

„მე-4 თაობის მობილური კავშირის სისტემების
გამტარუნარიანობის შემდგომი ზრდის კვლევა“

კვირკველია შალვა

წარდგენილია დოქტორის აკადემიური ხარისხის მოსაპოვებლად

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი

თბილისი, 0175, საქართველო

-----, 2014 წ.

საავტორო უფლება © 2014, შალვა კვირკველია ვექტორის-ძე

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი

ენერგეტიკისა და ტელეკომუნიკაციის ფაკულტეტი

ჩვენ, ქვემოთ ხელისმომწერნი ვადასტურებთ, რომ გავეცანით შალვა კვიციანიას მიერ შესრულებულ სადისერტაციო ნაშრომს დასახელებით: „მე-4 თაობის მობილური კავშირის სისტემების გამტარუნარიანობის შემდგომი ზრდის კვლევა“ და ვაძლევთ რეკომენდაციას საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტის ენერგეტიკისა და ტელეკომუნიკაციის ფაკულტეტის სადისერტაციო საბჭოში მის განხილვას დოქტორის აკადემიური ხარისხის მოსაპოვებლად.

თარიღი _____

ხელმძღვანელი:

ბერიძე ჯ. ლ.

რეცენზენტი:

რეცენზენტი:

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი
2014 წ.

ავტორი: შალვა კვიციანი

დასახელება: „მე-4 თაობის მობილური კავშირის სისტემების
გამტარუნარიანობის შემდგომი ზრდის კვლევა“

ფაკულტეტი: ენერგეტიკა და ტელეკომუნიკაცია

ხარისხი: დოქტორი

სხდომა ჩატარებულია: _____ 2014 წ.

ინდივიდუალური პიროვნებების ან ინსტიტუტების მიერ, ზემოყვანილი დასახელების დისერტაციის გაცნობის მიზნით მოთხოვნის შემთხვევაში, მისი არაკომერციული მიზნებით კოპირებისა და გავრცელების უფლება მინიჭებული აქვს საქართველოს ტექნიკურ უნივერსიტეტს.

ავტორის ხელმოწერა

ავტორი ინარჩუნებს დანარჩენ საგამომცემლო უფლებებს და არც მთლიანი ნაშრომის და არც მისი ცალკეული კომპონენტების გადაბეჭდვა და სხვა რაიმე მეთოდით რეპროდუქცია დაუშვებელია ავტორის წერილობითი ნებართვის გარეშე.

ავტორი ირწმუნება, რომ ნაშრომში გამოყენებული საავტორო უფლებებით დაცული მასალებზე მიღებულია შესაბამისი ნებართვა (გარდა ის მცირე ზომის ციტატებისა, რომლებიც მოითხოვენ მხოლოდ სპეციფიურ მიმართებას ლიტერატურის ციტირებაში, როგორც ეს მიღებულია სამეცნიერო ნაშრომების შესრულებისას) და ყველა მათგანზე იღებს პასუხისმგებლობა.

რეზიუმე

სატელეკომუნიკაციო სფეროს სამეცნიერო კვლევის რამოდენიმე ძირითადი მიმართულებიდან ერთერთი არის მობილურ სადგურს და საბაზო სადგურს შორის დამაკავშირებელი, როგორც სივრცის ისე ტექნოლოგიის კვლევა. ძირითადი აქცენტები კეთდება რესურსების დაზოგვაზე, უფრო ნაკლები სიმძლავრით და ნაკლები სიგანის სიხშირული ზოლის გამოყენებით უფრო მეტი ინფორმაციის გადაცემის შესაძლებლობაზე, რაც ფასდება ხვედრითი გადაცემის სისწრაფის ერთეულით – ბიტი/ჰერცი/წამი. თუმცა ამ სამი პარამეტრის ყველაზე ოპტიმალური კომბინაციის მიღებაზე მოქმედებს უამრავი სხვა ფაქტორი. ამიტომ სპექტრის ეფექტურობის გაზრდის საკითხის კვლევა მოიცავს მრავალი საკითხის გაანალიზებას.

სადისარტაციო ნაშრომი ეხება მრავალი მიმღების და მრავალი გადამცემის მქონე სისტემების გამოკვლევას. ნაშრომში მოცემულია აღნიშნული სისტემის თეორიული კვლევა, მათემატიკური მოდელირება და პრაქტიკული სქემების რეალიზება MATLAB-ის პროგრამებით. კვლევები და მოდელირება ჩატარებულია მობილური კავშირის თანამედროვე ქსელების მაგალითებზე, რაც უფრო აადვილებს ნაშრომში მიღებული შედეგების პრაქტიკაში გამოყენებას.

Abstract

One of the main directions of scientific research of telecommunications sector it is, connection between the mobile stations and base stations. Focus is to get resource-efficient, using less power and less frequency band of spectrum to transmitting more information. It is measured in units of bits / Hz / sec, but however, the optimal combination of these three parameters are affected by the adoption of a multitude of other factors. Therefore, the study includes analysis of many aspects the efficiency of spectrum.

PHD thesis concerns systems with multiple receivers-transmitters. The thesis presents a theoretical study of the system, mathematical modeling and practical implementation schemes on MATLAB-program. The modern mobile communication networks are given as examples of research and modeling, because of this the results obtained in this thesis are more easy to use in practice.

სარჩევი

შესავალი-----	17
თავი I. MIMO-OFDM სისტემების ფიზიკური არხის მოდელირება-----	26
შესავალი-----	26
1.1 ვიწროზოლოვანი MIMO არხის მოდელი-----	27
1.2 პარალელური MIMO არხები-----	29
1.3 MIMO არხის გამტარუნარიანობა-----	33
1.3.1 სტატიკური არხები-----	33
1.4 MIMO სისტემების მოგება: ანტენის მიმართული ქმედების დიაგრამის ფორმირება-----	39
1.5 კომპრომისი განცალკევებით მიღებასა და მულტიპლექსირებას შორის-----	42
1.6 OFDM სიგნალების დროითი მახასიათებლები-----	43
1.7 კვლევის მოდელები-----	49
1.7.1 IEEE 802.16-2004 OFDM ფიზიკური არხი სივრცით დროითი კოდირებით-----	49
1.7.2 მოდელის აღწერა-----	55
1.8 ადაპტური MIMO-OSTBC სისტემა-----	57
1.9 დასკვნები პირველ თავთან დაკავშირებით-----	58

თავი II. MIMO-სისტემებში მიმღები ტერმინალის	
მახასიათებლების გაუმჯობესების მეთოდის დამუშავება-----	60
შესავალი-----	60
2.1 სიგნალების განცალკევება მიმღებში და გადამცემში-----	60
2.2 დამოუკიდებელი მიყუჩების მქონე არხების რეალიზება-----	61
2.3. სიგნალების განცალკევება მიმღებში-----	64
2.3.1 სისტემის მოდელი-----	64
2.4. სელექციური გაერთიანება-----	69
2.5. ზღვრული გაერთიანება-----	75
2.6. დიფერენცირებულ-სკალირებული სიგნალების შეჯამება-----	81
2.7. LTE ქსელის საბაზო სადგურიდან მობილური სადგურისაკენ დაღმავალ სატრანსპორტო არხში სიგნალის მიღების პროცესების გამოკვლევა Simulink-ის მოდელის გამოყენებით-----	83
2.8 დასკვნები მეორე თავთან დაკავშირებით-----	86
თავი III. LTE -ქსელის დაღმავალი ფიზიკური არხის	
(Downlink) კვლევა მოდელირებით -----	87
შესავალი-----	87
3.1. MIMO სისტემის პარამეტრები-----	87
3.2. სივრცით დროითი ბლოკური კოდირება. ალამაუტის სქემა-----	92

3.3. კავშირის არხის მოდელი ორთოგონალური სიხშირული მულტიპლექსირებით -----	96
3.4. OFDM სისტემის მოდელი მრავალსიხვიანობის პირობებში-----	100
3.5 . MIMO სისტემების კვლევის პრაქტიკული საკითხები-----	102
3.5.1. CSI შეფასება პილოტ სიგნალის გამოყენებით-----	102
3.5.2. საპილოტო მიმდევრობის ოპტიმიზაცია-----	107
3.6.MIMO-OFDM არხის შეფასების კომპლექსური ალგორითმი, დაფუძნებული არხის მრავალგანზომილებიანი ფილტრის გამოყენებაზე-----	109
3.7. დინამიური MIMO სისტემების ინვარიანტული ნულების გამოთვლის რანდომიზებული ალგორითმები-----	115
3.8. რანდომიზებული კვადრირებული MIMO-სისტემები-----	116
3.9. MIMO მოდელების კლასიფიკაცია-----	118
3.10. MIMO რადიო არხის მოდელის მაგალითები-----	119
3.11. MIMO არხის მათემატიკური მოდელის შემუშავება-----	122
3.11.1 MIMO არხის სტატისტიკური მახასიათებლები-----	122
3.11.2 MIMO არხის მათემატიკური მოდელით წარმოდგენა-----	128
3.12. OFDM სისტემის მათემატიკური მოდელი-----	129
3.13. LTE ქსელის დადმავალი ფიზიკური არხის პარამეტრების კვლევა Matlab-ის გამოყენებით -----	134
3.14 დასკვნები მესამე თავთან დაკავშირებით-----	143

თავი IV. რესურსების ადაპტაცია კოგნეტიური

ტექნოლოგიების გამოყენებით -----	144
4.1. რესურსების ადაპტური გამოყენება-----	144

4.1.1. მრავალმომხმარებლიანი ქვეგადამტანი და ბიტების მინიჭება ---	146
4.1.2. ოპტიმიზაციის პრობლემა-----	149
4.2. ძირითადი რესურსების ადაპტური გამოყენება	
MIMO კოგნეტიურ ქსელებში-----	150
4.3 დროითი რესურსების გამოყენების ეფექტურობის გაზრდა	
მობილური კავშირის თანამედროვე ქსელებში	
პროგრამული რადიოს გამოყენებით (Software defined radio SDR)-----	157
4.4 დასკვნები მეოთხე თავთან დაკავშირებით-----	165
დასკვნა-----	167
გამოყენებული ლიტერატურის სია-----	169

ცხრილების სია

1.1. სიჩქარის დამოკიდებულება მოდულაციის ტიპზე და კოდირებაზე-----	52
1.2. MIMO-STBC მოდელით კვლევის შედეგები-----	58
1.2. MIMO-OSTBC მოდელით კვლევის შედეგები-----	58
2.1. LTE ქსელის DLSCHE არხის მოდელით კვლევის შედეგები-----	86
3.1. LTE ქსელში მოდულაციის და კოდირების სქემების ეფექტურობა---	138
3.2. გადაცემის დადმავალი სქემის პარამეტრები LTE ქსელისათვის---	140
3.3.ა. LTE-სისტემის MIMO არხის მოდელირების შედეგები-----	142
3.3.ბ. LTE-სისტემის MIMO არხის მოდელირების შედეგები-----	143
4.1. რესურსების დანაკარგები მოკლე და გრძელი ციკლური პრეფიქსებისათვის-----	164

ნახაზების სია

1.1. MIMO სისტემა-----	28
1.2. წინასწარი კოდირება გადამცემზე და გასწორება მიმღებზე-----	31
1.3 არხების პარალელური განაწილება-----	32
1.4 . MIMO არხი ანტენების მიმართული ქმედების დიაგრამის ფორმირებით-----	40
1.5. OFDM სიგნალების სიხშირული და დროითი მახასიათებლების სქემატური წარმოდგენა -----	44
1.6. OFDM სიგნალი-----	46
1.7. OFDM სიგნალის მყისიერი სიმძლავრე $N=64$ $F_s=11.2$ მგჰც-----	48
1.8. მოდელის სტრუქტურა-----	50
1.9. გადამცემული სიგნალის სპექტრი-----	53
1.10. AM / AM მახასიათებელი არაწრფივ გამოსასვლელზე-----	53
1.11. AM / PM მახასიათებელი არაწრფივ გამოსასვლელზე-----	54
1.12 სიგნალის სპექტრი არხის გამოსასვლელზე-----	54
1.13 მიღებული სიგნალის წერტილოვანი დიაგრამა მოდულაციამდე-----	55
1.14 ადაპტური MIMO-OSTBC მოდელი-----	57
2.1 გამაერთიანებელი წრფივი მოწყობილობა-----	65
2.2. განცალკევებული სიგნალების სელექციური გაერთიანების დროს კავშირის წყვეტის ალბათობა რელეური მიყუჩებებით-----	72
2.3 შეცდომის საშუალო ალბათობა P_b BPSK მოდულაციის და განცალკევებული სიგნალების სელექციური გაერთიანების დროს დამოუკიდებელი ერთნაირად განაწილებული რელეის მიყუჩებებისას-----	74
2.4. დაცულობა გაერთიანების შემთხვევაში გადართვის და შეჩერების გამოყენებით-----	76
2.5. კავშირის წყვეტის ალბათობა სკალირებულ დიფერენცირებული სიგნალებისათვის-----	82
2.6. LTE ქსელის DLSCHE არხის მოდელი-----	84

3.1. ორთოგონალური სიხშირული მულტიპლექსირების სტრუქტურული სქემა-----	98
3.2. შეცდომით მიღების ალბათობა შემთხვევისათვის N=256 , QAM-64 , SNR=25 დბ-----	114
3.3. MIMO რადიოარხის მოდელი-----	120
3.4 MIMO სისტემის სტრუქტურული სქემა-----	122
3.5 სიგნალის მრავალსიხვიანი გავრცელება-----	124
3.6 n ელემენტური წრფივი ეკვიდისტანციური საანტენო გისოსის გეომეტრია-----	124
3.7 . OFDM მოდულატორი-----	130
3.8 OFDM დემოდულატორი-----	131
3.9 2-D სიხშირულ დროითი გისოსი-----	133
3.10. ფრეიმების სტრუქტურა LTE ქსელისათვის დადამავალი მიმართულებით-----	135
3. 11. დადამავალი არხის დროითი და სიხშირული რესურსის ბადე-----	137
3.12. MIMO სისტემის სტრუქტურული სქემა-----	139
3.13. მრავალმომხმარებლიანი MIMO სისტემის გადაცემის სქემა-----	140
3.14. LTE-სისტემის MIMO არხის მოდელირების სქემა-----	142
4.8. MIMO მოდელი-----	152
4.9. γ ოპტიმალური განაწილება-----	154
4.10. დეტექტირების სტრუქტურული სქემა-----	156
4.11. თავისუფალი სივრცის მოდელი WLAN-----	160
4.12. კოგნეტური რადიოს არხის მოდელი: (ა) კოგნეტური გადაცემის შესაძლებლობების ფანჯარა , (ბ) გადაცემის მდგომარეობების მარკოვის ჯაჭვი-----	161
4.13. მრავალსიხვიანი გავრცელება-----	162
4.14 სიმბოლოთაშორისი ინტერფერენცია-----	162
4.15. ციკლური პრეფიქსი-----	163

შემოკლებათა სია

3GPP	3rd Generation Partnership Project	მესამე თაობის პარტნიორობის პროექტი
ასგ		ადაპტური საანტენო გისოსი
AWGN	Additive white Gaussian noise	გაუსის ადიტიური თეთრი ხმაური
BER	Bit Error Rate	ბიტების შეცდომების ალბათობა
BLASTC	Bell Labs Layered Space Time Coding	ბელის ლაბორატორიის მრავალდონიანი სივრცით დროით კოდირება
BLER	Block Error rate	ბლოკების შეცდომების ალბათობა
BPSK	Binary Phase Shift Keying	ორობითი ფაზური მოდულაცია
CC	Convolution coding	ხვევადი კოდირება
CQI	Channel - Quality Indicator	არხის ხარისხის ინდიკატორი
CRC	Cyclic Redundancy Check	სიჭარბის ციკლური შემოწმება
CSI	channel state information	ინფორმაცია არხის მდგომარეობაზე
CSIR	channel state information reciever	ინფორმაცია არხის მდგომარეობაზე მიმღებში
CSIT	channel state information transmitter	ინფორმაცია არხის მდგომარეობაზე გადამცემში

DPSK	Differential Phase Shift Keying	დიფერენციალური ფაზური მოდულაცია
FEC	Forward error correction	შეცდომების წინასწარი შესწორება
HARQ	Hybrid Automatic Repeat-request	გამეორების ჰიბრიდული ავტომატური მოთხოვნა
LSTC	Layered Space-Time Codes	მრავალდონიანი სივრცით-დროითი კოდები
LTE	Long Term Evolution	მობილური კავშირის მეოთხე თაობის სტანდარტი
MAC	Media access control	მედიაზე შეღწევის კონტროლი
MAP	Maximum a Posteriori Probability	მაქსიმალური აპოსტერიული ალბათობა
ML	Maximum Likelihood	მაქსიმალური ალბათობა
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output	მრავალი შესასვლელი მრავალი გამოსასვლელი
MISO	Multiple-Input Single-Output	მრავალი შესასვლელი ერთი გამოსასვლელი
M-PSK	M-Phase Shift Keying	M რიგის ფაზური მოდულაცია
M-QAM	M-Quadrature amplitude modulation	M-კვადრატურული ამლიტუდური მოდულაცია
MRC	Maximal ratio combining	ფარდობის მაქსიმალური კომბინაცია
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	მულტიპლექსირება ორთოგონალური სიხშირული დაყოფით
OFDMA	Orthogonal Frequency-Division Multiple Access	მრავალჯერადი შეღწევა ორთოგონალური სიხშირული დაყოფით
OSTBC	Orthogonal Space Time Block Codes	ორთოგონალური სივრცით დროითი ბლოკური კოდები
PDSCH	Physical Downlink Shared Channel	საერთო დაღმავალი ფიზიკური არხი

PM-2	Phase Manipulation -2	ფაზური მანიპულაცია 2
PM-4	Phase Manipulation-4	ფაზური მანიპულაცია 4
PSD	Power spectral density	სიმძლავრის სპექტრული სიმკვრივე
QAM-16	Quadrature Amplitude Modulation	კვადრატურული ამლიტუდური მოდულაცია 16
QAM-64	Quadrature Amplitude Modulation	კვადრატურული ამლიტუდური მოდულაცია 64
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying	კვადრატურული ფაზური მოდულაცია
RS	Reed Solomon	რიდ სოლომონი
SC	Selection combining	შერჩევის კომბინაცია
SC-FDMA	Single Carrier-Frequency Division Multiple Access	მრავალჯერადი სიხშირული შეღწევა ერთი გადამტანით
SIMO	Single-input multiple-output	ერთი შესასვლელი მრავალი გამოსასვლელი
SISO	single-input and single-output	ერთი შესასვლელი ერთი გამოსასვლელი
SNR	Signal Noise Ratio	სიგნალი ხმაურის ფარდობა
SDR	Software defined radio	პროგრამულად განსაზღვრული რადიო
STC	Space-Time Coding	სივრცით-დროითი კოდირება
SM	Spatial Multiplexing	სივრცითი მულტიპლექსირება
SSC	switch and stay combining	ჩართე და შეინარჩუნე კომბინაცია
STBC	Space-time block coding	სივრცით დროითი ბლოკური კოდირება
STTC,	Space-Time Trellis Codes	სივრცით დროითი ტრელის კოდები
STTTC	Space-Time Turbo Trellis Codes	სივრცით დროითი ტურბო ტრელის კოდები
SOSTTC	Super Orthogonal Space-Time Trellis Codes	სუპერ ორთოგონალური სივრცით დროითი ტრელის კოდები

VOIP	Voice Over IP	ბგერის გადაცემა პაკეტური კომუტაციით
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access	გლობალური უსადენო კავშირის სისტემა
WLAN	Wireless local area network	უსადენო ლოკალური ქსელი
WMAN	Wireless metropolitan area network	უსადენო რეგიონალური ქსელი
ZF	Zero Forcing	განულების სტრატეგია

შესავალი

პრობლემის აქტუალობა. ბოლო ათწლეულის განმავლობაში, სატელეკომუნიკაციო დარგში შემუშავდა მრავალი ეფექტური ტექნოლოგია. ერთ-ერთი, ბოლო პერიოდში ფართოდ გავრცელებული ტექნოლოგიაა მრავალი ორთოგონალური სიხშირით გადაცემა (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing). OFDM სისტემებში, გადასაცემი მონაცემების ნაკადი დაყოფილია რამდენიმე დაბალი სიჩქარის ნაკადს სახით, რომელთა გადაცემა ხორციელდება სხვადასხვა ქვეგადამტანებით. ამასთან შესაძლებელია მონაცემთა გადაცემის სიჩქარის გაზრდა სიმბოლოს ხანგრძლივობის შემცირების გარეშე და სიმბოლოთაშორის ინტერფერენციის მისაღები დაბალი დონის შენარჩუნება. ეს ტექნოლოგია არის თანამედროვე ფიჭური სისტემების Wi-Fi, WiMAX, LTE და ა.შ. საფუძველი.[22]

სატელეკომუნიკაციო სისტემის მაღალი ხელშეშლამდგრადობის და ტევადობის მისაღწევად, ახალი თაობის სისტემებში გამოიყენება მრავალდონიანი ფაზური (M-PSK) და ამპლიტუდური (M-QAM) მოდულაციები. ამიტომ დემოდულაცია მიმღებ მხარეზე მოითხოვს არხის მაღალი სიზუსტით შეფასებას ან სიხშირის მახასიათებლის შეფასებას OFDM სისტემისათვის.

ქალაქის პირობებში ხშირია მრავალსხივიანი გავრცელების მქონე არხები, რაც იწვევს სიმბოლოთაშორის ინტერფერენციას და შედეგად გადაცემის სიჩქარის შემცირებას.

ერთ ერთი ყველაზე ეფექტური მეთოდი მონაცემთა გადაცემის სიჩქარის გაზრდისათვის, რომელიც ინტენსიურად ვითარდება ბოლო წლებში, არის მრავალი გადამცემი ანტენის და მრავალი მიმღები ანტენის ერთდროული გამოყენება (Multiple-Input Multiple-Output - MIMO). MIMO ტექნოლოგია დაფუძნებულია მიმღებ-გადამცემი ანტენების წყვილებით პარალელური, დამოუკიდებელი არხების ორგანიზებაზე. მაქსიმალური გამტარუნარიანობა MIMO სისტემებში მიიღწევა BLAST (Bell Labs Layered Space Time)

ტექნოლოგიის გამოყენებით, ამ ტექნოლოგიის მიხედვით სხვადასხვა ანტენებით გადაიცემა მონაცემების განსხვავებული ნაკადები.

იმ შემთხვევაში, თუ არხის იმპულსის პასუხი დიდია, არსებობს სიხშირის მახასიათებლის სწრაფი ვარიაცია, რაც OFDM სისტემისთვის ქმნის სირთულეს არხის შეფასებაში. MIMO-OFDM სისტემებში დემოდულაციის დროს გამოიყენება ყველა არხის შეფასება (და მათი შეცდომები). ეს იწვევს იმ ფაქტს, რომ იგივე დონის შეცდომების შემთხვევაში მიღების მახასიათებლები MIMO-OFDM სისტემებში ბევრად უარესდება, ვიდრე OFDM სისტემისათვის ერთ გადამცემი და ერთი მიმღები ანტენით. შედეგად, არხის მაღალი სიზუსტით შეფასების მოთხოვნები MIMO-OFDM სისტემებისათვის ბევრად უფრო მკაცრია. არხის შეფასების ალგორითმების და შესაბამისად, რესურსების გამოყოფის ალგორითმების დახვეწა და გაუმჯობესება აქტუალური ამოცანაა. შეფასების და რესურსების ოპტიმალური ალგორითმების გამოყენება აუმჯობესებს სატელეკომუნიკაციო სისტემის მახასიათებლებს.

თანამედროვე ფიჭური კავშირის სისტემებში სატელეკომუნიკაციო სისტემის მახასიათებლების გაუმჯობესების ერთ-ერთ პერსპექტიულ მეთოდს წარმოადგენს საბაზო სადგურზე ადაპტური საანტენო გისოსების (ასგ) გამოყენება[24,27]. ადაპტური საანტენო გისოსის პარამეტრები ეწყობა და ადაპტირდება სიგნალი/ხმაურის ცვალებად გარემოსთან, რომელიც საშუალებას იძლევა მოხდეს თითოეული აბონენტის სიგნალის ეფექტური სივრცითი სელექცია, როგორც მიღებაზე ისე გადაცემაზე. ეს ზრდის საკომუნიკაციო სისტემის ტევადობას, აუმჯობესებს საკომუნიკაციო სისტემის ხარისხს, აფართოებს მომსახურების ზონას და ა.შ. ამასთან არსებობს ადაპტური საანტენო გისოსის ფუნქციონირების პრობლემებიც. მათ შორის ერთი ერთია მაღალი სიჩქარით მოძრავი აბონენტები, რომელთა სიგნალები საბაზო სადგურის მიმღებზე შეიძლება იყოს ათჯერ უფრო სუსტი, დაბალი

სიჩქარით მოძრავ აბონენტებთან შედარებით და წარმოადგენს ინტერფერენციას ამ უკანასკნელთათვის. ასე-ს ცნობილი ალგორითმები დაღმავალ და აღმავალ არხებში ამ მოვლენას არ ითვალისწინებენ, რამაც შეიძლება გამოიწვიოს არხის მახასიათებლების მნიშვნელოვანი გაუარესება. ადაპტურ საანტენო გისოსში მიმართული დიაგრამის ფორმირება დაღმავალ არხში ხორციელდება აბონენტიდან მოსული სიგნალის მიმართულებით. სიგნალების მიმართულების განსაზღვრა და მის შესაბამისად გამოსხივების დიაგრამის ფორმირება ადაპტური სისტემის ერთერთი ძირითადი ამოცანაა. ამასთან უნდა მოიძებნოს კომპრომისი ინფორმაციული სიგნალის სიმძლავრის გაზრდას (რაც ხორციელდება მიმართულების დიაგრამის შევიწროვებით) და არხის მახასიათებლების საჭირო სიზუსტით შეფასებას შორის, რომლის სიზუსტეც დიაგრამის შევიწროვებასთან ერთად მცირდება.

მომავლის კავშირგაბმულობის სისტემების ერთ ერთი ყველაზე მნიშვნელოვანი განმასხვავებელი მახასიათებელი სისტემის ფუნქციონირების პირობებთან ეფექტური ადაპტირების უნარი იქნება. მომავლის კავშირგაბმულობის სისტემებისათვის ადაპტაციის ამჟამად ცნობილი მეთოდებია მონაცემთა გადაცემის სიჩქარის შერჩევა (როგორცაა მოდულაცია და კოდირება) და გადაცემული სიგნალის სიმძლავრის რეგულირება. ზოგიერთ შემთხვევაში, ადაპტაციის არსებული მეთოდები არ არის საკმარისი რომ სათანადოდ შეიცვალოს სისტემის მუშაობა. მაგალითად, MIMO - OFDM სისტემისათვის ტიპიური პილოტ-სტრუქტურით უაღრესად ძნელია მოხდეს არხის საჭირო სიზუსტით შეფასება, როდესაც არხი საკმაოდ "გრძელია". პილოტ სიმბოლოების გაზრდით არხის შეფასების ხარისხი გაუმჯობესდება, მაგრამ ამავე დროს იზრდება სისტემის არაპროდუქტიული რესურსების ნაწილი, რომლის უცვლელად შენარჩუნება მიღების უფრო ხელსაყრელ პირობებში გაუმართლებელია. ოპტიმალური პილოტ -

სტრუქტურა OFDM სისტემისათვის არის კომპრომისი, მის მიერ გამოყენებულ რესურსებს და არხის ხარისხის შეფასებას შორის. ანალოგიურ მოვლენასთან გვაქვს საქმე დამცავი ინტერვალის სიგრძის შემთხვევაშიც. კერძოდ, როგორც წესი, იგი ფიქსირებულია და აიღება დაყოვნების მაქსიმალური დროის შესაბამისად და შეიძლება იყოს OFDM სიმბოლოს სიგრძის $1/8$ ან $1/4$. რაც ნიშნავს, რომ უცვლელი სიგრძის დამცავი ინტერვალის გამო სისტემის არაპროდუქტიული რესურსი შეიძლება იყოს ძალიან დიდი. ამიტომ, აქტუალურია სატელეკომუნიკაციო სისტემების ხელშეშლამდგრადობის და სპექტრული ეფექტურობის გაზრდა საპილოტე სტრუქტურის და დამცავი ინტერვალის ხანგრძლივობის ადაპტური რეგულირებით გარემო პირობების ცვლილების მიხედვით.

კვლევის მიზანი და ამოცანები. ნაშრომის მიზანია, რესურსების გამოყენების ეფექტური ალგორითმების შემუშავება, ანალიზი და შეფასება. თანამედროვე სატელეკომუნიკაციო მობილური სისტემების პარამეტრების გავრცელების პირობებთან ადაპტაცია, გადაცემის მახასიათებლების გაუმჯობესება.

ამ მიზნის რეალიზაციისათვის სადისერტაციო ნაშრომში დასმულია და გადაწყვეტილია შემდეგი ძირითადი ამოცანები:

1. არხის შეფასება მრავალსიხვიანობის გათვალისწინებით სხვადასხვა სისტემებისათვის. ინფორმაციული და საპილოტო სიგნალის კომპონენტების ენერგეტიკული თანაფარდობის ოპტიმიზაცია.
2. მრავალსიხვიანი გავრცელების არხის პირობების გამოკვლევა.
3. მრავალსიხვიანი (OFDM) და მრავალ ანტენიანი (MIMO) VOIP სატელეკომუნიკაციო სისტემების არხების შეფასება, მათ შორის–

WiMax, Wi-fi და LTE–სისტემების. მრავალსიხშირიანი სიგნალების პილოტ-სტრუქტურის და დამცავი ინტერვალის ადაპტაცია სიგნალის გავრცელების პირობებთან .

4. ქსელის სიხშირული რესურსების გამოყენების მარტივი და ეფექტური ალგორითმების შემუშავება.
5. მობილური კავშირის ქსელის პარამეტრების ოპტიმიზაცია და ადაპტაცია

კვლევის მეთოდები. ამოცანების გადაჭრისათვის გამოყენებული იყო სიმულაციის თანამედროვე პროგრამები – MATLAB-ი და Simulink-ი, მათემატიკური ანალიზი, ალბათობის თეორია და მათემატიკური სტატისტიკა, სტოქასტური პროცესების კვლევის მეთოდები.

სამეცნიერო სიახლე. მივიღეთ შემდეგი ახალი სამეცნიერო შედეგები კერძოდ:

- გამოკვლეულია მობილური ქსელების არხები.
- შემუშავებულია კვლევის მეთოდოლოგია ამ მიმართულებით.
- დამუშავებულია რესურსების ოპტიმიზაციის მეთოდები.
- აგებულია მობილური კავშირის ქსელების პრაქტიკული მაგალითები.
- შემუშავებულია ადაპტური სისტემების კოგნეტურ ქსელებზე გადასვლის ალგორითმი.

პრაქტიკული მნიშვნელობა.

–მიღებულია შედეგები რომელთა მიხედვით შესაძლებელია არსებული ქსელების მახასიათებლების გაუმჯობესება.

–კვლევის შედეგების რეალიზება შესაძლებელია პროგრამულად რეკონფიგურებად რადიო პლატფორმაზე.

–კვლევის შედეგების მიხედვით სტუ-ს ტელეკომუნიკაციის დეპარტამენტში ყალიბდება სასწავლო ლაბორატორია დისციპლინაში „ფიჭური მობილური კავშირის ქსელების პროექტირების საფუძვლები“.

დაცვაზე წარმოდგენილი ძირითადი დებულებები:

–მობილური კავშირის ქსელებისათვის:

ა) –რესურსების ადაპტაციის სხვადასხვა შესაძლებლობები. არსებული პრობლემები და გადაჭრის გზები.

ბ)–კოგნეტურ ქსელებზე გადასვლის მნიშვნელობა ადაპტირების მოქნილობისათვის.

გ) – პრაქტიკული სქემების რეალიზაცია.

დ)–კვლევის მეთოდოლოგიის ანალიზი .

ე) –კვლევის დროს მიღებული მნიშვნელოვანი შედეგები.

შედეგების დანერგვა:

-სადისერტაციო ნაშრომის სხვადასხვა კვლევითი კომპონენტები გამოყენებულია საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტის ენერგეტიკისა და ტელეკომუნიკაციის ფაკულტეტის სასწავლო პროცესში ;

-კვლევების მიხედვით შედგენილია სასწავლო პროგრამული ლაბორატორიული სამუშაოები მობილურ ქსელებში;

-კვლევის მეთოდები გამოყენებულია საბაკალავრო ნაშრომებში;

-მიმდინარეობს SDR (Software defined radio) პროგრამულად რეკონფიგურებადი რადიოს სასწავლო ლაბორატორიის შექმნა. (როგორც პროგრამული ისე აპარატურული რეალიზაციით) .

საიმედოობის კვლევის შედეგები

მიღებული თეზისი ადასტურებს, რომ თანამედროვე მათემატიკური ინსტრუმენტები მიესადაგება წინასწარ ცნობილ კერძო შემთხვევებს და შეზღუდვებს, ისევე, როგორც შედეგების მოდელირება.

სამუშაოს შედეგების აპრობაცია: სადისერტაციო ნაშრომის შედეგები წარმოდგენილი იქნა საერთაშორისო სამეცნიერო კონფერენციაზე ქ. ქუთაისში (2013 წ.) და იტალიაში, ქ. ტრიესტეში თეორიული ფიზიკის საერთაშორისო ცენტრში გამართულ ვორკშოპზე მოხსენების სახით (2014 წ.)

პუბლიკაცია: რეცენზირებული პერიოდული სამეცნიერო ჟურნალები: 1)საქართველოს საინჟინრო სიახლენი და 2)ინტელექტუალი. [44,45,46,47,48]

სტრუქტურა და სამუშაოს მოცულობა: ნაშრომი შედგება შესავლის, ოთხი თავისაგან, დასკვნისა და გამოყენებული ლიტერატურის სიისაგან.

პირველ თავი ეთმობა MIMO სისტემის ფიზიკური არხის მოდელირებას ამ თავში გაანალიზებულია : სისტემის პარამეტრები, გამტარუნარიანობის

გაზრდის მიზნით პარალელური არხების გამოყენება და არხის გადაცემის კოეფიციენტები. ასევე პირველ თავში განხილულია მიმართული დიაგრამის ანტენების გამოყენებით გამტარუნარიანობის გაზრდის საკითხები.

გარდა MIMO სისტემის პარამეტრებისა ცალკეა განხილული OFDM ტექნოლოგიის დროითი მახასიათებლები. რადგანაც სადისერტაციო ნაშრომი ეხება რესურსების ოპტიმიზაციის პრობლემებს, პარამეტრების განხილვა ძირითადად ხდება პიკური მნიშვნელობების თვალსაზრისით.

საკითხის თეორიული შესწავლის და კვლევის შემდეგ, როგორც ამ თავში ისე ნაშრომის სხვა თავებშიც თეორიული კვლევები გაგრძელებულია პრაქტიკულ მოდელებზე, მოდელირების პროგრამების გამოყენებით და მიღებულია შედეგები.

მეორე თავი. ცნობილია რომ MIMO სისტემის ერთერთი პრობლემური მხარეა მობილურ სადგურში მისი რეალიზების საკითხი. კერძოდ მცირე ზომების გამო სივრცითი დაშორების პრაქტიკულად შეუძლებლობა. მეორე თავი მთლიანად ეთმობა მიმღებში მიღების პარამეტრების გაუმჯობესების საკითხებს, ქსელის მთლიანი რესურსების დაზოგვის და ოპტიმიზაციის მიზნით.

განალიზებულია სიგნალების განცალკევება მიმღებში და გადამცემში, მიმღებ მხარეზე დამოუკიდებელი მიყუჩების მქონე არხების რეალიზების შესაძლებლობა მიმღებში სიგნალის განცალკევების გზით. სელექციური, ზღვრული და დიფერენცირებული - სკალირებული სიგნალების გაერთიანება - შეჯამების საკითხები.

თეორიული კვლევის და ანალიზის საფუძველზე შესრულებულია LTE ქსელის დადმავალი არხის მოდელირება და მიღებულია შესაბამისი შედეგები.

მესამე თავი. რესურსების ოპტიმიზირება საბაზო სადგურსა და მობილურ სადგურს შორის ნიშნავს გამოყენებული ელექტრომაგნიტური სპექტრის

ეფექტურობის ამაღლებას. ეს არე საბაზო სადგურსა და მობილურ სადგურს შორის ცვალებადია და შემთხვევითი ხასიათისაა . ამიტომ რესურსების ადაპტაციის ალგორითმი უნდა იყოს ადექვატურად მოქნილი და ცვალებადი. პრინციპი არის ის, რომ ავტორეგრესიულ ფუნქციას ვუსადაგებთ ავტოპროგრესულ ფუნქციას.

მესამე თავში განხილულია ქსელში რესურსების გამოყენების ალგორითმები: სივრცით დროითი ბლოკური კოდირება, ალამაუტის სქემა, MIMO – OFDM არხის შეფასების კომპლექსური ალგორითმი, ინვარიაციული ნულების გამოთვლის რანდომიზებული ალგორითმები დინამიური MIMO სისტემისათვის და რანდომიზებული კვადრირებული MIMO სისტემის ალგორითმები.

განხილულია აღნიშნულ ალგორითმებზე აგებული მოდელები. კონკრეტული შემთხვევისათვის ჩატარებულია LTE ქსელის დადმავალი ფიზიკური არხის პარამეტრების კვლევა Matlab-ის გამოყენებით. მიღებულია კონკრეტული შედეგები.

მეოთხე თავი. წინა თავებში ჩატარებული კვლევების ლოგიკურ გაგრძელებად მივიჩნით კვლევის გაგრძელება კოგნეტური მიმართულებით. რის საფუძველიც მოგვცა ჩატარებული კვლევის შედეგებმა და აგრეთვე კოგნეტური ტექნოლოგიების კვლევების გააქტიურებამ მთელ მსოფლიოში.

მეოთხე თავში განხილულია რესურსების ადაპტაცია კოგნეტური ტექნოლოგიების გამოყენებით. მოყვანილია ძირითადი რესურსების ოპტიმიზაცია MIMO - კოგნეტურ ქსელებში, სადაც MIMO პარალელური არხები განიხილება როგორც კოგნეტური არხები.

LTE ტექნოლოგიებში ქსელის ციკლური პრეფიქსი იკავებს რესურსების არც თუ ისე მცირე ნაწილს. ამიტომ მოცემულ თავში დასმული და განხილულია SDR პროგრამული რადიოს ტექნოლოგიით პრეფიქსის მაღალი რიგის ადაპტაციის ამოცანა.

თავი I. MIMO-OFDM სისტემების ფიზიკური არხის მოდელირება

შესავალი

MIMO-OFDM (multiple-input and multiple-output - Orthogonal frequency-division multiplexing) გადაცემის სისტემის პარამეტრების და მახასიათებლების კვლევა დაკავშირებულია რადიო არხების გამტარუნარიანობის გაზრდასთან. გადაცემის სიჩქარე დამოკიდებულია მოდულაციის ტიპზე, კოდირების მეთოდზე, SNR (Signal Noise Ratio)-ის დონეზე, ანტენების რაოდენობაზე და სხვა ფაქტორებზე. მახასიათებლების და პარამეტრების შერჩევით და კომბინაციით, მიიღება გადაცემის განსხვავებული სიჩქარე და ეს შერჩევა დამოკიდებულია რადიოტალღების გავრცელების პირობებზე, არხის მდგომარეობაზე, მიმღებსა და გადამცემს შორის მანძილზე, მიმღებისა და გადამცემის მოძრაობაზე.

ადაპტური მოდულაცია და ამით გადაცემის სიჩქარის გაზრდა, რადიოარხის გადაცემის სიჩქარის გაზრდის წამყვანი ტექნოლოგიაა. სხვადასხვა მოდულაციის ტექნოლოგიის გამოყენება შესაძლებლობას გვაძლევს მივიღოთ სხვადასხვა გამტარუნარიანობა. ასევე ანტენების რაოდენობის და SNR-ის დონის მიხედვით შესაძლებელია სიჩქარის გაზრდა.

ჩვენს მიერ წარმოდგენილ ნაშრომში გამოკვლეულია აღნიშნული საკითხები და მიღებული გვაქვს შესაბამისი შედეგები. შედეგებზე დაყრდნობით ვღებულობთ MIMO-OFDM გადაცემის სისტემის საუკეთესო (ოპტიმალურთან მიახლოებულ) სქემას.

1.1 ვიწროზოლოვანი MIMO არხის მოდელი

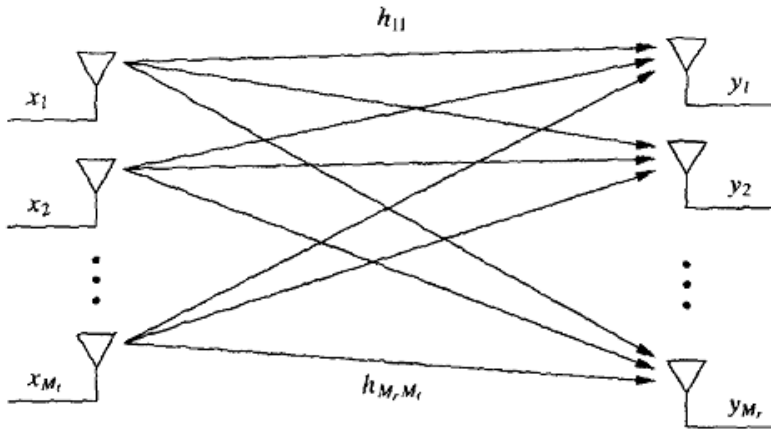
კავშირის ვიწროზოლოვანი სისტემა M_t გადამცემი და M_r მიმღები ანტენით ნაჩვენებია ნახ1.1. ეს სისტემა შეიძლება წარმოვადგინოთ დისკრეტული დროითი მოდელის სახით.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_{M_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_r 1} & \cdots & h_{M_r M_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{M_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{M_r} \end{bmatrix}$$

ან როგორც $y=Hx+n$, სადაც x - M_t ზომის გადასაცემი სიმბოლოა, n - M_r ზომის ხმაურის ვექტორი, H - $M_t \times M_r$ ზომის არხის გადაცემის h_{ij} კოეფიციენტების მატრიცა. მატრიცა შეიცავს გადაცემის კოეფიციენტებს j გადამცემ ანტენიდან i მიმღებ ანტენამდე. მოდელში არხის სიხშირული ზოლი B -ს ტოლია და გაუსის თეთრი ხმაურის კოვარიაციის მატრიცის საშუალო მნიშვნელობაა δI_{M_r} , სადაც $\delta \approx E[n_i]=N_0/2$, რაც შეესაბამება არხში ხმაურის სიმძლავრის სპექტრულ სიმკვრივეს. გამარტივებისათვის გადამცემზე P სიმძლავრის შეზღუდვით იყენებენ ხმაურის სიმძლავრის ექვივალენტურ δ მოდელს. გადაცემული სიმძლავრე $P/\delta=p$, სადაც შეიძლება ერთეულოვანი გადაცემის კოეფიციენტის პირობებში მოხდეს p ინტერპრეტაცია, როგორც სიგნალის სიმძლავრის ფარდობა ხმაურის სიმძლავრესთან - SNR. სიმძლავრის ასეთი შეზღუდვა გულისხმობს, რომ შემომავალი სიმბოლოები აკმაყოფილებენ პირობას:[41]

$$\sum_{i=1}^{M_t} E[x_i x_i^*] = \rho \tag{1.1}$$

ან $\text{Tr}(R_x)=p$, სადაც $\text{Tr}(R_x)$ არის კოვარიაციის მატრიცის მთავარი დიაგონალის ელემენტების ჯამი $R_x=E[xx]$.



ნახ.1.1. MIMO სისტემა

შიდლება გაკეთდეს სხვადასხვა დაშვება გადამცემში და მიმღებში არხის გადაცემის კოეფიციენტების შესახებ ინფორმაციის არსებობაზე, რომელსაც ეწოდება ინფორმაცია არხის შესახებ გადამცემში CSIT (channel state information transmitter) და მიმღებში CSIR (channel state information receiver). სტატიკური არხებისათვის ჩვეულებრივ დაიშვება CSIR ინფორმაციის არსებობა, რადგან გაცილებით ადვილია არხის გადაცემის კოეფიციენტების მიღება საკონტროლო მიმდევრობის გაგზავნის გზით. თუ მისაწვდომია უკუ კავშირის არხი მაშინ შესაძლოა CSIR ინფორმაციის გაგზავნა გადამცემში CSIT ინფორმაციის ფორმირებისათვის. CSIT ინფორმაციის მიღება ასევე შეიძლება ორმომართულებიან სისტემებში უკუკავშირის არხის გამოყენების გარეშე, თუ გამოვიყენებულ იქნება რადიოტალღების გავრცელების თვისებები. თუ არხის შესახებ ინფორმაცია არ არის არც გადამცემში და არც მიმღებში მაშინ უნდა მოხდეს მატრიცაში გადაცემის კოეფიციენტების რაღაც წესით განაწილება. ყველაზე გავრცელებულია თეთრი ხმაურის მოდელი ნულოვანი გასაშუალებით, სადაც H მატრიცის ელემენტები განიხილება როგორც დამოუკიდებელი, ერთნაირად განაწილებული გაუსის კომპლექსური შემთხვევითი სიდიდეები, ნულოვანი საშუალო მნიშვნელობით, ერთეულოვანი დისპერსიით და წრიული სიმეტრიით. ალტერნატიული მოდელი

მატრიცის ელემენტებს განიხილავს როგორც გაუსის კომპლექსურ შემთხვევით სიდიდეებს, წრიული სიმეტრიით და არანულოვანი საშუალო მნიშვნელობით ან როგორც არა ერთის ტოლ კოვარიაციულ მატრიცას. ზოგადად შეიძლება ითქვას, რომ სხვადასხვა სახის დაშვება დამოკიდებულია არხის შესახებ ინფორმაციის არსებობაზე, მატრიცის ელემენტების განაწილების სახეზე და განაპირობებს არხის გამტარუნარიანობას, ასევე სიგნალების სივრცით დროითი გადაცემის სხვადასხვა მიდგომებს.

მიმღებზე სიგნალის ოპტიმალური დეკოდირებისათვის აუცილებელია მოდულაციის პროცესში მაქსიმალური სიზუსტის ალგორითმების გამოყენება. თუ სიმბოლოები, რომლებიც მოდულირებულია ყველა M_t გადამცემი ანტენისათვის არჩეულია X ზომის ალფაბეტისაგან, მაშინ გადაცემული სიმბოლოების მიმღებზე ჯვარედინი მიღების გამო აუცილებელია ყველა შესაძლო M_t ვექტორის სრული გადარჩევა. თუ გადაცემისათვის უცნობია H მატრიცა, შეუძლებელია დეკოდირების სირთულის შემცირება. დეკოდირების სირთულე ჩვეულებრივ ძალიან მაღალია იმ შემთხვევაშიც თუ გადამცემი ანტენების რაოდენობა არც ისე დიდია. თუმცა, თუ გადამცემს ექნება ინფორმაცია არხის შესახებ, დეკოდირების სირთულე მნიშვნელოვნად მცირდება.

1.2 პარალელური MIMO არხები

მრავალარხიანი ანტენები გადამცემზე თუ მიმღებზე შეიძლება გამოვიყენოთ დაშორების ეფექტურობის გაზრდისათვის. თუ მრავალელემენტიანი ანტენები გამოიყენება გადაცემაზეც და მიღებაზეც მაშინ არსებობს, ექსპლუატაციური მაჩვენებლების გაზრდის მექანიზმი, რომელსაც მულტიპლექსირებით მიღებული მოგება ეწოდება. მულტიპლექსირებით მიღებული მოგება MIMO სისტემებში მიიღწევა MIMO არხის R რაოდენობის დამოუკიდებელ არხებად დაყოფის ხარჯზე. დამოუკიდებელი მონაცემების ამ არხებით მულტიპლექსირებით ვიღებთ გადაცემის სიჩქარის R -ჯერ გაზრდას იმ სისტემებთან შედარებით

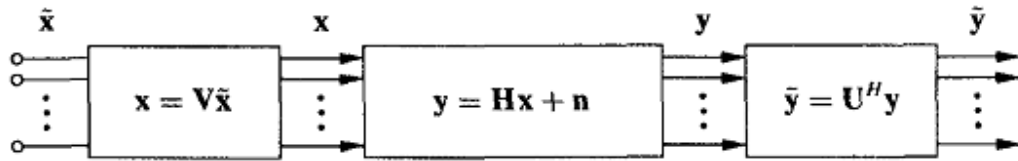
რომლებშიც გამოიყენება ერთი ანტენა მიღებაზე და ერთი ანტენა გადაცემაზე. სიჩქარის ამ მეთოდით გაზრდას ეწოდება მულტიპლექსირებით მიღებული ეფექტურობა.

განვიხილოთ MIMO არხი $M \times M$ ზომის H მატრიცით, რომლის შესახებ ინფორმაცია აქვს როგორც გადამცემს ისე მიმღებს. R_H ავლნიშნოთ H მატრიცის რანგი ნებისმიერი მატრიცისათვის ჩვენ შეგვიძლია მივიღოთ მისი გამლა სინგულარული რიცხვების სახით.

$$H = U \Sigma V^H, \quad (1.2)$$

სადაც U ზომით $M \times M$ და V ზომით $M \times M$ უნიტარული მატრიცებია, ხოლო Σ - H მატრიცის სინგულარული λ_i რიცხვების დიაგონალური მატრიცა. სინგულარულ რიცხვებს აქვს ასეთი თვისება რომ $\lambda_i = \sqrt{\lambda_i}$, სადაც λ H მატრიცის უდიდესი საკუთარი მნიშვნელობაა, ხოლო ამ სინგულარული რიცხვების რანგი R_H არ არის ნულის ტოლი, რადგან R_H რანგი არ შეიძლება მეტი იყოს H მატრიცის სვეტების და სტრიქონების რაოდენობაზე $R_H = \min(M, M)$. თუ მატრიცა H სრულრანგიანია, რაც შეესაბამება სიგნალის ძლიერი გაფანტვის პირობებს, მაშინ $R_H = \min(M, M)$. სხვა გავრცელების პირობებში H მატრიცას შეიძლება ჰქონდეს დაბალი რანგი. გადაცემის კოეფიციენტების მაღალი კორელაციის მქონე არხებისათვის მატრიცის რანგი შეიძლება იყოს ერთის ტოლი.

არხის პარალელური განლაგება მიიღწევა გარდაქმნების შესრულების ხარჯზე არხის შესასვლელზე და გამოსასვლელზე x და y გადამცემებზე წინასწარი კოდირებით და სიგნალის ფორმირებით. წინასწარი კოდირებისას ანტენის შესასვლელზე მიეწოდება x სიგნალი, რომელიც არის შესასვლელი \bar{x} ვექტორის $x = V \bar{x}$ სახით გარდაქმნის რეზულტატი. მიმღებზე სიგნალის ფორმირებისას სრულდება მსგავსი ოპერაცია - არხის გამოსასვლელზე y სიგნალის გამრავლება U^H მატრიცაზე როგორც ნაჩვენებია ნახ. 1.2.



ნახ.1.2. წინასწარი კოდირება გადამცემზე და გასწორება მიმღებზე

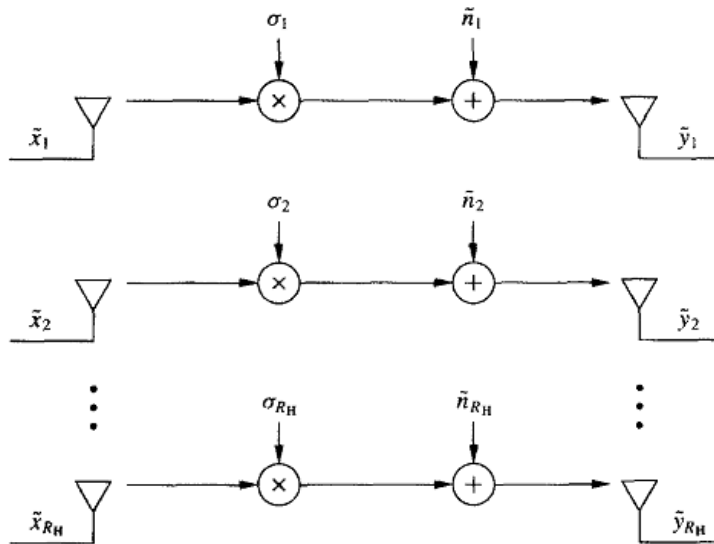
წინასწარი კოდირება გადამცემზე და გასწორება მიმღებზე წარმოქმნის MIMO არხის R_H პარალელურ არხს ერთი შესასვლელით და ერთი გამოსასვლელით SISO (single-input and single-output). x შესასვლელის და y გამოსასვლელის სინგულარულ რიცხვებად გაშლა გვაძლევს :

$$\tilde{y} = U^H (Hx + n) = U^H (U \Sigma V^H x + n) = U^H (U \Sigma V^H V \tilde{x} + n) = U^H U \Sigma V^H V \tilde{x} + U^H n = \Sigma \tilde{x} + \tilde{n} , \quad (1.3)$$

სადაც, U^H და Σ -არის H მატრიცის სინგულარული რიცხვების მატრიცა. რომელშიც დიაგონალის ყველა ელემენტი გარდა i დიაგონალის δ_i ელემენტებისა წულის ტოლია. ერთეულოვან მატრიცაზე გამრავლება არ ცვლის ხმაურის განაწილებას, ამიტომ n და \tilde{n} განაწილებულია ერთნაერად. გადამცემზე წინასწარი კოდირება და მიმღებზე გასწორება წარმოქმნის R_H პარალელურ დამოუკიდებელ არხს, სადაც i -იურ არხს აქვს x_i შესასვლელი, y_i გამოსასვლელი, n_i ხმაური და გადაცემის კოეფიციენტი δ_i . δ_i კოეფიციენტები ურთიერთკავშირშია, რადგან ისინი გადაცემის H მატრიცის ფუნქციებია. მაგრამ რადგან პარალელური არხები ერთმანეთს არ უშლიან ხელს, შეიძლება ითქვას რომ ეს გადაცემის კოეფიციენტები ურთიერთდამოუკიდებელია და ერთმანეთთან დაკავშირებულია მხოლოდ სიმძლავრის საერთო შეზღუდვით. ასეთი სახის პარალელური დაყოფა ნაჩვენებია ნახ. 1.3. რადგან პარალელური არხები ერთმანეთზე არ ზემოქმედებენ, მაქსიმალური სიზუსტის მეთოდით ოპტიმალური მოდულაციის რეალიზების სირთულე წრფივად დამოკიდებული R_H დამოუკიდებელი არხების რაოდენობაზე. უფრო მეტიც პარალელური არხებით დამოუკიდებელი მონაცემების გადაცემის დროს, MIMO

არხით შესაძლებელია მონაცემთა გადაცემის სიჩქარის გაზრდა ერთი გადამცემი და ერთი მიმღები ანტენის მქონე სისტემებთან შედარებით R_H -ჯერ, თუმცა თითოეული არხის მახასიათებლები დამოკიდებულია მათსავე გადაცემის კოეფიციენტებზე.[11,14]

კონკრეტული პრაქტიკული გამოთვლა გვიჩვენებს კავშირს შეცდომების მაღალ ალბათობას და არხის გამტარუნარიანობას შორის.



ნახ.1.3. არხების პარალელური განაწილება

ვიპოვოთ პარალელური არხების ექვივალენტური მოდელი MIMO არხისათვის რომლის გადაცემის მატრიცა H ტოლია:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0,1 & 0,3 & 0,7 \\ 0,5 & 0,4 & 0,1 \\ 0,2 & 0,6 & 0,8 \end{bmatrix}$$

H მატრიცის $H=U\Sigma V$ სინგულარულ რიცხვებად გაშლა გვაძლევს:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} -0,555 & 0,3764 & -0,7418 \\ -0,3338 & -0,9176 & -0,2158 \\ -0,7619 & 0,1278 & 0,6349 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1,3333 & 0 & 0 \\ 0 & 0,5129 & 0 \\ 0 & 0 & 0,0965 \end{bmatrix} \times \\ \times \begin{bmatrix} -0,2811 & -0,7713 & -0,5710 \\ -0,5679 & -0,3459 & 0,7469 \\ -0,7736 & 0,5342 & -0,3408 \end{bmatrix}$$

სადაც გვაქვს სამი არანულოვანი სინგულარული მნიშვნელობა, ამიტომ $R_H = 3$, რაც გვადლევს სამ პარალელურ არხს გადაცემის შესაბამისი კოეფიციენტებით – $\delta_1=1,3333$, $\delta_2=0,5129$, $\delta_3=0,0965$. შესამჩნევია, რომ არხების გადაცემის კოეფიციენტები მცირდება და მესამე არხისათვის მისი მნიშვნელობა ძალიან მცირეა, შედეგად ამ ბოლო არხს ექნება შეცდომების ძალიან მაღალი ალბათობა, ან დაბალი გადაცემის შესაძლებლობები.[12,13,14]

1.3 MIMO არხის გამტარუნარიანობა

არხის გამტარუნარიანობა დამოკიდებულია იმაზე თუ რა ინფორმაცია აქვს გადამცემს ან/და მიმღებს გადაცემის მატრიცის და მისი განაწილების შესახებ.

1.3.1 სტატიკური არხები.

MIMO არხის გამტარუნარიანობა გამოისახება SISO არხის გამტარუნარიანობის ფორმულის გაფართოებული ვარიანტით. სტატიკური არხისათვის შეიძლება დავუშვათ მიმღებში ინფორმაციის არსებობა და ასეთ შემთხვევაში გამტარუნარიანობა განისაზრვრება გამოსახულებით:

$$C = \max_{p(\mathbf{x})} i(\mathbf{X}; \mathbf{Y}) = \max_{p(\mathbf{x})} [H(\mathbf{Y}) - H(\mathbf{Y}|\mathbf{X})] \quad (1.4)$$

სადაც $H(Y)$ და $H(Y|X)$ - y და $y|x$ ენტროპიებია. ენტროპიის განსაზღვრებიდან პირობითი ენტროპია ხმაურის ენტროპიის $H(Y|X)$ ტოლია, რადგან n ხმაურს აქვს ფიქსირებული ენტროპია, რომელიც არ არის დამოკიდებული არხის შესასვლელზე. მიმღებისა და გადამცემის ურთიერთშესახებ ინფორმაციის მაქსიმიზაცია y ენტროპიის მაქსიმიზაციის ექვივალენტურია.

შესასვლელი x ვექტორის მოცემული R_x კოვარიაციის მატრიცისათვის R_y გამოსასვლელზე კოვარიაციის მატრიცა, რომელიც შეესაბამება MIMO არხის y გამოსასვლელს განისაზღვრება გამოსახულებით

$$\mathbf{R}_y = \mathbf{E}[\mathbf{y}\mathbf{y}^H] = \mathbf{H}\mathbf{R}_x\mathbf{H}^H + \mathbf{I}_{M_r} . \quad (1.5)$$

ჩანს რომ მოცემული R_x კოვარიაციის მატრიცისათვის ყველა შემთხვევითი ვექტორისათვის y ენტროპია მაქსიმალურია მაშინ, როდესაც y წარმოადგენს კომპლექსურ შემთხვევით გაუსის ვექტორს, ნულოვანი საშუალო მნიშვნელობით და წრიული სიმეტრიით, მაგრამ კარგი მახასიათებლები ვექტორს აქვს მაშინ თუ ასეთივე მახასიათებლები აქვს x ვექტორს შესასვლელზე და შესაბამისად ეს არის ფორმულაში x -ისათვის ოპტიმალური განაწილება, იმ პირობით რომ შესრულებული იქნება ტოლობა $\text{Tr}(\mathbf{R}_x)=p$. აქედან ჩვენ გვაქვს $H(n)=B\log_2\det[\pi\mathbf{I}_{M_r}]$ და $H(y)=B\log_2\det[\pi\mathbf{R}_y]$, რაც გვაძლევს ურთიერთინფორმაციას შემდეგი სახით:

$$I(\mathbf{X}; \mathbf{Y}) = B \log_2 \det \left[\mathbf{I}_{M_r} + \mathbf{H}\mathbf{R}_x\mathbf{H}^H \right] . \quad (1.6)$$

MIMO არხების მაქსიმალური გამტარუნარიანობა მიიღწევა ურთიერთშესახებ ინფორმაციის მაქსიმიზაციით ყველა შესასვლელ R_x კოვარიაციის მატრიცაზე, რომელიც აკმაყოფილებს სიმძლავრის შეზღუდვის პირობებს:

$$C = \max_{\mathbf{R}_x: \text{Tr}(\mathbf{R}_x)=\rho} B \log_2 \det \left[\mathbf{I}_{M_r} + \mathbf{H}\mathbf{R}_x\mathbf{H}^H \right] , \quad (1.7)$$

სადაც $\det\{A\}$ აღნიშნავს A მატრიცის დეტერმინანტს. R_x – თან შედარებით გადამცემის ოპტიმიზაცია დამოკიდებულია იმაზე, აქვს თუ არა გადამცემს ინფორმაცია H მატრიცის შესახებ. განვიხილოთ ოპტიმიზაციის სხვადასხვა ვარიანტი:[20,41,26]

I-ვარიანტი გადამცემს აქვს ინფორმაცია არხის შესახებ

MIMO არხის განლაგება იძლევა საშუალებას არხის ფიქსირებული H მატრიცისათვის მივიღოთ გამტარუნარიანობის მართვადი მახასიათებლები. H მატრიცა ცნობილია როგორც გადამცემისათვის ისე მიმღებისათვის კერძოდ, გამტარუნარიანობა ტოლია დამოუკიდებელი პარალელური არხების ჯამის, თუ გადაცემის სიმძლავრე ოპტიმალურადაა გადანაწილებული ამ არხებზე. დამოუკიდებელ არხებზე სიმძლავრის განაწილების ოპტიმიზაცია მიიღება შესასვლელი კოვარიაციის მატრიცის ოპტიმიზაციის შედეგად. მატრიცაში სინგულარული რიცხვების ჩასმით და ერთეულოვანი მატრიცის თვისების გამოყენებით, ჩვენ ვიღებთ MIMO სისტემის გამტარუნარიანობის გამოსახულებას იმ შემთხვევისათვის როდესაც გადამცემსაც და მიმღებსაც აქვს ინფორმაცია არხის შესახებ

$$C = \max_{\rho_i: \sum_i \rho_i \leq \rho} \sum_{i=1}^{R_H} B \log_2(1 + \sigma_i^2 \rho_i), \quad (1.8)$$

სადაც R_H H მატრიცაში არანულოვანი სინგულარული მნიშვნელობების δ რაოდენობაა. რადგან MIMO არხი იყოფა R_H პარალელურ არხებად, მაშინ მას აქვს R_H თავისუფლების ხარისხი. რადგან $p=P/\delta$ გამტარუნარიანობა შეიძლება გამოვსახოდ P_i სიმძლავრის j -იურ პარალელურ არხზე განაწილებით:

$$C = \max_{P_i: \sum_i P_i \leq P} \sum_{i=1}^{R_H} B \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_i^2 P_i}{\sigma^2} \right) = \max_{P_i: \sum_i P_i \leq P} \sum_{i=1}^{R_H} B \log_2 \left(1 + \frac{P_i \gamma_i}{P} \right), \quad (1.9)$$

სადაც $\gamma_i = \delta_i P / \delta$ არის SNR და შეესაბამება j -იურ არხს მთლიან სიმძლავრეზე. ეს გამოსახულება გვიჩვენებს, რომ SNR მაღალი მნიშვნელობებისას არხის ტევადობა იზრდება წრფივად არხის თავისუფლების ხარისხის ზრდასთან ერთად და პირიქით SNR დაბალი მნიშვნელობების დროს, მთლიანი სიმძლავრე გამოეყოფა მაღალი SNR-ის მქონე არხს. გამოთვლებს და ოპტიმიზაციას მიეყვართ MIMO არხში სიმძლავრის განაწილების პრინციპითან, რომელიც გამოსახულებით ასე ჩაიწერება:

$$\frac{P_i}{P} = \begin{cases} 1/\gamma_0 - 1/\gamma_i, & \gamma_i \geq \gamma_0 \\ 0, & \gamma_i < \gamma_0 \end{cases} \quad (1.10)$$

γ -ს ზოგიერთი მნიშვნელობისათვის გამტარუნარიანობა ტოლია

$$C = \sum_{i:\gamma_i \geq \gamma_0} B \log \left(\frac{\gamma_i}{\gamma_0} \right) \quad (1.11)$$

პრაქტიკული გამოთვლები გვიჩვენებს: მაგ. ვიპოვოთ MIMO არხის გამტარუნარიანობა და სიმძლავრის ოპტიმალური განაწილება თუ $p=P/\delta=10$ დბ, $B=13$ ც და არხის სინგულარული მნიშვნელობები ტოლია – $\delta_1=1,3333$, $\delta_2=0,5129$ და $\delta_3=0,0965$. რადგან $\gamma=10,02$ δ_i ვლებულობთ, რომ $\gamma_1=17,7769$ $\gamma_2=2,6307$ $\gamma_3=0,0931$. დავუშვათ, რომ სიმძლავრე განაწილებულია სამივე პარალელურ არხზე, მაშინ სიმძლავრის შეზღუდვის გამო ვიღებთ:

$$\sum_{i=1}^3 \left(\frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma_i} \right) = 1 \Rightarrow \frac{3}{\gamma_0} = 1 + \sum_{i=1}^3 \frac{1}{\gamma_i} = 12,1749$$

ამ განტოლების γ_0 მიმართ ამოხსნით მივიღებთ $\gamma_0 = 0,2685$, რაც არალოგიკურია რადგან $\gamma_3 = 0,09312 < \gamma_0 = 0,2685$ ამიტომ მესამე არხს სიმძლავრე არ გამოეყოფა. მაშინ სიმძლავრის შეზღუდვა გვაძლევს:

$$\sum_{i=1}^2 \left(\frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma_i} \right) = 1 \Rightarrow \frac{2}{\gamma_0} = 1 + \sum_{i=1}^2 \frac{1}{\gamma_i} = 1,4364$$

ამ შემთხვევაში გამოთვლები გვაძლევს $\gamma_0 = 1/392 < \gamma_2$, მაშინ $P_1 = 1/1,392 - 1/\gamma_1$ ე.ი. $P_1 = 0,662$, ხოლო $P_2 = 0,338$. გამტარუნარიანობა ტოლი იქნება :

$$C = \log_2 (\gamma_1/\gamma_0) + \log_2 (\gamma_2/\gamma_0) = 4,59_{\text{ბტ/წმ}}$$

არხის შესახებ ზუსტი ინფორმაციის არსებობის შემთხვევაში გამტარუნარიანობის ასეთი გამოთვლა მისაღებია ერთ გადამცემ ანტენიანი და მრავალანტენიანი მიმღებით აღჭურვილი სისტემებისათვისაც ან პირიქით. ასეთ არხებში მოგების მიღება ხდება მრავალელემენტანი ანტენების და გაფანტვის შეკრების ხარჯზე და არა მულტიპლექსირების შედეგად. თუ გადამცემს და მიმღებს აქვს ინფორმაცია არხის შესახებ, მაშინ გამტარუნარიანობა SISO არხის გამტარუნარიანობის ტოლი იქნება SNR-ის მაღალი მნიშვნელობის შემთხვევაში და ეს გვაძლევს გამტარუნარიანობას :

$$C = B \log_2 \left(1 + \rho \|\mathbf{h}\|^2 \right), \quad (1.12)$$

სადაც H საარხო მატრიცა დაიყვანება არხის h გადაცემის ვექტორზე, ვექტორის ოპტიმალური წონა ტოლია $c=H/|h|$ და $\rho=P/\delta$.

II ვარიანტი– გადამცემს არ აქვს ინფორმაცია არხის შესახებ, სიმძლავრის თანაბარი განაწილება.

დავუშვათ, რომ მიმღებს აქვს ინფორმაცია არხის შესახებ და გადამცემს კი არა. არხის შესახებ ინფორმაციის არქონის გამო გადამცემს არ შეუძლია მისი სიმძლავრის განაწილება, ან ანტენის კოვარიაციის შიდა სტრუქტურის ოპტიმიზაცია. თუ საარხო H მატრიცის განაწილება შეესაბამება საშუალო

ნულოვანი მნიშვნელობის ორგანზომილებიანი თეთრი ხმაურის განაწილების მოდელს, მაშინ გასაშუალება ან H მატრიცის კოვარიაცია არ ხდება . ამიტომ ყველაზე საუკეთესო სტრატეგია იქნება გამოუვყუოთ თითოეულ ანტენას თანაბარი სიმძლავრე. რაც შედეგად გვაძლევს კოვარიაციის შესასვლელ მატრიცას $R_x=(p/M_t)I_{M_t}$. ეს კოვარიაციის მატრიცა ახდენს არხის შესახებ ურთიერთინფორმაციის მაქსიმიზაციას. სისტემისათვის რომელიც შედგება M_t გადამცემი და M_r მიმღები ანტენისაგან ვიღებთ ურთიერთინფორმაციის გამოსახულებას შემდეგი სახით:

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{y}) = B \log_2 \det \left[\mathbf{I}_{M_r} + \frac{\rho}{M_t} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right] \quad (1.13)$$

H მატრიცის სინგულარული რიცხვებით წარმოდგენით ეს გამოსახულება შეიძლება გამოვსახოთ:

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{y}) = \sum_{i=1}^{R_H} B \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_i}{M_t} \right) \quad (1.14)$$

სადაც $\gamma_i = \sigma_i^2 \rho = \sigma_i^2 P / \sigma^2$.

MIMO არხის ურთიერთინფორმაცია დამოკიდებულია H მატრიცის რეალიზაციაზე, კერძოდ მის სინგულარულ მნიშვნელობებზე: H შემთხვევითი ინფორმაციის განაწილება დამოკიდებულია H მატრიცის სინგულარული მნიშვნელობების განაწილებაზე. მიუხედავად მქონე არხებში გადამცემს შეუძლია გადასცეს ინფორმაცია ურთიერთინფორმაციის შესაბამისად და უზრუნველყოს ინფორმაციის სწორი მიღება. მაგრამ სტატისტიკურ არხში თუ გადამცემს არა აქვს ინფორმაცია არხის შესახებ მაშინ მან არ იცის რომელი სიჩქარით შეიძლება გადასცეს ინფორმაცია რომ მოხდეს მისი სწორად მიღება. გამტარუნარიანობა ამ შემთხვევაში განისაზღვრება ზღვრული სიჩქარით, რომლითაც შეიძლება

განხორციელდეს გადაცემის სეანსი წყვეტის გარეშე. ასეთ მაქსიმალურ R სიჩქარეზე გადაცემის დროს კავშირის წყვეტის ალბათობა ტოლია :

$$P_{out} = p \left(\mathbf{H} : B \log_2 \det \left[\mathbf{I}_{M_r} + \frac{\rho}{M_t} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right] < R \right). \quad (1.15)$$

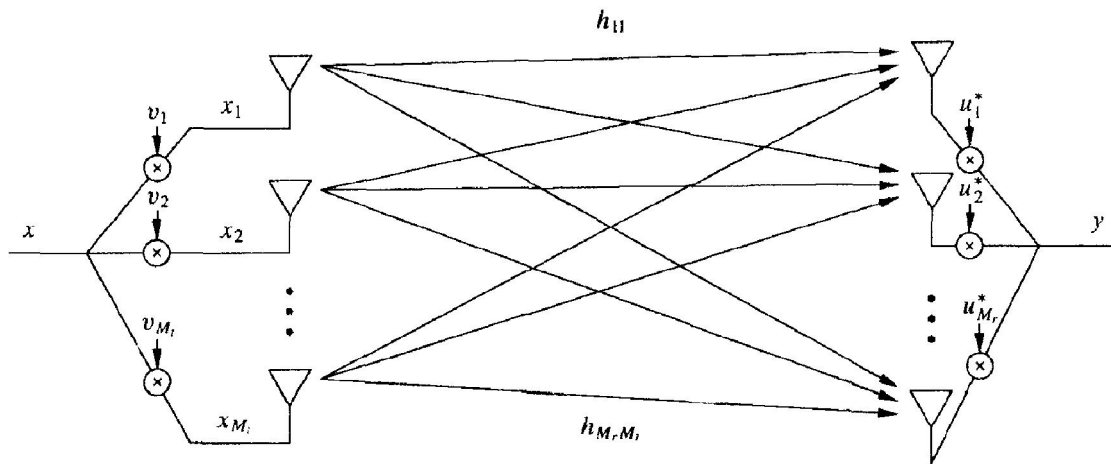
მოცემული ალბათობის მნიშვნელობა დამოკიდებულია H მატრიცის საკუთარი მნიშვნელობების განაწილებაზე.

1.4 MIMO სისტემების მოგება: ანტენის მიმართული ქმედების დიაგრამის ფორმირება

გადამცემის და მიმღების საანტენო სისტემებს არ აფასებენ გამტარუნარიანობის გაზრდის მიხედვით, არამედ საანტენო გისოსის გამლიერების კოეფიციენტით[27] და მისგან მიღებული მოგებით. ერთიდაგივე სიმბოლო გადამრავლებული შეწონილ კომპლექსურ კოეფიციენტზე გადაიცემა თითოეული გადამცემი ანტენით, ისე რომ შესასვლელ კოვარიაციის მატრიცას ჰქონდეს ერთეულოვანი რანგი. ამ სქემას ეწოდება MIMO ანტენების მიმართული დიაგრამის ფორმირება. მიმართულების დიაგრამის ფორმირება ხდება წინასწარი კოდირების და გასწორების მატრიცების შესაბამისად, აღნიშნული მატრიცები წარმოადგენენ სვეტ ვექტორებს $\mathbf{V}=\mathbf{v}$ და $\mathbf{U}=\mathbf{u}$, როგორც ნაჩვენებია ნახ.1.4. ნახაზიდან ჩანს რომ, გადასაცემი სიმბოლო x წონით v_i გადაიცემა i -ური ანტენით. მიმღებ მხარეზე i -ური ანტენით მიღებული სიგნალი მრავლდება u_i კოეფიციენტზე. როგორც გადაცემაზე ისე მიღებაზე წონითი ვექტორები ნორმირებულია ისე რომ $\mathbf{u}=\mathbf{v}=1$. შედეგად მიღებულ სიგნალს აქვს შემდეგი სახე:

$$\mathbf{y} = \mathbf{u}^H \mathbf{H} \mathbf{v} x + \mathbf{u}^H \mathbf{n}. \quad (1.16)$$

სადაც, თუ $n=(n_1...n_{mr})$ შედგება დამოუკიდებელი ერთნაირად განაწილებული ელემენტებისაგან, მაშინ u^*n სტატისტიკა ისეთივეა როგორც ნებისმიერი ამ ელემენტების სტატისტიკა.



ნახ.1.4. MIMO არხი ანტენების მიმართული მოქმედების დიაგრამის ფორმირებით

მიმართული დიაგრამების ფორმირება უზრუნველყოფს მოგებას მრავალსივნიანი სიგნალის კოჰერენტული გაერთიანების გამო. სიგნალის კოჰერენტული გაერთიანებისათვის აუცილებელია მიმღებში არხის შესახებ ინფორმაციის არსებობა. მახასიათებლების გაუმჯობესება ამ შემთხვევაში დამოკიდებულია არხის შესახებ ინფორმაციის არსებობაზე მიმღებში. თუ H მატრიცა ცნობილია, მაშინ სიგნალი ხმაურის ფარდობის SNR-ის ოპტიმიზაცია მიმღებზე ხდება არხის H მატრიცის გვერდით ვექტორებად u და v ვექტორების არჩევის შედეგად. ამიტომ $\sigma_1 = \sigma_2$ მაქსიმალური სინგულარული მნიშვნელობები იქნება შესაბამისად u და v . შეიძლება ვაჩვენოთ რომ SNR მიმღებზე ტოლია

$$\gamma = \sigma_{\max}^2 \rho, \quad (1.17)$$

სადაც σ_{\max} – H მატრიცის უდიდესი სინგულარული მნიშვნელობის ტოლია. შედეგად გამტარუნარიანობა ტოლია

$$C = B \log_2 (1 + \sigma_{\max}^2 \rho), \quad (1.18)$$

რაც შეესაბამება ერთარხიანი SISO სისტემის გამტარუნარიანობას, რომლის სიმძლავრის გადაცემის კოეფიციენტი ტოლია σ_{\max} . ორგანზომილებიანი თეთრი ხმაურის მქონე H მატრიცისათვის შეიძლება ვაჩვენოთ რომ საანტენო გისოსის გაძლიერების კოეფიციენტის მნიშვნელობა, მიმართულების დიაგრამის ფორმირებისას მდებარეობს $\max(M_t, M_r)$ და $M_t M_r$ შორის. მრავალსიხვიანობის შედეგად მიღებული მოგება ტოლია $M_t M_r$.

თუ გადამცემს არ აქვს ინფორმაცია არხის შესახებ, მაშინ $M_t=2$ შემთხვევისათვის M_r საანტენო სისტემიდან მოგების მიღებისა და $2 M_r$ მაქსიმალური მოგებისათვის შეიძლება გამოვიყენოთ ალამაუტის სქემა. თუ $M_r > 2$ საერთო მოგების მიღებისათვის ასევე შესაძლებელია სივრცით-დროითი ლოკალური კოდების გამოყენება. მიუხედავად იმისა, რომ მიმართული მოქმედების დიაგრამის ფორმირება გვამღევს ნაკლებ გამტარუნარიანობას გადამცემზე წინასწარი კოდირების და მიმღებზე გასწორების მეთოდთან შედარებით, დემოდულაციის სირთულეს მიმართული დიაგრამის შემთხვევაში აქვს დაბალი თანრიგი. განვიხილოთ MIMO არხი, გადაცემის კოეფიციენტების მატრიცით H

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0,7 & 0,9 & 0,8 \\ 0,3 & 0,8 & 0,2 \\ 0,1 & 0,3 & 0,9 \end{bmatrix}$$

განვსაზღვროთ ამ არხის გამტარუნარიანობა მიმართული მოქმედების დიაგრამის ფორმირების და გადამცემში და მიმღებში არხის შესახებ ინფორმაციის არსებობის შემთხვევაში, თუ $B=100$ კჰც და $p=10$ დბ.

H მატრიცის უდიდესი სინგულარული მნიშვნელობა ტოლია

$$\sigma_{\max} = \sqrt{\lambda_{\max}},$$

სადაც λ_{\max} არის მატრიცის მაქსიმალური კერძო მნიშვნელობა

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^H = \begin{bmatrix} 1,94 & 1,09 & 1,06 \\ 1,09 & 0,77 & 0,45 \\ 1,06 & 0,45 & 0,91 \end{bmatrix}$$

ამ მატრიცის უდიდესი კერძო მნიშვნელობა ტოლია $\lambda_{\max}=3,17$. ამიტომ

$$C = B \log_2(1 + \lambda_{\max} \rho) = 10^5 \log_2(1 + 31,7) = 503 \text{ კბტ/წმ}$$

1.5. კომპრომისი განცალკევებით მიღებასა და მულტიპლექსირებას შორის

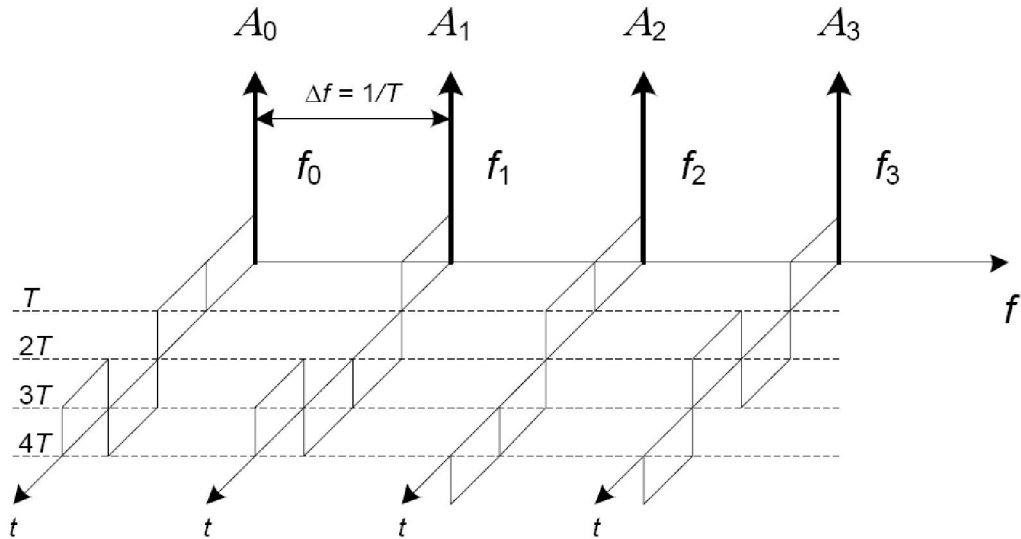
MIMO სისტემებში არსებობს ხარისხის მაჩვენებლების გაუმჯობესების ორი მეთოდი: ერთი მეთოდი მდგომარეობს იმაში რომ მოხდეს MIMO არხის დაყოფა რამდენიმე პარალელურ არხად და შემდეგ ამ არხებში სხვადასხვა ინფორმაციის მულტიპლექსირების გზით გაიზარდოს სისტემის გამტარუნარიანობა. გამტარუნარიანობის ასეთ გაზრდას ეწოდება ასევე მოგება მულტიპლექსირების ხარჯზე. თუმცა თითოეული არხის SNR დამოკიდებულია საარხო მატრიცის სინგულარულ მნიშვნელობებზე. ამის გათვალისწინება ხდება გამტარუნარიანობის ანალიზის დროს შესაბამის არხებში შედარებით დაბალი სიჩქარის მინიჭებით. პრაქტიკაში ასეთი არხებით გადაცემის სტრატეგიას ჩვეულებრივ აქვს ცუდი საექსპლუატაციო მაჩვენებლები, თუ არ გამოიყენება კოდირების მძლავრი მეთოდები. ალტერნატიულ მეთოდს წარმოადგენს მიმართული ქმედების დიაგრამის ფორმირება, როდესაც ხდება არხის გადაცემის კოეფიციენტების კოჭერენტული გაერთიანება, რომ

მიღებული იყოს მდგრადი არხი და მოგება განცალკევებული მიღების შედეგად. ამასთან არ არის აუცილებელი ანტენები გამოვიყენოთ მხოლოდ მულტიპლექსირების ან განცალკევებისათვის. ზოგიერთი სივრცით-დროითი რესურსი შეიძლება გამოვიყენოთ განცალკევებული მიღებით მოგებისათვის და დანარჩენი მულტიპლექსირებისათვის. აქედან ჩნდება MIMO სისტემებისათვის მთავარი კითხვა : ანტენები უნდა გამოვიყენოთ განცალკევებული მიღებიდან მოგებისათვის თუ მულტიპლექსირებით მოგების მიღებისათვის.

1.6. OFDM სიგნალების დროითი მახასიათებლები

OFDM სიგნალებით მონაცემების გადაცემის იდეა მდგომარეობს მრავალი გადამტანი სიხშირის გამოყენებაში. გადასაცემი მონაცემების ნაკადი ნაწილდება მრავალ სიხშირეზე, ქვეარხზე და ამ არხებზე გადაცემა ხდება პარალელურად. მაღალსიჩქარიანი ნაკადის შედარებით დაბალსიჩქარიან ნაკადებად დაყოფა, რომელთაგან თითოეული მოდულირდება საკუთარ გადამტან სიხშირეზე. ასეთი OFDM სიგნალები სიმბოლოთაშორისი ინტერფერენციის პირობებში უზრუნველყოფენ მაღალ ხელშეშლამდგრადობას. OFDM სიგნალების ფორმირება ხდება ფურიეს დისკრეტული გარდაქმნებით. ფურიეს გარდაქმნის შედეგად მიღებული სიგნალები მიეწოდება ციფრულ ანალოგურ გარდამქმნელს.

ქვეგადამტან სიხშირეებზე სიგნალები ორთოგონალურია.



ნახ.1.5. OFDM სიგნალების სიხშირული და დროითი მახასიათებლების სქემატური წარმოდგენა

ნახ.1.5. სქემატურად ნაჩვენებია OFDM სიგნალი ოთხი ქვეგადამტანი სიხშირისათვის ორობითი ფაზური მანიპულაციით. სიხშირეების ღერძზე ნაჩვენებია ამპლიტუდის მნიშვნელობა $A_0...A_3$, სიგნალების რხევა ქვეგადამტან სიხშირეებზე $f_0...f_3$. ხოლო დროით ღერძზე თითოეული სიგნალის არსებული კონტურები. სიხშირული დაშორება ქვეგადამტან სიხშირებს შორის შეადგენს $1/T$. T ხანგრძლივობის დროით ინტერვალზე თავსდება k გადამტანი რხევის პერიოდი.

OFDM სიგნალების შემთხვევითი მიმდევრობების ენერგეტიკული სპექტრი განისაზღვრება თითოეული ქვეგადამტანი სიხშირის შემთხვევითი მიმდევრობების ენერგეტიკული სპექტრების ჯამით.[3,11]

OFDM სიგნალები ფართოდ გამოიყენება არხებში, სადაც სხვადასხვა ობიექტიდან სიგნალის არეკვლის შედეგად ხდება სიმბოლოთაშორისი ინტერფერენცია. სიმბოლოთაშორისი ინტერფერენციის გავლენის ხარისხი დამოკიდებულია გადაცემული ინფორმაციული სიმბოლოების გადაკვეთის ხარისხზე. ამიტომ ასეთ

პირობებში სიგნალების მიღების ხარისხის გაუმჯობესებისათვის მიზანშეწონილია გაიზარდოს სიმბოლოს ხანგრძლივობა T . ეს შეიძლება გაკეთდეს გადაცემის სიჩქარის შემცირების ხარჯზე, რაც არც თუ ისე მისაღებია.

სიმბოლოთაშორის ინტერფერენციასთან ბრძოლის ერთერთი ცნობილი მეთოდია მრავალპოზიციანი მოდულაციის გამოყენება, რომლის დროსაც T_c ხანგრძლივობა მოდულატორის გამოსასვლელზე T_b ხანგრძლივობასთან შედარებით იზრდება $\log_2 2M$ -ჯერ. $T_c = T_b \log_2 2M$, სადაც M არის ელემენტარული სიგნალების რაოდენობა. ასეთი OFDM სიგნალებში გამოიყენება ფაზური მანიპულაციის მეთოდები PM-2, PM-4 და QAM-16, QAM-64.

სიმბოლოთაშორისი ინტერფერენციის წინააღმდეგ გამოიყენება დამცავი ინტერვალი, რომელიც ემატება OFDM სიგნალს, ასევე გამოიყენება ხელშეშლამდგრადი კოდირება და პილოტ სიგნალები. საკმარისი ხანგრძლივობის დამცავი ინტერვალის ჩასმით თითოეული სიმბოლოს ბლოკის დასაწყისში შეიძლება პრაქტიკულად მთლიანად გამოვრიცხოთ სიმბოლოთაშორისი გავლენა.

OFDM სიგნალებში გამოიყენება ორთოგონალური გადამტანი ქვეარხები, რომელთა სიხშირეები აიღება პირობიდან.

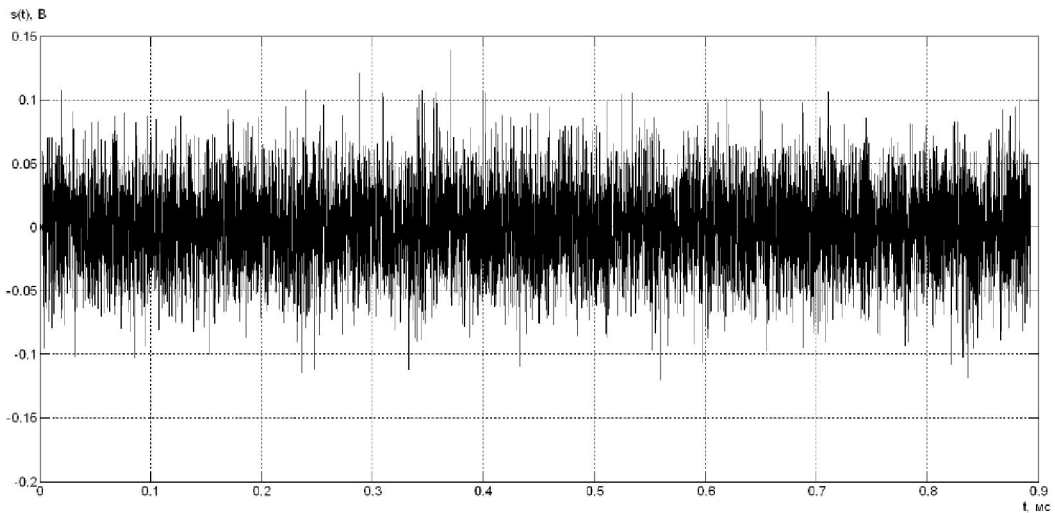
$$\int_0^T \sin(2\pi f_l t) \sin(2\pi f_k t) dt = 0, k \neq l \quad (1.19)$$

სადაც T სიმბოლოს ხანგრძლივობაა, f_k, f_l – k და l არხის გადამტანი სიხშირეებია. ორთოგონალურობის პირობის დაცვით არხთაშორისი ინტერფერენცია გამოირიცხება ქვეარხების უფრო მჭიდრო განლაგების ხარჯზე. OFDM სიგნალების სპექტრული ეფექტურობა კლასიკური სიგნალების სპექტრულ ეფექტურობასთან შედარებით გაცილებით მაღალია. 0 დან T -მდე დროით ინტერვალზე OFDM სიგნალებს გადამტან სიხშირეზე აქვს სახე:

$$z(t) = \operatorname{Re} \left\{ \exp(j2\pi f_h t) \sum_{n=0}^{N-1} y_n \exp(j\omega_n t) \right\} = \operatorname{Re} \left\{ \exp(j2\pi f_h t) s(t) \right\}$$

$$\omega_n = n\omega_1 = 2\pi n \frac{1}{T} \quad (1.20)$$

სადაც $\omega_1 = 2\pi/T$, ω_n n -ური გადამტანი სიხშირეა, n -გადამტანი სიხშირეების რაოდენობა, y_n საარხო ალფაბეტის კომპლექსური სიმბოლოა, რომლის დანიშნულებაცაა n -ური ქვეგადამტანი სიხშირის მანიპულაცია.



ნახ. 1.6. OFDM სიგნალი

ნახ.1.6. ნაჩვენებია OFDM სიგნალების მიმდევრობის ფორმა. ძირითად სიხშირულ ზოლში. აქ ქვეგადამტანი სიხშირეების რაოდენობა - $N=1024$ და OFDM სიგნალის მიერ დაკავებული სიხშირული ზოლი - $\Delta F_3 = 10\text{მგჰც}$. თითოეულ ქვეგადამტან სიხშირეზე გამოიყენება ფაზური მანიპულაცია PM-4. თითოეულ ქვეგადამტან სიხშირეზე გადაცემის სიჩქარე შეადგენს $10,9$ კბტ/წმ

OFDM სიგნალი წარმოადგენს განსხვავებული სიხშირის რხევების დიდი რაოდენობის ჰარმონიული მდგენელების სუპერპოზიციას (ნახ.1.6). როგორც ნახაზზე ჩანს, ასეთი სიგნალის პიკ-ფაქტორს შეუძლია მიიღოს შედარებით მაღალი მნიშვნელობა.

OFDM სიგნალის პიკფაქტორი არის უდიდესი პიკური სიმძლავრის ფარდობა საშუალო სიმძლავრესთან :

$$\Pi = \frac{\max_{t \in [0; T]} |s(t)|^2}{P_{\text{საშ}}}, \quad P_{\text{საშ}} = \frac{1}{T} \int_0^T |s(t)|^2 dt \quad (1.21)$$

OFDM სიგნალების ორთოგონალურობის პირობით

$$\frac{1}{T} \int_0^T \exp(j(\omega_n - \omega_m)t) dt = \begin{cases} 1, & n = m \\ 0, & n \neq m \end{cases} \quad (1.22)$$

გვაქვს

$$\begin{aligned} P_{\text{საშ}} &= \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} y_n y_m^* \exp(j(\omega_n - \omega_m)t) dt = \\ &= \frac{1}{T} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} y_n y_m^* \int_0^T \exp(j(\omega_n - \omega_m)t) dt = \sum_{n=0}^{N-1} |y_n|^2. \end{aligned} \quad (1.23)$$

OFDM სიგნალის მყისი სიმძლავრე ტოლია

$$|s(t)|^2 = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} y_n y_m^* \exp(j(\omega_n - \omega_m)t), \quad t \in [0; T]. \quad (1.24)$$

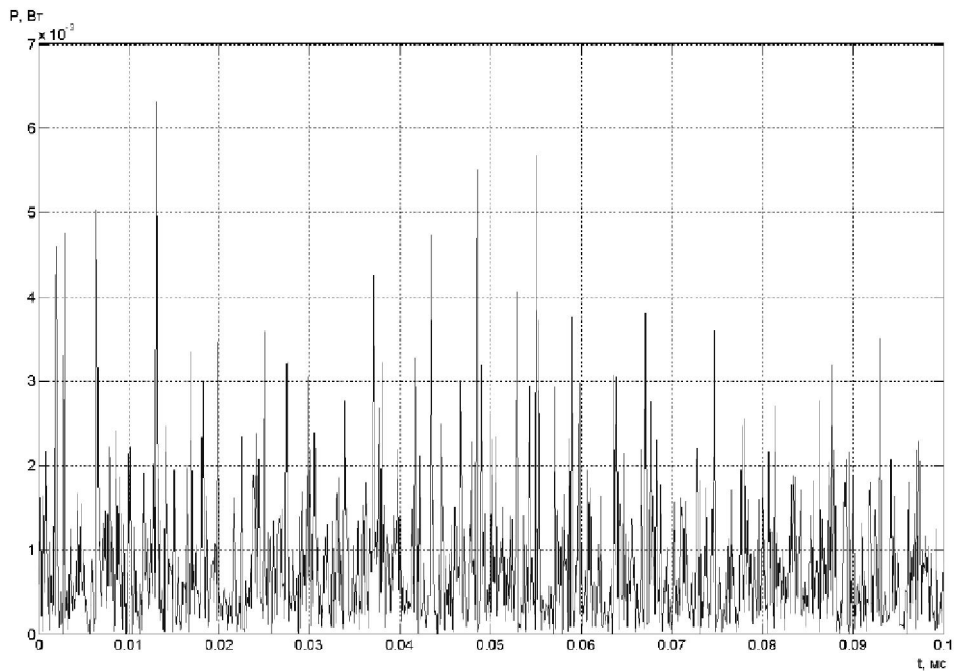
მაშინ OFDM სიგნალის პიკ-ფაქტორი განისაზღვრება შემდეგი გამოსახულებით

$$\Pi = \frac{\max_{t \in [0; T]} |s(t)|^2}{P_{\text{საშ}}} = \frac{\max_{t \in [0; T]} \left\{ \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} y_n y_m^* \exp(j(\omega_n - \omega_m)t) \right\}}{\sum_{n=-N/2}^{N/2-1} |y_n|^2}. \quad (1.25)$$

იმ შემთხვევისათვის, როდესაც ქვეგადამტან სიხშირეებზე გამოიყენება ფაზური მანიპულაცია სიგნალის საშუალო სიმძლავრე P არ არის დამოკიდებული საარხო ალფაბეტის სიმბოლოების მნიშვნელობაზე. მრავალდონიანი ფაზური მანიპულაციის სახეებისათვის, N-ის საკმარისად დიდი მნიშვნელობისათვის, საშუალო სიმძლავრე მიახლოებით ასევე მუდმივია.

$$P_{\text{საშ}} = \sum_{n=0}^{N-1} |y_n|^2 \cong \text{const}(y_n) \quad (1.26)$$

ნახ. 1.7 ნაჩვენებია OFDM სიგნალების სიმძლავრის მყისი მნიშვნელობები . მოცემულ OFDM სიგნალში გამოიყენება ფაზური მანიპულაცია PM-2 N=64 გადამტანი სიხშირისათვის და დისკრეტიზაციის სიხშირე $F_s=11.2$ მგჰც. ორდინატზე ნაჩვენებია OFDM სიგნალის მყისი მნიშვნელობები აბცისაზე კი – დრო. სურათზე ჩანს რომ გამოსახული სიგნალის პიკ ფაქტორი ტოლია 7-8 დბ, მაშინ როდესაც ერთი მზიდი სიხშირის ფაზური მანიპულაციის სიგნალის პიკფაქტორი 2 დბ ტოლია. მრავალპოზიციანი ამპლიტუდურ-ფაზური მანიპულაციის მეთოდებისათვის OFDM სიგნალის პიკ ფაქტორის მნიშვნელობა იზრდება.



ნახ. 1.7. OFDM სიგნალის მყისი სიმძლავრე შემთხვევისათვის – N=64 $F_s=11.2$ მგჰც ქვეგადამტანი სიხშირეების დიდი რაოდენობისას შეიძლება ჩავთვალოთ OFDM სიგნალის პიკ ფაქტორი შემთხვევით სიდიდედ, რომლის მნიშვნელობა

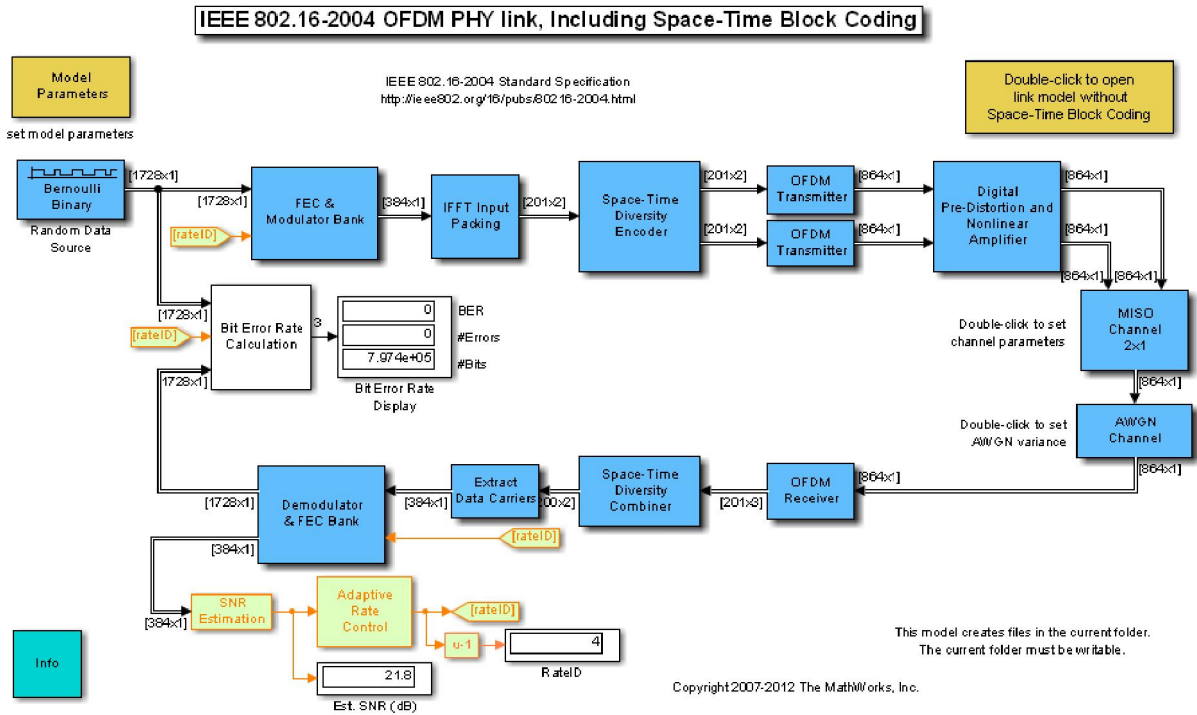
განისაზღვრება შემთხვევითი სიმბოლოების კონკრეტული ნაკრებით y_n , $n = 0, 1, \dots, (N - 1)$.

რხევის პიკ ფაქტორის შემცირების შესაძლებლობების კვლევა დაკავშირებულია იმასთან, რომ OFDM სიგნალების ეს პარამეტრი ზღუდავს და აფერხებს მის გამოყენებას ბევრ სფეროში. განსაკუთრებით პორტატულ მიმღებ/გადამცემ მოწყობილობებში შეზღუდილი მოხმარების სიმძლავრით. პიკ-ფაქტორის მაღალი მნიშვნელობა იწვევს გადამცემის გამოსასვლელ წრედებში სიგნალის ამპლიტუდურ შეზღუდვას და არხთაშორისი ხელშემშლის შედეგად ხელშეშლამდგრადობის შემცირებას, ასევე ზოლსგარეშე გამოსხივების მნიშვნელოვან ზრდას.[8,17,3]

1.7. კვლევის მოდელები

1.7.1. IEEE 802.16-2004 OFDM ფიზიკური არხი სივრცით დროითი კოდირებით

მოდელში (ნახ.1.8) აღწერილია IEEE 802.16-2004 სტანდარტის უსადენო კავშირის ქსელის ფიზიკური არხის მუშაობა. უფრო ზუსტად მოდელირებულია OFDM-ზე აგებული ფიზიკური არხი ყველა საჭირო აუცილებელი კოდირების და მოდულაციის ვარიანტებით. ასევე ილუსტრირებულია სივრცით დროითი კოდირების გამოყენება გადაცემის სხვადასხვა სქემებისათვის საბაზო სადგურიდან მობილურ სადგურისაკენ



ნახ.1.8. მოდელის სტრუქტურა

მოდელში წარმოდგენილია WMAN 802.16-2004 OFDM ფიზიკური დონის ყველა კომპონენტი და გამოყენებულია STBC (Space-time block coding) კოდირება. მოდელში ასევე არის ყველა აუცილებელი კოდირების და მოდულაციის შესაძლებლობა.

კომუნიკაციის სისტემის მოდელირების მოცემულ მოდელში სრულდება შემდეგი ამოცანები:

- მონაცემთა შემთხვევითი ბიტების გენერაცია OFDM სიმბოლოს პაკეტის შემცველი ინფორმაციის მოდელირებისათვის, საბაზო სადგურიდან მობილურისკენ მიმართულ არხში ;
- შეცდომების პირდაპირი გასწორება (FEC), რიდ-სოლომონის (RS) და ხვევადი კოდირებით (CC);

- მონაცემების ინტერლივინგი;
- BPSK, QPSK, 16-QAM ან 64-QAM მოდულაცია;
- გადაცემა ორთოგონალური სიხშირული დაყოფით (OFDM , 192 ქვე-მზიდით, 8 საპილოტე არხით, 256 ფურიეს სწრაფი გარდაქმნის წერტილით და ციკლური პრეფიქსის ცვლადი სიგრძით);
- სივრცით დროითი კოდირება ალამაუტის კოდით. კოდირება ხდება OSTBC ბლოკის გამოყენებით;
- OFDM სიმბოლოს სიგრძე რომელიც გამოიყენება როგორც პრეამბლუის კადრი. STBC მოდელში ორივე ანტენა გადასცემს ერთ პრეამბლუის სიმბოლოს;
- არაწრფივობის მართვის ბლოკი;
- ციფრული ხელშეშლების კორექტირება;
- STBC მოდელისათვის MISO მიყუჩებადი არხი გაუსის ადიტიური თეთრი ხმაურით. ჩვენ შეგვიძლია ავირჩიოთ არხი მიყუჩების გარეშე, ბრტყელი მიყუჩებით ან მრავალსხივიანობით გამოწვეული დისპერსიის მქონე არხი STBC მოდელისათვის;
- OFDM მიმღები რომელიც არხს აფასებს ჩასმული პრეამბლუის მიხედვით. STBC მოდელისათვის ეს ნიშნავს მიღების სხვადასხვა კომბინაციას;
- დეინტერლივინგის, ვიბერტის და რიდ სოლომონის დეკოდირების შემდეგი დემოდულაცია.

ორივე მოდელში გამოყენებულია გადაცემის სიჩქარის ადაპტური მართვა მიმღებზე SNR დონის მიხედვით . მონაცემთა გადაცემის

სიჩქარე დინამიურად იცვლება არხის მდგომარეობაზე დამოკიდებულებით.

მოდელში გამოიყენება OFDM ფიზიკური დონისათვის სტანდარტით განსაზღვრული შვიდი სიჩქარე. თითოეული მათგანი დამოკიდებულია მოდულაციის ტიპზე , რიდ-სოლომონის და ხვევად კოდების სიჩქარეზე და მოდელში განსაზღვრულია როგორც `rate_ID` (ცხრილი 1.1). [10,15].

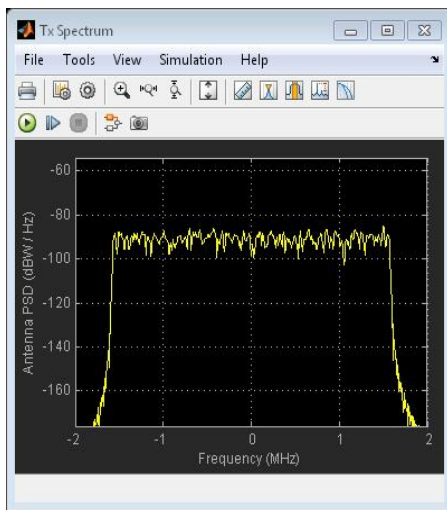
სიჩქარის დამოკიდებულება მოდულაციის ტიპზე და კოდირებაზე ცხრილი 1.1.

Rate_ID	Modulation RS-CC rate
0	BPSK 1/2
1	QPSK 1/2
2	QPSK 3/4
3	16-QAM 1/2
4	16-QAM 3/4
5	64-QAM 2/3
6	64-QAM 3/4

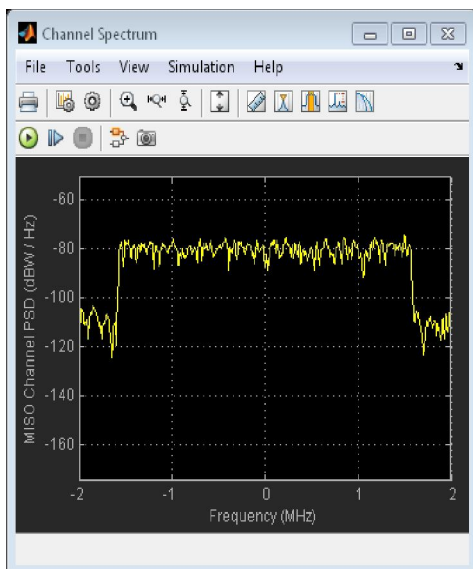
STBC მოდელში გამოყენებულია MISO (Multiple Inputs, Single Output) მიყუჩების არხის მაგალითი ორი გადამცემით და ერთი მიმღებით. მაგალითში დაშვებულია რომ მიყუჩების პარამეტრები იდენტურია ორივე არხისათვის. სივრცით დროითი ბლოკ კომბინირი გამოიყენებს არხის შეფასების მაჩვენებლებს და ახდენს მიღებული სიგნალების კომბინირებას. სიგნალების გაერთიანების დროს ორთოგონალური სიგნალიზაციის გამოყენებით სრულდება წრფივი დამუშავების პროცედურა. გარდა ამისა ორივე მოდელი შეიცავს FEC (Forward error correction), ბიტების შეცდომების , SNR და `rate_ID` გამზომ და მონიტორინგის ბლოკებს. სპექტრის ანალიზატორი გამოსახავს OFDM არხის შესასვლელზე და გამოსასვლელზე არსებული სიგნალის სპექტრებს (ნახ.1.9,1.10). ოსცილოგრამაზე გამოსახება სიგნალის AM / AM და AM / PM მახასიათებლები არაწრფივ გამოსასვლელზე,(ნახ.1.11,1.12), ბოლოს წერტილოვანი დიაგრამა გამოსახულია (ნახ.1.13).

მოდელში ბლოკებს და ქვესისტემებს აქვს ფერადი მარკირება, საკომუნიკაციო სისტემები არის ლურჯი ფერის, საკონტროლო სისტემები და სიგნალები ნარინჯისფერი, ხოლო მონიტორები და მწარმოებლურობის შეფასების ბლოკები – ყვითელი.

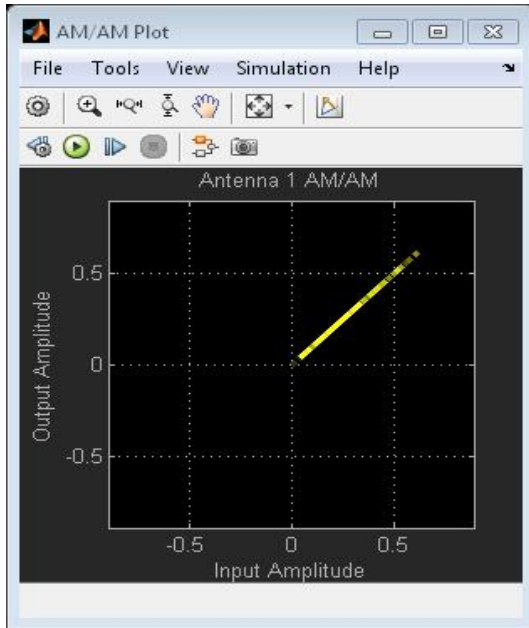
შედეგები და მონიტორინგი



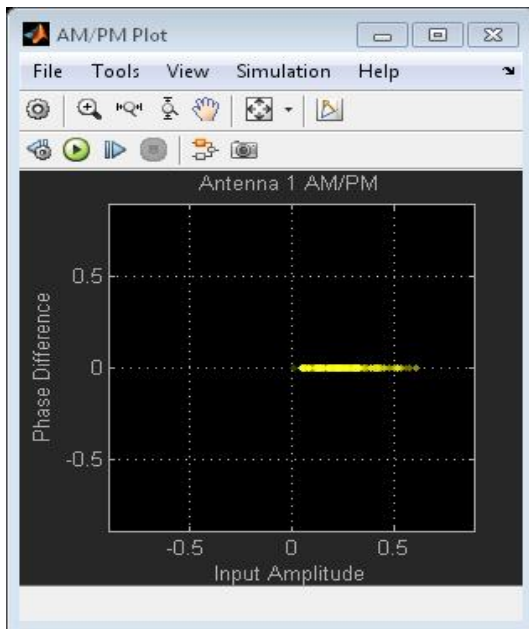
ნახ.1.9 გადაცემული სიგნალის სპექტრი



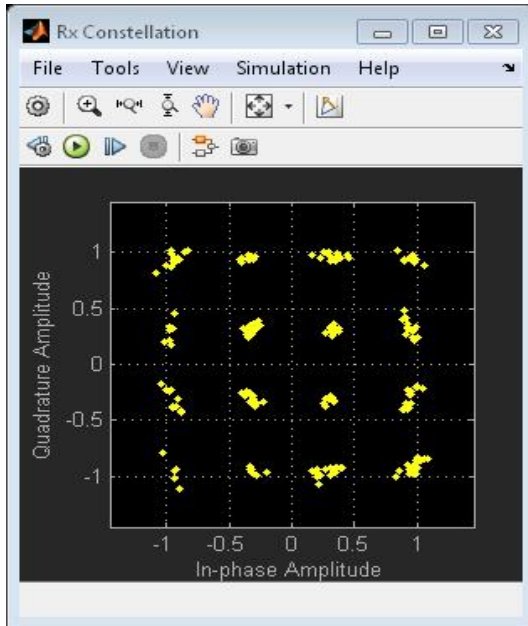
ნახ.1.10 სიგნალის სპექტრი არხის გამოსასვლელზე



ნახ.1.11. AM / AM მახასიათებელი არაწრფივ გამოსასვლელზე



ნახ.1.12 AM / PM მახასიათებელი არაწრფივ გამოსასვლელზე



ნახ.1.13-მიღებული სიგნალის წერტილოვანი დიაგრამა მოდულაციამდე

1.7.2 მოდელის აღწერა

ორივე მოდელისათვის მოდელის პარამეტრების კონფიგურაციის ბლოკი საშუალებას იძლევა ავირჩიოთ სისტემის პარამეტრები – მაგალითად არხის სიხშირული ზოლი, პაკეტში OFDM სიმბოლოების რაოდენობა, ციკლური პრეფიქსის კოეფიციენტი. სისტემის ამ პარამეტრების ვარირებით შეგვიძლია WiMAX სხვადასხვა პროფილისათვის ჩავატაროთ ექსპერიმენტები და მოვახდინოთ მათი კალიბრება.[10]

კიდევ ერთი მნიშვნელოვანი პარამეტრია SNR ზღვარი სიჩქარის კონტროლისათვის, რადგან ის პირდაპირ ახდენს გავლენას გადაცემის ადაპტურ სიჩქარეზე.

ცვლადებში შედის არხის ბლოკები, სადაც შეგვიძლია შევცვალოთ მიყუჩების პარამეტრები – დისპერსია და ადიტიური თეთრი ხმაური. შედეგად ჩვენ შეგვიძლია გამოვცადოთ როგორ მუშაობს მიმღები სხვადასხვა ხასიათის მიყუჩებების დროს, ავირჩიოთ K ფაქტორი, დოპლერის მაქსიმალური ძვრა, გავრცელების გზების რაოდენობა, გაძლიერების კოეფიციენტი და მოვახდინოთ BER (Bit Error Rate) მრუდის გენერირება SNR-ის სხვადასხვა მნიშვნელობებისათვის.

სპექტრული დიაგრამის გამოყენებით შეგვიძლია შევაფასოდ არხის გამტარუნარიანობა .

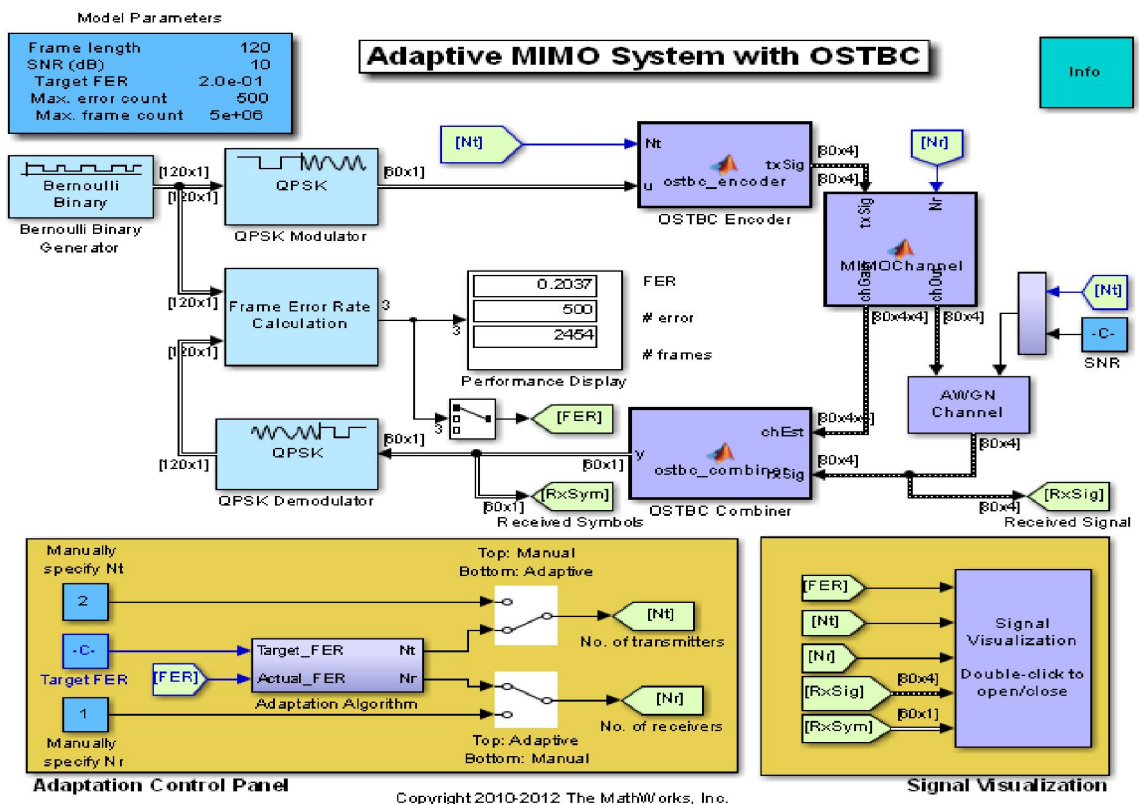
Bit Error Rate ბლოკი გვიჩვენებს შეცდომით მიღებული ბიტების რაოდენობას

SNR ბლოკი გვიჩვენებს მიღებული სიგნალის სიმძლავრის ხმაურის სიმძლავრესთან ფარდობას

RateID ბლოკი გვიჩვენებს rate_ID რომელიც შეესაბამება კონკრეტულ მოდულაციის RS-CC კოდის სიჩქარეს.

1.8 ადაპტური MIMO-OSTBC სისტემა

მოდელი (ნახ.1.14) საშუალებას იძლევა ჩავატაროთ ექსპერიმენტები გადამცემი და მიმღები ანტენების რაოდენობის ცვლით. მოდელი აგებულია QPSK მოდულაციაზე და შედგება შემდეგი ბლოკებისაგან: შემთხვევითი მონაცემების გენერატორი, QPSK მოდულატორი, OSTBC-კოდერი, ადაპტური MIMO არხი, ადიტიური თეთრი ხმაურის ბლოკი, OSTBC-კომბაინერი, QPSK - დემოდულატორი, ფრეიმების შეცდომების მთვლელი, ადაპტაციის ალგორითმის ბლოკი და ვიზუალიზაციის მოწყობილობები.[10].



ნახ.1.14 ადაპტური MIMO-OSTBC მოდელი

კვლევის შედეგები

MIMO-STBC მოდელით კვლევის შედეგები ცხრილი 1.2

	BER	SNR db	Rate ID	PSD ant1 dbw/Hz	MISO PSD Dbw/Hz	Bits
MISO STBC	0	16.86	3	-60db	-70db	527048
MISO	0	21.21	4	-60db	-80db	198024

MIMO-OSTBC მოდელით კვლევის შედეგები ცხრილი 1.3

Tx Antenna	2	2	3	3	4	4	Adaptive
Rx Antenna	1	2	1	2	1	2	Selecting
FER	0,3652	0,3671	0.1559	0,1655	0,1133	0,1105	0,2019

1.9. დასკვნები პირველ თავთან დაკავშირებით

1. შექმნილია MIMO-OFDM სისტემის მოდელი. სივრცით დროითი კოდერის და ორი OFDM გადამცემის გამოყენებით. მოდელზე რეალიზებულია OFDM სიგნალის პარამეტრების კვლევა.

2. გაანალიზებულია MIMO-OFDM სისტემა, ამ სისტემაში პარალელური არხების ორგანიზების და ქსელის გამტარუნარიანობის გაუმჯობესების

სხვადასხვა ასპექტები. ნაჩვენებია გამტარუნარიანობის გამოთვლის და სიმძლავრის განაწილების პრაქტიკული მაგალითი.

3. ჩატარებულია WMAN 802.16-2004 მოდელების კვლევა. მოცემული მოდელების ანალიზის და ჩატარებული ცდების შედეგების მიხედვით შეიძლება შევადგინოთ MIMO-OFDM სისტემის ახალი სქემის ვარიანტი. მაგ. ადაპტური მოდულაციის, 4 გადამცემი და 1 მიმღები ანტენის გამოყენებით, ისე, რომ მოდულაციის ადაპტაციის ალგორითმი იყოს მანძილის ან SNR-ის ფუნქცია. მაგ. ახლო მანძილებზე გამოვიყენოთ QAM64 ან QAM16, ხოლო დაშორებულ დაფარვის ზონებში – QPSK ან გაფილტრული QPSK .

თავი II. MIMO-სისტემებში მიმღები ტერმინალის მახასიათებლების გაუმჯობესების მეთოდების დამუშავება

შესავალი

MIMO-სისტემებში აქტუალურია მიმღების პარამეტრების გაუმჯობესების საკითხი. მიმღებში მრავალი ანტენის მიერ სიგნალის მიღება და დამუშავება კერძოდ, განცალკევებული სიგნალების შეჯამება. მეორე თავში განხილულია განცალკევებული სიგნალების გაეთიანების მეთოდები, მოყვანილია პრაქტიკული ანგარიშები და შედეგები. ჩატარებულია კვლევები პროგრამა Simulink-ის გამოყენებით და მიღებულია შესაბამისი შედეგები.

2.1. სიგნალების განცალკევება მიმღებში და გადამცემში

მიყუჩებების გავლენის შემცირების ერთ ერთ საუკეთესო მეთოდს წარმოადგენს განცალკევებით მიღება, როდესაც მიმღებზე ერთიანდება რამოდენიმე დამოუკიდებელი მიყუჩების არხის მქონე სიგნალი. მიღების განცალკევებულ წერტილებში მიღებული სიგნალების გაერთიანება განპირობებულია იმ გარემოებით რომ დამოუკიდებელ არხებში ძლიერი მიყუჩებების ერთდროული გამოჩენა ნაკლებალბათურია. სწორედ ამაშია განცალკევებით მიღების იდეა. ამ დამოუკიდებელი არხების გაერთიანება ხდება ისეთ ნაირად, რომ ჯამში შემცირდეს მიღებულ სიგნალზე მიყუჩების გავლენა. მაგ. განვიხილოთ სისტემა ორი მიმღები და ორი გადამცემი ანტენით და დამოუკიდებელი მიყუჩებით, თუ ანტენები დაშორებულია საკმარისი მანძილით მაშინ ძალიან მცირეა იმის ალბათობა რომ ისინი ერთდროულად იქნებიან ძლიერი მიყუჩებების გავლენის ქვეშ. ამორჩევითი, სელექციური მეთოდის გამოყენების შემთხვევაში თუ ჩვენ ავარჩევთ ანტენას ყველაზე ძლიერი სიგნალით მივიღებთ უკეთესი ხარისხის სიგნალს ვიდრე ერთი

ანტენის შემთხვევაში. ამ თავში გამოკვლეულია განცალკევების მეთოდის გამოყენებით მიმღები ტერმინალის მიღების მახასიათებლების გაუმჯობესების საკითხები.

2.2. დამოუკიდებელი მიყუჩების მქონე არხების რეალიზება

არსებობს დამოუკიდებელი მიყუჩების მქონე არხების რეალიზების ბევრი მეთოდი. ერთ ერთი მეთოდია მრავალელებიანი მიმღები და გადამცემი ანტენების გამოყენება რომელსაც საანტენო გისოსები ეწოდება, სადაც ანტენის ელემენტები დაშორებულია ერთმანეთისაგან. განცალკევებით მიღების ეს ტიპი განხილულია როგორც სივრცითი განცალკევება. საყურადღებოა რომ სივრცითი განცალკევებისას მიმღებში დამოუკიდებელი მიყუჩების არხების ორგანიზება ხდება გადამცემის სიგნალის სიმძლავრის და სიხშირული ზოლის გაზრდის გარეშე. უფრო მეტიც განცალკევებული სიგნალების კოჰერენტული მიღება ზრდის მიმღებში სიგნალის სიმძლავრის ხმაურის სიმძლავრესთან ფარდობას იმ ფარდობასთან შედარებით, რომელიც მიღებული იყო ერთი ანტენის შემთხვევაში. სიგნალი ხმაურის ფარდობის გაზრდა, რომელსაც ასევე ეწოდება საანტენო გისოსის გაძლიერების კოეფიციენტი, შესაძლებელია მივიღოთ სივრცითი განცალკევებით სიმძლავრის და არხების კოეფიციენტების შესაბამისობაში მოყვანის გზით. ანტენის გაძლიერების კოეფიციენტის გაზრდა უზრუნველყოფილია სივრცითი დაშორებით. განცალკევებით მიღების გაძლიერების კოეფიციენტით განისაზღვრება განცალკევებული სიგნალების გაერთიანების დროს წარმოქმნილი შეცდომების ალბათობის კლებით. სივრცითი განცალკევების დროს მაქსიმალური მოგების მიღებისათვის მიმღებში და გადამცემში ჩვეულებრივ მოითხოვება ანტენების ისეთი განთავსება რომლის დროსაც მიყუჩებების სიდიდეები თითოეულ ანტენაში იქნება თითქმის დამოუკიდებელი.

$$A_{r_I}(\tau) = \frac{P_r}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos\left(2\pi\nu\tau \cos\frac{\theta}{\lambda}\right) d\theta = P_r J_0(2\pi f_{DT}) \quad (2.1)$$

(2.1) ჩანს, რომ გადამცემის და მიმღების არარმიმართული ანტენებით მუშაობისას, თანაბარი გაფანტვის შემთხვევაში ყოველ ანტენაში აუცილებელი დამოუკიდებლობის უზრუნველყოფისათვის ანტენების მინიმალური დაშორება უნდა იყოს ტალღის სიგრძის ნახევარი, უფრო ზუსტად $0,38\lambda$. თუ გადაცემაზე და მიღებაზე გამოიყენება მიმართული მოქმედების ანტენები მაშინ მრავალსხივიანი გავრცელება შემოსაზღვრულია პირდაპირ ხედვასთან შედარებით მცირე კუთხეებით. ეს ნიშნავს რომ, დამოუკიდებელი მიღების წერტილების უზრუნველსაყოფად აუცილებელია დავაშოროთ ანტენები უფრო დიდი მანძილით.[2].

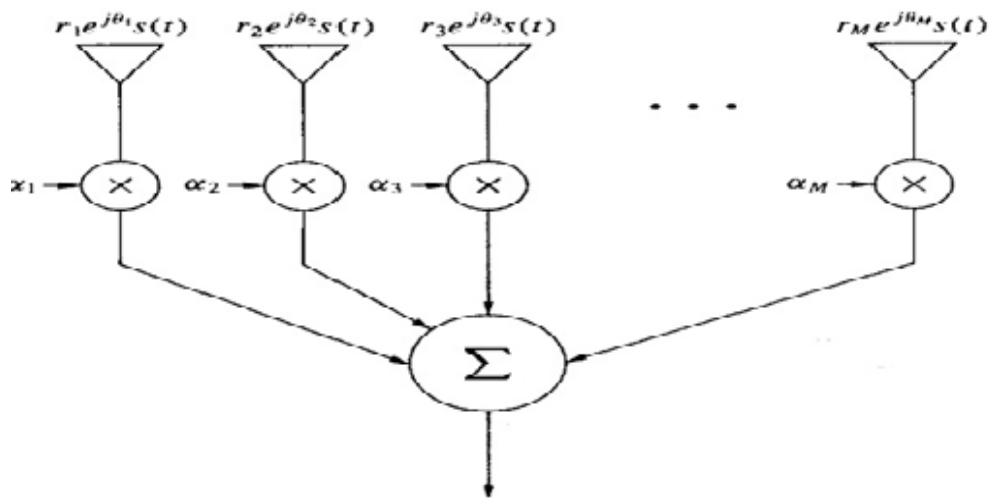
განცალკევების ორგანიზების მეორე მეთოდია - სხვადასხვა პოლარიზაციის ორი გადამცემი და ორი მიმღები ანტენის გამოყენება. მაგალითად, გადაცემული ორი ტალღა ვრცელდება ერთი და იმავე არხით. ორივე პოლარიზაციის ტალღაში შემთხვევითი მრავალსხივიანი არეკვლა სიგნალზე ახდენს თითქმის ერთნაერ გავლენას და მიღებული სიგნალის საშუალო მნიშვნელობა ორივე პოლარიზაციისათვის თითქმის ტოლია, რადგანაც ორივე პოლარიზაციის გაფანტვის კუთხეები შემთხვევითია. შესაბამისად ნაკლებალბათურია, რომ სიგნალები მიღებული ორი განსხვავებული პოლარიზაციის ანტენებით ერთდროულად იქნებიან ძლიერი მიყუჩების გავლენის ქვეშ. არსებობს არხების პოლარიზაციის მიხედვით განცალკევების ორი ნაკლოვანება. პირველი ჩვენ გვექნება მაქსიმუმ ორი პოლარიზაციების შესაბამისი განცალკევებული შტო და მეორე – პოლარიზაციული განცალკევების დროს იკარგება პრაქტიკულად სიმძლავრის ნახევარი (3 დბ) , რადგან გადაცემის და მიღების სიმძლავრე

იყოფა განსხვავებულად პოლარიზებულ ორ ანტენას შორის. მიმართული ანტენები უზრუნველყოფენ არხების კუთხურ განცალკევებას, ზღუდავენ ანტენის მიმართულების კუთხეს მოცემულ კუთხემდე. ძალიან მცირე კუთხეების ზღვრებში მრავალი სხივიდან მხოლოდ ერთი თუ შეიძლება მოხვდეს მიმღები ანტენის მთავარი ფოთლის დიაგრამაში. ამიტომ მიყუჩება გამოწვეული მრავალსხივიანი გავრცელებით თითქმის არ იქნება. განცალკევების ასეთი მეთოდი მოითხოვს ანტენების დიდ რაოდენობას ყველა შესაძლო მიმართულებისათვის ან ანტენას, რომელსაც აქვს ცვლადი მიმართულების დიაგრამა, რომელიც აეწყობა მიღების იმ მიმართულებაზე საიდანაც უფრო ძლიერი სიგნალის მიღებაა შესაძლებელი. შევნიშნოთ რომ ასეთ შემთხვევაში მრავალსხივიანი გავრცელების მდგენელების ნაწილის დაკარგვის გამო რომლებიც არ ხვდებიან მიღების მიმართული დიაგრამის ზღვრებში ფარდობა სიგნალი-ხმაური SNR შეიძლება შემცირდეს, გამონაკლისია ის შემთხვევა როდესაც ანტენის მიმართულების კოეფიციენტი საკმარისად დიდია, რომ მოახდინოს სიმძლავრის დანაკარგების კომპენსირება . საანტენო გისოსებს თითოეულ ელემენტზე აწყობადი ფაზით ეწოდება „ჭკვიანი“ ანტენები. ასეთი საანტენო გისოსები წარმოქმნიან მიმართულ ანტენებს , რომლებსაც შეუძლიათ აეწყონ მრავალსხივიანი გავრცელების შედეგად სიგნალის ყველაზე ძლიერ კუთხეზე.

2.3. სიგნალების განცალკევება მიმღებში

2.3.1 სისტემის მოდელი

განცალკევებით მიღებისას სიგნალები დამოუკიდებელი მიყუჩებებით მიიღებიან რამოდენიმე მიმღები ანტენით, ერთიანდებიან ერთ სიგნალად და მიეწოდებიან ჩვეულებრივ დემოდულატორს. ეს გაერთიანება შეიძლება შესრულდეს რამოდენიმე მეთოდით, რომლებიც განსხვავდება სირთულის მიხედვით და საერთო მაჩვენებლებით. როგორც ნახ. 2.1–ზეა ნაჩვენები მეთოდების უმრავლესობა წრფივია. გამაერთიანებელი მოწყობილობის გამოსასვლელზე სიგნალი წარმოადგენს M განსხვავებული სიგნალების შეწონილ ჯამს. კერძოდ როცა სიმრავლის ყველა a_i წევრი ერთის გარდა ნულის ტოლია მაშინ გამაერთიანებელი მოწყობილობის გამოსასვლელზე მიიღება მხოლოდ ერთი სიგნალი. თუ სიმრავლეში a_i არანულოვანი მნიშვნელობები აქვთ ერთ წევრზე მეტს მაშინ გამაერთიანებელი მოწყობილობა აჯამებს ამ არხების სიმრავლეს. ამასთან ყველა არხს შეიძლება მიენიჭოს განსხვავებული შეწონილი მნიშვნელობები. რამოდენიმე შტოს სიგნალების გაერთიანებისას ეს სიგნალები უნდა იყოს ფაზირებული. a_i სიდიდის ზოგიერთი ნამდვილი მნიშვნელობისათვის i შტოში სიგნალის ფაზა θ_i გადამრავლებისას დაიძვრება სიდიდით $a_i = a_i e^{-j\theta_i}$ ფაზური ძვრის აღმოფხვრისათვის აუცილებელია ყოველი შტოს კოჰერენტული დეტექტირება, რომ განისაზღვროს სიგნალის θ_i ფაზა. ფაზის შეუთავსებლობის გარეშე არ მოხდება განცალკევებული სიგნალების გამაერთიანებელ მოწყობილობაში კოჰერენტული დალაგება, ხოლო გაერთიანებულ გამოსასვლელზე შეიძლება მოხდეს სიგნალის მნიშვნელოვანი მიყუჩება სხვადასხვა სიგნალების კონსტრუქციული და დესტრუქციული დალაგების გამო.



ნახ. 2.1. გამაერთიანებელი წრფივი მოწყობილობა

a_i კოეფიციენტზე გამრავლება შეიძლება შესრულდეს დეტექტირებამდე ან მის შემდეგ. გაერთიანება ჩვეულებრივ ხორციელდება დეტექტირების შემდეგ, რადგან შტოებში სიგნალების ფაზა და/ან სიმძლავრე აუცილებელია a_i შესაბამისი მნიშვნელობის განსაზღვრისათვის. მრავალი შტოს სიგნალების დეტექტირებისათვის შემდგომი შეჯამებისას თითოეულ შტოში აუცილებელია მიმღები, რომელიც განსაზღვრავს სიგნალის ფაზას ამ შტოში. ეს ართულებს მოწყობილობის კონსტრუქციას და ზრდის ენერგომოხმარებას, განსაკუთრებით შტოების დიდი რაოდენობის დროს.

განცალკევებით მიღების მთავარი ამოცანაა მიყუჩებადი არხებიდან დამოუკიდებელი სიგნალების კოჰერენტული გაერთიანება ისეთნაირად, რომ მინიმუმამდე დავიყვანოთ მიყუჩების ეფექტი. გამაერთიანებელი მოწყობილობის გამოსასვლელზე სიგნალი ტოლია – საწყისი გადაცემული სიგნალი $S(t)$ გამრავლებული შემთხვევით კომპლექსურ წევრზე

$$\alpha_{\Sigma} = \sum_i a_i r_i.$$

ეს კომპლექსური წევრი გამართიანებელი მოწყობილობის გამოსასვლელზე გვაძლევს სიგნალი-ხმაურის ფარდობის შემთხვევით სიდიდეს γ_{Σ} . ამასთან γ_{Σ} სიდიდის განაწილება დამოკიდებულია განცალკევებული არხების რაოდენობაზე, თითოეულ არხში მიყუჩების განაწილებაზე და გაერთიანების მეთოდზე.[13,1,2,41]

მიმღების საანტენო გისოსის გაძლიერება სივრცითი განცალკევებით არის მრავალი მიღებული სიგნალის კოჰერენტული დალაგების შედეგი. მიყუჩების არ არსებობის შემთხვევაში შეიძლება მოხდეს სიგნალი ხმაურის ფარდობის SNR საშუალო მნიშვნელობის გაზრდა მიმღებში. განვიხილოთ მაგალითი. ვთქვათ რომ მიყუჩება არ არსებობს, ამიტომ $r_i = \sqrt{E_s}$, სადაც E_s - გადაცემული სიგნალის სიმბოლოს ენერჯიაა. დავუშვათ რომ ხმაურის სიმძლავრის სპექტრული სიმკვრივე ყველა შტოში ტოლია $N_0/2$ და იმპულსის ფორმა ისეთია რომ $BT_s=1$. მაშინ ყველა შტოში იქნება სიგნალი-ხმაურის ერთნაერი ფარდობა $\gamma_i = E_s / N_0$. დავუშვათ რომ $a_i = r_i \sqrt{N_0}$ მაშინ მიმღებში სიგნალი-ხმაურის ფარდობა SNR ტოლია

$$\gamma_{\Sigma} = \frac{\left(\sum_{i=1}^M a_i r_i \right)^2}{N_0 \sum_{i=1}^M a_i^2} = \frac{\left(\sum_{i=1}^M \frac{E_s}{\sqrt{N_0}} \right)^2}{N_0 \sum_{i=1}^M \frac{E_s}{N_0}} = \frac{M E_s}{N_0} \quad (2.1)$$

მიყუჩების არ არსებობის და სხვადასხვა ანტენებიდან მიღებული M სიგნალების კოჰერენტული დალაგების გამო ხდება სიგნალი-ხმაურის ფარდობის M-ჯერ გაზრდა. სიგნალი-ხმაურის ფარდობის ეს გაზრდა მიყუჩების არ არსებობის დროს განიხილება როგორც საანტენო გისოსის გაძლიერება A_g და განისაზღვრება როგორც გაერთიანებული სიგნალის სიგნალი-ხმაურის γ_{Σ} ფარდობის საშუალო მნიშვნელობის ზრდა γ შტოს სიგნალი-ხმაურის ფარდობის საშუალო მნიშვნელობასთან შედარებით.

$$A_g = \frac{\bar{\gamma}_\Sigma}{\bar{\gamma}} \quad (2.2)$$

საანტენო გისოსის გაძლიერება უზრუნველყოფილია ყველა მეთოდით, რომელიც გამოიყენება განცალკევებული სიგნალების გაერთიანებისათვის, მაგრამ უფრო შესამჩნევად ეს გაძლიერება ვლინდება დიფერენცირებულად-სკალირებული სიგნალების შეჯამებისას. საანტენო გისოსის გაძლიერება სისტემას აძლევს შესაძლებლობას მრავალელემენტური გადამცემი და მიმღები ანტენებით მიყუჩების მქონე არხში მიღებული იქნას უკეთესი მახასიათებლები, ვიდრე არხში არაგანცალკევებით და გაუსის ადიტიური თეთრი ხმაურით და ამასთან სიგნალი ხმაურის ფარდობის უკეთესი მნიშვნელობა.

მიყუჩების არსებობისას მრავალი დამოუკიდებელი სიგნალის გაერთიანება იძლევა γ_Σ უკეთეს განაწილებას ვიდრე ეს იქნებოდა ერთი არხის შემთხვევაში. კერძოდ განცალკევებით მიღების სისტემის ექსპლუატაციური პარამეტრები P_s და P_{out} განისაზღვრება ფორმულებით:

$$\bar{P}_s = \int_0^\infty P_s(\gamma) p_{\gamma_\Sigma}(\gamma) d\gamma \quad (2.3)$$

სადაც $P_s(\gamma)$ -არის ადიტიური გაუსის თეთრი ხმაური, ხოლო $S(t)$ სიგნალის დემოდულაციის დროს სიმბოლოს შეცდომის ალბათობაა, როცა სიგნალი-ხმაურის ფარდობა ტოლია γ და P_{out} არის კავშირის შეწყვეტის ალბათობა. სიგნალი-ხმაურის ფარდობის ზოგიერთი γ_0 მნიშვნელობისათვის გვაქვს.

$$P_{out} = p(\gamma_\Sigma \leq \gamma_0) = \int_0^{\gamma_0} p_{\gamma_\Sigma}(\gamma) d\gamma \quad (2.4)$$

γ უფრო მეტად მისაღებ განაწილებას მივყავართ შეცდომის საშუალო ალბათური სიდიდის P_s და P_{out} კავშირის შეწყვეტის სიდიდის შემცირებამდე, რაც განპირობებულია განცალკევებული არხების გაერთიანებით. შედეგად მიღებული მოგება არის გაძლიერების კოეფიციენტი განცალკევების ხარჯზე. არხების განცალკევების ზოგიერთი სისტემისათვის შეცდომების საშუალოალბათური მნიშვნელობა შეიძლება გამოისახოს ფორმულით $P_s = c\gamma^{-M}$, სადაც c კონსტანტა დამოკიდებულია მოდულაციის და კოდირების თავისებურებებზე. γ არის სიგნალი-ხმაურის ფარდობის საშუალო მნიშვნელობა შტოში, M სისტემის განცალკევების ჯერადობა. განცალკევების ჯერადობა ახასიათებს შეცდომების საშუალოალბათური მნიშვნელობების როგორც სიგნალი-ხმაურის ფარდობის ფუნქციის მრუდის ცვლილებას სიგნალების განცალკევების დროს. ეს ცვლილებები ნაჩვენებია ნახ. 2.2 და 2.3. საერთოდ შეცდომების საშუალოალბათური სიდიდის მიახლოებული მნიშვნელობა რელეის მიყუჩებების და განცალკევებული მიღების არ არსებობის დროს ტოლია $P_s \approx \alpha M / (2\beta_m \gamma)$. ამ გამოსახულების განცალკევების ჯერადობა ერთის ტოლია და შეესაბამება ერთ მიმღებ ანტენას. M ანტენისაგან შემდგარი სისტემის განცალკევების მაქსიმალური ჯერადობა M -ის ტოლია და თუ სისტემის განცალკევების ჯერადობა M -ის ტოლია ამბობენ რომ სისტემამ მიაღწია განცალკევებით მიღების სრულ ჯერადობას.

2.4. სელექციური გაერთიანება

განცალკევებული სიგნალების sc სელექციური გაერთიანების დროს გამაერთიანებელი მოწყობილობა გამოსასვლელზე იძლევა იმ შტოს სიგნალს, რომელშიც არის სიგნალი-ხმაურის ყველაზე მაღალი ფარდობა $SNR = r_i^2/N_i$. ეს ყველაზე მაღალი დონის r_i^2/N_i შტოს არჩევის ექვივალენტურია. იმ შემთხვევაში თუ ყველა შტოში ხმაური თანაბარია $N_i=N^2$. რადგან სელექციური გაერთიანებისას დროის ნებისმიერ მომენტში გამოიყენება მხოლოდ ერთი შტო, ხშირად მოითხოვება მხოლოდ ერთი მიმღები, რომელიც ააქტიურებს მხოლოდ კონკრეტული შტოს ანტენას. მეორეს მხრივ სისტემებში, რომლებიც აწარმოებენ სიგნალი-ხმაურის ფარდობის დონის უწყვეტ კონტროლს, ყველა შტოში მოითხოვება ყველა შტოსათვის ცალკე მიმღები მოწყობილობა. სელექციური გაერთიანებისას sc სიგნალი-ხმაურის ფარდობა გამაერთიანებელი მოწყობილობის გამოსასვლელზე ტოლია ყველა შტოში არსებული ფარდობის მაქსიმუმის. უფრო მეტიც, რადგან გამოიყენება შტოს მხოლოდ ერთი გამოსასვლელი არ მოითხოვება შტოთა სიმრავლეების ფაზირება. ამიტომ ასეთი მეთოდის გამოყენება შესაძლებელია, როგორც კოჰერენტული, ისე განსხვავებული მოდულაციების დროს. სიგნალების M-შტოდ განცალკევების დროს სიგნალი-ხმაურის ფარდობის γ_{Σ} განაწილების ფუნქცია განისაზღვრება გამოსახულებით.[41]

$$P_{\gamma_{\Sigma}}(\gamma) = p(\gamma_{\Sigma} < \gamma) = p(\max[\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M] < \gamma) = \prod_{i=1}^M p(\gamma_i < \gamma). \quad (2.5)$$

$\gamma_{\Sigma}(\gamma)$ გავადიფერენციალებთ γ მიმართ მივიღებთ γ_{Σ} განაწილების სიმკვრივეს ხოლო $P_{\gamma_{\Sigma}}(\gamma)$ გამოთვლით, როდესაც $\gamma = \gamma_0$. ვიპოვიით კავშირის წყვეტის ალბათობას. დავუშვათ, რომ მოიძებნება M რაოდენობის შტო არაკორელაციური რელეის მიყუჩებებით და ამპლიტუდით r_i მაშინ i-იურ

შტოში სიგნალი-ხმაურის ფარდობა ტოლია $\gamma_i = r_i^2/N$. განვსაზღვრავთ რა i -იური შტოს სიგნალი-ხმაურის ფარდობის საშუალო მნიშვნელობას, როგორც $\gamma_i = E[\gamma_i]$, მისი ექსპონენციალური განაწილებით მივიღებთ:

$$p(\gamma_i) = \frac{1}{\bar{\gamma}_i} e^{-\gamma_i/\bar{\gamma}_i} \quad (2.6)$$

$$P_{\text{out}} = \int_0^{\gamma_0} \frac{1}{\bar{\gamma}_s} e^{-\gamma_s/\bar{\gamma}_s} d\gamma_s = 1 - e^{-\gamma_0/\bar{\gamma}_s}. \quad (2.7)$$

2.7 ფორმულის თანახმად კავშირის წყვეტის ალბათობა i -იურ შტოში γ_0 მოცემული სიდიდის და რეალური მიყუჩებების დროს ტოლია

$$P_{\text{out}}(\gamma_0) = 1 - e^{-\gamma_0/\bar{\gamma}_i} \quad (2.8)$$

გამაერთიანებელი ამომრჩეველი მოწყობილობებისათვის კავშირის წყვეტის ალბათობა γ_0 მოცემული სიდიდისათვის შეადგენს

$$P_{\text{out}}(\gamma_0) = \prod_{i=1}^M p(\gamma_i < \gamma_0) = \prod_{i=1}^M [1 - e^{-\gamma_0/\bar{\gamma}_i}] \quad (2.9)$$

თუ სიგნალი -ხმაურის ფარდობის SNR-ის საშუალო მნიშვნელობა ყველა შტოსათვის ერთნაერია ($\gamma_i = \gamma$ ყველა i -სათვის) მაშინ გამოსახულება მარტივდება შემდეგ სახემდე.

$$P_{\text{out}}(\gamma_0) = p(\gamma_{\Sigma} < \gamma_0) = [1 - e^{-\gamma_0/\bar{\gamma}}]^M \quad (2.10)$$

2.10 გამოსახულების γ_0 -ის მიხედვით გადიფერენცირებით მივიღებთ γ_{Σ} სიმკვრივის განაწილების გამოსახულებას

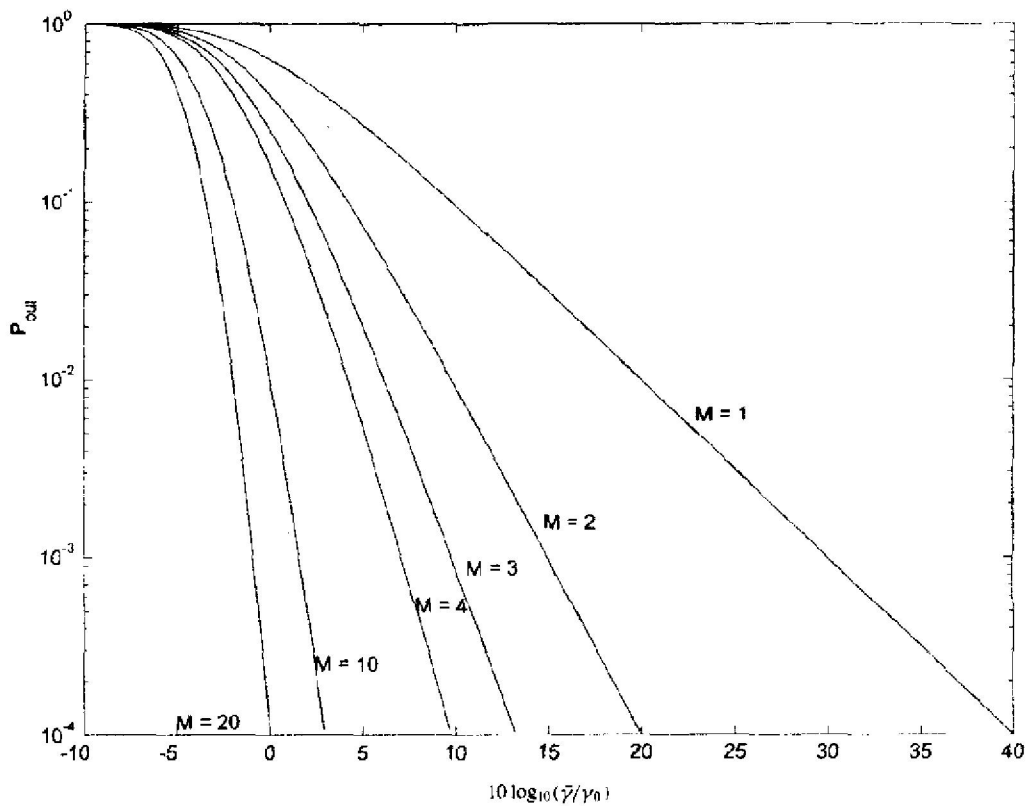
$$p_{\gamma\Sigma}(\gamma) = \frac{M}{\bar{\gamma}} \left[1 - e^{-\gamma/\bar{\gamma}} \right]^{M-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}}. \quad (2.11)$$

აქედან გამომდინარეობს, რომ სიგნალი-ხმაურის ფარდობის საშუალო მნიშვნელობა გამაერთიანებელი მოწყობილობის გამოსასვლელზე, დამოუკიდებელი და თანაბრად განაწილებული რელეის მიყუჩებების დროს ტოლია

$$\bar{\gamma}_{\Sigma} = \int_0^{\infty} \gamma p_{\gamma\Sigma}(\gamma) d\gamma = \int_0^{\infty} \frac{\gamma M}{\bar{\gamma}} \left[1 - e^{-\gamma/\bar{\gamma}} \right]^{M-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}} d\gamma = \bar{\gamma} \sum_{i=1}^M \frac{1}{i}. \quad (2.12)$$

ამ გამოსახულებიდან ჩანს, რომ სიგნალი-ხმაურის ფარდობის საშუალო მნიშვნელობის ზრდა და საანტენო გისოსის გაძლიერების ზრდა იმატებს M-ის მატებასთან ერთად, მაგრამ არა წრფივად. გაძლიერების ყველაზე დიდი კოეფიციენტი მიიღწევა არაგანცალკევების სქემიდან ორი შტოთი განცალკევებით მიღების სქემაზე გადასვლის დროს. შტოების რაოდენობის გაზრდა იძლევა 2-დან 3-მდე იძლევა გაძლიერების ნაკლებ კოეფიციენტს ვიდრე 1-დან 2-მდე და ზოგადად საანტენო გისოსის შტოების რაოდენობის M-ის გაზრდით მოგების ერთეულები მცირდება. ეს ტენდენცია ილუსტრირებულია ნახაზზე 2.2 სადაც ნაჩვენებია კავშირის წყვეტის ალბათობის P_{out} დამოკიდებულება γ/γ_0 ფარდობაზე M-ის სხვადასხვა მნიშვნელობებისათვის და დამოუკიდებელი თანაბრად განაწილებული რელეის მიყუჩებების დროს. მოცემულ მაგალითში შეინიშნება მკვეთრი გაუმჯობესება უკვე ორი შტოს გაერთიანებისას. გადასვლა M=1-დან M=2-ზე პირობით, რომ კავშირის წყვეტის ალბათობა 1%-ია, გვაძლევს სიგნალი-ხმაურის ფარდობის მოთხოვნილი მნიშვნელობის შემცირებას 12 დბ-მდე, ხოლო კავშირის წყვეტის 0,01%-იანი ალბათობის დროს კავშირის დაცულობა დაიწევა მიახლოებით 20 დბ-მდე. თუმცა კავშირის წყვეტის

0.01%-იანი ალბათობის დროს განცალკევების 2-შტოიანი სქემიდან 3-შტოიან სქემაზე გადასვლა იძლევა დაცულობის დამატებით მოგებას მხოლოდ 7 დბ, ხოლო გადასვლა სამი შტოდან ოთხ შტოზე იძლევა დამატებით 4 დბ მოგებას. ცხადია რომ ენერგომოხმარების ეკონომია უფრო მეტია არაგანცალკევების სქემიდან ორ შტოიანი განცალკევების სქემაზე გადასვლის დროს და შტოების რაოდენობის ზრდასთან ერთად ეფექტი მცირდება. უნდა აღვნიშნოთ რომ ყველა შტოში რეალური მიყუჩებების არსებობის დროსაც კი დაცულობის განაწილება გამაერთიანებელი მოწყობილობის გამოსასვლელზე უკვე აღარ იქნება ექსპონენციალური.



ნახ.2.2. განცალკევებული სიგნალების სელექციური გაერთიანების დროს კავშირის წყვეტის ალბათობა რეალური მიყუჩებებით

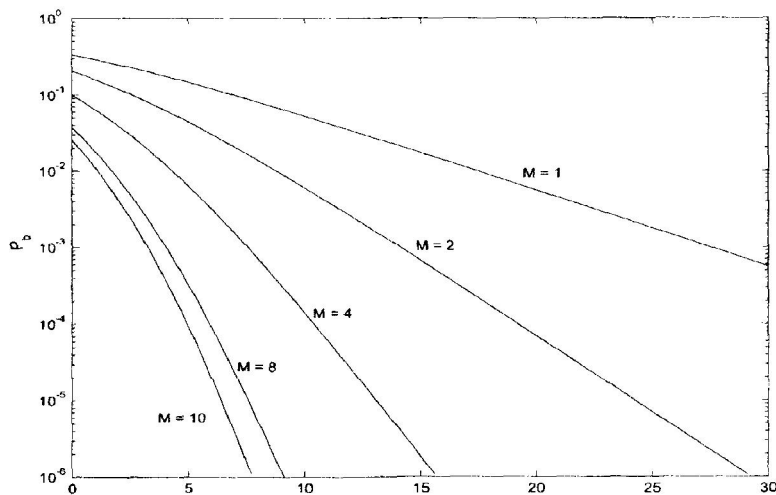
განვიხილოთ პრაქტიკული მაგალითი: ვიპოვოთ კავშირის წყვეტის ალბათობა სიგნალების სელექციური გაერთიანების სქემებისათვის $M=1$ (არ არის სიგნალების განცალკევება), $M=2$ და $M=3$. გამოიყენება ორობითი ფაზური მანიპულაცია BPSK, შტოს გათიშვის ალბათობა $P_b=10^{-3}$ და რელეის მიყუჩებების მოქმედებების გამო დაცულობის საშუალო მნიშვნელობა SNR შტოებში მივიღოთ $\gamma=15$ დბ-ს ტოლი. BPSK სიგნალს აქვს შეცდომის ალბათობა $P_b=10^{-3}$ $\gamma_b=7$ დბ დროს. გამომდინარე აქედან გვაქვს $\gamma_0=7$ დბ. ჩავსვათ $\gamma_0=10^{0.7}$ და $\gamma=10^{1.5}$ 4.6 ფორმულაში, მივიღებთ $P_{out}=0,1466$ როცა $M=1$, $P_{out}=0,0215$ როცა $M=2$ და $P_{out}=0,0031$ როცა $M=3$. პრაქტიკული გამოთვლებიდან ჩანს, რომ თითოეული შტოს დამატება ამცირებს კავშირის წყვეტის ალბათობას თითქმის ერთი თანრიგით. სიმბოლოს შეცდომის საშუალოალბათური მნიშვნელობა გამოიყვანება 2.4 გამოსახულებიდან, მოცემული მოდულაციის ტიპის და გაუსის ადიტიური თეთრი ხმაურის არსებობის შემთხვევისათვის. სიმბოლოს შეცდომის ალბათობა გამაერთიანებელი მოწყობილობის გამოსასვლელზე სიგნალი-ხმაურის ფარდობის მოცემული მნიშვნელობისათვის ტოლია $P_{\gamma\Sigma}(\gamma)$. მიყუჩებების განაწილების მრავალი ტიპისათვის და კოჰერენტული მოდულაციის სახეებისათვის ამ ალბათობის მიღება არ შეიძლება ანალიტიკური გზით და მას აფასებენ გამოთვლითი მეთოდებით ან აპროქსიმაციის გამოყენებით. ნახ.2.3 გამოსახულია შეცდომის ალბათობის P_b დამოკიდებულების გრაფიკი, საშუალო დაცულობასთან γ_b დამოუკიდებელი თანაბრად განაწილებული რელეის მიყუჩებების დროს. საშუალო დაცულობა γ_b მიღებულია $\int Q(\sqrt{2\gamma}) P_{\gamma\Sigma}(\gamma) dx$

$P_{\gamma\Sigma}(\gamma)$ გაინტეგრირებით $P_{\gamma\Sigma}(\gamma)$ განისაზღვრება გამოსახულებით

$$P_{\gamma\Sigma}(\gamma) = \frac{M}{\bar{\gamma}} \left[1 - e^{-\gamma/\bar{\gamma}} \right]^{M-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}}. \quad (2.13)$$

ნახ.2.3. ჩანს, რომ სელექციური გაერთიანების გამო არხების განცალკევების სისტემას აქვს შეცდომების უფრო ნაკლები ალბათობა უკვე $M \geq 8$ -ისათვის ვიდრე არხს ადიტიური თეთრი ხმაურით იგივე SNR-ის შემთხვევაში. ეს მართებულია სიგნალების დიფერენციალურ-სკალირებული დაჯამების და თანაბარი სიგნალების წრფივი დაჯამების რეჟიმებისათვის. მოდულაციის დიფერენცირებული სახეებისათვის დამოუკიდებელი და ერთნაირად განაწილებული რელეის მიყუჩებებისას თითოეული შტოსათვის გვაქვს არხების ანალიტიკური გზით გამოკვლეული შედეგები. მაგალითად შეგვიძლია ვაჩვენოთ რომ დიფერენციალური ფაზური მანიპულაციისათვის DPSK განაწილების $P_{\gamma\Sigma}(\gamma)$ ალბათობისათვის, რომელიც გამოითვლება 2.14 გამოსახულებით, სიმბოლოს შეცდომის საშუალო ალბათობა ტოლია.

$$\bar{P}_b = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} e^{-\gamma} p_{\gamma\Sigma}(\gamma) d\gamma = \frac{M}{2} \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \frac{\binom{M-1}{m}}{1+m+\bar{\gamma}}. \quad (2.14)$$



ნახ.2.3. შეცდომის საშუალო ალბათობა P_b BPSK მოდულაციის და განცალკევებული სიგნალების სელექციური გაერთიანების დროს დამოუკიდებელი ერთნაირად განაწილებული რელეის მიყუჩებებისას.

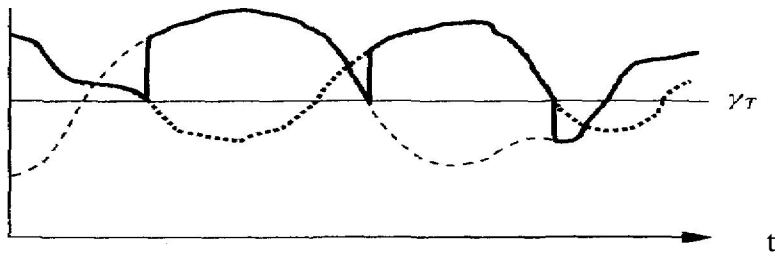
ამ გამოსახულებების გამოყვანის დროს ვუშვებთ, რომ შტოების სიგნალებს შორის კორელაცია არ არსებობს. თუ კორელაცია არ არის ნულის ტოლი მაშინ შეიმჩნევა საექსპლუატაციო მახასიათებლების უმნიშვნელო შემცირება, რომელიც პრაქტიკულად დასაშვებია თუ კორელაციის მნიშვნელობა 0,5-ზე ნაკლებია.

2.5. ზღვრული გაერთიანება

უწყვეტ რეჟიმში მომუშავე სისტემების შემთხვევაში, განცალკევებული სიგნალების სელექციური მეთოდებით გაერთიანება მოითხოვს თითოეული შტოსათვის გამოყოფილი მიმღების არსებობას, რომ მოხდეს SNR დონის უწყვეტი მონიტორინგი ყველა შტოში. განცალკევებული სიგნალების გაერთიანების უფრო მარტივი მეთოდია შტოების მიმდევრობითი სკანირება და გამოსასვლელზე იმ პირველი სიგნალის მიწოდება, რომლის დაცულობის მნიშვნელობა მეტი იქნება მოცემულ ზღვრულ მნიშვნელობაზე. γ_T ეწოდება ზღვრული გაერთიანება და არ მოითხოვს ყველა შტოში ცალკე მიმღების არსებობას. როგორც სელექციური ისე ზღვრული გაერთიანების შემთხვევაში არ მოითხოვება ფაზირება, რადგან დროის ყოველ მომენტში გამოიყენება მხოლოდ ერთი შტოს გამოსასვლელი. ამიტომ ამ მეთოდის გამოყენება შესაძლებელია როგორც კოჰერენტული ისე დიფერენციალური მეთოდის გამოყენების შემთხვევაში.

შტოს არჩევის შემდეგ გამაერთიანებელი მოწყობილობა გაატარებს სიგნალს გამოსასვლელზე და გამოსასვლელზე არჩეული სიგნალი იქნება იმ დროის განმავლობაში, სანამ ამ შტოში დაცულობა SNR იქნება მოთხოვნილ ზღვარზე მაღალი. თუ შტოში დაცულობა SNR ჩამოვა მოთხოვნილ ზღვარს ქვევით, მაშინ გამაერთიანებელი მოწყობილობა გადართავს მიმღებს სხვა შტოზე. არსებობს რამოდენიმე კრიტერიუმი რომლის მიხედვითაც გამაერთიანებელი მოწყობილობა განსაზღვრავს თუ რომელ შტოზე უნდა გადართოს მიმღები. ყველაზე მარტივი მეთოდია შემთხვევითი გადართვა. სიგნალების ორ შტოდ განცალკევებისას ეს ექვივალენტურია მეორე შტოზე გადართვის, როდესაც აქტიურ შტოში დაცულობა SNR -ი ეცემა γ_T მნიშვნელობის ქვევით. ამ მეთოდს ეწოდება გაერთიანება გადართვით და გაჩერებით (ssc). გადართვით და გაჩერებით გაერთიანების პროცესი და შესაბამისი დაცულობა SNR ნაჩვენებია ნახ. 2.4. რადგან გადართვით და გაჩერებით გაერთიანების შემთხვევაში არ აირჩევა შტო ყველაზე მაღალი სიგნალი-ხმაურის ფარდობით SNR, ამიტომ სისტემას საექსპლუატაციო მაჩვენებლები არის განცალკევების გარეშე მიღების და იდიალურად შერჩევითი გაერთიანების sc მახასიათებლებს შორის.[13,23]

γ



ნახ 2.4 დაცულობა გაერთიანების შემთხვევაში გადართვის და შეჩერების გამოყენებით.

ავლიშნოთ დაცულობა SNR i -იურ შტოში როგორც γ_i , ხოლო დაცულობა SNR გამაერთიანებელი მოწყობილობის გამოსასვლელზე როგორც γ_{Σ} . მაშინ γ_{Σ} განაწილების ფუნქცია დამოკიდებული იქნება γ_T ზღვრულ დონეზე და γ_i დაცულობის განაწილებაზე. არხის ორ შტოდ განცალკევებისას დამოუკიდებელ და ერთნაირად განაწილებული სტატისტიკებით გამაერთიანებელი მოწყობილობის გამოსასვლელზე ალბათობის განაწილება $P_{\gamma_{\Sigma}}(\gamma) = p(\gamma_{\Sigma} \leq \gamma)$ შეიძლება გამოვსახოთ ცალკეული შტოების განაწილებით $P_{\gamma_i}(\gamma) = p(\gamma_i \leq \gamma)$, ხოლო ცალკეული შტოს დაცულობის SNR-ის განაწილება $P_{\gamma_i}(\gamma)$ გამოვსახოთ შემდეგი სახით

$$P_{\gamma_{\Sigma}}(\gamma) = \begin{cases} P_{\gamma_1}(\gamma_T)P_{\gamma_2}(\gamma), & \gamma < \gamma_T, \\ p(\gamma_T \leq \gamma_2 \leq \gamma) + P_{\gamma_1}(\gamma_T)P_{\gamma_2}(\gamma), & \gamma \geq \gamma_T. \end{cases} \quad (2.15)$$

რელეის მიყუჩებებისათვის თითოეულ შტოში თანაბარი საშუალო მნიშვნელობისათვის ეს გვაძლევს

$$P_{\gamma_{\Sigma}}(\gamma) = \begin{cases} 1 - e^{-\gamma_T/\bar{\gamma}} - e^{-\gamma/\bar{\gamma}} + e^{-(\gamma_T+\gamma)/\bar{\gamma}}, & \gamma < \gamma_T, \\ 1 - 2e^{-\gamma/\bar{\gamma}} + e^{-(\gamma_T+\gamma)/\bar{\gamma}}, & \gamma \geq \gamma_T. \end{cases} \quad (2.16)$$

კავშირის წყვეტის ალბათობას P_{out} , γ_0 -ის მოცემული მნიშვნელობისათვის ვიღებთ $P_{\gamma_{\Sigma}}(\gamma)$ გამოთვლით, როდესაც $\gamma = \gamma_0$

$$P_{out}(\gamma_0) = P_{\gamma_{\Sigma}}(\gamma_0) = \begin{cases} 1 - e^{-\gamma_T/\bar{\gamma}} - e^{-\gamma_0/\bar{\gamma}} + e^{-(\gamma_T+\gamma_0)/\bar{\gamma}}, & \gamma_0 < \gamma_T, \\ 1 - 2e^{-\gamma_0/\bar{\gamma}} + e^{-(\gamma_T+\gamma_0)/\bar{\gamma}}, & \gamma_0 \geq \gamma_T. \end{cases} \quad (2.17)$$

განვიხილოთ პრაქტიკული მაგალითი. ვიპოვოთ კავშირის წყვეტის ალბათობა BPSK მოდულაციის და $P_b = 10^{-3}$ -ის შემთხვევისათვის განცალკევებული სიგნალების გადართვით და ორი შტოს შერჩევით გაერთიანების მეთოდის გამოყენებისას და შტოებში რელეის მიყუჩებების ერთნაერი განაწილების დროს ზღვრული მნიშვნელობებით $\gamma_T = 5$ დბ, 7დბ

და 10დბ. მივიღოთ რომ დაცულობის საშუალო მნიშვნელობა SNR შტოში ტოლია $\gamma=15$ დბ. განვსაზღვროთ თუ როგორ შეიცვლება კავშირის წყვეტის ალბათობა γ_T -ს ცვლილებით. შევადაროთ ასევე კავშირის წყვეტის ალბათობა ssc (switch and stay combining) სისტემისათვის და შერჩევითი გაერთიანების sc სისტემისათვის ანალოგური მაჩვენებლებით. ასევე შედარებული გვაქვს განცალკევების გარეშე მიღების სისტემასთან. როგორც წინა მაგალითში $\gamma_0=7$ დბ $\gamma_T=5$ დბ-სათვის ჩვენ გვაქვს $\gamma_0 \geq \gamma_T$ ამიტომ ვისარგებლოდ 2.17 ფორმულის მეორე სტრიქონით

$$P_{\text{out}} = 1 - 2e^{-10^{0,7}/10^{1,5}} + e^{-(10^{0,5}+10^{0,7})/10^{1,5}} = 0,0654.$$

როცა $\gamma_T=7$ დბ გვაქვს $\gamma_0 = \gamma_T$ ამიტომ გამოთვლებისათვის ისევ გამოვიყენოთ 2.17. ჩავსვთ გამოსახულების მეორე სტრიქონი

$$P_{\text{out}} = 1 - 2e^{-10^{0,7}/10^{1,5}} + e^{-(10^{0,7}+10^{0,7})/10^{1,5}} = 0,0215.$$

$\gamma_T=10$ დბ გვაქვს $\gamma_0 < \gamma_T$ ამიტომ გამოვიყენებთ 2.17 გამოსახულების პირველ სტრიქონს

$$P_{\text{out}} = 1 - e^{-10/10^{1,5}} - e^{-10^{0,7}/10^{1,5}} + e^{-(10+10^{0,7})/10^{1,5}} = 0,0397$$

აქედან ჩანს, რომ $\gamma_T=7$ დბ კავშირის წყვეტის ალბათობა ნაკლებია ვიდრე ორ სხვა შემთხვევაში. $\gamma_T=5$ დბ ზღვრული მნიშვნელობა ძალიან დაბალია, ამიტომ აქტიური შტო შეიძლება დიდი ხნის განმავლობაში იყოს მოცემულ γ_0 ქვევით, სანამ განახორციელებს გადართვას. ამას მივყავართ კავშირის წყვეტის დიდ ალბათობასთან. $\gamma_T=10$ დბ ზღვრული მნიშვნელობა ძალიან მაღალია, აქტიური შტო ძალიან ხშირად იქნება ზღვრული მნიშვნელობის ქვევით, რის გამოც მაჯამებელი განახორციელებს გადართვას სხვა ანტენაზე იმ დროსაც თუ ამ სხვა ანტენაზე დაცულობა SNR იქნება იმაზე დაბლა ვიდრე აქტიურ შტოში. გამოთვლები გვიჩვენებს რომ γ_T ზღვრული

მნიშვნელობა, რომელსაც მინიმუმამდე დაყავს P_{out} ალბათობა, ტოლია γ_0 .
 სელექციურ გაერთიანების (sc) მაგალითში ალბათობა [41]
 $P_{out}=0,0215$. აქედან გამომდინარე სიდიდე $\gamma_T=7$ დბ არის ოპტიმალური
 ზღვრული მნიშვნელობა რომლის დროსაც გადართვით და გაჩერებით
 მეთოდს SSC აქვს იგივე საექსპლუატაციო მახასიათებლები, რაც
 სელექციური გაერთიანების მეთოდს sc. ასვე ჩანს რომ არაოპტიმალური
 ზღვრული მნიშვნელობების მქონე სისტემის მახასიათებლები შეიძლება
 იყოს გაცილებით უარესი ვიდრე სელექციური გაერთიანების შემთხვევაში
 sc. ამასთან სელექციური გაერთიანების საექსპლუატაციო მაჩვენებლები
 სამივე ზღვრული მნიშვნელობებისათვის მნიშვნელოვნად უკეთესია
 ვიდრე სიგნალების განცალკევების არ არსებობის შემთხვევაში როდესაც
 $P_{out}=0,1466$. 2.15 გამოსახულების γ -ით გადიფერენცირებით მივიღებთ γ_{Σ}
 განაწილებას, მაშინ შეცდომის საშუალო ალბათობა სიმბოლოს შეცდომის
 ალბათობისათვის გაუსის თეთრი ხმაურის პირობებში და
 გამაერთიანებელი სქემის გამოსასვლელზე დაცულობის SNR განაწილების
 ალბათობისათვის განისაზღვრება ფორმულით 2.4. მიყუჩებების
 განაწილების ბევრი სახისათვის და მოდულაციის კოჰერენტული
 სახეებისათვის ამ შედეგის მიღება არ შეიძლება ანალიტიკური გზით,
 ამიტომ უნდა შეფასდეს გამოთვლების გზით ან აპროქსიმაციის
 გამოყენებით, თუმცა დამოუკიდებელი, თანაბრად განაწილებული
 რელეის მიყუჩებებისათვის 2.5 გამოსახულების დიფერენცირებით
 მივიღებთ.

$$P_{\gamma_{\Sigma}}(\gamma) = \begin{cases} (1 - e^{-\gamma_T/\bar{\gamma}})(1/\bar{\gamma})e^{-\gamma/\bar{\gamma}}, & \gamma < \gamma_T. \\ (2 - e^{-\gamma_T/\bar{\gamma}})(1/\bar{\gamma})e^{-\gamma/\bar{\gamma}}, & \gamma \geq \gamma_T. \end{cases} \quad (2.18)$$

როგორც არჩევითი მიღების შემთხვევაში მიყუჩებების განაწილების ბევრი
 სახისათვის და კოჰერენტული მოდულაციისათვის შეცდომის საშუალო

ალბათობა არ გამოისახება ანალიტიკური სახით და უნდა შეფასდეს რიცხობრივი მეთოდებით თუმცა დიფერენცირებული მოდულაციის ტიპებისათვის დამოუკიდებელი, თანაბრად განაწილებული რელეის მიყუჩებების პირობებში თითოეულ შტოში, არსებობს ანალიტიკური სახის გამოსახულება. კერძოდ სიმბოლოს შეცდომის საშუალო ალბათობას დიფერენცირებული DPSK მოდულაციისათვის აქვს შემდეგი სახე

$$\bar{P}_b = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} e^{-\gamma} p_{\gamma\Sigma}(\gamma) d\gamma = \frac{1}{2(1+\bar{\gamma})} \left(1 - e^{-\gamma_T/\bar{\gamma}} + e^{-\gamma_T} e^{-\gamma_T/\bar{\gamma}} \right) \quad (2.19)$$

განვიხილოთ პრაქტიკული მაგალითი. ვიპოვოთ შეცდომის საშუალო ალბათური მნიშვნელობა DPSK ფაზური მანიპულაციისათვის სიგნალების განცალკევების და გაერთიანების SSC სქემისათვის ორი შტოსათვის დამოუკიდებელი თანაბრად განაწილებული რელეის მიყუჩებების არსებობის დროს თითოეულ შტოში და ზღვრული მნიშვნელობებისათვის $\gamma_T=3$ დბ, 7დბ და 10დბ. მივიღოთ რომ საშუალო დაცულობა SNR შტოში $\gamma=15$ დბ. გამოსაკვლევია როგორ იცვლება შეცდომის საშუალო ალბათობა γ_T -ს ცვლილების დროს. შევადაროთ ასევე შეცდომის საშუალო ალბათობა სიგნალების გაერთიანების SSC მეთოდის, სელექციური მეთოდის და განცალკევების არ არსებობის შემთხვევებისათვის. 2.19 გამოსახულების მიხედვით ჩატარებული გამოთვლებით როდესაც $\gamma=15$ დბ და $\gamma_T=3, 7$ და 10დბ მივიღებთ შესაბამისად – $P_b=0,0029$, $P_b=0,0023$ და $P_b=0,0042$. როგორც წინა გამოთვლებისას, არსებობს ოპტიმალური ზღვრული მნიშვნელობა, რომელიც ამცირებს შეცდომის საშუალო ალბათურ მნიშვნელობას. ზღვრული მნიშვნელობის ზედმეტი გაზრდით ან შემცირებით უვარესდება საექსპლუატაციო მახასიათებლები.

$$\bar{P}_b = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} e^{-\gamma} p_{\gamma\Sigma}(\gamma) d\gamma = \frac{M}{2} \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \frac{\binom{M-1}{m}}{1+m+\bar{\gamma}} \quad (2.20)$$

მივიღებთ რომ შერჩევითი მიღებისას sc შეცდომის ალბათობა ტოლია

$$P_b = 0,5(1+10^{1,5})^{-1} - 0,5(2+10^{1,5})^{-1} = 4,56 \times 10^{-4} ,$$

რაც ნაკლებია ssc მეთოდის გამოყენებისას ოპტიმალური ზღვრის არსებობის შემთხვევაში მიღებულ შედეგზე. არხების განცალკევების არ არსებობის შემთხვევაში შეცდომის ალბათობას ვიღებთ $P_b = 0,5(1+10^{1,5})^{-1} = 0,0153$, რაც უფრო ცუდი შედეგია, ვიდრე მიიღება ორი შტოს ssc მეთოდით გაერთიანებისას .

2.6. დიფერენცირებულ-სკალირებული სიგნალების შეჯამება

Sc შერჩევითი გაერთიანების და ssc გადართვით და შეჩერებით გაერთიანების შემთხვევაში გამაერთიანებელი მოწყობილობის გამოსასვლელზე სიგნალი ტოლია ერთ-ერთი შტოს სიგნალის. სიგნალის დიფერენცირებულ სკალირებული დაჯამებისას (MRC) გამოსასვლელზე სიგნალი ტოლია ყველა შტოს სკალირებული სიგნალების ჯამის, ამიტომ a_i ყველა მნიშვნელობა ნახ.2.1 არანულოვანია, სიგნალები სინფაზურია და ამიტომ $a_i = a_i e^{-i\theta_i}$, სადაც θ_i - i -ური შტოს შემომავალი სიგნალის ფაზაა. გამომდინარე აქედან გამაერთიანებელი მოწყობილობის გამოსასვლელზე

$$r = \sum_{i=1}^M a_i r_i. \quad (2.21)$$

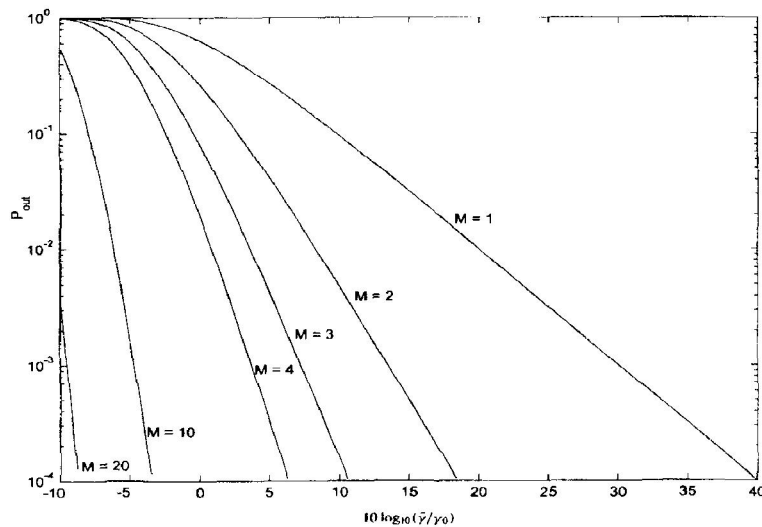
დავუშვათ რომ ხმაურის სპექტრული სიმკვრივე PSD ყველა შტოში ერთნაერია და ტოლია $N_0/2$. მივიღებთ მაჯამებლის გამოსასვლელზე მთლიანი ხმაურის სიდიდეს

$$N_{tot}/2 = \sum_{i=1}^M a_i^2 N_0/2 \quad (2.22)$$

მაშინ დაცულობა SNR გამაერთიანებელი მოწყობილობის გამოსასვლელზე ტოლია:

$$\gamma_{\Sigma} = \frac{r^2}{N_{tot}} = \frac{1}{N_0} \frac{\left(\sum_{i=1}^M a_i r_i \right)^2}{\sum_{i=1}^M a_i^2} \quad (2.23)$$

კავშირის წყვეტის ალბათობა სკალირებულ დიფერენცირებული სიგნალების გაერთიანების მეთოდისათვის ნაჩვენებია ნახ. 2.5.



ნახ.2.5. კავშირის წყვეტის ალბათობა სკალირებულ დიფერენცირებული სიგნალებისათვის

2.7. LTE ქსელის საბაზო სადგურიდან მობილური სადგურისაკენ დადმავალ სატრანსპორტო არხში სიგნალის მიღების პროცესების გამოკვლევა Simulink-ის მოდელის გამოყენებით

ნახ.2.6. [10] მოყვანილი მოდელის საშუალებით გამოვიკვლიეთ LTE ქსელის საბაზო სადგურიდან მობილური სადგურისაკენ დადმავალ სატრანსპორტო არხში მიმდინარე პროცესები, რომელიც განსაზღვრულია 3GPP-ის სპეციფიკაციების მიხედვით.

საბაზო სადგურის მხარეს არხის დამუშავების პროცესები მოიცავს:

- CRC-ის ჩასმას სატრანსპორტო ბლოკში;
- კოდური ბლოკების სეგმენტაციას;
- ტურბო კოდირებას;
- სიჩქარეების შეთანხმებას;
- კოდური ბლოკების გაერთიანებას.

ზევით ჩამოთვლილის გარდა მიმღები გამოიყენებს ორეტაპიან დეკოდერს:

1. იყენებს CRC შემოწმებას კოდური-ბლოკების დონეზე, რომ შეაჩეროს იტერაციული დეკოდერი ბლოკების სწორი დეკოდირებისათვის;
2. იყენებს იმავე CRC დროშებს , რომ შეაჩეროს სატრანსპორტო ბლოკების კოდირება თუ ბლოკები შეცდომით არის თუნდაც მაქსიმალური იტერაციით დამუშავების შემდეგ.

მოდელი მომხმარებლისთვის განსაზღვრავს სატრანსპორტო ბლოკის სიგრძეს. მაგალითში აღწერილია დადმავალ ფიზიკურ არხში Downlink Physical Channel (PDSCH) მიმდინარე პროცესები.

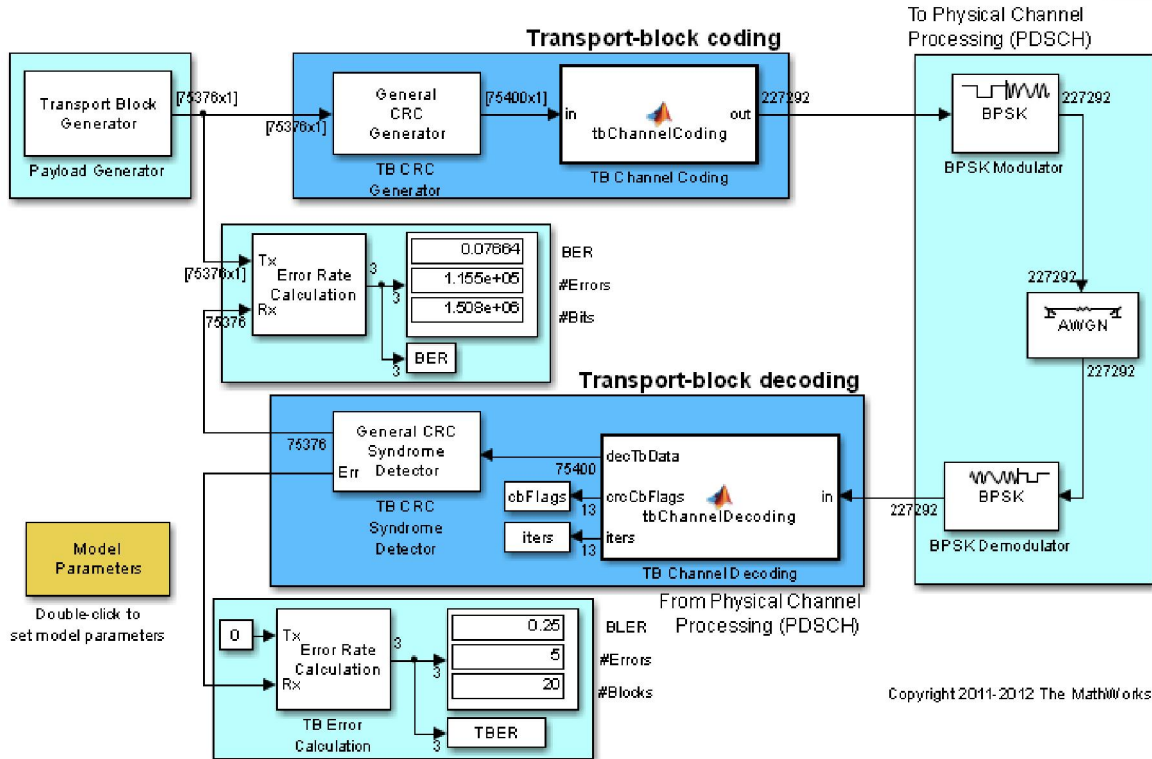
მოდელის გაშვება

მოდელის გაშვებისათვის Matlab2013-ის[34,35,36] ბრძანებების ველში უნდა ჩავწეროთ LTEDLSCHExample და დავაჭიროთ ენტერს. რამოდენი წამში გამოვა მოდელი შემდეგი სახით (ნახ. 2.6)

Downlink Transport Channel (DL-SCH) Processing

Reference: 3GPP TS 36.212 v10.0.0 (2010-12)

Info



Copyright 2011-2012 The MathWorks, Inc.

ნახ.2.6. LTE ქსელის DLSCHE არხის მოდელი.

მოდელის ბლოკებს აქვთ ფერები: ლურჯი ფერით აღნიშნულია სატრანსპორტო არხში მიმდინარე პროცესში მონაწილე ბლოკები, ცისფერით – მოდელის აღჭურვილობა. მოდელირებისათვის შევარჩიეთ სატრანსპორტო ბლოკების დრო 1მწმ. ეს არ აზიანებს სიმულაციის შესრულებას .

სატრანსპორტო ბლოკის პროცესები DL-SCH არხისათვის[9,15,18]

სატრანსპორტო არხები უზრუნველყოფენ ინტერფეისს MAC დონესა და ფიზიკურ დონეს შორის. DL-SCH არხი მთავარი სატრანსპორტო დადმავალი არხის ტიპია LTE-ში და გამოიყენება როგორც მომხმარებლის მონაცემების ისე გამოყოფილი მართვის ინფორმაციის გადაცემისათვის. ქვევით აღწერილია პროცესები საფეხურებრივად.

ა) CRC-ის ჩასმა სატრანსპორტო ბლოკში

გამოითვლება 24-ბიტანი CRC და დაერთვება თითოეულ სატრანსპორტო ბლოკს. ეს იძლევა მიღების დროს შეცდომების დეტექტირების და დეკოდირების საშუალებას.

ბ) კოდური ბლოკების სეგმენტაციას

თუ LTE-ში მხარდაჭერილი ტურბო კოდების სიგრძეს გადააჭარბა რომელიმე სატრანსპორტო ბლოკის სიგრძემ, მაშინ მოხდება მისი სეგმენტაცია უფრო პატარა ზომის კოდურ ბლოკებად. სატრანსპორტო ბლოკის ზომებზე დამოკიდებულების მიხედვით, რომელიც მითითებულია მოდელის შესაბამისი ბლოკის პარამეტრებში, მოდელი განსაზღვრავს სეგმენტების რაოდენობას და ამუშავებს მათ თანმიმდევრულად. 3GPP სპეციფიკაციების მიხედვით სეგმენტაციის პროცესში, როგორც აუცილებელი ნაწილი, არ მოითხოვება შემავსებელი ბიტები. სატრანსპორტო ბლოკში კოდური ბლოკების სიმრავლისათვის გამოითვლება 24 ბიტანი CRC და ერთვის თითოეულ კოდურ ბლოკს. ეს იძლევა წინასწარი დეტექტირების და სწორი კოდირების საშუალებას.

გ) არხის კოდირება

DL-SCH არხში გამოიყენება ტურბო კოდი, როგორც სარხო კოდი.

დ) სიჩქარეების შეთანხმება

სიჩქარეების შეთანხმება იღებს ქვეკადრში გადაცემული ბიტების ზუსტ ნაკრებს, რომ მოხდეს საარხო ბიტების სწორი დეკოდირება. მაგალითში გამოყენებულია ქვებლოკების ინტერლივინგი და ციკლური ბუფერი მაგრამ არ გამოიყენება ბიტების სელექცია. ამის გამო გამოსასვლელზე მრავალი კოდური ბლოკია გაერთიანებული.

მიმღებში გამოიყენება მიღებული მონაცემების ბლოკების ორ ეტაპიანი წინსწრებით დეკოდირება და გამოითვლება ორივე ბლოკების შეცდომებიც და ბიტების შეცდომებიც.

კვლევის შედეგები მოყვანილია ცხრ.2.1

LTE ქსელის DLSCHE არხის მოდელით კვლევის შედეგები ცხრილი 2.1.

Phase offset	0	30	45	60	90
BER	0,07	0,0134	0,02	0,04211	0,03831
BLER	0,25	0,05	0,1	0,2	0,1

ცხილში 2.1 წარმოდგენილია სხვადასხვა ფაზით დაძრული მოდულაციების დროს მიღებული შედეგები . ცხრილიდან ჩანს რომ ბიტების და ბლოკების ყველაზე ნაკლები შეცდომები მიიღება 30 გრადუსით დაძრული მოდულაციის შემთხვევაში.

2.8. დასკვნები მეორე თავთან დაკავშირებით

1. მეორე თავში ყურადღება ძირითადათ გამახვილებულია MIMO მიმღებში რადიოტალღების მრავალსხივიანი გავრცელების გამო წარმოქმნილ პრობლემებზე, რადგან მიმღებში გადაცემული სიგნალები ხვდებიან სხვადასხვა კუთხით. განხილულია სიგნალების დაჯამების და გაერთიანების მეთოდები. ნაჩვენებია რომ მათ შორის ყველაზე ეფექტურია სელექციური მიღების მეთოდის გამოყენება.

2. ჩატარებულია LTE ქსელის საბაზო სადგურიდან მობილური სადგურისაკენ დაღმავალ სატრანსპორტო არხში სიგნალის მიღების პროცესების გამოკვლევა Simulink-ის მოდელის გამოყენებით[37,38,39]. მიღებული შედეგების მიხედვით შეიძლება გავაკეთოდ დასკვნა მიმღებში სელექციური მეთოდის და დაძრული მოდულაციის გამოყენების უპირატესობის შესახებ. რადგან ამ კომბინაციის დროს, კერძოდ 30°-იანი დაძვრის შემთხვევაში, მივიღეთ შეცდომების ყველაზე ნაკლები რაოდენობა.

თავი III. LTE -ქსელის დადმავალი ფიზიკური არხის (Downlink) კვლევა მოდელირებით

შესავალი

მობილური კავშირის თანამედროვე ქსელებში გადაცემის სიჩქარის გაზრდა, წარმოადგენს ამ დარგში სამეცნიერო კვლევის ერთ-ერთ აქტუალურ მიმართულებას. გადაცემის სიჩქარის გაზრდა მობილური ქსელის რადიო ნაწილში, საბაზო სადგურიდან მობილურ სადგურამდე დაკავშირებულია რადიოტალღებთან და მისი გავრცელების პირობებთან. პრობლემატურია სიგნალის მრავალსხივიანი გავრცელების ბუნება, რაც იწვევს ინტერფერენციებს და ასუსტებს სიგნალს. პირდაპირ სხივს და არეკვლილ სხივს შორის დროითი დაყოვნების კომპენსაციისათვის, ინფორმაციულ ელემენტში შემოაქვთ ციკლური პრეფიქსი. შედეგად ინფორმაციული ელემენტი შედგება ორი ნაწილისაგან – ციკლური პრეფიქსი და ინფორმაციული ნაწილი. სიჩქარის გაზრდის ამოცანა დაიყვანება ბუნებრივი და ტექნოლოგიური რესურსების ოპტიმიზაციაზე, მოცემული რესურსების ადაპტურ გამოყენებაზე.

განხილულია MIMO არხების შესწავლის საკითხები, მათემატიკური მოდელები და ალგორითმები. ჩატარებულია LTE ქსელის დადმავალი ფიზიკური არხის პარამეტრების კვლევა. ციკლური პრეფიქსის სხვადასხვა მნიშვნელობებისათვის მიღებულია კონკრეტული შედეგები.

3.1. MIMO სისტემის პარამეტრები

MIMO სისტემის ერთ ერთი უმნიშვნელოვანესი პარამეტრი არის არხის გამტარუნარიანობა, რომლის ქვეშ იგულისხმება ინფორმაციის გადაცემის

მაქსიმალური სიჩქარე, რომელიც მიიღწევა მოცემული კავშირის არხის გატარების ზოლის 1 ჰც-ზე. SISO არხის გატარების ზოლი განისაზღვრება ფორმულით

$$C = \log_2 \left(1 + \left(\frac{P_s}{P_b} \right)_{\text{შეს.}} |h_{11}|^2 \right) \quad (3.1)$$

სადაც P_s/P_b არის სიგნალი ხმაურის ფარდობის საშუალო მნიშვნელობა მიმღებში. h_{11} MIMO არხის გამტარუნარიანობა განისაზღვრება როგორც:

$$C = \log_2 \left(\mathbf{I}_R + \frac{P_s / P_b}{T} \mathbf{H} \bar{\mathbf{H}}^t \right) \quad (3.2)$$

სადაც \mathbf{I}_R – არის $N_r \times N_r$ განზომილების ერთეულოვანი მატრიცა, P_s/P_b – სიგნალი ხმაურის ფარდობის საშუალო მნიშვნელობა თითოეული მიმღები ანტენის შესასვლელზე. $\bar{\mathbf{H}}^t$ არის \mathbf{H} მატრიცის ერმიტოვის გარდაქმნა. უნდა აღინიშნოს რომ (3.1) არის (3.2) კერძო შემთხვევა, სადაც $N_t=N_r=1$. MIMO არხებისათვის მისი განზოგადებით მივიღებთ მის შემდეგ ფორმას:

$$C = m_{11} \left\{ \Delta F \log_2 \left(\mathbf{I}_R + \frac{P_s / P_b}{T} \mathbf{H} \bar{\mathbf{H}}^t \right) \right\} \quad (3.3)$$

სადაც m_{11} მათმატიკური მოლოდინია. R და T მნიშვნელობების გაზრდა ზრდის (3.2) და (3.3) გამოსახულების მნიშვნელობას. ამის მიხედვით MIMO არხის ტევადობა ყოველთვის მეტი იქნება SISO არხის ტევადობაზე. მიმღებზე და გადამცემზე ანტენების რაოდენობის გაზრდით შესაძლებელია მნიშვნელოვნად გაიზარდოს სისტემის გადაცემის სიჩქარე. შედეგად იზრდება

MIMO სისტემების სპექტრული ეფექტურობა SISO სისტემებთან შედარებით[14].

მაგალითისთვის $P_b/P_s=10$ დბ SISO სისტემების საშუალო გამტარუნარიანობა მიახლოებით ტოლია 2,95 ბტ/წმ/ჰც. MIMO სისტემის 4x4 - 10,9 ბტ/წმ/ჰც, 8x8 MIMO სისტემის – 29,7 ბტ/წმ/ჰც.

MIMO სისტემის ფუნდამენტურ პრობლემას წარმოადგენს ანტენებს შორის ინფორმაციული ბიტების განაწილების ალგორითმების შემუშავება, სიგნალების გამოსხივების და მიღების ფორმირება. ამ სფეროში მომუშავე ინჟინრები და მკვლევრები ყურადღებას ამახვილებენ სამი ამოცანის გადაჭრაზე: ინფორმაციის გადაცემის მაღალი სიჩქარის უზრუნველყოფა, შეცდომების ნაკლები ალბათობა და/ან კონკრეტული ალგორითმების განმახორციელებელი მოწყობილობის სიმარტივე.[33]

პრაქტიკაში გამოიყენებენ MIMO არხებით გადაცემის სამ სქემას:

- სივრცით-დროითი კოდირება(Space-Time Coding, STC);
- სივრცითი მულტიპლექსირება(Spatial Multiplexing, SM);
- მიმართული მოქმედების დიაგრამის ფორმირება(Beamforming).

STC სქემის პრინციპი იმაში მდგომარეობს, რომ საწყისი ინფორმაციული მიმდევრობიდან შესაბამისი წესით ფორმირდება სიგნალები. ეს სიგნალები მოცემული დროის ინტერვალში გამოსხივდებიან გადამცემი ანტენებით ერთდროულად. ამ ბიტების მიღების შემდეგ ფორმირდება რამდენიმე განსხვავებული სიგნალი. ე.ი შემოდის სიჩქარზე და შეიძლება შემცირდეს შეცდომები, შესწორების კოდების გამოყენებით.

STC კოდირება გამოყენებული მეთოდის მიხედვით იყოფა:

- სივრცით დროითი ტრელის კოდები(STTC, Space-Time Trellis Codes);
- სივრცით დროითი ტურბო კოდები(STTTC, Space-Time Turbo Trellis Codes);
- მრავალდონიანი სივრცით დროითი კოდები (LSTC, Layered Space-Time Codes);

-სივრცით დროითი ბლოკური კოდები (STBC, Space-Time Block Codes)[49].

STC კოდი მუშავდება გარკვეულ პირობებში ოპტიმიზირების უზრუნველყოფის კრიტერიუმებით. ამ კოდებისთვის დამახასიათებელია, რომ სიჭარბის შეყვანის ხარჯზე იძლევიან შესაძლებლობას შემცირდეს შეცდომების ალბათობა, გაიზარდოს სპექტრული ეფექტურობა SISO სისტემებთან შედარებით და უზრუნველყოფილი იქნას კოდირების და დეკოდირების მოწყობილობების მისაღები მუშაობა.

სივრცითი მულტიპლექსირების სქემის გამოყენების შემთხვევაში საწყისი ნაკადი ნაწილდება გადამცემ არხებზე რომელთა რაოდენობა გადამცემი ანტენების რაოდენობის ტოლია. საწყისი ინფორმაციული მიმდევრობებიდან სიგნალების ფორმირების შემდეგ ხდება მათი დამოუკიდებელი, მაგრამ ერთდროული გამოსხივება მოცემული დროითი ინტერვალის განმავლობაში. ე.ი. სიჭარბის შეტანა ასეთი შემთხვევებისათვის არ ხდება. იდიალურ შემთხვევაში ინფორმაციის გადაცემის სიჩქარე იზრდება იმდენჯერ, რამდენი ანტენაც არის გადამცემ მოწყობილობაში. კონკრეტული SM სქემა განისაზღვრება იმ მეთოდის მიხედვით, რომლითაც ხდება მონაცემთა ნაკადის მულტიპლექსირება. SM გამოყენება იმ შემთხვევაში, როდესაც პირველ ამოცანას წარმოადგენს ინფორმაციის გადაცემის სიჩქარის გაზრდა, ხოლო სიგნალის მიყუჩებების და ხმაურის დონე MIMO არხშიმცირება. წინააღმდეგ შემთხვევაში დამოუკიდებელი პარალელური გადაცემით მიღებული მოგება ნიველირებული იქნება იმით, რომ სიგნალის მიღების და დეკოდირების პროცესში შეცდომის გამო საჭირო გახდება გარკვეული სიგნალების ნაწილობრივი რეტრანსლაცია.

STC და SM სქემები გამოიყენება იმ შემთხვევაში როდესაც MIMO არხების პარამეტრები ზუსტად არის ცნობილი. წინააღმდეგ შემთხვევაში გამოიყენება მიმართული მოქმედების დიაგრამის ფორმირების მეთოდი. ამასთან ინფორმაციის გადაცემა ხორციელდება ერთ ნაკადში. ამ მეთოდის

უპირატესობა SISO მეთოდთან შედარებით არის სპექტრული ეფექტურობის მნიშვნელოვანი გაზრდა და შეცდომების ალბათობის შემცირება. მეორეს მხრივ, MIMO არხის პარამეტრების მნიშვნელობის ზუსტი ცოდნა ზღუდავს მისი გამოყენების არეალს.

ამა თუ იმ სქემის რეალიზება განპირობებულია მოცემული ამოცანიდან. სხვა სქემებთან შედარებით STC უზრუნველყოფს კოდირება-დეკოდირების მოწყობილობის შედარებით სიმარტივეს და შეცდომების დაბალ ალბათობას, თუმცა ინფორმაციის გადაცემის სიჩქარე არც თუ ისე მაღალია. SM მეთოდებში გადაცემის სიჩქარე იზრდება მაგრამ იზრდება შეცდომების ალბათობაც. რადიოსხივის ფორმირების მეთოდი უზრუნველყოფს შეცდომების ყველაზე დაბალ მნიშვნელობას აღნიშნულ სქემებს შორის, მაგრამ მისი გამოყენება რეალურ პირობებში ყოველთვის არ არის შესაძლებელი.

MIMO არხებით გადაცემის განხილული სამი სქემის გარდა არსებობს სამი ძირითადი სტრატეგია:

1. მაქსიმალური ალბათური სტრატეგია (Maximum Likelihood, ML) უზრუნველყოფს შეცდომების საშუალო მინიმალურ ალბათობას სხვა სტრატეგიებთან შედარებით. მაგრამ მისი რეალიზებისთვის აუცილებელია რთული გამოთვლით ალგორითმების გამოყენება. მიმღები თვლის სისტემაში ყველა შესაძლო სიგნალს ხმაურის არ არსებობის დროს და რომელსაც ევკლიდეს მანძილი ყველაზე მცირე აქვს მიღებული სიგნალებთან, ჩაითვლება გადმოცემულ სიგნალად;

2. პრაქტიკაში გამოყენებული წრფივი მიმღებების მუშაობა დაფუძნებულია განულების სტრატეგიაზე (Zero Forcing ZF). ასეთი მიმღებები ანულებენ ინტერფერენციას სხვადასხვა გადამცემი ანტენებიდან მიღებულ სიგნალებს შორის და ახორციელებენ დეტექტირებას დამოუკიდებლად თითოეული არხისათვის. ამასთან ერთად მცირდება მიმღები მოწყობილობის სირთულე.

თუმცა იმ შემთხვევაში როდესაც ინტერფერენცია მნიშვნელოვნად ახდენს გავლენას მიღებულ სიგნალებზე მწარმოებლურობა ძალიან ეცემა;

3. BLAST (Bell Labs Layered Space-Time) მიმღებები ახორციელებენ განულების და უარყოფის ალგორითმებს (Nulling and Canceling), რომლის საფუძველში დევს უკუკავშირი გადაწყვეტილებებით (Decision Feedback). ამასთან მწარმოებლურობა არის საშუალო, მაქსიმალური ალბათურ და წრფივ მიმღებებს შორის.

3.2. სივრცით დროითი ბლოკური კოდირება. ალამაუტის სქემა.

არსებობს STC კოდების ორი ძირითადი სახე – სივრცით დროითი ტრელის კოდი(STTC) და სივრცით დროითი ბლოკური კოდი(STBC). STTC იძლევა შესაძლებლობას მივიღოთ მზარდი მოგება სიგნალების განცალკევებით და კოდირებით, მაგრამ ეს ხდება უფრო რთული დეკოდირების ალგორითმების გამოყენების ხარჯზე. ამ ნაკლოვანების გამო შემუშავებული იქნა STBC. პირველი ასეთი კოდის ავტორია სიავაშ ალამაუტი (Siavash Alamouti). ეს ბლოკური კოდი რომელმაც დასახელება მიიღო ავტორის საპატივსაცემოდ განკუთვნილია MIMO სისტემებისთვის ორი გადამცემი ანტენით. ალამაუტის სქემა უზრუნველყოფს სიგნალების მნიშვნელოვან განცალკევებას და ინფორმაციის გადაცემის მაღალ სიჩქარეს. ამისათვის გამოიყენება ერთდორულად გადაცემულ სიგნალებს შორის ფაზის ორთოგონალურობა. ფაზის ორთოგონალურობა ასევე გამოიყენება თითოეული ანტენის მიერ მიმღევრობით გამოსხივებული სიგნალების წყვილებს შორის. გადამცემი ანტენების დიდი რაოდენობისათვის აღნიშნული კოდების განზოგადების

შესაძლებლობამ განაპირობა STBC კოდების მთელი რიგის შექმნა. თუმცა ალამაუტის სქემისაგან განსხვავებით მოცემულ კოდებს შეუძლიათ უზრუნველყონ სიგნალების მნიშვნელოვანი განცალკევება ან გადაცემის მაღალი სიჩქარე. STBC კოდებისაგან ენერგეტიკული მოგების მიღებისათვის შემოღებულია დამატებითი კოდირება მარტივი ალგორითმებით. ასეთმა სქემებმა მიიღეს სახელწოდება სუპერორთოგონალური სივრცით დროითი ტრელის კოდები (Super Orthogonal Space-Time Trellis Codes)[49].

OFDMA-ის გამოყენების შემთხვევაში ბლოკური კოდირების სქემა წარმოდგება შემდეგი სახით: ბიტების საწყისი ინფორმაციული მიმდევრობა h^i დროის მიხედვით იყოფა ფიქსირებულ სიგრძის \vec{b}_k ბლოკებად (k -ბლოკის ნომერია). თითოეულ ბლოკში ბიტები განაწილებულია თანაბარ ჯგუფებად

$$\begin{aligned} \vec{b}_k &= \{\vec{b}_{k,1}, \vec{b}_{k,2}, \dots, \vec{b}_{k,N}\}, \\ \vec{b}_{k,i} &= \{b_{k,i}^1, b_{k,i}^2, \dots, b_{k,i}^m\}, \end{aligned} \quad (3.4)$$

სადაც N ჯგუფების რაოდენობაა ბლოკში და OFDMA ორთოგონალური ქვეგადამტანების რაოდენობის ტოლია; i -ბლოკის ჯგუფის ნომერია; m - ბიტების რაოდენობაა ჯგუფში; 2^m წერტილების რაოდენობა სიგნალურ თანავარსკვლავედში. მოდულაციის პროცესის შემდეგ ჯგუფებიდან ფორმირდება კომპლექსური სიხშირული ანათვლები, რომლებიც შეესაბამებიან სიგნალის თანავარსკვლავედის წერტილებს. ანათვლების მთლიან ნაკრებს რომელიც შეესაბამება ერთ ბლოკს ეწოდება OFDMA სიმბოლო $\vec{s}_k = \{s_k^1, s_k^2, \dots, s_k^N\}$.

სივრცით დროითი ბლოკური კოდირების პროცესი შეიძლება განვიხილოთ როგორც OFDMA სიმბოლოების ფიქსირებული რიცხვის M განაწილება $N_t \times K$ ზომის კოდურ მატრიცაში, სადაც K განსაზღვრავს დროითი ანათვლების

რაოდენობას, ე.ი. სივრცით დროითი ბლოკის სიგრძეს. სიჭარბის შემოტანის გამო S მატრიცას აქვს სახე:

$$\mathbf{S} = \sum_{i=1}^M \operatorname{Re}(\bar{s}_i) A_i + j \operatorname{Im}(\bar{s}_i) B_i, \quad (3.5)$$

$N_t \times K$ განზომილების $\{A_i, B_i\}_{i=1}^M$ მატრიცების ნაკრებს ეწოდება წრფივი STBC .

S_i სიმბოლოთი აღინიშნება ფორმირებული სიგნალი, ხოლო S სიმბოლოთი კოდური სიტყვის მატრიცა. მოცემულ შემთხვევაში ოპერაციები სრულდება კომპლექსური ჯგუფების დონეზე. ალამაუტის სქემაში OFDMA სიმბოლოები იყოფიან წყვილებად - ლუწი და კენტი. მათი გადაცემისათვის მოითხოვება დროის ორი ინტერვალი τ_0 . პირველ ინტერვალში გადამცემი ანტენა 1 გამოასხივებს \bar{s}_{2i-1} სიმბოლოს სიგნალს, იმ დროს როდესაც ანტენა 2 \bar{s}_{2i} სიმბოლოს სიგნალს. შემდეგ დროით ინტერვალში ანტენა 1 გადასცემს სიგნალს, რომელიც ფორმირებულია $-\bar{s}_{2i}^*$ სიმბოლოდან, ხოლო ანტენა 2 კი \bar{s}_{2i-1}^* სიმბოლოდან ფორმირებულ სიგნალს.

შემდგომში გამოსახულების გამარტივებისათვის განვიხილავთ კომპლექსური ანათლების წყვილს, რომელიც შეესაბამება ერთი და იმავე ქვეგადამტანს. მაშინ ალამაუტის სქემის კოდური მატრიცა იქნება:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

ასეთი მანიპულაციების აზრი მდგომარეობს იმაში რომ, თუ სიგნალები პირველ დროით ინტერვალში იყვნენ სინფაზაში, მაშინ მეორე დროით ინტერვალში იქნებიან უკუფაზაში და პირიქით. თუ სიგნალების ფაზები პირველ ინტერვალში იყო ორთოგონალური მაშინ ისინი იგივე რჩებიან მეორე ინტერვალშიც, მხოლოდ იმ განსხვავებით რომ გამოსხივების ფაზის წინსწრება იქნება რიგრიგობით, ხან პირველ, ხან მეორე ინტერვალში. გარდა

ამისა ორთოგონალური იქნება სიგნალები, რომლებიც სხივდებიან ანტენებიდან მიმდევრობით.

ალამაუტის სქემით კოდირებული ორსიმბოლოიანი სიგნალების მიღებისათვის საკმარისია ერთი მიმღები ანტენა და დროითი ანათვლების წყვილი. თითოეულ დროით ანათვალში მიიღება სიგნალები:

$$\begin{cases} r_1 = s_1 h_1 + s_2 h_2 + n_1 \\ r_2 = -s_2^* h_1 + s_1^* h_2 + n_2 \end{cases}, \quad (3.7)$$

სადაც h_1 და h_2 MIMO არხის გადაცემის კოეფიციენტებია პირველ და მეორე ანტენებში შესაბამისად და წარმოქმნიან გადაცემის მახასიათებლების ვექტორს $\vec{h} = [h_1, h_2]$, n_1 და n_2 კომპონენტებია, რომლითაც ხდება ადიტიური გაუსის თეთრი ხმაურის გათვალისწინება, რომლის წარმოდგენა ასევე შეიძლება ვექტორის $\vec{n} = [n_1, n_2]$, სახით მაშინ :

$$\vec{r} = \vec{h}\mathbf{S} + \vec{n}, \quad (3.8)$$

სადაც $\vec{r} = [r_1, r_2]$

სიგნალების დეკოდირება ხდება ორ ეტაპად: პირველ ეტაპზე n_1 და n_2 კომპონენტები ითვლება ნულის ტოლად, ხდება ფურიეს გარდაქმნა და წრფივი მიმღები გამოითვლის გადაცემული ანათვლების შეფასებით მნიშვნელობებს.

$$\begin{cases} \tilde{s}_1 = \frac{r_1 h_1^* + r_2^* h_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \\ \tilde{s}_2 = \frac{r_1 h_2^* - r_2^* h_1}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \end{cases}. \quad (3.9)$$

აღვნიშნოდ კომპლექსური ანათვლების სიმრავლე, რომელიც შეესაბამება სიგნალურ თანავარსკვლავედს Z-ით. დეკოდირების მეორე ეტაპი

მდგომარეობს იმაში, რომ მაღალი ალბათობის სტრატეგიის მიხედვით Z სიმრავლიდან ამოირჩევა ის ანათვალი რომელიც მოახდენდა მასსა და მის შეფასებით მნიშვნელობას შორის ევკლიდის მანძილის მინიმიზირებას. ამ ეტაპის მათმატიკური ჩაწერა ალამაუტის სქემისათვის ასეთია:

$$\begin{cases} \hat{s}_1 = \arg \min_{s \in Z} d^2(s, \tilde{s}_1) \\ \hat{s}_2 = \arg \min_{s \in Z} d^2(s, \tilde{s}_2) \end{cases} \quad (3.10)$$

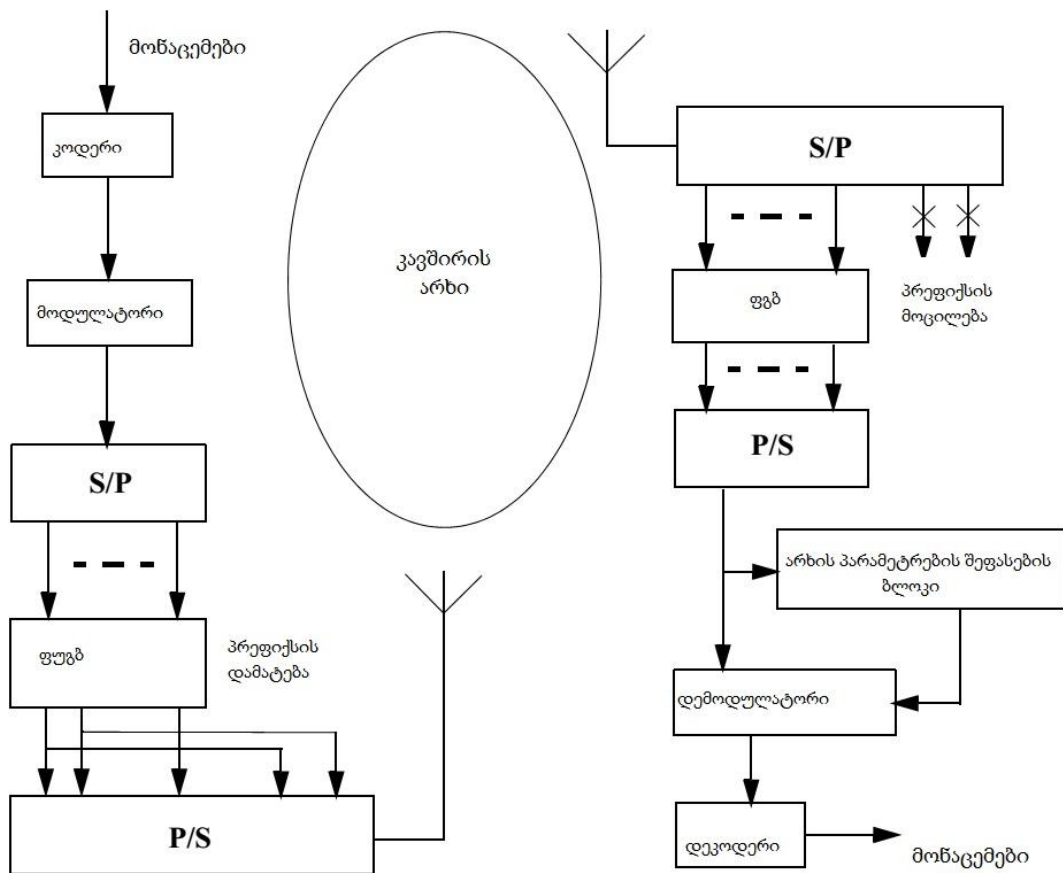
მაქსიმალური ალბათური სტრატეგიის მიხედვით შეფასებითი მნიშვნელობა \hat{s}_1 , \hat{s}_2 მიეწოდება დემოდულატორის შესასვლელს.

3.3. კავშირის არხის მოდელი ორთოგონალური სიხშირული მულტიპლექსირებით

მონაცემების მაღალი სიჩქარით გადაცემის დროს გამოიყენება მეთოდი როდესაც გადასაცემი ინფორმაცია ნაწილდება მრავალ ქვეარხზე და გადაცემა მიმდინარეობს ყველა ქვეარხზე პარალელურად. მაღალი სიჩქარე მიიღწევა სწორედ რომ პარალელურ არხებში ერთდროული გადაცემით. რაც შეეხება ცალკეულ არხებს სავსებით შესაძლებელია, რომ სიჩქარე იყოს არც თუ ისე მაღალი რამდენადაც ყოველ სიხშირულ ქვეარხში შეუძლებელია მაღალი სიჩქარის უზრუნველყოფა. ეს უკანასკნელი განაპირობებს სიმბოლოთა შორის ინტერფერენციის ჩახშობის აუცილებლობას. არხების სიხშირული დაყოფის დროს აუცილებელია, რომ ერთი ქვეარხის სიგანე ერთის მხრივ იყოს ვიწრო, რომ მოხდეს სიგნალის დამახინჯების მინიმიზაცია ცალკეული არხის ფარგლებში, მეორეს მხრის საკმარისად განიერი რომ მოხდეს გადაცემის

მოთხოვნილი სიჩქარის უზრუნველყოფა. გარდა ამისა მთლიანი ზოლის ეკონომიურად გამოყენებისათვის სასურველია რაც შეიძლება უფრო მჭიდროდ განვათავსოთ სიხშირული ქვეარხები. ამასთან არხების სრული ურთიერთდამოუკიდებლობის უზრუნველსაყოფად უნდა ავიცილოთ არხთაშორისი ინტეფერენცია. სიხშირული არხები, რომლებიც აკმაყოფილებენ ჩამოთვლილ მოთხოვნებს არიან ორთოგონალურები. ორთიგინალურია ამ არხებით გადაცემული სიგნალებიც, უფრო სწორედ ორთოგონალურია მათი ფუნქციები. სიგნალების ორთოგონალურობა უზრუნველავს არხების დამოუკიდებლობას. შედეგად აღარ არსებობს არხთაშორისი ინტეფერენცია.

განხილული მეთოდით ფართოზოლოვანი არხის დაყოფას ეწოდება ორთოგონალური სიხშირული მულტიპლექსირება.[21] ამ მეთოდით სიგნალი დაყოფილია მრავალი მზიდების სახით, რაც უზრუნველყოფს ერთ მზიდზე სიმბოლოებს მცირე რაოდენობას და ამცირებს სიმბოლოთშორის ინტერფერენციას. დამატებითად გამოიყენება დამცავი ინტერვალი – ციკლური პრეფიქსი, რომლის დამატება ხდება თითოეული სიმბოლოს დასაწყისში ისე რომ, არხში მაქსიმალურმა დაყოვნებამ არ გადააჭრბოს ციკლური პრეფიქსის ხანგრძლივობას. OFDM სისტემის ეფექტურობა მაღალია ისეთი ტიპის არხებისათვის სადაც არსებობს მრავალჯერადი არეკვლა და ამიტომ ხდება მისი გამოყენება მობილური კავშირის სისტემებში მაღალი სიჩქარით მონცემების გადაცემისათვის. ნახ.3.1–ზე ნაჩვენებია ორთოგონალური სიხშირული მულტიპლექსირების განზოგადებული სტრუქტურული სქემა კავშირგაბმულობის სისტემისათვის.



ნახ. 3.1. ორთოგონალური სიხშირული მულტიპლექსირების სტრუქტურული სქემა

მომხმარებლის მონაცემები თავიდან მიეწოდება ხელშემშლამდგარი კოდირების ბლოკს შემდეგ კი მოდულატორს. მოდულაციის შემდეგ მონაცემები კომპლექსური სიმბოლოების სახით მიეწოდება ფურიეს სწრაფი უკუ გარდაქმნის ბლოკს (ფსუზი) სადაც ხდება OFDM სიგნალის ფორმირება M ქვეგადამტანების გამოყენებით. OFDM სიმბოლო შედგება ძირითადი ინფორმაციული ნაწილისა და ინფორმაციული პრეფიქსისაგან, რომელიც ფორმირდება ბოლო L ანათვლებით კადრის დასაწყისში კოპირების გზით. შემდეგ OFDM სიმბოლოების მიმდევრობა გარდაიქმნება ანალოგურ სიგნალად და გადაიცემა კავშირის არხით. ციკლური პრეფიქსის ხანგრძლივობა აირჩევა

იმის გათვალისწინებით, რომ იგი იყოს უფრო დიდი ვიდრე კავშირის არხის დაყოვნების დრო. ამიტომ OFDM სიმბოლოს აქვს $(M + L)T_0$ ხანგრძლივობა, სადაც T_0 სისტემაში დისკრეტიზაციის ხანგრძლივობაა. მიმდებ მხარეზე სიგნალი დისკრეტიზაციის და ციკლური პრეფიქსის მოცილების შემდეგ მიეწოდება ფურიეს სწრაფი გარდაქმნის ბლოკს, სადაც ხდება OFDM სიგნალის დემოდულაცია. სიმბოლოების პარალელური ნაკადის მიმდევრობით ნაკადად გარდაქმნის შემდეგ ისინი მიეწოდება დემოდულატორს და აგრეთვე არხის პარამეტრების შეფასების ბლოკს. არხის პარამეტრების შეფასება აუცილებელია დემოდულატორის მუშაობისათვის, ამიტომ არხების პარამეტრების შეფასების ბლოკი მიერთებულია დემოდულატორთან. სიგნალების შემდგომი გარდაქმნა დამოკიდებულია კონკრეტული სისტემის სტრუქტურაზე და არ მიეკუთვნება OFDM ძირითად კონცეფციებს.[17,9,11]

უსადენო მობილური კავშირის სისტემების მუშაობის რეალურ პირობებში, არხებში არსებობს მიყუჩებების გავლენა, ამიტომ OFDM გამოყენებისას მისაღები ხელშეშლამდგრდობის უზრუნველსაყოფად აუცილებელი ხდება ხელშეშლამდგრადი კოდირების გამოყენება

3.4. OFDM სისტემის მოდელი მრავალსხივიანობის პირობებში

ახლა განვიხილოთ $s(t)$ სიგნალის მოდელი OFDM სისტემის გადამცემის გამოსასვლელზე, რომელიც ასე გამოიყურება:[2,26]

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} A_m x_m \exp \{j\omega_m t\}, \quad (3.8)$$

სადაც – M ქვეგადამტანების რაოდენობაა, ω_m m - ქვეგადამტანის სიხშირე, A_m ამ არხის კომპლექსური კოეფიციენტი, რომელიც შეესაბამება m -ურ ქვეგადამტანს, x_m კომპლექსური m -ური ქვეგადამტანის შესაბამისი ინფორმაციული სიმბოლოა. მრავალსხივიანობის გათვალისწინებით, $y(t)$ გამოსახულებას OFDM სიგნალისათვის სისტემის შესასვლელზე ექნება შემდეგი სახე:

$$y(t) = \sum_{q=1}^Q \lambda_q s(t - \tau_q) + \eta(t), \quad (3.9)$$

სადაც Q სხივების რაოდენობაა, λ_q q სხივის შესაბამისი არხის კომპლექსური კოეფიციენტი, τ_q დაყოვნება რომელიც შეესაბამება q სხივს, $\eta(t)$ – ხმაური რომელიც გაუსის კომპლექსური შემთხვევითი პროცესია ნულოვანი საშუალო და თანაბარი სპექტრული სიმკვრივით. 3.8-ის 3.9-ში ჩასმით მიიღება:

$$y(t) = \sum_{m=0}^{M-1} g_m \cdot x_m e^{j\omega_m t} + \eta(t), \quad (3.10)$$

სადაც,

$$g_m = A_m \cdot \sum_{q=1}^Q \lambda_q e^{-j\omega_m \tau_q}.$$

g_m კომპლექსურ სიდიდეებს აქვთ OFDM სისტემის მიმღების შესასვლელზე ქვეგადამტანების კომპლექსური ამპლიტუდების მნიშვნელობა. დისკრეტიზაციის შემდეგ განტოლება 3.10 ჩაიწერება შემდეგი სახით:

$$y_n = \sum_{m=0}^{M-1} g_m \cdot x_m e^{j\omega_m n T_0} + \eta_n; n = 1; \dots; N, \quad (3.11)$$

სადაც $y_n = y(nT_0)$ სიგნალის ანათვალა მიმღების შესასვლელზე, $\eta_n = \eta(nT_0)$ ხმაურის ანათვლების არაკორელირებული კომპლექსური

მიმდევრობა საშუალო ნულოვანით და დისპერსიით $2\sigma_\eta^2$, T_0 – დისკრეტიზაციის პერიოდი, N – დროითი ანათვლების რაოდენობა. ჩვეულებრივ დროითი ანათვლების რაოდენობა აიღება ქვეგადამტანების რაოდენობის ტოლი – $N = M$. 3.11 განტოლება წარმოადგენს OFDM სისტემის მიმღების შესასვლელზე სიგნალის მოდელს რადიოტალღების მრავალსხივიანი გავრცელების გათვალისწინებით.[49]

3.5 . MIMO სისტემების კვლევის პრაქტიკული საკითხები

ქვემოთ გამოკვლეულია MIMO სისტემების შექმნის და პროექტირების პრაქტიკული საკითხები. წინა თავებში გამოყენებული იყო MIMO არხების შედარებით იდეალიზებული მოდელები. ახლა წარმოვადგინოთ ზოგიერთი პრობლემები, რაც გვხვდება პრაქტიკაში და განვიხილოთ სისტემის მუშაობა აღნიშნული პრობლემების გათვალისწინებით.

მიგვაჩნია, რომ გამოიყოფა ორი ძირითადი საკითხი, პირველი – არხის მდგომარეობის შეფასება და სისტემის მუშაობაზე შეცდომების გავლენის შესწავლა, მეორე – ქვეარხებს შორის შესაძლო კორელაცია. აგრეთვე განსახილველია ზოგიერთი სხვა პრაქტიკული საკითხები.

პრაქტიკულ MIMO სისტემებში, არხის შეფასების CSI (channel state information) ინფორმაცია მიმღებში არის ძალიან მნიშვნელოვანი საკითხი. CSI შეფასების გარდა მნიშვნელოვანია სისტემის საერთო მუშაობაზე შეცდომების გავლენის ეფექტის იდენტიფიცირება.[41, 31,32]

3.5.1. CSI შეფასება პილოტ სიგნალის გამოყენებით

განვიხილოთ კვაზი-სტატიკური MIMO არხის მოდელი ბრტყელი მიყუჩებებით. გამოვიყენოთ CSI-ის შეფასების მარტივი ტექნოლოგია – პილოტ სიგნალების გამოყენებით . მოდელი აქვს შემდეგი სახე: j -იური ანტენიდან მიღებული სიგნალი გამოისახება როგორც:

$$y_j(k) = \sqrt{\rho} \sum_{i=1}^{N_t} h_{i,j} x_i(k) + n_j(k), \quad (3.12)$$

აწ

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\rho} \mathbf{X} \mathbf{H} + \mathbf{N}, \quad (3.13)$$

პრობლემა, რომელიც უნდა გადაიჭრას შემდეგია . არხის კოეფიციენტები უცნობია გადაცემის თითოეული ფრეიმისათვის და გამოყენებული უნდა იქნას პილოტ სიგნალების კომპლექტი, რომ შეფასდეს ამ მიყუჩების კოეფიციენტები. ჩავთვალოდ , რომ მოცემული გვაქვს N_p სიგრძის პილოტ სიგნალების მიმდევრობა, ესე იგი გვაქვს $N_p \times N_t$ მატრიცა \mathbf{X}_p და მისი შესაბამისი $N_p \times N_r$ მატრიცა – \mathbf{Y}_p , რაც ასე გამოისახება:

$$\mathbf{Y}_p = \sqrt{\rho} \mathbf{X}_p \mathbf{H} + \mathbf{N}, \quad (3.14)$$

ჩვენ გვინდა, რომ მოხდეს უცნობი საარხი კოეფიციენტების \mathbf{H} საუკეთესო შეფასება. შეიძლება იყოს შემოღებული იყოს სხვა კრიტერიუმებიც იმისათვის რომ ვიპოვოთ ოპტიმალური გადაწყვეტილებები. ასევე გამოიყენება არხის შეფასების სხვადასხვა მიდგომები. ესენია: მაქსიმალური ალბათობით შეფასება, მინიმალური კვადრატული შეფასება, მაქსიმალური აპოსტერიული შეფასება (MAP – Maximum a posteriori probability) და წრფივი მინიმალური საშუალო კვადრატული შეფასება.[13,26,41]. განვიხილოდ თითოეული ეს შეფასება:

ა) არხის შეფასება მაქსიმალური ალბათობით.

არხის მაქსიმალური ალბათობით შეფასება მიღებულია როგორც

$$\hat{\mathbf{H}}_{ML} = \arg \max_{\mathbf{H}} p(\mathbf{Y}_p | \mathbf{H}). \quad (3.15)$$

თუ ჩავთვლით რომ ხმაური არის დამოუკიდებელი გაუსის ტიპის მაშინ საარხო მატრიცა Y_p არის კომპლექსური გაუსის ფუნქცია და ჩვენ შეგვიძლია გავამარტივოთ გამოსახულება

$$\hat{H}_{ML} = \arg \min_{\mathbf{H}} \|\mathbf{Y}_p - \sqrt{\rho} \mathbf{X}_p \mathbf{H}\|^2, \quad (3.16)$$

გამოსახულების მინიმიზაციისთვის შეგვიძლია გადახრა დავიყვანოთ ნულამდე და მაშინ მივიღებთ:

$$\hat{H}_{ML} = \frac{1}{\sqrt{\rho}} (\mathbf{X}_p^H \mathbf{X}_p)^{-1} \mathbf{X}_p^H \mathbf{Y}_p. \quad (3.17)$$

ბ) მინიმალური კვადრატული შეფასება

მინიმალური კვადრატული შეფასებით, ჩვენ ვპოულობთ H საარხო მატრიცის შეფასებას დაყვანილს მინიმალურ საშუალო კვადრატულ შეცდომაზე, რეალურ დაკვირვებებსა და ფაქტიური პირობების მონაცემებს შორის. მოდელი შექმნილია შეფასებული საარხო მატრიცის შედეგების მიხედვით და მოცემულია როგორც:

$$\begin{aligned} \hat{H}_{LS} &= \arg \min_{\hat{H}} \|\hat{\mathbf{Y}}_p - \mathbf{Y}_p\|^2, \\ &= \arg \min_{\hat{H}} \|\sqrt{\rho} \mathbf{X}_p \hat{H} - \mathbf{Y}_p\|^2. \end{aligned} \quad (3.18)$$

ეს შეიძლება იყოს ბუნებრივი კრიტერიუმი, თუ ჩვენ განვიხილავთ საარხო კოეფიციენტებს, როგორც დეტერმინისტულს, მაგრამ უცნობს. რომ ვიპოვოთ ოპტიმალური H , უნდა მოხდეს გამოსახულების დიფერენცირება აღნიშნული კვადრატული შეცდომის მიმართ H და გავუტოლოთ იგი ნულს. აქედან მივიღებთ:

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS} = \frac{1}{\sqrt{\rho}} (\mathbf{X}_p^H \mathbf{X}_p)^{-1} \mathbf{X}_p^H \mathbf{Y}_p, \quad (3.19)$$

რომელიც არის იგივე გადაწყვეტა, რაც მიღებული იყო მაღალი ალბათობის კრიტერიუმის შემთხვევაში. იმის გამო რომ ხმაური გაუსის ტიპისაა, ცხადია, ჩავთვალეთ, რომ პილოტური სიგნალების მიმდევრობა სასრულია. უნდა აღინიშნოს, რომ ეს შეფასება არის ობიექტური. თუ ჩვენ გამოთვლით მას გაუსის თეთრის ხმაურის შემთხვევისათვის მივიღებთ:

$$\begin{aligned} E[\hat{\mathbf{H}}] &= E \left[\frac{1}{\sqrt{\rho}} (\mathbf{X}_p^H \mathbf{X}_p)^{-1} \mathbf{X}_p^H (\sqrt{\rho} \mathbf{X}_p \mathbf{H} + \mathbf{N}) \right], \\ &= \mathbf{H}. \end{aligned} \quad (3.20)$$

გ) მაქსიმალური აპოსტერიული შეფასება.

ახლა აღვწეროთ არხის მაქსიმალური აპოსტერიული შეფასება MIMO სისტემისათვის კომპლექსური თეთრი გაუსის ხმაურით. ოპტიმალური გამოსავალი არის ერთი – აპოსტერიულობის ალბათობის მაქსიმალურად გაზრდა რითაც ვიღებთ:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_{MAP} &= \arg \max_{\mathbf{H}} p(\mathbf{H} | \mathbf{Y}_p), \\ &= \arg \max_{\mathbf{H}} p(\mathbf{Y}_p | \mathbf{H}) p(\mathbf{H}), \end{aligned} \quad (3.21)$$

სადაც მეორე ტოლობა მიღებულია ბაიესის წესის გამოყენებით და უნდა აღინიშნოს, რომ (\mathbf{Y}_p) არის იგივე ყველა კანდიდატი კოეფიციენტი მატრიცებისათვის. ალბათობის სიმკვრივის ფუნქციების ცხადი სახით ჩაწერით და მუდმივების იგნორირებით, შემდეგ გამოსახულებიდან ნატურალური ლოგარითმის ამოღებით, ჩვენ მივიღებთ:

$$\hat{\mathbf{H}}_{MAP} = \arg \min_{\mathbf{H}} (\|\mathbf{Y}_p - \sqrt{\rho} \mathbf{X}_p \mathbf{H}\|^2 + \|\mathbf{H}\|^2), \quad (3.22)$$

სადაც თუ ჩვენ გამოვიყენებთ იმ ფაქტს, რომ ხმაური და არხის კოეფიციენტები არის ნულოვანი საშუალო კვადრატული გადახრით და კომპლექსური გაუსის თეთრი ხმაური ერთეულოვანი დისპერსიით, მაშინ შეგვიძლია განტოლება გამოვსახოთ H -ის მიმართ შემდეგი სახით და ვიღებთ მაქსიმალურ აპოსტერიულ შეფასებას, როგორც:

$$\hat{H}_{MAP} = \sqrt{\rho}(\mathbf{I}_{N_t} + \rho \mathbf{X}_p^H \mathbf{X}_p)^{-1} \mathbf{X}_p^H \mathbf{Y}_p. \quad (3.23)$$

დ) წრფივი მინიმალური კვადრატული შეფასება

წრფივი მინიმალური კვადრატული შეფასება გამოიყენება იმისათვის, რომ მინიმუმამდე შემცირდეს შეფასების დროს მოსალოდნელი შეცდომების რაოდენობა. სხვა სიტყვებით რომ ვთქვათ ჩვენ უნდა ვიპოვოთ G მატრიცა, რომელიც საშუალო კვადრატული შეცდომაა არხის ნამდვილ კოეფიციენტებს და წრფივი შეფასებით მიღებულ კოეფიციენტებს ($H = G\mathbf{y}_p$) შორის რაც, ცხადია, მინიმუმამდე უნდა იყოს დაყვანილი.

$$\begin{aligned} \text{MSE} &= E \left[\|\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}\|^2 \right] \\ &= E \left[\|\mathbf{H} - \mathbf{G}\mathbf{Y}_p\|^2 \right], \end{aligned} \quad (3.24)$$

G დამოკიდებულია მოსალოდნელი ხმაურის მნიშვნელობაზე და არხის კოეფიციენტებზე. ამიტომ ჩვენ შეგვიძლია ჩავწეროთ

$$\text{MSE} = E \left[\|\mathbf{H} - \mathbf{G}(\sqrt{\rho}\mathbf{X}_p\mathbf{H} + \mathbf{N})\|^2 \right], \quad (3.25)$$

რომელიც შეიძლება გამარტივდეს

$$\begin{aligned} \text{MSE} &= \text{trace} \left\{ E \left[(\mathbf{I}_{N_t} - \sqrt{\rho}\mathbf{G}\mathbf{X}_p)\mathbf{H} - \mathbf{G}\mathbf{N} \right] (\mathbf{I}_{N_t} - \sqrt{\rho}\mathbf{G}\mathbf{X}_p)\mathbf{H} - \mathbf{G}\mathbf{N} \right\}^H \Bigg\}, \\ &= \text{trace} \left\{ (\mathbf{I}_{N_t} - \sqrt{\rho}\mathbf{G}\mathbf{X}_p)E(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)(\mathbf{I}_{N_t} - \sqrt{\rho}\mathbf{G}\mathbf{X}_p)^H + \mathbf{G}E(\mathbf{N}\mathbf{N}^H)\mathbf{G}^H \right\}. \end{aligned} \quad (3.26)$$

თუ გამოვიყენებთ იმ ფაქტს, რომ

$$E[\mathbf{H}\mathbf{H}^H] = N_r \mathbf{I}_{N_t} \text{ and } E[\mathbf{N}\mathbf{N}^H] = N_r \mathbf{I}_{N_p}, \quad (3.28)$$

მივიღებთ

$$\text{MSE} = N_r (\|\mathbf{I}_{N_t} - \sqrt{\rho} \mathbf{G} \mathbf{X}_p\|^2 + \|\mathbf{G}\|^2). \quad (3.29)$$

განვსაზღვროთ MSE-ი G-სთან მიმართებაში და გავუტოლოთ ნულს, მაშინ ოპტიმალური მატრიცა მიღებული იქნება როგორც:

$$\mathbf{G}_{opt} = \sqrt{\rho} (\mathbf{I}_{N_t} + \rho \mathbf{X}_p^H \mathbf{X}_p)^{-1} \mathbf{X}_p^H. \quad (3.30)$$

აქედან გამომდინარე, წრფივი მინიმალური კვადრატული შეფასება მოცემულია როგორც:

$$\hat{\mathbf{H}}_{LMMSE} = \sqrt{\rho} (\mathbf{I}_{N_t} + \rho \mathbf{X}_p^H \mathbf{X}_p)^{-1} \mathbf{X}_p^H \mathbf{Y}_p, \quad (3.31)$$

რომელიც სხვათა შორის იგივეა, რაც მაქსიმალური აპოსტერიული შეფასება მას შემდეგ, რაც ხმაური მიჩნეულია როგორც გაუსის ხმაური.

3.5.2. საპილოტო მიმდევრობის ოპტიმიზაცია

ჩვენ ვხედავთ რომ არსებობს რამდენიმე შესაძლო შემფასებელი რომელიც შეიძლება იქნას გამოყენებული. საპილოტო მიმდევრობა \mathbf{X}_p არჩეული უნდა იყოს გარკვეული სიგრძით N_p და მოცემული საერთო სიმძლავრით. პრაქტიკულ სისტემებში, ყველა ეს პარამეტრები უნდა იყოს ოპტიმიზებული საუკეთესო შედეგების მისაღებად. [29]

აქედან გამომდინარე, ჩვენ გვჭირდება შემასწავლებელი მიმდევრობის სიგრძის ოპტიმიზაცია და შემასწავლებელი მიმდევრობისათვის გამოყოფილი სიმძლავრის ნაწილის განსაზღვრა. იმ შემთხვევაში თუ არხის მიყუჩება მერყეობს (მაშინაც კი, როდესაც ვარიაციები ძალიან მცირეა) შემასწავლებელი სიმბოლოების ზუსტი განთავსება ასევე ძალიან მნიშვნელოვანი იქნება. ოპტიმალური შემასწავლებელი მიმდევრობის სიგრძე არის გადამცემი

ანტენების რაოდენობის შესაბამისი , მაგრამ შეიძლება იყოს უფრო დიდი, თუ გამოიყენება იდენტური სიმძლავრის დონეები.

საერთოდ საპილოტე მიმდევრობად შეირჩევა ორთოგონალური მიმდევრობა ენერჯის მუდმივი კონსტალაციით თითოეულ გადამცემ ანტენაზე. მაგალითად, განვიხილოთ BPSK ორი გადამცემი ანტენის სისტემისათვის , საპილოტე მიმდევრობის ხანგრძლივობით $N_p = 4$. ამ შემთხვევაში შეიძლება ჩავწეროთ

$$\mathbf{X}_p = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \\ 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (3.31)$$

ორთოგონალური მიმდევრობისათვის ჩვენ გვაქვს მუდმივი ენერჯის კონსტალაცია თითოეულ გადამცემ ანტენაზე . ახლა განვიხილოთ LM მეთოდი. მაშინ გვექნება

$$\mathbf{X}_p^H \mathbf{X}_p = \frac{N_p}{N_t} \mathbf{I}_{N_t}. \quad (3.32)$$

მინიმალური ალბათობის შემთხვევაში გვექნება

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS} = \mathbf{H} + \frac{N_t}{N_p \sqrt{\rho}} \mathbf{X}_p^H \mathbf{N}. \quad (3.33)$$

რადგან ხმაური არის გაუსის თეთრი და ერთეულოვანი გადახრით, ადვილად მტკიცდება, რომ თითოეული არხის კოეფიციენტი და შეცდომა არის კომპლექსური გაუსის განაწილების და ერთმანეთისაგან ურთიერთ დამოუკიდებელი, მისი დისპერსია $\frac{N_t}{2\rho N_p}$ კი კომპლექსური განზომილებისაა.

3.6. MIMO-OFDM არხის შეფასების კომპლექსური ალგორითმი, დაფუძნებული არხის მრავალგანზომილებიანი ფილტრის გამოყენებაზე

განვიხილოდ MIMO-OFDM სისტემის სიხშირულ-სელექციური მიყუჩების არხის შეფასების და კორექციის ალგორითმი ფაზური ხმაურის ზემოქმედების პირობებში. ალგორითმი დაფუძნებულია კალმანის მრავალგანზომილებიანი ციფრული ფილტრის გამოყენებაზე. არხის მოდელი აგებულია ავტორეგრესიული ფუნქციის სახით, ჯეიკსის მოდელის საფუძველზე. ფაზური ზემოქმედების მოდელისათვის გამოყენებულია თეთრი სიხშირული ხმაური. მოდელირების შედეგები აჩვენებს მოცემული მოდელის მაღალ ეფექტურობას სიხშირულ-დროითი განცალკევების პირობებში. ორთოგონალური სიხშირული და სივრცითი მულტიპლექსირება – ეფექტურია უსადენო კავშირის სისტემებში, სადაც გამოიყენება სიხშირულ სელექციური გადაცემის მეთოდები. MIMO-OFDM სიგნალები ხასიათდება მაღალი სპექტრული ეფექტურობით და სიმბოლოთაშორისი ინტერფერენციის დაბალი დონით. სივრცითი და დროითი არხების კოჰერენტული დაყოფისათვის და ინფორმაციული სიგნალების დეტექტირებისათვის აუცილებელია არხის პარამეტრების ზუსტი შეფასება, რაც პრაქტიკაში გართულებულია მათი არასტაციონალურობით. MIMO-OFDM არხის შეფასების საკითხი ფართოდ არის განხილული სხვადასხვა ლიტერატურაში[3,4,5,11]. შემოთავაზებული მიდგომის თავისებურება მდგომარეობს მრავალგანზომილებიანი კალმანის ციფრული ფილტრის საფუძველზე შეფასების ოპტიმალური ალგორითმის სინთეზში, რომელიც ითვალისწინებს გავრცელების გარემოს და მიმღებ გადამცემ ტრაქტში წარმოქმნილ დამახინჯებებს. მიღებული შედეგები გამოიყენება სივრცითი არხების ორთოგონალური დაყოფისათვის.

ალგორითმის აღწერა

მიმღებ მხარეზე სიგნალი OFDM დემოდულატორის გამოსასვლელზე იდიალური სიმბოლური და დროითი სინქრონიზაციის პირობებში შეიძლება ჩაიწეროს როგორც:

$$\begin{bmatrix} y_k^1(n) \\ \vdots \\ y_k^{RX}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_k^{1,1}(n) & \cdots & H_k^{TX,1}(n) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_k^{1,RX}(n) & \cdots & H_k^{TX,RX}(n) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} s_k^1(n) \\ \vdots \\ s_k^{TX}(n) \end{bmatrix} \times e^{j\psi(n)} + \begin{bmatrix} w_k^1(n) \\ \vdots \\ w_k^{TX}(n) \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

სადაც n -OFDM სიმბოლოს ნომერია, $s_k^{TX}(n)$ k -ურ ქვეარხში გადაცემული ინფორმაციული სიგნალი, $H_k^{TX,RX}(n)$ თითოეული სივრცითი არხის გადაცემის კოეფიციენტი, $w_m(n)$ ადიტიური გაუსის ხმაური ნულოვანი საშუალოთი და σ_w^2 დისპერსიით, N -ქვეგადამტანების რაოდენობაა, $\psi(n)$ ჯგუფური ფაზური შეცდომაა რომელიც ერთნაირია ყველა სიხშირული ქვეარხისათვის, $\psi_m = \text{Arg}\left(\frac{1}{N_c} \sum_{\nu=0}^{N_c-1} \exp(i\theta_m(\nu))\right)$, სადაც $\theta_j(n)$ ფაზური ხმაურია j -იურ არხში. ამდენად განაწილების პროცესი დაიყვანება უკუმახასიათებლების მქონე საარხო მატრიცის გადამრავლებაზე.[33]

შემოვიტანოთ აღნიშვნა $H'_k(n) = H_k(n)e^{j\psi_k(n)}$

დავუშვათ რომ არხი მიყუჩებებით აღიწერება რელეის განაწილებით, სიმძლავრის სპექტრული სიმკვრივის, მიყუჩების პროცესის და დოპლერის სპექტრის აღწერისათვის გამოყენებულია ჯეიკსის მოდელი. აქედან გამომდინარე $H_k^{TX,RX}(n)$ არხის სიხშირული მახასიათებლების კორელაციური ფუნქცია შეიძლება ჩაიწეროს როგორც:

$$\begin{aligned}
 r_{k,l}(n, m) &= E\{H_k(n), H_l^*(n-m)\} \\
 &= J_0(2\pi f_d m T) \times \frac{1}{1-\gamma}
 \end{aligned}
 \tag{3.35}$$

სადაც f_d სიხშირის მაქსიმალური დოპლერის ძვრაა, σ_t მრავალსიხვიან არხში სხივების დაყოვნების მაქსიმალური გადახრა, T – OFDM სიმბოლოს პერიოდი, $J_0(\cdot)$ პირველი სახის ნულოვანი რიგის ბესელის ფუნქცია.

მაშინ $H_k(n)$ და $e^{j\psi}$ ურთიერთდამოუკიდებლობის გათვალისწინებით, კორელაციური ფუნქცია $H'_k(n)$ შეიძლება განისაზღვროს როგორც:

$$r'_{k,l}(m) = r_{k,l}(m) \times R_e$$

სადაც $R_{e^{j\psi(n)}}$ არის $\psi(n)$ – ფაზური ხმაურის კორელაციური ფუნქცია χ_1 არაწრფივი ელემენტის გავლის შემდეგ. $R_{e^{j\psi_k(n)}}$ ის განსაზღვრა შეიძლება სიმძლავრის მოცემული სპექტრული სიმკვირვიდან არაწრფივი სისტემების პირდაპირი ანალიზის მეთოდის გამოყენებით.

$$R_{e^{j\psi_k(n)}}(m) = \sum_{i=1}^{\infty} j^{2i} \sigma^{2i} e^{j^2 \sigma^2} \left(\frac{-e^{jm\vartheta}}{\vartheta} + jm \times \left(\ln \vartheta + \sum_{q=1}^{\infty} \frac{(jm\vartheta)^q}{q \times q!} \right) \right)^i
 \tag{3.36}$$

სადაც, $S(\vartheta) = \frac{2\pi\alpha_v}{\vartheta^2}$ არის თეთრი სიხშირული ხმაურის სიმძლავრის სპექტრული სიმკვირვე, χ^h – ხმაურის დონე. [23,41]

$H_k(n)$ საარხო მატრიცის დროში ცვლილება შესაძლებელია საკმარისი სიზუსტით აღიწეროს ავტორეგრესიული მოდელით. თითოეული სივრცითი არხის მახასიათებლების ვექტორი ფაზური ხმაურის გათვალისწინებით განვსაზღვროთ როგორც: $\mathbf{h}(n) = [H'_1(n) \ \cdots \ H'_N(n)]^T$. ამასთან ავტორეგრესიულ მოდელს ექნება სახე:

$$\mathbf{h}(n) = -\sum_{i=1}^p \mathbf{A}(i)\mathbf{h}(n-i) \quad (3.37)$$

სადაც $\mathbf{A}(i)$ და Q არიან $N \times N$ კვადრატული მატრიცები, რომლებიც გამოითვლება იულა-იოკერის განტოლებათა სისტემებით $r'_{k,l}(m)$ და $N \times 1$ განზომილების $\mathbf{u}^{(n)}$ გაუსის თეთრი ხმაურის ვექტორის გამოყენებით. სიმარტივისთვის შემოვიღოთ აღნიშვნა

$$\mathbf{x}^{tx,rx}(n) = \left[\mathbf{h}^{tx,rxT}(n) \quad \dots \quad \mathbf{h}^{tx,rxT}(n-p+1) \right]^T \quad \text{ამის}$$

გათვალისწინებით გვექნება:

$$\mathbf{X}(n) = \left[\mathbf{x}^{1,1}(n)^T \quad \mathbf{x}^{2,1}(n)^T \quad \dots \quad \mathbf{x}^{TX,1}(n) \quad \mathbf{x}^{1,2}(n) \quad \dots \quad \mathbf{x}^{TX,RX}(n) \right]^T \quad (3.38)$$

სადაც $\mathbf{u}(n)$ გაუსის თეთრი ხმაურია σ_v^2 დისპერსიით, C და G მატრიცები დიაგონალურია, სადაც დიაგონალურად გვაქვს შემდეგი ელემენტები:

$$\mathbf{C}^{tx,rx} = \begin{pmatrix} -\mathbf{A}(1) & \dots & -\mathbf{A}(p) \\ \mathbf{I}_N & \dots & \mathbf{0}_N \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_N & \dots & \mathbf{I}_N \end{pmatrix} \quad \mathbf{G}^{tx,rx} = \begin{pmatrix} \mathbf{Q} \\ \mathbf{0}_K \\ \vdots \\ \mathbf{0}_K \end{pmatrix}, \text{ ხოლო } \mathbf{I}_N \text{ და } \mathbf{0}_N \text{ } N \times N$$

ზომის ერთეულოვანი და ნულოვანი მატრიცებია.

ზევით თქმულის გათვალისწინებით გვექნება $\mathbf{y}(n) = \mathbf{D}(n)\mathbf{x}$

$$\text{სადაც, } \mathbf{y}(n) = \left[y_1^l(n) \quad \dots \quad y_N^l(n) \quad \dots \quad y_1^{rx}(n) \quad \dots \quad y_N^{rx}(n) \right]^T,$$

$$\mathbf{w}(n) = \left[w_1^l(n) \quad \dots \quad w_N^l(n) \quad \dots \quad w_1^{rx}(n) \quad \dots \quad w_N^{rx}(n) \right]^T,$$

$$\mathbf{D}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{D}^l(n) & \dots & \mathbf{D}^{rx}(n) & \mathbf{0}_N & \dots & \mathbf{0}_N & \mathbf{0}_N & \dots & \mathbf{0}_N \\ \mathbf{0}_N & \dots & \mathbf{0}_N & \ddots & \ddots & \ddots & \mathbf{0}_N & \dots & \mathbf{0}_N \\ \mathbf{0}_N & \dots & \mathbf{0}_N & \mathbf{0}_N & \dots & \mathbf{0}_N & \mathbf{D}^l(n) & \dots & \mathbf{D}^{rx}(n) \end{bmatrix} \text{ ხოლო } \mathbf{S}^{lx}(n) \text{ } N_b \times N_b \text{ ზომის}$$

დიაგონალური მატრიცაა რომლის დიაგონალზე განლაგებულია $S_k^{lx}(n)$ ელემენტები.

MIMO-OFDM სიგნალის მოცემული მოდელი იძლევა შესაძლებლობას გამოვიყენოთ კალმანის მრავალგანზომილებიანი ფილტრაცია საარხო მატრიცის და ჯგუფური ფაზური შეცდომების ოპტიმალური შეფასებისათვის.[11,12,13]

შეფასების ოპტიმალური სისტემის განტოლებას ექნება სახე:

$$\hat{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(n-1) + \mathbf{K}_n(\mathbf{y}_n - \mathbf{D}(n)\mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(n-1)), \quad (3.39)$$

სადაც დისპერსიის აპრიორული მატრიცა \mathbf{M}_n განისაზღვრება გამოსახლებით $\mathbf{M}_n = \mathbf{C}\Sigma_{n-1}\mathbf{C}^H + \mathbf{G}\mathbf{G}^H$, დისპერსიის აპოსტერიული მატრიცა Σ_n გამოისახება განტოლებით $\Sigma_{n-1} = (\mathbf{I}_{pN} - \mathbf{K}_n\mathbf{D}(n))\Sigma_{n-1}$, ხოლო გაძლიერების კოეფიციენტი \mathbf{K}_n გამოსახლებით $\mathbf{K}_n = \mathbf{M}_n\mathbf{D}^H(n)\Gamma_n^{-1}$, სადაც $\Gamma_n = \mathbf{D}(n)\mathbf{M}_n\mathbf{I}$.

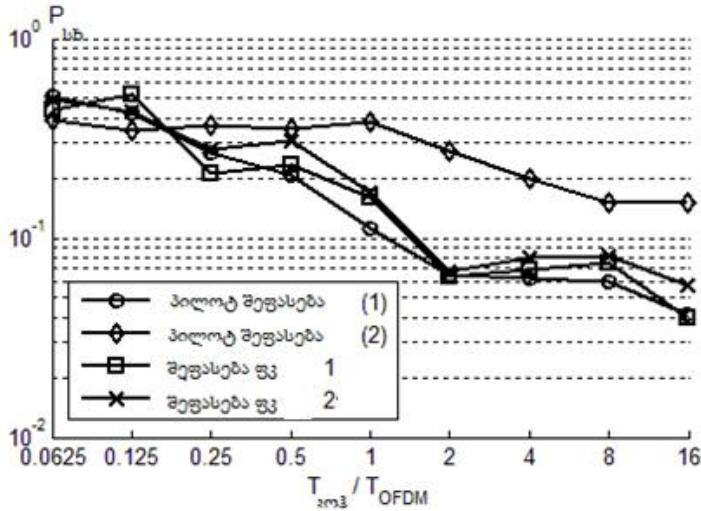
საწყისი პირობები $\mathbf{x}(0) = \mathbf{0}_{pN}$ და $\Sigma^0 = \Sigma$, სადაც Σ არის $\mathbf{x}(n)$ -ის სტაციონალური კოვარიაციაა. $\mathbf{H}'_k(n)$ საარხო მატრიცის შეფასება n ბიჯზე:

$$\hat{\mathbf{h}}^{tx,rx}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_N & \mathbf{0}_N & \cdots & \mathbf{0}_N \end{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}^{tx,rx}(n) \quad (3.40)$$

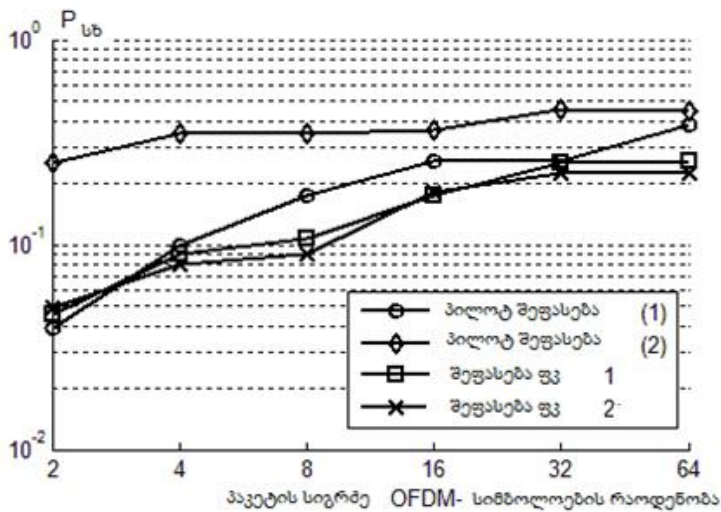
$s_k^{tx}(n)$ ინფორმაციული სიმბოლოები რომლებიც აუცილებელია ალგორითმის მუშაობისათვის, შეიძლება განვსაზღვროთ პილოტ სიგნალების გამოყენებით პირველ ბიჯზე ან /და უკუკავშირის რეჟიმში მუშაობის პირობებში შემდეგ ბიჯებზე. აღწერილი ალგორითმის ეფექტურობის შეფასებისთვის ჩატარებულია კომპიუტერული მოდელირება. ნახ.3.2-ზე წარმოდგენილია შეცდომების გამოჩენის ალბათობის დამოკიდებულება OFDM სიმბოლოს კოჰერენტულობაზე (ა) და პაკეტის სიგრძეზე (ბ) კოჰერენტული მიღების დროს. შედეგები აჩვენებენ ალგორითმის მაღალ ეფექტურობას. შემოთავაზებული მეთოდი შედარებულია არხის პილოტური სიგნალებით

შეფასების უმცირეს კვადრატულ მეთოდებთან, ბლოკური ტიპის (მრუდი – 1) და კომბინირებული ტიპის (მრუდი – 2).

აქვე ნაჩვენებია შედეგები კალმანის ფილტრის გამოყენებით ფკ1 და ფკ2 ავტორეგრესიული ფუნქციის პირველი და მეორე რიგისათვის შესაბამისად.



(ა)



(ბ)

ნახ.3.2. შეცდომით მიღების ალბათობა შემთხვევისათვის $N=256$, QAM-64, SNR=25დბ

3.7. დინამიური MIMO სისტემების ინვარიანტული ნულების გამოთვლის რანდომიზებული ალგორთმები

MIMO ინვარიანტული ნულების განსაზღვრის ამოცანა რანდომიზებული კვადრირებული მეთოდებით დაიყვანება რიცხვითი მატრიცების მნიშვნელობის განსაზღვრის ამოცანამდე.

განვიხილოთ წრფივი MIMO სისტემა, რომელიც წარმოდგება როგორც:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t), & x(0) &= x_0, \\ y(t) &= Cx(t), \end{aligned} \quad (3.41)$$

სადაც $x(t) \in \mathbb{R}^n$ – მდგომარეობის ვექტორია (\mathbb{R} - ნამდვილი რიცხვების სიმრავლე); $u(t) \in \mathbb{R}^r$ – შესასვლელის ვექტორია; $y(t) \in \mathbb{R}^m$ – გამოსასვლელის ვექტორია; A, B, C -რიცხვითი მატრიცებია; $r < n, m < n$.

კომპლექსურ სიხშირეს $\lambda = \alpha^*$, როდესაც მატრიცის სვეტების რანგი მცირდება ეწოდება ინვარიანტული ნული.

$$\left(\begin{array}{c|c} A - \alpha^* I_n & B \\ \hline C & \mathbf{0}_{m \times r} \end{array} \right) \quad (3.42)$$

I_n - n არის რთეულოვანი მატრიცა; $\mathbf{0}_{m \times r}$ - $m \times r$ -არის ზომის ნულოვანი მატრიცა. ინვარიანტული ნული განისაზღვრება სიგნალის სრული ბლოკირების პირობიდან როგორც:

$$\left(\begin{array}{c|c} A - \alpha^* I_n & B \\ \hline C & \mathbf{0}_{m \times r} \end{array} \right) \begin{pmatrix} x_0 \\ u_0 \end{pmatrix} = \mathbf{0} \quad (3.43)$$

ესე იგი $\lambda = \alpha^*$ დროს არსებობს ისეთი u_0 და x_0 ვექტორები, რომ სისტემის გამოსასვლელის რეაქცია ნულის ტოლია. ამიტომ MIMO სისტემის ინვარიანტული ნულების განსაზღვრა მიიღებს სახეს:

$$\left(\begin{array}{c|c} A - \lambda I_n & B \\ \hline C & \mathbf{0}_{m \times r} \end{array} \right), \quad (3.44)$$

სადაც $\lambda \in \mathbb{C}$ კომპლექსური ცვლადია.[30,31,32,33]

ინვარიანტული ნულების ძებნა MIMO სისტემებისათვის როდესაც $n > 1$ წარმოქმნის გამოთვლითი ხასიათის პრობლემებს. რაც განპირობებულია გამოთვლების დროს შეცდომებით. ამიტომ აუცილებელია გაუმჯობესდეს მიმდგომები გამოთვლითი ალგორითმების შექმნაში.[33].

3.8. რანდომიზებული კვადრირებული MIMO-სისტემები

MIMO სისტემის ინვარიანტული ნულების დათვლის პრაქტიკული მეთოდი დაკავშირებულია სისტემის კვადრირებასთან. დავუშვათ $m > r$ (სისტემის გამოსასვლელი მეტია ვიდრე შესასვლელი) გამოვიყენოთ უკვე განხილული MIMO სისტემა:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t), & x(0) &= x_0, \\ y^*(t) &= T_C Cx(t), \end{aligned} \quad (3.45)$$

სადაც $T_C \in \mathbb{R}^{r \times m}$ არის სრული რანგის სტრიქონ მატრიცა. დავუშვათ $r > m$ (სისტემის შესასვლელის რაოდენობა მეტია გამოსასვლელის რაოდენობაზე). განვიხილოდ MIMO სისტემა

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + BT_B u^*(t), & x(0) &= x_0, \\ y(t) &= Cx(t), \end{aligned} \quad (3.46)$$

სადაც $T_B \in \mathbb{R}^{r \times m}$ არის სრული რანგის სვეტ მატრიცა. სამართლიანია მტკიცება, რომ MIMO სისტემის ინვარიანტული ნულების სიმრავლე ყოველთვის არის კვადრირებული MIMO სისტემის ნულების სიმრავლის ქვესიმრავლე და არა პირიქით. აქედან გამომდინარეობს რომ კვადრირების ოპერაციას საერთო ჯამში სისტემაში შემოაქვს ახალი ნულები. ეს აუცილებლად უნდა გავითვალისწინოთ T_c და T_b მატრიცების შერჩევის დროს.

T_c და T_b მატრიცების შერჩევის ერთერთი მეთოდია რანდომიზაციის პროცედურა. $r \times m$ ზომის სრული რანგის მატრიცის გენერირებისათვის შემოვიღოთ რანდომიზაციის ოპერატორი $\text{Rand}_{r \times m}$, აგრეთვე მოვიყვანოთ $r \times m$ ზომის სრული რანგის მატრიცის ორთოგონალიზაციის ოპერატორი $\text{Orth}_{r \times m}$ მაშინ

$$\text{Orth}_{r \times m} (\text{Rand}_{r \times m}) \quad (3.47)$$

მივიღეთ ოპერატორების კომპოზიცია, რომლის მოქმედების შედეგი იქნება სრული რანგის რანდომიზებული და ორთოგონალური მატრიცა.[30,31,33]

ავღნიშნოდ Ω -თი – MIMO სისტემის ინვარიანტული ნულების სიმრავლე, Ω^* -თი– კვადრირებული MIMO სისტემის ინვარიანტული ნულების სიმრავლე. ჩავთვალოთ, რომ $m > r$ და კვადრირებულ სისტემას აქვს სახე

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t), & x(0) &= x_0 \\ y^*(t) &= T_C Cx(t), \end{aligned} \quad (3.48)$$

განვიხილოთ სისტემა რანდომიზებული ორთოგონალური მატრიცებით

$$T_C^{(i)} = \text{Orth}_{r \times m} (\text{Rand}_{r \times m}), \quad (3.49)$$

სადაც $i = 1, 2, \dots, k$ და k საკმარისად დიდია და შეიძლება ვაჩვენოთ, რომ სრულდება პირობა

$$\bigcap_i^k \Omega_i^* = \Omega. \quad (3.50)$$

კვადრირებული MIMO სისტემების სიმრავლეების გაერთიანება ტოლია ინვარიაციული ნულების სიმრავლის.[30,31]

3.9. MIMO მოდელების კლასიფიკაცია

MIMO ფიზიკურ მოდელებს შორის, გამოარჩევენ :

- დეტერმინისტული მოდელები (მაგალითად, სატესტო რადიო ტალღის გაშვება, წინა გამოკვლევისა და გაზომვების შედეგები);
- გეომეტრიულ მაჩვენებლებზე დაფუძნებული სტოქასტური მოდელები (მაგალითად, COST 259/273);
- სტოქასტური მოდელები .

დეტერმინისტული მოდელების შედეგები კარგ შესაბამისობაშია ფიზიკურად არსებულ პარამეტრებთან და ადვილად რეპროდუცირებადია. თუმცა, ამ მოდელებში მოითხოვება დიდი რაოდენობით მონაცემების შეგროვება და დამუშავება, რაც დიდ ხარჯებთან არის დაკავშირებული. მაგრამ ეს არ არის ის არგუმენტი რომ არ მოხდეს ამ მოდელების გამოყენება .[1]

სტოქასტური მოდელი აღწერს რადიო არხის შესახებ სასურველ პარამეტრებს. ამ ტიპის კარგი მოდელებში გამოიყენება გაზომვების განზოგადებული შედეგები. მოდელებში გამოყოფილია გავრცელების სხვადასხვა არეები და ხდება მათი ვირტუალური სიმულაცია. SISO მოდელების კვლევის მეთოდები გამოიყენება MIMO სისტემებისათვის, მხოლოდ ხდება MIMO გაზომვების შედეგების დამატება და მრავალხვიანი გავრცელების და შემთხვევითი პარამეტრების შეყვანა.

გეომეტრიაზე დაფუძნებულ სტოქასტური არხის მოდელში დაკავშირებულია

ორივე ნაწილი გარემოს შესახებ გეომეტრიული მონაცემები და შემდეგ ემატება სტატისტიკური ინფორმაცია. ხდება არხების სიმულაცია როგორც სივრცითი ისე დროითი დაყოფით და იმ შემთხვევისთვისაც როდესაც ტერმინალები იმყოფებიან მოძრაობაში.

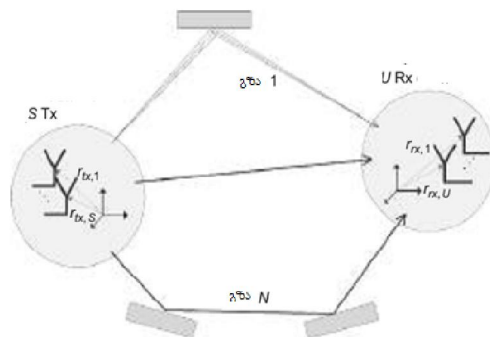
ანალიტიკურ მოდელებში გამოიყენება MIMO არხის მოდელირება მატრიცებით. გამოყოფენ ორი სახის ასეთ მოდელებს . ერთ–ერთი ეფუძნება არხის კორელაციურ თვისებებს რომელიც მოპოვებულია MIMO გაზომვების შედეგად და მეორე რომელიც გულისხმობს H საარხო მატრიცაში გაუსის თეთრი ადიტიური ხმაურის შეყვანას ეს უკანასკნელი ძალიან პოპულარულია თეორეტიკოსებს შორის. სხვა ანალიტიკური მოდელები შექმნილია გავრცელების პრინციპების მიხედვით , მაგალითად , " სასრული გაბნევის მოდელი " ან " ვირტუალური არხის მოდელი "

3.10. MIMO რადიო არხის მოდელის მაგალითები

განვიხილოდ MIMO რადიო არხების ზოგიერთი მაგალითები, მოდელები :

WINNER II მოდელი არის სტოქასტურ გეომეტრიულ პრინციპზე დაფუძნებული რადიო არხის მოდელი. იგი 3GPP სივრცითი საარხო (SCM) და cost 273 მოდელების მსგავსია . ნახაზ 3.3 ნაჩვენებია MIMO არხის დეტალები , რომელიც მოდელირებულია WINNER II-ში. გადამცემი მასივი 1 შედგება S საანტენო ელემენტისაგან, რომელიც ინფორმაციას გადასცემს N რადიოქანაღობის გადაცემის გზებით მიმღები მასივის $2 U$ საანტენო ელემენტებს. თითოეული " გზა " აერთიანებს M "ქვეგზებს " როგორც ნაჩვენებია პირველი გზის მაგალითზე. დაყოვნების , გამლიერების და კროსპოლარიზაციის პარამეტრები განისაზღვრება თითოეული გზისათვის. ასევე ანტენის გამოსხივების დიაგრამები იანგარიშება თითოეული ანტენისათვის და ორივე პოლარიზაციისათვის ცალცალკე. შემდეგ ტერმინი კლასტერი გამოიყენება

თითოეული გზისათვის, მაგრამ არსებობს მცირე შეუსაბამობა ამ ტერმინების გათანაბრებაში. რეალურად გზა შეიძლება შედგებოდეს ერთზე მეტი კლასტერისაგან, როგორც ნაჩვენებია ნახ. 3.3.-ის ქვედა ნაწილში. პირდაპირი გზა Tx და Rx შორის, რომელიც არ არის დანომრილი ნახაზზე, აგრეთვე უნდა იყოს მოდელირებული. სტრუქტურულად, WINNER II მოდელს აქვს შემთხვევითობის რამდენიმე დონე. პირველ რიგში, დიდი მასშტაბიანი პარამეტრები, როგორცაა დანაკარგები გავრცელების ტრაქტში გავრცელების დაყოვნება, გადაცემის და მიღების კუთხის ძვრა, დაჩრდილვა, K-კოეფიციენტი (ასეთის არსებობის შემთხვევაში) შედგენილია შემთხვევით განაწილების ფუნქციების მიხედვით. შემდეგ, მცირე მასშტაბიანი პარამეტრები, მაგ. ფიზიკური დაგვიანება, ასევე შედგენილია შემთხვევითი განაწილების ფუნქციების მიხედვით.[2,25,50]



ნახ. 3.3. MIMO რადიოარხის მოდელი

პირველ ეტაპზე გეომეტრიული მაჩვენებლები ფიქსირებულია და როდესაც მოხდება საწყისი ფაზის მონაცემების ფიქსაცია მოდელი სრულად იქნება განსაზღვრული. ტარდება დიდი რაოდენობის გაზომვები და პარამეტრიზაციის მონაცემები მიიღება არანაკლებ 18 სხვადასხვა სცენარიდან: გარე გავრცელების, შიდა დახურული გავრცელების, გარედან შიდა გავრცელების, პირდაპირი ხედვის არსებობის და არარსებობის შემთხვევაში და კიდევ მაღალი სიჩქარით გავრცელების სხვა

სცენარებისათვის. ამგვარად, უნდა ითქვას რომ არსებობს WINNER II მოდელების მთელი ოჯახი. განტოლება (3.55) იძლევა ორმაგი მიმართულების არხის იმპულსურ მახასიათებელს Tx გადამცემის s ელემენტური ანტენიდან Rx მიმღების u ელემენტური ანტენამდე n-ური კლასტერისათვის :

$$\begin{aligned}
 & \mathbf{H}_{u,s,n}(t, \tau) \\
 &= \sum_{m=1}^M \begin{bmatrix} F_{rx,u,V}(\varphi_{n,m}) \\ F_{rx,u,H}(\varphi_{n,m}) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \alpha_{n,m,VV} & \alpha_{n,m,VH} \\ \alpha_{n,m,HV} & \alpha_{n,m,HH} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{tx,s,V}(\phi_{n,m}) \\ F_{tx,s,H}(\phi_{n,m}) \end{bmatrix} \\
 & \quad \times \exp(j2\pi\lambda_0^{-1}(\bar{\varphi}_{n,m} \cdot \bar{r}_{rx,u})) \exp(j2\pi\lambda_0^{-1}(\bar{\phi}_{n,m} \cdot \bar{r}_{tx,s})) \\
 & \quad \times \exp(j2\pi\nu_{n,m}t)\delta(\tau - \tau_{n,m})
 \end{aligned} \tag{3.51}$$

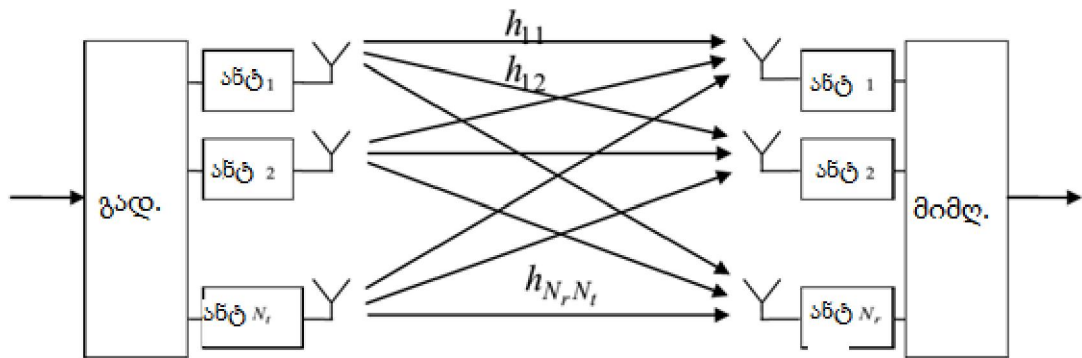
სადაც M არის კლასტერში გადაცემის გზების რაოდენობა, $F_{rx,u,V}$ და $F_{rx,u,H}$ u საანტენო ელემენტის გამოსხივების დიაგრამებია ჰორიზონტალური და ვერტიკალური პოლარიზაციით, $\alpha_{n,m,VV}$ და $\alpha_{n,m,HH}$ შესაბამისად n და m სხივების კომპლექსური გაძლიერების კოეფიციენტი ვერტიკალურ–ვერტიკალური და ჰორიზონტალურ–ჰორიზონტალური პოლარიზაციებით. λ_0 არის გადამტანი სიხშირის ტალღის სიგრძე, $\nu_{m,n}$ დოპლერის სპექტრის კომპონენტი n,m სხივისათვის. (3.51) გამოსახულების პირველი წევრი ოთხ ელემენტური მატრიცით ჯეროვნად აღწერს თითოეული სხივის მახასიათებლებს, მეორე წევრი აღწერს ფაზის ძვრას ანტენის მდებარეობის გამო, მესამე წევრი აღწერს ფაზის ძვრას სხივის მოძრაობის გამო, Tx და Rx შორის დამაკავშირებელი არხის რეალიზაცია ხდება ყველა M სხივების და ყველა N კლასტერების შეჯამებით. ასეთი სუპერპოზიცია არა მხოლოდ ქმნის დროებით მიყუჩებებს, არამედ ქმნის აგრეთვე სივრცით კორელაციას ანტენის ელემენტებს შორის. მას შემდეგ, რაც მოხდება შემთხვევითი მდგენელების არხის რეალიზაცია, იგი შეიძლება გამოყენებულ იქნას ისეთი არხის სიმულაციისათვის, როდესაც ტერმინალი მოძრაობს მოკლე მანძილზე. [28]

3.11. MIMO არხის მათემატიკური მოდელის შემუშავება

3.11.1 MIMO არხის სტატისტიკური მახასიათებლები

ასეთი სისტემების რადიოკავშირის არხებში მოქმედებს ხელშეშლების და დამახინჯებების კომპლექსი. პირველ რიგში უნდა გავითვალისწინოთ მრავალსხივიანობის გავლენა, რომელიც გამოწვეულია სიგნალის გავრცელების გზაზე არეკვლების არსებობით. მოკლე ტალღების დიაპაზონში მოქმედებს მრავალმხრივი არეკვლა იონოსფეროს არაერდგვარონებებიდან. მეტრულ დიაპაზონში ტალღები აირეკვლებიან შენობებიდან, რელიეფის უსწორმასწოროებიდან, სხვადასხვა კონსტრუქციებიდან, შენობებიდან და სხვ.

MIMO სისტემის ძირითადი იდეა ილუსტრირებულია ნახ. 3.4. სისტემის გადამცემი ნაწილი შეიცავს N_t გადამცემს და მიმღები მხარე შეიცავს N_r მიმღებს. ითვლება რომ მიყურება განპირობებულია \mathbf{H} არის გაზნვისაგან სადაც ვრცელდება სიგნალი. სურათზე ისრებით ნაჩვენებია რომ ნებისმიერ გადამცემის სიგნალს შეუძლია მიაღწიოს ნებისმიერ მიმღებში მიყურების გავლენის ქვეშ.

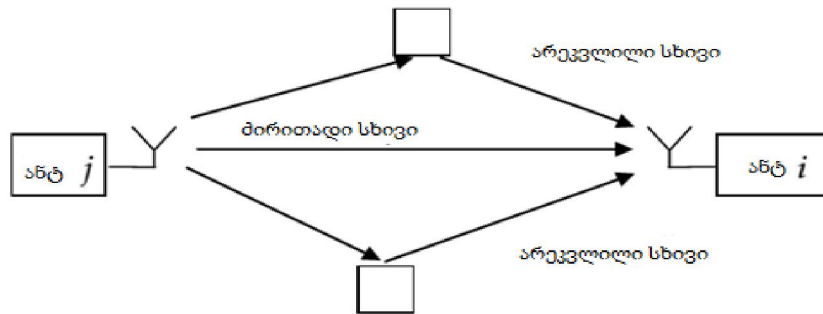


ნახ. 3.4 MIMO სისტემის სტრუქტურული სქემა

არხის გადამცემის კოეფიციენტების მატრიცა არის MIMO არხის ძირითადი მახასიათებელი

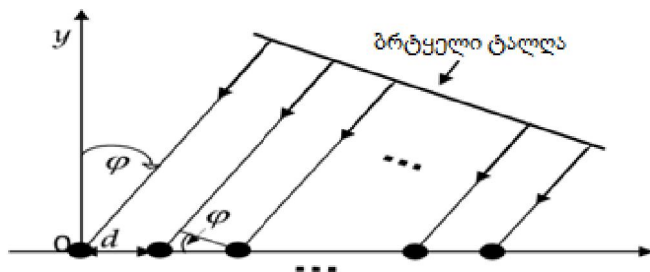
$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & \dots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & \dots & h_{2N_t} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & \dots & h_{3N_t} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ h_{N_r,1} & h_{N_r,2} & h_{N_r,3} & \dots & h_{N_r,N_t} \end{pmatrix} \quad (3.56)$$

სისტემის ანალიზი გაკეთებულია იმ აპრიორული დაშვებით, რომ არხი კვაზისტაციონარულია. მობილური კავშირის მრავალსხივიანი არხების სტატისტიკური მახასიათებლების ანალიზის დროს მტკიცდება, რომ სიგნალი ხმაურის ფარდობის შემცირება 1–2 გპც დიაპაზონში, განპირობებული მიყუჩებებით, აღიწერება რელეის მოდელით. ფიქსირებული კავშირის შემთხვევაში MIMO ტიპის არხები შეიძლება ჩაითვალოს როგორც კვაზისტაციონარული, რომელშიც გადამცემი და მიმღები სადგურები უძრავია და არხის მახასიათებლები გარკვეული დროის განმავლობაში იცვლება მხოლოდ მცირედით ან უცვლელია საერთოდ. h_{ij} საარხო კოეფიციენტი, რომელიც საარხო მატრიცის შემადგენელია უცვლელია ასეთ შემთხვევაში. იმ შემთხვევისათვის, როდესაც ხდება გადამცემი და მიმღები ანტენების დისპოზიცია, საარხო კოეფიციენტები იცვლება შემთხვევითი კანონით, თუმცა ასეთი ტიპის ცვლილებაც სრულად ექვემდებარება რელეის განაწილების კანონებს ან განზოგადებული რელეის განაწილების კანონებს. ასევე უნდა აღინიშნოს რომ თითოეული კოეფიციენტი, რომელიც შედის საარხო მატრიცაში, შეიძლება შედგებოდეს რამოდენიმე სხივისაგან



ნახ. 3.5 სიგნალის მრავალსხივიანი გავრცელება

გარდა ამისა საარხო კოეფიციენტები არ არის დამოუკიდებელი. ეს აიხსნება იმით, რომ მიმღებ საანტენო სისტემას გააჩნია გარკვეული კონფიგურაცია. განვიხილოდ n ანტენიანი მიმღები გისოსით ბრტყელი ტალღური ფორნტის ჰარმონიკული სიგნალის მიღება. დავუშვათ რომ n ელემენტიანი საანტენო გისოსი განაწილებულია x ღერძის გასწვრივ როგორც ნაჩვენებია ნახ. 3.6



ნახ. 3.6 n ელემენტიანი წრფივი ეკვდისტანციური საანტენო გისოსის გეომეტრია

საწყისი კოორდინატი შერჩეულია უკიდურესად მარცხენა საანტენო ელემენტის განთავსების წერტილში. ელემენტებს შორის მანძილი აღნიშნულია d ასოთი.[27, 50, 24]

დავუშვათ, რომ მონოქრომატული ბრტყელი ტალღა ერთეულოვანი ამლიტუდით ეცემა საანტენო გისოს φ კუთხით y ღერძის მიმართ. ტალღა

აღძრავს ჰარმონიულ ელექტრულ რხევას საანტენო გისოსის თითოეულ ელემენტში. დროის ათვლა შეიძლება დავიწყოდ როდესაც $t=0$ და რხევის ფაზა საანტენო გისოს პირველ ელემენტში მივიღოთ ნულის ტოლად. აქედან გამომდინარე პირველი ელემენტის მიერ მიღებული სიგნალი შეიძლება წარმოვადგინოდ როგორც

$$s_1(t) = \exp(j\omega_0 t), \quad (3.57)$$

სადაც j – წარმოსახვითი ერთეულია, $\omega_0 = 2\pi f_0$ – ციკლური სიხქარე f_0 – რხევის სიხშირე ჰერცებში.

რხევა საანტენო გისოსის მეორე ელემენტში უსწრებს პირველი ელემენტის რხევას τ დროით, რომელიც ადვილად განისაზღვრება გეომეტრიულად

$$\tau = \frac{d \sin \phi}{c}, \quad (3.58)$$

სადაც c – ელექტრომაგნიტური ტალღების გავცელების სიჩქარეა, რომელიც მიიღება სინათლის სიჩქარის ტოლად, რადგანაც არ ხდება გავრცელების გარემოს გავლენის გათვალისწინება. τ დროის განმავლობაში საანტენო გისოსის მეორე ელემენტის რხევის ფაზა იზრდება $\omega_0 \tau$ პირველ ელემენტში რხევის ფაზასთან მიმართებაში. ამიტომ სიგნალი რომელიც მიიღება მეორე ელემენტით შეიძლება ჩავწეროდ როგორც:

$$s_2(t) = \exp(j\omega_0(t + \tau)) = \exp(j2\pi f_0 \tau) \exp(j\omega_0 t). \quad (3.59)$$

წინა გამოსახულების ჩასმით და იმის გათვალისწინებით რომ

$$\lambda = \frac{c}{f_0} \quad (3.60)$$

ვპოულობთ აღმზნები ტალღის რხევას მეორე ელემენტში შემდეგი სახით

$$s_2(t) = \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \varphi\right) \exp(j\omega_0 t). \quad (3.61)$$

აღნიშნული გამოსახულება მარტივად მიიღება აგრეთვე თუ საწყის ფორმულად ამოვიყენებთ ბრტყელი ტალღის გავრცელების აღმწერ ფორმულას

$$s(t, r) = \exp j(\omega_0 t - kr), \quad (3.62)$$

სადაც

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$ არის ტალღური რიცხვი და r მანძილი რომელსაც გადის ტალღა. სურათიდან ჩანს რომ მანძილი რომელსაც ტალღა გადის მეორე ელემენტამდე $d \sin \varphi$ ნაკლებია ვიდრე მანძილი პირველ ელემენტამდე. მანძილებს შორის ამ სხვაობას ეწოდება ტალღის სვლის სხვაობა. რხევების ფაზებს შორის სხვაობა გამომდინარეობს სვლის სხვაობის გამო და განისაზღვრება სვლის სხვაობის ნამრავლით $\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \varphi$ ტალღურ რიცხვზე. ადვილი შესამჩნევია რომ, რხევა რომელიც აღიგზნება ტალღის მიერ საანტენო გისოსის სხვადასხვა ელემენტებზე განსხვავდებიან მხოლოდ ფაზური ძვრით Δ_n რომელიც ელემენტის ნომერზე დამოკიდებულია შემდეგნაერად

$$\Delta_n = \frac{2\pi}{\lambda} (n-1) d \sin \varphi, \quad n = 1, \dots, N. \quad (3.63)$$

ფორმულის განზოგადებით ვიღებთ გამოსახულებას რომელიც აღწერს რხევას საანტენო გისოსის ყველა ელემენტში შემდეგი სახით:

$$s_n(t) = \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda} (n-1) d \sin \varphi\right) \exp(j\omega_0 t), \quad n = 1, \dots, N. \quad (3.64)$$

ამ გამოსახულების მეორე მამრავლი დამოკიდებულია მხოლოდ რხევის სიხშირეზე. ის ერთნაირია საანტენო გისოსის ყველა ელემენტისათვის და

ამიტომ არ არის დამოკიდებული საანტენო გისოსის გეომეტრიაზე და ტალღის მოსვლის მიმართულებაზე. პირველ მამრავლს ეწოდება სიგნალის კომპლექსური ამპლიტუდა და მას აქვს არსებითი მნიშვნელობა სიგნალის სივრცით-დროითი დამუშავების ამოცანებში. ავლნიშნოდ კომპლექსური ამპლიტუდა როგორც S_n . მაშინ გამოსახულება (3.64) მიიღებს შემდეგ სახეს:

$$s_n(t) = S_n \exp(j\omega_0 t), \quad n = 1, \dots, N. \quad (3.65)$$

საანტენო გისოსი წარმოადგენს მრავალარხიან სისტემას, რადგანაც ტალღა ერთდროულად აღაგზნებს სხვადასხვა ამპლიტუდის N რხევას. მათემატიკურად [30,31,32] შესაძლებელია აღვწეროთ სიგნალების მთლიანი ერთობლიობა თუ შემოვიტანთ კომპლექსური ამპლიტუდების \vec{S} და $\vec{s}(t)$ სიგნალების ვექტორს შემდეგი სახით:

$$\vec{S} = \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ S_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \varphi\right) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}(N-1)d \sin \varphi\right) \end{pmatrix};$$

$$\vec{s}(t) = \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ s_N(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ S_N \end{pmatrix} \exp(j\omega_0 t) = \vec{S} \exp(j\omega_0 t). \quad (3.66)$$

3.11.2 MIMO არხის მათემატიკური მოდელით წარმოდგენა

რადიო არხის განზოგადებულ მოდელს წარმოადგენს მრავალსხივიანი მოდელი: სიგნალის ველი მიღების წერტილში წარმოადგენს სხვადასხვა ამპლიტუდების და შემთხვევითი ფაზების მქონე სიგნალების ჯამს. მრავალსხივიანი არხის აღწერის ძირითადი მოდელები არის შემთხვევითი სტრუქტურის. მრავალსხივიანი არხის მოდელი საკმარისად ცხადად წარმოდგება დისკრეტული მრავალსხივიანი არხის მოდელის სახით. r საანტენო გისოსის შესასვლელზე მიღებული სიგნალი შეიძლება წარმოვადგინოდ შემდეგი სახით:

$$z_r(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{n=1}^{N_l} [h_{c1n} u_x(t - (n-1)T - \tau_l) + h_{s1n} u_x(t - (n-1)T - \tau_l) + \xi(t)], \quad 0 < t < \infty, \quad (3.67)$$

სადაც, h_{c1n}, h_{s1n} – შესაბამისი შემთხვევითი სინფაზური და კვადრატურული მდგენელებია, n გადამცემი საანტენო ელემენტის l სხივის გადაცემის კოეფიციენტი, L - არხში სხივების მთლიანი რაოდენობა, τ_l - l სხივში სიგნალის დაყოვნების დრო, u_x -სიგნალის ცნობილი რეალიზაციები, $x=(0,1,\dots, M-1)$ - ინფორმაციული სიმბოლოების მიმდევრობა, M -პოზიციის მანიპულაციების რაოდენობა, T -სიგნალის გადაცემული ელემენტების ხანგძლივობა, $\xi(t)$ -შემთხვევითი ადიტიური ხმაური.

სიგნალის გავრცელების ტრასის სიგრძე როგორც წესი რამოდენიმეჯერ მეტია გადამტანი რადიოსიგნალის ტალღის სიგრძეზე. ეს იძლევა შესაძლებლობას არ გავითვალისწინოთ გადამცემი საანტენო სისტემის კონფიგურაცია. ესე იგი შეგვიძლია ჩავთვალოდ, რომ სიგნალები გადაიცემიან სივრცის ერთი წერტილიდან. გარდა ამისა მოდელის წრფივობის გათვალისწინებით, H მატრიცაში შემავალი გადაცემის კოეფიციენტი h მიმღებ და n გადამცემ ანტენებს შორის შეიძლება წარმოვადგინოდ შემდეგი სახით:

$$h_m = \sum_{l=1}^L (1 + \alpha A_{ul}) \exp\left(j\pi \frac{d}{\lambda} (r-1)(\varphi_d + \beta\varphi_{\phi})\right), \quad (3.68)$$

სადაც,

$$\varphi_d = \sin\left(\frac{Q_l}{180} \pi\right)$$

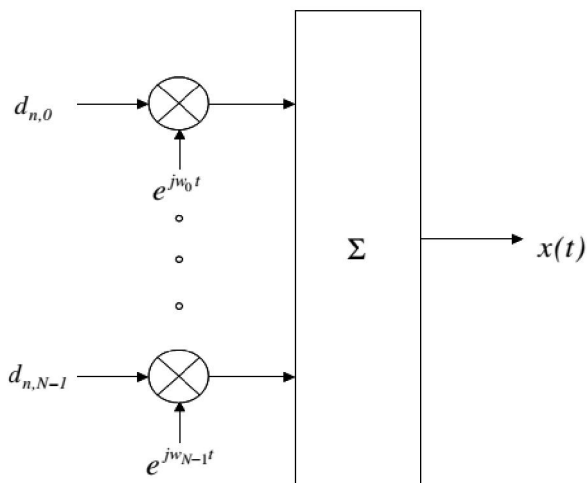
Q_{l-1} სხვის სიგნალის მოსვლის კუთხეა გრადუსებში, $A_{ul} = \sqrt{y_1^2 + y_2^2}$ 1

სხვის სიგნალის შემთხვევითი ამპლიტუდა, $\varphi_{\phi} = \arctan \frac{y_1}{y_2}$ – 1 სხვის

სიგნალის შემთხვევითი ფაზა, y_1 და y_2 გაუსის კანონით განაწილებული შემთხვევითი სიდიდეებია, α და β წონითი კოეფიციენტებია, რომლითაც ხდება მიმღები საანტო გისოსის ელემენტებში სიგნალების სივრცითი კორელაციის თვისებების გათვალისწინება. α და β კოეფიციენტების ვარიანტით შესაძლებელია როგორც სრულიად კორელირებული არხების $\alpha=0$ და $\beta=0$, ისე არაკორელირებული არხების მოდელირება.[20, 23, 28]

3.12. OFDM სისტემის მათემატიკური მოდელი

როგორც უკვე ვთქვით OFDM-ზე დაფუძნებული სატელეკომუნიკაციო სისტემა გადასცემს მრავალ სიმბოლოს ერთდროულად ორთოგონალური ქვეარხების გამოყენებით, რაც ნაჩვენებია ნახ.3.7. სიმბოლოთაშორისი ინტერფერენციის თავიდან აცილების მიზნით დამატებულია დამცავი ინტერვალი, რაც სურათის გამარტივების მიზნით ნაჩვენებია არ არის.[11]



ნახ.3.7 . OFDM მოდულატორი

მონაცემების სიმბოლოები $(d_{n,k})$ ჯერ ჯგუფდებიან N ზომის ბლოკებად და შემდეგ ხდება მათ მიერ $\{\phi_k(t)\}_{k=0}^N$ კომპლექსური ორთონორმალური გადამტანების მოდულაცია, როგორც 3.69 გამოსახულებაშია ნაჩვენები. მოდულაციის შემდეგ ისინი სხივდებიან ერთდროულად. მოდულატორი, როგორც 3.7 ნახაზზეა ნაჩვენები, შეიძლება ადვილად იყოს რეალიზებული ინვერსიული ფურიეს სწრაფი გარდაქმნის გამოყენებით გამოსახულებით (3.69)

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} \phi_k(t - nT_d) \right] \quad (3.69)$$

სადაც

$$\phi_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t} & t \in [0, T_d] \\ 0 & \text{სხვა შემთხვევაში} \end{cases} \quad (3.70)$$

და

$$f_k = f_o + \frac{k}{T_d}, k = 0 \dots N - 1 \quad (3.71)$$

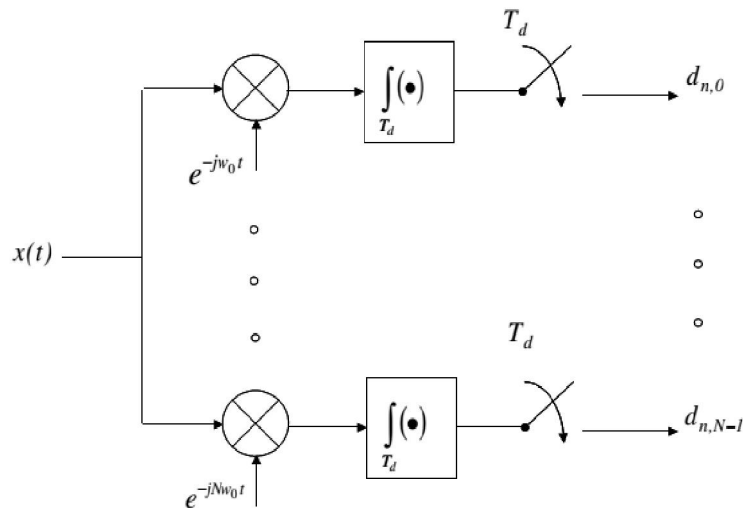
ჩვენ ვიყენებთ შემდეგ აღნიშვნებს :

$d_{n,k}$: სიმბოლო რომელიც გადაიცემა n -ურ დროით ინტერვალში k -ური ქვეგადამტანით;

T_d : სიმბოლოს ხანგრძლივობა;

N : OFDM ქვეგადამტანების რაოდენობა;

f_k : k -ური ქვეგადამტანის სიხშირე f_o ქვედა ზღვარით.



ნახ.3.8 OFDM დემოდულატორი

OFDM დემოდულატორის გამარტივებულ სქემა ნაჩვენებია სურ. 3.8. დემოდულაციის პროცესი დაფუძნებულია $\{\phi_k(\tau)\}$ ქვეგადამტანების ორთოგონალურობაზე, კერძოდ,

$$\int_{\Re} \phi_k(t) \phi_l^*(t) dt = T_d \delta(k - l) = \begin{cases} T_d & k = l \\ 0 & \text{სხვა შემთხვევაში} \end{cases} \quad (3.72)$$

ამიტომ დემოდულატორი შეიძლება რეალიზებული იყოს ქვეგადამტანებს შორის ორთოგონალურობის მარტივად გამოყენებით. ინვერსიული ფურიეს სწრაფი გარდაქმნით / ფურიეს სწრაფი უკუგარდაქმნით, OFDM სიგნალის მოდულაცია/დემოდულაცია:

$$d_{n,k} = \frac{1}{T_d} \int_{nT_d}^{(n+1)T_d} x(t) * \phi_k^*(t) dt \quad (3.73)$$

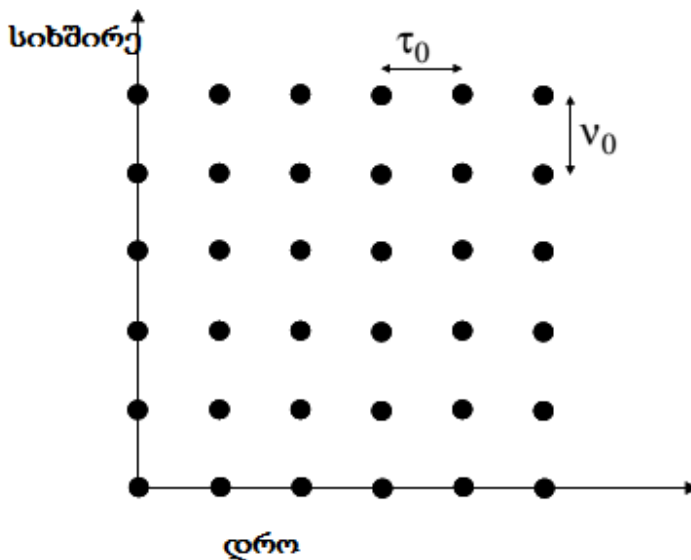
(3.72) გამოსახულების რეალიზება შესაძლებელია სიხშირის სწრაფი გარდაქმნის ბლოკის გამოყენებით, როგორც ნაჩვენებია ნახ.3.8. აღნიშნული OFDM მოდელი აგრეთვე შეიძლება აღიწეროს 2-D განზომილების დროითი და სიხშირული გისოსით და ეს თვისება შეიძლება გამოყენებული იყოს საარხო ხელშეშლების კომპენსაციისათვის. განვიხილოდ ნახ. 3.7 რეალიზებული მოდულატორი. მოდელი შეიძლება შემუშავდეს OFDM გადაცემული სიგნალების წარმოდგენისათვის როგორც 3.73 გამოსახულებაშია ნაჩვენები. გარდა ამისა ეს მახასიათებლები შეიძლება გამოვიყენოთ გადაცემული სიგნალის განაწილებისათვის, სიმბოლოთაშორისი ინტერფერენციის და სიგნალის დაყოვნების კომპენსაციისთვის. ეს ინტერპრეტაცია ნაჩვენებია ნახ. 3.5.

$$x(t) = \sum_{k,l} d_k \phi_{k,l}(t) \quad (3.74)$$

$\phi_{k,l}(t)$, არის $\phi(t)$ ბაზისური ფუნქციის $l\pi_0$ და $k\nu_0$ დროით და სიხშირით დაძრული რეპლიკა, რაც ნაჩვენებია ნახ. 3.9. მათემატიკურად შეიძლება ვაჩვენოთ, რომ $\phi_{k,l}(t)$, რეპლიკა დაკავშირებულია საბაზისო ფუნქციასთან გამოსახულებით (3.75)

$$\phi_{k,l}(t) = \phi(t - l\tau_0)e^{j2\pi k\nu_0 t} \quad (3.75)$$

ჩვეულებრივ საბაზისო ფუნქცია $\phi(t)$ შეირჩევა როგორც მართკუთხა იმპულსი $1/\sqrt{\tau_0}$ ამპლიტუდით და τ_0 ხანგრძლივობით, სიხშირული დაშორება არის $\nu_0 = 1/\tau_0$. გისოსის სტრუქტურიდან გადაცემული თითოეული სიგნალი ხასიათდება ერთნაირი მიყუჩებით, რაც ამარტივებს არხის შეფასების და ეკვალიზირების პროცესს. არხის მიყუჩების შეფასება ხორციელდება მიღებული სიგნალების გისოსის წერტილებში აპრიორულად ცნობილ სიმბოლოებთან შედარებით. ეს ტექნიკა ხშირად გამოიყენება OFDM-ზე დაფუძნებულ სატელეკომუნიკაციო სისტემებში პილოტ სიგნალების გამოყენებით არხის შეფასებისათვის.

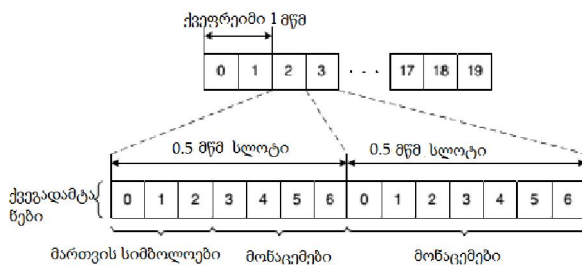


ნა.3.9. 2-D სიხშირულ დროითი გისოსი

3.13. LTE ქსელის დადმავალი ფიზიკური არხის პარამეტრების კვლევა MATLAB-ის გამოყენებით.

მობილური კავშირის სხვადასხვა ტექნოლოგიის განვითარება პირველ რიგში დაკავშირებულია მომხმარებლის დიდ ინტერესთან ინტერნეტის მიმართ. საინფორმაციო ტექნოლოგიების განვითარებამ, კერძოდ ვიდეო გამოსახულების ხარისხის გაზრდამ, გააჩინა მოთხოვნა ქსელზე გადაცემის ზემალაღი სისწრაფეებით (ათეულობით და ასეულობით მგბიტი/წმ) და დაბალი შეცდომების ალბათობებით (10^{-5} რიგის). ამიტომ არსებული მესამე თაობის ქსელების განვითარება გაგრძელდა უკვე მეოთხე თაობის LTE (Long Term Evolution) სტანდარტის შემუშავებით. მოხდა ცვლილებების განხორციელება მობილური კავშირის ქსელის ორივე ნაწილში. კერძოდ, კომუტაციის ქსელი მთლიანად გადავიდა პაკეტური კომუტაციის ტექნოლოგიაზე, ხოლო რადიო ქსელში, წინა თაობების ქსელებისაგან განსხვავებით, საბაზო სადგურიდან მობილურ სადგურამდე და პირიქით გადაცემის ტექნოლოგიები ერთმანეთისაგან განსხვავებულია. LTE სტანდარტში დადმავალი მიმართულებით გამოყენებულია OFDMA (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access) ტექნოლოგია, რაც დაფუძნებულია მრავალსიხშირიანი სიგნალის ფორმირებაზე, რომელიც შედგება მრავალი ქვეგადამტანი სიხშირისაგან. აღმავალი მიმართულებით გამოიყენება SC-FDMA (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access). საარხო დონეზე დადმავალი მიმართულებით მომხმარებლის ინფორმაცია გადაიცემა PDSCH (Physical Downlink Shared Channel) არხით. საბაზო სადგური ახორციელებს არხის ხარისხის შეფასებას CQI (Channel - Quality Indicator) ინფორმაციის საფუძველზე, რომელსაც ღებულობს მობილური სადგურიდან და ამ შედეგების მიხედვით გამოყოფს რესურს-ბლოკებს. რესურს-ბლოკების გამოყოფას აქვს დინამიური ხასიათი. PDSCH არხში გამავალმა მონაცემებმა შეიძლება დაიკავონ სამიდან ექვსამდე OFDMA

სიმბოლო, რაც დამოკიდებულია PDSCH არხის კონფიგურაციაზე და გამოყენებულ ციკლურ პრეფიქზე. რესურსების გამოყენების დინამიური ხასიათის გამო ისმება ამ რესურსების სწორი შერჩევა-შეფასების ამოცანა. ამისათვის კვლევა ჩატარებულია LTE-ქსელების პარამეტრების ოპტიმიზაციის მიმართულებით. LTE ქსელში დადმავალი მიმართულებით ორთოგონალური სიხშირული მრავალჯერადი შეღწევის – OFDM (Orthogonal frequency – division multiplexing) მეთოდის არჩევა, განაპირობა ამ მეთოდის მდგრადობამ ინტერფერენციების მიმართ. ის არის ასევე მოდულაციის ფორმატი, რომელიც მისაღებია მონაცემთა მაღალი სიჩქარით გადაცემისათვის და წარმოადგეს LTE- ის მიმართ წაყენებულ ერთ-ერთ მოთხოვნას. OFDM პრინციპი დაფუძნებულია 15 კჰც დაშორების, ორთოგონალური ქვეგადამტანების გამოყენებაზე. გადაცემა ხდება ფურიეს სწრაფი გარდაქმნის გამოყენებით, რომელიც ახორციელებს ცვლილებას სიგნალის დროით და სიხშირულ წარმოდგენებს შორის. ამასთან მოდულაციები, რომელებიც შესაძლებელია გამოვიყენოთ OFDM სიგნალისათვის არის – QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying), 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) და 64QAM. ინფორმაციის გადაცემა, როგორც დადმავალი ისე აღმავალი მიმართულებებით, ხორციელდება ფრეიმებით, რომელიც თავის მხრივ იყოფა უფრო პატარა დროით ერთეულებად - ქვეფრეიმებად.

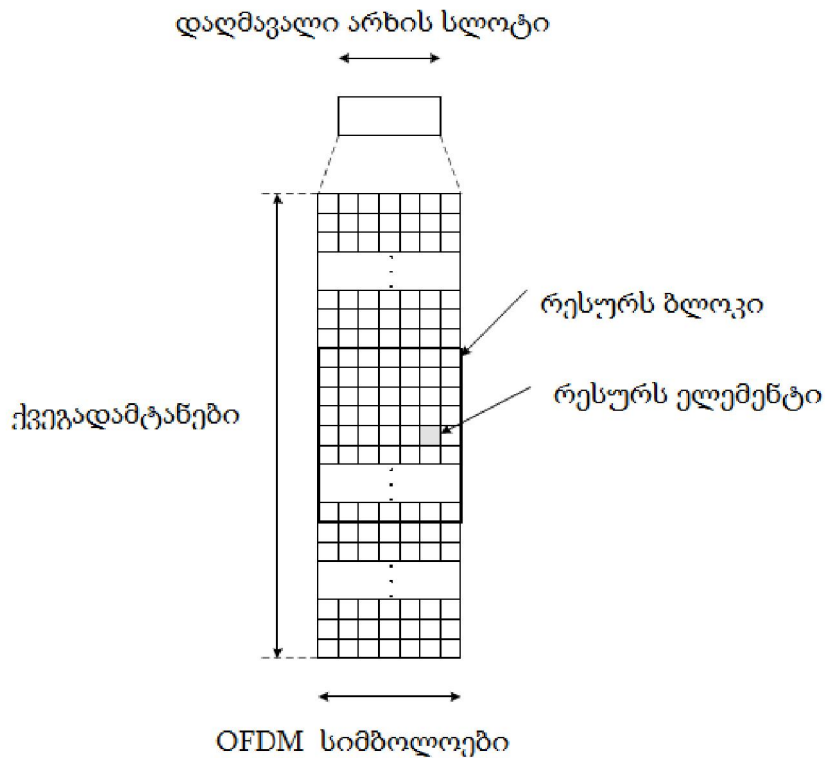


ნახ.3.10. ფრეიმების სტრუქტურა LTE ქსელისათვის დადმავალი მიმართულებით

LTE სისტემაში ფრეიმის ხანგძლივობა შეადგენს 10 მწმ (ნახ.3.10) და სისტემა შედგება 10 ქვეფრეიმისაგან, სადაც თითოეულში არის ორი დროითი სლოტი. ერთი სლოტის ფარგლებში ხდება შვიდი OFDM სიმბოლოს გადაცემა - მოკლე ციკლური პრეფიქსების და ექვსი OFDM სიმბოლოს გადაცემა გრძელი ციკლური პრეფიქსების გამოყენებით. ერთი დროითი სლოტის მთლიანი რესურსი გაყოფილია ფიზიკურ რესურს-ბლოკებად. თითოეულში განთავსებულია 12 ქვეგადამტანი. ფიზიკური რესურს-ბლოკი არის რადიო რესურსის საბაზო ერთეული (ნახ. 3.11).[16,17,9].

LTE - ტექნოლოგიაში კიდევ ერთ ტექნოლოგიურ ინოვაციას წარმოადგენს სისტემის მახასიათებლების გაუმჯობესებისათვის MIMO ტექნოლოგიის გამოყენება. MIMO გამოიყენება ორივე მიმართულებით და ზრდის არხების გამტარუნარიანობას სპექტრის გაფართოების ან გადაცემის სიმძლავრის დამატებითი გაზრდის გარეშე. შესაბამისად მიიღწევა მაღალი სპექტრული ეფექტურობა. დადმავალი მიმართულებით ძირითადად გამოიყენება მეთოდი – ორი ანტენა საბაზო სადგურში და ორი - მობილურ სადგურში. MIMO დადმავალი საარხო სისტემის მოდელი ვიწროზოლოვანი საარხო მატრიცისათვის $H(k,l)$ რომელიც შეესაბამება k-ურ ქვეგადამტანს და l-ურ OFDM სიმბოლოს ჩაიწერება, როგორც

$$Y_{(k,l)} = H_{(k,l)}W_{(k,l)}X_{(k,l)} + n_{(k,l)}, \quad (3.76)$$



ნახ.3. 11. დადმავალი არხის დროითი და სიხშირული რესურსის ბადე

სადაც, $Y_{(k,l)}$ - მიმღების ანტენაზე სიგნალის სვეტ-ვექტორია, $W_{(k,l)}$ - წინასწარი კოდირების მატრიცა, $x_{(k,l)}$ - სიმბოლოს ასახვის სვეტ-ვექტორი, $n_{(k,l)}$ - მიმღებზე ხმაურის და ინტერფერენციის სვეტ-ვექტორი. ანტენების რაოდენობის, მოდულაციის ტიპის, კოდირების სიჩქარის, არხის სიხშირული ზოლის სიგანის და სხვა პარამეტრების ცვლილებით შესაძლებელია გადაცემის განსხვავებული სქემების რეალიზება. LTE- ში მხარდაჭერილია მოდულაციის და კოდირების სულ 15 სქემა [16,9,18]. სხვადასხვა მოდულაციის და კოდირების გამოყენებით სქემების ეფექტურობა ნაჩვენებია ცხრ.3.1.

LTE ქსელში მოდულაციის და კოდირების სქემების ეფექტურობა ცხრ.3.1.

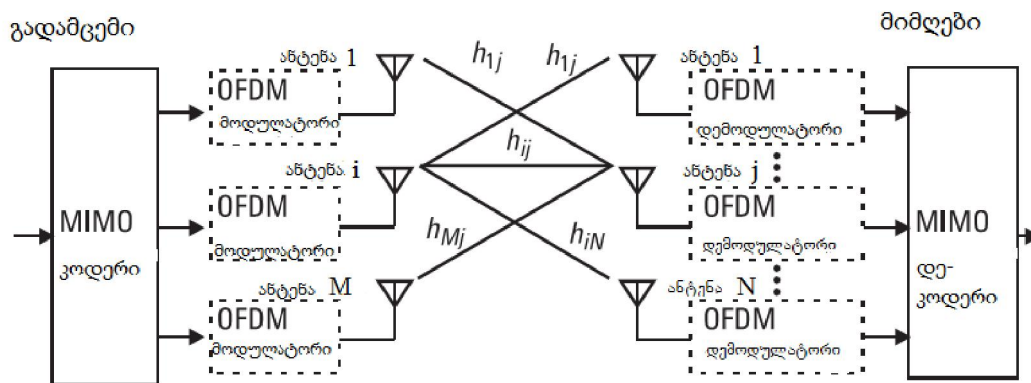
CQI ინდექსი	მოდულაცია	კოდირების სიჩქარე, R	ეფექტურობა, ბიტი სიმბოლოზე
0	-	-	0
1	QPSK	78/1024	0.1523
2	QPSK	120/1024	0.2344
3	QPSK	193/1024	0.3770
4	QPSK	308/1024	0.6016
5	QPSK	449/1024	0.8770
6	QPSK	602/1024	1.1758
7	16QAM	378/1024	1.4766
8	16QAM	490/1024	1.9141
9	16QAM	616/1024	2.4063
10	64QAM	466/1024	2.7305
11	64QAM	567/1024	3.3223
12	64QAM	666/1024	3.9023
13	64QAM	772/1024	4.5234
14	64QAM	873/1024	5.1152
15	64QAM	948/1024	5.5547

ამ ჩამონათვლიდან ამა თუ იმ სქემის შერჩევა კონკრეტული რეალიზაციისათვის ხდება არხის შესახებ საარხო მატრიციდან მიღებული SNR (Signal-noise ratio)- ის დონის ინფორმაციის მიხედვით. MIMO ტექნოლოგიის გამოყენების შემთხვევაში მონაცემების გადაცემის პიკური სიჩქარე განისაზღვრება გამოსახულებით [18,20].

$$C_{\text{mimo}} = M \cdot f \cdot \log(1 + S/N), \quad (3.77)$$

სადაც f არის სიგნალის სპექტრის სიგანე, ხოლო M პარამეტრი დამოკიდებულია MIMO სისტემის კონფიგურაციაზე $M = \min\{M_{\text{გადამ}}, N_{\text{მიმღ}}\}$. აქ $M_{\text{გადამ}}$ და $N_{\text{მიმღ}}$ - გადამცემი და მიმღები ანტენების რაოდენობაა. ასეთი MIMO სისტემის სტრუქტურული სქემა ნაჩვენებია ნახ. 3.12.

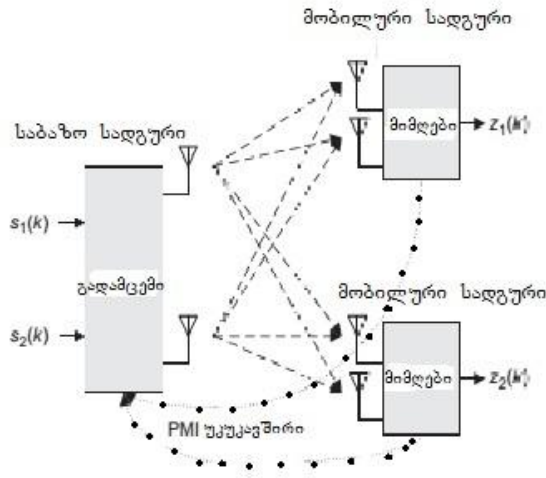
MIMO სისტემებში საჭიროა თანაბარი მიყუჩების მახასიათებლები ყველა ქვეარხისათვის, რაც მიიღწევა MIMO სისტემებში OFDM ტექნოლოგიის გამოყენებით. LTE ქსელში დადგენილი არხისათვის, ტრადიციულად სულ განიხილება შვიდი მრავალანტენიანი რეჟიმი (მეთოდი). ნაშრომში განხილულია Closed-loop spatial multiplexing using precoding codebooks მეთოდი. სქემა რეალიზებულია LTE რელიზ-8-ში და გამოიყენებს მრავალ მომხმარებლიან MIMO კოდებს.



ნახ. 3.12. MIMO სისტემის სტრუქტურული სქემა

ამ მეთოდში უკუკავშირისათვის გამოიყენება 4-ბიტის უკუკავშირის კოდი. გადაცემის სტრუქტურული სქემა ნაჩვენებია ნახ.3.13-ზე, სადაც მოხილულია სადგურის წყვილი აწვდის საბაზო სადგურს უკუკავშირის კოდს. საბაზო სადგური ირჩევს მათგან უკეთესს. გადაცემის დადგენილი

სქემის პარამეტრები LTE-ქსელისათვის მოყვანილია ცხრ.3.2.



ნახ. 3.13. მრავალმომხმარებლიანი MIMO სისტემის გადაცემის სქემა

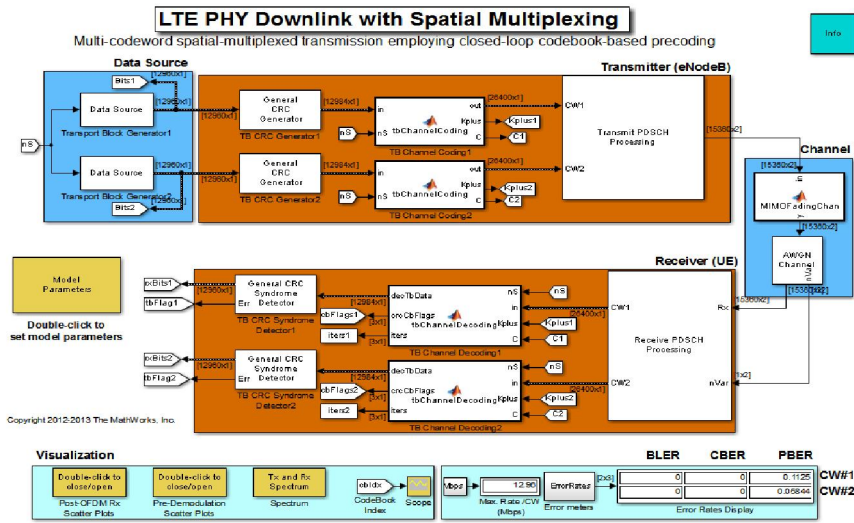
გადაცემის დადგენილი სქემის პარამეტრები LTE ქსელისათვის ცხრ. 3.2

გადაცემის სიხშირული ზოლის სიგანე (მგჰც)	1.4	3	5	10	15	20
ქვეფრეიმის ხანგრძლივობა (მწმ)	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
ქვეგადამტანების დაშორება (კჰც)	15	15	15	15	15	15
დისკრეტიზაციის სიხშირე (მგჰც)	1.92	3.84	7.68	15.36	23.04	30.72
FFT (ზომა)	128	256	512	1024	1536	2048
რესურს-ბლოკების რაოდენობა	6	15	25	50	75	100

ნორმირებული ქვეარხის რესურს-ბლოკები შედგება 120-144 რესურს-ელემენტისაგან. PDSCH არხში გამოიყენება QPSK, 16QAM და 64QAM მოდულაციები R=1/3 ტურბო კოდებით. ასევე გამოიყენება ჰიბრიდული ავტომატური გამეორების მოთხოვნა HARQ (Hybrid Automatic Repeat-request), ადაპტური მოდულაცია და კოდირება. მოცემულ სქემაში მონაცემების რეტრანსლირების ჰიბრიდული სქემა შესრულებულია CRC (Cyclic

Redundancy Check) კოდირების სქემასთან ერთად. მოდელი შეიცავს კოდირების და დეკოდირების სქემებს, MIMO დამუშავების სქემას, სკრემბლირების და მოდულაციის არხის შეფასების სქემებს. გატარების 20-მგჰც-იანი ზოლისათვის დადმავალ არხში მაქსიმალური სიჩქარე 91,9 მგბტ/წმ მიიღწევა SIMO (Single-input multiple-output) 1X2 არხისათვის, 172,8 - მგბტ/წმ MIMO 2X2 და 326,4 მგბტ/წმ MIMO 4X4 არხებისათვის. შესაბამისად მაქსიმალური სპექტრული ეფექტურობა განხილული მრავალანტენიანი ტექნოლოგიებისათვის შეადგენს 4,56, 8,64 და 16,32 ბტ/წმ/ჰც.

არხის მოდელირებით (ნახ.3.14.) [10] შევაფასეთ დამოკიდებულება სისტემის პარამეტრებს და ბიტების შეცდომებს (BER) შორის. ამ ნაშრომში მოდელირებისათვის გამოვიყენეთ შემდეგი პარამეტრები და მათი ვარიაციები: სიხშირული სპექტრი 10 მგჰც, ქვეფრეიმში OFDM სიმბოლოების რაოდენობა 1, 2 ან 3, სქემები 2X2 და 4X4 ანტენებით, მოდულაციები 16QAM, QPSK და 64QAM. მოდელირებისათვის ავიღეთ კორელაციის საშუალო დონე, SNR - 30დბ, დოპლერის ძვრა - 5 ჰც, ქვეფრეიმების რაოდენობა ათი და გამოვიყენეთ ტურბო კოდირება არხში ბიტური დონის სკრემბლირებით. მოდელირების შედეგები მოცემულია ცხრ. 3.3.ა.ბ..



ნახ. 3.14. LTE-სისტემის MIMO არხის მოდელირების სქემა

LTE-სისტემის MIMO არხის მოდელირების შედეგები ცხრ.3.3.ა.

ანტენების რაოდენობა	2X2			2X2			2X2		
OFDM სიბოლოების რაოდენობა	1			2			3		
მოდულაციის ტიპი	QPSK	QAM 16	QAM 64	QPSK	QAM 16	QAM 64	QPSK	QAM 16	QAM 64
BER	$2,1 \cdot 10^{-5}$	$3,8 \cdot 10^{-5}$	$5,3 \cdot 10^{-5}$	$6,8 \cdot 10^{-5}$	$4,2 \cdot 10^{-5}$	$3,8 \cdot 10^{-5}$	$1,6 \cdot 10^{-5}$	$5,8 \cdot 10^{-5}$	$5,32 \cdot 10^{-5}$

LTE-სისტემის MIMO არხის მოდელირების შედეგები ცხრ.3.3.ბ.

ანტენების რაოდენობა	4X4			4X4			4X4		
OFDM სიმბოლოების რაოდენობა	1			2			3		
მოდულაციის ტიპი	QPSK	QAM 16	QAM 64	QPSK	QAM 16	QAM 64	QPSK	QAM 16	QAM 64
BER	0	$3,3 \cdot 10^{-5}$	$5,1 \cdot 10^{-5}$	0	$4,7 \cdot 10^{-5}$	$4,7 \cdot 10^{-5}$	0	$6,0 \cdot 10^{-5}$	$4,9 \cdot 10^{-5}$

3.14. დასკვნები მესამე თავთან დაკავშირებით

1. განხილულია MIMO სისტემის მათემატიკური მოდელები, კერძოდ არხის შეფასების და შემთხვევითი პროცესების ანალიზის სისტემები. მოცემულია ამ მოდელების კლასიფიკაცია. ნაჩვენებია მოდელის შემუშავების მეთოდები ახალი მოდელის მაგალითზე.

2. ჩატარებულია LTE ქსელის რადიო მხარის კვლევა MATLAB-ით. მიღებული შედეგებით შეიძლება დავასკვნათ, რომ რესურსების გამოყენების ეფექტურობის გაზრდის მიზნით მიზანშეწონილია პარამეტრების ადაპტური ცვლა. შედეგებიდან ჩანს რომ ბიტების შეცდომების მიმართ მგრძობიარე სერვისებისათვის უმჯობესია QPSK მოდულაციის გამოყენება. თუმცა აქვე ჩანს, რომ ანტენების რაოდენობის ცვლილება OFDM სიმბოლოების ცვლილებასთან ერთად გვაძლევს უკეთეს შედეგებს. მაგ. 4X4 – 3 - QAM64 სქემისათვის $BER=4,9 \cdot 10^{-5}$, რაც უკეთესი შედეგია ვიდრე 2X2 – 3 - QAM64 სქემის შემთხვევაში, მაგრამ ანტენების 4X4 სქემის შეცვლა 2X2 სქემით იგივე შედეგს არ იძლევა QAM16 მოდულაციისათვის

თავი IV. რესურსების ადაპტაცია კოგნეტიური ტექნოლოგიების გამოყენებით

4.1. რესურსების ადაპტური გამოყენება

რესურსების ადაპტური გამოყენება რაც გულისხმობს რესურსების დინამიურ მინიჭებას, ფიქსირებულთან შედარებით ზრდის MIMO-OFDM სისტემების ეფექტურობას. ადაპტაცია შეიძლება განვიხილოთ როგორც ხარისხობრივი ფუნქცია ან რაც გულისხმობს იმას თუ რამდენად ზუსტია და მაღალია ადაპტაცია კონკრეტულ პირობებთან და შეიძლება ვთქვათ კონკრეტული სერვისებისათვის. ამ შემთხვევაში ფიზიკურ დონეზე შეიძლება ავიღოთ ორი ძირითადი პარამეტრი – დრო რომლის განმავლობაშიც პირობები უცვლელია და პარამეტრების უცვლელობის ალბათობა.

რესურსების ადაპტური გამოყენების შემთხვევაში k -ური მომხმარებლის ბიტების n -ურ ქვეგადამტანებზე განაწილების სქემა განისაზღვრება როგორც

$$r_{n,k} = \frac{1}{2N} \sum_{n=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{g_{n,k}^2 \rho_{n,k}}{\Gamma \sigma_{n,k}^2} \right) \quad (4.1)$$

სადაც, $r_{n,k}$ იღებს მნიშვნელობებს $D=\{0,1,2,\dots,M\}$, M არის ინფორმაციული ბიტების მაქსიმალური რაოდენობა – ბიტები/OFDM სიმბოლოზე, რომელიც შეიძლება გადაიცეს n -ური ქვეგადამტანით. დავუშვათ ρ_{nk} არის განაწილების ინდიკატორი $\rho_{nk} = 1$, როდესაც n -ური ქვეგადამტანი მთლიანად დაკავებულია k -ური მომხმარებლის მიერ და $\rho_{nk}=0$ წინააღმდეგ შემთხვევაში. p_n აღნიშნავს n -ური ქვეგადამტანების სიმძლავრეს და $\sigma_{n,k}$ აღნიშნავს არხის ხმაურის ვარიაციას, გაზომილს B სიხშირულ ზოლზე. $r_{n,k}$ აღნიშნავს k მომხმარებლის ბიტების რაოდენობას n -ურ ქვეგადამტანზე. $[H_n, k]$ არის არხის

გაპლიერების კოეფიციენტი. სიგნალი-ხმაურის ფარდობა Γ არის სიმბოლოების დასაშვები შეცდომების ალბათობის P_e ფუნქცია.

$$R_T^* = \max \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \frac{1}{2N} \log_2 \left(1 + \frac{g_{n,k}^2 p_{n,k}}{\Gamma \sigma_{n,k}^2} \right) \quad (4.2)$$

თუ გავითვალისწინებთ შეზღუდვებს C1 და C2:

C1 ყველა k -სათვის როდესაც $k \in [1, 2, 3, \dots, K]$ მომხმარებლისათვის

$$P_k = \sum_{n=1}^N p_{n,k} \quad (4.3)$$

C2 ყველა n ქვეგადამტანისათვის $n \in [1, 2, \dots, N]$

თუ არსებობს k როცა $r_{n,k} \neq 0$ მაშინ

$$r_{n,k} = 0 \quad \forall k \neq k' \quad (4.4)$$

სხვადასხვა ქვეგადამტანის მიერ გადაცემული სიმძლავრის ჯამური მაჩვენებელი იქნება მუდმივი. ახლა განვიხილოდ ბიტების მინიჭების ალგორითმი ერთი მომხმარებლისათვის და ჩავწეროთ რესურსების ოპტიმიზაციის პრობლემა R_T ერთი მომხმარებლისათვის.

$$R_T^* = \max \sum_{n=1}^N \frac{1}{2N} \log_2 \left(1 + \frac{g_{n,k}^2 p_{n,k}}{\Gamma \sigma_{n,k}^2} \right) \quad (4.5)$$

შეზღუდვების მაქსიმიზირებით გვექნება

$$P = \sum_{n=1}^N p_n \quad (4.6)$$

რადგან გადაცემის სიმძლავრე p_n მუდმივი და ცნობილია, ჩვენ შეგვიძლია გამოვთვალოთ r_n მოცემული არხის g_n -სათვის $g_n x[r_n]$ $n=\{1,2,3,\dots,N\}$, რაც არის ბიტების მინიჭების ამონახსნი.[29,30,3]

4.1.1. მრავალმომხმარებლიანი ქვეგადამტანი და ბიტების მინიჭება

პრობლემა უფრო რთულდება მრავალმომხმარებლიანი გარემოს შემთხვევაში, რადგან მომხმარებლებს არ შეუძლიათ გაიზიარონ ერთი და იგივე ქვეგადამტანი. ის ბიტები რომელსაც იყენებს ერთი მომხმარებელი ავტომატურად ზღუდავს მეორეს ამ ქვეგადამტანის გამოყენებაში. ასეთ შემთხვევაში რესურსების ოპტიმიზაციის პრობლემა დგას ასე:

$$R_T = \max \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \frac{\rho_{n,k}}{2N} \log_2 \left[1 + \frac{g_{n,k}^2 p_{n,k}}{\Gamma \sigma_{n,k}^2} \right] \quad (4.7)$$

ამოვხსნათ

$$P_k = \sum_{n=1}^N \rho_{n,k} p_{n,k} \text{ for all } k \in \{1, 2, \dots, K\} \quad (4.8)$$

და

$$\rho_{n,k} = \begin{cases} 1 & \text{if } r_{n,k} \neq 0 \\ 0 & \text{if } r_{n,k} = 0 \end{cases} \quad (4.9)$$

დავუშვათ $q_{n,k} = \rho_{n,k} p_{n,k}$ (4.10)

ოპტიმიზაციის პრობლემა მიიღებს სახეს

$$R_T = \max \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \frac{\rho_{n,k}}{2N} \log_2 \left[1 + \frac{g_{n,k}^2 q_{n,k}}{\Gamma \sigma_{n,k}^2 \rho_{n,k}} \right] \quad (4.11)$$

სადაც $q_{n,k}$ და $p_{n,k}$ უნდა აკმაყოფილებდნენ პირობას

$$P_k = \sum_{n=1}^N q_{n,k} \quad \text{for all } k \in \{1, 2, \dots, K\} \quad (4.12)$$

და

$$\sum_{k=1}^K \rho_{n,k} = 1 \quad \text{for all } n \in \{1, 2, \dots, N\} \quad (4.13)$$

ოპტიმალური გადაწყვეტილება მიიღება ოპტიმიზაციის სტანდარტული ტექნოლოგიების გამოყენებით. ლაგრანჟის მეთოდის მიხედვით ლაგრანჟის L ტოლია[30,31,32]

$$L = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \frac{\rho_{n,k}}{2N} \log_2 \left[1 + \frac{g_{n,k}^2 q_{n,k}}{\Gamma \sigma_{n,k}^2 \rho_{n,k}} \right] - \sum_{k=1}^K \lambda_k \left(\sum_{n=1}^N q_{n,k} - P_k \right) - \sum_{n=1}^N \beta_n \left(\sum_{k=1}^K \rho_{n,k} - 1 \right) \quad (4.14)$$

სადაც λ_k და β_n არის ლაგრანჟის მულტიპლიკატორები. შესაბამისად გვექნება

$$L = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \frac{\rho_{n,k}}{2N} \log_e \left[1 + \frac{g_{n,k}^2 q_{n,k}}{\Gamma \sigma_{n,k}^2 \rho_{n,k}} \right] - \sum_{k=1}^K \lambda_k \left(\sum_{n=1}^N q_{n,k} - P_k \right) - \sum_{n=1}^N \beta_n \left(\sum_{k=1}^K \rho_{n,k} - 1 \right) \quad (4.15)$$

L-ის დიფერენცირებით $q_{n,k}$ და $\rho_{n,k}$ მიმართ და ოპტიმიზაციისათვის აუცილებელი პირობების განსაზღვრით მივიღებთ $q_{n,k}^*$ და $\rho_{n,k}^*$. თუ $\rho_{n,k}^* \neq 0$ გვექნება

$$\frac{\partial L}{\partial q_{n,k}} = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \log_2 e \left(\frac{\rho_{n,k}}{2N} \right) \cdot \log_e \left(\frac{1}{1 + \frac{g_{n,k}^2 q_{n,k}}{\Gamma \sigma_{n,k}^2 \rho_{n,k}}} \right) \left(\frac{g_{n,k}^2}{\Gamma \sigma_{n,k}^2 \rho_{n,k}} \right) - \lambda_k \begin{cases} > 0 & \text{if } q_{n,k}^* = 0 \\ = 0 & \text{if } q_{n,k}^* \in (0, V \rho_{n,k}^*) \\ < 0 & \text{if } q_{n,k}^* = (0, V \rho_{n,k}^*) \end{cases} \quad (4.16)$$

მორეს მხრივ თუ $\rho_{n,k}^* = 0$ და $q_{n,k}^* = 0$ გვექნება

$$q_{n,k} \frac{\partial L}{\partial q_{n,k}} + \rho_{n,k} \frac{\partial L}{\partial \rho_{n,k}} \geq 0 \quad (4.17)$$

ყველა $\rho_{n,k} \in (0, 1)$ და $q_{n,k} \in (0, V \rho_{n,k})$.

ეს აუცილებელი პირობები შეიძლება ინტერპრეტირებული იყოს როგორც ფაქტი, რომ შეზღუდვების რეგიონში $(0, 1)$ $\rho_{n,k}$ სათვის ხდება მინიმალური ხდომილობები და $q_{n,k}$ გვაქვს $(0, V \rho_{n,k})$. ვიპოვოთ λ_k (4.16) გამოსახულებიდან

$$\frac{\rho_{n,k} \log_2 e}{q_{n,k} + \frac{\Gamma \sigma_{n,k}^2 \rho_{n,k}}{g_{n,k}^2}} = \lambda_k \quad (4.18)$$

შედეგები აჩვენებს რომ პრობლემის ოპტიმალური გადაწყვეტა არის

$$q_{n,k} + \frac{\Gamma \sigma_{n,k}^2 \rho_{n,k}}{g_{n,k}^2} = T \quad (4.19)$$

სადაც, T არის მუდმივი, ხოლო ცვლადი სიდიდე რომლის ვარიაციაც მეცნიერების და სისტემის დიზაინერების ხელშია არის გადაცემული სიმძლავრეების ჯამის და ხმაურის ფარდობა $\Gamma / g_{n,k}^2$.

4.1.2. ოპტიმიზაციის პრობლემა

მონაცემების გადაცემის სიჩქარის მაქსიმიზაცია, ამავე დროს ბიტების შეცდომების და ინტერფერციის დონის დამაკმაყოფილებელ ზღვრებში შენარჩუნება, განსაზღვრავს ოპტიმიზაციის პრობლემას. შეიძლება ამისათვის გამოვიყენოთ არხის შესახებ ინფორმაცია $g_{n,k}^2$. ოპტიმიზაციის შემდეგ მიღებული ბიტების შეცდომები არ უნდა იყოს მაღალი, ხოლო სიმძლავრე უნდა იყოს ზღვრებში. განვსაზღვროთ მაქსიმალური სიჩქარე

$$\max R = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \rho_{n,k} I_{n,k} \quad (4.20)$$

ამოგზსნათ

$$C1: P_k = \sum_{n=1}^N p_{n,k} \quad (4.21)$$

$$C2: \rho_{n,k} = \begin{cases} 1 ; I_{n,k} \neq 0 \\ 0 ; I_{n,k} = 0 \end{cases} \quad (4.22)$$

$$C3: \sum_{n=1}^N \rho_{n,k} I_{n,k} \geq V \quad (4.23)$$

სადაც V არის სიჩქარის მინიმალური მოთხოვნა. დავუშვათ, რომ ქვეგადამტანების რაოდენობა მეტია ვიდრე მომხმარებლების. მონაცემების გადაცემის სიჩქარე OFDM MIMO სისტემებში არის მაქსიმალური, როდესაც თითოეული ქვეგადამტანის გამოყოფა მომხმარებლისათვის ხდება, როდესაც მოცემულ არხს აქვს საუკეთესო SNR მაჩვენებელი და სიმძლავრის განაწილება არის

$$C4: I_{n,k} = \frac{1}{2N} \sum_{n=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{g_{n,k}^2 \rho_{n,k}}{\Gamma \sigma_{n,k}^2} \right) \quad (4.24)$$

სადაც P_{tot} გადაცემის მთლიანი სიმძლავრეა, $I_{n,k}$ – k -ური მომხმარებლის ბიტების რაოდენობა, რომელიც იყენებს n -ურ ქვეგადამტანს.

4.2. ძირითადი რესურსების ადაპტური გამოყენება MIMO კოგნეტიურ ქსელებში

როგორც ავღნიშნეთ კოგნეტიური რადიო ქსელის ძირითადი დანიშნულება არის მოახდინოს სპექტრის სკანირება, სპექტრის სენსინგი და მიღებული შედეგებიდან გამომდინარე დაიკავოს სპექტრის ის ზოლი რომელიც დროის იმ მომენტისათვის თავისუფალია, ან ყველაზე ნაკლებად არის ინტერფერირებული სპექტრის ყველა შესაძლო ზოლს შორის. სპექტრის მართვის კოგნეტიური ალგორითმების გამოყენება ზრდის სისტემის ეფექტურობას და გამტარუნარიანობას.

MIMO სისტემებში მიმღებსა და გადამცემს შორის ხდება რამოდენიმე პარალელური არხის ორგანიზება. გადაცემის ერთ ერთი მეთოდის მიხედვით გადაცემა პარალელური არხებით მიმდინარეობს ერთდროულად და მთლიანი გატარების სიჩქარე დამოკიდებულია MIMO არხების რაოდენობაზე. გატარების სიჩქარე აგრეთვე დამოკიდებულია MIMO არხის მდგომარეობაზე,

სადაც გარე ინტერფერენციების გარდა არსებობს სისტემის ქვეარხებს შორის ინტერფერენციის პრობლემა. ინტერფერენციის დონის შემცირება გაზრდის არხის გამტარუნარიანობას და მთლიანი MIMO სისტემის მწარმოებლურობას. აქედან გამომდინარე ინტერფერენციის დონის შემცირების მიზნით სპექტრის და ინტერფერენციის კოგნეტიური მეთოდებით მართვა აქტუალურია MIMO სისტემისათვის .

ორი ძირითადი ბუნებრივი რესურსი - სპექტრი და სიმძლავრე პირდაპირ კავშირშია გადაცემის სიჩქარესთან. ჩვენი ამოცანა არის MIMO სისტემებში ბუნებრივი და ტექნოლოგიური რესურსების მართვის ოპტიმალური კონცეფციის და მისი ალგორითმის შემუშავება, რომელიც საერთო ჯამში სისტემას გახდის უფრო მოქნილს და ეფექტურს. ამოცანის ძირითადი მიმართულება შეიძლება ასე ჩამოყალიბდეს – კოგნეტიური რადიო → MIMO არხის შესახებ მიღებული მონაცემები → რესურსების ადაპტაციის ალგორითმი → გადაცემის კონკრეტული ოპტიმიზებული სქემა.[40,29]

ინფორმაციის თეორიის თანახმად, შენონის ფორმულის მიხედვით SISO სისტემებისათვის არხის გამტარუნარიანობა C დამოკიდებულია გატარების B ზოლზე, სიგნალი ხმაურის ფარდობაზე S/N -ზე და განისაზღვრება როგორც:

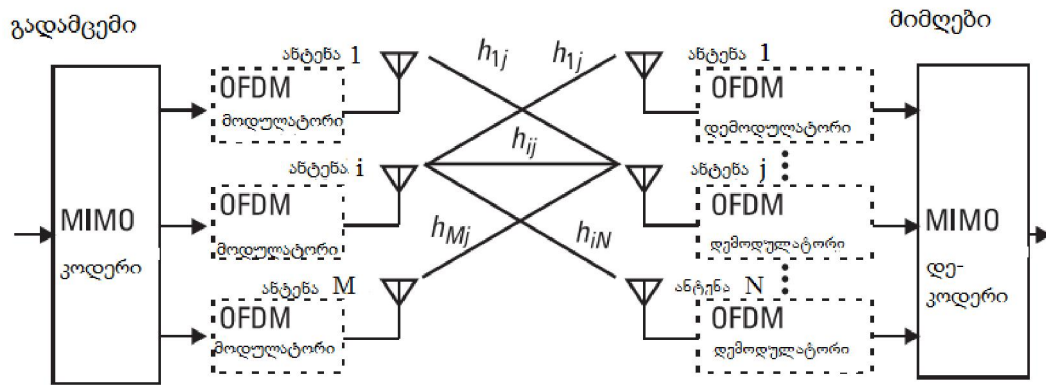
$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (4.25)$$

თეორიულად C გამტარუნარიანობა MIMO სისტემებისათვის წრფივად იზრდება ანტენების M რაოდენობის ზრდასთან ერთად.

$$C = MB \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (4.26)$$

უნდა აღინიშნოს, რომ გამტარუნარიანობის წრფივი დამოკიდებულება ანტენების რაოდენობაზე არის მხოლოდ იდეალური შემთხვევისათვის, როდესაც MIMO სისტემის ქვეარხებს შორის არ არის ინტერფერენცია, არხები

ორთოგონალურია და მათ შორის კორელაცია ნულის ტოლია. MIMO სისტემის მოდელი ნაჩვენებია ნახ. 4.8. [9]



ნახ.4.8. MIMO სისტემის მოდელი

მოცემულ ნახაზზე გამოიყენება M გადამცემი და N მიმღები ანტენა. რადიო არხი პირველ გადამცემს და პირველ მიმღებს შორის ხასიათდება h_{11} საარხო კოეფიციენტით, პირველ გადამცემსა და მეორე მიმღებს შორის h_{12} და ასე შემდეგ, i-იურ გადამცემსა და j-იურ მიმღებს შორის – h_{ij} . მთლიანი სისტემისათვის შეგვიძლია ჩავწეროთ H საარხო მატრიცა:

$$\begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_r 1} & \cdots & h_{M_r M_t} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

პრაქტიკაში H საარხო მატრიცის ელემენტებს შორის არსებობს კორელაცია. კორელაციის ხარისხი დამოკიდებულია რადიოტალღების გავრცელების პირობებზე, საანტენო ელემენტების პოლარიზაციაზე და მათ შორის განცალკევების მანძილზე. MIMO სისტემისათვის ასევე შეგვიძლია ჩავწეროთ:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_{M_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_r 1} & \cdots & h_{M_r M_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{M_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{M_r} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

ან გამარტივებული სახით

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (4.29)$$

სადაც \mathbf{x} კონკრეტული არხით გადაცემული სიმბოლოებია, \mathbf{n} ამავე არხის ხმაურის ვექტორი, \mathbf{H} როგორც უკვე ვახსენეთ საარხო h_{ij} კოეფიციენტების საარხო მატრიცაა, h_{ij} - i -იურ გადამცემსა და j -იურ მიმღებს შორის გადაცემის კოეფიციენტია, რომელიც პრაქტიკულად წარმოადგენს i -იური გადამცემი ანტენის გაძლიერებას j -იური ანტენის მიმართულებით.

სპექტრის სენსინგის ახალი ტექნოლოგიის შემოტანით შესაძლებელია ანტენისათვის ისეთი დიაპაზონის შერჩევა, რომლის შემთხვევაშიც გაიზრდება მისი მიმართული ქმედების კოეფიციენტი და მივიღებთ უკეთეს გადაცემის კოეფიციენტს. რადგან SISO სისტემებისაგან განსხვავებით MIMO სისტემებში გვაქვს მრავალი მიმღები და გადამცემი, დიაპაზონის შერჩევის ამოცანა იღებს კომპლექსურ ხასიათს. კომპლექსურობა მდგომარეობს იმაში, რომ მთლიანი მაჩვენებლის გაუმჯობესებისათვის უნდა მოხდეს სისტემაში შემავალი ყველა არხის სკანირება და დიაპაზონების მინიჭება სკანირების და სენსინგის შედეგად მიღებული ინფორმაციის ანალიზის საფუძველზე, ოპტიმალური მინიჭების ალგორითმის გამოყენებით.

მოხილური რადიო არხების შემთხვევაში ამოცანა გაცილებით რთულდება სტატისტიკურ არხებთან შედარებით, იქიდან გამომდინარე რომ გავრცელების პირობები იცვლება დროზე დამოკიდებულებით და ემატება დოპლერის ძვრის გავლენა. ამიტომ ოპტიმიზაციის ალგორითმს უნდა დაემატოს რესურსების დინამიური ადაპტაციის ფუნქცია.

MIMO სისტემებისათვის მნიშვნელოვანია მთლიანი გადაცემის სიმძლავრის ოპტიმალური განაწილება ქვეგადამტან სიხშირეებზე. სიმძლავრის ოპტიმალური განაწილების საპოვნელად ჩავწეროთ ლაგრანჟის ფუნქცია:

$$J(P(\gamma)) = \int_0^\infty B \log_2 \left(1 + \frac{P(\gamma)\gamma}{P} \right) p(\gamma) d\gamma - \lambda \int_0^\infty P(\gamma)p(\gamma) d\gamma \quad (4.30)$$

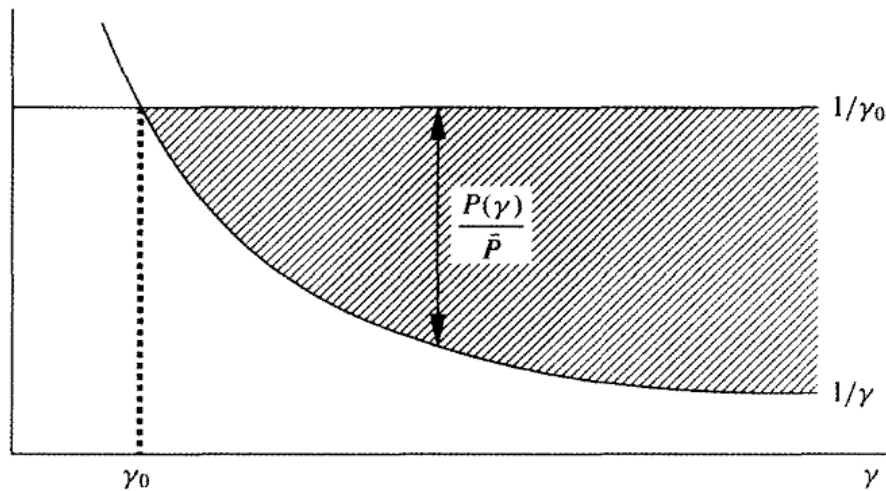
ლაგრანჟის გამოსახულების დიფერენცირებით და წარმოებულს ნულთან გატოლებით მივიღებთ:

$$\frac{\partial J(P(\gamma))}{\partial P(\gamma)} = \left[\left(\frac{B/\ln(2)}{1 + \gamma P(\gamma)/\bar{P}} \right) \frac{\gamma}{\bar{P}} - \lambda \right] p(\gamma) = 0 \quad (4.31)$$

$P(\gamma)$ მიმართ ამ განტოლების ამოხსნით, იმ პირობით რომ $P(\gamma) > 0$ მივიღებთ სიმპლავრის ოპტიმალურ განაწილებას, რომლის დროსაც გამტარუნარიანობა იქნება მაქიმალური.

$$\frac{P(\gamma)}{\bar{P}} = \begin{cases} 1/\gamma_0 - 1/\gamma, & \gamma \geq \gamma_0, \\ 0 & , \gamma < \gamma_0, \end{cases} \quad (4.32)$$

γ_0 -ს ზღვრული მნიშვნელობის დროს. რადგან γ იცვლება დროში და მისი განაწილება ნაჩვენებია ნახ.4.9.[41]



ნახ.4.9. γ ოპტიმალური განაწილება

ასეთი განაწილების აზრი იმაშია რომ, როდესაც არხის პირობები კარგია არხში მონაცემების გადაცემის სიჩქარე დიდია, თუ არხის პირობები უარესდება არხში გადაცემის სიჩქარე მცირდება.

$$C = \max_{P(\gamma): \int P(\gamma)p(\gamma) d\gamma = \bar{P}} \int_0^{\infty} B \log_2 \left(1 + \frac{P(\gamma)\gamma}{\bar{P}} \right) p(\gamma) d\gamma \quad (4.33)$$

C გამტარუნარიანობის მიღება შესაძლებელია სიმძლავრის ადაპტაციის მეთოდების გამოყენებით. ამიტომ $P(\gamma)$ სიმძლავრის და \bar{P} საშუალო მნიშვნელობისას გამტარუნარიანობა ტოლი იქნება:

$$C = \int_0^{\infty} B \log_2 \left(1 + \frac{P(\gamma)\gamma}{\bar{P}} \right) p(\gamma) d\gamma \quad (4.34)$$

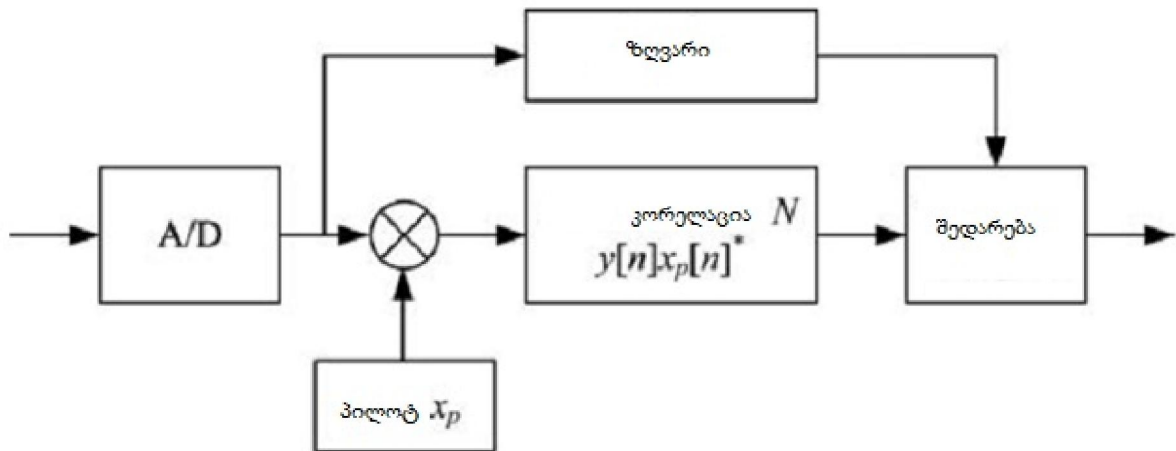
MIMO სისტემებში ჩვენ გვინდა შემოვიტანოთ კოგნეტიური მიმღებ/გადამცემის განმარტება. კონგნეტიური მიმღებ/გადამცემი არის მოწყობილობა, რომელსაც შეუძლია განსაზღვრული დიაპაზონისათვის სპექტრის შემოწმება და სიხშირის ყველაზე თავისუფალი, ოპტიმალური ზოლის დაკავება. აქედან გამომდინარე MIMO სისტემა უნდა განვიხილოდ როგორ პარალელური კოგნეტიური არხების სისტემა.

კოგნეტიური – MIMO სისტემებისათვის გამოიყენებენ სპექტრის სენსინგის შემდეგ მეთოდებს: ენერჯის დეტექტირების, ფილტრის გამოყენების და ციკლოსტაციონალური დეტექტირების, ტალღის დეტექტირების და სხვა. ჩამოთვლილი მეთოდებიდან ჩვენ გვინდა გამოვიყენოთ ფილტრის და ციკლოსტაციონალური მეთოდი. ფილტრის მეთოდის გამოყენება განპირობებულია იმით რომ ჩამოთვლილი მეთოდებიდან მას სჭირდება ყველაზე ნაკლები დრო სპექტრის სკანირებისათვის. ამ მეთოდით მიღებული ორობითი გადაწყვეტილება შეიძლება ასე ჩავწეროთ: [40,42,43]

$$\begin{cases} H_0, & \text{if } \sum_{n=1}^N y[n]x[n]^* \leq \lambda \\ H_1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.35)$$

სადაც λ ზღვარია.

თუ გამოვიყენებთ კოჰერენტულ პილოტ სიგნალებს მაშინ დეტექტირების სტურქტურული სქემას ექნება ნახ.4.10 მოყვანილი სახე:



ნახ. 4.10. დეტექტორების სტრუქტურული სქემა.

ციკლოსტაციონალური მეთოდის გამოყენება განპირობებულია სხვა მეთოდებთან შედარებით მაღალი წარმადობით. $x(t)$ სიგნალის

ავტოკორელაციური ფუნქცია $R_x^\alpha(\tau)$, ჩაიწერება როგორც :[41]

$$R_x^\alpha(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (4.36)$$

სადაც α არის ციკლური სიხშირე .

სპექტრული კორელაციის ფუნქციის შეფასებისათვის შეგვიძლია ავტოკორელაციის ფუნქცია გარდავქმნათ ფურიეს დისკრეტული გარდაქმნის გამოყენებით

$$S_x^\alpha(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x^\alpha(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (4.37)$$

შეგვიძლია ვაჩვენოთ რომ,

$$S_x^\alpha(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \lim_{Z \rightarrow \infty} \frac{1}{TZ} \int_{-Z/2}^{Z/2} X_T\left(t, f + \frac{\alpha}{2}\tau\right) X_T^*\left(t, f - \frac{\alpha}{2}\tau\right) dt \quad (4.38)$$

სადაც

$$X_T(t, f) = \int_{t-T/2}^{t+T/2} x(u) e^{-j2\pi fu} du \quad (4.39)$$

$S_x^\alpha(f)$ – სპექტრის კორელაციის ფუნქციაა, რომელიც წარმოადგენს ორი ცვლადის –სიხშირის და ციკლური სიხშირის ფუნქციას. უნდა შევნიშნოთ, რომ სიმძლავრის სპექტრული სიმკვრივე არის სპექტრის კორელაციის კერძო შემთხვევა, როცა $\alpha = 0$. დეტექტირება დასრულდება როდესაც ნაპოვნი იქნება ისეთი ციკლური სიხშირე, რომელიც შეესაბამება სპექტრის კორელაციის პიკურ მნიშვნელობას.

4.3 დროითი რესურსების გამოყენების ეფექტურობის გაზრდა მობილური კავშირის თანამედროვე ქსელებში პროგრამული რადიოს გამოყენებით (Software defined radio SDR).

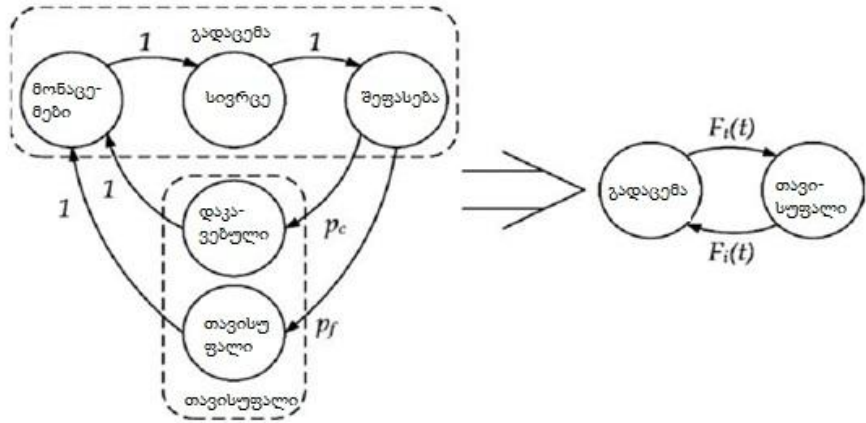
ბოლო ათეული წლების განმავლობაში შემუშავებული იყო მობილური კავშირის რამოდენიმე ტექნოლოგია და მიმდინარეობს კიდევ უფრო ახალი ტექნოლოგიების შემუშავება. ამ მხრივ პროგრამულად განსაზღვრული რადიო ითვლება XXI საუკუნის ტექნოლოგიად. მიზანი არის პროგრამულად განსაზღვრული რადიოს გამოყენებით მოხდეს მრავალი განსხვავებული ტექნოლოგიის და სტანდარტის ერთ მოწყობილობაში რეალიზება. ასეთი მოწყობილობებით აგებულ ქსელებში გადაწყობა ერთი სტანდარტიდან მეორე სტანდარტზე ან ტექნოლოგიაზე ხდება პროგრამულად. პროგრამული გადაწყობა აპარატურულ გადაწყობასთან შედარებით მოითხოვს ნაკლებ დროს და სახსრებს, რაც ზრდის რესურსების გამოყენების ეფექტურობას. რესურსების გამოყენების ეფექტურობის გაზრდის მიზნით დღეს არსებულ

მობილური კავშირის ქსელებში გამოიყენება ადაპტური მეთოდები, რაც ძირითადად გულისხმობს მოდულაციის ტიპის და კოდირების სიჩქარის შერჩევა-შეცვლას, სიგნალის გავრცელების გარემო პირობებზე დამოკიდებულებით. შეიძლება ითქვას რომ ასეთი ტიპის ადაპტირების მეთოდები გარკვეულ წილად დეტერმინირებული ხასიათის არის და ვერ ხერხდება რესურსების სრული ოპტიმიზირება, სისტემის გამართული მუშაობისათვის საჭირო დამატებითი რესურსების მაღალი პროცენტული წილის და მოუქნელობის გამო.

კოგნეტიური ანუ ჰიპერინი მობილური ქსელები, რომლებიც დაფუძნებულია გარემოს შესწავლაზე და უფრო მაღალი ადაპტაციის უნარზე, არის ადაპტური ქსელების შემდეგი თაობის ქსელი. კოგნეტიური ქსელი შემეცნების პრინციპზე მუშაობს. მისი ფუნქციონირების ალგორითმში გათვალისწინებულია გარემოს შეგრძნება, შესწავლა, შემეცნება და ქმედება. თეორიულად შესაძლებელია ისეთი ალგორითმის შექმნა, რომლითაც მოხდება არსებული სიხშირული რესურსის სრული გამოყენება. ასეთი ტიპის ალგორითმში შესაძლებელია შევიტანოთ პარამეტრების დიდი რაოდენობა - არა მარტო მოდულაციის ტიპი და ვთქვათ, კოდირების სიჩქარე, არამედ იმავდროულად სიხშირული დიაპაზონი, სიხშირული ზოლის სიგანე, გადაცემის სიმძლავრე, ანტენების რაოდენობა, დროითი პარამეტრები, ციკლური პრეფიქსი, სიმბოლოს ხანგძლივობა, წყაროს კოდირების და ფორმატირების მეთოდები, სისტემათაშორისი ანალიზი და სხვა . თუმცა რაც უფრო იზრდება ალგორითმში ასეთი პარამეტრების რაოდენობა, რომელსაც შეიძლება ვუწოდოთ არგუმენტებიც და მათი კომბინაციები, შესაბამისად რთულდება გამოთვლები და თავს იჩენს გამოთვლითი ხასიათის პრობლემები, რომლებიც დაკავშირებულია რეალურ დროსთან და ასევე პრობლემურია ამ რთული ალგორითმების აპარატურული რეალიზაცია. როგორც ბევრი სხვა ტექნოლოგია, რომლის მათემატიკური აპარატი და თეორიული მხარის

რეალიზაცია დამოკიდებული იყო სხვა ტექნოლოგიის განვითარებაზე, აქაც კოგნეტური რადიო ალგორითმების პრაქტიკული რეალიზაცია დამოკიდებულია პროგრამულად განსაზღვრული რადიოს განვითარებაზე. რადგან, როგორც უკვე აღვნიშნეთ, პროგრამული გადაწყობა მოითხოვს ნაკლებ დროს, იმიტომ, რომ პროგრამულად განსაზღვრული რადიო არის მოწყობილობა რომელშიც ტიპური სატელეკომუნიკაციო კომპონენტები როგორებიცაა: შემრევები, მოდულატორი/დემოდულატორი, დეტექტორები და გამამლიერებლები რეალიზებულია პროგრამულად და არა აპარატურულად. ეს მიდგომა სასარგებლოა იმ კუხითაც, რომ შესაძლებელია ისეთი სისტემის შემუშავება, რომელიც თავსებადია მობილური კავშირის სხვადასხვა სტანდარტებთან, რაც შესაძლებელია რეკონფიგურებადი რადიოს და პროგრამული გადაწყობის მეთოდების გამოყენებით. კოგნეტური რადიოს მიმართულება ახალია და არსებობს კვლევის სხვადასხვა მიდგომები. მკვლევარები ახორციელებენ კოგნეტური რადიო ქსელების მოდელირებას საკმაოდ განსხვავებული მეთოდებით.

დავუშვათ რომ გვაქვს გადამცემი და მიმღები რომლებიც ფუნქციონირებენ როგორც რესურსის პირველადი მომხმარებლები და გვაქვს კოგნეტური რადიო, რომელიც არის სპექტრის მეორადი მომხმარებელი, რომელიც იკვლევს არხის მდგომარეობას და ცდილობს გამოიყენოს შესაძლებლობა დაიკავოს ეს სპექტრი კავშირის განხორციელებისათვის. ასეთი არხი ჩვეულების შეიძლება მოდელირებული იყოს ელიოტ-გილბერტის არხით [42] ორი მდგომარეობით: 1) როდესაც არსებობს პირველადი მომხმარებელი (ასეთი მდგომარეობა არ რთავს ნებას არც ერთ მეორად მომხმარებელს სპექტრის გამოყენებაზე) და მეორე – პირველადი მომხმარებლის არ არსებობა ასეთ შემთხვევაში მეორად მომხმარებელს შეუძლია სპექტრის გამოყენება. WLAN ქსელისათვის თავისუფალი სივრცის მოდელი კოგნეტური რადიო ქსელისათვის მარკოვის მოდელით ნაჩვენებია ნახ4.11. 1 [42].



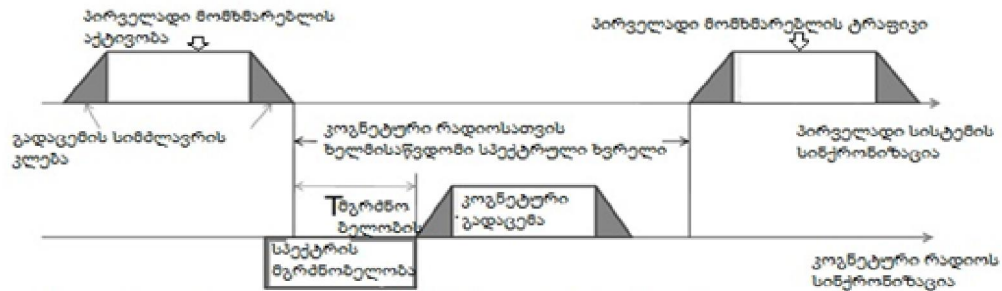
ნახ.4.11. თავისუფალი სივრცის მოდელი WLAN

დავუშვათ რომ დაკვირვება მიმდინარეობს როგორც პირველადი ისე მეორადი მომხმარებლების ოპერაციებზე, მაშინ კოგნეტურმა რადიომ უნდა მოახდინოს სპექტრის ხერელის ფანჯრის უტილიზაცია და დაასრულოს პაკეტების გადაცემა. ავლნიშნოთ სპექტრის ხერელის ფანჯრის დრო $T_{\text{ფანჯრის}}$. ცხადია, რომ [42]

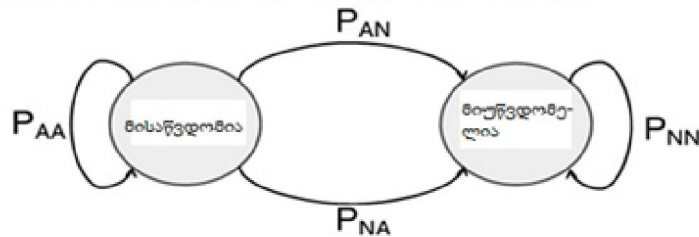
$$T_{\text{ფანჯრის}} \geq T_{\text{მომხმარებლის}} + T_{\text{გადაცემის}} + T_{\text{გადართვის}} + T_{\text{გადმორთვის}}, \quad (4.37)$$

სადაც $T_{\text{მომხმარებლის}}$ (ნახ.4.12(ა)) არის შემოწმების მინიმალური დრო, რომელიც საჭიროა რომ კოგნეტური რადიო მოწყობილობა დარწმუნდეს გადაცემის შესაძლებლობაში, მიიღოს გადაწყვეტილება და გაუშვას სისტემის პარამეტრები; $T_{\text{გადაცემის}}$ - გადაცემის დრო რომლის განმავლობაშიც კოგნეტური რადიო მოწყობილობა გადასცემს პაკეტებს; $T_{\text{გადაართვის}}$ და $T_{\text{გადმორთვის}}$ არის ხანგრძლივობები, რომლებიც საჭიროა ერთი სისტემიდან მეორეზე გადართვის და გადმორთვისათვის. ამ გამოსახულებაში იგნორირებულია დაყოვნების დრო სიგნალის გავრცელების გამო, ხოლო დრო რომელიც საჭიროა მიმღებ-გადამცემში სიგნალების დამუშავებისათვის არის $T_{\text{გადაართვის}}$ და $T_{\text{გადმორთვის}}$ ხანგრძლივობების შემადგენელი ნაწილი. სპექტრული ხერელის მაქსიმალური მნიშვნელობა სიგნალებს შორის დროის ექვივალენტურია. იმ შემთხვევაში თუ

სიგნალების განცალკევება ფიქსირებულია, მაშინ უწყვეტი დროის მარკოვის ჯაჭვი შეიძლება დავიყვანოთ დისკრეტულ დროით მარკოვის ჯაჭვზე (ნახ.4.12.(ბ))



(ა) კოგნეტიური გადაცემის შესაძლებლობების ფანჯარა

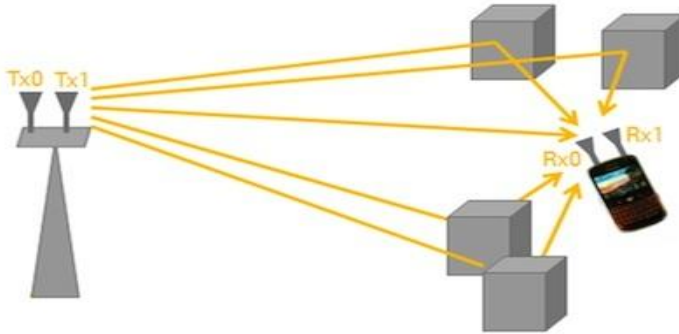


ბ) გადაცემის მდგომარეობების მარკოვის ჯაჭვი

ნახ.4.12. კოგნეტიური რადიოს არხის მოდელი (ა) კოგნეტიური გადაცემის შესაძლებლობების ფანჯარა; (ბ) გადაცემის მდგომარეობების მარკოვის ჯაჭვი

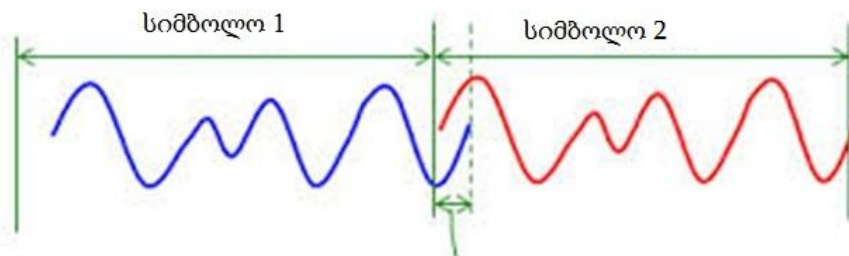
ფიზიკურ დონეზე მობილური კავშირის არხებისათვის საბაზო სადგურიდან მობილურ სადგურამდე და პირიქით პრობლემას წარმოადგენს სიგნალის მრავალსიხვიანი გავრცელების ბუნების გამო წარმოქმნილი სიმბოლოთაშორისი ინტერფერენცია. მრავალსიხვიანი გავრცელება

წარმოდგენილია ნახ.4.13. სიმბოლოთა შორის ინტერფერენციას იწვევს



ნახ.4.13. მრავალსხივიანი გავრცელება

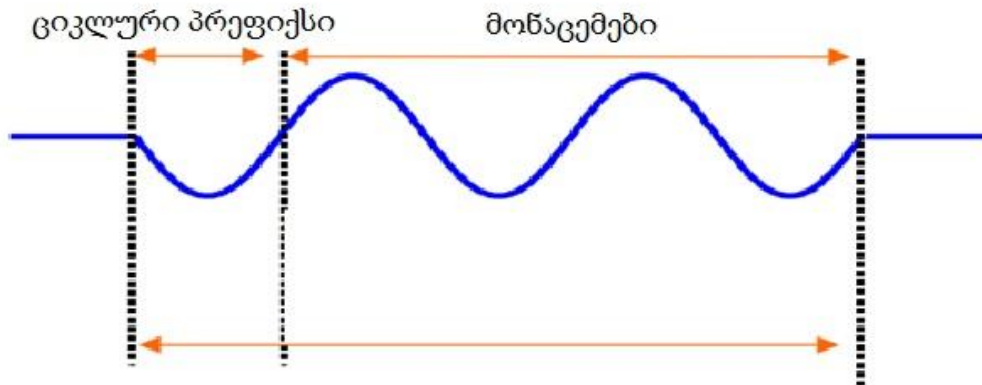
პირდაპირი სხივის და არეკვლილი სხივის მიერ გავლილ მანძილებს შორის სხვაობა და შესაბამისად გავრცელების დროებს შორის სხვაობა, იწვევს გადაცემული სიმბოლოს სხვა დროით ინტერვალში მოხვედრას მიმღებ მხარეზე (ნახ.4.14).



სიმბოლოთაშორისი ინტერფერენცია

ნახ. 4.14. სიმბოლოთაშორისი ინტერფერენცია

მობილური კავშირის მეოთხე თაობის LTE ქსელში სიმბოლოთაშორის ინტერფერენციასთან საბრძოლველად გამოყენებულია ციკლური პრეფიქსი. ციკლური ფრეფიქსი იკავებს ქსელის რესურსების ნაწილს (სურ.4.15), რაც ამცირებს ქსელის მწარმოებლურობას. LTE ტექნოლოგიაში



ნახ.4.15. ციკლური პრეფიქსი

რესურსების ოპტიმიზირებისათვის შემოღებულია ორი ტიპის ციკლური პრეფიქსი - მოკლე ციკლური პრეფიქსი და გრძელი ციკლური პრეფიქსი. პრეფიქსების ცვლილება ხდება სიგნალის გავრცელების გარემო პირობების მიხედვით, იმაზე დამოკიდებულებით თუ როგორი იქნება დაყოვნების დრო პირდაპირი გზით მოსულ სიგნალს და არეკვლილი გზით მოსულ მძლავრ სიგნალს შორის. ორი ტიპის ციკლური პრეფიქსის გამოყენებით ვერ ხერხდება რესურსების სრული ოპტიმიზირება. ცხრილში 4.1. მოცემულია რესურსების დანაკარგები, რაც შეადგენს მოკლე ციკლური პრეფიქსისათვის დაახლოებით 7% და გრძელი ციკლური პრეფიქსის შემთხვევაში 25%.

ჩვენ განვიხილავთ ციკლური პრეფიქსის ხანგძლივობის ვარიაციულ გამოყენებას, რაც ნიშნავს რომ ციკლური პრეფიქსის ხანგძლივობა მაქსიმალურად მიახლოებული იქნება დაყოვნების დროსთან კონკრეტული გადაცემის სენსისათვის ინდივიდუალურად. ჩვენს მიერ აღნიშნული ამოცანის ოპტიმიზირება შესრულებულია მათემატიკის სტანდარტული ოპტიმიზირების ფუნქციების გამოყენებით. კონკრეტული შემთხვევისათვის ვიყენებთ ლაგრანჟის ფუნქციას:

რესურსების დანაკარგები მოკლე და გრძელი ციკლური პრეფიქსებისათვის
ცხრილი 4.1.

	მოკლე ციკლური პრეფიქსი				გრძელი ციკლური პრეფიქსი	
	OFDM სიმბოლო 0		OFDM სიმბოლო 1-6			
	დისკრეტების რაოდენობა	დრო, მკწმ	დისკრეტების რაოდენობა	დრო, მკწმ	დისკრეტების რაოდენობა	დრო, მკწმ
ხანგრძლივობა	2048	66.67	2048	66.67	2048	66.67
ციკლური პრეფიქსის ხანგრძლივობა	160	5.21	144	4.69	512	16.67
OFDM სიმბოლოს ხანგრძლივობა	2208	71.88	2192	71.35	2560	83.33
რესურსების დანაკარგი %	7,8		7		25	

ვთქვათ, $f(x, y)$ ავლნიშნავთ ციკლური პრეფიქსის ფუნქციას და მოცემული გვაქვს მიზნობრივი ფუნქცია $\psi(x, y) = 0$. ჩავთვალოთ რომ ფუნქციის ყველა მნიშვნელობა უწყვეტად დიფერენცირებადია და (x, y) -სათვის გვაქვს S სასრული სიმრავლე. მაშინ ამოცანა დაიყენება f ფუნქციის ექსტრემუმის პოვნაზე S სიმრავლისათვის. f ფუნქციის ექსტრემუმის (x_0, y_0) წერტილები S სიმრავლისათვის, რომელიც შეესაბამება f ფუნქციის მინიმუმს იქნება ციკლური პრეფიქსის ოპტიმალური მნიშვნელობა. ეს ანალიტიკური ფორმით შემდეგ სახით ჩაიწერება:

$$\nabla f|_{(x_0, y_0)} = \lambda \nabla \psi|_{(x_0, y_0)}, \quad (4.38)$$

სადაც λ , ნულისაგან განსხვავებული რიცხვი და ლაგრანჟის მამრავლია. ახლა განვიხილოთ ლაგრანჟის ფუნქცია, რომელიც დამოკიდებულია x, y და λ ცვლადებზე:

$$L(x, y, \lambda) = f(x, y) - \lambda \psi(x, y). \quad (4.39)$$

ექსტრემუმის აუცილებელი პირობა არის გრადიენტის ნულთან ტოლობა

$$\nabla L(x_0, y_0, \lambda_0) = 0. \quad (4.40)$$

დიფერენცირების წესების შესაბამისად შეგვიძლია ჩავწეროთ

$$\begin{cases} \frac{\partial f(x_0, y_0)}{\partial x} - \lambda_0 \frac{\partial \psi(x_0, y_0)}{\partial x} = 0, \\ \frac{\partial f(x_0, y_0)}{\partial y} - \lambda_0 \frac{\partial \psi(x_0, y_0)}{\partial y} = 0, \\ -\psi(x_0, y_0) = 0. \end{cases} \quad (4.41)$$

მივიღეთ სისტემა, რომლის პირველი ორი განტოლება ლოკალური ექსტრემუმის პირობების და მესამე $\psi(x, y) = 0$ განტოლების ექვივალენტურია. აქედან შეგვიძლია ვიპოვოთ (x_0, y_0, λ_0) . ამასთან $\lambda_0 \neq 0$ რამდენადაც წინააღმდეგ შემთხვევაში f ფუნქციის გრადიენტი $(x_0, y_0) \in S$ წეტრილებისათვის გაუტოლდება ნულს.

ამგვარად, ციკლური პრეფიქსის ხანგძლივობა მუდმივად ოპტიმიზირებული იქნება გადაცემის გარემოს პირობებთან დროის ნებისმიერ პერიოდში, რაც აგვაცილებს დროითი რესურსების ზედმეტ ხარჯებს და შესაბამისად გაზრდის მთლიანად სისტემის ეფექტურობას.

შემოთავაზებული მათემატიკური აპარატის ალგორითმის სახით ჩაწერა, შესაბამისი პროგრამული დამუშავება და პრაქტიკული რეალიზება პროგრამულად განსაზღვრულ რადიო პლატფორმაზე ფაქტიურად უკვე გვამღებს ახალ ტექნოლოგიას კონკრეტული შედეგებით, რაც წარმოდგენილი საკითხის კვლევის შემდეგი ეტაპია.

4.4. დასკვნები მეოთხე თავთან დაკავშირებით

1. მეოთხე თავში განხილულია გადასვლა ადაპტური ტექნოლოგიებიდან კონვენტურ - ადაპტურ ტექნოლოგიებზე. ნაჩვენებია რესურსების

ოპტიმიზირების უფრო მეტი შესაძლებლობის მქონე ალგორითმების უპირატესობა კოგნეტიური ქსელების გამოყენებით.

2. გაანალიზებულია თუ რა შედეგს მოგვცემს SDR ტექნოლოგიის გამოყენება რესურსების დაზოგვის მიზნით. განხილულია LTE ქსელში ციკლური პრეფიქსის ადაპტაციის მაგალითი და ნაჩვენებია კონკრეტული მოსალოდნელი შედეგები.

3. მიღებულია გამოსახულებები ციკლური პრეფიქსის ოპტიმალური მნიშვნელობების განსაზღვრისათვის.

დასკვნა

სადისერტაციო ნაშრომში მიღებული შედეგები შესაძლებელია გამოყენებული იყოს რეალური ქსელების მუშაობის ალგორითმებში. კერძოდ ქსელის რადიო მხარის მოდერნიზირების პროცესში, ასევე ქსელის ფუნქციონირების სხვადასხვა უბნების ანალიზის დროს. ნაშრომში მიღებული შედეგები უკვე გამოიყენება სასწავლო პროცესში როგორც სწავლების ისე სამეცნიერო კვლევებში. ნაშრომში ჩატარებული კვლევები და მიღებული შედეგები შეიძლება ასე ჩამოვაყალიბოთ:

1. გაანალიზებულია MIMO-OFDM სისტემაში პარალელური არხების ორგანიზების და ქსელის გამტარუნარიანობის გაუმჯობესების სხვადასხვა ასპექტები.

2. ჩატარებულია WMAN 802.16-2004 სტანდარტის მოდელების კვლევა. ნაჩვენებია MIMO-OFDM სისტემის ახალი სქემის ვარიანტი, მაგ. ადაპტური მოდულაციის, 4 გადამცემი და 1 მიმღები ანტენის გამოყენებით, ისე რომ მოდულაციის ცვლილებისა და ადაპტაციის ალგორითმი იყოს მანძილის ან SNR-ის ფუნქცია. მაგ. ახლო მანძილებზე გამოვიყენოთ QAM64, შემდეგ QAM16 და დაშორებულ დაფარვის ზონებში QPSK ან გაფილტრული QPSK .

3. განხილულია სიგნალების დაჯამების და გაერთიანების მეთოდები. ნაჩვენებია, რომ მათ შორის ყველაზე ეფექტურია სელექციური მიღების მეთოდის გამოყენება.

4. ჩატარებულია LTE ქსელის საბაზო სადგურიდან მობილური სადგურისაკენ დადმავალ სატრანსპორტო არხში სიგნალის მიღების პროცესების გამოკვლევა Simulink-ის მოდელის გამოყენებით[. მიღებული შედეგებით მტკიცდება მიმღებში სელექციური მეთოდის და დაძრული მოდულაციის

გამოყენების უპირატესობა. კერძოდ 30°-იანი დაძვრის შემთხვევაში მივიღეთ შეცდომების ყველაზე ნაკლები რაოდენობა.

5. განხილულია MIMO სისტემის მათემატიკური მოდელები, კერძოთ არხის შეფასების და შემთხვევითი პროცესების ანალიზის სისტემები. მოცემულია ამ მოდელების კლასიფიკაცია. ნაჩვენებია მოდელის შემუშავების მეთოდები ახალი მოდელის მაგალითზე.

6. ჩატარებულია LTE ქსელის რადიო მხარის კვლევა MATLAB-ით. მიღებულია რომ, რესურსების გამოყენების ეფექტურობის გაზრდის მიზნით მიზანშეწონილია პარამეტრების ადაპტური ცვლა.

7. განხილულია გადასვლა ადაპტური ტექნოლოგიებიდან კოგნეტურ - ადაპტურ ტექნოლოგიებზე. ნაჩვენებია რესურსების ოპტიმიზირების უფრო მეტი შესაძლებლობის მქონე ალგორითმების უპირატესობა კოგნეტური ქსელების გამოყენებით.

8. გამოკვლეულია თუ რა შედეგს მოგვცემს LTE ქსელში SDR ტექნოლოგიის გამოყენება რესურსების დაზოგვის მიზნით ციკლური პრეფიქსის ადაპტაციის მაგალითზე და შეფასებულია კონკრეტული მოსალოდნელი შედეგები.

მიღებული შედეგები შეიძლება გამოყენებული იყოს ამ მიმართულებით კვლევების გაგრძელების საფუძვლად. სადისერტაციო ნაშრომში წარმოდგენილი პრობლემების აქტუალობის განსაზრვრა და გადაჭრის გზების კვლევა მიმდინარეობდა სინფაზურად, რამაც განაპირობა ნაშრომის მეოთხე თავის შემოტანა. კერძოდ კოგნეტური ტექნოლოგიების კვლევა. ამ მიმართულებით ნაშრომში მოწოდებული მეთოდები და მიღებული შედეგები წარმოადგენს პლატფორმას LTE – სისტემების შემდგომი კვლევისათვის.

გამოყენებული ლიტერატურის სია

1. Joseph Boccuzzi. Signal Processing for Wireless Communications. McGraw-Hill Professional. 2007. P.537.
2. Tim Brown. Practical Guide to MIMO Radio Channel: with MATLAB Examples. Wiley. 2012. p.284
3. Yuan-Pei Lin, See-May Phoong, P. P. Vaidyanathan. Filter Bank Transceivers for OFDM and DMT Systems. Cambridge University Press. 2010-11-29.
4. Hermann Rohling. OFDM: Concepts for Future Communication Systems. Springer. 2011-03-29.
5. Lajos L. Hanzo. MIMO-OFDM for LTE, WiFi and WiMAX: Coherent versus Non-coherent and Cooperative Turbo Transceivers. Wiley-IEEE Press. 2010
8. Shinsuke Hara, Ramjee Prosad. Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications//Artech House Boston•London 2003. 259p.
9. В.О. Тихвинский, С.В. Терентьев, А.Б. Юрчук. Сети мобильной связи LTE – технологии и архитектура, –М.: Экотрендз, 2010. 284с
10. www. Mathworks.com
11. Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung G. Kang. MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB . Wiley. 2010. P.544
12. Biglieri E., Calderbank R., Constantinides A. MIMO Wireless Communications. Cambridge University Press 2007. P. 343
13. Alain Sibille. MIMO: From Theory to Implementation. Academic Press. 2010. p. 384
14. Volker Kuhn. Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems. John Wiley & Sons. 2006. P.388
15. Houman Zarrinkoub. Understanding LTE with MATLAB: From Mathematical Modeling to Simulation and Prototyping. Willey. 2014. P.508.
16. Dahlman E., Parkvall S., Skold J. 3G Evolution: HSPA and LTE for Mobile Broadband. Academic Press. 2008

17. В.Вишнеvский, С.Портной, И.Шахнович. Энциклопедия WiMax. Путь 4G. Техносфера. 2009. 472.
18. Erik Dahlman, Stefan Parkvall, Johan Skold . 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband, Second Edition . AP. 2013. P.544
19. Ajay R. Mishra. Fundamentals of Cellular Network Planning and Optimisation: 2G/2.5G/3G... Evolution to 4G. Wiley. 2004 p.290.
20. Maciej Stasiak. Modelling and Dimensioning of Mobile Wireless Networks: From GSM to LTE. Wiley. 2011. p340.
21. Homayoun Nikookar, Ramjee Prasad. Introduction to Ultra Wideband for Wireless Communications. Springer.2008.p 190.
22. Vahid Tarokh. New Directions in Wireless Communications Research. Springer. 2009. 496
23. Andreas F. Molisch. Wireless Communications. Wiley. 2011.884.
24. Chen Sun, Jun Cheng, Takashi Ohira.Handbook on Advancements in Smart Antenn Technologies for Wireless Networks. Information Science Reference. 2008. 584
25. Steven Powell, J. P. Shim. Wireless Technology: Applications, Management, and Security. Springer. 2009. 259.
26. F. Perez Fontan. Modeling the wireless propagation channel. A simulation approach with MATLAB. Wiley. 2008.
27. George V. Tsoulos. Adaptive Antennas for Wireless Communications. Wiley-IEEE Press. 2001. p.776.
28. Savo G. Glisic. Advanced Wireless Networks: 4G Technologies. Wiley. 2006. p.882.
29. Mihaela Cardei, Ionut Cardei, Ding-Zhu Du. Resource Management in Wireless Networking (Network Theory and Applications). Springer. 2005.p. 695.
30. John Bird. Engineering Mathematics. 4 Edition Newnes . 2003 .
31. K.A. Stroud. Advanced Engineering Mathematics. Industrial Press, Inc; 4th Revised edition edition. 2003. p.1280.

32. Tsuneyoshi Nakayama, Hiroyuki Shima. Higher Mathematics for Physics and Engineering. Springer. 2010 .p. 702.
33. Anany Levitin. Addison Wesley. Introduction to the Design and Analysis of Algorithms. 2011.p 592.
34. Hahn B.D.. Elsevier.Essential MATLAB for Scientists and Engineers. 2002. p.304.
35. Kalechman M. Practical MATLAB application for engineers. CRC Press. 2008.p. 708.
36. Brian Hahn, Dan Valentine. Essential Matlab for Engineers and Scientists. Academic Press. 2013.
37. Steven T. Karris. Introduction to Simulink with Engineering Applications. Orchard Publications. 2008. p.716.
38. Subhas Chakravarty . Technology and Engineering Applications of Simulink. InTech. 2012. p.266.
39. Chaturvedi D.K. Modeling and Simulation of Systems Using MATLAB and Simulink. CRC Press . 2010.
40. Nisha Yadav and Suman Rathi " A Comprehensive study of spectrum sensing techniques in cognitive radio" International Journal of Advances in Engineering & Technology, July2011.Vol.1,Issue3,pp.85-97
41. A. Goldsmith, " Wireless Communication" © 2005 by Cambridge University Press, p.572
42. Kwang-Cheng Chen and Ramjee Prasad, " Cognitive Radio Networks" © 2009 John Wiley & Sons Ltd. p.362
43. Alexander M. Wyglinski, Maziar Nekovee, and Y. Thomas Hou, " Cognitive radio communications and networks" © 2010 ELSEVIER Inc, p.737
44. კვიციანი შ, ბერიძე ჯ, ბურკაძე ტ. სპექტრული ეფექტურობის შეფასება მობილური კავშირის MIMO სისტემებში MATLAB-ით მოდელირებით. //მოხსენებების კრებული. საერთაშორისო სამეცნიერო კონფერენცია, "ენერგეტიკა: რეგიონული პრობლემები და განვითარების პერსპექტივები", ქუთაისი, საქართველო, 2013 - გვ. 332–336.
- 45.Kvirkvelia Sh.V., Beridze J.L.. Space-time coding in MIMO systems.//Georgian engineering news, №4, 2013. pp.26-29.

46. კვირკველია შ. ბერიძე ჯ. LTE ქსელის დადმავალი ფიზიკური არხის პარამეტრების კვლევა Matlab-ის გამოყენებით// „ინტელექტუალი“, №25. 2014. გვ.156-162.
47. .Kvirkvelia Sh.V., Kortua T.N., Beridze J.L.. Adaptive usage of main resources in MIMO - cognitive radio networks//Georgian engineering news, №2, 2014
48. კვირკველია შ. დროითი რესურსების გამოყენების ეფექტურობის გაზრდა მობილური კავშირის თანამედროვე ქსელებში პროგრამული რადიოს გამოყენებით (Software defined radio SDR).// „ინტელექტუალი“, №26. 2014.
49. E. Larsson and P. Stoica, Space-Time Block Coding for Wireless Communications. Cambridge, England:Cambridge University Press, 2003
50. Vijay K. Garg. Wireless communications and networking. © 2007 by Elsevier Inc. p.931