu bloku parādīšanās varbūtība, secības apjoms (skaits). Aperiodiskas korelācijas funkcijas binārajām haotiskajām secībām ir salīdzinātas ar pseidogadījuma, galvenokārt ar m-secību korelācijas funkcijām. Piedāvāto haotisko secību aperiodiskās autokorelācijas funkcijas blakus maksimumi tāpat kā m-secībām ir tuvi līmenim $1/\sqrt{L_c}$, kur L_c – secības garums. Parādītie rezultāti raksturo 10–1000 elementu garas secības. Arī šajā rakstā parādīts, ka haotisko bināro secību aperiodiskā autokorelācijas funkcija ir līdzīga delta funkcijai. Atzīmēts, ka pie haotisko secību garuma samazināšanas “+1” un “-1” elementu balanss pasliktinās. Savstarpējās korelācijas īpašības apskatītajām haotiskām secībām arī tuvas m-secību īpašībām. Atzīmēts, ka piedāvāto haotisko secību aperiodiskās korelācijas īpašības sakrīt ar gadījuma procesu pie secību garuma 100–1000 un, palielinot garumu, tikai uzlabojas.

Publikācijā [127] bināro haotisko secību ģenerators, kas balstīts uz 1-D attēlojumiem, analizēts arī no kriptogrāfiskās puses. Piedāvātais algoritms var tikt pielietots jebkuram 1-D attēlojumam. Apskatītas 1000 elementu garu bināro haotisko secību statistiskās īpašības un jutīgums pret sākumnosacījumu izmaiņām. Secināts, ka ģenerētajām binārajām secībām ir labas autokorelācijas un savstarpējās korelācijas funkciju īpašības un pat sākumnosacījumu izmaiņa 10^{-14} līmenī noved pie atšķirīgas secības ģenerācijas.

Literatūrā aplūkota arī uz haosu balstīto DS-CDMA sistēmu optimizācija. Publikācijā [128] piedāvāta un analizēta haotisko daudzsecību DS-CDMA sistēma un tās traucējumnoturība, kā arī piedāvātas spektra paplašināšanas vadlīnijas sistēmas veiktspējas un lietotāju skaita palielināšanai. Piedāvātajā sistēmā katram lietotājam piešķirtas vairākas spektru paplašinošas secības, kas dod iespēju dinamiski palielināt katra lietotāja datu plūsmu. Haotiskās spektru paplašinošas secības tiek ģenerētas ar astes nobīdes attēlojumu. DS-CDMA secību optimizācija veikta, pielietojot piedāvātās vadlīnijas, kas balstās uz autokorelācijas funkcijas piemērotību un secību kvazi-ortogonalizāciju.

Piedāvātas arī haotiskas daudznēsēju DS-CDMA sistēmas [129], [130], [131]. Publikācijā [129] piedāvātas haotiskās secības daudznēsēju DS-CDMA sistēmas traucējumnoturības paaugstināšanai. Šajā sistēmā informācijas signāls tiek paplašināts gan laika apgabalā, gan frekvenču apgabalā. Haotiskās secības tiek ģenerētas ar dažādiem loģistiskiem attēlojumiem un tiek izmantotas spektra paplašināšanai frekvenču apgabalā. Piedāvātās DS-CDMA sistēmas traucējumnoturība ir augstāka par Volša paplašinošo secību izmantojošās DS-CDMA sistēmas traucējumnoturību pie vienāda lietotāju skaita. Avotā [130]

pētīta uz haotiskajām secībām balstīta MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) daudznesēju DS-CDMA sistēmas traucējumnoturība. MAI (*Multiple Access Interference*) ietekme uz darbību tika ierobežota, pielietojot haotiskas spektru paplašinošas secības ar zemu savstarpējo korelāciju. Modelēšanas rezultāti rāda traucējumnoturības palielināšanu, salīdzinot ar MIMO daudznesēju DS-CDMA sistēmu, kas izmanto Volša spektru paplašinošas secības. Savukārt avotā [131] parādīta kanāla novērtēšana, pielietojot haotisko secību augšuplādes un lejuplādes daudznesēju DS-CDMA sistēmās. Ar loģistisko attēlojumu ģenerēta haotiska secība tika izmantota vienlaicīgi kā pilotsignāls kanāla novērtēšanai un kā spektru paplašinošas secības. Atzīmēts, ka var tikt pielietoti arī citi 1-D attēlojumi. Pielietotā haotisko secību un ortogonālo secību kombinācija parāda augstāku sistēmas traucējumnoturību daudznesēju DS-CDMA sistēmās nekā Volša-Adamāra secības.

Haotiskas secības tika ģenerētas un piedāvātas arī citām mūsdienu sakaru sistēmām, piemēram, [132] parādīts, ka haotiskas secības var tikt pielietotas kognitīvās radio sakaru sistēmās, lai veiktu frekvences apgabala signāla apstrādi un palielinātu sakaru drošumu. Haotiskais signāls tiek ģenerēts ar loģistisko attēlojumu frekvenču apgabalā un pārveidots laika apgabalā ar inverso Furjē transformāciju. Uzklājot spektra masku uz haotisko signālu frekvenču apgabalā, tiek radīts haotiskais signāls, kas pārklāj vairākas pārtrauktās frekvenču joslas kognitīva radio pielietojumam. Parādīts, ka piedāvātā signāla ģenerācija rada signālus laika apgabalā ar atbilstošām autokorelācijas un savstarpējās korelācijas īpašībām. Lai veiktu kognitīvas radio sakaru sistēmas datu pārraidi, ģenerētam haotiskajam signālam tika pielietota CSK modulācija. Sistēmas BER modelēšana fedinga kanālos parāda piedāvātās signāla ģenerācijas un apstrādes efektivitāti.

1.5 Pārskats par haosa pielietojuma sakaru sistēmās kopsavilkums

Šajā nodaļā formulēti haosa teorijas pamatjēdzieni, aprakstītas haotisko signālu ģenerācijas metodes (matemātiskie modeļi – diferenciālvienādojumu sistēmas, viendimensionālie un daudzdimensionālie attēlojumi; elektriskie ģeneratori – Čua ķēde un to modifikācijas), parādīti haosā balstītu sakaru sistēmu pamatrisinājumi (maskēšana ar haosu, haotisko nesējsvārstību izmantošana, haotisko secību koda daļes sistēmas) un šo sistēmu vājās un stiprās puses.

No izdarītā literatūras pārskata secināts, ka haotisko signālu pielietošana paaugstina sakaru sistēmu noturību pret daudzceļu izplatīšanos, noturību pret šaurjoslas traucējumiem, samazina pārtveršanas varbūtību un paaugstina sakaru drošumu, dod iespēju realizēt

daudzpiekļuvi, sinhronizāciju, tāpēc haotisko secību pielietojuma sakaru sistēmās izpēte joprojām ir aktuāla.

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

Neskatoties uz daudzām haotisko 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 haotisko secību balstītās DS-CDMA sistēmās daudzpiekļuves traucējumiem nav piemērojams Gausa sadalījums un uz tā balstītas analītiskas BER novērtēšanas metodes;
- haotisko secību pielietojuma iespējas mūsdienu daudznesēju sakaru sistēmu parametru uzlabošanai.

Šo jautājumu izpētei veltītas nākamās promocijas darba nodaļas.

2. HAOTISKO SECĪBU ĢENERĀCIJA UN TO STATISTISKĀS ĪPAŠĪBAS

Datu pārraides sistēmās plaši tiek lietotas pseidogadījuma secības (spektra paplašināšanai, daudzpiekļuves nodrošināšanai). Pseidogadījuma secību ģenerēšanai galvenokārt izmanto bīdes reģistrus, un šādu secību (m-secības, Golda secības, Kasami secības) īpašības ir labi izpētītas. Tajā pašā laikā notiek meklējumi tādu secību ieguvei, kas būtu brīvas no minētajām secībām raksturīgā periodiskuma, kas samazina pārraides konfidencialitāti koodales (CDMA) sistēmās un kas varētu nodrošināt mazākus starpkanālu traucējumus. Kā daudzsološa iespēja tiek uzskatītas haotiskas secības, jo iespējams ģenerēt lielu praktiski nekorelētu to skaitu [94], [133]. Savukārt CDMA sistēmu kapacitāti galvenokārt ierobežo citu lietotāju radītie traucējumi. Tāpēc būtiski ir izmantot paplašinošās secības ar pēc iespējas mazākām savstarpējās korelācijas funkcijas vērtībām.

Šī nodaļa veltīta haotisko secību ģenerācijas algoritmiem un haotisko secību statistiskajām īpašībām. Apskatītie ģenerēšanas algoritmi tiks izmantoti turpmākajās darba nodaļās haotisko secību radīšanai koodales sakaru sistēmām un daudznesēju sakaru sistēmām.

2.1 Haotiski procesi nelineārās dinamiskās sistēmās

Nelineārā dinamika ir zinātnes nozare, kas nodarbojas ar evolūcijas procesu īpašību un struktūru pētīšanu nelineārās dinamiskās sistēmās. Īpašība, kas piemīt tikai nelineārām sistēmām, ir iespēja realizēt dažādus funkcionēšanas režīmus, kas atkarīgi no sākuma stāvokļa, sistēmas parametriem un ārējās iedarbības. Nelineārās sistēmās iespējams realizēt determinēta haosa režīmu nerimstošu aperiodisku svārstību veidā.

Dinamiska sistēma ir modelis laikā evolucionējošo sistēmu aprakstīšanai un pētīšanai. Viena no nelineāro sistēmu īpašībām ir iespējamība panākt režīma izmaiņas atkarībā no ļoti mazām vadošo parametru izmaiņām. Šādās dinamiskās sistēmās ir iespējami svārstību režīmi, kas līdzīgi gadījuma procesiem.

Dinamiska sistēma ir precīzi nodefinēts stāvokļa jēdziens kā kādu vērtību kopums dotajā laika momentā un ir dotas sakarības, kas apraksta sākuma nosacījumu evolūciju laikā. Dinamisku sistēmu aprakstīšanai parasti pielieto diferenciālvienādojumus un diskrētos attēlojumus, kuri apskatīti tālāk.

Autonomu dinamisku sistēmu darbību apraksta diferenciālvienādojumu sistēma (1.1.). Definē matemātisku telpu, kurā ortogonālās koordinātas reprezentē stāvokļa mainīgie. Tad sistēmas uzvedību raksturo x punkta (attēlotājpunkta) koordinātes $x_1, x_2, \dots, x_n$ n -dimensiju telpā.

Evolūcijas procesā attēlotājpunkta pārvietošanos fāzu telpā pa fāzu trajektoriju var pierakstīt operatoru veidā (2.1):

$$x(t) = T_t x(t_0) \quad (2.1.)$$

kur T_t – operators (evolūcijas likums),

$x(t)$ – sistēmas stāvoklis atkarībā no laika,

$x(t_0)$ – sistēmas sākuma stāvoklis.

Ja doto operatoru pielietot sākuma stāvoklim $x(t_0)$, tad iegūst $x(t)$, kas ir stāvoklis laika momentā $t > t_0$. Lielumi $x(t)$ un $x(t_0)$ pieder vienai un tai pašai fāzu telpai – operators T_t attēlo sistēmas fāzu telpu pašu uz sevi. Operatoru T_t sauc par attēlojuma operatoru vai attēlojumu.

Evolūcijas procesā sistēmas stāvokli raksturojošais punkts no sākuma nosacījumu $x(t_0)$ vietas pārvietojas fāzu telpā pa fāzu trajektoriju. Pie dažādiem sākuma nosacījumiem iegūst fāzu trajektoriju kopu – fāzu portretu.

Disipatīvām sistēmām raksturīga fāzu trajektoriju virzība no dažādiem sākuma stāvokļa punktiem uz atraktoru – kādu punktu vai punktu kopu fāzu telpā. Pirmās un otrās kārtas sistēmām ($n \leq 2$) iespējami atraktori:

- “fiksētais punkts” – atbilst sistēmas līdzsvara stāvoklim: stāvokļa mainīgo atvasinājumi $dx_i/dt = 0$;
- “robežcikls” – noslēgta līkne fāzu telpā, atbilst periodiskam procesam.

Sistēmas determinisms nosaka, ka fāzu trajektorijas fāzu telpā nevar krustoties. Tāpēc 2-D sistēmām iespējami tikai minētie atraktori (punkts, robežcikls).

Ir arī iespējama sarežģītāka pievelkošā kopa – tā sauktais n -tās kārtas tors T^n (n -tās kārtas riņķa līnijas Dekarta pakāpe).

Ja dimensiju (stāvokļa mainīgo) ir vairāk, trajektorijām pietiek vietas vīties vienai ap otru nekrustojoties. Tas nozīmē, ka šādu sistēmu uzvedība var būt visai komplicēta. Šādās sistēmās iespējami “dīvainie” vai “haotiskie” atraktori, kas ir fāzu telpas pievelkošs apgabals, kurš nav ne stabils punkts, ne robežcikls un kuram raksturīgi, ka mazas atšķirības starp divām trajektorijām eksponenciāli pieaug (jutīgums pret sākuma nosacījumu izmaiņām).

Šādās nelineārās sistēmas ir iespēja realizēt determinēta haosa režīmu nerimstošu aperiodisku svārstību veidā, kas atgādina gadījumprocesu.

Tādām svārstībām ir dažas gadījumprocesu īpašības: nepārtraukts jaudas spektrs, eksponenciāli krītoša korelācijas funkcija un neprognozējamība lielos laika intervālos. Tajā pašā laikā, šo svārstību veids ir pilnīgi atkarīgs no dinamiskās sistēmas parametriem, un, vispārīgā gadījumā, no tās sākuma nosacījumiem. Šādām svārstībām, atšķirībā no gadījuma

procesiem, ir liela jutība pret sākuma nosacījumiem un blakus esošo fāzu trajektoriju atšķirību eksponenciāls pieaugums.

Var parādīties arī tādu atraktoru saime, kuriem ir gan haotiskais, gan regulārais raksturs. Tā sauktie kvaziatraktori, kuru raksturīga īpatnība ir vienlaikus gan haotisku, gan regulāro pievelkošo kopu pāru līdzpastāvēšana kompaktā fāzu telpas apgabalā.

Atšķir nepārtrauktus un diskrētos operatorus. Pēc operatora veida atšķir sistēmas ar nepārtrauktu un diskrēto laiku. Dinamiskas sistēmas vēl klasificē arī pēc citiem parametriem.

2.2 Haosa ģeneratori

Haotiskas svārstības var iegūt ar tādu vienkāršu dinamisku sistēmu palīdzību, kā Čua ķēde (skat. att. 2.1.a.), kuras haotiskie darbības režīmi ir plaši pētīti [134], [135], [136]. Čua ķēde dod iespēju pētīt un izmantot daudzas haotiskas uzvedības īpatnības.

Čua ķēde ir viens no visvairāk pazīstamiem un izpētītiem haosa ģeneratoriem, kurš var tikt izmantots gan kā eksperimentāls līdzeklis (haosa parādību studēšanai), gan kā „celtniecības bloks” daudziem pielietojumiem. Pēc haotisko svārstību sinhronizācijas atklāšanas Čua ķēdes pielietojums komunikāciju sistēmās ciparsignālu pārraidīšanai tika plaši pētīts [58], [137], [138]. Uz doto brīdi ir zināmi vairāk kā 50 haotiskie atraktori, kuri tiek radīti ar Čua ķēdi.

Nēmot vērā, ka uz Čua ķēdes balstīts ģenerācijas algoritms tiks izmantots haotisko signālu radīšanai daudznēsēju sakaru sistēmu traucējumnoturības uzlabošanai, zemāk aprakstīta Čua ķēdes darbība un īpašības.

Čua ķēdes stāvokļa mainīgo vienādojumi:

$$\begin{aligned}C_1 \frac{du_1}{dt} &= \frac{1}{R} (u_2 - u_1) - f(u_1) \\C_2 \frac{du_2}{dt} &= \frac{1}{R} (u_1 - u_2) - i_3 \\L \frac{di_3}{dt} &= -u_2\end{aligned}\tag{2.2.}$$

kur C_1 , C_2 – kondensatoru kapacitāte,

R – rezistora pretestība,

L – spoles induktivitāte,

u_1 – spriegums uz kondensatora C_1 ;

u_2 – spriegums uz kondensatora C_2 ,

i_3 – strāva caur spoli.

Savukārt nelineāra elementa (Čua diodes) gabaliem lineārā 3-segmentu voltampēru raksturlīkne, (skat. att. 2.1.b.):

$$i_R = u_R + \frac{1}{2} (G_a - G_b)(|u_R + B_p| - |u_R - B_p|) \quad (2.3.)$$

kur i_R – strāva caur Čua diodi,

G_a un G_b – lineāro segmentu pieauguma koeficienti,

$U_R = -B_p$ un $U_R = B_p$ – raksturlīknes lūzuma punkti,

m_i ($i = 1, 2$) – gabaliem lineārs Čua diodes augšanas koeficients: $m_1 = RG_a$; $m_2 = RG_b$.

Sistēmas (2.2) pieraksts ar bezdimensiju mainīgumiem:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{d\tau} &= k\lambda (y - x - f(x)) \\ \frac{dy}{d\tau} &= k(x - y + z) \\ \frac{dz}{d\tau} &= k\beta y \end{aligned} \quad (2.4.)$$

kur nelineāras voltampēru raksturlīknes funkcija tagad ir:

$$f(x) = bx + \frac{1}{2}(a - b)(|x + 1| - |x - 1|) \quad (2.5.)$$

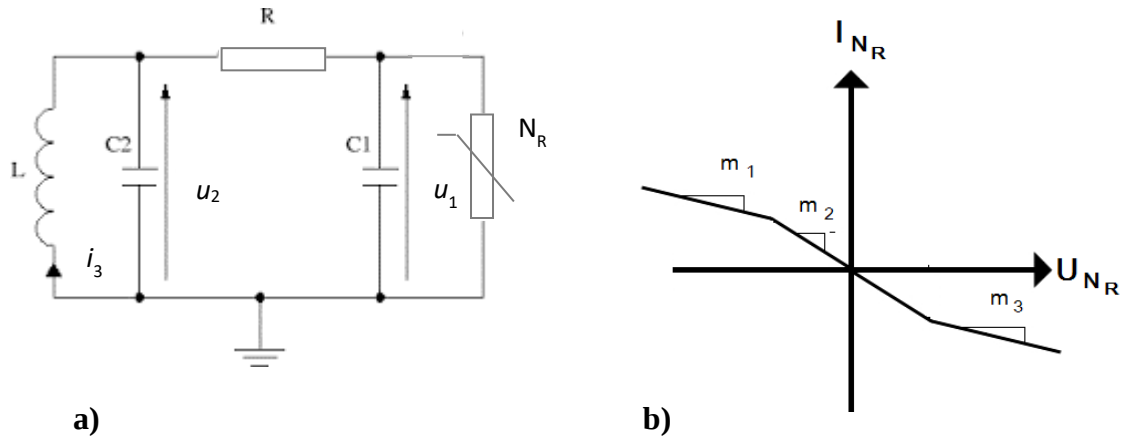
Savukārt bezdimensiju lielumi ir:

$$\begin{aligned} x &= \frac{u_1}{B_p}, y = \frac{u_2}{B_p}, z = i_3 \frac{R}{B_p} \\ \lambda &= \frac{C_2}{C_1}, \beta = \frac{R^2 C_2}{L}, k = \text{sign}(RG_2) \\ a &= RG_a, b = RG_b, \tau = \frac{t}{|RC_2|} \end{aligned} \quad (2.6.)$$

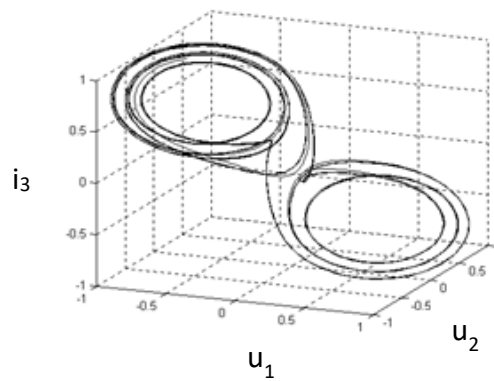
Parametrs $k = \pm 1$ definē tikai laika virzienu (pie $k = -1$ mēs integrējam laika atpakaļ virzienā).

Pie fiksētām R , G_2 , L , G_a , G_b , B_p un C_1 vērtību variācijām var apskatīt bifurkāciju diagrammas, fāzu portretus un U_{C1} laika diagrammas gan uz osciloskopa, gan ar datormodelēšanas palīdzību. Pie C_1 vērtības samazināšanās, stablais nekustīgais punkts zaudē savu stabilitāti, pārejot cikla piedzimšanas bifurkācijā (Andronova-Hopfa cikls), kurā pēc tam, pārejot perioda dubultošanas bifurkācijās, noved pie haosa (tā sauktais Čua dubulti savītais atraktors, att. 2.2). Tas ir perioda dubultošanās ceļš no regulāras uzvedības līdz haosam.

Čua ķēde pirmo reizi aprakstīta vairāk kā pirms 30 gadiem, un šajā laikā piedāvātas vairākas Čua ķēdes modifikācijas [17], [139], [140] un citas.



att. 2.1. a) Čua ķēde, kura sastāv no 4 lineāriem elementiem (R , L , $C1$, $C2$) un nelineāra rezistora N_R ;
b) nelineārā rezistora N_R (Čua diode) voltampēru raksturlīkne



att. 2.2. Čua dubulti savītais atraktors

Tālākā šajā darbā haotisko secību ģenerācijai tiks izmantota viena no Čua ķēdes modifikācijām – ceturtās kārtas haotiskais oscilators [17], kuru apraksta vienādojumu sistēma:

$$\begin{aligned}
 \frac{dp_1}{dt} &= -g(p_1 - p_3) - p_2 \\
 \frac{dp_2}{dt} &= p_1 + \gamma p_2 \\
 \frac{dp_3}{dt} &= \theta(g(p_1 - p_3) - p_4) \\
 \frac{dp_4}{dt} &= \sigma p_3
 \end{aligned}
 \tag{2.7.}$$

kur p_1, p_2, p_3, p_4 ir stāvokļu mainīgie,
bet $g(p_1 - p_3)$ ir nelineāra funkcija:

$$g(p_1 - p_3) = \begin{cases} c(p_1 - p_3 - d) & (p_1 - p_3) \leq 1 \\ 0 & (p_1 - p_3) > 1 \end{cases}
 \tag{2.8.}$$

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

Savukārt, haotiska signāla - secības ģenerācijai tiks izmantota diferenciālvienādojumu un nelineāras funkcijas summa:

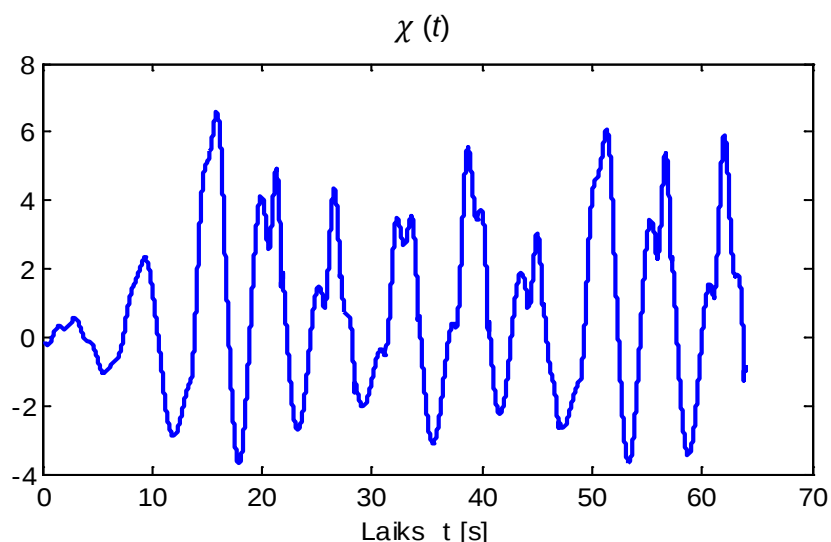
$$\chi = \left(\frac{dp_1}{dt} + \frac{dp_2}{dt} + \frac{dp_3}{dt} + \frac{dp_4}{dt} \right) + g(p_1 - p_3) \quad (2.9.)$$

kur χ – haotiskais signāls.

Tālāk darbā haotiskais signāls tiks modelēts, izmantojot MathWorks Simulink programmatūru un izmantots šī darba 4 nodaļā t.s. sinhronizācijas uzdevumiem. Būtībā darbā tiks izmantota haotiska secība, kas iegūta no diskretizēta haotiskā signāla. Simulink haotiskas secības modelēšanas rezultāti parādīti att. 2.3. un att. 2.4.

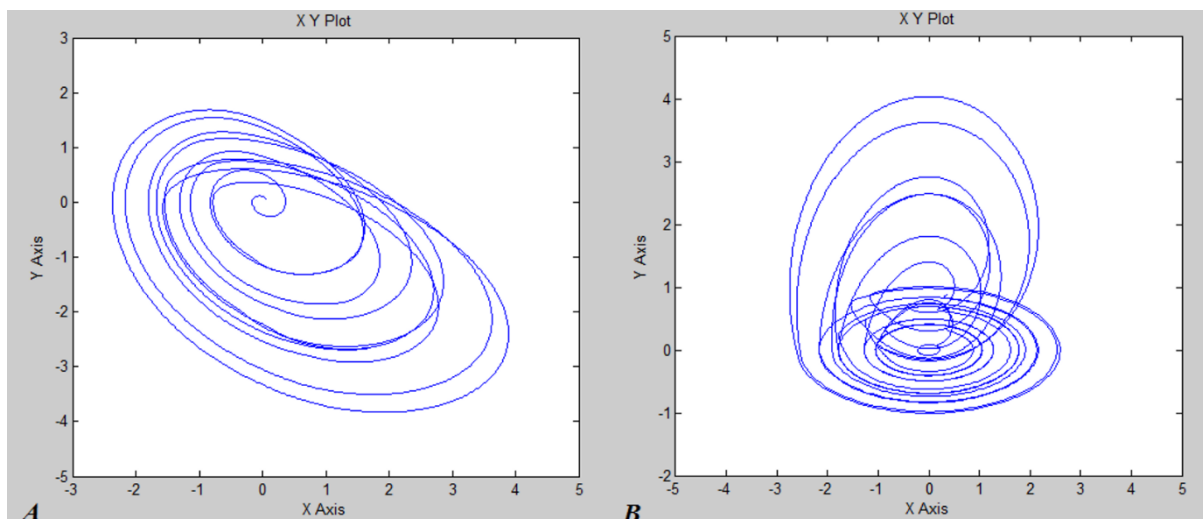
Tabula 2.1. Haotisko signālu χ ģenerējošās modificētās Čua ķēdes bāzes parametri

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



att. 2.3. Ar tādu modificēto Čua ķēdi ģenerēta haotiska signāla-secības χ (2.9.) atkarība no laika pie $\Delta t = 0.01$ s , $t = 64$ s , kuru apraksta vienādojumi (2.7.) un Tabula 2.1. parametri

Diferenciālvienādojumu (2.7) parametri, kuri nodrošina sistēmas haotisko uzvedību un χ secības haotisko raksturu, doti Tabulā 2.1, savukārt att. 2.3. ilustrē iespējamo $\chi(t)$ atkarību no laika pie Tabulā 2.1. dotiem vienādojumu parametriem, kā arī pie laika soļa $\Delta t = 0.01$ s un ģenerācijas ilguma $t = 64$ s. Toties att. 2.4 parāda modificētas Čua ķēdes atraktora projekcijas $p_1(p_2)$ secības un $p_3(p_4)$ pie norādītiem ģenerācijas parametriem.



att. 2.4. Modificētas Čua ķēdes.(2.7.) atraktora projekcija uz 2 plaknēm: A – atraktora projekcija uz p_1 – Y un p_2 – X plaknes; B – atraktora projekcija uz p_3 – Y un p_4 – X plaknes

2.3 Viendimensionālie attēlojumi

Dinamiskas sistēmas aprakstam izmanto ne tikai diferenciālvienādojumus, bet arī attēlojumus. Attēlojums parāda viena lieluma atkarību no cita. Determinētu dinamisku sistēmu attēlojums izsaka sistēmas stāvokļa atkarību no iepriekšējā stāvokļa (1.2.). Sistēmas attēlojumu apraksta rekursīvie vienādojumi.

Attēlojumus izmanto nelineāro dinamisko sistēmu modelēšanai un izpētei, jo nelineārus diferenciālvienādojumus nevar atrisināt analītiski. Attēlojumi var būt gan viendimensionālie, gan daudzdimensionālie, gan diskrēti, gan nepārtraukti. Bet pat ar viendimensionāliem vai divdimensionāliem attēlojumiem var aprakstīt determinēto haosu. Attēlojumus var reprezentēt arī kā haotiska atraktora un to šķērsošas plaknes krustpunktu koordinātes (Puankarē šķēlums vai attēlojums).

Haotiskas secības izveidošanas vienkāršākais modelis ir determinēta nelineāra disipatīva dinamiska sistēma, kuras uzvedība ir determinēts haoss un kuru apraksta pirmās kārtas attēlojums. Katram laika momentam atbilst viens punkts plaknē laiks-stāvoklis. Izejot no tā, sīkāk apskatīsim determinētus pirmās kārtas haosa attēlojumus.

Zemāk apskatīti tālākā darbā izmantotie viendimensionālie attēlojumi.

2.3.1 Logistiskais attēlojums

Logistiskais attēlojums:

$$x(n+1) = rx(n)(1-x(n)), \quad (2.10.)$$

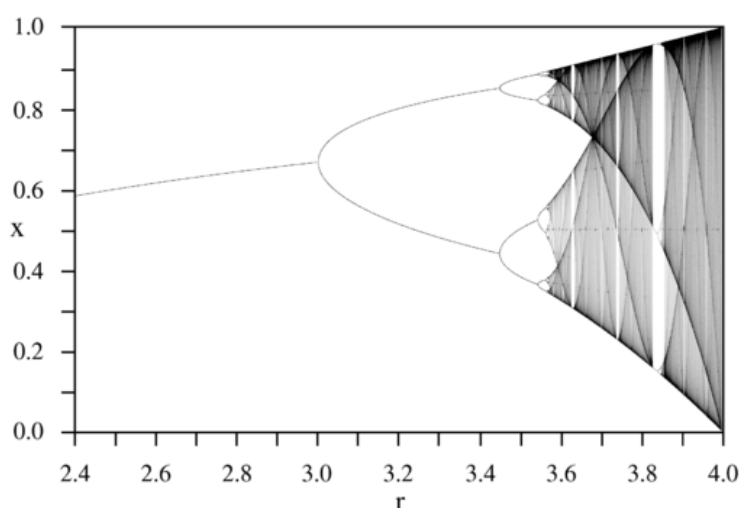
kur n – ģenerācijas soļa kārtas numurs (vesels skaitlis),

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

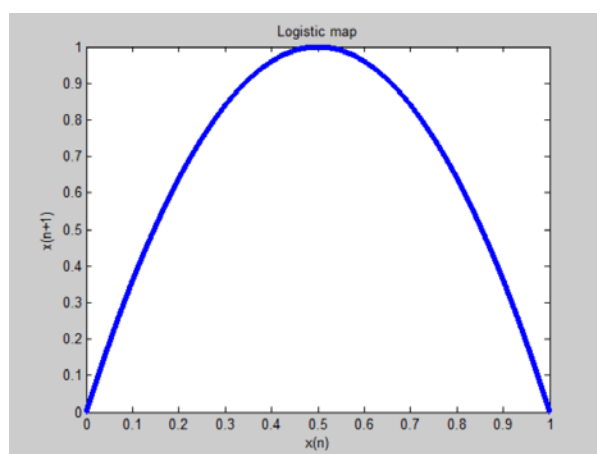
$x(n+1)$ – secības vērtība $n+1$ ģenerācijas solī,

r – parametrs, kas raksturo sistēmas evolūcijas dinamiku un tā vērtības $[3.57; 4]$ atbilst sistēmas haotiskai uzvedībai, turpmākā darbā $r = 4$ un šajā gadījumā $x \in (0, 1)$.

Sistēmas stabilo stāvokļu skaita atkarību no parametra r ilustrē att. 2.5. Uz abscisu ass atlikta parametra r vērtības, bet uz ordinātu ass – x vērtības kuras var ieņemt sistēma ilgstošas darbības laikā.



att. 2.5. Loģistiskā attēlojuma bifurkāciju diagramma



att. 2.6. Loģistiskā attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$

Loģistiskā vienādojuma dinamika ir šāda: ja $0 < r < 3$ – punkta atraktors, pie $3 < r < 3.45$ cikls ar periodu 2, un palielinot r līdz 3.54, parādās pastāvīgs cikls ar periodu 4, savukārt pie $3.57 > r$ rodas determinēts haoss.

Tajā pašā laikā jāievēro, ka loģistiskajam attēlojumam pie parametra $r = 4$, eksistē daudzi sākuma nosacījumi $x(0)$, kas noved pie stacionāra stāvokļa vai periodiskas uzvedības [121] haotiskas uzvedības vietā. Piemēram $x(0) = 0$ vai $x(0) = 0,75$ gadījumā sistēmas dinamika ir fiksēts punkts, savukārt $x(0) = 0.5$ noved pie fiksēta punkta pēc 2 iterācijām, bet $x(0) = (5 \pm$

$\sqrt{5})/8$ noved pie orbītas ar 2 periodiem. Ir arī vairāki sākuma nosacījumu pāri, kuri pēc dažām iterācijām noved pie vienādas orbītas, piemēram, $x(0)$ un $x(0) + \Delta$ ģenerē vienādu $x(1)$ ja $\Delta = 1 - 2x(0)$. Tāpēc sākuma nosacījumiem jābūt izvēlētiem tādā veidā, lai izvairītos no fiksēto punktu un periodisko orbītu dinamikas.

Loģistiskā attēlojuma nākošā stāvokļa $x(n+1)$ atkarība no iepriekšējā $x(n)$ pie $r = 4$ parādīta att. 2.6.

2.3.2 Bernulli attēlojums

Bernulli attēlojums:

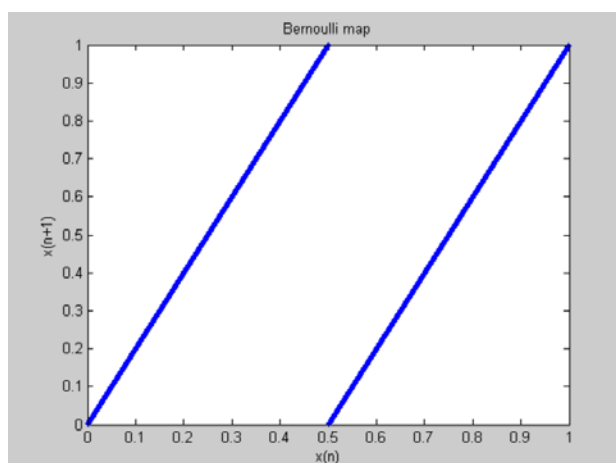
$$x(n+1) = \text{mod}(px(n), 1) \quad (2.11.)$$

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, ja $p = 2$, tad $x \in (0, 1)$.



att. 2.7. Bernulli attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$

Bernulli attēlojums tiek saukts arī par Bernulli pārbīdi. Redzams, ka pie $p = 2$ tā ir iteratīva funkcija, kura katrā reizē veic reizināšanu ar 2 – bināriem skaitļiem tas ir ekvivalents bitu nobīdei pa kreisi, bet, tā kā mainīgais pieder fiksētam intervālam, tad bita vērtība aiz komata pa kreisi ir vienāda ar 0. Tas nozīmē, ka tiek zaudēta informācija par sākuma stāvokli un šis attēlojums ir neinvertējams.

Ja sākuma nosacījums ir racionāls skaitlis, pastāv galīgs iterāciju skaits, pēc kura sistēma sasniedz fiksēta punkta vai periodisku atrektoru, respektīvi, agrāk vai vēlāk secība kļūst periodiska. Piemēram, ja $x_0 = 0.125$, tad tiek iegūts $x_1 = 0.25$, $x_2 = 0.5$, $x_3 = 0$, $x_4 = 0...$, un redzams, ka sistēma ir nokļuvusi fiksēta punkta atraktorā. Bet pie $x_0 = \frac{2}{9}$ iegūst secību ar

periodu 7: $x_1 = \frac{4}{9}, x_2 = \frac{8}{9}, x_3 = \frac{7}{9}, x_4 = \frac{5}{9}, x_5 = \frac{1}{9}, x_6 = \frac{2}{9}, \dots$. Šajā gadījumā bezgalīgi garu neperiodisku haotisku secību var iegūt tikai pie iracionāla sākuma nosacījuma. Tāpēc, lai paplašinātu izmantojamo sākuma nosacījumu skaitu, turpmāk darbā μ parametrs tiks izmantots ar vērtību 1.999, un Bernulli attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$ pie izvēlētas parametra μ vērtības parādīta att. 2.7.

2.3.3 Telts attēlojums

Telts attēlojums:

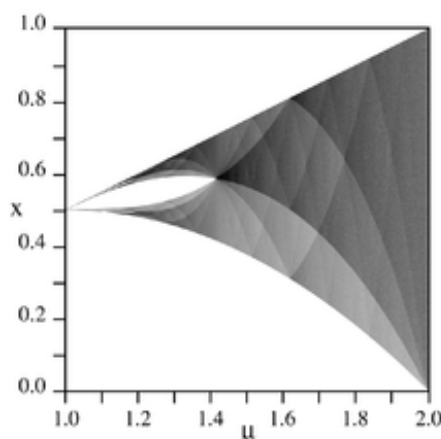
$$x(n+1) = \begin{cases} \mu(1-x(n)), & x(n) \geq 0.5 \\ \mu x(n), & x(n) < 0.5 \end{cases} \quad (2.12.)$$

kur n – ģenerācijas soļa numurs (vesels skaitlis),

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

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

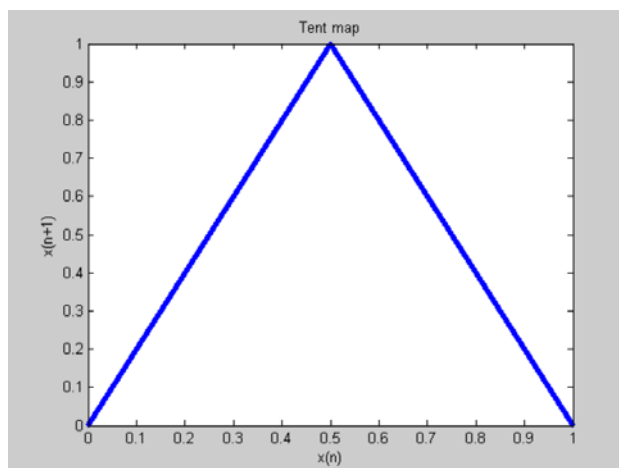
μ – parametrs, kas raksturo sistēmas evolūcijas dinamiku, ja $\mu = 2$, tad $x \in (0, 1)$.



att. 2.8. Telts attēlojuma bifurkāciju diagramma

Sistēmas uzvedības dinamika atkarībā no parametra μ intervālā $[1,2]$ parādīta bifurkāciju diagrammā att. 2.8. Redzams, ka, jo mazāks μ , jo šaurāks ir funkcijas ieņemamo vērtību diapazons. Savukārt pie $\mu < 1$ pastāv fiksēta punkta atraktors, un $x(n)$ vērtība tiecas uz 0, turpretī pie $\mu > 2$ notiek pretējais un $x(n)$ tiecas uz bezgalību.

Ja parametra vērtību izvēlās $\mu = 2$, tad, tāpat kā Bernulli attēlojuma gadījumā, notiek reizināšana ar 2, tāpēc secība ir bezgalīga tikai pie iracionāla sākuma nosacījuma. Lai paplašinātu izmantojamo sākuma nosacījumu skaitu, tāpat kā Bernulli attēlojuma gadījumā, turpmāk darbā μ parametrs tiks izmantots ar vērtību 1.999. Telts attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$ pie izvēlētas parametra μ vērtības parādīta att. 2.9



att. 2.9. Telts attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$

2.3.4 Gausa attēlojums

Gausa attēlojums:

$$x(n+1) = e^{-\alpha} x(n)^2 + \beta \quad (2.13.)$$

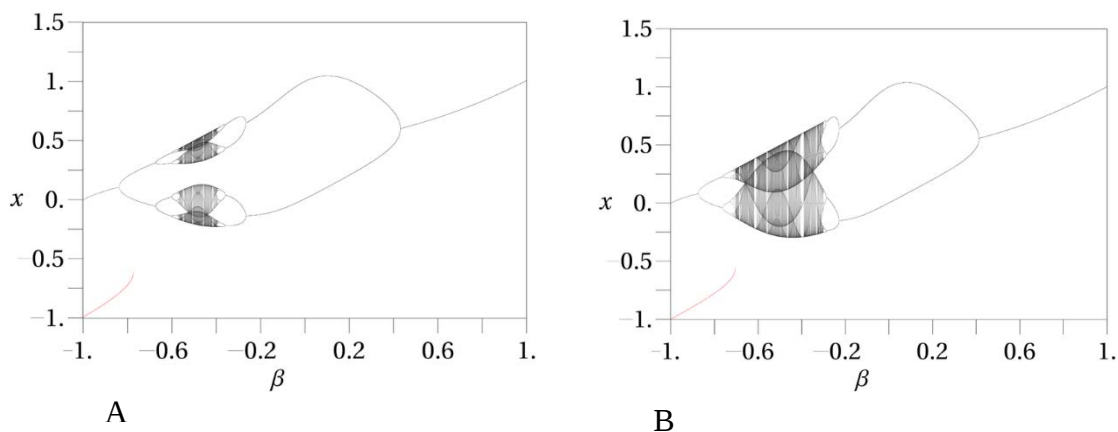
kur n – ģenerācijas soļa numurs (vesels skaitlis),

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

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

α – parametrs, kas raksturo sistēmas evolūcijas dinamiku,

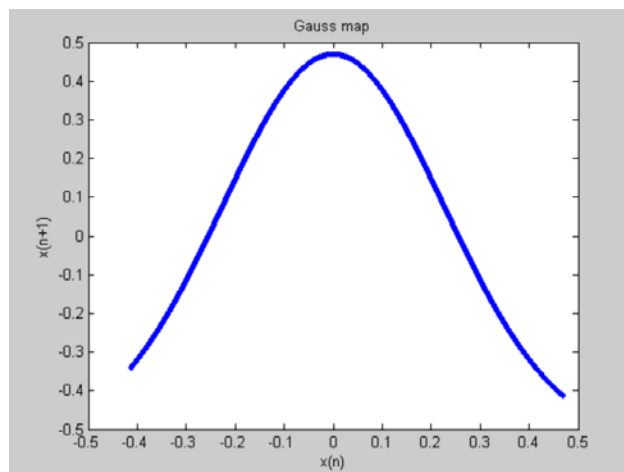
β – parametrs, kas raksturo sistēmas evolūcijas dinamiku.



att. 2.10. Bifurkāciju diagramma Gausa attēlojumam [141]: A gadījumā $\alpha = 4.9, \beta \in [-1, 1]$, B gadījumā $\alpha = 6.2, \beta \in [-1, 1]$

Gausa attēlojuma gadījumā sistēmas darbību nosaka jau divi parametri. Attēlojuma bifurkāciju diagrammas pie diviem dažādiem α parametriem parādītas att. 2.10. Redzams, ka pie noteiktām α un β vērtībām sistēmas uzvedība ir haotiska. Turpmākā darbā tiks izmantoti

sistēmas parametri $\alpha = 9.75$, $\beta = -0.53$, pie kuriem novērojama sistēmas haotiska uzvedība. Pie definētām sistēmas parametru vērtībām $x \in (-0.5, 0.5)$, un Gausa attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$ parādīta att. 2.11.



att. 2.11. Gausa attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$

2.3.5 Sinusa-apļa attēlojums

Sinusa-apļa attēlojums:

$$x(n+1) = \text{mod} \left(x(n) + \Omega - \frac{K}{2\pi} \sin(2\pi x(n)), 2\pi \right) \quad (2.14.)$$

kur n – ģenerācijas soļa numurs (vesels skaitlis),

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

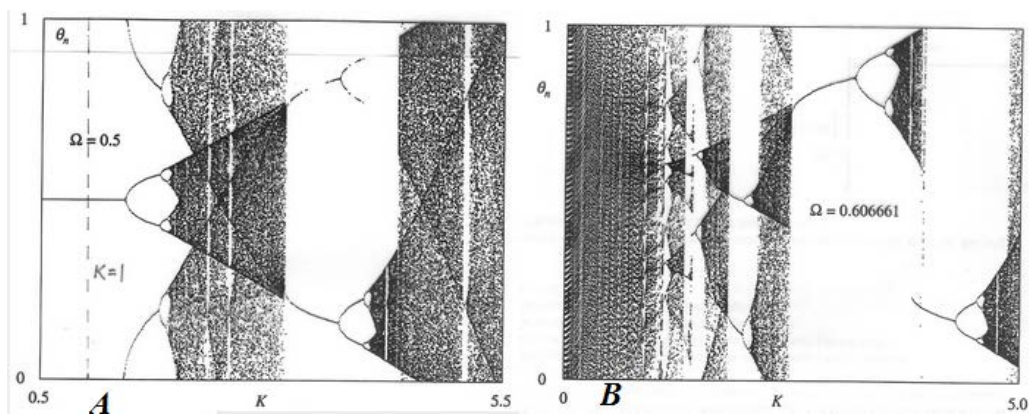
$x(n+1)$ – secības vērtība $n+1$ ģenerācijas solī,

Ω – parametrs, kas raksturo sistēmas evolūcijas dinamiku,

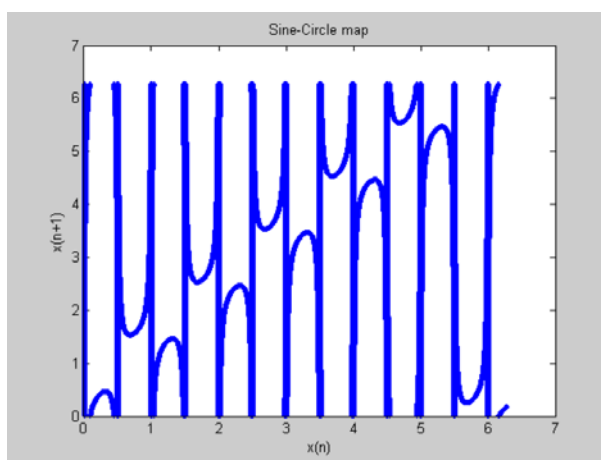
K – parametrs, kas raksturo sistēmas evolūcijas dinamiku.

Arī sinusa-apļa attēlojuma gadījumā sistēmas darbību nosaka divi parametri. Attēlojuma bifurkāciju diagrammas pie diviem dažādiem Ω parametriem parādītas att. 2.12. Redzams, ka pie noteiktām Ω un K vērtībām sistēmas uzvedība ir haotiska.

Turpmākā darbā tiks izmantoti sistēmas parametri $K = 12$, $\Omega = 0.2$, kuri nodrošina sistēmas haotisku uzvedību. Pie definētām sistēmas parametru vērtībām $x \in (0, 6.5)$, un sinusa-apļa attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$ parādīta att. 2.13.



att. 2.12. Sinusa-apļa bifurkāciju diagrammas [142]: A gadījumā $\Omega = 0.5$, $K \in [0.5, 5.5]$; B gadījumā $\Omega = 0.606661$, $K \in [0, 5]$.



att. 2.13. Sinusa-apļa attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$

2.3.6 Kubiskais attēlojums

Kubiskais attēlojums:

$$x(n+1) = Ax(n)(1 - x(n)^2) \quad (2.15.)$$

kur n – ģenerācijas soļa numurs (vesels skaitlis),

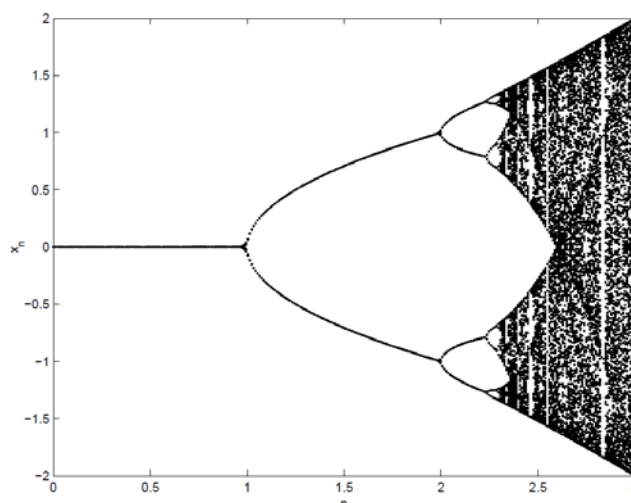
$x(n)$ – secības vērtība n -tajā ģenerācijas solī,

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

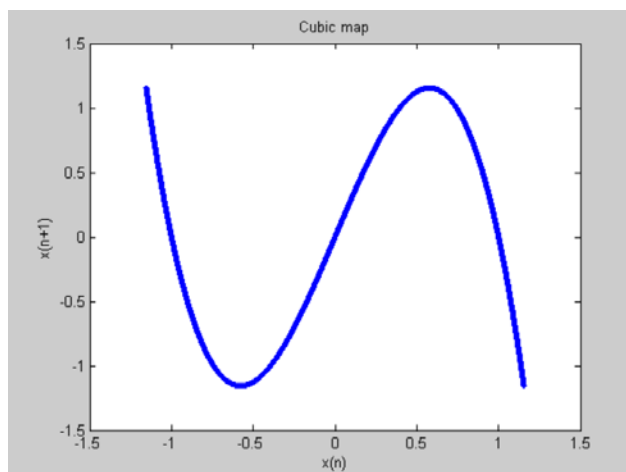
A – parametrs, kas raksturo sistēmas evolūcijas dinamiku, ja $A = 3$ un $x \in (-1.1547, 1.1547)$.

Sistēmas uzvedības dinamika atkarībā no parametra A intervālā $[0, 3]$ parādīta bifurkāciju diagrammā att. 2.14. Redzams, ka, jo mazāks ir A , jo šaurāks ir funkcijas ieņemamo vērtību diapazons. Savukārt, pie $A < 1$ pastāv fiksēta punkta atraktors, un $x(n)$ vērtība tiecas uz 0. Pie $A > 1$ jau parādās pastāvīgs gala cikls ar periodu 2, un, ja turpināt palielināt A līdz 2, parādās pastāvīgs gala cikls ar periodu 4, savukārt, pie $A > 2.4$ A rodas determinēts haoss. Turpmākā

darbā, lai nodrošinātu sistēmas haotisko uzvedību, $A = 3$, un attiecīga kubiskā attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$ parādīta att. 2.15.



att. 2.14. Kubiskā attēlojuma bifurkāciju diagramma – funkcija $x(A)$ [143]



att. 2.15. Kubiskā attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$

2.3.7 Pinčera attēlojums

Pinčera attēlojums :

$$x(n+1) = |t h s(x(n) - C)| \quad (2.16.)$$

kur n – ģenerācijas soļa numurs (vesels skaitlis),

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

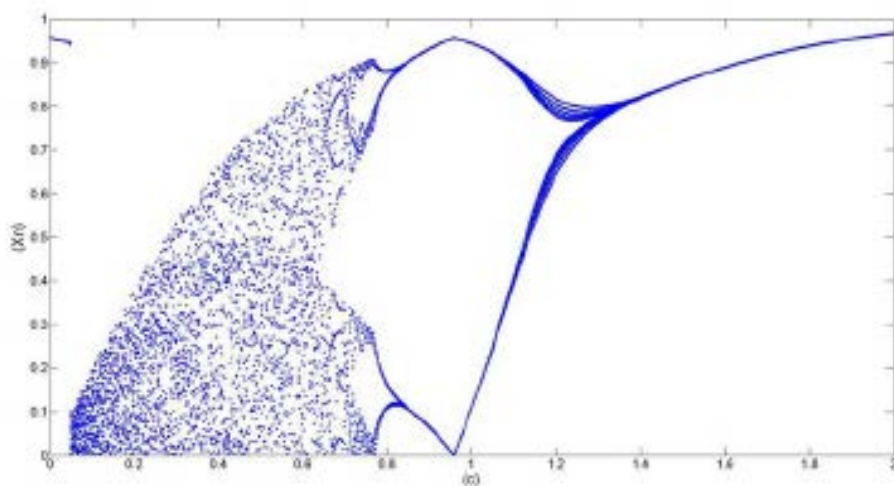
$x(n+1)$ – secības vērtība $n+1$ ģenerācijas solī,

s – parametrs, kas raksturo sistēmas evolūcijas dinamiku,

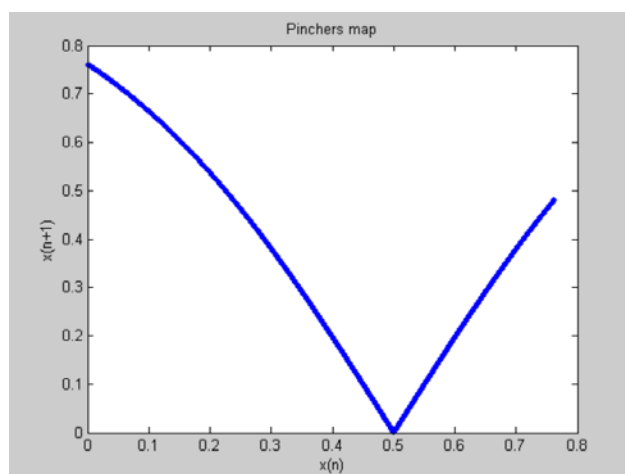
C – parametrs, kas raksturo sistēmas evolūcijas dinamiku.

Arī Pinčera attēlojuma gadījumā sistēmas darbību nosaka divi parametri. Attēlojuma bifurkāciju diagramma parādīta att. 2.16, kur redzams, ka C intervālā $(0.05, 0.7)$ sistēmas

uzvedība ir haotiska. Tāpēc turpmākā darbā, lai nodrošinātu sistēmas haotisko uzvedību, tiks izmantoti Pinčera attēlojuma ģenerācijas parametri: $s = 2$, $C=0.5$, pie šīm parametru vērtībām $x \in (0, 0.76)$ un atbilstoša Pinčera attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$ parādīta att. 2.17.



att. 2.16. Pinčera attēlojuma bifurkāciju diagramma $s = 2$, $C \in [0, 2]$ [144]

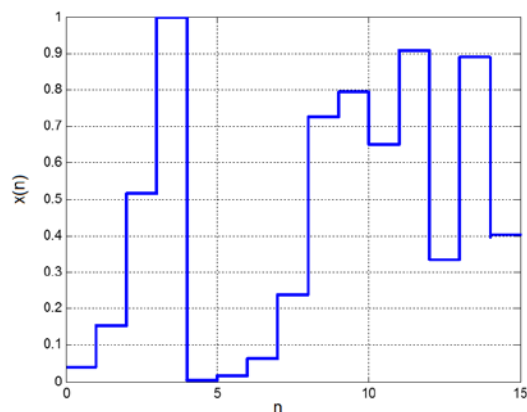


att. 2.17. Pinčera attēlojuma $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$

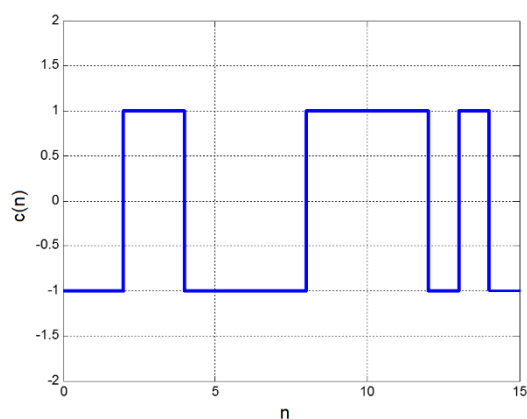
2.4 Haotiskas binārās secības

Pirmais solis haotiskas binārās secības $c(n)$ ģenerācijas algoritmā ir haotiskas nebinārās secības $x(n)$ ģenerācija. Kā bija parādīts iepriekšējā apakšnodaļā, haotiskas nebinārās secības var tikt ģenerētas ar 1-D attēlojumiem pie noteiktām ģenerācijas parametru vērtībām un sākuma nosacījumiem. Šajā darbā haotisku bināru secību $c(n)$ ģenerēšanai tiks izmantoti iepriekš apskatītie loģistiskais (2.10.), Bernulli (2.11.), telts (2.12.), Gausa (2.13.), sinusa-apļa (2.14.), kubiskais (2.15.), Pinčera (2.16) attēlojumi.

Ir pierādīts [145], 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.



att. 2.18. Ar loģistisko attēlojumu (2.10.) ģenerēta haotiska nebināra secība $x(n)$ pie ģenerācijas parametra $r = 4$, sākuma nosacījuma $x(0) = 0.01$, secības garuma $L_c = 15$ elementi.



att. 2.19. Haotiska bināra secība $c(n)$, iegūta no att. 2.18. apskatītās haotiskās nebinārās secības un salīdzināšanas likuma (2.17) pie sliekšņa lieluma $Th = 0.5$.

Ģenerētās haotiskās nebinārās secības $x(n)$ iespējams pārveidot haotiskās binārās NRZ secībās $c(n)$ saskaņā ar salīdzināšanas likumu:

$$c(n) = \begin{cases} 1, & x(n) \geq Th \\ -1, & x(n) < Th \end{cases} \quad (2.17.)$$

kur Th - sliekšnis, kas vienāds ar x definīcijas intervāla vidējo vērtību un Th sliekšņa lielums katram izskatītam attēlojumam parādīts Tabula 2.2. Dotās sliekšņu vērtības haotiskajām secībām nodrošina 1 un -1 elementu balansu.

Haotiskas nebinārās secības $x(n)$ piemērs parādīts att. 2.18. Šī secība iegūta, pielietojot loģistiskā attēlojuma ģenerācijas algoritmu (2.10.), secības garums $L_c = 15$, sākuma nosacījums $x(0) = 0.01$. Iegūtā haotiskā secība:

$x = [0.0396 \ 0.1521 \ 0.5159 \ 0.9990 \ 0.0041 \ 0.0162 \ 0.0637 \ 0.2384 \ 0.7263 \ 0.7952 \ 0.6515 \ 0.9081 \ 0.3337 \ 0.8893 \ 0.3937]$.

Savukārt, atbilstoša haotiska binārā NRZ secība $c(n)$ parādīta att. 2.19. Šī secība iegūta no iepriekš apskatītās nebinārās secības $x(n)$, pielietojot salīdzināšanas likumu (2.17.) un sliekšņa līmeni $Th = 0.5$ (Tabula 2.2). Iegūtā haotiskā binārā secība ir:

$s(15) = [-1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1]$.

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

Attēlojuma tips	Logiskais	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 periodiskās savstarpējās korelācijas statistiskās īpašības. Haotisko secību statistiskām īpašībām un to pielietojumam sakaru sistēmās ir veltīti vairāki darbi [88], [89], [90], [91], [98], [100], [105], [108], [109], [110], [115], [122], [128], [146], [147], [148]. Šī interese saistīta ar iespēju ģenerēt lielu skaitu neatkarīgu secību ar labām savstarpējās korelācijas īpašībām, un tādu secību skaits varētu ievērojami pārsniegt PN-secību skaitu pie vienādiem secību garumiem. Nodemonstrēts, ka dažu haotisko secību un klasisko bināro PN-secību savstarpējās korelācijas īpašības ir salīdzināmas [128]. Tomēr modelēšana demonstrēja [115], ka tādām tiešās secības paplašināta spektra daudzpiekļuves sistēmām, kas izmanto 127 elementu garas ar logistisko attēlojumu ģenerētas haotiskās secības, BER ir augstāka nekā m-secību pielietošanas gadījumā. Tas var liecināt, ka m-secībām ir labākas savstarpējās korelācijas īpašības. Bet, ņemot vērā, ka m-secību skaits ir stingri ierobežots un pie garuma 127 elementi ir tikai 6 dažādas m-secības, varētu būt izvirzīta hipotēze, ka no liela skaita haotisko secību iespējams atlasīt secības ar labām savstarpējās korelācijas īpašībām. Šajā pētījumā tiks analizētas uz viendimensionālo attēlojumu bāzes ģenerētu haotisko bināro secību korelācijas īpašības un salīdzinātas ar klasiskajām PN-secībām.

Lai veiktu haotisko bināro secību periodiskās korelācijas īpašību analīzi, izmantoti septiņi dažādi attēlojumi – logistiskais (2.10.) Bernulli (2.11.), telts (2.12.), Gausa (2.13.), sinusa-apļa (2.14.), kubiskais (2.15.) un Pinčera attēlojums (2.16.), – ar kuru palīdzību tika ģenerētas haotiskas bināras secības $c(n)$ (2.17.). Haotisko bināro secību periodiskās savstarpējās korelācijas līmenis tika pētīts 4 secību garumiem: $L_c = 15, 31, 63, 127$ ar nolūku salīdzināt iegūtos rezultātus ar klasisko pseidogadījuma secību periodiskās savstarpējās korelācijas līmeņiem.

Tabula 2.3. Haotisko bināro secību periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimumu statistiskais raksturojums

L_c	15	31	63	127
Loģistiskais 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
Sinusa-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_{lk} $				
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	-

Lai salīdzinātu secību savstarpējās korelācijas īpašības, tika izmantotas periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālās absolūtās vērtības. Korelācijas īpašību analīze veikta viena

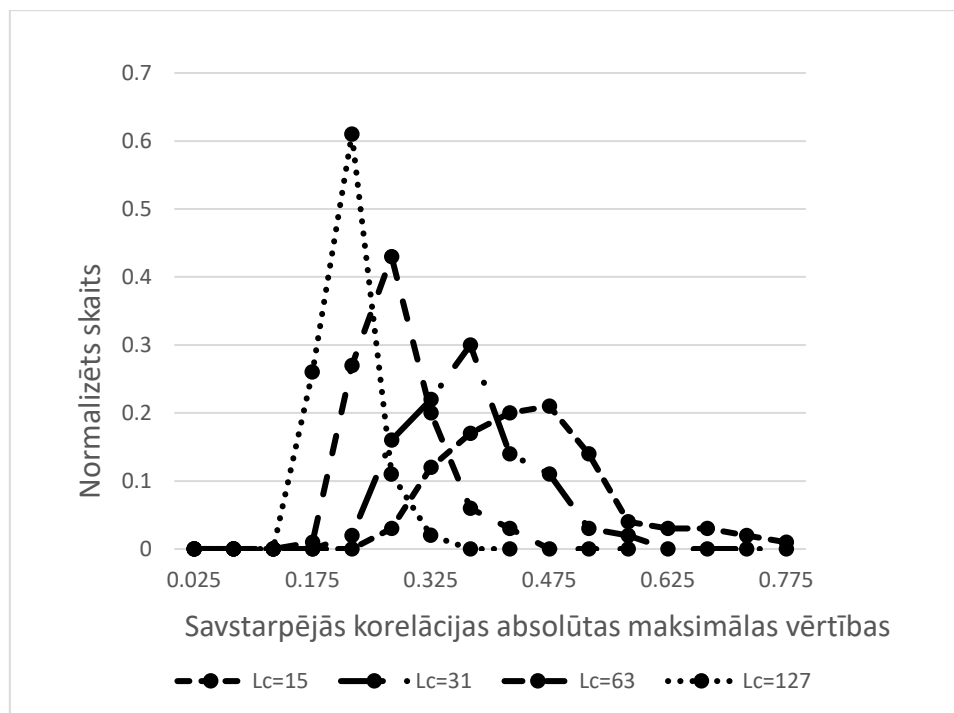
ģenerācijas algoritma un vienāda garuma secībām, pielietojot MATLAB programatūru. Programmas piemērs dots Pielikumā 1.1. Tika izpētīts periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimumu sadalījums $|R_{lk}|$ visām iespējamām pāru kombinācijām no 100 secībām ar vienādu garumu un vienu ģenerācijas algoritmu – vienu attēlojumu, bet atšķirīgiem sākuma nosacījumiem. Tabula 2.3 parāda haotisko bināro secību periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimumu statistisko raksturojumu – minimālās, vidējās un maksimālās vērtības, standarta novirzi. Šis haotisko bināro secību savstarpējās korelācijas statistiskais raksturojums salīdzināts ar PN-secību periodiskās savstarpējās korelācijas absolūtām maksimālām vērtībām dažādiem secību garumiem [149].

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 15 elementi un m-secību absolūtām maksimālām vērtībām pie secību garumiem 15, 63–127 elementi. Tas savukārt var liecināt, ka pastāv iespēja no ģenerētām haotiskām secībām atlasīt secības ar savstarpējās korelācijas zemāku līmeni, bez tam haotisko secību skaits nav tik stingri ierobežots kā PN-secībām.

Lai pārbaudītu minēto hipotēzi, apskatīsim ar loģistisko attēlojumu ģenerētu secību atlasī ar labākām savstarpējās korelācijas īpašībām un salīdzināsim ar PN-secību īpašībām. Lai veiktu šo pārbaudi, tika ģenerētas 100 secības un noteiktas to savstarpējās korelācijas dažādiem secību sākuma nosacījumiem un garumiem $L_c = 15, 31, 63, 127$. Tabula 2.4. 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. Savukārt, att. 2.20 parādītas haotisko bināro secību savstarpējās korelācijas absolūtu maksimumu sadalījuma histogrammas četriem secību garumiem $L_c = 15, 31, 63, 127$.

Tabula 2.4. 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



att. 2.20. Ar loģistisko attēlojumu ģenerēto haotisko bināro secību savstarpējās korelācijas absolūto maksimumu sadalījums

Tabula 2.5. Deviņu atlasīto haotisko bināro secību savstarpējās korelācijas statistiskais raksturojums

L_c	15	31	63	127
Haotiskas bināras secības				
Vidējā vērtība	0,424	0,342	0,269	0,203
Standarta novirze	0,102	0,051	0,046	0,021
Maksimālā vērtība	0,6	0,452	0,381	0,276

Tabula 2.6. Deviņu un četru atlasīto haotisko bināro secību ģenerācijas sākuma nosacījumi

N_{x_0}	15	31	63	127
x_0^1	0,393845	0,393845	0,595053	0,393845
x_0^2	0,945375	0,204495	0,959039	0,204495
x_0^3	0,331916	0,878122	0,957087	0,974293
x_0^4	0,339301	0,887737	0,944806	0,339301
x_0^5	0,20211	0,509951	0,848726	0,887737
x_0^6	0,506897	0,989607	0,216938	0,849278
x_0^7	0,509951	0,353803	0,994314	0,509951
x_0^8	0,989607	0,202110	0,524964	0,407252
x_0^9	0,517852	0,913933	0,847956	0,988737

No apskatītām ar loģistisko attēlojumu ģenerētām haotiskām binārām secībām tika atlasītas 9 secības ar mazākiem savstarpējās korelācijas līmeņiem. Tabula 2.5. parāda atlasīto secību savstarpējās korelācijas līmeņus, bet Tabula 2.6. – atlasīto secību sākuma nosacījumus. Savukārt, ja atlasīto secību skaitu samazina līdz 4, tad atlasīto secību savstarpējās korelācijas

absolūtie maksimumi būs vēl mazāki, ko parāda Tabula 2.7. Atbilstošie sākuma nosacījumi četrām atlasītām haotiskām secībām ar kursīvu iezīmēti un parādīti Tabula 2.6.

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

Tabula 2.7. Četru atlasīto 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

Šajā nodaļā parādīti dažādi haotisko secību ģenerācijas algoritmi. Haotisko secību ģenerācijai var izmantot haosa ģeneratorus (Čua ķēdi) un attēlojumus (loģistisko, Bernulli, Gausa, telts, sinusa-apļa, kubisko, Pinčera). Veicot haotisko secību ģenerāciju ar Čua ķēdi un pielietojot datormodelēšanu, haotiskais signāls tiek diskretizēts un iegūta diskrēta haotiska secība. Veicot haotiskas secības ģenerāciju ar attēlojumiem, uzmanīgi jāizvēlas attēlojumu parametrus un sākuma nosacījumus, lai ģenerētā secība neizietu uz fiksētu punktu vai periodisku orbītu. Iespējams ģenerēt bināras haotiskas secības, veicot haotisko secību pārveidojumu, salīdzinot nebināras haotiskas secības vērtības ar sliekšni.

Šajā nodaļā parādīti minēto viendimensionālo attēlojumu parametri, pie kuriem var realizēt nebināro un bināro haotisko secību ģenerāciju, kā arī nebināro haotisko secību $x(n+1)$ atkarība no $x(n)$ pie izvēlētiem attēlojumu parametriem. Noteikti sliekšņu līmeņi haotisko secību pārveidošanai binārā formā, kas nodrošina ģenerēto secību bināro vērtību balansu pie izvēlētiem attēlojumu parametriem.

Ņemot vērā iespējamību pielietot haotiskas secības DS-CDMA sakaru sistēmās, ir novērtēti bināro haotisko secību savstarpējās korelācijas parametri pie garumiem 15–127 elementi septiņiem dažādiem secību ģenerācijas algoritmiem (loģistiskais (2.10.) Bernulli (2.11.), telts (2.12.), Gausa (2.13.), sinusa-apļa (2.14.), kubiskais (2.15.) un Pinčera attēlojums (2.16.)). 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, ir iespējams atlasīt secības ar savstarpējās korelācijas līmeni mazāku nekā PN-secībām. Parādīts, ka atlasītām haotiskām secībām savstarpējās korelācijas īpašības ir labākas kā m-secībām pie garuma līdz 127 elementiem un Golda kodiem pie garuma 15 elementi.

Vērts atzīmēt, ka salīdzinājumā ar klasiskajām PN-secībām, viena garuma secību skaits var būt lielāks un secību garums nav stingri ierobežots, tas nozīmē, ka ir iespējams ģenerēt jebkura garuma haotiskas bināras secības, pie tam haotisku secību konfidencialitātes un drošuma pakāpe ir augstāka

Bināro secību savstarpējās korelācijas analīzes rezultāti ir publicēti un iesniegti publikācijai zinātniskos žurnālos:

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, 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 jūnija numuram.

3. HAOTISKO SECĪBU PIELIETOJUMS DS-CDMA SISTĒMĀS

Šajā nodaļā pētīts bināro haotisko secību pielietojums DS-CDMA sistēmās. Apskatītas paplašināta spektra sistēmu īpašības, priekšrocības, modelēšanas parametri, analizēts daudzpiekļuves traucējumu varbūtību sadalījums uz haotisko secību balstītās DS-CDMA sistēmās. Noskaidrots, vai ir korekti izmantot analītiskās BER novērtēšanas metodes uz haotisko secību balstītām DS-CDMA sistēmām. Piedāvāti haotisko secību atlases algoritmi savstarpējās korelācijas samazināšanai un uz haotisko secību balstītas DS-CDMA sistēmas traucējumnoturības paaugstināšanai, analizēti sinhronais un asinhronais sistēmas pārraides režīmi.

3.1 Paplašināta spektra sakaru sistēmu pamatprincipi

Informatīvā signāla spektra platumu var ievērojami paplašināt, ja signāla bitu secību sareizina ar šauru pseidogadījuma impulsu secību. Tad signālu var uztvert, tikai zinot šo secību. Signāla spektra paplašināšana nodrošina vairākus lietderīgus efektus. Pirmais – signāla enerģijas izkļaidēšana plašas frekvenču joslas robežās. Tas pazemina jaudas spektra blīvumu visā frekvenču diapazonā un rezultātā signāla līmenis var kļūt zemāks par trokšņu līmeni. Standarta šaurjoslas uztvērējs nevar atpazīt paplašināta spektra signālus uz trokšņu fona. Otrais efekts – uztvērējs var atdalīt informācijas signālu no trokšņiem, pat ja trokšņu signāls ir spēcīgāks par to. Uztvērējs saņemtā signāla atjaunošanai izmanto spektru paplašinošas secības kopiju. Traucējošais šaurjoslas signāls, kā arī citi paplašināta spektra signāli, kas nesatur vajadzīgo spektru paplašinošo koda secību, tiek atdalīti. Rezultātā tiks uztverts tikai viens signāls, kura kodu secība ir tāda pati kā uztvērējā. Informācijas apmaiņa var notikt tikai tad, ja raidošā un uztverošā pusē izmanto vienu un to pašu kodu.

Paplašināta spektra sakaru sistēmu pielietojumu nosaka tādas to īpašības:

1. noturība pret traucējumiem,
2. apgrūtināta signāla nesankcionēta atklāšana un uztveršana.

Frekvenču spektra izmantošanas efektivitāte nozīmē iespējami lielāku raidošo sistēmu skaitu vienā frekvenču joslā ar pieļaujamiem savstarpējiem traucējumiem. Eksistē ierobežojums uz signālu skaitu, kurus var raidīt dotajā joslā. Papildus raidītāji, kas izmanto standarta pārraides (modulācijas) režīmus, radīs ievērojamus traucējumus. Paplašināta spektra sistēmas nevar radīt nopietnus traucējumus. Tās tikai paaugstina kopīgo trokšņa līmeni un pazemina datu pārraides ātrumu. Ierobežojums uz paplašināta spektra sistēmu skaitu, kuras var aizņemt vienu frekvenču joslu, dažreiz tiek saukts par „mīksto” ierobežojumu. Tāds nosaukums

radās, jo paplašināta spektra signāla ietekme ir mazāka, salīdzinājumā ar citu tipu signālu savstarpēji traucējošo ietekmi.

Signāls no raidītāja līdz saņēmējam nonāk pa vairākiem ceļiem, atstarojoties no dažādiem objektiem, notiek daudzceļu izplatīšanās – daudzstarība. Radiosignāliem, nonākot līdz saņēmējam pa dažādiem ceļiem, būs dažādas laika aiztures. Uztveršanas punktā signāli summējas un, ja atstaroto signālu fāzes pārsvarā sakrīt ar tiešā signāla fāzi, tad signāls pastiprinās, bet, ja atstarotie signāli ir pretfāzē ar tiešo signālu – pavājinās.

Daudzstarības pirmais negatīvais efekts. Kad uztverošais punkts pārvietojas, izplatīšanās nosacījumi mainās. Viļņi, kas atnāk pa dažādiem ceļiem, summējās, un rada telpisku interferences ainu. Šo efektu var novērot šaurjoslas sistēmās un tas ir īpaši raksturīgs mobiliem sakariem. Paplašināta spektra sistēmās šī efekta darbība nav tik izteikta. Dažādās frekvencēs, tā plašā spektra robežās rodas dažādas interferenču ainas. Rezultātā veidojas izlīdzināts rezultējošs signāls.

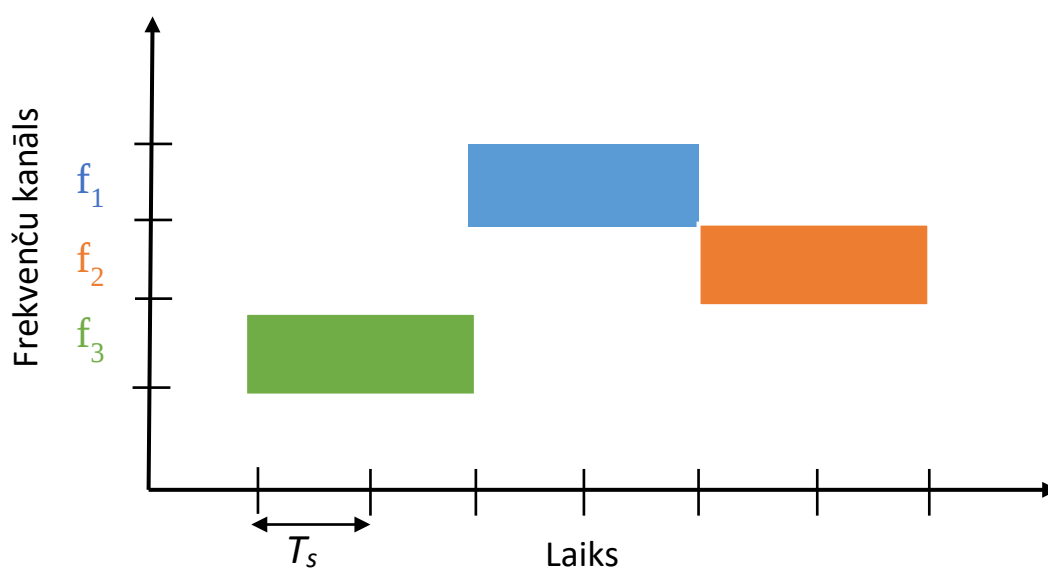
Otrais negatīvais efekts. Pārraidot signālu lielos attālumos, signālu aiztures laiks var mainīties izplatīšanās vides izmaiņu dēļ. Tas var ietekmēt signālus, kas atnāk pa dažādiem ceļiem. Tādu signālu summēšana rada signāla līmeņa fluktuācijas, ko radiosakaros sauc par signāla izzušanu. Bet paplašināta spektra gadījumā šis efekts ir vājināts. Informāciju var atjaunot pēc nebojātās signāla daļas. Sakaru kvalitāte samazinās, tomēr, salīdzinājumā ar šaurjoslas sakaru kvalitātes zudumiem, šī samazināšanās ir mazāka.

Spektra paplašināšanu izmanto dažādos sakaru veidos un komunikāciju sfērās, piemēram, pavadoņu 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; mobilo sakarus – IS-2000 (CDMA2000) sakaru standarti un daudzos citos pielietojumos – tādos kā modeļu radio tālvaldībā, skaitītāju automātiskā mērījumu pārraidē, radiolokācijā. To uzbūves un darbības principi var būt atšķirīgi, bet galvenais, kas tos apvieno, ir paplašināta spektra izmantošana.

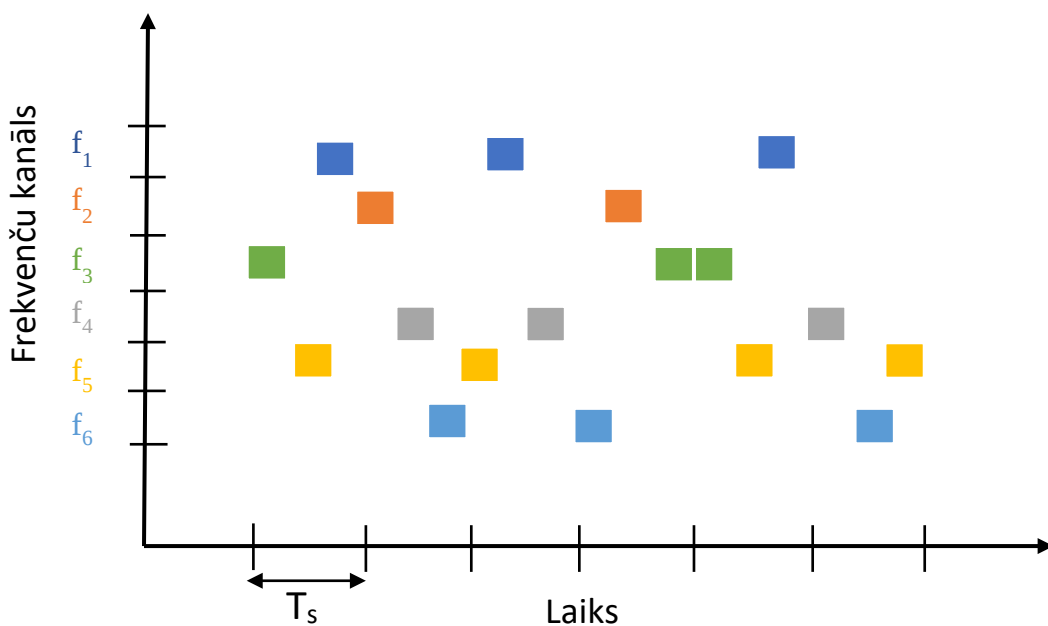
Ir dažādas metodes kā paplašināt signāla spektru, bet turpmāk detalizētāk tiks apskatītas CDMA – koda daļes blīvēšanas sistēmas. CDMA sistēmās galvenokārt izmanto divus spektra paplašināšanas veidus: lēkājošo frekvenču (FH – *Frequency Hopping*) un tiešo secību (DS) tehnoloģijas.

FH-sistēmās visa izmantojamā frekvenču josla ir sadalīta apakšjoslās – kanālos. Raidītājs katrā darbības momentā izmanto pārraidei tikai vienu kanālu. FH-raidītāja nesējfrekvence pārlec no viena kanāla uz citu specifiskā secībā. Par šo lēcieni izpildes likumu izmanto

pseudogadījuma secības. Tikai gadījumā, kad iespējamais saņēmējs zina raidītāja frekvences pārvietošanās secību, viņa uztvērējs var sekot šiem frekvences lēcieniem. Šie lēcieni notiek sinhroni uztvērējā un raidītājā pēc noteikta likuma. Dažādi FH-raidītāji izmanto atšķirīgas lēcienu secības, kas nodrošina minimālus savstarpējus traucējumus. Var gadīties, ka divi raidītāji mēģina vienlaicīgi izmantot vienu un to pašu frekvenci (kanālu) un datu pārraide kļūst neiespējama. Šajā gadījumā dati tiek atkārtoti sūtīti nākošā pēc secības kanālā. Tā kā spektru paplašinošas secības atšķiras, raidītāji “šķirsies” pa savām frekvencēm.



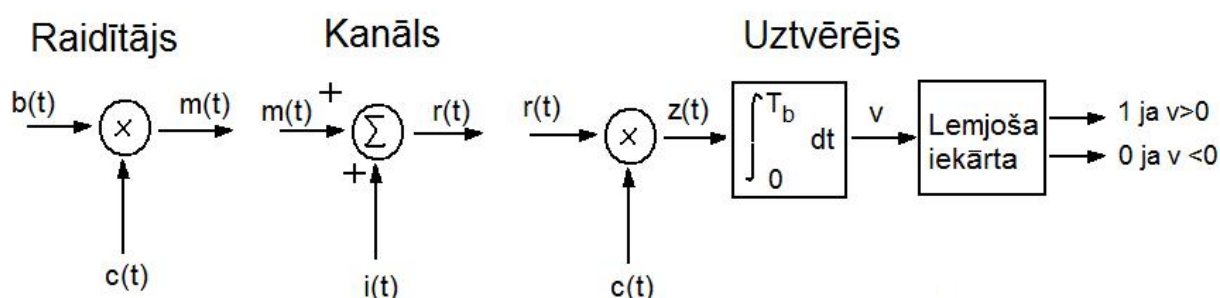
att. 3.1. Lēno lēcienus pārraides veids, kur T_s – simbola ilgums



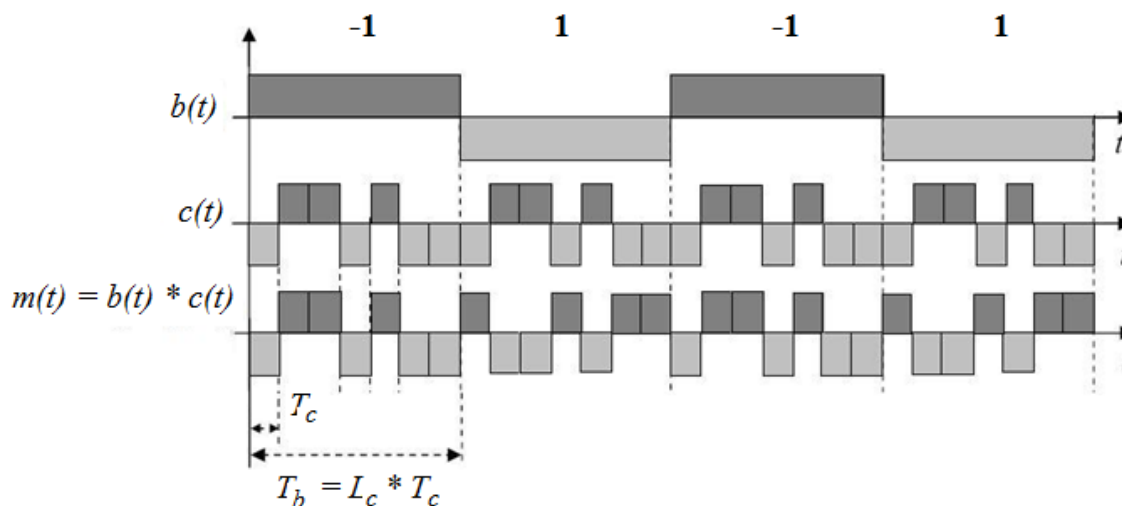
att. 3.2. Ātro lēcienus pārraides veids, kur T_s – simbola ilgums

Spektra paplašināšanai ar lēkājošām frekvencēm ir divi veidi: lēni un ātri lēcieni. Pirmais veids – simbola pārraides laiks T_s ir mazāks par signāla atrašanās laiku vienā kanālā (frekvenču joslā) – att. 3.1. Tas nozīmē, ka vienā kanālā tiek raidīti vairāki simboli. Otrais veids – simbolu pārraides laiks T_s ir lielāks par signāla atrašanās laiku vienā kanālā (frekvenču joslā) – att. 3.2. Viens simbols tiek pārraidīts ar vairākiem lēcieniem, vienā kanālā raida tikai simbola koda daļu.

Tiešās secības spektra paplašināšana ir otrais veids, kurā nesēja fāzes modulācijai tiek izmantota ātra spektru paplašinošas secības elementu plūsma. Katrs informācijas bits tiek aizstāts ar koda elementu grupu. Tādā veidā spektrs tiek paplašināts, bet informācijas pārraides ātrums paliek nemainīgs.



att. 3.3. Pamatjoslas DS sakaru sistēmas modelis



att. 3.4. Vienkāršota DS raidītāja signālu ilustrācija

Pamatjoslas DS spektru paplašinoša sakaru sistēma parādīta att. 3.3. Raidītājā informācijas signāla $b(t)$ spektrs tiek paplašināts ar platjoslas secības signālu $c(t)$. Informācijas simbolu secības $b(t)$ un platjoslas koda secības $c(t)$ signāli ir bināras impulsu secības ar amplitūdām 1 un -1 un savām sekošanas frekvencēm – att. 3.4. Informācijas bita ilgums ir T_b . Koda secība satur L_c elementus. Katra koda elementa ilgums ir T_c . Informācijas signāla spektra

paplašināšana notiek, sareizinot informācijas signālu $b(t)$ ar paplašinošo koda signālu $c(t)$ – pseidogadījuma secības signālu. Modulācijas rezultātā tiek iegūts paplašināta spektra signāls $m(t)$. Tādējādi pārraidāmā signāla spektrs paliek līdzīgs platjoslas pseidogadījuma signāla spektram. Katrs informācijas bits tagad ir laikā sadalīts uz vairākiem elementiem.

Pārraidāmais signāls $m(t)$ ir signālu $b(t)$ un $c(t)$ reizinājums: $m(t) = b(t) * c(t)$. Pārraides laikā signāls tiek kropļots, uz tā uzklājas trokšņi un traucējumi. Trokšņu un traucējumu signāls ir apzīmēts ar $i(t)$. Tad uztvērēja ieejā ir pārraidītā signāla $m(t)$ un traucējumu $i(t)$ summa. Saņemto signālu $r(t)$ var pierakstīt: $r(t) = m(t) + i(t) = b(t) * c(t) + i(t)$.

Uztvērējā ir demodulators, kurš sastāv no reizinātāja, integratora un lemjošās iekārtas. Reizinātājs sareizina saņemto signālu ar to pašu pseidogadījuma secību kā raidītājā. Raidītājs un uztvērējs ir pilnīgi sinhronizēti. Signāla sareizināšana notiek bez nobīdes. Iegūto signālu $z(t)$ var pierakstīt: $z(t) = c(t) r(t) = m(t) c(t) + i(t) c(t) = c(t)^2 b(t) + i(t) c(t)$.

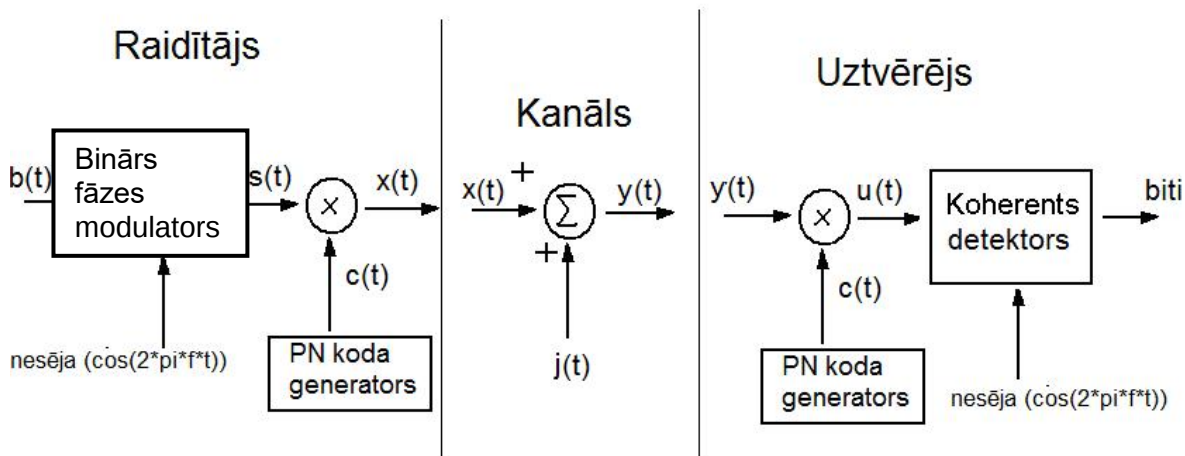
Informācijas signāls tiek sareizināts divas reizes ar pseidogadījuma signālu $c(t)$, bet trokšņu signāls $i(t)$ tikai vienu reizi. Pseidogadījuma signālu amplitūdas ir 1 un -1. Sareizinot pseidogadījuma signālu pašu uz sevi ieguvām konstantu signālu visā pārraides laikā: $c(t)^2 = 1$ visiem t . Tad pēc reizinājuma iegūto signālu var pierakstīt kā: $z(t) = b(t) + i(t)c(t)$.

Trokšņu signāla spektrs tiek paplašināts. Tiek iegūts šaurjoslas informācijas signāls un platjoslas trokšņu signāls. Izmantojot zemfrekvenču filtru, kura caurlaides josla atbilst informācijas signāla frekvenču joslai, platjoslas trokšņu signāla lielākā daļa tiks nofiltrēta. Trokšņu iedarbe uz informācijas signālu būs samazināta vairākas reizes. Šī samazināšana ir atkarīga no sākotnējā signāla spektra paplašināšanas. Šajā gadījumā zemfrekvences filtra funkciju izpilda integrators. Tas aprēķina reizinātāja izejas signāla laukumu intervālam: $0 \leq t \leq T_b$. Pēc katra bitu intervāla T_b tiek fiksēta vērtība v un integrators tiek nonulllēts. Tā tas tiek sagatavots darbam nākošajā bitu intervālā.

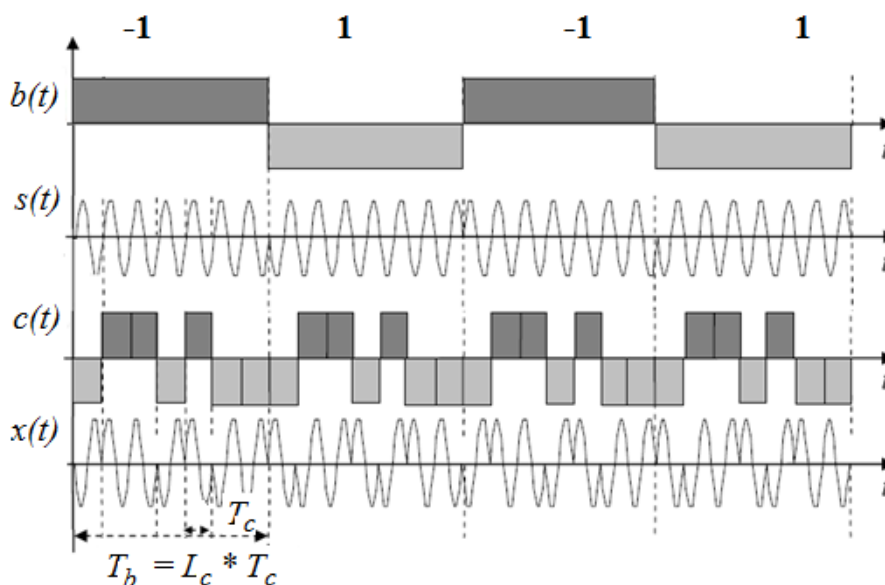
Lemjošā iekārta nosaka, vai laika intervālā T_b ir sūtīts 1 vai -1 informācijas bits. Tā salīdzina v vērtību ar vērtībām, kurām atbilst “1” un “-1” informācijas biti. Attēlā 3.3. parādīts gadījums: ja $v > 0$, tad sūtīts “1”, ja $v < 0$ tad sūtīts “-1”. Visbiežāk sakaru sistēmas izmanto sarežģītāko salīdzināšanas algoritmu.

DS paplašināta spektra modulācija pazemina signāla jaudas spektrālā blīvuma vērtības, bet pēc apstrādes informācijas signāla līmenis palielinās. Tas ir tā saucamais kodēšanas pastiprinājuma efekts. Tā rezultātā signāla un trokšņu attiecība palielinās, kas arī ir nepieciešams sekmīgai datu pārraidei. Pastiprinājums ir proporcionāls paplašināta signāla frekvenču joslas un informācijas signāla frekvenču joslu attiecībai (kas savukārt ir atkarīga no kodu secības garuma, ar kuru aizstāj vienu informācijas bitu). Jo lielāka ir spektra

paplašināšana, jo vairāk tiek palielināta signāla un trokšņu attiecība. Sistēmas izstrādātājs var regulēt to un iegūt nepieciešamās sistēmas īpašības. DS paplašināta spektra signālu var uztvert pat tad, ja tā līmenis ir zemāks par trokšņa līmeni.



att. 3.5. DS sakaru sistēmas modelis ar bināro fāzes modulāciju



att. 3.6. DS raidītāja ar bināro fāzes modulāciju signālu ilustrācija

Augstāk bija apskatīts DS sakaru sistēmas pamatjostas modelis. DS sakaru sistēmas blokshēma, kas izmanto pārraidei bināro fāzes modulāciju, parādīta att. 3.5. Raidītājā ar informācijas bināro signālu $b(t)$ tiek veikta binārā fāzes modulācija un iegūts signāls $s(t)$, kas pēc tam tiek sareizināts ar spektru paplašinošu secību $c(t)$. Šie signāli parādīti att. 3.6. Atzīmējams, ka iespējams arī vispirms paplašināt signālu un pēc tam veikt fāzes modulāciju.

Uz signālu $x(t)$ kanālā iedarbojas aditīvs troksnis $j(t)$. Uztvērēja ieejā pienāk $y(t)$: $y(t) = x(t) + j(t) = s(t)c(t) + j(t)$.

Saņemto signālu reizina ar ģenerēto PN-secības signālu $c(t)$:

$$u(t) = c(t)y(t) = c(t)^2s(t) + c(t)j(t) = s(t) + c(t)j(t).$$

Arī šajā gadījumā ir spēkā: $c(t)^2 = 1$ visiem t .

Signāls $u(t)$ nonāk koherentā detektorā, kura apstrādes rezultātā tiek iegūta informācijas bitu secība. Signāla $u(t)$ sastāvdaļas $c(t)j(t)$ spektrs tiek paplašināts, tādā veidā palielinās informācijas bitu noteikšanas drošums.

Lai DS sakaru sistēmās notiktu informācijas pārraide, uztvērējam un raidītājam jābūt sinhronizētiem. Uztvērējam jāzina katra informācijas bita sākšanās momentu. Sinhronizācijas uzdevuma risinājumu var nosacīti sadalīt divās daļās: sinhronizācijas uzstādīšana sakaru veidošanas laikā un tās noturēšana sakaru laikā.

Sinhronizācijas uzstādīšana sakaru veidošanas laikā tiek veikta divos etapos. Signāls tiek sareizināts ar uztvērēja kodu, lai noteikt korelācijas esamību starp saņemto signālu un kodu. Nākošajā etapā uztvērējs nosaka, vai starp kodiem ir korelācija un kas jādara, ja tās nav.

Sinhronizācijas noturēšana sakaru laikā tiek risināta ar fāzes-sinhronizāciju vai ar koherentas nesējas lokālo ģenerāciju.

Viena no DS sakaru sistēmu lietderīgajām īpašībām ir tā, ka DS signālu jaudas līmenis ir ļoti zems. Tāpēc tie gandrīz nerada traucējumus parastām radiosakaru ierīcēm (šaurjoslas signāliem ar augstu jaudas līmeni). Arī šaurjoslas signāli nevar ievērojami traucēt DS paplašināta spektra signālu pārraidi, jo rada traucējumus tikai šaurā frekvenču joslā un tāpēc nevar apslāpēt DS signālu.

Summējot visu minēto, DS paplašināta spektra sistēmām ir sekojoši plusi:

1. traucējumnoturība,
2. informācijas pārraides konfidencialitāte,
3. frekvenču joslas atkārtotas izmantošanas iespēja (gan strādājot kopā ar šaurjoslas sakaru sistēmām gan ar platjoslas sakaru sistēmām, kuras izmanto atšķirīgas spektru paplašinošas secības).

Tālāk darbā paplašināta spektra signāli tiks galvenokārt apskatīti kā tiešo secību (DS) signāli.

Signāla spektra paplašināšanai izmanto īpašas koda secības. Šīs secības noteic dažādu paplašināta spektra tehnoloģiju priekšrocības un katrai paplašināta spektra tehnoloģijai pielieto atšķirīgas tieši uz to orientētas secības. Bet šeit apskatīsim DS-CDMA secību un kodēšanas prasības.

Galvenās prasības spektru paplašinošām secībām ir:

1. visi informācijas biti ir kodēti ar vienāda garuma kodu,
2. periodiskas autokorelācijas funkcijas vērtības pie no nulles atšķirīgām nobīdēm ir ievērojami mazākas par maksimālo vērtību – kas ļauj efektīvi nokodēt signālu un izmantot autokorelācijas funkciju sinhronizācijas uzdevumiem,
3. iespējami maza kodu savstarpēja korelācija, lai samazinātu daudzpiekļuves traucējumus,
4. koda secībai jāsatāv no -1 un 1 un to skaitam jābūt apmēram vienādam – kas sabalansē secību.

Bitu ilguma un spektru paplašinošas secības elementa ilguma attiecība T_b/T_c , kas tiek saukta par apstrādes ieguvumu, nosaka signāla traucējumnoturību – traucējumu pavājināšanas pakāpi uztvertā signāla apstrādē.

CDMA uztvērēja ieejā saņemtos signālus apstrādā ar korelācijas metodēm. Uztvērējam jāatrod signālu, kurš ir maksimāli korelēts ar abonenta individuālo secību.

Lai nodrošinātu labu sakaru kvalitāti, nepieciešamas spektra paplašinošo secību ansambļa labas autokorelācijas īpašības, jo uztvērējs sāk strādāt uztveršanas režīmā, sinhronizējas un uzsāk lietderīgās informācijas dekodēšanu tad, kad noteikts, ka saņemtais signāls un paplašinošā secība ir korelēti. Autokorelācijas funkciju (AKF) maksimumam jābūt ievērojami lielākam par parējām funkcijas vērtībām, pretējā gadījumā ir iespējama viltus sinhronizācija pēc autokorelācijas sānu lapas un uztvērēja darbības kļūme. Jo spektru paplašinoša secība ir garāka un raidīto signālu spektrs ir platāks, jo šaurāks ir centrālais autokorelācijas funkcijas pīķis.

Paplašināta spektra sistēmu traucējumnoturība balstās uz spektru paplašinošu secību korelācijas īpašībām. Nolūkā samazināt savstarpējo traucējuma līmeni – daudzpiekļuves traucējumus, kodu secību pāri tiek izvēlēti tā, lai savstarpējās korelācijas funkcijas (SKF) vērtība būtu pēc iespējas mazāka. CDMA secību ansambļa struktūrai jābūt tādai, kas nodrošina centrālā AKF pīķa vislielāko atšķirību no citām vērtībām, bet AKF sānu lapas un SKF vērtības ir pēc iespējas mazākas.

DS-CDMA sistēmās spektra paplašināšanai visbiežāk izmanto pseidogadījuma secības (PN-secības). Pseidogadījuma secība ir gadījumskaitļu secība, kas aprēķināta pēc kāda noteikta aritmētiska likuma, bet tai piemīt visas gadījuma secības īpašības risināmā uzdevuma robežās. Šīs secības ir „pseido” tāpēc, ka tās ir determinētas un pēc N elementiem atkārtojas, atšķirībā no gadījuma secībām. Tā ir viena no plaši izmantojamām paplašināta spektra sakaru sistēmas kodu secību klasēm. No visām pseidogadījuma secībām izmanto bināras pseidogadījuma secības, kuru elementi pieņem divas vērtības “1” un “0” vai “1” un “-1”, un to skaits secības

periodā var atšķirties ne vairāk par vienu. Iepriekšējā stāvokļa – secības elementa vērtības zināšana nedod iespēju noteikt to pašreizējo stāvokli – nākošo secības vērtību.

Pseidogadījuma secības ģenerēšanas algoritmi var būt lineāri un nelineāri. Bināras pseidogadījuma secības var ģenerēt izmantojot lineāras atgriezeniskā saites bīdes reģistrus⁶. Tas ir lineārs ģenerēšanas algoritms. Savukārt, nelineāri algoritmi nodrošina lielāku neprognozējamību.

Zināmajām pseidogadījuma secībām ir daži trūkumi :

1. mazs viena garuma secību skaits,
2. kodu garuma nomenklatūra fiksētos skaitļu intervālos nav liela,
3. ģenerēšanas algoritma sarežģītība noved pie secību balansa pazušanas.

Ir dažādi sakaru sistēmās izmantojamo bināro pseidogadījuma secību veidi: m-secības, Kasami secības, Golda kodi. Turklāt, 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.

Reālās CDMA sistēmās var tikt izmantota nevis viena paplašinošā secība, bet vairākas. Piemēram, CDMA2000 mobilo sakaru sistēmās katra bāzes vai abonentu stacija izmanto trīs pseidogadījuma secības. Katra secība izpilda savu funkciju:

1. radio trakta un gala iekārtu sinhronizācija,
2. abonenta termināla identifikācija,
3. lietderīgās informācijas pārraide.

CDMA2000 mobilos sakaros Ziemeļamerikā izmanto m-secības (garo un īso) un Volša-Adamāra kodu, W-CDMA Eiropā izmanto Golda kodus un m-secības, bet citviet izmanto Kasami secības un ortogonālus kodus. Redzams, ka nav vienota skata uz to, kādus kodus un to kombinācijas labāk izmantot, jo katrai kodu grupai ir savi trūkumi. Tāpēc joprojām tiek meklētas un pētītas spektru paplašinošas secības.

Pēdējā laikā tiek pētīta jauna perspektīva pieeja paplašinošu kodu ģenerācijai, kas izmanto dinamiska haosa parādību [80], [81], [82], [94], [95], [96], [97], [98], [99], [100], [105], [106], [107], [108], [109], [110], [111], [121]. Šīs secības var veiksmīgi lietot datu pārraidei sakaru sistēmās, jo tām ir zems savstarpējās korelācijas funkcijas līmenis, iespējams realizēt jebkura garuma secības un šīm secībām nav stingru ierobežojumu uz secību skaitu vienāda garuma secībām. Haotisko secību pielietojums DS-CDMA sistēmās tiks apskatīts zemāk.

⁶ Angu valodā: *linear feedback shift registers*

3.2 Daudzpiekļuves traucējumu statistiskais raksturojums haotiskās DS-CDMA sistēmās

Ņemot vērā to, ka salīdzinoši īsām ar loģistisko attēlojumu (garums $N < 127$) ģenerētām binārām haotiskām secībām ir labākas savstarpējās korelācijas īpašības nekā m-secībām, kas tika nodemonstrēts 2.5. apakšnodaļā, ir vērts pārbaudīt daudzpiekļuves traucējumu piederību normālajam Gausa sadalījumam tieši īso haotisko secību CDMA sistēmu gadījumā. Daudzpiekļuves traucējumu varbūtības blīvuma novērtēšana tiks veikta, izmantojot DS-CDMA daudzpiekļuves sistēmas MATLAB modelēšanu. Spektra paplašināšanai tiks izmantotas bināras haotiskas secības, kas ģenerētas ar 2.3. apakšnodaļā apskatītiem viendimensionāliem attēlojumiem (loģistiskais (2.10.) Bernulli (2.11.), telts (2.12.), Gausa (2.13.), sinusa-apļa (2.14.), kubiskais (2.15.) un Pinčera attēlojums (2.16.)). Pētījums tiks veikts dažādam daudzpiekļuves traucējumus radošu raidītāju skaitam un pie dažādiem spektru paplašinošu haotisko secību garumiem.

3.2.1 Daudzpiekļuves traucējumu modelēšana haotiskās DS-CDMA sistēmās

Uz haotiskām paplašinošām secībām balstītas DS-CDMA sistēmas modelēšana ir veikta pamatjoslas frekvenču diapazonā ar MATLAB programmatūru (sastādītās programmas piemērs parādīts Pielikumā 2.1.). Modelētās DS-CDMA sistēmas blokshēma ar K raidītājiem un vienu uztvērēju parādīta att. 3.7. 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 paplašinošo haotisko secību $c_i(t)$. Iegūtais signāls tiek pārnests uz nesējsvārstības $U_m \cos(\omega_0 t)$ frekvenci. Katra raidītāja signāls uztvērējā 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 un tāpēc netiek modelēts. Tādā veidā uztvērēja ieejā ir signālu summa no K raidītājiem un katra raidītāja signālam ir sava bitu secība, spektru paplašinoša haotiska secība un sava laika aizture. Tiek pieņemts, ka korelācijas uztvērējs ir saskaņots ar $K+1$ raidītāja paplašinošu secību c_{K+1} . Tādā veidā daudzpiekļuves traucējumu signāla avots ir $r(t)$ uztvērēja ieejas signāls:

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

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 paplašinoša secība,

τ_i – laika aizture signālam no i -tā raidītāja uztvērēja ieejā,

$\omega_0 \tau_i$ – sākuma fāzes izmaiņas modelēšana,

i – raidītāja kārtas numurs,

K – daudzpiekļuves traucējumu radošo raidītāju skaits,

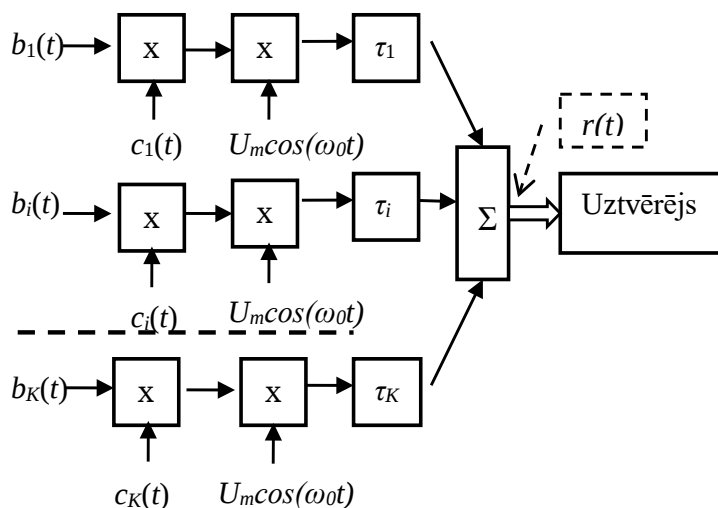
U_m – nesējsvārstības amplitūda,

ω_0 – nesējsvārstības frekvence.

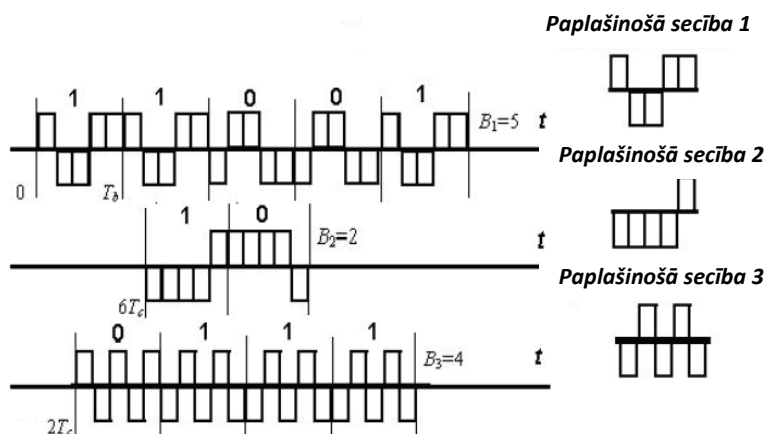
Starplietotāju traucējumu varbūtības blīvuma novērtēšanai izmantoti šādi modelēšanas parametri:

- 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 spektru paplašinošas secības $c_i(t)$ 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 spektru paplašinoša secība ar garumu L_c elementi, ģenerēta ar vienu no augstāk apskatītiem viendimensionāliem attēlojumiem;
- 6) L_c – paplašinošās secības garums, pieņem vienu no četrām vērtībām $L_c = 15, 31, 63, 127$;
- 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 radošu raidītāju skaits, pieņem vērtības $K = 6, 18, 33, 65, 129, 259$.

Lai paskaidrotu raidītāju signālu modelēšanu, att. 3.8., parādīts pārraidāmo signālu piemērs vienkāršotam gadījumam, kur izmantotie modelēšanas parametri ir: informācijas bitu maksimāls skaits $B_{\max} = 5$, paplašinošās secības garums $L_c = 5$, raidītāju skaits $K = 3$, viena bita ilgums $T_b = 5 T_c$. Kā redzams pirmā raidītāja spektru paplašinošā secība ir $c_1 = [1 -1 -1 1 1]$, pārraidāmo bitu skaits ir $B_1 = 5$, informācijas bitu secība ir $b_1(t) = [1 1 -1 -1 1]$, un pārraides sākuma moments ir $\Delta t_1 = 0$. Savukārt, otra raidītāja spektru paplašinošā secība ir $c_2 = [-1 -1 -1 -1 1]$, pārraidāmo bitu skaits ir $B_2 = 2$, informācijas bitu secība ir $b_2(t) = [1 -1]$, un pārraides sākuma moments ir $\Delta t_2 = 6 T_c$, kas izvēlēts no intervāla $\Delta t_2 \in [0, 5 T_c (5 - 2)]$. Bet trešā raidītāja spektru paplašinošā secība ir $c_3 = [-1 1 -1 1 -1]$, pārraidāmo bitu skaits $B_3 = 4$, informācijas bitu secība ir $b_3(t) = [-1 1 1 1]$, un pārraides sākuma moments ir $\Delta t_3 = 2 T_c$, kas izvēlēts no intervāla $\Delta t_3 \in [0, 5 T_c (5 - 4)]$.



att. 3.7. DS-CDMA sistēmas blokshēma daudzpiekļuves traucējumu modelēšanai



att. 3.8. Modelējamo pārraidīto signālu piemērs

Signāls korelācijas uztvērēja izejā laika momentos jT_b pieņems sekojošas 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 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,

τ_i – laika aizture signālam no i -tā raidītāja uztvērēja ieejā,

$\omega_0 \tau_i$ – 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

Šajā apakšnodaļā aprakstīti daudzpiekļuves traucējumu varbūtību sadalījuma analīzes rezultāti, kas iegūti, veicot haotisko paplašinošu secību DS-CDMA sistēmas ar K raidītājiem un vienu korelācijas uztvērēju MATLAB modelēšanu. Daudzpiekļuves traucējumu sadalījuma analīze veikta starp vienāda garuma secībām, kas ģenerētas ar vienu un to pašu attēlojumu, sešu dažādu attēlojumu gadījumiem: Bernulli (2.11.), telts (2.12.), Gausa (2.13.), sinusa-apļa (2.14.), kubiskais (2.15.) un Pinčera attēlojums (2.16.)).

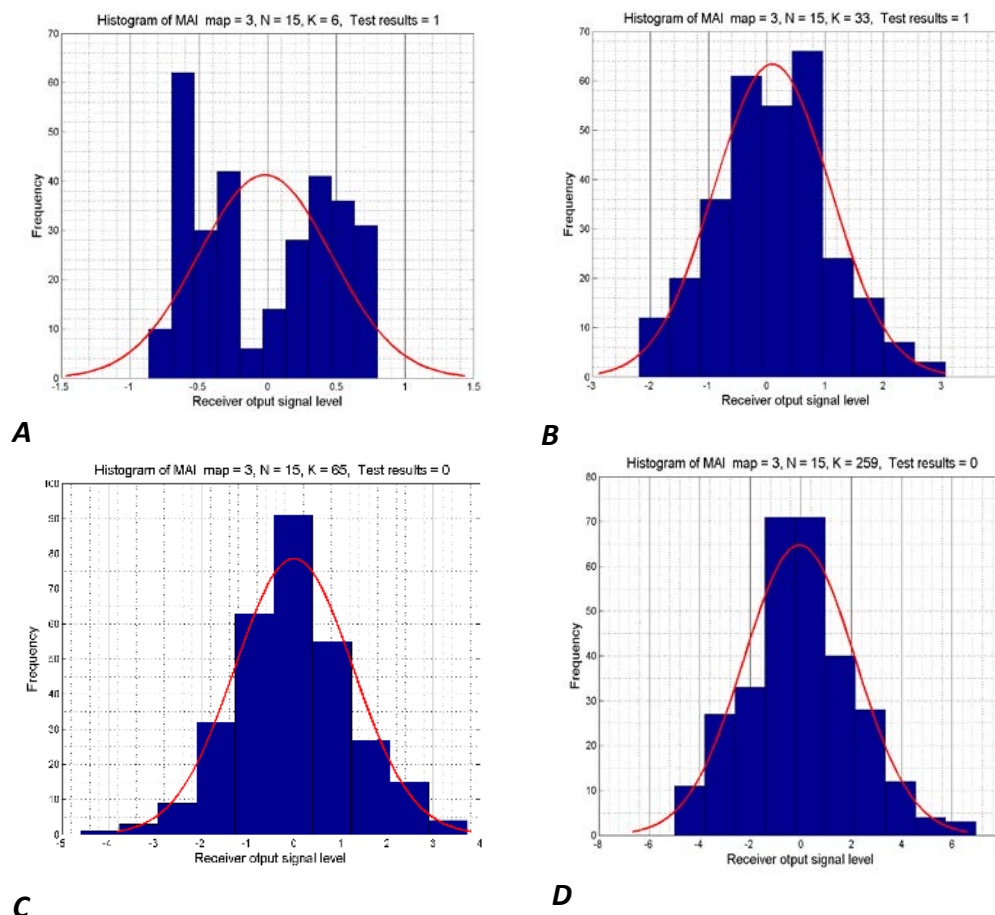
Modelēšanas mērķis ir pārbaudīt hipotēzi, ka daudzpiekļuves traucējumu vērtības U_j (3.2.) īso haotisko spektru paplašinošu secību CDMA sistēmu gadījumā pieder normālam Gausa procesam. Šim nolūkam tika modelēti sekojoši CDMA sistēmu darbības režīmi:

- visas laika aiztures τ_i vienādas, CDMA sistēma strādā ideālas sinhronizācijas nosacījumos (kā tas tika pieņemts teorētiskajos BER novērtējumos [109], [123]);
- laika aiztures ir atšķirīgas, CDMA sistēma strādā asinhronas pārraides nosacījumos, un šajā gadījumā laika aiztures ietekme uz nesējsvārstības fāzi tiek modelēta, nejauši izvēloties nesējsvārstības fāzes momentāno vērtību no intervāla ar vienmērīgu sadalījumu $(0, 2\pi)$.

Lai pārbaudītu daudzpiekļuves traucējumu signāla U_j atbilstību normālajam sadalījumam, tika izvēlēts Lilljeforsa tests, jo prognozējamās vērtības un dispersija iepriekš netika definētas. Testa nulles hipotēze ir, ka daudzpiekļuves traucējumu vērtības ir normāli sadalītas. Testa rezultātus DS-CDMA sistēmas sinhronas pārraides režīma nosacījumos parāda Tabula 3.1, savukārt testa rezultātus asinhrona pārraides režīma gadījumā parāda Tabula 3.2. Tabulās parādītais 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).

Kā piemērs att. 3.9. parādītas daudzpiekļuves traucējumu histogrammas un paredzamās normālā sadalījuma līknes kubiska attēlojuma un sinhronas darbības režīma gadījumam. Haotisku spektru paplašinošu secību garums ir 15 elementi, bet traucējumu radošo raidītāju skaits attiecīgi ir 6, 33, 65, 259. Kā redzams, pie raidītāju skaita 6 un 33 daudzpiekļuves traucējumu signāla sadalījums neatbilst normālam sadalījumam, savukārt pie raidītāju skaita 65

un 259 traucējumi pieder normālam Gausa procesam, bet tādu sistēmu nav iespējams realizēt. Tādus pašus rezultātus parāda arī Lilljeforsa tests – Tabula 3.1.



att. 3.9. Daudzpiekļuves traucējumu signāla histogrammas un atbilstošas normāla sadalījuma līknes sinhronas DS-CDMA sistēmas gadījumā pie haotisku spektru paplašinošu secību izmantošanas: haotisko secību garums ir 15 elementi un ģenerācijas algoritms ir kubiskais attēlojums, traucējumu radošu raidītāju skaits A – 6, B – 33, C – 65, D – 259

Kā parāda Tabula 3.1. un Tabula 3.2., sinhrona darba režīma gadījumā varbūtība, ka daudzpiekļuves traucējumi neatbilst normālam sadalījumam būs vidēji par 25% lielāka nekā asinhronas sistēmas gadījumā.

Ir redzama arī ģenerācijas algoritma ietekme – dažādu attēlojumu sadalījuma pārbaudes rezultātu starpība var sastādīt līdz 30%, piemēram, Bernulli un Gausa attēlojumu ģenerācijas algoritmu gadījumā sadalījuma pārbaudes rezultāti dod vidēji par 30% lielāku varbūtību, ka daudzpiekļuves traucējumu sadalījums neatbilst normālam sadalījumam, nekā kubiska attēlojuma gadījumā gan asinhronam, gan sinhronam pārraides režīmam.

Tabula 3.1. Lilljeforsa testa rezultāti daudzpiekļuves traucējumu normāla sadalījuma pārbaudei sinhrona pārraides režīma gadījumā

K	Bernulli attēlojums	Telts attēlojums	Gausa attēlojums	Sinusa-apļa attēlojums	Kubiskais attēlojums	Pinčera attēlojums	L_c
6	1	1	1	1	1	1	15
18	1	1	1	1	1	0	
33	1	1	1	0	1	1	
65	0	0	0	0	0	0	
129	0	0	0	1	0	0	
259	0	1	0	1	0	0	
6	1	1	1	1	1	1	31
18	1	0	1	0	1	1	
33	0	1	1	0	0	0	
65	0	1	0	0	0	0	
129	0	0	0	0	0	0	
259	0	0	0	0	0	0	
6	1	1	1	1	1	1	63
18	1	0	1	0	0	0	
33	0	1	0	1	1	1	
65	0	1	0	0	0	0	
129	1	0	1	0	0	0	
259	1	0	0	0	0	0	
6	1	1	1	1	1	1	127
18	1	0	0	0	1	0	
33	0	0	1	1	0	1	
65	0	0	0	0	0	1	
129	0	0	1	0	0	1	
259	0	0	0	0	0	0	

Arī spektru paplašinošu secību garums ietekmē sadalījuma pārbaudes rezultātus – pie garuma 15 elementi 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, un asinhronas sistēmās apmēram 25% apskatītos gadījumos.

Tomēr noteicošais faktors ir traucējumu radošu raidītāju skaits. Kā redzams, ja raidītāju skaits ir līdz 6, 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.

Tabula 3.2. Lilljeforsa testa rezultāti daudzpiekļuves traucējumu normāla sadalījuma pārbaudei asinhrona pārraides režīma gadījumā

K	Bernulli attēlojums	Telts attēlojums	Gausa attēlojums	Sinusa-apļa attēlojums	Kubiskais attēlojums	Pinčera attēlojums	L_c
6	1	1	1	1	1	1	15
18	0	0	1	0	0	1	
33	1	1	1	1	0	0	
65	0	0	0	0	0	0	
129	0	0	0	0	0	0	
259	0	0	1	0	0	0	
6	1	1	1	1	1	1	31
18	0	0	0	0	0	0	
33	1	0	0	0	0	0	
65	1	0	0	0	0	0	
129	0	0	0	0	0	0	
259	1	0	0	0	0	0	
6	1	1	1	1	1	1	63
18	0	0	0	0	0	0	
33	1	0	0	0	0	0	
65	0	0	0	0	0	0	
129	0	0	0	1	0	0	
259	0	0	0	1	0	0	
6	1	1	1	1	1	1	127
18	0	0	1	0	0	0	
33	0	0	0	0	0	0	
65	0	0	0	1	0	0	
129	0	1	0	0	0	0	
259	0	0	0	0	1	0	

Tādā veidā var secināt, ka:

- 1) ja sinhronas DS-CDMA sistēmas haotiskas spektru paplašinošas secības garums ir līdz 127 elementiem un daudzpiekļuves traucējumu radošu raidītāju skaits ir līdz 33, tad daudzpiekļuves traucējumu signāls vairāk nekā 50 % gadījumos varbūtību sadalījums nav normāls;
- 2) ja asinhronas DS-CDMA sistēmas haotiskas spektru paplašinošas secības garums ir līdz 127 elementiem un daudzpiekļuves traucējumu radošu raidītāju skaits ir līdz 6, tad daudzpiekļuves traucējumu signālam nav normāls varbūtību sadalījums, un, ja raidītāju skaits ir no 18 līdz 259, tad līdz 25 % apskatītos gadījumos daudzpiekļuves traucējumu varbūtību sadalījums neatbilst normālam..

Savukārt, loģistikā attēlojuma gadījumā daudzpiekļuves traucējumu varbūtību sadalījums tika pētīts pie citādiem modelēšanas parametriem, lai pārbaudītu, kā šie modelēšanas parametri var ietekmēt traucējumu sadalījuma pārbaudes rezultātus. Šajā pētījumā tika iekļauti

trīs dažādi sākuma nosacījumu komplekti, divi dažādi sākuma nosacījumu atlases likumi, palielināts daudzpiekļuves traucējumu sadalījuma hipotēzes pārbaudei izmantotu testu skaits, kā arī tika izmantoti atšķirīgi maksimālais pārraidīto bitu skaits, secību garumi un traucējumu radošu raidītāju skaits. Modelēšanas parametri detalizētāk apskatīti zemāk.

Šis pētījums veikts koda garumiem $L_c = 7, 31, 63$; raidītāju skaits ir uzdots atkarībā no koda garuma: ja $L_c = 7$, tad $K = (3, 8, 17)$, ja $L_c = 31$, tad $L_c = (11, 32, 65)$, ja $L_c = 63$, tad $K = (64, 129)$; maksimāls bitu skaits secībā šajā gadījumā pieņēma vienu no divām iespējamām vērtībām $B_i = (100, 400)$. Haotiskas paplašinošas secības $c_i(t)$ tika ģenerētas, izmantojot dažādus sākuma nosacījumus $x^i_0 = y_i$, kur loģistiskais attēlojums arī tika izmantots arī kā sākuma nosacījumu ģenerēšanas algoritms $y(n+1) = ry(n)(1 - y(n))$, pie r kas ir tuvs 4, bet mazāks par to. Tika izmantoti trīs nejauši izvēlēti sākuma nosacījumu ģenerēšanas inicializācijas parametri $y^a_0 = 0,81472369$, $y^b_0 = 0,90579194$, $y^c_0 = 0,12699682$, kuri nodrošina haotisko secību ģenerāciju. Turklāt, ievērojot, ka sākumnosacījumu iterācija pie haotisko secību ģenerācijas var ietekmēt savstarpējās korelācijas īpašības, tika pielietoti šādi izlases likumi:

- A. sākuma nosacījumi tiek ņemti pēc kārtas $x^1_0 = y_1, x^2_0 = y_2, x^3_0 = y_3, \dots$;
- B. sākuma nosacījumi tiek ņemti ar 15 elementu iterāciju $x^1_0 = y_1, x^2_0 = y_{15}, x^3_0 = y_{30}, \dots$

Lai pārbaudītu daudzpiekļuves traucējumu signāla U_j atbilstību normālajam sadalījumam, tika izvēlētas trīs metodes: hī-kvadrāta, Kolmogorova un Lilljeforsa. Tabula 3.3. parāda pārbaudes rezultātus CDMA sistēmas ideālas sinhronizācijas darbības režīma gadījumā, savukārt Tabula 3.4. – asinhrona pārraides režīma gadījumā. Pirmā zīme rezultātu tabulā parāda hī-kvadrāta metodes rezultātu, otra – Kolmogorova metodes rezultātu, un attiecīgi trešā – Lilljeforsa metodes rezultātu. Savukārt, daudzpiekļuves traucējumu histogrammu un paredzamo normāla sadalījuma līkņu piemērs parādīts att. 3.10. Attēlā parādītās histogrammas ilustrē sinhronas darbības režīma gadījumu un divus dažādus haotisko spektru paplašinošu secību garumus $L_c = 7$ un $L_c = 31$ pie maksimāla bitu pārraides skaita $B_{i \max} = 100$ biti un $B_{i \max} = 400$ biti. Traucējumus radošo raidītāju skaits ir attiecīgi 3 un 17, ja secības garums ir $L_c = 7$, bet ja secības garums ir $L_c = 31$, tad raidītāju skaits ir 11 un 65. Kā redzams no att. 3.10. parādītām histogrammām, daudzpiekļuves traucējumi atbilst normālam sadalījumam gadījumā kad $L_c = 7$ elementi $N = 11$ $B_{i \max} = 100$, bet pārējos gadījumos daudzpiekļuves traucējumu signāla sadalījums neatbilst normālam sadalījumam. Tādus pašus rezultātus parāda arī sadalījuma pārbaudes testi – Tabula 3.3.

Tabula 3.3. un Tabula 3.4. parāda, ka pielietotie testi dod pārsvarā līdzīgus rezultātus: atšķirība starp hī-kvadrāta testa rezultātiem un pārējo testu rezultātiem sastāda 4.7% sinhronas sistēmas gadījumā un 0% asinhronas, atšķirība starp Kolmogorova un pārējiem testu

rezultātiem ir 9.5% sinhronas sistēmas gadījumā un 8.3% asinhronas, savukārt Lilljeforsa rezultātu atšķirība no pārējo testu rezultātiem ir 17.8 % sinhronas pārraides režīmam un 16.7% asinhronam režīmam. Hipotēze, ka daudzpiekļuves traucējumu sadalījums ir normāls, visvairāk reižu tiek noraidīta Lilljeforsa testa gadījumā gan sinhronas, gan asinhronas pārraides režīmu gadījumos. Tāda atšķirība starp hipotēzes pārbaudes testu rezultātiem ir saistīta ar atšķirīgo aprēķinu pieeju.

Tabula 3.3. Hī-kvadrāta, Kolmogorova, Lilljeforsa testa rezultāti daudzpiekļuves traucējumu normāla sadalījuma pārbaudei sinhrona pārraides režīma gadījumā

K	y_0	$B_i = 100$		$B_i = 400$		L_c
		Līkums A	Līkums B	Līkums A	Līkums B	
3	y^a_0	1 1 1	1 0 1	1 1 1	1 1 1	7
	y^b_0	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	
	y^c_0	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	
8	y^a_0	1 0 1	1 0 1	1 1 1	1 1 1	
	y^b_0	0 0 1	0 0 0	1 1 1	1 1 1	
	y^c_0	0 0 0	0 0 0	0 0 1	1 1 1	
17	y^a_0	0 0 1	0 0 0	1 1 1	0 0 0	
	y^b_0	0 0 0	0 0 0	0 0 1	0 0 1	
	y^c_0	0 0 1	0 0 0	0 0 1	0 0 1	
11	y^a_0	0 0 0	0 0 0	1 0 1	0 0 0	31
	y^b_0	1 0 1	0 0 0	1 1 1	1 0 1	
	y^c_0	0 0 1	0 0 1	0 1 1	0 0 1	
32	y^a_0	0 0 0	0 0 0	1 1 1	0 0 0	
	y^b_0	0 0 1	0 0 0	0 1 1	0 0 0	
	y^c_0	0 0 0	0 0 0	0 0 1	0 0 1	
65	y^a_0	0 0 0	0 0 0	1 1 1	0 0 0	
	y^b_0	0 0 0	0 0 0	1 0 1	0 0 1	
	y^c_0	0 0 0	0 0 0	1 0 1	1 0 0	
64	y^a_0	0 0 0	0 0 0			63
	y^b_0	0 0 0	0 0 0			
	y^c_0	0 0 0	0 0 0			
129	y^a_0	0 0 0	1 0 0			
	y^b_0	0 0 0	0 0 0			
	y^c_0	0 0 0	0 0 0			

Sākuma nosacījumu izvēles likums ietekmē testa rezultātus un atšķirība starp rezultātiem ar iterāciju un bez vidēji sastāda apmēram 20% neatkarīgi no DS-CDMA sistēmas darbības režīma. Sākuma nosacījumu iterācija samazina varbūtību, ka daudzpiekļuves traucējumu signāls neatbilst normālam sadalījumam apmēram uz 30% no vērtības bez iterācijas sinhronas

pārtraides režīma gadījumā un apmēram uz 15% asinhrona režīma gadījumā. Tas ir saistīts ar sākuma nosacījumu ģenerācijas algoritmu, tā kā sākuma nosacījumi arī tika ģenerēti ar loģistisko attēlojumu ar atšķirīgu ģenerācijas koeficientu r , tad iterācija palielina sākuma nosacījumu neatkarību no iepriekšējās vērtības.

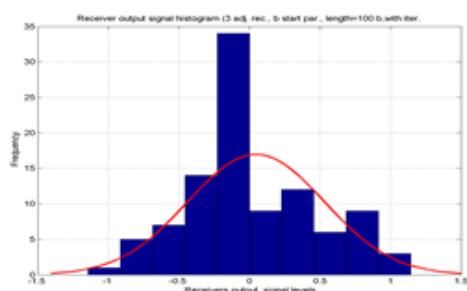
Sākuma nosacījumu izvēle ietekmē sadalījuma pārbaudes rezultātus vidēji par 25% sinhrona pārtraides režīma gadījumā un 15% asinhrona režīma gadījumā. Sākuma nosacījumu ietekme ir lielāka pie īsākam secībām un mazāka raidītāju skaita, bet pie koda garuma 63 un raidītāju skaita no 63 līdz 129 sākuma nosacījumi gandrīz neietekmē sadalījuma pārbaudes rezultātus.

Tabula 3.4. Hī-kvadrāta, Kolmogorova, Lilljeforsa testa rezultāti daudzpiekļuves traucējumu normāla sadalījuma pārbaudei asinhrona pārtraides režīma gadījumā

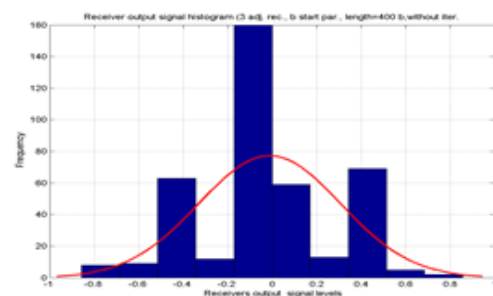
K	y_0	$B_i = 100$		$B_i = 400$		L_c
		Likums A	Likums B	Likums A	Likums B	
3	y^a_0	1 1 1	1 0 1	1 1 1	1 1 1	7
	y^b_0	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	
	y^c_0	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	
8	y^a_0	1 0 1	1 0 1	1 1 1	1 1 1	
	y^b_0	0 0 1	0 0 0	1 1 1	1 1 1	
	y^c_0	0 0 0	0 0 0	0 0 1	1 1 1	
17	y^a_0	0 0 1	0 0 0	1 1 1	0 0 0	31
	y^b_0	0 0 0	0 0 0	0 0 1	0 0 1	
	y^c_0	0 0 1	0 0 0	0 0 1	0 0 1	
11	y^a_0	0 0 0	0 0 0	1 1 1	1 1 1	
	y^b_0	1 0 1	0 0 0	0 0 0	0 0 1	
	y^c_0	0 0 0	0 0 1	0 0 0	1 0 1	
32	y^a_0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	
	y^b_0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	
	y^c_0	0 0 0	1 0 1	1 1 1	0 0 0	
65	y^a_0	0 0 1	0 0 0	1 0 1	0 0 0	
	y^b_0	0 0 1	0 0 0	0 0 0	0 0 0	
	y^c_0	0 0 0	0 0 0	0 0 1	0 0 0	
64	y^a_0	0 0 0	0 0 0			63
	y^b_0	0 0 0	0 0 0			
	y^c_0	0 0 0	0 0 0			
129	y^a_0	0 0 0	0 0 0			
	y^b_0	0 0 0	0 0 0			
	y^c_0	0 0 0	0 0 1			

$$L_v = 7$$

$$K = 3$$

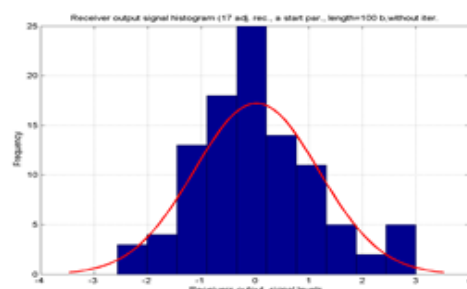


$$B_v = 100$$

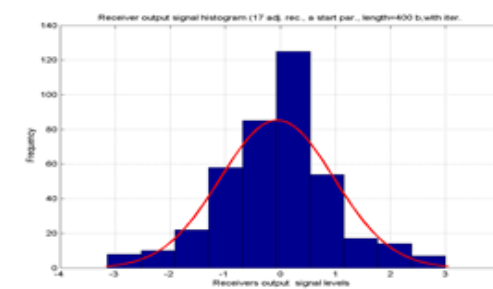


$$B_v = 400$$

$$K = 17$$



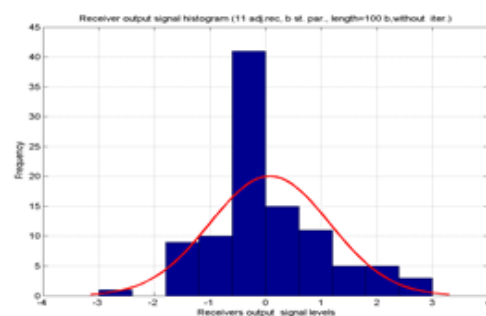
$$B_v = 100$$



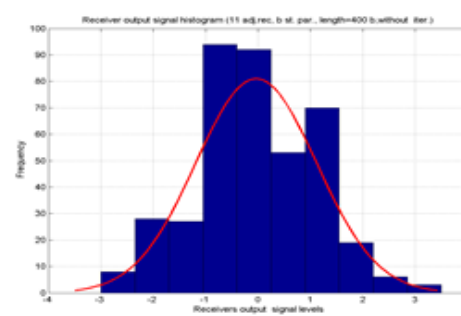
$$B_v = 400$$

$$L_v = 31$$

$$K = 11$$

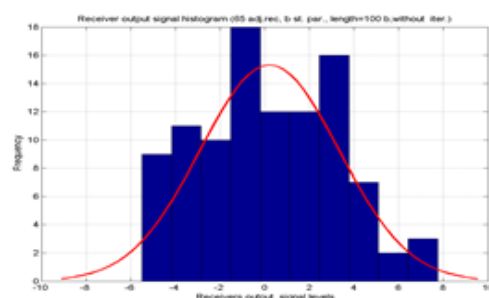


$$B_v = 100$$

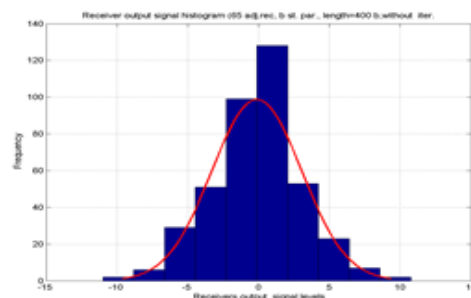


$$B_v = 400$$

$$K = 65$$



$$B_v = 100$$



$$B_v = 400$$

Att. 3.10. Daudzpiekļuves traucējumu signāla histogrammas un paredzamās normāla sadalījuma līknes CDMA sistēmas ideālas sinhronizācijas darbības režīma gadījumā: sākuma nosacījumi ir izvēlēti atbilstoši A likumam, sākuma nosacījumu ģenerēšanas inicializācijas parametrs ir $y_0^b = 0,90579194$

Ievērojamu ietekmi ienes maksimālo paraidāmo bitu skaits, tas ietekmē sadalījuma pārbaudes rezultātus vidēji par 36% sinhronas DS-CDMA sistēmas gadījumā un par 30%

asinhronas. Palielinot maksimālo pārraidāmo bitu skaitu pie tāda paša secību garuma un raidītāju skaita, palielinās varbūtība, ka daudzpiekļuves traucējumu signāls neatbilst normālam sadalījumam – pie bitu skaita 400 vairāk nekā 75% bez sākuma nosacījumu iterācijas un vairāk nekā 45% ar sākuma nosacījumu iterāciju testu rezultāti noraida hipotēzi, ka daudzpiekļuves traucējumu sadalījums atbilst normālam sinhrona pārraides režīma gadījumā un attiecīgi 56% bez iterācijas un 48% ar iterāciju asinhrona režīma gadījumā. Savukārt, pie maksimāli pārraidāmā bitu skaita 100 apmēram 25% bez sākuma nosacījumu iterācijas un 17–19% ar sākuma nosacījumu iterāciju gadījumos nulles hipotēze tiek noraidīta neatkarīgi no DS-CDMA sistēmas pārraides režīma.

Daudzpiekļuves traucējumu sadalījumu ievērojami ietekmē arī raidītāju skaits un secību garumi. Tā pie secību garuma 7 un raidītāju skaita 3 gandrīz 100% apskatīto gadījumu noraida hipotēzi, ka traucējumu signāla sadalījums ir normāls, bet pie raidītāju skaita 17, jau tikai 25% apskatītos gadījumos nulles hipotēze tiek noraidīta neatkarīgi no pārraides režīma. Vidēji 7 elementu garumam 60 % no apskatītiem gadījumiem hipotēze, ka traucējumi atbilst normālam sadalījumam, ir noraidīta. Pie garuma 31 elements vidēji 28% apskatītos gadījumos hipotēze tiek noraidīta sinhronu DS-CDMA sistēmu gadījumos un 20% asinhronu sistēmu gadījumos, pie tam, ja raidītāju skaits ir 11 tad 38–33% gadījumos traucējumu sadalījums neatbilst normālam, taču pie raidītāju skaita 32 jau 22–14% apskatītos gadījumos nulles hipotēze ir noraidīta.

Tādā veidā daudzpiekļuves traucējumu sadalījuma plašākas izpētes rezultāti, kas veikti loģistikā attēlojuma gadījumā, nav pretrunā ar pārējiem rezultātiem. Pie maziem haotisko spektru paplašinošu secību garumiem un zema traucējumu radošo raidītāju skaita daudzpiekļuves traucējumu signāla sadalījums vairākos gadījumos neatbilst normālam, kā arī DS-CDMA sinhronais pārraides režīms palielina varbūtību, ka traucējumu sadalījums neatbilst normālam. Tāpēc DS-CDMA sistēmas BER novērtēšanas metodes, kas balstās uz daudzpiekļuves traucējumu aproksimāciju ar normālo sadalījumu, nevar pielietot haotiskām spektru paplašinošām secībām ar garumu līdz 127 elementiem. Minētos gadījumos jāveic, piemēram, Montekarlo modelēšanu.

3.3 Haotiskas DS-CDMA sistēmas traucējumnoturības novērtējums

Kā bija parādīts 2.5. apakšnodaļā, iespējams ģenerēt īsas binārās haotiskās secības ar savstarpējās periodiskās korelācijas īpašībām līdzīgām un pat labākām nekā pseidogadījuma secībām (m-secībām, Golda secībām). Tāpēc nepieciešams izpētīt DS-CDMA sistēmu traucējumnoturību 15–127 elementu garu haotisko secību pielietojuma gadījumā. DS-CDMA

sistēmu detektēšana balstās uz secības autokorelācijas funkcijas maksimālās vērtības noteikšanu, tāpēc daudzpiekļuves traucējumu līmenis atkarīgs no savstarpējās korelācijas konkrētā laika momentā. Pastāv iespēja atlasīt secības ar mazāku periodiskās savstarpējās korelācijas līmeni un veikt DS-CDMA traucējumnoturības analīzi iepriekš atlasītām haotiskajām secībām. Lai samazinātu MAI ietekmi uz sistēmas traucējumnoturību, nepieciešams piedāvāt un izpētīt tādas haotisko secību atlases algoritmus, kas balstīti uz periodiskās savstarpējās korelācijas samazināšanu jebkurā laika momentā. Lai veiktu haotisko secību balstītas DS-CDMA sistēmas traucējumnoturības novērtējumu, tiks veikta BER modelēšana, pielietojot Montekarlo metodi un MATLAB programmatūru.

3.3.1 Haotisko secību atlases algoritmi

3.3.1.1 Periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimālo vērtību minimizācija

Piedāvātais haotisko secību atlases algoritms balstās uz savstarpējās korelācijas absolūto maksimālo vērtību summas minimumu starp atlasītām secībām no visu ģenerēto secību kombinācijām. Tiek definēts atlases kritērijs Φ_{sel} , kas ir atlasīto secību savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību summa. No N_{all} ģenerētām secībām tiek atlasītas tādas N_{sel} secības, kurām ir vismazākā Φ_{sel} vērtība. Tā, piemēram, Algoritms 3.1. parāda atlases procesu $N_{sel} = 4$ secībām no N_{all} secībām, kur $R_{1,2}$ ir periodiskā savstarpējās korelācijas funkcija c_1 un c_2 secībām, savukārt, N_{1final} , N_{2final} , N_{3final} , N_{4final} ir atlasīto secību indeksi. Ir vērts atzīmēt, ka atlasīto secību skaits nosaka maksimālo vienlaicīgo lietotāju skaitu sistēmā.

Haotisko secību ģenerācijai un atlasei izmantoti parametri:

1. Haotisko secību ģenerācijai tiek izmantoti 1-D attēlojumi (2.10. –2.16.) un pārveidojuma likums (2.17.), savukārt, ģenerācijas sākuma nosacījumi tiek vienmērīgi ņemti no attēlojumu secību definīcijas intervāliem.
2. Secības garumam izvēlēta viena no četrām vērtībām $L_c = 15, 31, 63, 127$.
3. Atlasīto secību skaits $N_{sel} = 4, 6, 8, 10$.
4. Atlasei ģenerēto secību skaits N_{all} . Šis parametrs tiks adaptīvi mainīts atbilstoši atlasīto secību skaitam, lai nodrošinātu nepieciešamo secību komplekta izmēru un iespēju atlasīt secības ar mazāko savstarpējās korelācijas līmeni:

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

kur N_{all} – atlasei ģenerēto secību skaits;

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

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

Tādā veidā, ja atlases koeficients ir $W = 1$, tad visas ģenerētās secības tiek izmantotas DS-CDMA sistēmā, bet, ja $W = 10$, tad tikai 10% no visām ģenerētām secībām tiek izmantotas sakaru sistēmā. Atlases koeficients W nosaka atlasei ģenerēto secību skaitu N_{all} un pārbaudāmo kombināciju 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} – atlasei ģenerēto secību skaits;

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

N_{all} secībām tiks pārbaudītas.

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

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

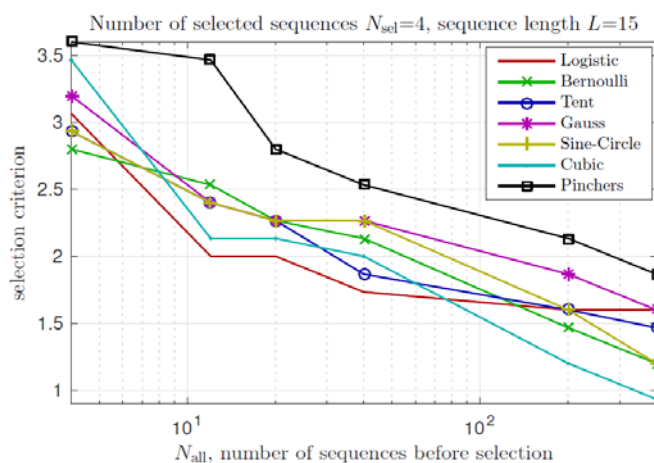
Algoritms 3.1. Četru haotisko secību atlases algoritms

Piemēram, ja tiek atlasītas 4 secības no 40 ģenerētām ($W = 10$), tad jāpārbauda 91390 iespējamās secību kombinācijas, savukārt ja tiek atlasītas 4 secības no 400 ($W = 100$) tad jau jāpārbauda vairāk nekā 10^9 iespējamo kombināciju. Tādā veidā secības atlase var ievērojami paaugstināt nepieciešamos skaitļošanas resursus un laiku.

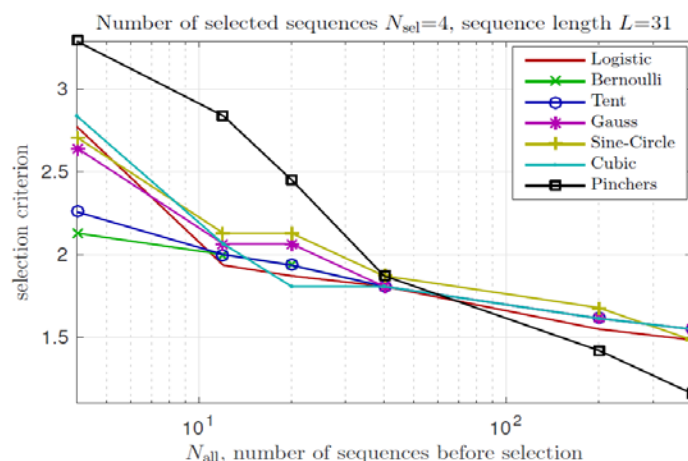
Ģenerēto secību skaits ietekmē gan aprēķinu komplicētību un izpildes laiku, gan iespēju atlasīt secības ar zemāko savstarpējās korelācijas maksimumu līmeni, tāpēc veikta arī šīs ietekmes izpēte.

Atlases koeficienta ietekme uz atlases kritērija vērtību

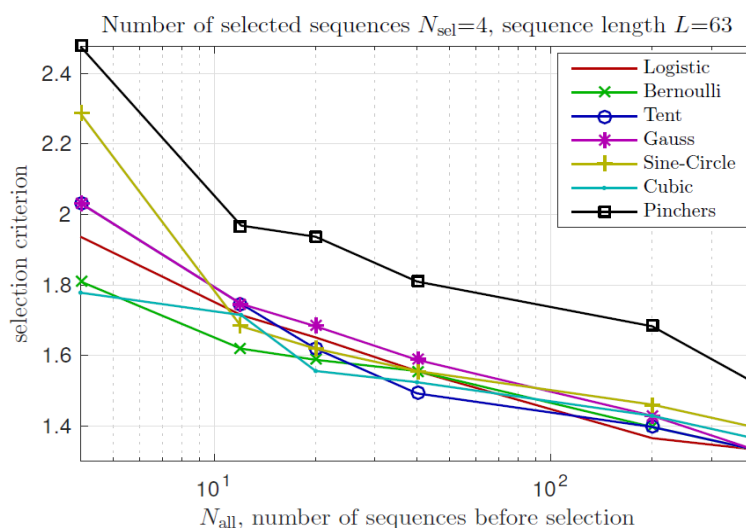
Nolūkā izpētīt atlases koeficienta ietekmi uz atlases kritērija vērtību veikta periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimālo vērtību analīze četrām atlasītām secībām, kas ģenerētas ar septiņiem dažādiem 1-D attēlojumiem pie dažādām atlases koeficienta vērtībām un dažādiem secību garumiem. Atlases kritērija Φ_{sel} atkarība no ģenerēto haotisko secību skaita četru secību garumiem $L_c = 15, 31, 63, 127$ parādīta att. 3.11. – att. 3.14. Redzams, ka Φ_{sel} četru atlasīto secību kombinācijām samazinās, ja ģenerēto secību skaits palielinās. Vislielākā starpība novērojama īsākām secībām – atlases algoritms nodrošina lielāku atlases kritērija minimizāciju īsākām secībām, jo šī garuma iespējamo bināro kombināciju skaits ir mazāks un ģenerēto secību skaits no visām iespējamām kombinācijām ir relatīvi augstāks salīdzinājumā ar garākām secībām.



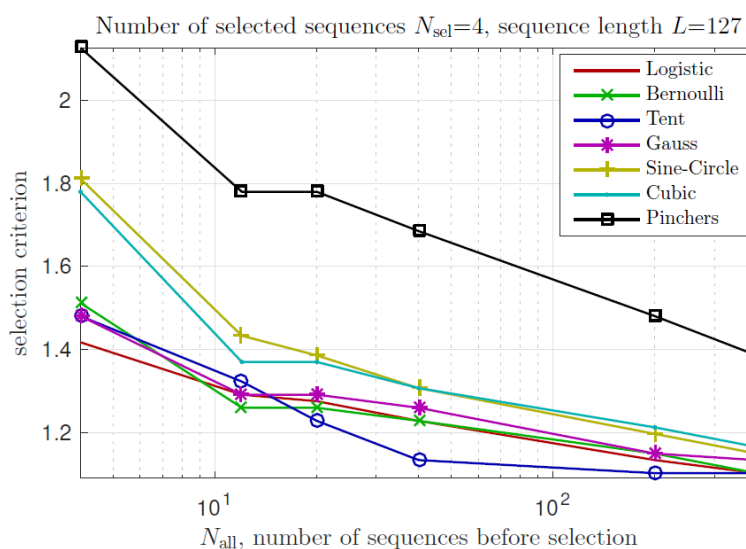
att. 3.11. Atlases kritērija atkarība no ģenerēto secību skaita 4 atlasīto secību gadījumā pie secību garuma 15 elementi



att. 3.12. Atlases kritērija atkarība no ģenerēto secību skaita 4 atlasīto secību gadījumā pie secību garuma 31 elements



att. 3.13. Atlases kritērija atkarība no ģenerēto secību skaita 4 atlasīto secību gadījumā pie secību garuma 63 elementi



att. 3.14. Atlases kritērija atkarība no ģenerēto secību skaita 4 atlasīto secību gadījumā pie secību garuma 127 elementi

Redzams arī, ka pie dažādiem secību garumiem un ģenerēto secību skaita mazāko Φ_{sel} vērtību atlasītām secībām uzrāda dažādi attēlojumi un nevar izdalīt labāko attēlojumu visiem gadījumiem, tomēr visbiežāk sliktākos rezultātus uzrāda Pinčera attēlojums.

Savstarpējās periodiskās korelācijas maksimālo absolūto vērtību (turpmāk “pīķa vērtību”) sadalījumu raksturojošos parametrus: maksimālā, vidējā, minimālā vērtības, standarta novirze un dispersija $N_{all} = 40$ un $N_{sell} = 4$ vienāda garuma secībām parāda Tabula 3.5., bet rezultātus $N_{all} = 400$ gadījumā parāda Tabula 3.7.

Tabula 3.5. Periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību sadalījuma parametri visām secības pāru kombinācijām no $N_{all} = 40$ ģenerētām secībām un $N_{sel} = 4$ atlasītām secībām

Attēlojums	Garums L_c	Periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimālo vērtību sadalījumu raksturojošie parametri									
		Maksimālā vērtība		Vidējā vērtība		Minimālā vērtība		Standarta novirze		Dispersija	
		N_{all}	N_{sel}	N_{all}	N_{sel}	N_{all}	N_{sel}	N_{all}	N_{sel}	N_{all}	N_{sel}
Logistiskais	15	0.87	0.47	0.53	0.33	0.20	0.20	0.133	0.084	0.0176	0.0071
	31	0.68	0.36	0.41	0.31	0.23	0.29	0.081	0.033	0.0065	0.0011
	63	0.49	0.30	0.33	0.28	0.24	0.24	0.046	0.024	0.0021	0.0006
	127	0.34	0.23	0.25	0.21	0.18	0.20	0.033	0.014	0.0011	0.0002
Bernulli	15	0.87	0.47	0.53	0.38	0.33	0.33	0.112	0.069	0.0125	0.0047
	31	0.68	0.42	0.40	0.32	0.23	0.29	0.071	0.054	0.0051	0.0029
	63	0.52	0.27	0.32	0.27	0.24	0.24	0.050	0.013	0.0025	0.0002
	127	0.34	0.23	0.25	0.21	0.18	0.20	0.034	0.012	0.0012	0.0001
Telts	15	0.87	0.47	0.52	0.38	0.20	0.20	0.119	0.109	0.0142	0.0119
	31	0.68	0.42	0.42	0.32	0.29	0.29	0.071	0.054	0.0051	0.0029
	63	0.49	0.30	0.32	0.27	0.21	0.21	0.048	0.040	0.0023	0.0016
	127	0.37	0.24	0.25	0.21	0.17	0.18	0.036	0.024	0.0013	0.0006
Gausa	15	0.87	0.47	0.54	0.38	0.20	0.33	0.122	0.069	0.0148	0.0047
	31	0.68	0.42	0.43	0.34	0.24	0.29	0.081	0.049	0.0066	0.0024
	63	0.52	0.33	0.33	0.28	0.24	0.24	0.048	0.038	0.0023	0.0015
	127	0.39	0.24	0.26	0.22	0.20	0.20	0.039	0.018	0.0015	0.0003
Sinusa-apļa	15	0.87	0.47	0.54	0.38	0.33	0.33	0.127	0.069	0.0160	0.0047
	31	0.74	0.42	0.45	0.36	0.29	0.29	0.083	0.058	0.0070	0.0033
	63	0.56	0.30	0.35	0.27	0.24	0.24	0.058	0.020	0.0034	0.0004
	127	0.42	0.24	0.28	0.23	0.20	0.21	0.038	0.012	0.0015	0.0001
Kubiskais	15	1.00	0.47	0.53	0.36	0.20	0.20	0.140	0.131	0.0195	0.0172
	31	0.74	0.36	0.45	0.30	0.23	0.23	0.103	0.049	0.0106	0.0024
	63	0.52	0.30	0.35	0.26	0.21	0.21	0.059	0.038	0.0035	0.0015
	127	0.40	0.24	0.27	0.23	0.20	0.21	0.039	0.014	0.0015	0.0002
Pinčera	15	1.00	0.87	0.65	0.47	0.20	0.20	0.165	0.239	0.0273	0.0569
	31	0.87	0.87	0.56	0.41	0.29	0.29	0.122	0.232	0.0148	0.0540
	63	0.71	0.4	0.45	0.32	0.24	0.24	0.094	0.072	0.0087	0.0051
	127	0.64	0.39	0.37	0.30	0.23	0.24	0.069	0.053	0.0047	0.0028

Tabula 3.6. Vidējie periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību sadalījuma parametri visām secību pāru kombinācijām no $N_{all} = 40$ ģenerētām un $N_{sel} = 4$ atlasītām secībām

Garums 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

Tabula 3.7. Periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību sadalījumu raksturojošie parametri visām secības pāru kombinācijām no $N_{all} = 400$ ģenerētām un $N_{sel} = 4$ atlasītām secībām

Attēlojums	Garums L_c	Periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību sadalījumu raksturojošie parametri									
		Maksimālā vērtība		Vidējā vērtība		Minimālā vērtība		Standarta novirze		Dispersija	
		N_{all}	N_{sel}	N_{all}	N_{sel}	N_{all}	N_{sel}	N_{all}	N_{sel}	N_{all}	N_{sel}
Logistiskais	15	1.00	0.47	0.52	0.27	0.20	0.20	0.120	0.112	0.0145	0.0124
	31	0.87	0.36	0.42	0.25	0.16	0.16	0.078	0.067	0.0061	0.0044
	63	0.65	0.27	0.32	0.22	0.18	0.21	0.052	0.027	0.0027	0.0007
	127	0.48	0.20	0.25	0.18	0.15	0.17	0.034	0.012	0.0012	0.0001
Bernulli	15	1.00	0.20	0.52	0.20	0.07	0.20	0.120	0.000	0.0145	0.0000
	31	0.87	0.36	0.42	0.26	0.16	0.23	0.078	0.054	0.0060	0.0029
	63	0.65	0.24	0.32	0.22	0.18	0.18	0.052	0.027	0.0027	0.0007
	127	0.47	0.21	0.25	0.18	0.15	0.17	0.034	0.016	0.0012	0.0002
Telts	15	1.00	0.33	0.52	0.24	0.20	0.20	0.118	0.069	0.0140	0.0047
	31	0.87	0.29	0.42	0.26	0.16	0.21	0.078	0.035	0.0060	0.0012
	63	0.68	0.27	0.32	0.22	0.18	0.21	0.052	0.027	0.0027	0.0007
	127	0.43	0.20	0.25	0.18	0.15	0.17	0.034	0.012	0.0012	0.0001
Gausa	15	1.00	0.47	0.55	0.27	0.20	0.20	0.123	0.112	0.0151	0.0124
	31	0.94	0.36	0.43	0.26	0.16	0.16	0.083	0.068	0.0069	0.0046
	63	0.71	0.24	0.34	0.22	0.18	0.21	0.056	0.017	0.0031	0.0003
	127	0.48	0.21	0.26	0.19	0.15	0.17	0.037	0.017	0.0014	0.0003
Sinusa-apļa	15	1.00	0.20	0.56	0.20	0.07	0.20	0.133	0.000	0.0176	0.0000
	31	0.94	0.29	0.45	0.25	0.16	0.23	0.091	0.033	0.0083	0.0011
	63	0.68	0.27	0.35	0.23	0.18	0.21	0.060	0.024	0.0037	0.0006
	127	0.56	0.21	0.27	0.19	0.15	0.15	0.040	0.022	0.0016	0.0005
Kubiskais	15	1.00	0.33	0.53	0.16	0.07	0.07	0.152	0.109	0.0229	0.0119
	31	0.94	0.36	0.45	0.26	0.16	0.23	0.092	0.054	0.0085	0.0029
	63	0.78	0.23	0.35	0.23	0.18	0.21	0.060	0.016	0.0037	0.0003
	127	0.56	0.23	0.27	0.19	0.15	0.17	0.040	0.023	0.0016	0.0005
Pinčera	15	1.00	0.60	0.67	0.31	0.07	0.07	0.176	0.196	0.0308	0.0385
	31	1.00	0.23	0.56	0.19	0.1	0.10	0.127	0.054	0.0162	0.0029
	63	0.87	0.40	0.45	0.25	0.14	0.18	0.088	0.077	0.0077	0.0059
	127	0.70	0.31	0.36	0.23	0.17	0.17	0.059	0.063	0.0035	0.0040

No Tabula 3.5. pārādītiem rezultātiem var secināt, ka 4 secību atlase no 40 (atlases koeficients $W = 10$) dod šādus rezultātus:

1. Periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālās absolūtās vērtības atlasītajām vienāda garuma secībām ir visai līdzīgas visiem apskatītajiem 1-D attēlojumiem, izņemot Pinčera attēlojumu, kuram tās ir ievērojami lielākas gan ģenerētām, gan atlasītām secībām.
2. Atlases ietekme uz periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību samazināšanu ir lielāka īsākām secībām.
3. Periodiskās savstarpējās korelācijas pīķu vērtību maksimumi atlasītām secībām samazinās par 37–47% salīdzinājumā ar visām ģenerētām secībām visiem secību garumiem un

ģenerācijas algoritmiem izņemot Pinčera attēlojumu. Pinčera attēlojuma gadījumā savstarpējās korelācijas pīķu vērtības samazinās par 0–43%.

4. Periodiskās savstarpējās korelācijas pīķu maksimālās vērtības atlasītām secībām tiecas uz neatlasīto secību korelācijas pīķu vidējām vērtībām, izņemot Pinčera ģenerācijas algoritmu.
5. Periodiskās savstarpējās korelācijas pīķu vidējās vērtības atlasītām secībām vidēji ir par 16 – 31% mazākas salīdzinājumā ar visām ģenerētām secībām un pie visiem secību garumiem un ģenerācijas algoritmiem, izņemot Pinčera attēlojumu. Pinčera attēlojuma gadījumā samazināšana ir par 16–23%.
6. Atlasīto un visu ģenerēto secību periodiskās savstarpējās korelācijas pīķu minimālās vērtības ir tuvas.
7. Atlasīto secību periodiskās savstarpējās korelācijas pīķu standarta novirzes visiem garumiem un ģenerācijas algoritmiem vidēji samazinās par 29–57%, izņemot Pinčera attēlojumu.

Ņemot vērā to, ka atlases rezultāti ir līdzīgi visiem aplūkotajiem secību ģenerācijas algoritmiem, izņemot Pinčera attēlojumu, Tabula 3.6. parāda savstarpējās periodiskās korelācijas pīķu vērtību sadalījumu visu ģenerācijas algoritmu vidējiem parametriem, neiekļaujot Pinčera attēlojumu.

Lai iegūtu priekšstatu par to, ko var dot ģenerēto secību skaita palielināšana, Tabula 3.7. parādīti 4 secību atlases no 400 ģenerētām rezultāti:

1. Periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimālo vērtību sadalījums starp atlasītām vienāda garuma secībām ir ievērojami atšķirīgs dažādiem 1-D attēlojumiem, tāpēc attēlojumu rezultātu vidējošana nav informatīva.
2. Atlases ietekme uz periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimālo vērtību samazināšanu ir ievērojami lielāka īsākām secībām.
3. Periodiskās savstarpējās korelācijas pīķu maksimālās vērtības atlasītām secībām ir mazākas par visu ģenerēto secību korelācijas funkciju pīķu vidējām vērtībām visiem apskatītiem attēlojumiem.
4. Periodiskās savstarpējās korelācijas pīķu minimālās vērtības atlasītām secībām tuvas visu ģenerēto secību korelācijas pīķu minimālām vērtībām.
5. 15 elementu garo secību gadījumā labākus atlases rezultātus dod Bernulli un sinusa-apļa attēlojumi, sasniedzot 0.2 periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo vērtību visiem atlasīto secību pāriem. Salīdzinot to ar vidējiem rezultātiem 4 secību atlasei no 40 ģenerētām, minētie attēlojumi dod 46% ieguvumu (samazinājumu) pēc savstarpējās korelācijas pīķu vidējām vērtībām. Labus rezultātus parāda arī kubiskais attēlojums.

Salīdzinot to periodiskās savstarpējās korelācijas pīķu vidējās vērtības ar vidējotiem atlases rezultātiem, tās tika samazinātas pat uz 56% .

6. Labākus atlases rezultātus 31 elementu garo secību gadījumā parāda Pinčera attēlojums, salīdzinot to periodiskās savstarpējās korelācijas pīķu vidējās vērtības ar vidējotiem atlases rezultātiem, tika iegūts 44% samazinājums.
7. 63 elementu garo secību gadījumā pieci attēlojumi (loģistiskais, Bernulli, telts, Gausa, sinusa-apļa) parāda vienādas periodiskās savstarpējās korelācijas pīķu vidējās vērtības un tikai 19% samazinājumu salīdzinājumā ar vidējotiem rezultātiem 4 secību atlasei no 40 ģenerētām.
8. 127 elementu garo secību gadījumā trīs attēlojumi (loģistiskais, Bernulli, telts) parāda vienādas periodiskās savstarpējās korelācijas pīķu vidējās vērtības un dod tikai 18% ieguvumu salīdzinājumā ar vidējotiem atlases rezultātiem, kas parādīti Tabula 3.6.
9. Lai pastiprinātu atlases efektivitāti un samazinātu periodiskās savstarpējās korelācijas pīķus secībām, kas ir garākas par 31 elementu, jāpalielina ģenerēto secību skaits, kas ievērojami palielinās skaitļošanai patērētos resursus.

Tā kā bināro haotisko secību atlase saistīta ar ļoti liela iespējamo kombināciju skaita pārbaudi, tas prasa lielu aprēķinu apjomu pat salīdzinoši mazu atlases koeficientu W gadījumā. Lai mazinātu aprēķinu komplicētību, izstrādātas MATLAB atlases programmas un pārnestas uz C++ , izmantojot MATLAB Coder®. Secību atlase tika realizēta ar superdatoru, paralēli veicot simtu kombināciju pārbaudi dažādiem attēlojumiem, secību garumiem un atlasāmo secību skaitam. MATLAB programmu piemērs dots Pielikumā 2.2. Bet arī šajā gadījumā haotisko secību atlase prasa lielus aprēķinu apjomus, kas ierobežo atlases koeficienta un lietotāju skaita palielināšanu. Šo iemeslu dēļ tika piedāvāta atlases algoritma modifikācija, kas ļauj palielināt lietotāju skaitu un samazina aprēķinu apjomus. Kā arī tiek pārbaudīts, vai no samērā neliela ģenerēto secību komplekta var piemeklēt secības ar zemu savstarpējās korelācijas līmeni pie mainīga lietotāju skaita.

3.3.1.2 Adaptīva periodiskas savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību ierobežošana

Šajā nodaļā piedāvāts bināro haotisko secību atlases algoritms, kas ievērojami samazina nepieciešamos skaitļošanas apjomus. Piedāvātais atlases algoritms iekļauj periodiskās savstarpējās korelācijas pīķu pārbaudi pirms kodu atlases. Secību pāri, kuru periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālās absolūtās vērtības ir lielākas par adaptīvi piemeklēto līmeni, tiek izslēgtas no atlases. Pašu secību atlasei izmantots iepriekš aprakstītais Algoritms

3.1, bet, sakarā ar to, kā pārbaudāmo pāru skaits tiek ievērojami samazināts, samazinās arī iespējamo kombināciju skaits un aprēķinu apjoms. Lai izpētītu atlasē algoritma efektivitāti, izmantoti šādi secību ģenerācijas un atlasē parametri:

1. bināro haotisko secību ģenerācijas algoritmi izmanto 1-D attēlojumus (tika izvēlēti 3 attēlojumi: loģiskais (2.10.), Gausa (2.13.), kubiskais (2.15.)), un pārveidojuma likumu (2.17.). Savukārt 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. atlasē ģenerēto secību skaits $N_{all} = 100$.

Atlasē ģenerēto secību skaits ir nemainīgs visiem apskatītiem gadījumiem, jo tiek pārbaudīta hipotēze, ka no ierobežota ģenerēto secību komplekta arī var piemeklēt secības ar zemu savstarpējās korelācijas līmeni dažādam lietotāju skaitam.

Ja piedāvātā atlasē metode netiek pielietota, tad, lai atlasītu 8 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 ζ .

Ņemot vērā, ka periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālās absolūtās vērtības mainās atkarībā no secību garuma L_c , arī sliekšņa līmenim ζ jāmainās atkarībā no secību garuma, lai nodrošinātu izmantojamo skaitļošanas resursu ievērojamu samazināšanu. Turklāt, tā kā ģenerēto secību skaits N_{all} ir nemainīgs, tad, palielinot atlasāmo secību skaitu N_{sel} , samazinās iespēja atlasīt haotiskas secības ar zemu savstarpējās korelācijas līmeni un tāpēc sliekšņa līmeni ζ jāpalielina. Bez tam, ar atšķirīgiem algoritmiem ģenerētām binārajām haotiskajām secībām savstarpējās korelācijas līmeņi var atšķirties, tāpēc sliekšņa līmeņi ζ katram haotisko secību ģenerācijas algoritmam tiks piemeklēti atsevišķi. Ņemot vērā visu minēto, sliekšņa līmeņa ζ aprēķins tiek veikts iteratīvi un adaptīvi un katram ģenerēto secību komplektam un atlasāmo secību skaitam tiek piemeklēts savs periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimālo vērtību sliekšnis ζ .

Algoritms 3.2. parāda sliekšņa aprēķinu metodiku. Sliekšņa definīcijas intervāls aprēķinu sākumā atbilst normētas periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto vērtību maksimumu intervālam $\zeta \in [0, 1]$. Sliekšnis tiek definēts kā vidējais starp maksimālo ζ_{max} un minimālo ζ_{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**

$\xi_{max} = \xi;$

$\xi_{final} = \xi;$

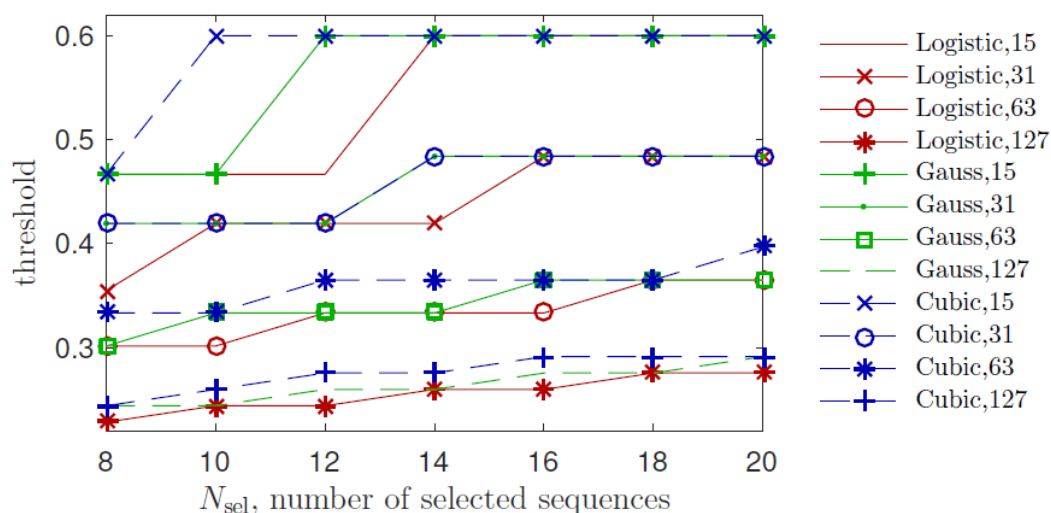
else

$\xi_{min} = \xi;$

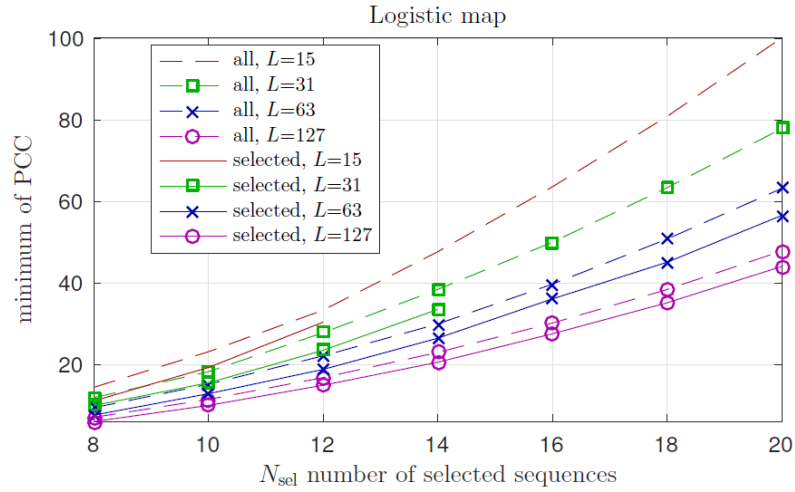
end

end

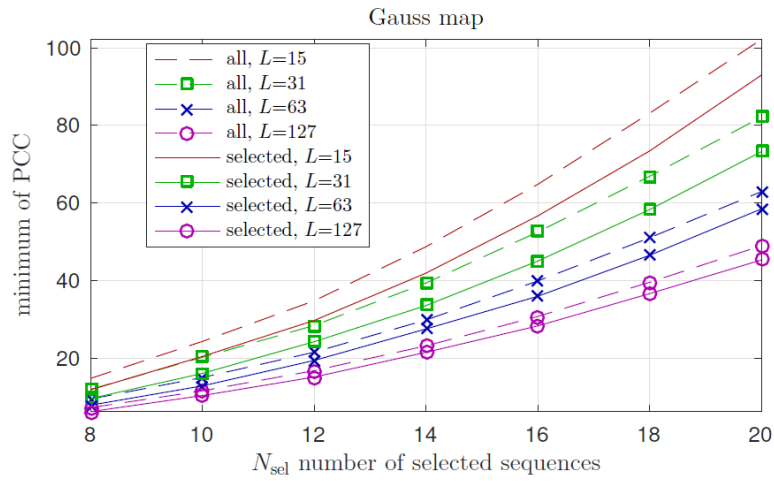
Algoritms 3.2. Adaptīvs periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimālo vērtību sliekšņa aprēķinu algoritms



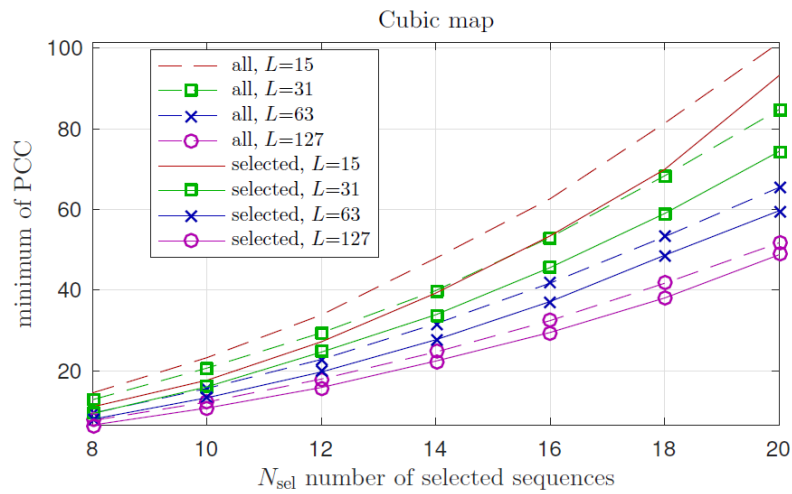
att. 3.15. Adaptīvā sliekšņa līmeņi 15–127 elementu garām binārajām haotiskajām secībām, ģenerētām ar loģistisko, Gausa un kubisko attēlojumiem



att. 3.16. Periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību summas (atlases kritērija) atkarība no atlasīto secību skaita loģistiskajam attēlojumam



att. 3.17. Periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību summas (atlases kritērija) atkarība no atlasīto secību skaita Gausa attēlojumam



att. 3.18. Periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību summas (atlases kritērija) atkarība no atlasīto secību skaita kubiskajam attēlojumam

Sliekšņa vērtības atkarība no atlasāmo secību skaita N_{sel} , secību garuma L_c un haotisko secību ģenerācijas algoritma (1-D attēlojumiem) parādīta att. 3.15. No grafika redzams, ka adaptīvas sliekšņa vērtības dažādiem ģenerācijas algoritmiem ir tuvas vai vienādas vienādiem haotisko secību garumiem.

Lielākajā daļā gadījumu piedāvātais atlasē algoritms samazina pārbaudāmo kombināciju skaitu vairāk nekā 10^8 reizes (līdz pat 10^{19}), tuvojoties haotisko secību atlasē pieņemamā laikā. Tādā veidā secību atlasē lielākajā gadījumu daļā tika realizēta mazāk nekā 24 stundu laikā, ja atlasē tika veikta ar vienu datora kodolu. Superdatora izmantošana ar desmitiem kodolu ļāva veikt secību atlasē no dažādiem ģenerēto secību komplektiem paralēli un vienlaicīgi. Pielikumos 2.3–2.4. doti ģenerēto secību sākumnosacījumi un atlasīto secību indeksi.

Atlasīto secību un patvaļīgi ģenerēto secību periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību summas (atlasē kritērija) atkarība no secību garumiem L_c un atlasīto secību skaita N_{sel} parādīta att. 3.16. – att. 3.18. Redzams, ka atlasot secības, savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību summa samazinās, tomēr rezultāti dažādiem ģenerācijas algoritmiem un dažādiem ģenerēto secību komplektiem ir atšķirīgi. Dotajā realizācijā loģistiskais attēlojums parāda labākus rezultātus gan atlasītām, gan neatlasītām secībām.

3.3.2 Haotiskas DS-CDMA sistēmas traucējumnoturības modelēšana

Lai novērtētu ieteiktās secību atlasē metodes, tika veikta DS-CDMA sakaru sistēmas MATLAB modelēšana pamatjoslā AWGN kanāla un ideālas elementu sinhronizācijas gadījumā. Sistēmas pamatjoslas blokshēma ar K raidītāju-uztvērēju pāriem parādīta att. 3.19. 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 $r(t)$:

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

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 paplašinoša 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 troksnis AWGN.

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

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

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 haotiska NRZ paplašinoša secība,

$\eta(t)$ – aditīvais baltais Gausa troksnis AWGN,

$c_n(t)$ – n -tā korelācijas uztvērēja paplašinoša secība,

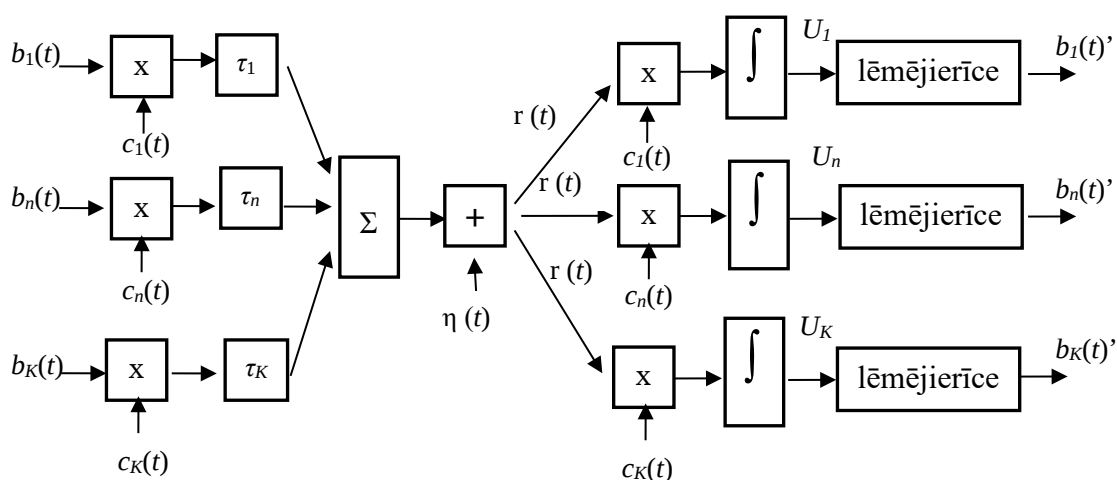
τ_i – i -tā raidītāja signāla laika aizture uztvērēja ieejā,

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 uztverto signālu $r(t)$ informācijas signāla – “1” un “-1” bitu plūsmā $b_n'(t)$. Sekojoši, lēmējierīces 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.



att. 3.19. DS-CDMA sakaru sistēmas pamatjoslas blokshēma

Tabula 3.8. Uz haotiskajām secībām balstītas DS-CDMA traucējumnoturības 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 algoritmu 3.1 vai algoritmus 3.1 un 3.2, vai patvaļīgi izvēlētas bez atlases
Paplašinošo secību garums L_c	$L_c = 15, 31, 63, 127$
Sākuma parametri haotisko secību ģenerācijai x_0	Gadījuma ģenerēti no nebināro haotisko secību x definīcijas intervāla
Raidītāju-uztvērēju skaits K	$K = [4,8]$ vai $K = [8,20]$
Pārraidēšanas režīms	Sinhronais vai asinhronais
Raidītāju pārraidēšanas sākuma moments τ	Sinhronais pārraidēšanas režīms: $\tau = 0$; Asinhronais pārraidēšanas režīms: $\tau \in [0, L_c-1]$
Ziņojuma ilgums	128 biti
Ģenerēto secību skaits N_{all}	Mainīgs atkarībā no analīzes

Modelēšanas parametrus, kas izmantoti DS-CDMA sakaru sistēmas traucējumnoturības novērtēšanai, parāda Tabula 3.8.

Modelētajā DS-CDMA sakaru sistēmā informācija tiek pārsūtīta ar fiksēta izmēra ziņojumiem. Lai veiktu DS-CDMA sakaru sistēmas darbības novērtējumu, tiek aprēķināta vidējo sistēmas BER raksturlīkņu atkarība no dažādiem parametriem (lietotāju skaita, secību garuma u.t.t.), ievērojot visu uztvērēju kļūdas.

3.3.2.1 BER novērtējums periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību minimizācijas gadījumā

Šajā sadaļā analizēta periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību minimizācijas atlases algoritma efektivitāte, veicot DS-CDMA sistēmas traucējumnoturības novērtēšanu. Secību ģenerācijai izmantoti visi septiņi apskatītie 1-D attēlojumi (2.10.–2.16.). Pārbaudīti abi pārraidēšanas režīmi – asinhronais un sinhronais. Sinhronā pārraidēšanas 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. Ir jāatzīmē, kā 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.

Tālāk apskatīta šādu faktoru ietekme uz DS-CDMA sistēmas traucējumnoturību:

- A. atlases koeficienta,
- B. lietotāju skaita,

C. secību garuma.

A. Atlases koeficienta ietekme uz DS-CDMA traucējumnoturību

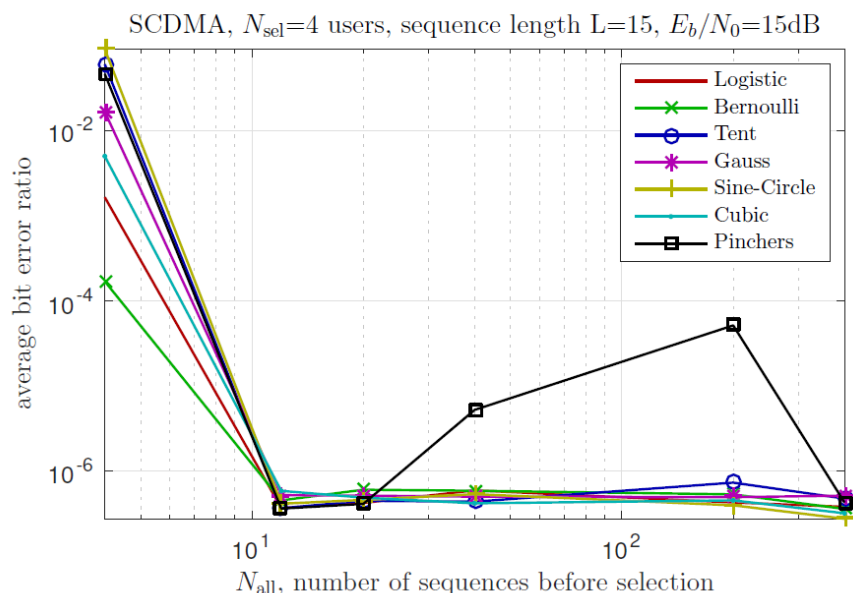
Atlases koeficienta $W = N_{all}/N_{sel}$ ietekme analizēta ideālas spektru paplašinošu secības elementu sinhronizācijas gadījumā DS-CDMA sistēmā ar četriem vienlaicīgiem lietotājiem (raidītāju-uztvērēju pāriem), kas veic datu pārraidi asinhronā vai sinhronā režīmā AWGN sakaru kanālā. Analīzes vienkāršošanai tiek aprēķināts vidējais visu lietotāju BER. Ģenerēto secību skaits N_{all} atkarīgs no atlasīto secību skaita un no atlases koeficienta. Atlasīto secību skaits N_{sel} šajā analīzē nemainās un 4 secības tiek atlasītas no 4, 12, 20, 40, 200, 400 ģenerētām secībām, tad atbilstoši 100%, 33%, 20%, 10%, 2%, 1% no ģenerētām secībām tiek izmantotas DS-CDMA sakaru sistēmā.

Asinhronu un sinhronu DS-CDMA sistēmu BER atkarības no ģenerēto secību skaita pie secību garuma $L_c = 15$ un bita enerģijas attiecības pret trokšņa jaudas spektrālo blīvumu $E_b/N_0 = 15\text{dB}$ parādīta att. 3.20 un 3.21. Sinhronu sistēmu gadījumā secību atlase un atbilstošā secību cikliskā nobīde samazina MAI ietekmi uz DS-SCDMA sistēmas traucējumnoturību vairāk nekā 100 reizes visiem apskatītiem haotisko secību ģenerācijas algoritmiem. Pinčera attēlojums parāda sliktākus traucējumnoturības rezultātus, kas arī bija sagaidāms, ņemot vērā periodiskās savstarpējās korelācijas analīzi apakšnodaļā 2.5. Ģenerēto haotisko secību skaita palielinājums nedod ievērojamu BER samazināšanu, tāpēc ka sinhronas pārraides režīmā secību cikliskā sākuma momenta iestatījums dod kvazioptimālu secību kombināciju pat pie zemām atlases koeficienta vērtībām. Savukārt, asinhrona pārraides režīma gadījumā secību atlase dod ievērojamu sistēmas traucējumnoturības paaugstināšanu un BER samazināšanos. Palielinot ģenerēto secību skaitu pirms atlases, samazinās pārraides kļūdas visiem haotisko secību ģenerācijas algoritmiem, izņemot Pinčera attēlojumu, kas uzrāda sliktākus traucējumnoturības rezultātus.

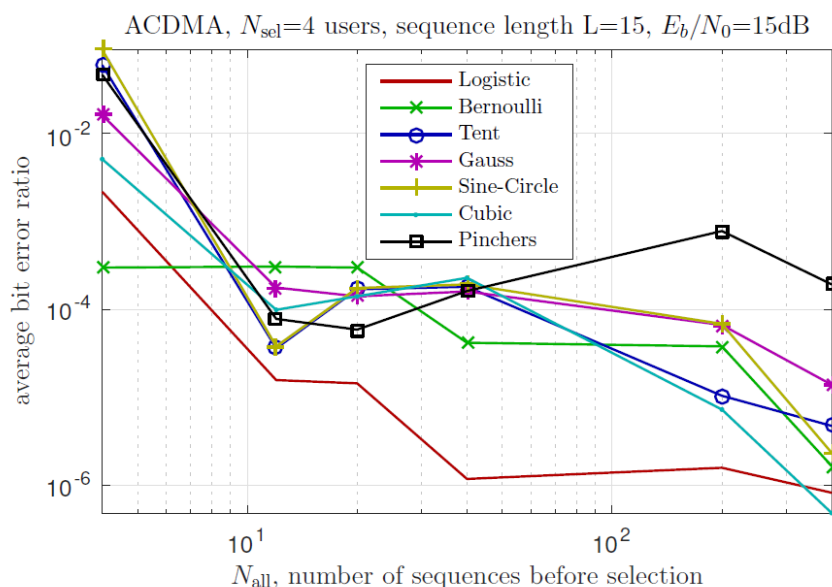
Sinhronas un asinhronas DS-CDMA sistēmas BER novērtējumu salīdzinoši garu ($L_c = 127$) haotisku secību gadījumā parāda att. 3.22. un att. 3.23. Salīdzinot BER rezultātus ar rezultātiem īso secību gadījumā, redzams, ka garākas secības nodrošina zemāku BER līmeni, jo garākām spektru paplašinošām secībām ir mazākas periodiskas savstarpējās korelācijas maksimumu absolūtās vērtības. Savukārt atlases koeficienta W palielināšanai ir mazāka ietekme uz BER līmeni nekā īso secību gadījumā. Kā bija parādīts apakšnodaļā 3.3.1.1., garo secību ($L_c = 127$) gadījumā atlasei ir neliela ietekme uz periodiskās savstarpējās korelācijas pīķu

samazinājumu un tāpēc piedāvātā atlasē metode nav tik efektīva kā īso haotisko secību gadījumā, kas arī redzams no BER raksturlīknēm.

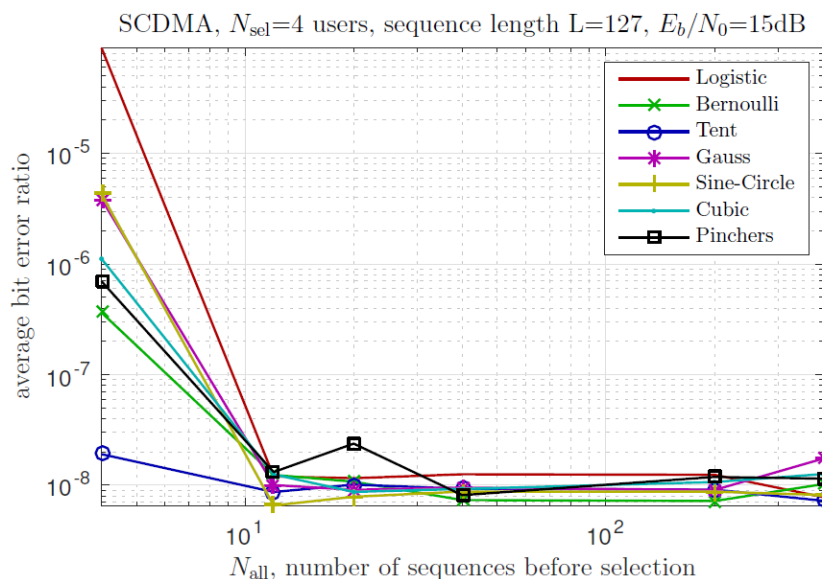
Ņemot vērā iegūtos rezultātus un nolūkā samazināt atlasē komplikētību un skaitļošanas laiku, pārējos modelēšanas eksperimentos tiks izmantots atlasē koeficients $W = 10$. Tādā veidā DS-CDMA sistēmas traucējumnoturības novērtēšanai tiks atlasīti 10% no ģenerētām secībām.



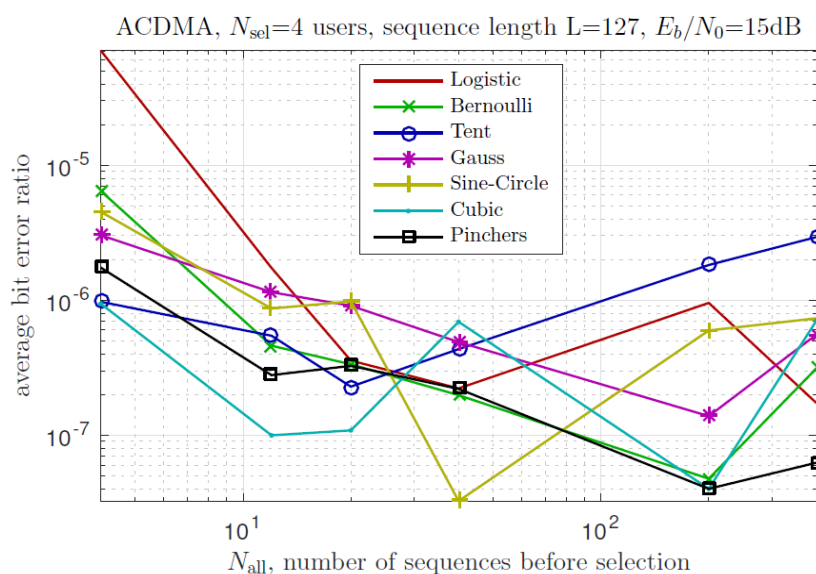
att. 3.20. Secību atlasē ietekme uz vidējo DS-CDMA sistēmas BER līmeni sinhronā pārraides režīmā un pie haotisko secību garuma 15 elementi un $E_b/N_0 = 15\text{dB}$



att. 3.21. Secību atlasē ietekme uz vidējo DS-CDMA sistēmas BER asinhronā pārraides režīmā un pie haotisko secību garuma 15 elementi un $E_b/N_0 = 15\text{dB}$



att. 3.22. Secību atlasē ietekme uz vidējo DS-CDMA sistēmas BER līmeni sinhronā pārraides režīmā un pie haotisko secību garuma 127 elementi un $E_b/N_0 = 15\text{dB}$

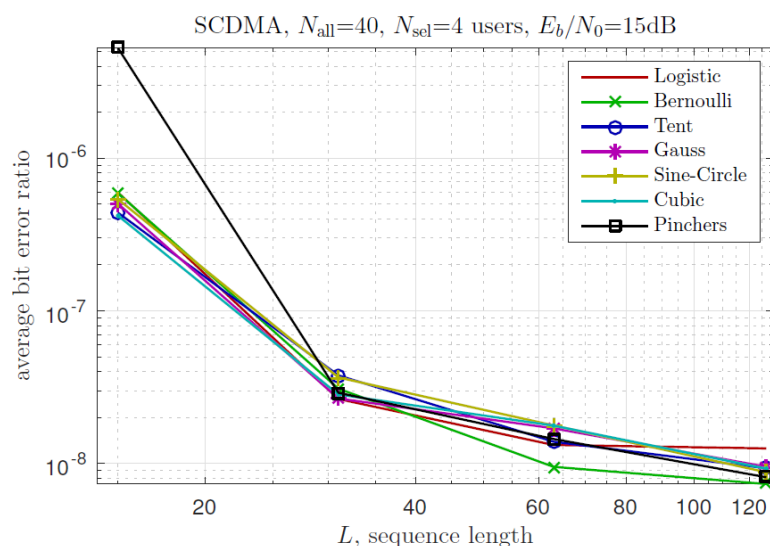


att. 3.23. Secību atlasē ietekme uz vidējo DS-CDMA sistēmas BER līmeni asinhronā pārraides režīmā un pie haotisko secību garuma 127 elementi un $E_b/N_0 = 15\text{dB}$

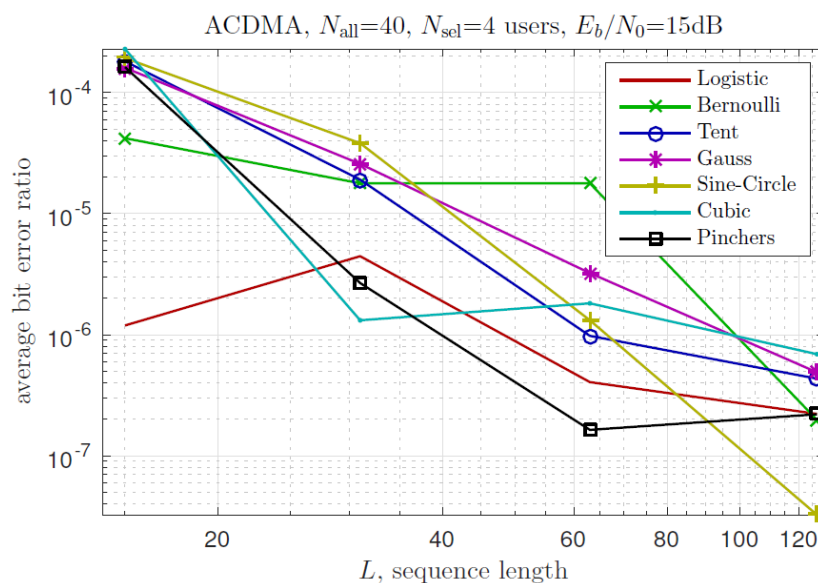
B. Haotisko secību garuma ietekme uz DS-CDMA traucējumnoturību

Bināro haotisko secību garuma ietekmi uz sinhrono un asinhrono DS-CDMA sistēmu traucējumnoturību AWGN kanālā pie bitu enerģijas attiecības pret trokšņa jaudas spektrālo blīvumu $E_b/N_0 = 15\text{dB}$ un 4 vienlaikus lietotājiem parāda att. 3.24. un att. 3.25. Kā jau varēja prognozēt, palielinot secības garumu, samazinās vidējais kļūdu skaits sistēmā gan sinhronā gan asinhronā pārraides režīmā. Tas skaidrojams ar to, ka DS-CDMA sistēmās, palielinot spektru

paplašinošās secības garumu, samazinās secības savstarpējās korelācijas funkcijas vērtības un tādā veidā samazinot kļūdu iespējamību.



att. 3.24. Secību garuma ietekme uz 4 lietotāju DS-CDMA sistēmas vidējo BER līmeni sinhronā pārraides režīmā un pie $E_b/N_0 = 15\text{dB}$, ja haotisko secību atlasē koeficients $W = 4$

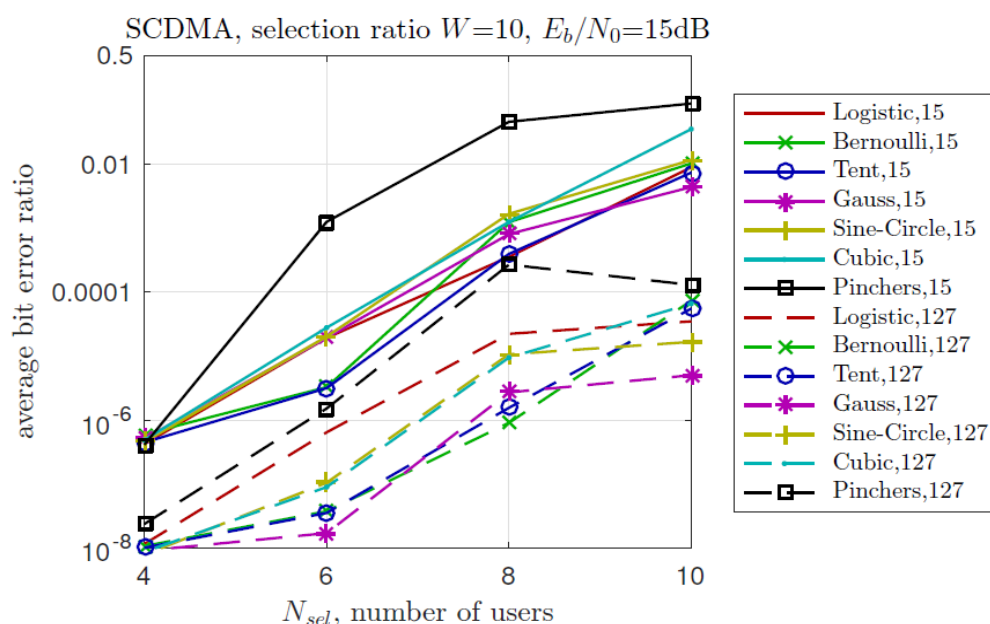


att. 3.25. Secību garuma ietekme uz vidējo 4 lietotāju DS-CDMA sistēmas BER līmeni asinhronā pārraides režīmā un pie $E_b/N_0 = 15\text{dB}$, ja haotisko secību atlasē koeficients $W = 4$

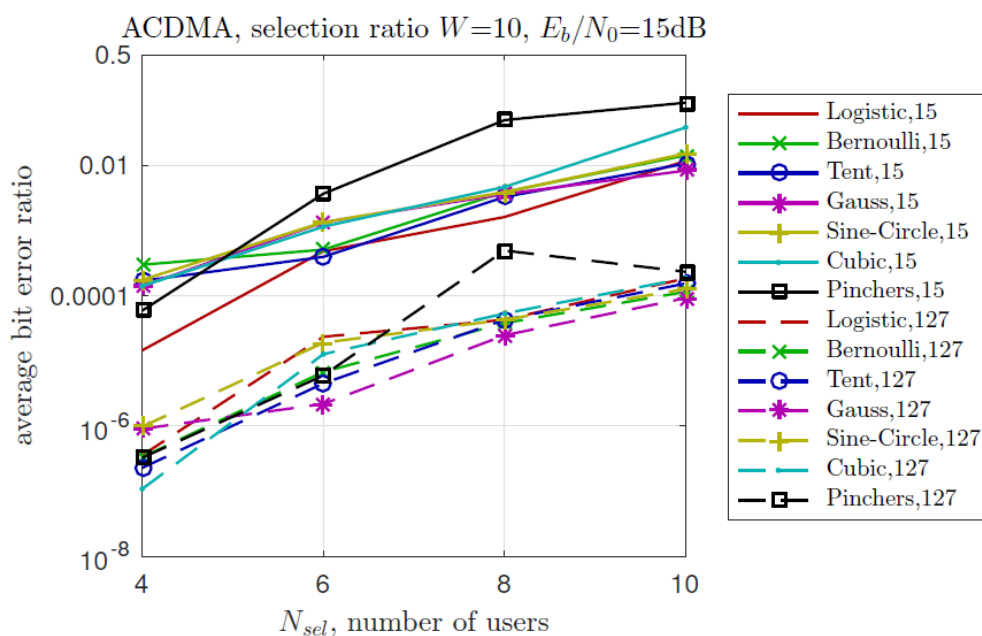
C. Lietotāju skaita ietekme uz DS-CDMA traucējumnoturību

Savukārt, att. 3.26. un att. 3.27. parāda vienlaicīgo lietotāju skaita ietekmi uz sinhronas un asinhronas DS-CDMA sistēmas traucējumnoturību AWGN kanālā pie bitu enerģijas attiecības pret trokšņa jaudas spektrālo blīvumu $E_b/N_0 = 15\text{dB}$ un diviem dažādiem haotisko secību garumiem – 15 un 127 elementi. Vienlaicīgo lietotāju skaita pieaugums ievērojami palielina BER līmeni abos pārraides režīmos. Ja secības garums ir 15 elementi, tad visos apskatītos gadījumos, izņemot Pinčera ģenerācijas algoritmu, pie BER līmeņa 10^{-2} DS-CDMA

sakaru sistēmā var būt 10 vienlaicīgu lietotāju. Savukārt, palielinot secības garumu, var palielināt lietotāju skaitu vai sakaru kvalitāti, tā piemēram, ja garums ir 127 elementi, tad 10 vienlaicīgo lietotāju gadījumā BER līmenis sasniegs 10^{-4} .



att. 3.26. 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 $W = 4$



att. 3.27. 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 $W = 4$

Tādā veidā šis pētījums prezentē DS-CDMA sistēmas spektru paplašinājošo bināro haotisko secību atlasē metodi, balstītu uz periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto

maksimālo vērtību minimizāciju un šīs metodes efektivitātes novērtējumu ar vidējo DS-CDMA sistēmas BER līmeni gan sinhronam, gan asinhronam pārraides režīmam pie ideālas spektru paplašinošas secības elementu sinhronizācijas pieņēmuma un AWGN kanāla. Piedāvātā spektru paplašinošu secību ģenerācija un atlase parādīja:

1. Atlasot haotiskas secības ar zemiem periodiskās savstarpējās korelācijas maksimumiem un veicot sākuma momenta optimizāciju, sinhronās DS-CDMA sistēmās traucējumnoturība tiek ievērojami paaugstināta salīdzinājumā 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 atlases ietekme uz BER samazināšanos ir acīmredzama īsāku secību gadījumā.
3. No simulācijas rezultātiem seko: ja spektru paplašinošu haotisko secību garums ir 15 elementi, DS-CDMA sistēma, pielietojot 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} .

Jāatzīmē, ka pirms praktiskas īstenošanas, kura iekļauj sevī DS-CDMA sistēmas ekspluatāciju daudzstarības kanālā, atlases kritēriju jāpapildina ar periodiskās autokorelācijas pīķu minimizāciju.

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

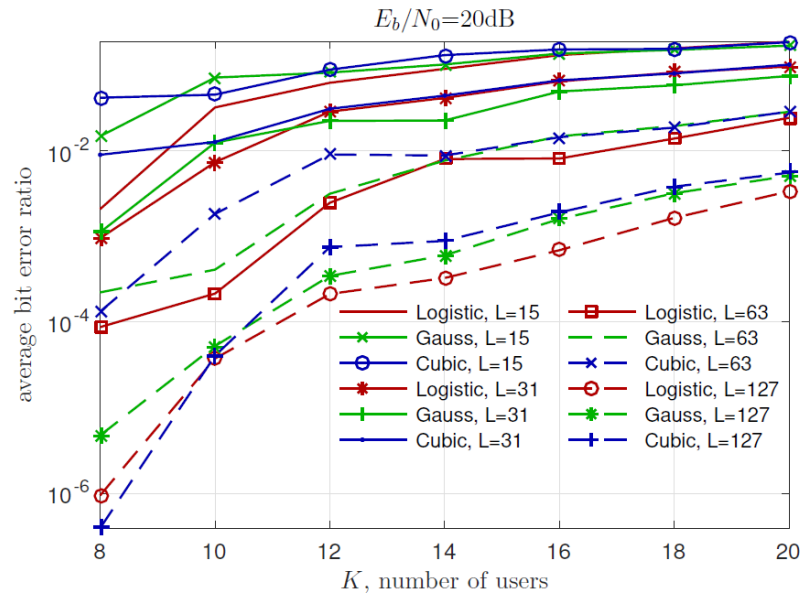
Veicot asinhronas DS-CDMA sistēmas traucējumnoturības novērtēšanu, analizēta tāda spektru paplašinošu haotisko secību atlases metodes efektivitāte, kura balstīta uz adaptīvu periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību ierobežošanu. Atzīmējams, ka ģenerēto secību skaits ir vienāds visiem apskatāmiem lietotāju skaita variantiem, tādā veidā tiek pārbaudīta vai no ierobežota ģenerēto secību komplekta var atlasīt dažādu kvazioptimālu secību skaitu.

Tiek analizēta sekojošu faktoru ietekme uz haotisko secību balstīto asinhrono DS-CDMA sistēmu BER:

- A. lietotāju skaita,
- B. traucējumnoturība pie dažāda haotisko secību garuma,
- C. atlases efektivitāte.

A. Lietotāju skaita ietekme uz DS-CDMA traucējumnoturību

Vidējotā BER atkarība no lietotāju skaita asinhronai DS-CDMA sistēmai, kas izmanto ar trīs 1-D attēlojumiem (loģistisko, Gausa, kubisko) ģenerētas atlasītas haotiskās spektru paplašinošās secības, pie bitu enerģijas attiecības pret trokšņa jaudas spektrālo blīvumu $E_b/N_0 = 20\text{dB}$ parādīta att. 3.28. Kā redzams, nevar norādīt kādu ģenerācijas algoritmu, kurš parādītu labākos rezultātus visiem secību garumiem un lietotāju skaitiem.



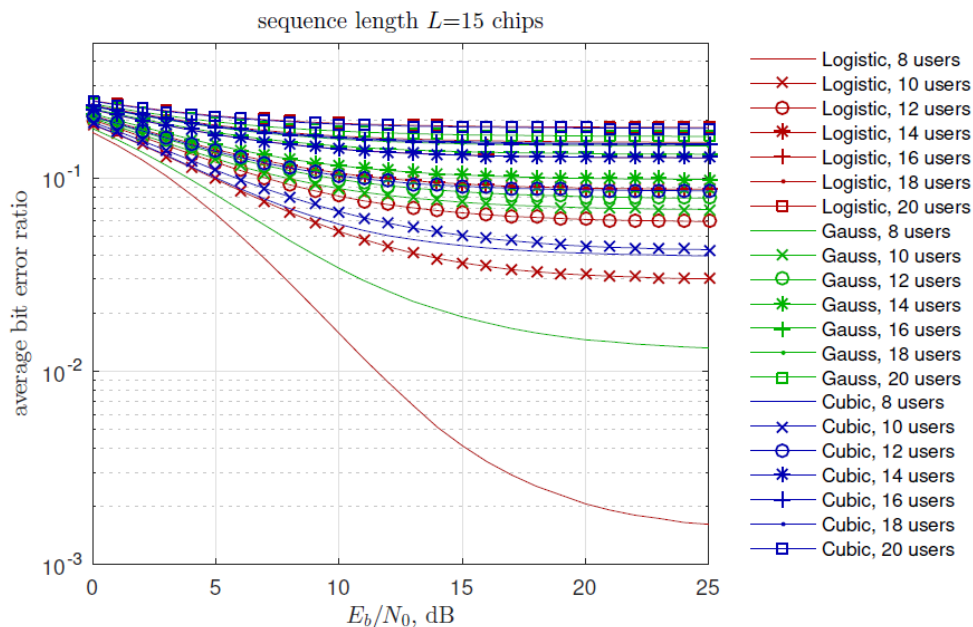
att. 3.28. DS-CDMA sistēmas lietotāju skaita ietekme uz vidējotu BER līmeni asinhronas pārraides režīmam un pie $E_b/N_0 = 20\text{dB}$

B. Trokšņa ietekmes analīze uz DS-CDMA traucējumnoturību pie dažāda haotisko secību garuma

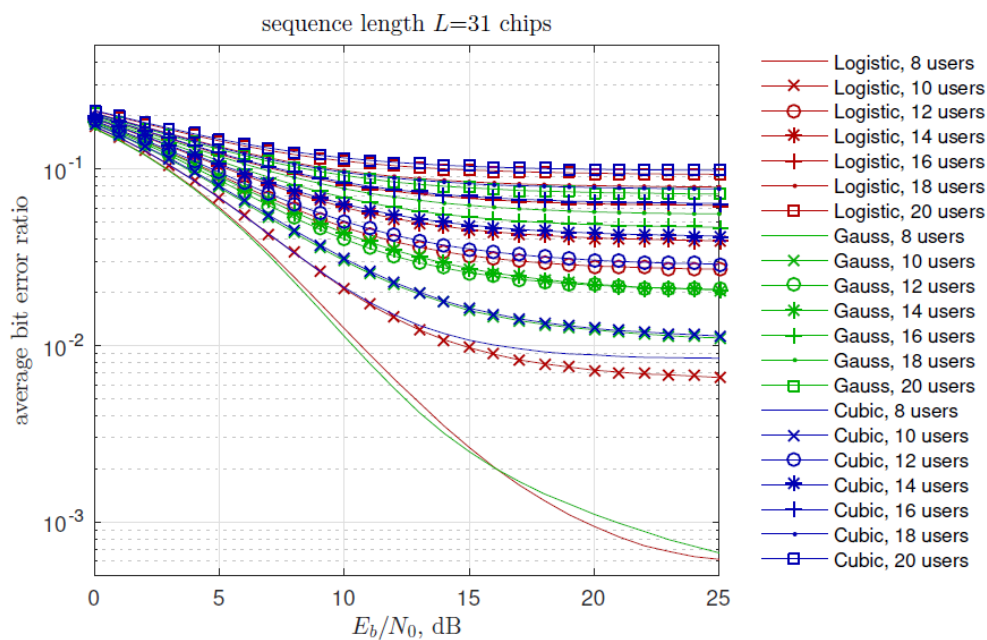
Asinhronas DS-CDMA sistēmas traucējumnoturības (BER) atkarība no trokšņu līmeņa kanālā pie dažāda garuma atlasītām haotiskajām spektru paplašinošām secībām parādīta att. 3.29. – att. 3.32.

No att. 3.29. parādītiem rezultātiem 15 elementu garām secībām redzams, ka tikai ar loģistisko attēlojumu ģenerētas secības var tikt izmantotas DS-CDMA sakaru sistēmai ar 8 lietotājiem lai nodrošināt BER līmeni mazāku par 10^{-2} pie trokšņu līmeņa $E_b/N_0 = 15\text{dB}$. Lai nodrošinātu, datu pārraidi asinhronā DS-CDMA sakaru sistēmā lielākam lietotāju skaitam, jāpalielina secības garumu vai ģenerēto secību skaitu. Salīdzinot adaptīvo secības atlasē pieeju ar visu iespējamo ģenerēto secību kombināciju pārbaudi, redzams, ka adaptīvā pieeja uzrāda augstāku kļūdu skaitu. Tas nozīmē, ka secību kombinācijas ar zemāku periodiskas savstarpējās korelācijas absolūto maksimumu summu tika izslēgtas korelācijas pīķu ierobežošanas laikā. Tādējādi, adaptīvā metode realizē ātrāku spektru paplašinošu secību atlasē, nodrošinot visiem

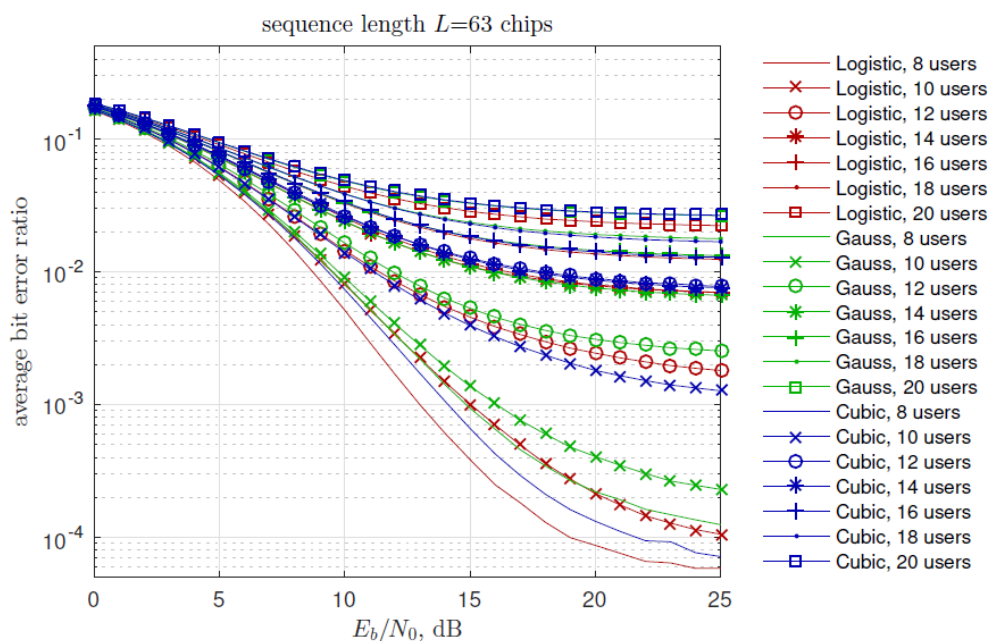
lietotājiem apmēram vienādu sakaru kvalitāti, bet, salīdzinājumā ar visu ģenerēto secību kombināciju pārbaudi, vidējais kļūdu skaits sistēmā palielinās, jo tika izslēgtas secību kombinācijas ar lielu savstarpējo korelācijas pīķa vērtību dispersiju, kuras nodrošināja dažiem DS-CDMA lietotājiem labāku un dažiem sliktāku sakaru kvalitāti.



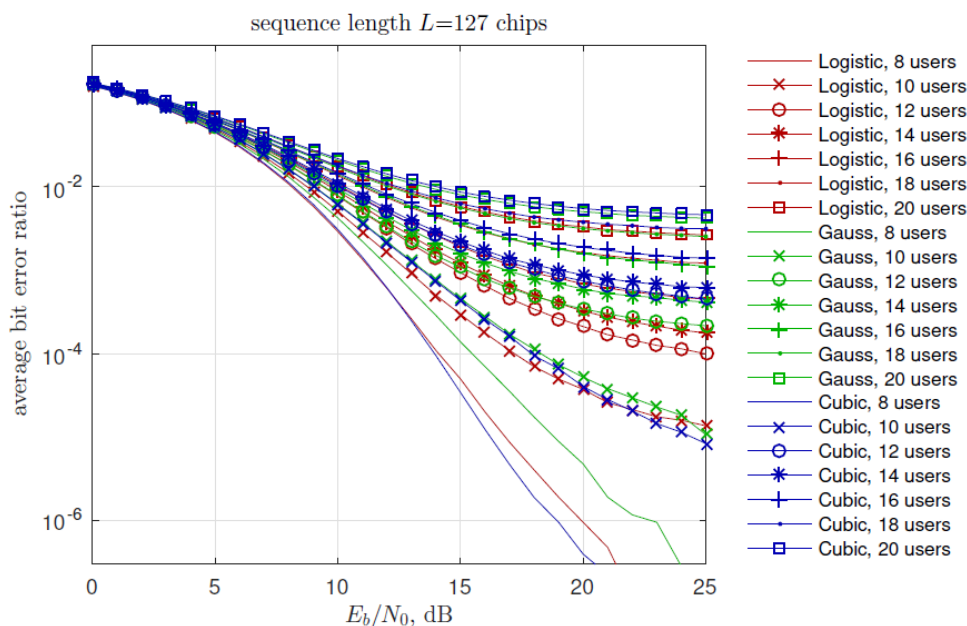
att. 3.29. Trokšņa līmeņa ietekme uz DS-CDMA sistēmas vidējoto BER vērtību pie haotisko secību garuma 15 elementi, asinhrona pārraides režīma



att. 3.30. Trokšņa līmeņa ietekme uz DS-CDMA sistēmas vidējoto BER vērtību pie haotisko secību garuma 31 elements, asinhrona pārraides režīma



att. 3.31. Trokšņa līmeņa ietekme uz DS-CDMA sistēmas vidējoto BER vērtību pie haotisko secību garuma 63 elementi, asinhrona pārraides režīma



att. 3.32. Trokšņa līmeņa ietekme uz DS-CDMA sistēmas vidējoto BER līmeni pie haotisko secību garuma 127 elementi, asinhrona pārraides režīma

BER atkarība no trokšņa līmeņa 31 elementu garām atlasītām haotiskām secībām parādīta att. 3.30. Zemākus BER līmeņus 8 lietotāju gadījumā nodrošina ar loģistisko un Gausa attēlojumiem ģenerētas haotiskas secības. Turpmākais lietotāju skaita palielinājums līdz 10 lietotājiem ievērojami degradē asinhronas DS-CDMA sistēmas traucējumnoturību – vairāk nekā 5 reizes pie trokšņu līmeņa 15 dB. Piemēram, pie trokšņu līmeņa $E_b/N_0 = 15$ dB iespējams nodrošināt sakarus ar 10^{-2} BER līmeni 10 vienlaicīgiem lietotājiem pie apskatītās secību

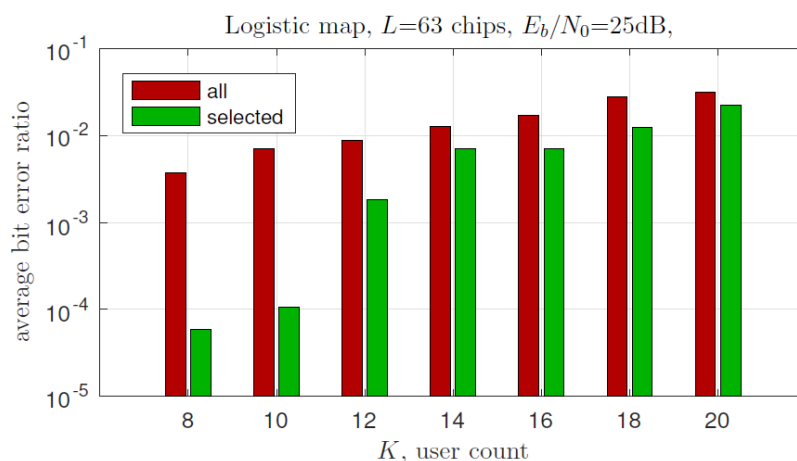
komplektu realizācijas. To nodrošina ar loģistisko attēlojumu ģenerētas secības. Bet pielietojot FEC kodēšanu, iespējams vēl palielināt sistēmas traucējumnoturību.

BER līkņu atkarība no trokšņa līmeņa 63 elementu garām atlasītām secībām parādīta att. 3.31. Labākus rezultātus lietotāju skaitam līdz 12 parāda loģistiskais attēlojums. Un pat pie lietotāju skaita līdz 14, iespējams nodrošināts BER līmeni 10^{-2} pie trokšņu līmeņa $E_b/N_0 = 15\text{dB}$.

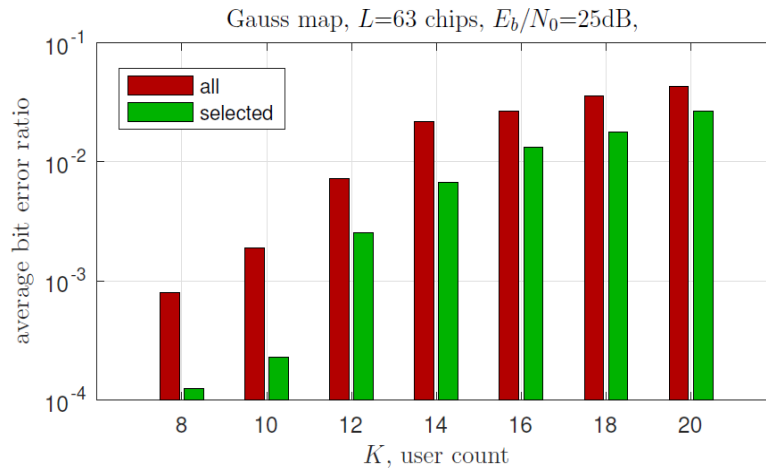
BER līkņu atkarība no trokšņa līmeņa 127 elementu garām atlasītām haotiskajām secībām parādīta att. 3.32. Šajā gadījumā BER līmenis ap 10^{-4} tiek nodrošināts 8 vienlaicīgiem lietotājiem pie trokšņu līmeņa 15 dB SNR uz bitu, un pie tā paša trokšņu līmeņa BER 10^{-2} tiek nodrošināts līdz 20 lietotājiem neatkarīgi no haotisko secību ģenerācijas algoritma.

C. Atlases efektivitātes novērtējums

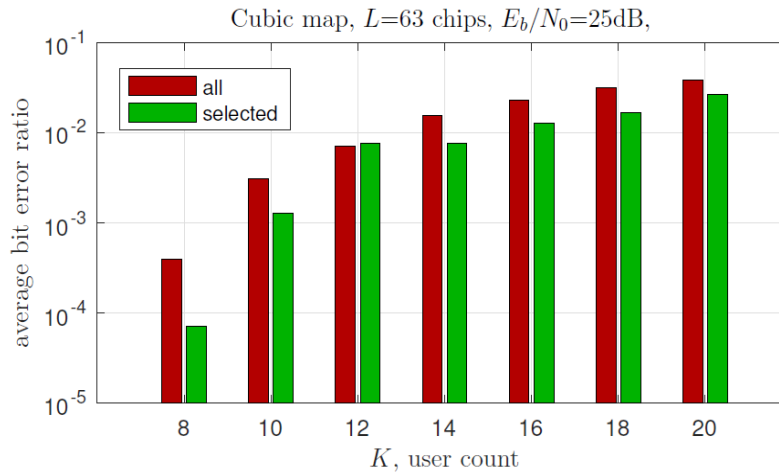
Kā piemērs atlases efektivitātei att. 3.33. – att. 3.35. parādīti BER līmeņi 63 elementu garām secībām, savukārt, BER līmeņi pie citām secību garumiem parādīti Pielikumā 2.5. Te ir dots patvaļīgi ģenerēto un atlasīto haotisko secību DS-CDMA sistēmas vidējoto BER līmeņu salīdzinājums dažādam lietotāju skaitam pie trokšņu līmeņa 25 dB SNR uz bitu. Loģistiskais ģenerācijas algoritms uzrāda ievērojami zemākus BER līmeņus salīdzinājumā ar patvaļīgi ģenerētām secībām lietotāju skaitam līdz 10. Neliela starpība starp BER līmeņiem atlasītām un patvaļīgi izvēlētām secībām liecina par nepietiekamu atlasei ģenerēto secību skaitu. Tāpēc, lai iegūtu labāku sakaru kvalitāti 12 un vairāk lietotāju gadījumā, secību atlasei jāizmanto lielāks ģenerēto secību komplekts. Var secināt, ka piedāvātā atlases metode no 100 ģenerētām secībām ir efektīva lietotāju skaitam līdz 10 pie secību garuma 15–127 elementi.



att. 3.33. Asinhronas DS-CDMA sistēmas vidējotu BER līmeņu atkarība no lietotāju skaita 63 elementu garām atlasītām un patvaļīgi ģenerētām secībām loģistiskā ģenerācijas algoritma gadījumā pie bitu enerģijas attiecības pret trokšņa jaudas spektrālo blīvumu $E_b/N_0 = 25\text{dB}$



att. 3.34. Asinhronas DS-CDMA sistēmas vidējoto BER līmeņu atkarība no lietotāju skaita 63 elementu garām atlasītām un patvaļīgi ģenerētām secībām Gausa ģenerācijas algoritma gadījumā pie bitu enerģijas attiecības pret trokšņa jaudas spektrālo blīvumu $E_b/N_0 = 25\text{dB}$



att. 3.35. Asinhronas DS-CDMA sistēmas vidējoto BER līmeņu atkarība no lietotāju skaita 63 elementu garām atlasītām un patvaļīgi ģenerētām secībām kubiskā ģenerācijas algoritma gadījumā pie bitu enerģijas attiecības pret trokšņa jaudas spektrālo blīvumu $E_b/N_0 = 25\text{dB}$

Piedāvātā metode realizē adaptīvu periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību ierobežošanu pirms haotisko spektru paplašinošu secību atlases, kas ievērojami samazina nepieciešamos skaitļošanas resursus un paātrina secību atlasī. Kļūst iespējams izveidot asinhrono DS-CDMA sakaru sistēmu ar vienkāršu signālu apstrādi, paaugstinātu drošuma līmeni un mainīgu lietotāju skaitu. Piedāvātā metode realizē secību atlasī, kuru periodiskās savstarpējās korelācijas maksimumu absolūtās vērtības ir mazākas par adaptīvi piemeklēto līmeni un nodrošina samazināto periodiskās savstarpējās korelācijas pīķu summu starp ģenerētām secībām. Lai novērtētu ierosinātās haotisko spektru paplašinošu secību atlases metodes efektivitāti, tika veikta asinhronas DS-CDMA sistēmas BER modelēšana un analīze, un, balstoties uz iegūtiem rezultātiem, var izdarīt secinājumus:

1. Vairākumā gadījumu piedāvātā atlases metode samazina skaitļošanas apjomu vairāk nekā 10^8 reizes salīdzinājumā ar visu ģenerēto secību kombināciju pārbaudi.
2. Vienādie korelācijas funkcijas maksimumu adaptīvie atlases līmeņi nenodrošina vienādu uz atlasītām secībām balstītas asinhronās DS-CDMA sistēmas traucējumnoturību.
3. Piedāvātais haotisko spektru paplašinošu secību atlases algoritms samazina vidējo bitu kļūdu sistēmā vairāk nekā 10 reizes pie lietotāju skaita mazāka par 12.
4. Asinhronā DS-CDMA sistēmā BER līmeni 10^{-2} pie trokšņu līmeņa 15 dB SNR uz bitu iespējams nodrošināt:
 - a. līdz 8 vienlaicīgiem lietotājiem pie secību garuma 15 elementi;
 - b. līdz 10 vienlaicīgiem lietotājiem pie secību garuma 31 elements;
 - c. līdz 14 vienlaicīgiem lietotājiem pie secību garuma 63 elementi;
 - d. līdz 20 vienlaicīgiem lietotājiem pie secību garuma 127 elementi.
5. Piedāvātā haotisko spektru paplašinošu secību atlases metode uzrādīja zemāku vidējo sistēmas traucējumnoturību nekā periodiskās savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību minimizācijas atlases metode, kura realizē visu iespējamo kombināciju pārbaudi.
6. Lai paaugstinātu piedāvātās atlases metodes efektivitāti lietotāju skaitam 12 un lielākam, jāpalielina ģenerēto secību skaits.

3.4 Kopsavilkums haotisko secību pielietojumam DS-CDMA sistēmās

Šajā nodaļā tika apskatīti paplašināta spektra sakaru sistēmas – DS-CDMA pamatprincipi, īpašības priekšrocības.

Analizētas salīdzinoši īsas (līdz 127 elementiem) binārās haotiskās secības izmantojošas DS-CDMA sistēmas daudzpiekļuves traucējumu piederība normālam Gausa procesam. Haotisko secību ģenerācijai izmantoti 1-D attēlojumi (loģstiskais, Bernulli, Gausa, telts, sinusa-apļa, kubiskais, Pinčera). Daudzpiekļuves traucējumu radošo raidītāju skaits ir līdz 269. Ziņojuma ilgums līdz 400 bitiem. Izpētīti abu pārraides režīmu gadījumi (sinhronais un asinhronais). Lai veiktu daudzpiekļuves traucējumu atbilstības analīzi, izmantoti hī-kvadrāta, Kolmogorova un Lilljeforsa testi, kuru rezultātā secināts:

1. secību ģenerācijas algoritms ietekmē daudzpiekļuves traucējumu varbūtību sadalījumu un atbilstību normālam Gausa sadalījumam;
2. haotisko secību sākuma nosacījumu izvēle arī var ietekmēt traucējumu sadalījumu;
3. palielinot ziņojuma ilgumu (bitu skaitu), palielinās varbūtība, ka daudzpiekļuves traucējumu signāla varbūtību sadalījums neatbilst normālam Gausa sadalījumam;

4. pie maziem haotisko spektru paplašinošu secību garumiem un zema traucējumu radošo raidītāju skaita daudzpiekļuves traucējumu signāla varbūtību sadalījums vairākos gadījumos neatbilst normālam;
5. DS-CDMA sinhronais pārraides režīms palielina varbūtību, ka traucējumu varbūtību sadalījums neatbilst normālam.

Ņemot vērā augstāk minēto, DS-CDMA sistēmas traucējumnoturības novērtēšanas metodes (BER novērtēšana), kas balstītas uz daudzpiekļuves traucējumu aproksimāciju ar normālo sadalījumu, nevar tikt pielietota līdz 127 elementu garām haotiskām spektru paplašinošām secībām, ģenerētām ar viendimensionālo attēlojumu, neatkarīgi no pārraides režīma (sinhrona vai asinhrona). Minētos gadījumos var veikt, piemēram, Montekarlo modelēšanu.

Piedāvāti divi haotisko secību atlases algoritmi, kas nodrošina augstāku DS-CDMA sistēmas traucējumnoturību salīdzinājumā ar patvaļīgu secību ģenerāciju. Abi algoritmi balstās uz periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimumu samazināšanu atlasītām secībām.

Pirmā metode veic periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimālo vērtību minimizāciju, atlasot uzdoto secības skaitu no secību komplekta, kuru kopējā savstarpējās korelācijas absolūto maksimumu summa ir vismazākā. Bināro haotisko secību ģenerācijai tika pielietoti 1-D attēlojumi (loģstiskais, Bernoulli, Gausa, telts, sinusa-apļa, kubiskais, Pinčera). Veicot atlases efektivitātes izpēti secināts, ka:

1. 10% atlase no visām ģenerētām secībām dod savstarpējās periodiskās korelācijas funkcijas 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.
2. 1% atlase 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 atlases ietekme uz periodiskās savstarpējās korelācijas pīķa vērtību samazināšanu ir lielāka īsākām secībām.

Veikts piedāvātās DS-CDMA sistēmas spektru paplašinošo bināro haotisko secību atlases metodes efektivitātes novērtējums, izmantojot vidējo DS-CDMA sistēmas BER modelēšanu gan sinhronam, gan asinhronam pārraides režīmam AWGN kanālā ideālas spektru paplašinošas secību elementu sinhronizācijas gadījumā. Piedāvātā paplašinošu secību ģenerācija un atlase uzrādīja:

1. Haotisko secību atlase un ģenerācijas sākuma momenta optimizācija ievērojami paaugstina sinhronu DS-CDMA sistēmu traucējumnoturību salīdzinājumā ar patvaļīgi ģenerētu haotisku secību izmantošanas gadījumu. BER līmenis samazinās vairāk nekā 100 reizes gandrīz visiem ģenerācijas algoritmiem un visiem secību garumiem.
2. Asinhronas pārraides režīma gadījumā traucējumnoturības pieaugums ir mazāk izteikts un ir dažāds dažādiem ģenerācijas algoritmiem. Traucējumnoturības pieaugums ir izteiktāks īsāku secību gadījumā.
3. Simulācijas rezultāti uzrāda, ka, pielietojot atlasītas haotiskas secības ar garumu 15 elementi, DS-CDMA sistēma var nodrošināt sakarus ar 10^{-2} BER līmeni pat 10 vienlaicīgiem lietotājiem, savukārt pielietojot secības ar garumu 127 elementi 10 lietotājiem ir iespējams nodrošināt sakarus ar 10^{-4} BER līmeni.

Tā kā bināro haotisko secību atlase saistīta ar ļoti liela iespējamo kombināciju skaita pārbaudi, kas prasa lielu aprēķinu apjomu pat pielietojot apstrādi ar superdatoru, atlasei joprojām tiek ierobežots ģenerēto un atlasāmo secību skaits. Šo iemeslu dēļ piedāvāta otra atlases metode, kas ļauj palielināt lietotāju skaitu un samazina aprēķinu apjomus. Ir pārbaudīts, ka pat no samērā neliela ģenerēto secību komplekta var atrast secības ar zemu savstarpējās korelācijas līmeni pie mainīga lietotāju skaita.

Ierosinātā otrā haotisko secību atlases metode veic iteratīvu adaptīvu periodiskas savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību ierobežošanu pirms atlases, tādā veidā ievērojami samazinot patērētos skaitļošanas resursus un laiku līdz pat līdz 10^{19} reizēm pie $5 \cdot 10^{20}$

kombināciju pārbaudes. Tika ģenerēti 100 secību komplekti jebkuriem garumiem un lietotāju skaitam, izmantojot 1-D attēlojumus (loģistiskais, Gausa, kubiskais).

Veicot adaptīvo sliekšņu aprēķinu, tika secināts, ka adaptīvas sliekšņa vērtības dažādiem ģenerācijas algoritmiem ir tuvas vai vienādas vienādiem haotisko secību garumiem. Atlasot secības, savstarpējās korelācijas funkcijas maksimālo absolūto vērtību summa samazinās, tomēr rezultāti dažādiem ģenerācijas algoritmiem un dažādiem ģenerēto secību komplektiem ir atšķirīgi.

Veikts piedāvātās adaptīvās atlasēšanas metodes efektivitātes novērtējums AWGN kanālā, izmantojot vidējo asinhronas DS-CDMA sistēmas BER līmeni. Tika iegūti rezultāti:

1. Piedāvātais haotisko spektru paplašinošu secību atlasēšanas algoritms sistēmā ar lietotāju skaitu līdz 10 samazina vidējo bitu kļūdu vairāk nekā 10 reizes un, lai paaugstinātu atlasēšanas efektivitāti lielākam lietotāju skaitam, jāpalielina ģenerēto secību skaitu.
2. 10^{-2} BER līmeni var nodrošināt 15-elementu garas secības pie lietotāju skaita līdz 8, 31-elementu garas secības pie lietotāju skaita līdz 10, 63-elementu garas secības pie lietotāju skaita līdz 14, 127-elementu garas secības pie lietotāju skaita līdz 20.
3. Piedāvātā haotisko spektra paplašinošu secību atlasēšanas metode uzrādīja zemāku vidējo sistēmas trokšņa noturību nekā periodiskas savstarpējās korelācijas maksimālo absolūto vērtību minimizācijas atlasēšanas algoritms pie 10% atlasēšanas un visu iespējamo kombināciju pārbaudes.

Iegūtie rezultāti uz haotiskajām secībām balstītas DS-CDMA daudzpiekļuves traucējumu atbilstībai normālajam Gausa sadalījumam ir publicēti un iesniegti publikācijai:

1. 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.
2. 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 jūnija numuram.

Iegūtie rezultāti haotisko secību atlasēšanas algoritmiem, kas palielina haotiskas DS-CDMA sistēmas traucējumnoturību, publicēti:

1. A. Litviņenko, A. Āboltniš, 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.

2. 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.

4. HAOTISKO SECĪBU PIELIETOJUMS OFDM SAKARU SISTĒMĀS

4.1 OFDM bāzēto sakaru sistēmu darbības principi, priekšrocības un trūkumi

Šī nodaļa veltīta haotisko secību pielietojuma izpētei daudznesēju sakaru sistēmās. Apskatītas OFDM sakaru sistēmu īpašības, stiprās un vājās puses, modelēšanas parametri kā arī 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.

4.1.1 OFDM sistēmu pamatprincipi

Datu pārraides sistēmas, kurās izmanto OFDM, pieder daudznesēju sistēmu klasei. Ortogonālas frekvenčdales multipleksēšanas (OFDM) shēma realizē vienas informācijas datu plūsmas pārraidi ar vairākiem nesējiem. Katra nesēja pārraides ātrums ir zemāks nekā informācijas datu plūsmas ātrums, turklāt, visi nesēji ir savstarpēji ortogonāli. OFDM sistēmās datu pārraidei atvēlētais frekvenču diapazons ir sadalīts N_{used} apakškanālos. Katrā apakškanālā nesējvārstība realizē atsevišķa simbola pārraidi, visu N_{used} apakškanālu signāli tiek summēti un pārraidīti kopējā kanālā. Svarīgi, lai uztvērējā būtu iespējams izdalīt katra apakškanāla simbolu. To nodrošina apakšnesēju ortogonalitāte. Tāpēc visu apakšnesēju frekvences atšķiras viena no otras tā, lai nesēji būtu ortogonāli.

OFDM signāls sastāv no fāzes manipulētu (PSK – *Phase-Shift Keying*) vai amplitūdas kvadrātūrm modulētu (QAM – *Quadrature Amplitude Modulation*) apakšnesēju summas. Apskatīsim OFDM sistēmu ar bināro PSK (BPSK), kad izmantoti N_{used} apakšnesēji un $N_{used} = N_{FFT}$, kur N_{FFT} ir inversās un tiešās Furjē transformāciju (IFFT – *Inverse Fast Fourier Transform* vai FFT – *Fast Fourier Transform*) izmērs. FFT un IFFT operācijas attiecīgi izmanto OFDM signāla formēšanai un detektēšanai. BPSK gadījumā ar vienu simbolu tiek pārraidīti N_{FFT} informācijas biti. Tātad, N_{FFT} biti tiek pārraidīti tajā pašā simbolu intervālā, kuru šie biti aizņem. i -tajam bitam, kas vienāds ar 1 (vai 0), atbilst binārais simbols m_i , kas vienāds +1 (vai -1). Ja pieņem, ka T_{FFT} ir OFDM simbola ilgums, tad pārraides ātrums būs vienāds ar N_{FFT}/T_{FFT} bit/s. Ja $(m_0, m_1, \dots, m_{N-1})$, kur $m_i \in \{\pm 1\}$ un $0 \leq i \leq N_{FFT} - 1$, tad OFDM signālu var izteikt kā [150]:

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

kur m_i – binārie simboli,

N_{FFT} – inversās un tiešās Furjē transformāciju izmērs (IFFT vai FFT),

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

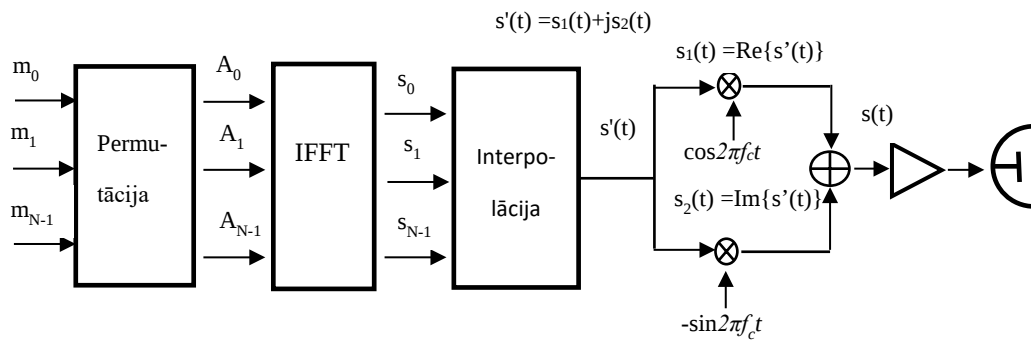
T_{FFT} – OFDM simbola ilgums,

f_c – nesējfrekvence,

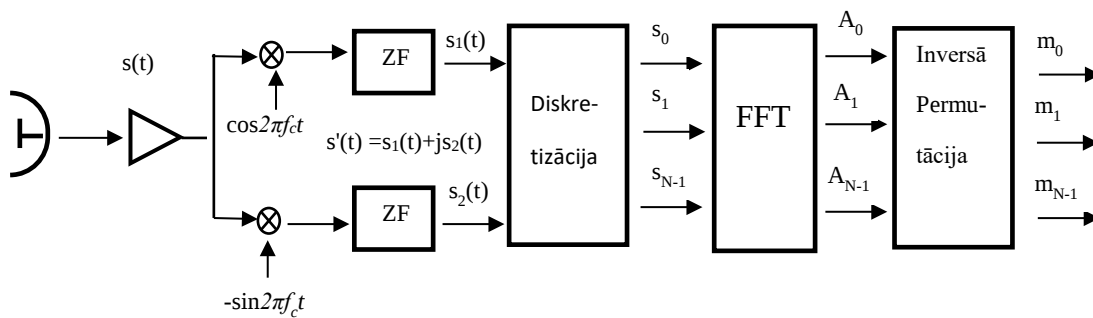
Δf – katra apakšnesēja joslas platums jeb frekvenču intervāls (solis) starp OFDM signāla blakus apakšnesējiem.

Izteiksmē (4.1.) OFDM signāla apakšnesēju frekvences atbilstoši ir $f_c + k\Delta f$ un $f_c + (k \pm 1)\Delta f$, kur $-N_{FFT}/2 \leq k \leq N_{FFT}/2 - 1$. Savukārt, nesējfrekvence vienāda ar n / T_{FFT} , kur n ir vesels pozitīvs un $n \gg N_{FFT}$. Lai nodrošinātu apakšnesēju ortogonalitāti, apakšnesēja joslas platumam Δf jāatbilst nosacījumam $\Delta f = 1/T_{FFT}$, $T_{FFT} = N_{FFT} / F_s$, kur F_s ir OFDM signāla $s(t)$ diskretizācijas frekvence. Šeit signālam ir ciparu formāts.

Tādā veidā OFDM sistēma var būt reprezentēta, kā sistēma, kas sastāv no N_{FFT} paralēli slēgtām BPSK vai QAM kanāla sistēmām, kur katrai sistēmai ir savas frekvences nesējsvārstība. Atzīmējams, ka gadījumā, ja OFDM ir kombinēts ar QAM modulāciju, tad, atšķirībā no BPSK, katram apakšnesējam atbilst nevis viens, bet vairāki biti atbilstoši QAM zvaigznāja izmēram.



att. 4.1. Vienkāršotas OFDM sistēmas raidītāja OFDM modulatora blokshēma



att. 4.2. Vienkāršotas OFDM sistēmas uztvērēja OFDM demodulatora blokshēma

Lai realizētu izteiksmi (4.1.), raidītājā izmanto IFFT un uztvērējā pārraidītās informācijas atjaunošanai atbilstoši izmanto FFT. Visas OFDM formēšanas un detektēšanas operācijas parādītas att. 4.1. un 4.2. blokshēmās.

BPSK gadījumā raidītāja procesora OFDM signāla cipariskas formēšanas laikā tiek formēts N_{FFT} bitu bloks ($m_0, m_1, \dots, m_{N-1}$) kas sastāv no ± 1 . Savukārt, QAM modulācijas gadījumā attiecīgi tiek formēts N_{FFT} simbolu bloks. Šis bitu bloks nonāk permutācijas shēmas ieejā. Bitu permutācija nepieciešama, lai pēc OFDM signāla spektra pārnese no pamatjoslas uz nesējfrekvenci, līdzkomponentes apakšnesējs būtu caurlaides joslas centrā nevis malā. Gadījumā, ja pamatjoslas filtrācijas izpildei uztvērējā var izmantot zemfrekvences filtrus ar joslu $\Delta f \times N_{FFT}/2$, nevis $\Delta f \times N_{FFT}$, permutācija netiek veikta. Pēc permutācijas visi apakšnesēji un to signāli ($A_0, A_1, \dots, A_{N-1}$) būs simetriski izvietoti pa labi un pa kreisi no nesējfrekvences.

Informācijas bloks ($A_0, A_1, \dots, A_{N-1}$) IFFT ieejā tiek interpretēts kā OFDM signāla spektrs, kas ar IFFT operāciju tiek pārveidots OFDM signālā ($s_0, s_1, \dots, s_{N-1}$) tā saucamā laika apgabalā. Tālāk, raidītāja interpolatorā tiek veiktas divas operācijas:

1. IFFT paralēlo imagināro un reālo nolašu masīvu pārveidošana secīgos nolašu masīvos,
2. imaginārās un reālās daļas ciparu-analogais pārveidojums frekvenču pamatjoslā.

Tādā veidā pamatjoslā tiek formēti divi reāli analogi kvadratūras signāli. Viens atbilst IFFT reālai daļai un otrs – IFFT imaginārai daļai. Tālāk šie analogie signāli no pamatjoslas ar kvadratūras pārveidojumu (kvadratūras modulatoru) tiek pārnesti uz nesējfrekvenci f_c . Modulatora izejā iegūtais OFDM signāls tiek pastiprināts un pārsūtīts uz antenu (att. 4.1.).

Savukārt, uztvērējā tiek izpildīts inversais pārveidojums. Uztvertais OFDM signāls pēc antenas un antenas pastiprinātāja (att. 4.2.) nonāk kvadratūras demodulatora ieejā. Tā izejā frekvenču pamatjoslā tiek iegūti divi analogie kvadratūras signāli. No tiem tiek formēti divi ciparu kvadratūras signāli. Šie signāli kā reālā un imaginārā daļa nonāk FFT ieejā. Tālāk, lai atjaunotu bitu secības kārtību, tiek izpildīta inversā permutācija. Pēc FFT tiek veikta BPSK (vai QAM) demodulācija un atjaunotais bitu bloks (vai simbolu bloks QAM gadījumā) tiek pārsūtīts uztvērēja ciparu daļas izejā.

OFDM simbols kanālā ir harmonisko signālu lineāra kombinācija ar katru no apakšnesēju frekvencēm. Ja pārraides kanāls nerada ortogonalitātes kropļošanu (piemēram, Doplera nobīdi), tad uztvērējs viegli atdala apakšnesējus, atsevišķi demodulē katru no tiem un atjauno pārraidītos datus. Tādā veidā OFDM dati tiek pārraidīti paralēli nevis secīgi. Tas nodrošina lielāku simbola ilgumu salīdzinājumā ar viena nesēja modulācijas metodi pie vienāda ekvivalenta datu pārraides ātruma.

4.1.2 OFDM sistēmu priekšrocības un trūkumi

Atzīmējam divas OFDM sistēmu īpatnības:

Pirmā: efektīvai cīņai ar starpsimbolu traucējumiem (ISI) pirms katra OFDM simbola ievieto ciklisko prefiksu (CP – *Cyclic Prefix*). Prefikss ir FFT intervāla beigu daļa, dublēta pirms OFDM signāla FFT daļas. Prefiksa ilgumam jābūt lielākam par maksimālo relatīvo aizturi daudzstaru izplatīšanās gadījumā. Starpsimbolu traucējumu kompensācijas ideja balstās uz diskrētā Furjē pārveidojuma periodiskumu. Tāpēc FFT ir prefiksa periodiskais turpinājums. Izmantojot OFDM signāla sastāvā etalona pilot-apakšnesējus, var novērtēt kanāla frekvenču raksturlīkni un, ņemot vērā šo novērtējumu, veikt starpsimbolu traucējumu kompensāciju. Prefiksu izmanto arī uztvērējā OFDM lietderīgās daļas FFT intervāla sākuma noteikšanas sinhronizācijai.

Otrā: izdalītā frekvenču apgabalā apakšnesēju izvietoējums nodrošina efektīvu frekvenču joslas izmantošanu un arī novērš savstarpējos apakšnesēju traucējumus (ICI – *Inter Carrier Interference*).

Minētās OFDM īpatnības ir cieši saistītas. Kā bija minēts, radiokanālā OFDM simbola ilgumu nosaka divas komponentes – cikliskais prefikss CP un IFFT noteikšanas laika intervāls, tātad T_{FFT} . CP ilgumu nosaka atbilstoši iespējamai izplatīšanās aizturai un to uzdod kā daļu no lietderīgā OFDM simbola ilguma (IFFT noteikšanas intervāla). Ja pārraidītie signāli pienāk pa diviem (vai vairākiem) dažāda garuma ceļiem, uztvērēja ieejā starp šiem signāliem ir laika nobīde. Cikliskā prefiksa robežās iespējami signālu pārklāšanās radīti kropļojumi. Ja cikliska prefiksa ilgums ir lielāks par izplatīšanās aizturi, tad iepriekšējie simboli nepārklāsies ar tekošā OFDM simbola lietderīgo daļu. Tekošā simbola lietderīgai daļai, tikai tās pašas cikliski nobīdīta kopija kļūst par traucējumu. Tādus kropļojumus var novērst, ja ir zināma kanāla frekvenču raksturlīkne vai impulsa reakcija.

Kanāla frekvenču raksturlīkni var noteikt, periodiski pārraidot zināmus etalonsignālus. Tādi etalonsignāli var aizņemt daļu no OFDM simbola apakšnesējiem vai visus apakšnesējus. Etalonsignālu apakšnesējiem ir zināma sākumfāze, frekvence, amplitūda. Tie periodiski tiek pārraidīti OFDM simbola sastāvā datu apakšnesēju vietā. Šos iepriekš zināmos signālus sauc par pilot-toņiem (vai pilot-apakšnesējiem). Izmantojot pilot-toņu bloka⁷ vai pilot-toņu ķemmes⁸ pārraidi kanālā, var izkorigēt lietderīgo apakšnesēju kropļojumus [151]. Tas tiek darīts FFT izejā, veicot fāzes un amplitūdas korekciju pēc “apakšnesējs-aiz-apakšnesēja”⁹

⁷ Angļu valodā: *block type estimation*

⁸ Angļu valodā: *comb-type estimation*

⁹ Angļu valodā: *subcarrier-by-subcarrier*

principa. Bloku tipa pilot-toņu formēšanas gadījumā, OFDM simbols kļūst par periodiski atkārtojamo pilot-simbolu. Ar to palīdzību tiek veikta nākošo OFDM datu simbolu korekcija. OFDM pilot-simbols tiek periodiski atkārtots, lai ņemtu vērā ISI (*Inter-Symbol Interference*) kanāla frekvenču īpašību izmaiņas ekspluatācijas laikā.

Ķemmes tipa pilot-toņu formēšanas gadījumā pilot-apakšnesējus vienmērīgi izvieto pa frekvenču asi starp datu apakšnesējiem un pārraida katrā OFDM simbola sastāvā. Šajā gadījumā, lai veiktu datu apakšnesēju korekciju IFFT izejā, izmantojot pilot-toņus un sekojot uztverto pilot-toņu izmaiņām, tiek veikts kanāla novērtējums un aprēķināta kanāla amplitūdas-frekvenču raksturlīkne. Piemēram IEEE 802.11 standarta gadījumā (Wi-Fi) izmanto četrus pilot-toņus un kanāla novērtējums tiek interpolēts visa OFDM signāla frekvenču joslā. Šim nolūkam izmantotā interpolācija, kas bāzēta uz nulles pievienošanu un FFT/IFFT veikšanu, pirmo reizi aprakstīta [152]. Pēc kanāla frekvenču raksturlīknes novērtējuma tiek veikta datu korekcija pēc apakšnesējs-aiz-apakšnesēja principa. Tāda kanāla novērtēšanas metode ļauj sekot straujākām izmaiņām kanālā un efektīvāk veikt datu korekciju.

Atzīmējams, ka visa lietderīgā informācija, tajā skaitā lietotāju, dienesta un sinhronizācijas, tiek izvietota IFFT noteikšanas intervālā. Tāpēc, tiklīdz uztvērējs saņem un pārveido signālu ciparu formātā, cikliskais prefikss tiek atmests. Pirms prefiksa atmešanas, to var izmantot FFT noteikšanas intervāla piesiešanai lietderīgai OFDM simbola daļai.

Cikliskā prefiksa atmešanas rezultātā, katrā apakšnesēja frekvencē tiek formēts radioimpulss ar pastāvīgu amplitūdu visā FFT intervālā. Tādu impulsu ilgums ir N_{FFT} reizes lielāks nekā viena nesēja pārraides gadījumā pie tās pašas frekvenču joslas un datu pārraides ātruma. Šie radioimpulsi spēlē galveno lomu apakšnesēju sablīvēšanā bez savstarpējiem apakšnesēju traucējumiem un apakšnesēju ortogonalitātes nodrošināšanai. Ir zināms, ka taisnstūra impulss laika apgabalā ir SINC – funkcija ($sinc(x) = \sin(x)/x$) frekvenču apgabalā. Apakšnesējiem ir taisnstūra amplitūdas. Frekvenču apgabalā apakšnesēji novietoti viens no otra $\Delta f = 1/T_{FFT}$ attālumā.

OFDM izmantošana ļauj novērst ISI ietekmi frekvenču apgabalā pie ātras pārraides ar vienkāršākiem paņēmieniem nekā ar transversāla filtra izlīdzinātāja palīdzību.

OFDM sistēmām ir daži principiāli trūkumi, salīdzinājumā ar viena nesēja modulācijas sistēmu. Pirmkārt, jutīgums pret nesējfrekvences neprecizitāti, kas rodas vietējā ģenerators frekvences nestabilitātes vai Doplera nobīdes rezultātā. Otrkārt, palielināts pārraides latents – laiks no informācijas pārsūtīšanas brīža līdz saņemšanas brīdim, 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 pīķa-faktora vērtība. Pīķa faktors ir signāla jaudas pīķa vērtības un vidējās vērtības attiecība (PAPR).

Uztvērēja un raidītāja vietējiem ģeneratoriem ir nenovēršams frekvences dreifs, tāpēc nepieciešami ģeneratoru sinhronizācijas līdzekļi. Lai sasniegtu šo mērķi, katra vadošā stacija periodiski sūta sinhronizācijas signālus, kurus izmanto vadāmā stacija. Šo signālus var izmantot kadru un takts sinhronizācijai. Tos var arī izmantot uztvērēja pastiprināšanas automātiskai regulēšanai AGC (*Automatic Gain Control.*) Bez vietējo ģeneratoru frekvences dreifa, eksistē arī fāzes trokšņi. Vietējo ģeneratoru fāzes trokšņi un ārējie frekvences nobīdes avoti, tādi kā Doplera efekts, izraisa kļūdas apakšnesēju demodulācijā. Neizlabotas frekvenču kļūdas izraisa ICI. Šo iemeslu dēļ pastāvīgi jāseko vietējo ģeneratoru frekvencei un sākumfāzei. Jebkurai frekvences nobīdei jābūt izlabotai.

Frekvences nobīdes un fāzes trokšņu kompensācijas nepieciešamība ir kopīga problēma gan OFDM sakaru sistēmām, gan vienas nesējas modulāciju sistēmām. Frekvences nobīde un fāzes trokšņi ietekmē šo sistēmu traucējumnoturību. Tā kā OFDM signāla apakšnesēji ir ortogonāli, tad OFDM un vienas nesēja sakaru sistēmu traucējumnoturība pie viena modulācijas veida būs vienāda. OFDM sistēmas fāzes trokšņu kompensācija (kā lēna frekvences dreifa paveids) iespējama, novērtējot pilot-toņu vidējo sākuma fāzes vērtību pēc FFT un atņemot šo vidējo vērtību no lietderīgo apakšnesēju sākumfāzes pirms ekvalizācijas.

Kā jau bija minēts, cits būtiskais OFDM trūkums ir pīķa-pret-vidējo jaudas attiecības (PAPR) liela vērtība. OFDM simbols ir visu apakšnesēju signālu summa. Visas apakšnesēju svārstības vai apakšnesēju svārstību daļa var summēties sinfāzē. Tā rezultātā dažos laika momentos simbola amplitūdai rodas pīķi, kuriem atbilst liels jaudas līmenis. Šis pīķa līmenis būtiski pārsniedz signāla jaudas vidējo līmeni.

Augsts PARP līmenis paaugstina prasības ACP un CAP dinamiskajam diapazonam. Bet vēl svarīgāk, ka tas samazina raidītāja augstfrekvenču jaudas pastiprinātāja RFPA (*Radio Frequency Power Amplifier*) pielietošanas efektivitāti. Vienas nesējas sakaru sistēmās bieži lieto pastāvīgas amplitūdas modulācijas metodes, piemēram, Gausa modulāciju ar minimālo frekvenču nobīdi kā GSM (*Global System for Mobile communications*) sistēmās, vai fāzes manipulāciju kā BPSK vai QPSK (*Quadrature Phase-Shift Keying*). Šajā gadījumā informācija tiek pārraidīta ar fāzes vai frekvences izmaiņām un amplitūdas sastāvdaļa paliek nemainīga. Tādā veidā RFPA amplitūdas raksturlīknes linearitātei nav tik stingru prasību. Jaudas pastiprinātājs var atrasties tik smagā darba režīmā, ka signāls tiek apgriezts, sasniedzot ierobežojuma sliekšni no augšas (maksimāls līmenis) un no apakšas (minimāls līmenis). Radītos nelineāros kropļojumus var kompensēt ar filtrāciju jaudas pastiprinātāja izejā.

Atšķirībā no vienas nesējas sistēmām OFDM sistēmās simbola garumā var parādīties vairākas lielas apliecēju pīķa vērtības. RFPA jāpastiprina sprieguma pīķu svārstības bez pārslodzes. Tas pieprasa lielas pastiprināšanas rezerves, lai izvairītos no OFDM signāla apliecējas nelineāriem kropļojumiem, kuru rezultātā, OFDM signāls kļūst par savstarpēji neortogonālu harmonisko svārstību nogriežņu summu. Ja tiek kropļota OFDM simbolu forma, tiek zaudēta apakšnesēju ortogonalitāte, tiek paplašināts OFDM signāla spektrs un parādās ICI. Šajā gadījumā atjaunot katra apakšnesēja signālu neatkarīgi no pārējiem apakšnesējiem kļūst neiespējami. Visa minētā rezultātā, datu pārraidē parādās kļūdas. RFPA efektivitāte (lietderības koeficients) samazinās, jo paaugstinās patērētā jauda. Ja netiek veikti nekādi papildpasākumi, lietderības koeficients var kļūt pat mazāks par 20 procentiem, kas ir daudz sliktāk nekā viena nesēja sakaru sistēmās ar pastāvīgu nesēja apliecēju.

4.2 Haotisko secību pielietojums OFDM signāla PAPR līmeņa samazināšanai

4.2.1 OFDM signāla PAPR līmeņa samazināšanas metodes

Lai samazinātu OFDM signāla PAPR līmeni, ieteiktas dažādas metodes, kuras var iedalīt: signāla destruktvos un prekodēšanas paņēmienos [153]. Abas OFDM signāla PAPR samazināšanas pieejas ir intensīvi pētītas un aprakstītas [153], [154], [155], [156], [157], [158], [159], [160], [161], [162], [163], [164], [165], [166], [167], [168], [169], [170], [171]. Destruktīvie paņēmieni samazina augstos OFDM signāla pīķus, izmainot signāla formu pirms pastiprināšanas. Bet šie paņēmieni var radīt frekvenču kropļojumus gan OFDM signāla frekvenču joslā, gan ārpus tās. Pie destruktīviem paņēmieniem pieder tādas metodes kā ierobežošana [157], fāzes manipulācija [158], komandēšana [159]. Pie prekodēšanas paņēmieniem pieder visas metožu variācijas, kuras kodē signālu pirms IFFT nolūkā samazināt PAPR līmeni. Dažas metodes pieprasa papildinformācijas pārraidi, kas samazina efektīvo caurlaides spēju un palielina redundanci. Pie signāla prekodēšanas metodēm pieskaitāmas: Adamāra transformācijā balstīta metode [160], selektīvo līmeņu modulācijas metodes (SLM – *Selected Level Mapping*) [161], [162], [163], bloku kodēšanas metode [164], [165], dinamiskā zvaigznāja metode [166] un skremblēšanā balstītā metode [167], kas ir populāra ar savu efektivitāti un vienkāršumu. Piedāvātas arī kombinētas metodes PAPR samazināšanai, kas iekļauj gan prekodēšanas, gan destruktīvos paņēmienus. Pie kombinētām attiecināmas tādas metodes kā Adamāra transformācijas un komandēšanas kombinācija [168], kodēšanas un ierobežošanas kombinācija [169], kā arī autores piedāvātā metode, kas balstās uz signāla preskremblēšanu un ierobežošanu. Lai salīdzinātu metodes savā starpā, apskatīsim minēto metožu priekšrocības un trūkumus.

Kompandēšana ir efektīva un vienkārša metode OFDM signāla PAPR samazināšanai [159], tā ir plaši pazīstama analogajā un ciparu telefonijā. OFDM signālu vērtībām var piemērot Gausa sadalījumu, kas nozīmē, ka augsti OFDM signāla amplitūdas līmeņi sastopami reti. Kompandēšana palielina signālu izšķirtspēju ar zemām aplikēšanas vērtībām un samazina ar augstiem aplikēšanas līmeņiem. Zemi aplikēšanas līmeņi OFDM signālā sastopami biežāk nekā augsti. Signāla saspiešana tiek veikta raidītāja pusē pēc IFFT transformācijas un pirms cipar-analogā pārveidojuma. Savukārt, signāla ekspandēšana tiek veikta uztvērēja pusē pēc analogā-ciparu pārveidojuma un pirms FFT transformācijas. Kompandēšanas rezultātā parādās kvantēšanas kļūdas signāla augstas amplitūdas līmeņu gadījumos, tādā veidā OFDM sistēmas traucējumnoturība tiek degradēta.

Ierobežošanas un filtrēšanas shēmas samazina PAPR līmeni izmainot signāla aplikēšanas formu – aplikēšanas maksimālā vērtība tiek ierobežota un OFDM signāla amplitūda pēc apstrādes nepārsniedz uzdoto līmeni. Bez filtrēšanas ierobežošana palielina ārpusjoslas starojumu. Iteratīvu ierobežošanu un filtrēšanu var pielietot, lai samazinātu gan PAPR līmeni, gan ārpusjoslas starojumu. Piemēram, kā parādīts [157], izmantojot 4-kāršu iteratīvu ierobežošanu un filtrēšanu, 256 FFT izmēra OFDM signāla PAPR līmenis tika samazināts no 12 dB līdz 6.2 dB. Tomēr iteratīva ierobežošana un filtrēšana pieprasa vairāku IFFT un FFT transformāciju izpildi un ienes nelielus kropļojumus izmantojamā frekvenču joslā, samazina sistēmas traucējumnoturību, pieprasa papildresursus un palielina OFDM signāla formēšanas laiku.

Fāzes manipulācijas metode [158] balstās uz palielināta diskretizācijas ātruma¹⁰ OFDM signāla sadalīšanu apakšblokos ar lineāru fāzes izmaiņu un šo apakšbloku kombinēšanu, sagatavojot signālu komplektu, no kura tiek izvēlēts signāls ar zemāko PAPR līmeni. Apakšbloku lineāras fāzes izmaiņa tiek veikta, pielietojot FFT īpašību un veicot signālu ciklisko nobīdi laika apgabalā, nevis pielietojot multipleksēšanu, tādā veidā samazinot patērētos resursus. Vērts atzīmēt, ka palielināta diskretizācijas ātruma faktors ir vienāds ar signālu skaitu komplektā. Tāda signāla apstrāde prasa, lai uztvērējā būtu zināms, kurš signāls no komplekta tiks sūtīts, kas nozīmē papilddatu pārraidi ar nodrošinātu augstu traucējumnoturību. Bez tam, gan signāla palielināta diskretizācijas ātruma apstrāde, gan signālu komplekta sagatavošana, gan PAPR novērtējums, gan papildinformācijas pārsūtīšana prasa papildus resursus un laiku. Turklāt, šī OFDM signāla PAPR samazināšanas metodes efektivitāte ir atkarīga no signālu skaita komplektā.

¹⁰ Angļu valodā: *oversampled*

Dinamiska zvaigznāja metodē daži zvaigznāja punkti datu blokā tiek dinamiski paplašināti uz oriģinālā zvaigznāja ārējo pusi, tādā veidā OFDM signāla PAPR līmenis samazinās. Šīs shēmas galveno ideju vieglāk paskaidrot, izmantojot QPSK modulācijas piemēru. QPSK gadījumā katram apakšnesēja signālam atbilst viens no četriem iespējamajiem zvaigznāja punktiem, kuri atrodas kompleksās plaknes katrā kvadrantā un ir vienādi attālināti no imaginārās un reālās asīm. Ņemot vērā baltā Gausa trokšņa ietekmi, simbola demodulācijas lēmums tiek pieņemts, izejot no tā, kurā no četriem kvadrantiem atrodas signāls. Ja punkts atrodas tālāk no lēmuma pieņemšanas robežām nekā normālais zvaigznāja punkts (pareizajā kvadrantā), tad tiek nodrošināta papildrezerve, kas samazina kļūdu skaitu (BER) pie demodulācijas. Zvaigznāja paplašināšana var tikt izmantota arī QAM vai MPSK modulācijas gadījumos, jo ārējiem zvaigznāja punktiem ir rezerve, lai mainītu izvietošanu bez pārējo simbolu BER degradācijas. Kā parādīts [166], šī metode samazina PAPR līmeni QPSK OFDM signālam no 12.4 dB līdz 9.6 dB pie FFT izmēra 256. Šī metode nepieprasa papildapstrādi uztvērēja pusē, nepalielina kļūdu skaitu, nepieprasa papildinformācijas pārsūtīšanu, bet var palielināt signāla vidējo jaudu un metodes efektivitāte samazinās, palielinot modulācijas kārtu.

Bloku kodēšanas metode PAPR samazināšanai daudznesēju sakaru sistēmās pirmo reizi tika piedāvāta 1995. gadā [165]. Bloku kodēšanas galvenā ideja ir pielietot kodēšanu, kas izslēdz simbolu kombinācijas, kuras pēc IFFT rada lielas signāla apliecējas vērtības. Šī metode satur trīs posmus. Pirmais posms ir piemērota koda vārdu komplekta izvēle jebkuram nesēju skaitam, jebkurai M izmēra fāzes modulācijas shēmai un jebkuram kodēšanas ātrumam. Otrais posms ir koda vārdu komplekta izvēle, kura nodrošina efektīvu kodēšanas-dekodēšanas īstenošanu. Un trešais posms ir koda vārdu komplekta izvēle, kuram ir kļūdu noteikšanas un korekcijas potenciāls. Bloku kodēšana joprojām tiek pētīta. Piemēram, [164] piedāvāta papildināšanas bloku kodēšanas metode, kas ievērojami samazina PAPR līmeni, izlabo kļūdas un ir ātra arī garo kadru gadījumos. Savukārt [170], analizēta dažādu bloku kodēšanas metožu traucējumnoturība AWGN kanāla gadījumā.

Pirmo reizi SLM PAPR samazināšanas metode daudznesēju modulācijas sistēmām aprakstīta 1996. gadā [163]. Šī metode balstās uz dažādu signālu ģenerāciju vienas un tās pašas informācijas plūsmas pārraidei, pēc tam atlasot signālu ar mazāko PAPR līmeni. Šī metode pieprasa papildinformācijas pārraidi, lai uztvērēja pusē būtu zināms, kurš ģenerētais signāls ir pārraidīts. Dažādi autori pilnveido un modificē SLM metodi, piedāvājot signālu ģenerācijas shēmas vai signālu atlases metodiku. Piemēram [162], lai ģenerētu signālu komplektu, tiek izmantota Zadoff-Chu matricas transformācija, bet [161], lai atlasītu signālu ar mazāko PAPR līmeni, tiek izmantotas alternatīvas metodes. Atzīmējams, ka šī metode nevis ierobežo OFDM

signāla pīķus, bet samazina to varbūtību, tomēr, lai veiktu datu pārraidi, SLM metode pieprasa papildinformācijas pārsūtīšanu uztvērējam.

Skremblēšana ir vienkārša metode OFDM signāla PAPR samazināšanai. Kā skremblējošas secības var būt izmantojamas Golaja secības, Šapiro-Rudina secības, m-secības, Barkera kodi. Skremblēšana nepalielina signāla vidējo jaudu, nepieprasa papildinformācijas pārraidi, pieprasa maz resursu realizācijai. Tomēr, palielinoties OFDM signāla apakšnesēju skaitam, resursu patēriņš labākas secības piemeklēšanai eksponenciāli pieaug.

Kā viena no prekodēšanas metodēm OFDM signāla PAPR samazināšanai tiek pielietota Adamāra transformācija. Šī metode izmanto sakarību starp korelācijas īpašībām signālam pirms IFFT transformācijas un signāla PAPR augsta līmeņa varbūtību pēc IFFT transformācijas. Adamāra transformācijas shēma samazina PAPR augsto līmeņu varbūtību salīdzinājumā ar oriģinālo OFDM shēmu, nepalielinot signāla vidējo jaudu, nepieprasot papildinformācijas pārraidi pie neliela sistēmas komplikētības palielinājuma. Avotā [160] parādīta ar Adamāra transformāciju prekodēta OFDM signāla noturība pret ierobežošanu AWGN pārraides kanāla gadījumā. Diemžēl šeit nav apskatīta metodes pielietošana daudzstaru kanāla gadījumā – ISI noturība. Kā parādīja Adamāra transformācijas prekodēta OFDM signāla izpēte ISI kanālā, pat ar nelielu blakus ceļa pārvades koeficientu ($\sim 0.1 \dots 0.2$ un vairāk) un aizturi lielāku par $\sim 0.01 \times CP$, – OFDM sistēmas traucējumnoturība strauji krīt līdz kļūdas varbūtības līmenim 0.5. Tas nozīmē, ka OFDM sakaru sistēma kļūst darbnespējīga. Paskaidrot tādu daudzstarības ietekmi var ar to, ka Adamāra transformācijai izpildās bināras nobīdes aizture [171], nevis cikliska nobīde pēc pārveidojuma izmēra N_{FFT} moduļa, kā diskrētajam Furjē pārveidojumam (DFT – *Discrete Fourier Transform*). OFDM signāla cikliskas nobīdes gadījumā, inversā Adamāra transformācija uztvērējā nespēj atjaunot signāla sākuma formu (formu pirms nobīdes), ja iepriekš netiek izpildīta kanāla frekvenču raksturlīknes izlīdzināšana. Lai paaugstinātu Adamāra transformācijas algoritma pielietošanas efektivitāti, uztvērēja pusē pirms inversās Adamāra transformācijas jāveic kanāla kompleksās frekvenču raksturlīknes izlīdzināšana, kompensējot daudzstarības kanāla ietekmi.

Adamāra transformācijas un kompresijas PAPR samazināšanas shēma [168], kas ir realizēta ar Adamāra transformācijas veikšanu pirms IFFT, signāla dinamiskā diapazona logaritmisku saspiešanu pēc IFFT un pirms jaudas pastiprinātāja raidītāja pusē, un attiecīgi, ar inversām darbībām uztvērēja pusē – signāla dinamiskā diapazona paplašināšanu pirms FFT operācijas un inverso Adamāra transformāciju pēc FFT. Šai metodei ir augstāka efektivitāte PAPR samazināšanā nekā Adamāra transformācijā balstītajai metodei, vai kompresijas

metodei. Šī metode nepaaugstina signāla vidējo jaudu, nepieprasa papildinformācijas pārraidi, nesamazina OFDM sistēmas traucējumnoturību AWGN pārraides kanāla gadījumā. Signāla daudzstaru izplatīšanās samazina kompresijas pozitīvo efektu, pasliktinot OFDM sistēmas traucējumnoturību. Tāpat kā Adamāra transformācijas gadījumā, pirms ekspandēšanas ir nepieciešama kanāla kompleksās frekvenču raksturlīknes izlīdzināšana. Tas sarežģī uztvertā signāla apstrādi, jo pieprasa vēl divas papildoperācijas – IFFT un pēc tam FFT.

Kodēšanas un ierobežošanas kombinācija arī izmanto abus PAPR līmeņa samazināšanas paņēmienus. Raidītājā informācijas kodēšana tiek veikta pirms IFFT bloka, bet ierobežošana pēc IFFT un pirms jaudas pastiprinātāja. Uztvērēja pusē ir nepieciešams veikt tikai signāla dekodēšanu pēc FFT operācijas. Efektivitāte un sistēmas komplicētības pakāpe atkarīga no kodēšanas matricas izvēles un ierobežošanas realizācijas (vai signāla ierobežošana un filtrācija ir iteratīva, cik iterāciju, kāds ir ierobežošanas sliekšnis). Avotā [169] kā kodēšanas matricu izmanto pacelta kosinusa kvadrātsaknes funkciju, bet ierobežošana un filtrācija realizēta ar kropļojumu limitēšanu [171]. Tāda filtrācijas metode dod iespēju samazināt raidītāja komplicētību salīdzinājumā ar iteratīvo metodi, un pieprasa tikai trīs FFT operācijas. Kā bija parādīts [169], kodēšanas un ierobežošanas kombinācija efektīvāk cīnās ar PAPR nekā nekombinētas metodes, nepieprasa papildinformācijas pārsūtīšanas un nedegradē OFDM sistēmas traucējumnoturību AWGN pārraides kanāla gadījumā.

Preskremlēšanas un ierobežošanas metode ir līdzīga kodēšanas un ierobežošanas kombinācijai, bet šeit kodēšanas transformācijas vietā ir izmantota informācijas simbolu zīmes maiņa atbilstoši skremlējošai NRZ binārai secībai pirms IFFT un inversa operācija uztvērējā pēc FFT. Kā skremlējošas secības tiek piedāvātas dažādas pseidogadījuma un haotiskas secības. Detalizētāk šī metode aprakstīta 4.2.2. apakšnodaļā. 64 QAM OFDM signālam ar 64 aktīviem apakšnesējiem PAPR līmenis var tikt samazināts no 21 dB līdz 9–6 dB bez ievērojamas BER līkņu degradācijas (skat. Pielikumu 3.1). Piedāvātā metode nepieprasa papildinformācijas pārsūtīšanu, nepalielina signāla vidējo jaudu, pieprasa maz resursu realizācijai, ir efektīva arī pie daudzceļu izplatīšanās, savukārt OFDM sistēmas traucējumnoturības degradācija nav ievērojama.

Ir jāņem vērā daudz dažādu faktoru pirms izvēlēties konkrētu PAPR samazināšanas metodi. Šie faktori ietver sevī PAPR samazināšanas efektivitāti, signāla vidējās jaudas pieaugumu, sistēmas traucējumnoturības samazināšanu – kļūdu pieaugumu, datu pārraides ātruma samazināšanu vai papildinformācijas pārraides nepieciešamību, skaitļošanas sarežģītību u.c. PAPR samazināšanas efektivitāte ir viens no svarīgākajiem parametriem, tomēr lielu

uzmanību jāpievērš arī tam, ka PAPR samazināšanas paņēmieniem var būt dažādi negatīvi efekti.

Tabula 4.1. PAPR samazināšanas metožu salīdzinājums

Metode	Spektra kropļojumi	Papild- informācijas pārsūtīšana/ pārtraides ātruma samazināšana	Vidējās jaudas palielinājums	Komplicētība	Traucējum- noturības degradācija	ISI noturība
Komandēšana	Ir	Nav	Nav	Zema	Ir	Nav ¹¹
Ierobežošana	Ir /samazināti ¹²	Nav	Nav	Zema	Ir	N.A. ¹³
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.
SLM	Nav	Ir	Nav	Augsta	Nav ¹⁴	N.A.
Skremblēšana	Nav	Nav	Nav	Zema	Nav	Ir
Adamāra transformācija	Nav	Nav	Nav	Zema	Nav	Nav
Adamāra transformācija un komandēšana	Ir	Nav	Nav	Vidēja	Nav	Nav
Kodēšana un ierobežošana	Ir/ samazināti ¹⁵	Nav	Nav	Vidēja	Nav	Ir ¹⁶
Pre- skremblēšana un ierobežošana	Ir	Nav	Nav	Zema	Ir/ samazināti¹⁷	Ir

Ja signāla vidējā jauda tiek palielināta, tad pēc signāla normalizācijas līdz oriģināla OFDM signāla jaudas līmenim, 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.

¹¹ Ja ekvalizāciju uztvērējā veic pēc signāla dinamiskā diapazona paplašināšanas, savukārt ja ekvalizāciju veic sākumā, sistēmas komplicētība palielinās.

¹² Ja tiek pielietota filtrēšana ar kropļojumu ierobežošanu, tad kropļojumi tiek samazināti.

¹³ Nav atrasts literatūrā atbilstošais pētījums

¹⁴ Pie nosacījuma ka papildinformācija tiek pareizi uztverta.

¹⁵ Ja tiek pielietota filtrēšana ar kropļojumu ierobežošanu, tad kropļojumi tiek samazināti.

¹⁶ Ir atkarīgs no kodēšanas.

¹⁷ Sistēmas traucējumnoturība ir atkarīga no nogriešanas līmeņa, pie saprātīgas līmeņa izvēles traucējumnoturības degradācija ir samazināta (ir neievērojama).

Tāpēc metodes, kuras pieprasa papildinformācijas pārsūtīšanu, arī var palielināt kļūdu skaitu un negatīvi ietekmēt sistēmas traucējumnoturību.

Dažas metodes pieprasa datu pārraides ātruma samazināšanu. Bloku-kodēšanas metodes gadījumā datu vietā periodiski pārsūtīta informācija par PAPR kontroli. SLM metode pieprasa informācijas pārsūtīšanu par signāla formēšanu raidītājā, kas ietekmē pārraides ātrumu.

Skaitļošanas sarežģītība ir viens no svarīgākajiem faktoriem PAPR samazināšanas metožu izvēlei, pārsvarā komplicētas iteratīvas metodes realizē efektīvāku PAPR samazināšanu, bet pieprasa vairāk skaitļošanas resursu un lielāku apstrādes laiku.

Dažas PAPR samazināšanas metodes neņem vērā dažādus raidītāja sastāvdaļu (filtru, ciparu-analogu pārveidotāju, jaudas apstiprinātāju) radītus efektus vai pārraides specifiskus apstākļus, piemēram, kanāla daudzstarību. Tāpēc praktiskajā pielietojumā PAPR samazināšanas paņēmienus jāizmanto tikai pēc rūpīgas traucējumnoturības un izmaksu analīzes reālas vides apstākļu maksimāla tuvinājuma nosacījumos. Tabula 4.1. parāda dažādu PAPR samazināšanas metožu iespējamo negatīvo efektu salīdzinājumu. Pēdējā iezīmētā metode ir autores piedāvāta un nākošajā apakšnodaļā šī metode tiks detalizētāk izklāstīta un analizēta.

4.2.2 OFDM signāla preskremlēšana un ierobežošana PAPR samazināšanai

Šī sadaļa veltīta OFDM signāla PAPR līmeņa samazināšanas izpētei, pielietojot autores piedāvātu metodi, kas balstīta uz signāla skremlēšanu ar ierosinātām secībām pirms IFFT bloka un signāla ierobežošanu pēc IFFT bloka. Skremlējošās secības sastāv no $\{\pm 1\}$ elementiem un tiek ģenerētas ar divām metodēm – haotisko secību ģenerēšana un atlase, un modificēto m-secību ģenerēšana un atlase. Šajā sadaļā tiks parādīts, ka skremlēšana ar haotiskām secībām un modificētām m-secībām pie ķemmes-tipa kanāla novērtēšanas arī ļauj pielietot signāla ierobežošanu bez ievērojamas traucējumnoturības degradācijas.

4.2.2.1 Skremlējošās secības atlase un OFDM sistēmas modelēšanas parametri

Lai veiktu PAPR līmeņa samazināšanas metodes efektivitātes novērtējumu, tika modelēta OFDM sistēma ar 64 apakšnesējiem, no kuriem 48 pārnēs datus, 12 ir nonullēti, 4 ir piloti – ķemmes-tipa kanāla novērtēšanai. Šī metode balstās uz bitu bloka skremlēšanu pirms IFFT un deskremlēšanu pēc FFT ar speciāli atlasīto secību. Skremlēšanu un deskremlēšanu realizē, sareizinot pa bitam paralēlo OFDM bloku ar skremlējošo secību. Skremlējošās secības garums vienāds ar nenulles apakšnesēju skaitu. Attiecīgi, ja nenulles apakšnesēju skaits ir 52, tad 48 apakšnesēji ir datu un 4 ir pilot-apakšnesēji. Apskatīti divi skremlējošo secību tipi: pirmā tipa skremlējoša secība ir modificēta m-secība, otrā tipa skremlējoša secība ir ar 1-D

attēlojumu ģenerēta haotiska bināra secība. Secību atlase tiek veikta pēc PAPR minimizēšanas kritērija pēc IFFT operācijas. Modelēšanas parametri secību atlasei ir parādīti Tabula 4.2., bet MATLAB atlases programmas dotas Pielikumos 3.6. un 3.7.

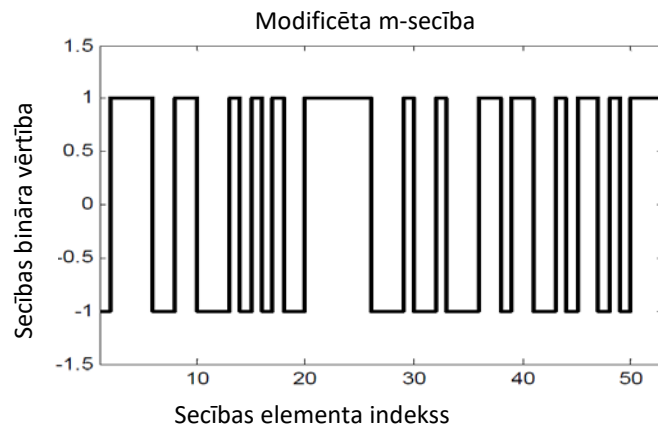
Tabula 4.2. Modelēšanas parametri secību atlasei ar minimālo PAPR līmeni

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 ¹⁸
Nesējsvārstības periods	$2048/256 = 8$ nolases
Nesējsvārstības sākumfāze	0

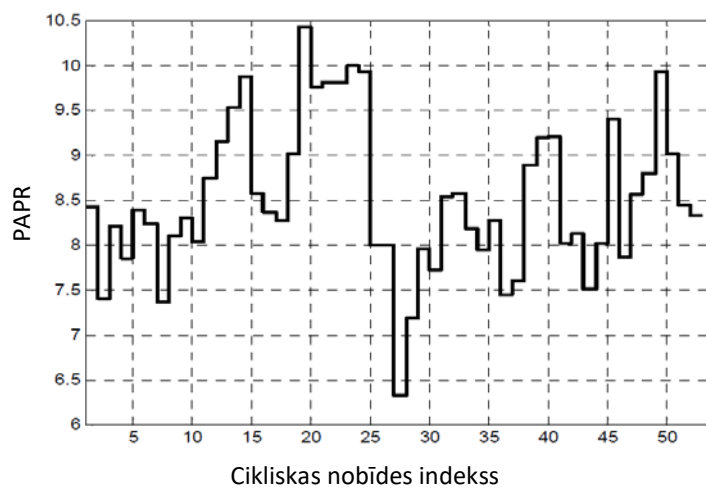
M-secības garumu nosaka kā $N_m = 2^k - 1$, kur $k = 1, 2, 3, \dots$ – bāzes polinoma pakāpe. Lai skremblētu OFDM signālu ar 52 nenulles apakšnesējiem, tika izvēlētas m-secības ar garumu 63 elementi. Eksistē tikai seši dažādi sestās kārtas bāzes polinomi, kuri ģenerē sešas m-secības ar šādu garumu. Pielikumā 3.1. dotas visas sešas m-secības ar garumu 63 elementi. Tā kā skremblējošās secības garums ir 52, tad tikai daļa no 63 elementu m-secības tiks izmantota skremblēšanai. Bloki no 52 pirmajiem m-secības elementiem ir atlasīti kā skremblējošas secības, ņemot vērā 62 iespējamās m-secības cikliskas nobīdes. Katrs 52 elementu bloks-secība varētu būt arī cikliski nobīdīts. Tādā veidā “labākās” skremblējošās secības atlasīšana tika realizēta no 52 pirmo elementu blokiem sešām dažādām cikliski nobīdītām m-secībām pēc IFFT PAPR minimuma kritērija un ņemot vērā atlasīto secību visas iespējamās cikliskās nobīdes. Sākuma nosacījums (sešzīmju binārs skaitlis) visu m-secību ģenerēšanai ir “1 1 1 1 1”. No visām vienāda garuma iespējamām secībām un dažādām to cikliskām nobīdēm, tika atlasīta secība ar zemāko PAPR līmeni (att. 4.3.). Atlasītā secība ģenerēta ar bāzes polinomu $p(x) = x^6 \oplus x^5 \oplus x^4 \oplus x \oplus 1$ un m-secības 46. ciklisko nobīdi. Atlasītās secības PAPR līmeņa atkarība no pašas secības 51. cikliskas nobīdes ir parādīta att. 4.4. Minimālais PAPR līmenis dotajai secībai ir 6.3187 dB, bet atzīmējams, ka visu izpētīto modificēto m-secību minimālais PAPR līmenis svārstās 6.32 – 8 dB diapazonā, kamēr lielākā PAPR līmeņa vērtība nepārsniedz 13 dB. Pielikumā doti visu modificēto m-secību atlases rezultāti – no sešām oriģinālām m-

¹⁸ Angļu valodā: *Zero Padding*

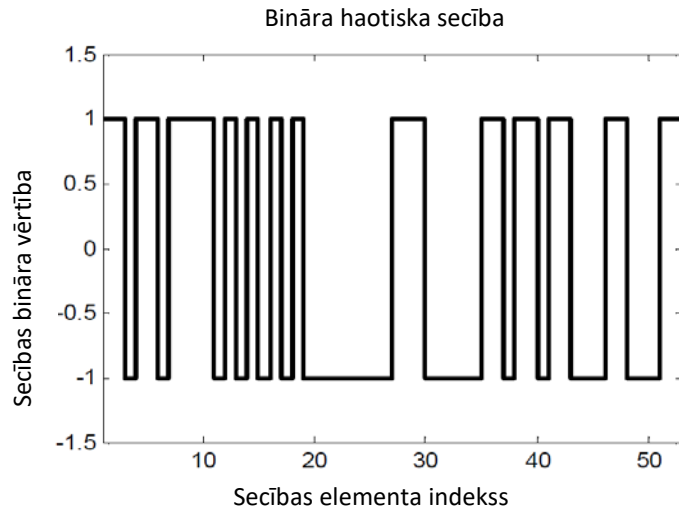
secībām un 63 dažādiem 52-elementu blokiem (Pielikums 3.3.), kā arī MATLAB programmas modificētu m-secību atlasē realizācijai (Pielikums 3.7.). Tika arī noteikts, ka starp atlasītām modificētām m-secībām ar minimālo PAPR līmeni nav PAPR līmeņa stingras atkarības no periodiskās autokorelācijas funkcijas sānu lapas maksimālās vērtības (Pielikums 3.4.).



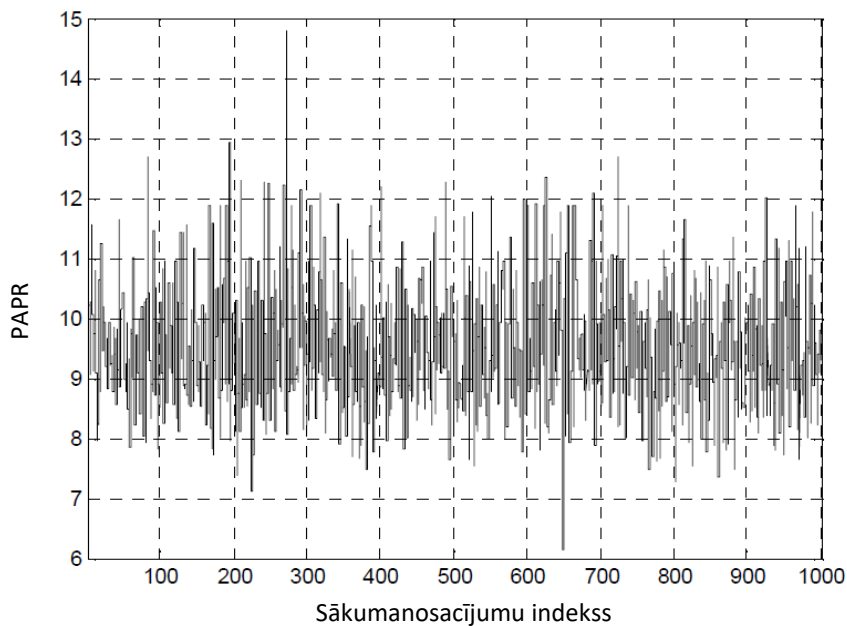
att. 4.3. Pēc PAPR minimuma atlasīta modificēta m-secība, kura ģenerēta ar bāzes polinomu $p(x) = x^6 \oplus x^5 \oplus x^4 \oplus x \oplus 1$, sākuma nosacījumiem "1 1 1 1 1" un 46 elementu ciklisko nobīdi.



att. 4.4. Atlasītās modificētās m-secības PAPR līmeņa [dB] atkarība no cikliskas nobīdes pēc IFFT



att. 4.5. Pēc PAPR minimuma kritērija atlasīta bināra haotiska secība, kura ģenerēta ar loģistisko vienādojumu, sākuma nosacījums ģenerēts ar citu loģistisko vienādojumu un sākumnosacījumu ģenerēšanas inicializācijas parametrs ir $y_0 = 0.1066527702$, bet atlasītās secības sākumnosacījuma indekss ir 649



att. 4.6. Ar loģistisko attēlojumu ģenerētu bināro haotisko secību PAPR līmeņa [dB] atkarība no sākuma nosacījumu indeksa (no 1 līdz 1000) pēc IFFT operācijas

Kā skremblējošas secības šeit tika izmantotas arī alternatīvas bināras secības – haotiskas secības, kuru korelācijas īpašības salīdzināmas ar m-secībām. Haotisko secību garums un vienāda garuma secību skaits ir daudz elastīgāks nekā m-secībām, jo iespējams ģenerēt lielāku vienāda garuma secību skaitu un iespējams atlasīt secību ar zemāku PAPR.

Tā kā skremblējošās secības garums ir 52 elementi, tad haotisko bināro secību garums arī ir 52 elementi. Haotiskās secības $c_i(n)$ tiek ģenerētas ar 1-D attēlojumiem, piemēram, ar

loģistisko attēlojumu (2.10.) un saskaņā ar salīdzināšanas likumu (2.17). Loģistiskā attēlojuma ģenerācijas algoritma gadījumā sākuma nosacījumi $x_0^i = y_i$ 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, savukārt, sākumnosacījumu ģenerēšanas inicializācijas parametrs y_0 ir nejauši izvēlēts no intervāla (0,1). Tādā veidā ar loģistisko attēlojumu tika ģenerētas 1000 haotiskas bināras secības, kuru PAPR atkarība no secību sākumnosacījuma indeksa pēc ar nullēm papildinātas IFFT operācijas parādīta att. 4.6. Sākumnosacījumu ģenerēšanas inicializācijas parametrs ir nejauši izvēlēts no intervāla (0,1), tātad ir $y_0 = 0.1066527702$. Secība ar minimālo PAPR līmeni pēc IFFT operācijas, kas ir atlasīta no 1000 ģenerētām haotiskām binārām secībām, parādīta att. 4.5. Atlasītās secības sākumnosacījuma indekss ir 649, bet sākumnosacījums attiecīgi ir $x_{649}^{649} = y_{649} = 0.189008601531864$. Savukārt, šīs haotiskās secības PAPR ir 6.1439 dB, kas ir mazāks par atlasītās modificētas m-secības PAPR vērtību.

PAPR līmeņu atkarība no sākumnosacījumu indeksa ar pārējiem apskatītiem 1-D attēlojumiem ģenerētām haotiskām secībām parādīta Pielikumā 3.5. Atzīmējams, ka visu attēlojumu gadījumos sākumnosacījumi tika nejauši izvēlēti no secības vērtību definēta intervāla, un katram attēlojumam tika ģenerētas 1000 atšķirīgas secības. Redzams, ka no visām haotiskām binārām secībām tikai secība, kas ģenerēta ar Bernulli attēlojumu, deva vēl zemāku PAPR līmeni (6.114 dB), nekā secība, ģenerēta ar loģistisko attēlojumu. Savukārt, vislielākais minimālais PAPR līmenis no atlasītām secībām ir Pinčera attēlojuma gadījumā ir 7.885 dB. Kā redzams no Pielikuma 3.5. PAPR grafikiem, dažādi attēlojumi dod arī atšķirīgus maksimālus PAPR līmeņus: no 13.5 dB Gausa attēlojuma gadījumā līdz 17.7 dB kubiskā attēlojuma gadījumā. Tomēr nevar izslēgt iespēju sameklēt citu haotisko bināru secību ar vēl mazāku PAPR nekā parādīts.

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

Lai izpētītu skremlēta signāla stabilitāti ierobežošanas gadījumā, veikta OFDM sistēmas darbības modelēšana, izveidojot MATLAB radio pārraides emulācijas modeli. Attiecīgās programmas blokshēma parādīta Pielikumā 3.8. Modelēšanai izmantoti sekojoši pārraides parametri: apakšnesēju skaits ir 64 (48 datu, 4 pilot-apakšnesēji, 12 nonullēti), cikliska prefiksa ilgums ir $\frac{1}{4}$ no OFDM simbola ilguma, izlīdzināšanas tips - frekvenču apgabala ķemmes-tipa izlīdzināšana, pārraides kanāls – divstaru kanāls ar balto troksni (AWGN). Lai modelētu kanālu ar daudzstaru izplatīšanos, tika pieņemts ka tiešais izplatīšanās ceļa pastiprinājums ir 1 un laika aizture ir 0, savukārt pastiprinājums blakus ceļā ir $AL = 0.2$ un izplatīšanās aizture ir $TD = 1/16$

no cikliska prefiksa, kas ir 1/64 no OFDM simbola lietderīgās (info) daļas. Signāls uztvērēja ieejā ir tiešā ceļa signāla, atstarotā blakus ceļa signāla un baltā trokšņa summa. Tabula 4.3 apkopo visus modelēšanas parametrus.

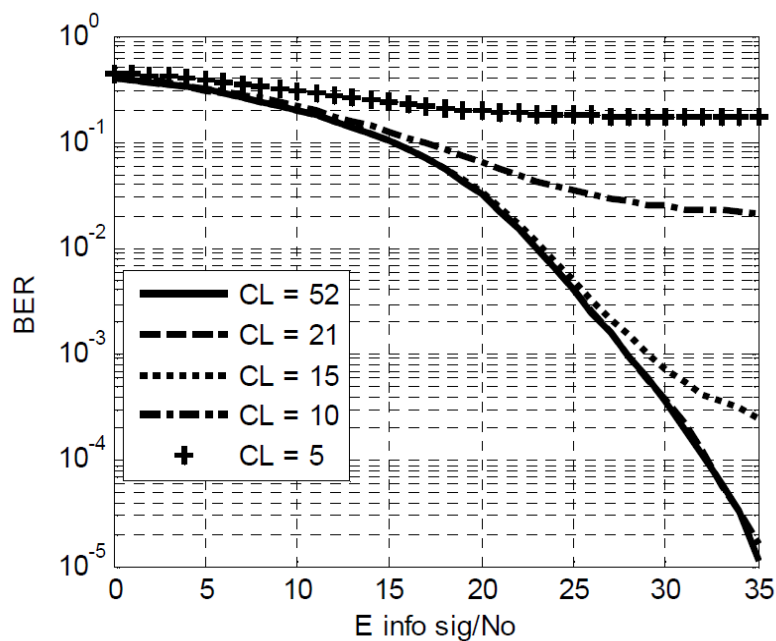
Tabula 4.3. Modelēšanas parametri OFDM sistēmas BER novērtēšanai

OFDM simbola formēšana pamatjoslā	
Modulācija	64 QAM
FFT izmērs	64
Labās puses nonullēti apakšnesēji	5
Kreisās puses nonullēti apakšnesēji	6
Nonullēta nesējsvārstība	1
Datu apakšnesēji	48
Pilot-apakšnesēji	4
Permutācija	Ir
Cikliskais prefikss	CP = 1/4 OFDM simbola = 16
Radio OFDM simbola modelēšana	
Diskretizācijas ātruma palielinājums	32
Radio OFDM simbola ilgums	(64+16)*32=2560 nolases
OFDM 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	AWGN
Ierobežošana	
OFDM radio signāla nogriešanas līmeņi	CL= 52, 31, 15, 10, 5 Kas atbilst 100%, 50%, 29%, 19% 9,6% no OFDM signāla maksimāli iespējamās vērtības
Ekvalizācija	
Frekvenču apgabala Ķemmes-tipa novērtēšana un ekvalizācija	Balstās uz nulles pievienošanu un FFT/IFFT (ZF) [152]

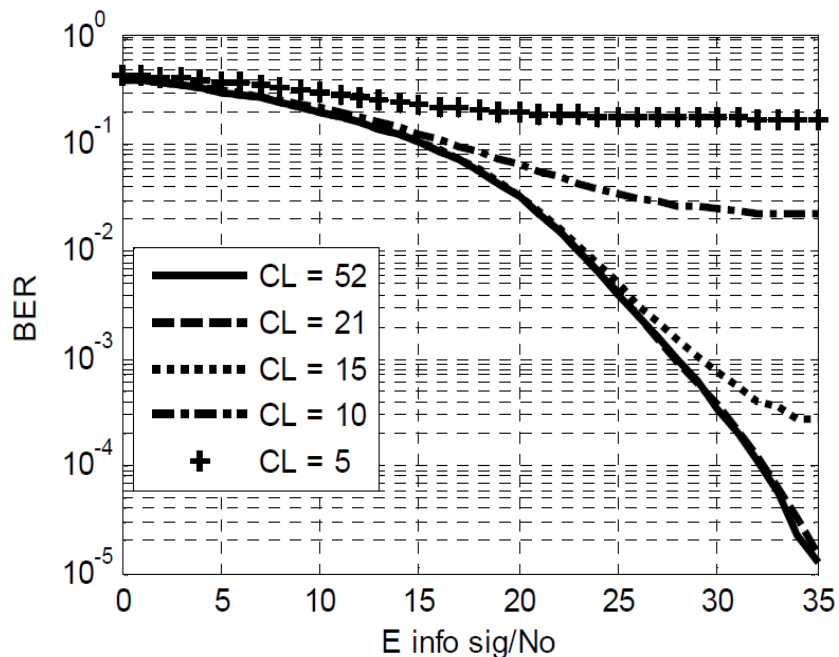
Modelētās OFDM sistēmas BER pie divstaru izplatīšanās un baltā trokšņa fona, ja 64QAM signāls skremblēts pirms IFFT un ierobežots pēc IFFT, parādīta att. 4.7. un att. 4.8. Ierobežošanas līmenis tiek mainīts no CL=52, atbilstoši OFDM signāla maksimālai iespējamai vērtībai pie 52 nenulles apakšnesējiem (visu apakšnesēju amplitūda ir maksimāla un fāzes nobīde vienāda nullei), līdz CL=5, kas ir aptuveni 1/10 no iespējamā OFDM signāla pīķa.

Kanāla amplitūdas-frekvenču raksturlīkne tiek noteikta pēc pilottoņu interpolācijas. Tādējādi, tiek veikta kanāla ekvalizācija, pielietojot nulles pievienošanu un FFT/IFFT (ZF – *Zero Forcing*) [152]. Datu un pilot-apakšnesēju skremblēšana ar modificētu m-secību (att. 4.3.) vai haotisko secību (att. 4.5.) paaugstina OFDM signāla noturību pret nogriešanu. BER grafiki att. 4.7. un att. 4.8. parāda, ka abu secību skremblēšanas efektivitāte ir salīdzināma. Nogriešanas

līmenis var būt samazināts vismaz par 8 dB attiecībā pret OFDM signāla aplicējas maksimumu bez ievērojamām sistēmas traucējumnoturības izmaiņām.



att. 4.7. BER atkarība no signāla nogriešanas līmeņa CL = 52, 21, 15, 10, 5 ar modificēto m-secību skremblētām OFDM 64 QAM signālam pēc pārraides divstāru izplatīšanās kanālā (tiešais ceļš un blakus ceļš ar AL = 0.2 un TD = CP/16) ar balto troksni



att. 4.8. BER atkarība no signāla nogriešanas līmeņa CL = 52, 21, 15, 10, 5 ar haotisko secību skremblētām OFDM 64 QAM signālam pēc pārraides divstāru izplatīšanās kanālā (tiešais ceļš un blakus ceļš ar AL = 0.2 un TD = CP/16) ar balto troksni

OFDM signāla maksimālā iespējamā vērtība dotajā modelēšanā vienāda ar līmeni $CL=52$, tādējādi, ierobežošanas līmenis $CL=52$ atbilst modelēšanai bez signāla nogriešanas. Kā redzams no att. 4.7. un att. 4.8. BER līknes nogriešanas līmeņiem $CL=52$ un $CL=21$ ir praktiski vienādas, kas nozīmē, ka signāla nogriešanas līmenis $CL=21$ ir vienāds vai ļoti tuvs reālajam signāla maksimumam. Savukārt, BER degradācija starp nogriešanas līmeņiem $CL=21$ un $CL=15$ nozīmē, ka starp šiem ierobežošanas līmeņiem notiek traucējumnoturības samazināšanās. Nozīmīgi, ka pie nogriešanas līmeņa $CL=5$ OFDM sistēma pilnībā zaudē spēju pārraidīt informācijas signālu, jo kļūdas varbūtība kļūst tuva 0.5. Var secināt, ka OFDM signāls tiek ievērojami izkropļots pie nogriešanas līmeņa $CL=10$ un zemāk.

4.3 Haotisko secību pielietojums OFDM sistēmu darbības paaugstināšanai daudzceļu izplatīšanās gadījumā

Droša un ātra datu pārraide ieņem aizvien nozīmīgāku lomu mūsdienu sabiedrībā. Jaunie pakalpojumi un lietojumprogrammas bieži pieprasa momentānu informācijas apmaiņu reālā laikā starp lietotājiem vai sakaru tīkla mezgliem. Sakarā ar piesātināto frekvenču spektru, sarežģītiem signāla izplatīšanās apstākļiem un augsto traucējumu līmeni, datu pārraides izveide pieprasa uzlaboto un īpaši stabilo (traucējumnoturīgo) modulācijas un kodēšanas shēmu izmantošanu.

Nemot vērā OFDM augsto ekvalizācijas efektivitāti un iespēju īstenot MIMO pārraidi, šī daudzesēju pārraides shēma tiek plaši izmantota. Tomēr, kā jau tika minēts, OFDM metodei ir savas vājās puses, kuras ierobežo tās izmantošanu zemas jaudas un augsta drošuma sistēmās. Turklāt, pie OFDM sistēmu sakaru kvalitātes negatīvas ietekmes faktoriem jāmin šaurjoslas signāla fedinga¹⁹ un traucējumu ietekmi.

Daudz pētnieku ir strādājuši pie OFDM metodes uzlabojumiem, kas ļautu pārvarēt iepriekš minētos ierobežojumus. Viens no pētījumu virzieniem ir OFDM signāla lineāra prekodēšana, kas ienes papildu dimensiju pārraidāmajam signālam.

Vienā no pirmajām publikācijām [172], kas veltīta lineāriem prekoderiem, autori ierosina izmantot Volša-Adamāra transformāciju (WHT – *Walsh-Hadamard Transform*) OFDM sakaru sistēmas traucējumnoturības uzlabošanai. Publikācijā [173], ierosināts izmantot diskreto Hārtlija transformāciju un diskreto kosinusa transformāciju, kas ievērojami paaugstināja sistēmas darbību. Savukārt, rakstā [174] lineārai prekodēšanai ir piedāvāta arī diskrētā Furjē transformācija (DFT). Pētnieku grupa no Drēzdenes TU parādīja [175], ka lineāra prekodēšana nodrošina ievērojamus uzlabojumus arī jaunākām daudzesēju modulācijas shēmām, kas

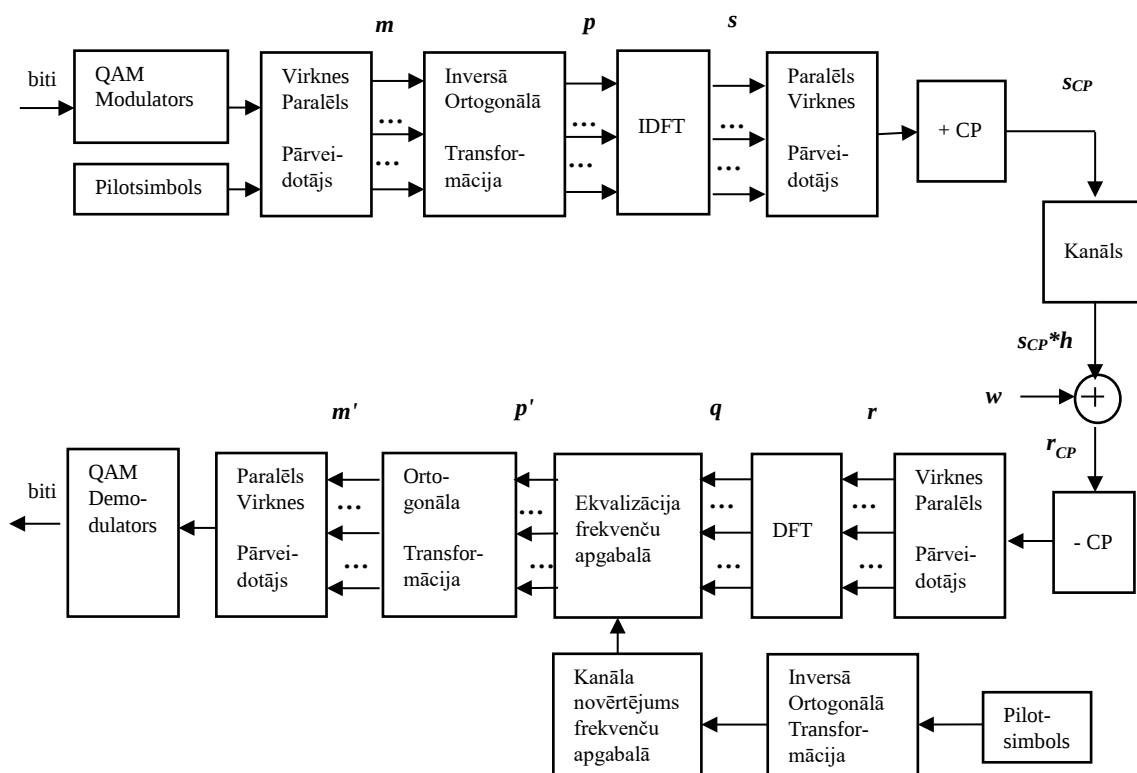
¹⁹ Angļu valodā: *fading*

pretendē uz 5G standartu. Promocijas darba autore lineārai prekodēšanai piedāvā izmantot ortogonalizēto haotisko transformāciju, kas balstās uz haotiskajām secībām un Grama-Šmidta ortonormalizācijas procesu, pie tam prekodēšanai var izmantot haotiskas secības, kas ģenerētas gan ar haosa ģeneratoru, gan ar 1-D attēlojumu.

Haotisko secību izmantošanai prekodēšanā ir virkne ieguvumu. Neperiodiskiem haosa ģeneratoru radītiem platjoslas signāliem piemīt īpašības, kuras lietderīgi izmantot skremblēšanai un prekodēšanai. Zemāk tiks parādīts, ka haotiskā prekodēšana dod iespēju palielināt OFDM sistēmas traucējumnoturību daudzceļu izplatīšanās gadījumā. Haotiskas secības var arī izmantot kriptogrāfijai [176]. Turklāt, haotiska sinhronizācija [20] dod iespēju sasinchronizēt divas līdzīgas haotiskas sistēmas.

Šajā sadaļā ierosināts izmantot haotiskas secības OFDM signāla prekodēšanai un parādītas iespējas izmantot ar Čua ķēdi ģenerētas haotiskas iegultas secības sinhronizācijas nolūkos. Piedāvātai daudznesēju komunikācijas sistēmas koncepcijai ir paaugstināta noturība pret fedingu, augsts drošuma līmenis un iespēja veikt raidītāja-uztvērēja sinhronizāciju.

4.3.1 Lineāri prekodētas OFDM sistēmas modelis



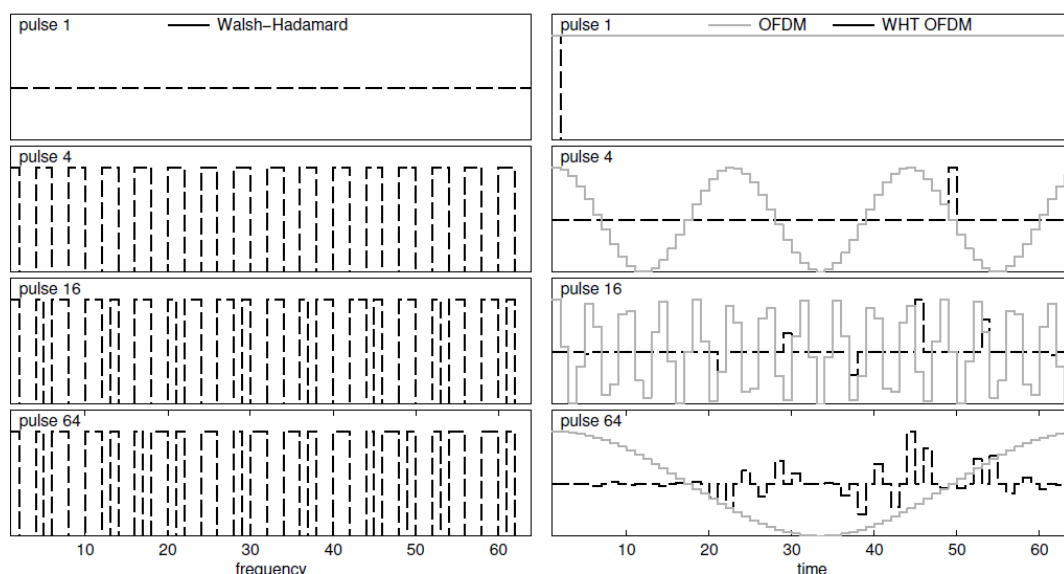
att. 4.9. LP-OFDM sistēmas blokhēma pamatjoslā

Lineāri prekodēta OFDM (LP-OFDM – *Linear Precoded OFDM*) sistēma ir veidota, pievienojot inverso ortogonālo transformāciju raidītāja pusē pirms IDFT (*Inverse Discrete*

Fourier Transform) un ortogonālo transformāciju uztvērēja pusē pēc DFT bloka un frekvences apgabala ekvalaizera. Rezultātā informācijas signāls tiek izkliedēts 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 darbības frekvenču selektīvos kanālos. Kā ortogonālās transformācijas šajā darbā apskatītas Volša-Adamāra transformācija (WHT) un ortogonalizētā haotiskā transformācija (OCT – *Orthogonalized Chaotic Transform*), kas pielietotas LP-OFDM sistēmas modelēšanai. Darbā apskatītas divas ortogonālas transformācijas ar nolūku salīdzināt piedāvāto OCT transformāciju ar ļoti efektīvo un plaši pazīstamo WHT transformāciju.

LP-OFDM sistēmas blokshēma parādīta att. 4.9. un iekļauj arī prefiksa un frekvenču ekvalizācijas pielietojumu.

4.3.1.1 Volša-Adamāra Transformācija WHT



att. 4.10. Ar 64x64 WHT transformāciju ģenerētas impulsu formas, kuras atbilst WHT matricas rindām (Kreisajā grafiku daļā parādīti WHT impulsi (WHT matricas rindas) pirms IDFT transformācijas. Labajā daļā - WHT impulsi (WHT matricas rindas) pēc IDFT un atbilstoši OFDM apakšnesēji bez prekodēšanas)

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 sekojoši:

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

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

Savukārt, att. 4.10. parādīti laika apgabala (pēc IDFT transformācijas) un frekvenču apgabala (pirms IDFT transformācijas) WHT matricas impulsu piemēri, kuri vizualizē atbilstošas matricu rindas. Laika apgabalā WHT matricas impulsi tiek salīdzināti ar OFDM apakšnesēju signāliem bez prekodēšanas.

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, kas tiks izmantota OFDM signāla prekodēšanai, ir balstīta haosa fenomena un ortogonalizācijas kombinācijā, kas ļauj daudznesēju sistēmās pielietot tādas haotisko secību īpašības kā neprognozējamību un sinhronizācijas iespējas. Pirmais etaps ir haotisko secību ģenerācija un, kā bija minēts 1. nodaļā, eksistē liela ģenerācijas algoritmu dažādība. Tāpēc šeit tiks apskatīts viens piemērs no 1-D attēlojumu ģenerācijas algoritmiem – loģistiskais attēlojums (2.10.) un viens piemērs no haosa ģeneratoriem – modificēta Čua ķēde (2.7. – 2.9.).

Loģistiskā attēlojuma gadījumā atbilstoši 1-D attēlojuma izteiksmei (2.10.) tiek ģenerēta nebināra haotiska secība x ar garumu N^2 . Savukārt, modificētas Čua ķēdes gadījumā haotiskā secība x ir diskretizēta vai diskretizēts un decimēts haotiskais signāls χ (2.9.). Haotiskās secības x garums ir ierobežots ar N^2 elementiem. Ja haotiska secība x tiek iegūta no diskretizēta haotiskā signāla χ , kura nolašu skaits sakrīt ar secības elementu skaitu, secība un signāls ir vienādi: $x = \chi$. Savukārt, ja haotiska secība iegūta no haotiska signāla χ , kura garums ir MN^2 nolases, haotiskais signāls χ tiek vēl decimēts ar faktoru M un haotiskā secība vienāda ar decimēto signālu:

$$x = \chi_{dec} = [\chi(1); \chi(M); \chi(2M); \dots \chi(MN); \chi(M(N+1)); \dots \chi(MNN)] \quad (4.3.)$$

kur χ_{dec} – diskrets haotiskais signāls χ , kas ģenerēts ar Čua ķēdi un decimēts,

$\chi(1), \chi(M), \chi(2M) \dots \chi(MNN)$ – diskreta haotiskā signāla χ nolases,

M – decimēšanas faktors.

Haotiska secība x , kuras garums ir N^2 , tiek pārveidota $N \times N$ izmēru matricā V . Matricas kolonu un rindu skaits ir vienāds ar OFDM apakšnesēju skaitu. Haotiska matrica V tiek radīta sekojošā veidā:

$$V = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_N] = \begin{bmatrix} x(1) & x(2) & \dots & x(N) \\ x(N+1) & x(N+2) & \dots & x(2N) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x((N-1)N+1) & x((N-1)N+2) & \dots & x(NN) \end{bmatrix} \quad (4.4.)$$

kur V – $N \times N$ izmēra haotiskā matrica,

$v_1, v_2, \dots, v_N$ – haotiskas matricas V rindas, kur $1, 2, \dots, N$ ir rindas numurs,

$x(1), x(2), \dots, x(NN)$ – N^2 garas haotiskas secības elementi, atbilstoši $v_1 = [x(1), x(2), \dots, x(N)]$,

N – apakšnesēju skaits OFDM simbolā.

Radītās haotiskās secības nav pilnībā ortogonālas un starp secībām ir zināma savstarpēja korelācija. Tāpēc, haotiskā matrica V tiek ortonormalizēta, izmantojot Grama-Šmidta ortonormalizācijas procesu [177]:

$$\begin{aligned} z_1 &= v_1 & u_1 &= \frac{z_1}{\|z_1\|} \\ z_2 &= v_2 - \varphi_{z_1}(v_2) & u_2 &= \frac{z_2}{\|z_2\|} \\ z_3 &= v_3 - \varphi_{z_1}(v_3) - \varphi_{z_2}(v_3) & u_3 &= \frac{z_3}{\|z_3\|} \\ &\dots & &\dots \\ z_k &= v_k - \sum_{j=1}^{k-1} \varphi_{z_j}(v_k) & u_k &= \frac{z_k}{\|z_k\|}, \end{aligned} \quad (4.5.)$$

$$\text{kur} \quad \varphi_z(v) = \frac{\langle v, z \rangle}{\langle z, z \rangle} z \quad (4.6.)$$

$\varphi_z(v)$ – vektora v projekcija uz vektoru z ,

u – normalizēts vektors z ,

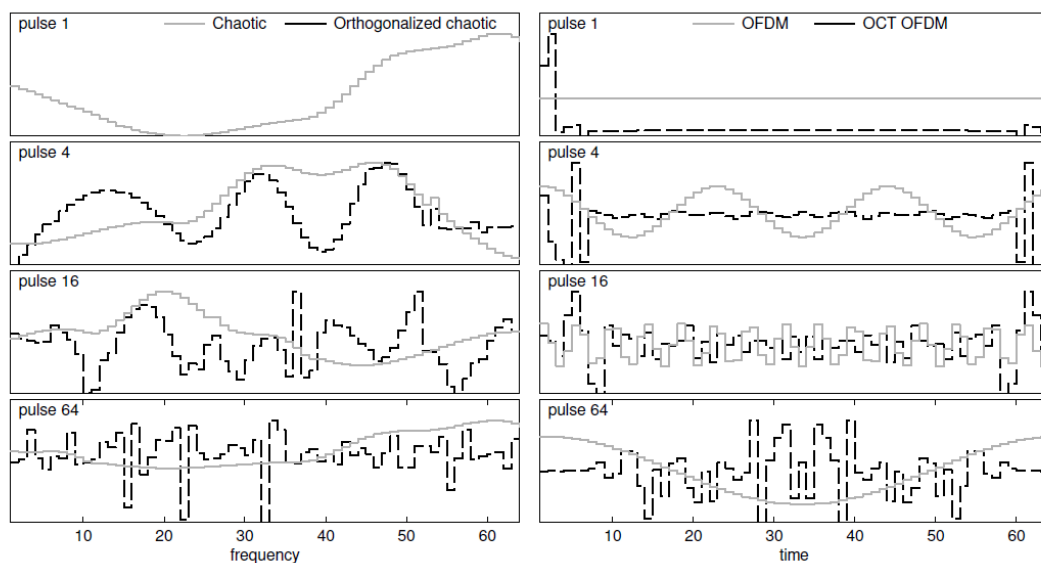
z – ortogonalizēta haotiska secība v ,

v – haotiskas matricas V rinda – haotiska secība.

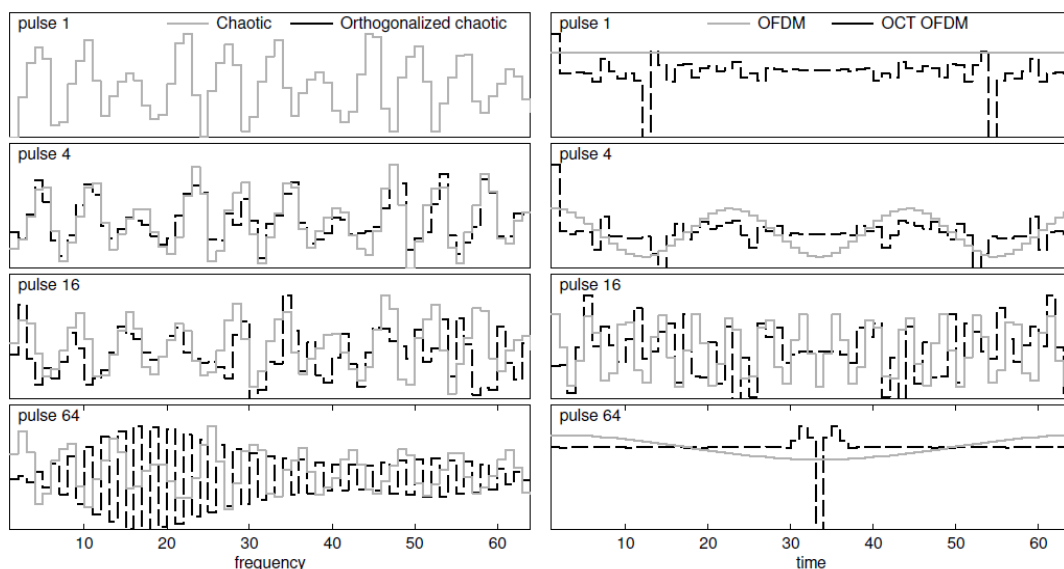
Grams-Šmidta procesa rezultāts tiek glabāts matricā $U = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_N]$, kas iegūta ar ortogonālas secības kopas z_k normalizāciju. Impulsu piemēri pirms un pēc Grama-Šmidta ortonormalizācijas (atbilstošas haotiskās V un haotiskās ortonormalizētas U matricu rindas) nedecimētām un 1/10 decimētām ar Čua ķēdi ģenerētām haotiskajām secībām parādīti att. 4.11. un att. 4.12. kreisajā pusē. Bet OFDM neprekodētu apakšnesēju un prekodētu apakšnesēju piemēri doti att. 4.11. un att. 4.12. labajā pusē. Savukārt, parametri, kas tika izmantoti Čua ķēdei haotisko secību ģenerēšanai, doti Tabula 2.1.

OCT transformācija balstās uz ortonormalizētām haotiskajām secībām, un šīs bāzes funkcijas var glabāt kā tabulas, nevis ģenerēt katru reizi, samazinot realizācijas sarežģītību. No otras puses, haotisko secību sinhronizācijas iespējas ļauj nepārtraukti mainīt bāzes funkcijas.

Diemžēl ortonormalizēta matrica U nevar būt faktorizēta mazākās matricās, tāpēc OCT prekoda skaitļošanas sarežģītība ir aptuveni N^2 reizināšanas un N^2 saskaitīšanas operācijas.



att. 4.11. Ar Čua ķēdi ģenerētu un pēc 64x64 OCT transformācijas iegūto impulsu formas, kuras atbilst OCT matricas rindām (Kreisajā pusē parādītas haotiskās matricas un ortogonalizētās haotiskās matricas OCT rindas. Labās puses grafikos parādīti OCT impulsi (OCT matricas rindas) pēc IDFT transformācijas un atbilstoši OFDM apakšnesēji bez prekodēšanas)



att. 4.12. Impulsu formas (OCT matricas rindu vizualizācija), ģenerētas ar Čua ķēdi, 1/10 decimēšanu un 64x64 OCT transformāciju (Kreisajā pusē parādītas haotiskās matricas un ortogonalizētās haotiskās matricas rindas. Labās puses grafikos parādīti OCT impulsi (OCT matricas rindas) pēc IDFT transformācijas un atbilstoši OFDM apakšnesēji bez prekodēšanas)

4.3.2 Pamatjoslas OFDM modeļa apraksts

LP-OFDM sistēmas modelis parādīts att. 4.9. Paralēlais pilotsimbols vai QAM modulācijas datu signāls tiek apstrādāts ar inverso ortogonālo transformāciju U^{-1} (WHT vai

OCT) un attiecīgi katrs paralēls signāls tiek paplašināts uz visām OFDM signāla nolasēm frekvenču apgabalā (pirms IFFT transformācijas veikšanas):

$$p = U^{-1}m \quad (4.7.)$$

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

p – diskrētais 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 sekojoši:

$$s = T^{-1}p = T^{-1}U^{-1}m \quad (4.8.)$$

kur T^{-1} – inversās diskrētās Furjē transformācijas IDFT matrica,

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

s – diskrētais signāls pēc IDFT (signāls laika apgabalā),

p – diskrētais signāls pēc inversās ortogonālās transformācijas un pirms IDFT,

m – pilotsimbols vai QAM modulācijas datu signāls.

Pēc IDFT transformācijas paralēls signāls tiek pārveidots virknes signālā un CP tiek pieskaitīts katram OFDM simbolam raidītāja pusē:

$$s_{CP} = [s(N - L + 1) s(N - L + 2) \dots s(N) s(1) s(2) \dots s(N)] \quad (4.9.)$$

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 pārvests 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 sekojoši:

$$r_{CP} = h * s_{CP} + w \quad (4.10.)$$

kur $*$ tiek apzīmētā cikliskā konvolūcija,

h – kanāla impulsa reakcija,

w – aditīvais baltais troksnis w (AWGN),

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

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

Uztvērēja pusē saņemtā signāla CP tiek noņemts atbilstoši izteiksmei:

$$r = [r_{CP}(L + 1) r_{CP}(L + 2) \dots r_{CP}(L + N)] \quad (4.11.)$$

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.

Signāls bez prefiksa tiek pārveidots paralēlā formā r . Lai no uztvertā signāla rekonstruētu atpakaļ informācijas signālu, tiek atgūts prekodētais signāls, pielietojot DFT transformāciju:

$$q = Tr, \quad (4.12.)$$

kur T – diskretās 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:

$$p' = \frac{q}{H} \quad (4.13.)$$

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.

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

$$m' = U p' \quad (4.14.)$$

kur U – ortogonālā transformācija (WHT vai OCT),

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

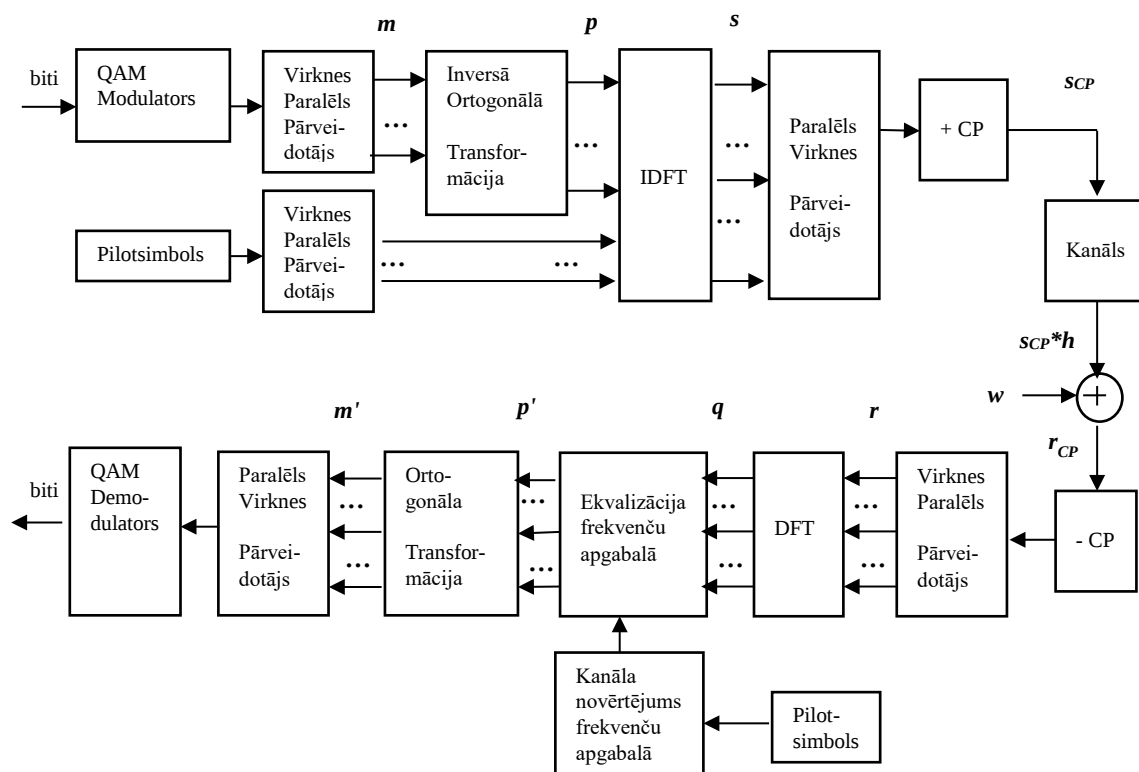
m' – rekonstruēts QAM datu simbols.

Bināra datu plūsma tiek iegūta ar QAM detektoru. Savukārt, att. 4.13. ir parādīta LP-OFDM sistēmas modeļa blokshēma bez pilotsignālu prekodēšanas.

4.3.3 LP-OFDM sistēmas modelēšanas parametri

Lai izpētītu piedāvātās haotiskās lineāras prekodēšanas efektivitāti, tika salīdzinātas un modelētas OFDM, WHT-OFDM un OCT-OFDM sistēmas ar pilotsignālu prekodēšanu un bez tās Releja izplatīšanās kanālā. Lai kompensētu kanāla kropļojumu efektus, ZF ekvalaizers [152] un blok-tipa kanālu novērtēšana tika izmantota visos minētās sistēmas modeļos. Uztvertā

signāla apstrāde tika veikta, pieņemot ideālu bloku laika nobīdes BTO (*Block Timing Offset*) un nesējsvārstības nobīdes CFO (*Carrier Frequency Offset*) sinhronizāciju.



att. 4.13. LP-OFDM sistēmas blokshēma pamatjoslā bez pilotsignālu prekodēšanas

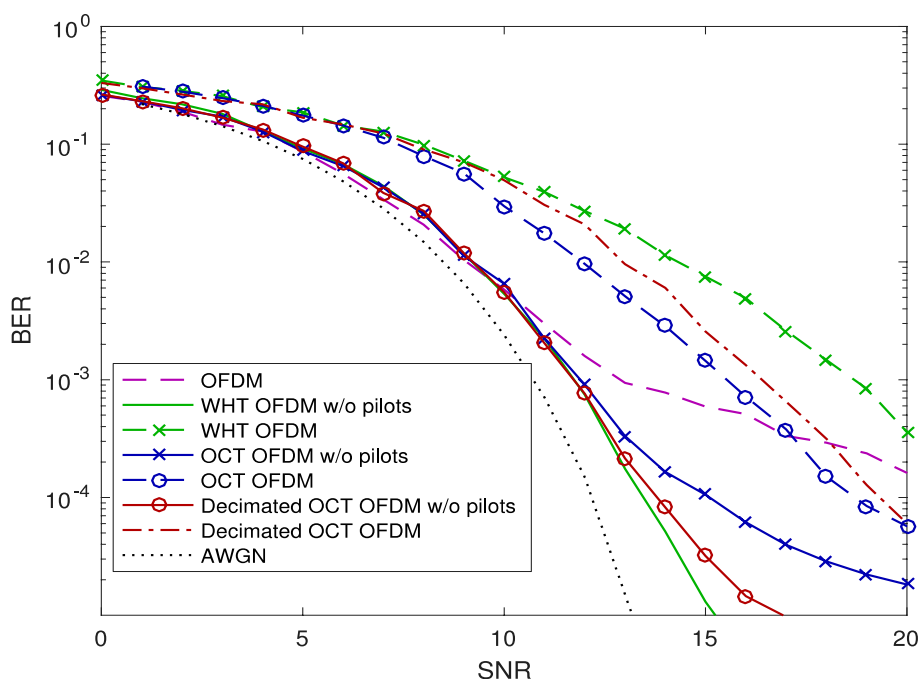
Tabula 4.4. OFDM sakaru sistēmas modelēšanas parametri

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 [178]
Pārraidāmo bitu skaits	10^8

Pamatjoslas sakaru sistēmas modeļa izveidei tika izmantota MathWorks Simulink modelēšanas programma. WHT-OFDM un OCT-OFDM sistēmu blokshēmas ar pilotsignālu prekodēšanu un bez tās parādītas att. 4.9. un att. 4.13. Katrs sakaru modelis uzbūvēts saskaņā

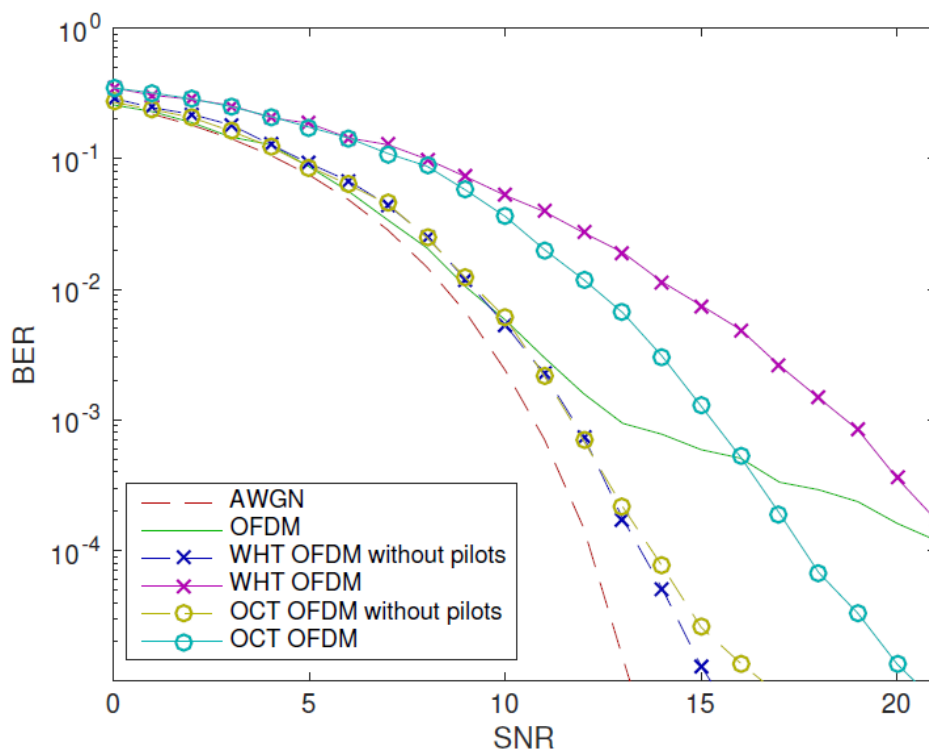
ar norādītiem principiem un sastāv no pamatjoslas raidītāja un uztvērēja daļām. Pamatjoslas Releja kanāla ekvivalents sastāv no 4 atzariem ar kompleksiem pastiprinājuma koeficientiem ar Gausa sadalījumu, kuri mainās reizi kadrā. Lai veiktu kanāla novērtējumu, tiek izmantoti pilot-bloki, tādā veidā visi apakšnesēji tiek izmantoti datu signāla vai pilotsignāla pārraidei. Sakaru sistēmu parametrus parāda Tabula 4.4.

4.3.4 BER novērtējums

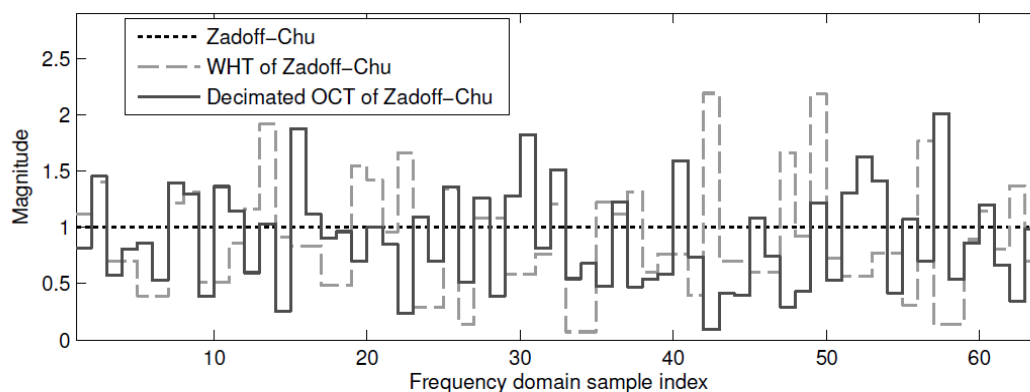


att. 4.14. BER novērtējums dažādām modulācijas shēmām: OFDM bez prekodēšanas, ar uz WHT transformāciju balstītu prekodēšanu (ar un bez pilotsimbola prekodēšanas), ar prekodēšanu balstītu uz OCT transformāciju un Čua ķēdes haotiskā signāla ģenerācijas algoritmu ar un bez decimēšanas (ar un bez pilotsimbola prekodēšanas)

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 att. 4.14. Savukārt, att. 4.15. 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-troksņa attiecības ($\text{SNR} > 10\text{dB}$) scenārijā. Sakaru sistēmu traucējumnoturība pie pilotsimbola prekodēšanas ir ievērojami zemāka nekā OFDM sistēmai. Tas ir tāpēc, ka pilotsimbola prekodēšana negatīvi ietekmē pilotsignāla enerģijas vienmērīgo sadalījumu frekvenču apgabalā (pirms IDFT transformācijas raidītājā).



att. 4.15. BER novērtējums dažādām modulācijas shēmām: OFDM bez prekodēšanas, ar uz WHT transformāciju balstītu prekodēšanu, (ar un bez pilotsimbola prekodēšanas), ar prekodēšanu, balstītu uz OCT transformāciju un loģistisko ģenerāciju (ar un bez pilotsimbola prekodēšanas)



att. 4.16. Pilotsignāla nolases frekvenču apgabalā

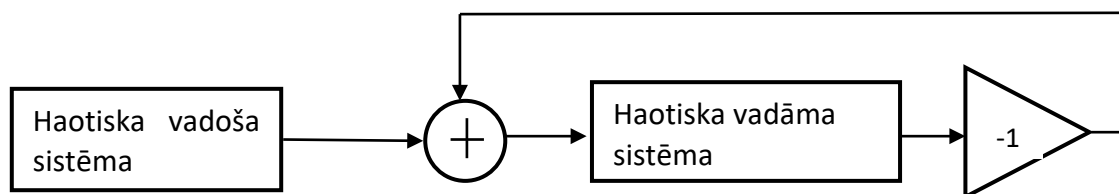
No att. 4.16. ir redzams, ka galvenā Zadoff-Chu secības [178] priekšrocība – vienmērīgs pilotsignāla amplitūdu spektra sadalījums ir izkropļots ar prekodēšanu. Tā rezultātā, kanāla frekvenču raksturlīknes novērtēšana uz dažām frekvencēm pasliktinās un tas noved pie kļūdu skaita palielināšanās informācijas pārraides laikā. 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 sistēmās

Lai pārbaudītu lineāras prekodēšanas haotisko secību piemērojamību sinhronizācijas uzdevumu risināšanai, tika analizēts vadošas-vadāmas sistēmu pāra diskrēta laika modelis. Haotiskas sinhronizācijas iespējas ir detalizēti izpētītas nepārtraukta laika sistēmās, savukārt, OFDM sistēmas balstās uz diskrēta laika signālu apstrādi. Pāreja no nepārtraukta laika uz diskrētu var ierobežot haotiskas sinhronizācijas izmantošanu LP-OFDM sistēmās.

Pētījuma gaitā tika pārbaudīta diskretizācijas un decimēšanas ietekme uz haotisko sinhronizāciju starp diviem nepārtraukto stāvokļu diskrēta laika modificētas Čua ķēdes modeļiem. Šajā pētījumā tika izmantota tā saukta novērotāja-balstīta haotiska sinhronizācija ²⁰ [179], kas parādīta att. 4.17.

Haotiskas sinhronizācijas iespēju izpēte tika veikta sekojošā veidā: diskretizēts haotiskais signāls χ tika ģenerēts bezsaistes režīmā ar modificēto Čua ķēdes Simulink modeli. Tālāk šis diskretizēts haotiskais signāls tika izmantots uz OCT bāzētā lineārā prekodēšanā. Izpētes laikā tika testēti divi haotisko secību tipi: vienā gadījumā secība x tika iegūta no nedecimēta diskretizēta haotiskā signāla χ , un otrā gadījumā secība x tika iegūta no decimēta haotiskā signāla χ_{dec} pie decimēšanas faktora $M = 10$. Sinhronizācijai tika izmantoti $2N$ secību elementi, atbilstoši divas pirmās V matricas rindas.



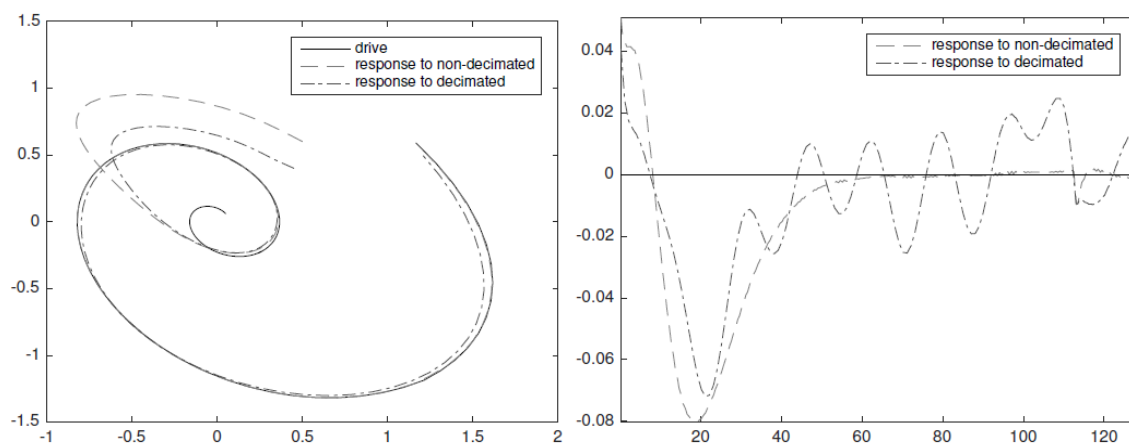
att. 4.17. Novērotāja-balstīta haotiska sinhronizācija

Pirmajā eksperimentā ierakstīts 128 nolašu garš haotiskās vadošās sistēmas izejas signāls tiek pārsūtīts haotiskai vadāmai sistēmai. Otrajā eksperimentā vadošās sistēmas izejas signāls decimēts 10 reizes, bet pirms pārsūtīšanas vadāmai 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 uzdoti dažādi sākumģenerācijas parametri.

Bet att. 4.18. parādīti fāzes portreti vadošai un vadāmai sistēmai pie decimēšanas un bez tās, kā arī sinhronizācijas kļūdas atkarība no pielietoto secības elementu skaita. Kā redzams no fāzes portretiem, gadījumā, kad decimēšana netika veikta, ir novērojama vadošās un vadāmās

²⁰ Angļu valodā: *observer-based chaotic synchronization*

sistēmu stabila sinhronizācija jau pēc 50 secības elementa. Arī pie decimēšanas iespējams sinhronizēt vadošu un vadāmu sistēmas pie atšķirīgiem sākuma stāvokļiem, tomēr sinhronizācijas precizitāte būs zemāka.



att. 4.18. 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

Šajā nodaļā tika aprakstīti OFDM sakaru sistēmu principi, galvenie trūkumi un priekšrocības.

Veikta dažādu PAPR samazināšanas metožu iespējamo negatīvo efektu analīze un salīdzinājums, iekļaujot autores piedāvāto metodi.

Piedāvātā PAPR samazināšanas metode balstās uz OFDM signāla skremblēšanu pirms IFFT bloka un deskremblēšanu pēc FFT bloka ar speciāli atlasītu secību - modificētu m-secību vai ar loģistisko attēlojumu ģenerēto haotisko bināro secību. Tā neprasa sarežģītu signāla apstrādi ne uztvērēja, ne raidītāja pusē, nepalielina OFDM signāla vidējo jaudu, nesamazina pārraides ātrumu. Metode tika testēta, izmantojot OFDM radio sistēmas MATLAB datormodelēšanu.

Izpētīta signāla ierobežošanas efekta ietekme uz skremblēta OFDM signāla traucējumnoturību. OFDM sistēmas darbības modelēšana veikta divstaru izplatīšanās kanāla nosacījumos, pielietojot frekvenču apgabala izlīdzināšanu ar ķemmes-tipa pilottoņu interpolāciju, pielietojot nulles pievienošanu un FFT/IFFT. OFDM signāla nenulles apakšnesēji tika skremblēti ar modificētu m-secību vai haotisko bināro secību.

Iegūtais OFDM sistēmas BER novērtējums liecina, ka IFFT ieejas signāla skremblēšana un izejas signāla ierobežošana dod iespēju samazināt OFDM signāla pīķa vērtību par 8 dB bez ievērojamas BER degradācijas abos skremblējošo secību gadījumos. PAPR lielums var būt

samazināts no 20.17 dB līdz 10.5 – 12.3 dB bez ievērojamas OFDM signāla vidējās jaudas izmaiņas.

Piedāvātā PAPR samazināšanas metode nepieprasa papildinformācijas pārsūtīšanu, nepalielina signāla vidējo jaudu, prasa maz resursu realizācijai, ir efektīva arī pie daudzceļu izplatīšanās, pie tam OFDM sistēmas traucējumnoturības degradācija nav ievērojama.

OFDM sakaru sistēmām piedāvāta jauna uz haotisko secību balstīta lineāra prekodēšana, kas paaugstina sistēmas traucējumnoturību frekvenču selektīvos kanālos. LP-OFDM sistēma ir veidota, pievienojot inverso ortogonālo transformāciju raidītāja pusē pirms IDFT un ortogonālo transformāciju uztvērēja pusē pēc DFT bloka. Rezultātā, informācijas signāls tiek izkliedēts visā sistēmas frekvenču joslā vēl pirms datu pārnesšanas uz apakšnesējiem ar IDFT bloku, tāpēc katrs apakšnesējs satur informāciju par visiem informācijas bitiem vai QAM simboliem, un pat, ja kāds apakšnesējs ir izkropļots, tad informāciju var rekonstruēt no pārējo apakšnesēju signāliem.

Lai veiktu ortogonālo transformāciju, prekodēšanai tiek izmantotas ortogonalizētas haotiskas secības. Haotisko secību ģenerācijai tiek pielietots loģistiskais attēlojums un Čua ķēdes signāls bez un ar 1/10 decimāciju. Ortogonalizācija veikta ar Grama-Šmidta ortonormalizācijas procesu.

Lai novērtētu prekodēšanas efektivitāti, veikta MathWorks Simulink pamatjoslas prekodētas OFDM sistēmas modelēšana frekvenču selektīvā kanālā, kuras rezultāti parādīja:

1. Ja signāla un trokšņu attiecība (SNR) uztvērēja ieejā ir lielāka par 10dB, piedāvātais prekoderis (balstīts gan uz loģistiskā vienādojuma ģenerētām secībām, gan uz Čua ķēdes ģenerētām secībām) ļauj sasniegt augstāku sakaru sistēma caurlaides spēju, salīdzinot ar klasisko OFDM sistēmu un apmēram tādu pašu kā WHT prekodētā OFDM sistēmā.
2. Zadoff-Chu pilotsignāla prekodēšana izraisa ievērojamu bitu kļūdas (BER) pieaugumu, jo lineāra prekodēšana izkropļo vienmērīgo pilotsignāla enerģijas sadali pa apakšnesējiem.
3. Kā 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, tādējādi nodrošinot iespēju veikt sinhronizāciju, izmantojot tikai ortogonalizētās haotiskās transformācijas pirmo rindu.
4. Piedāvātā uz OCT balstīta prekodēšana palielina OFDM sakaru sistēmas drošuma aspektus un tāpēc potenciāli var tikt pielietota šifrēšanas uzdevumiem. Turklāt,

haotiskā sinhronizācijas izmantošana ļauj ievērojami palielināt šifrēšanas mehānisma dažādību.

Iegūtie rezultāti OFDM signāla PAPR samazināšanai publicēti:

1. 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.
2. 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.

Iegūtie rezultāti OFDM signāla prekodušanas izpētē ir publicēti:

1. 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.
2. 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.
3. 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.

SECINĀJUMI

Pēdējo 30 gadu laikā veiktie pētījumi par haotisko signālu pielietojumu iespējām sakaru sistēmās parādījuši, ka perspektīva varētu būt haotisku secību izmantošana kooddales un daudznesēju sakaru sistēmās. Tomēr vēl līdz šim literatūrā nav atrodamas skaidras atbildes uz virkni jautājumu, saistībā ar šāda pielietojuma 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 pielietojamas 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 pielietojums daudznesēju sakaru sistēmās var nodrošināt:

- 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 nesamazinā datu pārraides ātrumu, orientētas arī uz pārraides drošuma paaugstināšanu un var tikt izmantotas OFDM modemu izstrādei paaugstināta drošuma bezvadu tīkliem.

Izstrādāto haotisko secību adaptīvo atlases 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] J. Gleick, Chaos: Making a New Science, New York: Viking Books, 1987.
- [3] E. N. Lorenz, «Deterministic nonperiodic flow,» *Journal of the Atmospheric Sciences*, Sēj. 20, lpp. 130-141, 1963.
- [4] L. Chua, «Dynamic nonlinear networks: State-of-the-art,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Sēj. 27, lpp. 1059–1087, 1980.
- [5] O. Morgul, «Wien bridge based RC chaos generator,» *Electronics Letters*, Sēj. 31, Nr. 24, lpp. 2058 - 2059, 1995.
- [6] T. Kapitaniak, Chaotic Oscillators theory and applications, Singapore: World Scientific, 1991.
- [7] X.-S. Yang, Q. Li , «Chaos generator via Wien-bridge oscillator,» *Electronics Letters* , Sēj. 38, Nr. 13, lpp. 637 - 640 , 2002.
- [8] A.Yu. Markov, A.L. Fradkov, G.S. Simin , «Adaptive synchronization of chaotic generators based on tunnel diodes,» *35th IEEE Conference on Decision and Control* , Kobe, 1996.
- [9] 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.
- [10] 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, lpp. 2629–2645, 2011.
- [11] Y. Li, Y. Yu, J. Jin, «Memristor based Chaotic Circuit with Uncertain Parameters,» *2013 International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS)*, 2013.
- [12] H.H.C. Iu, D.S. Yu, A.L. Fitch, V. Sreeram, «Chaos Control in a Memristor Based Circuit,» *2011 IEEE International Symposium of Circuits and Systems (ISCAS)*, 2011.
- [13] E. Lehtonen, M. Laiho, J. Poikonen, «A Chaotic Memristor Circuit,» *2010 12th International Workshop on Cellular Nanoscale*, 2010.
- [14] J. Sprott, Elegant chaos, Singapore: World Scientific, 2010.
- [15] S. Yu, J. Lu, H. Leung, G. Chen , «Design and implementation of n-scroll chaotic attractors from a general jerk circuit,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Sēj. 52, Nr. 7, lpp. 1459 - 1476, 2005.

- [16] J. Mendoza, L. Araque-Lamed, E. Colina-Morles, «Understanding chaos through a Jerk circuit,» *Technologies Applied to Electronics Teaching (TAE)*, Seville, 2016.
- [17] R. Madan, Chua's Circuit: A paradigm for chaos, Sēj. 1 B, L. O. Chua, Red., World Scientific, 1993.
- [18] H. Fujisaka, T. Yamada, «Stability theory of synchronized motion in coupled-oscillator systems,» *Progress of Theoretical Physics*, Sēj. 69, Nr. 1, lpp. 32-47, 82.
- [19] V. S. Afraimovich, N. N. Verichev, M. I. Rabinovich, «Stochastic synchronization of oscillation in dissipative systems,» *Radiofizika*, Sēj. 29, Nr. 9, lpp. 1050-1060, 1986.
- [20] L.M. Pecora, T.L. Carroll, «Synchronization in chaotic systems,» *Physical Review Letters*, Sēj. 64, Nr. 8, lpp. 821-824., 1990.
- [21] J. A. K. Suykens, P. F. Curran, L. O. Chua, «Master-slave synchronization using dynamic output feedback,» *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Sēj. 7, Nr. 3, lpp. 671-679, 1997.
- [22] M. E. Yalçın, J. A. K. Suykens, J. Vandewalle, «Master-slave synchronization of Lur'e systems with time-delay,» *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Sēj. 11, Nr. 6, lpp. 1701-1722, 2001.
- [23] J. M. Muñoz-Pacheco, E. Zambrano-Serrano, O. Félix-Beltrán, L. C. Gómez-Pavón, A. Luis-Ramos, «Synchronization of PWL function-based 2D and 3D multi-scroll chaotic systems,» *Nonlinear Dynamics*, Sēj. 70, Nr. 2, lpp. 1633-1643, 2012.
- [24] N. Jiang, W. Pan, B. Luo, S. Xiang, L. Yang, «Bidirectional dual-channel communication based on polarization-division-multiplexed chaos synchronization in mutually coupled VCSELs,» *IEEE Photonics Technology Letters*, Sēj. 24, Nr. 13, lpp. 1094-1096, 2012.
- [25] J. Lu, D. W. C. Ho, J. Cao, J. Kurths, «Exponential synchronization of linearly coupled neural networks with impulsive disturbances,» *IEEE Transactions on Neural Networks*, Sēj. 22, Nr. 2, lpp. 329-336, 2011.
- [26] X. Yang, J. Cao, J. Lu, «Stochastic synchronization of complex networks with nonidentical nodes via hybrid adaptive and impulsive control,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Sēj. 59, Nr. 2, lpp. 371-384, 2012.
- [27] W. Yang, W. Lin, X. Wang, L. Huang, «Synchronization of networked chaotic oscillators under external periodic driving,» *PHYSICAL REVIEW E*, Sēj. 91, lpp. 32-42, 2015.
- [28] T. Stojanovski, L. Kocarev, U. Parlitz, «Driving and synchronizing by chaotic impulses,» *Physical Review E*, Sēj. 54, lpp. 2128-2131, 1996.
- [29] B. B. Zhou, R. Roy, «Isochronal synchrony and bidirectional communication with delay-coupled nonlinear oscillators,» *Physical Review E*, Sēj. 75, lpp. 026205, 2007.

- [30] Z. Li, G. Chen, «Global synchronization and asymptotic stability of complex dynamical networks,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Sēj. 53, Nr. 1, lpp. 28-33, 2006.
- [31] A. S. Pikovsky, M. G. Rosenblum, G. V. Osipov, J. Kurths, «Phase synchronization of chaotic oscillators by external driving,» *Physica D: Nonlinear Phenomena*, Sēj. 104, Nr. 3, lpp. 219-238, 1997.
- [32] J. L. Mata-Machuca, R. Martínez-Guerra, R. Aguilar-López, C. Aguilar-Ibañez, «A chaotic system in synchronization and secure communications,» *A chaotic system in synchronization and secure communications*, Sēj. 17, Nr. 4, lpp. 1706-1713, 2012.
- [33] T. Stankovski, P. V. E. McClintock, A. Stefanovska, «Coupling functions enable secure communications,» *Physical Review X*, Sēj. 4, lpp. 011026, 2014.
- [34] U. E. Vincent, A. O. Saseyi, P. V. E. McClintock, «Multi-switching combination synchronization of chaotic systems,» *Nonlinear Dynamics*, Sēj. 80, Nr. 1, lpp. 845-854, 2015.
- [35] E. E. Mahmoud, «Complex complete synchronization of two nonidentical hyperchaotic complex nonlinear systems,» *Mathematical Methods in th Applied Sciences*, Sēj. 37, Nr. 3, lpp. 321-328, 2014.
- [36] E. S. K. Mbe, H. B. Fotsin, J. Kengne, P. Wofo, «Parameters estimation based adaptive generalized projective synchronization (GPS) of chaotic Chua's circuit with application to chaos communication by parametric modulation,» *Chaos, Solitons & Fractals*, Sēj. 61, lpp. 27-37, 2014.
- [37] J. Yu, C. Hu, H. Jiang, X. Fan, «Projective synchronization for fractional neural networks,» *Neural Networks*, Sēj. 49, lpp. 87-95, 2014.
- [38] G.-C. Wu, D. Baleanu, «Chaos synchronization of the discrete fractional logistic map,» *Signal Processing*, Sēj. 102, lpp. 96-99, 2014.
- [39] W. M. Tam, F. C. Lau, K. T. Chi, *Digital Communications With Chaos: Multiple Access Techniques and Performance*, Elsevier, 2006.
- [40] G. Kolumbán, M. P. Kennedy, L. O. Chua, «The role of synchronization in digital communications using chaos. II. Chaotic modulation and chaotic synchronization,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, Sēj. 45, Nr. 11, lpp. 1129-1140, 1998.
- [41] G. Mazzini, R. Rovatti, G. Setti, «Sequence synchronization in chaos-based DS-CDMA systems,» *Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS '98)*, 1998.
- [42] R. Rovatti, G. Setti, G. Mazzini, «Statistical features of chaotic maps related to CDMA systems performance,» *Mathematical Theory of Networks and Systems (MTNS'98)*, 1998.

- [43] G. Setti, G. Mazzini, R. Rovatti, «Gaussian characterization of self-interference during synchronization of chaos based DS-CDMA systems,» *IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS'98)*, 1998.
- [44] G. Setti, R. Rovatti, G. Mazzini, «Synchronization mechanism and optimization of spreading sequences in chaos-based DS-CDMA systems,» *The IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, Sēj. Nr. 2E82-A, Nr. 9, lpp. 1737-1746, 1999.
- [45] 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.
- [46] А. С. Дмитриев, А. И. Панас, Динамический хаос: новые носители информации для систем связи, Физматлит, 2002.
- [47] P. Downes, «Secure communication using chaotic synchronization,» *Proceedings of SPIE*, Sēj. 2038, lpp. 227-234, 1993.
- [48] G. Perez, H. A. Cerdeira, «Extracting messages masked by chaos,» *Physical Review Letters*, Sēj. 74, Nr. 11, lpp. 1970-1973, 1995.
- [49] K. M. Short, «Unmasking a modulated chaotic communication scheme,» *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Sēj. 6, Nr. 2, lpp. 367-375, 1996.
- [50] V. I. Ponomarenko, M. D. Prokhorov, «Extracting information masked by the chaotic signal of a time-delay system,» *PHYSICAL REVIEW E*, Sēj. 66, Nr. 2, lpp. 026215, 2002.
- [51] A. S. Dmitriev, A. I. Panas, S. O. Starkov, «Experiments on speech and music signals transmission using chaos,» *International Journal of Bifurcations and Chaos*, Sēj. 5, Nr. 4, lpp. 1249-1254, 1995.
- [52] А. Р. Волковский, Н. В. Рульков, «Синхронный хаотический отклик нелинейной системы передачи информации с хаотической несущей,» *Письма в Журнал технической физики*, Sēj. 19, Nr. 3, lpp. 71-75, 1993.
- [53] 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.
- [54] F. C. M. Lau, C. K. Tse, *Chaos-Based Digital Communication Systems*, Springer-Verlag, 2003.
- [55] 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.

- [56] 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.
- [57] 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.
- [58] 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.
- [59] 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.
- [60] 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.
- [61] P. Stavroulakis, *Chaos Applications in Telecommunications*, CRC Press Taylor& Francis Group, 2006.
- [62] T. Yang, «Recovery of digital signals from chaotic switching,» *International Journal of Circuit Theory and Applications*, Sēj. 23, Nr. 6, lpp. 611-615, 1995.
- [63] F.C.M. Lau, C.K. Tse, «Approximate optimal detector for chaos communication systems,» *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Sēj. 13, Nr. 5, lpp. 1329-1335, 2003.
- [64] F.C.M. Lau, C.K. Tse, «On optimal detection of noncoherent chaos-shift-keying signals in a noisy enviroment,» *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Sēj. 13, Nr. 6, lpp. 1587-1597, 2003.
- [65] C.K. Tse, F.C.M. Lau, K.Y. Cheong, S.F. Hau, «Return map based approches for noncoherent detection in chaotic digital communications,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, Sēj. 49, Nr. 10, lpp. 1495-1499, 2002.
- [66] 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.
- [67] S. Mandal, S. Banerjee, «A chaos-based spread spectrum communication system,» *National Conference on Nonlinear Systems and Dynamics*, Kharagpur, 2003.
- [68] G. Kolumban, M.P. Kennedy, G. Kis, «Multilevel differential chaos shift keying,» *International Workshop on Nonlinear Dinamics of Electronic Systems*, Moscow, 1997.
- [69] 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.

- [70] 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.
- [71] 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.
- [72] 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.
- [73] F. C. M. Lau, K. C. Tse, *Chaos-Based Digital Communication Systems: Operating Principles Analysis Methods and Performance Evaluation*, Springer, 2003.
- [74] 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.
- [75] X. Min, W. Xu, L. Wang, G. Chen, «Promising performance of a frequency-modulated differential chaos shift keying ultra-wideband system under indoor environments,» *IET Communications*, Sēj. 4, Nr. 2, lpp. 125-134, 2010.
- [76] 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.
- [77] 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.
- [78] 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.
- [79] 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.
- [80] 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.
- [81] 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.
- [82] T. Yang, L.O. Chua, «Chaotic digital code-division multiple access communication systems,» *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Sēj. 7, lpp. 2789-2805, 1997.

- [83] G. Kaddoum, «Wireless Chaos-Based Communication Systems: A Comprehensive Survey,» *IEEE Access*, Sēj. 4, lpp. 2621-2648, 2016.
- [84] W. M. Tam, F. C. M. Lau, C. K. Tse, A. J. Lawrance, «Exact analytical bit error rates for multiple access chaos-based communication systems,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, Sēj. 51, Nr. 9, lpp. 473-481, 2004.
- [85] R. Vali, S. Berber, S. K. Nguang, «Accurate derivation of chaos-based acquisition performance in a fading channel,» *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Sēj. 11, Nr. 2, lpp. 722-731, 2012.
- [86] R. Vali, S. Berber, S. K. Nguang, «Analysis of chaos-based code tracking using chaotic correlation statistics,» *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Sēj. 59, Nr. 4, lpp. 796-805, 2012.
- [87] D. Leon, S. Balkir, M. W. Hoffman, L. C. Perez, «Pseudo-chaotic PN-sequence generator circuits for spread spectrum communications,» *IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems*, Sēj. 151, Nr. 6, lpp. 543-550, 2004.
- [88] T. Kohda, A. Tsuneda, A. J. Lawrance, «Correlational properties of Chebyshev chaotic sequences,» *Time Series Analysis*, Sēj. 21, Nr. 2, lpp. 181-191, 2000.
- [89] T. Kohda, Y. Jitsumatsu, T. A. Khan, «Spread-spectrum Markovian-code acquisition in asynchronous DS/CDMA systems,» *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2003.
- [90] Y. Jitsumatsu, T. Kohda, «Bit error rate of incompletely synchronised correlator in asynchronous DS/CDMA system using SS Markovian codes,» *Electronics Letters*, Sēj. 38, nr. 9, lpp. 415-416, 2002.
- [91] T. Kohda, A. Tsuneda, «Pseudonoise sequences by chaotic nonlinear maps and their correlation properties,» *IEICE Transactions on Communications*, Sēj. 2E76-B, Nr. 8, lpp. 855-862, 1993.
- [92] J. Yao, A. J. Lawrance, «Optimal spreading in multi-user non-coherent binary chaos-shift-keying communication systems,» *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2005.
- [93] T. Papamarkou, A. J. Lawrance, «Paired Bernoulli circular spreading: Attaining the BER lower bound in a CSK setting,» *Circuits, Systems and Signal Processing*, Sēj. 32, nr. 1, lpp. 143-166, 2013.
- [94] G. Heidari-Bateni, C. D. McGillem, «A Chaotic Direct-Sequence Spread-Spectrum Communication System,» *IEEE Transactions on Communications*, Sēj. 42, lpp. 1524-1527, 1994.
- [95] 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.

- [96] 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.
- [97] J. A. Gonzalez, M. Martin-Landrove, L. Trujillo, «Absolutely unpredictable chaotic sequences,» *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Sēj. 10, Nr. 8, lpp. 1867-1877, 2000.
- [98] C. Vlădeanu, 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.
- [99] H. Leung, V. Varadan, «System modeling and design using genetic programming,» *First IEEE International Conference on Cognitive Informatics*, 2002.
- [100] K. Umeno, «SNR Analysis for Orthogonal Chaotic Spreading Sequences,» *Third World Congress of Nonlinear Analysis*, 2001.
- [101] N. Rahnama, S. Talebi, «Performance comparison of chaotic spreading sequences generated by two different classes of chaotic systems in a chaos-based direct sequence code division multiple access system,» *IET Communications*, Sēj. 7, Nr. 10, lpp. 1024-1031, 2013.
- [102] R. Rovatti, G. Setti, G. Mazzini, «Chaos-based spreading compared to M-sequences and gold spreading in asynchronous CDMA communication systems,» *European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD)*, 1997.
- [103] G. Mazzini, R. Rovatti, G. Setti, «Chaos-based asynchronous DS-CDMA systems and enhanced rake receivers: Measuring the improvements,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems I Fundamental Theory and Applications*, Sēj. 48, Nr. 12, lpp. 1445-1453, 2001.
- [104] G. Cimatti, R. Rovatti, G. Setti, «Chaos-based spreading in DS-UWB sensor networks increases available bit rate,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, Sēj. 54, Nr. 6, lpp. 1327-1339, 2007.
- [105] 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.
- [106] 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.
- [107] 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.

- [108] В.Я. Кислов, В.В. Калмыков, Р.В. Беляев, Г.М. Воронцов , «Корреляционные свойства шумоподобных сигналов, генерируемых системами с динамическим хаосом,» *Радиотехника и электроника*, Сѣј. 42, Nr. 11, lpp. 1342 – 1349, 1997.
- [109] 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*, Сѣј. 49, Nr. 11, lpp. 1543-1553, 2002.
- [110] J. Tou, P. Yip, H. Leung, «Spread spectrum signals and the chaotic Logistic map,» *Circuits Systems and Signal Processing*, Сѣј. 18, Nr. 1, lpp. 59-73, 1999.
- [111] 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.
- [112] L. Kocarev, «Chaos-Based Cryptography: A Brief Overview,» *IEEE Communication Magazine*, Сѣј. 1, Nr. 3, lpp. 6 - 21, 2001.
- [113] 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*, Сѣј. 52, Nr. 7, lpp. 1382 - 1393, 2005.
- [114] T. Yang, C. W. Wu, L. O. Chua, «Cryptography Based on Chaotic Systems,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, Сѣј. 44, Nr. 5, lpp. 469 - 472, 1997.
- [115] J. Szczepański, Z. Kotulski, «Pseudorandom number generators based on chaotic dynamical systems,» *Open Systems & Information Dynamics*, Сѣј. 8, lpp. 137-146, 2001.
- [116] J. J. P. García, «Communication through Chaotic Map Systems,» *Physics Letters A*, Сѣј. 298, lpp. 35-40, 2002.
- [117] B. Chen, G. W. Wornell, «Analog Error-Correcting Codes Based on Chaotic Dynamical Systems,» *IEEE Transactions on Communications*, Сѣј. 46, Nr. 7, lpp. 881 - 890, 1998.
- [118] K.W. Tang, Wallace K.S. Tang, K.F. Man, «A chaos-based pseudo-random number generator and its application in voice communications,» *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Сѣј. 17, Nr. 3, lpp. 923-933, 2007.
- [119] G. Chen, Y. Mao, C. K. Chui, « A symmetric image encryption scheme based on 3D chaotic cat map,» *Chaos, Solitons Fractals*, Сѣј. 21, lpp. 749-761, 2004.
- [120] A. Abel, W. Schwarz, «Chaos Communications – Principles, Schemes and System Analysis,» *Proceedings of the IEEE*, Сѣј. 90, Nr. 5, lpp. 691–709, 2002.
- [121] A.J. Lawrance, R.C. Wolff, «Binary Time Series Generated by Chaotic Logistic Maps,» *Stochastics and Dynamics*, Сѣј. 3, Nr. 4, lpp. 529-544, 2003.

- [122] C.H. Heidari-Bateni, C.D. McGillem, «A Chaotic Direct-Sequence Spread-Spectrum Communication System,» *IEEE Transactions on Communications*, Sēj. 42, Nr. 2, lpp. 1524-1527, 1994.
- [123] 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, lpp. 2007, 1692–1708.
- [124] G. Setti, G. Mazzini, R. Rovatti, S. Callegari, «Statistical Modeling of Discrete-Time Chaotic Processes – Basic Finite-Dimensional Tools and Applications,» *Proceedings of the IEEE*, Sēj. 90, Nr. 5, lpp. 662-290, 1998.
- [125] V. Milanovic, M. E. Zaghloul , «Improved masking algorithm for chaotic communication systems,» *Electronics Letters*, Sēj. 32, lpp. 11-12, 1996.
- [126] K. Umeno, K. Kitayama, «Spreading Sequences using Periodic Orbits of Chaos for CDMA,» *Electronics Letters* , Sēj. 35, Nr. 7, lpp. 545-546, 1999.
- [127] F. H. Z.-H. Guan, «A General Chaos Based Key Stream Generator,» *Circuits, Systems and Signal Processing*, Sēj. 24, Nr. 5, lpp. 549-555, 2005.
- [128] S. Vitaly, R. Rovatti, G. Setti, «On the Performance of Chaos-Based Multicode DS-CDMA Systems ,» *Circuits Systems Signal Processing*, Sēj. 24, Nr. 5, lpp. 475-495, 2005.
- [129] 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.
- [130] 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.
- [131] 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.
- [132] D. Sundersingh, V. Chakarvarthy, Z . Wu , «Frequency domain processing based chaos communication for cognitive radio,» *Virginia Tech Wireless Symposium*, 2012.
- [133] M. Iton, «Spread Spectrum Communication Via Chaos,» *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Sēj. 9, Nr. 1, lpp. 155-213, 1999.
- [134] T. Matsumoto, «A chaotic attractor from Chua's circuit,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Sēj. 31, Nr. 12, 1984.
- [135] L. Chua, M. Komuro, T. Matsumoto, «The double scroll family,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Sēj. 33, Nr. 11, lpp. 1072-1118 , 1986.

- [136] M. Ogorzalek, « Chaotic regions from double scroll,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Sēj. 34, Nr. 2, lpp. 201-203, 1987.
- [137] Y. Tang, A. Mees, L. O. Chua, «Synchronization and chaos,» *IEEE Trans. Circuits Systems*, Sēj. 30, lpp. 620-626, 1983.
- [138] E. Shchez, M. A. Matias, V. Perez-Muiuzuri, «Chaotic synchronization in small assemblies of driven Chua's circuits,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, Sēj. 47, lpp. 644-654, 2000.
- [139] T.T. Xuan, N.T. Dzong, T.M. Hoang, «Chaos in Chua's Oscillator with Chua's Diode and Memristor,» *2010 International Symposium on Nonlinear Theory and its Applications (NOLTA'10)*, Krakow, 2010.
- [140] J.A.K. Suykens, A. Huang, «A family of n-scroll attractors from a generalized Chua's circuit,» *Archiv für Elektronik und Übertragungstechnik*, Sēj. 51, Nr. 2, lpp. 131-137, 1997.
- [141] R. C. Hilborn, *Chaos and nonlinear dynamics: an introduction for scientists and engineers*, New York: Oxford University Press, 2004.
- [142] C. Robert, *Chaos and nonlinear dynamics*, Oxford University Press, 2000.
- [143] A. Palacios, «Cycling chaos in one-dimensional coupled iterated maps,» *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Sēj. 12, Nr. 8, lpp. 1859-1868, 2002.
- [144] A. Akgul, S. Kacar, B. Aricioglu, I. Pehlivan, «Text Encryption by Using One-Dimensional Chaos Generators and Nonlinear Equations,» *8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, 2013.
- [145] J.G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1995.
- [146] S. Azou, G. Burel, C. Pistre, «A Chaotic Direct-Sequence Spread-Spectrum System for Underwater Communication,» *IEEE-Oceans'02*, Biloxi, 2002.
- [147] L. Cong, W. Xiaofu, S. Songgen, «Chaotic Complex Spreading Sequences with Multiple Access Performance Better than Purely Random Sequences,» *International Conference Communication Technology (ICCT '98)*, 1998.
- [148] J. Sprott, *Chaos and Time-Series Analysis*, Oxford University Press, 2003.
- [149] J. G. Proakis, M. Salehi, G. Bauch, *Contemporary Communication Systems Using MATLAB*, Cengage Learning, 2011.
- [150] 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.
- [151] Y. Shen, E. Martinez, «Channel Estimation in OFDM Systems,» *Freescall Semiconductor Inc.*, 2006.

- [152] 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.
- [153] 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.
- [154] G. Wunder, R. F.H. Fischer, H. Boche, S. Litsyn, J.S. No, «The PAPR problem in OFDM transmission,» *EEE Signal Processing I*, Sēj. 3, Nr. 6, lpp. 130-144, 2013.
- [155] S. Sengar, P. P. Bhattacharya, «Performance improvement in OFDM system by PAPR reduction,» *Signal & Image Processing : An International Journal (SIPIJ)*, Sēj. 3, Nr. 2, lpp. 157-169, 2012.
- [156] S. Sezginer, H. Sari, « An Overview of Symbol Predistortion Techniques for PARP Reduction in OFDM and OFDMA Systems,» *Second COST 289 Workshop*, Antalya, 2005.
- [157] 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.
- [158] 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.
- [159] 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.
- [160] M. Park, J.Heeyong, N. Cho, D. Hong, C. Kang, «PAPR reduction in OFDM transmission using Hadamard transform,» *IEEE International Conference on Communications*, 2000.
- [161] 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.
- [162] I. Baig, V. Jeoti, «On the PAPR reduction in OFDM systems: a novel ZCT precoding based SLM technique,» *Journal of Engineering Science and Technology*, Sēj. 6, Nr. 3, lpp. 357-368, 2001.
- [163] 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.
- [164] 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.

- [165] T.A. Wilkison, A. E. Jones, «Minimization of the peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes by block coding,» *IEEE Vehicular Technology Conference*, 1995.
- [166] S. Sezginer, H. Sari, «Peak Power Reduction in OFDM Systems Using Dynamic Constellation Shaping,» *European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, Antalya, 2005.
- [167] 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.
- [168] 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.
- [169] 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.
- [170] P. Manhas, M. K. Soni, «Comparison of BER Analysis in OFDM Using Linear and Cyclic Block Codes for Different Digital Modulation Techniques,» *Second International Conference on Computational Intelligence & Communication Technology (CICT)*, 2016.
- [171] J. Urbn, R., Marsalek, «OFDM PAPR reduction by simplified clipping and filtering with bounded distortion,» *The Sixteenth International Electrotechnical and Computer Science Conference (ERK)*, 2007.
- [172] Z. Dlugaszewski, K. Wesolowski, «WHT/OFDM - an improved OFDM transmission method for selective fading channels,» *Symposium on Communications and Vehicular Technology (SCVT)*, 2000.
- [173] X. Ouyang, J. Jin, G. Jin, G., P. Li, «Low Complexity Discrete Hartley Transform Precoded OFDM System over Frequency-Selective Fading Channel,» *ETRI Journal*, Sēj. 37, Nr. 1, lpp. 32-42, 2015.
- [174] F. Pancaldi, G. Vitetta, R. Kalbasi, N. Al-Dhahir, M. Uysal, H. Mheidat, «Single-carrier frequency domain equalization,» *IEEE Signal Processing Magazine*, Sēj. 25, Nr. 5, lpp. 37-56, 2008.
- [175] N. Michailow, L. Mendes, M. Matthe, I. Gaspar, A. Festag, G. Fettweis, «Robust WHT-GFDM for the Next Generation of Wireless Networks,» *IEEE Communications letters*, Sēj. 19, Nr. 1, lpp. 106-109, 2015.
- [176] 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.
- [177] L. N. Trefethen, D. Bau, *Numerical Linear Algebra*, Philadelphia: SIAM, 1997.

- [178] B. Popovic, «Generalized chirp-like polyphase sequences with optimum correlation properties,» *IEEE Transactions on Information Theory* , Sēj. 38, Nr. 4, lpp. 1406-1409, 1992.
- [179] O. Morgul, E. Solak, «Observer based synchronization of chaotic systems,» *Physical Review E*, Sēj. 54, Nr. 5, lpp. 4803-4811, 1996.
- [180] J. Zyren, «Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer,» Freescale Semiconductor, Ins., 2007.

PIELIKUMI

Pielikums 1. Haotisko secību korelatīvo īpašību izpēte

Pielikums 1.1.

MATLAB programma bināro haotisko secību periodiskās savstarpējās korelācijas absolūto maksimumu statistiskais raksturojuma noteikšanai tēls ģenerācijas gadījumā

```
% Tent map
% Program is generating N-chip long n binary chaotic sequences using Tent map
% Program calculates generated sequences cross-correlation functions and finds
% maximal absolute values statistical parameters - max, mean, min, standard variation
clc;clear;close all;
mu=1.999; % Bifurcation parameter
N=127; % Length
n=100; % generated sequences number
x=(zeros(n,N));
lim=0.5;

% Generation start parameters:
x(:,1)=rand(n,1)./2;

% Binary chaotic sequences generation:
for i=1:1:(N-1)
    for k=1:1:n;
        if (x(k,i))<0.5
            x(k,i+1)=mu.*x(k,i);
        else x(k,i+1)=mu.*(1-x(k,i));
        end;
    end;
end;
s=((x>=lim)-0.5)*2;

% Cross-correlation function evaluation:
i=0;
for L = 1:n
    for l = L+1:n
        i=i+1;
        PCorMatrix( i, :) = CKORELMAX(s(L,:),s(l,:));
    end
end

% Statistical parameters of Cross-correlation function maximal absolute values:
Smin=min(abs(PCorMatrix))
Svid=mean(abs(PCorMatrix))
Smax= max(abs(PCorMatrix))
Snov=std(abs(PCorMatrix))

% Results displaying :
disp('--- Tent map ---')
disp(' - Dots: ')
disp('N = '),disp(N),
disp('n = '), disp(n),
disp('mu = '),disp(mu),
disp(' - Iegūts: ')
disp('Sākuma nosacījumi:'), disp(x(:,1))
disp('Ģenerēti kodi:'), disp(s)
disp('visu secību SKF maksimuma moduļa vidējā vērtība:'), disp(Svid)
disp('lielākā no SKF maksimuma moduļa vērtībām: '),disp(Smax)
disp('mazākā no SKF maksimuma moduļa vērtībām: '),disp(Smin)
disp(' Snov '),disp(Snov)
```

MATLAB Funkcija Periodiskās savstarpējās korelācijas funkcijas noteikšanai

```
%PERIODIC CROSS-CORRELATION FUNCTION
%A - input sequence
%B - input sequence
%B - periodic cross-correlation function of A and B sequences
function [K] = CKOREL(A,B)

    PreNextMult=A.*B;
    NextMult(1)=sum(PreNextMult);
    for n = 2:length(B)
        for i=1:length(B)-1
            C(i+1)=B(i);
        end
        C(1)=B(length(B));
        NextMult(n)=sum(A.*C);
        B=C;
    end
    K=NextMult;
```

Pielikums 2. Haotisko secību pielietojuma kooddales sakaru sistēmās izpēte

Pielikums 2.1.

Daudzpiekļuves traucējumu MATLAB modelēšanas un normāla sadalījuma pārbaudes programmas piemērs loģistikā attēlojuma un 63 elementu garuma gadījumam

```
clear all;
Lh=63; %code length

Sn =1/100000000* round(rand(3)*100000000); % Massive of chaotic sequences
generation start parameters
solis=[1 15]; % iteration values
R = [ 64 129]; %side transmitters(MAI source)number
VB = [100 400]; % message duration in bits

for x=1:3
hstart= Sn(x); %Chaotic sequences start parameters
for z=1:3
%Side transmitter number
Trnum=R(z); %Transmitter number
pered=zeros(2,R(z));
for q =1:2
% Number of transmitted bits
Nb=VB(q); %Number of bits
for w =1:2
sl=solis(w); %iteration value
clear Bn; clear Bnum; clear del; clear D;
clear MP; clear Sum; clear Per; clear NPer;
clear b; clear BL; clear Bs; clear HgHgp;clear HgHg;

Nc=Nb*Lh; %Transmitted chip number
Bn = Nb.*rand(1,Trnum); % Side transmitters sent bits number generation
Bnum= round(Bn);% Side transmitters sent bits number

del = (Nc-Bnum*Lh).*rand(1,Trnum); % time delay of side transmitters signals
D=round(del);% time delay

%Spread spectrum information signal generation
%Information bits generation
Bl=cell(1, Trnum); %
for I = 0:Trnum-1 %Side Transmitters number+Main

    Bl(1,I+1)={rand(1,Bnum(I+1))};%Side transmitters bits

end
end
%Random bits transfor into NRZ form
b=cell(1, Trnum); % massive
for j = 1:Trnum
for J = 1:Bnum(j)
    if Bl{1,j}(1,J)>=0.5
        b{1,j}(1,J)=1;
    else
        b{1,j}(1,J)=-1;
    end
end
end
end
% Information bits duration spreading
BS=cell(1, Trnum);
for N = 1:Trnum
    for l=1:Nc
        if Bnum == 0
            BS{1,N}(1,l)= 0;
        end
        if l<D(N)
            BS{1,N}(1,l)=0;
        end
    end
end
```

```

        end
        if l>=(D(N))
            for K = 0:Bnum(N)-1
                for n = 1:Lh
                    BS{1,N}(1,(D(N)+K*Lh+n))=b{1,N}(1,K+1) ; %Spread bits
                end
            end
        end
        if l>=(D(N)+Bnum(N)*Lh)
            BS{1,N}(1,l)=0;
        end
    end
end

%Binary chaotic sequences generation for all transmitters
HSN=zeros(1,s1*(Trnum+1));
HSN(1,1)= 3.98*hstart*(1-hstart);
%algorithm
for m = 2:1:s1*(Trnum+1);
    HSN(1,m)= 3.98*HSN(m-1)*(1-HSN(m-1)
end
H=zeros(Trnum,Lh);
hkod=zeros (1, Trnum+1);
for M = 0:Trnum-1
    hkod(M+1)= HSN(s1*M+1);
    H(M+1,:)= chaos(Lh,hkod(M+1)); %chaotic sequences generation
end
HM= zeros(1,Lh);%
hkod(Trnum+1)= HSN(s1*(Trnum+1));
HM(1,:)=chaos(Lh,hkod(Trnum+1));% receiver chaotic sequences generation

%Sequences cross-correlation evaluation

if (z==2 && q==1)
    HHg=zeros(Trnum,2*Lh-1);
    HHgp=zeros(Trnum,2*Lh-1);
    CC=zeros(1,Trnum);
    CCp=zeros(1,Trnum);
    for g = 1:Trnum
        HHg(g,:)=xcorr(HM(1,:),H(g,:), 'coef');
        CC(1,g)= max(abs(HHg(g,:))); % receiver sequences and all other sequences cross-
correlation
        HHgp(g,:) =1/(length(HM))*ckorel(HM(1,:),H(g));
        CCp(1,g)=max(abs(HHgp(g,:)));
    end

    HgHg=cell(Trnum,Trnum);
    CC2p=zeros(Trnum, Trnum);
    HgHg=cell(Trnum,Trnum);
    CC2=zeros(Trnum, Trnum);
    for G = 1:Trnum
        for Z =1:Trnum
            if G==Z
                % autocorrelation function
                CC2(G,Z)=1;
                CC2p(G,Z)=1;
            else
                HgHg{G,Z}(1,:)=1/(Lh)*ckorel(H(G,:),H(Z,:));
                HgHg{G,Z}(1,:)=xcorr(H(G,:),H(Z,:), 'coef');
                CC2(G,Z)= max(abs(HgHg{G,Z}(1,:)));
                CC2p(G,Z)= max(abs(HgHg{G,Z}(1,:)));
            end
        end
    end
end

%Correlation result

```

```

Per = CC2p;
Per((R(z)+1),:)= CCp;
NPer = CC2;
NPer((R(z)+1),:)= CC;

% Statistical parameters of correlation
NPmaxa=max(max(abs(NPer)));
NPmina=min(min(abs(NPer)));
NPMax= max(max(NPer));
NPmin=min( min(NPer));
NPmean= mean(mean(NPer));
NPeaks= kurtosis(kurtosis(NPer));
NPstd = std(std(NPer));
MNPer= {'Kodu Neperiodiska korelacija'; NPmaxa; NPmina; NPMMax; NPmin; NPmean;
NPstd; NPeaks};

PMaxa= max(max(abs(Per)));
Pmina= min( min(abs(Per)));
PMax= max(max(Per));
Pmin= min(min(Per));
Pmean= mean(mean(Per));
Pstd = std(std(Per));
Peaks= kurtosis(kurtosis(Per));
MPer= {'Kodu Periodiska korelacija'; PMaxa; Pmina; PMax; Pmin; Pmean; Pstd; Peaks};

end
%Transmitted Signals
Tr=zeros( Trnum, Nc);
for N = 1:Trnum
    for l=1:Nc
        if Bnum == 0
            Tr(N,l)= 0;
        else
            for K = 0:Nb-1
                for n = 1:Lh
                    Tr(N,(K*Lh+n))=BS{1,N}{1,(K*Lh+n)).* H(N,n);
                end
            end
        end
    end
end

%CHANNEL SIGNAL
Sum = sum(Tr);
% RECEIVED SIGNAL PROCESSING
Rr= zeros(Lh,Nb);
for K = 0:Nb-1
    for n = 1:Lh
        Rr(n,K+1)=Sum(1,(K*Lh+n)).* HM(1,(n));
    end
end

%Integration
Int=zeros(Nb,1);
In=cumsum(Rr);
Int(:,1)=In(Lh,:)/Lh;

% Results output
MU=[hstart; Trnum; Nb; sl];
MUN = {'Kodu generacijas sakuma nacasijums'; 'Blakus raiditaju skaits';
MP(1,:) = Bnum;
MP(2,:) = D;
MPN = { ' blakus raiditaju parraides bitu skaits'; 'blakus raiditaju parraides
aiztures laiks'};

%Statistical properties of received signal
SMaxabs= max(abs(Int));

```

```

Sminabs= min(abs(Int));
SMax= max(Int);
Smin= min(Int);
Smean= mean(Int);
Sstd = std(Int);
Seks= kurtosis(Int);
Sig= {'Uztvereja signals'; SMaxabs; Sminabs; SMax; Smin; Smean; Sstd; Seks};
StatN= { 'Nosaukums'; 'Max modulis'; 'Min Modulis'; 'Maksimums'; 'Minimums';
'Videja vertiba'; 'Standartnovirze'; 'Ekscess'};

%Normal distribution test
[H1, P1] = lillietest (Int);
CDF = normcdf(Int,Smean,Sstd);
[Hk, Pk]= kstest (Int,[Int CDF]);
[Hc,Pc] = chi2gof(Int,'cdf',{@normcdf,mean(Int),std(Int)});

Hip = { 'LILLIETEST', 'Kolmogorov test', 'Pirson test'; H1, Hk, Hc; P1, Pk, Pc };
HipN = {'testa nosaukums'; 'Hipoteze (0 - nevar izslegt ka sadalijums ir normals)';
'Nozimibas limenis'};

K65= 1:129;

PKG ={'Periodiska korelacija'};
NPKG = { 'Neperiodiska korelacija'};
UIS = {'Uztvereja izejas signals'};

    end
    end
    end
    end

```

MATLAB funkcija binārās haotiskās secības ģenerācijai ar loģistisko attēlojumu

```

% Chaotic sequence generation
%Lh - sequence length
%h_start - generation start parameter
function H=chaos(Lh,h_start )
h=[];
y=[];
H = [];
a =4;% bifurcation parameter
b=1;
L=Lh-1;
if h_start==0
    H=zeros( 1, Lh);
else
h(1)= a*h_start*(1-h_start);
for m = 1:L-1+b
    h(m+1)= a*h(m)*(1-h(m));
end

y(1)=h(b);
if y(1)>=0.5
    H(1)=1;
else
    H(1)=-1;
end
for i = 1:L
    y(i+1)= a*y(i)*(1-y(i));
    if y(i+1)>=0.5
        H(i+1)=1;
    else
        H(i+1)=-1;
    end
end
end
end

```

MATLAB Funkcija Periodiskās savstarpējās korelācijas funkcijas noteikšanai

```
%PERIODIC CROSS-CORRELATION FUNCTION
%A - input sequence
%B - input sequence
%B - periodic cross-correlation function of A and B sequences
function [K] = CKOREL(A,B)

    PreNextMult=A.*B;
    NextMult(1)=sum(PreNextMult);
    for n = 2:length(B)
        for i=1:length(B)-1
            C(i+1)=B(i);
        end
        C(1)=B(length(B));
        NextMult(n)=sum(A.*C);
        B=C;
    end
    K=NextMult;
```

Pielikums 2.2.

MATLAB programma 6 haotisko secību atlasei no 60 ģenerētām secībām

```
% Program generates 7 sets of 60 binary chaotic sequences using 1-D maps, and than
%selects 6 sequences from set with minimal sum of periodic cross-correlation
%maximal absolute values among all pairs of 6 sequences.
% Also the program evaluates statistical parameters of periodic cross-
%correlation maximal absolute values for selected and non selected sequences
clear all, close all,
hstart= 0.10937;% initialization of chaotic sequences generation start parameters
sl=1;%iteration of start parameters, min =1
K=10;% selection coefficient
CodNumb=6;% selected sequences number
Trnum=CodNumb*K;%generated sequences number
Length =[15 31 63 127];% sequences length
for map=1:1:7
    if map==1
        disp('Logistic map')
    elseif map==2
        disp('Bernoulli map')
    elseif map==3
        disp('Tent map')
    elseif map==4
        disp('Gauss map')
    elseif map==5
        disp('Sine-Circle map')
    elseif map==6
        disp('Cubic map')
    elseif map==7
        disp('Pincher map')
    end
    for t = 1:1:4
        Lh = Length(t);
        if t==1
            disp('Code Length is 15 chips')
        elseif t==2
            disp('Code Length is 31 chips')
        elseif t==3
            disp('Code Length is 63 chips')
        elseif t==4
            disp('Code Length is 127 chips')
        end
        H=chaosmap(map, Lh, Trnum, sl, hstart);

        %Matrix for all sequences correlation maximums
        PCorMatrix=ones ( Trnum, Trnum);
        PCorVar = ones ( Trnum, Trnum);
        z=1;
        for L = 1:Trnum %row number
            for l = L+1:Trnum %column number
                PCorMatrix( L, l) = CKORELMAX(H(L,:),H(l,:)); % cross-correlation absolute
                %maximums saving
                PCorAll(z)=PCorMatrix( L, l);
                z=z+1;
            end
        end
    end

    %Statistic parameters of cross-correlation absolute maximums for all generated
    %sequences
    CPeak(1)=max(abs(PCorAll));
    CPeak(2)=mean(abs( PCorAll));
    CPeak(3)=min(abs(PCorAll));
    CPeak(4)=std(abs(PCorAll));
    CPeak(5)=cov(PCorAll);
    disp(' Maximal Mean Minimal Standard deviation Variance values of Absolute
    Maximums of Periodic Cross Corelation for all generated codes= '),disp(CPeak)
```

```

Mv=inf;
Mm=inf;

% Selection of sequences set with minimal cross-correlation absolute maximums from
generated set of sequences
i=0;% sum matrix index
for r = 1:Trnum-(CodNumb-1) %row

    for a=r+1:Trnum-(CodNumb-2)

        for b=a+1:Trnum-(CodNumb-3)

            for c=b+1:Trnum-(CodNumb-4)

                for d=c+1:Trnum-(CodNumb-5)

                    for e=d+1:Trnum-(CodNumb-6)

                        i=i+1;
                        cs = PCorMatrix( r, a)+PCorMatrix( r, b)+PCorMatrix( r, c)+PCorMatrix( r,
d)+PCorMatrix( r, e)+PCorMatrix( a, b)+PCorMatrix( a, c)+PCorMatrix( a,
d)+PCorMatrix( a, e)+PCorMatrix( b, c)+PCorMatrix( b, d)+PCorMatrix( b,
e)+PCorMatrix( c, d)+PCorMatrix( c, e)+PCorMatrix( d, e);

                        if(cs < Mm)
                            Mm = cs; %minimum saving
                            indxM = [r,a,b,c,d,e]; % sequences indexes saving
                        end
                    end
                end
            end
        end
    end

    %Selected sequences
    Hs1M=H(indxM,:); %

%Results output I
disp('Number of code combinations'),disp(i)
disp('Minimum of sum Periodic Crosscorelation Absolute Maximal values = '),disp(Mm)
disp('Indexes of selected codes = '),disp(indxM)
disp('Selected Chaotic codes = '),disp(Hs1M)

%Statistic parameters of cross-correlation absolute maximums for selected sequences
PCorMxSelectedMax=zeros ( 15, 1);
PCorMxSelectedVar=zeros ( 15, 1);
u=0;
for L = 1:5 %row
    for l = L+1:6 %columb
        u=u+1;
        PCorMxSelectedMax( u, 1) = CKORELMAX(Hs1M(L,:),Hs1M(l,:));
    end
end

%Results output II
SCPeak(1)=max(abs(PCorMxSelectedMax));
SCPeak(2)=mean(abs( PCorMxSelectedMax));
SCPeak(3)=min(abs(PCorMxSelectedMax));
SCPeak(4)=std(abs(PCorMxSelectedMax));
SCPeak(5)=cov(PCorMxSelectedMax);
disp(' Maximal Mean Minimal Standard deviation Variance values of Absolute
Maximums of Periodic Cross Correlation for selected codes= '),disp(SCPeak)

end
end

```

MATLAB Funkcija Periodiskas savstarpējās korelācijas funkcijas noteikšanai

```
%PERIODIC CROSS-CORRELATION FUNCTION
%A - input sequence
%B - input sequence
%B - periodic cross-correlation function of A and B sequences
function [K] = CKOREL(A,B)

    PreNextMult=A.*B;
    NextMult(1)=sum(PreNextMult);
    for n = 2:length(B)
        for i=1:length(B)-1
            C(i+1)=B(i);
        end
        C(1)=B(length(B));
        NextMult(n)=sum(A.*C);
        B=C;
    end
    K=NextMult;
```

MATLAB Funkcija Haotisko secību ģenerācijai

```
%CHAOTIC SEQUENCES GENERATION FUNCTION
%map - 1-D chaotic map for sequences generation: 1-Logistic, 2- Bernoulli map, 3-
Tent map, 4-Gauss map, 5 - Sine-Circle map, 6-Cubic map, 7-Pinchermap
%Lh - sequences length
%TrNum - sequences number
%sl - start generation parameter iteration, without iteration sl=1
%hstart - start generation parameter from 0.0001 to 0.9799
function H=chaosmap(map, Lh, Trnum, sl, hstart)
x=zeros(Trnum,Lh);
H=zeros(Trnum,Lh);
L=Lh-1;

if map==1%Logistic map
    a =4;% Bifurcation parameter
    %Start parameter generation for chaotic sequences generation
    HSN=zeros(sl*(Trnum),1);
    HSN(1,1)= 3.98*hstart*(1-hstart);
    for m = 2:1:sl*(Trnum)
        HSN(m,1)= 3.98*HSN(m-1)*(1-HSN(m-1));
    end
    h_start=HSN(1:sl:Trnum);

    if hstart==0
        H=zeros(Trnum,Lh);
    else
        x(:, 1)= a.*h_start.*(1-h_start); % first chaotic sequences element
        % chaotic sequences generation
        for m = 1:L
            x(:, m+1)= a.*x(:,m).*(1-x(:,m));
        end

        H=((x>=0.5)-0.5)*2; % Transformation into binary form
    end

elseif map ==2 %Bernoulli map
    k2=1.999;% Bifurcation parameter
    lim=0.5; % mean chaotic sequences value
    %Start parameter generation for chaotic sequences generation
    HSN=zeros(sl*(Trnum),1);
    HSN(1,1)= 3.98*hstart*(1-hstart);
    for m = 2:1:sl*(Trnum)
        HSN(m,1)= 3.98*HSN(m-1)*(1-HSN(m-1));
    end
    h_start=HSN(1:sl:Trnum);
```

```

x(:,1)=mod(k2.* h_start,1); % first chaotic sequences element
% chaotic sequences generation
for i=1:L
    x(:,i+1)=mod(k2.*x(:,i),1);
end;
H=((x>=lim)-0.5)*2; % Transformation into binary form

elseif map==3 % Tent map
mu=1.999; ;% Bifurcation parameter
lim=0.5;
%Start parameter generation for chaotic sequences generation
HSN=zeros(s1*(Trnum),1);
HSN(1,1)= 3.98*hstart*(1-hstart);
for m = 2:1:s1*(Trnum)
    HSN(m,1)= 3.98*HSN(m-1)*(1-HSN(m-1));
end
h_start=HSN(1:s1:Trnum);

for k=1:1:Trnum
    % first chaotic sequences element generation
    if (h_start(k))<0.5
        x(k,1)=mu.*h_start(k);
    else x(k,1)=mu.*(1-h_start(k));
    end;
end;
% chaotic sequences generation
for i=1:1:L
    for k=1:1:Trnum
        if (x(k,i))<0.5
            x(k,i+1)=mu.*x(k,i);
        else x(k,i+1)=mu.*(1-x(k,i));
        end;
    end;
end;

H=((x>=lim)-0.5)*2; % Transformation into binary form

elseif map==4 %Gauss map
a=9.75; ;% Bifurcation parameter
b=-0.53; ;% Bifurcation parameter
lim=0.01; % mean chaotic sequences value
%Start parameter generation for chaotic sequences generation
HSN=zeros(s1*(Trnum),1);
HSN(1,1)= 3.98*hstart*(1-hstart);
for m = 2:1:s1*(Trnum)
    HSN(m,1)= 3.98*HSN(m-1)*(1-HSN(m-1));
end
h_start=HSN(1:s1:Trnum)-0.5;

x(:,1)=exp(-a.*h_start.^2)+b; % first chaotic sequences element
% chaotic sequences generation
for i=1:L
    x(:,i+1)=exp(-a.*x(:,i).^2)+b;
end;
H=((x>=lim)-0.5)*2; % Transformation into binary form

elseif map==5 %Sine-Circle map
sigma=0.2; ;% Bifurcation parameter
K=12; ;% Bifurcation parameter
lim=3.21; % mean chaotic sequences value
%Start parameter generation for chaotic sequences generation
HSN=zeros(s1*(Trnum),1);
HSN(1,1)= 3.98*hstart*(1-hstart);
for m = 2:1:s1*(Trnum)
    HSN(m,1)= 3.98*HSN(m-1)*(1-HSN(m-1));
end

```

```

h_start=HSN(1:s1:Trnum)*6.5;
% first chaotic sequences element generation
x(:,1)=mod(( h_start + sigma-K ./ (2*pi*sin(2*pi.* h_start))),2*pi);
% chaotic sequences generation
for i=1:L
    x(:,i+1)=mod((x(:,i)+ sigma-K ./ (2*pi*sin(2*pi.*x(:,i)))),2*pi);
end;
H=((x>=lim)-0.5)*2; % Transformation into binary form

elseif map==6 %Cubic map
A=3; ;% Bifurcation parameter
lim=0; % mean chaotic sequences value
%Start parameter generation for chaotic sequences generation
HSN=zeros(s1*(Trnum),1);
HSN(1,1)= 3.98*hstart*(1-hstart);
for m = 2:1:s1*(Trnum)
    HSN(m,1)= 3.98*HSN(m-1)*(1-HSN(m-1));
end
h_start=HSN(1:s1:Trnum).* 2.3094 -1;
% first chaotic sequences element generation
x(:,1)=A.*h_start.*(1-(h_start.^2));
% chaotic sequences generation
for i=1:L
    x(:,i+1)=A.*x(:,i).*(1-(x(:,i).^2));
end;
H=((x>=lim)-0.5)*2; % Transformation into binary form

elseif map==7 %Pincher map
es=2; ;% Bifurcation parameter
c=0.5; ;% Bifurcation parameter
lim=0.3711; % mean chaotic sequences value
%Start parameter generation for chaotic sequences generation
HSN=zeros(s1*(Trnum),1);
HSN(1,1)= 3.98*hstart*(1-hstart);
for m = 2:1:s1*(Trnum)
    HSN(m,1)= 3.98*HSN(m-1)*(1-HSN(m-1));
end
h_start=HSN(1:s1:Trnum)*0.76;
% first chaotic sequences element generation
x(:,1)=abs(tanh(es.*(h_start-c)));
% chaotic sequences generation
for i=1:L
    x(:,i+1)=abs(tanh(es.*(x(:,i)-c)));
end;
H=((x>=lim)-0.5)*2; % Transformation into binary form

end;
end

```

Pielikums 2.3.

	Sākuma nosacījumi		
Indekss	Logistiskais attēlojums	Gausa attēlojums	Kubiskais attēlojums
1.	0.387684648338000	-0.112023127052700	-0.101306755564636
2.	0.944793341888544	0.445766612098248	1.193137421523145
3.	0.207592354386250	-0.295703456014353	-0.558913853267709
4.	0.654701119770762	0.147474353480951	0.425577637873703
5.	0.899748902895856	0.409124987905390	1.179583352482616
6.	0.358999242241566	-0.170937507566957	-0.510535167490708
7.	0.915872769519959	0.379368207762570	0.540973013087716
8.	0.306658361495760	-0.077484304213901	1.048402343116719
9.	0.846223663065574	0.471836795297742	-0.075153846639296
10.	0.517914117031156	-0.390985136243629	1.215118515737660
11.	0.993722755955756	-0.113128727648817	-0.638722428935848
12.	0.024826604200781	0.444775131775570	0.217516537780312
13.	0.096356770820063	-0.292186647780522	1.299687260527528
14.	0.346547131278028	0.155709193066526	-0.961360798647907
15.	0.901279823982369	0.399180759775977	-0.848219090254190
16.	0.354118521401421	-0.138922246158725	-0.433487431076119
17.	0.910300004923531	0.418880527726981	0.708033993901743
18.	0.324982545719806	-0.203110750794686	0.776859165525687
19.	0.873088184975174	0.331435409256978	0.636905257077926
20.	0.441004720803081	0.058219718281296	0.904276725246997
21.	0.981147836989261	0.482249479718131	0.334550081301252
22.	0.073617100663012	-0.430554645221929	1.250558250122306
23.	0.271426540148876	-0.242607795945849	-0.770916684581572
24.	0.787061610337712	0.261316424610302	-0.175595157321922
25.	0.667030614843872	0.223765771569661	1.117791465403784
26.	0.883961079345414	0.296316726944281	-0.298034665943867
27.	0.408244080400660	0.146028250577451	0.951940691066736
28.	0.961491787849548	0.410815512382591	0.207009952878322
29.	0.147360812394761	-0.176458461308041	1.301779707510748
30.	0.500069501393167	0.371728984736837	-0.969657384041248
31.	0.994999980774834	-0.054630650926330	-0.880373911408623
32.	0.019800575750996	0.483862704553813	-0.546849146425302
33.	0.077245881544683	-0.436762374445932	0.455112902127812
34.	0.283690242209690	-0.264052543607158	1.150394601216509
35.	0.808776152965097	0.218040320536712	-0.408509663688558
36.	0.615536003693100	0.306391881364447	0.757784370004176
37.	0.941872698765500	0.121841951880241	0.677334902556240
38.	0.217899101981062	0.436620527889098	0.833999510815349
39.	0.678267951680897	-0.263559104245257	0.508260863038486
40.	0.868517738865919	0.219077272102071	1.090268290672594
41.	0.454494811041778	0.304586507862840	-0.207635734981204
42.	0.986758525555948	0.126235376904805	1.079401314669068
43.	0.052003228438424	0.432279419767306	-0.172665204488637
44.	0.196209592828213	-0.248535273572610	1.121124807740539
45.	0.627691326271392	0.249720957458317	-0.309160843496264
46.	0.930105802276310	0.247367903086501	0.934298954466261
47.	0.258735815416041	0.252026727041466	0.255132265081612
48.	0.763330541083409	0.242759912436501	1.289064507348946
49.	0.719014964008222	0.261022350031754	-0.919475070756213
50.	0.804089133251099	0.224377586478276	-0.689519949152718
51.	0.626968600173609	0.295224664867070	0.073610438197395
52.	0.930838318788417	0.148601268263185	1.295138351520661
53.	0.256225805393009	0.407796052010092	-0.943376563938058
54.	0.758485085333977	-0.166613420599475	-0.779335758564430

55.	0.729078133426349	0.385181792847275	-0.202679215193008
56.	0.786142370967881	-0.095187848933967	1.085572306772053
57.	0.669127723276780	0.459661126013237	-0.192473668594835
58.	0.881155336612467	-0.345811501107974	1.098010791837032
59.	0.416788025299911	0.019440577908874	-0.232800781235323
60.	0.967441553720717	0.494244680635456	1.046758925259959
61.	0.125363607543545	-0.477208494672057	-0.070077058700584
62.	0.436397342319908	-0.411290414443102	1.219111205814604
63.	0.978899713705396	-0.178013503365898	-0.653398417177397
64.	0.082207155567302	0.369533480203068	0.176857455369691
65.	0.300287573780525	-0.048148537083118	1.305663957305059
66.	0.836257488317853	0.486516284294617	-0.985098655216163
67.	0.544984988169672	-0.447018511922339	-0.940853249029242
68.	0.986945876340710	-0.300155165655027	-0.769760457987710
69.	0.051277179788816	0.136909089221392	-0.171894742482666
70.	0.193618365874450	0.421092254832370	1.121996413315065
71.	0.621398571196819	-0.210510330638882	-0.312076467282712
72.	0.936344299907256	0.319244950965431	0.929605100574318
73.	0.237222534715018	0.089813239890506	0.267754581077382
74.	0.720173054878832	0.463621456868495	1.284402984771449
75.	0.802064827103184	-0.360375358535893	-0.901217845105688
76.	0.631852224103951	-0.021523799375815	-0.622245375605133
77.	0.925807664175389	0.493904779898691	0.262277411204888
78.	0.273377575855406	-0.475870713589784	1.286493446973597
79.	0.790596261961815	-0.406212044296908	-0.909396009728260
80.	0.658904173884604	-0.161477759903650	-0.652237841230981
81.	0.894502864817765	0.391893008364036	0.180099906688314
82.	0.375582608809294	-0.115959657808378	1.305397204593054
83.	0.933390844821809	0.442192023961919	-0.984036549233472
84.	0.247446054986060	-0.283061069859210	-0.936666844222666
85.	0.741141689334426	0.176617823598225	-0.753922770927870
86.	0.763565728946458	0.371504873095119	-0.121673024658059
87.	0.718521763969190	-0.053967213131214	1.174380971143681
88.	0.804947989913739	0.484149671448984	-0.492135050526334
89.	0.624886759321330	-0.437868802082446	0.582736358840100
90.	0.932925123437941	-0.267906956855233	0.989571870276298
91.	0.249051833235050	0.209873610212309	0.100763226653815
92.	0.744359570037297	0.320311068794288	1.301480706396295
93.	0.757347834114126	0.087097462904909	-0.968470912253541
94.	0.731412927261537	0.465535089278868	-0.875760945911988
95.	0.781863267243061	-0.367457387770585	-0.530366370418321
96.	0.678801332344686	-0.042054303467666	0.494649931452700
97.	0.867759732536025	0.488705807834880	1.106597257188315
98.	0.456716060917625	-0.455523299213775	-0.260951464224184
99.	0.987543472457703	-0.330728379412259	1.007647428510317
100.	0.048959422606264	0.060084437641491	0.047987370277804

Pielikums 2.4.

Atlasīto secību sakumnosācījumu indeksi

map – attēlojums: 1=Logistiskais, 4 = Gausa, 6 = Kubiskais.

N_{sel} – atlasīto secību skaits.

N_{all} – ģenerēto secību skaits.

L_c – haotisko secību garums.

map	Nsel	Nall	Lc	Atlasīto secību sakumnosācījumu indeksi																			
1	8	100	15	1	4	10	17	29	30	60	61												
4	8	100	15	5	10	12	36	48	60	62	82												
6	8	100	15	5	32	34	44	58	71	83	89												
1	10	100	15	1	4	10	27	30	41	43	51	71	87										
4	10	100	15	10	15	20	21	23	29	64	76	82	83										
6	10	100	15	5	15	28	34	44	57	58	71	83	100	11	12								
1	12	100	15	1	14	30	37	51	53	71	73	79	82	99	100								
4	12	100	15	2	10	20	45	49	64	70	82	83	94	83	100								
6	12	100	15	5	15	28	34	44	47	57	58	71	76	11	12	13	14						
4	14	100	15	2	6	10	17	20	45	49	52	64	70	71	81	83	89						
6	14	100	15	5	15	27	32	38	39	44	49	57	58	11	12	13	14	15	16				
4	16	100	15	5	6	20	26	42	45	46	50	52	54	64	71	81	83	89	92				
6	16	100	15	5	15	27	32	38	39	41	49	57	58	11	12	13	14	15	16	17	18		
4	18	100	15	5	6	12	23	35	39	42	45	47	50	58	60	81	82	83	89	91	92		
6	18	100	15	5	14	15	27	32	38	39	49	55	56	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
4	20	100	15	5	6	9	10	12	17	35	36	42	47	39	49	56	60	80	83	88	89	91	92
6	20	100	15	1	4	10	11	14	15	19	24	32	38										
1	8	100	31	7	13	29	32	52	69	92	99												
4	8	100	31	10	11	13	35	48	56	62	70												
6	8	100	31	4	13	32	34	39	73	86	95												
1	10	100	31	2	6	15	48	53	58	62	67	93	98										
4	10	100	31	4	11	12	42	62	74	77	78	80	87										
6	10	100	31	16	24	32	52	56	70	74	86	90	95	11	12								
1	12	100	31	10	37	42	48	56	61	64	66	69	90	83	88								
4	12	100	31	2	11	16	40	62	69	74	77	78	80	86	95								
6	12	100	31	3	4	19	26	30	32	39	57	70	71	11	12	13	14						
1	14	100	31	6	9	15	18	21	48	50	61	62	77	74	78	80	83						
4	14	100	31	11	16	24	26	40	42	43	53	60	62	86	90	91	95						
6	14	100	31	8	12	13	16	32	40	47	52	56	74	11	12	13	14	15	16				
4	16	100	31	11	16	24	26	40	42	43	53	60	62	73	80	81	86	91	95				
6	16	100	31	8	21	24	26	31	32	42	52	56	70	11	12	13	14	15	16	17	18		
4	18	100	31	2	11	12	24	26	29	40	42	43	53	70	73	76	80	86	90	91	95		
6	18	100	31	2	8	21	24	31	32	36	47	52	56	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
4	20	100	31	2	11	12	24	26	29	40	42	43	52	58	70	74	76	80	86	90	91	93	95
6	20	100	31	2	8	16	21	24	32	36	47	52	56										

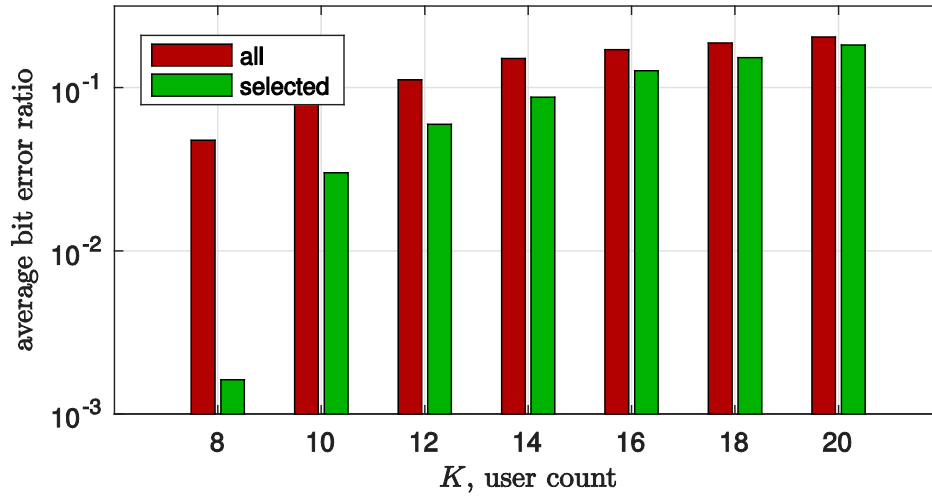
1	8	100	63	10	22	48	51	55	65	80	91												
4	8	100	63	8	32	62	64	67	68	71	73												
6	8	100	63	2	19	23	32	57	58	59	88												
1	10	100	63	2	8	9	13	28	31	40	68	84	93										
4	10	100	63	1	9	19	29	31	32	38	62	67	89										
6	10	100	63	10	20	31	34	43	50	85	88	99	100	11	12								
1	12	100	63	1	28	33	48	51	55	65	80	84	91	67	90								
4	12	100	63	1	9	19	27	29	31	32	38	53	64	89	100								
6	12	100	63	19	31	32	36	37	41	57	58	72	88	11	12	13	14						
1	14	100	63	1	14	28	33	48	51	55	65	71	80	63	76	87	99						
4	14	100	63	2	6	12	42	43	54	57	59	60	61	85	86	89	100						
6	14	100	63	10	16	20	23	32	33	34	36	58	75	11	12	13	14	15	16				
1	16	100	63	1	2	8	13	25	28	33	34	35	40	62	64	67	80	97	98				
4	16	100	63	1	3	8	9	19	31	32	51	53	59	86	88	89	92	94	100				
6	16	100	63	2	23	32	36	37	47	52	58	75	85	11	12	13	14	15	16	17	18		
1	18	100	63	2	6	8	25	28	30	31	33	34	40	53	59	62	67	80	85	89	97		
4	18	100	63	1	9	19	20	28	29	31	36	38	51	76	77	83	86	91	95	97	100		
6	18	100	63	10	16	20	24	30	31	32	43	50	65	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
1	20	100	63	1	6	8	25	28	30	31	33	34	36	51	53	59	62	64	67	72	80	85	97
4	20	100	63	1	9	11	19	20	21	28	29	31	38	70	77	83	85	86	88	91	97	99	100
6	20	100	63	6	10	20	30	31	32	34	43	50	65										
1	8	100	127	2	6	21	28	44	67	75	89												
4	8	100	127	4	32	38	45	56	60	67	98												
6	8	100	127	13	21	36	47	52	68	83	87												
1	10	100	127	8	10	41	73	77	79	82	91	97	99										
4	10	100	127	14	17	23	32	45	75	78	80	97	98										
6	10	100	127	21	24	30	36	42	47	52	54	68	69	11	12								
1	12	100	127	1	8	10	41	54	73	77	79	82	91	78	92								
4	12	100	127	4	15	17	24	25	32	33	38	41	45	81	97								
6	12	100	127	21	28	31	42	43	47	56	65	67	68	11	12	13	14						
1	14	100	127	10	31	41	48	54	59	73	77	79	82	70	72	78	92						
4	14	100	127	4	5	17	20	32	35	38	40	41	52	68	77	87	97						
6	14	100	127	5	21	24	31	32	42	47	52	56	67	11	12	13	14	15	16				
1	16	100	127	1	8	16	18	31	39	41	48	55	59	84	92	95	96	97	98				
4	16	100	127	9	14	21	23	32	33	72	77	78	80	52	54	56	68	81	97				
6	16	100	127	19	21	22	28	30	31	42	43	45	47	11	12	13	14	15	16	17	18		
1	18	100	127	8	10	16	18	31	41	48	54	55	59	50	56	75	78	83	84	92	98		
4	18	100	127	4	12	22	24	32	38	40	41	43	45	47	52	54	56	68	81	84	97		
6	18	100	127	10	19	21	22	24	30	31	42	43	45	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
1	20	100	127	1	8	10	16	18	31	41	48	54	55	45	51	52	57	78	80	84	92	94	98
4	20	100	127	4	16	17	18	21	23	25	32	33	38	43	54	57	64	69	70	83	86	90	91
6	20	100	127	1	2	3	8	11	14	20	21	36	37										

Pielikums 2.5.

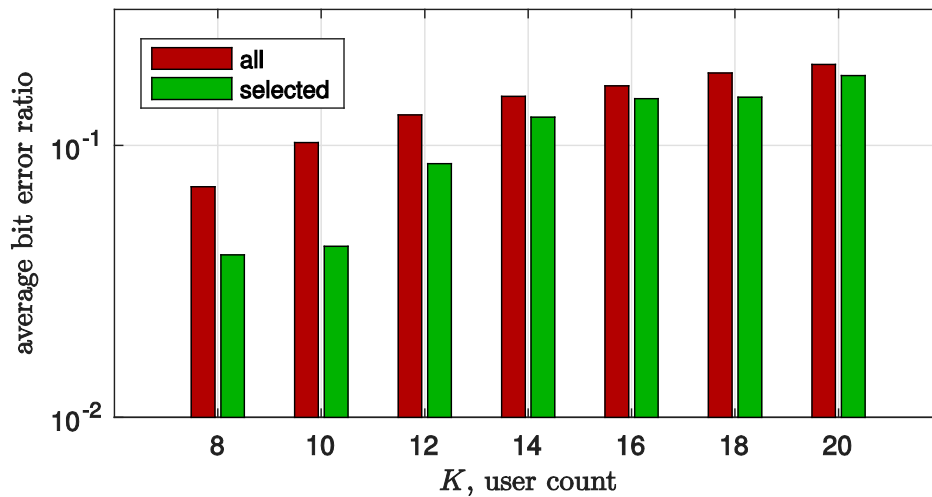
Asinhronas uz haotiskām secībām balstītas DS-SSMA sistēmas BER Grafiki

Secību garums 15 elementi

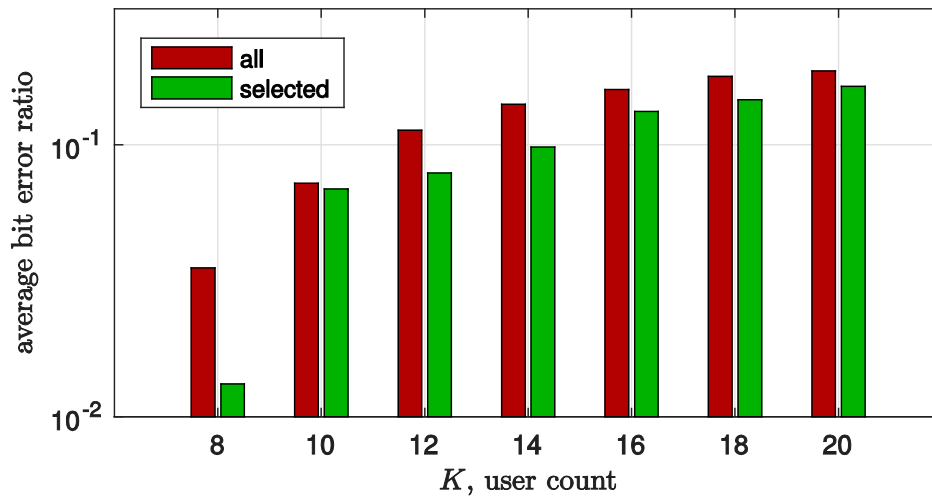
Logistic map, $L = 15$ chips, $E_b/N_0 = 25$ dB



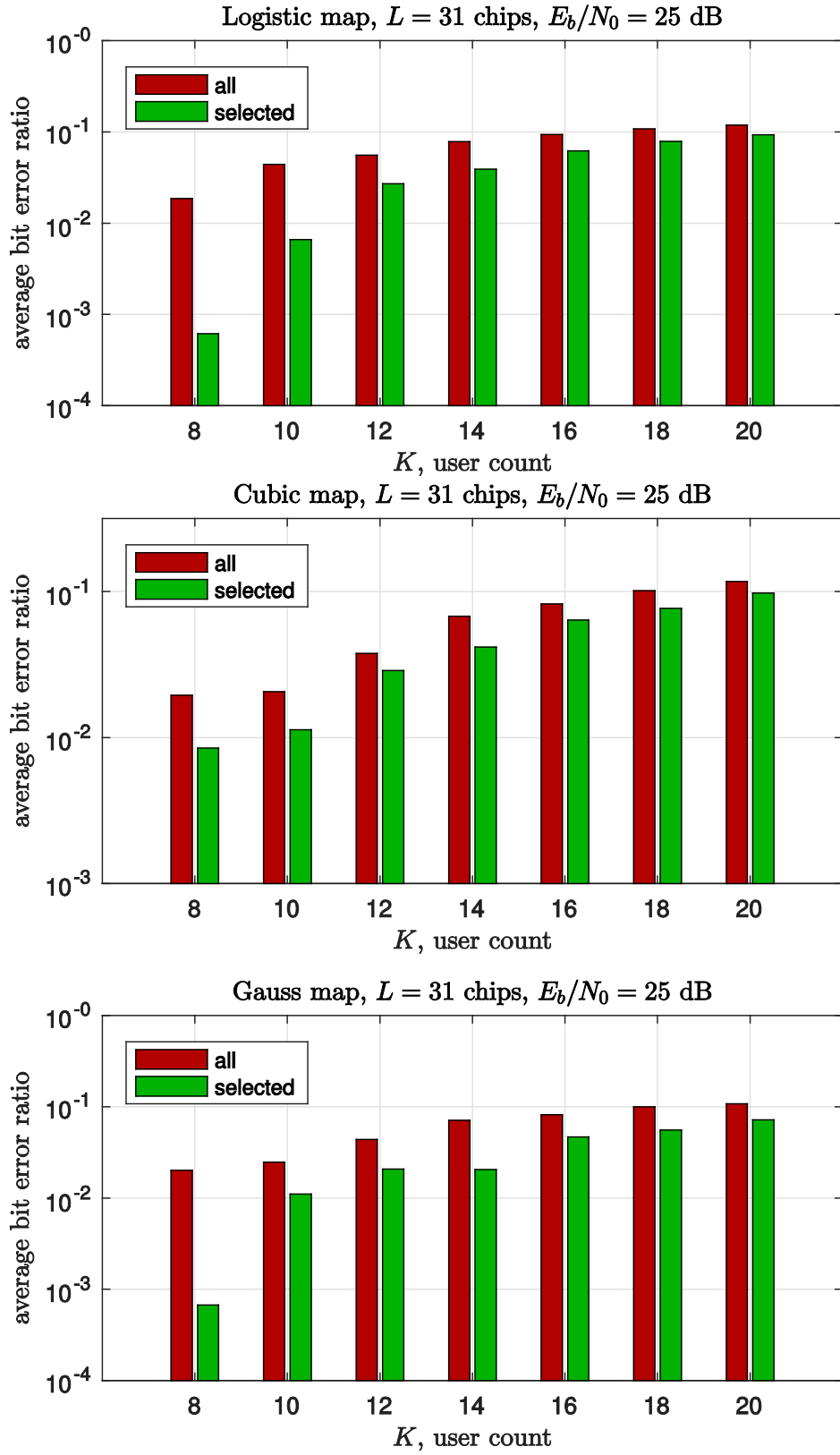
Cubic map, $L = 15$ chips, $E_b/N_0 = 25$ dB



Gauss map, $L = 15$ chips, $E_b/N_0 = 25$ dB

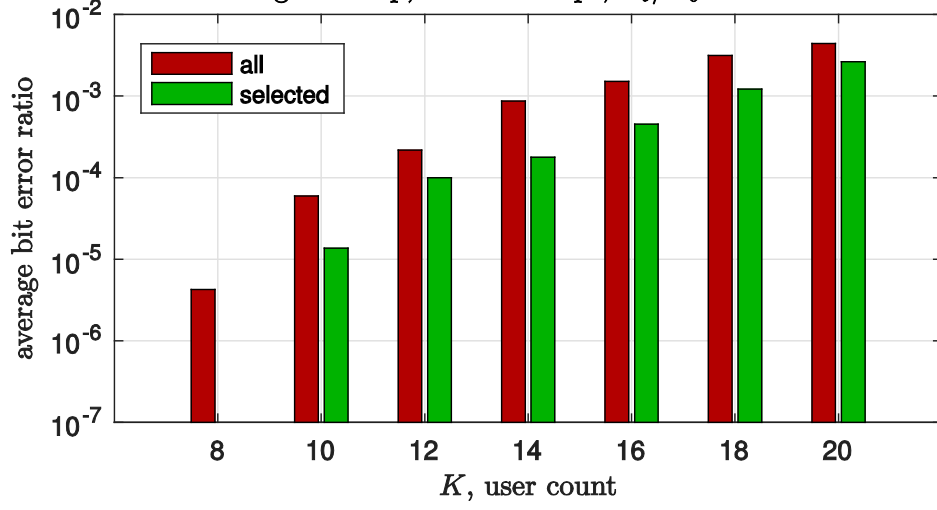


Secību garums 31 elements

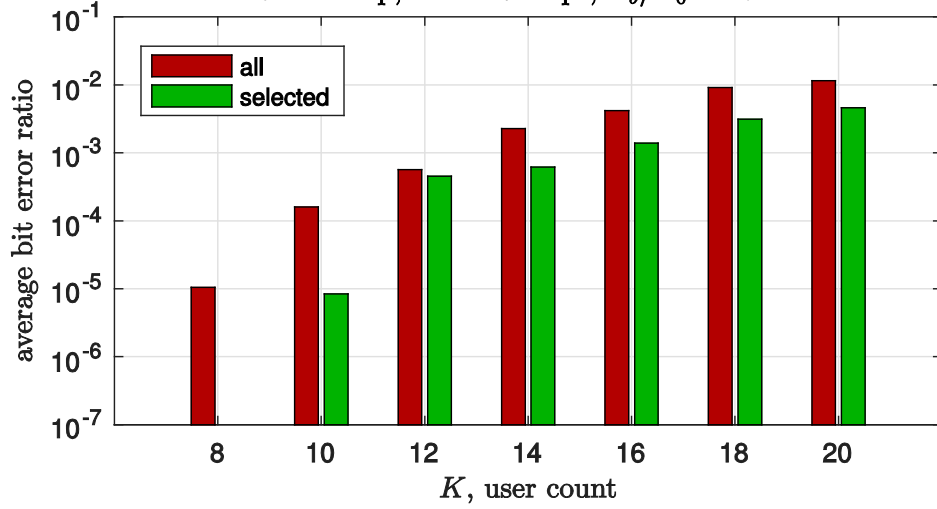


Secību garums 127 elementi

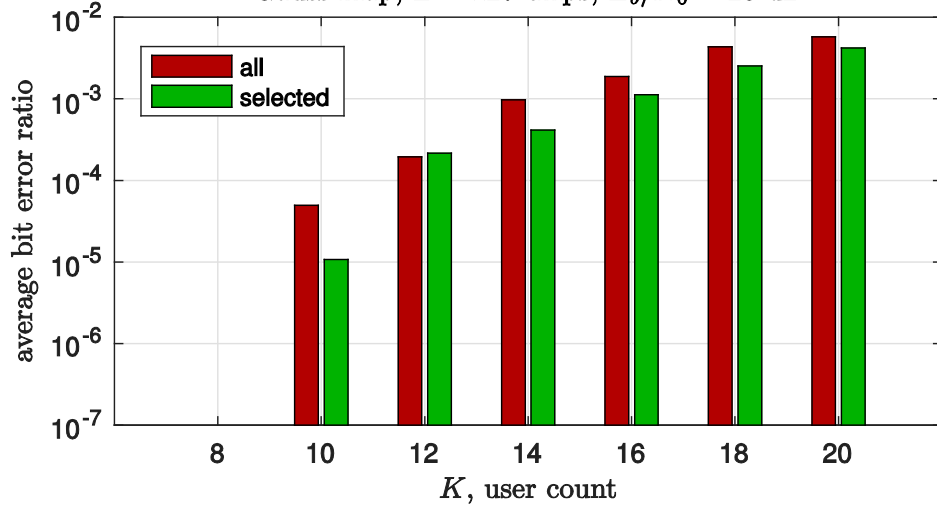
Logistic map, $L = 127$ chips, $E_b/N_0 = 25$ dB



Cubic map, $L = 127$ chips, $E_b/N_0 = 25$ dB



Gauss map, $L = 127$ chips, $E_b/N_0 = 25$ dB

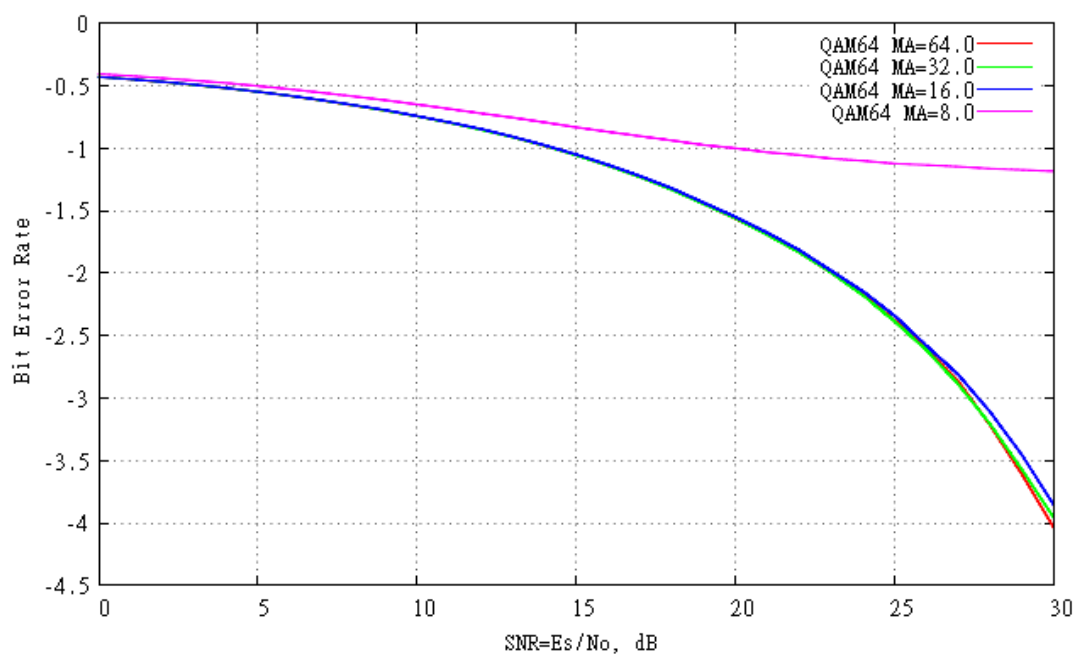


Pielikums 3. Haotisko secību pielietojuma daudznesēju sakaru sistēmās izpēte

Pielikums 3.1.

Skremblēšanas un klipēšanas metodes ISI noturība

64 QAM OFDM signāla BER atkarība no signāla klipēšanas līmeņa $MA = 64.0, 32.0, 16.0, 8.0$ (64 - maksimāla iespējama amplitūda, 32 – $\frac{1}{2}$ no maksimālas amplitūdas u.t.t.) pie signāla skremblēšanas ar M-secību, pilotsignāla blok-tipa ekvilizāciju un ISI kanālu ar pārvades koeficientu blakus ceļā $AI = 0.5$ un aizturi $TA = CP/2$.



Pielikums 3.2.

M-secības

```
1. M-seciba=[1 1 1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 -
1 -1 1 1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 1 1 -1 1 1 -1
-1 1 1 -1 1 -1 1 -1];
```

```
2. M-seciba = [1 1 1 1 1 1 -1 1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 1 -
1 -1 1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 1 1 -1 -1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1
-1 1 -1 -1 -1 -1 -1 ];
```

3. M-seciba = [1 1 1 1 1 1 -1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 -
1 -1 -1 -1 1 1 1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1 -
1 -1 -1 1 -1 1 1 -1] ;

$$4. \text{ M-seciba} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix};$$

```
5. M-seciba =[1 1 1 1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -
1 -1 -1 1 1 -1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 1 -1 1 1 1 -1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 -
1 1 -1 1 -1 1 -1];
```

```
6. M-seciba =[1 1 1 1 1 1 -1 -1 1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 1
1 1 -1 1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -
1 -1 -1 -1 -1 1 -1];
```

Pielikums 3.3.

M- secību atlasē rezultāti pēc PAPR minimizācijas kritērija

1. M-secība

Nobīdes numurs	Minimāls PAPR līmenis dB	Secības cikliskas nobīdes indekss	Radio signāla maksimums dB	RMS dB	Atlasīta Period AKF	minimāla Period AKF	Atlasīta Aperiod AKF	Minimāla Aperiod AKF
1	7.5271	1.0000	12.1295	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
2	7.5271	52.0000	12.1295	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
3	7.5271	51.0000	12.1295	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
4	7.4576	26.0000	12.0329	5.0990	0.1538	0.1538	0.1538	0.1346
5	7.4576	25.0000	12.0329	5.0990	0.1538	0.1538	0.1538	0.1346
6	7.4576	24.0000	12.0329	5.0990	0.1538	0.1538	0.1538	0.1346
7	7.4576	23.0000	12.0329	5.0990	0.1538	0.1538	0.1538	0.1346
8	7.4576	22.0000	12.0329	5.0990	0.1538	0.1538	0.1538	0.1346
9	7.4576	21.0000	12.0329	5.0990	0.1538	0.1538	0.1538	0.1346
10	7.6293	49.0000	12.2730	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1731
11	7.8541	17.0000	12.5948	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
12	7.7008	26.0000	12.3744	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1731
13	7.5917	1.0000	12.2201	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1731
14	7.7389	1.0000	12.4288	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
15	7.6846	5.0000	12.3514	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1538
16	7.6846	4.0000	12.3514	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1538
17	7.2897	2.0000	11.8024	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
18	7.2897	1.0000	11.8024	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
19	7.6662	52.0000	12.3252	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
20	7.6662	51.0000	12.3252	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
21	7.3564	37.0000	11.8934	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
22	7.5105	6.0000	12.1063	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1538
23	7.5105	5.0000	12.1063	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1538
24	7.5105	4.0000	12.1063	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1538
25	7.0537	28.0000	11.4861	5.0990	0.2308	0.2308	0.2500	0.1538
26	7.6701	25.0000	12.3308	5.0990	0.3077	0.3077	0.1923	0.1538
27	7.6701	24.0000	12.3308	5.0990	0.3077	0.3077	0.1923	0.1538
28	7.3430	24.0000	11.8751	5.0990	0.3846	0.3846	0.1923	0.1923
29	7.4180	17.0000	11.9781	5.0990	0.3077	0.3077	0.1923	0.1538
30	7.5600	4.0000	12.1755	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
31	7.5600	3.0000	12.1755	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
32	7.6405	21.0000	12.2888	5.0990	0.2308	0.2308	0.2500	0.1346
33	7.7823	28.0000	12.4911	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
34	7.7823	27.0000	12.4911	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
35	7.5380	26.0000	12.1447	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
36	7.5380	25.0000	12.1447	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
37	7.5380	24.0000	12.1447	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
38	7.5937	24.0000	12.2228	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
39	7.5937	23.0000	12.2228	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
40	7.5937	22.0000	12.2228	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
41	7.4664	5.0000	12.0450	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1538

42	7.9703	5.0000	12.7645	5.0990	0.2308	0.2308	0.1154	0.1154
43	7.3471	17.0000	11.8807	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
44	7.3471	16.0000	11.8807	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
45	7.3471	15.0000	11.8807	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
46	7.3471	14.0000	11.8807	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
47	7.3999	6.0000	11.9531	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1154
48	7.3999	5.0000	11.9531	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1154
49	7.7903	30.0000	12.5026	5.0990	0.1538	0.1538	0.2308	0.1346
50	7.5497	6.0000	12.1611	5.0990	0.1538	0.1538	0.1923	0.1538
51	7.6366	30.0000	12.2833	5.0990	0.1538	0.1538	0.1923	0.1346
52	7.3371	4.0000	11.8670	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
53	7.3371	3.0000	11.8670	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
54	7.3371	2.0000	11.8670	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
55	7.0710	38.0000	11.5090	5.0990	0.2308	0.2308	0.2500	0.1538
56	7.0710	37.0000	11.5090	5.0990	0.2308	0.2308	0.2500	0.1538
57	6.3811	36.0000	10.6302	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
58	6.3811	35.0000	10.6302	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
59	6.3811	34.0000	10.6302	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
60	6.3811	33.0000	10.6302	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
61	7.5699	31.0000	12.1894	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
62	7.5271	3.0000	12.1295	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
63	7.5271	2.0000	12.1295	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538

2. M-secība

Nobīdes numurs	PAPR līmenis dB	Secības cikliskas nobīdes indekss	Radio signāla maksimums dB	RMS dB	Atlasīta Period AKF	minimāla Period AKF	Atlasīta Aperiod AKF	Minimāla Aperiod AKF
1	7.3818	48.0000	11.9282	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1154
2	7.3471	40.0000	11.8807	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
3	7.3471	39.0000	11.8807	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
4	7.3471	38.0000	11.8807	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
5	7.3471	37.0000	11.8807	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
6	7.8469	22.0000	12.5843	5.0990	0.2308	0.2308	0.2692	0.1154
7	7.5719	49.0000	12.1921	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1538
8	7.4819	32.0000	12.0666	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
9	7.4819	31.0000	12.0666	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
10	7.4819	30.0000	12.0666	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
11	7.5979	30.0000	12.2287	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
12	7.5979	29.0000	12.2287	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
13	7.5979	28.0000	12.2287	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
14	7.6324	27.0000	12.2774	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
15	7.6324	26.0000	12.2774	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
16	7.6405	33.0000	12.2888	5.0990	0.2308	0.2308	0.2500	0.1346
17	7.7242	51.0000	12.4079	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
18	7.7242	50.0000	12.4079	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
19	7.5048	37.0000	12.0984	5.0990	0.3077	0.3077	0.1923	0.1538
20	7.4621	30.0000	12.0390	5.0990	0.3846	0.3846	0.1923	0.1923
21	7.7079	30.0000	12.3845	5.0990	0.3077	0.3077	0.1923	0.1538
22	7.7079	29.0000	12.3845	5.0990	0.3077	0.3077	0.1923	0.1538

23	7.2685	26.0000	11.7736	5.0990	0.2308	0.2308	0.2500	0.1538
24	7.4097	50.0000	11.9666	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1538
25	7.4097	49.0000	11.9666	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1538
26	7.4097	48.0000	11.9666	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1538
27	7.4339	15.0000	12.0000	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
28	7.5955	16.0000	12.2254	5.0990	0.2308	0.2308	0.2500	0.1538
29	7.5955	15.0000	12.2254	5.0990	0.2308	0.2308	0.2500	0.1538
30	7.2897	1.0000	11.8024	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
31	7.2897	52.0000	11.8024	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
32	7.7039	51.0000	12.3789	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1538
33	7.7039	50.0000	12.3789	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1538
34	7.5851	1.0000	12.2107	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
35	7.4699	1.0000	12.0499	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1731
36	7.6360	52.0000	12.2825	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1731
37	7.7761	37.0000	12.4822	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
38	7.4927	37.0000	12.0815	5.0990	0.1538	0.1538	0.2308	0.1731
39	7.3993	7.0000	11.9523	5.0990	0.1538	0.1538	0.1923	0.1346
40	7.3993	6.0000	11.9523	5.0990	0.1538	0.1538	0.1923	0.1346
41	7.3993	5.0000	11.9523	5.0990	0.1538	0.1538	0.1923	0.1346
42	7.3993	4.0000	11.9523	5.0990	0.1538	0.1538	0.1923	0.1346
43	7.3993	3.0000	11.9523	5.0990	0.1538	0.1538	0.1923	0.1346
44	7.3993	2.0000	11.9523	5.0990	0.1538	0.1538	0.1923	0.1346
45	7.6251	29.0000	12.2671	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1538
46	7.6251	28.0000	12.2671	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1538
47	7.6251	27.0000	12.2671	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1538
48	7.6251	26.0000	12.2671	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1538
49	7.6251	25.0000	12.2671	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1538
50	7.4479	23.0000	12.0194	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
51	6.3602	21.0000	10.6047	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
52	6.3602	20.0000	10.6047	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
53	6.3602	19.0000	10.6047	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
54	6.3602	18.0000	10.6047	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
55	7.0188	17.0000	11.4400	5.0990	0.2308	0.2308	0.2500	0.1538
56	7.0188	16.0000	11.4400	5.0990	0.2308	0.2308	0.2500	0.1538
57	7.2512	52.0000	11.7503	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
58	7.2512	51.0000	11.7503	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
59	7.2512	50.0000	11.7503	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
60	7.7075	24.0000	12.3841	5.0990	0.1538	0.1538	0.1923	0.1346
61	7.5078	48.0000	12.1025	5.0990	0.1538	0.1538	0.1923	0.1538
62	7.8215	24.0000	12.5477	5.0990	0.1538	0.1538	0.2308	0.1346
63	7.3818	49.0000	11.9282	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1154

3. M-secība

Nobīdes numurs	PAPR līmenis dB	Secības cikliskas nobīdes indekss	Radio signāla maksimums dB	RMS dB	Atlasīta Period AKF	minimāla Period AKF	Atlasīta Aperiod AKF	Minimāla Aperiod AKF
1	7.7139	18.0000	12.3932	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
2	7.7139	17.0000	12.3932	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
3	7.2979	15.0000	11.8136	5.0990	0.1538	0.1538	0.1538	0.1346

4	7.2979	14.0000	11.8136	5.0990	0.1538	0.1538	0.1538	0.1346
5	7.2979	13.0000	11.8136	5.0990	0.1538	0.1538	0.1538	0.1346
6	7.2979	12.0000	11.8136	5.0990	0.1538	0.1538	0.1538	0.1346
7	7.2604	51.0000	11.7627	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346
8	7.2604	50.0000	11.7627	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346
9	7.2604	49.0000	11.7627	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346
10	7.2604	48.0000	11.7627	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346
11	7.2604	47.0000	11.7627	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346
12	6.7213	30.0000	11.0548	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
13	6.7213	29.0000	11.0548	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
14	6.8454	25.0000	11.2139	5.0990	0.2308	0.2308	0.2500	0.1346
15	6.6688	25.0000	10.9883	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
16	6.6688	24.0000	10.9883	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
17	6.6688	23.0000	10.9883	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
18	7.0575	21.0000	11.4911	5.0990	0.1538	0.1538	0.2115	0.1346
19	7.0575	20.0000	11.4911	5.0990	0.1538	0.1538	0.2115	0.1346
20	7.2446	52.0000	11.7413	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
21	7.2446	51.0000	11.7413	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
22	7.8032	15.0000	12.5212	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
23	7.8032	14.0000	12.5212	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
24	7.8032	13.0000	12.5212	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
25	7.5600	10.0000	12.1755	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1538
26	7.5600	9.0000	12.1755	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1538
27	7.5600	8.0000	12.1755	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1538
28	7.6066	52.0000	12.2411	5.0990	0.1538	0.1538	0.1538	0.1346
29	7.4693	2.0000	12.0490	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
30	7.5240	33.0000	12.1251	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
31	7.8838	1.0000	12.6380	5.0990	0.3077	0.3077	0.1538	0.1538
32	7.8838	52.0000	12.6380	5.0990	0.3077	0.3077	0.1538	0.1538
33	7.8838	51.0000	12.6380	5.0990	0.3077	0.3077	0.1538	0.1538
34	7.8838	50.0000	12.6380	5.0990	0.3077	0.3077	0.1538	0.1538
35	7.8838	49.0000	12.6380	5.0990	0.3077	0.3077	0.1538	0.1538
36	7.8838	48.0000	12.6380	5.0990	0.3077	0.3077	0.1538	0.1538
37	7.6651	5.0000	12.3237	5.0990	0.2308	0.2308	0.1346	0.1154
38	7.7611	46.0000	12.4607	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1346
39	7.7611	45.0000	12.4607	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1346
40	7.7461	28.0000	12.4392	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1538
41	8.1617	43.0000	13.0489	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1538
42	7.9359	21.0000	12.7140	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
43	7.9359	20.0000	12.7140	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
44	7.9359	19.0000	12.7140	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
45	7.5726	36.0000	12.1932	5.0990	0.2308	0.2308	0.2692	0.1346
46	7.4397	21.0000	12.0081	5.0990	0.2308	0.2308	0.2692	0.1346
47	7.4397	20.0000	12.0081	5.0990	0.2308	0.2308	0.2692	0.1346
48	7.4397	19.0000	12.0081	5.0990	0.2308	0.2308	0.2692	0.1346
49	7.4397	18.0000	12.0081	5.0990	0.2308	0.2308	0.2692	0.1346
50	7.7248	22.0000	12.4087	5.0990	0.1538	0.1538	0.1923	0.1538
51	7.3159	21.0000	11.8380	5.0990	0.1538	0.1538	0.1923	0.1538
52	7.3095	41.0000	11.8294	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
53	7.3095	40.0000	11.8294	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
54	7.5316	43.0000	12.1357	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346

55	7.5316	42.0000	12.1357	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346
56	7.2851	1.0000	11.7962	5.0990	0.2308	0.2308	0.1346	0.1346
57	7.3834	27.0000	11.9304	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
58	7.2925	28.0000	11.8062	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
59	7.5054	24.0000	12.0991	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
60	7.7308	52.0000	12.4172	5.0990	0.3077	0.3077	0.1731	0.1538
61	7.7821	5.0000	12.4909	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
62	7.7821	4.0000	12.4909	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
63	8.0468	26.0000	12.8774	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346

4. M-secība

Nobīdes numurs	PAPR līmenis dB	Secības cikliskas nobīdes indekss	Radio signāla maksimums dB	RMS dB	Atlasīta Period AKF	minimāla Period AKF	Atlasīta Aperiod AKF	Minimāla Aperiod AKF
1	7.4935	34.0000	12.0827	5.0990	0.2308	0.2308	0.2692	0.1346
2	7.4935	33.0000	12.0827	5.0990	0.2308	0.2308	0.2692	0.1346
3	7.6299	19.0000	12.2739	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
4	7.8801	30.0000	12.6326	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
5	7.8801	29.0000	12.6326	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
6	7.8801	28.0000	12.6326	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
7	8.0159	11.0000	12.8316	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1538
8	7.9849	26.0000	12.7859	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1538
9	7.7174	34.0000	12.3981	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1346
10	7.7174	33.0000	12.3981	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1346
11	7.4101	49.0000	11.9672	5.0990	0.2308	0.2308	0.1346	0.1154
12	7.7418	6.0000	12.4330	5.0990	0.3077	0.3077	0.1538	0.1538
13	7.7418	5.0000	12.4330	5.0990	0.3077	0.3077	0.1538	0.1538
14	7.7418	4.0000	12.4330	5.0990	0.3077	0.3077	0.1538	0.1538
15	7.7418	3.0000	12.4330	5.0990	0.3077	0.3077	0.1538	0.1538
16	7.7418	2.0000	12.4330	5.0990	0.3077	0.3077	0.1538	0.1538
17	7.7418	1.0000	12.4330	5.0990	0.3077	0.3077	0.1538	0.1538
18	7.4339	21.0000	12.0000	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
19	7.4878	52.0000	12.0747	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
20	7.7625	32.0000	12.4627	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
21	7.5278	48.0000	12.1305	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
22	7.5278	47.0000	12.1305	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
23	7.5278	46.0000	12.1305	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
24	7.9603	41.0000	12.7497	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
25	7.9603	40.0000	12.7497	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
26	7.9603	39.0000	12.7497	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
27	7.2248	3.0000	11.7146	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
28	7.2248	2.0000	11.7146	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
29	7.0575	34.0000	11.4911	5.0990	0.1538	0.1538	0.2115	0.1346
30	7.0575	33.0000	11.4911	5.0990	0.1538	0.1538	0.2115	0.1346
31	6.5937	31.0000	10.8935	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
32	6.5937	30.0000	10.8935	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
33	6.5937	29.0000	10.8935	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
34	7.0159	29.0000	11.4361	5.0990	0.2308	0.2308	0.2500	0.1346
35	6.7246	25.0000	11.0590	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346

36	6.7246	24.0000	11.0590	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
37	7.4192	7.0000	11.9797	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346
38	7.4192	6.0000	11.9797	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346
39	7.4192	5.0000	11.9797	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346
40	7.4192	4.0000	11.9797	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346
41	7.4192	3.0000	11.9797	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346
42	7.3568	43.0000	11.8940	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
43	7.3568	42.0000	11.8940	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
44	7.3568	41.0000	11.8940	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
45	7.3568	40.0000	11.8940	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1346
46	7.7863	1.0000	12.4969	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1346
47	7.7863	52.0000	12.4969	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1346
48	8.1192	29.0000	12.9852	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
49	7.7685	50.0000	12.4713	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
50	7.7685	49.0000	12.4713	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
51	7.8444	2.0000	12.5808	5.0990	0.3077	0.3077	0.1731	0.1538
52	7.4772	30.0000	12.0599	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
53	7.3687	28.0000	11.9102	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346
54	7.6010	28.0000	12.2331	5.0990	0.2308	0.2308	0.2692	0.1346
55	7.3284	1.0000	11.8551	5.0990	0.2308	0.2308	0.1346	0.1346
56	7.4461	27.0000	12.0168	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
57	7.4461	26.0000	12.0168	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1346
58	7.2559	40.0000	11.7566	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
59	7.2559	39.0000	11.7566	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
60	7.3460	33.0000	11.8792	5.0990	0.1538	0.1538	0.1923	0.1538
61	7.6052	6.0000	12.2390	5.0990	0.1538	0.1538	0.1731	0.1538
62	7.4935	36.0000	12.0827	5.0990	0.2308	0.2308	0.2692	0.1346
63	7.4935	35.0000	12.0827	5.0990	0.2308	0.2308	0.2692	0.1346

5. M-secība

Nobīdes numurs	PAPR līmenis dB	Secības cikliskas nobīdes indekss	Radio signāla maksimums dB	RMS dB	Atlasīta Period AKF	minimāla Period AKF	Atlasīta Aperiod AKF	Minimāla Aperiod AKF
1	17.3963	32.0000	11.9481	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346
2	7.3695	35.0000	11.9113	5.0990	0.2308	0.2308	0.2885	0.1346
3	7.3695	34.0000	11.9113	5.0990	0.2308	0.2308	0.2885	0.1346
4	7.5113	47.0000	12.1074	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
5	7.2040	1.0000	11.6865	5.0990	0.2308	0.2308	0.1346	0.1346
6	7.2040	52.0000	11.6865	5.0990	0.2308	0.2308	0.1346	0.1346
7	7.6030	7.0000	12.2359	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
8	7.6030	6.0000	12.2359	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
9	7.6030	5.0000	12.2359	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
10	7.6506	50.0000	12.3031	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1346
11	7.9285	7.0000	12.7032	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346
12	7.9285	6.0000	12.7032	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346
13	8.0559	1.0000	12.8909	5.0990	0.3077	0.3077	0.1538	0.1538
14	7.7514	37.0000	12.4467	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1154
15	7.7514	36.0000	12.4467	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1154
16	7.7514	35.0000	12.4467	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1154

17	7.7514	34.0000	12.4467	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1154
18	7.8344	4.0000	12.5662	5.0990	0.1538	0.1538	0.1923	0.1346
19	7.8344	3.0000	12.5662	5.0990	0.1538	0.1538	0.1923	0.1346
20	7.8344	2.0000	12.5662	5.0990	0.1538	0.1538	0.1923	0.1346
21	7.4091	31.0000	11.9657	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
22	7.4091	30.0000	11.9657	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
23	7.4091	29.0000	11.9657	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
24	7.4091	28.0000	11.9657	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
25	7.4091	27.0000	11.9657	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
26	7.4282	46.0000	11.9922	5.0990	0.1538	0.1538	0.1538	0.1346
27	7.4339	33.0000	12.0000	5.0990	0.1538	0.1538	0.2115	0.1346
28	7.3200	31.0000	11.8436	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
29	7.3200	30.0000	11.8436	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
30	7.3200	29.0000	11.8436	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
31	7.3200	28.0000	11.8436	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
32	7.3200	27.0000	11.8436	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
33	7.3200	26.0000	11.8436	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
34	7.4339	29.0000	12.0000	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1346
35	7.4339	28.0000	12.0000	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1346
36	7.6832	2.0000	12.3495	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1731
37	7.6419	35.0000	12.2908	5.0990	0.2308	0.2308	0.3077	0.1731
38	8.0603	24.0000	12.8974	5.0990	0.3077	0.3077	0.3462	0.1923
39	7.8686	33.0000	12.6159	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1538
40	7.3718	33.0000	11.9145	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
41	7.6391	14.0000	12.2869	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
42	7.6391	13.0000	12.2869	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
43	7.6391	12.0000	12.2869	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
44	7.4311	10.0000	11.9961	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1346
45	7.4311	9.0000	11.9961	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1346
46	7.4259	8.0000	11.9890	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
47	7.4259	7.0000	11.9890	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
48	7.4586	5.0000	12.0342	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
49	7.4586	4.0000	12.0342	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
50	7.4586	3.0000	12.0342	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
51	7.4586	2.0000	12.0342	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
52	7.2190	24.0000	11.7068	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
53	7.2184	23.0000	11.7059	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
54	7.2184	22.0000	11.7059	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
55	7.2184	21.0000	11.7059	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
56	7.2404	27.0000	11.7356	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
57	7.4605	1.0000	12.0369	5.0990	0.3077	0.3077	0.1538	0.1538
58	7.4815	1.0000	12.0660	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1538
59	7.4125	26.0000	11.9705	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
60	7.4125	25.0000	11.9705	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
61	7.5006	41.0000	12.0924	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1346
62	7.6729	20.0000	12.3348	5.0990	0.3077	0.3077	0.2308	0.1538
63	7.3963	33.0000	11.9481	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346

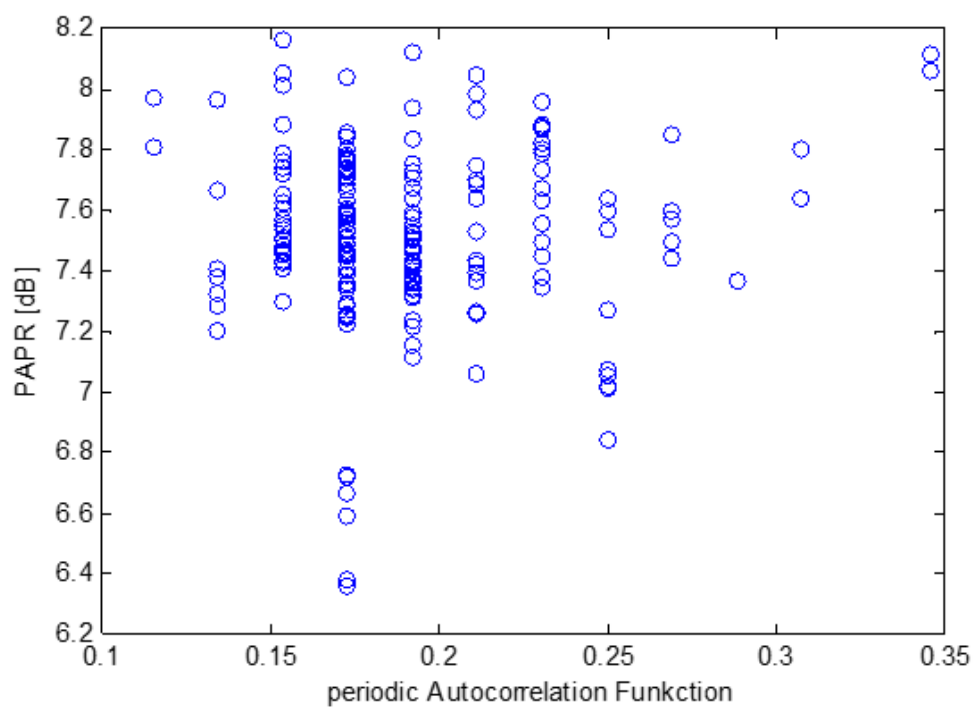
6. M-secība

Nobīdes numurs	PAPR līmenis dB	Secības cikliskas nobīdes indekss	Radio signāla maksimums dB	RMS dB	Atlasīta Period AKF	minimāla Period AKF	Atlasīta Aperiod AKF	Minimāla Aperiod AKF
1	7.3125	47.0000	11.8335	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
2	7.3125	46.0000	11.8335	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
3	7.4581	20.0000	12.0335	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
4	7.4581	19.0000	12.0335	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
5	7.5114	42.0000	12.1075	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
6	7.5114	41.0000	12.1075	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
7	7.5114	40.0000	12.1075	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
8	7.3637	21.0000	11.9034	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
9	7.8843	21.0000	12.6387	5.0990	0.2308	0.2308	0.2308	0.1538
10	8.1123	30.0000	12.9748	5.0990	0.3077	0.3077	0.3462	0.1923
11	7.7991	19.0000	12.5154	5.0990	0.2308	0.2308	0.3077	0.1731
12	7.8037	1.0000	12.5219	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1731
13	7.4339	26.0000	12.0000	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1346
14	7.4339	25.0000	12.0000	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1346
15	7.4774	28.0000	12.0603	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
16	7.4774	27.0000	12.0603	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
17	7.4774	26.0000	12.0603	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
18	7.4774	25.0000	12.0603	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
19	7.4774	24.0000	12.0603	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
20	7.4774	23.0000	12.0603	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
21	7.4339	21.0000	12.0000	5.0990	0.1538	0.1538	0.2115	0.1346
22	7.4354	8.0000	12.0021	5.0990	0.1538	0.1538	0.1538	0.1346
23	7.2827	27.0000	11.7930	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
24	7.2827	26.0000	11.7930	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
25	7.2827	25.0000	11.7930	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
26	7.2827	24.0000	11.7930	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
27	7.2827	23.0000	11.7930	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
28	7.9687	25.0000	12.7621	5.0990	0.1538	0.1538	0.1346	0.1346
29	7.9687	24.0000	12.7621	5.0990	0.1538	0.1538	0.1346	0.1346
30	7.9687	23.0000	12.7621	5.0990	0.1538	0.1538	0.1346	0.1346
31	7.8092	28.0000	12.5299	5.0990	0.2308	0.2308	0.1154	0.1154
32	7.8092	27.0000	12.5299	5.0990	0.2308	0.2308	0.1154	0.1154
33	7.8092	26.0000	12.5299	5.0990	0.2308	0.2308	0.1154	0.1154
34	7.8092	25.0000	12.5299	5.0990	0.2308	0.2308	0.1154	0.1154
35	8.1601	23.0000	13.0465	5.0990	0.3077	0.3077	0.1538	0.1538
36	8.0410	2.0000	12.8688	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
37	8.0410	1.0000	12.8688	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
38	7.5489	4.0000	12.1600	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1346
39	7.5384	12.0000	12.1453	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1346
40	7.5384	11.0000	12.1453	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1346
41	7.5384	10.0000	12.1453	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1346
42	7.3830	2.0000	11.9299	5.0990	0.2308	0.2308	0.1346	0.1346
43	7.3830	1.0000	11.9299	5.0990	0.2308	0.2308	0.1346	0.1346
44	7.7098	7.0000	12.3873	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1346
45	7.5401	18.0000	12.1476	5.0990	0.2308	0.2308	0.2500	0.1346
46	7.5401	17.0000	12.1476	5.0990	0.2308	0.2308	0.2500	0.1346

47	7.2623	22.0000	11.7653	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346
48	7.2623	21.0000	11.7653	5.0990	0.2308	0.2308	0.2115	0.1346
49	7.7359	35.0000	12.4245	5.0990	0.3077	0.3077	0.2308	0.1538
50	7.7211	3.0000	12.4035	5.0990	0.2308	0.2308	0.1538	0.1346
51	7.3399	29.0000	11.8708	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
52	7.3399	28.0000	11.8708	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
53	7.5778	27.0000	12.2004	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
54	7.3812	27.0000	11.9274	5.0990	0.3077	0.3077	0.2308	0.1538
55	7.3626	27.0000	11.9019	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
56	7.1528	33.0000	11.6179	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
57	7.1528	32.0000	11.6179	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
58	7.1528	31.0000	11.6179	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1538
59	7.1169	30.0000	11.5699	5.0990	0.2308	0.2308	0.1923	0.1346
60	7.3851	52.0000	11.9328	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
61	7.3851	51.0000	11.9328	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
62	7.3851	50.0000	11.9328	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538
63	7.3851	49.0000	11.9328	5.0990	0.2308	0.2308	0.1731	0.1538

Pielikums 3.4.

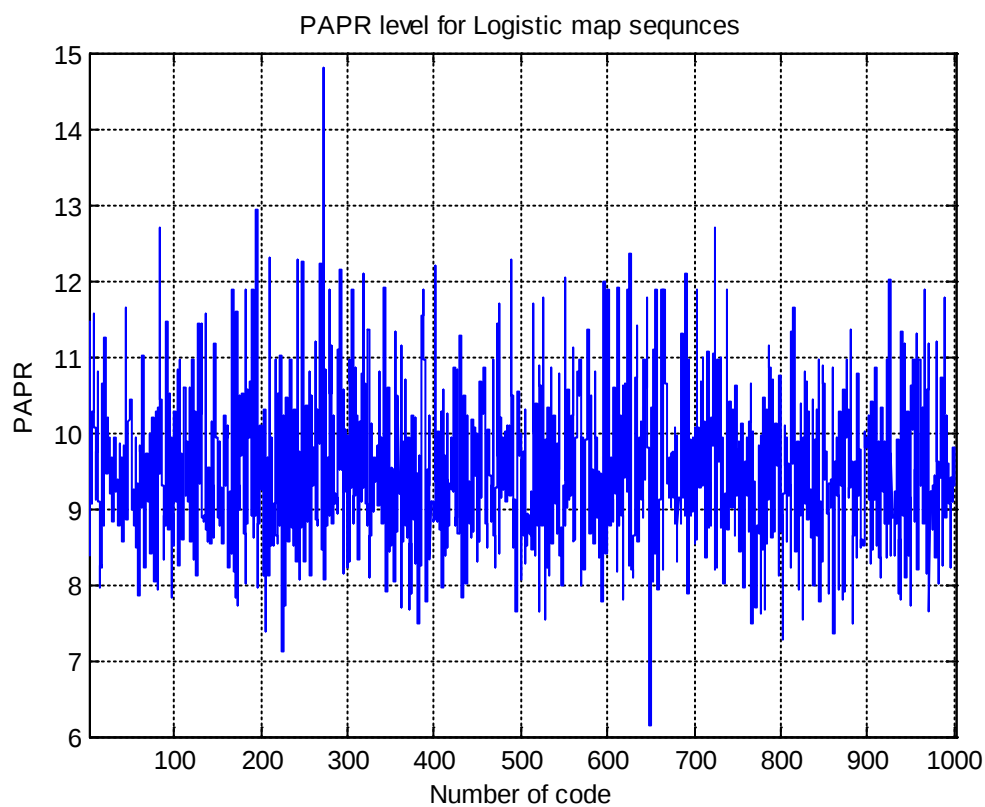
Modificētu m-secību minimāla PAPR līmeņa atkarība no periodiskas autokorelācijas funkcijas blakus pīķu vērtību minimuma



Pielikums 3.5.

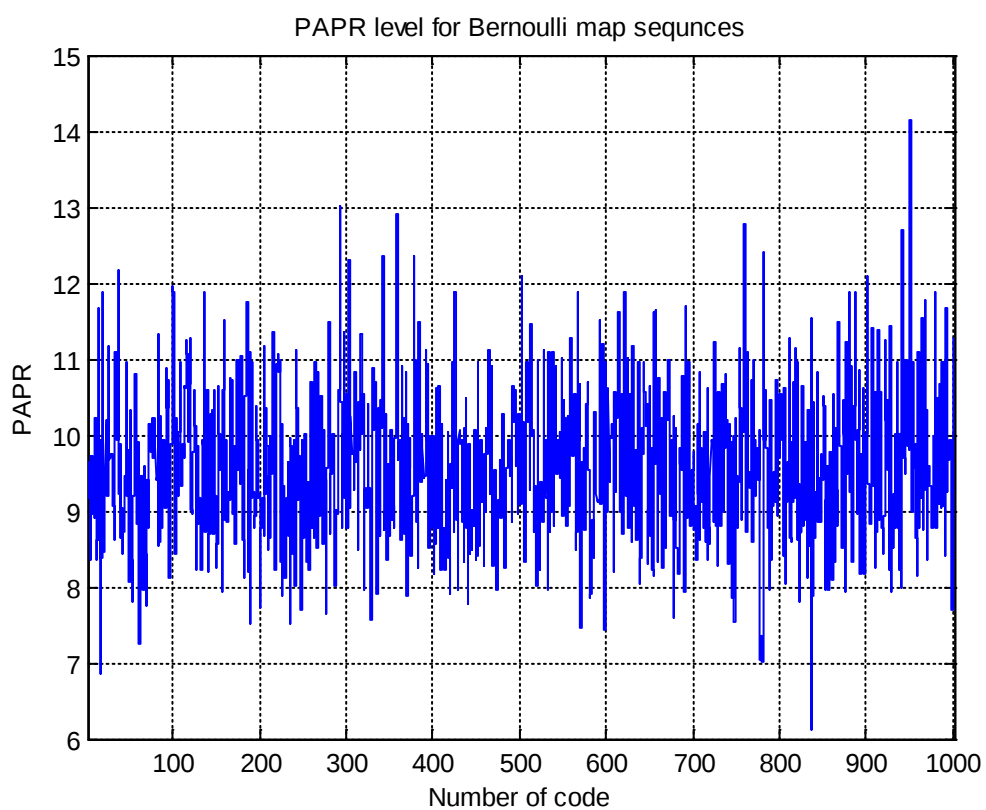
Haotisko secību atlasē rezultāti pēc PAPR minimizācijas kritērija

Logistiskais attēlojums



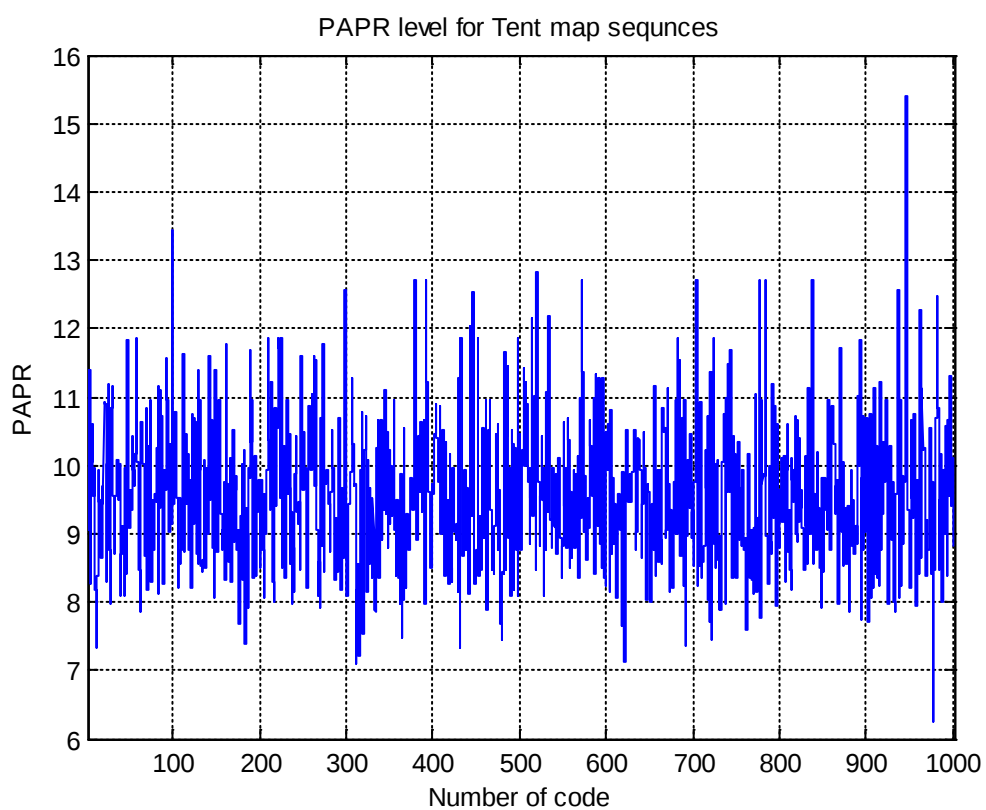
Minimāls PAPR līmenis dB	Sakumnosāc. indekss	Radio signāla maksimums dB	RMS dB	Atlasīta Period AKF	minimāla Period AKF	Atlasīta Aperiod AKF	Minimāla Aperiod AKF
6.1439365	649	10.3438806	5.0990	0.30769	0.153846	0.19231	0.134615

Bernoulli attēlojums



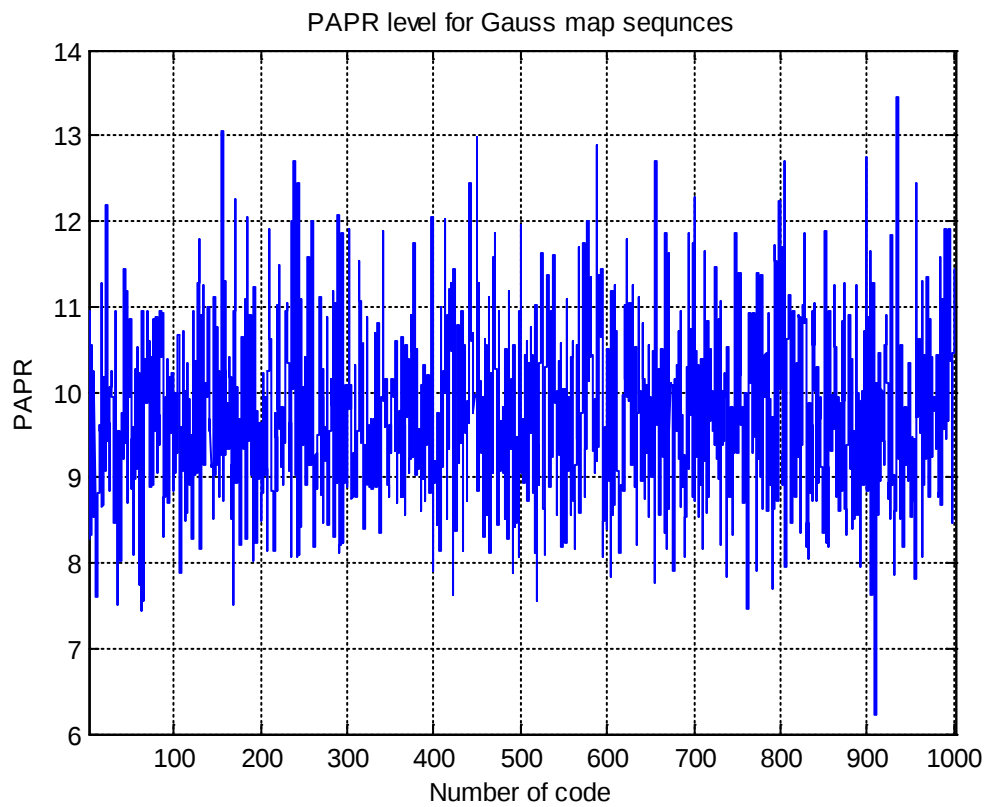
Minimāls PAPR līmenis dB	Sakumnosāc. indeks	Radio signāla maksimums dB	RMS dB	Atlasīta Period AKF	minimāla Period AKF	Atlasīta Aperiod AKF	Minimāla Aperiod AKF
6.1143778	836	10.3087	5.0990	0. 2308	0. 15385	0. 2115	0.134615

Tenta attēlojums



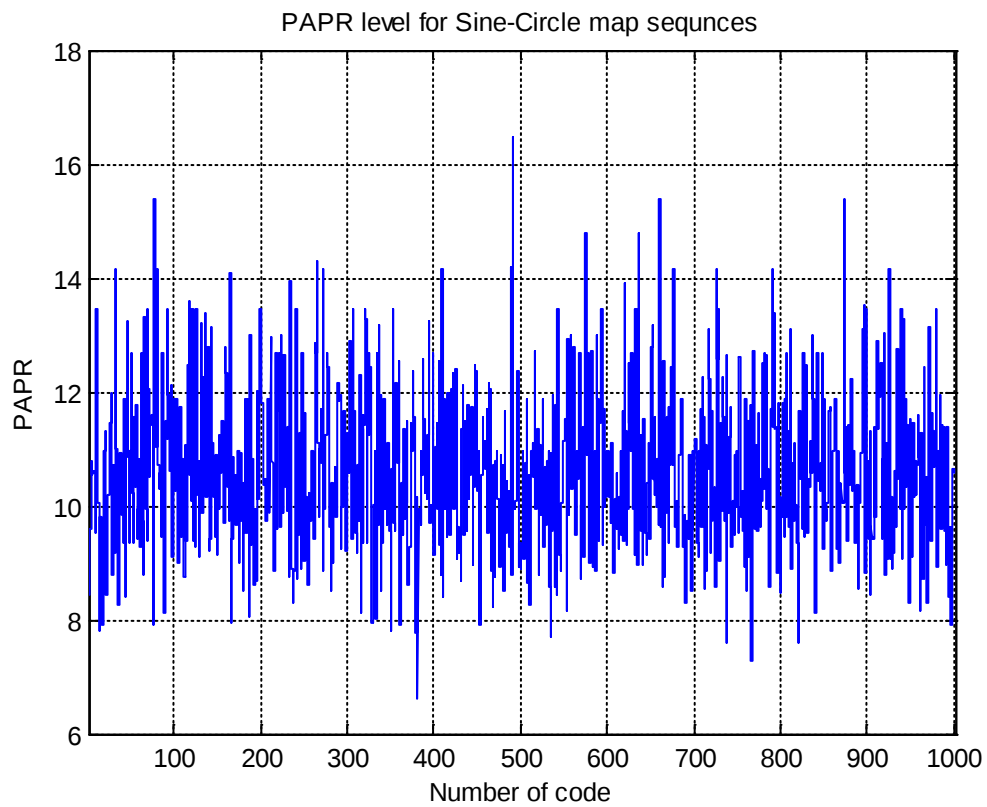
Minimāls PAPR līmenis dB	Sakumnosāc. indeks	Radio signāla maksimums dB	RMS dB	Atlasīta Period AKF	minimāla Period AKF	Atlasīta Aperiod AKF	Minimāla Aperiod AKF
6. 2358157	977	10. 4538788	5.0990	0. 2308	0. 15385	0.134615	0.134615

Gausa attēlojums



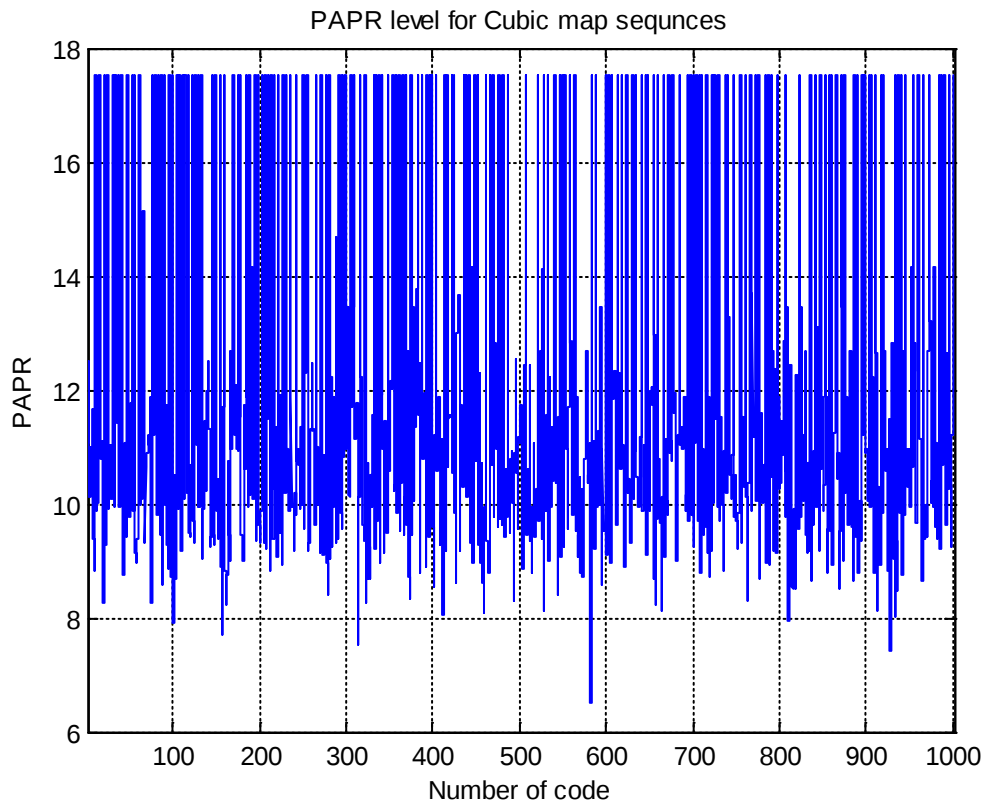
Minimāls PAPR līmenis dB	Sakumnosāc. indeks	Radio signāla maksimums dB	RMS dB	Atlasīta Period AKF	minimāla Period AKF	Atlasīta Aperiod AKF	Minimāla Aperiod AKF
6. 2332667	909	10. 450811	5.0990	0. 2308	0. 15385	0. 19231	0. 15385

Sinusa-apļa attēlojums



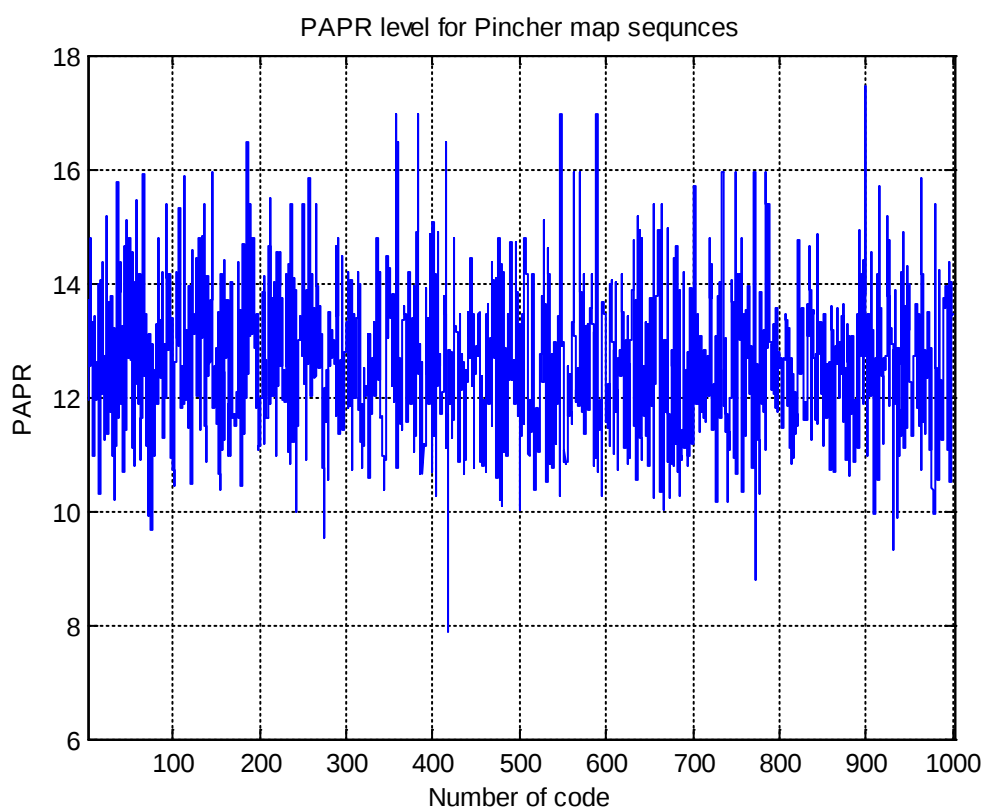
Minimāls PAPR līmenis dB	Sakumnosāc. indeks	Radio signāla maksimums dB	RMS dB	Atlasīta Period AKF	minimāla Period AKF	Atlasīta Aperiod AKF	Minimāla Aperiod AKF
6. 6016636	381	10. 9035985	5.0990	0. 2308	0. 15385	0. 23077	0. 134615

Kubiskais attēlojums



Minimāls PAPR līmenis dB	Sakumnosāc. indeks	Radio signāla maksimums dB	RMS dB	Atlasīta Period AKF	minimāla Period AKF	Atlasīta Aperiod AKF	Minimāla Aperiod AKF
6.4945186	582	10. 7699232	5.0990	0. 2308	0.2308	0.173077	0.173077

Pinchera attēlojums



Minimāls PAPR līmenis dB	Sakumnosāc. indeks	Radio signāla maksimums dB	RMS dB	Atlasīta Period AKF	minimāla Period AKF	Atlasīta Aperiod AKF	Minimāla Aperiod AKF
7.885414	417	12.6402997	5.0990	0.3846	0.3846	0.3846	0.365385

Pielikums 3.6.

MATLAB programmas Haotisko kodu atlasei

Galvenā MATLAB programma Haotisko secību ģenerācijai

```
%Programm is selecting chaotic sequences with minimal PAPR.
%k - number of 1-D maps which are used for chaotc sequences generation.
%From start parameters are generated 1000 chaotic binary codes with
%length 52 element [functionchaosmap(k, Lh, N, Iter, ra(k))].
%Then are formed OFDM 64 bit block.
%Each bit block is transformed into radio signal and checked for it PAPR %level in dB
[function minDDc(bit blocks, null number for zeroing)].
%For each 1-D map - chaotic sequences generation algorithm, is
%selected sequences with minimum of PAPR level

clear all;
close all;
k=7; %Number of maps
N = 1000; %Number of chaotic sequences for each map
Lh = 52; %Length of chaotic sequences
Iter =1; %Iteration parameter for chaotic sequences generation

%start parameter generation - random numbers:
ra(1)=0.1066527702; % start parameter generation for Logistic map
ra(2)= 0.0195776236; % start parameter generation for Bernoulli map
ra(3)= 0.9283130623; % start parameter generation for Tent map
ra(4)= 0.1375465948; % start parameter generation for Gaus map
ra(5)= 0.5326235025; % start parameter generation for Sine-Circle map
ra(6)= 0.7491597291; % start parameter generation for Cubic map
ra(7)= 0.3554071513; % start parameter generation for Pinchers map

for i=1:k
    H_all=chaosmap(k, Lh, N, Iter, ra(k)); % Chaos sequences generation
    % OFDM symbol forming
    Nul_r=5;
    Nul_l=6;
    Carrier = 1;
    [S1, S2, S3]=size( H_all);
    Qofdm= [ zeros(S1,Carrier)      H_all(:,S2/2+1:end)      zeros(S1,Nul_r)
zeros(S1,Nul_l)  H_all(:,1:S2/2) ];

    M_ones(i,:,:,:,:,:,:)=minDDc(Qofdm, 31);

% Result output [ Minimal PAPR dB, Index, Signal Max dB, RMS dB,
% Code Per. Autocor., min Per. Autocor., Code Aper. Autocor.,
% min Aper. Autocor.]
M_ones(:,,:,:,:,:,:,:)

end
```

MATLAB Funkcija Haotisko secību ģenerācijai

%Chaotic sequences generation Function

%map - 1-D chaotic map for sequences generation: 1-Logistic, 2- Bernoulli map, 3- Tent map, 4-Gauss map, 5 - Sine-Circle map, 6-Cubic map, 7-Pinchermap

%Lh - sequences length

%TrNum - sequences number

%sl - start generation parameter iteration, without iteration sl=1

%hstart - start generation parameter from 0.0001 to 0.9799

```
function H=chaosmap(map, Lh, Trnum, sl, hstart)
```

```
x=zeros(Trnum,Lh);
```

```
H=zeros(Trnum,Lh);
```

```
L=Lh-1;
```

```
if map==1%Logistic map
```

```
    a =4;% Bifurcation parameter
```

```
    %Start parameter generation for chaotic sequences generation
```

```
    HSN=zeros(sl*(Trnum),1);
```

```
    HSN(1,1)= 3.98*hstart*(1-hstart);
```

```
    for m = 2:1:sl*(Trnum)
```

```
        HSN(m,1)= 3.98*HSN(m-1)*(1-HSN(m-1));
```

```
    end
```

```
    h_start=HSN(1:sl:Trnum);
```

```
    if hstart==0
```

```
        H=zeros(Trnum,Lh);
```

```
    else
```

```
        x(:, 1)= a.*h_start.*(1-h_start); % first chaotic sequences element
```

```
        % chaotic sequences generation
```

```
    for m = 1:L
```

```
        x(:, m+1)= a.*x(:,m).*(1-x(:,m));
```

```
    end
```

```
    H=((x>=0.5)-0.5)*2; % Transformation into binary form
```

```
end
```

```
elseif map ==2 %Bernoulli map
```

```
    k2=1.999;% Bifurcation parameter
```

```
    lim=0.5; % mean chaotic sequences value
```

```
    %Start parameter generation for chaotic sequences generation
```

```
    HSN=zeros(sl*(Trnum),1);
```

```
    HSN(1,1)= 3.98*hstart*(1-hstart);
```

```
    for m = 2:1:sl*(Trnum)
```

```
        HSN(m,1)= 3.98*HSN(m-1)*(1-HSN(m-1));
```

```
    end
```

```
    h_start=HSN(1:sl:Trnum);
```

```
    x(:,1)=mod(k2.* h_start,1); % first chaotic sequences element
```

```
    % chaotic sequences generation
```

```
    for i=1:L
```

```
        x(:,i+1)=mod(k2.*x(:,i),1);
```

```
    end;
```

```
    H=((x>=lim)-0.5)*2; % Transformation into binary form
```

```
elseif map==3 % Tent map
```

```
    mu=1.999; ;% Bifurcation parameter
```

```
    lim=0.5;
```

```
    %Start parameter generation for chaotic sequences generation
```

```
    HSN=zeros(sl*(Trnum),1);
```

```
    HSN(1,1)= 3.98*hstart*(1-hstart);
```

```
    for m = 2:1:sl*(Trnum)
```

```
        HSN(m,1)= 3.98*HSN(m-1)*(1-HSN(m-1));
```

```
    end
```

```
    h_start=HSN(1:sl:Trnum);
```

```

for k=1:1:Trnum
    % first chaotic sequences element generation
    if (h_start(k))<0.5
        x(k,1)=mu.*h_start(k);
    else x(k,1)=mu.*(1-h_start(k));
    end;
end;
% chaotic sequences generation
for i=1:1:L
    for k=1:1:Trnum
        if (x(k,i))<0.5
            x(k,i+1)=mu.*x(k,i);
        else x(k,i+1)=mu.*(1-x(k,i));
        end;
    end;
end;

H=((x>=lim)-0.5)*2; % Transformation into binary form

elseif map==4 %Gauss map
    a=9.75; ;% Bifurcation parameter
    b=-0.53; ;% Bifurcation parameter
    lim=0.01; % mean chaotic sequences value
    %Start parameter generation for chaotic sequences generation
    HSN=zeros(s1*(Trnum),1);
    HSN(1,1)= 3.98*hstart*(1-hstart);
    for m = 2:1:s1*(Trnum)
        HSN(m,1)= 3.98*HSN(m-1)*(1-HSN(m-1));
    end
    h_start=HSN(1:s1:Trnum)-0.5;

    x(:,1)=exp(-a.*h_start.^2)+b; % first chaotic sequences element
    % chaotic sequences generation
    for i=1:L
        x(:,i+1)=exp(-a.*x(:,i).^2)+b;
    end;
    H=((x>=lim)-0.5)*2; % Transformation into binary form

elseif map==5 %Sine-Circle map
    sigma=0.2; ;% Bifurcation parameter
    K=12; ;% Bifurcation parameter
    lim=3.21; % mean chaotic sequences value
    %Start parameter generation for chaotic sequences generation
    HSN=zeros(s1*(Trnum),1);
    HSN(1,1)= 3.98*hstart*(1-hstart);
    for m = 2:1:s1*(Trnum)
        HSN(m,1)= 3.98*HSN(m-1)*(1-HSN(m-1));
    end
    h_start=HSN(1:s1:Trnum)*6.5;
    % first chaotic sequences element generation
    x(:,1)=mod(( h_start + sigma-K ./ (2*pi*sin(2*pi.* h_start))),2*pi);
    % chaotic sequences generation
    for i=1:L
        x(:,i+1)=mod((x(:,i)+ sigma-K ./ (2*pi*sin(2*pi.*x(:,i)))),2*pi);
    end;
    H=((x>=lim)-0.5)*2; % Transformation into binary form

elseif map==6 %Cubic map
    A=3; ;% Bifurcation parameter
    lim=0; % mean chaotic sequences value
    %Start parameter generation for chaotic sequences generation
    HSN=zeros(s1*(Trnum),1);
    HSN(1,1)= 3.98*hstart*(1-hstart);
    for m = 2:1:s1*(Trnum)
        HSN(m,1)= 3.98*HSN(m-1)*(1-HSN(m-1));
    end

```

```

h_start=HSN(1:s1:Trnum).* 2.3094 -1;
% first chaotic sequences element generation
x(:,1)=A.*h_start.*(1-(h_start.^2));
% chaotic sequences generation
for i=1:L
    x(:,i+1)=A.*x(:,i).*(1-(x(:,i).^2));
end;
H=((x>=lim)-0.5)*2; % Transformation into binary form
elseif map==7 %Pincher map
    es=2; ;% Bifurcation parameter
    c=0.5; ;% Bifurcation parameter
    lim=0.3711; % mean chaotic sequences value
    %Start parameter generation for chaotic sequences generation
    HSN=zeros(s1*(Trnum),1);
    HSN(1,1)= 3.98*hstart*(1-hstart);
    for m = 2:1:s1*(Trnum)
        HSN(m,1)= 3.98*HSN(m-1)*(1-HSN(m-1));
    end
    h_start=HSN(1:s1:Trnum)*0.76;
    % first chaotic sequences element generation
    x(:,1)=abs(tanh(es.*(h_start-c)));
    % chaotic sequences generation
    for i=1:L
        x(:,i+1)=abs(tanh(es.*(x(:,i)-c)));
    end;
    H=((x>=lim)-0.5)*2; % Transformation into binary form
end;
end

```

MATLAB funkcija secību atlasei pēc PAPR minimizēšanas kriterija

```

function y=minDDc(X, ZCN)
% Function Sequences selection with minimal PAPR level
%X= Input matrix with sequences for selection
%ZCN= Zero Column Number for zero padding
CLength= 64; % FFT size
ZRN=size(X,1); % number of sequences
Len=size(X,2); % length of sequences
%Zero padding
Zmatrix= zeros(ZRN,ZCN*CLength);% matrix for zero padding
kod=[X(:,1:Len/2) Zmatrix X(:,Len/2+1:end) ]; %zero padded sequences
i=4;% switch for graphics output

%Carrier parameters
F0=256; %Frequency
T_LO =CLength*(ZCN+1)/F0;% Period
t_LO_T=0:1:CLength*(ZCN+1)-1; %Simulation time Starting moment = 0!

%IFFT output signal
kodIFFT1 = ifft(kod');

%OFDM radio signal
kodIFFT = CLength*(ZCN+1)*( real(kodIFFT1).*repmat((cos(2*pi*t_LO_T/T_LO ))',1,ZRN)
- imag(kodIFFT1).*repmat((sin(2*pi*t_LO_T/T_LO))',1,ZRN));

Mkod= max(abs(kodIFFT)) ;% OFDM radio signal maximum

% Root Mean Square of OFDM radio signal
kvadrat= kodIFFT .*kodIFFT ; % Square of OFDM radio signal
kod_rms= sqrt(sum(kvadrat)/(CLength*(ZCN+1))) ;%RMS of OFDM radio signal

% PAPR
diference = 20*log10( Mkod./kod_rms);

%Auto Correlation properties of sequences
Xs=[X(:,2:27) X(:,end-25:end)];
XsLength=size(Xs,2);%Length of sequences
Len=size(Xs,1);%Number of sequences
%Correlation
for k=1:Len
kor(k,:)=(1/XsLength)*ckorel(Xs(k,:),Xs(k,:)); %Normalized periodic autocorrelation
kor(k,1)=0;% main maximum zeroing
kormax(k) = max(abs(kor(k,:))); % side maximum of periodic autocorrelation
akor(k,:)=(1/XsLength).*xcorr(Xs(k,:),Xs(k,:));% normalized aperiodic correlation
akor(k,XsLength)=0; % main maximum zeroing
akormax(k) = max(abs(akor(k,:))); % side maximum of aperiodic autocorrelation end

%Radio signal graphic output. If i==0 on, i>0 off
if i==0
figure;
xaxis=1:CLength*(ZCN+1);
plot (xaxis, kodIFFT ); grid on; xlabel('time')
title('Sequences radio signal')
end

iP=1:ZRN+1;
diferenceP =diference;
diferenceP(ZRN+1) =diference(ZRN);

%PAPR graphic output. If i==0 on, i>0 off
if i==4
figure;
stairs (iP,diferenceP); grid on; xlabel('Number of code')
ylabel('PAPR')
title('PAPR level for Logistic map sequences')
xlim([1 ZRN+2]);
end

```

```

% Sequences selection with minimal PAPR level
[MC,NMC]=min(diference);
RMS=kod_rms(NMC);
Max=Mkod(NMC);
%data output
KM = kormax(NMC);
KMA=min(kormax);
AKM=akormax(NMC);
AKMA=min(akormax);

y=[MC,NMC, Max, RMS, KM, KMA, AKM, AKMA ];

```

```

function [K] = ckorel(A,B)
% Periodic correlation function
% A, B - input sequences
PreNextMult=A.*B;
NextMult(1)=sum(PreNextMult);
for n = 2:length(B)
    for i=1:length(B)-1
        C(i+1)=B(i);
    end
    C(1)=B(length(B));
    NextMult(n)=sum(A.*C);
    B=C;
end
K=NextMult;

```

Pielikums 3.7.

MATLAB programmas M-secības atlasei

Galvenā MATLAB programma M-secības atlasei

```
%Program is selecting modified M-sequences with minimal PAPR.
%For M-sequences modifying is used first 52 elements, than M-sequences is %cyclic
shifted and next 52 elements are used.
%Each modified M-sequence is transformed into radio signal and checked for it %PAPR
%level in dB [function minDDc(bit blocks, null number for zeroing)].
%Result output [ Minimal PAPR dB, Index of selected shift, Signal Max dB, RMS %dB,
%Code Per. Autocor., min Per. Autocor., Code Aper. Autocor.,
% min Aper. Autocor.]

M_code1=[1 1 1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 -1 1 1 1
-1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 1 1 -1 1 1 -1 1 1 -1 1 -1 1 -1];
M_code2=[1 1 1 1 1 1 -1 1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 1 -1 1 1 -1 1 1 -1 1 -1 1 -1];
M_code3=[1 1 1 1 1 1 -1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 -1];
M_code4=[1 1 1 1 1 1 -1 1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 -1 1 -1];
M_code5=[1 1 1 1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 -1];
M_code6=[1 1 1 1 1 1 -1 -1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 1];

M_code = [M_code1; M_code2; M_code3; M_code4; M_code5; M_code6];
%For OFDM symbol forming
Nul_r=5;
Nul_l=6;
Carrier = 1;

for i=1:6
    Cod=M_code(i,:);
    Cods(1,:)= Cod;
    Bs(1,:)= Cods(1,1:52);
    for p = 1:62
        Cods(p+1,:)= [Cod(end-p+1:end) Cod(1:end-p)];
        Bs(p+1,:)= Cods(p+1,1:52);

        for m = 1:51
            Cs(1,:,p)=Bs(p,:);
            Cs(m+1,:,p)= [Bs(p,end-m+1:end) Bs(p,1:end-m)];
            if p==62
                Cs(1,:,p+1)=Bs(p+1,:);
                Cs(m+1,:,p+1)= [Bs(p+1,end-m+1:end) Bs(p+1,1:end-m)];
            end
        end

        Ds(:, :) = Cs(:, :, p);
        [S1, S2, S3]=size(Ds);
        for sdv=1:52
            if (i==5 && ((p==46 && sdv==27) || (p==47&&sdv==26) ))
                nm=[i; p; sdv];
                disp(nm)
                disp(Ds(sdv, :));
            end
        end
    end

    Qofdm = [ zeros(S1,Carrier) Ds(:,S2/2+1:end) zeros(S1,Nul_r) zeros(S1,Nul_l)
Ds(:,1:S2/2) ] ;
    M_ones(p, :, :, :, :, :, :)=minDDc(Qofdm, 31);
```

```

        if p==62
            Ds(:, :) = Cs(:, :, p+1);
            Qofdm = [ zeros(S1, Carrier) Ds(:, S2/2+1:end) zeros(S1, Nul_r) zeros(S1, Nul_l)
Ds(:, 1:S2/2) ];
            M_ones(p+1, :, :, :, :, :, :, :)=minDDc(Qofdm(:, :), 31);
            M_ones(:, :, :, :, :, :, :, :)
        end

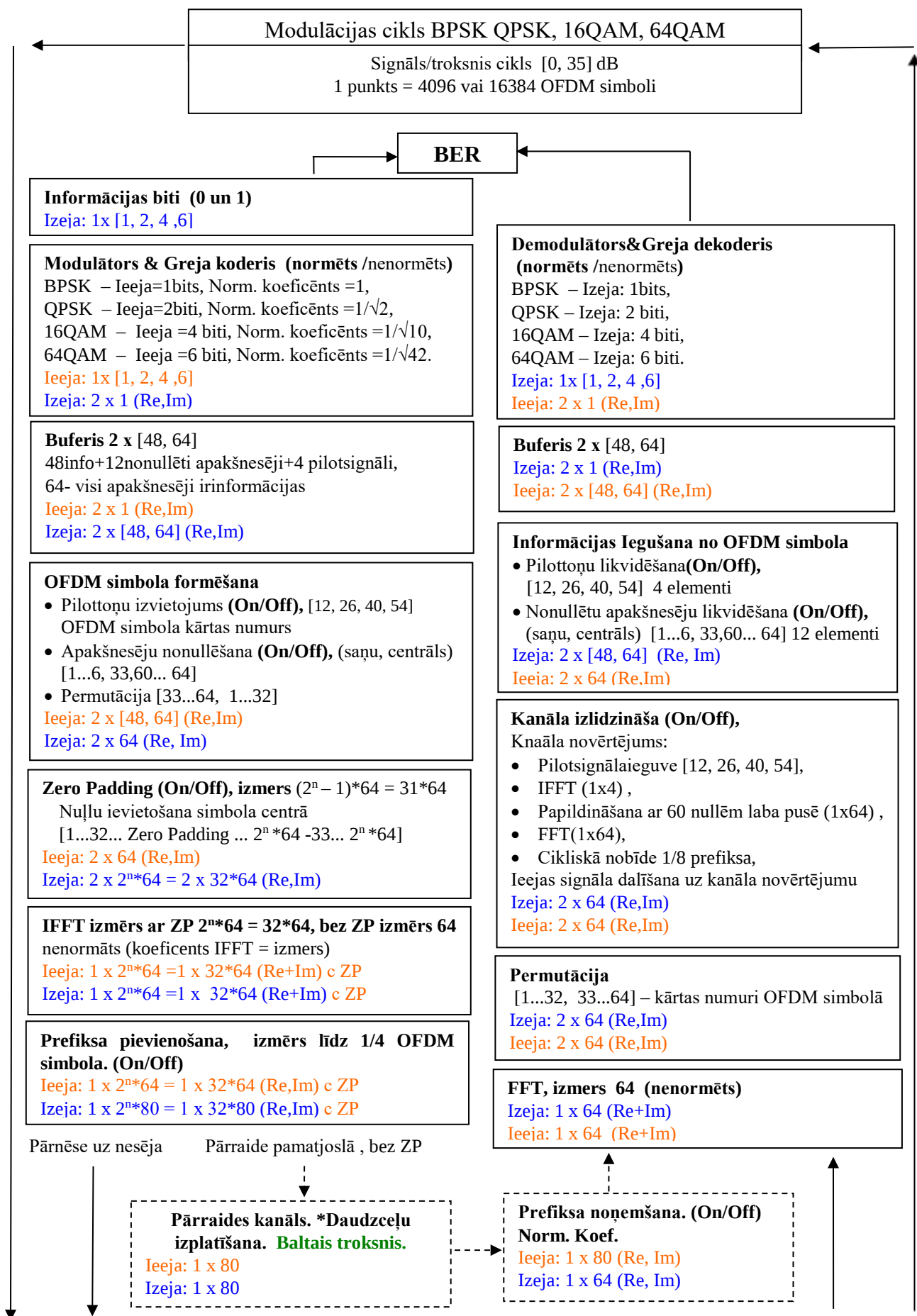
    end

end

```

Pielikums 3.8.

MATLAB programmas OFDM sistēmas darbības modelēšanas blokshēma



Pārtraide radiokanālā

