

ია ცქვიტინიძე

სიზნალების ფორმირებისა და დამუშავების
ახალი ალგორითმების კვლევა მოძრავი კავშირის
ტელეკომუნიკაციური ქსელებისათვის

წარმოდგენილია დოქტორის აკადემიური ხარისხის
მოსაპოვებლად

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი

თბილისი, 0175, საქართველო

----- , 2013 წელი

საავტორო უფლება © 2013, ია ცქვიტინიძე

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი
ენერგეტიკისა და ტელეკომუნიკაციის ფაკულტეტი

ჩვენ, ქვემოთ ხელისმომწერნი, ვადასტურებთ, რომ გავეცანით ია ცქვიტინიძის მიერ შესრულებულ სადისერტაციო ნაშრომს დასახელებით: „სიგნალების ფორმირებისა და დამუშავების ახალი ალგორითმების კვლევა მოძრავი კავშირის ტელეკომუნიკაციური ქსელებისათვის“ და ვაძლევთ რეკომენდაციას საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტის ენერგეტიკისა და ტელეკომუნიკაციის ფაკულტეტის სადისერტაციო საბჭოში მის განხილვას, დოქტორის აკადემიური ხარისხის მოსაპოვებლად.

თარიღი ----- 2013 წ.

ხელმძღვანელი: ტ.მ.დ.,სრ. პროფესორი ჯემალ ბერიძე

რეცენზენტი:

რეცენზენტი:

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი

2013

ავტორი: ია ცქვიტინიძე

დასახელება: სიგნალების ფორმირებისა და დამუშავების ახალი
ალგორითმების კვლევა მოძრავი კავშირის
ტელეკომუნიკაციური ქსელებისათვის.

ფაკულტეტი: ენერგეტიკისა და ტელეკომუნიკაციის

ხარისხი: აკადემიური დოქტორი

სხდომა ჩატარდა: ----- 2013 წ.

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

ია ცქვიტინიძე

ავტორის ხელმოწერა

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

ავტორი ირწმუნება, რომ ნაშრომში გამოყენებული საავტორო
უფლებებით დაცულ 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
პასუხისმგებლობას.

რეზიუმე

სადისერტაციო ნაშრომში წარმოდგენილია სიგნალების ფორმირებისა და დამუშავების ახალი ალგორითმები, მათი კვლევა მოძრავი კავშირის სისტემებისათვის. ნაშრომი შედგება შესავლისაგან, 4 თავისაგან, დასკვნისაგან და გამოყენებული ლიტერატურისაგან.

პირველ თავში წარმოდგენილია 3G თაობის მობილური სატელეკომუნიკაციო სისტემები. კერძოდ, დახასიათებულია 5 არსებული სტანდარტი: UMTS/IMT-2000, W-CDMA, CDMA2000, DECT და PHS. შედარებულია მათი ძირითადი პარამეტრები, მოყვანილია ფიზიკური არხის სტრუქტურა სისტემაში UTRA/IMT-2000, ასევე სპექტრის გაფართოებისა და მოდულაციის აუცილებლობის მნიშვნელობა. აქვე განხილულია 3,5G თაობის მობილური კავშირის სისტემები, მათი გარდამავალი პოზიცია 3G და 4G სისტემებს შორის. დასაბუთებულია 4G თაობის მობილური სისტემების დანერგვის აუცილებლობა არსებულ ტექნოლოგიებთან შედარებით, მათი მნიშვნელობა მომსახურების ხარისხის დონის ამაღლების თვალსაზრისით, ასევე აუცილებლობა თანამედროვე მულტიმედიის ტექნოლოგიის განვითარების მიზნით. მოყვანილია სხვადასხვა ტელეკომუნიკაციური ტექნოლოგიების შესაძლებლობების გამომსახველი დიაგრამა.

მეორე თავში განხილულია 3G და 4G თაობის მობილურ სისტემებში გამოყენებული კოდირების მეთოდები. კერძოდ, ტურბოკოდირება, სივრცით-დროითი ბლოკური კოდირება, სივრცით-დროითი გისოსისებრი კოდირება. გაანალიზებულია მათი გამოყენების აუცილებლობა ზემოაღნიშნული სიხშირის არხებში წარმოქმნილი მიყუჩებების პროცესების გასანეიტრალებლად. წარმოდგენილია ტურბოკოდების მოდელირების შედეგები და მათი შედარება უბრალო ხვევად კოდებთან. ტურბოკოდირება დახასიათებულია, როგორც შეცდომების მძლავრი მაკორექტირებელი საშუალება, რომელიც შესაძლებლობას იძლევა, რაც შეიძლება მეტად მიუუახლოვდეთ არხის გამტარუნარიანობას.

მესამე თავში განხილულია სივრცით-დროითი კოდები გადაცემის მაღალი სისწრაფის მქონე 4G თაობის მობილურ სისტემებში. დახასიათებულია სივრცით-დროითი კოდირებები MIMO სისტემებში მრავალრიცხოვანი ანტენების გამოყენებით, რაც მნიშვნელოვან როლს ასრულებს კოდური მოგებისა და განცალკევების მოგების მისაღებად. შედარებულია სივრცით-დროითი ბლოკური და გისოსისებრი კოდების მახასიათებლები. წარმოდგენილია MIMO ტექნოლოგიის თავისებურებები და შესაძლებლობები, რაც იძლევა არხის ხელშეშლამდგრადობის მნიშვნელოვნად გაზრდის საშუალებას. ამ თავში მოყვანილია სივრცით-დროითი კოდირების პრინციპი სხვადასხვა რაოდენობის ანტენების მაგალითზე (ანტენების სხვადასხვა კონფიგურაციით). აქვე გაანალიზებულია MIMO სიგნალების დამუშავების ალგორითმი მიმღებ მხარეზე. კერძოდ, D-BLAST და V-BLAST მოდიფიკაციები და მათი შედარება.

მეოთხე თავში განხილულია არხის ხელშეშლამდგრადობის გაზრდის მეთოდები მოდულაციის სხვადასხვა მეთოდის გამოყენებით სივრცით-დროითი კოდირების დროს. წარმოდგენილია სისშირული არხების ორთოგონალური მულტიპლექსირება OFDM, რომელიც წარმოადგენს გადაცემის სისწრაფის გაზრდის ყველაზე თანამედროვე მეთოდს, როგორც „დაღმავალ“, ისე „აღმავალ“ არხებში. წარმოდგენილია ალამოუტის სივრცით-დროითი ბლოკური კოდირება STBC, 2 გადამცემი და ერთი მიმღები ანტენის მაგალითზე. შედარებულია მოდულაციის სხვადასხვა სახეები არხის ხელშეშლამდგრადობის თვალსაზრისით. კერძოდ, QAM და QPSK მოდულაციების უპირატესობა BPSK მოდულაციასთან შედარებით უსადენო ტელეკომუნიკაციებში. მოცემულია მოდელირების შედეგები ალამოუტის მიერ შემუშავებული კონფიგურაციის მიხედვით, რის საფუძველზეც, ჩვენს მიერ შემუშავებული კონფიგურაციის მიხედვით ჩატარებულია მოდელირება. შედეგად მიღებულია ენერგეტიკული მოგება 1 დბ არსებულ მოდელებთან შედარებით. აღსანიშნავია, რომ შედეგები მიღებულია პროგრამა მათლაბის

საშუალებით ჩატარებული მოდელირებით. აქვე ნაჩვენებია, რომ მიღებული ენერგეტიკული მოგება შეიძლება გამოყენებული იქნას რადიოდაფარვის ზონის გაზრდისათვის, რაც საშუალებას იძლევა რადიოტალღები გავრცელდეს უფრო დიდ მანძილზე. ე.ი. გაიზარდოს ფიჭის რადიუსი. ანუ ტერიტორიის დაფარვისათვის გამოყენებული იქნას ნაკლები რაოდენობის საბაზო სადგურები. რადიოტალღებზე მოქმედი ფაქტორების მიერ გამოწვეული მიღების შესაფასებლად განხილულია დღეისათვის გამოყენებული მოდელები: ოკამურა-ჰატას, უოლფიშ-იკეგამისა და COST-Hata-ს მოდელი. გამოთვლების შედეგები იძლევა გარკვეული ტერიტორიის დაფარვისათვის საჭირო საბაზო სადგურების შემცირების შესაძლებლობას, ე.ი. ეკონომიურ ეფექტს.

Abstract

In dissertation work there are presented new algorithms of signal formation and processing, their research for moving connecting systems. Work consists of introduction, 4 chapters, conclusion and applied literature.

In the first chapter there are presented mobile communication systems of 3G generation. Privately, there are characterized 5 existing standards: UMTS/IMT – 2000, W-CDMA, CDMA2000, DECT and PHS. There is to be compared their basic parameters, structure of physical canal is taken in the system UTRA/IMT-2000, also the importance of spectrum widening and modulation. Hereby there is discussed mobile connecting systems of 3,5 G generation, their transitive position between 3G and 4G systems. There is proved the necessity of setting mobile systems of 4G generation compared with existing technologies, their importance from the standpoint of enhancing of service quality, also necessity for the purpose of modern multimedia technology development. There is given the diagram expressing abilities of different telecommunication technologies.

In the second chapter there is discussed the coding methods used in mobile systems of 3G and 4G generations. Privately, turbocoding, space-time blocking coding, space-time lattice coding. There is analyzed the necessity of their usage of neutralization of created calming processes in canals of highest frequency. There is presented modeling results of turbocodes and their comparison with simple wrapping up codes. Turbocoding is characterized as the kind of strong correcting mean of mistakes giving possibility to reach the canal conductivity as more as possible.

In the third chapter, there are discussed space-time codes of higher quickness in mobile systems of 4G generation. There are characterized the space-time codes in MIMO systems, by using numerous antennas, that makes important role for receiving coding profit and separation profit. There is compared the character features of space-time blocking and lattice codes. There is presented the features of MIMO technology and possibilities giving chance of increasing stability against canal obstacles. In this chapter there is given the principle of space-time coding on the example of different number of

antennas (with different configuration of antennas). Hereby there is analyzed the algorithm of MIMO signal processing on the side of recipient. Privately, D-BLAST and V-BLAST modifications and their comparison.

In the forth chapter there is discussed the methods of increasing stability against obstacles of the canal during using different modulation of space-time code. There is presented orthogonal multiplexation OFDM of frequency canals, that is the most modern method of increasing transmission speed, in “falling” and ”ascending” canals. There is presented Alamaut space-time blocking coding STB, 2 on the example of transmitting and one receiver antenna. There are compared different kinds of modulations from the standpoint of stability against canal obstacles. Privately advantageous of QAM and QPSK modulation compared with BPSK modulation in wireless telecommunications. There are the results of modeling, in accordance with carried out configuration by Alamaut. As a result, there is got energetic profit compared with models of 1 DB. There should be mentioned, that the results are got from modeling carried out by the program Matlaba. Hereby there is showed that received energetic profit may be used for increasing radio covering zone that gives possibility to spread radio waves on greater distance. That is to increase cellular radius, in other words for covering territory there should be used less basic stations. There is discussed the models for assessment of caused running used for today by acting radio factors on radio waves: Calculated results give possibility to decrease necessary basic stations or economical effect.

შინაარსი

შესავალი -----	xvi
1. თაზი – 3G თაობის მობილური სატელეკომუნიკაციო სისტემები -	22
1.1 მობილური სისტემები UMTS/IMT-2000 -----	23
1.2. ფიზიკური არხები -----	26
1.3. სპექტრის გაფართოება და მოდულაცია -----	27
1.4. 3G თაობის სისტემებიდან გადასვლა 4G თაობის სისტემებზე-----	29
1.5. დასკვნა -----	35
2. თაზი - კოდირების მეთოდები 3G - 4G თაობის მობილურ სისტემებში -----	36
2.1. კოდირება პირდაპირ არხში (საბაზო სადგურიდან – მობილურ სადგურამდე BS-MS) -----	37
2.2. ხვევადი კოდირება. ტურბოკოდირება -----	39
2.3. ტურბოკოდის კოდერი -----	41
2.4. ტურბოკოდის დეკოდერი -----	43
2.5. ტურბოკოდების გამოყენება არხებში ადითიური თეთრი ხმაურით და ორობითი ფაზური მოდულაციით. -----	44
2.6. დასკვნა -----	49
3. თაზი - სივრცით-დროითი კოდები გადაცემის მაღალი სიჩქარის მქონე 4 თაობის მობილურ სისტემებში -----	51
3.1. სივრცით-დროითი ბლოკური კოდირება -----	53
3.2. სივრცით-დროითი გიხოსისებრი კოდები -----	58
3.3 MIMO ტექნოლოგიის თავისებურება და მისი შესაძლებლობები ----	60
3.4. MIMO სიგნალების დამუშავების ალგორითმი მიმღებ მხარეზე -----	72
3.5. დასკვნა -----	76
4. თაზი - ხელშეწყობამდგრდობის ბაზრდის მეთოდები მოდულაციის სხვადასხვა სახის გამოყენებით სივრცით-დროითი კოდირების	

ღრღს	76
4.1. OFDM (სისწირული არხების ორთოგონალური მულტიპლექსირება)	77
4.2. მაქსიმალური თანაფარდობის კომბინირების MRC მეთოდი	79
4.3. ალამოუტის სივრცით-დროითი ბლოკური კოდირება STBC	81
4.4. მიმღები ალამოუტის სივრცით-დროითი ბლოკური კოდირებით STBC	84
4.5. რადიოდაფარვის გაზრდა სიგნალების დამუშავების ახალი ალგორითმების გამოყენებით ახალი თაობის მობილური კავშირის ქსელებში	93
4.6. დასკვნა	101
5. დასკვნა	103
6. დასკვნა	105
7. გამომყენებული ლიტერატურა	107

ცხრილების ნუსხა

ცხრილი 1.1 - UTRA/IMT-2000 სისტემის ძირითადი პარამეტრები	---	25
ცხრილი 1.2. - 4G სისტემის ძირითადი პარამეტრები	-----	33
ცხრილი 4.1 - საბაზო და მობილური სადგურების განლაგებისათვის დასაშვები პარამეტრები	-----	97
ცხრილი 4.2. - რადიოდაფარვის მანძილის დამოკიდებულება საშუალო მილევაზე	-----	98
ცხრილი 4.3. - რადიოტალღების მილევის საშუალო სიღრმის დამოკიდებულება რადიოდაფარვის მანძილზე	-----	100

ნახაზების ნუსხა

ნახ. 1.1. სპექტრის განაწილება სისტემაში UTRA და IMT-2000 -----	24
ნახ. 1.2. ფიზიკური არხის სტრუქტურა UTRA/IMT-2000 სისტემებში-----	27
ნახ. 1.3. მობილური კავშირის სისტემებში არსებული და ახალი ტექნოლოგიები. -----	30
ნახ. 1.4. შეტყობინებათა გადაცემის სხვადასხვა ტექნოლოგიების სინქარული შესაძლებლობები -----	31
ნახ. 2.1. ხვევადი კოდის კოდური. -----	40
ნახ. 2.2. ტურბოკოდერის სქემა -----	42
ნახ. 2.3. ტურბოკოდის დეკოდერის სქემა -----	43
ნახ. 2.4. ტურბოკოდების მახასიათებლები იტერაციის სხვადასხვა რაოდენობის დროს. -----	45
ნახ. 2.5. ტურბოკოდების მახასიათებლები ამოვარდნებით და ამოვარდნების გარეშე. -----	46
ნახ. 2.6. ტურბოკოდების მახასიათებლები შემადგენელი კოდების დეკოდირების სხვადასხვა ალგორითმებისათვის. ---	47
ნახ. 2.7. ტურბოკოდების მახასიათებლები კადრის სხვადასხვა სიგრძის დროს. -----	48
ნახ. 2.8. ტურბოკოდების მახასიათებლები რელიეს სხვადასხვა არხში. -----	49
ნახ. 3.1. კოდური და განცალკევების მოგება. -----	52
ნახ. 3.2. ხვედრითი სისწრაფის დამოკიდებულება სიგნალ/ხელშეშლის ფარდობაზე -----	53
ნახ. 3.3. სივრცით-დროითი G2,G3,G4 კოდების მახასიათებლების შედარება 1 ბიტ/წმ გამტარუნარიანობით, ერთი მიმღები ანტენის გამოყენებით,	

არხებისათვის არაკორელირებული რელეური მილევიტ. -----	55
ნახ. 3.4. სივრცით-დროითი G2,G3,G4 კოდების მახასიათებლების შედარება 1 ბიტ/წმ გამტარუნარიანობით, ორი მიმღები ანტენის გამოყენებით არხებისათვის არაკორელირებული რელეური მილევიტ.-----	56
ნახ. 3.5. სივრცით-დროითი G2,G3,G4,H3,H4 კოდების მახასიათებლების შედარება 3 ბიტ/წმ გადაცემის სიჩქარით ერთი მიმღები ანტენის გამოყენებით არხებისათვის არაკორელირებული რელეური მილევიტ -----	57
ნახ. 3.6. სივრცით-დროითი G2,G3,G4,H3,H4 კოდების მახასიათებლების შედარება 3 ბიტ/წმ გამტარუნარიანობით ორი მიმღები ანტენის გამოყენებით არხებისათვის არაკორელირებული რელეური მილევიტ. -----	58
ნახ. 3.7. კავშირის სისტემების ბლოკ-სქემა განცალკევებაზე დაყოვნებით. -----	60
ნახ. 3.8. STC ალგორითმის გამარტივებული სქემა -----	62
ნახ. 3.9. ქსელის ფიზიკური არხების ფორმირების სქემა MIMO ტექნოლოგიით -----	63
ნახ. 3.10. სიგნალების სივრცით-დროითი კოდირების პრინციპი ორი ანტენით -----	64
ნახ. 3.11. ორ ელემენტური სისტემის ჯამური გამოსხივების მიმართულება -----	66
ნახ. 3.12. სიგნალის გარდაქმნის სქემა სივრცით-დროითი კოდირების დროს -----	68
ნახ. 3.13. სიგნალის გარდაქმნის სქემა სივრცით-დროითი კოდირების დროს -----	71

ნახ.4.1. QPSK სიმბოლოთა მიმდევრობის გადაცემის განსაკუთრებულობა სისტემებში რადიონტერფეისებით OFDMA და SC-FDMA -----	78
ნახ.4.2. MRC მეთოდის დაბალსიხშირული წარმოდგენა 2 მიმღები ანტენის გამოყენებით -----	80
ნახ. 4.3. 2 გადამცემი და 1 მიმღები ანტენა. ალამოუტის სივრცით-დროით ბლოკურ კოდირება -----	83
ნახ. 4.4. ალამოუტის ორანტენიანი მიმღებ-გადამცემი . -----	83
ნახ. 4.5. OFDM პრინციპი სივრცით-სიხშირული კოდირებით ალამოუტის მიხედვით. -----	88
ნახ. 4.6. ენერგეტიკული მოგება სიგნალ/ხელშეშლა STBC /MIMO სქემის გამოყენებით რელიეს არხში. -----	89
ნახ. 4.7. მონაცემთა გადაცემის პიკური სიჩქარის დამოკიდებულება სიგნალ/ხელშეშლაზე ხაზში “ზემოთ” არხი სიგანით 20მჰც -	90
ნახ. 4.8. მონაცემთა გადაცემის პიკური სიჩქარის დამოკიდებულება სიგნალ/ხელშეშლაზე ხაზში „ქვემოთ” არხი სიგანით 20მჰც -	91
ნახ. 4.9. შეცდომის ალბათობის დამოკიდებულება სიგნალ-ხელშეშლის ფარდობაზე BPSK ორობითი ფაზური მოდულაციის დროს ალამოუტის სივრცით-დროითი ბლოკური კოდირებით STBC რელიეს არხში 2x1 -----	92
ნახ. 4.10. შეცდომის ალბათობის დამოკიდებულება სიგნალ-ხელშეშლის ფარდობაზე BPSK ორობითი ფაზური მოდულაციის დროს ალამოუტის სივრცით-დროითი ბლოკური კოდირებით STBC რელიეს არხში 4x3. -----	93

დისერტაციაში გამოყენებული აბრევიატურები

- LTE - Long Term Evolution- ახალი თაობის მობილური კავშირის სისტემა
- MIMO – Multiple Input Single Output - შესასვლელების სიმრავლე
გამოსასვლელების სიმრავლე.
- MMSE - Minimum Mean Squared Error – სიგნალების წრფივი დეტექტირება
საშუალო-კვადრატული შეცდომის მინიმუმის კრიტერიუმით
- QRM-MLD – (QR decomposition and the M-algorithm – Maximum
Likelihood Detection) -სიგნალების არაწრფივი დეტექტირება
მაქსიმალური მიახლოების კრიტერიუმით
- W-CDMA – Wideband Code Division Multiple Access – ფართოხოლოვანი
მრავალჯერადი მიღწევა არხების კოდური დაყოფით
- OFDM - Ortogonal Frequency Division Multiplexing- სიხშირული არხების
ორთოგონალური მულტიპლექსირება
- STBC- Space-Time Block Coding – სივრცით-დროითი ბლოკური კოდირება
- QPSK- Quaternary Phase-Shift Modulation – კვადრატურული ფაზური
მოდულაცია
- BPSK- Binary Phase-Shift Keying – ორობითი ფაზური მანიპულაცია
- QAM - Quaternary Amplitude Modulation – კვადრატურული ამპლიტუდური
მანიპულაცია
- SC-FDMA - Single Carrier-Frequency Division Multiple Access – მრავლობითი
მიღწევა არხების სიხშირული დაყოფით ერთ გადამტან სიხშირეზე
- BRAN - Broadband Access Networks – ფართოხოლოვანი მიღწევადი ქსელები
- MAP - Maximum A posteriori Probability – აპოსტერიორული სინამდვილის
მაქსიმუმი.
- SOVA – Soft Output Viterbi Algorithm – ვიტერბის ალგორითმი რბილი
გამოსასვლელით.

შესავალი

პრობლემის დასმა და მისი აქტუალობა

მოძრავი კავშირი წარმოადგენს ტელეკომუნიკაციისათვის მნიშვნელოვან სექტორს. კავშირის ინფრასტრუქტურის განვითარებაში დიდი როლი შეასრულა რადიოტექნოლოგიამ. კერძოდ, მოძრავი კავშირის რადიოტექნოლოგიებმა, რომლებსაც აქვს შესამჩნევი უპირატესობა სადენიან კავშირთან შედარებით ღირებულების, სისწრაფის, მომსახურების დანახარჯებისა და მოქნილობის მიხედვით. ამასთან, რადიოტექნოლოგიის გამოყენება აბონენტს აძლევს საშუალებას დაამყაროს კავშირი ნებისმიერ დროს და ნებისმიერი ადგილიდან, ნებისმიერ სხვა (მოძრავ ან სტაციონალურ) აბონენტთან.

ტელეკომუნიკაციური ქსელების განვითარების ახალი ეპოქის დასაწყისად მიჩნეულია მე-20 საუკუნის 70-იანი წლები, როდესაც დაიწყო კომპიუტერული ტექნიკის სწრაფი დანერგვა და საჭირო გახდა ამ ტექნიკური საშუალებების გაერთიანება – ქსელების შექმნა. ეს პროცესი გრძელდება დღემდე თანაც ზვავისებურად. ყოველივე ამან გამოიწვია ის, რომ თუ 50 წლის წინ ტელეკომუნიკაციური ქსელების ტრაფიკის 100% შეადგენდა ბგერითი (სატელეფონო) ტრაფიკი, ამჟამად არსებული სტატისტიკის თანახმად [1] სატელეფონო ტრაფიკი შეადგენს მხოლოდ 20%. ტელეკომუნიკაციური ქსელები თანდათან გადაიქცა მულტისერვისულ ქსელებად. ტრაფიკის დანარჩენი 80% მოდის ვიდეოინფორმაციისა და მონაცემების ტრაფიკზე, რომლებიც მომხმარებლისათვის წარმოადგენენ ან ქმნიან მომსახურების ახალ სახეებს. ეს პროცესი კიდევ უფრო ღრმავდება, რაც თავის მხრივ იწვევს საინფორმაციო ნაკადების განუხრელ ზრდას და ამ ნაკადების საბოლოო მომხმარებლამდე (სააბონენტო ტერმინალამდე) მიყვანის აუცილებლობას.

საინფორმაციო ტექნოლოგიების (IT- Information Technology) ინდუსტრიაში ტელეკომუნიკაციურმა ქსელებმა დაიკავეს უმნიშვნელოვანესი ადგილი და

ასრულებენ ინფორმაციის მიტანის ფუნქციას წყაროდან მიმღებამდე საჭირო სიჩქარით, გარანტირებულად და უსაფრთხოდ [2].

ნებისმიერი ტელეკომუნიკაციური ქსელი შეიძლება წარმოდგენილი იქნას ორი ძირითადი ქსელის საბაზო (CN-Core Network) და მიღწევის (AN-Access Network) ქსელის ერთობლიობით. მულტისერვისული ტელეკომუნიკაციური ქსელების განვითარება ცვლის როგორც საბაზო, ასევე მიღწევის ქსელების აგებისა და განვითარების იდეოლოგიას. ასე, მაგალითად, არსების კომუტაცია ქსელებში, რომელზეც ძირითადად სატელეფონო შეტყობინებების მიმოცვლა იყო ორიენტირებული, იცვლება პაკეტური კომუტაციით, რაზეც ორიენტირებულია მონაცემთა გადაცემა. მომსახურების მომხმარებლის სურვილი და უფლებაა მომსახურება მიიღოს დედამიწის ნებისმიერ წერტილში (ზღვაზე, ხმელეთზე და ჰაერში), სტაციონალურად და ნებისმიერი სისწრაფით მოძრაობისას. ამ ყველაფერმა განაპირობა IT ტექნოლოგიებში ისეთი მომსახურების ჩამოყალიბება, როგორიცაა მონაცემების გადაცემა მობილური ტერმინალებისათვის გარკვეული სიჩქარით და მონაცემის ამ ნაკადით მომსახურების სხვადასხვა სახეების მიწოდება მომხმარებლისათვის.

რადიო ტექნოლოგიების ფართო დანერგვისათვის ხელშემშლელ ფაქტორს წარმოადგენს სიხშირული რესურსების შეზღუდულობა, ამიტომ გადაცემის სისწრაფის გაზრდისათვის რჩება მეორე გზა - სპექტრალური ეფექტურობის გაზრდა. თავის მხრივ, სპექტრალური ეფექტურობის გაზრდა მოითხოვს მრავალპოზიციანი ამპლიტუდური ან ფაზური მოდულაციების გამოყენებას. ამ შემთხვევაში კი საგრძნობლად მცირდება გადაცემული სიგნალის ხელშეშლამდგრადობა (ენერგეტიკული ეფექტურობა) [3].

უკანასკნელ წლებში, 3G ტექნოლოგიებიდან 4G ტექნოლოგიებზე გადასვლის აუცილებლობამ ტელეკომუნიკაციური ტექნოლოგიების სფეროში დაკავებული მეცნიერების წინაშე დააყენა სპექტრალური ეფექტურობის და ენერგეტიკული ეფექტურობის ერთდროული, მრავალჯერადი გაზრდის პრობლემა. ამ პრობლემის გადაწყვეტამ უნდა უზრუნველყოს WiFi და Wimax

ქსელებში გადაცემის სისწრაფე 100 მბიტ/წმ (Downlink-მიმართულებით ქვევით), ხოლო LTE - ქსელებში ჯერ რამდენიმე ასეული მბიტ/წმ, შემდგომში კი (2020 წლისათვის) - 1 გბიტ/წმ. ცხადია, ასეთი კოლოსალური სიჩქარეების მიღწევისათვის საჭიროა მყარი, მეცნიერული საფუძვლების შექმნა და ეს უპირველესად უნდა წარმოადგენდეს გადასაცემი სიგნალების ეფექტური კოდირების მეთოდების ძებნას.

მაღალეფექტურ მობილურ ტექნოლოგიებში ამჟამად გამოიყენება და შემდგომი კვლევის პროცესში იმყოფება გადასაცემი სიგნალების კოდირების მრავალი მეთოდი [1,2,3,4] რომელთაგან მე-4 თაობის მობილური ტექნოლოგიებისათვის უპირატესობა ენიჭება ტურბოკოდირებას, სივრცით-დროითი ბლოკური კოდირებას, სივრცით-დროითი გისოსისებრი კოდირებას, სივრცით-დროითი კოდირებას სფერული დეკოდირებით. ამასთან, აღსანიშნავია, რომ სივრცით-დროითი კოდები (როგორც ორთოგონალური ისე არაორთოგონალური) ეფექტურია მხოლოდ MIMO სისტემების გამოყენების შემთხვევაში. წინამდებარე ნაშრომში ჩატარებულია სივრცით-დროითი ბლოკური კოდების, სივრცით-დროითი გისოსისებრი კოდების ეფექტურობის კვლევა. ასევე შემუშავებულია MIMO სიგნალების დამუშავების ალგორითმი მიმღებ მხარეზე [1,2].

სამუშაოს მიზანი – სადისერტაციო სამუშაოს მიზანია სპექტრალური და ენერგეტიკული ეფექტურობის გაზრდა სივრცით დროითი კოდირებისა (ბლოკური და გისოსისებრი) და MIMO სისტემების (OFDM მოდულაციით) გამოყენებით; მიღებული თეორიული შედეგების შემოწმება კომპიუტერული მოდელირების საშუალებით.

მეცნიერული კვლევის მეთოდები – სამუშაოს ძირითადი შედეგები მიღებულია ციფრული კავშირის თეორიის, ალგორითმების თეორიის, მათემატიკური სტატისტიკისა და კომპიუტერული მოდელირების (Matlab-ის გამოყენებით) საფუძველზე.

კვლევებისათვის სადისერტაციო სამუშაოში გამოყენებულია შემდეგი მათემატიკური აპარატები: რიცხვითი მეთოდების თეორია და წრფივი

აღგებრა, ტელეკომუნიკაციის თეორია, ალბათობის თეორია და მათემატიკური სტატისტიკა, ხელშეშლებამდგრადი კოდირების თეორია [8].

სამუშაოს სამეცნიერო სიახლე:

1. დამუშავებული და გამოკვლეულია ახალი სივრცით-დროითი კოდებით მომუშავე MIMO სისტემებში 4 გადამცემი და 3 მიმღები ანტენით, რომლებიც იძლევიან სხვა არსებულ (გამოკვლეულ) კოდებთან შედარებით ≈ 1 დბ ენერგეტიკულ მოგებას.

2. გამოკვლეულია MIMO სისტემების მიმღებ მხარეზე D-BLAST და V-BLAST ალგორითმების გამოყენების ეფექტურობა გადამცემი და მიმღები ანტენების სხვადასხვა რაოდენობისათვის, მაგრამ პირობის დაცვით $N_{\text{მიმღ}} < N_{\text{გად}}$.

3. დამუშავებულია გადამცემის პიკური სიჩქარის არხში სიგნალ/ხელშეშლის ფარდობაზე დამოკიდებულების განსაზღვრის მეთოდი და მიღებულია კონკრეტული შედეგები MMSE (Minimum Mean Squared Error – სიგნალების წრფივი დეტექტირება საშუალო-კვადრატული შეცდომის მინიმუმის კრიტერიუმით) და QRM-MLD(სიგნალების არაწრფივი დეტექტირება მაქსიმალური მიახლოების კრიტერიუმით) მეთოდების გამოყენებით [9].

ნაშრომის პრაქტიკული მნიშვნელობა

1. დამუშავებული სივრცით-დროითი ბლოკური და სივრცით-დროითი გისოსისებრი კოდების MIMO სისტემებთან ერთად გამოყენების ალგორითმები, საშუალებას იძლევა რაოდენობრივად იქნას შეფასებული გადამცემის სიჩქარის გაზრდის მნიშვნელობები კოდირების კონკრეტული პარამეტრების დროს.

2. MIMO სიგნალების მიღების დამუშავებული ალგორითმები საშუალებას იძლევიან შერჩეული იქნას მიღების მეთოდების მოდიფიკაციები გადამცემის სიჩქარის რეალიზაციის სირთულესთან დამოკიდებულებით.

3. დამუშავებულ სივრცით-დროითი კოდების MIMO სისტემებში გამოყენება საშუალებას იძლევა კავშირის არხებში შეცდომის ალბათობით $5 \cdot 10^{-3}$ ალამოუტის ალგორითმთან შედარებით მიღწეული იქნას ენერგეტიკული მოგება (0,8÷1,0).დბ.

4. დისერტაციაში მიღებული პრაქტიკული შედეგები შეიძლება გამოყენებული იქნას მე-4 თაობის მობილური ქსელების პროექტირების პროცესში კონკრეტული რადიოარხების დროს გადაცემის საჭირო სიხარის მისაღებად.

დისერტაციის აპრობაცია – დისერტაციის ძირითადი დებულებები მოხსენებული იქნა შემდეგ კონფერენციებში:

1. ცქვიტინიძე ი.ვ., ბერიძე ჯ.ლ., „ტურბოკოდების გამოყენება მობილური კავშირის სისტემების პირდაპირ არხებში.“ საერთაშორისო კონფერენცია „საინფორმაციო და კომპიუტერული ტექნოლოგიები, მოდელირება, მართვა“, თბილისი, 2010წ.
2. ბერიძე ჯ. , ცქვიტინიძე ი. „მობილური კავშირის LTE ტექნოლოგია IT სფეროში“ საერთაშორისო კონფერენცია „მართვის ავტომატიზირებული სისტემები“, თბილისი, 2011წ.

დისერტაციის ძირითადი დებულებები გამოქვეყნებულია:

1. Цквитинидзе И. В., Способы организации речевой связи по сетям передачи данных с пакетной коммутацией, «Georgian engineering news», (GFID) № 1, 2004г. стр. 157-159. , <http://www.mmc.net.ge/gen>
2. ცქვიტინიძე ი.ვ., ინტერნეტ-ტელეფონის სისტემა-მომავლის სატელეფონო ქსელი, „ინტელექტი“, № 1, , თბილისი, 2004 წ. გვ. 56-58.
3. ცქვიტინიძე ი.ვ., ბერიძე ჯ.ლ., ტურბოკოდების გამოყენება მობილური კავშირის სისტემების პირდაპირ არხებში. საერთაშორისო კონფერენცია

„საინფორმაციო და კომპიუტერული ტექნოლოგიები, მოდელირება, მართვა“, „შრომები“ , თბილისი, 2010წ. გვ 41-43.

4. ბერიძე ჯ. , ცქვიტინიძე ი. „მობილური კავშირის LTE ტექნოლოგია IT სფეროში“ საერთაშორისო კონფერენცია „მართვის ავტომატიზირებული სისტემები“, „შრომები“ , №1(10) თბილისი, 2011 წ. გვ. 275-279.

5. ცქვიტინიძე ი., ბერიძე ჯ., „სივრცით-დროითი კოდირების მეთოდი ფართოზოლოვან უგამტარო მობილურ ქსელებში (BWN-Broadband Wireless Network)“ , „ინტელექტუალი“, №19, თბილისი, 2012წ. გვ. 271-281.

6. ცქვიტინიძე ი.ვ., ბერიძე ჯ.ლ. , „რადიოდაფარვის გაზრდა სიგნალების დამუშავების ახალი ალგორითმების გამოყენებით ახალი თაობის მობილური კავშირის ქსელებში“, «Georgian engieerenring news», №2 (vol.62), 2012წ. გვ. 26-28.

7. ცქვიტინიძე ი.ვ., ბერიძე ჯ.ლ., „სივრცით-დროითი კოდირება მონაცემთა გადაცემის მაღალსიხქარულ სისტემებში“, Georgian engieerenring news», №2 (vol.62), 2012წ. გვ. 29-33.

I თავი

3G თაობის მობილური სატელეკომუნიკაციო სისტემები

მესამე თაობის მობილური სისტემების ევოლუცია დაიწყო 80-იანი წლების ბოლოს, როდესაც ტელეკომუნიკაციის საერთაშორისო კავშირის რადიოკომუნიკაციის სექტორის კვლევითმა ჯგუფმა - ITU-R-TG (International Telecommunication Unions Radiocommunication Sector Task Group) ჩამოაყალიბა მოთხოვნა მესამე თაობის მობილურ რადიოსისტემებზე FPLMTS (Future Public Land Mobile Telecommunication System). მსოფლიო ადმინისტრაციულ რადიოტექნიკურ კონფერენციაზე (1998 წელი) FPLMTS – თვის გამოყოფილი იქნა სისშირული ზოლები: 1885-2025 და 2110-2200 მჰც. 2000 წელს აბრევიატურა FPLMTS იქნა შეცვლილი IMT-2000-ით (International Mobile Telecommunication System – საერთაშორისო მობილური ტელეკომუნიკაციური კავშირის სისტემები) [10]. გარდა იმისა, რომ ეს სისტემა უზრუნველყოფს მომსახურებას გადაცემის სიჩქარით რამოდენიმე კბიტ/წმ-დან 2მბიტ/წმ-მდე, IMT-2000 გვთავაზობს კავშირის უზრუნველყოფას ნებისმიერ პირობებში რადიოტალღების გავრცელებით, როგორც შენობის შიგნით, ისე გარეთ და მოძრავ ობიექტებში (ავტომობილებში, თვითმფრინავებში და ა.შ.).

სტანდარტიზირებული გადაწყვეტილებების უმეტესობა დამყარებულია რეგიონალური ფართოზოლოვანი მრავალმიღწევადი სისტემის აგების პრინციპზე არხების კოდური დაყოფით W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access), რაც განპირობებულია მათი თვისებებით, რომლებიც აკმაყოფილებს 3G თაობის ტელეკომუნიკაციის სისტემების ძირითად მოთხოვნებს. [5÷10]

W-CDMA სისტემა გამოირჩევა მოქმედების ფართო ზონით გავრცელების სხვადასხვა პირობებში და მაღალი გამტარუნარიანობით. ამ სისტემაში სისშირეების განაწილება გამარტივებულია გამოყოფილი სისშირული დიაპაზონის მრავალი მიზნით გამოყენების გამო. CDMA-ს

დადებით მხარეს წარმოადგენს მრავალსიხივიან მიღეგასთან შეწინააღმდეგების უნარი, რაც მიიღწევა RAKE დემოდულატორის საშუალებით, რომელიც აკუმულირებას უკეთებს სხვადასხვა გზიდან მიღებული სიგნალების ენერჯიას. ყველა ამ თვისების გამო სისტემებმა მიიღო სახელწოდება: UMTS Terrestrial Radio Access (UTRA), Wideband – CDMA(W-CDMA) და cdma2000 [11].

1.1. მობილური სისტემები UMTS/IMT-2000

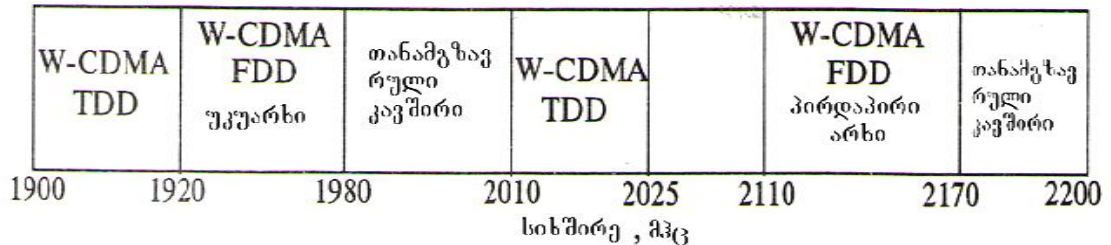
3G თაობის მობილური კავშირის ტექნოლოგიები – მომსახურებათა ნაკრებია, რომლებიც აერთიანებს როგორც მაღალსიხივიან მობილურ მიღწევას ინტერნეტის ქსელის მომსახურებით, ასევე რადიოკავშირის ტექნოლოგიას, რომელიც ქმნის მონაცემთა გადაცემის არხს [1].

მესამე თაობის მობილური კავშირი იგება მონაცემთა პაკეტური გადაცემის საფუძველზე. მე-3 თაობის ქსელები როგორც წესი მუშაობენ დაახლოებით 2გჰც სიხშირეზე, მონაცემთა გადაცემის სიჩქარით 2 მბიტ/წმ. ისინი ორგანიზაციას უკეთებენ ვიდეოსატელეფონო კავშირს, სატელევიზიო გადაცემების მიღებას დაბალი ხარისხით.

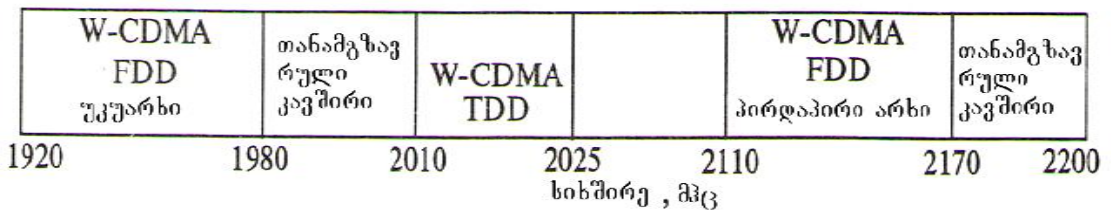
3G მოიცავს 5 სტანდარტს: IMT-2000(UMTS/WCDMA, CDMA2000/IMT-MC, TD-CDMA/TD-SCDMA (ჩინეთის საკუთარი სტანდარტი), DECT და UMC-136). მსოფლიოში უფრო მეტად გავრცელებულია UMTS (ან W-CDMA) და CDMA2000(IMT-MC), რომლის საფუძველსაც წარმოადგენს CDMA (მრავალ-ჯერადი მიღწევა არხების კოდური დაყოფით).

მობილური სისტემა UMTS/IMT-2000-ს არ შეუძლია მთლიანად გამოიყენოს 3G გამოყოფილი სიხშირული სპექტრი, ამ დიაპაზონში განლაგებულია სისტემები DECT და PHS. სისტემაში გამოიყენება როგორც სიხშირული დუბლექსი (FDD) ისე დროითი დუბლექსი (TDD). სიხშირული დუბლექსის დროს გამოიყენება სიხშირული ზოლები 1920-1980 და 2110-2170

მგჰც, FDD პირდაპირი და უკუკავშირის არხებით ინფორმაციის სხვადასხვა ზოლში გადაცემით. ამავე დროს სისტემაში TDD გამოიყენება მხოლოდ ერთი ზოლი (ნახ.1.1).



სპექტრის განაწილება სისტემაში UTRA



სპექტრის განაწილება სისტემაში IMT-2000

ნახ.1.1. სპექტრის განაწილება სისტემაში UTRA

და IMT-2000

საბოლოო გამოკვლევებმა გვიჩვენა, რომ TDD სისტემა FDD სისტემაზე უკეთესია CDMA-ს ადაპტური მოდემების რიცხვის გაზრდისას, ისე, როგორც პირდაპირი და უკუარხის ურთიერთობის შენაცვლება შეიძლება იყოს გამოყენებული მოდემის ისეთი პარამეტრების შერჩევისას, როგორცაა გადაცემის სისწრაფე და სიმბოლოზე ბიტების რაოდენობა. ეს სისტემას აძლევს საშუალებას, რაც შეიძლება პროდუქტიულად გამოიყენოს არხის გამტარუნარიანობა, ანუ გაზარდოს ეფექტურობის მაჩვენებელი ბიტ/წმ/ჰც.

ცხრ.1.1-ში მოყვანილია UTRA/IMT-2000 სისტემის ძირითადი პარამეტრები.

UTRA/IMT-2000 სისტემის ძირითადი პარამეტრები

რადიომილწევის ტექნოლოგია	FDD: DS-CDMA TDD: TDMA/CDMA
მიღების არე	სათავსოს შიგნით და გარეთ, მანქანაში
ჩიპური გადაცემის სიხარე (მეგაჩიპ. რაოდენობა 1წმ-ში)	UTRA: 4.096/8.192/16384 IMT-2000: 1.024/4.095/8.192/16384
არხის ზოლი (მჰც)	UTRA: 5/10/20 IMT: 1.25/5/10/20
ნაიკვისტის პარამეტრი (არჩევითობის კოეფიციენტი)	0,22
დუბლექსური რეჟიმები	FDD და TDD
მონაცემთა გადაცემის საარხო სისწრაფე (კბიტ/წმ)	FDD – პირდაპირი არხი: 16/32/64/128/256/512/1024 FDD – უკუარხი: 16/32/64/128/256/1024/2048 TDD – პირდაპირი და უკუარხი: 512/1024/2048/4096
ფრეიმის (ბლოკის) სიგრძე	10 მწმ
გაფართოების კოეფიციენტი	FDD: ცვლადი 4-დან 256-მდე. TDD: ცვლადი 2-დან 16-მდე
დეტექტირების სქემა	კოპერენტული, პილოტ-სიმბოლოების დროითი მულტიპლექსირებით
შიდა მომსახურება (მართვა ფიჭის შიგნით)	FDD: ასინქრონული, TDD: სინქრონული
გამოსხივების მართვა სიმძლავრით	ღია და დახურული მარყუჟი
გადასაცემი სიგნალის სიმძლავრის დინამიკური დიაპაზონი.	80 დბ – პირდაპირი არხი 30 დბ – უკუ არხი
მომსახურების გადაცემა	პროგ. გადაცემა, სიხშ. მიხედვით გადაც.

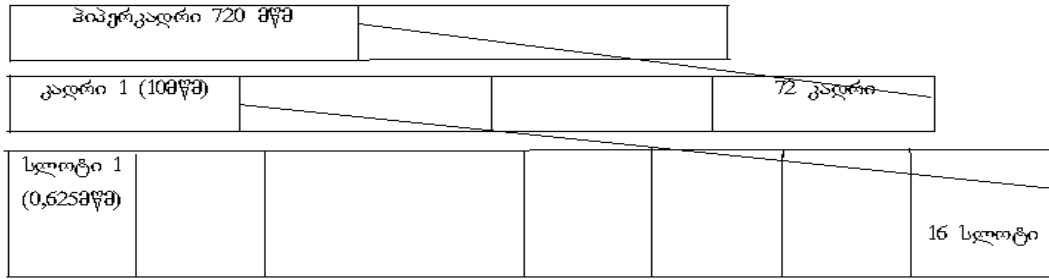
სისტემები UTRA/IMT-2000 აკმაყოფილებენ 3G სისტემების მიმართ წაყენებულ მოთხოვნებს, ისინი უზრუნველყოფენ მომხმარებელს მონაცემთა გადაცემის სიჩქარით 2 მგბიტ/წმ-ზე მეტი და მომსახურების მაღალი ხარისხით. ამ ამოცანის გადაწყვეტა შეიძლება ცვალებადი გაფართოების კოეფიციენტის – OVSF მქონე ორთოგონალური კოდებით. მეორე თაობის IS-95 სისტემებისაგან განსხვავებით, რომელთაც აქვთ საერთო პილოტ-არხები, მესამე თაობის სისტემებს UTRA/IMT-2000 პილოტ-სიმბოლოები შეაქვთ მომხმარებლის მონაცემთა ნაკადში. რაც განაპირობებს ადაპტური ანტენების გამოყენებას საბაზო სადგურში [1].

სისტემის გამართული მუშაობისათვის, როგორც ძირითადი სათავსოს პირობებში შიგნით ისე სათავსოს გარეთ, შიდაფიჭური ასინქრონული მართვა ხდება FDD რეჟიმში. ამასთან, არ არის საჭირო სინქრონიზაციის გარე წყაროები. თუმცა TDD რეჟიმში ფიჭური უჯრედის შიგნით სინქრონიზაცია აუცილებელია იმისათვის, რომ არსებობდეს სრული მიღწევა მეზობელი საბაზო სადგურების დროით ინტერვალებთან მომსახურების გადაცემის დროს. ეს მიღწევა საბაზო სადგურებს შორის სინქრონიზაციით.

რადიომიღწევის ტექნოლოგია ძირითადად ეხება ღია სისტემების ურთიერთქმედების მოდელის ISO/OSI (International Standardization Organization/Open Systems Interconnection) ფიზიკურ დონეს, შემოთავაზებულია საერთაშორისო სტანდარტიზაციის ორგანიზაციის ISO მიერ.

1.2. ფიზიკური არხები

სატრნსპორტო არხების ორგანიზაციისათვის იყენებენ ფიზიკურ დონეს, რომელშიც ინფორმაცია წარმოდგება იერარქიული სტრუქტურის მქონე კადრების სახით (ნახ. 1.2), რაც მსგავსია მრავალჯერადი მიღწევის GSM სისტემის სტრუქტურისა დროითი დაყოფით.



ნახ. 1.2. ფიზიკური არხის სტრუქტურა UTRA/IMT-2000 სისტემებში

როგორც ნახაზიდან ჩანს, UTRA/IMT-2000 სისტემებში ჰიპერკადრი შედგება 72 რადიოკადრისაგან. თითოეული მათგანი დაყოფილია 16 დროით ინტერვალად (სლოტად). თითოეული ინტერვალის ხანგრძლივობაა 0,625 მწმ. ამასთან, რადიოკადრის ხანგრძლივობა 10 მწმ-ია, ხოლო ჰიპერკადრის ხანგრძლივობა – 720 მწმ. რადიოკადრის ხანგრძლივობა ემთხვევა სალაპარაკო კადრის ხანგრძლივობას. ეს ფორმატი მოსახერხებელია მობილურ სისტემებში ვიდეოსაუბრების დასამყარებლად [11,12].

FDD რეჟიმში ფიზიკური პირდაპირი არხი განისაზღვრება ფსევდოშემთხვევითი მიმდევრობით (მისამართის კოდით) და სიხშირით.

TDD რეჟიმში ფიზიკური არხი განსაზღვრულია თავისი ფსევდოშემთხვევითი მიმდევრობით, სიხშირითა და დროითი ინტერვალით.

1.3. სპექტრის გაფართოვება და მოდულაცია

DS-CDMA (Direct Sequence CDMA) სისტემის ხარისხი შეზღუდულია ინტენფერენციით. [1] ინტენფერენციის დიდი ნაწილი ჩნდება იმავე ფიჭის ფარგლებში სხვა მომხმარებლის სიგნალების შედეგად, ასევე მეზობელი ფიჭების მომხმარებლების სიგნალების გამო. ასეთი ინტენფერენცია ცნობილია მრავალმიღწევადი ჯგუფური ინტენფერენციის სახელით MAI (Multiple Access Interference) .

MAI-ს ურთიერთინტენფერენციის შემცირების მიზნით და ასევე ხარისხის და გამტარუნარიანობის გაუმჯობესების მიზნით IMT-2000/UTRA სისტემის ფიზიკურ არხს აფართოებენ ორი სხვადასხვა კოდის გამოყენებით: გაფართოების კოდებითა (spreading codes) და მასკრემბლირებელი კოდებით (scrambling codes). უნდა აღვნიშნოთ, რომ IS-95 CDMA მრავალმიღწევად სისტემაში კოდური დაყოფით პირდაპირ არხში გამოიყენება 3 სხვადასხვა ორთოგონალური კოდი: უოლშის 64 ელემენტის კოდი, სინფაზური და კვადრატურული კოდირება ფსევდოშემთხვევითი მიმდევრობებით და PNI და PNQ-კოდები (“მოკლე” სიგრძით 32768 ელემენტი და “გრძელი” სიგრძით $2^{42} - 1$ ელემენტი). IS-95 “მოკლე” კოდები სპეციფიურია თითოეული ფიჭისათვის და ერთნაირია როგორც პირდაპირ არხში, ისე უკუარხში ფიჭის უჯრედისათვის, მაშინ როცა “გრძელი” კოდები სპეციფიურია მომხმარებლებისათვის და იდენტურია პირდაპირ და უკუარხებში. მრავალმიღწევადი სისტემები cdma2000 კოდური დაყოფით, ძალიან ჰგავს IS-95 სტანდარტს.

W-CDMA - მრავალჯერადი ფართოზოლოვანი მიღწევა კოდური დაყოფით რადიონტერფეისის ტექნოლოგიაა, რომელიც იყენებს ორ ფართო ზოლს – სიგანით 5 მჰც. W-CDMA (3GPP Release-4), მუშაობს დიაპაზონში 1900-2100 მჰც. იგი არჩეულია მობილური ოპერატორების მიერ, ფართოზოლოვანი რადიომიღწევისათვის 3G მომსახურების უზრუნველყოფისათვის. ეს ტექნოლოგია ოპტიმიზირებულია მაღალსიხარიანი მულტიმედია ვიდეოს ტიპის მომსახურების უზრუნველსაყოფად, ინტერნეტში მიღწევისათვის და ვიდეოკონფერენციისათვის; უზრუნველყოფს მიღწევის სიხარეს 2 მბიტ/წმ-მდე მოკლე მანძილებზე და 384 კბიტ/წმ დიდ მანძილებზე სრული მობილურობით. ასეთი სიდიდის მონაცემთა გადაცემის სიხარის მიღწევა ითხოვს სიხარის ფართო ზოლს, ამიტომ W-CDMA სიხარული ზოლის სიგანე შეადგენს 5 მჰც [13]. W-CDMA პერსპექტიულია ქსელური რესურსების გამოყენების მიზნით და გლობალური ურთიერთშეთავსებადობისათვის.

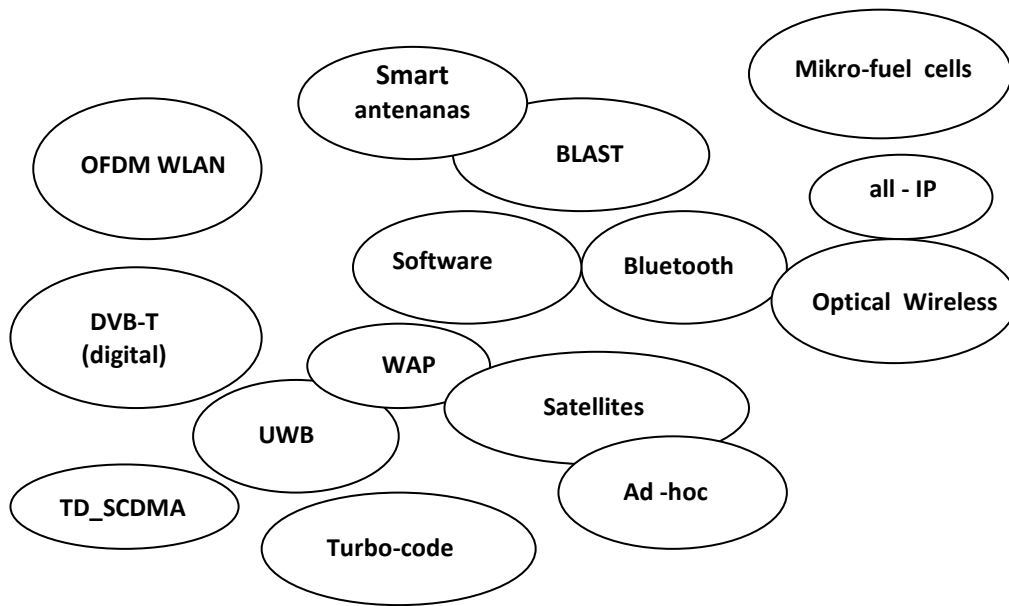
3,5G – ეს არის მობილური კავშირის მესამე თაობა, მაღალი სიჩქარით, მაგრამ 4G თაობაზე გაცილებით დაბალი. ამ თაობას მიეკუთვნება ტექნოლოგიები, რომლებიც უზრუნველყოფენ მონაცემთა პაკეტურ გადაცემას სიჩქარით 14,4 მბიტ/წმ. მაგრამ პრაქტიკაში ეს სიჩქარე შეადგენს 3,6 მბიტ/წმ-ს. ეს ტექნოლოგია წარმოადგენს გარდამავალს 3G-სა და 4G-ს შორის.

1.4. 3G თაობის სისტემებიდან გადასვლა 4G თაობის სისტემებზე

მიუხედავად იმისა, რომ 3G-ს აქვს აუცილებელი პარამეტრები. იმისათვის, რომ გახდეს კომერციული, წარმოება უკვე ამზადებს საფუძველს მომავალი უსადენო კავშირის ტექნოლოგიებისათვის, რომელიც ამჟამად აღინიშნება, როგორც 4G თაობის სისტემები.

4G ტექნოლოგიები ითავსებს ინტერაქტიურ მულტიმედიაურ მომსახურებას, ისეთს, როგორცაა ტელეკონფერენცია და უკაბელო ინტერნეტი. მას აქვს გაცილებით ფართო სიხშირული ზოლი. საჭირო ხარისხი არ შეიძლება იქნას უზრუნველყოფილი 3G თაობის სისტემებით. სისტემების ანალიზმა აჩვენა, რომ 4G თაობის სისტემები იქნება უფრო იაფი, ვიდრე 3G. ისინი შეიქმნებიან უკვე არსებულ ქსელებზე და არ დაჭირდებათ სერიოზული დანახარჯები ახალი ინფრასტრუქტურების ასაგებად. არ იქნება საჭირო ძვირადღირებული სიხშირული ზოლის შექმნა, რამდენადაც მისი დიდი ნაწილი არალიცენზირებულია. ნახ. 1.3-ზე ნაჩვენებია არსებული ტექნოლოგიებიდან ზოგიერთი, რომელთაც შეიძლება დიდ გავლენა ჰქონდეთ 4G თაობის სისტემებზე [14].

გაცილებით მნიშვნელოვანია ის, რომ 4G ტექნოლოგია დაინერგება თანდათან, არსებული სტანდარტების გამოყენებით, სასარგებლო გამოცდილების დაგროვებით და არსებული სტანდარტების მკვეთრი შეცვლის გარეშე [15].



ნახ.1.3. მობილური კავშირის სისტემებში არსებული და ახალი ტექნოლოგიები.

OFDM WLAN – უსადენო ქსელები, ორთოგონალური სიხშირული მულტიპლექსირების მეთოდის გამოყენებით.

DVB- T - ციფრული მიწისზედა სატელევიზიო მაუწყებლობა;

UWB- ზეფართოხოლოვანი გადაცემის ტექნოლოგია;

TD-SCDMA- სიგნალების პირდაპირი დროითი დაყოფის ტექნოლოგია დროითი მულტიპლექსირებით;

Smart antenanas – ინტელექტუალური ანტენები;

BLAST- ბელის ლაბორატორიაში (აშშ) შექმნილი სივრცითი მულტიპლექსირების ტექნოლოგია;

Software radio – პროგრამული რადიო;

WAP-მობილური მიღწევა ინტერნეტში;

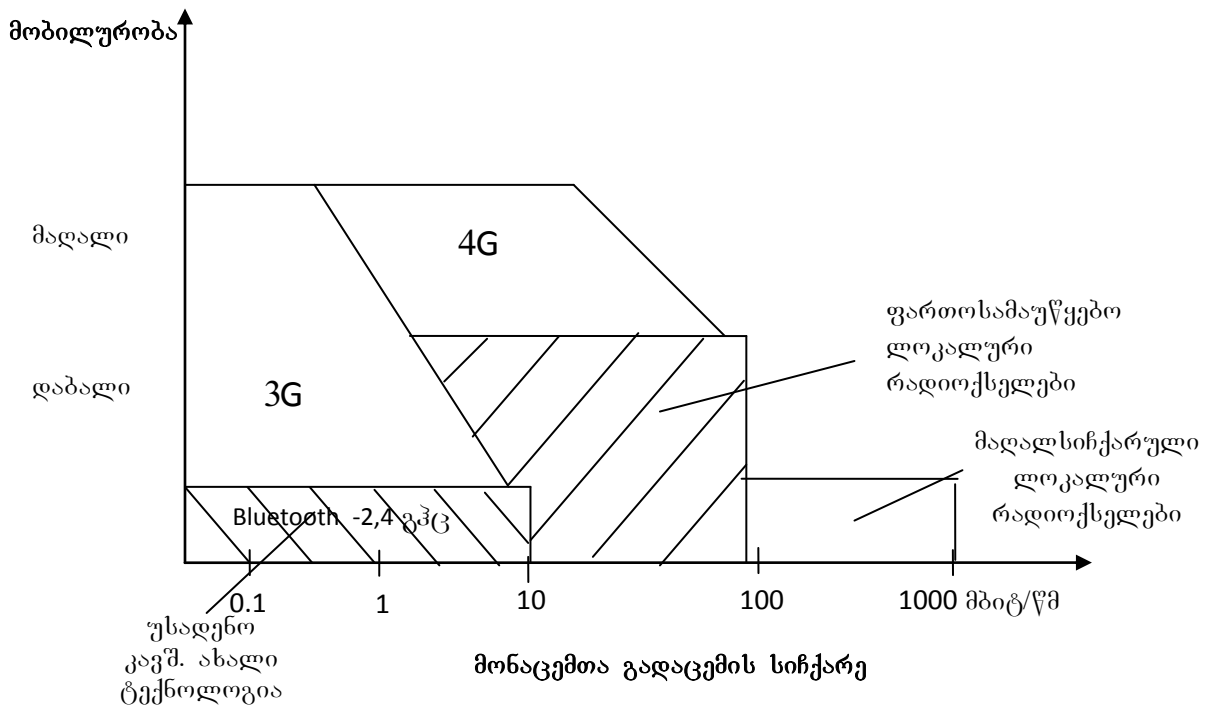
Turbo-code – ტურბოკოდები;

Bluetooth- მონაცემთა გადაცემის უგამტარო ტექნოლოგია ახლო მანძილებისათვის;

Satellites - თანამგზავრები;

Mikro-fuel cells- მიკროფიჭური სისტემები;

4G სისტემები უზრუნველყოფენ მონაცემების გადაცემას 100 მბიტ/წმ სიჩქარით. მიუხედავად იმისა, რომ 4G სისტემებთან დამოკიდებულებაში ამჟამად ბევრი გაურკვეველობაა, ექსპერტთა უმრავლესობის აზრით, 4G სისტემების ძირითადი განსაკუთრებულობა იმაში მდგომარეობს, რომ ისინი უზრუნველყოფენ თავისუფალ „გადაადგილებას“ სხვადასხვა სტანდარტებს შორის, ასევე კომპიუტერული ქსელების, თანამგზავრული კავშირის სისტემების, აუდიო და ვიდეო ინფორმაციების მიმოცვლას მომხმარებლებს შორის და ა.შ. რაც აუცილებლად გახდის საჭიროს გამოყენებული იქნას ახალი ტექნოლოგიები და ინტელექტუალური ტერმინალები. სხვადასხვა ტელეკომუნიკაციური ტექნოლოგიების შესაძლებლობების გამომსახველი დიაგრამა მოყვანილია ნახ. 14.-ზე. [16].



ნახ.14. შეტყობინებათა გადაცემის სხვადასხვა ტექნოლოგიების შესაძლებლობები

4G სისტემების განსაკუთრებული თავისებურებანი:

- მოიცავს მრავალ სხვადასხვა ტიპის სისტემებსა და მოწყობილობებს;
- შეიცავს კავშირს მანქანა-მანქანა;
- სხვადასხვა ბიზნეს-დანართებს;
- მობილობის, სისწორული დიაპაზონისა და მომსახურების ხარისხის (QoS) პროტოკოლების მრავალსახეობა;
- საიდუმლოება და უსაფრთხოება;
- დინამიური ქსელური და საჰაერო ინტერფეისები;
- მოცულობის გაზრდის შესაძლებლობა;
- სპექტრის უფრო მეტად ეფექტური და დინამიური გამოყენება.

4G სისტემებისათვის გამოყოფილი გადაცემის სიხარები შეიძლება მიღწეული იქნას W-OFDM სქემის საშუალებით. ლოკალური ქსელების სქემა ფართოზოლოვანი ორთოგონალური მულტიპლექსირებით და სისწორული დაყოფით W-OFDM (Wi-LAN's Wideband Ortogonal Freequency Division Multiplexing)–ეს არის სქემა, რომელიც იძლევა მაღალ სისწორეებზე მონაცემთა მაღალსიხარიანი კოდირებული ნაკადების ერთდროული გადაცემის საშუალებას. ეს უზრუნველყოფს დიდ უსაფრთხოებას, გადასაცემი მონაცემების მოცულობის გაზრდას და გამოყოფილი სისწორული ზოლის უფრო ეფექტურად გამოყენებას. ცხრილ 1.2.-ში მოცემულია 4G სისტემების ძირითადი პარამეტრები, რომლებიც ასახავენ განსხვავებას 3G და 4G სისტემებს შორის. ამჟამად, W-OFDM ტექნოლოგია გამოიყენება ფართოზოლოვან უგამტარო ლოკალურ ქსელეში WLAN. იგი ადაპტირებულია მცირე სიმძლავრის მრავალწერტილიანი ქსელების რეალიზაციისათვის, უზრუნველყოფს მინიმალურ ინტერფერენციას ურთიერთდაკავშირებულ ქსელებთან [17,18].

4G სისტემის ძირითადი პარამეტრები

სიხშირული დიაპაზონი	2-8 გჰც
სიხშირული ზოლი	5-20 მჰც
გადაცემის სიჩქარე	100 მბიტ/წმ
მიღწევა	MC-CDMA(OFDM , CDMA-ს გამოყენებით) ან OFDM
შეცდომების პირდაპირი შესწორება, განმეორებითი გადაცემის (FEC) მოთხოვნის გარეშე	ჯაჭვური კოდირების სქემები
გადართვა	პაკეტური
გადაადგილების მაქსიმალური სიჩქარე	200 კმ/სთ

W-OFDM ტექნოლოგიის დამოუკიდებელ არხებს შეუძლიათ მუშაობა ერთი სიხშირული ზოლის ფარგლებში. ასევე ერთი და იმავე სიხშირულ დიაპაზონში მუშაობის საშუალებას აძლევს მრავალწერტილოვან ქსელებსა და „წერტილი-წერტილი“ ტიპის მაგისტრალურ სისტემებს. OFDM სისტემა დროითი დაყოფით (TDD) 512 ქვეგადამტანით TDD სისტემებით და არხის სიხშირული ზოლით 5 მჰც, საშუალებას იძლევა მივიღოთ მონაცემთა გადაცემის სიჩქარე 8 მბიტ/წმ სტაციონალურ ტერმინალებთან და 1 მბიტ/წმ მობილურ ტერმინალებთან. ამასთან, მიღევის კოეფიციენტი ნაკლებია 20 დბ-ით, ვიდრე W-CDMA–ს რეალიზაციის დროს. ცხადია, რომ 4G სისტემები ბაზირებული იქნება მიღწევის ახალ ტექნოლოგიაზე. ვარაუდობენ, რომ 4G სისტემისათვის 2÷8 გჰც სიხშირეთა დიაპაზონში გამოყოფილი და გამოყენებული იქნება სიხშირული ზოლები სიგანით

5-დან 20 მჰც-მდე. ამ სპექტრის ნაწილი უკვე გამოყენებულია, ამიტომ, რომ არ შეიქმნას სისშირული განლაგების პრობლემა, ოპერატორები მიმართავენ გაქირავებას და თანამშრომლობას. ამასთან, მეტად მნიშვნელოვანია, ის რომ არ დაირღვეს შეთავსება არსებულ 2G და 3G CDMA სისტემებთან და უზრუნველყოფილი იქნას მიღწევა ფართოხოლოვან (Broadband Access Networks - BRAN) ქსელებთან, OFDM-ის გამოყენებით [19,20,21].

სისტემის სისშირული რესურსების ეფექტური გამოყენებისათვის მიმართავენ სისშირეთა სწრაფ და ნელ გადართვას (ნახტომებს). ამასთან, არა არის აუცილებელი, რომ ქვედიაპაზონები იყოს ერთნაირი, რაც იძლევა საშუალებას ქვეგადამტანები წარმოდგენილი იქნას ვიწროხოლოვანი სამსახურებისთვის IS-95 ტიპის ან CDMA სისტემისათვის მრავალი გადამტანით. გადამტანების რიცხვი საკმაოდ დიდია და განისაზღვრება სპექტრის გაფართოების კოეფიციენტების სიმრავლით. ტრადიციულ სისტემებისათვის გამოყოფილი უნდა იყოს რიგი სისშირული დიაპაზონებისა. მრავალმიღწევად სისტემებს შეუძლიათ გამოყოფილი სისშირული დიაპაზონის ეფექტური გამოყენება. მაგალითად, ტექნოლოგიები LAS (Large Area Synchronization) – CDMA ხასიათდება სინქრონიზაციის დიდი დიაპაზონით და მრავალმიღწევადობით, კოდური დაყოფით, რომელიც იძლევა მონაცემთა გადაცემის საშუალებას 5,53 მჰც სისშირულ ზოლში და შესაძლებელია გამოყენებული იქნას მრავალი მომხმარებლის მიერ ერთდროულად. ეს ტექნოლოგია აერთიანებს CDMA-სა და TDD-ს. ამასთან არ საჭიროებს სისშირული დიაპაზონის დამატებას მონაცემთა გადაცემის მომსახურებათა ახალი სახეების დასამატებლად და ბგერის გადასაცემად. მოცემული ტექნოლოგია თავსებადია IS-95, IS-41 და უგამტარო GSM სისტემებთან. LAS-CDMA იყენებს სპექტრის გაფართოებისა და ინტელექტუალური კოდირების ახალ ტექნოლოგიებს, სკობს ინტენფერენციას, რომელიც წარმოიქმნება ადგილობრივი და მეზობელი ფიჭების სიგნალების გავლენით. საბოლოო შედეგი მიიღწევა კორელაციის კოეფიციენტის გადაცემით. კოდირება და სპექტრის

გაფართოება ამცირებს ინტენფერენციას კოდირების ორი დონის გაერთიანებით, რომლებიც იწოდება LA და LS კოდებად. გადაცემის დროს ინტელექტუალური კოდების გამოყენებისას, სისტემა LAS-CDMA ოპტიმიზაციას უკეთებს სპექტრს, რაც ზრდის მიღების ეფექტურობას. ამასთან, ხდება მონაცემთა და სალაპარაკო შეტყობინებების დაყოფა [22].

1.5. დასკვნა

1. 3G მოიცავს 5 სტანდარტს: IMT-2000(UMTS/WCDMA, CDMA2000/IMT-MC, TD-CDMA/TD-SCDMA (ჩინეთის საკუთარი სტანდარტი), DECT და UMC-136). მსოფლიოში უფრო მეტად გავრცელებულია UMTS (ან W-CDMA) და CDMA2000(IMT-MC), რომლის საფუძველსაც წარმოადგენს CDMA (მრავალ-ჯერადი მიღწევა არხების კოდური დაყოფით). აქედან უპირატესობა ენიჭება UMTS (ან W-CDMA)-ს. W-CDMA პერსპექტიულია ქსელური რესურსების გამოყენების მიზნით და გლობალური ურთიერთთავსებადობისათვის. იყენებს სიხშირულ ზოლს 5 მგჰც.

2. 3G-დან 4G ტექნოლოგიებზე გადასვლის დროს განსაკუთრებული ყურადღება ექცევა მულტიმედიაური მომსახურების უზრუნველყოფას, ისეთს, როგორიცაა ტელეკონფერენცია და უკაბელო ინტერნეტი. საჭირო ხარისხი ამ დროს არ შეიძლება იქნას უზრუნველყოფილი 3G თაობის სისტემებით. სისტემების ანალიზმა აჩვენა, რომ 4G თაობის სისტემები იქნება უფრო იაფი, ვიდრე 3G. ისინი შეიქმნებიან უკვე არსებულ ქსელებზე და არ დაჭირდებათ დიდი დანახარჯები ახალი მოწყობილობების ასაგებად, არ იქნება საჭირო ძვირადღირებული სიხშირული ზოლის შექმნა, რამდენადაც მისი დიდი ნაწილი არალიცენზირებულია.

II თავი

კოდირების მეთოდები 3G -4G თაობის მობილურ სისტემებში

3G თაობის მობილური კავშირის სისტემები უზრუნველყოფენ ქსელის აბონენტამდე ციფრული ნაკადის მიყვანის სისწრაფეს 2მბიტ/წმ. ამასთანავე, სხვადასხვა შეზღუდვების არსებობის გამო, კერძოდ დოპლერის ეფექტის არსებობის გამო მოძრავ ტერმინალებთან, რომელთა გადაადგილებას სიჩქარე აღემატება 100-120კმ/სთ-ში, აბონენტთან მიყვანილი ინფორმაციის სიჩქარე შემოისახვრება 380კბიტ/წმ-ით. რაც შეეხება 4G თაობის სისტემებს აქ ინფორმაციის სიჩქარე მიყვანილი აბონენტამდე არსებული სტანდარტებით უნდა შეადგენდეს 20 მბიტ/წმ-ს და მეტს. ასეთი მაღალი სიჩქარით ინფორმაციის მიყვანას წინ უდგას უამრავი წინააღმდეგობა რაც გამოიხატება ზემოაღნიშნულ სიხშირეებზე (1 გჰც-ზე ზევით) რადიოტალღების სწრაფ მიღებაში ქალაქის ტერიტორიაზე, დიდი რაოდენობით წინააღმდეგობების არსებობის გამო, რაც იწვევს არეკლილი ე.წ. ექო სიგნალების დიდ სიმრავლეს, შემდეგ სიმბოლოებში დიდ ინტენფერენციებს და ა.შ. ამ წინააღმდეგობების დასაძლევად ყველაზე სწორი მიდგომაა ხელშეშლებამდგრადი კოდირება-დეკოდირების გამოყენება. ამასთანავე, კოდირების არსებული ალგორითმები, რომლებიც კარგად მუშაობდნენ არხებში სიგნალ/ხელშეშლის ფარდობის მაღალი მნიშვნელობების პირობებში, ცუდ შედეგებს იძლევიან, არხებში სიგნალ/ხელშეშლის ფარდობის შედარებით დაბალი მნიშვნელობებისათვის. ამასთანავე, ზემოაღნიშნული სიხშირის არხებში უფრო მკვეთრად არის გამოხატული ე.წ. მიყუჩების პროცესები, რომელთათვისაც საჭიროა მის გასანეიტრალებლად საჭირო ეფექტური კოდირების მეთოდების გამოყენება. ყველა ახალი მიდგომა ხელშეშლებამდგრადი კოდირებისადმი გამოიხატება ისეთი ახალი კოდირების სისტემების შექმნა-გამოყენებაში, როგორებიცაა ტურბოკოდირება, სივრცით-დროითი

ბლოკური კოდირება, სივრცით-დროითი გისოსისებრი კოდირება, სივრცით-დროითი კოდირება სფერული დეკოდირებით და სხვა [23,24,25].

ცხადია, სივრცით-დროითი კოდირებები ძირითადი მეთოდებია ისეთ ახალ სისტემებში, როგორებიცაა MIMO სისტემები, ორთოგონალურ-სიხშირულ OFDM მულტიპლექსირებასთან ერთად. საერთოდ, ყველა სახის კოდირება გამოყენებული 4G თაობის სისტემებში (ნაწილობრივ 3G თაობის) დაფუძნებულია კასკადურ კოდირებაზე, როცა საარსო სიგნალი ინფორმაციის წყაროდან მიმდებამდე გადაცემის პროცესში განიცდის მიმდევრობით რამოდენიმე კოდირება-დეკოდირების ოპერაციას. ამის ნათელი მაგალითია ტურბოკოდირება, რომელიც ფაქტიურად წარმოადგენს ხვევადი კოდირების კერძოდ, RSC რეკურსიული სიტემატური ხვევადი კოდირების ნაირსახეობას. მობილური კავშირის ქსელებში, რადიოარხებისათვის დამახასიათებელი ხელშეშლების, არხებს შორის ურთიერთხელშეშლებისა და მრავალი სხვა ფაქტორის გამო ადგილი აქვს გადასაცემი შეტყობინებების დამახინჯებას. მის წინააღმდეგ გამოიყენება ხელშეშლებამდგრადი კოდირება, რომელიც გადასაცემი შეტყობინების სინამდვილის ამადლების ეფექტური საშუალებაა. ყველა ცნობილი კოდები შეიძლება დაიყოს ორ ჯგუფად: ბლოკური კოდები, რომლებშიც კოდირება და დეკოდირება ხორციელდება ბლოკის (კოდური კომბინაციის) საზღვრებში და უწყვეტი კოდები, რომელთა გამოყენებისას კოდირება და დეკოდირება წარმოებს უწყვეტად, ბლოკებად დაყოფის გარეშე. უწყვეტ კოდებს შორის განსაკუთრებული ყურადღება ექცევა ხვევადი კოდებს.

2.1. კოდირება პირდაპირ არხში (საბაზო სადგურიდან – მობილურ სადგურამდე BS-MS)

კოდირება პირდაპირ არხში მიმდინარეობს უოლშის კოდის საშუალებით, რომელიც ზრდის ინფორმაციული ნაკადის სისწრაფეს

9,6 კბიტ/წმ-დან 1,2288 მბიტ/წმ-მდე. საბაზო სადგურის გადამცემის მიერ სიგნალის ფორმირებაში მონაწილეობს რიგი მოწყობილობებისა:

- ბგერითი კოდერი, რომელსაც მიეწოდება მეტყველების სიგნალი. მაგალითად, CDMA სისტემის არხების საშუალებით ბგერითი სიგნალის გადასაცემად გამოიყენება ვოკოდერები წრფივი წინასწარი წინასწარმეტყველებით და კოდური აღგზნებადობით (CELP – Code Excited Liner Prediction). შემომავალი ციფრული ნაკადი იყოფა 20 მწმ სიგრძის პაკეტებად და მიეწოდება ხვევად კოდერს.
- ხვევად კოდერის გამოსასვლელზე ბიტების რიცხვი ორმაგდება და შესაბამისად ორმაგდება ინფორმაციული ნაკადის სისწრაფე.
- გადაჯვარედინების ბლოკი, რომლის დანიშნულებაცაა რადიოარხში არსებულ შეცდომების პაკეტებთან ბრძოლა.
- შიფრატორი, არასანქცირებული მოსმენისაგან დასაცავად. ამ დროს ინფორმაციას ემატება 42 ბიტი სიგრძის ფსევდომიმდევრობა (ნილაბი), რომლის ცოდნა აუცილებელია დეკოდირებისათვის მიმღებ მხარეზე.
- მოდულაციის ბლოკი, რომლის გამოსასვლელზე ჩამოყალიბდა გადასაცემი რადიოსიგნალი.

საბაზო სადგურის გადამცემის მიერ სიგნალის ფორმირების მოწყობილობის ერთ-ერთ ძირითად ბლოკს წარმოადგენს ხვევადი კოდერი. მის გამოსასვლელზე ბიტების რიცხვი ორმაგდება ($r=1/2$) და შემავალი 9,6 კბიტ/წმ სიჩქარის დროს გამომავალი სიჩქარე ტოლია 19,2 კბიტ/წმ. [1,24].

2.2. ხვევადი კოდირება. ტურბოკოდირება.

ხვევადი კოდები ხასიათდება კოდური სისწრაფით $r=k/n$. ბლოკური კოდებისაგან განსხვავებით, აქ k და n აღნიშნავს შესაბამისად ხვევადი კოდერის შესასვლელებისა და გამოსასვლელების რაოდენობას. ხვევადი კოდი შეიძლება წარმოდგენილი იქნას წარმომქმნელი პოლინომებისაგან $\mathcal{G}^{(p,q)}(D)$ ($p=1,2,\dots,k-1$, $q=1,2,\dots, n-1$) შედგენილი $n \times k$ მატრიცის სახით. ხვევადი კოდერის აგებისათვის აუცილებელია k ძვრის რეგისტრები. ამ რეგისტრების ჯამურ სიგრძეს M_c ეწოდება კოდერის მესხიერება [25].

ხვევადი კოდის სხვა მახასიათებელს წარმოადგენს კოდის კონსტრუქციული სიგრძე K , რომელიც განსაზღვრავს გამოსასვლელი ბიტების იმ მაქსიმალურ რაოდენობას კოდერის მოცემულ გამოსასვლელზე, რომელზედაც გავლენას ახდენს შესასვლელი ბიტი.

$$K = 1 + \max_p (M_p). \quad (2.1)$$

აქ p –შემაგალი ნაკადის ნომერია, M_p არის – p -M შემომავალ ნაკადთან დაკავშირებული p -ური ძვრის რეგისტრის სიგრძე.

ხვევადი კოდის კოდირების პროცესი შედგება ორი ეტაპისაგან: თავდაპირველად ხდება თითოეული წარმომქმნელი პოლინომის კოეფიციენტის შეკვრა შესაბამის შესასვლელთან

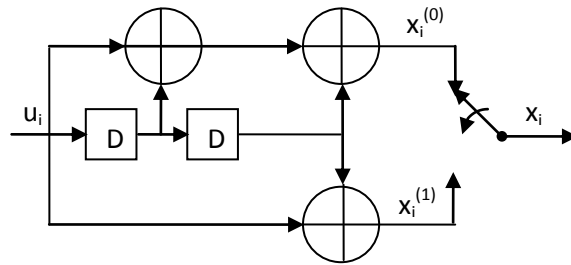
$$V_i^{(p,q)} = \sum_{j=0}^{M_p} u_{i-j}^{(p,q)} g_j^{(p,q)}, \quad (2.2)$$

სადაც q გამოსასვლელი ნაკადის ნომერია, შემდეგ ფორმირდება გამოსასვლელი ნაკადი:

$$x^{(q)} = \sum_{p=0}^{k-1} v^{(p-q)} \quad (2.3)$$

პრაქტიკაში ჩვეულებრივ იყენებენ ხვევად კოდერებს ერთადერთი შემავალი ნაკადით ($k=1$), ამიტომ მათი წარმომქმნელი პოლინომების ინდექსი p ჩვეულებრივ გამოითვლება [1, 22, 25].

მაგალითისათვის, ნახ. 2.1-ზე ნაჩვენებია ხვევადი კოდის კოდერი სიჩქარით $1/2$, კონსტრუქციული სიგრძით $K=3$ და წარმომქმნელი პოლინომებით $g^{(0)}(D)=1+D+D^2$, $g^{(1)}(D)=1+D^2$. სიმოკლისათვის წარმომქმნელი პოლინომების კოეფიციენტები ერთიანდებიან ორობით სიტყვად და წარმოდგებიან ათვლის რვაობით სისტემაში. მაგალითად, ნახ.2.1-ზე ხვევადი კოდი აღწერილია წარმომქმნელი $(7,5)_8$ პოლინომის წყვილით, სადაც 8 ნიშნავს რვაობით წარმოდგენას [2].



ნახ. 2.1. ხვევადი კოდის კოდერი.

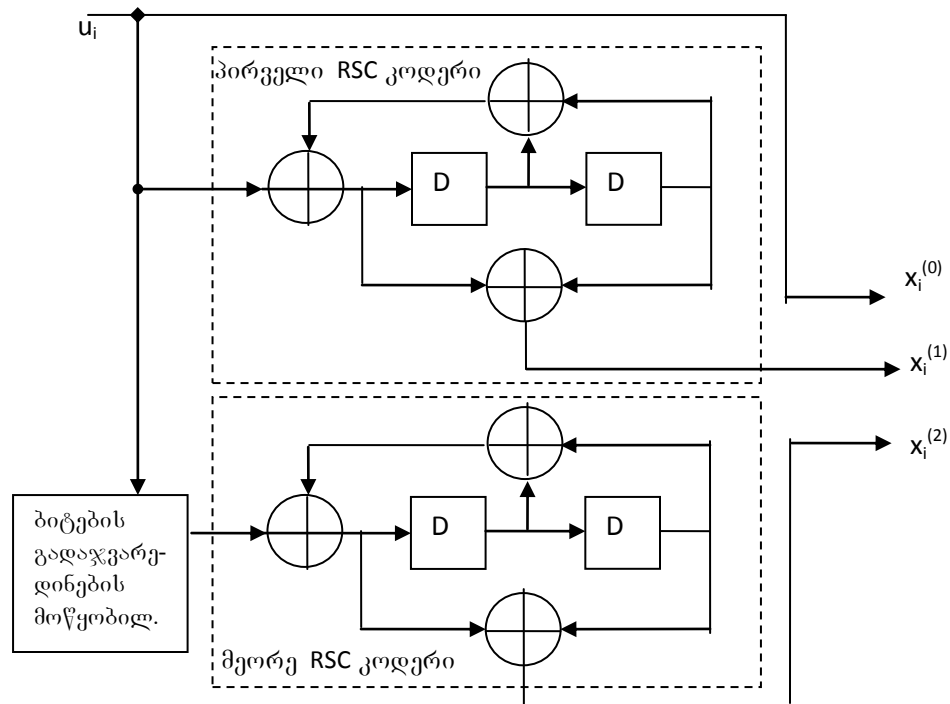
ხვევადი კოდების გამოყენებით აიგება ტურბოკოდერები.

2.3. ტურბოკოდის კოდერი

ბოლო წლებში მობილურ სისტემებში გამოიყენება ხვევადი კოდირების გაუმჯობესებული ვარიანტი - ტურბოკოდირება. ხვევადი კოდირების მნიშვნელოვან უპირატესობას ბლოკურ კოდებთან მიმართებაში წარმოადგენს მისი თვისება ებრძოლოს პაკეტურ შეცდომებს. ამავე ამოცანას ემსახურება ბიტების გადანაცვლება (გადაჯვარედინება) გადაცემის დროს (უკუგადაჯვარედინება მიმღებ მხარეზე). პირდაპირ

არსში კოდირების ოპერაციების ზემოთ მოყვანილ (§2.1.) ჩამონათვალში შეიძლება გადანაცვლებისა და ხვევადი კოდირების ოპერაციებს ადგილები შევუცვალოთ და მივიღებთ ე.წ. ტურბოკოდერს, რომლის ერთ-ერთი ვარიანტი მოყვანილია ნახ. 2.2.-ზე. მოცემული კოდერი წარმოადგენს ორი რეკურსიული სისტემატური ხვევადი კოდერის პარალელურ შეერთებას, რამდენადაც მათი გამოყენება იძლევა დაბალი წონის კოდური სიტყვების (რომელიც განსაზღვრავს ტურბოკოდის ეფექტურობას) რაოდენობის მნიშვნელოვნად შემცირების საშუალებას.

ტურბოკოდერის მუშაობის პრინციპი მდგომარეობს შემდეგში: პირველი RSC-კოდერის შესასვლელზე რიგრიგობით ხვდება ინფორმაციული ბლოკის u_i ბიტები. ბიტების მნიშვნელობა $x_i^{(0)}$ ტურბოკოდერის სისტემატურ გამოსასვლელზე ემთხვევა შემავალი ბიტების მნიშვნელობას. პირველი RSC-კოდერის შემმოწმებელ გამოსასვლელზე ფორმირდება პირველი შემმოწმებელი ბიტები $x_i^{(1)}$. მეორე RSC-კოდერის შესასვლელზე ხვდებიან ინფორმაციული ბიტები, რომელთა ნომრებიც განისაზღვრება გამოყენებული ბიტების გადანაცვლების მოწყობილობით. საბოლოოდ, შემმოწმებელ გამოსასვლელზე მიიღებიან მეორე შემმოწმებელი ბიტები $x_i^{(2)}$.



ნახ. 2.2. ტურბოკოდერის სქემა

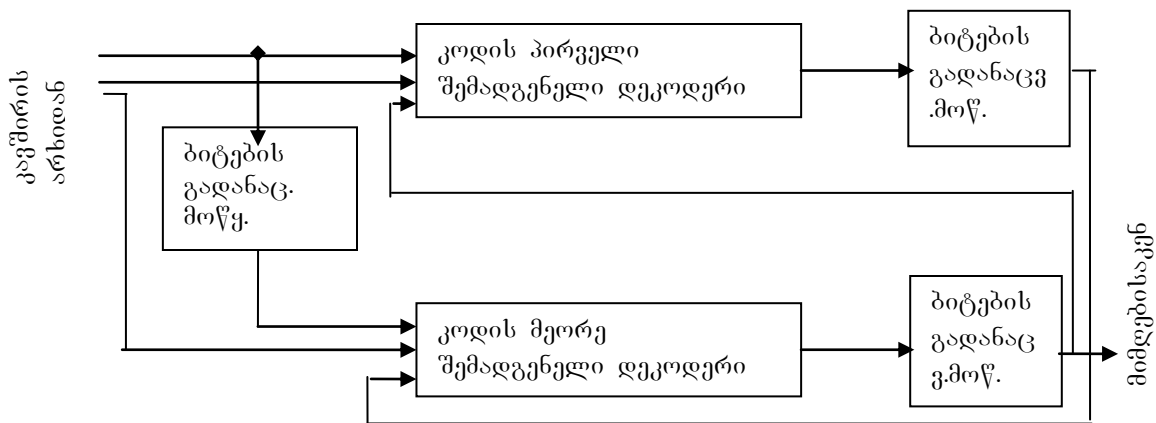
მთელი ინფორმაციული ბლოკის კოდირების შემდეგ ერთ ან ყველა შემადგენელი კოდერის შესასვლელზე შეიძლება მიეწოდოს რამდენიმე დამატებითი ბოლო ბიტი, რომლებიც აიძულებენ მათ დაამთავრონ მუშაობა ნულვან მდგომარეობაში. ტურბოკოდერის გამოსასვლელიდან მოდულატორზე ხვდებიან ერთი ინფორმაციული ბიტი პირველი RSC-კოდერის სისტემატური გამოსასვლელიდან და ორი შემმოწმებელი ბიტი. საბოლოოდ, ტურბოკოდერის კოდური სიჩქარე r აღმოჩნდება $1/3$ -ის ტოლი [27, 28].

აღწერილ ტურბოკოდებთან ერთად გამოიყენება პერფორირებული კოდები, რომლებშიც რიგრიგობით გამოიყენება შემმოწმებელი ბიტები ხან პირველი ხან მეორე RSC – კოდერიდან. ამასთან, კოდის სიჩქარე r იზრდება $1/2$ -მდე.

2.4. ტურბოკოდის დეკოდერი

კოდირების პრინციპის ახსნიდან ცხადია, რომ დეკოდირების დროს ტურბოკოდის კოდური სიტყვა შეიძლება დაიყოს რამოდენიმე კოდურ ბლოკად. ამ ბლოკების ინფორმაციული ნაწილები გადანაცვლების მხედველობაში მიღებით იდენტურია. რაც საშუალებას იძლევა გამოყენებული იქნეს ორი კოდერი. თითოეული მათგანი აწარმოებს თავისი კოდური ბლოკის დეკოდირებას. ისე, როგორც კოდური ბლოკების ინფორმაციული ნაწილები ერთნაირია, ასევე დეკოდირებული ინფორმაცია პირველი (მეორე) დეკოდერისა შესაძლებელია გამოყენებული იქნას აპრიორულ ინფორმაციად მეორე (პირველი) კოდერისათვის, დეკოდირების შედეგების მრავალმხრივი დაზუსტების მიზნით. სწორედ ამაში მდგომარეობს ტურბოკოდის იტერაციული დეკოდირების პრინციპი.

ტურბოდეკოდერის აგების პრინციპი მოცემულია ნახ.2.3.-ზე. დეკოდერი წარმოადგენს 2 ელემენტარული დეკოდერის კასკადურ შეერთებას. თითოეული მათგანი იღებს გადაწყვეტილებას დეკოდირებული სიმბოლოების შესახებ, აპოსტერიორული სინამდვილის კრიტერიუმის მაქსიმუმის MAP(Maximum A-Posteriori) საფუძველზე. ეს უზრუნველყოფს თითოეული ბიტის შეცდომით დეკოდირების სინამდვილის მინიმუმს.



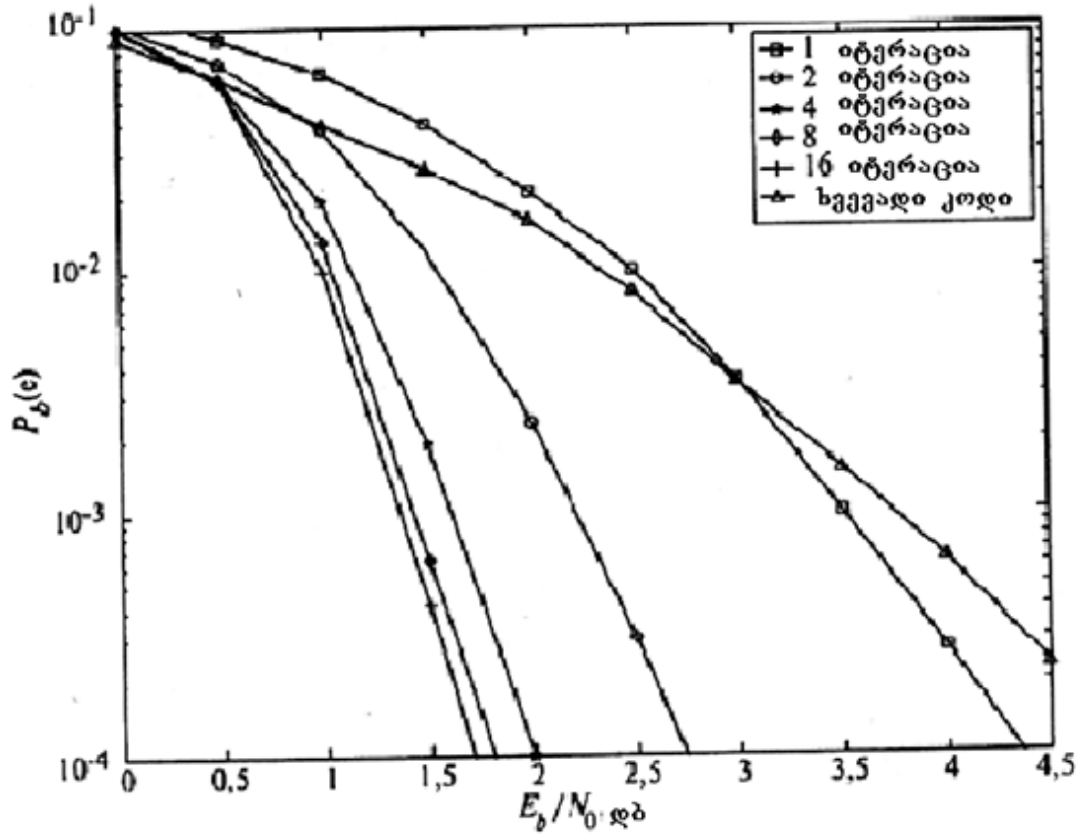
ნახ. 2.3. ტურბოკოდის დეკოდერის სქემა

2.5. ტურბოკოდების გამოყენება არხებში ადიტიური თეთრი ხმაურით და ორობითი ფაზური მოდულაციით

ტურბოკოდების მახასიათებლებზე მოქმედებენ ბევრი ფაქტორები:

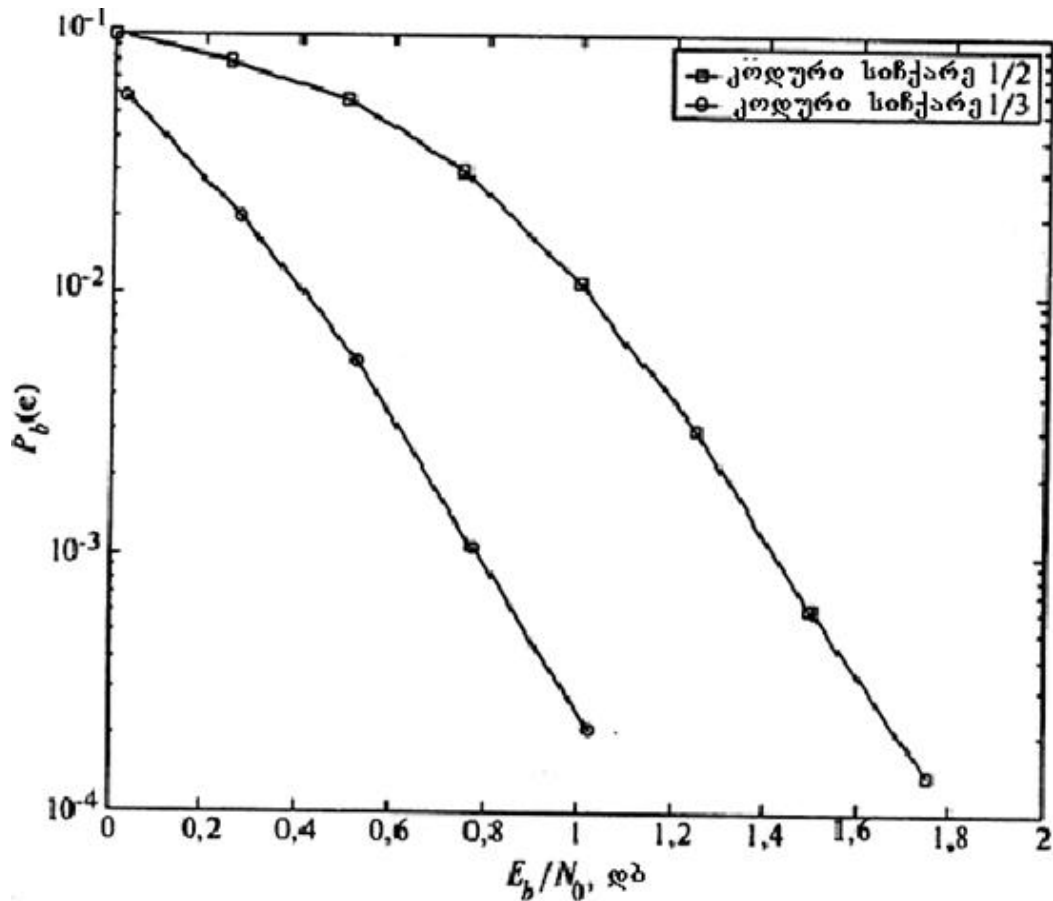
- დეკოდირების ალგორითმები;
- იტერაციების რაოდენობა დეკოდირების დროს;
- გადაჯვარედინების ტიპები;
- კადრის ზომა (გადაჯვარედინების ზომა);
- წარმომქმნელი პოლინომები და ა. შ.

ნახ. 2.4.–ზე ნაჩვენებია შეცდომის ალბათობის დამოკიდებულება სიგნალ/ხელშეშლის ფარდობაზე, ტურბოდეკოდერის გამოსასვლელში იტერაციის სხვადასხვა რაოდენობის დროს. ნახაზიდან ჩანს, რომ ტურბოკოდის მახასიათებელი დეკოდირების ერთი იტერაციის დროს შეესაბამება ხვევადი კოდის მახასიათებელს სიგნალ/ხელშეშლის ფარდობის მცირე მნიშვნელობის დროს, ხოლო იტერაციის რაოდენობის გაზრდით, სიგნალ/ხელშეშლა გაცილებით უკეთეს შედეგს იძლევა [29,30].



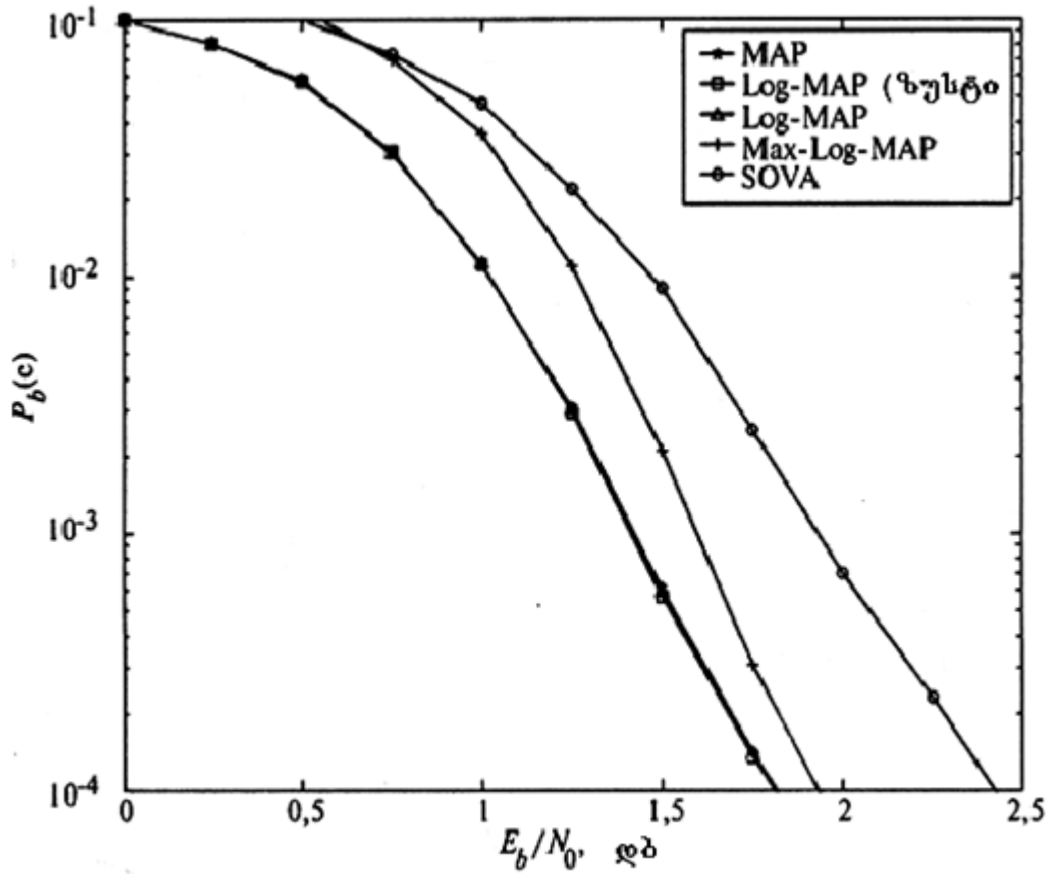
ნახ.2.4 ტურბოკოდის შახსიათებლები იტერაციის სხვადასხვა რაოდენობის დროს

ნახ. 2.5. ნახვენებია, რომ ყველა შემოწმებული ბიტის გადაცემა იძლევა საშუალებას მივიღოთ მოგება 0.6 დბ., როდესაც შეცდომის ალბათობა $P_b=10^{-4}$.



ნახ. 2.5 ტურბოკოდის მახასიათებლები ამოვარდნებით და ამოვარდნების გარეშე

ნახ.2.6.-ზე მოყვანილია დეკოდირების სხვადასხვა ალგორითმების გამოყენების დროს ტურბოდეკოდერების შედარება. მრუდი Log-MAP (ზუსტი) წარმოადგენს დეკოდერის მახასიათებელს. ასევე ჩანს, რომ MAX-Log-MAP და SOVA დეკოდირების ალგორითმები იძლევიან უარეს შედეგს MAP - თან და Log-MAP ალგორითმთან შედარებით.



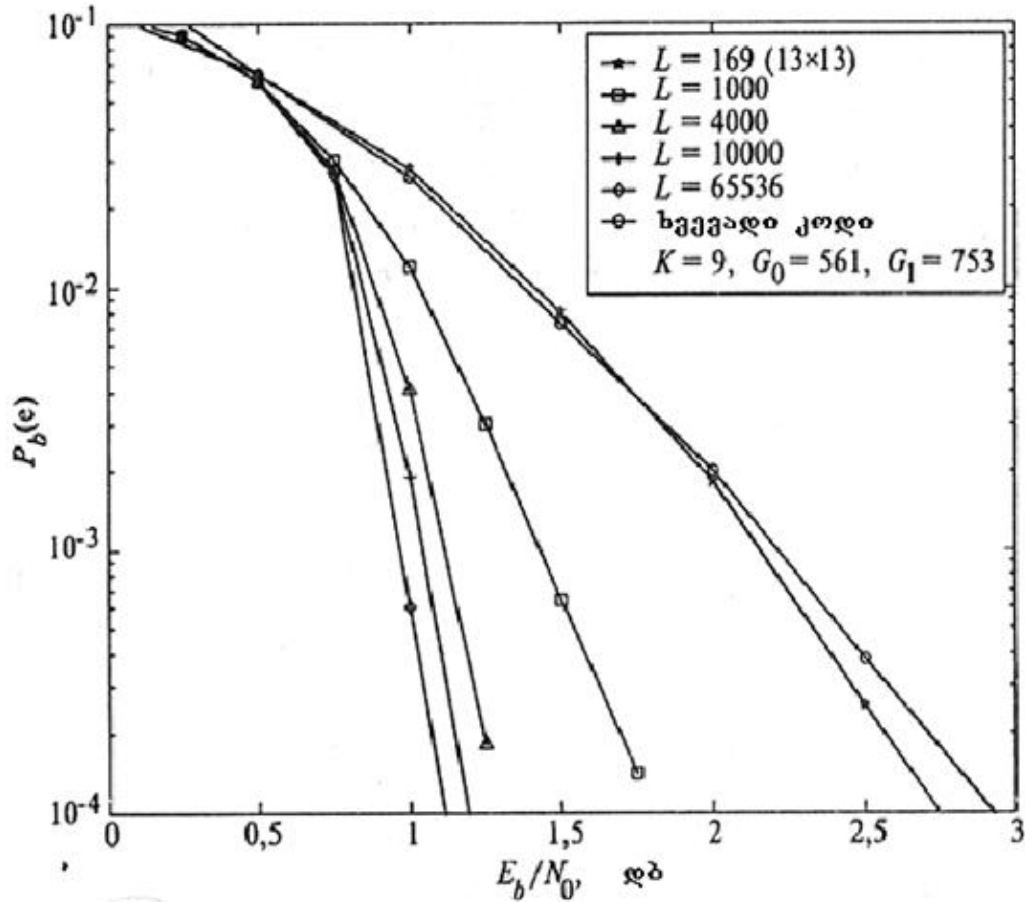
ნახ. 2.6 ტურბოკოდის მახასიათებლები შემადგენელი კოდების დეკოდირების სხვადასხვა ალგორითმებისათვის

MAP - Maximum A posteriori Probability – აპოსტერიორული სინამდვილის მაქსიმუმი.

Log-MAP – ლოგარითმული აპოსტერიორული სინამდვილის მაქსიმუმი.

SOVA – Soft Output Vitebri Algorithm – ვიტებრის ალგორითმი რბილი გამოსასვლელით.

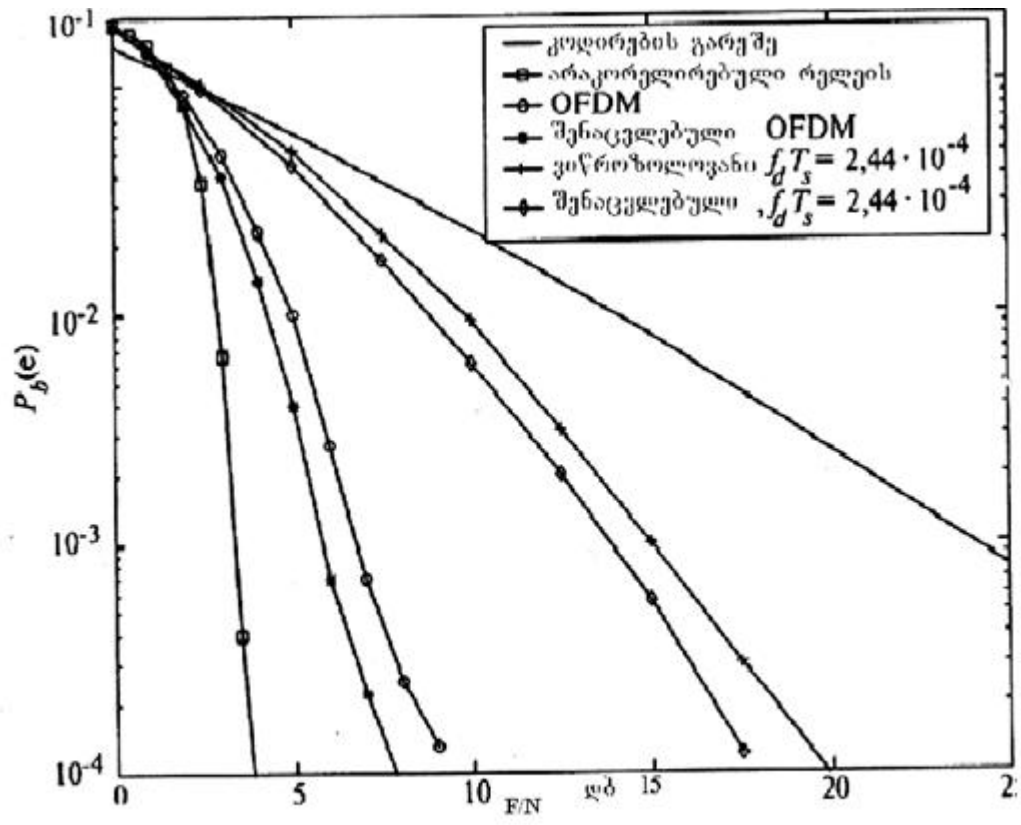
ნახ.2.7.-ზე ნაჩვენებია, თუ რა გავლენას ახდენს კადრის სიგრძე ტურბოკოდის მახასიათებელზე.



ნახ. 2.7. ტურბოკოდის მახასიათებლები კადრის სხვადასხვა სიგრძის დროს

ნახაზიდან ჩანს, რომ რაც უფრო მეტია კადრის სიგრძე, მით უფრო იზრდება ტურბოკოდის ეფექტურობა.

ნახ. 2.8.-ზე მოყვანილია ტურბოკოდის მახასიათებლები სიჩქარით 1/2 და ბიტების გადამაჯვარდინებელი კოდის სიგრძით $L=1000$ რელიეს სხვადასხვა არხებში. ნახაზიდან ჩანს, რომ გაცილებით უკეთესი შედეგი მიიღება მთლიანად გადაჯვარდინებული რელიეს არხისათვის კორელაციის არარსებობის დროს მიღების კოეფიციენტის მიმდევრობებით მნიშვნელობებს შორის. ვიწროზოლოვანი რელიეს არხი ხასიათდება ნორმალიზებული დოპლერის წანაცვლებით. $f_d T_s < 2,44 \cdot 10^{-4}$ (სიხშირეზე 1,9 გგჰც, გადაცემის სიჩქარის დროს 360 კბიტ/წმ, გადაადგილების სიჩქარის დროს – 50 კმ/სთ).



ნახ.2.8. ტურბოკოდის მახასიათებლები სხვადასხვა რელეის არხებში

2.6. დასკვნა

1. ტურბოკოდების გამოყენება იძლევა მნიშვნელოვნად უკეთეს შედეგებს ვიდრე უბრალო ხვევადი კოდები. ეს განსაკუთრებით შესამჩნევია რელეის და გაუსის არხებში სიგნალ/ხელშეშლის დაბალი ფარდობით და ორობითი ფაზური მოდულაციის დროს. ამიტომ ITU-ს ახალ სტანდარტებში, რომლებიც 3G და 4G თაობების მობილური კომუნიკაციებისათვის იქმნება, ფართოდ გამოიყენება კვლევის შედეგები კოდირების ამ მიმართულებით.

2. ტურბოკოდირება საკმაოდ ახალი და მძლავრი შეცდომების მაკორექტირებელი საშუალებაა, რომელიც შესაძლებლობას იძლევა, რაც შეიძლება მეტად მიუუახლოვდეთ არხის გამტარუნარიანობას. ამიტომ გამოიყენება კავშირის ყველა სისტემაში, კერძოდ - კოსმოსურ, თანამგზავრულ და ფიჭური კავშირის CDMA(Code Division Miltiple Access) და OOFDM (Ortogonal Frequency Division Multiplexing) სისტემების არქიტექტურაში, რაც ზრდის მონაცემთა გადაცემის სინამდვილეს.

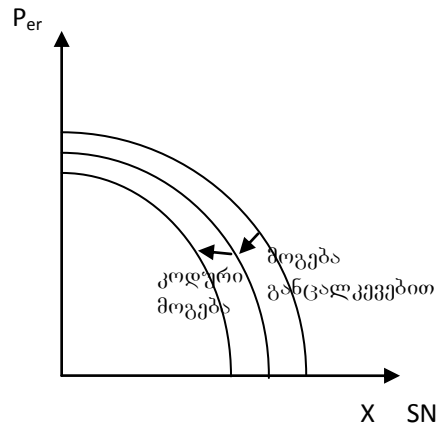
3. მოძრავი კავშირის 3G და შემდგომი თაობის სისტემებში სისტემებში ტურბოკოდები მუშაობენ უკეთესად, ვიდრე ადრე ცნობილი კოდირების სქემები, ამიტომ ისინი უკვე შეტანილია ან შედის ინფორმაციის შენახვისა და გადაცემის ახალ სტანდარტებში. ტურბოკოდების გამოყენების შედეგად მიღებული ენერგეტიკული მოგება შეიძლება გამოყენებული იქნას გადაცემის ტევადობის გაზრდისა და გატარების ზოლის ეკონომიისათვის, რაც არსებითად ამცირებს მონაცემთა გადაცემის სისტემების შექმნისა და ექსპლუატაციის ღირებულებას.

III თავი

სივრცით-დროითი კოდები გადაცემის მაღალი სისწრაფის მქონე 4G თაობის მობილურ სისტემებში.

როგორც ვიცით, მაღალი სიჩქარით ინფორმაციის გადაცემას წინ უდგას უამრავი წინააღმდეგობა, რაც იწვევს არეკლილი ე.წ. ექო სიგნალების დიდ სიმრავლეს, შემდგომ სიმბოლოებში დიდ ინტენფერენციებს და ა.შ. ყველა ამ წინააღმდეგობის დასაძლევად ყველაზე სწორი მიდგომაა ხელშეშლებამდგრადი კოდირება-დეკოდირების გამოყენება. ზემოაღნიშნულ არსებში უფრო მკვეთრად არის გამოხატული ე.წ. მიყუჩების პროცესები, რომელთა გასაწმენდად საჭიროა კოდირების მეთოდების გამოყენება. ყველა ახალი მიდგომა ხელშეშლებამდგრადი კოდირებისადმი გამოიხატება ისეთი ახალი კოდირების სისტემების შექმნა-გამოყენებაში, როგორცაა სივრცით-დროითი ბლოკური კოდირება და სივრცით-დროითი გისოსისებრი კოდირება.

სივრცით-დროითი კოდირების დროს, გადამცემზე გამოიყენება მრავალრიცხოვანი ანტენები. სიმბოლოების სივრცით და დროითი კოდირება შეიძლება გამოყენებული იქნას კოდური მოგებისა და განცალკევების მოგების მისაღებად. კოდური მოგება განსაზღვრულია, როგორც სიგნალ/ხმაურის დამოკიდებულების შემცირება, რომელიც შეიძლება იქნას რეალიზებული კოდის გამოყენების ხარჯზე. მოგება განცალკევებით არის ხარისხის გაუმჯობესება, რომელიც შეიძლება მიღწეული იქნას სისტემაში განცალკევების გამოყენებით. ნახ.3.1.–ზე მოცემულია ტიპური კოდური მოგება და მოგება განცალკევებით.

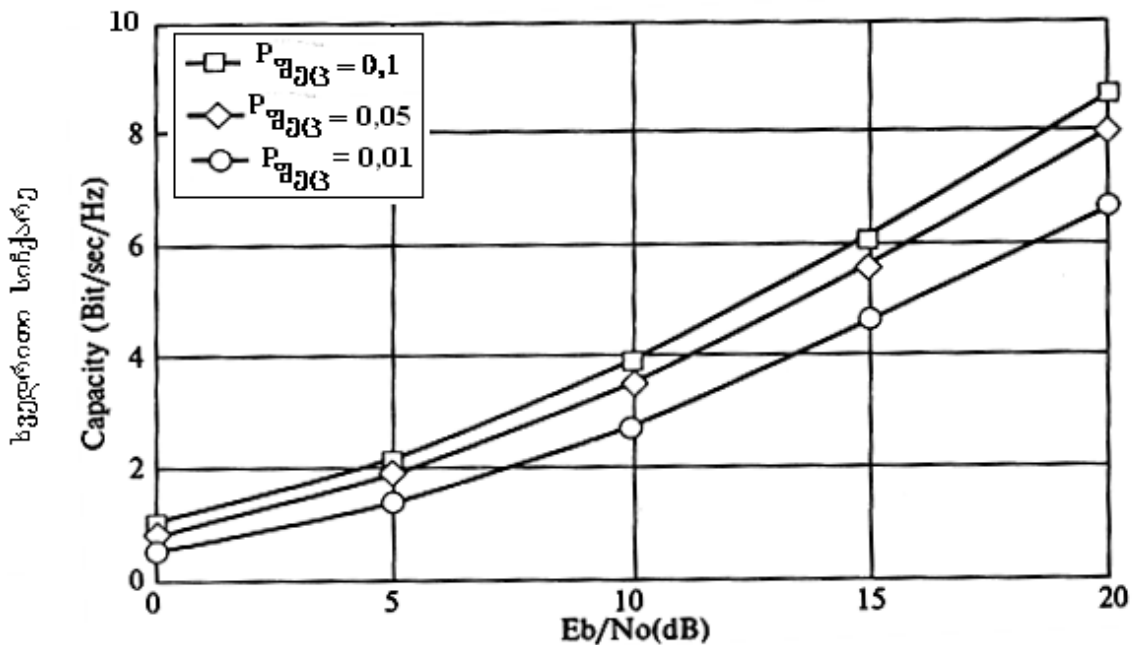


ნახ. 3.1. კოდური მოგება და მოგება განცალკევებით.

Y ღერძზე განთავსებულია P_{er} შეცდომის ალბათობა, X-ზე სიგნალ/ხმაურის დამოკიდებულება – SNR. P_{er} შეცდომის ალბათობა ჩვეულებრივ გამოიყენება ციფრული ქსელის სისტემების დახასიათებისათვის. როგორც წესი, იგი განსაზღვრავს მიმღების შესასვლელზე მონაცემთა შეცდომით მიღებული ბიტების დამოკიდებულებას გადაცემული ბიტების მთელ რაოდენობასთან. არსებობს სივრცით-დროითი კოდის ორი ტიპი: სივრცით-დროითი ბლოკური კოდები (STBC) და გისოსისებრი კოდები.

სივრცით-დროითი ბლოკური და გისოსისებრი კოდების მახასიათებლები ერთმანეთს განსხვავება იმაშია, რომ სივრცით-დროითი გისოსისებრი კოდი დეკოდირების სირთულის გაზრდის ხარჯზე იძლევა დამატებით კოდურ მოგებას.

ასეთი კოდების დიდი უპირატესობა გამოიხატება დიდი ხვედრითი სიჩქარის მიღების შესაძლებლობაში (ბიტ/წმ/ჰც), როგორც ეს ნახ. 3.2-ზეა ნაჩვენები. ასე, მაგალითად, სიგნალ/ხელშეშლის ფარდობის მნიშვნელობისათვის 10 დბ შესაძლებელია მიღებული იქნას გადაცემის ხვედრითი სიჩქარე 4ბიტ/წმ/ჰც (შეცდომის ალბათობისათვის $P_{უც} = 0,1$).



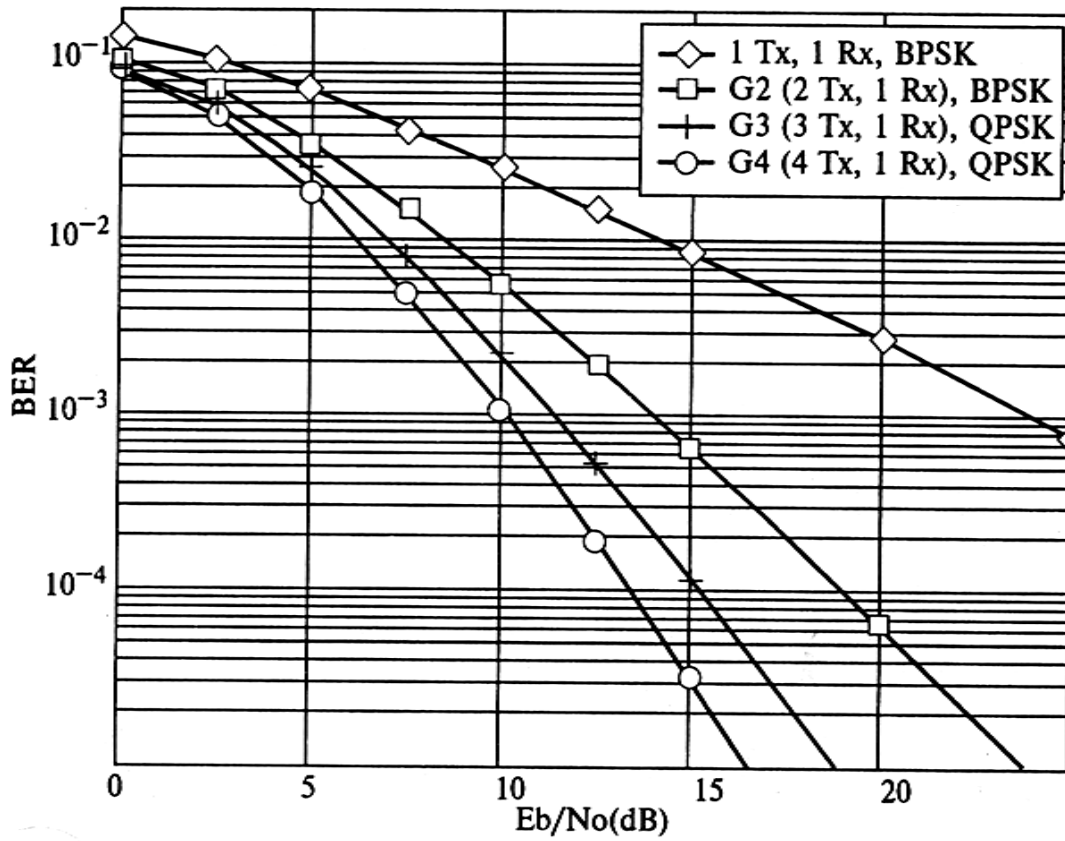
ნახ. 3.2. ხვედრითი სიჩქარის დამოკიდებულება სიგნალ/ხმაურის ფარდობაზე 2 გადამცემაში და 2 მიმღები ანტენის შემთხვევაში.

3.1. სივრცით-დროითი ბლოკური კოდირება

უახლოეს ათასწლეულში მონაცემთა გადაცემის სიჩქარე მიაღწევს 100მბიტ/წმ – 1გბიტ/წმ, ხოლო ასეთი სისტემების მომხმარებელთა რიცხვი გადააჭარბებს 2 მილიარდ ადამიანს (LTE-Long Term Evolution) [2]. განსაკუთრებით მნიშვნელოვან შედეგებს, რომლებიც გადამწყვეტ როლს ასრულებენ ასეთ ზრდადობაში, წარმოადგენს კავშირის სისტემები MIMO ანტენებით. გადამცემა და მიმღები ანტენების გაშლა აფართოვებს გადაცემის არხს. ინფორმაციის თეორია, საშუალებას იძლევა განისაზღვროს ასეთი არხების გამტარუნარიანობა. ამასთან, ამ შესაძლებლობების რეალიზაცია მოითხოვს სიგნალების დამუშავების ახალ ალგორითმებს. დიდ ინტერესს იწვევს დამუშავების მეთოდები, რომლებიც აერთიანებს საარხო კოდირებასა და მოდულაციას, ასევე იძლევა მნიშვნელოვნად დიდ სპექტრალურ ეფექტურობას, რომელიც

გამოიყენება მრავალრიცხოვან გადამცემ ანტენებში. მნიშვნელოვან როლს მიღვეის მქონე არხებში სიგნალის გადაცემის დროს ასრულებს გამტარუნარიანობა, სწორედ ამის გამო მიმღებ მხარეს შესაძლებელია გადაცემული სიგნალის რამდენიმე ასლის მიღება, მაშინაც კი, როცა ზოგიერთი ამ სიგნალებიდან მნიშვნელოვნად შესუსტებულია. სიგნალების განცალკევების მეთოდებს შორის არჩევენ: დროით, სიხშირულ, საანტენო, პოლარიზებულ ან სივრცითი განცალკევების მეთოდებს [3].

სივრცით საანტენო განცალკევების დროს გამოიყენება განცალკევება როგორც გადამცემ, ასევე მიმღებ მხარეზე. შემდგომში განვიხილავთ მეთოდებს, რომლებშიც ერთობლივად გამოიყენება განცალკევებები სიგნალების გადაცემისა და მიღების დროს. მათი გამოყენება დაკავშირებულია ინფორმაციული ტექნოლოგიების განვითარებასთან კავშირის მრავალანტენიანი სისტემებისათვის. სივრცით-დროით ბლოკური კოდები, ინფორმაციის გადაცემის სხვა სქემებთან შედარებით, იძლევა მნიშვნელოვან უპირატესობას მონაცემთა გადაცემის სიჩქარის ზრდაში. გადაცემის სხვა მეთოდებისაგან იგი გამოირჩევა მაღალი ხარისხობრივი მაჩვენებლებითა და დეკოდირების გაცილებით მარტივი ალგორითმით, რაც უფრო საინტერესოს ხდის გამოკვლევისათვის სივრცით-დროით ბლოკურ კოდებს. ნახ. 3.3.–ზე ნაჩვენებია G2, G3, G4, კოდების მახასიათებლები, ერთი მიმღები ანტენის შემთხვევაში, სხვადასხვა სახის მოდულაციის გამოყენების დროს.

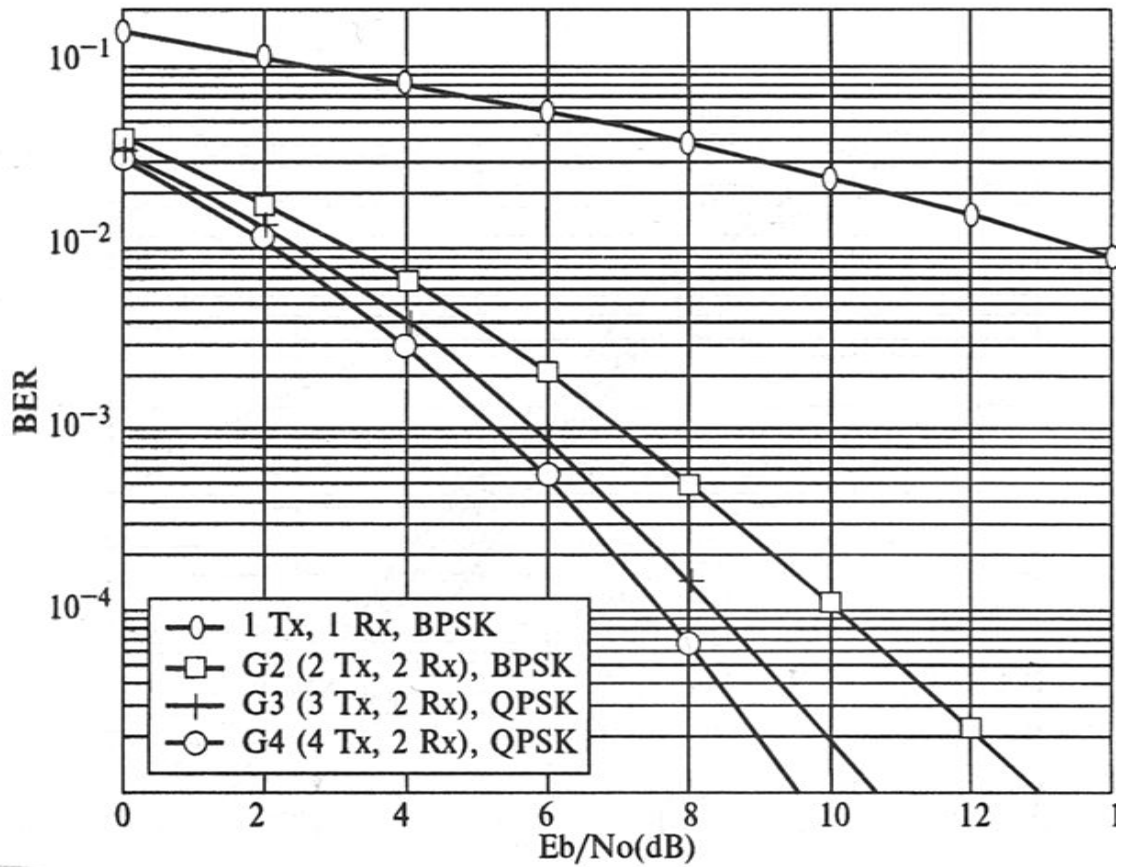


ნახ. 3.3. სივრცით-დროითი G2,G3,G4 კოდების მახასიათებლების შედარება 1 ბიტ/წმ გამტარუნარიანობით ერთი მიმღები ანტენის გამოყენებით არხებისათვის არაკორელირებული რელეური მიღებით.

QPSK- Quaternary Phase-Shift Modulation – კვადრატული ფაზური მოდულაცია

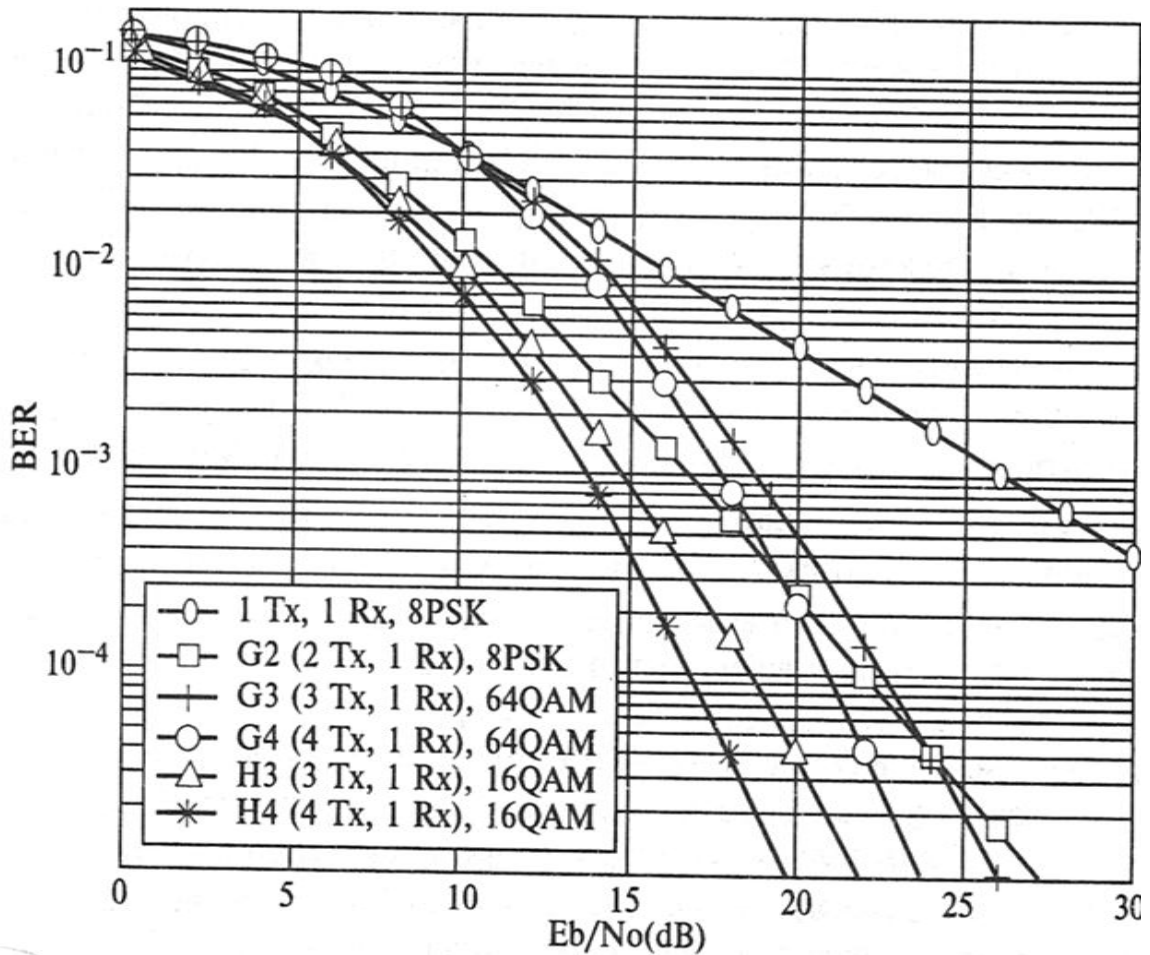
BPSK- Binary Phase-Shift Keying – ბინარული ფაზური მანიპულაცია

ნახ. 3.4.-ზე ნაჩვენებია ორი მიმღები ანტენის შემთხვევაში შეცდომის ალბათობის დამოკიდებულება სიგნალ/ხელშეშლის ფარდობაზე მოდულაციის სხვადასხვა სახის დროს.



ნახ. 3.4. სივრცით-დროითი G2,G3,G4 კოდების მახასიათებლების შედარება 1 ბიტ/წმ გამტარუნარიანობით ორი მიმღები ანტენის გამოყენებით არხებისათვის არაკორელირებული რელეური მიღებით.

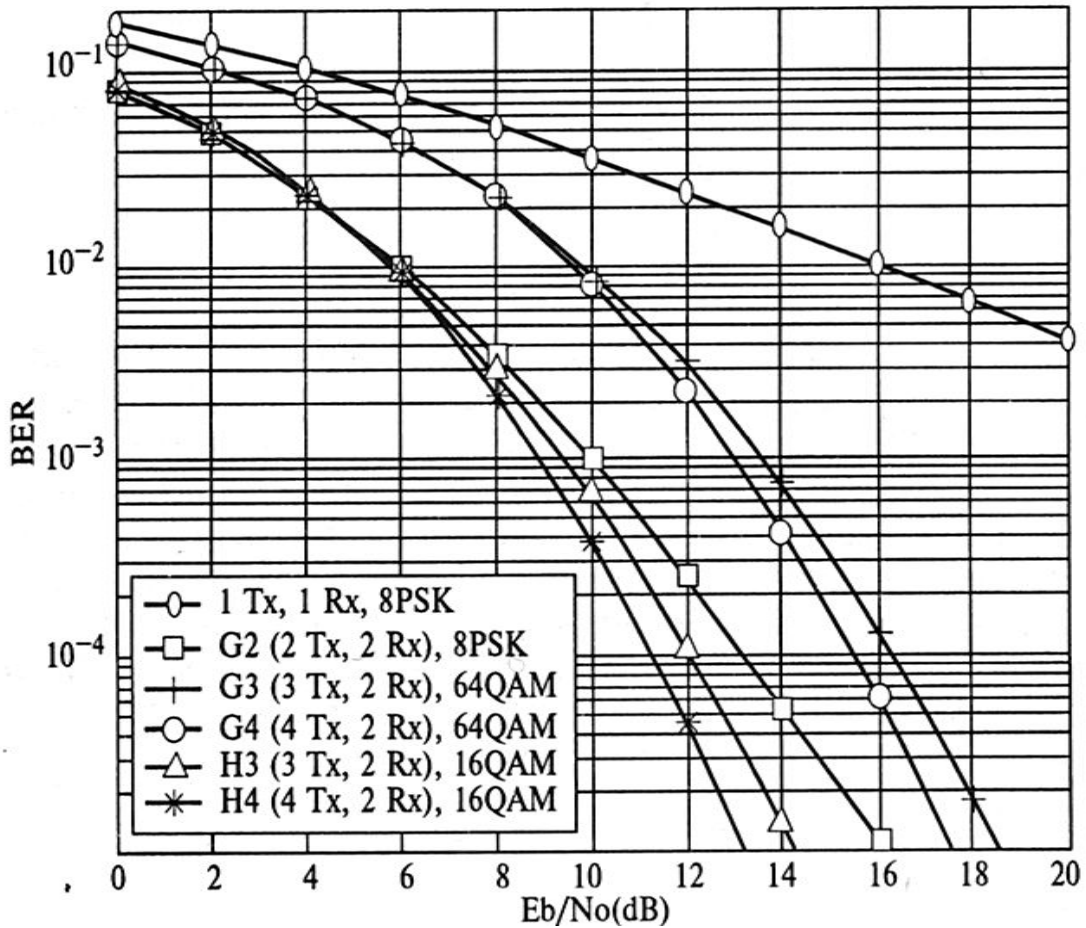
ნახ. 3.5.-ზე ნაჩვენებია მახასიათებლების შედარება 3 კბიტ/წმ გადაცემის სიჩქარით ერთი მიმღები ანტენის შემთხვევაში, სხვადასხვა მოდულაციის დროს.



ნახ. 3.5. სივრცით-დროითი G2,G3,G4,H3,H4 კოდების მახასიათებლების შედარება 3 ბიტ/წმ გადაცემის სიჩქარით ერთი მიმღები ანტენის გამოყენებით არხებისათვის არაკორელირებული რელეური მიღებით.

QAM - Quaternary Amplitude Modulation – კვადრატული ამპლიტუდური მანიპულაცია.

ნახ.3.6.–ზე ნაჩვენებია 3კბიტ/წმ გადაცემის სიჩქარით, ორი მიმღები ანტენის შემთხვევაში, სხვადასხვა მოდულაციის დროს. თუ შევადარებთ სისტემას ერთი მიმღები ანტენით, ჩანს, რომ G3 და G4 სივრცით-დროითი კოდების ხარისხი გაუარესდება 10^{-5} ის დროს.



ნახ. 3.6. სივრცით-დროითი G2,G3,G4,H3,H4 კოდების მახასიათებლების შედარება 3 ბიტ/წმ გამტარუნარიანობით ორი მიმღები ანტენის გამოყენებით არხებისათვის არაკორელირებული რელეური მიღებით.

3.2. სივრცით-დროითი გისოსებრი კოდები

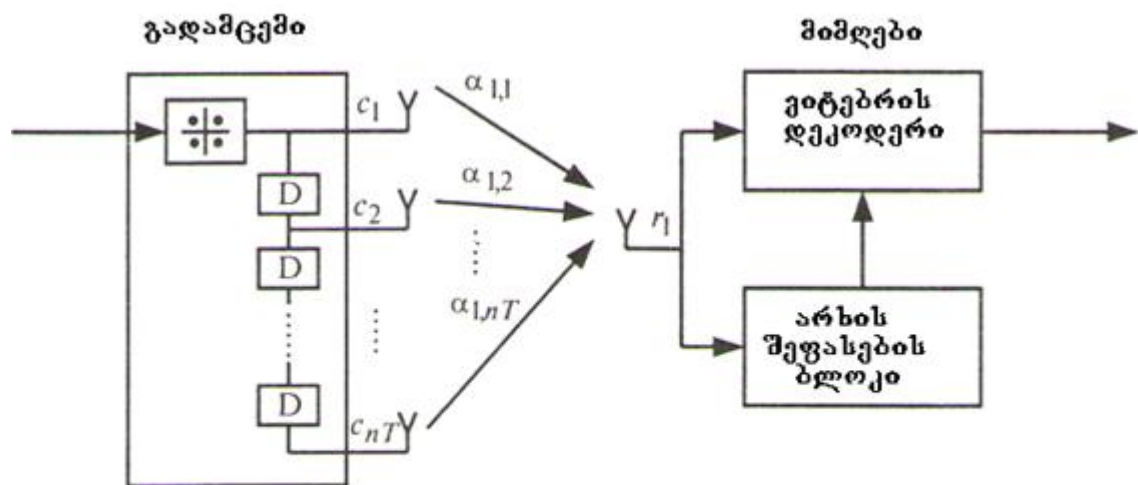
მოძრავი კავშირის სისტემების განვითარების ერთ-ერთ ძირითად მიმართულებას წარმოადგენს მრავალანტენიანი სისტემების გამოყენება.

ასეთ სისტემებში ინფორმაციის გადაცემის სიჩქარისა და ხელშეშლებამდგრადობის ამაღლებას ემსახურება სიგნალების სივრცით-დროითი დამუშავება. ჩვენს მიერ განხილული სივრცით-დროითი კოდების მეორე სახეობას წარმოადგენს გისოსებრი კოდები. მათ აქვთ მაღალი ხარისხობრივი მაჩვენებლები, მაგრამ ამასთან დეკოდირების დიდი

სირთულით გამოირჩევა. ამ კოდების დამუშავება ისეთივე რთული ამოცანაა, როგორც ხვევადი კოდების დამუშავება, რომლისათვისაც ძეზის საუკეთესო მეთოდი გადარჩევაშია.

სივრცით-დროითი გისოსისებრი კოდები იყენებენ ხვევად კოდებს გადაცემის კორელაციის სიგნალების ნაკადში შესაყვანად. ამ კოდებმა აჩვენეს რადიოკავშირის სისტემებში ინფორმაციის გადაცემის ხარისხის მნიშვნელოვანი მოგება, მაგრამ ეს ხდება დეკოდირების სირთულის გაზრდის ხარჯზე, გადამცემი ანტენების რიცხვისა და გისოსის მდგომარეობის გაზრდის საშუალებებით.

განვიხილოთ სივრცით-დროითი გისოსისებრი კოდის ფუნქციონირების სქემა სრული განცალკევების მისაღწევად ანტენების ნებისმიერი რაოდენობის დროს. ამ სქემას ეწოდება განცალკევება დაყოვნებით. რადგან სიგნალების დაყოვნებული, ერთი და იგივე ინფორმაციის მატარებელი ასლები გადაიცემა რამოდენიმე ანტენით ნახ. 3.7.



ნახ. 3.7. კავშირის სისტემების ბლოკ-სქემა განცალკევებაზე დაყოვნებით

თუ დაყოვნება ყველა მიმართულებით ერთნაირია, მაშინ არხი ნელი მიუყჩებებით გარდაიქმნება არხად სიმბოლოთაშორისი ინტენფერენციებით. რადგან გადაცემის კოეფიციენტები შემთხვევითია, ამიტომ მთელი არხი არის შემთხვევითი. ინტენფერენციებით ცნობილია, რომ მაქსიმალური მსგავსების მიმდევრობით შემფასებელს (ვიტერბის დეკოდერი) ასეთ სისტემებში შეუძლია სიგნალების ოპტიმალური დეკოდირება, რაც შესაძლებელს ხდის განცალკევების სრული მოგების მიღწევას. რამდენადაც განცალკევების მოგება წარმოადგენს გამეორებითი კოდირების სახეს, წარმოიქმნება კითხვა: შესაძლებელია თუ არა გამოყენებული იქნას უკეთესი საარხო კოდები, ვიდრე გავიმეოროთ არსებული კოდები. ეს საკითხი წარმოადგენს სივრცით-დროითი ვისოსისებრი კოდირების გამოყენების ძირითად იდეას.

3.3. MIMO ტექნოლოგიის თავისებურება და მისი

შესაძლებლობები

MIMO ტექნოლოგია (შესასვლელების სიმრავლე-გამოსასვლელების სიმრავლე) იძლევა არხის ხელშეშლებამდგრადობის მნიშვნელოვანად გაზრდის საშუალებას. ე.ი. ხდება შეცდომით მიღებული ბიტების რაოდენობის შემცირება, მონაცემთა გადაცემის სიჩქარის შემცირების გარეშე სიგნალების მრავალსივიანი გავრცელების პირობებში. MIMO ტექნოლოგიის უპირატესობა დაკავშირებულია რამოდენიმე ანტენის გამოყენებასთან.

აღნიშვნა MIMO აერთიანებს მთელ რიგ ტექნოლოგიებს:

- ინტელექტუალური ანტენების გამოყენება (intelligent antennas), რომელიც იძლევა მონაცემთა გადაცემის ვიწრო მიმართულების ფორმირების საშუალებას, სპობს ხელშეშლების შემაწუხებელ მოქმედებას,

მათი კომპენსაციის ხარჯზე მიმღებ მოწყობილობაში. ეს ტექნოლოგია არა მარტო ამადლებს კავშირის არხის ხელშეშლებამდგრადობას, არამედ ზრდის სპექტრის გამოყენების ეფექტურობას პარალელურ სხივებად მონაცემთა გადაცემის ხარჯზე;

- სივრცით-დროითი კოდირების გამოყენება (Space-Time Coding-STC);
- არხების პოლარიზებული დაყოფის გამოყენება, სიგნალების პოლარიზებული დაყოფა.

MIMO ტექნოლოგიის ყველა სახეობა მიმართულია ერთი მიზნისაკენ – კავშირის ქსელებში მონაცემთა გადაცემის სიჩქარის პიკური გაზრდა ხელშეშლამდგრადობის გაუმჯობესების ხარჯზე. მონაცემთა გადაცემის სიჩქარის გაზრდის ფიზიკური აზრი შეიძლება გავიგოთ შენონის ფორმულის საშუალებით. ერთსხივიანი არხისათვის SISO (Single Input Single Output) სამართლიანია გამოსახულება

$$C_{SISO} = f_g \log_2(1+S/N) \quad (3.1)$$

სადაც f_g – სიგნალის სპექტრის სიგანეა, S/N – დამოკიდებულება სიგნალ/ხმაური, C_{SISO} – მონაცემთა გადაცემის პიკური სიჩქარე f_g და S/N მონაცემების დროს.

მონაცემთა გადაცემის სიჩქარის შემდგომი გაზრდა შესაძლებელია სიგნალის სპექტრის გაფართოებით, სიგნალ/ხმაურის ფარდობის გაზრდით და ასევე მრავალპოზიციური სიგნალების გამოყენებით. MIMO ტექნოლოგიის გამოყენებისას მონაცემთა გადაცემის პიკური სიჩქარე განისაზღვრება გამოსახულებით.

$$C_{MIMO} = M f_g \log_2(1+S/N) \quad (3.2)$$

აქ პარამეტრი M დამოკიდებულია MIMO-ს კონფიგურაციაზე: $M = \min\{M_{გად}, M_{მიმღ}\}$, სადაც $M_{გად}$ – გადამცემი ანტენების რაოდენობაა, $M_{მიმღ}$ – მიმღები ანტენების რაოდენობა.

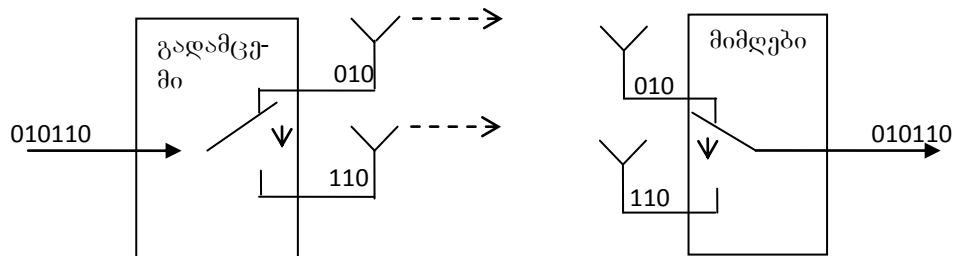
მაგ, კავშირის სისტემა ანტენური სისტემებით, რომელთა $M_{\text{გად}}=2$, $M_{\text{მიმღ}}=3$ (კონფიგურაცია 2×3) ან $M_{\text{გად}}=2$, $M_{\text{მიმღ}}=4$. (კონფიგურაცია 2×4), ექვივალენტურია სისტემის, სიგნალების ორ სივრციანი ნაკადით, ამგვარად, $M=2$. მონაცემთა გადაცემის სიჩქარე MIMO ტექნოლოგიის გამოყენებისას წრფივად იზრდება ანტენების რაოდენობის ზრდასთან ერთად.

MIMO ტექნოლოგიის არასიმეტრიული ანტენური კონფიგურაციის შემთხვევაში (მაგ, 1×2 ან 2×1) მონაცემთა გადაცემის სიჩქარეს $C_{\text{გად/მიმღ}}$ აქვს ლოგარითმული სახე.

$$C_{\text{გად/მიმღ}} = f_g \log_2(1 + M(S/N)) \quad (3.3)$$

MIMO ტექნოლოგიამ დიდი გავრცელება ჰპოვა სივრცით-დროითი კოდირების საფუძველზე STC, რომელიც გამოიყენება 3GPP სტანდარტის ქსელებში, მაგალითად, უსადენო ფართოხოლოვანი მიღწევის IEEE ქსელებში (Wi-Fi-802.11n, WiMAX – 802.16-2004 და 802.16e).

სივრცით-დროითი კოდირების STC ალგორითმის გამარტივებული სქემა მოცემულია ნახ.3.8-ზე აქ ნაჩვენებია მონაცემთა გადაცემა ორი ანტენით.



ნახ. 3.8. STC ალგორითმის გამარტივებული სქემა

კავშირის სისტემები, რომლებიც არ მუშაობენ MIMO ტექნოლოგიით, როგორც წესი იყენებენ არხების სიხშირული დაყოფის მეთოდს. მათგან

განსხვავებით კავშირის სისტემებს, რომლებიც აგებულია MIMO ტექნოლოგიაზე სივრცით-დროითი კოდირებით, აქვთ ერთ სიხშირეზე მომუშავე კავშირის არხების სიმრავლე.

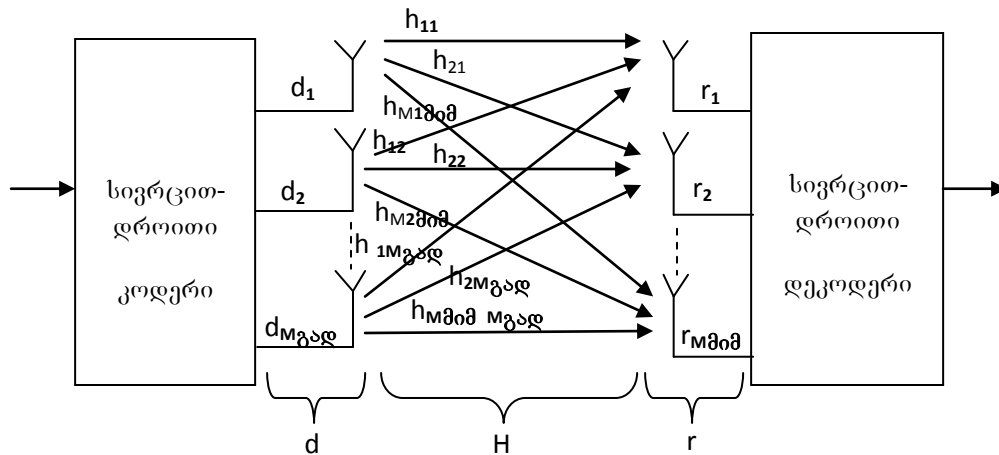
სივრცით-დროითი STC კოდირებით MIMO ტექნოლოგიის ძირითადი ამოცანაა სხვადასხვა არხის სიგნალების დაყოფა და გამართვა. ამ შემთხვევაში კავშირის ხაზის მოდელი (რადიოსიგნალის გავრცელება) წარმადგენს მატრიცას $(n \times n)$ - H , რომლის ელემენტებსაც წარმოადგენენ არხის გასდაცემის კომპლექსური კოეფიციენტები (მთავარი დიაგონალის h_{ii} ელემენტები იწოდებიან პირდაპირ კოეფიციენტებად, დანარჩენი h_{ij} -ირიბად). გადამცემი ანტენის სიგნალის ვექტორი აღინიშნება d სიმბოლოთი, ხოლო მიმღების – r -ით (სადაც r არის $n \times 1$ ვექტორის სიდიდე, ხოლო n – მიმღები ანტენების რაოდენობა).

კავშირის სისტემებისათვის, რომლებიც მუშაობენ MIMO ტექნოლოგიითა და სივრცით-დროითი კოდირებით, მიღებულია ტოლობა.

$$r = Hd + n \quad (3.4.)$$

სადაც n არის $(n \times 1)$ ადიტიური ხმაურის ვექტორია.

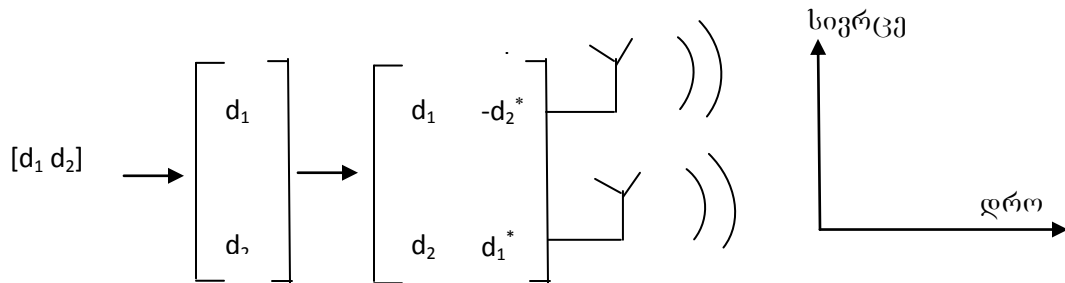
ქსელის ფიზიკური არხების ფორმირების სქემა MIMO ტექნოლოგიის თანახმად მოცემულია ნახ. 3.9-ზე.



ნახ. 3.9. ქსელის ფიზიკური არხების ფორმირების სქემა MIMO ტექნოლოგიით

H მატრიცის ცოდნა აუცილებელია სიგნალების დამუშავების ალგორითმისათვის მიმდებ მხარეზე. სივრცით-დროითი არხების გადაცემის კომპლექსური კოეფიციენტები (ფედინგი), მატრიცაში H განისაზღვრებიან მიმდებ მხარეზე წინასწარ ცნობილი მიმდევრობის გადაცემით. მიმდებ მხარეზე გაზომილი არხის მიუქნებების მნიშვნელობები შეიძლება გაგზავნილ იქნას გადამცემი მოწყობილობისაკენ, კოდირებისათვის გამოსაყენებლად, რაც დამატებით ამაღლებს MIMO ტექნოლოგიის ეფექტურობას სივრცით-დროითი კოდირებისას STC [31,33].

სიგნალის სივრცით-დროითი კოდირების პრინციპი ორი ანტენით ნაჩვენებია ნახ. 3.10-ზე, სადაც d_1 და d_2 - კომპლექსური სიგნალებია; d_1^* , d_2^* - სიგნალები კომპლექსურადაა დაკავშირებული d_1 და d_2 სიგნალებთან. მიღებული სიგნალების მატრიცას ეწოდება ალამოუტის სივრცით-დროითი ბლოკი [2].



ნახ.3.10. სიგნალის სივრცით-დროითი კოდირების პრინციპი
ორი ანტენით

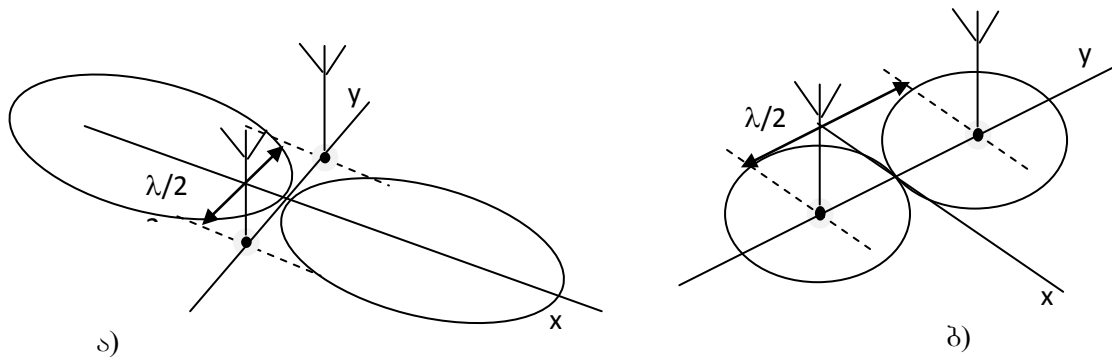
ალამოუტის ბლოკური კოდირების პრინციპი იმაში მდგომარეობს, რომ კომპლექსური სიგნალების ის მიმდევრობა, რომელიც ექვემდებარება გადაცემას, იყოფა წყვილებად (ლუწი და კენტი) d_1 და d_2 . მათ გადასაცემად საჭიროა ორი ანტენა და ორი დროითი ინტერვალი. პირველ დროით ინტერვალში გამოსხივებიან სიგნალები d_1 და d_2 , ხოლო მეორეში - d_1^* და

d_2^* . ასეთი სიგნალების ფორმირების ფიზიკური არსი შეიძლება აიხსნას შემდეგი გამოსახულებებით:

$$\begin{aligned} d_1 &= a_1 + jb_1 \\ d_2 &= a_2 + jb_2 \\ -d_2^* &= -a_2 + jb_2 \\ d_1^* &= a_1 - jb_1, \end{aligned} \quad (3.5)$$

სადაც a_i, b_i - შესაბამისად i -ური კომპლექსური სიგნალის ნამდვილი და წარმოსახვითი მდგენელებია. (3.5) გამოსახულების ანალიზი გვიჩვენებს:

- თუ სიგნალები დროის პირველ მომენტში სინფაზურია, მაშინ მეორე მომენტში ისინი საწინააღმდეგო ფაზისაა (და პირიქით);
- თუ დროის პირველ მომენტში სიგნალები ორთოგონალურია, მაშინ დროის მეორე მომენტში ისინი ასევე ორთოგონალურია (იმ განსხვავებით, რომ გამოსხივების ფაზების წინ გასწრება წარმოიქმნება ხან პირველ, ხან მეორე ანტენაზე). რადგან ორანტენიანი სისტემის გამოსხივების მიმართულება დამოკიდებულია სიგნალების ფაზების ურთიერთდამოკიდებულებაზე მის ანტენებთან (ელემენტებთან), ამიტომ სიგნალის წყვილის ჯამური გამოსხივების მიმართულება დროის სხვადასხვა მომენტში განსხვავებული იქნება (ნახ.3.11). ამ თვისებას შეუძლია გააუმჯობესოს სიგნალის გავლა, გავრცელების რთულ პირობებში პირდაპირი ხედვის არარსებობის დროს [32].



ნახ. 3.11. ორ ელემენტური სისტემის ჯამური გამოსხივების მიმართულება (λ ტალღის სიგრძეა):

- ა) გამომსხივებლის სინფაზური დატვირთვა.
- ბ) საპირისპირო ფაზიანი გამომსხივებლის დატვირთვა.

ალამოუტის ბლოკური კოდირებით სიგნალის მისაღებად (ნახ.3.10.), საკმარისია ერთი ანტენა. ასეთი შემთხვევის დროს ლაპარაკია MISO ტექნოლოგიაზე (Multiple Input Single Output), რომელიც წარმოადგენს MIMO ტექნოლოგიის ქვეკლასს. მიმღები ანტენის შესასვლელზე არის სიგნალი [33].

$$\begin{cases} r_1 = h_1 d_1 + h_2 d_2 + n_1, \\ r_2 = -h_1 d_2^* + h_2 d_1^* + n_2, \end{cases} \quad (3.6)$$

სადაც r_1, r_2 - სიგნალებია მიმღები ანტენის შესასვლელზე, შესაბამისად დროის პირველ და მეორე მომენტებში; h_1, h_2 - არხის გადაცემის კომპლექსური კოეფიციენტებია.

მიმღებ მოწყობილობაში მიღებული r_1 და r_2 - სიგნალების საფუძველზე დებულობენ ორ წრფივ კომბინაციას:

$$\begin{cases} \hat{d}_1 = h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \\ \hat{d}_2 = h_2^* r_1 - h_1 r_2^* \end{cases} \quad (3.7)$$

ხელშეშლამდგრადობის გაზრდის ფიზიკური თვისება MISO ტექნოლოგიის გამოყენებისას, შეიძლება აიხსნას (3.6) და (3.7) ფორმულით. კავშირის არხის ადიტიური ხმაურის შემცირებისას ვღებულობთ:

$$\begin{cases} \hat{d}_1 = (|h_1|^2 + |h_2|^2) d_1 \\ \hat{d}_2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2) d_2 \end{cases} \quad (3.8)$$

(3.8) გამოსახულების ანალიზი გვიჩვენებს, რომ სიგნალის ენერჯია იზრდება არხის კომპლექსური კოეფიციენტების მოდულის კვადრატის პროპორციულად. სიგნალის ენერჯიის გაზრდა იძლევა საშუალებას, გაიზარდოს მონაცემთა გადაცემის სიჩქარე არხში. (შენონის თეორემის თანახმად).

(3.6) და (3.7) გამოსახულებები უმჯობესია ჩაიწეროს ვექტორულ-მატრიცულ ფორმაში:

$$r = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = Hd \quad (3.9)$$

სადაც H -მატრიცა, რომელიც შედგენილია არხის კომპლექსური კოეფიციენტებით (ფეიდინგებით), რომელთათვისაც მართებულია გამოსახულება:

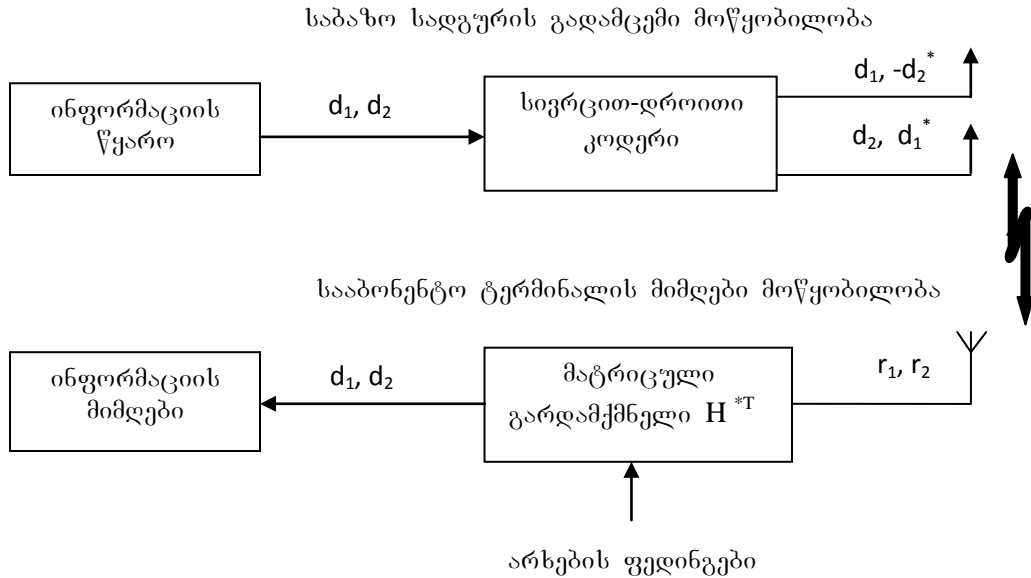
$$H^{*T}H = (|h_1|^2 + |h_2|^2)I = \|h\|I \quad (3.10)$$

სადაც $\|h\|$ - არხის ყველა ფეიდინგების მოდულების კვადრატების ჯამია; I - ერთეულოვანი მატრიცაა.

(3.9) და (3.10) გამოსახულების საფუძველზე შეიძლება ჩაიწეროს ((3.9) მარცხნიდან გამრავლდეს H^{*T} -მატრიცაზე):

$$\hat{d} = H^{*T}r \quad (3.11)$$

სივრცით-დროითი კოდირების დროს სიგნალის გარდაქმნის სქემა (3.11)-ის თანახმად, მოცემულია ნახ. 3.12-ზე.



ნახ. 3.12. სიგნალის გარდაქმნის სქემა სივრცით-დროითი კოდირების დროს

(3.11) გამოსახულება წარმოადგენს (3.8) გამოსახულების ვექტორულ-მატრიცული ჩაწერას. ვექტორულ-მატრიცული გამოსახულების გამოყენების მოხერხებულობა იმაში მდგომარეობს, რომ მათი სახე არ არის დამოკიდებული მიმღებ-გადამცემი ანტენების რაოდენობაზე [34].

სივრცით-დროითი კოდირება განსაზღვრავს გადასაცემი სიგნალების ფორმირების მიმდევრობას მიმღებ-გადამცემი ანტენების სხვადასხვა რაოდენობის დროს. შემდგომში განვიხილავთ სიგნალების ფორმირების თანამიმდევრობას ორი, სამი და ოთხი ანტენისათვის (ნახ.3.12-ის მაგალითის საფუძველზე).

MIMO ტექნოლოგიაზე აგებული კავშირის სისტემებისათვის ორი გადამცემი ანტენით (A_1 და A_2) და ორი (ერთი) მიმღები ანტენით. ფორმირების რიგითობას აქვს სახე:

$$\begin{matrix} A_1 & d_1 & -d_2^* \\ A_2 & d_2 & d_1^* \end{matrix} \quad (3.12)$$

სამანტენიანი გადამცემი სისტემებისათვის სიგნალების ფორმირების თანამიმდევრობას აქვს სახე:

$$\begin{matrix} A_1 & d_1 & -d_2 & d_3 & -d_4 & d_1^* & -d_2^* & -d_3^* & -d_4^* \\ A_2 & d_2 & d_1 & d_4 & -d_3 & d_2^* & d_1^* & d_4^* & -d_3^* \\ A_3 & d_3 & -d_4 & d_1 & d_2 & d_3^* & -d_4^* & d_1^* & d_2^* \end{matrix} \quad (3.13)$$

ხოლო ოთხანტენიანისათვის კი შემდეგი სახე:

$$\begin{matrix} A_1 & d_1 & -d_2 & d_3 & -d_4 & d_1^* & -d_2^* & -d_3^* & -d_4^* \\ A_2 & d_2 & d_1 & d_4 & -d_3 & d_2^* & d_1^* & d_4^* & -d_3^* \\ A_3 & d_3 & -d_4 & d_1 & d_2 & d_3^* & -d_4^* & d_1^* & d_2^* \\ A_4 & d_4 & d_3 & -d_2 & d_1 & d_4^* & d_3^* & -d_2^* & d_1^* \end{matrix} \quad (3.14)$$

განხილული გამოსახულებებიდან ჩანს, რომ სიგნალების გადაცემის მაქსიმალური - ერთის ტოლი სიმბოლური სიჩქარე შეესაბამება ორი გადამცემი ანტენის სისტემას (ორი სიგნალი d_1 და d_2 გადაიცემა დროის ორი ინტერვალის განმავლობაში), ხოლო 3 და 4 გადამცემ ანტენიანი ვარიანტებისათვის სიგნალების გადაცემის სიმბოლური სიჩქარეა $1/2$ (ოთხი სიგნალი d_1 , d_2 , d_3 , d_4 გადაიცემა დროის 8 ინტერვალის განმავლობაში).

მოვიყვანოთ (3.13) და (3.14) სიგნალებით ფორმირებული სქემებისათვის მიმღებ მოწყობილობაში აუცილებლად გამოსაყენებელი არსების კომპლექსური კოეფიციენტების H მატრიცის გამოსახულების სახე: სამი გადამცემი ანტენისათვის:

$$\begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & 0 \\ h_2 & -h_1 & 0 & -h_3 \\ h_3 & 0 & -h_1 & h_2 \\ 0 & h_3 & -h_2 & -h_1 \\ h_1^* & h_2^* & h_3^* & 0 \\ h_2^* & -h_1^* & 0 & -h_3^* \\ h_3^* & 0 & -h_1^* & h_2^* \\ 0 & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

ოთხი გადამცემი ანტენისათვის

$$\begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 \\ h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 \\ h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 \\ h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* \\ h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

ამ მატრიცების შედარების შედეგად შეგვიძლია დავასკვნათ, რომ სივრცით-დროითი კოდირებით MIMO ტექნოლოგიაზე აგებული 3 ანტენიანი გადამცემი სისტემები, რომელთათვისაც $h_4=0$ წარმოადგენენ ამავე სისტემის 4 ანტენიანი ვარიანტის შეკვეცილ სახეს.

ორივე შემთხვევაში (8×1) – r ვექტორს–ს აქვს შემდეგი სახე:

$$r^T = [r_1 \quad r_2 \quad r_3 \quad r_4 \quad r_1^* \quad r_2^* \quad r_3^* \quad r_4^*] \quad (3.17)$$

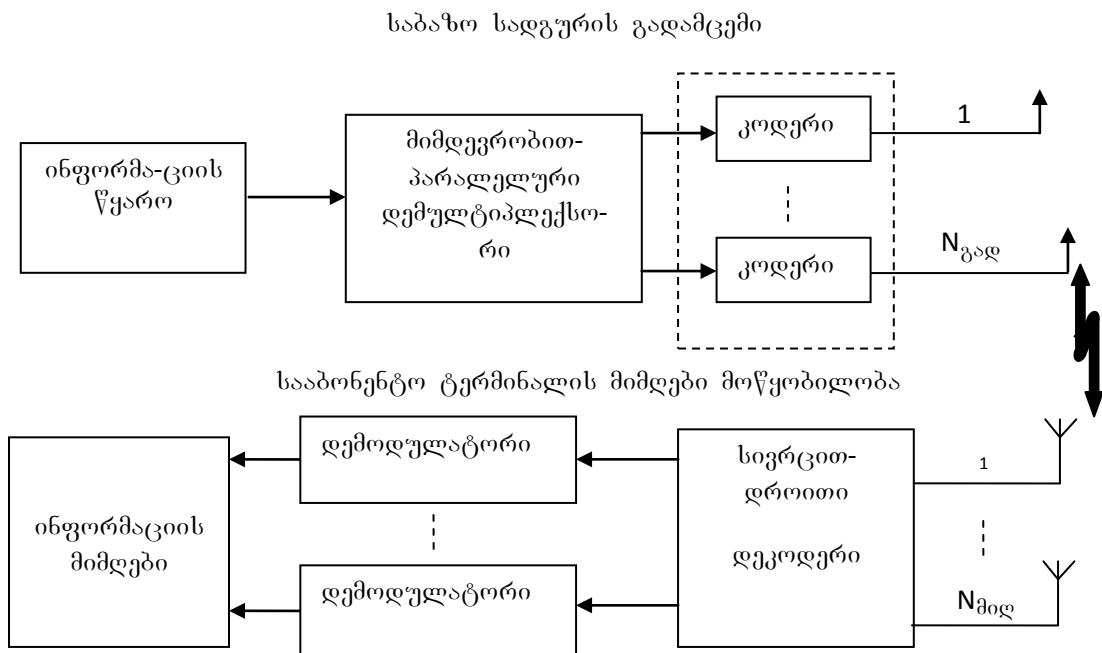
მოგების ხარისხი ხელშეშლა - დაცულობაში MIMO ტექნოლოგიაზე აგებული კავშირის სისტემების ანტენების რაოდენობის გაზრდისას სივრცით-დროითი კოდირებით, განისაზღვრება გამოსახულებით, [30,31,35].

$$\hat{d} = \|h\| = d \sum_{m=1}^M |h_m|^2 \quad , \quad (3.18)$$

რომელიც გვიჩვენებს, რომ კავშირის სისტემის მიმღების გამოსახველზე სიგნალის სიმძლავრე ტოლია ყველა გადამცემი ანტენებიდან მიმღებზე მიღებული სიმძლავრეების ჯამისა.

ამგვარად, ტოლი კოეფიციენტების მქონე არხების მოგება ხელშეშლამდგრადობაში პროპორციულია ანტენების რაოდენობის.

MIMO ტექნოლოგიაზე აგებული კავშირის სისტემების განზოგადოებული სტრუქტურული სქემა სივრცით-დროითი კოდირებით, $N_{გად}$ და $N_{მიღ}$ ანტენებით ($N_{გად} \leq N_{მიღ}$) მოცემულია ნახ. 3.13-ზე.



ნახ. 3.13. სიგნალის გარდაქმნის სქემა სივრცით-დროითი კოდირების დროს

ამ სქემის თანახმად მიმდევრობითი ინფორმაციული სიგნალების ნაკადი დემულტიპლექსორის საშუალებით იყოფა $N_{გად}$ პარალელურ ქვენაკადებად. თითოეული ქვენაკადი კოდირდება სივრცით-დროითი კოდით და მოდულაციის შემდეგ გამოსხივდება სივრცეში შესაბამისი ანტენით. უნდა აღინიშნოს, რომ ყველა $N_{გად}$ პარალელური ქვენაკადებისა გამოსხივდება ერთდროულად (სინქრონულად) ერთი და იმავე სისშირულ ზოლში [38,39,40].

გამოსხივებული $N_{გად}$ ქვენაკადები ქმნიან ჯამურ სიგნალებს თითოეული მიმღები ანტენის $N_{მიღ}$ შესასვლელზე. თითოეული მიმღების ანტენის შესასვლელზე მიღებული სიგნალი, წარმოადგენს $N_{გად}$ გადაცემული სიგნალების ნარევს, გამრავლებულს გადამცემი ანტენებისა და კავშირის არხის შესაბამის კომპლექსურ გადამცემ ფუნქციებზე. სხვა სიტყვებით რომ ვთქვათ, მიღებული სიგნალების ვექტორი წარმოადგენს გამოსხივებული სიგნალების ვექტორზე ნაწარმოებ არხის მატრიცას. არხის მატრიცა ფასდება შესაბამისი მეთოდით და ითვლება ცნობილად მიმღებ მხარეზე. შემდგომში მიმღებში ხდება გამოსხივებული $N_{გად}$ სიგნალების გაყოფისა და შეფასების ამოცანის გადაჭრა. ამისათვის, აუცილებელია ამოიხსნას $N_{მიღ}$ რაოდენობიანი განტოლებათა სისტემა $N_{გად}$ უცნობით.

3.4. MIMO სიგნალების დამუშავების ალგორითმი

მიმღებ მხარეზე

MIMO სიგნალების დამუშავების ალგორითმი მიმღებ მხარეზე შემუშავებულია Bell-Labs ლაბორატორიის მიერ და აქვს D-BLAST, V-BLAST მოდიფიკაციები. ეს ალგორითმი გამოიყენება მხოლოდ იმ შემთხვევაში, როდესაც გადამცემი ანტენების რაოდენობა არ აღემატება მიმღები ანტენების რაოდენობას [41].

D-BLAST ალგორითმი საშუალებას იძლევა მიღწეული იქნას მონაცემთა გადაცემის უფრო მაღალი სიჩქარე, ვიდრე V-BLAST

ალგორითმი, თუმცა უფრო რთულია რეალიზაციაში. იმის გათვალისწინებით, რომ V-BLAST ალგორითმის გამოყენებისას სიჩქარის დანაკარგი უმნიშვნელოა, მოწყობილობების მწარმოებელთა უმრავლესობა მიდის რეალიზაციის გამარტივებისაკენ.

D-BLAST ალგორითმის ახსნისათვის შემოვიღოთ შემდეგი აღნიშვნები. ვიგულისხმობთ, რომ $(N_{\text{მიღ}} \times 1)$ - მიმღების შესასვლელზე მიღებული სიგნალების ვექტორი განისაზღვრება გამოსახულებით.

$$r(t) = Hd + n(t) \quad (3.19)$$

სადაც $d(t) - (N_{\text{მიღ}} \times 1)$ განზომილების ვექტორია; H - კავშირის არხის მატრიცაა $(N_{\text{მიღ}} \times N_{\text{გად}})$ განზომილებით; $n(t)$ - ადიტიური ხმაურის ვექტორია $(N_{\text{მიღ}} \times 1)$ განზომილებით და შემდეგი სახის კორელაციური მატრიცით.

$$R_{nn} = M \{n(t)n^T(t)\} = \sigma_n^2 I_{N \times N} \quad (3.20a)$$

სადაც $\sigma_n^2 = N_0 / 2$ წარმოადგენს ხმაურის დისპერსიას (სპექტრალური სიმკვრივე). თუ ვიგულისხმებთ, რომ მონაცემთა გადაცემა ხდება $N_{\text{გად}}$ თანაბარი სიმძლავრის დამოუკიდებელ ქვენაკადებად, ვღებულობთ d ვექტორის კოვარიაციულ მატრიცას:

$$R_{dd} = M \{d(t)d^T(t)\} = \sigma_d^2 I_{N \times N} \quad (3.20b)$$

სადაც σ_d^2 - ერთი ანტენის მიერ გამოსხივებული სიგნალის საშუალო სიმძლავრეა.

ის დაკავშირებულია გამოსხივებული სიგნალის ჯამურ p მნიშვნელობასთან, შემდეგი დამოკიდებულებით:

$$\sigma_d^2 = P / N_{\text{გად}} \quad (3.21)$$

შემოვიტანოთ შეცდომის ვექტორის ცნება, რომელიც განისაზღვრება როგორც განსხვავება $d(t)$ სიგნალის გადაცემული ვექტორისა და მის შეფასებას შორის:

$$e(t) = d(t) - \hat{d}(t) \quad (3.22)$$

სიგნალის ოპტიმალური მიღების ერთ-ერთ კრიტერიუმს წარმოადგენს შეცდომის მინიმიზაციის კრიტერიუმი (Minimum Mean Squared Error – MMSE), რომელიც დაფუძნებულია ხაზურ დეტექტირებაზე საშუალო კვადრატული შეცდომის მინიმუმის კრიტერიუმით (3.22). ამ მეთოდის თანახმად, d ვექტორის ოპტიმალური შეფასების მისაღებად საჭიროა დაკვირვება, $r(t)$ გატარდეს მატრიცით განსაზღვრულ MMSE ფილტრში:

სადაც, α ნივთიერი წონითი კოეფიციენტია, $\alpha = N_{\text{გად}} \cdot \sigma_n^2 / P$. [41].

$$G = H \left[H^T H + \alpha I_{N_{\text{გად}} \times N_{\text{გად}}} \right]^{-1} = HQ \quad (3.23)$$

გამოსახულება (3.23) შეიძლება გავამარტივოთ:

$$G = H \left[H^T H \right]^{-1} \quad (3.24)$$

ამ უკანასკნელს უწოდებენ H მატრიცის ფსევდოინვერსიას და (3.23)-გან განსხვავდება $\alpha I_{N_{\text{გად}} \times N_{\text{გად}}}$ დიაგონალური მატრიცის არსებობით. ალგორითმის ასეთ გამარტივებას მიყვაროთ მიმღები მოწყობილობის შესასვლელზე ხმაურის გაზრდამდე, განსაკუთრებით თუ $H^T H$ მატრიცა ცუდად არის განსაზღვრული. ამიტომ α -ს არანულოვანი მნიშვნელობის გამოყენება უფრო მეტად მისაღებია მაშინაც კი თუ ხმაურის სპექტრალური სიმკვრივის ზუსტი მნიშვნელობა უცნობია [38,39,40].

V-BLAST ალგორითმში $d(t)$ ვექტორის $N_{\text{გად}}$ გადაცემული სიმბოლოების დეტექტირება წარმოებს $N_{\text{გად}}$ -ის იტერაციით. თითოეული იტერაცია სრულდება 3 ეტაპად:

ეტაპი 1. $d(t)$ ვექტორის შეფასების განსაზღვრა MMSE ფილტრის გამოყენებით:

$$\tilde{d}(t) = G^T r(t) \quad (3.25)$$

ეტაპი 2. $d(t)$ ვექტორის მდგენელის შეფასება, რომლისთვისაც სიგნალ/ხმაურის ფარდობა უდიდესია. ამ მდგენელის ნომერი განისაზღვრება MMSE ფილტრის გამოყენების შემთხვევაში Q (3.23)

$$\hat{d}_{p_1}(t) = \Pr[\tilde{d}_{p_1}(t)] \quad (3.26)$$

მატრიცის უმცირესი დიაგონალური ელემენტის ნომრით, ხოლო (3.24) ფსევდომიმდევრობის შემთხვევაში უმცირესი ნორმის მცირე სვეტის ნომრით. აღნიშნოთ ეს ნომერი p_1 -ით და ვიპოვოთ $d(t)$ ვექტორის d_{p_1} მდგენელის შეფასება [41,41,43,44].

ამ ფორმულაში $P_r[x]$ -ით აღნიშნულია სიგნალურ-კოდურ კონსტრუქციაში x -თან ყველაზე მიახლოებული სიგნალის არჩევის ოპერაცია.

ეტაპი 3. $r(t)$ ვექტორისა და არხის H მატრიცის მოდიფიკაცია. ვექტორს სცილდება d_{p_1} სიმბოლოს მოქმედების შედეგი:

$$r_2(t) = r(t) - \hat{d}_{p_1}(t)H^{(p_1)} \quad (3.27)$$

აქ $H^{(p_1)}$ - H მატრიცის p_1 ნომრის სვეტია. არხის H მატრიცა მოდიფიცირდება, მისგან $p_1(H^{(p_1)})$ ნომრის სვეტის მოშორებით.

ეტაპი 1-3 მეორდება $N_{გად}$ -ჯერ და შემდეგ გამოითვლება $p_2, p_3, \dots, p_{N_{გად}}$ კომპონენტები.

3.5. დასკვნა

1. მაღალი სიჩქარით ინფორმაციის გადასაცემად საჭიროა გამოყენებული იქნას სივრცით-დროითი კოდები, ვინაიდან ინფორმაციის გადაცემას წინ უსწრებს რიგი წინააღმდეგობებისა, რაც იწვევს ექო სიგნალების სიმრავლეს, ასევე დიდ ინტენფერენციებს. ამ წინააღმდეგობების დასაძლევად ხელსაყრელია ხელშეშლამდგრადი კოდირება-დეკოდირების გამოყენება. კერძოდ, სივრცით-დროითი ბლოკური და გისოსისებრი კოდირება. გისოსისებრი კოდი დეკოდირების სირთულის გაზრდის ხარჯზე იძლევა დამატებით კოდურ მოგებას. ბლოკური კოდები კი აღწევს სრულ განცალკევებას და მარტივად კოდირდება/დეკოდირდება.

2. MIMO სიგნალების დამუშავების დროს მნიშვნელოვან ფაქტორს წარმოადგენს მიმღებში დეკოდირება-მოდულაციის სირთულე. ამ მაჩვენებლით მიზანშეწონილია გამოყენებული იქნას V-BLAST ალგორითმი, რომელიც მარტივია ტექნიკური რეალიზაციის მხრივ და ამავე დროს იძლევა გადაცემის სიჩქარის უმნიშვნელო შემცირებას D-BLAST ალგორითმთან შედარებით.

3. განსაკუთრებით მნიშვნელოვან შედეგებს იძლევა კავშირის სისტემები MIMO ანტენებით. იზრდება არხის ხელშეშლამდგრადობა ე.ი. ხდება შეცდომით მიღებული ბიტების რაოდენობის შემცირება მონაცემთა გადაცემის სიჩქარის შემცირების გარეშე სიგნალების მრავალსივიანი გავრცელების პირობებში.

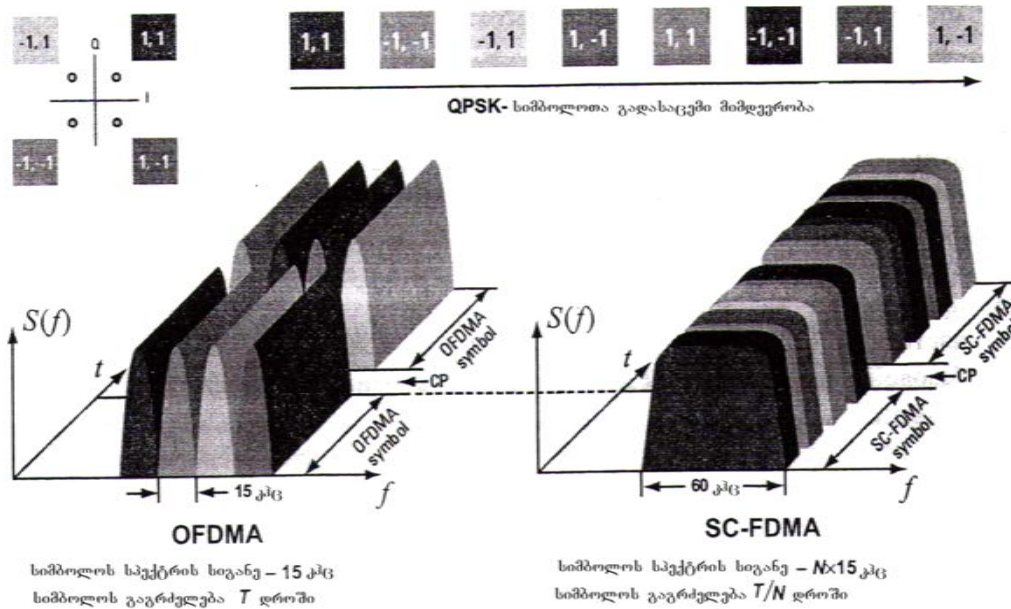
IV თავი

ხელშეშლამდგრადობის გაზრდის მეთოდები მოდულაციის სხვადასხვა სახის გამოყენებით სივრცით-დროითი კოდირების დროს

გადაცემის ძალიან მაღალი სიჩქარეებისა და ხელშეშლამდგრადობის მისაღწევად საჭიროა სიგნალების ფორმირებისა და დამუშავების ახალი ალგორითმების შემუშავება და კვლევა.

4.1. OFDM (სიხშირული არხების ორთოგონალური მულტიპლექსირება)

გადაცემის სისწრაფის გაზრდის ყველაზე თანამედროვე კონცეფციას წარმოადგენს OFDM როგორც „დაღმავალ“ ისე „აღმავალ“ არხებში. ამავე დროს მიდგომა ამ ორი მიმართულებით გადაცემისათვის სხვადასხვაა – კერძოდ რადიონტერფეისი „ზევით“ ხასიათდება მცირე ენერგეტიკული ბიუჯეტით, რადგანაც მობილური ტერმინალების გადამცემები მცირე სიმძლავრისაა. OFDM – ის ძირითადი ნაკლოვანება ისაა, რომ რადიოარხში ჯამური რადიოსიგნალი წარმოადგენს ცალკეული მოდულირებული ქვეგადამტანების სუპერპოზიციას (შეჯამებას), რის გამოც დიდია პიკ-ფაქტორი (სიგნალის მაქსიმალური მნიშვნელობის ფარდობა მის საშუალო მნიშვნელობასთან). ამიტომ მიმართულებით „ზევით“ გამოიყენება SC-FDMA (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access - მრავალჯერადი მიღწევა არხების სიხშირული დაყოფით ერთ გადამტან სიხშირეზე) (ნახ. 4.1) [45].



ნახ.4.1. QPSK სიმბოლოთა მიმდევრობის გადაცემის თავისებურებები OFDMA და SC-FDMA სისტემებში

OFDMA მეთოდში თითოეულ ქვეგადამტანზე გადაიცემა თითოეული მამოღულირებელი (გადამცემი) სიმბოლო, ე.ი. სიმბოლოები გადაიცემა პარალელურად. SC-FDMA – ში ყველა ქვეგადამტანი მოღულირდება ერთი და იგივე სიმბოლოთი – ე.ი. გადაცემა ხდება მიმდევრობით. ეს ამცირებს პიკ-ფაქტორს და ზრდის შეცდომით მიღების ალბათობას მიმართულებით „ზევით“.

OFDMA მეთოდის გამოყენება მნიშვნელოვან შედეგებს იძლევა მხოლოდ სივრცით-დროითი (ან სივრცით-სიხშირული) განცალკევების მეთოდებთან ერთად. კერძოდ, კოდირებისა და განცალკევების მეთოდების ერთობლივი გამოყენებით. სიგნალების დამუშავების შემდგომ განვითარებას წარმოადგენს სფერული კოდირების გამოყენება.

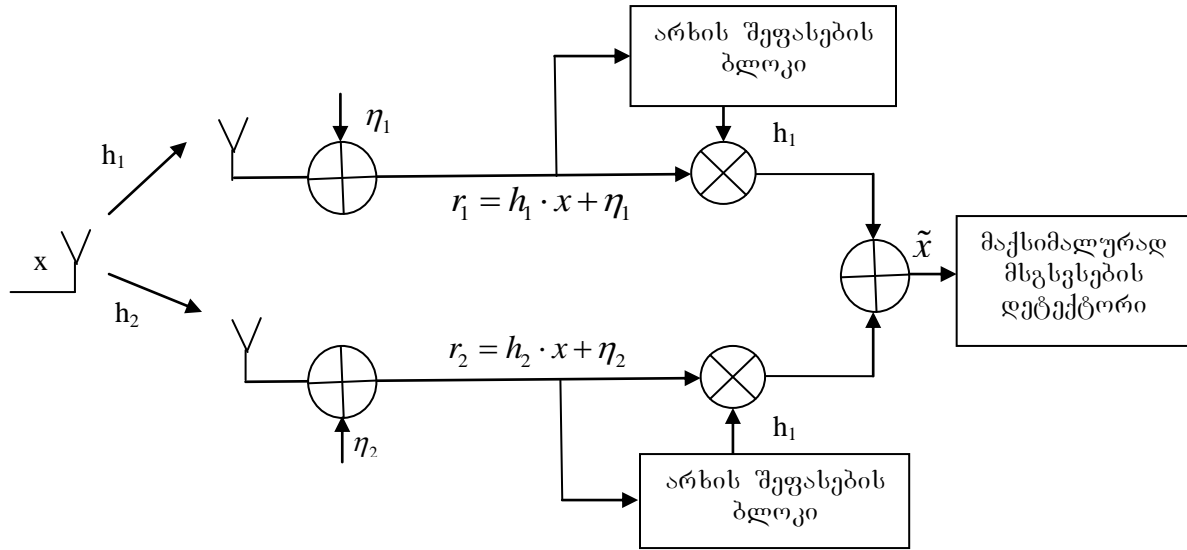
4.2. მაქსიმალური თანაფარდობის კომბინირების MRC მეთოდი

ჩვეულებრივ გადამცემ სისტემაში არის ერთი გადამცემი, რომელიც გადასცემს ინფორმაციას ერთ მიმღებს. არსებში რელეური მიღებით გადაცემული სიმბოლოები განიცდიან დონის ძლიერ ფლუქტუაციას და ფაზის ცვლილებას. მიღების გაველების შესამცირებლად შეიძლება გამოვიყენოთ რამოდენიმე მიმღები, რომელიც ღებულობს ერთი და იგივე სიმბოლოს ასლს გადაცემულს დამოუკიდებელი გზით. იმის მიუხედავად, ცალკე გზას აქვს თუ არა ჩახშობა, შეუძლებელია საიმედოდ შეფასდეს გავერცელების სხვა გზით გადაცემული სიმბოლოები. ამასთან, მიმღებ მხარეზე უნდა გავაერთიანოთ სხვადასხვა გზით მიღებული სიმბოლოები, რაც იწვევს დამატებით სირთულეს. კლასიკური მეთოდი, რომელიც ხშირად გამოიყენება პრაქტიკაში არის მაქსიმალური თანაფარდობის კომბინირების მეთოდი (Maximum Ratio Combining - MRC) [45].

ნახ.4.2.-ზე მოცემულია დაბალსიხშირიანი კავშირის სისტემების ექვივალენტი MRC ტექნიკის გამოყენებით ორი მიმღებით. ვთქვათ, გარკვეულ მომენტში გადაიცემა სიმბოლო x . როგორც ნახაზიდან ჩანს x სიმბოლო გადაიცემა ორი სხვადასხვა არხით - კოეფიციენტებით h_1 და h_2 . სიმარტივისათვის მიღებულია, რომ არხები არის ცალმხრივი და შესაძლებელია მათი მოდელირება როგორც კომპლექსური მულტიპლიკაციური დამახინჯება, აღწერილი მოდულებით $|h_1|$ და $|h_2|$ და ფაზებით Θ_1 და Θ_2 :

$$h_1 = |h_1| \cdot e^{j\Theta_1} \quad (4.1)$$

$$h_2 = |h_2| \cdot e^{j\Theta_2} \quad (4.2)$$



ნახ.4.2. MRC მეთოდის დაბალსიხშირული წარმოდგენა 2 მიმღები ანტენის გამოყენებით

თითოეულ მიმღებში ხვდება სიგნალი ხმაურის დამატებით, როგორც ნაჩვენებია ნახ. 4.2-ზე. აქედან გამომდინარე, მიღებული დაბალსიხშირული სიგნალები შეიძლება ჩაიწეროს შემდეგი სახით:

$$r_1 = h_1 \cdot x + \eta_1 \quad (4.3)$$

$$r_2 = h_2 \cdot x + \eta_2 \quad (4.4)$$

სადაც η_1 და η_2 ხმაურის კომპლექსური სიდიდეებია. იგივე გამოსახულებას მატრიცულ ფორმაში ექნება სახე:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = x \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

თუ ვიგულისხმებთ, რომ ჩვენ გვაქვს ზუსტი საარხო ინფორმაცია, ანუ არხის ზუსტი შემფასებელი, მიღებული სიგნალები r_1 და r_2 შეიძლება გამრავლებული იქნას კომპლექსურად შეუღლებულ ფუნქციებზე h_1^* და h_2^* იმისათვის, რომ მოისპოს არხების გავლენა. შემდეგ შესაბამისი სიგნალები

ერთიანდება მაქსიმალური მსგავსების დეტექტორის შესასვლელზე ასეთი სახით:

$$\tilde{x} = h_1^* y_1 + h_2^* y_2 \quad (4.6)$$

$$\tilde{x} = h_1 y_1 x + h_1^* \eta_1 + h_2^* h_2 x + h_2^* \eta_2 \quad (4.7)$$

$$\tilde{x} = (|h_1|^2 + |h_2|^2) x + h_1^* \eta_1 + h_2^* \eta_2 \quad (4.8)$$

გაერთიანებული სიგნალი \tilde{x} მიეწოდება მაქსიმალური მსგავსების დეტექტორს. ამ სიგნალისა და ყველა შესაძლებელ გადასაცემ სიმბოლოთა შორის არსებული ევკლიდეს დაშორების საფუძველზე მეტნაკლებად მიახლოებული (მსგავსი) გადაცემული სიგნალი განისაზღვრება მაქსიმალური მიახლოების დეტექტორით.

გადაწყვეტის გამარტივებული წესი დამყარებულია x_i –ს არჩევაზე, მაშინ როცა

$$dist(\tilde{x}, x_i) \leq dist(\tilde{x}, x_j), \forall i \neq j \quad (4.9)$$

სადაც $dist(A, B)$ არის ევკლიდეს დაშორება A და B სიგნალებს შორის და ინდექსი j მოიცავს ყველა შესაძლო გადასაცემ სიგნალს. (4.9) უტოლობიდან შეიძლება დავინახოთ, რომ მეტნაკლებად მიახლოებით გადასაცემ სიმბოლოს წარმოადგენს სიმბოლო, რომელიც მინიმალური ევკლიდეს სივრცითაა დაშორებული გაერთიანებული \tilde{x} სიგნალისაგან.

4.3. ალამოუტის სივრცით-დროითი ბლოკური კოდირება (STBC)

წინა თავში განვიხილეთ ალამოუტის სივრცით-დროითი ბლოკური კოდირების სქემა. ახლა წარმოვადგინოთ კონკრეტული მაგალითის საფუძველზე ჩატარებული მოდელირების შედეგები [42,43,44].

ეს მარტივი კოდი იყო შემოთავაზებული Siavash M. Alamouti-ის მიერ 1998 წლის ოქტომბერში. [3] წარმოდგენილი იყო მეთოდი სივრცით-დროითი განცალკევების მისაღებად 2 გადამცემი ანტენით (ნახ. 4.3, ნახ. 4.4).

1. მოცემული იყო გადასაცემი მიმდევრობა:

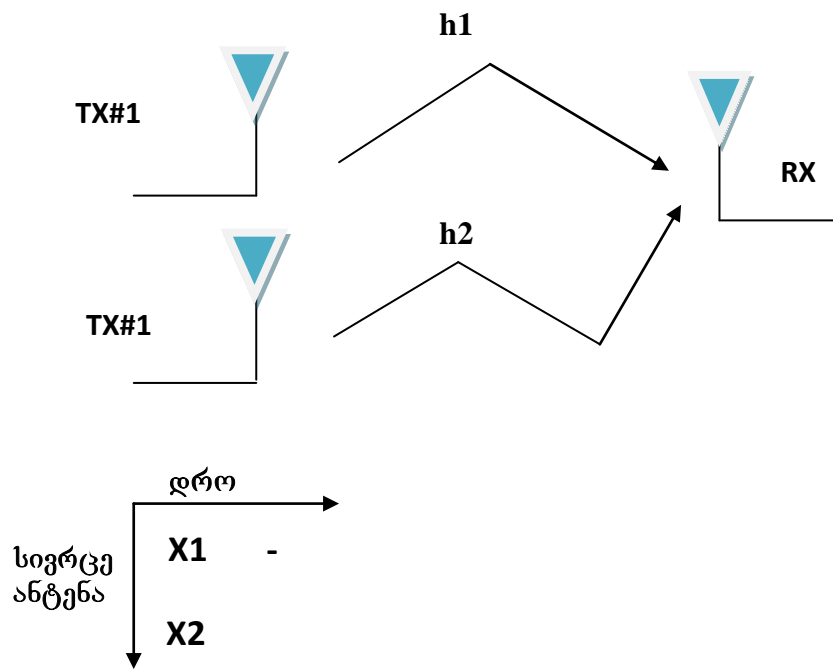
$$\{ x_1, x_2, x_3, \dots, x_n \}$$

2. ნორმალური გადაცემის დროს x_1 -ს გადაცემით დროის პირველ ინტერვალში, x_2 -ს მეორეში, x_3 -ს მესამეში და ა. შ.

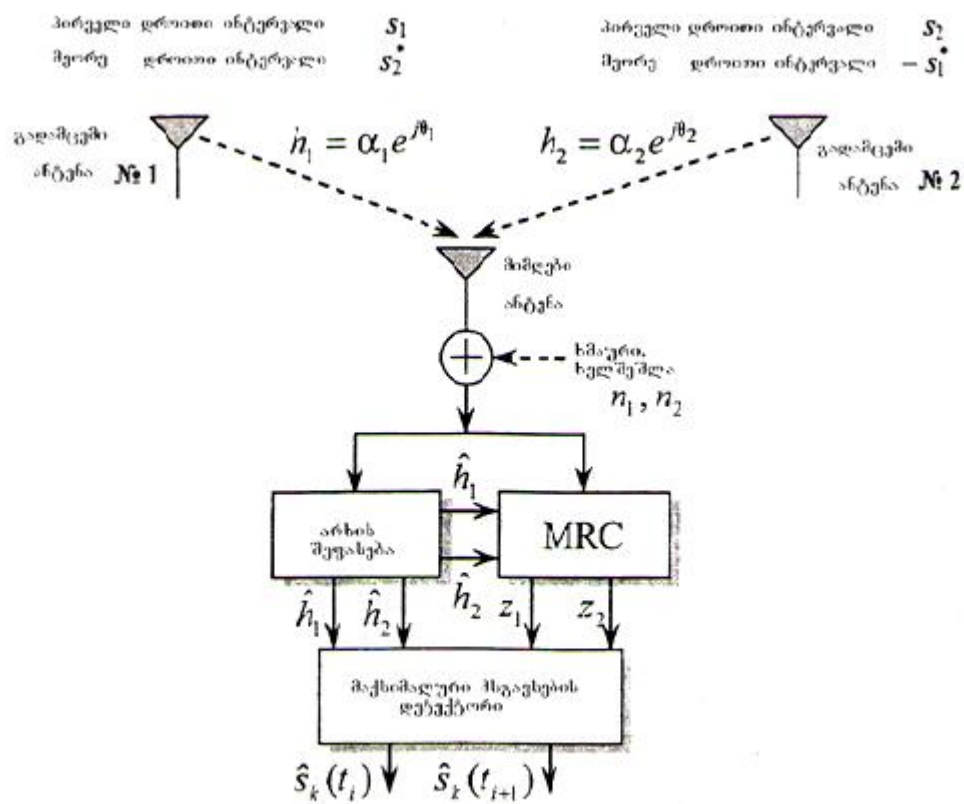
3. ამასთან აღამოუტმა შემოგვთავაზა სიმბოლოების ჯგუფის 2-2 ად გადაცემა. x_1 და x_2 დროის პირველ შუალედში, I და II ანტენებით. მეორედ კი $-x_2^*$ და x_1^* I და II ანტენებით. მესამე დროის ინტერვალში x_3 და x_4 I და II ანტენებით. მეოთხე დროით ინტერვალში კი $-x_4^*$ და x_3^* , პირველი და მეორე ანტენებიდან და ა. შ.

4. მიუხედავად იმისა, რომ ჩვენ ვაჯგუფებთ სიმბოლოებს, მაინც გვჭირდება ორი დროითი ინტერვალი ორი სიმბოლოს გადასაცემად. არავითარი განსხვავება არაა მონაცემთა გადაცემის სიჩქარეში.

5. ეს წარმოადგენს აღამოუტის სივრცით-დროით ბლოკურ კოდირებას.



ნახ. 4.3. 2 გადამცემი და 1 მიმღები ანტენა. ალამბოუტის სივრცით-დროით ბლოკურ კოდირება



ნახ. 4.4. ალამბოუტის ირანტენიანი მიმღებ-გადამცემი

გადამცემი i ანტენებისათვის თითოეული გადასაცემი სიმბოლო მრავლდება შემთხვევით ცვალებად კომპლექსურ რიცხვზე h_i . გადასაცემი არხი განიხილება როგორც რელეის არხი, გაუსის განაწილებით, რომელსაც აქვს საშუალო $\mu_{hi} = 0$ და დისპერსია

$$\sigma_{hi}^2 = \frac{1}{2}. \quad (4.10)$$

არხი გადამცემ და მიმღებ ანტენებს შორის შემთხვევით დროის ინტერვალში ცვალებადია. მაგრამ დროის ორი დროითი ინტერვალის განმავლობაში მაინც რჩება მუდმივი [40, 41, 42,].

მიმღებ მხარეზე, n -ხმაური შეიცავს გაუსის განაწილების ფუნქციას, რომელიც აღწერილია ფორმულით:

$$P(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(n-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad \mu=0 \quad \text{და} \quad \sigma^2=N_0/2. \quad (4.11)$$

$P(n)$ – შეცდომის ალბათობაა.

4.4. მიმღები ალამოუტის სივრცით-დროითი ბლოკური კოდირებით STBC

დროის პირველ ინტერვალში მიღებული სიგნალი არის

$$y_1 = h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1 = [h_1 h_2] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + n_1, \quad (4.12)$$

დროის შემდეგ ინტერვალში კი

$$y_2 = -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + n_1 = [h_1 h_2] \begin{bmatrix} -x_2^* \\ x_1^* \end{bmatrix} + n_2, \quad (4.13)$$

სადაც y_1 და y_2 არის მიღებული სიმბოლოები დროის პირველ და შემდეგ ინტერვალებში. შესაბამისად, h_1 არის არხი ერთი გადამცემი ანტენით და 2 მიმღები ანტენით, h_2 არის არხი 2 გადამცემი და 2 მიმღები ანტენით. x_1 და x_2 არის გადაცემული სიმბოლოები, ხოლო n_1, n_2 არის ხმაური I და II დროითი ინტერვალში.

ვინაიდან ორივე ხმაური თანაბარ პირობებში ვრცელდება დამოუკიდებლად

$$E = \left\{ \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} n_1^* & n_2 \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} |n_1|^2 & 0 \\ 0 & |n_2|^2 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

მოხერხებულობისთვის ეს ტოლობა შეიძლება წარმოვადგინოთ მატრიცის სახით.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

განვსაზღვროთ $H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & h_1^* \end{bmatrix}$. ამოხსნისათვის $\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$ -თვის, საჭიროა ვიპოვოთ

H-ის ინვერსია. ზოგადად $m \times n$ მატრიცისათვის ფსევდო ინვერსია განისაზღვრება

$$H^+ = (H^H H)^{-1} H^H. \quad (4.16)$$

აქედან

$$(H^H H)^{-1} = \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |h_1|^2 + |h_2|^2 & 0 \\ 0 & |h_1|^2 + |h_2|^2 \end{bmatrix} \quad (4.17.)$$

ვინაიდან ეს არის დიაგონალური მარტიცა, მისი ინვერსია დიაგონალური ელემენტების ინვერსიის ტოლი იქნება [22].

$$(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

ე.ი. გადაცემული ელემენტები შეიძლება შეფასდეს:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \widehat{x_1} \\ \widehat{x_2} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \cdot \mathbf{H}^H \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} \\ &= (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \cdot \mathbf{H}^H \left(\mathbf{H} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} \right) \\ &= \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \cdot \mathbf{H}^H \cdot \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.19)$$

ორივე მეთოდის შემთხვევაში, როგორც ალამოუტის ისე MRC – ს დროს, შეცდომის ალბათობა იგივე იქნება, თუმცა არის მცირე განსხვავებაც.

ალამოუტის მეთოდის დროს ვიყენებთ 2 გადამცემ ანტენას. თუმცა საერთო სიმძლავრე ამ მეთოდით გადაცემისას ორმაგად მეტია, ვიდრე MRC – ს დროს. ზუსტი შედარების გასაკეთებლად საჭიროა, რომ საერთო სიმძლავრე 2 ანტენით გადაცემული STBC-ის დროს არ იყოს ტოლი სიმძლავრისა ერთი გადამცემი ანტენით MRC – ს დროს.

$$P_{\text{STBC}} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \left(1 + \frac{2}{E_b/N_o} \right)^{-1/2} \quad (4.20)$$

თუ დავაკვირდებით, შეგვიძლია ვნახოთ, რომ ხელშემწამდგრადობა 3დბ-ით მაღალია ალამოუტის 2Tx და 1Rx დროს, ვიდრე 1Tx და 2Rx MRC -ს დროს.

MRC – ს გამოყენებით შეცდომით მიღებული ბიტების რაოდენობა BPSK მოდულაციით რელიეს არხში, 1 გადამცემი და 2 მიმღები ანტენით ტოლია

$$P_{e,MRC} = P_{MRC}^2 [1+2(1-P_{MRC})], \quad \text{სადაც} \quad (4.21)$$

$$P_{MRC} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{E_b/N_o} \right)^{-1/2} \quad (4.22)$$

აღამოუტით 2 გადამცემი და ერთი მიმღები ანტენით STBC.

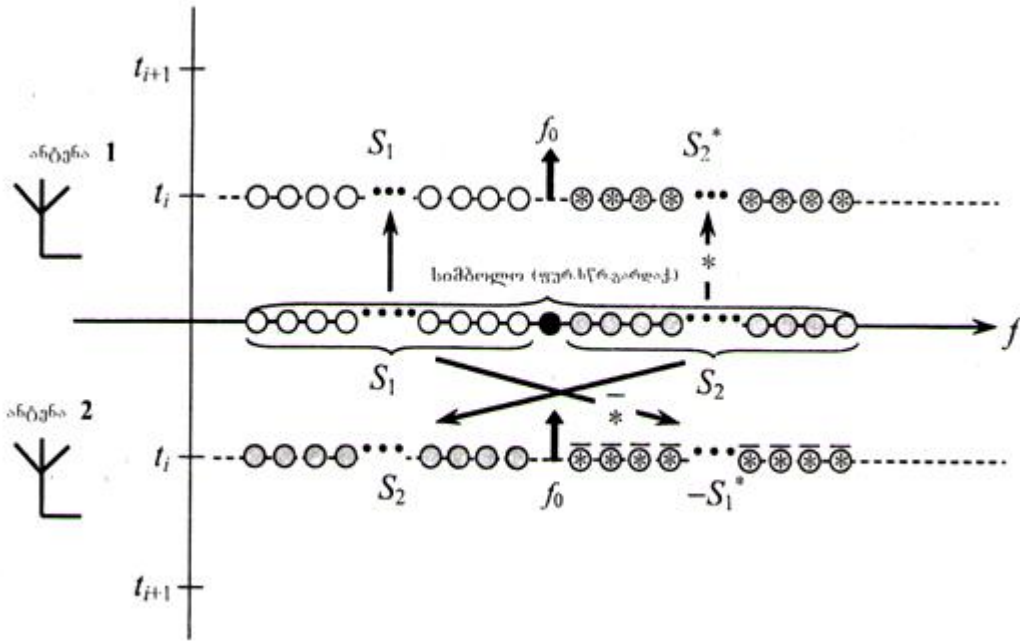
$$P_{STBC} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \left(1 + \frac{2}{E_b/N_o} \right)^{-1/2} \quad (4.23)$$

და შეცდომის მაღალი ალბათობა

$$P_{e,STBC} = P_{STBC}^2 [1+2(1-P_{STBC})]. \quad (4.24)$$

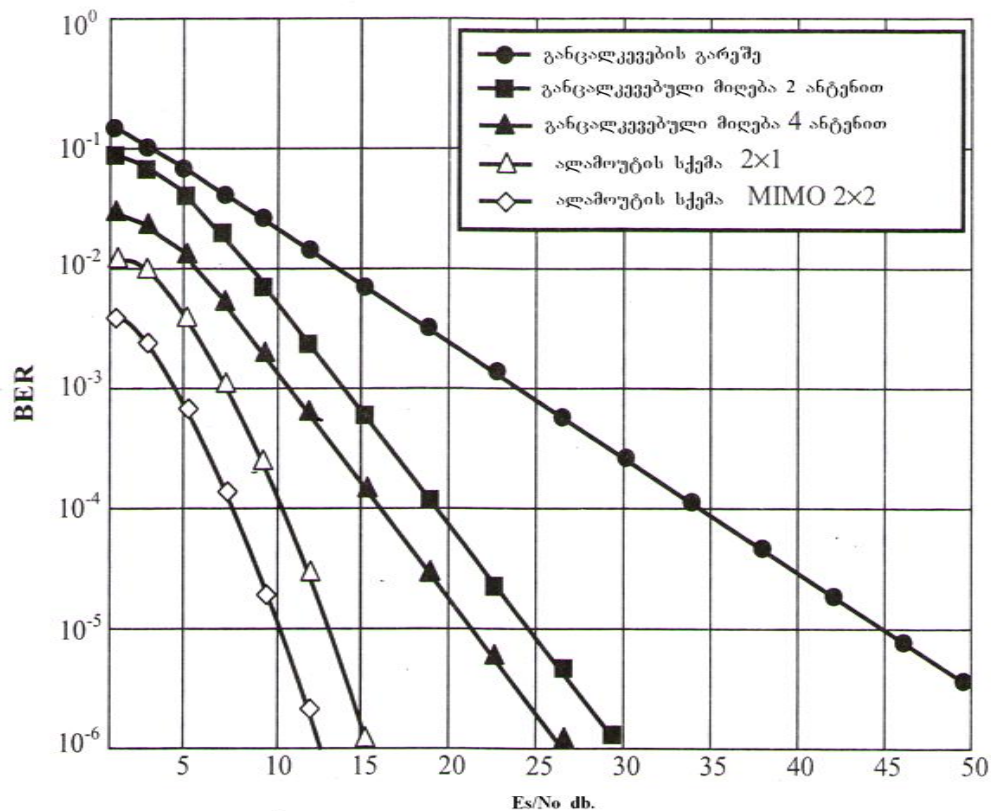
4.21 ÷ 4.24 გამოსახულებების ანალიზი გვიჩვენებს, რომ სახეზეა ხელშეშლებამდგრადობის ამაღლება (შეცდომის ალბათობის შემცირება) MRC მეთოდის გამოყენებით.

სივრცით-დროით კოდირებასთან შედარებით, **სივრცით სისშირული** კოდირება SFC უზრუნველყოფს გამტარუნარიანობის გაზრდას. აქ ასევე გამოიყენება 2 ანტენა მიმართულებათა სხვადასხვა დიაგრამებით, შესაბამისად, გადაიცემა სიგნალები S_1 და S_2 ერთ სისშირულ ზოლში, ხოლო S_1^* და S_2^* მეორეში. ყველა სიგნალის გადაცემა ხდება ერთდროულად. ასე, რომ გამტარუნარიანობა იზრდება, სისშირული ზოლების გაორმაგების ხარჯზე. ნახ. 4.5-ზე ნაჩვენებია SFC –ის მაგალითი OFDM ტექნოლოგიასთან ერთად.



ნახ. 4.5. OFDM პრინციპი სივრცით-სიხშირული კოდირებით ალამოუტის მიხედვით.

ნახ-4.6. -ზე ნაჩვენებია შეცდომის ალბათობის დამოკიდებულების გრაფიკი სიგნალ/ხელშეშლის ფარდობაზე BPSK მოდულაციის გამოყენებით ჩვენს მიერ განხილული სივრცით-დროითი კოდირებისათვის [3].

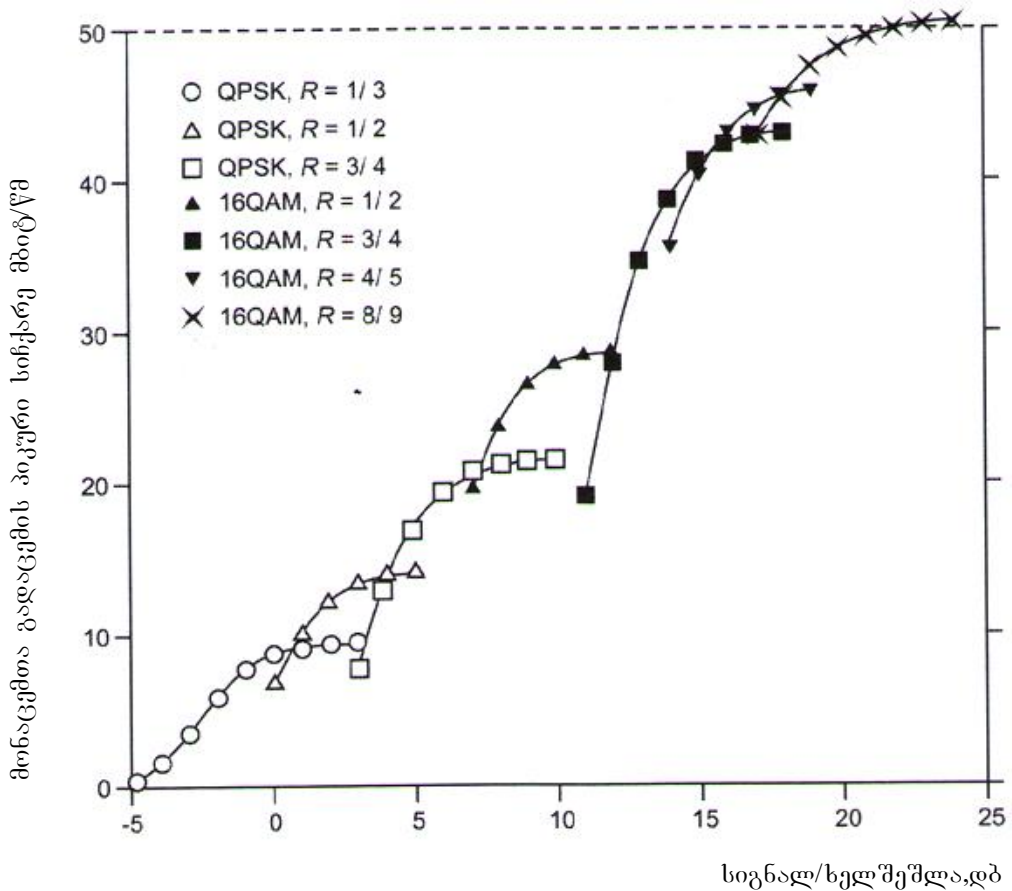


ნახ.4.6. ენერგეტიკული მოგება სიგნალ/ხელშეშლა STBC /MIMO სქემის გამოყენებით რელიეს არხში.

სიგნალები ორობითი ფაზური მოდულაციით BPSK არ გამოირჩევიან განსაკუთრებული ხელშეშლამდგრადობით. დაბალი სპექტრალური ეფექტურობის გამო ეს მოდულაცია ხშირად არ გამოიყენება თანამედროვე უსადენო ტელეკომუნიკაციებში. უფრო მეტად იყენებენ მის გაფართოებულ ვარიანტს – კვადრატურულ ფაზურ მანიპულაციას – QPSK. რაც წარმოადგენს დისკრეტული ფაზური მანიპულაციების სახესხვაობას გადამტანი რხევის 4 ფაზური მდგომარეობით. ამ შემთხვევაში ერთი სიმბოლოთი გადაიცემა 2 ბიტი. ინფორმაციის გადაცემის სიჩქარე BPSK-თან შედარებით იზრდება ორჯერ სიხშირული ზოლის გაფართოების გარეშე (ან იმავე სიჩქარის დროს სიხშირული ზოლის სიგანე 2-ჯერ მცირდება). მოგება მიიღწევა ხელშეშლამდგრადობის დაკარგვის გარეშე. სიგნალის კვადრატურული მდგენელები ორთოგონალურია და არ უქმნიან ერთმანეთს გადაამკვეთ ხელშეშლებს.

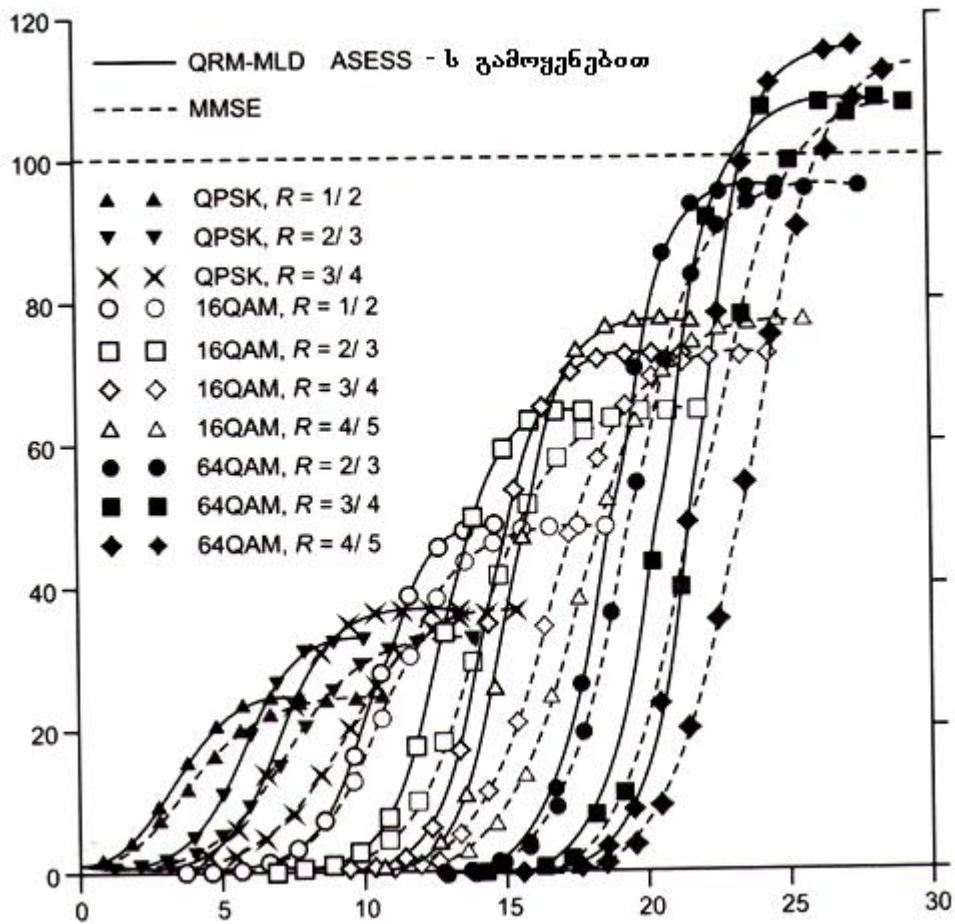
თანამედროვე მობილური კავშირისა და ფართოზოლოვანი რადიომილწევის სისტემებში გამოიყენება ციფრული ფაზური მოდულაციის სხვა სახეობები, 4-ზე მეტი მდგომარეობათა რაოდენობით - 8-PSK, 16-PSK. $M=2,4,8$ და 16 , $M=2^k$ (k არის ერთი სიმბოლოთი გადაცემული ბიტების რაოდენობა.)

კვადრატული ამპლიტუდური მოდულაცია QAM წარმოადგენს მრავალპოზიციან კომბინირებულ ამპლიტუდურ-ფაზურ მოდულაციას. ამ შეთხვევაში იცვლება სიგნალის ამპლიტუდა. მობილური კავშირისა და თანამედროვე ფართოზოლოვანი მილწევის სისტემებში გამოიყენება QAM-ის შემდეგი სახეობები: 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM და 256-QAM. ნახ.4.7.



ნახ.4.7.. მონაცემთა გადაცემის პიკური სიჩქარის დამოკიდებულება სიგნალ/ხელშეშლაზე საზში “ზევით” არხი სიგანით 20მჰც (აბონენტის მობილობა 3კმ/სთ).

ნახ. 4.8.-ზე ნაჩვენებია მონაცემთა გადაცემის პიკური სიჩქარის დამოკიდებულება სიგნალ/ხელშეშლაზე.



ნახ. 4.8. მონაცემთა გადაცემის პიკური სიჩქარის დამოკიდებულება სიგნალ/ხელშეშლაზე ხაზში „ქვეით“ არხი სიგანით 20მჰც (აბონენტის მობილობა 3კმ/სთ).

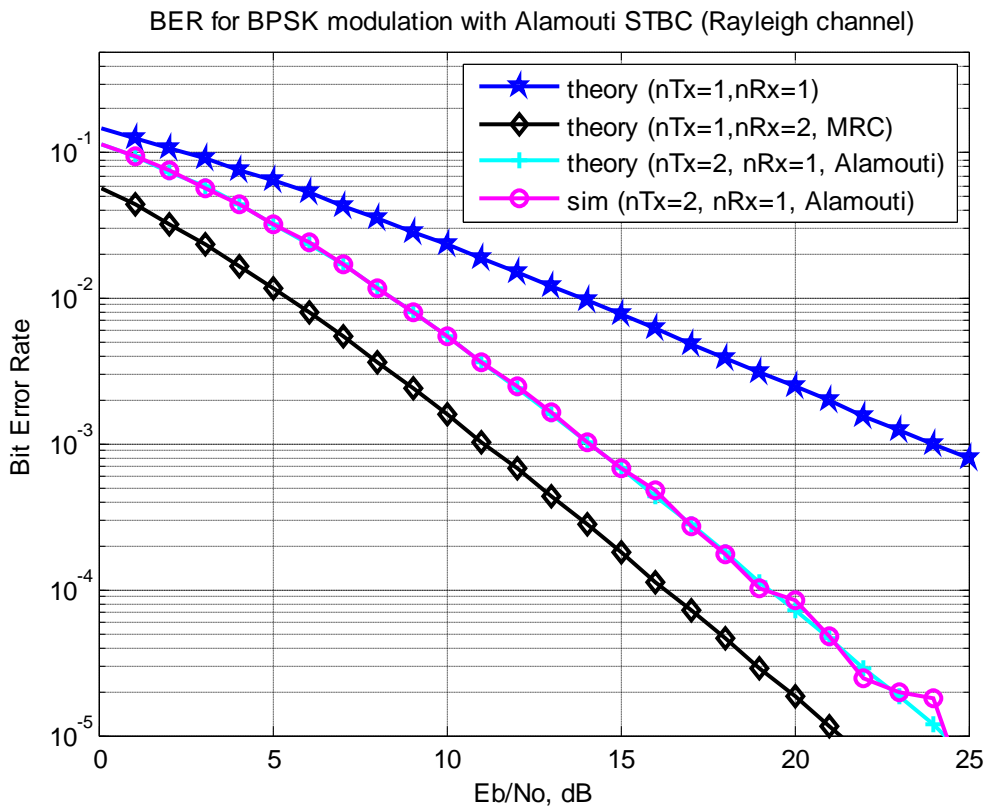
R – ხელშეშლამდგრადი კოდირების სიჩქარე.

MMSE – (Minimum Mean Squared Error) – MIMO სიგნალების წრფივი დეტექტირება საშუალოკვადრატური შეცდომის მინიმუმის კრიტერიუმით.

QRM-MLD – MIMO სიგნალების ადაპტური არაწრფივი დეტექტირება მაქსიმალური მიახლოების კრიტერიუმით.

ჩვენს მიერ ჩატარებული იქნა ნახ.4.9-ზე მოცემული გრაფიკების სისწორის შემოწმება ჩვენს მიერ შემუშავებული მათემატის პროგრამირებით (იხ. დანართი 1). კერძოდ, გაანგარიშებული იქნა BER-ის E_b/N_0 -ზე დამოკიდებულება სხვადასხვა შემთხვევისათვის, ალამოუტის მეთოდით გადაცემის დროს:

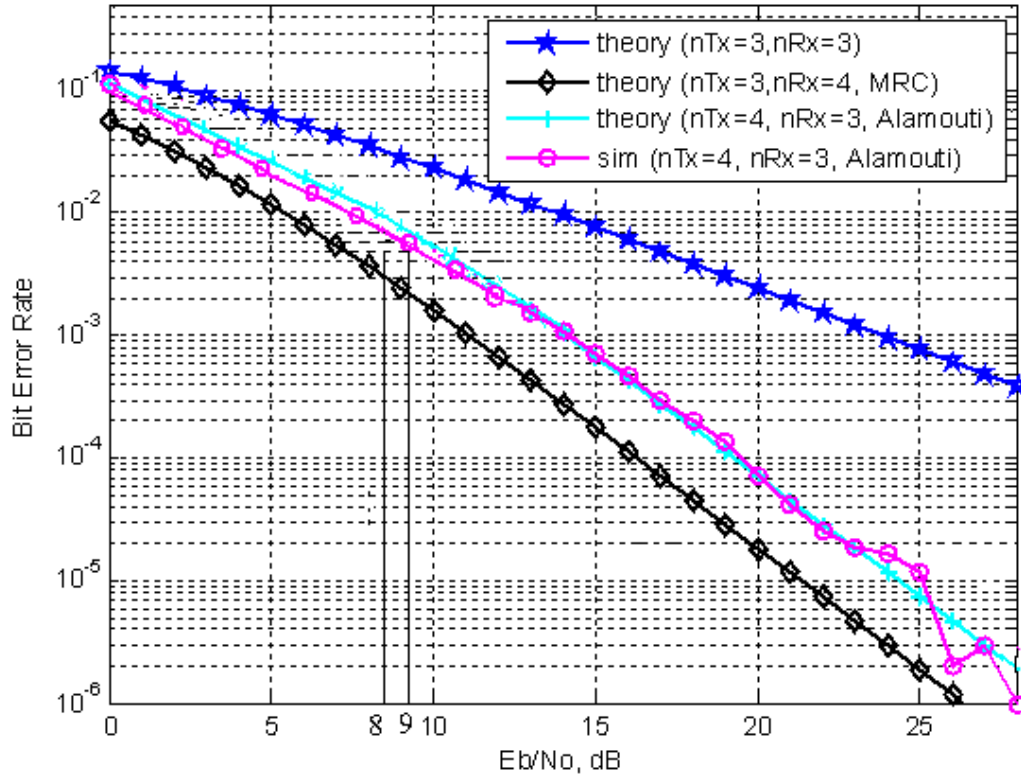
- 1Tx , 1Rx;
- 1Tx , 2Rx, MRC;
- 2Tx , 1Rx , ალამოუტი (თეორიული);
- 2Tx , 1Rx , ალამოუტი (მოდელირებით).



ნახ. 4.9. შეცდომის ალბათობის დამოკიდებულება სიგნალ-ხელშეშლის ფარდობაზე BPSK ორობითი ფაზური მოდულაციის დროს ალამოუტის სივრცით-დროითი ბლოკური კოდირებით STBC რელიეს არხში 2x1.

დამტკიცებულია, რომ მოდელირების ამ მეთოდით (4 გადამცემი და 3 მიმღები ანტენა) ერთი და იგივე BER მნიშვნელობა მიიღება 1 დბ-ით

ნაკლები სიგნალ/ხელშეშლის ფარდობის დროს, ე.ი. ენერგეტიკული მოგება შეადგენს 1 დბ. შედეგები წარმოდგენილია ნახ. 4.10. [21].



ნახ. 4.10. შეცდომის ალბათობის დამოკიდებულება სიგნალ-ხელშეშლის ფარდობაზე BPSK ორობითი ფაზური მოდულაციის დროს ალამოუტის სივრცით-დროითი ბლოკური კოდირებით STBC რელიეს არხში 4x3.

4.5. რადიოდაფარვის გაზრდა სიგნალების დამუშავების ახალი ალგორითმების გამოყენებით ახალი თაობის მობილური კავშირის ქსელებში

მესამე (3G) და (4G) თაობების მობილური კავშირის ქსელებში გადაცემის სიჩქარის სიდიდეები მნიშვნელოვნად აღემატება აქამდე მიღწეულ სიდიდეებს. კერძოდ, მობილური WiMAX ტექნოლოგია ითვალისწინებს გადაცემის სიჩქარეს 100 მბიტ/წმ-მდე, ხოლო LTE

ტექნოლოგია 1 გბიტ/წმ-მდე. ასეთი დიდი სიჩქარეების მიღწევა შესაძლებელია მხოლოდ გადასაცემი სიგნალების ფორმირებისა და დამუშავების უახლესი მეთოდებისა და შესაბამისი ალგორითმების გამოყენებით [1, 2, 17].

3G თაობის ქსელებში გადაცემის სიჩქარე 2 მბიტ/წმ მიღწეულია CDMA ტექნოლოგიით, კერძოდ, მისი გაუმჯობესებული ვარიანტის W-CDMA-ს გამოყენებით. ამ მეთოდის რეალიზაციისთვის ფართოდ გამოიყენება ხელშეშლამდგრადი საარხო კოდირება, ტურბოკოდირება, ხვევადი კოდირება და სხვ. W-CDMA-ს გაუმჯობესების ერთ-ერთ მიმართულებას წარმოადგენს ადაპტური ანტენების გამოყენება, რაც ზრდის ქსელის გამტარუნარიანობას და აფართოვებს რადიოდაფარვის ზონას [3].

4G ქსელებში, სადაც ძირითად ტექნოლოგიებად დღეისათვის განიხილება WiMAX და LTE – ტექნოლოგიები, გადაცემის მაღალი სიჩქარეების მისაღწევად გამოიყენება სივრცით-დროითი კოდირება თავისი სხვადასხვა ვარიანტებით: სივრცით-დროითი ბლოკური კოდირება, სივრცით-დროითი გისოსისებრი კოდირება, სივრცით-დროითი სფერული კოდირება. ამასთანავე, კოდირების ყველა ეს მეთოდი ერთობლივად უნდა იქნეს გამოყენებული MIMO სისტემებთან და მოდულაცია-დემოდულაციის OFDM მეთოდებთან. ნებისმიერი კოდირება მიმდებ მხარეზე მოითხოვს შესაბამის ეფექტურ დეკოდირებას, რომელიც თავის მხრივ მნიშვნელოვნად განაპირობებს ტექნიკური რეალიზაციის სირთულეს. მაგალითად, სივრცით-დროითი კოდირების დროს, დეკოდირების საუკეთესო მახასიათებლები მიიღება მაქსიმალური სინამდვილის მეთოდის გამოყენებით [4], მაგრამ, ამ დროს, K - პოზიციით მოდულაციისა და M - რაოდენობის გადამცემი ანტენების შემთხვევაში მომდებმა რეალურ დროში უნდა აწარმოოს K^M ოპერაციის შესრულება, რაც შეიძლება ტექნიკურად არარეალიზებადი იყოს.

სიგნალების დამუშავების (კოდირება-დეკოდირება, მოდულაცია-დემოდულაცია) ყველა ალგორითმის საბოლოო შედეგს წარმოადგენს გადაცემის მეთოდების შემუშავება გაზრდილი სპექტრალური და ენერგეტიკული ეფექტურობით. მაღალი სპექტრალური ეფექტურობა საშუალებას იძლევა მიღწეულ იქნას საჭირო გადაცემის სიჩქარე სისტემისათვის (ქსელისათვის) გამოყოფილ სიხშირულ ზოლში, ხოლო ენერგეტიკული ეფექტურობის გაზრდა განაპირობებს გადაცემის მოცემული სიჩქარისა და კავშირის არხში სიგნალ/ხელშეშლის არსებული მნიშვნელობის დროს ბიტების მიხედვით შეცდომის (BER) მინიმუმს. სხვა მიდგომით რომ შევაფასოთ, ენერგეტიკული ეფექტურობის გაზრდა ექვივალენტურია სიგნალ/ხელშეშლის ფარდობის გაზრდისა, უცვლელი BER-ისა და გადაცემის სიჩქარის დროს.

ამჟამად გამოყენებული სიგნალების დამუშავების მეთოდები, განსაკუთრებით სივრცით-დროითი კოდირება იძლევა ენერგეტიკულ ეფექტურობას (0,5 – 2,5)დბ კოდირება-მოდულაციის ტრადიციულ მეთოდებთან შედარებით [1]. თავის მხრივ, ენერგეტიკული ეფექტურობის გაზრდა (ენერგეტიკული მოგება) შეიძლება გამოყენებული იქნას რადიოდაფარვის ზონის გაზრდისათვის. ასე, მაგალითად, ენერგეტიკული მოგება 2 დბ საშუალებას იძლევა რადიოტალღები გავრცელდეს უფრო დიდ მანძილზე (უცვლელი სიგნალ/ხელშეშლის ფარდობის მნიშვნელობისათვის), ე.ი. გაიზარდოს ფიჭის რადიუსი. ეს თავის მხრივ შესაძლებლობას იძლევა გარკვეული S კმ² ტერიტორიის რადიოდაფარვისათვის გამოყენებული იქნას ნაკლები რაოდენობის საბაზო სადგურები.

თავისუფალ სივრცეში რადიოტალღების გავრცელების შეფასებისათვის არსებობს მრავალი მეთოდი [5,6,7]. ამასთანავე, თუ ადრე რადიოტალღების გავრცელება განიხილებოდა მხოლოდ პირდაპირი ხედვის მანძილზე და შესაბამისად, ამ დროს არსებული ტალღების მიღებაზე მოქმედი ფაქტორებით, ამჟამად განიხილება სხვა ფაქტორებიც –

მიუხედავად მრავალჯერადი არეკვლების მოქმედება და ა.შ. გარკვეულ მანძილზე d – მიღების შესაფასებლად არსებული მრავალი მეთოდიდან ავიღოთ დღეისათვის გამოყენებული ყველაზე პოპულარული მოდელებია [5,7]: ოკამურა-ჰატას მოდელი, უოლფიშ – იკეგამას მოდელი და COST-Hata-ს მოდელი.

1. ოკამურა-ჰატას მოდელი. ამ მოდელის თანახმად, საშუალო მიღება რადიოტალღების გავრცელების დროს ქალაქის პირობებში და შემოგარენში გამოითვლება

$$L_{mh} = L_{ccir} + S_0 - S_{ks} + B_0, \quad \text{დბ}, \quad (4.25)$$

სადაც

$$L_{ccir} = 69,55 + 26,16 \lg(f) - 13,82 \lg(H_b) + [44,9 - 6,55 \lg(H_b) \lg(d)] + a_x(H_m), \quad (4.26)$$

$$a_x(H_m) = (1-U)a_m(H_m) + U[a_2(H_m)F_1 + a_4(H_m)F_2]; \quad (4.27)$$

$$a_x(H_m) = [0,7 - 1,1 \lg(f)]H_m + 1,56 \lg(f) - 0,8; \quad (4.28)$$

$$a_2(H_m) = 1,1 - 8,29 \lg^2(1,54H_m); \quad (4.29)$$

$$a_4(H_m) = 4,97 - 3,21 \lg^2(11,75H_m); \quad (4.30)$$

$$F_1 = \frac{300^4}{f^4 + 300^4}; \quad (4.31)$$

$$F_2 = \frac{f^4}{300^4 + f^4}; \quad (4.32)$$

$$S_0 = (1-U_r)((1-2U_r)L_{po} + 4U_rL_{ps}); \quad (4.33)$$

$$L_{po} = -4,78 \lg^2(f) + 18,33 \lg(f) - 40,94; \quad (4.34)$$

$$L_{ps} = -2 \log^2 \left(\frac{f}{28} \right) - 5,4; \quad (4.35)$$

$$S_{ks} = \left(27 + \frac{f}{230} \right) \log \left(\frac{17(H_b + 20)}{17(H_b + 20) + d^2} \right) + 1,3 - \frac{|f - 55|}{750}; \quad (4.36)$$

$$B_0 = 25 \log(B_1) - 30; \quad (4.37)$$

საშუალო მიღების (L_{mh}) დამოკიდებულება d მანძილზე შეიძლება განისაზღვროს ქალაქის (ქალაქის შემოგარენის) განაშენიანების, საბაზო სადგურისა და მობილური სადგურის განლაგების სიმაღლეების და სიხშირის მხედველობაში მიღებით. ამ პირობების (პარამეტრების) დასაშვები მნიშვნელობები მოყვანილია ცხრ. 4.1 –ში.

ცხრილი 4.1.

საბაზო და მობილური სადგურების განლაგებისათვის
დასაშვები პარამეტრები

პარამეტრი	განსაზღვრა	მოქმედების დიაპაზონი
H_b	საბაზო სადგურის ანტენის სიმაღლე, მ	30÷300
H_m	მობილური სადგურის განლაგების სიმაღლე, მ	1÷10
U	მცირე/საშუალო ქალაქი – 0 დიდი ქალაქი – 1	0 ან 1
U_r	ღია სივრცე – 0, ქალაქის შემოგარენი – 0,5 , ქალაქი – 1	0 , 0,5 და 1
B_1	განაშენიანების კოეფიციენტი საშუალოდ (16)	3÷50
d	რადიოდაფარვის მანძილი , კმ	1÷100
f	სიხშირე, მგჰც	100÷3000

დამოკიდებულების L_{mh} $f(d)$ ანალიტიკური გამოსახულების მიღება (4.25, 4.37) გამოსახულებებით ძალიან რთული ამოცანაა, ამიტომ კომპიუტერული მოდელირებით მიღებული იქნა შესაბამისი d -ს და L_{mh} -ს მნიშვნელობა სიდიდეებისთვის: $H_b=50$ მ, $H_m=1,5$ მ, $U=1$, $U_r=1$, $B_1=16$ და $f=1800$ მგჰც [15].

შედეგები ნახვენებია ცხრ.4.2-ში.

ცხრილი 4.2.

რადიოდაფარვის მანძილის დამოკიდებულება საშუალო მილევაზე

d , კმ	5	10	15	20	25
L_{mf} , დბ	60	70	80	90	105

2. უოლფიშ - იკეგამის მოდელი. რადიოტალღების მილევის საშუალო სიდიდე ამ მოდელის თანახმად გამოისახება ასე:

$$L_{wl} = \begin{cases} 42,6 + 261g(d) + 201g(f) & \text{არსებობს პირდაპირი ხედვა} \\ L_0 + L_{rts} + L_{msd}, \text{ თუ } L_{rts} + L_{msd} > 0 & \text{ქუჩის გასწვრივ} \\ L_0, & \text{არ არსებობს პირდაპირი ხედვა} \\ & \text{თუ } L_{rts} + L_{msd} < 0 \text{ ქუჩის გასწვრივ} \end{cases} \quad (4.38)$$

სადაც f - სიხშირეა [მგჰც]; $L_0 \cong 32,4 + 201g(d) + 201g(f)$.

$$L_{rts} = \begin{cases} -19,6 - 101g(\omega) + 101g(f) + 201g(\Delta h_m) + L_{ori}, & h_r > h_m; \\ 0 & L_{rts} < 0; \end{cases} \quad (4.39)$$

$$L_{ori} = \begin{cases} -10 + 0,354\varphi, & 0^\circ \leq \varphi < 35^\circ; \\ 2,5 + 0,075(\varphi - 35), & 35^\circ \leq \varphi < 55^\circ; \\ 4 - 0,114(\varphi - 55), & 55^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ; \end{cases} \quad (4.40)$$

სადაც φ კუთხეა რადიოტალღების გავრცელების მიმართულებასა

და ქუჩის მიმართულებებს შორის. $\Delta h_m = h_r - h_m$; $\Delta h_b = h_b - h_r$;

$$L_{msd} = \begin{cases} L_{bsh} + k_a + k_d \lg(d) + k \lg(f) - 91 \lg(b); & L_{msd} < 0; \\ 0, & \end{cases} \quad (4.41)$$

$$L_{bsh} = \begin{cases} -181 \lg(1 + \Delta h_b), & h_b > h_r; \\ 0, & h_b \leq h_r; \end{cases} \quad (4.42)$$

$$k_a = \begin{cases} 54, & h_b > h_r \\ 54 - 0,8 \Delta h_b, & h_b \leq h_r \quad \text{და} \quad d \geq 0,5, \text{ კმ} \\ 54 - 0,8 \Delta h_b \frac{d}{0,5}, & h_b \leq h_r \quad d > 0,5 \end{cases} \quad (4.43)$$

$$k_d = \begin{cases} 18, & h_b > h_r \\ 18 - 15 \frac{\Delta h_b}{h_r}, & h_b \leq h_r \end{cases} \quad (4.44)$$

$$k_f = \begin{cases} 0,7 \left(\frac{f}{925} - 1 \right) & \text{საშუალო სიდიდის ქალაქი, გარეუბანი} \\ 1,5 \left(\frac{f}{925} - 1 \right) & \text{დიდი ქალაქი} \end{cases} \quad (4.45)$$

გამოსახულებებში (4.38 ÷ 4.45) გამოყენებული სიდიდეები და მათი მნიშვნელობები შემდეგია: b – შენობებს (ნაგებობებს) შორის მანძილი, მ;

ω - ქუჩების სიგანე, მ;

$\varphi=90^\circ$, h_b - საბაზო სადგურის სიმაღლე, (4÷50), მ;

h_m – მიმღები სადგურის განლაგების სიმაღლე, (1÷3)მ.

h_r - შენობის სიმაღლე, მ.

კომპიუტერული მოდელირებით მიღებული მნიშვნელობები პირობით:

$b=100$ მ, $\omega=50$ მ, $h_r=50$ მ, $\varphi=90^\circ$, $h_b=30$ მ, $h_m=2$ მ იძლევა $L_{w1f}(d)$ დამოკიდებულებას ცხრ. 4.3-ის სახით.

ცხრილი 4.3.

რადიოტალღების მიღების საშუალო სიდიდის
დამოკიდებულება რადიოდაფარვის მანძილზე

L_{w1} , დბ	65	75	85	110
d , კმ	1	3	5	10

3. **COST-Hata-ს მოდელი.** მიღება რადიოარხში გავრცელებისას გამოითვლება, როგორც :

$$L_p = K_1 + K_2 \cdot \lg(d), \text{ დბ} \quad (4.46)$$

სადაც L_p - რადიოარხში რადიოტალღების დანაკარგია , დბ-ში:

$$K_1 = 46,3 + 33,9 \lg(f) - 13,82 \lg(H_b) - a(H_m), \text{ დბ.}$$

$$K_2 = 44,9 - 6,55 \lg(H_b), \text{ დბ.}$$

f – სიხშირეა , მგჰც.

H_b – საბაზო სადგურის სიმაღლეა, მ;

H_m - მობილური სადგურის განლაგების სიმაღლე, მ;

d - რადიოტალღების გავრცელების მანძილი, კმ;

$$a(H_m) = (1,1 \lg(f) - 0,7) H_m - (1,56 \lg(f) - 0,8), \text{ დბ.}$$

(4.46) გამოსახულებიდან შეიძლება მივიღოთ:

$$d = 10^{\frac{L_p - K_1}{K_2}} \quad (4.47)$$

მაშინ რადიოტალღების გავრცელების მანძილის (რადიოდაფარვის) გაზრდა ენერგეტიკული ეფექტურობის გაზრდის (ენერგეტიკული მოგება) ხარჯზე შეადგენს:

$$\Delta d = 10 \frac{\Delta L_p}{K_1} \quad (4.48)$$

სადაც Δd – გავრცელების მანძილის ნამატია, კმ;

ΔL_p – ენერგეტიკული მოგებაა, დბ.

საბაზო სადგური 3 სექტორიანი ანტენით, რადიოტალღების გავრცელებით d კმ-ზე, ფარავს ტერიტორიას :

$$S' = 3 \frac{\sqrt{3}}{8} d^2, \quad (4.49)$$

შესაბამისად გაზრდილი d -ს შემთხვევაში

$$S'' = 3 \frac{\sqrt{3}}{8} (d + \Delta d)^2, \quad (4.50)$$

ΔL_p -ს ცვლილების დროს (0,5÷2,5)დბ – სიდიდით (როგორც ზემოთ იყო აღნიშნული, ასეთ ენერგეტიკულ მოგებას იძლევა სიგნალების დამუშავების თანამედროვე ალგორითმების გამოყენება), (4.48)–ის შესაბამისად Δd იცვლება (3÷15)% -ით. თუ S კმ² ტერიტორიის რადიოდაფარვისათვის გამოიყენება $N=S/S'$ საბაზო სადგური, გაზრდილი d -ს შემთხვევაში მათი რაოდენობა $N=S/S''$ შემცირდება (6÷28)%-ით, რაც მობილური ქსელის აგების დროს მოიტანს მნიშვნელოვან ეკონომიურ ეფექტს.

4.6. დასკვნა

1. კვლევის ექსპერიმენტულ ეტაპზე შემოწმებული იქნა პარამეტრ Bit-Error-ის (ბიტური შეცდომის ალბათობა) დამოკიდებულება სიგნალ/ხელშეშლის მნიშვნელობაზე რელიეს არხში, ორობითი ფაზური მოდულაციის დროს, სივრცით-დროითი ბლოკური კოდირების დროს.

2. შერჩეული მოდელირების სისწორის შესაფასებლად შემოწმებული იქნა ლიტერატურაში არსებული მოდელირების შედეგები. კერძოდ, აღებულია შემთხვევა - 2 გადამცემი და 1 მიმღები ანტენა. შედეგმა დაადასტურა მოდელირების სისწორე.

3. იგივე მეთოდით გაანგარიშებულია BER-ის დამოკიდებულება E_b/N_0 -ზე. შემთხვევისათვის, როცა გადამცემი ანტენების რაოდენობაა - 4, ხოლო მიმღები ანტენების რაოდენობაა - 3. დამტკიცებულია, რომ მოდელირების ამ მეთოდით (4 გადამცემი და 3 მიმღები ანტენა) ერთი და იგივე BER მნიშვნელობა მიიღება 1 დბ-ით ნაკლები სიგნალ/ხელშეშლის ფარდობის დროს, ე.ი. ენერგეტიკული მოგება შეადგენს 1 დბ, [15, 16].

4. თავის მხრივ ენერგეტიკული ეფექტურობის გაზრდა შეიძლება გამოყენებული იქნას რადიოდაფარვის ზონის გაზრდისათვის, რადგანაც საშუალებას იძლევა რადიოტალღები გავრცელდეს უფრო დიდ მანძილზე, ე.ი. გაიზარდოს ფიჭის რადიუსი. ეს თავის მხრივ შესაძლებლობას იძლევა გარკვეული ტერიტორიის დაფარვისათვის გამოყენებული იქნას ნაკლები რაოდენობის საბაზო სადგურები [17].

5. ღასკჰნა

სადისერტაციო ნაშრომში ჩატარებული კვლევების შედეგები შეიძლება ჩამოყალიბებული იქნას შემდეგნაირად:

1. 3G თაობის მობოლური სისტემებიდან ქსელური რესურსების გამოყენების მიზნით, გლობალური ურთიერთ თავსებადობისათვის უპირატესობა ენიჭება W-CDMA-ს. იგი იყენებს სიხშირულ ზოლს სიგანით 5 მგჰც. ამასთან, არსებობს 3G-დან 4G-ზე გადასვლის აუცილებლობა, რაც უზრუნველყოფს დამატებით მულტიმედიურ მომსახურებას. სისტემების ანალიზმა გვიჩვენა, რომ 4G თაობის სისტემები იქნება უფრო იაფი, ვიდრე 3G. ისინი შეიქმნება უკვე არსებულ ქსელებზე და არ დასჭირდებათ სერიოზული დანახარჯები სრულიად ახალი ქსელების ასაგებად.

2. ტურბოკოდების მოდელირება იძლევა მნიშვნელოვნად უკეთეს შედეგს ხვევად კოდებთან შედარებით. ეს არის შეცდომების მაკორექტირებელი მძლავრი საშუალება. ტურბოკოდების გამოყენების შედეგად მიღებული ენერგეტიკული მოგება შეიძლება გამოყენებულ იქნას გადაცემის ტევადობის გაზრდის და გატარების ზოლის ეკონომიისათვის, რაც ამცირებს მონაცემთა გადაცემის სისტემების შექმნის და ექსპლუატაციის ღირებულებას.

3. მაღალი სიჩქარით ინფორმაციის გადასაცემად საჭიროა გამოყენებული იქნას სივრცით-დროითი კოდები, რადგან ადგილი აქვს ექო სიგნალების წარმოქმნას და ღიდ ინტერფერენციებს. ამ წინააღმდეგობების დასაძლევად ხელსაყრელია ხელშეშლებამდგრადი კოდირება-დეკოდირების გამოყენება. კერძოდ, სივრცით-დროითი, ბლოკური და გისოსისებრი კოდირება.

4. MIMO სიგნალების დამუშავების დროს მნიშვნელოვანი ფაქტორია მიმღებში დეკოდირება-დემოდულაციის სირთულე. ამ მიზნით მიზანშეწონილია V-BLAST ალგორითმის გამოყენება, რომელიც ტექნიკური რეალიზაციის მხრივ მარტივია. ამასთან, იძლევა გადაცემის სიჩქარის უმნიშვნელო შემცირებას D-BLAST ალგორითმთან შედარებით.

5. განსაკორექტირებელი შედეგს იძლევა კავშირის სისტემები MIMO ანტენებით, რაც ზრდის არხის სიხშირის ხელშეშლადგრობას. ეს კი ამცირებს შეცდომით მიღებული ბიტების რაოდენობას მონაცემთა გადაცემის სიჩქარის შემცირების გარეშე, სიგნალების მრავალსიხშირიანი გავრცელების პირობებში.

6. კვლევის ექსპერიმენტულ ეტაპზე გამოთვლილი იქნა პარამეტრ Bit-Error-ის (ბიტური შეცდომის ალბათობა) დამოკიდებულება სიგნალ/ხელშეშლის მნიშვნელობაზე რელიეს არხში, ორობითი ფაზური მოდულაციის დროს, 4 გადამცემი და 3-მიმღების მქონე MIMO სისტემის გამოყენების დროს.

7. კომპიუტერული მოდელირებით დამტკიცებულ იქნა, რომ MIMO სისტემის შემოთავაზებული მეთოდი იძლევა 1 დბ ენერგეტიკულ მოგებას არსებულ მოდელებთან შედარებით.

8. დადასტურებული იქნა, რომ ენერგეტიკული ეფექტურობის გაზრდა შეიძლება გამოყენებული იქნას რადიოდაფარვის ზონის გაზრდისათვის, რადგანაც საშუალებას იძლევა რადიოტალღები გავრცელდეს უფრო დიდ მანძილზე, ე.ი. გაიზარდოს ფიჭის რადიუსი. ეს კი თავის მხრივ შესაძლებლობას იძლევა გარკვეული ტერიტორიის დაფარვისათვის გამოყენებული იქნას ნაკლები რაოდენობის საბაზო სადგურები, რაც იძლევა მნიშვნელოვან ეკონომიკურ ეფექტს.

6. ღანართი 1

პროგრამა მათლაბი

შეცდომის ალბათობის დამოკიდებულება სიგნალ-ხელშეშლის ფარდობაზე BPSK ორობითი ფაზური მოდულაციის დროს ალამოუტის სივრცით-დროითი ბლოკური კოდირებით STBC რელიეს არხში 4x3.

```
% Author      : ia tskvitinidze
% Email       : tskvitinidzeia@yahoo.com
% Date        : 20 december
% %%%%%%%%%%

% Script for computing the BER for BPSK modulation in a
% Rayleigh fading channel with Alamouti Space Time Block Coding
% 4 transmit antenna, 3 Receive antenna

clear
N = 10^6; % number of bits or symbols
Eb_N0_dB = [0:25]; % multiple Eb/N0 values

for ii = 1:length(Eb_N0_dB)

    % Transmitter
    ip = rand(1,N)>0.5; % generating 0,1 with equal probability
    s = 2*ip-1; % BPSK modulation 0 -> -1; 1 -> 0

    % Alamouti STBC
    sCode = zeros(2,N);
    sCode(:,1:2:end) = (1/sqrt(2))*reshape(s,2,N/2); % [x1 x2
    ...]
    sCode(:,2:2:end) = (1/sqrt(2))*(kron(ones(1,N/2),[-
    1;1]).*flipud(reshape(conj(s),2,N/2))); % [-x2* x1* ....]

    h = 1/sqrt(2)*[randn(1,N) + j*randn(1,N)]; % Rayleigh channel
    hMod = kron(reshape(h,2,N/2),ones(1,2)); % repeating the same
    channel for two symbols

    n = 1/sqrt(2)*[randn(1,N) + j*randn(1,N)]; % white gaussian
    noise, 0dB variance

    % Channel and noise Noise addition
    y = sum(hMod.*sCode,1) + 10^(-Eb_N0_dB(ii)/20)*n;
```

```

% Receiver yMod = kron(reshape(y,2,N/2),ones(1,2)); % [y1 y1 ...
; y2 y2 ...]
    yMod(2,:) = conj(yMod(2,:)); % [y1 y1 ... ; y2* y2*...]

    % forming the equalization matrix
    hEq = zeros(2,N);
    hEq(:,[1:2:end]) = reshape(h,2,N/2); % [h1 0 ... ; h2 0...]
    hEq(:,[2:2:end]) = kron(ones(1,N/2),[1;-
1]).*flipud(reshape(h,2,N/2)); % [h1 h2 ... ; h2 -h1 ...]
    hEq(1,:) = conj(hEq(1,:)); % [h1* h2* ... ; h2 -h1 .... ]
    hEqPower = sum(hEq.*conj(hEq),1);

    yHat = sum(hEq.*yMod,1)./hEqPower; %[h1*y1 + h2y2*, h2*y1 -
h1y2*, ... ]
    yHat(2:2:end) = conj(yHat(2:2:end));

    % receiver - hard decision decoding
    ipHat = real(yHat)>0;

    % counting the errors
    nErr(ii) = size(find([ip- ipHat]),2);

end

simBer = nErr/N; % simulated ber
EbN0Lin = 10.^(Eb_N0_dB/10);
theoryBer_nRx3 = 0.5.*(1-1*(1+1./EbN0Lin).^(-0.5));

p = 1/2 - 1/2*(1+1./EbN0Lin).^(-1/2);
theoryBerMRC_nRx4 = p.^2.*(1+2*(1-p));

pAlamouti = 1/2 - 1/2*(1+2./EbN0Lin).^(-1/2);
theoryBerAlamouti_nTx4_nRx3 = pAlamouti.^2.*(1+2*(1-pAlamouti));

close all
figure
semilogy(Eb_N0_dB,theoryBer_nRx3,'bp-','LineWidth',2);
hold on
semilogy(Eb_N0_dB,theoryBerMRC_nRx4,'kd-','LineWidth',2);
semilogy(Eb_N0_dB,theoryBerAlamouti_nTx4_nRx3,'c+-
','LineWidth',2);
semilogy(Eb_N0_dB,simBer,'mo-','LineWidth',2);
axis([0 25 10^-5 0.5])
grid on
legend('theory (nTx=3,nRx=3)', 'theory (nTx=3,nRx=4, MRC)',
'theory (nTx=4, nRx=3, Alamouti)', 'sim (nTx=4, nRx=3,
Alamouti)');
xlabel('Eb/No, dB');
ylabel('Bit Error Rate');
title('BER for BPSK modulation with Alamouti STBC (Rayleigh
channel)');

```

7. გამოყენებული ლიტერატურა

1. Тихвинский В.О., Терентьев С.В. , Юрчук А.Б., Сети мибильной связи LTE: технология и архитектура. – М.: Эко-Трендз, 2010.
2. Вишнеvский В.М., Портной С.Л., Шахнович И. В., Энциклопедия WiMAX Путь к 4G, Москва: Техносфера, 2009. – 472с.
3. Шлома А.М., Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шумов А.П, Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи. Москва, «Горячая линия-Телеком», 2008г. стр. 59-70.
4. Берлин А.Н., Цифровые сотовые системы связи. Москва, Эко-Трендз, 2007г. стр. 92-100.
5. И.А. Гепко, В.Ф. Олейник, Ю.Д. Чайка, А.В. Бондаренко , Современные беспроводные сети : состояние и перспективы развития . Киев, «ЕКМО», 2009г.- 672с.
6. Winters J.H. “Smart Antennas for Wireless Systems”, IEEE Personal Communications, vol 5, no.1 , pp. 23/27, February 1998.
7. Bolskey H., Gesbert D., Paradias C.B., Veen A.-J. Space-Time Wireless Systems. – Cambridge University Press, 2006.-582 с.
8. Листопад Н. И. и др. , Системы и сети цифровой радиосвязи, Минск: «Изд-во Гревцова», 2009. – 200с.
9. Слюсар В.И. Системы MIMO: принципы построения и обработка сигналов// Электроника: наука, технология, бизнес. 2005. — № 10. -С. 52-59.
10. В.И. Попов , Основы сотовой связи стандарта GSM. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 296с.
11. Jeffrey G.A. Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking. – Pearson Equcation, Inc., 2007.- 449 с.
12. Цквитиანი И. В., Способы организации речевой связи по сетям передачи данных с пакетной коммутацией, «Georgian engieerenring news», (GFID) № 1, 2004г. стр. 157-159. , <http://www.mmc.net.ge/gen>
13. ცქვიტინიძე ი. ვ. , ინტერნეტ-ტელეფონის სისტემა მომავლის სატელეფონო ქსელი, „ინტელექტი“, № 1, , თბილისი, 2004 წ. გვ. 56-58.
14. ცქვიტინიძე ი. ვ. , ბერიძე ჯ.ლ., ტურბოკოდების გამოყენება მობილური კავშირის სისტემების პირდაპირ არხებში. საერთაშორისო კონფერენცია

„საინფორმაციო და კომპიუტერული ტექნოლოგიები, მოდელირება, მართვა“, „შრომები“, თბილისი, 2010წ. გვ 41-43.

15. ბერიძე ჯ. , ცქვიტინიძე ი. „მობილური კავშირის LTE ტექნოლოგია IT სფეროში“ საერთაშორისო კონფერენცია „მართვის ავტომატიზირებული სისტემები“, „შრომები“ , №1(10) თბილისი, 2011წ. გვ. 275-279.

16. ი. ცქვიტინიძე, ჯ. ბერიძე, „სივრცით-დროითი კოდირების მეთოდი ფართოზოლოვან უგამტარო მობილურ ქსელებში (BWN-Broadband Wireless Network)“ , „ინტელექტუალი“, №19, თბილისი, 2012წ. გვ. 271-281.

17. ი. ცქვიტინიძე, ჯ. ბერიძე, „რადიოდაფარვის გაზრდა სიგნალების დამუშავების ახალი ალგორითმების გამოყენებით ახალი თაობის მობილური კავშირის ქსელებში“, «Georgian engineering news», №2 (vol.62), 2012წ. გვ. 26-28.

18. ი. ცქვიტინიძე, ჯ. ბერიძე, „სივრცით-დროითი კოდირება მონაცემთა გადაცემის მაღალსიხარულ სისტემებში“, Georgian engineering news», №2 (vol.62), 2012წ. გვ. 29-33.

19. http://www.iksnavigator.ru/vision/2373907.html?_pv=1, 20.09.2010.

20. <http://www.comprice.ru/articles/detail.php?ID=225105> , 2012 წ.

21. <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/22305-alamouti-stbc>, 2009 წ.

22. <http://www.dsplog.com/2008/10/16/alamouti-stbc/>, 2010წ.

23. Jafarkhani H. Space-Time Coding: theory and practice. - Cambridge University Press, 2005. - 320 c.

24. Tsoulos G. MIMO system technology for wireless communications/ Edited by George Tsoulos. Taylor & Francis Group, 2006. - 395 c.

25. Bolskey H., Gesbert D., Papadias C.B., Veen A.-J. Space-Time Wireless Systems. Cambridge University Press, 2006. - 582 c.

26. Li Q., Wang Z. New Sphere Decoding Architecture for MIMO Systems// Proceedings of 13th NASA Symposium on VLSI Design. 2007, June - <http://www2.cambr.uidaho.edu/svmposiums/13TH NASA VLSI Proceedings/>.

27. Agrawal D., Tarokh V., Naguib A., Seshadri N. Space-Time Coded OFDM for High Data-Rate Wireless Communication Over Wideband Channels// IEEE Vehicular Technology Conference. 1998, May. - V. 3. P. 2232 -2236.

28. Варукина Л.А. Эффективные методы обработки сигналов ММО// V Международная научно-техническая школа-конференция «Молодыеученые 2008», 10-13 ноября 2008г., Москва: материалы, часть 4. - М.: «Энергоатомиздат», 2008. - С. 150 - 152.
29. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров/ пер с англ. М.: Лань, 2003. — 832 с.
30. Papadias C., Foschini G.J. On the Capacity of Certain Space-Time Coding Schemes// EURASIP Journal on Applied Signal Processing. 2002, May. - V. 5. - P. 447- 458.
31. Khalighi M.A., Brossier J.-M., Jourdain G.V., Raoof K. Water filling capacity of Rayleigh MIMO channels// 12th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. 2001, September.- V.1. -P. 155-158.
32. Слюсар В.И. Системы ММО: принципы построения и обработка сигналов// Электроника: наука, технология, бизнес. 2005. — № 10. -С. 52-59.
33. Kuhn V. Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems. John Wiley & Sons Ltd, 2006. -363 с.
34. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. Справочник. М.: Горячая линия-Телеком, 2004. - 128 с.
35. Вернер М. Основы кодирования. М.: Техносфера, 2004. - 288 с.
36. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра/ пер. с англ. под ред. В.И. Журавлева. М.: Радио и связь, 2000. - 520 с.
37. Смит С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников/ пер. с англ. под ред. В.Н. Покровского, В.И. Силантьева. М: Додэка XXI, 2008. - 720 с.
38. Алексеев Е.Р., Чеснокова О.В. Matlab 7. М.: НТ Пресс, 2006. - 464 с.
39. Поршнева С.В. MATLAB 7. Основы работы и программирования. Учебник. М.: Бинум. Лаборатория знаний, 2006. - 320 с.
40. Кетков А.Ю., Шульц М.М., Кетков Ю.Л. Matlab 6.X. Программирование численных методов. С-Пет.: БХВ-Петербург, 2004. - 662 с.
41. S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.

42. V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, Jul. 1999.
43. G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signals," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-28, no. 1, pp. 55-67, Jan. 1982.
44. S. M. Alamouti, V. Tarokh, and P. Poon, "Trellis-coded modulation and transmit diversity: Design criteria and performance evaluation," in *Proceedings of IEEE International Conference on Universal Personal Communications (ICUPC'98)*, Florence, Italy, vol. 1, Oct. 5-9, 1998, pp. 703-707.
45. Y. Gong and K. B. Letaief, "Concatenated space-time block coding with trellis coded modulation in fading channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 1, no. 4, pp. 580-590, Oct. 2002.