

ომარ ტომარაძე

შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედების პირობებში
საინფორმაციო-საზომ მონაცემთა გადაცემის ეფექტურობის
კვლევა

წარმოდგენილია დოქტორის აკადემიური ხარისხის
მოსაპოვებლად

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი
თბილისი, 0175, საქართველო
, 2013 წელი

საავტორო უფლება © წელი, „ომარ ტომარაძე, 2013 წელი”

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი
ინფორმატიკისა და მართვის სისტემების ფაკულტეტი

ჩვენ, ქვემოთ ხელისმომწერნი ვადასტურებთ, რომ გავეცანით ომარ ტომარაძის მიერ შესრულებულ სადისერტაციო ნაშრომს დასახელებით „შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედების პირობებში საინფორმაციო-საზომ მონაცემთა გადაცემის ეფექტურობის კვლევა“ და ვაძლევთ რეკომენდაციას საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტის ინფორმატიკისა და მართვის სისტემების ფაკულტეტის სადისერტაციო საბჭოში მის განხილვას დოქტორის აკადემიური ხარისხის მოსაპოვებლად.

2013 წელი

ხელმძღვანელი: ტ.მ.დ., სრული პროფესორი

ირინა ჩხეიძე

რეცენზენტი: ტ.მ.დ., სრული პროფესორი

კონსტანტინე კამკამიძე

რეცენზენტი: ტ.მ.კ., ასოცირებული პროფესორი

ნიკოლოზ აბზიანიძე

რეცენზენტი:

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი

2013 წელი

ავტორი: **ომარ ტომარაძე**

დასახელება: **შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედების პირობებში საინფორმაციო-საზომ მონაცემთა გადაცემის ეფექტურობის კვლევა**

ფაკულტეტი: **ინფორმატიკისა და მართვის სისტემების ფაკულტეტი**

ხარისხი: **დოქტორი**

სხდომა ჩატარდა: **2013 წლის**

ინდივიდუალური პიროვნების ან ინსტიტუტის მიერ ზემომოყვანილი დასახელების დისერტაციის გაცნობის მიზნით მოთხოვნის შემთხვევაში მისი არაკომერციული მიზნებით კოპირებისა და გავრცელების უფლება მინიჭებული აქვს საქართველოს ტექნიკურ უნივერსიტეტს.

ავტორის ხელმოწერა

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

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

რეზიუმე

შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედების პირობებში საინფორმაციო-საზომ მონაცემთა გადაცემის ეფექტურობის კვლევა

სადისერტაციო ნაშრომის ძირითად მიზანს წარმოადგენს ხმაურშემცველი ინფორმაციის შეკუმშვის და ფილტრაციის ისეთი ალგორითმების შექმნა და რეალიზაცია, რომლებიც უზრუნველყოფენ ინფორმაციის გადაცემის და შეკუმშვის სისტემებში ეფექტურობის ამაღლებას და შემთხვევითი შეცდომების ფილტრაციას.

დისერტაცია შედგება ოთხი თავისაგან. პირველი ორი თავი ეძღვნება შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედების პირობებში შეკუმშვის ეფექტურობის კვლევის საკითხებს, შემთხვევითი შეცდომების ფილტრაციის საკითხებს თანამედროვე კომპიუტერული ტექნოლოგიების ბაზაზე. მესამე და მეოთხე თავებში გამოკვლეულია და სისტემაშია მოყვანილი კვლევის შედეგები ჩატარებული ქალაქის პირობებში რადიოარხის პარამეტრების გაზომვის შესახებ

სამეცნიერო სიახლე შეიძლება ფორმულირებული იქნეს შემდეგნაირად:

1. გამოკვლეულია შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედების პირობებში საინფორმაციო-საზომ მონაცემთა გადაცემის ეფექტურობა, როგორც მთლიანი სისტემისა-არხისა, რომელიც მოიცავს ინფორმაციის წყაროს (საკვლევი ობიექტის) ეფექტურ კოდირებას, გადაცემის ხელ შეშლებისადმი მდგრადი კოდირების მეთოდების ანალიზს და მიმღებში მიღებული ინფორმაციის ხარისხის შეფასებას. შემოთავაზებული ალგორითმები რეალიზებულია თანამედროვე კომპიუტერული ტექნოლოგიების საფუძველზე.

2. ფურიე, ვეივლეტ და ფრაქტალური კოდირების შედარებამ, ინფორმაციის შეკუმშვის თვალსაზრისით, აჩვენა ფრაქტალური კოდირების ცხადი უპირატესობა, შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედების შემცირებისა და ფილტრაციის მხრივ კი მკვეთრად უკეთესი შედეგები მივიღეთ ვეივლეტ-გარდაქმნის მეთოდის გამოყენების დროს, (გარკვეული მოდიფიცირებით), მაშინაც როცა ანალიზს ექვემდებარებოდა არაწრფივი ფილტრების მაფილტრირებელი თვისებები. რეკომენდირებულია ვეივლეტ-ტექნოლოგიების გამოყენება რეალიზებული Mathcad პროგრამულ გარემოში.

3. ნაჩვენებია, რომ გამოსახულებათა როგორც ერთგანზომილებიანი ასევე ორგანზომილებიანი ვეივლეტ-გარდაქმნის შედეგად მიღებულ ტრანსფორმანტაში ძირითადი ენერგია ნაწილდება მთლიანი ტრანსფორმანტის კოეფიციენტების 10-15%-ში, რაც განაპირობებს შეკუმშვის მაჩვენებლის მაღალი მნიშვნელობის მიღებას აღდგენილი გამოსახულების კარგი ხარისხის შენარჩუნებით

4. მაგნიტობირთვული რეზონანსის (NMR) სიგნალზე, შემოწმების შედეგად დადგინდა, რომ David Donoho და John Jonstone მეთოდის გამოყენებამ შესაძლებელი გახადა მოგვეხდინა „ხმაურის“ ფილტრაცია ისეთნაირად, რომ საბოლოო სიგნალში შენარჩუნდა ყველა ის საჭირო მახასიათებელი, რომელიც მონაწილეობს სასარგებლო ინფორმაციის შემადგენლობაში.

5. გამოკვლეულია ისეთი სპეციფიური არხი, როგორცაა ქალაქის პირობებში რადიოტალღების გავრცელება. ამ შემთხვევაში რეკომენდირებულია გამოყენებული იქნეს ფაზასხვაობითი მოდულაცია, იმდენად რამდენადაც, ამ პირობებში სიგნალის ენერჯის თანაბარი განაწილება უზრუნველყოფს შეცდომათა ალბათობის მინიმუმს, გარდა ამისა სიგნალის ბაზის გაზრდა ხელშეშლებისადმი მდგრადობას ზრდის.

6. სიგნალებისა და გამოსახულებათა დამუშავებისათვის Mathcad პროგრამულ გარემოს გამოყენებამ შესამჩნევად გაამარტივა ალგორითმების შედგენა და რეალიზაცია, რითაც დაამტკიცა, რომ საინჟინრო ამოცანების გადაწყვეტისათვის მაინც და მაინც არ მოითხოვება მაღალი დონის პროგრამული ენების ცოდნა

Abstract

Research of efficiency of transfer of information and measuring data in the conditions of random error.

The main aim of the dissertation. Main objective of dissertation work are creation and realization of such algorithms of compression of noisy information and a filtration of random errors which will provide in compression and information transfer system increase of efficiency and a filtration random errors. Algorithms and their realization have to be carried out on the basis of modern computer technologies.

In this case, the implementation of the proposed computational methods and algorithms implemented in the software environment Mathcad, since the solution of problems in this versatile package is simple, relatively high speed and does not require knowledge of the high-level language and more accessible to the user.

The thesis consists of four heads. The two first are devoted to questions of research of efficiency of compression in the conditions of action of random errors, their filtration on the basis of application of modern computer technologies. In the third and fourth chapters results of the experiments made in city conditions are investigated and given to system.

Scientific novelty of the thesis consists in the following:

1. Research of efficiency of transfer noise by random errors of information and measuring data as a whole system channel is conducted. The channel contains the coder of effective coding of a source of information, the coder of noiseproof coding and the receiver with an assessment of quality of decoded information

2. Fourier, Wavelet and fractal methods of coding comparison from the point of view of information compression, showed a clear advantage of fractal compression. However, from the point of view of reduction of influence of random errors by a useful signal and their filtration, the received results testify in favor of Wavelet of transformation methods (by modification).

Investigated the unique properties of discrete Wavelet, which consists in the possibility of obtaining high compression ratios, the selection of details in the image and filtering of random errors while preserving the characteristics of the original signal.

Experimentally confirmed that as a result of wavelet transform the main energy source signal, as in the one- and two-dimensional case, contains only 10-15% transformations, which leads to high compression ratio in terms of good quality decoded data reconstruction

Determined that the wavelet transform has the unique property of the localization function (signal) in both time and frequency domain. It was found that filtering a noisy signal of nuclear magnetic resonance (MNR) method, and David Donho Join Jonstone in the wavelet transform has made it possible to save the recovered signal all the features that are necessary for proper diagnosis of the information.

3. Such specific channel what the channel of transfer of radio wave signals in city conditions is is investigated. In this case it is recommended to use fazo-differential modulation as, a uniform distribution of energy, the minimum of probability of mistakes is provided. Besides, at increase in base of a signal the noise stability increases.

4. Developed computer-based digital processing of signals and images, which are implemented in a software environment *Mathcad*. Use this versatile package be

conditioned by simplicity of realization algorithms, no need for knowledge of the high-level language and accessible to users.

The practical value of the work lies in the fact that it includes the necessary data, methods and recommendations on the latest computer technology (wavelet - conversion, fractal image compression methods and others) the simple use of the different nature of the visualized image processing by *Mathcad* software environment. Use of the offered methods of computer technologies n gives e a chance in transfer system increase of efficiency and a filtration rundo m errors. Algorithms and their realization have to be carried

Experimental studies conducted by the specific materials based on the real reseanhes the transfer of radio wawe signals city conditions of Tbilisi, by such specific channel.

მადლიერება

დიდი პატივისცემითა და სიყვარულით მინდა მადლობა ვუთხრა ჩემი თემის ხელმძღვანელს პროფესორ ირინა ჩხეიძეს, რომელმაც საკუთარი პროფესიული ხედვა და დიდი გამოცდილება უშურველად გამიზიარა ჩემი თემაზე მუშაობის წარმართვისათვის. მისი კონსულტაციები, რჩევები, შენიშვნები იყო ძვირფასი შენაძენი ჩემთვის, რამაც განაპირობა ნაშრომის ჩამოყალიბება და დასრულება. ამასთან, თანამიმდევრული მუშაობის, მეცნიერული დაკვირვებისა და კონტროლის განზოგადების უნარჩვევებსაც სწორად ქალბატონი ირინა მიყალიბებდა. იგი გამორჩეული პედაგოგიური ალლოთი და მაღალი პროფესიონალიზმით საჭირო მიმართულებას აძლევდა სამეცნიერო კვლევით მუშაობას.

დიდი მადლობა მინდა ვუთხრა ყველა მას, ვინც გვერდში მიდგა თემაზე მუშაობის პერიოდში მამხნევებდა და ხელს მიწყობდა ნაშრომის ჩამოყალიბებაში.

მადლიერი ვარ ამ უანგარო დახმარებისათვის და ვეცდები გავამართლო ქალბატონ ირინას მოლოდინი ჩემი პროფესიული ზრდის თვალსაზრისით.

შინაარსი

რეზიუმე.....	iv
Abstract.....	vi
მადლიერება.....	viii
შინაარსი.....	ix
ცხრილების ნუსხა.....	xi
ნახაზების ნუსხა.....	xi
შესავალი.....	15
თავი 1. ინფორმაციის გადაცემის სისტემებზე შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედებასთან დაკავშირებული ზოგადი საკითხები.....	28
1.1. საზომი ინფორმაციის ციფრული დამუშავების ეფექტურობა და აღ- დგენილი ინფორმაციის შეფასების ზოგადი კრიტერიუმები.....	28
1.2. მონაცემთა შეკუმშვის (შემჭიდროვების) სიტემებში ხელშეშლების (ხმაურის) ზემოქმედება.....	35
1.3. ერთეულოვანი და პაკეტური შეცდომების ზემოქმედების პროცესის მოდელირების აღწერა.....	38
1.3.1. ხელშეშლების გენერირება მზა ფუნქციებით Mathcad პროგრამაში....	43
1.4. ფურიე და ვეივლეტ-ტექნოლოგიის (როგორც შეკუმშვის მეთოდის გარდაქმნით) მაგალითი და მისი ხელშეშლებისაგან გაწმენდის უნარი.....	46
1.5. არხების მოდელები ინფორმაციის გადაცემის სისტემებში	56
1.6. პირველი თავის დასკვნები.....	61
თავი 2. თანამედროვე კომპიუტერული ტექნოლოგიების (ვეივლეტ, ფურიე და ფრაქტალური გარდაქმნების) მაგალითზე შეკუმშვის მეთოდების, ფილტრაციის ალგორითმების შედგენა, ანალიზი და შედა- რება	63
2.1. ექსპერიმენტული დადასტურება ინფორმაციის ეფექტურობის შემცი- რებისა, გამოწვეული შემთხვევითი შეცდომების საწყის გამოსახულებაზე ზედდებით.....	63
2.2. ვეივლეტ-ტექნოლოგიების გამოყენების ანალიზი.....	65
2.2.1. ვეივლეტ-გარდაქმნა ერთგანზომილებიანი სიგნალისათვის.....	67
2.2.2. ვეივლეტ-გარდაქმნა გამოსახულების კოდირებისათვის.....	72
2.3. შემთხვევითი შეცდომების შემცველი ინფორმაციის ფილტრაციის ამო- ცანათა გადაწყვეტა წრფივი და არაწრფივი ფილტრების გამოყენებით	79
2.3.1. გასაშუალოებული ფილტრებით განხორციელებული ფილტრა- ცია.....	87
2.3.2. ფილტრაცია ვინერის ფილტრის გამოყენებით, Wiener2d(M-h-W)....	89
2.3.3. წრფივი „გასაშუალოებული“ და მედიანური ფილტრაციის შედა- რება.....	92
2.4. ფურიე გარდაქმნის ანალიზი და შედარება ვეივლეტ-გარდაქმნას- თან.....	99
2.5. ფრაქტალების მეთოდის გამოყენება შეკუმშვის და ფილტრაციის თვალსაზრისით.....	104
2.5.1. ფრაქტალური კოდირების გამოყენება ინფორმაციის შეკუმშვის ას-	

პექტიში.....	104
2.5.2. ფრაქტალური კოდირება გადასაცემი მონაცემების (ინფორმაციის) დამახინჯების პირობებში.....	109
2.6. ვეივლეტ და ფრაქტალური კოდირების შედარება შეკუმშვისა და შეცდომების აღმოფხვრის თვალსაზრისით.....	113
2.7. მეორე თავის დასკვნები.....	116
თავი 3. ციფრული გადაცემის არხებში ხელშეშლებისადმი მდგრადობის კვლევა.....	119
3.1. ქალაქის პირობებში მეტრული დიაპაზონის ტალღების არხების სპეციფიკა.....	119
3.2. (ფსმ) სიგნალების მიღების ხელშეშლებისადმი მდგრადობა არხებში სელექციური მიყუჩებით.....	130
3.3. (ფსმ) სიგნალების ოპტიმალური კოჰერენტული დამუშავების ხელშეშლებისადმი მდგრადობა არხებში სელექციური მიყუჩებით.....	136
3.4. ფაზასხვაობითი მოდულირებული სიგნალების კოჰერენტული დემოდულატორის ხელშეშლებისადმი მდგრადობა არხებში სელექციური მიყუჩებით (მიღევით).....	144
3.5. ციფრული სატელევიზიო სიგნალების ხმის თანხლებით გადაცემის პრობლემები.....	153
3.6. სატელევიზიო გამოსახულების სიგნალების ხმის (ბგერითი სიგნალების) თანხლებით მაუწყებლობის დროითი და სიხშირული შემჭიდროება.....	155
3.7. სიხშირული შემჭიდროვების ტელეხედვის ხმის თანხლებით გადაცემის სისტემებში ციფრული სიგნალების ფორმირებისა და გადაცემის პრინციპები.....	158
3.8. მესამე თავის დასკვნები.....	165
თავი 4. ექსპერიმენტული კვლევები. სადისერტაციო ნაშრომის შედეგების პრაქტიკული გამოყენება	168
4.1.ციფრული რადიომაუწყებლობის ექსპერიმენტული კვლევების პროგრამა და მეთოდოლოგია.....	168
4.2. ხმის თანხლებით ციფრული სატელევიზიო სიგნალების გადამცემ სისტემაში კადრების სინქრონიზაციის მოწყობილობა.....	172
4.2.1. ამოცანის დასმა.....	172
4.3. კადრების სინქრონიზაციის ალგორითმები.....	173
4.4. ერთარხიანი ანალიზატორის ალბათური მახასიათებლები.....	175
4.5. მეოთხე თავის დასკვნები.....	180
4.6. საერთო დასკვნები	182
ლიტერატურა და ვებლიოგრაფია.....	185

ცხრილების ნუსხა

ცხრილი 1 მონაცემთა შეკუმშვის ალგორითმების მაფილტრირებელი თვისებების კრიტერიუმები.....	38
ცხრილი 2 დამუშავებული შედეგების რაოდენობრივი შეფასება.....	72
ცხრილი 3 გაფილტვრის შედეგად მიღებული სიზუსტის მაჩვენებლები ხმაურის ალბათობისათვის $P=0,1$	83
ცხრილი 4 გაფილტვრის შედეგად მიღებული მაჩვენებლები ხმაურის ალბათობისათვის $P=0,2$	83
ცხრილი 5 გაფილტვრის შედეგად მიღებული მნიშვნელობები ხმაურის ალბათობისათვის $P=0,3$	84
ცხრილი 6 შემთხვევითი შეცდომების ვეივლეტ ფილტრაციის მაჩვენებლები.....	98
ცხრილი 7 მცდარი სინქრონიზაციის შესაძლო რაოდენობა.....	180

ნახაზების ნუსხა

ნახ. 1.1.1 სხვაობითი გამოსახულება.....	34
ნახ. 1.1.2 სხვაობითი გამოსახულება, ფრაქტალური კოდირება.....	34
ნახ. 1.1.3 საწყის და აღდგენილ გამოსახულებებს შორის მიღებული ცდომილების სამგანზომილებიანი ჰისტოგრამა.....	34
ნახ. 1.3.1 დისკრეტული არხის ექვივალენტური სქემა.....	39
ნახ. 1.3.1.1 საწყისი და ხმაურდადებული გამოსახულება.....	44
ნახ. 1.3.1.2 საწყისი და აპროქსიმირებული გამოსახულებები.....	45
ნახ. 1.3.1.3 1% კოეფიციენტების შენარჩუნებით აპროქსიმირებული გამოსახულება.....	45
ნახ. 1.4. 1 ვეივლეტ (დობეში 7-ე რიგის, დაშლის 5 დონით) გაწმენდა.....	48
ნახ. 1.4. 2 ვეივლეტ (დობეში 2-ე რიგის, დაშლის 5 დონით) გაწმენდა.....	48
ნახ. 1.4. 3 სიგნალის „გადამსხვილების“ შედეგი.....	48
ნახ. 1.4.4 ზღურბლის შემცირების შედეგად შეკუმშვის დანაკარგები.....	50
ნახ. 1.4.5 კოეფიციენტების დეტალიზაციის დიაგრამა.....	51
ნახ. 1.4.6 ვეივლეტ დაშლის გრაფიკი.....	52
ნახ. 1.4.7 ფუნქციის ცვლილების ხასიათის გამოვლენა.....	53
ნახ. 1.4.8 ვეივლეტ დობეშის ოთხი უმცროსი თანრიგის სპექტრი.....	54
ნახ. 1.4.9 ვეივლეტის ცენტრალური სიხშირეები.....	54
ნახ. 1.4.10 სიხშირის მასშტაბისაგან დამოკიდებულებები.....	55
ნახ. 1.4.11 სიგნალის მდგენელების სიხშირეებზე დამოკიდებულება	56
ნახ. 1.5.1 საინფორმაციო არხის უზნების თანამიმდევრობა.....	59
ნახ. 2.1.1 სიგნალ/ხმაურის ფარდობის პიკური მნიშვნელობის დამოკიდებულება ტრანსფორმანტაში შენარჩუნებულ კოეფიციენტების რაოდენობასთან.....	64
ნახ. 2.2.1.1 საწყისი გამოსახულება.....	68
ნახ. 2.2.1.2 საწყისი დოპლერ სიგნალი.....	70
ნახ. 2.2.1.3 გაშლის შედეგი.....	70

ნახ. 2.2.1.4 გაშლის შედეგად მიღებული მატრიცის წარმოდგენა J-1 დონე-ზე.....	72
ნახ. 2.2.2.1 დამუშავებული გამოსახულების σ დამოკიდებულება L-თან და a-თან.....	73
ნახ. 2.2.2.2 დამუშავებული გამოსახულების I_{bbs} დამოკიდებულება L-თან და a-თან.....	73
ნახ. 2.2.2.3 დამუშავებული გამოსახულების PSNR დამოკიდებულება L-თან და a-თან.....	73
ნახ. 2.2.2.4 საწყისი გამოსახულება.....	77
ნახ. 2.2.2.5 ხმაურდადებული გამოსახულება.....	77
ნახ. 2.2.2.6 ვეივლეთ უკუგარდაქმნა.....	78
ნახ. 2.2.2.7 გასაშუალოებული ფილტრაცია.....	78
ნახ. 2.2.2.8 მედიანური ფილტრაცია.....	79
ნახ. 2.3.1. საწყისი გამოსახულება.....	86
ნახ. 2.3.2 ხმაურდადებული გამოსახულება.....	86
ნახ. 2.3.3 მორფოლოგიური ფილტრაცია.....	86
ნახ. 2.3.4 მედიანური ფილტრაცია.....	86
ნახ. 2.3.5 გაუსის ფილტრით განხორციელებული ფილტრაცია.....	86
ნახ. 2.3.1.1 ხმაურდადებული გამოსახულება.....	88
ნახ. 2.3.1.2 ფილტრაციის შედეგად მიღებული გამოსახულება.....	88
ნახ. 2.3.1.3 ხმაურდადებული გამოსახულება.....	88
ნახ. 2.3.1.4 გაფილტრული გამოსახულება, როცა $M=R$	88
ნახ. 2.3.2.1 ხმაურდადებული გამოსახულება.....	91
ნახ. 2.3.2.2 გაფილტრული გამოსახულება.....	92
ნახ. 2.3.2.3 ვინერის ფილტრაციის შედეგი.....	92
ნახ. 2.3.3.1 საწყისი გამოსახულება.....	92
ნახ. 2.3.3.2 ხმაურდადებული გამოსახულება.....	92
ნახ. 2.3.3.3 smooth ფუნქციით გაფილტრული გამოსახულება.....	93
ნახ. 2.3.3.4 მედიანური ფილტრით გაფილტრული გამოსახულება.....	93
ნახ. 2.3.3.5 საწყის სურათში გამოყოფილი კონტურები.....	93
ნახ. 2.3.3.6 smooth ფუნქციით გაფილტრული კონტურების სურათი.....	93
ნახ. 2.3.3.7 მედიანური ფილტრით გაფილტრული სურათი.....	94
ნახ. 2.3.3.8 გაუსის ხმაურდადებული სურათი.....	94
ნახ. 2.3.3.9 გასაშუალოებული ფილტრაციის შედეგად მიღებული სურათი.....	94
ნახ. 2.3.3.10 მედიანური ფილტრაციის შედეგად მიღებული გამოსახულება.....	95
ნახ. 2.3.3.11 გაუსის ფუნქციის გამოყენების შედეგად მიღებული სურათი.....	95
ნახ. 2.3.3.12 საწყისი გამოსახულების ჰისტოგრამა.....	95
ნახ. 2.3.3.13 ხმაურდადებული გამოსახულების ჰისტოგრამა.....	95
ნახ. 2.3.3.14 smooth ფუნქციით გაფილტრული გამოსახულების ჰისტოგრამა.....	96

ნახ. 2.3.3.15 მედიანური ფილტრით გაფილტრული გამოსახულების ჰისტოგრამა.....	96
ნახ. 2.3.3.16 სატესტო გამოსახულება.....	97
ნახ. 2.3.3.17 ხმაურდადებული გამოსახულება.....	97
ნახ. 2.3.3.18 აღდგენილი გამოსახულება.....	98
ნახ. 2.3.3.19 დეკოდერის გამოსასვლელზე მიღებული გამოსახულების სხფ-ის დამოკიდებულება შეცდომების დონესთან.....	99
ნახ.2.4.1 სიგნალი, რომელიც აღწერს სიტყვა „wavelet“-ის გახმოვანებას..	100
ნახ. 2.4.2 ვეივლეტ დისკრეტული გარდაქმნა DWT ფუნქციით.....	100
ნახ. 2.4.3 ფურიე და ვეივლეტ გარდაქმნების შედარება შეკუმშვის თვალსაზრისით.....	102
ნახ. 2.4.4 JPEG 2000 სტანდარტის შედარება JPEG სტანდარტთან.....	103
ნახ. 2.5.1.1 ფრაქტალურ კოდირებაში რანგების და დომენების მწარმოდგენა.....	106
ნახ. 2.5.2.1 ტესტური გამოსახულებები: „LEHA“ და „TBC-банк“.....	110
ნახ. 2.5.2.2 შეკუმშული გამოსახულებები „LEHA“ და „TBC-банк“.....	112
ნახ. 2.5.2.3 ჯამური ცდომილების დამოკიდებულება დამახინჯებულ ინდექსების %-თან.....	112
ნახ. 2.5.2.4 PSNR-ის დამოკიდებულება დამახინჯებული კოეფიციენტების %-თან.....	112
ნახ. 2.6.1 ვეივლეტ და ფრაქტალური გარდაქმნების შედარება შეკუმშვის ასპექტში.....	115
ნახ. 2.6.2 ფრაქტალური კოდირების თანამიმდევრობა.....	116
ნახ. 3.1.1 ანძების სიმაღლის სხვადასხვა მნიშვნელობებისათვის $E(R, 50, 50)$ დამოკიდებულების მრუდები.....	122
ნახ. 3.1.2 ექსპერიმენტის შედეგები მიღებული ქ. ტოკიოში.....	124
ნახ. 3.1.3 სიგნალის მიღების დამოკიდებულება მანძილისაგან.....	125
ნახ. 3.1.4 სიგნალის სივრცითი ფლუქტუაციის გრაფიკი (გასწვივი ქუჩებისათვის).....	127
ნახ. 3.1.5 სიგნალის სივრცითი ფლუქტუაციის გრაფიკი (განივი ქუჩებისათვის).....	128
ნახ. 3.3.1 $\bar{P}_{\text{ცდ.თან.}}$ დამოკიდებულება ენერჯის განაწილებასთან.....	143
ნახ. 3.3.2 $\bar{P}_{\text{ცდ.არათან.}}$ დამოკიდებულება ენერჯის განაწილებასთან.....	144
ნახ.3.4.1 $\bar{P}_{\text{ცდ.საერთო}}$ დამოკიდებულება \bar{h}^2 -საგან.....	151
ნახ. 3.4.2 $P_{\text{ცდ.სელ.}}$ დამოკიდებულება \bar{h}^2 -საგან განაწილების მდგენელების პორციალური შერჩევის პირობებში.....	152
ნახ. 3.6.1 დაკავებული სიხშირეთა ზოლები.....	157
ნახ. 3.7.1 ოთხი უფროსი თანრიგის შესაძლო მნიშვნელობები.....	160
ნახ. 3.7.2 შეცდომის არ აღმოჩენის ალბათობა.....	161
ნახ. 3.7.3 რიგითი სიმბოლოების შეცდომების ალბათობის დამოკიდებულება არხში შეცდომების ალბათობასთან.....	163
ნახ. 3.7.4 ლუწობაზე შემოწმება.....	164

ნახ. 3.7.5 დეკოდერის სტრუქტურული სქემა.....	165
ნახ. 4.1.1 ექსპერიმენტული დანადგარის სტრუქტურული სქემა.....	169

ნაშრომში გამოყენებული აბრევიატურები

- სკგ - საშუალო კვადრატული გადახრა
- ნსკგ - ნორმირებული საშუალო გადახრა
- სხფ - სიგნალ-ხმაურის ფარდობა
- სხპფ- სიგნალ-ხმაურის პიკური მნიშვნელობა
- შკ - შეკუმშვის კოეფიციენტი
- კს - კომპიუტერული სისტემები
- PSNR- სიგნალ-ხმაურის პიკური ფარდობა
- MRA - გამოსახულებათა მრავალმასშტაბური გამლა
- DWT - დისკრეტული ვეივლეტ-გარდაქმნა
- CWT - უწყვეტი ვეივლეტ-გარდაქმნა
- FFT - ფურიეს სწრაფი გარდაქმნა
- WPT - დისკრეტული ვეივლეტ პაკეტის ოპტიმალური საბაზისო ფუნქცია
- JPEG - გაერთიანებულ ფოტოგრაფ-ექსპერტთა ჯგუფი
- D4 - დაუბემ 4 ვეივლეტ-ფუნქცია
- NMR - მაგნიტო ბირთვული რეზონანსის სიგნალი
- ფსმ - ფაზასხვაობითი მოდულაცია

შესავალი

ჩვენი დღევანდელი ხასიათდება თანამედროვე კომპიუტერული ტექნოლოგიების დანერგვით საზოგადოებრივი ცხოვრების ყველა სფეროში, მათ შორის, საზომი ინფორმაციის დამუშავებისა და გადაცემის სისტემების შექმნასა და გამოყენებაში. ამის ნათელი დადასტურებაა ინტეგრალური მომსახურების ციფრული ქსელების შექმნა, რომლებშიც გათვალისწინებულია ყველა სიგნალის, მათ შორის ისეთი ფართოზოლოვანი სიგნალების, როგორცაა გამოსახულების სიგნალების ციფრული ფორმით გადაცემა, რაც წარადგენს აქტუალურ ამოცანას. გარდა ამისა შეტყობინების ეფექტური გადამცემი სისტემის დამუშავება შეუძლებელია რადიოტალღების გავრცელების ყოველმხრივი სპეციფიკის გათვალისწინების გარეშე. ეს ამოცანა განსაკუთრებით აქტუალურია ქალაქის პირობებში მაღალსიჩქარიანი მეტრული დიაპაზონის რადიოარხებში დისკრეტული ინფორმაციის გადაცემის დროს. საქმე ის არის, რომ ქალაქში მეტრული ტალღების გავრცელების ხასიათი უკიდურესად რთულია, რაც განისაზღვრება ქაოსურად განლაგებული დაბრკოლებებით და არაერთგვაროვნებით. მეტრული დიაპაზონის ტალღების მრავალჯერადი არეკვლა და გაფანტვა აფორმირებს მრავალსხივიან ველს რთული ინტერფერენციული სტრუქტურით, ქალაქის განაშენიანების მნიშვნელოვანი არაერთგვაროვნება წარმოქმნის რადიოჩრდილების ზონებს.

აღსანიშნავია, რომ ნებისმიერი საინფორმაციო-საზომი სისტემა განიხილება როგორც ინფორმაციის გადაცემის არხი. გადასაცემ ინფორმაციაზე ხელშემშლელი ფაქტორების ზემოქმედება ხელს უშლის შეტყობინებათა ციფრული დამუშავების ეფექტურობას. ამიტომ შემთხვევითი შეცდომების სასარგებლო ინფორმაციაზე ზედდების და ზემოქმედების კვლევა აქტუალურია და შემდეგ ამოცანებს მოიცავს: 1. დასამუშავებელ შეტყობინებებზე, ანუ ინფორმაციის წყაროზე, ხელშემშლელის ზემოქმედების ანალიზი ამა თუ იმ კომპიუტერული ტექნოლოგიების გამოყენებით; 2. ანალიზი იმ ხელშემშლელი ფაქტორების ზემოქმედებისა, რომლებიც

არსებობენ ინფორმაციის არხში. ეს ამოცანა დაკავშირებულია ხაზის ან არხის ხელშეშლებისადმი მდგრადობასთან [1].

პირველი ამოცანის გადაწყვეტა შეიძლება მხოლოდ ციფრული სიგნალების შეკუმშვის (შემჭიდროვების) გზით, რათა დამუშავებული იქნეს შესაბამისი მეთოდები. დღეისათვის უკვე არსებობს გამოსახულების სიგნალების შეკუმშვის სტანდარტები [2], რომლებიც დადგენილია საერთაშორისო ექსპერტების ჯგუფის მიერ (MPEG-Motion pictures Expert group), რომელთაგან MPEG-2 განკუთვნილია სატელევიზიო მაუწყებლობის სტანდარტისათვის. ამ სტანდარტით გათვალისწინებულია დისკრეტული კოსინუსური გარდასახვის, მოძრაობის გათვალისწინებით კადრებშორის წინასწარმეტყველების და ენტროპიული კოდირების მეთოდების ერთობლივი გამოყენება [3]. რაც შეეხება შემდგომ მოდულაციას და შეცდომების კორექციას ეს ოპერაციები არ არის სტანდარტიზირებული. ჩვენი აზრით ასეთი სტანდარტის შემოღება სრულიადაც არ ნიშნავს იმას, რომ არ უნდა იქნეს გაგრძელებული კვლევა გამოსახულების სიგნალების ახალი ეფექტური მეთოდების შესაქმნელად, მითუმეტეს, რომ დიდია მოთხოვნილება სხვადასხვა ტიპის სპეციალური დანიშნულების სისტემებზე, რომლებშიც ერთმანეთისაგან სრულიად განსხვავებული სპეციფიკური მოთხოვნები წაყენება ამ სისტემით გადაცემულ გამოსახულებასა და მათ შესაბამის სიგნალებს.

დღეისათვის დამუშავებულია გამოსახულების სიგნალის ეფექტური კოდირების ბევრი მეთოდი [4-7]. ეფექტური კოდირებისათვის უფრო მნიშვნელოვანია კოდირების ისეთი მეთოდების გამოყენება, რომლებიც ამასთანავე უფრო მარტივია პრაქტიკული რეალიზაციის თვალსაზრისით, ვიდრე მათემატიკური მორფოლოგიის ელემენტებზე დამყარებული მეთოდები.

განსაკუთრებით მნიშვნელოვანია კოდირების ასეთი მეთოდების გამოყენება თანამედროვე პირობებში, როცა ფეხს იკიდებს ნანოტექნოლოგიების დონეზე დაფუძნებული კვლევები. ნანოტექნოლოგიებში

დასმულია რიგი სპეციფიკური ამოცანა დაკავშირებული ელემენტებისა და სტრუქტურების მცირე ზომებთან. რაც განაპირობებს მათ მნიშვნელოვან უპირატესობას ინფორმაციის დამუშავებისა და გადაცემის პროცესში გამოყენების დროს.

წარმოდგენილ ნაშრომში წინა პლანზეა წამოწეული ვეივლეტ-ტექნოლოგიების ალგორითმების და ფრაქტალური გარდაქმნის შემთხვევითი შეცდომების ფილტრაციის კვლევა, აგრეთვე ისეთი სპეციფიკური არხების ხელშეშლებისადმი მდგრადობის კვლევა როგორცაა ქალაქის პირობებში რადიოტალღების გავრცელების დროს. ნაშრომში განსაკუთრებით გამახვილებულია ყურადღება ვეივლეტ და ფრაქტალური გარდაქმნების „ხმაურის“ მაფილტრირებელ თვისებებზე, როგორც ერთგანზომილებიანი ისე ორგანზომილებიანი სიგნალებისათვის. ნაშრომში განხილულია თუ როგორ ხდება Mathcad პროგრამულ გარემოში ციფრული სიგნალების და მათი ძირითადი ამოცანების რეალიზაცია თანამედროვე კომპიუტერული ტექნოლოგიების საშუალებით რაც ზრდის მის აქტუალობას.

წინამდებარე სადისერტაციო ნაშრომი ეძღვნება შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედების პირობებში საინფორმაციო-საზომ მონაცემთა გადაცემის ეფექტურობის კვლევას.

ჩვენ განვიხილეთ წარმოდგენილი ნაშრომის, თემის დამუშავების მნიშვნელობა და აქტუალობა. ნათქვამია, რომ დღეისათვის დამუშავებულია საზომი ინფორმაციის ეფექტური კოდირების მრავალი მეთოდი, რომელთა მნიშვნელობა მკვეთრად გაიზარდა თანამედროვე კომპიუტერული ტექნოლოგიების მძლავრი განვითარებისა და შესაძლებლობების გაფართოებასთან ერთად. მაგრამ, თუ გავითვალისწინებთ სისტემის მოქმედების ეფექტურობას შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედების პირობებში, მაშინ ვლინდება, რომ ეს ამოცანა არ არის სრულყოფილად შესწავლილი და მოითხოვს დამატებით კვლევას. სწორედ ამ საკითხების გადაწყვეტას, თანამედროვე კომპიუტერული ტექნოლოგიების ბაზაზე,

ემღვნება წინამდებარე სადისერტაციო ნაშრომი, და დისერტაციის ძირითადი მიზანი შეიძლება ჩამოვყალიბოთ შემდეგნაირად:

შემთხვევითი შეცდომების პირობებში ინფორმაციის (როგორც ერთგანზომილებიანი, ისე ორგანზომილებიანი) შეკუმშვის და ფილტრაციის ალგორითმების შედგენა და რეალიზაცია.

შემოთავაზებულმა მეთოდებმა უნდა უზრუნველყონ შემთხვევითი შეცდომების შემცველ სისტემაში შეცდომების ფილტრაცია და ეფექტურობის ამაღლება. ალგორითმები და მათი რეალიზაცია უნდა განხორციელდეს თანამედროვე კომპიუტერული ტექნოლოგიების გამოყენების ბაზაზე. ინფორმაციის შეკუმშვისა და ფილტრაციის პროცესებში თანამედროვე კომპიუტერული ტექნოლოგიების გამოყენებით შესაბამისი კრიტერიუმების შეფასება. ქალაქის პირობებში რადიოტალღების გავრცელების სპეციფიკის კვლევა. შესაბამისი დასკვნების და რეკომენდაციების მიღება

ექსპერიმენტული კვლევები უნდა ჩატარდეს სხვადასხვა სახის სატესტო გამოსახულებებზე და რეალურ პირობებში სატელევიზიო სიგნალებზე. ამავე დროს ყველა შემოთავაზებული მეთოდი და ალგორითმები იქნებიან რეალიზებული Mathcad პროგრამულ გარემოში.

დისერტაციის დასახული მიზნების შესასრულებლად გამოკვლევას უნდა დაექვემდებაროს შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედების პირობებში საინფორმაციო-საზომ მონაცემთა გადაცემის ეფექტურობა, როგორც მთლიანი სისტემისა-არხისა, რომელიც მოიცავს ინფორმაციის წყაროს (საკვლევი ობიექტის) ეფექტურ კოდირებას, გადაცემის ხელშეშლებისადმი მდგრადი კოდირების მეთოდების ანალიზს და მიმღებში მიღებული ინფორმაციის ხარირისხის შეფასებას. შემოთავაზებული ალგორითმები რეალიზებული უნდა იყოს თანამედროვე კომპიუტერული ტექნოლოგიების საფუძველზე.

გარდა ზემოთ თქმულისა უნდა ჩატარდეს ანალიზი და შედარება ფურიე, ვეივლეთ და ფრაქტალური კოდირების მეთოდების და მათი ფილტრაციის შესაძლებლობების. გამოკვლეული უნდა იქნეს ისეთი სპე-

ციფიური არხი, როგორცაა ქალაქის პირობებში რადიოტალღების გავრცელება მიღებული იქნას შესაბამისი რეკომენდაციები.

კვლევის დასახული ამოცანების შესასრულებლად ვარაუდობთ პირველ რიგში გამოვიყენოთ სიგნალების სპექტრული ანალიზი, სიგნალების გადაცემის თეორიის, კოდირების თეორიის სტატისტიკური ანალიზისა და ინფორმაციის თეორიის კომპიუტერზე მოდელირების მეთოდები. მრავალგანზომილებიანი სიგნალების ციფრული დამუშავების თეორია, გამოსახულებათა ფრაქტალური და ვეივლეტ შეკუმშვის თეორია.

სადისერტაციო ნაშრომის პრაქტიკული ღირებულება უნდა შეიცავდეს ყველა საჭირო მონაცემებს, მეთოდიკას და რეკომენდაციებს საინფორმაციო-საზომ გადამცემ სისტემებში, შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედების პირობებში, მონაცემთა ეფექტური გადაცემისა და გამოსახულებათა ეფექტური კოდირებისათვის

პრობლემის მიმოხილვა და კვლევის ამოცანების დასმა

ინფორმაციის ციფრული დამუშავების და გადაცემის პრობლემებთან დაკავშირებული მრავალწლიანი კვლევების შედეგად შექმნილია კოდირების მძლავრი მეთოდები. ამ მეთოდების შექმნას თან სდევდა ინფორმაციის გადაცემის სისტემების ხელშეშლებისადმი მდგრადობის ამოცანების გადაწყვეტა [5]. ინფორმაციის გადამცემი სისტემის ხელშეშლებისადმი მდგრადობის ქვეშ იგულისხმება სისტემის უნარი წინააღმდეგობა გაუწიოს ხელშეშლების მავნე მოქმედებას.

სიგნალების ხელშეშლებისადმი მდგრადობის კოდირებისა და მიღების მეთოდები იყო და არის ბევრი სამეცნიერო სკოლის კვლევის საგანი, რამაც ჰპოვა კიდევ ასახვა აღნიშნულ საკითხებთან დაკავშირებულ ლიტერატურაში [6].

ტერმინი ეფექტური კოდირება განისაზღვრება, როგორც ინფორმაციის წყაროს ეკონომიური კოდირება, რომელიც დაკავშირებულია შეკუმშვის მეთოდის გამოყენებით კოდირებულ ინფორმაციაში დამახინჯების შეტა-

ნასთან. კოდირების მეთოდის ეფექტურობის შეფასება ხდება შეკუმშვის კოეფიციენტის სიდიდით, რომელიც განისაზღვრება როგორც ამა თუ იმ ეფექტური კოდირების მეთოდის გამოყენებამდე საწყისი ინფორმაციის კოდირებისთვის საჭირო ორობითი სიმბოლოების რაოდენობის ფარდობით ეფექტური კოდირების მეთოდის გამოყენების შემდეგ ორობითი სიმბოლოების საერთო რაოდენობასთან. ცხადია, რომ ინფორმაციის შეკუმშვას თან ახლავს ალდგენილ ინფორმაციაში შეცდომების შემოტანა. აქედან გამომდინარე შეკუმშვის კოეფიციენტი პირდაპირ კავშირშია ალდგენილი ინფორმაციის ხარისხთან. ზემოთ თქმულის გათვალისწინებით შეკუმშვის კოეფიციენტის შერჩევა ხდება ალდგენილი გამოსახულების ხარისხის გათვალისწინებით, ე. ი. ალდგენილი ინფორმაციის მაჩვენებლების გათვალისწინებით.

[6]-ში შეკუმშვის მეთოდის ეფექტურობა და შესაბამისად ინფორმაციის ეფექტურობის შეფასება ხდება შეკუმშვის კოეფიციენტით, რომელიც იანგარიშება როგორც;

$$K_{\text{შკ}} = V_0/V_1 \quad P \leq P_0$$

სადაც V_0 მონაცემთა მოცულობაა შეკუმშვამდე, V_1 მონაცემთა მოცულობაა შეკუმშვის შემდეგ, P -ალგენის სისწორის ზომა. უფრო ხშირად გამოიყენება ალდგენის ზომის საშუალოკვადრატული მახასიათებელი (საშუალოკვადრატული, ინტეგრალური).

კოდირების ეფექტურობა განისაზღვრება, როგორც გადაცემის სიჩქარე დამახინჯების რაოდენობრივი ზომის დროს, რომელიც ხასიათდება დეკოდერის გამოსასვლელზე ალდგენილი გამოსახულებისა და წყაროს მიერ შექმნილ (საწყის) გამოსახულებას შორის სხვაობით.

[7]-ში ციფრული ინფორმაციის ეფექტური დამუშავების პრობლემა განხილულია იმ შემთხვევისათვის, როცა გადაცემის სისტემაში შეცდომების დონე იმდენად დაბალია, რომ იგი შეიძლება მხედველობაში არ მივიღოთ.

ცხადია, რომ რეალურ პირობებში, როცა ხდება ინფორმაციის დამუშავება გადაცემა ყოველთვის არსებობს სხვადასხვა ბუნების და წარმოშობის

ხელშეშლები. მათი ზემოქმედების შედეგად აღდგენილ ინფორმაციაში, გარდა შეკუმშვის შედეგად არსებული შეცდომებისა, დამატებით ჩნდება გარეშე ხელშეშლებით გამოწვეული ცდომილება, რომლებიც აუარესებენ აღდგენილი ინფორმაციის (გამოსახულების) ხარისხს, რაც შესაბამისად ამცირებს გამოყენებული ალგორითმის ეფექტურობას.

შექმნილი ვითარებიდან გამოსავალი უნდა ვეძებოთ ინფორმაციის ხელშეშლებისადმი მდგრადი დამუშავების მეთოდების გამოყენებაში ან გარეშე ხელშეშლების მიმართ ნაკლებად მგრძობიარობის თვალსაზრისით ეფექტური კოდირების სხვადასხვა მეთოდების გამოკვლევაში, შესაბამისი რეკომენდაციების შემუშავებით, რომელიც ასახავს აღდგენილი ინფორმაციის ხარისხის რიცხობრივი მაჩვენებლების დამოკიდებულებას მოქმედი ხელშეშლების მახასიათებლებზე.

ინფორმაციის დამუშავების ხელშეშლებისადმი მდგრადობის გადაჭრის პირველი გზა დაკავშირებულია დამუშავებულ ინფორმაციაში სიჭარბის შეტანასთან რაც იძლევა საშუალებას მიმღებ მხარეზე მოხდეს შეცდომების აღმოჩენა და გასწორება.

მეორე გზა-ხელშეშლების ზემოქმედების პირობებში ეფექტური კოდირების სხვადასხვა მეთოდების გამოკვლევა, მათი ხელშეშლების მიმართ მდგრადობის რეკომენდაციების შემუშავებით არც თეორიულად და არც პრაქტიკულად არ არის სათანადოდ შესწავლილი და დასაბუთებული.

ამჟამად, ინფორმაციის (გამოსახულების) კოდირების მეთოდებს შორის გამოყოფენ ე. წ. პირველი და მეორე თაობის მეთოდებს. ლიტერატურაში [8], რომელიც ეძღვნება პირველი თაობის კოდირების მეთოდებს, განხილულია დიფერენციალური იმპულსურ-კოდური მოდულაციის, დელტა მოდულაციის [9], ვექტორული დაქვანტვის [10] საშუალებით კოდირებული ინფორმაციის გადაცემაზე ხელშეშლების ზემოქმედების საკითხები.

[6]-ში მონაცემთა შეკუმშვის სისტემებზე ხელშეშლების ზემოქმედება განიხილება ორ სხვადასხვა ამოცანად, პირველი შეკუმშვის მიზნით დასამუშავებელ მონაცემებზე ხელშეშლების ანალიზი და მეორე შეკუმშულ მო-

ნაცემებზე (გადაცემის და გარდასახვის პროცესში) ხელშეშლების ზემოქმედების ანალიზი. ხაზგასმულია, რომ ზოგადი მიდგომით ეს პრობლემა განიხილება როგორც ინფორმაციის გადაცემის ხელშეშლებისადმი მდგრადობის ამოცანა. მაგრამ ეს ამოცანა საკმაოდ რთულია, ხოლო კერძო შემთხვევაში მიღებული შედეგები ატარებენ იმდენად ზოგად ხასიათს, რომ არ შეიძლება მიღებულ იქნეს პრაქტიკული გამოყენებისათვის რეკომენდაციის სახით. შეტყობინებებზე (გამოსახულებებზე) მოქმედი ხელშეშლების მიმართ მონაცემთა შეკუმშვის ალგორითმებს (ვეივლეტი, ფრაქტალები) განიხილავენ როგორც ფილტრებს, რომელთაც აქვთ უნარი ჩაახშონ ან გააძლიერონ ხელშეშლები. თუ ადგილი აქვს ხელშეშლების ჩახშობას, ალგორითმების ასეთ თვისებას უწოდებენ გამფილტრავ ან ხმაურჩახშობს. აქვე მოცემულია ხელშეშლების მოქმედების პირობებში მონაცემების შეკუმშვის ალგორითმების კრიტერიუმები, რომელიც იყოფა ორ კლასად: პირველი ახასიათებს ხელშეშლების მოქმედების პირობებში მონაცემების შეკუმშვის ალგორითმებს და მეორე ახასიათებს ხელშეშლების მოქმედების პირობებში შეტყობინების (ინფორმაციის) წარმოდგენის სისწორეს. პირველი კრიტერიუმი ითვალისწინებს შეკუმშვის მაჩვენებლების ცვლილებას ხელშეშლების არსებობისას და ამიტომ მიზანშეწონილია გამოყენებული იქნეს მონაცემების შეკუმშვის ალგორითმების ეფექტურობის შედარების ანალიზისათვის.

[11]-ში განხილულია დიკმ-ით კავშირის სისტემის ხელშეშლებისადმი მდგრადობა. ხელშეშლებისადმი მდგრადობა ხასიათდება საშუალოკვადრატული შეცდომით, სისტემის გამოსასვლელზე სიგნალ/ხმაურის ფარდობით (სხფ). მიღებულია დიკმ-ით კავშირის სისტემისათვის შეტყობინების გადაცემის საშუალოკვადრატული შეცდომების ფორმულა.

[12-13]-ში განხილულია სატელევიზიო სიგნალების დიკმ-ის ხელშეშლებისადმი მდგრადობის მეთოდები, შემოთავაზებულია დიკმ-ის ხელშეშლებისადმი მდგრადობის სტრუქტურული და სიჭარბის გარეშე მეთოდები, რომელთა დამახასიათებელ თვისებებს წარმოადგენს ის რომ ისინი

არ იწვევენ სიგნალების გადაცემის სიჩქარის შეცვლას ე. ი. მათი გამოყენება არაა დაკავშირებული არხის გამტარუნარიანობის გაზრდასთან.

ზონური დაკვანტვით ადაპტური დიკმ (ადიკმ) სისტემების სიჭარბის არმქონე ხელშეშლებისადმი მდგრადობის საკითხებმა შემდგომი განვითარება ჰპოვა ნაშრომებში [14, 11]. სადაც განხილულია ხელშეშლებისადმი მდგრადობის მეთოდების კლასიფიკაცია, სიჭარბის მქონე და სიჭარბის არმქონე შემთხვევებისათვის. სიჭარბის მქონე მეთოდების გამოყენება იწვევს გადასაცემი ინფორმაციის სიჩქარის გაზრდას, ამასთან კოდის დაცვის ეფექტურობა პროპორციულია კოდის სიჭარბის. ადიკმ-ით სტ სისტემების ხელშეშლებისადმი მდგრადობის ამაღლების სიჭარბის არმქონე მეთოდები არ ითვალისწინებენ შეტყობინების გადაცემის სიჩქარეს, რადგანაც ამ მეთოდების გამოყენება არაა დაკავშირებული გადასაცემ შეტყობინებაში დამატებითი ინფორმაციის შეტანასთან.

გარდასახვით კოდირებისა [10], ხელშეშლების ზემოქმედება კოდირებულ გამოსახულებაზე ატარებს განსხვავებულ ხასიათს ვიდრე ამას ადგილი ჰქონდა იკმ და დიკმ სისტემებში. რადგანაც გამოსახულების აღდგენისას გამოიყენება გარდასახვის კოეფიციენტების აწონილი წრფივი კომბინაცია, ხელშეშლების ზემოქმედება გადაცემულ კოეფიციენტებზე გასაშუალდება აღდგენილი გამოსახულების ყველა ელემენტისათვის. მეორეს მხრივ შეცდომა, რომელიც მოხდა ერთ კოეფიციენტში მაინც გავრცელდება ყველა ელემენტზე.

[15]-ში განხილულია საკითხი, რომელიც ეძღვნება არხის შეცდომების ვექტორული დაკვანტვით კოდირების შემდეგ მიღებულ აღდგენილი გამოსახულების ხარისხს. მოყვანილი შედეგების ანალიზმა აჩვენა, რომ არხის შეცდომების ზემოქმედების შემცირება აღდგენილი გამოსახულების ხარისხზე შეიძლება განხორციელდეს კოდირებულ ინფორმაციაში სიჭარბის შეტანით.

[15]-ში ნაჩვენებია, რომ სტ გამოსახულების ვექტორული დაკვანტვის ხელშეშლებისადმი მდგრადობის ამაღლებისათვის საჭიროა კოდური ვექ-

ტორების ისეთი გადაჯგუფება, რომელიც იძლევა საშუალებას გავზარდოთ სიგნალ/ხმაურის ფარდობის პიკური (პსხფ) მნიშვნელობა (მიმღებ მხარეს) საშუალოდ 1,5-2,5 დბ-ით შეცდომების 10^{-2} ალბათობის დროს კოდური ვექტორების შემთხვევითი განლაგების მქონესთან შედარებით.

აქვე უნდა აღვნიშნოთ, რომ არ განიხილება ისეთი სპეციფიკური არხები როგორცაა ქალაქის პირობებში სელექციური მილევი (მიყუჩებით).

რაც შეეხება ისეთი ეფექტური კოდირების მეთოდებს, რომელსაც მიეკუთვნება ვეივლეტ და ფრაქტალური კოდირების ალგორითმებით ხელშეშლების ფილტრაციის და შეკუმშვის რეალიზაცია ჩვენთვის ცნობილ ლიტერატურაში არ არის განხილული. გარკვეულწილად ასეთი მიდგომა დასმული პრობლემებისადმი აიხსნება იმით, რომ როგორც ეფექტური ისე ხელშეშლებისადმი მდგრადი კოდირება დამყარებულია შენონის თეორემებზე, რომელიც ფორმირებულია და დამტკიცებულია ორი შემთხვევისათვის. 1. არხისათვის ხელშეშლების გარეშე, სადაც დაუშვებელია, რომ ინფორმაციის გადაცემა შეიძლება აბსოლუტური სიზუსტით და 2. არხისათვის, რომელშიც მოქმედებენ ხელშეშლები, მათი აღმოჩენისა და გასწორებისათვის ფორმულირებულია კონკრეტული პირობები ჰემინგის მანძილის გათვალისწინებით. ასეთი კოდური კომბინაციები შეიძლება გადაცემული იყოს კავშირის სისტემებით შემდგომი დამახინჯების აღმოჩენისა და გასწორების შესაძლებლობებით.

ამოცანა დასმულია შემდეგნაირად. გვაქვს გამოსახულების შესაბამისი ინფორმაციის დამუშავების და გადაცემის კონკრეტული მეთოდი. ცნობილია, როგორ არის დამოკიდებული აღსადგენი გამოსახულების სიზუსტის მაჩვენებლები (ნორმირებული საშუალო კვადრატული შეცდომა ან სიგნალის/ხმაურთან ფარდობის პიკური მნიშვნელობა) შეკუმშვის კოეფიციენტებზე. შეკუმშვის კოეფიციენტს ვარჩევთ წინასწარ ცნობილი ინტერვალიდან, ვიყენებთ ვეივლეტ ან ფრაქტალური დამუშავების ალგორითმს, რომლის საშუალებითაც მივიღებთ შერჩეულ შეკუმშვის კოეფიციენტს და გადასაცემ ინფორმაციაზე ვმოქმედებთ (ამა თუ იმ მოდელის) სხვადასხვა

ალბათობის მქონე შემთხვევითი შეცდომებით, ჩავინიშნავთ აღდგენილი გამოსახულების სიზუსტის მაჩვენებლებს. გავიმეორებთ ექსპერიმენტებს შეკუმშვის სხვადასხვა კოეფიციენტებისათვის. შევადარებთ ექსპერიმენტის შედეგებს იმ ექსპერიმენტის შედეგებთან, როცა შეცდომების ზემოქმედებას ადგილი არ ჰქონდა. რაოდენობრივად შევაფასებთ შეკუმშვის კოეფიციენტის შემცირებას და განვსაზღვრავთ ამ კოეფიციენტის შემცირების დამოკიდებულებას ფიქსირებული პსხფ მნიშვნელობის შემთხვევაში. ამასთან ვთვლით, რომ მოცემული მნიშვნელობის ახლოს ადგილი აქვს წრფივ დამოკიდებულებას. ზემოთ თქმული იძლევა საშუალებას ვიფიქროთ, რომ ვეივლეტ და ფრაქტალური გარდაქმნების ეფექტურობაზე შემთხვევითი შეცდომების გამოკვლევა შეიძლება განვიხილოთ როგორც შეცდომების ზემოქმედების გამოკვლევა ვეივლეტ ან ფრაქტალური გარდაქმნების შედეგად აღდგენილი გამოსახულების სიზუსტის მაჩვენებლებზე.

ამგვარი სქემით განისაზღვრება ვეივლეტ და ფრაქტალური ალგორითმების კვლევა ინფორმაციის შეკუმშვის თვალსაზრისით. ხდება მიღებული შედეგების ანალიზი და შედარება.

სამუშაოში დიდი ადგილი აქვს დათმობილი ხმაურჩამხშობი ფილტრების თვისებების გამოკვლევას. გაფილტრული და აღდგენილი გამოსახულების შეფასება ხდება, როგორც გასაშუალოებული ხასიათის სიზუსტის მაჩვენებლებით ისე აღდგენის შეცდომების გამოსახულების მიღებით და მათი შესაბამისი შეცდომების ჰისტოგრამებით. გარდა ამისა გამოყენებულია აღდგენილი გამოსახულების საწყისთან მიახლოების ინფორმაციული მახასიათებლები.

ჩატარებული მიმოხილვის და ამ საკითხებთან დაკავშირებული ჩვენს ხელთ არსებული ლიტერატურის ანალიზის საფუძველზე დავადგინეთ, რომ მათში არ არის განხილული ზემოთ აღნიშნულ ალგორითმებზე შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედების საკითხები. არ არის გამოკვლეული ვეივლეტ და ფრაქტალურ აგებებზე გამოყენებული ფილტრების ხმაურ-

ჩამხშობი თვისებები. ამ გარდაქმნების შედეგად აღდგენილი გამოსახულების ხარისხის შეფასებისას არ იყო გამოყენებული ინფორმაციული მახასიათებლები, რომლებიც წარმოადგენენ საწყის და აღდგენილ გამოსახულებებს შორის აბსოლუტურ სხვაობას, შესაბამის ანათვალთა ინტენსიურობის ალბათობათა განაწილების ჰისტოგრამებით.

ზემოთ აღნიშნული საკითხების გადაწყვეტას ეძღვნება წინამდებარე სადისერტაციო ნაშრომი, რომლის ძირითად დებულებებს გამოტანილს დაცვაზე შეადგენენ:

- შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედება საინფორმაციო-საზომ მონაცემთა დამუშავებისა და გადაცემის პროცესზე;

- ერთეულოვანი შეცდომების და შეცდომების პაკეტების ზემოქმედების პროცესის მოდელირების აღწერა;

- წრფივი და არაწრფივი ფილტრების ხმაურჩამხშობი თვისებების გამოკვლევა;

- შეცდომების ზემოქმედების პირობებში დაკვანტვის ხმაურის დისპერსიის ცვლილებისა და გადაცემის შეცდომების სტატისტიკური მახასიათებლების განსაზღვრა;

- აღდგენილი გამოსახულების ხარისხის შეფასების კრიტერიუმების ანალიზი;

- მონაცემთა კოდირების და გადაცემის ეფექტურობაზე ხელშეშლების ზემოქმედების გამოკვლევა;

- შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედების პირობებში ვეივლეტ-გარდაქმნის საშუალებით გამოსახულების შეკუმშვა;

- შემთხვევითი ერთეულოვანი შეცდომების ზემოქმედების პირობებში ვეივლეტ-გარდაქმნის მაფილტრირებელი თვისებების გამოკვლევა;

- ვეივლეტ-გარდაქმნის და ფურიე გარდაქმნის შედარება ფილტრაციის თვალსაზრისით;

- შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედების პირობებში ფრაქტალური კოდირების კვლევა გამოსახულების შეკუმშვის თვალსაზრისით;

-ვეივლეტ და ფრაქტალური გარდაქმნების შედარება როგორც შეკუმშვის ისე ფილტრაციის თვალსაზრისით;

-აღგენილი გამოსახულების ხარისხობრივი მაჩვენებლების შედარებითი ანალიზი, გასაშუალოებული ხასიათის კრიტერიუმების მიხედვით;

-აღდგენილი გამოსახულების სუბიექტურ-სტატისტიკური ანალიზი;

-ქალაქის პირობებში მეტრული დიაპაზონის ტალღების გავრცელების სპეციფიკის გამოკვლევა;

-ფაზასხვაობითი მოდულირებული სიგნალების ხელშეშლებისადმი მდგრადობის კვლევა;

-ქალაქის პირობებში, რადიოარხის პარამეტრების გაზომვის ექსპერიმენტის ბლოკ-სქემის შედგენა და ექსპერიმენტის ჩატარება.

ხაზი უნდა გაუსვათ იმას, რომ ყველა ზემოთ ჩამოთვლილი მეთოდის რეალიზაცია დაკავშირებულია კომპიუტერულ და პროგრამულ შესაძლებლობებზე. ტექნიკისა და მეცნიერების განვითარების დღევანდელ ეტაპზე ეს პრობლემა შეიძლება იყოს ადვილად გადაწყვეტილი თუ გამოვიყენებთ ისეთ პროგრამულ გარემოს, როგორცაა Mathcad პროგრამა, საქმე ის არის, რომ ამ პროგრამაში არსებობს საკმაოდ ბევრი მზა ფუნქცია, მოდელი, რომლებიც უადრესად ამარტივებენ შედგენილი ალგორითმების რეალიზაციას. ეს განსაკუთრებით ეხება ვეივლეტ და ფურიე ტექნოლოგიების გამოყენებას. სხვადასხვა წრფივი და არაწრფივი ფილტრების შექმნას შემთხვევითი შეცდომების განხორციელებისათვის. ვინაიდან შედგენილი ალგორითმები მათემატიკური სახისაა და ეკუთვნის ციფრულ დამუშავებას, ამიტომაც ჩვენ ვანიჭებთ უპირატესობას Mathcad პროგრამას Matlab და Labview პროგრამებთან შედარებით, მიუხედავად იმისა, რომ ბევრი ალგორითმი განვახორციელებთ Labview პროგრამის ბაზაზე, და უწყვეტი ვეივლეტ-გარდაქმნები კი მივიღებთ Matlab პროგრამაში. Mathcad და Labview, პროგრამებიც, როგორც Mathcad პროგრამა არ მოითხოვენ პროგრამული მაღალი დონის ცოდნას, პროგრამისტის მაღალ კვალიფიკაციას, მათი დანიშნულებაა დაეხმარონ ინჟინერს და მეცნიერს.

თავი 1. ინფორმაციის გადაცემის სისტემებზე შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედებასთან დაკავშირებული ზოგადი საკითხები

1.1. საზომი ინფორმაციის ციფრული დამუშავების ეფექტურობა და აღდგენილი ინფორმაციის შეფასების ზოგადი კრიტერიუმები

როგორც შესავალში იყო აღნიშნული საინფორმაციო-საზომი სისტემის ერთ-ერთ მნიშვნელოვან ნაწილს შეადგენს ინფორმაციის წყაროს კოდერი, სადაც ხორციელდება ეფექტური კოდირება. ტერმინი ეფექტური კოდირება განისაზღვრება, როგორც ინფორმაციის წყაროს ეკონომიური კოდირება, რომელიც დაკავშირებულია შეკუმშვის მეთოდის გამოყენებით კოდირებულ ინფორმაციაში დამახინჯებების შეტანასთან [16].

კოდირების მეთოდის ეფექტურობის შეფასება ხდება შეკუმშვის კოეფიციენტის სიდიდით, რომელიც განისაზღვრება როგორც ამა თუ იმ ეფექტური კოდირების მეთოდის გამოყენებამდე საწყისი ინფორმაციის კოდირებისათვის საჭირო ორობითი სიმბოლოების რაოდენობის ფარდობით ეფექტური კოდირების მეთოდის გამოყენების შემდეგ ორობითი სიმბოლოების საერთო რაოდენობასთან. ცხადია, რომ ინფორმაციის შეკუმშვასთან სდევს აღდგენილ ინფორმაციაში შეცდომების გაჩენა, აქედან გამომდინარე შეკუმშვის კოეფიციენტი პირდაპირ კავშირშია აღდგენილი ინფორმაციის ხარისხთან. ზემოთ თქმულის გათვალისწინებით შეკუმშვის კოეფიციენტის შერჩევა ხდება აღდგენილი გამოსახულების ხარისხის გათვალისწინებით, ე. ი. აღდგენილი გამოსახულების სიზუსტის მაჩვენებლების გათვალისწინებით.

[6]-ში შეკუმშვის მეთოდის ეფექტურობა და შესაბამისად ინფორმაციის ეფექტურობის შეფასება ხდება შეკუმშვის კოეფიციენტით, რომელიც იანგარიშება როგორც;

$$K_{\text{შკ}}=V_0/V_1 \quad P \leq P_0$$

სადაც V_0 მონაცემთა მოცულობაა შეკუმშვამდე, V_1 მონაცემთა მოცულობაა შეკუმშვის შემდეგ, P - ალგენის სისწორის ზომა. უფრო ხშირად გამოიყენება ალდგენის ზომის საშუალოკვადრატული მახასიათებელი (საშუალოკვადრატული, თანაბარი, ინტეგრალური).

კოდირების ეფექტურობა განისაზღვრება, როგორც გადაცემის სიჩქარე დამახინჯების რაოდენობრივი ზომის დროს, რომელიც ხასიათდება დეკოდერის გამოსასვლელზე ალდგენილი გამოსახულებისა და წყაროს მიერ შექმნილ (საწყის) გამოსახულებას შორის სხვაობით.

[17]-ში ციფრული ინფორმაციის ეფექტური დამუშავების პრობლემა განხილულია იმ შემთხვევისათვის, როცა გადაცემის სისტემაში შეცდომების დონე იმდენად დაბალია, რომ იგი შეიძლება მხედველობაში არ მივიღოთ.

ცხადია, რომ რეალურ პირობებში, როცა ხდება ინფორმაციის დამუშავება გადაცემა ყოველთვის არსებობს სხვადასხვა ბუნების და წარმოშობის ხელშეშლები. მათი ზემოქმედების შედეგად ალდგენილ ინფორმაციაში, გარდა შეკუმშვის შედეგად არსებული შეცდომებისა, დამატებით ჩნდება გარეშე ხელშეშლებით გამოწვეული ცდომილება, რომლებიც აუარესებენ ალდგენილი ინფორმაციის (გამოსახულების) ხარისხს, რაც შესაბამისად ამცირებს გამოყენებული ალგორითმის ეფექტურობას.

შექმნილი ვითარებიდან გამოსავალი უნდა ვეძებოთ ინფორმაციის ხელშეშლებისადმი მდგრადი დამუშავების მეთოდების გამოყენებაში ან გარეშე ხელშეშლების მიმართ ნაკლებად მგრძობიარობის თვალსაზრისით ეფექტური კოდირების სხვადასხვა მეთოდების გამოკვლევაში, შესაბამისი რეკომენდაციების შემუშავებით, რომელიც ასახავს ალდგენილი ინფორმაციის ხარისხის რიცხობრივი მაჩვენებლების დამოკიდებულებას მოქმედი ხელშეშლების მახასიათებლებზე.

ინფორმაციის დამუშავების ხელშეშლებისადმი მდგრადობის გადაჭრის პირველი გზა დაკავშირებულია დამუშავებულ ინფორმაციაში სიჭარბის

შეტანასთან რაც იძლევა საშუალებას მიმღებ მხარეზე მოხდეს შეცდომების აღმოჩენა და გასწორება.

მეორე გზა - ხელშეშლების ზემოქმედების პირობებში ეფექტური კოდირების სვადასხვა მეთოდების გამოკვლევა, მათი ხელშეშლების მიმართ მდგრადობის რეკომენდაციების შემუშავებით არც თეორიულად და არც პრაქტიკულად არ არის სათანადოდ შესწავლილი და დასაბუთებული. სწორედ ეს გზა გვაქვს შერჩეული. ციფრულ გამოსახულებათა შეკუმშული სახით ცალკე წარმოდგენა მნიშვნელოვან ამოცანას წარმოადგენს და გვიბიძგებს ისეთი მეთოდების გამოყენებისადმი, რომლის დროსაც კოდირების ეფექტურობის შესაფასებლად მიიღება შეკუმშვის მაღალი მაჩვენებელი

ჩვენ კოდირების ეფექტურობის შესაფასებლად ავირჩიეთ საზოგადოდ გამოყენებული კრიტერიუმი, შეკუმშვის კოეფიციენტი, რომელიც განისაზღვრება ცნობილი გამოსახულებით:

$$K = \frac{B \cdot M \cdot N}{\sum_{i=1}^k B_i \cdot M_i \cdot N_i}, \quad (1.1.1)$$

სადაც მრიცხველში მოთავსებულია საწყისი გამოსახულების წარმოსადგენად საჭირო ბიტების რაოდენობა: B – ერთი ელემენტის ინტენსივობის აღწარმოებისათვის საჭირო ბიტების რაოდენობა (საზოგადოდ იგი შეადგენს 8 ბიტს), M და N საწყისი გამოსახულების სტრიქონების და სვეტების რაოდენობაა, ხოლო მნიშვნელში მოთავსებულია კოდირების შედეგად მიღებული და გადასაცემად განკუთვნილი საჭირო ბიტების რაოდენობა: სადაც k – კოდირების დონეების რაოდენობაა, $B_i = B$ – ერთი ელემენტის აღწარმოებისათვის საჭირო ბიტების რაოდენობა, ყოველი დონისათვის იგი შეიძლება ინდივიდუალური იყოს, მაგრამ კავშირგაბმულობის ხაზებში გადაცემისას მათი რაოდენობა იკრიბება, M_i და N_i – კოდირების დონეების შემადგენელი გამოსახულებების სტრიქონების და სვეტების საერთო რაოდენობაა.

ზოგადად, რაც უფრო დიდია შეკუმშვის კოეფიციენტი, მით უფრო ეფექტურია რეალიზებული კოდირება. ხშირად იყენებენ მახასიათებელს, რომელიც ასახავს ორობითი ერთეულების რაოდენობას, რომელიც ესაჭიროება ინფორმაციის ერთი ელემენტის გადაცემას გარდაქმნების შედეგად მიღებული ინფორმაციის წარმოდგენისათვის. აღნიშნული სიდიდე რაოდენობრივად ტოლია მოცემული გამოსახულების შებრუნებული სიდიდის, რომელიც შეიძლება შემდეგნაირად წარმოვადგინოთ:

$$r = \frac{T}{H} \quad (1.1.2)$$

სადაც T – ბიტების რაოდენობაა, რომელიც აუცილებელია ოპტიმალურად კოდირებული ინფორმაციის გადასაცემად კავშირგაბმულობის ხაზებში, ხოლო H – არის სიმბოლოების რაოდენობა, რომელიც საჭიროა საწყისი გამოსახულების წარმოდგენისათვის.

როგორც უკვე აღვნიშნეთ, ნებისმიერი ინფორმაციის შეკუმშვა იწვევს ალდგენილ გამოსახულებაში ცდომილების შეტანას. ბუნებაში არსებული ნებისმიერი გამოსახულება შეიცავს ჭარბ ინფორმაციას. ეფექტური კოდირება საშუალებას გვაძლევს აღნიშნული ჭარბი ინფორმაციის გამოსახულებიდან ჩამოშორების ხარჯზე განვახორციელოთ შეკუმშვა. სიჭარბის შემცირება უშუალოდ დაკავშირებულია ალდგენილი გამოსახულების ხარისხთან. უაზროა შეკუმშვის კოეფიციენტის შეფასება მიღებული ცდომილების გათვალისწინების გარეშე, ვინაიდან ნებისმიერ შეკუმშვის მეთოდს თან სდევს ალდგენილ გამოსახულებაში ცდომილების შეტანა. ეფექტური კოდირების ამოცანა მდგომარეობს იმაში, რომ განვსაზღვროთ „საუკეთესო“ ვარიანტი შეკუმშვის კოეფიციენტსა და ალდგენილი გამოსახულების სიზუსტის მაჩვენებლებს შორის. ნებისმიერი შეკუმშვა მათემატიკურ ენაზე ნიშნავს საწყისი ინფორმაციის (სიგნალის) მიახლოებით წარმოდგენას, რომელიც ფუნქციონალურ ანალიზში [18] ნიშნავს ფუნქციების აპროქსიმაციის და ინტერპოლაციის ოპერაციების გამოყენებას.

ფუნქციათა აპროქსიმაციის თეორიაში [19] სიზუსტის შეფასება ხდება წინასწარ შერჩეული კრიტერიუმის მიხედვით. უფრო ხშირად გამოიყენება საშუალო კვადრატული ან თანაბარი მიახლოების კრიტერიუმები.

ცხადია, რომ აღდგენილი გამოსახულების ხარისხის შეფასების გასაშუალოებული ხასიათის მაჩვენებელთან ერთად (სკგ, ნსკგ, სხფ და პსხფ,) სასურველია გამოვიყენოთ მიახლოების თანაბარი კრიტერიუმი, რომელიც მოცემულ შემთხვევაში აღნიშნავს საწყისსა და აღდგენილ გამოსახულებებს შორის სხვაობის გამოსახულების მიღებას, შეცდომების ინტენსივობათა განაწილების ჰისტოგრამების მიღებას.

ტექნიკისათვის უფრო გამოსაყენებელია საშუალო კვადრატული გადახრა (სკგ) (ცდომილება) და ნორმირებული საშუალო კვადრატული გადახრა, რომლებიც განისაზღვრება შემდეგნაირად:

$$\begin{aligned}
 \text{სკგ} &= \sqrt{\frac{1}{M * N} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} [f(m,n) - f'(m,n)]^2}, \\
 \text{ნსკგ} &= \sqrt{\frac{\sum_{m=0}^{255} \sum_{n=0}^{255} [f(m,n) - f'(m,n)]^2}{\sum_{m=0}^{255} \sum_{n=0}^{255} [f(m,n)]^2}},
 \end{aligned}$$

ტექნიკაში აგრეთვე დიდი გამოყენება გააჩნია სიზუსტის მაჩვენებლებს, სიგნალ-ხმაურის ფარდობას და პიკურ სიგნალ-ხმაურის ფარდობას, რომლებიც განისაზღვრება შემდეგნაირად:

$$\begin{aligned}
 \text{სხფ} &= 10 \log \left\{ \frac{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} [f(m,n)]^2}{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} [f(m,n) - f'(m,n)]^2} \right\}, \\
 \text{პსხფ} &= -10 \log \left\{ \frac{\frac{1}{256^2} \sum_{m=0}^{255} \sum_{n=0}^{255} [f(m,n) - f'(m,n)]^2}{255^2} \right\},
 \end{aligned}$$

სადაც $f(m,n)$ – (m,n) კოორდინატებზე საწყისი გამოსახულების ანათვლების ინტენსივობებია, $m=0\dots255$, $n=0\dots255$, $f'(m,n)$ – აღდგე-

ნილი გამოსახულების ანათვლების ინტენსივობა იგივე კოორდინატებზე, M და N გამოსახულებაში სტრიქონების და სვეტების სრული რაოდენობა.

მაქსიმალური გადახრის კრიტერიუმი, ანუ თანაბარი მიახლოების კრიტერიუმი უფრო მკაცრია, იმიტომ რომ მოითხოვს ფუნქციის განსაზღვრას ნებისმიერ წერტილში. აპროქსიმაციის შედეგად მიღებული მაკროქსიმებული და საწყისი ფუნქციის განსხვავება (ცდომილება) არ უნდა აღემატებოდეს მოცემულ მნიშვნელობას, მაშინ როდესაც სკგ-ის კრიტერიუმის მიხედვით ეს ასე მკაცრად არ არის მოთხოვნილი. აქვე ხაზი უნდა გავუსვათ იმას, რომ თანამედროვე კომპიუტერული შესაძლებლობანი Mathcad პროგრამის გამოყენებით შესაძლებელს ქმნის არა მხოლოდ ანალიზურად მივიღოთ შედეგები ამ მკაცრი კრიტერიუმებით, რომელსაც ეწოდება თანაბარი მიახლოების შეფასება [21-22], არამედ თვალსაჩინოებისათვის მივიღოთ სხვაობითი გამოსახულება აღდგენილ და საწყის გამოსახულებებს შორის, რომელიც გვიჩვენებს მათ შორის ცდომილებებს გამოსახულებათა ყველა წერტილში. ნახ. 1.1.1-ზე მოყვანილია სხვაობითი გამოსახულება აღდგენილ და საწყის გამოსახულებებს შორის. ამ კრიტერიუმის მიხედვით მიღებული „ცდომილებათა“ გამოსახულებები მოყვანილი იქნება გამოსახულებათა ფრაქტალური კოდირების დროს.

გამოსახულებათა ფრაქტალური კოდირების შედეგად მიღებული ერთ-ერთი სხვაობითი გამოსახულება, რომელიც შეესაბამება პირობებს, როცა დომენების რაოდენობა სვეტსა და სტრიქონში არის შესაბამისად 16×16 -ზე მოცემულია ნახ. 1.1.2-ზე [16]. აქვე შესაძლებლობა გვეძლევა მივიღოთ „სამგანზომილებიანი“ ჰისტოგრამები. ნახ.1.1.3-ზე წარმოდგენილია საწყის და აღდგენილ გამოსახულებებს შორის მიღებული ჰისტოგრამა ცდომილების სამგანზომილებიანი მახასიათებლებით. თვალსაჩინოებისათვის გამოყოფილია 50×50 -ზე მასივი, რომელიც შეიცავს კონტურებს და ინტენსივობების მკვეთრ ცვლილებებს.

ორივე ეს კრიტერიუმი ატარებს ობიექტურ და რაოდენობრივ ხასიათს. ჩვენ ეფექტურობის შესაფასებლად მომავალში გამოვიყენებთ საშუალო შეფასების კრიტერიუმს, ვინაიდან ის უფრო „ეთანხმება“ ადამიანის მხედველობის გასაშუალოებულ თვისებას, მაშინ როდესაც თანაბარი მიახლოების კრიტერიუმი გამოიყენება ავარიულ სიტუაციებში. აგრეთვე ჩვენს მიზანს შეადგენს განვსაზღვროთ როგორ დამოკიდებულებაში იმყოფება შეკუმშვის კოეფიციენტი და მიღებული ცდომილება. კავშირგაბმულობაში უფრო ხშირად გამოიყენება ეფექტურობის შეფასება სხპფ-ით. რაც უფრო მაღალია სხპფ-ის მნიშვნელობა მით უფრო უკეთესია აღდგენილი გამოსახულების ხარისხი.

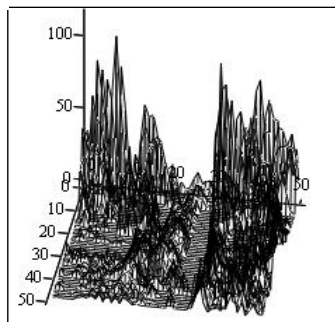


SXVA

ნახ. 1.1.1 სხვაობითი გამოსახულება



ნახ. 1.1.2 სხვაობითი გამოსახულება ფრაქტალური კოდირება



ნახ. 1.1.3 საწყის და აღდგენილ გამოსახულებებს შორის მიღებული ცდომილების სამგანზომილებიანი ჰისტოგრამა

1.2. მონაცემთა შეკუმშვის (შემჭიდროვების) სისტემებში ხელშეშლების (ხმაურის) ზემოქმედება

შეტყობინების ციფრულ სახეში ეფექტურ წარმოდგენას მნიშვნელოვნად ეწინააღმდეგება ხელშეშლების ზემოქმედება. აქედან გამომდინარე საჭიროა ვუზრუნველვყოთ ხელშეშლების ფილტრაცია როგორც მათი წარმოშობის ადგილზე, ისე დეკოდერში სიგნალების დამუშავებისას.

რეალურ პირობებში ინფორმაციული სისტემის ელემენტები განიცდიან ხელშეშლების ზემოქმედებას. ისმება ამოცანა, რომელმაც უნდა გამოიკვლიოს მონაცემების დამუშავების და შეკუმშვის დროს ხელშეშლების ზემოქმედება. ზოგადად ეს ამოცანა დაიყვანება ყველანაირი შესაძლო ხელშეშლების ინფორმაციის შეკუმშვის სისტემის მახასიათებლებზე ზემოქმედების ანალიზზე და ხელშეშლებისადმი მონაცემთა შეკუმშვის მდგრადი ალგორითმების სინთეზზე. მიუხედავად ამისა ასეთი ამოცანის გადაწყვეტა საკმაოდ რთულია. ამიტომ ხელშეშლების ზემოქმედება განიხილება ინფორმაციის გარდაქმნის ყველა ეტაპისათვის განცალკევებულად. შეკუმშვის პირობებში, ინფორმაციის შეკრების, დამუშავების და გადაცემის პროცედურების დროს. ხელშეშლების ზემოქმედების ანალიზი დაიყვანება სამ ქვეამოცანაზე:

1. შეტყობინებაზე ხელშეშლების ზემოქმედება მონაცემთა შეკუმშვის განხორციელებისათვის დამუშავების დროს;
2. ხელშეშლების ზემოქმედების ანალიზი მონაცემთა შეკუმშვის პროცესზე შემდგომი გარდაქმნისა და გადაცემის დროს;
3. შეკუმშული ინფორმაციის დამახსოვრების და გადაცემის პროცესზე ხელშეშლების ერთდროული ანალიზი.

პირველ ქვეამოცანაში ხელშეშლებს უწოდებენ ინფორმაციის წყაროს ხმაურს. $X(t)$ სიგნალის $\xi(t)$ წყაროს ხმაურთან კომპოზიციის კანონი შეიძლება იყოს სხვადასხვა სახის. პირველად გარდამქმნელში არსებული დამახინჯებების გათვალისწინებით სისტემის წინასწარი დამუშავების

შესასვლელზე დგება პროცესი $X_n(t) = \gamma [X(t), \xi(t)]$. როგორც წესი, $X_n(t)$ წინასწარი დამუშავება გულისხმობს შემდეგ ამოცანებს: ინფორმაციის წყაროს ხელშეშლების ფილტრაცია; პირველად გარდამქმნელებში დამახინჯებების კორექცია და $\gamma(t)$ პროცესის ნორმირება; $X_n(t)$ -ს წინასწარი დამახინჯება შემდგომი ეფექტური დამუშავებისა და გადაცემისათვის; $\Phi_0[X(t)]$ ობიექტის განზოგადოებული მახასიათებლების მიღება. სიგნალის წყაროს ხმაურის შეკუმშვის პროცესზე ზემოქმედების ანალიზის დროს შეისწავლება წყაროს კოდირების და დეკოდირების ზემოქმედება. აგრეთვე $\gamma(t)$ შეტყობინებაზე აღმდგენი ფილტრის ზემოქმედება, რომლის მოდელსაც წარმოადგენს ადიტიური ნარევი $X(t) + \xi(t)$.

მეორე ქვეამოცანაში, არხში დამახინჯებები და ხელშეშლები ითვლებიან შემთხვევითი ზემოქმედებისაგან დამოუკიდებელი, სისტემის სხვა კვეთაში ინფორმაციის დამუშავებისა და გადაცემის დროს. ამასთან ერთად განიხილება მხოლოდ შეცდომების შემცველი ციფრული არხის ზემოქმედება და/ან დისკრეტული ბუნების სხვა ზემოქმედება (მტყუნება, შეფერხება და ა. შ.). ამ ამოცანის გადაწყვეტისას მხედველობაში მიიღება ციფრული არხის ორგანიზაცია ანალოგური ხაზის ბაზაზე, სიგნალის მოდულაციის და დემოდულაციის მეთოდები.

მესამე ქვეამოცანა საერთოა, რადგანაც მოხსნილია პირველი ორი ამოცანის შეზღუდვები. მისი გადაწყვეტა საკმაოდ რთულია, თუ გამოვრიცხავთ პირობას შეტყობინებების და სიგნალების ინფორმაციული სისტემის სხვადასხვა ელემენტებზე დამოუკიდებლობის შესახებ.

განვიხილოთ შეცდომების არ მქონე ციფრულ არხში გადაცემულ შეკუმშული მონაცემების მიღებისა და აღდგენის პროცესებზე წყაროს ხელშეშლების ზემოქმედების ანალიზი. ამ საკითხებმა ლიტერატურაში ვერ ჰპოვეს საჭირო ასახვა, რაც შესაძლებელია დაკავშირებულია თეორიული ანალიზის სირთულესთან, კერძოდ, შეტყობინების დამუშავების პროცესში არაწრფივ ოპერაციებთან.

წყაროს ხელშეშლების მიმართ მონაცემთა შეკუმშვის ალგორითმი შეგვიძლია განვიხილოთ როგორც ფილტრი, რომელსაც შეუძლია ხელშეშლები ჩაახშოს ან გააძლიეროს. ეს არ არის სამართლიანი არხში დამახინჯებებისა და ხელშეშლებისადმი, რომელზედაც როგორც ჩანს კოდერი ვერ ახდენს გავლენას. ამიტომ მონაცემთა შეკუმშვის ალგორითმის თვისებას გარდაქმნას წყაროს ხელშეშლები დავარქვათ მაფილტრირებელი. მიუხედავად ამისა წყაროს და არხის ხელშეშლები წყაროს დეკოდერში და აღმდგენ ფილტრში შეიძლება შესუსტდეს. წყაროს „ხმაურის“ მიმართ სისტემის ხელშეშლებისადმი მდგრადობა შეიძლება განისაზღვროს კოდირებისა და დეკოდირების პროცედურების გათვალისწინებით. თუ განსაზღვრულია არხის კოდეკის გამოყენება, მაშინ არხის ხელშეშლებისაგან დაცვა ხდება ამ კოდეკით.

გადამწოდის ხმაურის ზემოქმედების შედეგად იცვლება შეკუმშვის ეფექტურობა და/ან შეკუმშული მონაცემების მიხედვით მიღებული შეტყობინების შეფასების სიზუსტე. მონაცემთა შეკუმშვის ალგორითმებით და აღმდგენი ფილტრებით ფილტრაციის კრიტერიუმები მიზანშეწონილია დავყოთ ორ კლასად:

1. ხელშეშლების არსებობის დროს შეკუმშვის დამახასიათებელი ეფექტურობა; 2. შეტყობინების წარმოდგენის დროს, ხელშეშლების არსებობის პირობებში შეკუმშვის მახასიათებელი ეფექტურობა.

პირველი კლასის კრიტერიუმები ითვალისწინებენ შეკუმშვის შესაბამისი მაჩვენებლების ცვლილებას, (წყაროს ხელშეშლების არსებობას და არ არსებობას), ამიტომ მიზანშეწონილია ისინი გამოვიყენოთ შეკუმშვის სისტემის ეფექტურობის შედარებითი ანალიზისათვის.

მეორე კლასის კრიტერიუმები ითვალისწინებენ მახასიათებლების ცვლილებას წარმოდგენის საწყის (რეგულარულ) მეთოდზე და შეკუმშვის გამოყენების შემთხვევაში, ამიტომ მიზანშეწონილია ისინი გამოვიყენოთ შეტყობინების წარმოდგენის ადაპტური და რეგულარული მეთოდების შედარების დროს.

მონაცემთა შეკუმშვის (მშ) ალგორითმის მაფილტრირებელი თვისებების კრიტერიუმების ძირითადი ფორმები მოცემულია პირველ ცხრილში, სადაც $K_{შკ.}$ და $K_{შკ.ხელშ}$ - შეკუმშვის ეფექტურობის მაჩვენებლებია (ელემენტების ან ორობითი ერთეულების რიცხვის მიხედვით შეკუმშვის კოეფიციენტები), შესაბამისად ხელშეშლების არსებობის და არ არსებობის დროს; P , $P_{ხელშ}$ - შეტყობინების აღდგენის სისწორის მაჩვენებლებია ანალოგურ პირობებში შეკუმშვის გამოყენების დროს; P_0 - შეტყობინების რეგულარული წარმოდგენის დროს სისწორის მაჩვენებელია.

ამრიგად, შემოთავაზებული ტერმინოლოგიები და კრიტერიუმები გვაძლევს საშუალებას კორექტულად დავსვათ ამოცანა წყაროს ხელშეშლების მოქმედების შესახებ მონაცემთა შეკუმშვის პროცედურაზე.

ცხრილი. 1

თვისებები	ა	ბ
ხელშეშლების არსებობის დროს მშ. ეფექტურობის კრიტერიუმები	$\mu_1 = K_{შკ.ხელშ} / K_{შკ.}$; $\mu_2 = K_{შკ.ხელშ} / K_{შკ.}$ როცა $P_{ხელშ} = P_0$	$\mu_3 = P_{ხელშ} / P$; $\mu_4 = P_{ხელშ} / P$ როცა $K_{შკ.ხელშ} = K_{შკ.}$
შეტყობინებათა მონაცემების რეგულარული წარმოდგენის და შეკუმშვის დროს სისწორის კრიტერიუმი	$\mu_5 = K_{შკ.ხელშ}$; $\mu_6 = K_{შკ.ხელშ}$ როცა $P_{ხელშ} = P_0$	$\mu_7 = P_{ხელშ} / P_0$

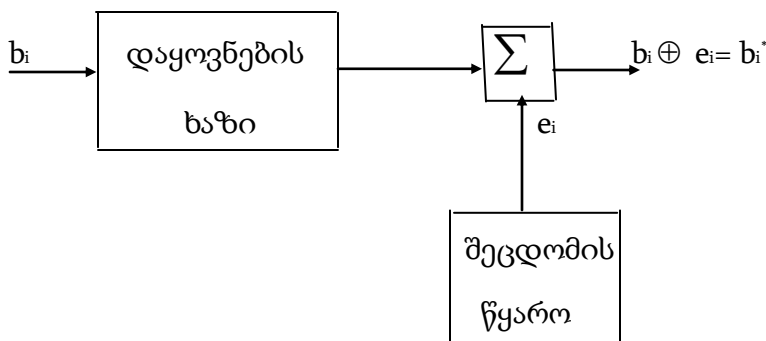
1.3. ერთეულოვანი და პაკეტური შეცდომების ზემოქმედების

პროცესის მოდელირების აღწერა

[23]-ში მოცემული განმარტების თანახმად, ერთეულოვანი შეცდომა ეწოდება მცდარ ბიტს, რომლის წინა და უკანა არსებობს თითო-თითო ჭეშმარიტი ბიტი.

დავუშვათ, რომ წყარო იძლევა დისკრეტულ შემთხვევით პროცესს $\{E_i\}$, ე.ი. შეცდომების მიმდევრობას. $\{E_i\}$ -ის თითოეული პოზიცია იკრიბება საინფორმაციო წყაროს $\{B_i\}$ მიმდევრობის შესაბამის პოზიციასთან.

ასეთი დისკრეტული არხის ექვივალენტურ სქემას აქვს სახე (ნახ. 1.3.1). განსახილველ (მეხსიერების გარეშე) არხში $\{E_i\}$ მიმდევრობის სიმბოლოები იღებენ მნიშვნელობებს $e=0,1,\dots,m-1$ (ორობითი არხისათვის $e=0,1$), ხოლო შეკრება ხორციელდება m -ის მოდულით (ორობით არხში 2-ის მოდულით). თუ $e_i=0$ მაშინ სიმბოლო b_i სწორად მიიღება $b_i^*=b_i$, თუ $e_i=1$



ნახ. 1.3.1

მაშინ $b_i^* \neq b_i$, სიმბოლო $e=0$ - სწორად მიღებული სიმბოლოა, $e=1$ - შეცდომაა.

განვიხილოთ სიმეტრიული არხი, რომელშიც შეცდომების $\{E_i\}$ მიმდევრობა არ არის დამოკიდებული შესასვლელი მიმდევრობის სტატისტიკაზე. გამოსასვლელი სიმბოლოს ენტროპია, წინასწარ ცნობილი შესასვლელი სიმბოლოს შემთხვევაში:

$$H(B^*/B)=H(E)$$

სადაც $H(E)$ $\{E_i\}$ მიმდევრობის სიმბოლოს ენტროპიაა.

ერთეულოვანი შეცდომის ზემოქმედების დაფიქსირება ხდება წინასწარ შერჩეული ალბათობის მნიშვნელობით, ე. ი. ალბათობის იმ მნიშვნელობის მოცემით რა ალბათობითაც გვსურს შეცდომების შეყვანა გადასაცემ მიმდევრობაში.

არანაკლებ საინტერესოა შეცდომების პაკეტების ზემოქმედების მოდელირების აღწერა. იგივე [23]-ში მოყვანილი განმარტების თანახმად შეც-

დომების პაკეტი ეწოდება ბიტების მიმდევრობას, რომელშიც ორ მცდარ მეზობელ ბიტს შორის მოთავსებული ბიტების რაოდენობა ყოველთვის ნაკლებია მოცემულ (X) რიცხვზე. X რიცხვი მოცემული უნდა იყოს შეცდომის პაკეტის აღწერისას სხვაგვარად, ხოლო მცდარი ბიტი პაკეტში და პირველი შეცდომის ბიტი მომდევნო პაკეტში დაცილებული უნდა იყოს X -ის ტოლი ან მეტი რაოდენობის ჭეშმარიტი ბიტებით.

შეცდომის წყარო, რომელიც იძლევა შემთხვევით პროცესს $\{E_i\}$, რომელშიც შეიძლება გამოვყოთ ერთიანების და ნულების სერიები ე. ი. შეცდომების და სწორი სიმბოლოების სერიები. დაზიანებული სიმბოლოების სერიები შეესაბამება $\{E_i\}$ მიმდევრობაში შეცდომის პაკეტს. პაკეტის შიგნით შეცდომები დამოკიდებულია [24] და მათი გამოჩენის (წარმოქმნის) ალბათობა შეიძლება ჩავთვალოთ თანაბარალბათური, თუ წინასწარ ცნობილი არ არის ამა თუ იმ სიმბოლოების განაწილების სახე. ამრიგად, პაკეტური შეცდომები შედგებიან მცდარი და ჭეშმარიტი სიმბოლოების სერიებისაგან, მათ შორის ის შეიძლება შედგებოდეს მხოლოდ მცდარი სიმბოლოებისაგან (ინვერსიის შემთხვევა). პაკეტებს შორის პოზიციების რიცხვი ქმნის მონაკვეთს, რომელსაც პაკეტებს შორის შუალედი ეწოდება, ხოლო პაკეტის შიგნით პოზიციებს- პაკეტის სიგრძე.

შეცდომების პაკეტების ზემოქმედების მოდელირება ხორციელდება ეტაპობრივად [24]. პირველ ეტაპზე შემთხვევითად, წინასწარ დადგენილი პაკეტური შეცდომის გამოჩენის ალბათობის მიხედვით, დგინდება პაკეტური შეცდომის ზემოქმედების მომენტი (ერთეულოვანი შეცდომების ზემოქმედების მოდელირების მსგავსად). პირველი ეტაპის დასრულების შემდეგ, მეორე ეტაპზე ისევ შემთხვევითად, ხორციელდება პაკეტის სიგრძის შერჩევა წინასწარ მოცემული ინტერვალიდან (მაგალითად, 2...100). ამ სიგრძის შერჩევა ხდება თანაბარი ალბათობით. ამ ეტაპზე დგინდება გადასაცემი ჭეშმარიტი მიმდევრობიდან რამდენმა სიმბოლომ უნდა განიცადოს შეცდომების ზემოქმედება. ვინაიდან $\{E_i\}$ მიმდევრობიდან შეიძლება გამოვყოთ ერთიანების და ნულების სერიები, ე. ი. შეცდომის და

სწორი სიმბოლოების სერიები, ამიტომ მესამე ეტაპზე სიმბოლოს დაზიანების და დაუზიანებლობის მნიშვნელობები $e=1$ და $e=0$ შესაბამისად, ყველა პოზიციაზე, რომელიც მიეკუთვნება პაკეტის სიგრძეს, დგინდება ისევ შემთხვევითი ტოლი ალბათობით $P=0,5$.

უნდა აღინიშნოს, რომ, როგორც ცნობილია [24] რეალური დისკრეტული არხი არაიდეალურადაა სინქრონიზირებული, არასტაციონალურია და გააჩნია მეხსიერება.

სინქრონიზაციის შეცდომა (სიმბოლოების ამოვარდნა ან ჩასმა) დაკავშირებულია გენერატორული მოწყობილობის არასტაბილურობასთან და იძულებითი სინქრონიზაციის დარღვევასთან, რასაც ადგილი აქვს ხელშეშლის ძლიერად მოქმედების პერიოდებში.

არასტაბილურობა განპირობებულია პროცესებში დეტერმინირებული მდგნელების არსებობით, რომლებიც ახდენენ ზემოქმედებას შეცდომების წარმოქმნის კანონზომიერებებზე. მაგალითად, სითბური ატმოსფერული ხელშეშლები დამოკიდებულია გამტარების ტემპერატურაზე და მეტეოროლოგიურ პირობებზე, რომლებსაც გააჩნია რეგულარული სეზონური ცვლილებები. ინდუსტრიალური ხელშეშლა, რომელიც დაკავშირებულია ჯგუფური მაძლიერებლების გადატვირთვასთან, მომსახურე პერსონალის მომსახურებასთან, რომელიც კვირის დღეებში და დღეღამის განმავლობაში რეგულარულად იცვლება. როგორც წესი, დისკრეტული არხის სტატისტიკური პარამეტრების რეგულარული ცვლილებები ხდება საკმაოდ მდოვრედ და არც თუ დიდ საზღვრებში. არასიმეტრიულობის ($\{E_i\}$ -იმ სტატისტიკის დამოკიდებულება $\{B_i\}$ -ს სტატისტიკაზე) ერთერთი გამომწვევი მიზეზია გადამწყვეტი მოწყობილობის ინერციულობა და არხში წყვეტების არსებობა. მულტიპლიკაციური შეცდომის ძლიერი ქმედების პირობებში (როცა ადიტიური შეცდომის მნიშვნელობა ნულთან ახლოსაა) მცირე ადიტიური შეცდომისას, გადამწყვეტი მოწყობილობა ბევრ არხში ინარჩუნებს მდგრადობას, რომელიც შეესაბამება იმ ბოლო გადაწყვეტილებას რომელიც მიიღო მოწყობილობამ წყვეტამდე. ამ დროს დისკრე-

ტული არხი ხდება პრაქტიკულად ასიმეტრიული. ასიმეტრიულობის სხვა მიზეზი, შეიძლება იყოს ერთი ნიშნის მქონე ძლიერი ადიტიური ხელშეშლების ხანგრძლივი მოქმედება, რაც იწვევს გადამყვეტი მოწყობილობის მიერ ერთი სახის სიმბოლოების გამომუშავებას. მნიშვნელოვანია აღინიშნოს, რომ ორივე შემთხვევაში არასიმეტრიულობას ადგილი აქვს იმ დროს როცა გამოსასვლელი სიმბოლოები არ არიან დამოუკიდებელი შესასვლელ სიმბოლოებზე.

მეხსიერება, რეალურ დისკრეტულ არხებში გამოიხატება შეცდომების დაჯგუფებაში. იგი დაკავშირებულია იმასთან, რომ ცალკეული ხელშეშლების მოქმედების ხანგრძლივობები ხშირ შემთხვევაში აღემატება ცალკეული სიმბოლოების ხანგრძლივობებს და ერთი ასეთი ზემოქმედება აზიანებს ერთდროულად სიმბოლოების ჯგუფს. ამის შედეგად წარმოიქმნება დაზიანებული სიმბოლოების გრძელი სერიები ე.ი. შეცდომის პაკეტები. მაგრამ მეხსიერება ყოველთვის არ დაიყვანება შეცდომის პაკეტების წარმოშობაზე, რადგანაც თვით ზემოქმედებები, რომლებიც აზიანებენ სიმბოლოების ცალკეულ სერიებს შეიძლება სტატისტიკურად დამოუკიდებელნი იყვნენ. საბოლოო ჯამში ყოველთვის არსებობს დამოუკიდებლად წარმოქმნილი ხელშეშლელი ზემოქმედებები და შესაბამისად უნდა არსებობდნენ დამოუკიდებელი შეცდომებიც. ხელშეშლის შემთხვევითი, მდოვრე ცვლილების ხასიათის შედეგად, დამოუკიდებელი ხელშეშლელი ზემოქმედებები შეიძლება აღმოჩნდეს ხანგრძლივი და დროში არაერთგვაროვანი. ისინი შეიძლება წარმოდგენილი იქნენ მოკლე ზემოქმედების სახით, რომლებიც თავის მხრივ ასევე შეიძლება იყვნენ არაერთგვაროვანი. ამიტომ შეცდომების დამოუკიდებელ წარმონაქმნებს შეიძლება გააჩნდეთ დიდი სიგრძე და რთული სტრუქტურა. სხვადასხვა ხელშეშლელ მოქმედებებს ხშირად სხვადასხვა ფიზიკური ბუნება აქვთ, ამიტომ შეცდომების წარმონაქმნები განსხვავდებიან ერთმანეთისაგან სტრუქტურითაც და სიგრძითაც. სხვადასხვა ხელშეშლელი მოქმედებები შეიძლება დროში გადაიფარონ. ამრიგად რეალურ დისკრეტულ არხებში შეცდომების დაჯ-

გუფებას აქვს მეტად რთული და მრავალსაფეხურიანი ხასიათი (შეცდომები ერთიანდებიან პაკეტებში, პაკეტები - უფრო რთულ სტრუქტურაში და ა. შ.).

სინქრონიზაციის შეცდომები, არასტაციონალურობა, არასიმეტრიულობა, მეხსიერბა ართულეზენ არხის აღწერას, იდეალური სინქრონიზაციის და მეხსიერების გარეშე ორობით სიმეტრიული არხის შემთხვევასთან შედარებით. ყველა ზემოთ ჩამოთვლილი ფაქტორის გათვალისწინება ერთდროულად რთულია და ამიტომ შეცდომების ზემოქმედებისას ეფექტური კოდირების მეთოდების გამოყენების დროს, ერთეულოვანი შეცდომების ზემოქმედებისას კმაყოფილდებიან შემდეგი შეზღუდვებით. კერძოდ, ერთეულოვანი შეცდომების ზემოქმედებისას იყენებენ ორობით სიმეტრიულ არხს მეხსიერების გარეშე, ხოლო პაკეტური შეცდომების ზემოქმედებისას ორობით არხს მეხსიერებით [24].

1.3.1. ხელშეშლების გენერირება მზა ფუნქციებით Mathcad პროგრამაში

Mathcad პროგრამაში არსებობს მზა ფუნქციები, რომლებიც იძლევიან საშუალებას მოხდეს ხმაურის მოდელირება. ქვემოთ მოყვანილია მაგალითები თეთრი (გაუსის) ხმაურისათვის, რომელიც გამოიყენება fliker-ხმაურის შესაქმნელად და რომელიც აღწერს ქაოსური სისტემის (მოდელირებას).

Whiten(N) -არის ფუნქცია თეთრი ხმაურის შესაქმნელად

Gausn(N)- არის ფუნქცია გაუსის ხმაურის შესაქმნელად

Onefn(N)-არის ფუნქცია fliker ხმაურის შესაქმნელად

N -არის მთელი რიცხვი, რომელიც იწყება 2-ით, და მთავრდება იმ რიცხვით, რომელიც განსაზღვრავს სიგნალში (ვექტორში) შემავალი ელემენტების რაოდენობას.

```

N1i1,j1 := 128
F... := 100
row := 30
C... := putregion(M, N1, row, col)
col := 202
cols(M) = 256
col + cols(N1) - 1 = 204
W2 := shrink(WS, N2, WL)

```



NNN



C

5sb.1.3.1.1

```

NNN :=  $\left\{ \begin{array}{l} DD \leftarrow M \\ \text{for } k \in 0..F - 1 \\ \quad x_k \leftarrow \text{round}(\text{rnd}(\text{rows}(M) - \text{rows}(N1))) \\ \quad y_k \leftarrow \text{round}(\text{rnd}(\text{cols}(M) - \text{cols}(N1))) \\ \quad \text{row} \leftarrow x_k \\ \quad \text{col} \leftarrow y_k \\ \quad C \leftarrow \text{putregion}(DD, N1, \text{row}, \text{col}) \\ \quad DD \leftarrow C \\ \text{IMag} \leftarrow \text{putregion}(DD, C, 0, 0) \\ \text{IMag} \end{array} \right.$ 

```

SL := scale(LNN, 0, 255)

LNN := (L + NNN)

$\text{scale}(M) := \left\{ \begin{array}{l} \text{myMax} \leftarrow \max(M) \\ \text{myMin} \leftarrow \min(M) \\ \hline \frac{M - \text{myMin}}{\text{myMax} - \text{myMin}} \cdot 255 \end{array} \right.$

$N_1 := \text{floor}(0.1 \cdot N1^2)$

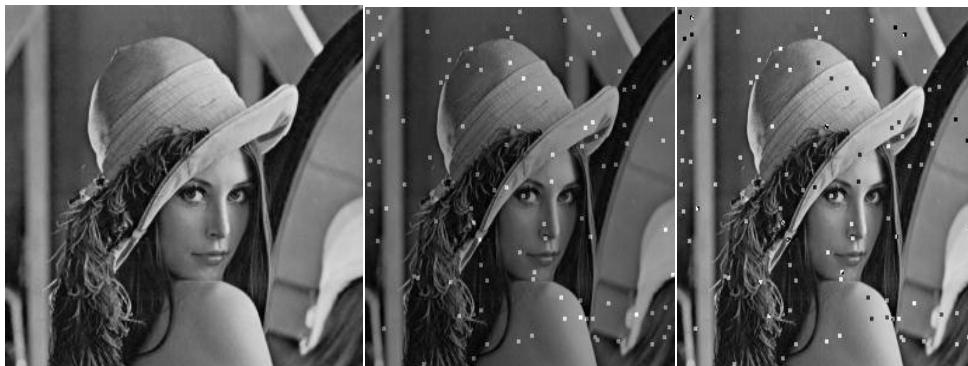
filter := symmle(12)

$W_L := \text{dwt}(LNN, J, \text{filter})$

$N_2 := \text{floor}(0.01 \cdot N1^2)$

$W'_1 := \text{shrink}(W_s, N_1, W_L)$

$J := 4$



L

scale(LNN, 0, 255)

LNN

Approximation with 10% of the coefficients

Approximation with 1% of the coefficients

ნახ.1.3.1.2 საწყისი გამოსახულება და აპროქსიმირებული გამოსახულებები.



(L₂)

Set all but the largest 10% of the wavelet coefficients to zero and reconstruct the image.

With 1% of the coefficients, the quality of the image is drastically reduced, but the photograph is still recognizable.

The reproduction of the image is excellent with only 10% of the coefficients retained. The fine detail in the hat is preserved, as are edges in the image.

ნახ.1.3.1.3 1% კოეფიციენტები- Reconstruct again, using only the largest 1%
ის შენარჩუნებით აპროქსიმირე- of the coefficients.
ბული გამოსახულება.

Sort the wavelet coefficients by size.

1.4. ფურიე და ვეივლეტ-ტექნოლოგიის (როგორც შეკუმშვის მეთოდის გარდაქმნით) მაგალითი და მისი ხელშეშლებისაგან გაწმენდის უნარი

დღეისათვის ვეივლეტ-ანალიზი არის მონაცემთა ანალიზის ერთ-ერთი პერსპექტიული ტექნოლოგია. მისი ინსტრუმენტები გამოიყენება ინტელექტუალური შემოქმედების სხვადასხვა სფეროში, კერძოდ, ისეთი ამოცანების გადაწყვეტაში როგორცაა ინფორმაციის დამუშავება.

ციფრული სიგნალების დამუშავების ერთ-ერთ აქტუალურ ამოცანას წარმოადგენს სიგნალების გაწმენდა ხმაურისაგან. როგორც უკვე წინა პარაგრაფებში აღვნიშნეთ, ნებისმიერი პრაქტიკული სიგნალი შეიცავს არა მარტო სასარგებლო ინფორმაციას არამედ სხვადასხვა ზემოქმედებებისაგან გამოწვეულ ხელშეშლებს ან ხმაურს. ასეთი სიგნალის მოდელი შეგვიძლია წარმოვადგინოთ შემდეგნაირად

$$S(t)=f(t)+\sigma e(t)$$

სადაც $f(t)$ -სასარგებლო სიგნალი, $e(t)$ -ხმაური, σ -ხმაურის დონე, $S(t)$ -გამოსაკვლევი სიგნალი. ხშირ შემთხვევაში შეგვიძლია ჩავთვალოთ, რომ $e(t)$ ფუნქცია აღიწერება თეთრი (გაუსის) ხმაურის მოდელით. ასევე შეგვიძლია ჩავთვალოთ, რომ ინფორმაციას ხელშეშლების შესახებ შეიცავს სიგნალის სპექტრის მაღალსიხშირული ნაწილი, ასეთი მოდელისათვის ვეივლეტ-გარდაქმნა სრულდება ოთხ ეტაპად: 1. სიგნალის დაშლა ვეივლეტ ბაზის მიხედვით; 2. დაშლის ყველა დონისათვის ხმაურის ზღურბლის დონის შერჩევა; 3. დეტალიზებული კოეფიციენტების ზღურბლური ფილტრაცია; 4. სიგნალის რეკონსტრუქცია [25].

სტატისტიკური თვალსაზრისით ასეთი მეთოდიკა წარმოადგენს სიგნალის რეგრესიული მოდელის არაპარამეტრულ შეფასებას ორთოგონალური ბაზის გამოყენებით. ეს მეთოდიკა განსაკუთრებით კარგად მუშაობს გლუვი სიგნალებისათვის, ე. ი. ისეთი სიგნალებისათვის, რომელთა დაშლის დეტალიზაციის კოეფიციენტების მხოლოდ მცირე ნაწილი განსხვავდება ნულისაგან. ზოგადად გამოყენებული ვეივლეტის შერჩევა და დაშლის სიღრმე დამოკიდებულია კონკრეტულ სიგნალზე. ჩვენ შეიძ-

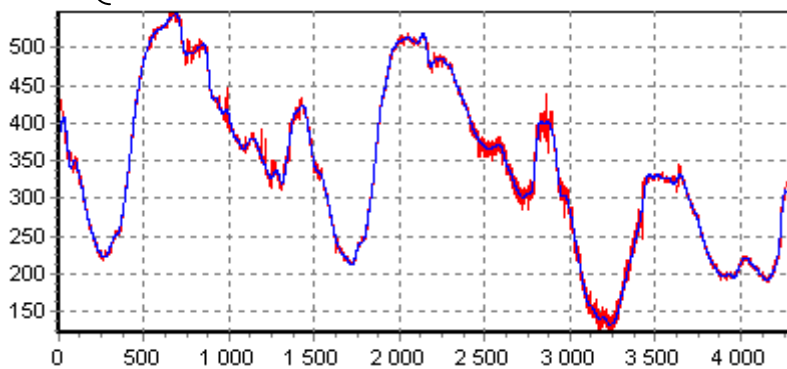
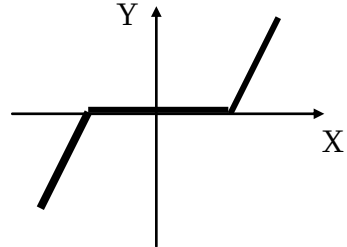
ლება მივცეთ რამდენიმე რეკომენდაცია: 1. უფრო გლუვი ვეივლეტები ქმნიან სიგნალის უფრო გლუვ აპროქსიმაციას, და პირიქით, „მოკლე“ ვეივლეტები უკეთ ასუფთავებენ აპროქსირებადი ფუნქციის პიკებს; 2. დაშლის სიღრმე გავლენას ახდენს გაფანტული დეტალების მასშტაბზე. სხვა სიტყვებით, დაშლის სიღრმის გაზრდის დროს მოდელი გამორიცხავს ყველა დიდი დონის ხმაურს, მანამ სანამ არ დადგება დეტალების „გადამსხვილება“ და გარდაქმნა დაიწყებს საწყისი სიგნალის დამახინჯებას. საინტერესოა, რომ დაშლის სიღრმის შემდგომი გაზრდისას გარდაქმნა იწყებს საწყისი სიგნალის დაგლუვების ფორმირებას, ე. ი. გაიფილტრება არა მარტო ხმაური არამედ საწყისი სიგნალის ზოგიერთი ლოკალური თავისებურებანი (ამოვარდნები).

ნათქვამის ილუსტრაციის მიზნით მოცემულია ნახაზები. 1.4.1 ნახაზზე მოცემულია ხმაურშერეული სიგნალის გლუვი ვეივლეტით (დოზეში 7-ე რიგის, დაშლის 5 დონით) გაწმენდის შედეგი, 1.4.2 ნახაზზე მოცემულია იგივე მაგრამ უფრო მოკლე ვეივლეტის გამოყენებით (2-ე რიგის დოზეში, უკეთ გასუფთავდა სიგნალის პიკი) 1.4.3 ნახაზზე მოცემულია სიგნალის „გადამსხვილების“ შედეგი (დაშლის 7 დონე, გლუვდება სიგნალის ლოკალური თავისებურებანი).

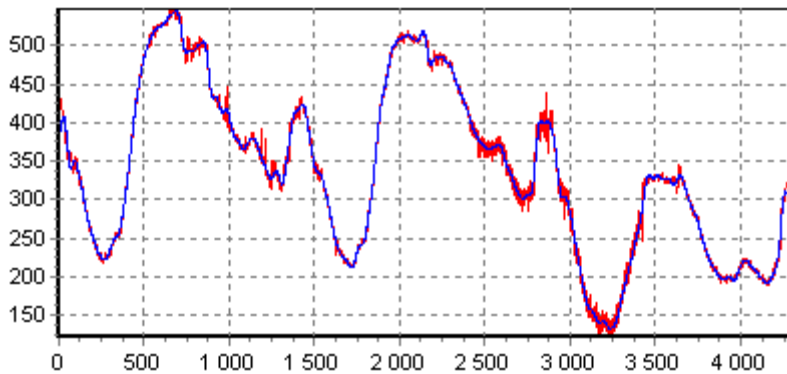
ხმაურის დონის შერჩევის დროს (2-ე ეტაპი), როგორც წესი, ხმაურის შერჩეული მოდელისათვის სარგებლობენ დანაკარგების მანიმიზირებელი კვადრატული ფუნქციის კრიტერიუმით. არსებობს მრავალი ასეთი კრიტერიუმი. მაგალითისთვის მოვიყვანოთ ე.წ. „უნივერსალური“ კრიტერიუმის გამოსახულება, რომელიც სრულიად მისაღებია გაუსის ხმაურის მოდელისათვის ნულოვანი მათემატიკური ლოდინით და ერთის ტოლი დისპერსიით: $\theta = \sqrt{2 \ln(n)}$, სადაც n -ამორჩევის სიგრძე, θ - ზღურბლური მნიშვნელობა. თუ ხმაურის დონე 6 განსხვავებულია 1-საგან, მაშინ ზღურბლი მასშტაბირებული უნდა იქნეს ამ სიდიდეზე.

დეტალიზაციის კოეფიციენტების ფილტრაციისათვის, რომელიც სრულდება მესამე ეტაპზე, უმჯობესია ვისარგებლოთ „რბილი“ ზღურბლური ფილტრაციით. ამ დროს კოეფიციენტები, რომელთა აბსოლუტური მნიშვნელობა ნაკლებია ზღურბლურზე, ანულირდება, დანარჩენე-

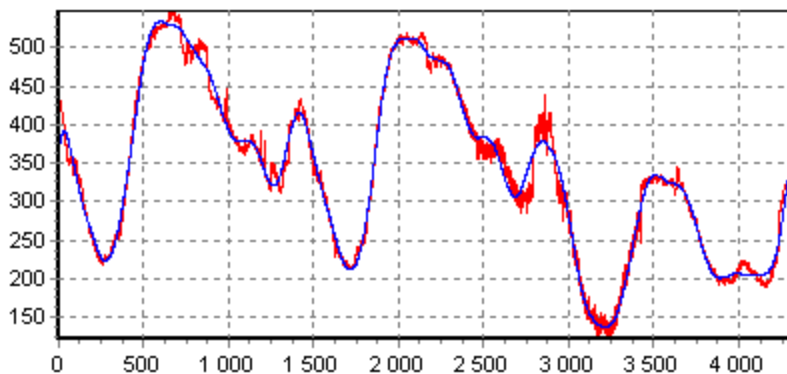
$$Y = \begin{cases} X + \theta, & \text{როცა } X < 0 \text{ და } |X| > \theta \\ -\theta, & \text{როცა } X > 0 \text{ და } |X| > \theta \\ 0, & \text{როცა } |X| \leq \theta \end{cases}$$



ნახ. 1.4.1 ვეივლტ (დობეში 7-ე რიგის დაშლის 5 დონით) გაწმენდა



ნახ. 1.4.2 ვეივლტ (დობეში 2-ე რიგის დაშლის 5 დონით) გაწმენდა

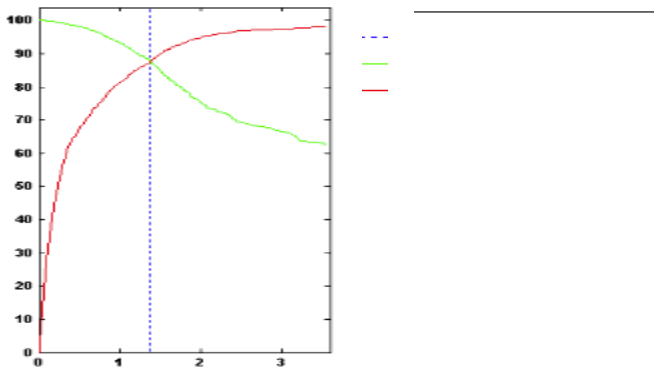


ნახ 1.4.3 სიგნალის გადამსხვილების შედეგი

ბი ზღურბლის მნიშვნელობის სიდიდით უახლოვდება ნულს. სადაც X-კოეფიციენტის მნიშვნელობა ფილტრაციამდე, Y-კოეფიციენტის მნიშვნელობა ფილტრაციის შემდეგ, θ -ზღურბლი.

ვეივლეტ-გარდაქმნის მნიშვნელოვანი ამოცანაა, აგრეთვე ინფორმაციის შეკუმშვა (შემჭიდროვება). ე.ი. სიგნალიდან ჭარბი ინფორმაციის გამორიცხვა. სიგნალი რაც უფრო დიდი რაოდენობის განმეორებად მნიშვნელობებს შეიცავს მით მეტია მისი შეკუმშვის ხარისხი. რადგანაც გლუვი სიგნალებისათვის დეტალიზაციის კოეფიციენტების უდიდესი ნაწილი ახლოსაა ნულთან, ხოლო დაშლის სიღრმის გაზრდის შედეგად კოეფიციენტების აპროქსიმაციის რაოდენობა ექსპონენციალურად მცირდება. სიგნალის ვეივლეტ-დაშლის შეკუმშვა პოტენციალურად უფრო ეფექტურია ვიდრე საწყისი სიგნალის. უფრო მეტიც ზემოთ აღწერილი კოეფიციენტების განულების მეთოდის გამოყენება საშუალებას იძლევა განვახორციელოთ შეკუმშვა დანაკარგებით (ე.ი. რეკონსტრუირებული სიგნალი საწყისი სიგნალისაგან განსხვავებულია დასაშვებ ზღვრებში) უფრო მეტი ეფექტურობით. მთლიანობაში სიგნალის შეკუმშვა ვეივლეტ-გარდაქმნის მეთოდის გამოყენებით მსგავსია სიგნალის ხმაურისაგან გაწმენდის მეთოდის ზოგიერთი თავისებურებების განსხვავებით: 1. რეკომენდირებულია ვისარგებლოთ ზღურბლის შერჩევის სხვა კრიტერიუმებით. მაგალითად შეგვიძლია ვისარგებლოთ ნულოვან კოეფიციენტებსა და სიგნალის დარჩენილ ენერგიას შორის ბალანსის კრიტერიუმით. ამ მეთოდის არსი მდგომარეობს იმაში, რომ დეტალიზაციის ელემენტები რომელთა აბსოლუტური მნიშვნელობა ახლოსაა ნულთან შეიცავენ სიგნალის ენერგიის მხოლოდ მცირე ნაწილს. ასეთი კოეფიციენტების განულება იძლევა ენერგიის უმნიშვნელო კარგვას. ოპტიმალურია ზღურბლის ისეთი მნიშვნელობა, როდესაც განულებული დეტალიზებული კოეფიციენტები და ფილტრაციის შემდეგ დარჩენილი სიგნალის ენერგია პროცენტულად დაახლოვებით ახლოს არიან ერთმანეთთან. ზღურბლის მომატება ზრდის შეკუმშვის კოეფიციენტის ხარისხს, მაგრამ ამასთან ერთად

იზრდება ხარისხის დანაკარგები. ზღურბლის შემცირების შედეგად შეკუმშვის დანაკარგები შემცირდება, მაგრამ ამავე დროს მცირდება მისი ეფექტურობა (ნახ.1.4.4) თუ სიგნალი არ შეიცავს მსხვილმასშტაბიან (დაბალ სიხშირულ) მდგენელებს ან თუ მათი ენერგია მცირეა, მაშინ ასეთი სიგნალის აპროქსიმაციის კოეფიციენტები იქნებიან ნულთან ახლოს, შესაბამისად შეკუმშვის დროს ზღვრული ფილტრაცია უმჯობესია გამოვიყენოთ დაშლის არა ყოველი დონისათვის (როგორც ხმაურის მოხსნის დროს), არამედ ყველა დაშლისათვის მთლიანად (შესაძლოა აპროქსიმაციის კოეფიციენტების ჩათვლით). 3. რეკომენდირებულია ვისარ-



ნახ. 1.4.4 ზღურბლის შემცირების შედეგად შეკუმშვის დანაკარგები

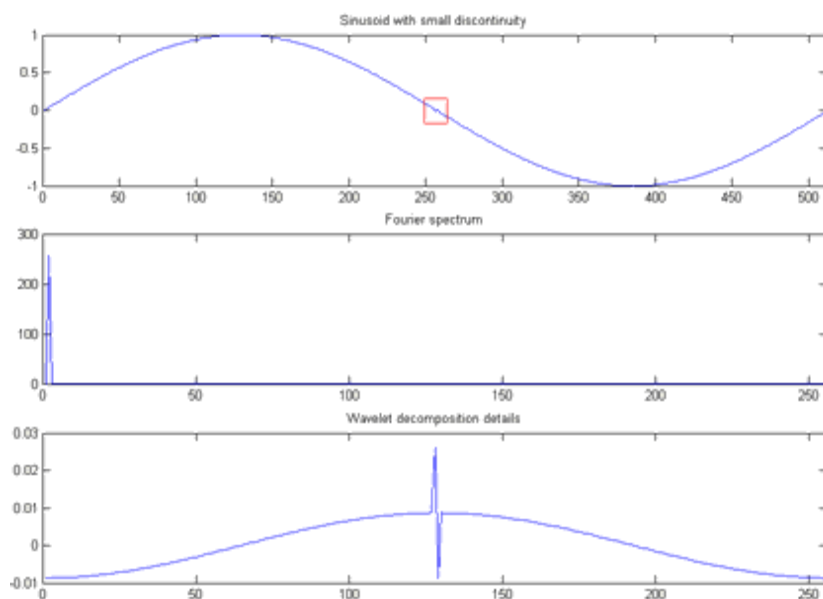
გებლოთ „მკაცრი“ ზღურბლური ფილტრაციით. ამ დროს ის კოეფიციენტები, რომელთა აბსოლუტური მნიშვნელობა არ აღემატება ზღურბლურს ანუღირდება ყველა დანარჩენი კი რჩება უცვლელი. ფილტრაციის ასეთი მეთოდი საშუალებას გვაძლევს უფრო ზუსტად აღვადგინოთ სიგნალის სწრაფი ცვლილებები (ამოვარდნები, ვიწრო პიკები და სხვა) და სიგნალის რეკონსტრუქციაში შევინარჩუნოთ მეტი ენერგია.

რამდენჯერმე უკვე იყო აღნიშნული, რომ ვეივლეტ-გარდაქმნა არის ჯერადმასშტაბიანი ანალიზის ინსტრუმენტი. ასეთი ანალიზი კი საშუალებას გვაძლევს, ერთი მხრივ გამოვყოთ სიგნალის მცირედროითი ლოკალური თავისებურებები. მეორე მხრივ შეიძლება „გავფილტროთ“ სიგნალის ზოგიერთი მაღალსიხშირული ცვლილებები, მისი ხანგრძლივი გლობალური ევოლუციის შესწავლის საფუძველზე.

ვეივლეტ-გარდაქმნა შეიძლება გვემსახუროს, როგორც თავისებური „მაგიური მინა“, რომელიც შესაძლებლობას გვაძლევს დავინახოთ სიგნალის მცირე დროითი ლოკალური თავისებურებები, რომლებიც არ განირჩევიან ჩვეულებრივი კლასიკური მეთოდებით. ამის მაგალითი შეიძლება იყოს გადამწოდში ამოვარდნები ან სარკულ ზედაპირზე ნაკაწრი.

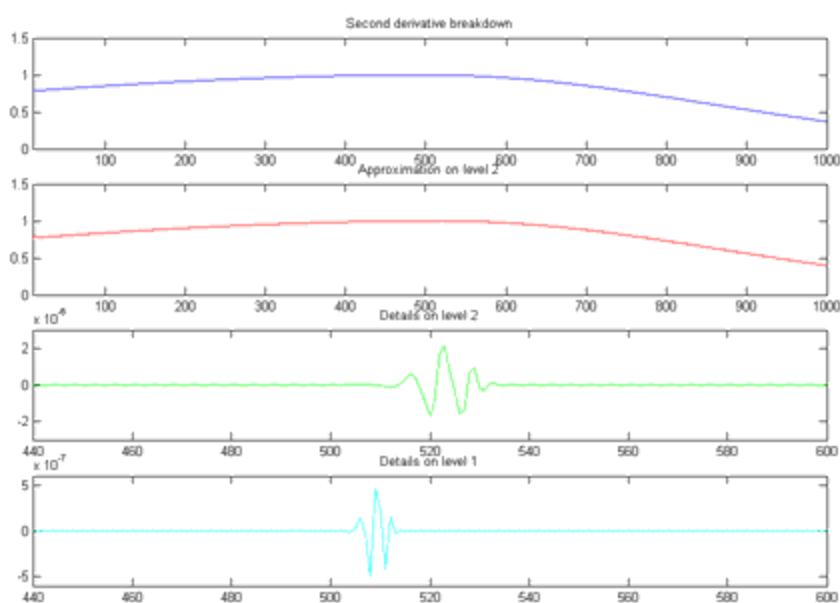
განვიხილოთ ლოკალური დამახინჯების მქონე სინუსოიდური სიგნალი (გრაფიკზე დამახინჯება გამოყოფილია კვადრატით). ეს განსაკუთრებულობა სიგნალის სპექტროგრამაზე არანაირად არ აისახება, ჩანს მხოლოდ ჰარმონიკების მდგენელი. მაშინ როცა კოეფიციენტების დეტალიზაციის დიაგრამაზე, აღნიშნული თავისებურება, ჩანს თვალნათლივ (ნახ. 1.4.5).

მეორე მაგალითი - სიგნალის მეორე რიგის წარმოებულის უწყვეტობის დარღვევა. ამ ფუნქციის გრაფიკი გამოიყურება როგორც გლუვი მრუდი, სინამდვილეში იგი შედგება ორი ექსპონენციალური კომპონენტისაგან, რომლებიც ერთდებიან $t=500$ წერტილში. უწყვეტობა ირღვევა მხოლოდ მეორე რიგის წარმოებულზე, და ეს მომენტი კარგად ჩანს ვეივლეტ-დაშლის გრაფიკზე (ნახ. 1.4.6).



ნახ. 1.4.5 კოეფიციენტების დეტალიზაციის დიაგრამა

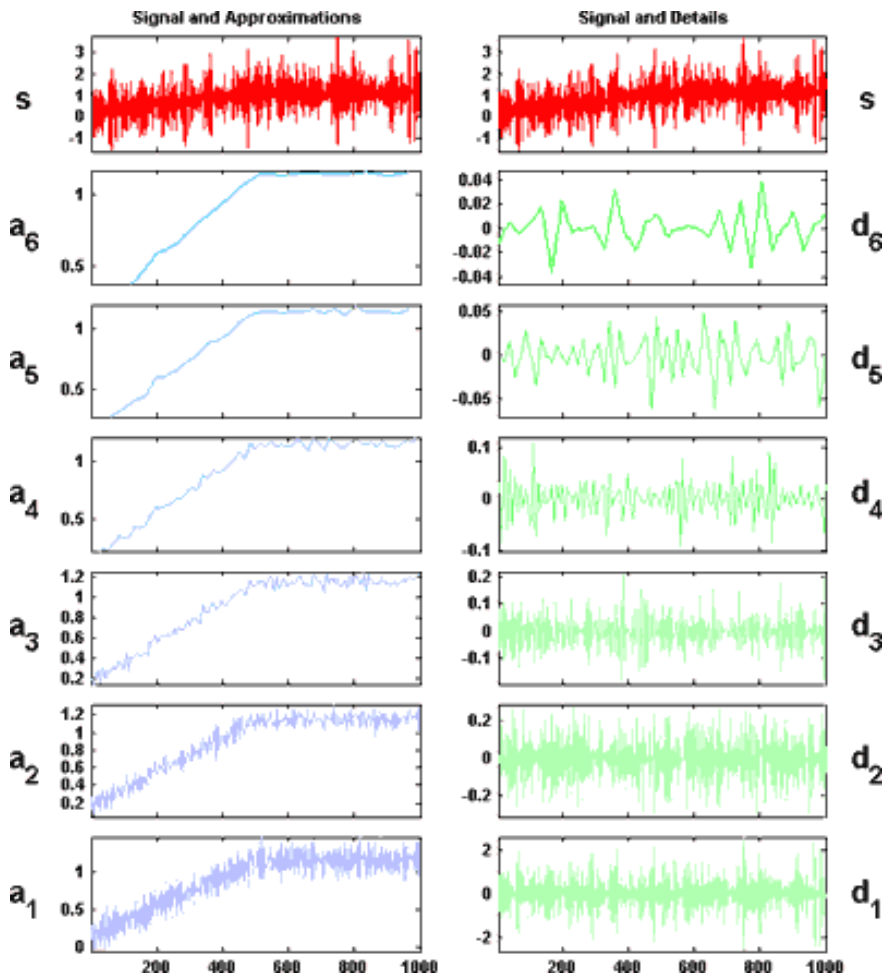
ვეივლეტ-გარდაქმნა გვეხმარება ხანგრძლივდროითი ევოლუციის გამოვლენაში. განვიხილოთ ეს ამოცანა მონოტონურად ზრდადი ფუნქციისათვის, რომელიც ისეა დამახინჯებული ხმაურისაგან, რომ ეს თვისება პრაქტიკულად არ ჩანს. მიუხედავად ამისა ვეივლეტ-აპროქსიმაცია გარდაქმნის მეექვსე დონეზე, გამოყოფს რა ხმაურს დეტალიზაციის კოეფიციენტებიდან, საკმაოდ კარგად ავლენს ფუნქციის ხანგრძლივი დროის განმავლობაში ცვლილების ხასიათს (ნახ. 1.4.7)



ნახ. 1.4.6 ვეივლეტ დაშლის გრაფიკი

ვეივლეტ-გარდაქმნა დიდ გამოყენებას პოულობს სპექტრალური ანალიზის დროს. ცნობილია, რომ სიგნალების გამოკვლევისა და დამუშავებისას ბევრი სასარგებლო ინფორმაცია შეიძლება მივიღოთ მათი სიხშირული მახასიათებლების ანალიზიდან. რადგანაც ვეივლეტებს გააჩნია კარგი სიხშირულ-დროითი ადაპტაციის უნარი, ისინი შეიძლება გამოყენებულ იქნენ როგორც სიგნალების სიხშირული მახასიათებლების კვლევის სასარგებლო ინსტრუმენტი. გარდა ამისა ინტუიციურად გასაგებია კავშირი სიგნალის ვეივლეტ-გარდაქმნის მასშტაბსა და მის სიხშირულ არეს შორის: რაც უფრო გამსხვილებულია მასშტაბი, მით უფრო დაბალი სიხშირეები ანალიზირდება. მიუხედავად ამისა, ვეივლეტების

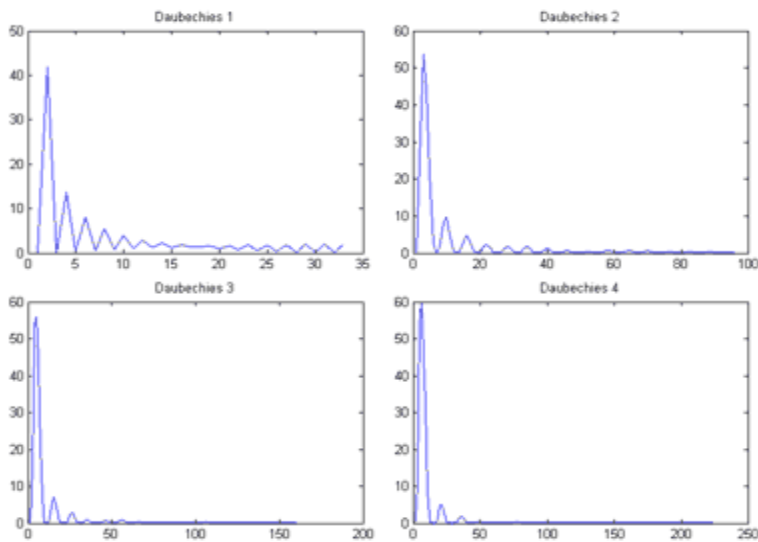
პრაქტიკული გამოყენებისათვის სიგნალების სპექტრალურ ანალიზში, აუცილებელია დავადგინოთ თანაფარდობა ვეივლეტის მასშტაბსა და სიგნალის სიხშირულ მახასიათებლებს შორის.



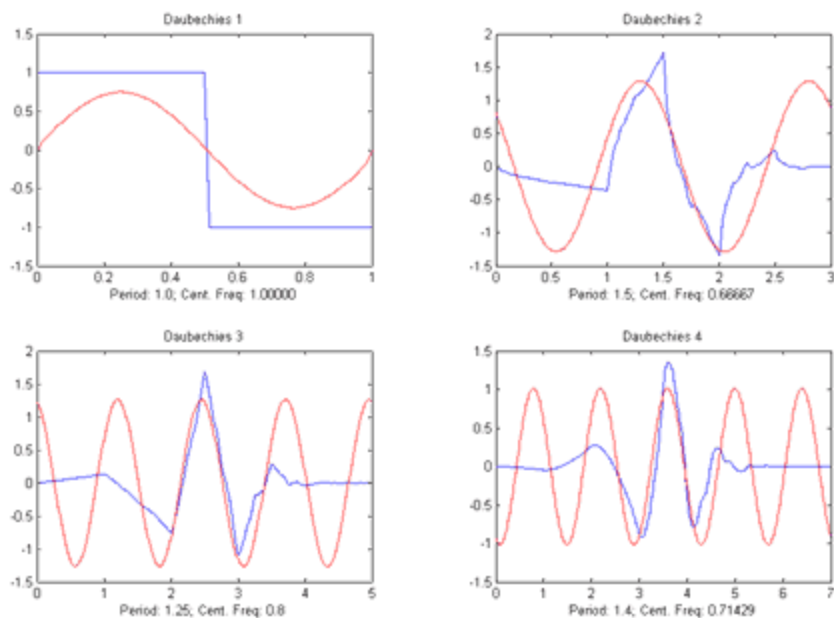
ნახ. 1.4.7 ფუნქციის ცვლილების ხასიათის გამოვლენა

განვიხილოთ დობეშის ვეივლეტების ოთხი უმცროსი წარმომადგენლის სპექტრი. სპექტროგრამებზე (ნახ. 1.4.8) ნათლად ჩანს მწვერვალები დაბალსიხშირულ არეში, მაშინ როცა სხვა სპექტრალური მდგენელების ამპლიტუდა ახლოს არის ნულთან. შესაბამისად ვეივლეტები არიან ვიწროზოლოვანი ფილტრები და მათ შეუძლიათ სიგნალიდან გამოყონ მდგენელები, რომელთა სიხშირე შეესაბამება მათ მწვერვალებს (ამ სიხშირეს ეწოდება ვეივლეტის ცენტრალური სიხშირე, ნახ. 1.4.9-ზე ნაჩვენებია იგივე ოთხი სინუსოიდა და ვეივლეტი, რომლებიც შეესაბამება მათ ცენ-

ტრალურ სიხშირებს). უფრო მეტიც, ვეივლეტის მასშტაბის ცვლილება იწვევს მისი ცენტრალური სიხშირის ცვლილებას $F_a = (\Delta \cdot F_c) / a$, სადაც F_a - a მასშტაბზე სიხშირე, F_c - ვეივლეტის ცენტრალური სიხშირე 1-ის ტოლ მასშტაბზე, Δ - დისკრეტიზაციის პერიოდი. ამრიგად, ვეივლეტ-გარდაქმნის მასშტაბის ცვლილებით შეიძლება მთლიანად გადავფაროთ გამო-



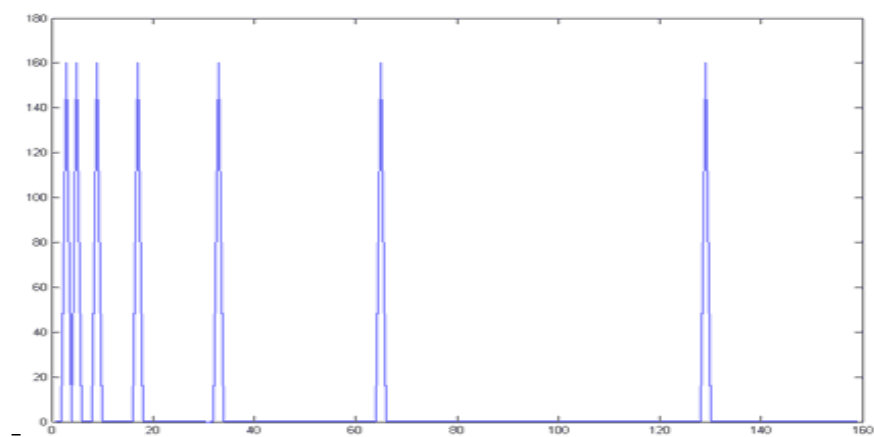
ნახ. 1.4.8 ვეივლეტ დობეშის ოთხი უმცროსი თანრიგის სპექტრი



ნახ. 1.4.9 ვეივლეტის ცენტრალური სიხშირეები

საკვლევი სიგნალის სიხშირული დიაპაზონი. ხოლო ვეივლეტ-გარდაქმნის კარგი დროითი ლოკალიზაციის ხარჯზე შიძლება მივიღოთ სპექტრის შესახებ ინფორმაცია სიგნალის ყოველ წერტილში.

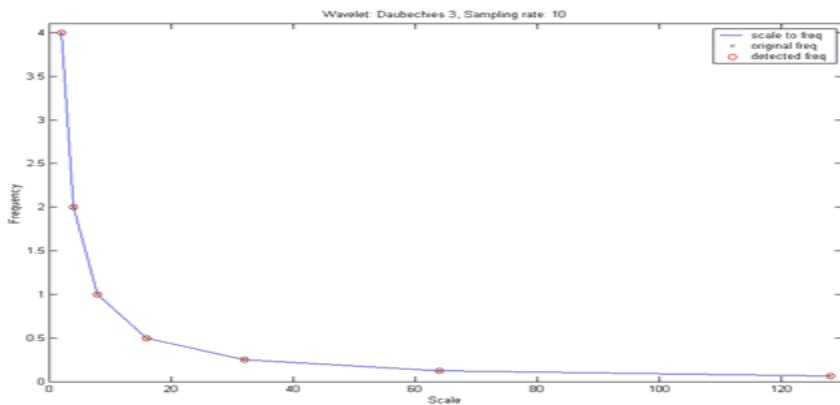
განვიხილოთ მაგალითი. შევირჩიოთ შვიდი სინუსოიდა და გამოვიკვლიოთ ისინი ვეივლეტ დობეში 3-ე რიგის დახმარებით. პირველი სინუსოიდის სიხშირე (რეალიზაციის სიმარტივისათვის) ავიღოთ 1-ის ტოლი მასშტაბის გამოყენებული ვეივლეტის ცენტრალური სიხშირის ტოლი, ხოლო დანარჩენი მდგენელების სიხშირეები შევამციროთ 2-ჯერ ასეთი მდგენელების განსაზღვრისათვის მასშტაბები შესაბამისად უნდა განსხვავდებოდნენ ორჯერ, შეიძლება გამოვიყენოთ ცნობილი სწრაფი ვეივლეტ-გარდაქმნის ალგორითმი. დავშალოთ ყველა სინუსოიდა 7-ე დონემდე, დაშლის ყველა დონეზე დეტალიზაციის კოეფიციენტებისათვის განვსაზღვროთ საშუალო კვადრატული გადახრა სკვ, და შეფასების სახით ავიღოთ სიხშირე, რომელიც შეესაბამება ყველაზე დიდი სკვ-ს მქონე მასშტაბს 1.4.10 ნახ.-ზე მოცემულია დამოკიდებულებები: სიხშირის მასშტაბისაგან, საწყისი სიგნალის მდგენელების სიხშირეების დამოკიდებულება ანალიზის შედაგად მიღებულ სიხშირეებთან. ადგილი აქვს ასპროცენტთან მოხვედრას (ნახ.1.4.11)



ნახ. 1.4.10 სიხშირის მასშტაბისაგან დამოკიდებულებები

რაც შეეხება ფურიე გარდაქმნის ტექნოლოგიის გამოყენებას ჩვენ არ მოვიყვანეთ ამ მეთოდის თეორიული ალგორითმები, ვინაიდან ზოგადად, გარდაქმნის სახე იგივეა, იცვლება მხოლოდ გარდაქმნის ბაზა, რომელიც

ფურიე-გარდაქმნის შემთხვევაში წარმოადგენს ჰარმონიულ $\sin(x)$ და $\cos(x)$ ფუნქციებს. გარდა ამისა ამ გარდაქმნის შესახებ არსებობს უამრავი



ნახ. 1.4.11 სიგნალის მდგენელების სიხშირეებზე დამოკიდებულება

ლიტერატურა [26]. თვალსაჩინოებისათვის მოვიყვანეთ შეკუმშვის ვიზუალური მაგალითი .

1.5. არხების მოდელები ინფორმაციის გადაცემის

სისტემებში

განსახილველი მასალა ეხება ინფორმაციის გადაცემის სისტემის იმ ნაწილს, რომლებშიდაც განიხილება უკვე შეკუმშულ მონაცემთა გადაცემა.

ხელშეშლების მქონე ციფრულ არხებში შეტყობინების გადაცემის ან შეტყობინებათა ჩაწერის და ამოკითხვის დროს, შესაძლებელია ამოვარდნა, რის გამოც საჭიროა მონაცემთა დაცვა. ამ ამოცანის შედარებით ეფექტური გადაწყვეტა ხდება წყაროს და არხის ერთდროული კოდირებით. ასეთი მიდგომა დისკრეტული წყაროებისათვის გვაძლევს კონკრეტულ შედეგებს. მიუხედავად ამისა უწყვეტი სახის შეტყობინებებზე ასეთი მიდგომის გავრცობა პრობლემატურია და უფრო მიზანშეწონილია კოდირების დეკომპოზიცია ორ დამოუკიდებელ ამოცანად: შეტყობინების წყაროს კოდირება (მონაცემთა შეკუმშვა) და არხის კოდირება მათი ურთიერთდამოუკიდებლობის გათვალისწინებით.

ინფორმაციული ქსელებისათვის, სადაც შეტყობინების ნაკადი გადის კომუტაციის კვანძებში, რომლებშიც ხდება ინფორმაციის განაწილება შესაბამისი მარშუტების მიხედვით, დამახასიათებელია სპეციფიკური დამა-

ხინჯებები. ეს დამახინჯებები გამოწვეულია სხვადასხვა ნაწილების არათანაბარი დაყოვნებებით, დანაკარგებით შეცდომითი მისამართებით და ა.შ. ნებისმიერ შემთვევაში ქსელში „დატვირთული“ ინფორმაციული არხი, წარმოადგენს ერთეულოვანი არხების მიმდევრობით შეერთებას, რომლებიც ერთმანეთთან დაკავშირებულია კომუტაციის მოწყობილობებით. ამ დროს არხის მდგენელების რაოდენობის გაზრდა იწვევს მისი მახასიათებლების გაუარესებას რაც შესამჩნევად მოქმედებს ინფორმაციის გადაცემის ხარისხზე. ეს განსაკუთრებით ვლინდება შერეულ არხებში სადაც არხის ნაწილი ანალოგურია და ნაწილი დისკრეტული (ციფრული).

გადაცემის ციფრულ სისტემებში გადასაცემი სიგნალების მახასიათებლები სტანდარტულია და მათთვის შეცდომების კოეფიციენტი საკმაოდ მცირეა ($P_0 < 10^{-6}$). ამიტომ, შეტყობინების გადაცემის ხარისხზე ძირითადად ზემოქმედებას ახდენს დამახინჯებათა სპეციფიკური სახეები, რომლებიც ვლინდება ინფორმაციის განაწილების დროს. ანალოგური არხებით ქსელებში მონაცემთა გადაცემა ხორციელდება მოდულაციით და დემოდულაციით, ეს პროცესები კი ხორციელდება მოდემებში გარდაქმნებით. მოდულატორში სიგნალების ფორმირების მეთოდებისა და მიმღებში მათი დამუშავების მიხედვით ციფრული არხები მნიშვნელოვნად განსხვავდებიან [27-28]. ფართოზოლოვან არხებში, სადაც მკაცრად არ დგას საკითხი სპექტრის ეფექტურად გამოყენების შესახებ შეიძლება გამოვიყენოთ სხვადასხვა სახის ორთოგონალური სიგნალები და ხელშეშლებისადმი მდგრადი გადაცემის ამოცანა დაიყვანება ხვედრითი ენერგეტიკული დანახარჯების შემცირებაზე, მონაცემების მოცემული ხარისხის შენარჩუნებით. სიხშირეთა ზოლის შემცირების პირობებში სპექტრალური დიაპაზონის ეკონომიურად სარგებლობის მიზნით გამოიყენება მრავალფუძიანი სიგნალები სხვადასხვა მოდულაციური ფორმატებით. ამას მიყვავართ სიმბოლოებს შორის ინტერფერენციულ მოვლენამდე და ისეთ ციფრულ არხებთან, რომელთა შეცდომები ურთიერთდაკავშირებულია (არხები მეხსიერებით). რაც მოითხოვს სიგნალების დამუშავების, კოდი-

რებისა დეკოდირებისათვის შესაბამისი პროცედურების ჩატარებას, რათა ხელშეშლებისაგან დაცული იყოს არხი [29].

განვიხილოთ ინფორმაციული არხის მოდელები ინფორმაციის გადაცემისა და განაწილების ქსელებში. გადაცემის ციფრულ სისტემებში კიბაზაზე, ციფრული არხის მოდელის სახით შეიძლება გამოყენებული იქნას დისკრეტული არხი, მეხსიერების გარეშე, რომლის შესასვლელი და გამოსასვლელი ალფაბეტი შესაბამისად იქნება Z' და Z , ხოლო პირობითი ალბათობის კრებული, რომ გამოსასვლელზე $z' \in Z'$ სიმბოლოები იქნება შესასვლელზე $z \in Z$ სიმბოლოების მიწოდების დროს, $P = Z'/Z$. ნებისმიერ მიმდევრობაში $z = (z_1 \dots z_n)$ სიმბოლოების გადაცემის ურთიერთდამოუკიდებლობიდან გამომდინარე არხის გამოსასვლელების პირობითი ალბათობა იმისა, რომ $z' = (z'_1, \dots, z'_n)$ შესასვლელზე $z = (z_1, \dots, z_n)$ მიმდევრობის არსებობის დროს, განისაზღვრება გამოსახულებით $P(z'/z) = \prod_{k=1}^n P(z'_k/z_k)$. კერძო შემთხვევაში ორობითი ალფაბეტისათვის Z და Z' მივიღებთ ორობითი სიმეტრიული არხის (ოსა) კარგად ცნობილ მოდელს, როცა $P(1/0) = P(0/1) = P_0$ და როცა $P(0/0) = P(1/1) = 1 - P_0$ შესასვლელზე და გამოსასვლელზე ციფრულ მიმდევრობებს შორის გათვალისწინებულია მკაცრი სინქრონიზაციის შენარჩუნება (სინქრონული არხი).

გადაცემის ანალოგურ სისტემებში უწყვეტი არხის მარტივ მოდელს წარმოადგენს არხი ადიტიური გაუსის თეთრი ხმაურით, რომლის სპექტრალური სიმკვრივე $G_X(\omega) = N_0/2$, $\omega \in (-\infty, \infty)$. სინქრონული გადაცემის დროს სიგნალები სხვადასხვა ტაქტურ ინტერვალებზე ორთოგონალურია. პრაქტიკაში მოდელებში გამოიყენება სიგნალები ამპლიტუდური, სიხშირული და ფაზური მოდულაციით, აგრეთვე კოჰერენტული და არა კოჰერენტული მიღებით [30].

დაკავებული შეზღუდული სიხშირული ზოლის პირობებში და სიგნალების წრფივი დამახინჯების დროს, არხში მისი მოდელის სახით შეიძლება გამოყენებული იქნეს წრფივი ფილტრი $h(t, \tau)$ იმპულსური მახასი-

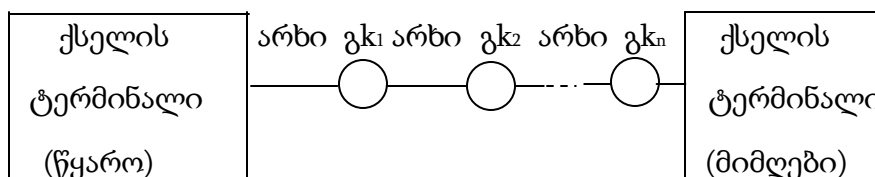
ათებლებით, რომლის გამოსასვლელის სიგნალზე მოქმედებს ადიტიური $\xi_{\Phi}(t)$ ხმაური. მულტიპლიკაციური ხელშეშლების და ადიტიური არაფლუქტუაციური (იმპულსური, სელექციური და სხვა) არსებობის დროს არხის შესასვლელი და გამოსასვლელი სიგნალები დაკავშირებულია შემდეგი თანაფარდობებით

$$S'(t) = \mu(t) \int_{-\infty}^{\infty} S(t)h(t, \tau)d(\tau) + \xi_{\Phi}(t) + \xi_{\Psi\Phi}(t)$$

ამ შემთხვევაში სიმბოლოებს შორის ინტერფერენცია გამოწვეულია წრფივი დამახინჯებებით და ხმაურის კორელურობით. უწყვეტი არხის მოდელის განზოგადობას წარმოადგენს არხი შესასვლელი სიგნალების არაწრფივი დამახინჯებებით, რომელიც დამახასიათებელია ზოგიერთი თანამგზავრული არხებისათვის და სხვა [31].

კომპუტირებად ქსელებში შეტყობინების გადაცემისათვის, საინფორმაციო არხი წარმოდგება უბნების მიმდევრობის სახით (ნახ.1.5.1). უბნები შეიძლება იყოს უწყვეტი ან ციფრული. ამ შემთხვევაში გადამცემი გარემო წარმოადგენს ფიზიკურ წრედს არხის წარმომდგენი პარამეტრებით g_k -ის მოწყობილობით.

ქსელებში არხების კომპუტაციით აკ., რომელიც უზრუნველყოფს დადგენილი შეერთებების შედეგად წყაროსა და მიმღებს შორის ფიქსირებულ დაყოვნებას, იქმნება პირდაპირი წრედი, რომელიც ჩართულია წყაროსა და g_{k_1} -ს შორის. g_{k_i} -ებს შორის არხები და g_{k_n} შორის არხები $i=1, n$. მიმღებ-გადამცემის n რაოდენობა გავლენას ახდენს ინფორმაციის გადაცემის ხარისხზე. ამ დროს g_k -ში სიგნალზე მოქმედებს მულტიპლიკაციური ხელშეშლები და მცირე ამოვარდნების განმავლობაში იმპულსური ხმაური.



ნახ. 1.5.1 საინფორმაციო არხის უბნების თანამიმდევრობა

ციფრულ ქსელებში აკ. შედგენილ არხებში იზრდება $P_0 \approx nP_0$ სიმბოლოს დამახინჯების ალბათობა, სადაც P_0 ციფრული არხის-რგოლის შეცდომის ალბათობაა, რაც ქმნის არხში ამოვარდნების დროს სიმბოლოს (სიმბოლოთა ჯგუფის) დაკარგვის მცირე ალბათობის შესაძლებლობას. მთლიანობაში კი ოსა მოდელი კარგად აღწერს ასეთი ქსელის რეალურ შედგენილ არხს.

პაკეტების კომუტაციის ქსელებში შეტყობინება იყოფა სამომხმარებლო სტანდარტული სიგრძის (პაკეტების) ნაწილებად, რომელსაც თან ახლავს მომსახურების ინფორმაცია (დასაწყისის და დამთავრების სიმბოლოები, მართვის, მისამართების, შეცდომების აღმოჩენის და გასწორების სიმბოლოები), და ქსელში გადაცემა როგორც ერთი მთლიანი. ყოველი პაკეტი შეიძლება გადაცემული იქნეს სხვა პაკეტებისაგან დამოუკიდებლად, რაც მნიშვნელოვნად ამცირებს დაყოვნებას. ან ყოველი პაკეტი შეიძლება გადაცემული იქნეს წინა პაკეტების გადაცემის გათვალისწინებით (ვირტუალური არხების რეჟიმი). პირველ შემთხვევაში კვანძებში გამავალი პაკეტების რაოდენობა შემთხვევითია, რამაც მრავალპაკეტიანი შეტყობინების დროს შეიძლება მოახდინოს მიმღებში პაკეტების მოსვლის თანამიმდევრობის არევა.

მეორე შემთხვევაში შეტყობინების გადაცემას წინ უსწრებს შეერთებების დადგენის სტადია, რაც უზრუნველყოფს პაკეტების მიმღებში მოსვლის წყაროს მიერ განსაზღვრული თანამიმდევრობის შენარჩუნებას. ამ დროს გკ მიმღებში გამოიყოფა რესურსები პაკეტების მოწესრიგებისათვის, რამაც შეიძლება მიგვიყვანოს დამატებით დაყოვნებასთან. თითოეული პაკეტი შეიძლება მიდიოდეს ფიქსირებული ან დამოუკიდებელი მარშრუტით. ფიქსირებული მარშრუტის დროს ყოველი პაკეტის მიერ გავლილი კვანძების რიცხვი ფიქსირებულია შეერთებების სტადიის განსაზღვრის დროს, რაც საშუალებას იძლევა ყოველ პაკეტში შევამციროთ ინფორმაციის წილი, მაგრამ გავზარდოთ დაყოვნება. დამოუკიდებელი მარშრუტის დროს პაკეტები შეიძლება გადაცემული იქნეს სხვადასხვა მარშრუტით ე. ი. ყოველი

პაკეტის მიერ გავლილი g_k -ის რაოდენობა არის შემთხვევითი სიდიდე [28,32].

იმდენად რამდენადაც ქსელებში პაკეტების კომუტაციით მონაცემთა გადაცემისათვის გამოიყენება ციფრული არხები, პაკეტში ინფორმაციული ნაწილის შეცდომები შეიძლება უგულვებელყოფილი. გადაცემაზე ძირითად ზემოქმედებას ახდენს ბლოკირებები და პაკეტების დანაკარგები g_k -ში, რომელთა ალბათობები შესაბამისად უდრის P_{σ} $P_{აკადან.}$, გამოწვეული ქსელის გადატვირთვით. შეტყობინების გადაცემის ხარისხის შეფასებისთვის აუცილებელია მოცემული იყოს პაკეტის სიგრძე, პაკეტების ნაკადის განაწილება, $\omega(t)$ კვანძში პაკეტების დაყოვნების განაწილება, ყოველი ნაკადის მიერ გავლილი g_k $P(k)$ რაოდენობათა განაწილება. ამიტომ ქსელებში პაკეტების კომუტაციით ინფორმაციული არხის მოდელირება შეიძლება მოვახდინოთ მრავალფაზიანი სისტემით ან მასიური მომსახურების ქსელით

1.6. პირველი თავის დასკვნები

დისერტაციის პირველი თავი ეძღვნება ინფორმაციის გადაცემის სისტემებზე შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედებასთან დაკავშირებულ ზოგად პრობლემებს. კვლევის შედეგად დადგინდა, რომ:

1. ციფრული სისტემის ეფექტურობის მაჩვენებელი (შეკუმშვის სახით) აუცილებლად განხილული უნდა იყოს დეკოდირებული ინფორმაციის ხარისხის ცვლილების პირობებში. ზოგადად ხარისხის შესაფასებლად გამოიყენება PSNR (პსხვ) მაჩვენებელი. მაგრამ Mathcad პროგრამის გამოყენებით საკმაოდ მარტივად მიიღება ცდომილებათა გამოსახულება, რომელიც თვალნათლივ გვიჩვენებს აღდგენილი ინფორმაციის მიღბულ ხარისხს.

2. ინფორმაციის შეკუმშვის სისტემებზე ხელშეშლების ზედდების თეორიულმა განხილვამ აჩვენა, რომ შეკუმშვის ოპერაციის განხორციელების დროს ჯამურ ცდომილებებში გათვალისწინებული უნდა იქნეს მიახლოების ანუ აპროქსიმაციის ცდომილება გამოწვეული: შეკუმშვით; კვანტი-

რების ცდომილებით; ცდომილებით, რომელიც გამოწვეულია ხელშეშლებით და სასარგებლო სიგნალის ურთიერთკორელაციით.

3. ერთეულოვანი და პაკეტური შეცდომების ზემოქმედების პროცესის მოდელირებამ აჩვენა, რომ ორივე შემთხვევაში Mathcad პროგრამულ გარემოში მოდელირება ხდება მარტივად მზა ფუნქციების გამოყენებით, რაც ადასტურებს ციფრული ინფორმაციის დამუშავების დროს ამ პროგრამის გამოყენების მიზანშეწონილობას.

4. ფურიე და ვეივლეტ ტექნოლოგიების შედარებამ ცხადყო, რომ ვეივლეტ-გარდაქმნას აღდგენილი ინფორმაციის ხარისხის თვალსაზრისით გააჩნია უპირატესობა, გარდა ამისა ვეივლეტ-გარდაქმნა საშუალებას გვაძლევს ავამაღლოთ გამოსახულების ხარისხი ლოკალურ ნაწილებშიდაც, რასაც ვერ უზრუნველყოფს ფურიე გარდაქმნა.

5. შეკუმშულ მონაცემების ხელშეშლათა მდგრადობის ანალიზის დროს არხის მოდელებია: მახსოვრობის გარეშე, გაუსის ადიტიური ხმაურით, წრფივი დამახინჯებებით და ადიტიური ხელშეშლებით. აგრეთვე მათ მიეკუთვნებიან არხები სპეციფიკური თვისებებით, რომლის მაგალითია ქალაქის პირობებში მეტრული დიაპაზონის რადიოარხების სპეციფიკა და ციფრული სატელევიზიო სიგნალების ხმის თანხლებით მაუწყებლობის დროითი და სიხშირული შემჭიდროვება.

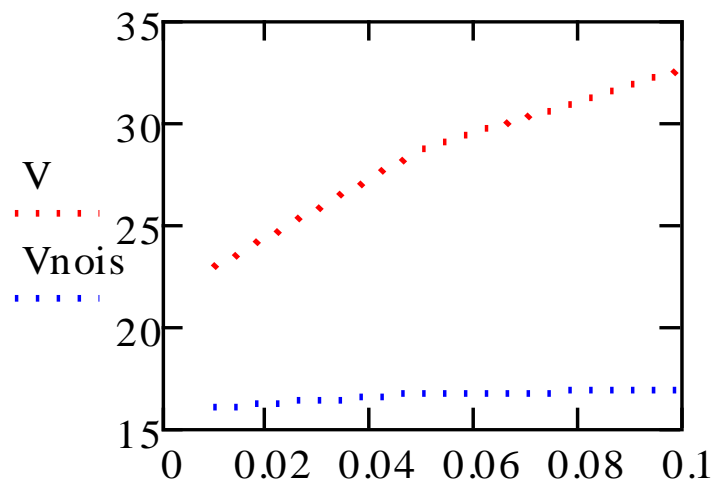
თავი 2. თანამედროვე კომპიუტერული ტექნოლოგიების (ვეივლეტ, ფურიე და ფრაქტალური გარდაქმნების) მაგალითზე შეკუმშვის მეთოდების, ფილტრაციის ალგორითმების შედგენა, ანალიზი და შედარება

2.1. ექსპერიმენტული დადასტურება ინფორმაციის კოდირების ეფექტურობის შემცირებისა, გამოწვეული შემთხვევითი შეცდომების საწყის გამოსახულებაზე ზედდებით

ძალიან ხშირად ფორმირებული გამოსახულება მიიღება ხმაურშერეული, რაც გამოწვეულია აპარატურის არასრულყოფილებით, გარე ფაქტორების ზემოქმედებით და ა. შ. რასაც საბოლოოდ მივყავართ ვიზუალური აღქმის ხარისხის გაუარესებასთან და გადაწყვეტილების მიღების ხელმისაწვდომობის შემცირებასთან. ამიტომ გამოსახულებაზე ხმაურის დონის შესუსტება და აღმოფხვრა აქტუალური ამოცანაა.

არსებობს სხვადასხვა ფილტრი გამოსახულების დამუშავებისა და სიგნალ/ხმაურის ფარდობის გაზრდისათვის. შედარებით ახალია ხმაურჩამხშობი მეთოდი დაფუძნებული სხვადასხვა ვეივლეტ ფუნქციების გამოყენებაზე, რომლებიც ორიენტირებულია სხვადასხვა გამოყენებითი ამოცანების გადაწყვეტისათვის [33-34]. ბაზისურ ვეივლეტებს შეიძლება ჰქონდეთ უსასრულო ან სასრული მატარებლები, რომლებიც რეალიზდება სხვადასხვა სიგლუვის მქონე ფუნქციებით, რაც არის ძირითადი მიზეზი ვეივლეტ-ფილტრების შესწავლის აუცილებლობისა. ვეივლეტები საშუალებას გვაძლევენ ანალიზი გავუკეთოთ სიგნალის სხვადასხვა სახეებს და ეფექტურად გამოვრიცხოთ ხმაური, ამიტომ განსაკუთრებულ ინტერესს იწვევს მათი შესაძლებლობების კვლევა გამოსახულებების ხარისხის გაუმჯობესების თვალსაზრისით, რასაც ჩვენ უკვე ნაწილობრივ შევხებით პირველ თავში.

არანაკლებ საინტერესოა ექსპერიმენტული დადასტურება ინფორმაციის ეფექტურობის შემცირებისა, გამოწვეული შემთხვევითი შეცდომების საწყის გამოსახულებაზე ზედდებით. ამ მიმართულებით ჩატარებული იქნა ექსპერიმენტი, რომელიც ეხებოდა სიგნალ/ხმაურის ფარდობის პიკური მნიშვნელობის დამოკიდებულებას შეკუმშვის კოეფიციენტებზე, რომელიც ხორციელდებოდა ვეივლეტ-გარდაქმნის გამოყენებით და ტრანსფორმანტაში 0,01, 0,05, 0,1 კოეფიციენტების შენარჩუნებით (მაშინ, როცა მთლიანი გამოსახულების ელემენტების რაოდენობა შეადგენდა N^2 პიქსელს) შედეგები გამოსახულია ნახ. 2.1.1-ზე. პუნქტირით მოცემული ზედა გრაფიკი ასახავს შემთხვევას, როდესაც შეკუმშვა ხდება საწყის გამოსახულებაზე შეცდომების დადების გარეშე, ქვედა გრაფიკი ასახავს იგივე დამოკიდებულებას შეცდომების შემცველი გამოსახულებისათვის. რაც შეეხება ზედა მრუდს იგი ასახავს PSNR დამოკიდებულებას ტრანსფორმანტაში შენარჩუნებული კოეფიციენტების პროცენტულ რაოდენობასთან.



ნახ.2.1.1 სიგნალ/ხმაურის ფარდობის პიკური მნიშვნელობის დამოკიდებულება ტრანსფორმანტაში შენარჩუნებულ კოეფიციენტების რაოდენობასთან.

აქ კარგად ჩანს ხმაურის დადება როგორ აფუჭებს, აღდგენილი გამოსახულების ხარისხს, კოეფიციენტების 0,1 მნიშვნელობის დროს თითქმის ორჯერ, მეორე შემთხვევაში ეს მაჩვენებელი ნაკლებად არის დამოკიდებული კოეფიციენტების რაოდენობაზე. შედეგები ადასტურებენ კო-

დირების ეფექტურობის შემცირებას, გამოწვეულს შემთხვევითი შეცდომის გამოსახულებაზე დადებით [35].

2.2. ვეივლეტ-ტექნოლოგიების გამოყენების ანალიზი

ნებისმიერი სიგნალი არის ფუნქცია, რომელიც ატარებს ინფორმაციას ფიზიკურ თვისებებზე, რომელიმე ფიზიკური სისტემის მდგომარეობაზე ან მოქმედებაზე, აგრეთვე სხვადასხვა ბუნების ხმაურები და ხელშემშლელი. ინფორმაციული სიგნალის ხმაურის და ხელშემშლელის მაქსიმალური ჩახშობა მისი სასარგებლო მდგენელების შენარჩუნებით არის სიგნალების დამუშავების ერთ-ერთი ძირითადი ამოცანა, რომელიც ითვალისწინებს ფიზიკური სიდიდის ბუნებას და ცვლადების მასშტაბებს. სიგნალების ზუსტი ლოკალური თვისებების წარმოდგენის წყალობით, რომელიც არ გააჩნია ფურიეს მწკრივს. ვეივლეტების გამოყენებამ მიგვიყვანა გამოსახულების დამუშავების ახალ ეფექტურ მეთოდებთან. ვეივლეტ-გარდაქმნა საშუალებას გვაძლევს გამოვავლინოთ ფუნქციის ყველა ლოკალური თვისებები, სიგნალების და გამოსახულების დროში მიბმა ან სივრცის კოორდინატებთან მიბმა [36-37], რომელიც გამომდინარეობს $S(t)$ სიგნალის დაშლაში ბაზისის მიხედვით და კონსტრუირებულია ვეივლეტ $\Psi_k(t)$ ფუნქციის თვისებებით მასშტაბური ცვლილებების და გადაადგილების საშუალებით.

$$S(t) = \sum_k C_k \Psi_k(t)$$

ამ ბაზისის ყველა ფუნქცია ხასიათდება როგორც გარკვეული სივრცითი (დროითი) სიხშირე, აგრეთვე როგორც მისი ლოკალიზაცია ფიზიკურ სივრცეში (დროში).

უწყვეტ ვეივლეტ-გარდაქმნის საფუძველია ორი უწყვეტი და ინტეგრირებადი მთლიან t ან (x) ღერძზე ფუნქციები: -ვეივლეტ-ფუნქციაა $\Psi(t)$ ინტეგრალის ნულოვანი მნიშვნელობით ($\int_{-\infty}^{\infty} \Psi(t) dt = 0$), რომელიც განსაზ-

ღვრავს სიგნალის დეტალებს და წარმოქმნის მადეტალიზირებელ კოეფიციენტებს.

-მააპროქსიმირებელი ფუნქცია $\gamma(t)$ რომლის ინტეგრალი უდრის 1-ს ($\int_{-\infty}^{\infty} \gamma(t) dt = 1$), რომელიც განსაზღვრავს სიგნალის უხეშ მიახლოებას და წარმოქმნის აპროქსიმაციის კოეფიციენტებს.

$\Psi(t)$ და $\gamma(t)$ ფუნქციები ზუსტდება იტერაციული მეთოდებით, რომლის ყოველი ბიჯი შეესაბამება დეკომპოზიციის გარკვეულ დონეს და სიგნალის რესტავრაციას. მააპროქსიმირებელი $\gamma(t)$ ფუნქცია არ არის ყველა ვეივლეტის შემადგენელი, არამედ მხოლოდ იმ ვეივლეტებისა რომლებიც არიან ორთოგონალური. დეტალიზაციის $\Psi(t)$ ფუნქცია იქმნება $\Psi_0(t)$ ბაზისური ფუნქციის საფუძველზე, რომელიც აგრეთვე განსაზღვრავს ვეივლეტის ტიპს. ბაზისური ფუნქცია უნდა უზრუნველყოფდეს ორ ძირითად ოპერაციას:

- დროის ღერძზე გადაადგილება $t - \Psi_0(t-b)$ როცა $b \in \mathbb{R}$;
- მასშტაბირება $a^{-1/2} \Psi_0(t/a)$ როცა $a > 0$ და $a \in \mathbb{R}^+ - \{0\}$

სადაც a -პაკეტის სიგანის განმსაზღვრელია ანუ მასშტაბირების კოეფიციენტი; b -მისი ადგილმდებარეობა. შემდეგი გამოსახულება განსაზღვრავს $\Psi(t)$ ვეივლეტ-ფუნქციის ორივე თვისებას

$$\Psi(t) = \Psi(a, b, t) = a^{-1/2} \Psi_0\left(\frac{t-b}{a}\right)$$

როგორც წესი, შერჩეული ვეივლეტ სისტემისათვის გამოსახულების გარჩევისუნარიანობისათვის ნაკლები 512×512 მასშტაბის ფიქსელების რაოდენობისათვის საკმარისია შევირჩიოთ 3-4 დონე. ზღურბლის დონის მნიშვნელობის და მისი დეტალიზაციის კოეფიციენტებისათვის გამოსაყენებლად შეიძლება ვისარგებლოთ როგორც მკაცრი ასევე მდოვრე ზღურბლური გარდაქმნით. მკაცრი ზღურბლური გარდაქმნის დროს ნულს უტოლდებიან ელემენტების ის მნიშვნელობები, რომლებიც აბსოლუტური მნიშვნელობით ზღურბლზე ნაკლებია. მდოვრე ზღურბლური

გარდაქმნის დროს პირველ რიგში ნულს უტოლდებიან იმ ელემენტთა მნიშვნელობები, რომლებიც ნაკლებია ზღურბლზე აბსოლუტური მნიშვნელობით, შემდგომ დარჩენილ ნულოვანი ელემენტების მიმართ გამოიყენება გრადაციული გარდაქმნა, რომლებიც ძრავენ მათ მნიშვნელობებს ნულისაკენ. მდოვრე ზღურბლური გარდაქმნა საშუალებას გვაძლევს თავიდან ავიცილოთ ზღურბლის მახლობლობაში წყვეტა, რომელიც დამახასიათებელია მკაცრი გარდაქმნისათვის.

2.2.1. ვეივლეტ-გარდაქმნა ერთგანზომილებიანი სიგნალისათვის

ავილოთ ტესტური სინუსოიდური სიგნალი, რომლის სიხშირე იცვლება დროის მიხედვით. სიხშირე მოცემულია ჰერცებში, სიგნალს განვიხილავთ 1 წამის ინტერვალში. სიხშირის ცვლილება ჩანს სურათზე რომელიც მოცემულია ნახ.2.2.1.1-ზე.

$$w := 5 \cdot \text{Hz}$$

$$t_i := \frac{\text{Interval}}{N} \cdot i \quad c := 80 \cdot \frac{\text{Hz}}{\text{sec}} \quad \omega(t) := w + c \cdot t \cdot \text{sec}$$

$$y_i := \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \omega\left(\frac{t_i}{\text{sec}}\right) \cdot t_i\right) \quad \text{ინტერვალის ბოლოს სიხშირე}$$

იქნება

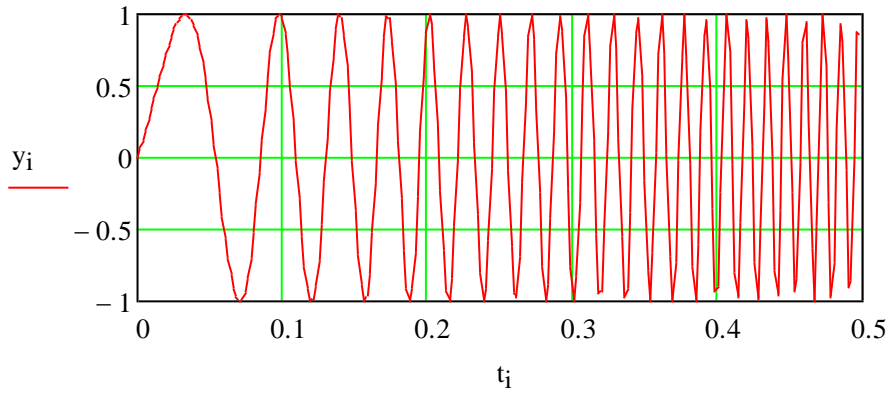
$$\omega\left(\frac{\text{Interval}}{\text{sec}}\right) = 85 \text{ s}^{-1}$$

$$\text{ნაიკვისტის სიხშირე} = \frac{N}{\text{Interval}} = 512 \text{ s}^{-1} \quad \text{აბ} \quad \frac{1}{\text{Interval}} = 1 \text{ s}^{-1}$$

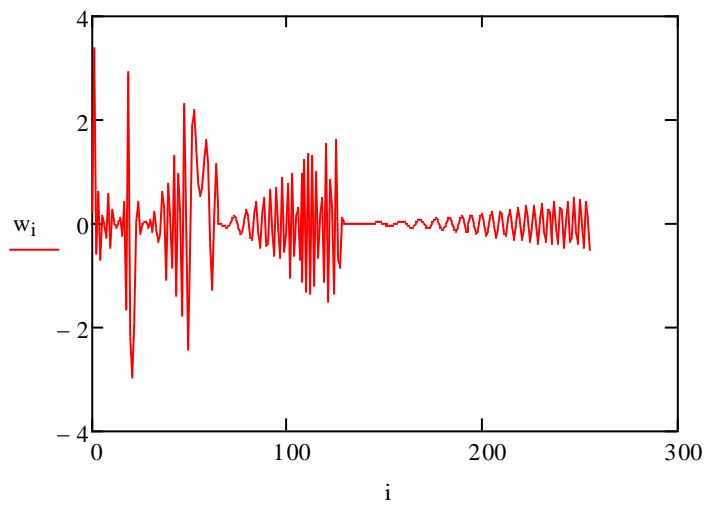
საწყისი და საბოლოო სიხშირე იცვლება $0-N_{\text{yquist}}$ სიხშირემდე.

ავირჩიოთ დაუბემის ფილტრი და განვსაზღვროთ ვეივლეტ-ტრანსფორმამანტა dwt. სიგნალი, რომელიც მიღებულია წყალქვეშა აკუსტიკური გაზომვებით

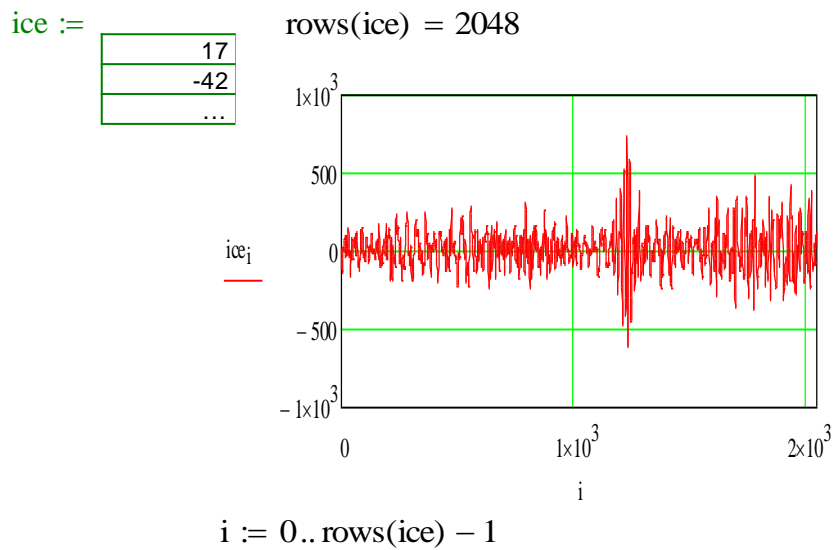
$$\text{filter} := \text{daubiet}(4) \quad j := 4 \quad w := \text{dwt}(y, j, \text{filter})$$



ნახ. 2.2.1.1 საწყისი გამოსახულება



აღვნიშნოთ იგი ice-თი, ეს სიგნალი შეიცავს 2^{11} ანათვალს. ამ სიგნალს უწოდებენ „ყინულის მსხვრევის ხმაურს“



You can work with a short segment of the ice signal for efficiency:

```
y := submatrix(ice, 1000, 1511, 0, 0)
```

```
i := 0..rows(y) - 1
```

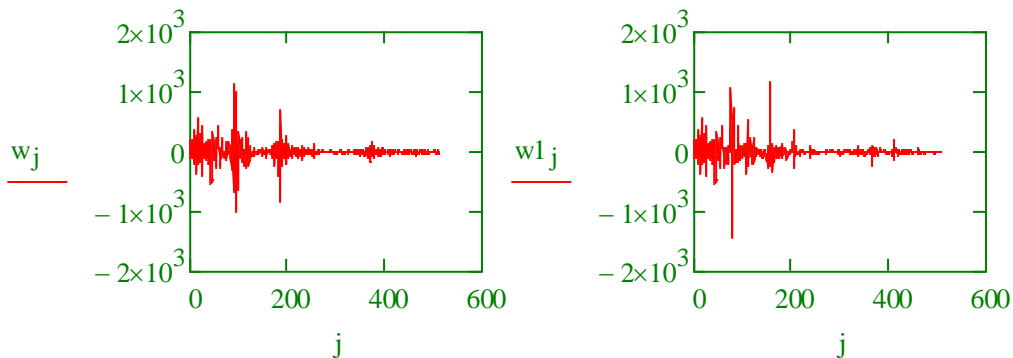
```
rows(y) = 512
```

First analyze the ice signal with the DWT:

```
filter := daublet(4) j := 4
```

```
w := dwt(y, j, filter)
```

```
wi := extract basis(T, basis)
```



```
j := 0..511
```

Mathcad პროგრამულ გარემოში მრავალმასშტაბური ორთოგონალური გაშლა ხორციელდება $mra(y, J, filter)$ ფუნქციის მეშვეობით.

$mra(y, J, filter)$ წარმოადგენს მატრიცას, რომელსაც გააჩნია $(J+1)$ სტრიქონი. ნულოვანი სტრიქონი შეესაბამება გლუვ კომპონენტს, ხოლო i -ური სტრიქონი კი მოიცავს დეტალების ელემენტებს. მატრიცის სტრიქონები აღვნიშნოთ S_j, D_y, \dots, D_1 . სიგნალის მულტიმასშტაბური გაშლა აღიწერება (2.2.1) და (2.2.2) ფორმულებით, სადაც $S_j(t)$ -არის სიგნალის გლუვი მდგენელი, ხოლო $D_j(t)$ არის დეტალების მქონე მდგენელები.

$$S_j(t) = \sum_{k=1}^{N \cdot 2^{-j}} (S_{j,k} \cdot father_{j,k}(t)) \quad (2.2.1)$$

$$D_j(t) = \sum_{k=1}^{N \cdot 2^{-j}} (d_{j,k} \cdot mother_{j,k}(t)) \quad (2.2.2)$$

$f(t)$ სიგნალის აპროქსიმაცია მოცემულია (2.2.3) გამოსახულებით. mra ნიშნავს მრავალმასშტაბურ ანალიზს.

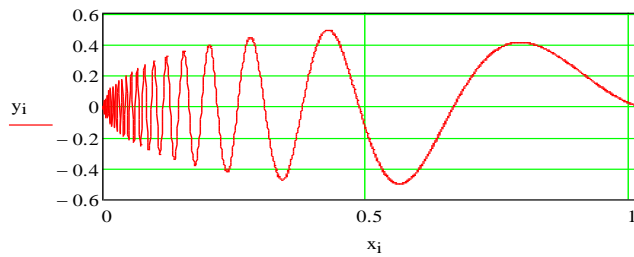
$$f(t) = S_J(t) + D_J(t) + D_{J-1}(t) + \dots + D_1(t) \quad (2.2.3)$$

ქვემოთ მოცემული მაგალითი ასახავს *Doppler* სიგნალის გაშლას.

$$T_{run} := 1.024; \quad \Delta T := 0.001; \quad N := T_{run} / \Delta T; \quad i := 0..N-1;$$

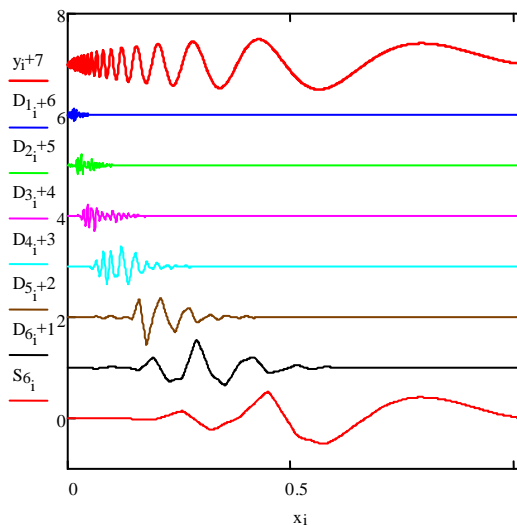
$$doppler(x) := \sqrt{x \cdot (1-x)} \cdot \sin\left(\frac{2.1 \cdot \pi}{x+0.5}\right); \quad y_i := doppler\left(\frac{x_i}{T_{run}}\right); \quad MaxDWTLevel(y) = 10$$

y – არის საწყისი *Doppler* სიგნალი



ნახ. 2.2.1.2. საწყისი დოპლერ სიგნალი

```
mra(v, J, filter) :=
  w ← dwt(v, J, filter)
  Z_rows (v)-1 ← 0
  M<sup>(0)</sup> ← idwt(put_smooth(Z, J, get_smooth(w, J)), J, filter)
  for qj ∈ J.. 1
    Z_rows (v)-1 ← 0
    M<sup>(J+1-qj)</sup> ← idwt(put_detail(Z, qj, get_detail(w, qj)), J, filter)
  M<sup>T</sup>
```



ნახ. 2.2.1.3 გაშლის შედეგი

ნახ. 2.2.1.3–ზე მოცემულია გაშლის შედეგად მიღებული მატრიცის გრაფიკული წარმოდგენა $j=6$ შემთხვევისათვის. „mra“ სტრუქტურა წარმოდგენილია მატრიცით, რომელიც მოიცავს $(J+1)$ სტრიქონის ნულოვანი „0“ სტრიქონი ასახავს დაგლუვებულ კომპონენტს სხვა J სტრიქონი ასახავენ სიგნალის დეტალების კომპონენტებს. D_j, D_{j-1}, \dots, D_1 . D_1 და D_2 კომპონენტები შესაბამებიან უფრო ნაზ სტრუქტურას (ეს უფრო მაღალ სიხშირული კომპონენტები) D_5, D_6 კომპონენტები ასახავენ დაბალსიხშირულ კომპონენტებს. ისინი მოცემულია უფრო უხეში მრუდების სახით.

$$D_{1_i} := M_{6,i}; \quad D_{2_i} := M_{5,i}; \quad D_{3_i} := M_{4,i}; \quad D_{4_i} := M_{3,i}; \quad D_{5_i} := M_{2,i}; \quad D_{6_i} := M_{1,i};$$

$$S_{6_i} := M_{0,i}$$

$$M := mra(y, J, thisWave)$$

$mrapprox(y, J, filter)$ - ეს არის მრავალმასშტაბური გაშლის მეშვეობით სიგნალის აპროქსიმაციის წარმოდგენა.

$$S_{j-1}(t) = S_j(t) + D_j(t) \dots + D_1(t); \quad (2.2.4)$$

$$pf := 1$$

(2.2.4) გამოსახულების საშუალებით მიიღება სიგნალის ასახვა $J-1$ დონეზე (ნახ.2.2.1.4).

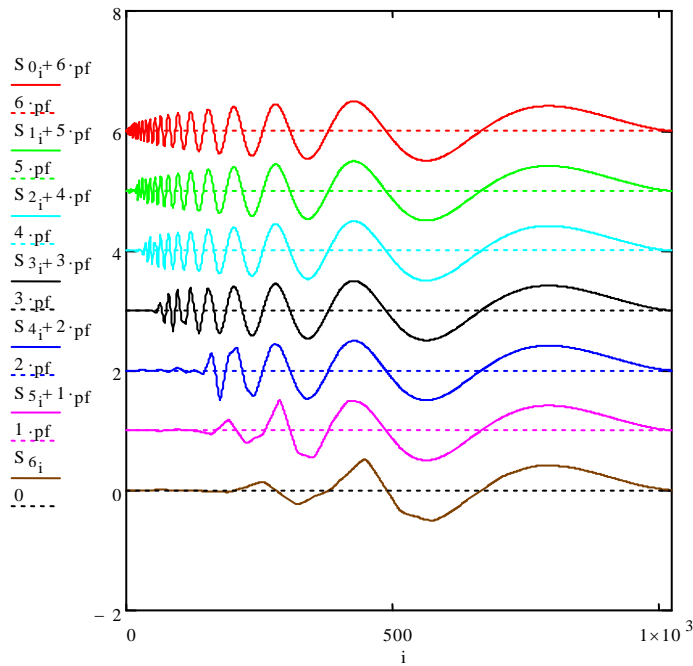
$$mrapprox(y, J, filter) := \begin{array}{l} Q \leftarrow mra(y, J, filter) \\ \text{for } i \in 0..rows(y) - 1 \\ \quad \left| \begin{array}{l} M_{0,i} \leftarrow Q_{0,i} \\ \text{for } j \in 1..J \\ \quad M_{j,i} \leftarrow M_{j-1,i} + Q_{j,i} \end{array} \right. \\ M \end{array}$$

$MR := mrapprox(y, J, thisWave)$; სიგნალი $j-1$ დონეზე

$$S_{6_i} := MR_{0,i}; \quad S_{5_i} := MR_{1,i}; \quad S_{4_i} := MR_{2,i}; \quad S_{3_i} := MR_{3,i};$$

$$S_{2_i} := MR_{4,i}; \quad S_{1_i} := MR_{5,i}; \quad S_{0_i} := MR_{6,i};$$

$Mrapprox$ ფუნქცია იძლევა საშუალებას მივიღოთ სიგნალი მასშტაბური წარმოდგენის ამა თუ იმ საფეხურზე.



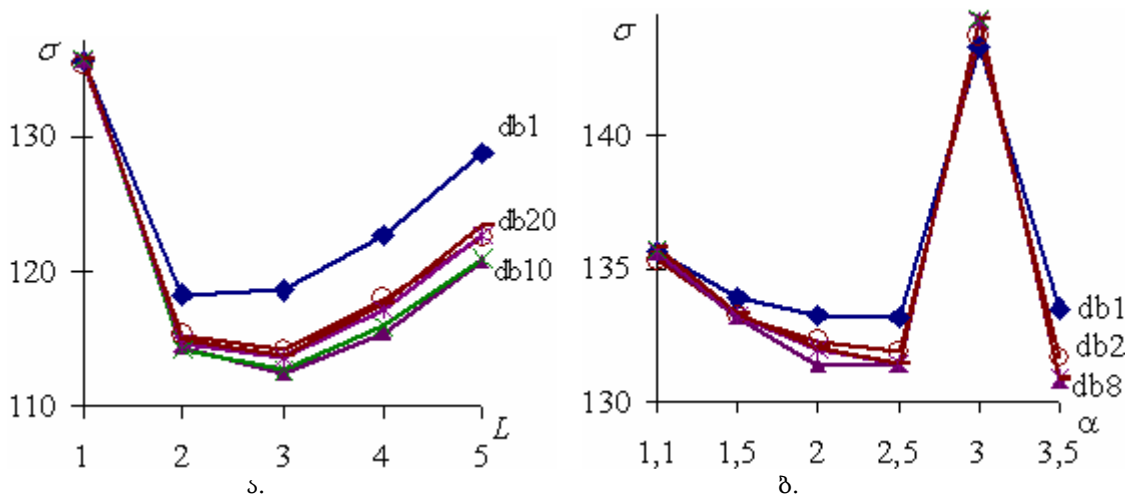
ნახ. 2.2.1.4 გაზლის შედეგად მიღებული მატრიცის გრაფიკული წარმოდგენა J-1 დონეზე

2.2.2. ვეივლეტ-გარდაქმნა გამოსახულების კოდირებისათვის

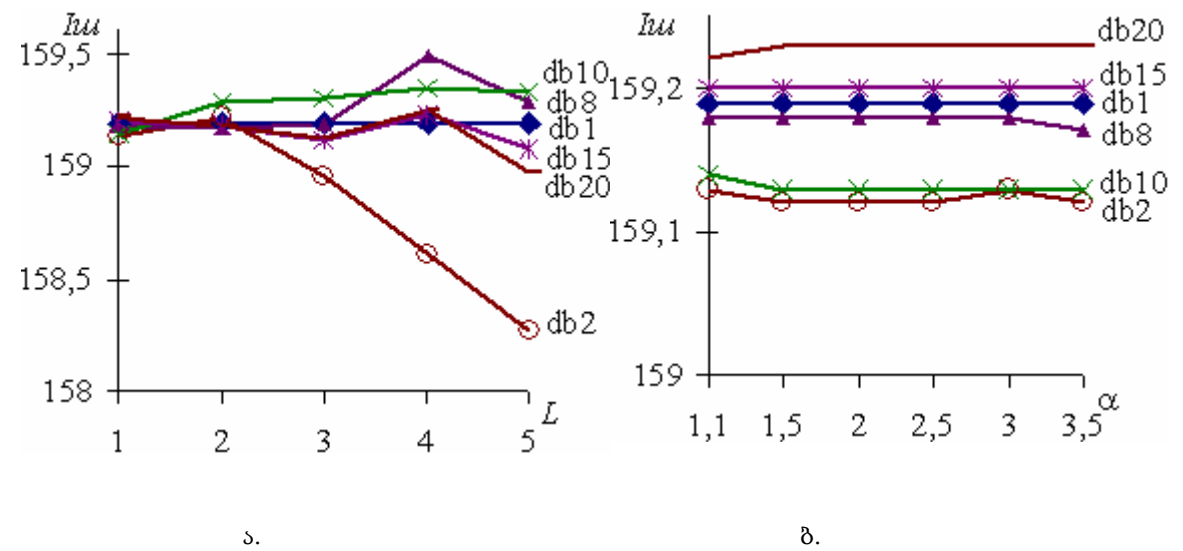
ექსპერიმენტი ჩატარდა გამოსახულებისათვის „Signa Infinity” ველით 1,5 Tl (General Electric) რადიოსიხშირული კოჭას ”птичья клетка“ გამოყენებით [38-39]. გამოსაკვლევი ობიექტის სახით ფანტომი სპეციალური

ცხრილი 2 დამუშავებული შედეგების რაოდენობრივი შეფასება

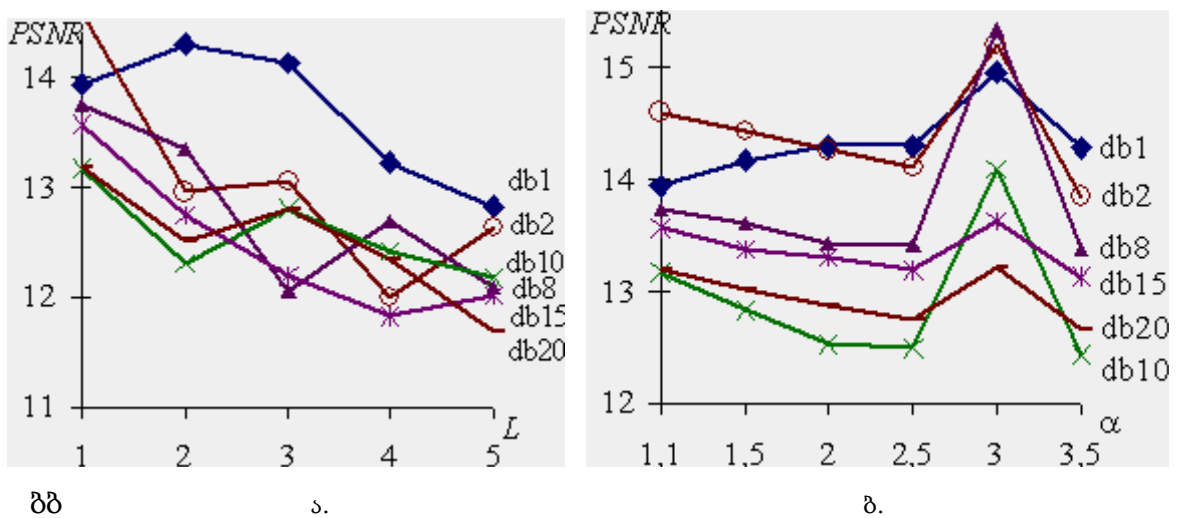
NEX-ის მნიშვნელობა	$I_{\text{მაურ}}$	σ	PSNR	სკანი-ბის დრო წთ.
1	400,98	328,23	12,207	1:45
2	336,70	337,84	11, 531	3:27
3	306,69	341,20	10,776	5:09
4	287,71	343,39	10,671	6:52
5	275,14	344,74	11,079	8:34
6	264,79	344,51	11,021	10:17
7	256,30	343,40	10,763	11:59
8	249,51	343,47	10,684	13:41
9	241,79	337,66	10,982	15:24



ნახ. 2.2.2.1 დამუშავებული გამოსახულების σ დამოკიდებულება L-თან და α -თან.



ნახ. 2.2.2.2 დამუშავებული გამოსახულების I_{aa} დამოკიდებულება L-თან და α -თან.



ნახ. 2.2.2.3 დამუშავებული გამოსახულების PSNR დამოკიდებულება L-თან და α -თან.

ტესტური მოწყობილობა ცნობილი ფორმის და სიმკვრივის მქონე, რომლის დანიშნულებაცაა გამოსახულების ხარისხის კონტროლი. ექსპერიმენტული მონაცემები (DICOM) ფორმატზე მიღებულია სტანდარტული იმპულსური თანამიმდევრობის $\text{cpiH-}\alpha\text{H}$ -ს გამოყენებით, რომლის მუდმივი პარამეტრებია: სკანირების ველი 120 მმ, ჩამოჭრის სისქე 2 მმ, დრო $\text{TE}=18 \text{ MC}$, დრო $\text{TR}=400 \text{ MC}$, გამოსახულების მატრიცა 512×512 .

მონაცემთა გასაშუალოების ერთერთი მეთოდია სიგნალ/ხმაურის ფარდობის გაზრდა: მრავალჯერადი განმეორება MP-გამოკვლევები გვაძლევს MP- სიგნალების ჯამს, ამავე დროს შემთხვევითი ხმაურის ამპლიტუდა იზრდება ნელა, ვიდრე სასარგებლო სიგნალის ამპლიტუდა. NEX-ის გამოყენების დროს სიგნალ/ხმაურის გასაშუალოებული მნიშვნელობა იზრდება $\sqrt{\text{NEX}}$ -ჯერ. ერთადერთი შეცვლილი პარამეტრი იყო NEX დაგროვილი მონაცემების რაოდენობა, რომელიც გაიზარდა 1-დან 9-მდე, რამაც გაზარდა კვლევის დრო 1-დან 18 წუთამდე, მაგრამ გაზარდა სიგნალ/ხმაურის ფარდობაც (ნახ. 2.2.2.1 ა, ბ). გამოსახულებები მიღებული დიდი რაოდენობის გასაშუალებებით ($\text{NEX}=9$) პირობითად ჩავთვალოთ ეტალონად. გაანალიზებული მონაცემები მიღებულია DIKOM ფორმატზე, რომელიც საშუალებას გვაძლევს შევინახოთ არა მარტო გამოსახულებების მატრიცები, არამედ ინფორმაციაც გაზომვების ჩატარების პირობებზე.

გამოსახულების დამუშავება მიმდინარეობდა MatLad პროგრამულ გარემოში. შედეგების შეფასება მიმდინარეობდა გამოსახულების ხმაურის საშუალო მნიშვნელობის გათვლით ($I_{\text{ხმაური}}$), ხმაურის საშუალოკვადრატული მნიშვნელობის გადახრისათვის (σ) და სიგნალ/ხმაურის შეფარდების პიკური მნიშვნელობისათვის PSNR.

$$I_{\text{ბაჯრ}} = \frac{1}{m \cdot n} \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n X_{i,j}, \quad \sigma = \sqrt{\frac{1}{mn} \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n (X_{i,j} - \bar{X}_{i,j})^2}$$

$$\text{PSNR} = 20 \log_{10} \frac{L_{\max}}{\sqrt{\frac{1}{mn} \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n (X_{i,j} - \bar{X}_{i,j})^2}}$$

MP-გამოსახულების დამუშავების შედეგების რაოდენობრივი შეფასება დობემის ვეივლეტ-ფილტრების გამოყენებით მოცემულია ცხრილი 2, ხოლო მისი შესაბამისი გრაფიკები (2.2.2.1, 2.2.2.2, 2.2.2.3) ნახაზებზე.

ექსპერიმენტული მონაცემები მიღებულია NEX=1 მნიშვნელობისათვის ვეივლეტ დობემის გამოყენებით L დაშლის სხვადასხვა სიღრმისათვის, და „a” ვეივლეტ-კოეფიციენტ პარამეტრისათვის. დაშლის სიღრმე განსაზღვრავს უარყოფილი (გაფილტრული) დეტალების „მასშტაბს”, რაც უფრო დიდია ეს პარამეტრი მით უფრო „გამსხვილებულია” სიგნალის ცვლილება. როცა $L > 7$ ხდება არა მარტო ხმაურის ჩახშობა არამედ სიგნალის დაგლუვებაც („წარმოიქმნება” პიკები). „a” პარამეტრის მნიშვნელობა უნდა იყოს 1-ზე მეტი და სიგნალის ეფექტური შეკუმშვისათვის უდრის 1,5-ს, ხოლო ხმაურის მოცილებისათვის ირჩევა 3-ის ტოლი: ხშირად შეირჩევა ხოლმე $a=2$. ზღურბლური დამუშავების პარამეტრმა შეიძლება მიიღოს მნიშვნელობა S (მდოვრე ზღურბლი) ან h (მკაცრი ზღურბლი) [39]. გამოსახულების ვეივლეტ-ფილტრაციის შედეგების შემდგომი შეფასებისათვის ჩატარებული იქნა გამოსახულების ხარისხის რაოდენობრივი კრიტერიუმების გათვლა NEX-ის სხვადასხვა მნიშვნელობისათვის (ცხრ.2)

ნახაზებზე მოცემული დამოკიდებულებათა ანალიზი გვიჩვენებს, რომ ყველაზე უკეთესი ხმაურჩახშობა მიიღწევა, დობემის ყველა გამოსაკვლევ ვეივლეტ-ფუნქციებისათვის როცა $a=3$. a-ს სხვა მნიშვნელობები უმნიშვნელო გავლენას ახდენენ ხმაურის საშუალო მნიშვნელობის შემცირებაზე და მის საშუალოკვადრატულ გადახრაზე. მთლიანობაში ყველაზე საუკეთესო შედეგი მოგვცა დობეში db2, db8 და db15-მა, რომლებიც საშუალებას იძლევიან შედარებით ეფექტურად ჩავახშოთ ხმაური და შევამ-

ცირით დამუშავებული გამოსახულების საშუალოკვადრატული გადახრა ეტალონიდან. არამიზანშეწონილია გამოვიყენოთ დაშლის დონე $L > 5$, იმდენად რამდენადაც ეს მოითხოვს მანქანის დიდი მოცულობის მეხსიერებას და მიყვავართ მონაცემთა დამუშავების დიდი დროის ხარჯვასთან. შემთხვევითი ხმაურის ხმაურჩაბზობი შეფასება ჩატარებული იქნა აპროქსიმაციის და დეტალიზაციის კოეფიციენტების სხვადასხვა მნიშვნელობისათვის. ხარისხობრივი შეფასება ჩატარებული იქნა დობეშის 20 ვეივლეტისათვის გამოსასვლელი პარამეტრების სხვადასხვა თანაფარდობებისათვის. ყველაზე კარგი ხმაურჩაბზობა მიღწეულ იქნა ვეივლეტ დობეში 8-თვის, როცა $L=2$ და $a=3$. ყველა საკვლევ ვეივლეტისათვის მნიშვნელოვანი σ ფიქსირდება სიგნალის დონის დაშლის დროს 2-დან 5-მდე.

პრაქტიკულად ვეივლეტ დობეშის ყველა შემთხვევაში ხმაურის შემცირება მიიღწევა 2-ჯერ სივრცითი გარჩევითობის დანაკარგის გარეშე. ვეივლეტანალიზის აპარატი არის ხმაურის ჩაბზობის ეფექტური საშუალება, რომლის გამოყენება უფრო რაციონალურია, ვიდრე NEX-ის განმეორების გამოყენება 4-ზე ზევით, იმდენად რამდენადაც ეს უკანასკნელი იწვევს კვლევის დროის მკვეთრ გაზრდას გამოსახულების ხმაურის შემცირების მხოლოდ 10-15%-ის დროს.

ზოგადად, გამოყენებული ვეივლეტის დაშლის სიღრმე დამოკიდებულია კონკრეტულ სიგნალზე. უფრო გლუვი ვეივლეტები ქმნიან სიგნალის უფრო გლუვ აპროქსიმაციას, და პირიქით - „მოკლე“ ვეივლეტები უკეთ ასუფთავებენ აპროქსიმირებადი ფუნქციის პიკებს. ვეივლეტ-ანალიზის გამოყენება გვაძლევს საუკეთესო შედეგებს, თუ საწყისი მონაცემები წინასწარ არ განიცდიან რაიმე სახის ფილტრაციას.

შემდეგი ექსპერიმენტი ჩატარდა ტესტური გამოსახულება „bringe“-სათვის ნახაზზე 2.2.2.4 მოცემულია საწყისი გამოსახულება (M), ხოლო ნახაზზე 2.2.2.5, კი ხმაურდადებული გამოსახულება (N).

$$M := \text{READ_IMAGE}("bridge.bmp"); \quad i := 0..\text{rows}(M)-1; \quad j := 0..\text{cols}(M)-1$$

$$\text{noise}_{i,j} := 150; \quad N := \overrightarrow{M + \text{rnd}(\text{noise})}$$


M

ნახ. 2.2.2.4 საწყისი გამოსახულება

scale(N, 0, 255)

ნახ.2.2.2.5 ხმაურდადებული გამ-ულება

ხმაური განაწილებულია თანაბარი განაწილების კანონით. „ხმაურის“ ზედდება გამოსახულება „bringe“-სათვის ხორციელდება შემდეგი ოპერაციებით: ამ შემთხვევაში ხმაურის აღმოფხვრა (ფილტრაცია) ხდება Donoho და Jonstone-ის მეთოდით, რომელიც ითვალისწინებს ვეივლეტ-ტრანსფორმანტაში ზღურბლის „Soft-thresholding“ შემოღებას და ტრანსფორმანტაში იმ კოეფიციენტების განულებას, რომლებიც აკმაყოფილებენ გარკვეულ პირობას. პირველ ეტაპზე ხორციელდება გამოსახულების ტრანსფორმანტის მიღება ფორმულით 2.2.2.1.

$$Q := \text{wave2d}(N, 7) \quad (2.2.2.1)$$

მეორე ეტაპზე დგინდება რამდენი კოეფიციენტი იქნება შენარჩუნებული ზღურბლის შემოღებით

$$\text{thresh} := 40 \quad (2.2.2.2)$$

თუ კოეფიციენტის მნიშვნელობა ნაკლებია აღნიშნულ ზღურბლზე, იგი გაუტოლდება ნულს. თუ კოეფიციენტი მეტია ამ ზღურბლზე, იგი უნდა გამოაკლდეს ამ ზღურბლის მნიშვნელობას. *Mathcad* პროგრამულ გარემოში ეს ოპერაცია სრულდება ვექტორიზაციის საშუალებით და გამოსახება შემდეგი გამოსახულებით:

$$temp := \overline{(2 \cdot \Phi(Q) - 1) \cdot (|Q| - thresh) \cdot (|Q| > thresh)} \quad (2.2.2.3)$$

ვეივლეტ-უკუგარდაქმნის შედეგად ვღებულობთ საბოლოო გამოსახულებას „recons”, რომელიც ნაჩვენებია (ნახ. 2.2.2.6)-ზე. ეს კი მიიღება 2.2.4.4 ფორმულის გამოყენების შედეგად:

$$recons := iwave2d(temp, 7) \quad (2.2.2.4)$$

მიღებული შედეგი ცხადყოფს, რომ განხილული მეთოდი ანხორციელებს „ხმაურის” ფილტრაციას და აუმჯობესებს „ხმაურის შემცველ” გამოსახულებას. შედარებისათვის ნახ. 2.2.2.7-ზე მოცემულია გამოსახულება რომელიც მიღებულია გასაშუალოების ფილტრის გამოყენებით [40].

(2.2.2.6) და (2.2.2.7) ნახაზებზე მოცემლი გამოსახულებების შედარება გვაძლევს საშუალებას გავაკეთოთ შემდეგი დასკვნა: ვეივლეტსიმეტრიული გარდაქმნა გაცილებით კარგად ინარჩუნებს გამოსახულების კონტურებს ვიდრე სხვა წრფივი სახის ფილტრაცია ცნობილია, რომ კონტურე-



scale(recons, 0, 255)

ნახ. 2.2.2.6 ვეივლეტ უკუგარდაქმნა

$$Ncons := scale(orthosmooth5(N), 0, 255)$$



Ncons

ნახ. 2.2.2.7 გასაშუალოებული ფილტრაცია

ბის შენარჩუნების მხრივ არაწრფივი ფილტრაცია, მაგ. მორფოლოგიური ან მედიანური უფრო კარგ შედეგებს იძლევა. ამიტომ შემდეგ ეტაპზე ჩვენ ვიმოქმედებთ ხმაურდადებულ გამოსახულებაზე მედიანური ფილტრით შედეგი ასახულია ნახ. 2.2.2.8-ზე. ნახ. 2.2.2.6-ის და ნახ.2.2.2.8-ის შედა-

რება ცხადყოფს, რომ ამ განსაკუთრებულ შემთხვევაში ვეივლეტს-მეტრიული ფილტრი, რომელიც შეიცავს 7 კოეფიციენტს, იძლევა უფრო



Nmed

ნახ.2.2.2.8 მედიანური ფილტ-აცია

$$N_{med} := scale(medfilt(N), 0, 255) \quad (2.2.2.6)$$

კარგ შედეგს ვიდრე მედიანური ფილტრი, მიუხედავად იმისა, რომ ზოგად შემთხვევაში მედიანური ფილტრაცია გამოირჩევა უფრო კარგი შედეგებით კონტურების შენარჩუნების მხრივ, ვიდრე სხვა წრფივი სახის ფილტრები, რომელსაც მიეკითვნება ვეივლეტ ფილტრი.

2.3. შემთხვევითი შეცდომების შემცველი ინფორმაციის ფილტრაციის ამოცანათა გადაწყვეტა წრფივი და არაწრფივი ფილტრების გამოყენებით

კოდირების, ასევე შეკუმშვის ეფექტურობა მცირდება შემთხვევითი შეცდომების (ხელშეშლების) ზემოქმედებისას, რომლებიც მოქმედებენ რეალურ პირობებში ინფორმაციული სისტემის ყველა ელემენტზე. პრობლემის ზოგადად განხილვისას შეცდომების ზემოქმედება კოდირების და გადაცემის პროცესებზე შეიძლება დავყოთ ორ ქვეამოცანად: პირველი-შეტყობინებაზე ხელშეშლების ანალიზი, მეორე - შეკუმშულ მონაცემებზე ხელშეშლების ზემოქმედების ანალიზი მათი შემდეგი გადაცემის, გარდასახვის და დეკოდირების პროცესის დროს. პირველ შემთხვევაში,

როგორც ზემოთაც იყო აღნიშნული, ხელშეშლებს უწოდებენ წყაროს ხელშეშლებს. უნდა აღინიშნოს, რომ სხვადასხვა სახის ფილტრების ხმაურჩამხშობი თვისებების გამოკვლევას მიძღვნილი აქვს დიდი რაოდენობით შრომები [29-30], რომლებშიც განხილულია გამოსახულების ციფრული დამუშავება და აღდგენა.

წრფივი ფილტრაციის შემთხვევაში გაფილტვრის კლასიკური პროცედურა მდგომარეობს დაბალსიხშირული ფილტრების გამოყენებაში [40]. წრფივი სივრცულ-ინვარიანტული ფილტრების გამოყენება სასარგებლოა გამოსახულების ხარისხის გაუმჯობესების თვალსაზრისით, კერძოდ, ვინერის ფილტრების რეალიზაციისას, გამოსახულებაში ხმაურის დონის შესამცირებლად [40-41].

გაფილტვრის გამოსახულების მიღება იმ ფილტრის საშუალებით, რომლითაც ხორციელდება არაორთოგონალური ტიპის ლაპლასის გარდაქმნის დონეების მიღება, რომელიც თავის მხრივ ემყარება დამხმარე გაუსის გარდაქმნის ფორმირებას და რომლის ალგორითმს აქვს სახე:

$$G_{(k+1)}(i, j) = \sum_{m=-M}^M W(m) \sum_{n=-N}^N W(n) G_k(i + m, j + n).$$

ფილტრის წონითი ფუნქციის კოეფიციენტების რიცხვი განსაზღვრავს ფილტრის ფუძის სიგრძეს და შესაბამისად, ამ ფილტრების იმპულსურ მახასიათებლებს აქვთ სასრული სიგრძე, რომელიც თითოეულ საკოორდინატო ღერძზე N-ის ტოლია. [40]-ში დამტკიცებულია, რომ კოდირების ეფექტურობის თვალსაზრისით უკეთესი შედეგები და შესაბამისად აღდგენილი გამოსახულების სიზუსტის მაჩვენებლები მიიღება გაუსის ტიპის ფილტრის გამოყენებით, რომლის ღერძული სიმეტრიის კოეფიციენტი $W(0)=0,4$ და აქვს კენტი კოეფიციენტების რიცხვი, რომელიც ხუთის ტოლია.

ორთოგონალური ტიპის დისკრეტული „ვეივლეტ“ გარდაქმნის აგებისას, დაბალსიხშირული არე დეციმაციის გარეშე შეიძლება მივიღოთ შემდეგი ალგორითმით:

$$BB_j(k, l) = \frac{1}{2} \sum_n \sum_m \bar{h}(k-n) \bar{h}(l-m) BB_j(n, m),$$

ამ ტიპის ფილტრებში, ისევე როგორც გაუსის გარდაქმნის ფილტრში კოეფიციენტების რაოდენობა შეიძლება იყოს როგორც კენტი, ასევე ლუწი. კოეფიციენტების კენტი რაოდენობა გააჩნიათ კვადრატულ-სარკულ ფილტრებს [41], ხოლო ლუწი რაოდენობა-სპლაინის ტიპის ფილტრებს [41], რომლის მარტივ სახეს წარმოადგენს ჰაარის ფუნქციათა სისტემა

როგორც წინა გამოსახულებებიდან ჩანს ამ ფილტრებს გააჩნიათ არარეკურსიული წრფივი ფილტრების მსგავსი სტრუქტურა.

არაწრფივ ფილტრებს, რომელთაც ხმაურის ჩახშობის თვალსაზრისით გააჩნიათ რიგი უპირატესობები, მიეკუთვნებიან, როგორც ეს უკვე იყო აღნიშნული, მორფოლოგიური ფილტრები, რომლებიც გამოიყენება მორფოლოგიური გარდაქმნისას და ახორციელებენ არაწრფივ მორფოლოგიურ ფილტრაციას.

არაწრფივ ფილტრებს, როგორც უკვე იყო აღნიშნული, მიეკუთვნება მედიანური ფილტრი. [40-41]-ში მოიპოვება შედეგები, რომლებიც მიღებულია გამოსახულებების ციფრული დამუშავებისას მედიანური ფილტრაციის გამოყენებით ხმაურის ჩახშობის გამოკვლევისას: შეიძლება გამოყენებული იყოს სხვადასხვა განზომილებიანი ფილტრები: ერთგანზომილებიანი, ორგანზომილებიანი და სამგანზომილებიანი. ორგანზომილებიანი მედიანური ფილტრი „A” აპერტურით, გამოსახულებისათვის განისაზღვრება შემდეგნაირად:

$$M_{i,j}, (i, j) \in Z^2$$

$$M1_{i,j} = \text{mediana}[M_{i+r,j+s}, r, s \in A],$$

სადაც, $M1_{i,j}$ გაფილტვრის შემდეგ მიღებული გამოსახულების (i, j) -ელემენტია, ხოლო $M_{i+r,j+s}$ -საწყისი გამოსახულების ელემენტია.

ფილტრების ხმაურჩახშობი თვისებების გამოკვლევის მიძღვნილი ექსპერიმენტები ჩატარებულია სხვადასხვა სახის ტესტურ გამოსახულებ-

ბებზე. ქვემოთ მოყვანილია მონაცემები მიღებული ტესტური გამოსახულებისათვის „ლენა“. რომელიც ხასიათდება დიდი დეტალურობით და მაღალი კონტრასტულობით.

ცდები ტარდებოდა შემთხვევითი შეცდომების სხვადასხვა ალბათობების პირობებში: $P=0,1; 0,15; 0,2; 0,25; 0,3$ და $0,4$. განხილული იყო ადიტიური ერთეულოვანი შეცდომები, რომლებიც შეიძლება მივაკუთვნოთ იმპულსური ტიპის ხმაურს [42]. ხმაურის ალბათობების ცვლილების ასეთი დიაპაზონი არჩეული იყო იმ მოსაზრებით, რომ ასეთი ხელშეშლებით დაზიანებული გამოსახულება ვიზუალურად კარგად შესამჩნევია და ამასთან ფილტრების ხმაურჩამხშობი უნარიც თვალნათლივ ჩანს.

აღდგენილი გამოსახულებების ხარისხის შეფასება ხდებოდა შემდეგი გასაშუალოებული ხასიათის მქონე სიზუსტის მაჩვენებლებით: საშუალო კვადრატული გადახრა სკვ, ნორმირებული საშუალო კვადრატული გადახრა ნსკვ, სიგნალ-ხმაურის ფარდობა სხფ. და პიკური სიგნალ-ხმაურის ფარდობა პსხფ.

ცდები ტარდებოდა შემდეგნაირად: ჯერ საწყისი გამოსახულება მახინჯდებოდა სხვადასხვა ალბათობის შემთხვევითი ერთეულოვანი შეცდომებით, იანგარიშებოდა მისი სიზუსტის მაჩვენებლები საწყის გამოსახულებასთან შედარებით, შემდეგ ხორციელდებოდა მისი გაფილტვრა სხვადასხვა ფილტრების გამოყენებით და კვლავ იანგარიშებოდა გაფილტრული გამოსახულების სიზუსტის მაჩვენებლები.

ჩატარებული ცდების შედეგები მოყვანილია ცხრილ 3-ში და ცხრილ 4-ში. ცხრილ 5-ში 6-ში და 3-ში მოყვანილი შედეგები იძლევიან შემდეგი დასკვნების გაკეთების საშუალებას:

1. არაწრფივი ფილტრები, როგორც უკვე იყო აღნიშნული, უკეთესად ახშობენ გამოსახულებაზე დადებულ ხმაურს, ვიდრე წრფივი ფილტრები

ასე მაგალითად P=0,15 ალბათობისათვის პსხვ მორფოლოგიური ფილტრით გაფილტვრის შემთხვევაში ტოლი იყო 23,77დბ.-ის, მედიანური

ცხრილი 3 გაფილტვრის შედეგად მიღებული მაჩვენებლები P=0,1, P=0,15

ხმაურის ალბათობა	P=0,1				P=0,15			
	სკვ	ნსკვ	სსვ	პსსვ	სკვ	ნსკვ	სსვ	პსსვ
სიზუსტ. მაჩვენ.								
მორფოლ. ფილტრი	16,564	0,148	16,62	23,782	16,587	0,148	16,608	23,77
მედიანური ფილტრი	14,615	0,130	17,707	24,869	17,482	0,156	16,151	23,313
გაუსის ფილტრი	31,036	0,277	11,166	18,327	33,702	0,300	10,450	17,612
ხმაურიანი გამოსახ-ება	35,197	0,314	10,073	17,235	43,346	0,286	8,264	15,426

ფილტრით გაფილტვრის შემთხვევაში- 23,313დბ.-ის, ხოლო წრფივი სახის ფილტრის, გაუსის ფილტრით გაფილტვრის შემთხვევაში-17,612დბ.-ის.

ცხრილი 4 გაფილტვრის შედეგად მიღებული მაჩვენებლები P=0,2, P=0,25

ხმაურის ალბათობა	P=0,2				P=0,25			
	სკვ	ნსკვ	სსვ	პსსვ	სკვ	ნსკვ	სსვ	პსსვ
სიზუსტ. მაჩვენ.								
მორფოლ. ფილტრი	16,606	0,146	16,598	23,795	16,744	0,149	16,526	23,687
მედიანური ფილტრი	22,795	0,203	13,846	21,008	30,423	0,271	11,339	18,501
გაუსის ფილტრი	36,977	0,329	9,644	16,806	40,565	0,361	8,84	16,002
ხმაურიანი გამოსახუ- ლება	50,395	0,449	6,962	14,123	56,19	0,501	6,01	13,127

2. ხმაურის მცირე ალბათობების შემთხვევაში ($P=0,1$) მედიანური ფილტრი უკეთეს შედეგს იძლევა გაფილტვრის თვალსაზრისით, ვიდრე მორფოლოგიური, მედიანური ფილტრის შემთხვევაში $\text{პსხფ}=24,869$ დბ., ხოლო მორფოლოგიური ფილტრის შემთხვევაში- $\text{პსხფ}=23,782$ დბ. მაგრამ ხმაურის დადების ალბათობის გაზრდის შემთხვევაში მორფოლოგიური ფილტრის ხმაურჩამხშობი თვისებები უკეთესი ხდება ვიდრე მედიანურის. კერძოდ, უკვე $P=0,15$ ალბათობის შემთხვევაში მორფოლოგიური ფილტრისათვის $\text{პსხფ}=23,77$ დბ-ს, ხოლო მედიანურისათვის- $\text{პსხფ}=23,313$ დბ-ს.

3. აღსანიშნავია ისიც, რომ ხმაურის ალბათობის მნიშვნელოვნად გაზრდის შემთხვევაში მორფოლოგიური ფილტრის ხმაურჩამხშობი თვისებები უმნიშვნელოდ იცვლება, $P=0,1$ -ის დროს $\text{პსხფ.}=23,782$ დბ-დან $P=0,4$ -ის დროს $\text{პსხფ.}=22,817$ დბ-მდე, იმ დროს როცა მედიანური ფილტრის შემთხვევაში ხმაურის დადების ალბათობის ცვლილების იგივე შუალედში პსხფ იცვლება $24,869$ დბ-დან- $12,489$ დბ-მდე. ამასთან $P=0,4$ -ის

ცხრილი 5 გაფილტვრის შედეგად მიღებული მაჩვენებლები $P=0,3$, $P=0,4$

ხმაურის ალბათობა	P=0,3				P=0,4			
	სკვ	ნსკვ	სსფ	პსსფ	სკვ	ნსკვ	სსფ	პსსფ
სიზუსტ. მაჩვენ.								
მორფოლ. ფილტრი	17,44	0,155	16,172	23,334	18,51	0,165	15,655	22,817
მედიანური ფილტრი	39,828	0,355	8,999	16,161	60,783	0,542	5,328	12,489
გაუსის ფილტრი	44,492	0,396	8,037	15,199	53,069	0,473	6,506	13,668
ხმაურიანი გამოსახ-ება	61,48	0,548	5,228	12,39	70,995	0,633	3,979	11,14

დროს გაუსის წრფივი სახის ფილტრი უკეთესს შედეგს იძლევა ვიდრე არაწრფივი მედიანური ფილტრი, კერძოდ, გაუსის ფილტრის შემთხვევაში $P=0,4$ -ის დროს $\Delta_{\text{სხფ.}}=13,668$ დბ-ს რაც $1,179$ დბ.-ით მეტია მედიანური ფილტრით მიღებულ შედეგზე გამოსახულებაზე ხმაურის დადების იგივე ალბათობის დროს.

ხმაურდადებული და გაფილტრული გამოსახულების ხარისხის შესაფასებლად გამოყენებული იყო გასაშუალოებული ხასიათის სიზუსტის მაჩვენებლები. რაც შეეხება აღდგენილი გამოსახულების ხარისხის შეფასებას, უფრო სრულყოფილ მეთოდად შეიძლება ჩაითვალოს დამკვირვებლის მიერ აღდგენილი გამოსახულების ხარისხის სუბიექტური შეფასება.

ნახ.2.3.1-ზე წარმოდგენილია საწყისი გამოსახულება, ნახ. 2.3.2-ზე- $P=0,25$ ალბათობით, ერთეულოვანი შეცდომებით დამახინჯებული გამოსახულება. ნახ.2.3.3-ზე - მორფოლოგიური ფილტრით გაფილტრული ნახ. 2.3.4-ზე - მედიანური ფილტრით გაფილტრული გამოსახულებები, ხოლო ნახ.2.3.5-ზე - გაუსის ფილტრით გაფილტრული გამოსახულება. როგორც 2.3.3- ნახაზიდან ჩანს მორფოლოგიური ფილტრი თითქმის არ ტოვებს ხმაურს, იმ დროს როდესაც მედიანური ფილტრით გაფილტრული გამოსახულება საკმაოდ დამახინჯებულია, ამასთან გარკვეულ არეებში შეიმჩნევა ხმაურის „შეჯგუფება“, ხოლო გაუსის ფილტრის გამოყენების შემთხვევაში ხმაურის ამპლიტუდა მართალია მცირდება, მაგრამ გამოსახულება თითქმის იმგვარადვეა დამახინჯებული როგორც თავიდანვე იყო. ყოველივე ზემოაღნიშნულიდან გამომდინარე ჩვენ შეგვიძლია დავასკვნათ:

1. განხილული მორფოლოგიური ფილტრები ხასიათდებიან, ერთეულოვანი ზემოქმედების მიმართ ალბათობის ინტერვალში $P=0,1$ $0,4$, უკეთესი ხმაურჩამხშობი თვისებებით. ეს სამართლიანია როგორც გაფილტრული გამოსახულების ხარისხის სიზუსტის მაჩვენებლების შეფასების

მხრივ, ასევე გაფილტრული გამოსახულების სუბიექტური შეფასების თვალსაზრისითაც

2. არაწრფივი ფილტრაცია იძლევა საშუალებას უკეთ შევინარჩუნოთ ინ-



ნახ. 2.3.1 საწყისი გამოსახულება



ნახ. 2.3.2 ხმაურდადებული გამოსახულება



ME4

ნახ. 2.3.3 მორფოლოგიური ფილტრაცია



MM4

ნახ. 2.3.4 მედიანური ფილტრაცია



MO3

ნახ. 2.3.5 გაუსის ფილტრით განხორციელებული ფილტრაცია

ფორმაცია მკვეთრი გადასვლის ადგილებში, ვიდრე ეს ხდება წრფივი ფილტრაციის დროს.

2.3.1. გასაშუალოებული ფილტრებით განხორციელებული ფილტრაცია

განვიხილოთ წრფივი ფილტრაციის ისეთი შემთხვევა რომელიც ცნობილია გასაშუალოების (unismooth) ფილტრაციის სახელწოდებით. რომლითაც ხდება ხმაურშემცველი სიგნალის ხმაურისაგან გასუფთავება Mathcad პროგრამის გარემოში.

ამ შემთხვევაში ფილტრაციის ოპერაცია ხორციელდება მათემატიკაში ხშირად გამოყენებული ფუნქციათა ნახვევის საშუალებით. ფილტრაცია ხორციელდება ბირთვის (ანუ ფანჯრის) გადაადგილებით მარცხნიდან-მარჯვნივ (ან ზევიდან-ქვევით). unismooth(M) ფუნქცია ითვალისწინებს ბირთვს.

$$K := \frac{1}{9} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

$$M1 := \begin{pmatrix} 0 & 4 & 8 & 12 & 12 & 11 \\ 1 & 5 & 9 & 12 & 12 & 10 \\ 2 & 6 & 10 & 12 & 12 & 9 \\ 3 & 7 & 11 & 12 & 12 & 8 \end{pmatrix}$$

$$\text{unismooth}(M1) = \begin{pmatrix} 2.5 & 4.5 & 8.333 & 10.833 & 11.5 & 11.25 \\ 3 & 5 & 8.667 & 11 & 11.33 & 11 \\ 4 & 6 & 9.333 & 11.333 & 11 & 10.25 \\ 4.5 & 6.5 & 9.667 & 11.5 & 10.833 & 10.25 \end{pmatrix}$$

The smoothed value at (2,2)

$$\frac{5+9+12+6+10+12+7+11+12}{9} = 9,333$$

The smoothed value at (3,5)

$$\frac{12 + 9 + 12 + 8}{4} = 10.25$$

შემდეგ სურათებზე მოცემულია ხმაურდადებული გამოსახულება "Rose" და ფილტრაციის შედეგად მიღებული გამოსახულება

$R := M$

$R := \text{addnoise}(R, .01, 150)$

$RS := \text{unismooth}(R)$

$RSSS := \text{unismooth}(RS)$

$RSS := \text{unismooth}(RS)$



R



RSSS

ნახ. 2.3.1.1 ხმაურდადებული გამოსახულება ნახ. 2.3.1.2 ფილტრაციის შედეგი

ნახ. 2.3.1.3-ზე და ნახ. 2.3.1.4-ზე მოცემულია გამოსახულებაზე $\text{censmooth}(M)$ ფუნქციის ზემოქმედება სადაც $M=R$. ეს ზემოქმედება გამოწვეულია გამოსახულებისა და k ბირთვის ნახვევით.



R



central

ნახ. 2.3.1.3 ხმაურდადებული გამოსახულება ნახ. 2.3.1.4 გაფილტრული, როცა $M=R$

$$K := \frac{1}{10} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

ანხორციელებს M-ისა და K-ს ნახვევის ოპერაციას. 5×5 ბირთვის შემთხვევაში ვლემულობთ შედეგს, რომელიც უფრო მეტად დღაბნის მკვეთრ გადასვლებს. ე.ი. ის ანხორციელებს უფრო დაბალი სიხშირეების ფილტრაციას ვიდრე 3×3 ბირთვის შემთხვევაში.

$$K := \frac{1}{25} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

გასაშუალოების ოპერაციას აკეთებს აგრეთვე centsმო oth ან orthsmo-oth ფუნქციები, ამ შემთხვევაში ბირთვის აქვს შემდეგი სახე,

$$K := \frac{1}{32} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 4 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

აქ კი უფრო შენარჩუნდება მკვეთრი გადასვლები, რადგანაც ამ ბირთვის (მატრიცას) გააჩნია უფრო დიდი წონითი კოეფიციენტები ბირთვის (მატრიცის) ცენტრში.

$$Q := \text{centrai} \quad \text{MSE2} := \text{immse}(R,Q), \quad \text{MSE2}=142.894$$

2.3.2. ფილტრაცია ვინერის ფილტრის გამოყენებით,

Wiener2d(M-h-W)

M - არის მატრიცა, რომელიც ასახავს გამოსახულებას; Win h - ლოკალური ფანჯრის სიმაღლე, რომელიც არ უნდა აღემატებოდეს M-ს.

W- ლოკალური ფანჯრის სვეტების რაოდენობა, რომელიც არ შეიძლება აღემატებოდეს M მატრიცის სვეტების და სტრიქონების რაოდენობას.

როგორც ზემოთაც ითქვა, Mathcad პროგრამაში ძირითადი ოპერაციების გამოყენება ხდება მზა ფუნქციების საფუძველზე ერთ-ერთ მათგანს წარმოადგენს ფილტრაციის პროცესის რეალიზაცია Wiener2d(M,h,Win W) ფუნქციის საფუძველზე. ეს ფუნქცია აფორმირებს ორგანზომილებიან 2d Wiener (ვინერის ფილტრაციას). Wiener ფილტრი წარმოადგენს ერთ-ერთ

პირველ მეთოდს, რომელიც გამოიყენებოდა სიგნალებში (გამოსახულებებში) ხელშემღების ზემოქმედების შემცირებისათვის.

ამ შემთხვევაში ადიტიური ხმაური აღიწერება, როგორც სტაციონალური შემთხვევითი პროცესი. ვინერის ალგორითმი უზრუნველყოფს საწყისს და ფილტრაციის შემდეგ აღდგენილ გამოსახულებებს შორის საშუალოკვადრატული ცდომილების მინიმიზაციას

ვინერის ფილტრი წარმოდგენს დაბალსიხშიროვან ფილტრს, რომელიც გამოყოფს დაბალი დეტალების არეებს, ხოლო მაღალი დეტალების არეში ტოვებს იმ დეტალებს, რომლებიც მიეკუთვნებიან კონტურებს და სხვას, რომლებსაც ახასიათებს თვისებები მაღალი დისპერსიით და გააჩნიათ მაღალი სიმძლავრე.

„ვანჯრის“ ზომა განსაზღვრავს სიხშირის ჩამოჭრის არეს: ფართო ვანჯრები შეესაბამებინ უმდაბლეს სიხშირის ჩამოჭრას, ე.ი. უფრო დიდ გადაზნას და ხმაურის მკვეთრ შემცირებას.

ჩვენ გამოვიყენეთ ორგანზომილებიანი Wiener ფილტრი, რომელიც Mathcad პროგრამაში მოცემულია Wiener2d ფუნქციით.

ერთგანზომილებიან გარდაქმნის ალგორითმს აქვს შემდეგი სახე

$$Y := \mu_x + (X - \mu_x) V_x / (V_x + V_n)$$

სადაც μ_x - შერჩეულ ფანჯარაში მყოფი X პიქსელების საშუალო მნიშვნელობაა, ხოლო V_x - X პიქსელის დისპერსია. V_n -ხმაურის დისპერსიაა, $X - \mu_x$ არის სხვაობა თითოეულ პიქსელსა და საშუალო მნიშვნელობას შორის.

განვიხილოთ ტესტური გამოსახულება, რომელიც მოცემულია შემდეგი პარამეტრებით:

$$\begin{array}{lll} i:=0..75 & j:=0..95 & M_{i,j} := 0 \\ i:=20..6C & j:=20..8C & M_{i,j} := 1 \end{array}$$

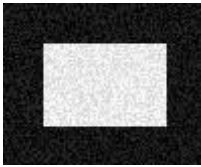
ამ გამოსახულებას დავადეთ თანაბრად განაწილებული ხმაური, რომელიც მოიცავს 8000 მნიშვნელობას და ეს მნიშვნელობები მიეკუთვნება -0,1-დან +0,1-მდე შუალედს.

შედეგად გვექნება ხმაურის მნიშვნელობები, რომელიც უდრის $7,034 \times 10^{-4}$.

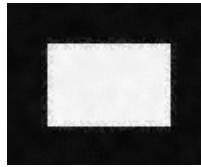
$i:=0..75$ $j:=0,95$ $N_{i,j}:=\text{ხმაური}.i.100+j$

$L:=M+N$ არის ხმაურდადებული გამოსახულება

$F:=\text{Wiener2d}(L,7,7)$ არის Wiener ფილტრაციის შემდეგ მიღებული გამოსახულება, რომლის ფანჯრის ზომა უდრის 7×7 ელემენტს. ჩვენ ვხე-



scale(L, 0, 255)



scale(F, 0, 255)

დავთ, რომ ხმაური თითქმის აღმოიფხვრა (გაიფილტრა), მაგრამ თეთრი ოთხკუთხედის გარშემო დარჩა ზოლი, რომელიც მოიცავს ხმაურს, ეს არის სასაზღვრო ზოლი.

მეორე ექსპერიმენტის შემთხვევაში ფანჯრის ზომა დავაპატარავეთ 3×3 -მდე. გაფილტრულ გამოსახულებაში ვხედავთ „ხმაურის“ გასაშუალოებულ მნიშვნელობებს.



scale(F, 0, 255)

ეხლა განვიხილოთ რეალური გამოსახულება, როდესაც დავადეთ ნორმალურად განაწილებული (გაუსის) ხმაური მთლიანი გამოსახულების ყველა ანათვალს.



scale(M, 0, 255)

$M:=\text{READ-IMAGE}("D:\text{LEAVES}")$
 $\text{sizeM}:=\text{სტრქ.}(M).\text{სვეტი}(M)$
 $\text{ხმაური}:=\text{ნორ}(\text{size M}, 0,25)$
 $i:=0..\text{სტრიქ} \quad (M)-1$
 $j:=0..\text{სვეტი}(M)-1$

ნახ. 2.3.2.1 ხმაურდადებული გამოსახულება

$N_{ij}:=\text{ხმაური}[\text{სვეტი}(M)+j]$ $L:=M+N$



scale(L,0,255)



scale(F,0,255)

2.3.2.2 გაფილტრული გამოსახულება

ნახ. 2.3.2.3 ვინერის ვილტრაციის შედეგი

ვინერის ფილტრის მოქმედების შედეგად მივიღეთ გაფილტრული გამოსახულება F ნახ. 2.3.2.3

$$F:=Wiener2d(L,5,5) \text{ cols}(F)=256$$

2.3.3. წრფივი „გასაშუალოებული“ და მედიანური ფილტრაციის შედარება

ხმაურის ფილტრაცია შეიძლება მოხდეს სხვადასხვა ხერხით, რომელიც დამოკიდებულია დასმულ ამოცანაზე და „ხმაურის“ განაწილების კანონზე [43]



orig

ნახ. 2.3.3.1 საწყისი გამოსახულება



noisy

ნახ. 2.3.3.2 ხმაურდადებული გამოსახულება



smooth



med

ნახ.2.3.3.3 smooth ფუნქციით გაფილტრული გამოსახულება ნახ. 2.3.3.4 მედიანური ფილტრით გაფილტრული გამოსახულება
 Mathcad პროგრამაში ხმაურის გენერირება ხდება „addnoise” ფუნქციის გამოყენებით. შევადაროთ ფილტრაციის ორი ალგორითმი, წრფივი „გასაშუალოებული” და მედიანური.



edge1



edge2

ნახ.2.3.3.5 საწყის სურათში გამოყოფილი კონტურები ნახ. 2.3.3.6 smooth ფუნქციით გაფილტრული კონტურების სურათი
 უნდა აღინიშნოს, რომ მედიანური ფილტრაცია არ შლის კონტურებს ისე როგორც გამასაშუალოებელი ფილტრი რაც კარგად ჩანს ქვემოთ მოყვა-

ნილი სურათიდან. აქ კონტურების გამოყოფა ხდება prewitt ფუნქციის გამოყენებით.



edge3

ნახ. 2.3.3.7 მედიანური ფილტრით გაფილტრული სურათი

ეხლა განვიხილოთ გაუსის ხმაურის ე.ი. ნორმალურად განაწილებული ხმაურის ზემოქმედება გამოსახულებაზე.



gnoisy

ნახ. 2.3.3.8 გაუსის ხმაურდადებული გამოსახულება



gsmooth

ნახ. 2.3.3.9 გასაშუალოებული ფილტრაციის შედეგად მიღებული სურათი

ვხედავთ, რომ ამ შემთხვევაში მედიანა კარგავს თავის მკვეთრ უპირატესობას.



gmed

glow

ნახ.2.3.3.10 მედიანური ფილტრაციის შედეგად მიღებული გამოსახულება

ნახ. 2.3.3.11 გაუსის ფუნქციის გამოყენებით მიღებული სურათი

მედიანური ფილტრაციის უპირატესობა კარგად ჩანს აგრეთვე ჰისტოგრამებზე

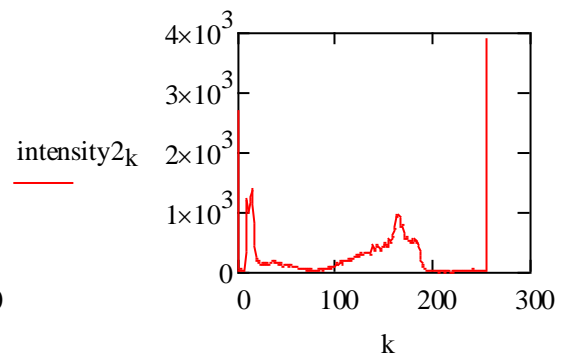
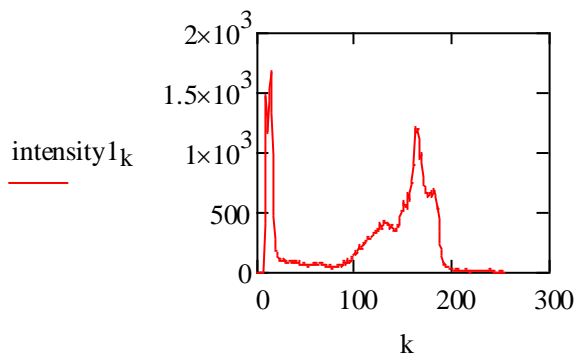
intensity1:= imhist(orig,256)

intensity2:= imhist(noisy,256)

intensity3:= imhist(smooth,256)

intensity4:= imhist(med ,256)

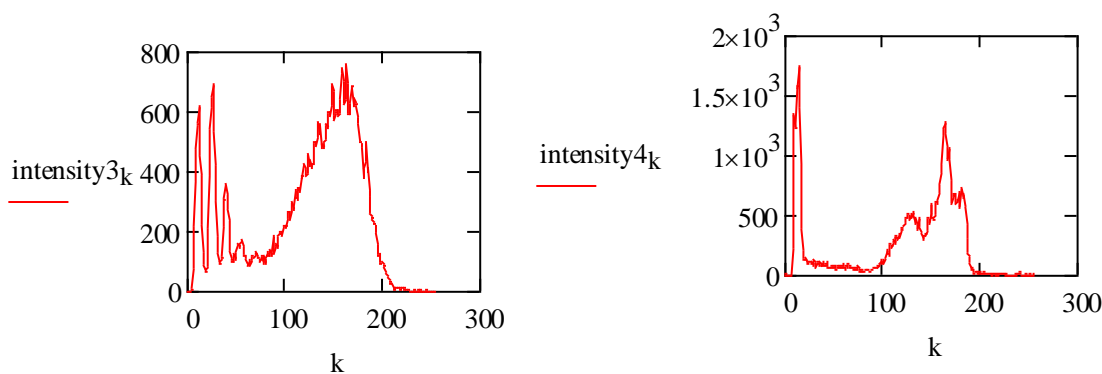
k := 0..length(intensity1) - 1



ნახ.2.3.3.12 საწყისი გამოსახულების ჰისტოგრამა

ნახ.2.3.3.13 ხმაურდადებული გამოსახულების ჰისტოგრამა

ვხედავთ, რომ მედიანური ფილტრაციის შედეგად მიღებული ჰისტოგრამა თითქმის უახლოვდება საწყისი გამოსახულების ჰისტოგრამას.



ნახ.2.3.3.14 smooth ფუნქციით გაფილტრული გამოსახულების ჰისტოგრამა

ნახ.2.3.3.15 მედიანური ფილტრით გაფილტრული გამოსახულების ჰისტოგრამა

შემდეგი ექსპერიმენტის მიზანი იყო გამოგვეკვლია ვეივლეტ-გარდაქმნის მაფილტრირებელი თვისებები ისეთი სახის მონაცემებზე, რომლებიც თავიდანვე „მოიცავენ ხმაურს“, შემოტანილს საზომი საშუალებების ცდომილებებით. Mathcad პროგრამულ გარემოში საკმაოდ მარტივად შეიძლება მოხდეს ციფრული სიგნალების და მათი ძირითადი ამოცანების რეალიზაცია [44]. ჩვენ ვიყენებთ ვეივლეტ-გარდაქმნის შესაძლებლობებს ხმაურის აღმოფხვრისათვის და შესაბამისი ალგორითმების შედგენა და ექსპერიმენტული შემოწმება შესრულებულია Mathcad პროგრამულ გარემოში. ექსპერიმენტები ჩავატარეთ რამოდენიმე გამოსახულებაზე, რომლის ზომა იყო 256×256 ხოლო პიქსელების ინტენსივობა იცვლებოდა (0,255) დონეების ინტერვალში. ნახ. 2.3.3.16-ზე მოცემულია სატესტო გამოსახულება ხოლო ნახ. 2.3.3.17-ზე ხმაურდადებული გამოსახულება სტანდარტული ფუნქციის addnoise მეშვეობით

$$M:=\text{READBMP}("C:\text{Program Files}\text{Mathcad}\text{Mathcad } (2.3.3.1)$$

14\Handbook\improc\camera")

$$N:=\text{addnoise}(M,0.4,40) \quad (2.3.3.2)$$

2.3.3.2 გამოსახულებაში ბოლო პარამეტრი ასახავს ხმაურის დონეს. შემდეგ ხდება ამ ხმაურიანი გამოსახულების ვეივლეტ-ტრანსფორმანტის მიღება wave2d(N,7) ფუნქციით, სადაც 7 აღნიშნავს კოდირების დონეს ხოლო N

არის ხმაურდადებული გამოსახულება.



M



N

ნახ.2.3.3.16 სატესტო გამოსახულება ნახ.2.3.3.17 ხმაურდადებული გამოსახულება

კოდირების დონე აჩვენებს თუ რამდენჯერ შემცირდა გარჩევისუნარიანობა (2^{7-1} -ჯერ). ტრანსფორმანტის მიღების შემდეგ ხდება ტრანსფორმანტაში კოეფიციენტების სორტირება. თუ კოეფიციენტის მნიშვნელობა ნაკლებია ზღურბლის მნიშვნელობაზე იგი უტოლდება ნულს და ის არ გადაიცემა. თუ მეტია, მაშინ იგი მუშავდება Donoho და Jonstone მეთოდით [22].

აღდგენილი გამოსახულება მოცემულია ნახ.2.3.3.18-ზე. მიღებული სურათი ადასტურებს ვეივლეტ-გარდაქმნის მაფილტრირებელ თვისებას. შედარებისათვის ამავე პირობებში საწყისი გამოსახულება დავამუშავეთ ორთოგონალური ფილტრით და მედიანური ფილტრით.

შედეგებმა გვიჩვენა, რომ ორთოგონალური ფილტრების გამოყენებისას სიგნალ-ხმაურის ფარდობის პიკური მნიშვნელობა უდრიდა 18,47დბ-ს, მედიანური ფილტრის შემთხვევაში კი გაუტოლდა 21,26დბ-ს. ვეივლეტ-ტექნოლოგიით განხორციელებულმა ფილტრაციამ განაპირობა მნიშვნელობა 24,7დბ.

ამ ექსპერიმენტმა ცხადყო ვეივლეტ-გარდაქმნის გამოყენების მიზანშეწონილობა შემთხვევითი შეცდომების ინფორმაციაზე ზეგავლენის ანალიზისა და ფილტრაციისათვის



scale(recons,0,255)

ნახ. 2.3.3.18 ალდგენილი გამოსახულება

შემდეგი ექსპერიმენტის მიზანი იყო იმის გარკვევა, თუ როგორ იცვლება ალდგენილი გამოსახულების ხარისხი, მოცემული სიგნალ/ხმაურის ფარდობის კრიტერიუმით, როცა ხელშემლის (ხმაურის) დონე იცვლება სისტემის შესასვლელზე სხვადასხვა ალბათობისათვის $P=0,2; 0,5; 0,7$. შედეგები მოცემულია ცხრილში, რომლის მიხედვით აგებულია შესაბამისი

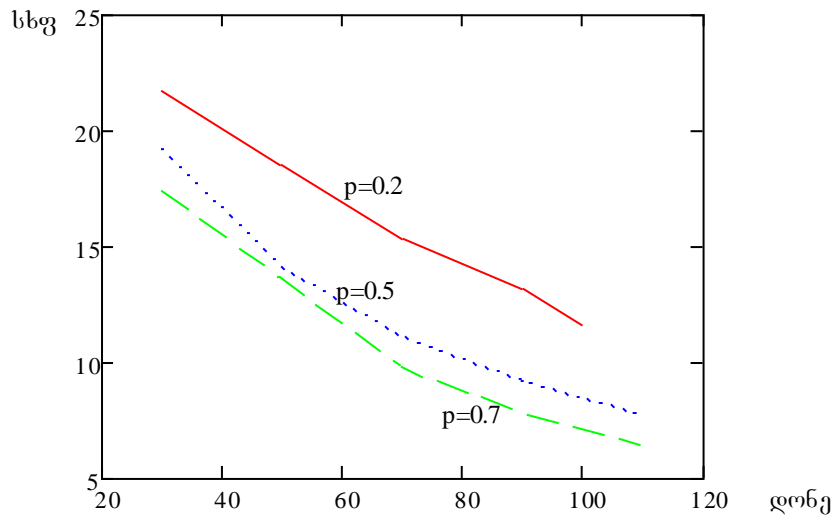
გრაფიკები

ცხრილი 6 შემთხვევითი შეცდომების ვეივლეტ ფილტრაციის მაჩვენებლები

გამოსახულების სახე	შეცდომის ალბათობა	ხელშემლათა მაქსიმალური დონის მნიშვნელობა	სხვ შესასვლელზე	სხვ გამოსასვლელზე
Camera	0.2	30	20.38	21.7
		50	16.04	18.5
		70	13.25	15.37
		90	11.15	13.16
		100	9.75	11.63
Camera	0.5	30	5.79	19.21
		50	7.22	14.7
		70	9.17	11.15
		90	12.03	9.26
		110	16.43	7.74
Camera	0.7	30	14.9	17.43
		50	10.57	13.65
		70	7.72	9.77
		90	5.74	7.84
		110	4.32	6.43

მიღებული შედეგების ანალიზი გვამჩნევს საშუალებას გავაკეთოთ შემდეგი დასკვნები 1. ხმაურის დონის გაზრდა (იხილეთ ცხრილი 6-ის მე-3 სვეტი) იწვევს შემავალი სიგნალის სიგნალ/ხმაურის ფარდობის შემცირებას საშუალოდ 2-3 დბ-ით, ხმაურის ალბათობის ყველა მნიშვნელობისათვის. 2. ვეივლეტ-გარდაქმნის Donoho და Jonstone მეთოდით გამოყენება აუმჯობესებს ალდგენილი გამოსახულების ხარისხს, როგორც

სუბიექტური შეხედვით ასევე რაოდენობრივად სიგნალ/ხმაურის ფარდობის მნიშვნელობის გაზრდით 2~3 დბ-ით.



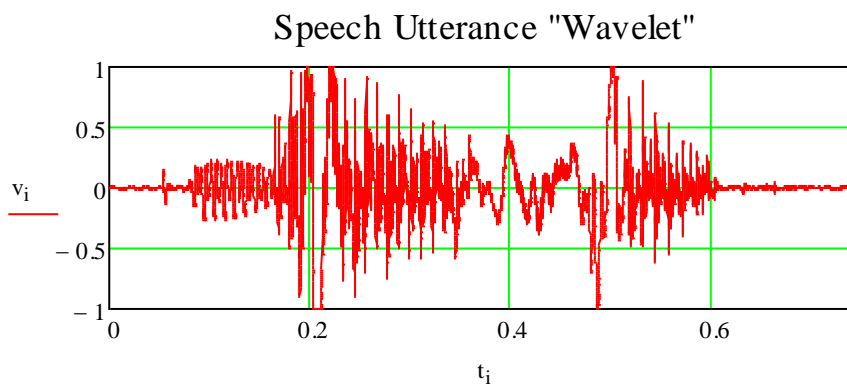
ნახ. 2.3.3.19. დეკოდერის გამოსასვლელზე მიღებული გამოსახულების სხფ-ის დამოკიდებულება შეცდომების დონესთან

2.4. ფურიე გარდაქმნის ანალიზი და შედარება ვეივლეტ-გარდაქმნასთან

ცხადია, რომ შემთხვევითი შეცდომების ე. ი. ხმაურისა და ხელშეშლების პირობებში ინფორმაციის გადაცემის ეფექტურობის მაჩვენებელი მცირდება. ეს შემცირება განპირობებულია როგორც ინფორმაციის შეკუმშვით, დაკვანტვით, ინფორმაციის წყაროში და გადაცემის არხში არსებული ხმაურის და ხელშეშლების ზემოქმედებით. საჭიროა რაოდენობრივად შეფასდეს ან გაიზომოს მიღებული დანაკარგები. ტექნიკურ ამოცანებში ეს შეფასება ხდება როგორც სტატისტიკური ან გასაშუალოებული კრიტერიუმების მოხედვით ისე ცდომილებათა ჰისტოგრამების მიღების საშუალებით და სხვაობითი სურათის მიღებით. აღდგენილი გამოსახულების ხარისხის რაოდენობრივი შეფასების კრიტერიუმად ვიყენებთ სიგნალ/ხმაურის ფარდობის პიკურ მნიშვნელობას (PSNR) მოცემულს dB-ში. Mathcad პროგრამის გარემოში, არსებული ფუნქციების საფუძველზე, ამ პარამეტრების შეფასება ხდება საკმარისად მარტივად.

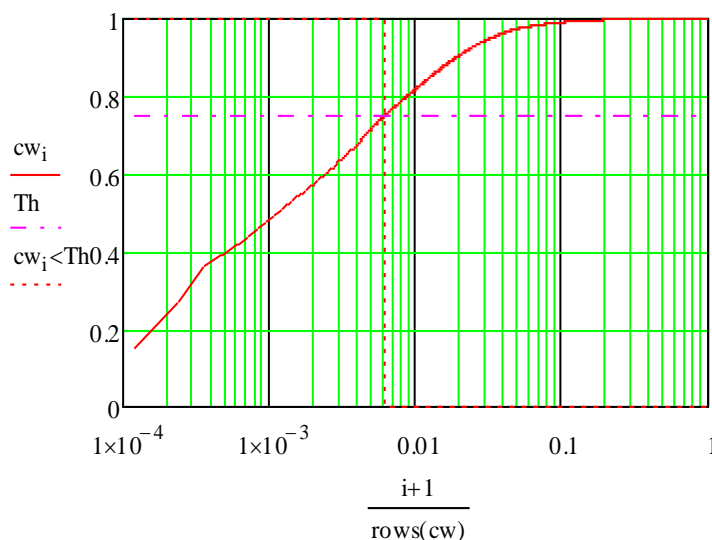
შემდეგი ექსპერიმენტი ეხებოდა ვეივლეტ-გარდაქმნისა და ფურიე-გარდაქმნის შედარებას. ამისათვის გამოვიყენეთ სიგნალი, რომელიც აღიწერება სიტყვა „Wavelet” გახმოვანების დროს ნახ 2.4.1

ხშირ შემთხვევაში ვეივლეტ-გარდაქმნა გამოიყენება მონაცემების შეკუმშვის მიზნით [45]. ეს კი განპირობებულია იმით, რომ სიგნალის ან გამოსახულების ძირითადი ენერგია კონცენტრირდება რამოდენიმე კოეფიციენტში. მაგალითისათვის განვიხილოთ ნახ.2.4.1-ზე მოცემული სიგნალისათვის შემდეგი ვეივლეტ-დისკრეტული გარდაქმნა (DWT).



ნახ 2.4.1 სიგნალი რომელიც აღწერს სიტყვა „wavelet”-ის გახმოვანებას

```
J:=MaxDWTLevel(v)-2  filter:= coiflet(18)  N:=rows(v)
W:= dwt(v, j, filter)  Th:= .75  i:= 0..N-1
cw:= Concentration (w)
```



ნახ. 2.4.2 ვეივლეტ დისკრეტული გარდაქმნა DWT ფუნქციით

ორდინატთა ღერძზე გადაზომილია სიგნალის ენერგია და შესაბამისი ზღურბლი. ნახაზ.2.4.2-დან კარგად ჩანს, რომ ვეივლეტ-გარდაქმნა კონცენტრირებას უკეთებს ენერგიას. იგი მოიცავს მთლიანი კოეფიციენტების 10%-ს, ხოლო კოეფიციენტების 75%-ი ნაკლებია ზღურბლზე. აბცისთა ღერძზე 0,01 მნიშვნელობის გადაკვეთა 0,75-თან და მარჯვნივ მოთავსებულია ენერგიის რაოდენობა, რომელიც აღემატება ზღურბლს და უფრო მეტიც იგი არის 0,01 და 0,1 მნიშვნელობებს შორის. ეს კი თვალნათლივ უჩვენებს სიგნალის შეკუმშვას და შემდგომში მის აღდგენას უფრო მნიშვნელოვანი კოეფიციენტების მეშვეობით.

შევადართ ფურიე-გარდაქმნის (FET) შეკუმშვის უნარი ვეივლეტ გარდაქმნასთან. (FET) გარდაქმნისათვის შეკუმშვის ფარდობითი კოეფიციენტი აღვნიშნოთ CR-ით.

CR: =9
 ft: =cfft(v) cF: =Concentration(ft)
 recon_{fft}: =icfft(Compress(ft,CR) }

აქვე ვაწარმოთ ვეივლეტ-გარდაქმნა ამავე CR მნიშვნელობისათვის

wt: =dwt(v,j,filter) cW: =Concentration(wt)
 recon_{dwt}: =idwt(Compress(wt,CR),j,filter)

შემდეგ ეტაპზე შეკუმშვისათვის გამოვიყენოთ ვეივლეტ-პაკეტი-WPT

Tw: =WPt(v,j,filter)
 entropy(x): =-x².log(x²)
 basis:= best-basis(Tw,basis)
 wP: =extract-basis(Tw,basis)
 cP: = Concentration(wR)
 recon_{wRt}: =iwPt(Compress(wP,cR),basis,filter)

გამოვიყენოთ აგრეთვე კოსინუს-გარდაქმნა

Tc := lct(v, J, box)
 Flatten(A) := $\left| \begin{array}{l} v \leftarrow A^{(0)} \\ \text{for } L \in 1.. \text{cols}(A) - 1 \\ v \leftarrow \text{stack}(v, A^{(L)}) \\ v \end{array} \right.$

```

findThresh (T, Percent) :=
  V ← T1
  for L ∈ 2..rows(T) - 1
    V ← stack(V, TL)
  V ← Flatten(V) if cols(V) > 1
  V ← sort( $\overrightarrow{|V|}$ )
  Vfloor(rows(V)·Percent)

```

cL9 := Concentration(wc)

thresh (x) := $|x| > \text{thresholdbasis}$

basis := best_basis (Tc, thresh)

wc := extract_basis (Tc, basis)

cL5 := Concentration(wc)

i := 0..rows(cL5) - 1

thresholdbasis := findThresh (Tc, .9)

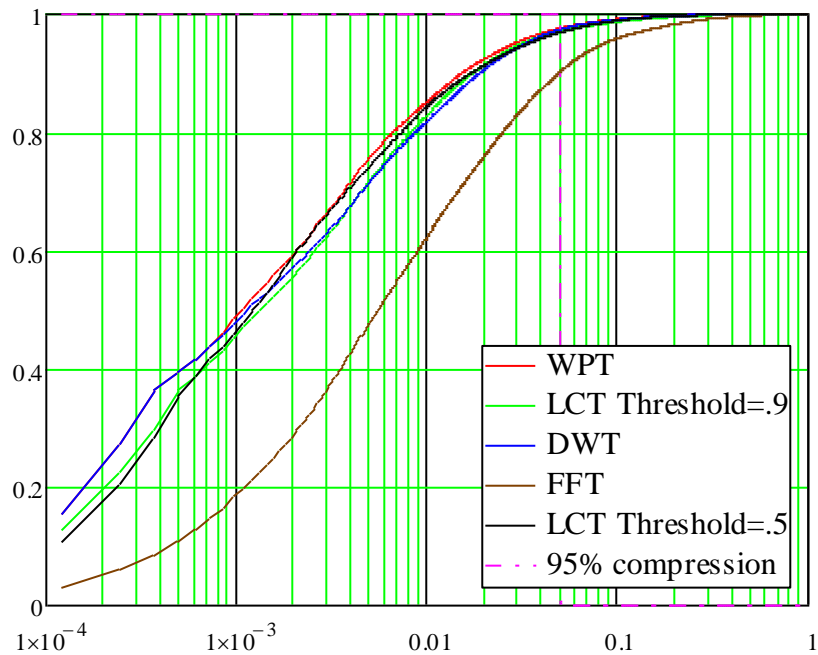
thresh (x) := $|x| > \text{thresholdbasis}$

basis := best_basis (Tc, thresh)

wc := extract_basis (Tc, basis)

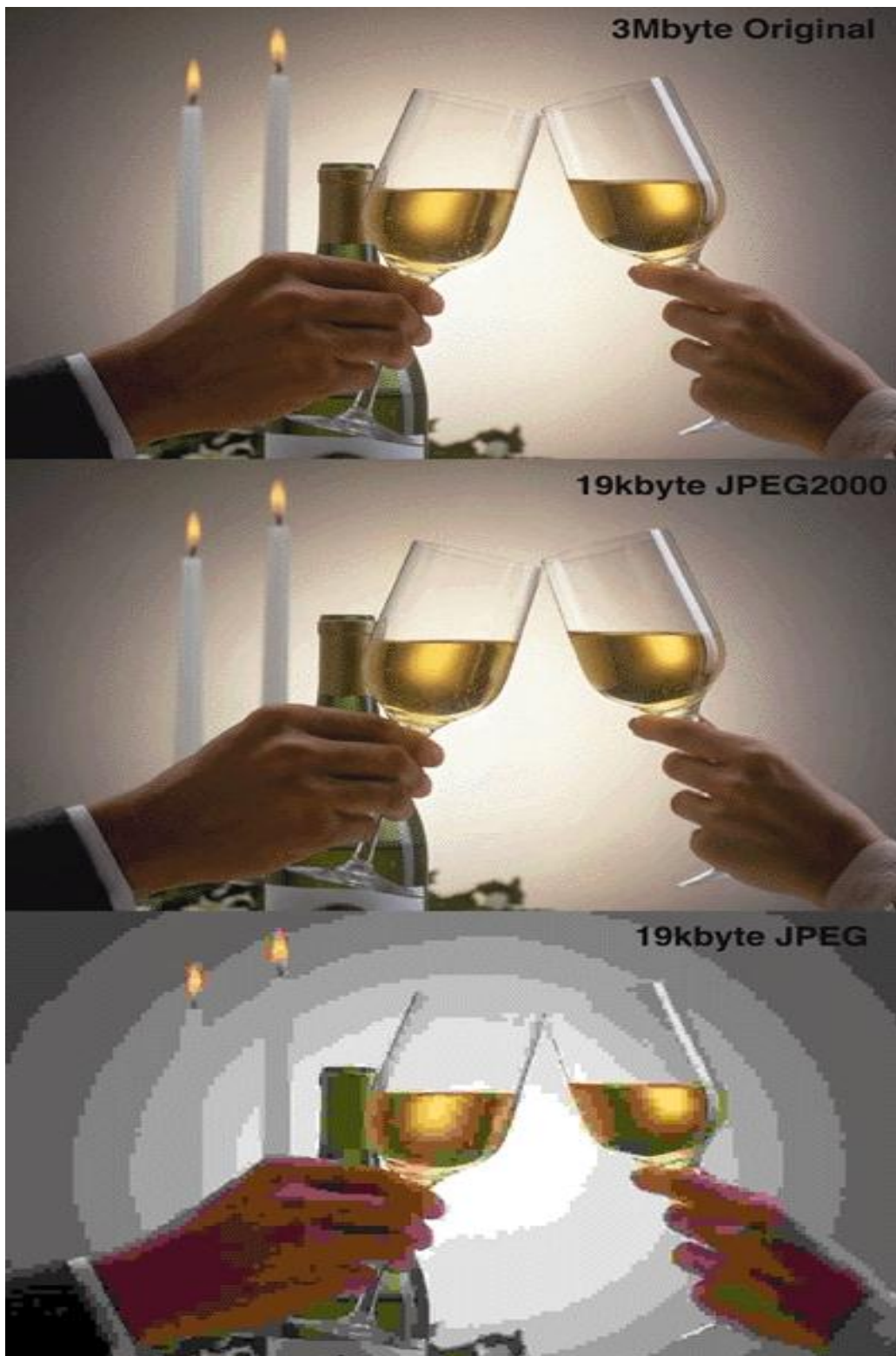
cL9 := Concentration(wc)

recon_{lct} := ilct(Compress (wc, CR), J, basis, box)



ნახ.2.4.3 ფურიე და ვეივლეტ გარდაქმნების შედარება შეკუმშვის თვალსაზრისით

ნახ 2.4.3-ზე მიღებული გრაფიკის ანალიზი გვიჩვენებს, რომ შეკუმშვის



ნახ.2.4.4 JPEG 2000 სტანდარტის შედარება JPEG სტანდარტთან თვალსაზრისით უკეთესი შედეგი მიიღება ვეივლეტ-გარდაქმნის დროს.

თუ ვეივლეტ-გარდაქმნას შევადარებთ ფურიეს გარდაქმნასთან მას, როგორც უკვე აღვნიშნეთ შეკუმშვის თვალსაზრისით გააჩნია უპირატესობა. გარდა ამისა იგი საშუალებას იძლევა სივრცეში და დროში დინამიკურად გაზარდოს გამოსახულების გარჩევისუნარიანობა. ამ უკანასკნელის სახით იგულისხმება გამოსახულების მხოლოდ ლოკალური ნაწილის გარჩევითობის გაზრდა [46]. ნახ.2.4.4-ზე წარმოდგენილ სურათებზე მოცემულია ფურიეს გარდაქმნისა და ვეივლეტ-გარდაქმნის საშუალებით განხორციელებული ორგანზომილებიანი გამოსახულების შეკუმშვის თვალნათლივი ხარისხობრივი შედარება სადაც ცხადად ჩანს ვეივლეტ-გარდაქმნის უპირატესობა. ეს სურათები მიღებულია გამოსახულების, JPEG 2000 და JPEG სტანდარტების შედარების შედეგად, 1999 წელს დამუშავებული იქნა გამოსახულებათა შეკუმშვის ახალი სტანდარტი რომელსაც ეწოდა JPEG 2000. იგი განკუთვნილი იყო JPEG სტანდარტის ალგორითმის შესაცვლელად. ამასთანავე JPEG სტანდარტში გამოყენებულია ფურიეს გარდაქმნა, მაშინ როდესაც JPEG 2000 -ში გამოყენებულია ვეივლეტ-გარდაქმნა, რამაც განაპირობა აღდგენილი გამოსახულების ხარისხის მკვეთრი გაუმჯობესება.

2.5. ფრაქტალების მეთოდის გამოყენება შეკუმშვისა და ფილტრაციის თვალსაზრისით

2.5.1. ფრაქტალური კოდირების გამოყენება ინფორმაციის შეკუმშვის ასპექტში

ფრაქტალების აგების მაგალითებიდან ჩანს [47-48], რომ ამ სახით მიღებული გამოსახულება შეიძლება ძალიან გავდეს რეალურს. ფრაქტალური გეომეტრიის გამოყენებით შეიძლება მივიღოთ რეალური გამოსახულება: ფოთლების, ბალახის, ხეების, მდინარეების და ბუნების სხვა ობიექტების. თანაც ყოველთვის ფრაქტალების სიმრავლის (გამოსახულების) გენერაციის დროს გამოიყენება მხოლოდ კოეფიციენტების მატ-

რიცა რომელიც შეიცავს აფინური გარდაქმნის შეკუმშვის კოეფიციენტებს. აღსანიშნავია, რომ მონაცემთა მოცულობა, რომელიც შეიცავს მატრიცის ელემენტებს როგორც წესი ბევრჯერ ნაკლებია გენერირებულ გამოსახულებაზე. ამრიგად, ზოგიერთი რეალური გამოსახულება შეიძლება აღწეროს აფინური გარდაქმნის კოეფიციენტებით და მოვახდინოთ ატრაქტორის გენერირება ნებისმიერი მასშტაბით. ასეთი მიდგომით ზოგჯერ შესაძლებელი ხდება მივიღოთ შეკუმშვის საკმაოდ დიდი კოეფიციენტები 1:1000-დან 1:10000-მდე. გარდა ამისა გენერირებული გამოსახულების შეკუმშვის მასშტაბი ფრაქტალების გამოყენებით შეიძლება იყოს ნებისმიერი კარგი ხარისხის ვიზუალური დაკვირვების შენარჩუნებით.

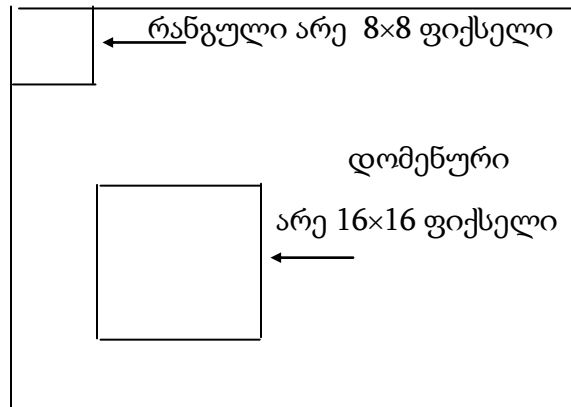
გამოსახულების ფრაქტალური შეკუმშვის დროს გამოიყენება შემდეგი სახის სამგანზომილებიანი შეკუმშვის გარდაქმნა სადაც მესამე კოორდინა-

$$T \begin{vmatrix} X \\ Y \\ Z \end{vmatrix} = \begin{bmatrix} a & b & 0 \\ c & d & 0 \\ 0 & 0 & P \end{bmatrix} \begin{vmatrix} X \\ Y \\ Z \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} l \\ f \\ q \end{vmatrix}$$

ტა Z შეესაბამება გამოსახულების ანათვლის სიკაშკაშის მნიშვნელობას.

დავუშვათ შეირჩევა პირველი შემკუმშავი გარდაქმნა, რომელმაც უნდა აღწეროს გამოსახულების უბანი, მაგალითად 8x8 ფიქსელი (ნახ.2.5.1.1), რომელსაც ეწოდება რანგული. ამისათვის კოდირებულ გამოსახულებაში გადაისინჯება ყველა შესაბამისი დიდი ზომის უბანი, მაგალითად, 16x16 ფიქსელი (დომენი) და მის მიმართ გამოიყენება T1 შემკუმშავი გარდაქმნა. ამ გარდაქმნის კოეფიციენტები შეირჩევა იმგვარად, რომ გამოსახულების შეკუმშული არე შეესაბამებოდეს 8x8 ზომის ანათვალს და განლაგდეს რანგული არის ადგილას. შეკუმშული დომენური და რანგული არეების საუკეთესო შესაბამისობისათვის საჭიროა გადავარჩიოთ ყველა შესაძლო ვარიანტი და მათ შორის შევირჩიოთ ის, რომლისათვისაც d ზომა იქნება

მინიმალური. ამრიგად, შეკუმშვის მიზანს წარმოადგენს შემკუმშავი გარდაქმნის $T_i(x), i=1, n$ მინიმალური რაოდენობის განსაზღვრა, რომელიც აღწერს გამოსახულებას საუკეთესო d ხარისხით. ხარისხიანი აღწერის ქვეშ იგულისხმება საშუალოკვადრატული ზომა საწყის X და გარდაქმნილ \bar{X} გამოსახულებას შორის



ნახ. 2.5.1.1 ფრაქტალურ კოდირებაში რანგების და დომენების წარმოდგენა

$$d = \sqrt{\frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (x_{i,j} - \bar{x}_{i,j})^2}$$

დღეისათვის გამოსახულების ფრაქტალური შეკუმშვის დროს შემკუმშავი გარდაქმნის შერჩევა არის ძირითადი პრობლემა, რადგანაც ვარიანტების ყველა შესაძლო გადარჩევა წარმოადგენს ასტრონომიულ ციფრს, ამიტომ პრაქტიკაში შემოიფარგლებიან შესაძლო ვარიანტების შერჩევით. მაგალითად ხდება არეების შეზღუდვა შემდეგი სახით.

1. ყველა არე წარმოადგენს კვადრატებს გვერდებით, რომლებიც პარალელურია გამოსახულების. ეს შეზღუდვა საკმაოდ მკაცრია. ფაქტიურად ჩვენ ვცდილობთ აპროქსიმაცია გავუკეთოთ ყველანაირ გეომეტრიულ ფიგურას მხოლოდ კვადრატებით.

2. დომენური არის რანგულში გადაყვანის დროს ზომის შემცირება ხდება ზუსტად ორჯერ. ეს კი მნიშვნელოვნად ამარტივებს როგორც კომპრესორს ისე დეკომპრესორს, რადგანაც მცირე არეების მასშტაბირების ამოცანა არატრივიალურია.

3. ყველა დომენურ ბლოკს (კვადრატებს) აქვთ ფიქსირებული ზომა, გამოსახულება თანაბარი ბადით იყოფა დომენური ბლოკების კრებულად.

4. დომენური არეები აიღება X-სა Y-ის მიმართ „წერტილებით“, რაც მაშინვე შერჩევას ამცირებს 4-ჯერ.

5. დომენური ბლოკის რანგულში გადაყვანისას კუბის მობრუნება შესაძლებელია მხოლოდ 00, 900, 1800, ან 2700 კუთხით. ასევე დასაშვებია სარკული არეკვლა. საერთო შესაძლო გარდაქმნები (ცარიელის ჩათვლით) არის 8.

6. მასშტაბირება (შეკუმშვა) ვერტიკალურად (სიკაშკაშე) ხორციელდება ფიქსირებულ რიცხვჯერ 0,75.

ბლოკების ზომის შესახებ ინფორმაცია შეიძლება შევინახოთ ფაილის დასახელებაში. ამრიგად ჩვენ დავხარჯეთ ერთ აფინურ გარდაქმნაზე 4 ბაიტზე ნაკლები. იმის და მიხედვით თუ რა ზომისაა ბლოკი ჩვენ შეგვიძლია გამოვთვალოთ და მივიღოთ კომპრესიის შესაბამისი ხარისხი.

მაგალითად, 256 შავთეთრი გრადაციის ფაილისათვის 512×512 პიქსელით 8 პიქსელის ზომის ბლოკისათვის აფინური გარდაქმნა იქნება 4096(512/8×512/8). თითოეულზე მოითხოვება 3,5 ბიტი. შესაბამისად თუ საწყისი ფაილი იკავებს 262144(512×512) ბაიტს (სათაურის ჩათვლის გარეშე), მაშინ ფაილი კოეფიციენტებით დაიკავებს 14336 ბაიტს. არხივაციის კოეფიციენტი არის 18-ჯერ. ამ დროს ჩვენ არ ვითვალისწინებთ, რომ ფაილი კოეფიციენტებით შეიძლება შეიცავდეს სიჭარბეს და არქივირება მოხდეს დანაკარგების გარეშე

შემოთავაზებული შეზღუდვების უარყოფითი მხარეებია:

1. იმდენად რამდენადაც ყველა არე კვადრატია, შეუძლებელია ვისარგებლოთ ობიექტების მსგავსებით, რომლებიც არ არიან კვადრატების მსგავსი (ისინი რეალურ გამოსახულებებში გვხვდებიან ხშირად);

2. ანალოგიურად ჩვენ არ შეგვიძლია ვისარგებლოთ გამოსახულებაში იმ ობიექტების მსგავსებით რომელთა მსგავსების კოეფიციენტები მკვეთრად განსხვავებულია ორისაგან;

3. ეს ალგორითმი არ შეიძლება გამოყენებული იქნას გამოსახულებაში ობიექტების მსგავსებით რომელთა შორის კუთხეები არ არის ჯერადი 900; ასეთია დანაკარგები კომპრესიის სიჩქარის გაზრდის და ფაილში კოეფიციენტების შეფუთვის სიმარტივის გამო. თვითონ შეფუთვის ალგორითმი დაიყვანება ყველა დომენური ბლოკების გადარჩევაზე და ყველა მისი შესაბამისი რანგული ბლოკის შერჩევაზე.

როგორც აღნიშნული ალგორითმიდან ჩანს, ყველა რანგული ბლოკისათვის ვაკეთებთ მის გასინჯვას ყველა შესაძლო დომენური ბლოკებით (მათ შორის რომლებმაც გაიარეს სიმეტრიის გარდაქმნა) ვპოულობთ ვარიანტს უმცირესი ზომით (უმცირესი საშუალოკვადრატული გადახრით) და ფაილში ვინარჩუნებთ ამ გარდაქმნის კოეფიციენტებს. კოეფიციენტები ეს არის 1, ნაპოვნი ბლოკის კოორდინატები, 2. რაოდენობა 0-დან 7-მდე, რომლებიც ახასიათებენ გარდაქმნის სიმეტრიას (მობრუნება, ბლოკის არეკვლა). 3. ამ წყვილი ბლოკების სიკაშკაშის ძვრა. სიკაშკაშის ძვრა გამოითვლება როგორც:

$$q = \left[\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n d_{ij} - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n r_{ij} \right] \ln^2$$

სადაც r_{ij} (R) რანგული ბლოკების პიქსელების მნიშვნელობაა, ხოლო d_{ij} (D) დომენური ბლოკების პიქსელების მნიშვნელობაა. ამ დროს ზომა განისაზღვრება;

$$d(R,D) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (0,75 r_{ij} + q - d_{ij})^2$$

ფრაქტალური შეკუმშვის ალგორითმის დეკომპრესია საკმაოდ მარტივია. საკმარისია მოვახდინოთ იმ კოეფიციენტების სამგანზომილებიანი აფინური გარდაქმნის რამდენიმე იტერაცია, რომლებიც მიღებული იყო კომპრესიის ეტაპზე.

საწყისად შეიძლება აღებული იქნას ნებისმიერი გამოსახულება რადგანაც შესაბამისი მათემატიკური აპარატი უზრუნველყოფს გამოსახულების შეკრების თანამიმდევრობას, რომელიც უძრავ გამოსახულებაზე მიღებულია იტერაციის პროცესში. როგორც წესი ამისათვის საკმარისია 16

იტერაცია. რადგანაც ჩვენს კერძო შემთხვევაში R_{ij} ბლოკისათვის თანამიმდევრულად ჩავწერეთ ერთნაირი ზომის კვადრატები, გამომდინარეობს, რომ ჩვენ თანამიმდევრულად აფინური გარდაქმნით კვადრატებით შევავსებთ გამოსახულების დაყოფის ბადეს.

2.5.2. ფრაქტალური კოდირება გადასაცემი მონაცემების (ინფორმაციის) დამახინჯების პირობებში

დღეისათვის განსაკუთრებით აქტუალურია ისეთი ეფექტური ალგორითმების მოძებნა რომლებიც გამოიყენება ჩვეულებრივ დაბალსიხშირულ არხებში ვიდეოინფორმაციის გადაცემისათვის, რათა ისინი გამოყენებულ იქნან მსოფლიო ინტერნეტის ქსელში კერძოდ, ვიდეოკონფერენციების ორგანიზებისათვის, ვიდეოსატელეფონო ქსელების შექმნაში, აგრეთვე ახალი ციფრული ტელეხედვის სისტემის შექმნაში. ჩვენ არაერთხელ აღვნიშნეთ, რომ მონაცემთა (ინფორმაციის) შემჭიდროვება მნიშვნელოვანია როგორც გადაცემის სიჩქარის გაზრდისათვის ასევე ეფექტური შენახვისათვის.

შეკუმშული ინფორმაციის არხებში გადაცემის დროს მნიშვნელოვანია გამოსახულების კოდირების საიმედოობა იმ ხელშეშლებთან დაკავშირებით, რომლებიც წარმოიქმნება გადაცემის დროს, რადგანაც მონაცემთა ნებისმიერი დამახინჯება დიდი ალბათობით იწვევს სერიოზულ შეცდომებს დეკოდირებულ გამოსახულებაში.

კოდირების ეფექტურობის საკითხები განხილული იყო წრფივი და არაწრფივი ფილტრაციის დროს. ახლა ჩვენ გვინდა ვაჩვენოთ და რაოდენობრივად შევაფასოთ, როგორ აისახება გადასაცემი მონაცემების დამახინჯება აღდგენილი გამოსახულების ხარისხზე როცა გამოყენებულია შეკუმშვის ფრაქტალური მეთოდი.

როგორც უკვე აღვნიშნეთ წინა პარაგრაფში, გამოსახულების ფრაქტალური კოდირების ნებისმიერი მეთოდი გულისხმობს კოდირებულ გამოსახულებაში დომენური და რანგული ბლოკების შექმნას. გამოსახულება,

აღწერილი f ფუნქციით, იყოფა წინასწარ მოცემული არაერთმანეთის გადამკვეთ რანგული ბლოკების რაოდენობად. კოდირების ალგორითმი ყოველი რანგული ბლოკისათვის დომენტა სიმრავლიდან შექმნის იმ დომენს რომელიც საუკეთესო მსგავსების თვალსაზრისით, გამოყენებული აფინური გარდაქმნით გადაიყვანს რანგულ ბლოკში. ამ პროცედურების შედეგად f გამოსახულება აისახება კოდურ სტრუქტურაში. კოდი ეს არის ჩამონათვალი რომელიც შეიცავს ინფორმაციას ყველა ბლოკზე, კერძოდ: როგორ მოიძებნა რანგული ბლოკი, მოცემული იმ დომენური ნომრით რომელიც აისახება ამ რანგულ ბლოკში; აფინური გარდაქმნის პარამეტრებზე, რომლის საფუძველზეც მოხდა აღნიშნული ასახვა. დეკოდირების პროცესში საწყისი გამოსახულება აღდგება იტერაციული პროცედურების შედეგად.



ნახ.2.5 2.1 ტესტური გამოსახულებები: «ЛЕНА» და «ТБС-банк».

ექსპერიმენტები ტარდებოდა ტესტურ და მოყვარულ ციფრულ გამოსახულებებზე (ნახ.2.5.2.1) ფორმატით BMP, შავთეთრი 256 გრადაციის ზომით 256×256 ფიქსელები (1 ფიქსელი-8 ბიტი).

ექსპერიმენტის შედეგები მოცემულია ნახ.2.5.2.2-ზე „LEHA” და „TBC-BANK” გამოსახულებებისათვის, როცა ხდებოდა საიმედოობის კვლევა შემთხვევითი დამახინჯებული დომენების გადაცემის დროს, რაც გარკვეული პროცენტით ცვლის დომენურ ინდექსებს. ეს პროცენტი არის ერთი ის დადგენილი პარამეტრი, რომელიც გათვალისწინებულია გამოსახულების ფრაქტალური დამუშავების პროგრამით. ანალოგიურად მახინჯდება გარდაქმნის მობრუნების ასახვის პროცენტი რომლითაც დგინდება რანგული და დომენური ბლოკების შესაბამისობა.

აღდგენილი გამოსახულების მაჩვენებლების სიზუსტის შეფასებისათვის გამოყენებული იყო: აბსოლუტური საშუალო შეცდომა (APE) და სიგნალ/ხმაურის ფარდობის პიკური მნიშვნელობა (PSNR).

$$(APE) = \frac{1}{N_{\text{სტრ}} N_{\text{გვბ}}} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N |f_{i,j} - d_{i,j}|; \text{PSNR} = \frac{(20 \log_{10}) 255}{\sqrt{1 / N_{\text{სტრ}} N_{\text{გვბ}}}} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N |f_{i,j} - d_{i,j}|$$

შეკუმშვის კოეფიციენტი იანგარიშება შემდეგი გამოსახულებით:

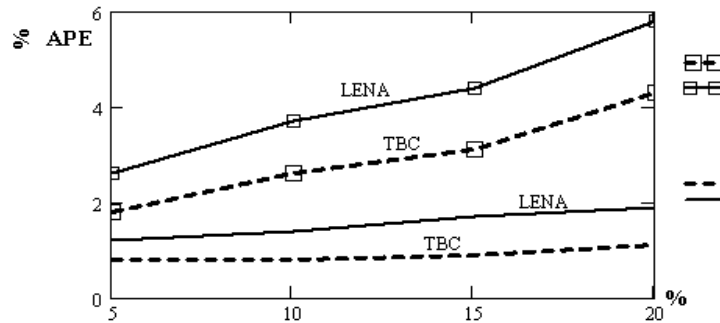
$$KC = (256 \times 256 \times 8 \text{bit}) / (N_{\text{გვ}} \times 4 \times 8 \text{bit})$$

სადაც $N_{\text{გვ}}$ - რანგული ბლოკების რაოდენობა, მნიშვნელში 4 არის 3,5- 4 ბაიტი, ე.ი. 4x8 ბიტი, რომელიც შეიცავს ინფორმაციას ერთ რანგულ ბლოკზე. 256x256 საწყისი გამოსახულების განზომილებაა, მრიცხველში 8 ბიტების რაოდენობაა, რომელიც წარმოადგენს თითოეული ფიქსელის რაოდენობას. $N_{\text{სტრ}}$ და $N_{\text{გვბ}}$ გამოსახულებაში სტრიქონებისა და სვეტების რაოდენობაა, 256- ინტენსივობის მაქსიმალური მნიშვნელობა; $f_{i,j}$ -საწყის გამოსახულებაში „i-ურ“ სტრიქონში და „j-ურ“ სვეტში მოთავსებული ფიქსელის რაოდენობა, $d_{i,j}$ იგივეა მხოლოდ დეკოდირებულ გამოსახულებაში

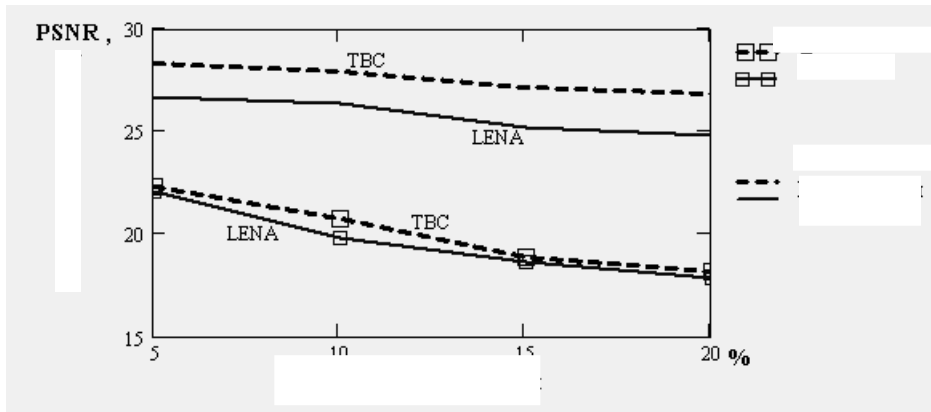
ექსპერიმენტში გამოყენებული იყო ზემოთხსენებული გამოსახულებები „LENA“ და „TBC-Bank“, შეკუმშვა განხორციელებული იყო ფრაქტალური მეთოდით შეკუმშვის კოეფიციენტებით 1: ≈ 11. ნახ. 2.5.2.2-ზე წარმოდგენილია შეკუმშული გამოსახულების სურათები სიზუსტის მაჩვენებლებით APE და PSNR, რომლებიც გამოყენებული იყო „ორიგინალის“ სახით სიზუსტის მაჩვენებლების მისაღებად ექსპერიმენტულ გამოსახულებასთან შესადარებლად 2.5.2.3 და 2.5.2.4 ნახაზებზე ხდება გარდაქმნის და დომენების ინდექსების დამახინჯების შედეგების დემონსტრირება. ორივე გრაფიკზე ჰორიზონტალურ ღერძზე გადაზომილია ინდექსების შემთხვევით შერჩეული დამახინჯების პროცენტები (5%, 10%, 15%, 20%). ვერტიკალურღერძზე გადაზომილია დეკოდირებულ გამოსახულებაში ჯამური შეცდომა (APE) (ნახ. 2.5.2.3); სიგნალ/ხმაურის ფარდობის პიკური მნიშვნელობა (ნახ 2.5.2.4).



ნახ.2.5.2.2 შეკუმშული გამოსახულებები «ЛЕНА» $KC=10.5$, $APE=2.93\%$, $PSNR=25.4$ dB;
 «TBC-банк» – $KC=10.8$, $APE=2.08\%$, $PSNR=27.52$ dB.



ნახ. 2.5.2.3 ჯამური შეცდომის დამოკიდებულება დამახინჯებულ ინდექსების %-თან.



ნახ. 2.5.2.4 PSNR-ის დამოკიდებულება დამახინჯებული ინდექსების %-თან

მიღებული მონაცემების ანალიზი გვიჩვენებს, რომ დეკოდირება უფრო მგრძობიარეა ხელშეშლებისადმი დომენებში, ვიდრე გარდაქმნის ინდექსებში. ამიტომ რეკომენდირებულია ამოცნობის და შეცდომების გასწორების მეთოდი გამოვიყენოთ დომენის ნომრის გადაცემის დროს, რითაც გაიზრდება აღდგენილი გამოსახულების ხარისხი, ხოლო ზოგიერთ შემ-

თხვევაში გარდქმნა შეიძლება გამოვრიცხოთ კოდირების პროცესიდან, რაც გაზრდის კოდირების ეფექტურობას.

2.6. ვეივლეტ და ფრაქტალური მიდგომების შედარება გამოსახულებათა შეკუმშვის და შეცდომების აღმოფხვრის თვალსაზრისით

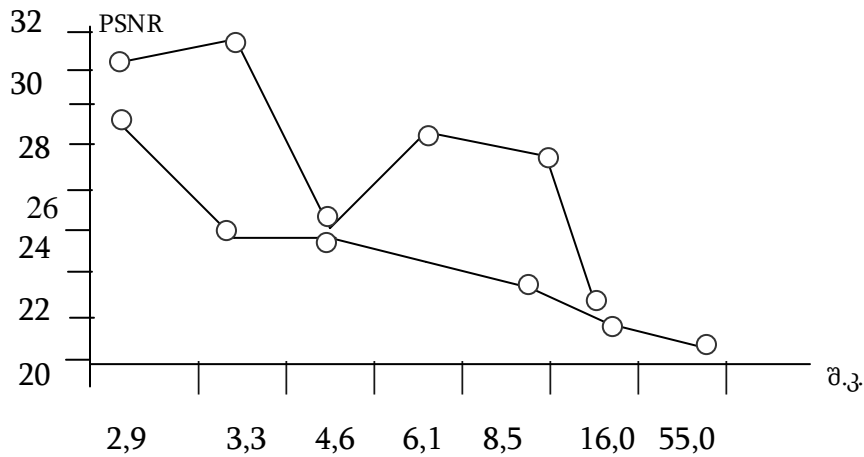
ინფორმაციის დამახინჯების ხარისხი ადარებს შეკუმშვასა და დამახინჯებას შორის თანაფარდობას ალგორითმებში დანაკარგებით. ზოგადად დამახინჯების რაოდენობად გამოიყენება სიგნალ/ხმაურის ფარდობის პიკური მნიშვნელობა კსხფ და მისი დამოკიდებულება შეკუმშვის კოეფიციენტებზე. როგორც იყო აღნიშნული გამოსახულების ზომა ფრაქტალურ მეთოდებში განისაზღვრება ყოველი რანგული ბლოკისათვის 4 ბაიტის ერთეულის დახარჯვით (ცხადია მეტობით). ამ დროს შეკუმშვის კოეფიციენტი მიიღება როგორც ფარდობა, რომლის მრიცხველში ფიგურირებს ბაიტებში მიღებული საწყისი გამოსახულების ზომა, ხოლო მნიშვნელში ბაიტების რაოდენობა, რომელიც დაიხარჯა ყველა რანგული ბლოკის ბაიტებში წარმოსადგენად. საწყისი გამოსახულება 256×256 პიქსელების რაოდენობით მოითხოვს $(256 \times 256) \cdot 1$ ბაიტი

$K = [(256 \times 256) \cdot 1 \text{ ბაიტი}] / (\text{რანგული ბლოკების რაოდენობა}) \cdot 4 \text{ ბაიტი}$ დამახინჯება წაროდგენილი (კსხფ)-ით, განისაზღვრება დეკოდირებული გამოსახულებისთვის, რომლის ზომა უდრის საწყისი გამოსახულების ზომას. ფრაქტალური კოდირების ექსპერიმენტულ-კომპიუტერული რეალიზაცია ჩვენს მიერ განხორციელებული იყო სხვადასხვა გამოსახულებისთვის ვინაიდან შედეგები მთლიანად დაემთხვა [46] მიღებულ შედეგებს, ჩვენ მოვიყვანთ ერთ-ერთ მათგანს, რომელიც ეკუთვნის „LENA“-ტესტურ გამოსახულებას. ეს შედეგები მოყვანილია იმისათვის, რომ შედარდეს ფრაქტალური შეკუმშვა ვეივლეტ-შეკუმშვას.

დავიწყით იმით, რომ არსებობს პრიციპული განსხვავება ფრაქტალურ და ვეივლეტ ალგორითმებს შორის. ფრაქტალური მეთოდები [46] იყენებენ კვადროხეების ადაპტურ სქემებს, რომლებიც აფიქსირებენ და მართავენ წინასწარ განსაზღვრულ დასაშვებ ცდომილებას. რაც უფრო ნაკლებია დასაშვები ცდომილება, მით უფრო კარგია დეკოდირებული გამოსახულება. სამაგიეროდ ეს იწვევს რანგული ბლოკების რაოდენობის გაზრდას და შეკუმშვის შემცირებას. ე. ი. მომხმარებელი წინასწარ განსაზღვრავს გამოსახულების ხარისხს და იძულებულია შეეგუოს იმ შეკუმშვის კოეფიციენტის მნიშვნელობას, რომელიც მიიღება ფრაქტალური შეკუმშვისას. მართალია რანგული ბლოკების განსაზღვრისათვის შეიძლება აიგოს ისეთი არაადაპტური სქემები, რომლებიც უფრო სრულყოფილია, მაგრამ ეს დაკავშირებულია ალგორითმის მნიშვნელოვან გართულებასთან და დროის დიდ დანახარჯთან, რაც საგრძნობლად ამცირებს ასეთი სქემების რეალიზაციის მიზანშეწონილობას.

მეორეს მხრივ, ვეივლეტ მეთოდები, როგორც ნებისმიერი სხვა სახის მეთოდები გარდაქმნით, იძლევიან საშუალებას მომხმარებელმა მართოს შეკუმშვის პროცესი ტრანსფორმანტაში კოეფიციენტების გარკვეული რაოდენობის შენარჩუნებით. ცხადია, რომ ამ შემთხვევაში ის უნდა შეეგუოს აღდგენილი გამოსახულების ხარისხს.

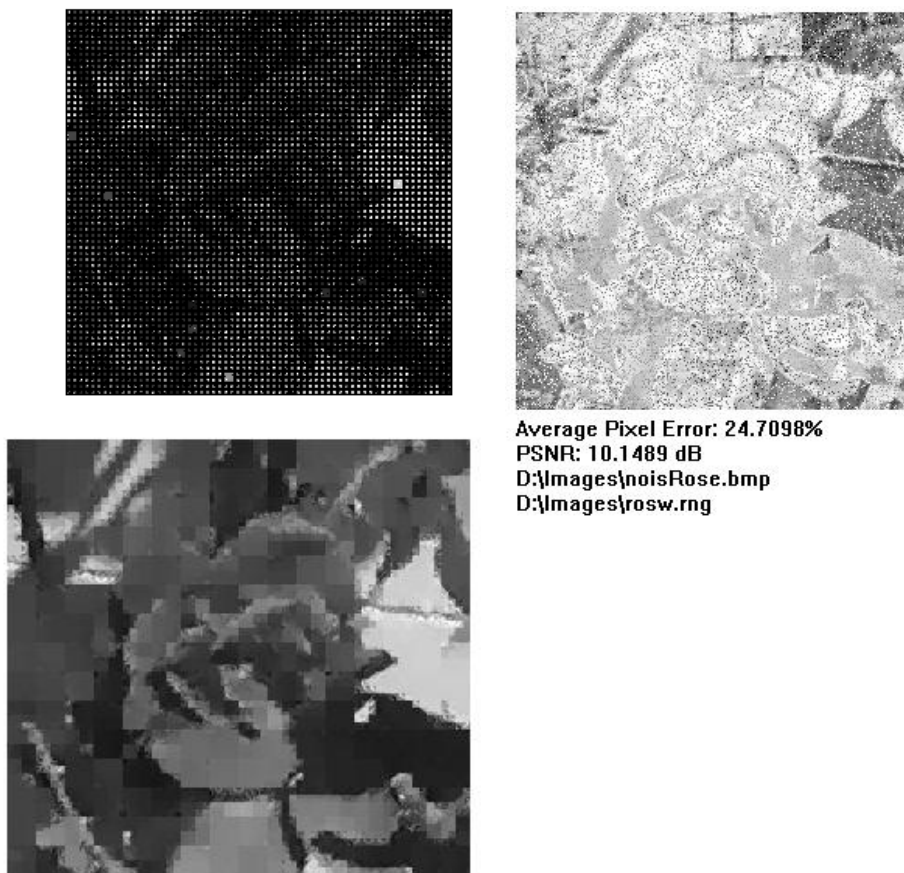
ნახ. 2.6.1-ზე მოცემულია ექსპერიმენტის შედეგების გრაფიკები. ზედა გრაფიკი შეესაბამება ფრაქტალურ ბაზურ ალგორითმებით მიღებულ შედეგს, ქვედა გრაფიკი - კი ვეივლეტ-D4 10% კოეფიციენტების შენარჩუნებით. აქედან დასკვნა: გამოსახულებათა კოდირების ბაზური ფრაქტალური მეთოდი უზრუნველყოფს უკეთეს წარმადობას, რომელიც გულისხმობს უკეთეს შეკუმშვას და გამოსახულების აღდგენის ხარისხს. იმ შემთხვევაში, როცა საწყისი გამოსახულება არ განიცდის შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედებას. მაგრამ დისერტაციის არსი გულისხმობს ინფორმაციის მონაცემთა ეფექტურ გადაცემას შემთხვევითი ცდომილებების და ხელშეშლების პირობებში. ამიტომ აუცილებელი გახდა ფრაქტალური



ნახ. 2.6.1 ვეივლეტ და ფრაქტალური გარდაქმნების შედარება შეკუმშვის ასპექტში და ვეივლეტ ტექნოლოგიების შედარება აღნიშნული პირობების გათვალისწინებით. რაც შეეხება ვეივლეტ ალგორითმების გამოყენების წარმადობას ეს საკითხები იყო განხილული 2.4. პარაგრაფში, ხოლო ფრაქტალური შედეგები ჩავატარეთ ხმაურდადებული გამოსახულებისათვის, რომლებიც მოცემულია ნახ.2.6.1-ზე.

რაც შეეხება ფრაქტალურ კოდირებას, როგორც უკვე იყო აღნიშნული, იგი გულისხმობს დომენური და რანგული ბლოკების შექმნას. გამოსახულება იყოფა არაგადამფარავ რანგული ბლოკების წინასწარ მოცემულ რაოდენობად და ამავე დროს განისაზღვრება დომენური ბლოკების სიმრავლე, თითოეული რანგული ბლოკისათვის კოდირების ალგორითმი პოულობს დომენების სიმრავლიდან ისეთ დომენს, რომელიც მასზე ჩატარებული აფინური გარდაქმნების შედეგად გადაიყვანს მას განხილულ რანგულ ბლოკში საუკეთესო მსგავსების თვალსაზრისით. ყველა რანგული ბლოკისათვის აღწერილი პროცედურის ჩატარების შედეგად გამოსახულება აისახება „კოდების“ სტრუქტურად. კოდი ეს არის ჩამონათვალი, რომელიც შეიცავს ინფორმაციას თითოეულ რანგულ ბლოკზე, სახელდობრ, რანგული ბლოკის მდებარეობას მოცემულს იმ დომენის ინდექსით, რომელიც აისახა ამ რანგულ ბლოკში და აფინური გარდაქმნის პარამეტრების მნიშვნელობებს, რომლებიც აღწერენ დომენური ბლოკის რანგულ ბლოკად ასახვას დეკოდირების დროს, საწყისი გამოსახულება

აღდგენილი იქნება კოდირებული მონაცემების საფუძველზე იტერაციული გარდაქმნებით, რომელიც ჩატარდება ნებისმიერ სასტარტო გამოსახულებაზე იტერაციული პროცედურების საფუძველზე. აღწერილი პროცედურების ექსპერიმენტები ჩვენს მიერ ჩატარებული იქნა სხვადასხვა სატესტო გამოსახულებაზე. ერთერთი ექსპერიმენტის შედეგები რომელიც შესრულებულია სატესტო გამოსახულება „Rosse”-ზე მოცემულია ნახ.2.6.2-ზე.



ნახ. 2.6.2 ფრაქტალური კოდირების თანამიმდევრობა

2.7. მეორე თავის დასკვნები

1. კომპიუტერული ექსპერიმენტების შედეგად დადასტურდა თეორიულად მიღებული დასკვნები კოდირების ეფექტურობის შემცირების შესახებ, როცა საწყის ინფორმაციაზე მოქმედებს შემთხვევითი შეცდომები. დადგინდა, რომ როცა ვეივლეტ-ტრანსფორმანტაში შენარჩუნდება კოეფიცი-

ენტების 0,1 რაოდენობა, აღდგენილი გამოსახულების ხარისხი მცირდება არანაკლებ ორჯერ (dB ერთეულებში).

2. შესწავლილია ვეივლეტ-დობემის გარდაქმნის თვისებები სამას-შტაბო „a” და დროის მიხედვით ძვრის „b” პარამეტრზე და დაშლის დონის მნიშვნელობაზე. აღმოჩნდა, რომ „a” პარამეტრის მნიშვნელობა მიზანშეწონილია იყოს $a=3$ ტოლი, რომ მიღებულ იქნას უკეთესი ხმაურჩახშობა. არამიზანშეწონილია ფუნქციის დაშლის დონის გამოყენება $L=5$ -ისა. პრაქტიკულად ვეივლეტ-დობემის ყველა შემთხვევაში ხმაურის შემცირება მიიღება ≈ 2 -ჯერ, აღდგენილი სიგნალის ხარისხის თვალსაჩინო დამახინჯების გარეშე, ყველაზე კარგი ხმაურჩახშობა მიიღება ვეივლეტ-დობემის 8-ის გამოყენების დროს, როცა $L=2$ და $a=3$.

3. შემთხვევითი შეცდომების შემცველი ინფორმაციის ფილტრაციის ამოცანათა გადაწყვეტამ წრფივი და არაწრფივი ფილტრების მეშვეობით ცხადყო, რომ: 1) წრფივი ფილტრებიდან უკეთესი შედეგი მიიღება ვინერის ფილტრის გამოყენებით; 2) არაწრფივი ფილტრები შეცდომების ფილტრაციის თვალსაზრისით ზოგადად უკეთესია წრფივ ფილტრებთან შედარებით. 3) ამავე დროს, თუ ვეივლეტ-დობემის ფილტრს გაუკეთებთ მოდიფიკაციას Danid Donoho და Ioin Ionstone მეთოდის მიხედვით, მაშინ უპირატესობა მიენიჭება დობემის ფილტრს, თუ ტრანსფორმანტაში კოეფიციენტების ინტენსივობის ზღურბლად 256 მაქსიმალური დონიდან აიღება 40 დონე.

4. ვეივლეტ-გარდაქმნის შედარებამ ფურიე გარდაქმნასთან აჩვენა, რომ ვეივლეტ-გარდაქმნა კონცენტრაციას უკეთებს ენერგიას, რის შედეგად ტრანსფორმანტაში 10% კოეფიციენტების რაოდენობის შენარჩუნებით ვლებულობთ სიგნალის ენერგიის უმნიშვნელო შემცირებას. ეს კი განაპირობებს სიგნალის მნიშვნელოვან შეკუმშვას (10 ტოლი).

ექსპერიმენტულმა შედარებამ ფურიე-გარდაქმნასთან, რომელიც ჩატარდა სიტყვა „Wavelet” გახმოვანების სიგნალისათვის, აჩვენა ვეივლეტ-გარდაქმნის მკვეთრი უპირატესობა, ამას ადასტურებს ისიც, რომ ვიდე-

ოსიგნალების შეკუმშვის სტანდარტი IPEG, რომელიც დაფუძნებულია ფურიე-კოსინუს გარდაქმნაზე შეიცვალა IPEG-2000 სტანდარტით, რომელიც ვეივლეტ ფუნქციების ბაზაზეა აგებული.

5. გამოსახულებათა ფრაქტალური შეკუმშვის მეთოდის ანალიზმა და შედარებამ ინფორმაციის შეკუმშვის თვალსაზრისით ვეივლეტ-გარდაქმნასთან ცხადყო ფრაქტალური შეკუმშვის მეთოდის უპირატესობა ვეივლეტ-ტექნოლოგიებთან შედარებით, ფრაქტალური შეკუმშვა უკეთესია მაშინ, როცა საწყისი გამოსახულება არ იმყოფება შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედების ქვეშ, მაგრამ თუ გამოსახულება არის შემთხვევითი შეცდომების შემცველი, მაშინ შედეგები იცვლება საპირისპიროდ.

6. ვინაიდან ნაშრომში იხილება ხმაურშემცველი ციფრული სიგნალების გადაცემის ეფექტურობა, მიზანშეწონილია გამოყენებულ იქნას ვეივლეტ-დობეშის გარდაქმნა, რომელიც რეალიზებულია Mathcad პროგრამის გარემოში, სადაც მოცემულია ვეივლეტ ფუნქციების და გარდაქმნის მზა მოდულები.

თავი 3. ციფრული გადაცემის არხებში ხელშეშლებისადმი მდგრადობის კვლევა

3.1. ქალაქის პირობებში მეტრული დიაპაზონის ტალღების არხების სპეციფიკა

დისკრეტული შეტყობინების ეფექტური გადამცემი სისტემის დამუშავება შეუძლებელია რადიოტალღების გავრცელების ყოველმხრივი სპეციფიკის გათვალისწინების გარეშე. ეს ამოცანა განსაკუთრებით აქტუალურია ქალაქის პირობებში მეტრული დიაპაზონის რადიოარხებში მაღალსიჩქარიანი დისკრეტული ინფორმაციის გადაცემის დროს. საქმე ის არის, რომ ქალაქში მეტრული ტალღების გავრცელების ხასიათი უკიდურესად რთულია. რაც განპირობებულია ქაოსურად განლაგებული დაბრკოლებებით და არაერთგვაროვნებით, რომელთა ზომები მეტია ან თანაზომადია ტალღის სიგრძის. მეტრული დიაპაზონის ტალღების მრავალჯერადი არეკვლა და გაფანტვა აფორმირებს მრავალსხვიან ველს რთული ინტერფერენციული სტრუქტურით, ქალაქის განაშენიანების მნიშვნელოვანი არაერთგვაროვნება წარმოქმნის რადიოჩრდილების ზონებს. შედეგად $E(R)$ ველის დაძაბულობა გადამცემიდან ერთნაირად R მანძილზე დაცილებულ წერტილებში არის შემთხვევითი სიდიდე. გარდა ამისა, ნებისმიერ კონკრეტულ წერტილში ველის დაძაბულობა შეიძლება შემთხვევითად იცვლებოდეს დროში, რაც განპირობებულია მოძრავი ობიექტებიდან არეკვლით. ამიტომ $E(R)$ სიდიდის შეფასება პრაქტიკაში ხდება სტატისტიკურად, პროცენტებში მიღების ადგილის (წერტილებისა) და დროის მიხედვით [49-50].

აღსანიშნავია, რომ ქალაქის პირობებში რადიოტალღების გავრცელების მრავალსხვიანობის ხასიათი განაპირობებს სიმბოლოებს შორის ინტერფერენციულობის არსებობას, ე. ი. დროში სიმბოლოების ზედდებას.

სიმბოლოებს შორის ზედდებამ კი შეიძლება გამოიწვიოს შეცდომების ალბათობა, რომელიც არ მიისწრაფვის ნულისაკენ სიგნალის წყაროს სიმძლავრის გაზრდის შემთხვევაშიც კი [51]. ქალაქის პირობებში მეტრული დიაპაზონის ტალღების რადიოარხების სპეციფიკის ანალიზის დროს აუცილებელია გავითვალისწინოთ არა მარტო ველის გასაშუალოებული მახასიათებელი არამედ მისი ფაქიზი სტრუქტურაც და პირველ რიგში მრავალსხივიანობის მახასიათებლები, ისეთი როგორიცაა: არეკვლილი სხივების რაოდენობა, მათი ფარდობითი დონეები და დაყოვნებები.

ჩვენ გაუკეთეთ სისტემატიზაცია და განზოგადება ცნობილ თეორიულ და ექსპერიმენტულ მონაცემებს მიღებულს ქალაქის პირობებში მეტრული დიაპაზონის რადიოარხების მახასიათებლებზე, აგრეთვე აღვწერეთ მეცნიერული კვლევის შედეგები შესრულებული ქ. თბილისში.

ქალაქის პირობებში, მეტრული დიაპაზონის რადიოტალღების გავრცელების სპეციფიკას მიძღვნილი აქვს დიდი რაოდენობით თეორიული და ექსპერიმენტული გამოკვლევები [52÷55]. განაშენიანების ხარისხის მიხედვით მიზანშეწონილია განვასხვაოთ სიგნალების მიღება გაშლილ ადგილებში, ქალაქგარეთ ზონებში და ქალაქში [56,57]. გაშლილი ადგილი ხასიათდება წინააღმდეგობათა მცირე რაოდენობით, ისეთები როგორიცაა ხეები ან ნაგებობანი. ზოგიერთ შემთხვევაში გაშლილ ადგილებს აკუთვნებენ სოფლის დასახლებებს სადაც არ არის მაღალი ნაგებობები. ქალაქგარე ზონებში შეყავთ ისეთი ადგილები სადაც არ არის დიდი რაოდენობით მრავალსართულიანი სახლები და მაღალი ხეები. პირობითად ქალაქებს ყოფენ მსხვილ, საშუალო და მცირე ქალაქებად. თანაც ქალაქის რაიონები წარმოადგენენ ადგილებს მჭიდროდ დასახლებული სახლებით. ანალიზის დროს ქალაქის პირობებში სიგნალების მიღებას განასხვავებენ აგრეთვე სახურავების ზემოთ, სახურავების დაბლა, რადიალურად და გადამკვეთი ქუჩების განლაგების მიხედვით [53,58]. გაშლილ ადგილებში ველის დამაბულო-

ბა E (დბ.) გადამცემიდან R დაშორების $L\%$ გადაჭარბებით და $T\%$ დროის მიხედვით განისაზღვრება [59-60]

$$E(R,L,T)=P_{\text{გაბ.}}+ E(R,50,50)+F(\Delta f)+F(f)+K_T(R) +K_L(R) \quad (3.1.1)$$

სადაც $P_{\text{გაბ.}}$ - გამოსხივების ეფექტური სიმძლავრე (კვტ) $E(R,50,50)$ - ველის დაძაბულობის მედიანური მნიშვნელობა (50%) ადგილისა და დროის მიხედვით მიღება მოცემული ანძის H სიმაღლის დროს, მიმღები ანძის $f=10$ მეტრი სიმაღლის დროს და $P_{\text{გაბ.}} = 1$ (კვტ); $F(\Delta f)$ და $F(f)$ - შესწორების კოეფიციენტები (დბ)-ში რომლებიც გულისხმობს f სიმაღლის ანძიდან რელიეფის არათანაბრობას.

$K_T(R)$ და $K_L(R)$ - მედიანური მნიშვნელობიდან ველის დაძაბულობის გადახრა (დბ)-ში, რომელიც მოცემულია პროცენტებში გადამცემიდან R მანძილზე დაცილებით ადგილისა (წერტილებისა) და დროის მიხედვით.

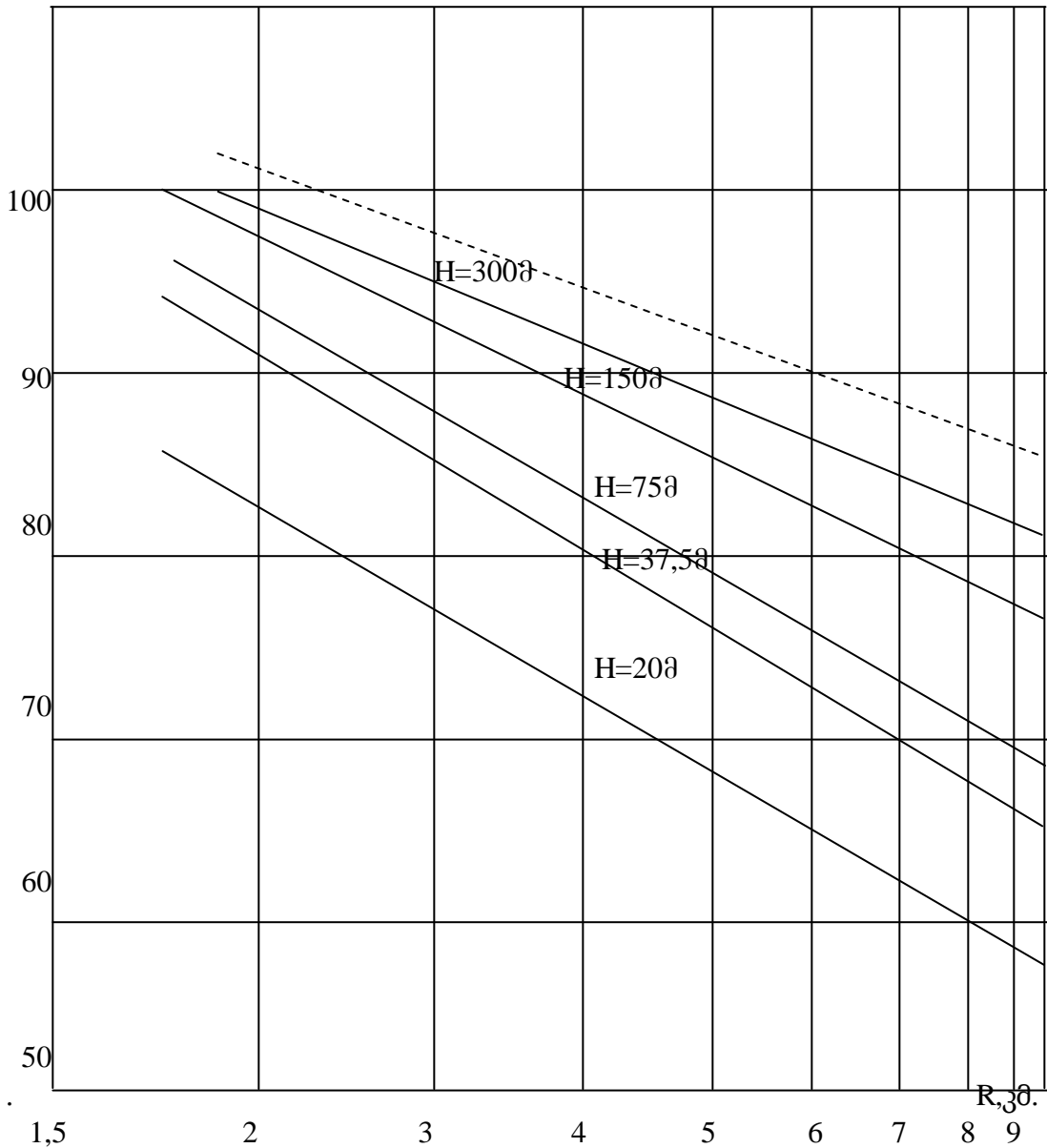
ნახ.3.1.1-ზე და ნახ.3.1.2-ზე მთლიანი ხაზებით მოცემულია ტიპური დამოკიდებულება $E(R,50,50)$ ანძების სხვადასხვა სიმაღლეების მნიშვნელობებისათვის გაშლილი და დასახლებული ადგილების შემთხვევაში (როცა $P_{\text{გაბ.}}=1$ კვტ., $f=10$ მ.), შედეგად მიღებულია დიდი რაოდენობით გასაშუალოებული ექსპერიმენტული მონაცემები [60,62]. წყვეტილი ხაზით მოცემულია ველის დაძაბულობა რადიოტალღების გავრცელების დროს თავისუფალ სივრცეში.

$F(\Delta f)$ და $F(f)$ შესწორების კოეფიციენტების დამოკიდებულება რეკომენდირებულია და მოყვანილია [63,59]-ში. $K_L(R)$ და $K_T(R)$ თანაფარდობათა შეფასებისას იგულისხმება, რომ სიგნალის სივრცითი და დროითი ფლუქტუაციები არაკორელირებულია და აღიწერება ნორმალური ლოგარითმული განაწილების კანონით და სტანდარტული გადახრებით

$$\sigma_T = 6,5[1 - \exp\{-0,036R\}] \quad (3.1.2)$$

$$\sigma_L = 6,3 \lg(\Delta f / 50) + 7. \quad (3.1.3)$$

აღსანიშნავია, რომ გადამცემი ანძის $H \approx (150 \div 200)$ მ. დროს 35÷40კმ. მანძილზე პრაქტიკულად არ არსებობს ველის დაძაბულობის დამოკი-
 $E(R,50,50)$ დბ. მკვ/მ



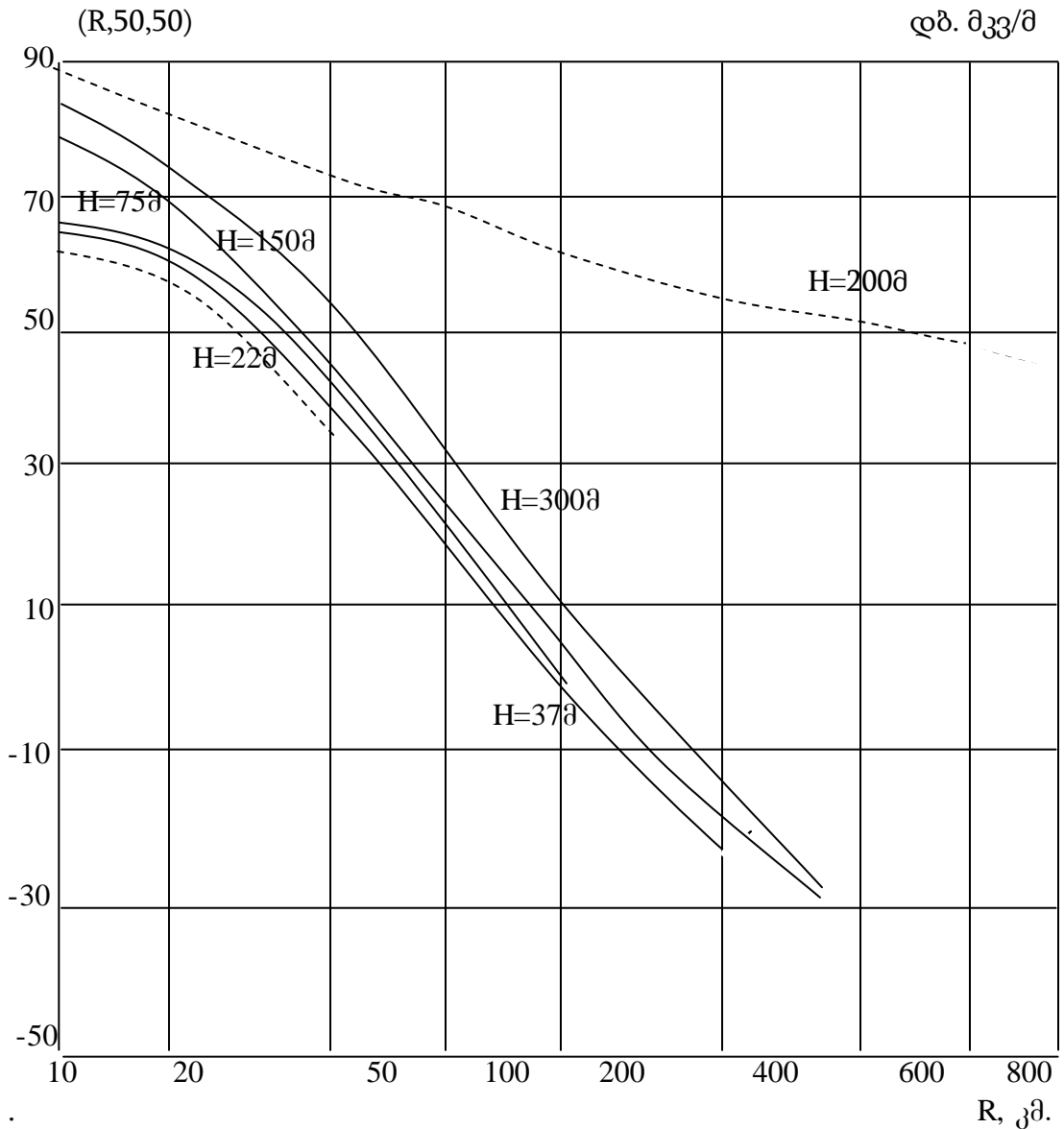
ნახ. 3.1.1 ანძების სიმაღლის სხვადასხვა მნიშვნელობებისათვის $E(R,50,50)$ დამოკიდებულების მრუდები

დებულება T დროისაგან. ეს კი გვიჩვენებს რომ, გადამცემიდან 40კმ. რადიუსზე არ ხდება სიგნალის მიღება (მიყუჩება) (ყოველ შემთხვევაში ძალიან ნელა). გამლილ ადგილებთან შედარებით. ქალაქის და ქალაქ-

გარეთ პირობებში სიგნალის გავრცელება ხასიათდება დამატებითი დანაკარგებით. ამ დანაკარგების სიდიდე იცვლება ფართო საზღვრებში და დამოკიდებულია სიგნალის სიხშირეზე, დასახლების სიმჭიდროვეზე, გადამცემი და მიმღები ანტენების სიმაღლეებზე, ტრასის ტიპზე [56,63,57,55,62,59], კერძოდ, [59]-ში აღნიშნულია, რომ ველის დამაბულობის მედიანური მნიშვნელობის მიღება ქალაქში და ქალაქგარეთ 16დბ.-ით მეტია ვიდრე თავისუფალ ადგილებში. ანალოგიური გაზომვები ამერიკის დიდ ქალაქებში გვიჩვენებს, რომ $40 \div 450$ მგჰც. სიხშირის დიაპაზონში ქუჩების დონეზე მიღების დროს ველის დამაბულობა დაახლოვებით 25 დბ.-ით ნაკლებია ვიდრე შესაბამის გაშლილ ადგილებში [54]. ველის დამაბულობის შესუსტება 10% და 90% საუკეთესო პუნქტებისათვის არის შესაბამისად 15 დბ. და 35 დბ. ქ. მოსკოვში გაზომვები ჩატარდა $f = 50$ მგჰც., სიხშირეზე, რომლებიც საშუალებას იძლევიან დავადგინოთ, რომ ქალაქის საზღვრებში ველის დამაბულობა (ქუჩების დონეზე) 6 დბ.-ით ნაკლებია, ვიდრე ქალაქგარეთ გადამცემიდან ასეთივე დაცილების ადგილებში. უფრო დიდ სიხშირეებზე მიღება უფრო მეტია $f \approx 200$ მგჰც. აღწევს 10დბ.-ს [54]. ნახ.3.1.2-ზე წყვეტილი ხაზებით მოცემულია $E(R)$, დამოკიდებულება, რომელიც მიღებულია ექსპერიმენტის შედეგად ქ. ტოკიოში [53] (პირველი მრუდი შეესაბამება $H = 200$ მ., $f = 2,5$ მ., $f = 100$ მგჰც.) და ქ. ხარკოვში [64] (მეორე მრუდი, $H = 22$ მ., $f = 2,5$ მ., $f = 59,25$ მგჰც).

ნახ.3.1.3-ზე მოცემულია სიგნალის მიღების β საშუალო მნიშვნელობის დამოკიდებულება ქალაქის პირობებში და თავისუფალ (გახსნილ) ადგილებში. ეს მოყვანილია [63]-ში, სადაც აღნიშნულია, რომ 15 კმ-დე მანძილის გაზრდის შემთხვევაში სიგნალის სიმძლავრე თავისუფალ ადგილებთან შედარებით ეცემა დაახლოვებით მანძილის გაზრდის პროპორციულად, მანძილის შემდგომი გაზრდის შედეგად ხდება სიგნალის დონის

უფრო სწრაფი შემცირება. მიღებულია განვასხვავოთ სიგნალის წვრილმასშტაბიანი და მსხვილმასშტაბიანი ფლუქტუაცია.

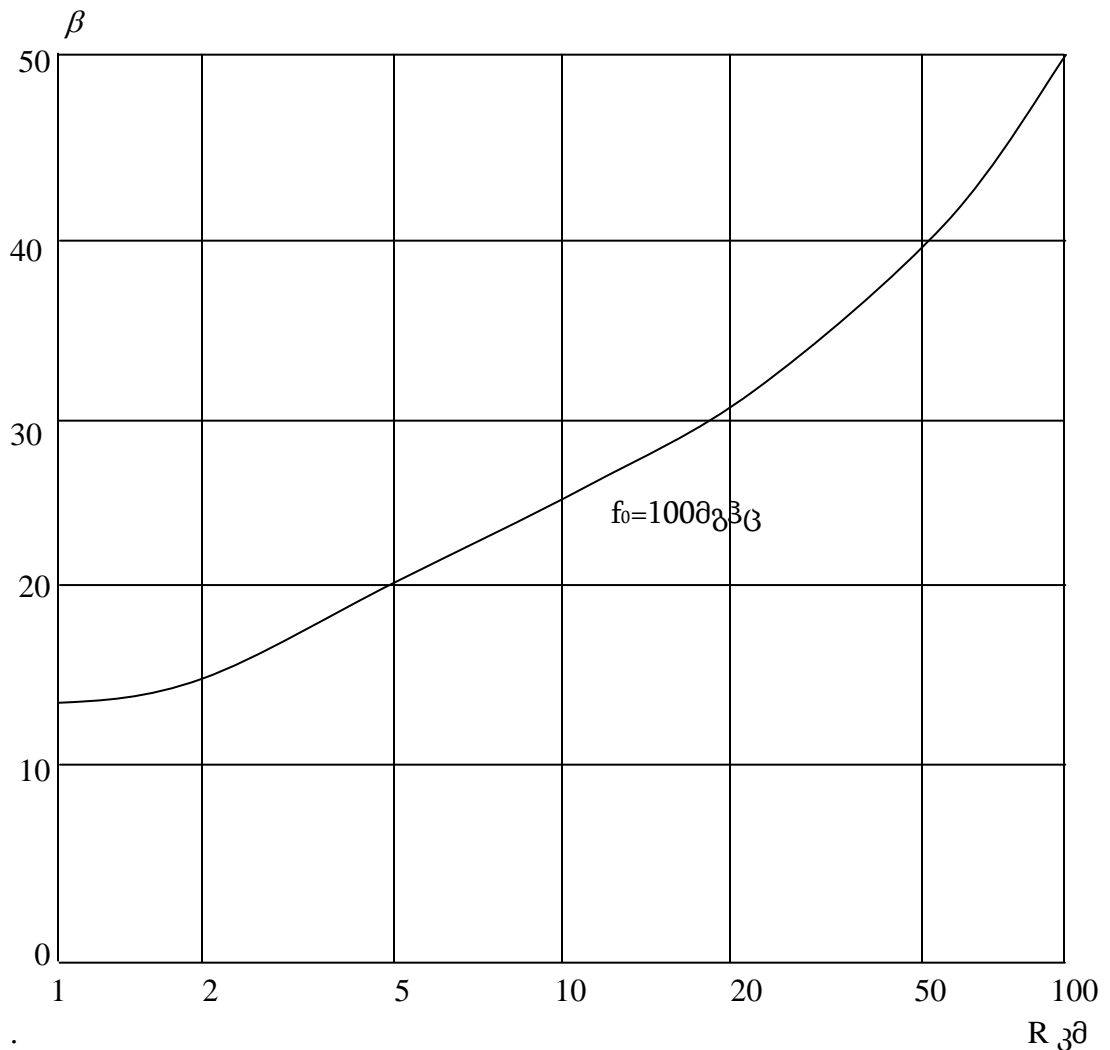


ნახ. 3.1.2 ექსპერიმენტის შედეგები მიღებული ქ. ტოკიოში

[63,62,58,]-ში აღნიშნულია, რომ ქალაქის პირობებში პირდაპირი სხივის არსებობის დროს β -ს მნიშვნელობამ შეიძლება მიაღწიოს $8 \div 10$ დბ.-ს.

სიგნალების სტრუქტურის და პარამეტრების დასაბუთებული შერჩევით, მეტრული დიაპაზონის ტალღების დისკრეტული შეტყობინებების გადაცემის სისტემებში, აუცილებელია გვექონდეს ინფორმაცია რადიოარხების მრავალსხივიანობის შესახებ. როგორცაა სხივების რაოდენ-

ნობა, მათი ფარდობითი დაყოვნება და ინტენსივობა. მრავალსხივიანი არხის აღწერის დროს ლიტერატურაში ხშირად იყენებენ განზოგადო-



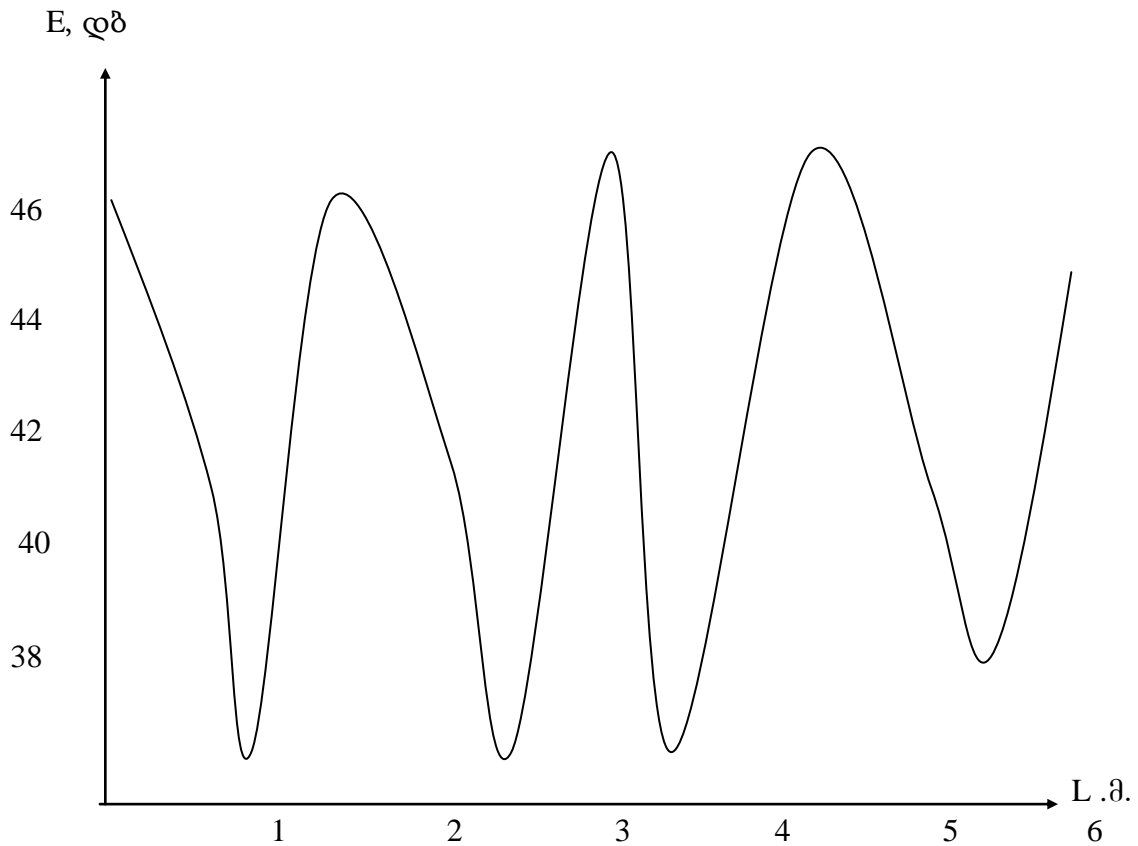
ნახ.3.1.3 სიგნალის მიღების დამოკიდებულება მანძილისაგან ებულ მაჩვენებელს, პროფილი სიმძლავრე დაყოვნება (ჰსდ) [54], რომელიც გვიჩვენებს მიღებული სიგნალის ფარდობითი სიმძლავრის დამოკიდებულებას დაყოვნებისაგან $P(\tau)$.

მცირე განივი ზონები შეადგენს ტალღის სიგრძის მეათედ ან მეასედ ნაწილს, ხოლო მსხვილმასშტაბიანი ზონების ქვეშ იგულისხმებიან ტერიტორიის ის ნაწილები, რომლებიც აერთიანებენ ათობით და ასობით მცირე ზონებს. აღნიშნულია, რომ მსხვილმასშტაბიანი ფლუქტუაციები კარგად აღიწერებიან ლოგარითმული ნორმალური კანონით.

$$f(P_g) = (1/\sqrt{2\pi\sigma_g^2}) \exp\{-(P_g - \bar{P}_g)\}, \quad (3.1.4)$$

სადაც p_{δ} -თავისუფალ სივრცეში გავრცელების დამატებითი დანაკარგები, $p_{\delta}=20\lg[E_{\delta}(R)/E_{\text{თავ}}(R)]$, $\bar{E}_{\delta}(R) - E_{\delta}(R)$ -მცირე ზონებში გადამცემიდან R მანძილზე დაცილებული ველის დამაბულობის საშუალო მნიშვნელობა; $E_{\text{თავ}}$ -ველის დამაბულობა თავისუფალ სივრცეში; \bar{P}_{δ} -დამატებითი დანაკარგების საშუალო მნიშვნელობა, $\bar{P}_{\delta}=20\lg[\bar{E}_{\delta}(R)/E_{\text{თავ}}(R)]$ მცირე ზონების ლოკალური გასაშუალოებული მნიშვნელობა, რომლებიც დაშორებული არიან გადამცემიდან R მანძილზე; $\sigma_{\delta}^2 - P_{\delta}$ შემთხვევითი სიდიდის სტანდარტული გადახრა. [63]-ში მოცემულია, რომ სხვადასხვა ტრასებისათვის σ_{δ} -ის სიდიდე 6-დან 14-მდე დბ-ის ფარგლებშია.

როგორც ცნობილია [63] მეტრული დიაპაზონის ტალღების გავრცელების დროს მიმდები ანძის მცირე გადაადგილების შემთხვევაშიც კი ადგილი აქვს ველის დამაბულობის მნიშვნელოვან ცვლილებას. ამ მოვლენის რიცხობრივი შეფასებისათვის ჩატარებული იქნა სპეციალური გაზომვები ქ. თბილისში სატელევიზიო სიგნალის არხისათვის (გამოსხივების გადამტანი სიხშირე $f_{\text{გ.დ.}}=87$ მგჰც.), რომლის გამოსხივება ხდებოდა საქართველოს რესპუბლიკის რადიომაუწყებლობის ცენტრის სატელევიზიო ანძიდან (რომლის სიმაღლე $H=355$ მ.) და მიიღებოდა ნახევარდიპოლზე (მიმდები ანძის სიმაღლე $h=2,5$ მ.). აღძრული ე.მ.დ. დონის გაზომვა ხდებოდა *SMV-7* სელექციური მილივოლტმეტრით. ნახ.3.1.4-ზე და ნახ.3.1.5-ზე მოყვანილია სიგნალის დონეების სივრცითი ფლუქტუაციის ტიპური სურათები. ნახ. 3.1.5-ზე მოცემულია გასწვრივ ქუჩებზე (ანძის პიდაპირი ხედვის ზონა) გადამცემიდან 15 კმ-ზე. ნახ.3.1.4-ზე მოცემულია დამოკიდებულება განივ ქუჩებზე (ანძის პირდაპირი ხედვა არ არის) გადამცემიდან 20 კმ-ზე. ექსპერიმენტული კვლევის შედეგები გვიჩვენებს, რომ მილევის (მიყუჩების კვაზიპერიოდი შეადგენს დაახლოებით $(0,6\pm 0,8)\lambda$, სადაც



ნახ.3.1.4 სიგნალის სივრცითი ფლუქტუაციის გრაფიკი (განივი ქუჩებისათვის)

λ -ტალღის სიგრძე. ამ დროს ველის მაქსიმალურ და მინიმალურ დონეებს შორის სხვაობა აღწევს 10÷12 დბ-ს.

მცირე ზონებში სიგნალის მომვლების განაწილება საკმაოდ კარგად აღიწერება რელეის განზოგადოებული კანონით

$$P(A) = \frac{A}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{A^2 + A_0^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{AA_0}{\sigma^2}\right), \quad (3.1.5)$$

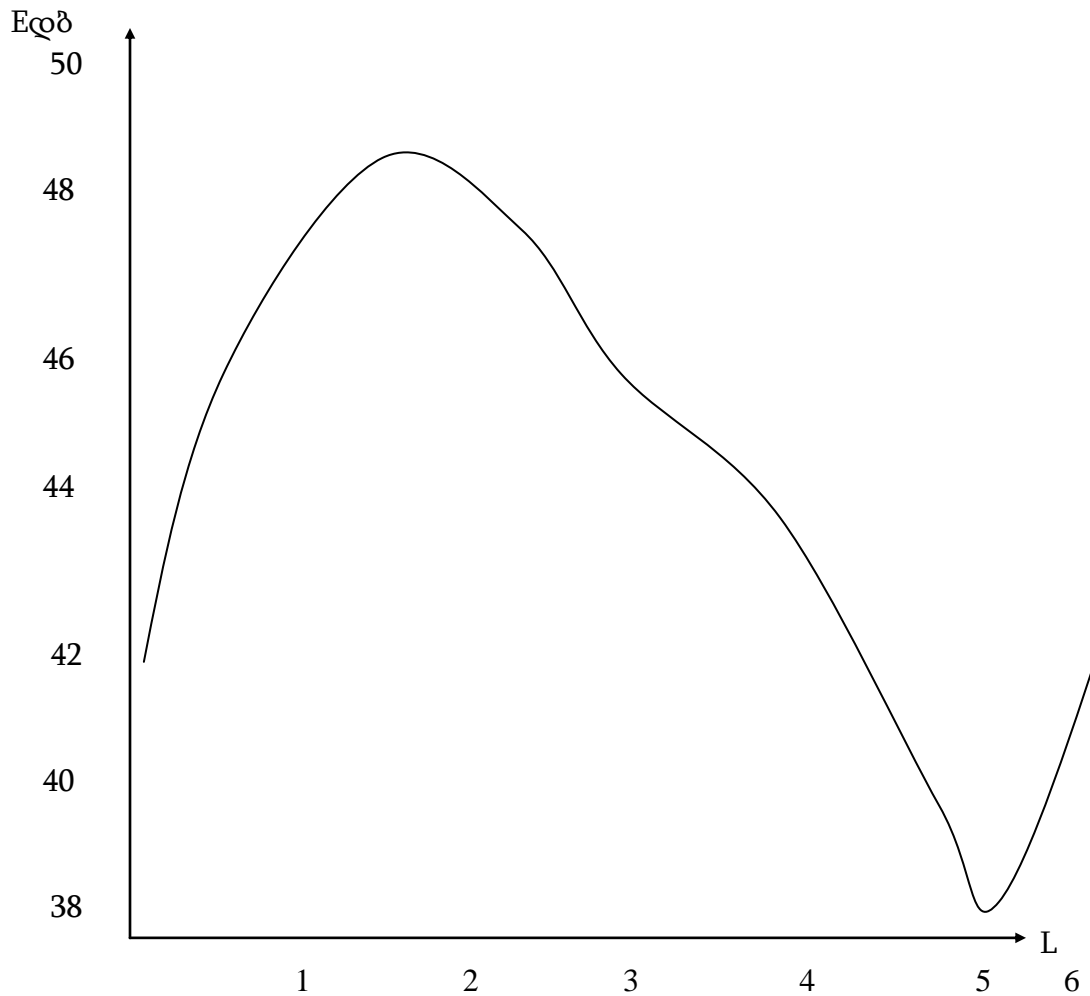
სადაც, A - სიგნალის მნიშვნელობა მომვლების ზოგიერთ წერტილებში;

A_0 - მცირე ზონებში სიგნალის საშუალო მნიშვნელობა;

σ^2 - კვადრატული კომპონენტების დისპერსია;

$I_0(AA_0/\sigma^2)$ - ნულოვანი რიგის მოდიფიცირებული ბესელის ფუნქცია; $f(A)$ განაწილების სიმკვრივის ფუნქცია ხშირად ხასიათდება პარამეტრებით $\beta = A_0^2/\sigma^2$ [1] როცა $\beta = 0$ 3.1.5-დან ჩანს

$$f(A) = \frac{A}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{A^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (3.1.6)$$



ნახ.3.1.5 სიგნალის სივრცითი ფლუქტუაციის გრაფიკი (გასწვრივი ქუჩებისათვის)

როგორც წესი, რელეეს მიღებები (მიყუჩებები) თავს იჩენენ როცა არ არის პირდაპირი სხივი, ე. ი. იმ პირობებში, როცა მიღების წერტილში მოდის მხოლოდ არეკვლილი სხივები. როგორც ზემოთაც აღვნიშნეთ მეტრული დიაპაზონის ტალღების დისკრეტული შეტყობინების გადაცემის სისტემებში სიგნალების სტრუქტურის დასაბუთებული შერჩევით, აუცილებელია ინფორმაცია რადიოარხების მრავალსხივიანობის მახასიათებლების შესახებ, როგორცაა სხივების რაოდენობა, მათი ფარდობითი დაყოვნება და ინტენსივობა.

კვლევების მიღებული შედეგები გვიჩვენებს, რომ დაყოვნება $P(\tau)$ შეიძლება მნიშვნელოვნად შეიცვალოს მიმღები ანძის მცირე გადაადგილების დროსაც კი, მიუხედავად ამისა ყოველი ლოკალური (მცირე)

ზონა საკმოდ კარგად აღიწერება $P(\tau)$ -ს გასაშუალოებული მნიშვნელობებით. უნდა აღვნიშნოთ, რომ ქალაქის პირობებში $P(\tau)$ -ს მნიშვნელობა ძირითადად შესრულებულია 800÷900 მგჰც. სიხშირეებზე (დეციმეტრული სიხშირის დიაპაზონი).

ქალაქის პირობებში მეტრული ტალღების დიაპაზონის რადიოარხების მრავალსიხვიანობის ხასიათის კვლევების შედეგები მოცემულია [61,65,66] წყაროებში. სიმბოლოებს შორის დაყოვნების ალბათობის სიმკვრივის ფუნქციის აპროქსიმაციის სახით, რომლის ინტენსივობაც თანაზომადია სხივების, მიზანშეწონილია ვისარგებლოთ ექსპონენციალური განაწილებით [63]

$$f(\tau_s) = (1/\tau_0)\exp\{-\tau_s/\tau_0\} \quad (3.1.7)$$

სადაც: τ_0 – მათემატიკური ლოდინი; τ_s - სიმბოლოებს შორის დაყოვნება. ტრასისაგან დამოკიდებულებით τ_0 -ს შეუძლია მიიღოს მნიშვნელობები 0,125-დან 0,75-მდე. უფრო დიდი მნიშვნელობები დამახაითებელია მსხვილი ქალაქებისათვის. ამრიგად, ქალაქის პირობებში მეტრული დიაპაზონის ტალღების სიგნალების მიღების დროს უფრო ალბათურია დაყოვნება სხივების ინტენსივობის თანაზომადი 1,5÷2მკწ. [65]-ში მოყვანილია არეკვლილი სხივების ექსპერიმენტული ჰისტოგრამები; გაზომვები ჩატარდა ქ. სანკტ-პეტერბურგში (ლენინგრადში) და მის შემოგარენში (სიგნალის გადამტანი სიხშირე $f_0=102,656$ მგჰც.). გაზომვებმა აჩვენა, რომ სტაციონალურ ანძაზე მიღების დროს, რომელიც დამაგრებული იყო 7 სართულიანი შენობის სახურავზე, გადამცემი ანძიდან 10 კმ-ზე დაშორებით ფიქსირდებოდა ორი სხივი პირდაპირი და არეკვლილი. არეკვლილი სხივის დაყოვნება პირდაპირ სხივთან შედარებით შეადგენდა 150÷450 ნწმ. თანაც არეკვლილი სხივის ინტენსივობა შეადგენდა ძირითადი სხივის ინტენსივობის 10÷30%, როცა დაყოვნება იყო 150÷250 ნანოწამის ფარგლებში, ხოლო 250÷450 ნანოწამის დაყოვნების დროს

არეკვლილი სხივის ინტენსივობა შეადგენდა ძირითადი სხივის ინტენსივობის $5 \div 20\%$ -ს.

ქ. სანკტ-პეტერბურგში (ლენინგრადში) მიღებული სხივების მაქსიმალური დაყოვნება ($f_0=102,656\text{მგკვ.}$) ავტომატური სახურავზე დამაგრებულ ღეროვან ანძაზე არ აჭარბებს $0,8 \div 1,0$ მკვ-ს. კვლევამ აჩვენა, რომ სიმბოლოებს შორის დაყოვნების $f(\tau)$ ალბათობის განაწილების სიმკვრივის ფუნქცია საკმაოდ კარგად ემორჩილება 3.1.7 განაწილებას. $\tau=0,5$ მკვ. მიმართული ანძის გამოყენება (ნახევარტალღური დიპოლი) საშუალებას გვაძლევს შევამციროთ τ მნიშვნელობა და ამ შემთხვევაში $f(\tau)$ -ს აპროქსიმაცია შეიძლება მოვახდინოთ 3.1.7-თი, $\tau_0=0,37$.

ქ. ნიუიორკის შემოგარენში ჩატარებულმა ანალოგიურმა გაზომვებმა აჩვენა, რომ τ სიდიდის დამოკიდებულება არეკვლილი სხივებისაგან არის:

3დბ.-დონეზე $\tau=0,22\text{მკვ.}$

10დბ.-დონეზე $\tau=0,38\text{მკვ.}$

გაზომვები ჩატარდა 910მგკვ. სიხშირეზე [67]. ქ. ნიუიორკის ცენტრში τ ტიპიური მნიშვნელობებია: [68,69]

3დბ.-დონეზე $\tau=1,5\text{მკვ.}$

10დბ.-დონეზე $\tau=9,6\text{მკვ.}$

ამრიგად, τ მაქსიმალური დაყოვნება შეიძლება იცვლებოდეს მნიშვნელოვან ფარგლებში მკვ-ის მცირე ნაწილიდან ერთეულ მიკროწამამდე. თანაც τ -ის დიდი მნიშვნელობები დამახასიათებელია დიდი ქალაქებისათვის. შედარებით თანაბარგანაშენიანებული ქალაქებისათვის მოსალოდნელია $\tau \leq (1 \div 2)\text{მკვ.}$

3. 2. (ფსმ) სიგნალების მიღების ხელშეშლებისადმი

მდგრადობა არხებში სელექციური მიყუჩებით

არსებულ ნაშრომებში, რომლებიც ეძღვნება ფაზასხვაობითი მოდულირებული სიგნალების მიღების ხელშეშლებისადმი მდგრადობის სხვადას-

ხვა ალგორითმის ანალიზს, მიყუჩება (მიღევა) ან საერთოდ არ მიიღება მხედველობაში ან იგი ჩათვლილია ერთნაირი (თანაბარი) [17,70]. პრაქტიკაში კი ხშირად ვხვდებით ისეთი ფართოზოლოვანი სიგნალების გამოყენების შემთხვევებს, რომელთა მიღების დროს აუცილებელია გავითვალისწინოთ სიხშირის მიხედვით სიგნალების სელექციური მიყუჩება (მიღევა). აღნიშნული ამოცანა განსაკუთრებით აქტუალურია, როდესაც საქმე ეხება ხელშეშლებისადმი მდგრადობის ანალიზს, ქალაქის პირობებში მეტრული და დეციმეტრული ტალღების დიაპაზონში მოძრავი რადიოკავშირის შემთხვევებს [57,63].

როგორც ცნობილია [17], გადასაცემი სიგნალი შეგვიძლია წარმოვადგინოთ ფურიეს სასრული მწკრივის სახით

$$S(t) = \sum_{k=k_1}^{k_2} (A_k \cos k\omega t + B_k \sin k\omega t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.2.1)$$

სადაც A_k, B_k - $S(t)$ სიგნალის ფურიეს მწკრივის დაშლის კოეფიციენტებია $t \in [0, T]$ ინტერვალში; $\omega = 2\pi/T$; T - სიგნალის ელემენტარული გზავნილის ხანგრძლივობა; k_1, k_2 - გადასაცემი სიგნალის პირველი და ბოლო ჰარმონიკების ნომრები; $k_2 - k_1 + 1 = q$; $\beta = 2q$ - სიგნალის ბაზა.

დავუშვათ, რომ არხში არის ადიტიური გაუსის ხმაური და ადგილი აქვს სიხშირის მიხედვით მდოვრე სელექციურ მიყუჩებას (მიღევას). ე.ი. მიღებულ $z(t)$ სიგნალს ექნება სახე [17]

$$z(t) = \sum_{k=k_1}^{k_2} [(a_k + \xi_k) \cos k\omega t + (b_k + \zeta_k) \sin k\omega t], \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.2.2)$$

სადაც

$$a_k = \mu_{ck} A_k + \mu_{sk} B_k; \quad b_k = \mu_{ck} B_k - \mu_{sk} A_k$$

μ_{ck}, μ_{sk} - k -ურ სიხშირეზე არხის გადაცემის კოეფიციენტის სინფაზური და კვადრტული მდგენელები; ξ_k, ζ_k - k -ურ სიხშირეზე ადიტიური გაუსის ხელშეშლების რეალიზაციის სინფაზური და კვადრტული მდგენელები.

უნდა აღვნიშნოთ, რომ არხებში სიხშირის მიხედვით მცირე სელექციური მიყუჩებით (მილევიტ) ფარდობა სიგნალ/ხმაური $h^2=E/v^2$, (სადაც E-სიგნალის ელემენტარული გზავნილის ენერგია, ხოლო v^2 -ხმაურის სიმძლავრის სპექტრალური სიმკვრივე), შემთხვევითი სიდიდეა. რომელიც დამოკიდებულია a_k და b_k კოეფიციენტების მნიშვნელობებზე [17]

$$h^2 = P_0T/v^2 = [T/(2v^2)] \sum_{k=k_1}^{k_2} (a_k^2 + b_k^2) \quad (3.2.3)$$

ხელშეშლებისადმი მდგრადობის ანგარიშის ზოგადი მეთოდიკა არხებისათვის სადაც ადგილი აქვს სელექციურ მიყუჩებას მდგომარეობს შემდეგში [17, 70]. ცნობილია, რომ მუდმივი პარამეტრების მქონე არხებში სიგნალების ოპტიმალური მიღების მეთოდების დროს შეცდომების ალბათობა დამოკიდებულია მხოლოდ ფარდობაზე სიგნალ/ხმაური. ამიტომ არხებში სადაც ადგილი აქვს სიხშირის მიხედვით მიყუჩებას, შეცდომების ალბათობის საშუალო მნიშვნელობის გამოთვლისათვის აუცილებელია (და საკმარისი) მოვახდინოთ h -ის ყველა მნიშვნელობისათვის $P_{\text{ცდ.}}(h)$ დამოკიდებულებების გასაშუალოება, ე. ი.

$$\bar{P}_{\text{ცდ.}} = \int_0^{\infty} P_{\text{ცდ.}}(h) f(h) dh \quad (3.2.4)$$

სადაც $f(h)$ – სიგნალ/ხმაური სიდიდის h^2 ალბათობის სიმკვრივის ფუნქცია (ასფ) ამრიგად, არხებში სელექციური მიყუჩებით ხელშეშლებისადმი მდგრადობის ამოცანაც დაიყვანება (ასფ) (h) -ის ფუნქციის მოძებნაზე.

დასმული ამოცანის გადაწყვეტის დროს განვიხილოთ შემთხვევა სუფთა სელექციური მიყუჩებით, ე.ი. დავუშვათ, რომ ჯერ ერთი, გადაცემის კოეფიციენტის ერთსახელა მდგენელები k -ურ და i -ურ სიხშირეებზე არ არიან დამოკიდებული. მეორეც, არ არიან დამოკიდებული k -ურ სიხშირეებზე გადაცემის სინფაზური და კვადრატული მდგენელები ($k \in (k_1, k_2)$).

ამ დროს (ასფ) $f(h)$ მოსამებნად მიზანშეწონილია ვისარგებლოთ მახასიათებელი ფუნქციის მეთოდით [71].

3.2.3 წარმოვადგინოთ შემდეგნაირად

$$h^2 = [T/(2v^2)] \sum_{k=k_1}^{k_2} (A_k^2 + B_k^2) (\mu_{ck}^2 + \mu_{sk}^2)$$

თუ შემოვიტანთ აღნიშვნას $h^2 = D \sum_{k=k_1}^{k_2} C_k \mu_{ck}^2$ (3.2.5), სადაც $D=T/2v^2$, $C_k = A_k^2 + B_k^2$

$\mu_k = \sqrt{\mu_{ck}^2 + \mu_{sk}^2}$ არის არხის გადაცემის კოეფიციენტის მოდული k -ურ სიხშირეზე.

სიგნალების გადაცემის დროს რეალური კავშირის არხებში განაპირობებენ კვადრატული მდგენელების ნორმალურ განაწილებას [71,54]. შემდგომში გავითვალისწინებთ, რომ ნებისმიერ k -ზე აღნიშნული კოეფიციენტების საშუალო მნიშვნელობა უდრის 0-ს. ე. ი. $\bar{\mu}_{sk} = \bar{\mu}_{ck} = 0$, მათი დისპერსია $D\{\mu_{ck}\} = D\{\mu_{sk}\} = 0,5 \bar{\mu}_k^2$ მიღებული წინასწარი პირობების შედეგად μ_k^2 განაწილების კანონი არის “ χ -კვადრატ განაწილების კანონი” 2 თავისუფლების ხარისხით $\delta_k^2 = 0,5 \bar{\mu}_k^2$ პარამეტრით.

μ_k^2 შემთხვევითი სიდიდის განაწილების ფუნქცია ცნობილია [71]

$$Q_{\mu_k^2}(v) = 1/(1 - \alpha \bar{\mu}^2 v) \quad (3.2.6)$$

თუ გამოვიკვლევთ 3.2.6-ს უშუალოდ განვსაზღვრავთ $h^2 = DC_k \mu_k^2$ შემთხვევითი სიდიდის მახასიათებელ ფუნქციას $Q_{h_k^2}(v) = Q_{\mu_k^2}(DC_k v)$ 3.2.7

3.2.6-ს თუ ჩავსვავთ 3.2.7-ში მივიღებთ

$$Q_{h_k^2}(v) = \frac{1}{1 - \alpha \mu DC v}$$

შესაბამისად $h^2 = \sum_{k=k_1}^{k_2} h_k^2$ მახასიათებელი ფუნქცია შეგვიძლია წარმოვადგინოთ შემდეგი სახით

$$Q_{h^2}(v) = \prod_{k=k_1}^{k_2} \frac{1}{1 - \alpha \mu DC v} \quad (3.2.8)$$

3.2.8-ის გამოყენებით მივიღებთ საძიებელ (ასხვ)-ს

$$f(h^2) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} Q_h^2(\nu) \exp\{-ih^2\nu\} d\nu = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{-ih^2\nu\} \prod_{k=k_1}^{k_2} \frac{1}{1-i\mu DC\nu} d\nu$$

3.2.9 ინტეგრალის გამოთვლა დაკავშირებულია საკმაოდ დიდი მოცულობის ანგარიშებთან ამიტომ შემოვიფარგლოთ ორი კერძო შემთხვევით:

1) $C_k = C$ ნებისმიერი $k \in (k_1, k_2)$ -თვის, აღნიშნულის ფიზიკური აზრი მდგომარეობს იმაში, რომ სიგნალის ენერგია სიხშირის მიხედვით განაწილებულია თანაბრად.

2) $C_k \neq C_e$ როცა $k \neq e$, ე. ი. სიგნალის ენერგიის განაწილება სიხშირის მიხედვით პრინციპულად არათანაბარია.

პირველ შემთხვევაში
$$\prod_{k=k_1}^{k_2} (1 - \alpha\mu DC\nu) = 0 \quad (3.2.10)$$

განტოლების ყველა ფესვი ერთნაირია და შესაბამისად 3.2.8 მახასიათებელ ფუნქციას აქვს სახე

$$Q_h^2(\nu) = 1/(1 - i\nu h_0^2/q)^q \quad (3.2.11)$$

სადაც $q = k_2 - k_1 + 1$; $h^2 = qCD\bar{\mu}^2$ სიგნალ/ხმაურის ფარდობის საშუალო მნიშვნელობაა. 3.2.11-დან ჩანს, რომ (ასვ) არის სიდიდე „ჩი-კვადრატ განაწილება“ $2q$ თავისუფლების ხარისხით [17]

$$F(h^2) = (h^2)^{q-1} / [(q-1)!(h_0^2/q)^q] \exp\{-qh^2/h_0^2\}$$

მეორე შემთხვევაში 3.2.10 განტოლების ყველა ფესვი განსხვავებულია და შესაბამისად წილად-რაციონალური ფუნქცია შეგვიძლია წარმოვადგინოთ შემდეგი სახით [72]

$$f(x)/f(x) = A/(x-a) + B/(x-b) + \dots + M/(x-k) \quad (3.2.12)$$

სადაც $A = f(a)/f'(a)$, $B = f(b)/f'(b)$, ..., $M = f(m)/f'(m)$

3.2.12-ის გათვალისწინებით 3.2.8 შეიძლება წარმოვადგინოთ

$$Q_h^2(\nu) = \sum_{k=k_1}^{k_2} (S_k / (S_k - i\nu)) \prod_{e=k_1}^{k_2} (S_e / (S_e - S_k)) \quad (3.2.13)$$

სადაც $S_k=1/\bar{h}_k^2$, $\bar{h}_k^2=\mu^2 DC_k$ –სიხშირის k -ურ მდგენელზე ფარდობის სიგნალ/მაური საშუალო მნიშვნელობა

ცნობილი მახასიათებელი ფუნქცია 3.2.13 განვსაზღვროთ (ასფ) h^2

$$f(h^2)=[1/(2\pi)] \sum_{k=k_1}^{k_2} S_k \prod_{e=k_1,e}^{k_2} [S_e/(S_e-S_k)] \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{-ish^2\} / (S_k - iS) \} dv$$

ეს ინტეგრალი ცხრილურია [72], შედეგად გვექნება

$$f(h^2)= \sum_{k=k_1}^{k_2} S_k \exp\{-S_k h^2\} \prod_{e=k_1,e}^{k_2} S_e / (S_e - S_k) \quad (3.2.14)$$

ამრიგად (ასფ) h^2 და შესაბამისად დისკრეტული ინფორმაციის გადამცემი სისტემის ხელშეშლებისადმი მდგრადობა დამოკიდებულია არა მარტო მიყუჩების (მილევის) სტატისტიკაზე არამედ სიგნალის ფორმაზედაც.

არაკოჰერენტული მიღების შემთხვევაში, ერთჯერადი (ფსმ) დროს არ-ხებისათვის მიყუჩების გარეშე, ცთომილების ალბათობა ცნობილია [17]

$$P_{\text{ფდ}}=(1/2)e^{-h^2} \quad (3.2.15)$$

თუ 3.2.15-ს და 3.2.11-ს ჩავსვავთ 3.2.4-ში სიგნალის ენერჯის თანაბარი განაწილების შემთხვევაში გვექნება

$$\bar{P}_{\text{ფდ}}=\{(q^q/[2(q-1)!(h_0^2)^q]\} \int_0^{\infty} (h^2)^{q-1} \exp\{-h^2(1+q/h_0^2)\} dh^2$$

ეს ინტეგრალი ცხრილისაა [72], შედეგად მივიღებთ

$$\bar{P}_{\text{ფდ}}=q^q/2(q+h_0^2)^q \quad (3.2.16)$$

უნდა აღინიშნოს, რომ როცა სიგნალის ბაზა $B=2$ ($q=1$) 3.2.16-დან მიიღება ცნობილი შედეგი ცთომილების ალბათობის საშუალო მნიშვნელობისათვის, ოპტიმალური არაკოჰერენტული მიღების შემთხვევაში ერთჯერადი (ფსმ) არხში საერთო რელეური მიყუჩებით (მილევით) [17]

$$\bar{P}_{\text{ფდ}}=1/2(1+h^2)$$

ჩავსვათ რა 3.2.15 და 3.2.14 3.2.4-ში სიგნალის ენერჯის არათანაბარი განაწილებისათვის მივიღებთ

$$\bar{P}_{\text{ფე}} = (1/2) \sum_{k=k_1}^{k_2} S_k \prod_{e=k_1}^{k_2} [(S_e/(S_e - S_k))] \int_0^{\infty} \exp\{-h^2(S_k + 1)\} dh^2 \quad (3.2.17)$$

3.2.17-ში ცხრილის ინტეგრალის 3.2.7-ის მნიშვნელობის ჩასმის შედეგად მივიღებთ

$$\bar{P}_{\text{ფე}} = (1/2) \sum_{k=k_1}^{k_2} [S_k/(1+S_k)] \prod_{e=k_1}^{k_2} [S_e/(S_e - S_k)] \quad (3.2.18)$$

აღსანიშნავია, რომ როცა $B=2$ ($q=1, k_1=k_2$) 3.2.18-დან მივიღებთ

$$\begin{aligned} \bar{P}_{\text{ფე}} &= (1/2)[2(1+h_0^2)] \\ h_{k_1}^2 &= (1/9)[8+(1/4)^{q-1}]h_0^2, \quad q=k_2-k_1+1 \\ \bar{h}_k^2 &= (1/3)(1/4)^{k-k_1}h_0^2, \quad k=k_1+1, \dots, k_2 \end{aligned}$$

თუ q -ს და k -ს სხვადასხვა მნიშვნელობებისათვის გავანალიზებთ მიღებულ გამოსახულებებს შედეგები გვაძლევს საშუალებას გავაკეთოთ დასკვნა იმის შესახებ, რომ არხში სელექციური მიყუჩების (მიღების) დროს, გადასაცემი სიგნალის ენერჯის თანაბარი განაწილება უზრუნველყოფს ცდომილების ალბათობის მინიმუმს. გარდა ამისა, სიგნალის ბაზის გაზრდის შედეგად ხელშეშლებისადმი მდგრადობის მგრძობიარობა ენერჯის განაწილების არათანაბრობის მიმართ იზრდება.

3.3. (ფსმ) სიგნალების ოპტიმალური კოჰერენტული დამუშავების ხელშეშლებისადმი მდგრადობა არხებში სელექციური მიყუჩებით

როგორც წესი, პრაქტიკაში გამოყენებული მიღების რადიოარხების უმეტესი ნაწილი წარმოადგენს არხებს სელექციური მიყუჩებით (მიღებით). კერძოდ, მეტრული და დეციმეტრული დიაპაზონის რადიოარხები ქალაქის პირობებში ხასიათდებიან მკვეთრად გამოკვეთილი მრავალსიხვიანობით. ეს გამოწვეულია იმით, რომ მიღებული სიგნალი არის ჯამი ერ-

თმანეთისაგან დამოუკიდებელი ტრანექტორით გავრცელებული მოსული სხივების. რაც რადიოტალღების გავრცელების პირობების უწყვეტ ცვლილებასთან ერთად იწვევს ინტერფერენციულ მიყუჩებას (მილევას). ამ დროს კოჰერენტულობის ზოლი შეიძლება აღმოჩნდეს მისაღები სიგნალის სპექტრის სიგანეზე ნაკლები [17,54]. ასეთ არხებში აუცილებელია გათვალისწინებული იქნეს სიხშირის მიხედვით სელექციური მიყუჩება (მილევა). ამასთან ერთად ოპტიმალური ალგორითმები სინთეზირებულია მუდმივპარამეტრებიანი არხებისათვის ერთნაირი (თანაბარი), მდოვრე მიყუჩებით (მილევით) [17,73].

სიხშირის მიხედვით სელექციური მიყუჩების (მილევის) არხებში ოპტიმალური ალგორითმის დამუშავებისათვის აუცილებელია მისაღები სიგნალის სპექტრში ვფლობდეთ მიმდინარე ინფორმაციას არხის გადაცემის კოეფიციენტის კვადრატული და სინფაზური მდგენელების შესახებ [17]. ასეთ პირობებში ჩვენ შეგვიძლია ვიმსჯელოთ დისკრეტული ინფორმაციის გადამცემი სისტემის (დიგს) არხებში სელექციური მიყუჩებით ხელშეშლებისადმი პოტენციალური მდგრადობის შესახებ.

უნდა აღინიშნოს, რომ მიმღებში არა გვაქვს ინფორმაცია არხის გადაცემის კოეფიციენტების მდგენელების მიმდინარე მნიშვნელობების შესახებ. შესაბამისად ასეთი არხებისათვის ცნობილი ალგორითმები არ წარმოადგენენ ოპტიმალურს. ამასთან ერთად საინტერესოა ოპტიმალური კოჰერენტული დემოდულატორის ხელშეშლებისადმი მდგრადობის ანალიზი, რომელშიც ხორციელდება აბსოლუტურად ზუსტი შეფასება, მისაღები სიგნალის სპექტრის ზოლში გადამცემი კოეფიციენტის მდგენელების მიმდინარე მნიშვნელობების. ჩვენს მიზანს წარმოადგენს ერთჯერადი ფაზასხვაობითი მოდულირებული (ფსმ) სიგნალების ადაფტური იდეალური მიმღების ხელშეშლებისადმი მდგრადობის გამოკვლევა ადითიური გაუსის ხმაურიანი და სიხშირის მიხედვით სელექციური მიყუჩების არხებისათვის.

ცნობილია [17,73], რომ სიხშირული მიყუჩების არხებისათვის ცდომილების საშუალო მნიშვნელობის ალბათობის გამომანგარიშება ხდება შემდეგი თანაფარდობით

$$\bar{P}_{\text{ცდ.}} = \int_0^{\infty} P(h) f(h) dh \quad (3.3.1)$$

სადაც $P(h)$ – ადიტიური გაუსის ხმაურიანი მუდმივპარამეტრებიანი არხების ცდომილების ალბათობა; $h^2 = \frac{E}{\nu}$ -სიგნალის ელემენტარული გზავნილის (E) ენერჯის ფარდობა ხმაურის სიმძლავრის სპექტრალურ სიმკვრივესთან, (ν)-შეფარდება სიგნალი/ხმაური; $F(h)$ -სიგნალ/ხმაურის ალბათობის სიმკვრივის ფუნქცია (ასფ).

სიგნალების კოჰერენტული მიღების დროს ერთჯერადი (ფსმ)-ით ადიტიური გაუსის ხმაურიანი არხებისათვის ცდომილების ალბათობა უდრის

$$P(h) = 0,5[1-\Phi^2(h)] \quad (3.3.2)$$

სადაც

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp\{-t^2\} dt \text{ - ალბათობის ინტეგრალი}$$

[70]-ში ნაჩვენებია, რომ არხის გადაცემის კოეფიციენტების კვადრატული და სინფაზური მდგენელების ნორმალური განაწილებისათვის (ნულოვანი საშუალო მნიშვნელობებით $\bar{\mu}_{\text{სინფ.}} = \bar{\mu}_{\text{კვად.}} = 0$ და ერთნაირი დისპერსიებით $D\{\mu_{\text{სინფ.}}\} = D\{\mu_{\text{კვად.}}\} = 0,5 \mu^2$) (ასფ) $f(h)$ შეგვიძლია წარმოვადგინოთ შემდეგნაირად:

- თანაბარი განაწილებისათვის

$$f_{\text{თან.}}(h) = \left\{ \frac{h^2}{(q-1)! (h_0^2/q)^q} \right\} \cdot \exp\{-qh^2/h_0^2\} \quad (3.3.3)$$

- არათანაბარი განაწილებისათვის

$$f_{\text{ნათ.}}(h) = \sum_{k=1}^q \{1/h_{0k}^2\} \cdot \exp\{h^2/h_{0k}^2\} \prod_{e=1}^q h_{0k}^2/(h_{0k}^2 - h_{0e}^2) \quad (3.3.4)$$

ეს არის $F = q/T$ სიხშირის ზოლში გადაცემული სიგნალის ენერჯის განაწილება, სადაც $q = k_2 - k_1 + 1$; k_1 და k_2 – გადაცემული სიგნალის მხედველობაში მიღებული პირველი და ბოლო ჰარმონიკა; h_0^2 – მიღების ადგილზე სენალ/ხმაურის საშუალო მნიშვნელობა; h_{0k}^2 – მიღების ადგილზე k -ურ ჰარმონიკაზე სიგნალ/ხმაურის საშუალო მნიშვნელობა.

ჩავსვავთ რა 3.3.2 – 3.3.4 3.3.1-ში მივიღებთ გამოსახულებას, რომელიც განსაზღვრავს ხელშემშლელისადმი პოტენციალურ მდგრადობას სიგნალების ადაპტური კოჰერენტული დამუშავებისათვის ერთჯერადი (ფსმ)-ით, არხებში ადიტიური გაუსის ხმაურით და სიხშირის მიხედვით სელექციური მიყუჩებით (მიღევით):

- თანაბარი განაწილებისათვის

$$\bar{P}_{\text{ცდ.თან.}} = q^q/[2h_0^{2q}(q-1)!] \int_0^\infty [1-\Phi^2(h)]h^{2(q-1)}\exp\{-qh^2/h_0^2\}dh^2 \quad (3.3.5)$$

- ართანაბარი განაწილებისათვის

$$\bar{P}_{\text{ცდ.არათ.}} = (1/2) \sum_{k=1}^q (1/h_0^2) \prod_{e=1}^q h_{0k}^2/(h_{0k}^2 - h_{0e}^2) \int_0^\infty [1-\Phi^2(h)]\exp\{-h^2/h_{0k}^2\}dh^2 \quad (3.3.6)$$

ეს არის სიგნალის ენერჯის განაწილება F სიხშირის ზოლში.

3.3.5 და 3.3.6 ინტეგრალების ამოხსნა ხდება შემდეგი თანამიმდევრობით. 1. გამოვთვალოთ შემდეგი სახის ინტეგრალი

$$I = \int_0^\infty [1-\Phi^2(h)]h^{2(q-1)}\exp\{-(qh^2/h_0^2)\}dh^2 \quad (3.3.7)$$

3.3.7-ში პირველი ინტეგრალი იქნება

$$I_1 = \int_0^\infty h^{2(q-1)}\exp\{-(qh^2/h_0^2)\}dh^2$$

ეს არის ცხრილის ინტეგრალი [72]. მარტივი გარდაქმნების შედეგად შეგვიძლია ვაჩვენოთ, რომ

$$I_1 = \{(q-1)/q^q\}h_0^{2q} \quad (3.3.8)$$

3.3.8. ინტეგრალს შეიცავს 3.3.7 მაგრამ ინტეგრირების შედეგი მოყვანილია ანაბეჭდით, ამიტომ ქვემოთ მოყვანილია მისი გამოთვლის პროცედურა. მოცემული ინტეგრალი წარმოვადგინოთ შემდეგი სახით

$$I_2 = 2 \int_0^{\infty} \Phi^2(h) h^{2(q-1)} \exp\{-qh^2/h_0^2\} dh \quad (3.3.9)$$

აღვნიშნოთ $P=q/h_0^2$ შემდეგ მოვახდინოთ 3.3.9 ინტეგრალქვემა გამოსახულების ინტეგრირება, დიფერენცირება p -თი $(q-1)$ -ჯერ, რის შედეგადაც მივიღებთ

$$I_2 = 2(\partial^{q-1}/\partial p^{q-1})(-1)^{q-1} \int_0^{\infty} \Phi^2(h) h \exp\{-ph^2\} dh$$

ეს ინტეგრალი გამოვთვალოთ ნაწილობით, აღვნიშნოთ $u = \Phi^2(h)$; $du = h \exp\{-ph^2\} dh$ მაშინ

$$du = (4/\sqrt{\pi}) \Phi(h) \exp\{-h^2\} dh, \quad v = (-1/2p) \exp\{-ph^2\}$$

რის შედეგადაც გვექნება

$$I_2 = 2(\partial^{q-1}/\partial p^{q-1})(-1)^{q-1} [-(1/2p) \Phi^2(h) \exp\{-ph^2\} |_0^{\infty} + (2/p \sqrt{\pi}) \int_0^{\infty} \Phi(h) \exp\{-1+p\} h^2 \} dh]$$

ამ გამოსახულების პირველი შესაკრები უდრის ნულს, მეორე შესაკრების გამოსათვლელად აღბათობის ინტეგრალი წარმოვადგინოთ შემდეგი მწკრივის სახით

$$\Phi(X) = (2/\sqrt{\pi}) \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} (X^{2k-1}/(2k-1)(k-1)!)!$$

ე. ო.

$$I_2 = (8(-1)^{q-1}/\pi)(\partial^{q-1}/\partial p^{q-1})(1/p) \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1}/(2k+1)(k-1)! \int_0^{\infty} h^{2k-1} \exp\{-(1+p)h^2\} dh$$

ეს ინტეგრალი არის ცხრილის [72,74], რის შედეგად მივიღებთ

$$I_2 = (4(-1)^{q-1}/\pi)(\partial^{q-1}/\partial p^{q-1})(1/p) \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1}/(2k-1)(1+p)^k$$

თუ მივიღებთ მხედველობაში, რომ

$$\operatorname{arctg} x = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n (x)^{2n+1}/(2n+1),$$

გვეყენება

$$I_2 = 4(-1)^{q-1} / \pi (\partial^{q-1} / \partial p^{q-1}) [1 / (p \sqrt{1+p})] \operatorname{arctg}(1 / \sqrt{1+p}) \quad (3.3.10)$$

ჩავსვათ 3.3.7.-ში 3.3.8. და 3.3.10, მივიღებთ

$$I = [(q-1)! / (q^q)] h_0^{2q} (4(-1)^{q-1} / \pi) (\partial^{q-1} / \partial p^{q-1}) (1 / (p \sqrt{1+p}) \operatorname{arctg}(1 / \sqrt{1+p})) \quad (3.3.11)$$

2. შემდეგი სახის ინტეგრალის გამოთვლა

$$I_3 = \int_0^{\infty} [1 - \Phi^2(h)] \exp\{-h^2/h_0^2\} dh^2 \quad (3.3.12)$$

ხდება წინას ანალოგიურად. ამასთან უნდა აღინიშნოს, რომ (3.3.12) ინტეგრალი არის 3.3.7 ინტეგრალის კერძო შემთხვევა როცა $q=1$ და $P=1/h_0^2$. ამ შემთხვევაში 3.3.11-დან უშუალოდ გამომდინარეობს

$$I_3 = h_0^2 [1 - (4\pi)] \sqrt{h_0^2 / (1+h_0^2)} \operatorname{arctg} \sqrt{h_0^2 / (1+h_0^2)} \quad (3.3.13)$$

ამრიგად თუ გამოვიყენებთ 3.3.11 და 3.3.13 გვეყენება $\bar{P}_{\text{ცდ.თან.}} = (1/2) - \{ [2(-1)^{q-1} q^q] / [\pi h_0^{2q} (q-1)!] \} (\partial^{q-1} / \partial p^{q-1}) (1 / (p \sqrt{1+p}) \operatorname{arctg}(1 / \sqrt{1+p}))$, (3.3.14)

სადაც $p = q/h_0^2$,

$$\bar{P}_{\text{ცდ.არათან.}} = (1/2) - (2/\pi) \sum_{k=1}^q (\sqrt{h_0^2 / (1+h_0^2)} \operatorname{arctg} \sqrt{h_0^2 / (1+h_0^2)}) \prod_{e=1}^q h_0^2 / (h_0^2 - h_{0e}^2)$$

(3.3.15)

აღსანიშნავია, რომ როცა $q=1$ (როცა სიგნალის ბაზა $\beta = 2q=2$) 3.3.14 და 3.3.15 გამოსახულებები ემთხვევიან ცდომილების ალბათობის ცნობილ გამოსახულებებს სიგნალების ოპტიმალური კოპერენტული მიღების დროს ერთჯერადი (ფსმ)-ით არხებში რელეური მიყუჩებით (მიღევით) [17,73,74]

$$\bar{P}_{\text{ცდ.}} = (1/2) - (2/\pi) \sqrt{h_0^2 / (1+h_0^2)} \operatorname{arctg} \sqrt{h_0^2 / (1+h_0^2)} \quad (3.3.16)$$

შეგვიძლია ვაჩვენოთ, რომ როცა $q=2$ 3.3.14 გამოსახულებას აქვს შემდეგი სახე

$$\bar{P}_{\text{ცდ.თან.}} = (1/2) - [h_0^4 / 2(1+h_0^2)(2+h_0^2)] + (3+h_0^2) / (2+h_0^2) \sqrt{h_0^2 / (2+h_0^2)} \operatorname{arctg} \sqrt{h_0^2 / (2+h_0^2)} \quad (3.3.17)$$

ანალოგიურად შეგვიძლია მივიღოთ გამოსახულება $P_{\text{ცდ.არათ-ის}}$, q -ს ნებისმიერი მნიშვნელობისათვის მაგრამ მაღალი რიგის წარმოებულის გამოთვლა მოითხოვს დიდ ანგარიშს, ამიტომ მიზანშეწონილია ვისარგებლოთ მიახლოებითი გამოთვლებით რაც სამართლიანია როცა $h_0^2 > q$ (ე.ი. $P \ll 1$). ამ მიზნით 3.3.14-ში შევცვალოთ გამოსახულება $\arctg \sqrt{1+P} = \pi/4$ და ვისარგებლოთ 3.3.6 ფუნქციის მწკრივად გამოთვლით

$$1/\sqrt{1+P} = 1 + \sum_{n=1}^{\infty} [(-1)^n (2n-1)!!] P^n / [(2n)!!]$$

ამ დროს 3.3.14 შეგვიძლია წარმოვადგინოთ შემდეგი სახით

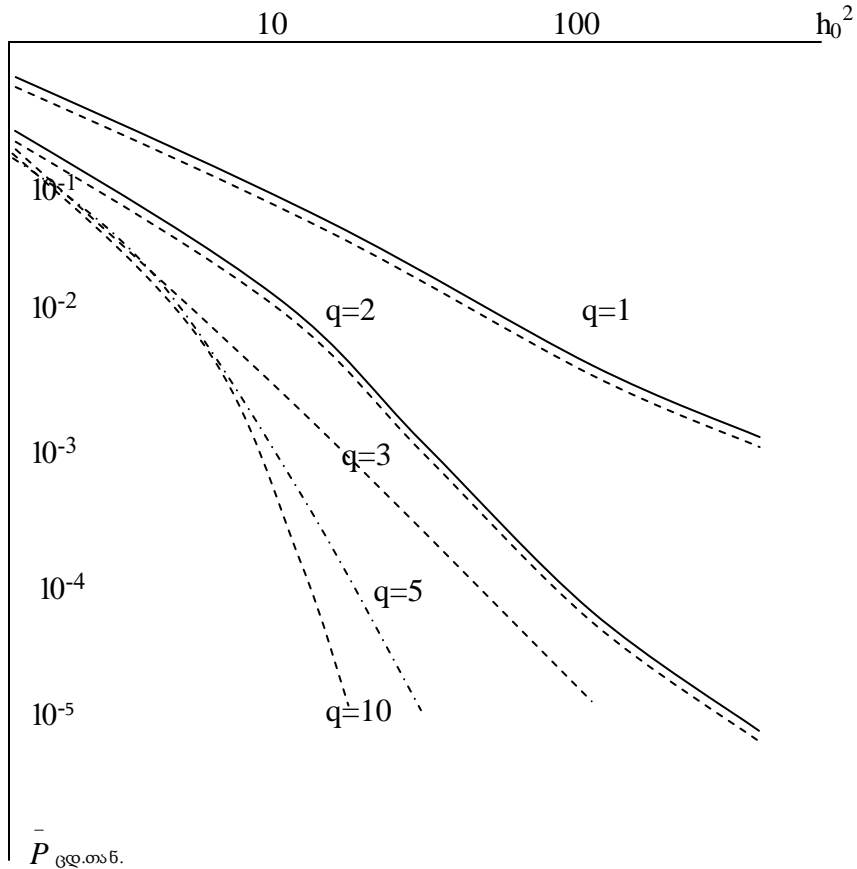
$$\bar{P}_{\text{ცდ.თან.}} = (1/2) - [(-1)^{q-1} q^q / [2h_0^{2q} (q-1)!] (\partial^{q-1} / \partial P^{q-1})] [(1/P) (1 + \sum_{n=1}^{\infty} [(-1)^n (2n-1)!!] / (2n)!!)] P^n$$

ან წარმოებულის გამოთვლის შემდეგ გვექნება, $\bar{P}_{\text{ცდ.თან.}} = [(1/2)(q-1)!] \sum_{n=q}^{\infty} \{ [(-1)^{n-q} (2n-1)!! (n-1)!] / [(2n)!! (n-q)!] \} P^n$ (3.3.18)

3.3.18-ში შემოვიფარგლებით რა პირველი შესაკრებით ($n=q$) გვექნება

$$\bar{P}_{\text{ცდ.თან.}} = \{ [(2q-1)!!] / [2(2q)!!] \} [q/h_0^2]^q \quad (3.3.19)$$

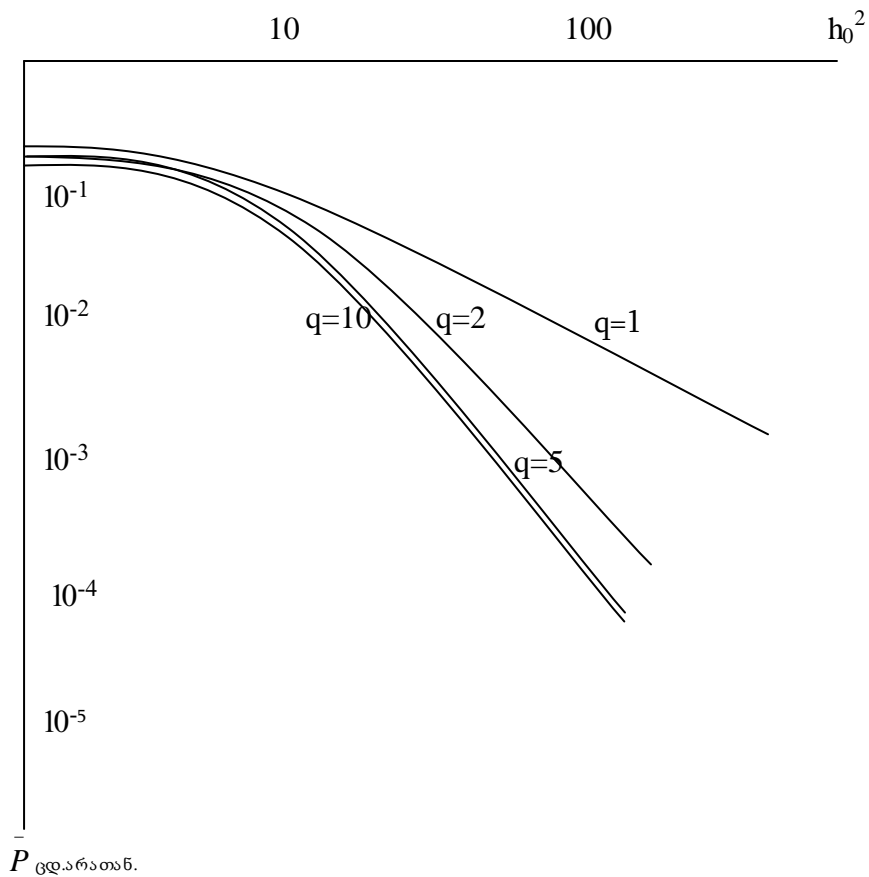
3.3.15-3.3.17 და 3.3.19-ის შესაბამისად ჩატარებული იქნა ცდომილების ალბათობის საჭირო ანგარიშები. შედეგები მოყვანილია ნახ.3.3.1-ზე და ნახ.3.3.2-ზე. კერძოდ, ნახ.3.3.1-ზე მოცემულია დამოკიდებულება $P_{\text{ცდ.თან.}}(h_0^2)$ F სიხშირის სპექტრში გადასაცემი სიგნალის ენერჯის თანაბარი განაწილების დროს. წყვეტილი ხაზებით მოცემულია შეფასებები $P_{\text{ცდ.თან.}}(h_0)$, რომლებიც გამოთვლილია 3.2.19 ფორმულის მიხედვით $q=1,2,3,5$, და 10 მნიშვნელობებისათვის. ნახ.3.3.2-ზე მოცემულია დამოკიდებულება $P_{\text{ცდ.არათ.თან.}}(h_0^2)$ სიგნალის ენერჯის არათანაბარი განაწილების დროს მდგენელების შემდეგი კრებულისათვის



ნახ.3.3.1 $\bar{P}_{\text{ცდ.თან}}$ დამოკიდებულება ენერჯის განაწილებასთან

$$h_{0,1}^2 = (1/9)[8 + (1/4)^{q-1}]h_0^2; \quad h_{0,k}^2 = (1/3)(1/4)^{k-1}h_0^2, \quad k=2 \dots q$$

უნდა აღინიშნოს, რომ მიღებული შედეგები განსაზღვრავს სიგნალების ადაპტური კოჰერენტული მიღების პოტენციალურ შესაძლებლობებს არხებში სელექციური მიყუჩებით (მილევიტ). ამ დროს მიმღებში ხდება აბსოლუტურად ზუსტი შეფასება არხის გადაცემის კოეფიციენტის მდგენელების ყველა სიხშირეზე ($k=k_1, k_2$) და შეფასების შედეგების მყისიერი გამოყენება. მიღებული შედეგების ანალიზი შესაძლებლობას გვაძლევს ვამტკიცოთ, რომ განხილულ შემთხვევებში სიგნალის ბაზის გაზრდა ($\beta=2q$) იწვევს ცდომილების ალბათობის შემცირებას. სვადასხვა თანაბარი პირობების შემთხვევაში ცდომილების ალბათობის მინიმუმი მიიღწევა სიგნალის ენერჯის თანაბარი განაწილების დროს.



ნახ. 3.3.2 \bar{P} ცდარათან. დამოკიდებულება ენერჯის განაწილებასთან

3.4. ფაზასხვაობითი მოდულირებული სიგნალების კოჰერენტული დემოდულატორის ხელშეშლებისადმი მდგრადობა არხებში სელექციური მიყუჩებით (მილევით)

[75]-ში განხილულია იდეალური ადაფტური კოჰერენტული დემოდულატორის ხელშეშლებისადმი მდგრადობა სიგნალების ერთჯერადი ფაზასხვაობითი მოდულაციით არხებში სიხშირის მიხედვით მიყუჩებით (მილევით) და ადიტიური გაუსის ხმაურით. ასეთი ალგორითმის რეალიზაციისათვის და საყრდენი კოჰერენტული რხევების ფორმირებისათვის აუცილებელია მისაღები სიგნალის სიხშირის ზოლში მისი მდგენელების გადაცემის კოეფიციენტების აბსოლუტურად ზუსტი შეფასება და შეფა-

სების შედეგების მყისიერად გამოყენება. სელექციური მიყუჩების (მიღევის) რეალურ არხებში ასეთი ინფორმაციის მიღება და გამოყენება საკმაოდ რთულია (პრაქტიკულად შეუძლებელია). ამიტომ [75]-ში მიღებული შედეგები შეიძლება განვიხილოთ, როგორც პოტენციალურად მიღწევადი. ამასთან ერთად, საინტერესოა კოჰერენტული დემოდულატორის ხელშეშლებისადმი მდგრადობის კვლევა ადიტიური გაუსის ხმაურის და სიხშირის მიხედვით სელექციური მიყუჩების (მიღევის) არხებში. დასმული ამოცანის გადაწყვეტა ხდება კოჰერენტული დემოდულატორისათვის ერთჯერადი ფაზასხვაობითი მოდულირებული სიგნალების შემთხვევაში. [74], ცნობილია რომ ერთჯერადი ფაზასხვაობითი მოდულირებული სიგნალების კოჰერენტული მიღების ალგორითმი შეიძლება წარმოვადგინოთ შემდეგი სახით

$$(I_1+I_2)^2 > (I_1-I_2)^2 \quad (3.4.1)$$

სადაც,

$$I_1=(2/T)\int_0^T Z_n(t)S(t)dt; \quad I_2=(2/T)\int_0^T Z_{n+1}(t)S(t)dt$$

$S(t)$ -გადასაცემი სიგნალის ვარიანტი [2]

$$S(t)=\sum_{k=k_1}^{k_2} (A_k \cos k \omega t + B_k \sin k \omega t)$$

$A_k, B_k - t \in (0,1)$ ინტერვალზე გადასაცემი სიგნალის ფურიეს მწკრივის დაშლის კოეფიციენტები; $\omega = 2\pi/T$; T -სიგნალის ელემენტარული გზავნილის ხანგრძლივობა; $k_2 - k_1 + 1 = q$ $\beta = 2q$ -სიგნალის ბაზა.

$Z_n(t)$ -სიგნალის n -ური გზავნილის და გაუსის ადიტიური ხმაურის ნარევის რეალიზაცია. რომ არ დავარდვიოთ განზოგადება, ჩავთვალოთ გადაცემული სიგნალის ფაზათა სხვაობის ნულოვანი მნიშვნელობა. ე. ი.

$$Z_n(t)=\sum_{k=k_1}^{k_2} [(a_k + \xi_k) \cos k \omega t + (b_k + \hat{\xi}_k) \sin k \omega t]$$

$$Z_{n+1}(t)=\sum_{k=k_1}^{k_2} [(a_k + \eta_k) \cos k \omega t + (b_k + \hat{\eta}_k) \sin k \omega t]$$

სადაც,

$$a_k = \mu_{\text{ს}_3} A_k - \mu_{\text{ფ}_3} B_k, \quad b_k = \mu_{\text{ს}_3} B_k + \mu_{\text{ფ}_3} A_k;$$

$\mu_{\text{ს}_3}$ $\mu_{\text{ფ}_3}$ -k-ურ სიხშირეზე არხის გადაცემის კოეფიციენტის სინფაზური და კვადრატული მდგენელები; ξ_k , $\hat{\xi}_k$, μ_k და $\hat{\mu}_k$ k-ურ სიხშირეზე ადიტიური გაუსის ხმაურის კოეფიციენტების დაშლის რეალიზაციის სინფაზური და კვადრატული მდგენელებია, სიგნალის n-ური და (n+1) გზავნილის გადაცემისას ნორმალური შემთხვევითი სიდიდის ნულოვანი საშუალო და თანაბარი დისპერსიებით. განხილულ შემთხვევაში შეცდომების ალბათობა განისაზღვრება 3.4.1 უტოლობის შეუსრულებლობით. ე. ი.

$$P_{\text{ფდ}} = P[\chi_1 < \chi_2] \quad (3.4.2)$$

სადაც

$\chi_1 = (I_1 + I_2)^2$, $\chi_2 = (I_1 - I_2)^2$. χ_1 -ის და χ_2 -ის მოსაძებნად წარმოვადგავდგინოთ

$$\sqrt{\chi_1} = I_1 + I_2 = \sum_{k=k_1}^{k_2} [2(\alpha_k A_k + b_k B_k) + A_k(\xi_k + \hat{\eta}_k) + B_k(\hat{\xi}_k + \hat{\eta}_k)]$$

$$\sqrt{\chi_2} = I_1 - I_2 = \sum_{k=k_1}^{k_2} [A_k(\xi_k - \hat{\eta}_k) + B_k(\hat{\xi}_k - \hat{\eta}_k)] \text{ და ადვნიშნით}$$

$$\alpha_k = \xi_k + \hat{\eta}_k; \quad \hat{\alpha}_k = \hat{\xi}_k + \hat{\eta}_k; \quad \beta_k = \xi_k - \hat{\eta}_k; \quad \hat{\beta}_k = \hat{\xi}_k - \hat{\eta}_k$$

გავითვალისწინებთ, რა α_k , $\hat{\alpha}_k$, β_k და $\hat{\beta}_k$ არის ნორმალური შემთხვევითი სიდიდეები ნულოვანი საშუალოთი და ერთნაირი დისპერსიებით, ძნელი არ არის ვაჩვენოთ, რომ

$$\alpha = \sum_{k=k_1}^{k_2} [A_k \alpha_k + \beta_k \hat{\alpha}_k] \quad \delta = \sum_{k=k_1}^{k_2} [A_k \beta_k + B_k \hat{\beta}_k]$$

g-ფაქტორი არის ნორმალური შემთხვევითი სიდიდე ნულოვანი საშუალოთი და თანაბარი დისპერსიით [54]

$$\sigma^2 = \bar{\alpha}^2 - \bar{\sigma}^2 = (2g^2/T) \sum_{k=1}^q C_k;$$

სადაც,

$$C_k = A_k^2 + B_k^2$$

ამრიგად, შეცდომების ალბათობა განისაზღვრება იმის ალბათობით, რომ χ შემთხვევითი სიდიდე ემორჩილება, არაცენტრალურ χ^2 განაწილებას ერთი თავისუფლების ხარისხით [78]

$$f(\chi_1) = (1/(2\sigma)) \sqrt{2\pi\chi_1} [\exp\{-(\sqrt{\chi_1} - \sigma)^2/(2\sigma^2)\} + \exp\{-(\sqrt{\chi_1} + \sigma)^2/(2\sigma^2)\}] \chi_1 \geq 0 \quad (3.4.3)$$

სადაც, $\sigma = 2 \sum_{k=1}^q a_k A_k + b_k B_k = 2 \sum_{k=1}^k (\mu_{kA} A^2 + \mu_{kB} B^2)$ იქნება ნაკლებად დამოკიდებული χ_q შემთხვევით სიდიდეზე. χ^2 არის აგრეთვე განაწილება ერთი თავისუფლების ხარისხით [79]

$$f(\chi_2) = [1/(2\sigma \sqrt{2\pi\chi_2})] \exp\{-\chi_2/2\sigma^2\}; \quad \chi_2 \geq 0$$

თუ ჩავსვამთ 3.4.3 და 3.4.4 3.4.2-ში, მივიღებთ

$$P_{\text{გე}} = [1/(4\pi\sigma^2)] \int_0^\infty (1/\sqrt{\chi_2}) \exp\{-\chi_2/2\sigma^2\} \int_0^{\chi_2} (1/\sqrt{\chi_1}) [\exp\{-(\chi_1 - \sigma)^2/2\sigma^2\} + \exp\{-(\sqrt{\chi_1} + \sigma)^2/2\sigma^2\}] d\chi_1 d\chi_2.$$

თუ შევცვლით ცვლადებს $t = \sqrt{\chi_1}/\sigma$; $Z = \sqrt{\chi_2}/\sigma$, მივიღებთ

$$P_{\text{გე}} = (1/\pi) \int_0^\infty \exp\{-Z^2/2\} \int_0^Z \exp\{-(t - \bar{t})^2/2\} + \exp\{-(t + \bar{t})^2/2\} dt dZ \quad (3.4.5)$$

სადაც $t = \sigma$. 3.4.5 ინტეგრალი შეიძლება წარმოვადგინოთ ორი ინტეგრალის ჯამის სახით

$$I = (1/\pi) \int_0^\infty \exp\{\chi^2/2\} \int_0^\chi \exp\{-(y - \bar{y})^2/2\} dy dx \quad (3.4.6)$$

3.4.6 ინტეგრალის გამოთვლისათვის იგი წარმოვადგინოთ დამხმარე ინტეგრალის სახით

$$I = (1/\pi) \int_{-\infty}^y \int_0^\infty \exp\{-(\chi^2)/2\} \int_0^\chi (y-z) \exp\{-(y-z)^2\} dy d\chi dz$$

თუ გავაინტეგრალებთ y -ის მიმართ მივიღებთ

$$I = (1/\pi) \int_{-\infty}^y \int_0^\infty \exp\{-(\chi^2)/2\} [\exp\{-z^2/2\} - \exp\{-(\chi - z)^2/2\}] d\chi dz$$

ელემენტარული გარდაქმნების შედეგად მივიღებთ

$$I = (1/\pi) \left[\int_{-\infty}^y \int_0^{\infty} \exp\{-(\chi^2 + z^2)/2\} d\chi dz \int_{-\infty}^y \int_0^{\infty} \exp\{-(\chi - z)^2 + \chi^2/2\} d\chi dz = F(\bar{y}) - \right.$$

$$(1/\pi) \int_{-\infty}^y \exp\{-z^2/4\} \int_0^{\infty} \exp\{-(\sqrt{2} \chi - z/\sqrt{2})^2\} d\chi dz = F(\bar{y}) - \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_{-\infty}^y \exp\{-u^2/2\} F(u) du = E(\bar{y}) - F^2(\bar{y}/\sqrt{2}) \quad (3.4.7)$$

სადაც,

$$F(x) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_{-\infty}^x \exp\{-t^2/2\} dt$$

არის ლაპლასის ინტეგრალი. თუ ვისარგებლებთ 3.4.7-თი, ადრე შემოტანილი აღნიშვნებით და გავითვალისწინებთ, რომ $F(-X) = -F(X)$; $F(X) = 0,5[1 + \Phi(\chi/\sqrt{2})]$ მივიღებთ

$$P_{\text{ფ.}} = (1/2) [1 - \Phi^2\{(\sqrt{T/2\vartheta^2} \sum_{k=1}^q \mu_{\text{სკ}} C_k) / \sqrt{\sum_{k=1}^q C_k}\}] \quad (3.4.8)$$

აღსანიშნავია, რომ მიყუჩების (მიღვეის) არ არსებობის დროს 3.4.8-დან გამოდის ცდომილების ალბათობის ცნობილი გამოსახულება, რომელიც სამართლიანია ერთჯერადი ფაზასხვაობითი მოდულირებული სიგნალების კოჰერენტული მიღების დროს ადიტიური გაუსის ხმაურიან არხებში [17,73].

$$P_{\text{ფ.}} = (1/2) [1 - \Phi^2(h)] \quad (3.4.9)$$

სადაც,

$$h^2 = (T/2\vartheta^2) \sum_{k=1}^q C_k (\mu_{\text{სკ}}^2 + \mu_{\text{ფკ}}^2) \quad (3.4.10)$$

$$\mu_{\text{ს1}} = \mu_{\text{სq}} = \mu_{\text{ს}} \quad \mu_{\text{ფ1}} = \mu_{\text{ფq}} = \mu_{\text{ფ}}$$

მიყუჩების (მიღვეის) არხებში მიღებული სიგნალის ენერგია და შესაბამისად h^2 -ის სიდიდე არის შემთხვევითი და შეცდომების საშუალო მნიშვნელობის განსაზღვრისათვის 3.4.8 უნდა გავასაშუალოთ გადაცემის კოეფიციენტის ყველა შესაძლო სინფაზური მდგენელის $\mu_{\text{სკ}}$ მიხედვით (სადაც $k = k_1, k_2, k_2 - k_1 + 1 = q$).

შემოვიტანოთ აღნიშვნა

$$v = \frac{\sum_{k=1}^q (\mu_{sk} C_k)}{\sqrt{\sum_{k=1}^q C_k}}$$

რადგანაც μ_{sk} ნორმალური შემთხვევითი სიდიდეებია, ნულოვანი საშუალოთი.

შემთხვევითი სიდიდე v -ც არის ნორმალური ნულოვანი საშუალოთი და დისპერსიით

$$\sigma_v^2 = \frac{\sum_{k=1}^q \sum_{e=1}^q C_k C_e \bar{\mu}_{\mu_{se}}}{\sum_{k=1}^q C_k} \quad (3.4.11)$$

სადაც μ_{sk} μ_{se} k -ურ და e -ურ სიხშირეებზე გადაცემის კოეფიციენტის სინფაზური მდგენელების კორელაციური ფუნქციაა. შესაბამისად 4.3.8 შეიძლება წარმოვადგინოთ შემდეგი სახით

$$\bar{P}_{\text{გდ}} = (1/2) \sqrt{2\pi} \sigma_v \int_{-\infty}^{\infty} [1 - \Phi^2(\sqrt{T} | 2v^2 v) \exp\{-(v^2)/2\sigma_v^2\}] dv \quad (3.4.12)$$

ან ელემენტარული გარდაქმნების შედეგად მივიღებთ

$$\bar{P}_{\text{გდ}} = (1/2) - 1/\sqrt{2\pi} \int_0^{\infty} \Phi^2(\sqrt{T} | 2v^2 \sigma_v t) \exp\{-t^2/2\} dt$$

ეს ინტეგრალი არის ცხრილის [72,74], შედეგად მივიღებთ

$$\bar{P}_{\text{გდ}} = (1/2) - (1/\pi) \arctg(T \sigma_v^2) / (v^2 \sqrt{2T} \sigma_v^2 / v^2 + 1) \quad (3.4.13)$$

შემდგომში გავითვალისწინოთ, რომ

$$\bar{\mu}_{sk} \bar{\mu}_{se} = 0,5 \bar{\mu}^2 R_{k,e} \quad (3.4.14)$$

სადაც $\bar{\mu}^2$ – სიხშირის ყველა მდგენელზე არხის გადაცემის კოეფიციენტის საშუალო მნიშვნელობის კვადრატი; $R_{k,e}$ – k -ურ e -ურ სიხშირეებზე ნორმირებული კორელაციის კოეფიციენტები. ჩავსვათ 3.4.14 3.4.11-ში, მივიღებთ

$$\sigma_v^2 = 0,5 \bar{\mu}^2 \frac{\sum_{k=1}^q \sum_{e=1}^q C_k C_e R_{k,e}}{\sum_{k=1}^q C_k} \quad (3.4.15)$$

ე. ი. როგორც მოსალოდნელი იყო შემთხვევითი v სიდიდის დისპერსია განისაზღვრება მიყუჩების (მილევის) ხასიათით. ($R_{k,e}=1$ და როცა $k=e$)
 3.4.15-დან გამომდინარეობს საერთო მიყუჩება (მილევა)

$$\sigma_{v,0}^2 = 0,5 \bar{\mu}^2 \sum_{k=1}^q C_k \quad (3.4.16)$$

სუფთა სელექციური (არაკოლერილებული) მიყუჩების (მილევის) დროს ($R_{k,e}=0$ როცა $k \neq e$, $R_{k,e}=1$ როცა $k=e$)

$$\sigma_{v,c} = 0,5 \bar{\mu}^2 \sum_{k=1}^q C_k^2 / \sum_{k=1}^q C_k \quad (3.4.17)$$

3.4.16 და 3.4.17 ჩავსვათ 3.4.13-ში მივიღებთ გამოსახულებას კოჰერენტული დემოდულატორის ცდომილების საშუალო ალბათობის საანგარიშოდ.

საერთო რელეური მიყუჩებისათვის (მილევისათვის)

$$\bar{P}_{\text{ცდ.საერ.}} = (1/2) - (1/\pi) \arctg(h^2 / \sqrt{1 + 2h^2}) \quad (3.4.18)$$

სუფთა სელექციური მიყუჩებისათვის (მილევისათვის)

$$\bar{P}_{\text{ცდ.სელ.}} = (1/2) - (1/\pi) \arctg(\bar{\mu}^2 TQ / 2v^2 \sqrt{1 + \bar{\mu}^2 TQ / v^2}) \quad (3.4.19)$$

სადაც \bar{h}^2 -მიღების ადგილზე სიგნალ/ხმაურთან ფარდობის საშუალო მნიშვნელობა (ფსმ)

$$Q = \sum_{k=1}^q C_k^2 / \sum_{k=1}^q C_k \quad (3.4.20)$$

როგორც ადრეც აღვნიშნეთ, სელექციური მიყუჩების (მილევის) არხებში შეცდომების საშუალო მნიშვნელობის ალბათობა დამოკიდებულია გადასაცემი სიგნალის სიხშირის მიხედვით ენერჯიის განაწილებაზე [80]. სიგნალის ენერჯიის თანაბარი განაწილების დროს ($C_k=C-\text{const}$) 3.4.20-დან გამომდინარეობს, რომ $Q=C$ და 3.4.19 შეიძლება წარმოვადგინოთ შემდეგი სახით

$$\bar{P}_{\text{ცდ.სელ.}} = (1/2) - (1/\pi) \arctg(\bar{h}^2 / q \sqrt{1 + 2h/q}); \quad (3.4.21)$$

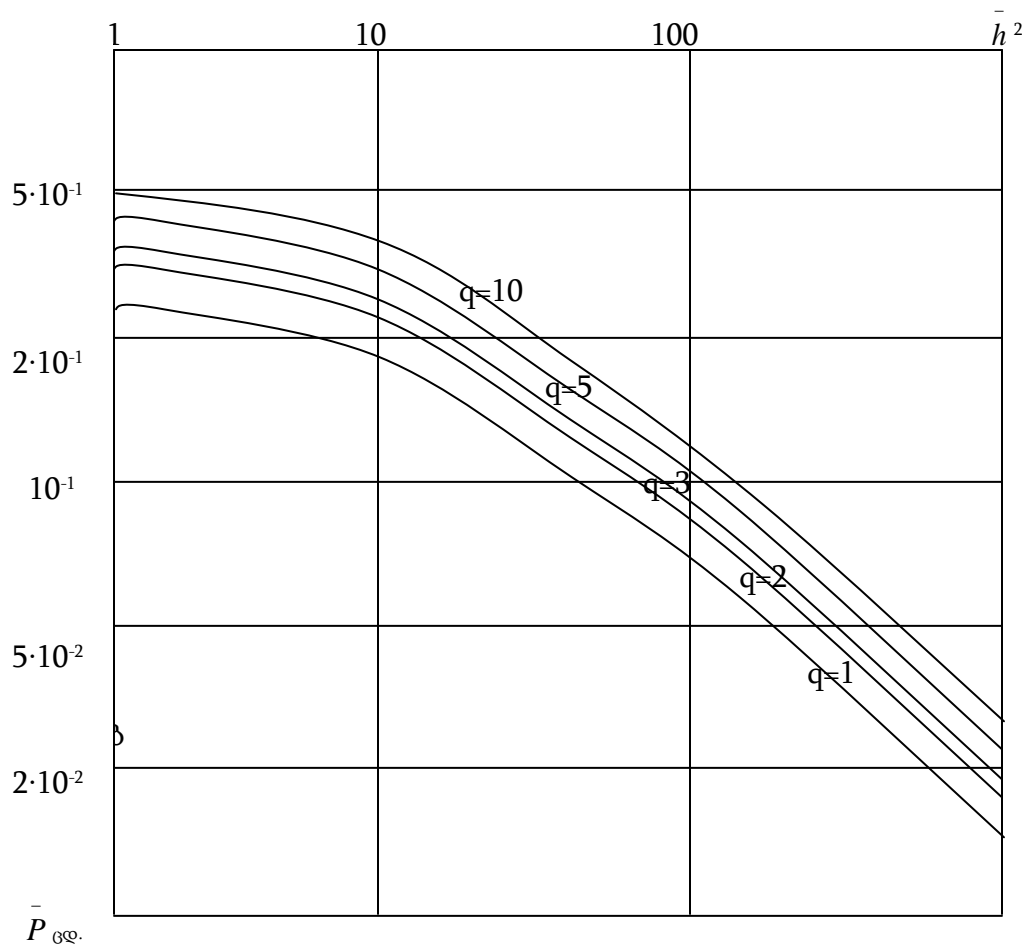
არათანაბარი განაწილების დროს

$$Q=(2\nu^2/\bar{\mu}^2Th^2\sum_{k=1}^q(\bar{h}_k^2)^2) \quad (3.4.22)$$

ჩავსვათ 4.3.22. 4.3.19)-ში, მივიღებთ

$$\bar{P}_{\text{ცდ.სელ.}}=(1/2)-(1/\pi)\arctg\{\sum_{k=1}^q(\bar{h}_k^2)/h^2\sqrt{1+2\sum_{k=1}^q(\bar{h}_k^2)/h^2}\} \quad (3.4.23)$$

3.4.18, 3.4.21 და 3.4.23-ის მიხედვით ჩატარებული იქნა საჭირო გათვლები. ნახ.3.4.1-ზე მოცემულია $\bar{P}_{\text{ცდ.საერთო}}$ 3.4.18 და $\bar{P}_{\text{ცდ.სელ.}}$ 3.4.21 დამოკიდებულება $q=1, 2, 5$ და 10 -სათვის, ხოლო ნახ.3.4.2-ზე მოცემულია



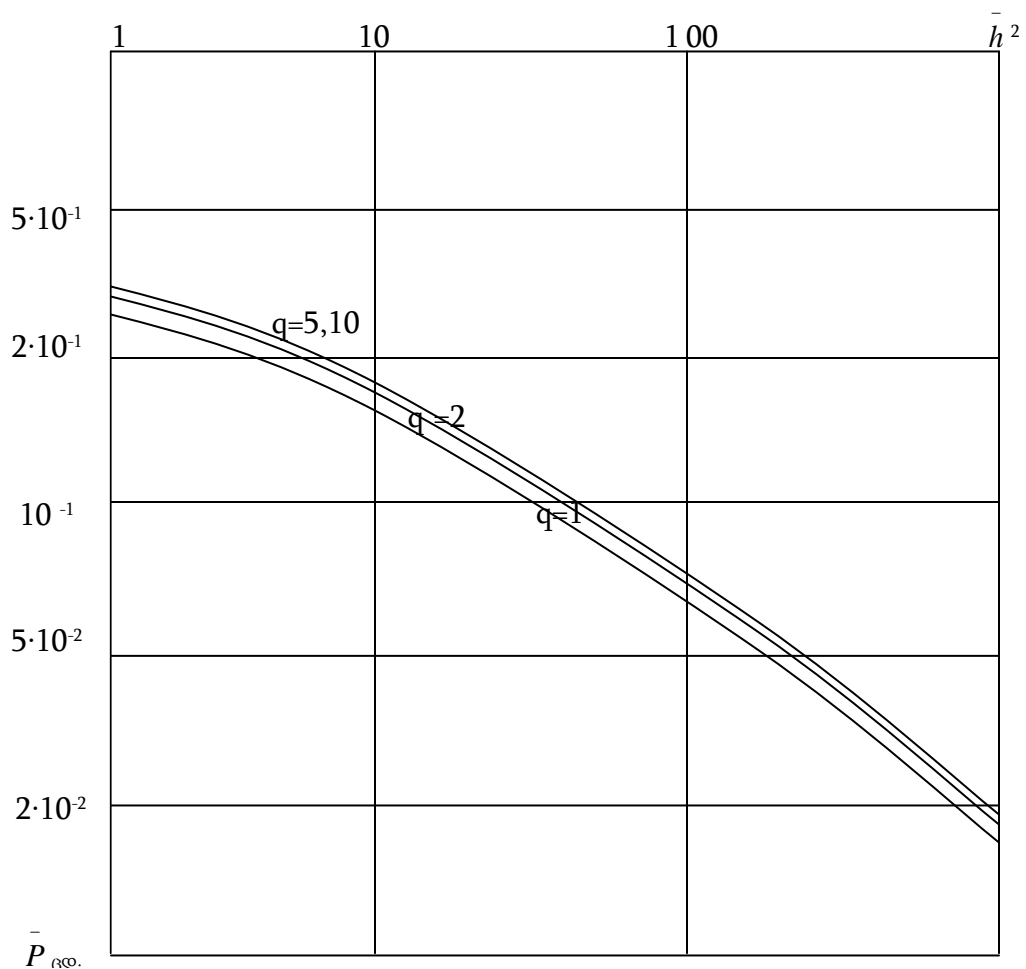
ნახ.3.4.1 $\bar{P}_{\text{ცდ.საერთო}}$ დამოკიდებულება \bar{h}^2 -საგან

$$\bar{h}_1^2=(1/9)[8+(1/4)^{q-1}]h^2;$$

$$\bar{h}_k^2=(1/3)(1/4)^{k-1}h^2,$$

$k=2, \dots, q$ $P_{\text{ცდ.სელ. 3.4.23}}$ გადასაცემი სიგნალის ენერჯიის არათანაბარი განაწილების მდგენელების პორციალური შერჩევის შემთხვევაში. მიღებული შედეგების ანალიზი, გვაძლევს საშუალებას სელექციური მიყუჩების (მიღების) არხებში კოჰერენტული ერთჯერადი (ფსმ) სიგნალების დემოდულატორის ხელშეშლებისადმი მდგრადობის შესახებ გავაკეთოთ შემდეგი დასკვნები:

1. არხის გადაცემის კოეფიციენტის მდგენელების მიმდინარე ინფორმაციის დემოდულატორის არ არსებობის დროს ირღვევა კოჰერენტული



ნახ. 3.4.2. $P_{\text{ცდ.სელ.}}$ დამოკიდებულება \bar{h}^2 -საგან განაწილების მდგენელების პორციალური შერჩევის პირობებში.

დამუშავების პირობა, რაც განაპირობებს შეცდომების ალბათობის გაზრდას.

2. მიღების ხელშეშლებისადმი მდგრადობა დამოკიდებულია სიგნალის ბაზაზე. ყველა სხვა თანაბარი პირობების დროს სიგნალის ბაზის გაზრდა იწვევს შეცდომების ალბათობის გაზრდას. აღნიშნული მოვლენა განსაკუთრებით ვლინდება გადასაცემი სიგნალის გამოყენებული სიხშირის ზოლში, სიგნალის ენერჯის თანაბარი განაწილების დროს.

3.5. ციფრული სატელევიზიო სიგნალის ხმის თანხლებით გადაცემის პრობლემები

სიგნალების ეფექტური გადაცემის დროს მნიშვნელოვანია საიმედო ტექტური სინქრონიზაციის უზრუნველყოფა. ე.ი. ტექტური ინტერვალის საზღვრები რომელზედაც მოდის სიგნალი ცნობილი უნდა იყოს ზუსტად. სინქრონიზაციის საკითხები განსაკუთრებით მნიშვნელოვანია ოპტიმალური დემოდულატორის რეალიზაციის დროს. დღეისათვის სატელევიზიო სიგნალის ხმის თანხლებით გადაცემისათვის, როგორც წესი, გამოიყენება სიხშირული მოდულაცია. ამ დროს გამოსახულების მიღების ყველა ზონაში უზრუნველყოფილია ხმის გადაცემის საიმედოობა და მაღალხარისხოვნება [82]. მიუხედავად ამისა უკანასკნელ წლებში დიდი ყურადღება ეთმობა სტერეოფონურ ან ორენოვანი გადაცემის პრობლემებს და სატელევიზიო ქსელის სისტემაში დამატებითი მონაცემების გადაცემას [83÷84]. ამ ამოცანების გადაწყვეტისათვის, სატელევიზიო სიგნალის ხმის თანხლებით გადაცემის სისტემების დამუშავებისათვის შემოთავაზებული იქნა სხვადასხვა ვარიანტები. ეს ვარიანტები დაფუძნებულია ხმის სიგნალების ანალოგურ და ციფრულ დამუშავებასთან. კერძოდ სტერეოფონური სისტემებისათვის მიღებულია ვისაგებლოთ პოლარული მოდულაციის სისტემებით. ამ სისტემაში გადამტანი სიხშირე $f_{\text{ხ.დ.}}$ უდრის სტრიქონების გაშლის $f_{\text{სტ.}}$ სიხშირის მეორე ჰარმონიკას და სინქრონიზებულია მასთან, რაც უზრუნველყოფს კომბინირებული სიგნალების სიხშირეზე უმნიშვნელო ზეგავლენას.

აშშ-ში დამუშავებულია “Zenith” სისტემა, რომელშიც კომპლექსური სტერეო სიგნალი ფორმირდება გადამტანი სიხშირით $f_{\text{გად.}}=2f_{\text{სტრ.}}=31,468\text{კჰც}$. კომპლექსური სიგნალის დაბალსიხშირული მდგენელი ორი სტერეოწყვილის ჯამია (მარჯ.+მარცხ.) სადაც (მარჯვენა და მარცხენა-მარჯვენა და მარცხენა არხები); ტონალობის ქვეშ მყოფი ნაწილი არის ამპლიტუდურად მოდულირებული რხევები, თანაც მამოდულირებლის სახით გვევლინება სხვაობითი სიგნალი. მოდულირებული სიგნალი მთლიანად მიღებულია და მიმღებ მხარეს ამ სიგნალის აღსადგენად შეყვანილია პილოტ-ტონი სიხშირით $f_{\text{სტრ.}}=15,734\text{კჰც}$. იაპონიაში სატელევიზიო სიგნალის ხმის თანხლებით გადაცემისათვის გამოიყენება სიხშირული მოდულაცია [86]. სადაც მოდულირებული სიგნალის სიხშირის შეცვლისათვის გამოიყენება შემცირებული ინდექსი $4_{\text{მოდ.}}(m.s.=0,5)$. შედეგად სისტემაში ძალიან ცუდი ენერგეტიკული თანაფარდობაა. მოდულირებული სიგნალის დონე ხუთჯერ აღემატება სიხშირულად მოდულირებული გვერდითი სიხშირეების დონეს. დასავლეთ ევროპის ქვეყნებში დიდი გამოყენება ჰპოვა სტერეოფონურმა გადაცემამ ორი გვერდითი გადამტანით. პირველ (ძირითად) გადამტანზე $f_{\text{გად.1}}$ გადაიცემა (მარჯვენა+მარცხენა)/2 სიგნალი, ხოლო მეორე $f_{\text{გად.2}}$ –მარცხენა არხის სიგნალი. $f_{\text{გად.1}}$ და $f_{\text{გად.2}}$ სიხშირეები ერთმანეთისაგან დაცილებული არიან $15,5 f_{\text{სტრ.}}$ სიდიდით და სიხშირის მიხედვით მოდულირდებიან ხმის (ბგერითი) სიხშირით. უნდა აღვნიშნოთ, რომ სტერეოფონური სიგნალების გადაცემის ერთ-ერთი ძირითადი პრობლემაა ახალი არხების წარმოქმნა. დღეისათვის არსებობს ასეულობით (და ათასეულობით) მცირესიმპლავრიანი რეტლანსიატორები, განლაგებული ერთმანეთისაგან დაცილებული გარკვეული მანძილით. სტერეოსიგნალის ფორმირების აპარატურა, რომლითაც აუცილებელია მოხდეს გადაცემის დაკომპლექტება, რთული და ძვირადღირებულია, ვიდრე სატელევიზიო სიგნალების ხელოვნური თანამგზავრიდან მიღების რეტლანსიატორები და მოწყობილობები [87]. ამრიგად, დგება ამოცანა ისეთი სტერეოფონური (და ორენოვანი) სატელევიზიო ბგერითი სიგნა-

ლების ფორმირებისა, რომლებიც არ საჭიროებს არსებული გადამცემი რეტლანსიატორების მოდერნიზაციას. გადაიცემა სატელევიზიო სიგნალთან ერთად იმავე სიხშირის ზოლში.

ინფორმაციის გადამცემი ტექნიკის თანამედროვე ეტაპი ხასიათდება ბგერითი სიგნალების ფორმირების დამუშავებისა და გადაცემის ციფრულ მეთოდებზე გადასვლით. ეს განპირობებულია, პირველ რიგში ციფრული მეთოდების შესამჩნევი უპირატესობით ანალოგურთან შედარებით [81,84,]: -ხელშეშლებისადმი გაცილებით დიდი მდგრადობა; - სატელევიზიო სიგნალის ბგერის თანხლებით გადაცემის მნიშვნელოვნად მაღალი ხარისხი; - მაღალი ხარისხის რადიომაუწყებლობის წარმოებაზე შედარებით ნაკლები შრომატევადობა; - ბგერითი (ხმის) მაუწყებლობის ქსელების მოწოდების პროგრამების მოქნილობის გაზრდა; - მთლიანი მოწყობილობის და აპარატურის საიმედოობის და სტაბილურობის გაზრდა; ახალი სერვისული მომსახურების კომპლექსის მარტივი უზრუნველყოფა; შინა-არსობრივად რადიომაუწყებლობის ციფრულ ტექნიკაზე გადასვლა ნიშნავს სამომხმარებლო რადიოელექტრონული აპარატურის წარმოების სრულიად ახალ ტექნოლოგიაზე გადასვლას. შედეგად პრაქტიკულად აღარ გვესაჭიროება რეგულირების მოწყობილობები და სამუშაოები. აპარატურა ან მუშაობს და უზრუნველყოფილია ხმის თანხლების მაღალი ხარისხი ან არ მუშაობს და უნდა შევცვალოთ შესაბამისი მიკროსქემა.

3.6. სატელევიზიო გამოსახულების სიგნალების ხმის (ბგერითი)

სიგნალების თანხლებით მაუწყებლობის დროითი და სიხშირული შემჭიდროება

დღეისათვის სატელევიზიო გამოსახულების ხმის (ბგერის) თანხლებით ციფრული სიგნალის შემჭიდროების პრობლემების ორი ძირითადი გადაწყვეტა არსებობს. პირველი დაკავშირებულია დროით შემჭიდროებასთან. დამატებითი ციფრული სიგნალის გადაცემისათვის სტრიქონული ჩამქრობი იმპულსის (სჩი) უკან სვლის დროს გამოიყოფა დროითი ინტერ-

ვალი. ე.ი. ბგერითი სიგნალი ციფრულ სახეში გადაიცემა გამოსახულების სიგნალის სიხშირის ზოლში. ყოველი უკან სვლის დროს ციფრული სიგნალის გადაცემისათვის 600 (სჩი), ყოველ კადრში გამოიყოფა დროითი ინტერვალი $\approx 4\text{მკწ}$. ე. ი. ერთი კადრის განმავლობაში ციფრული ინფორმაციის 600 კონის გადაცემისათვის ჯამური ხანგრძლივობა იქნება

$$T_{\text{გად.კად.}}=600 \cdot 4 \cdot 10^{-6}=2,4\text{მლწმ.}$$

შედეგად კონაში პილოტ სიგნალის ინფორმაციის საშუალო სიჩქარით გადაცემისას

$$V_{\text{კონის}}=V/6 \cdot 10^{-2}$$

შედეგად, პილოტ სიგნალის საშუალო სიჩქარის დროს $V=300\text{კლბ/წამი}$ მივიღებთ $V_{\text{კონის}}=5\text{მბტ./წმ.}$; როცა $\bar{V}=330\text{კლბ/წმ.}$ $V_{\text{კონის}}=5,5\text{მბტ./წმ.}$ როცა $\bar{V}=360\text{კლბ/წამი}$ $V_{\text{კონის}}=6\text{მბტ./წამი}$. თუ გავითვალისწინებთ, რომ სატელევიზიო სიგნალის სპექტრში ციფრული ინფორმაციის გადაცემისათვის შეიძლება გამოვიყენოთ სიხშირის ზოლი 4მგჰც-ის ფარგლებში, ასევე თუ გავითვალისწინებთ, რომ პილოტ სიგნალის ფარდობითი სიჩქარე საყოფაცხოვრებო აპარატურაში არ აჭარბებს $\alpha=1,5 \div 2\text{ბიტი/წმ.}$ [81], შეგვიძლია ორიენტაცია გავაკეთოთ პილოტ სიგნალის საშუალო სიჩქარეზე $(6 \div 8)\text{მბტ./წმ.}$ ამრიგად ციფრული სისტემების სატელევიზიო სიგნალების ბგერითი სიგნალების თანხლებით გადაცემის დროს პილოტ სიგნალის საშუალო სიჩქარე არ უნდა აღემატებოდეს

$$\bar{V}_{\text{მაქს.}}=6 \cdot 10^{-2} (6 \div 8) \cdot 10^6=(360 \div 480)\text{კბტ/წმ.}$$

აღსანიშნავია, რომ ბგერითი (ხმის) სიგნალის ციფრულ ფორმაში მაღალხარისხოვანი გადაცემისათვის (16 თანრიგა წრფივი (იკმ) და $F_{\text{დისკ.}}=48\text{კჰც}$. სიხშირით დისკრეტიზაციისას) აუცილებელია ვუზრუნველვყოთ პილოტ სიგნალის სიჩქარე (ხელშეშლებისადმი მდგრადი კოდირების გათვალისწინების გარეშე)

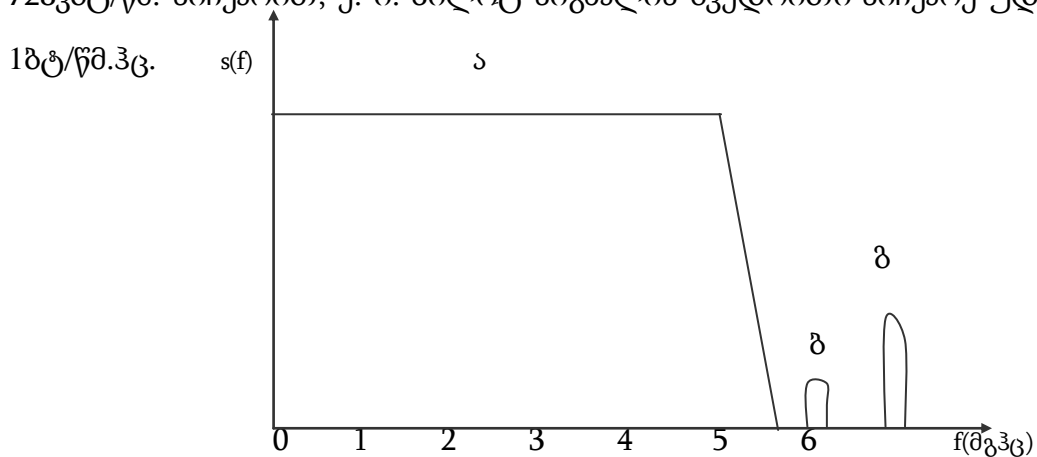
$$V=16 \cdot 48 \cdot 10^3=768\text{კბტ/წმ.}$$

ხოლო 14 თანრიგა (კიმ) და $F_{\text{დისკ.}}=32\text{კჰც}$.

$$V=14\cdot32\cdot10^3=448\text{კბტ/წმ.}$$

ამრიგად, განხილულ სისტემაში წრფივი (იკმ)-ის გამოყენების დროს ციფრულ ფორმაში შეიძლება გადაცემა ერთი მონოარხის ინფორმაცია. თუ გავითვალისწინებთ შემჭიდროვების სფეროში დღევანდელ მიღწევებს [81,] ბგერითი (ხმის) სიგნალების ციფრული სახით გადაცემის დროს შეიძლება ორიენტაცია გავაკეთოთ ორი დამატებითი მონოგრამის ან ერთი სტერეოს გადაცემაზე.

აღნიშნული ციფრული სისტემების მეორე მიმართულება დაკავშირებულია გამოსახულების და ხმის სიგნალების სიხშირულ შემჭიდროვებასთან. ნახ.3.6.1-ზე სქემატურად ნაჩვენებია სიხშირეთა ზოლები, რომელსაც იკავებს გამოსახულების სიგნალი (ა), ციფრული (ბ) და ანალოგური (გ). სიხშირული შემჭიდროვების სისტემებში გამოსახულების სიხშირის ზოლის გარკვეულწილად შემცირების ხარჯზე გამოიყოფა 700კჰც. სიხშირის ზოლი დამატებითი ორი ნომოგრამის ან ერთი მაღალხარისხოვანი სტერეოგრამის გადაცემისათვის. ანალოგიური მიდგომა გამოიყენება დასავლეთ ევროპის ქვეყნებში NICAM სისტემებში (Negr Instanteneocesy GMpanded Audio Multiplexing) [85]. ამ სისტემებში გამოიყოფა სიხშირის ზოლი $\Delta F=728\text{კჰც.}$, რომელშიც ორჯერადი ფაზასხვაობითი მოდულირებული სიგნალებით გადაიცემა ინფორმაციის ნაკადი 728კბტ/წმ. სიჩქარით, ე. ი. პილოტ სიგნალის ხვედრითი სიჩქარე უდრის 1ბტ/წმ.ჰც.



ნახ. 3.6.1 დაკავებული სიხშირეთა ზოლები

3.7. სიხშირული შემჭიდროვების ტელეხედვის ხმის თანხლებით გადაცემის სისტემებში ციფრული სიგნალების ფორმირებისა და გადაცემის პრინციპები

აღნიშნულ სისტემებში ანალოგური სიგნალი დისკრეტიზირდება სიხშირით $f_{დისკ.}=32კჰც.$, რაც უზრუნველყოფს სიმბოლოებს შორის სიხშირის გადაცემას $f_{ბა.ჰ.}=15კჰც.$, და ქვანტიერებას 14 თანრიგა ანალოგურ-ციფრული გარდამქმნელით (აცგ). ამრიგად, ასეთი ციფრული ნაკადის გადაცემის სიხშირე შეადგენს 448კბტ/წმ. ეს საკმაოდ დიდი სიხშირეა და ბუნებრივია დამმუშავებლები ცდილობენ მის შემცირებას. არსებობს ციფრული საწყისი ჭარბი სიგნალის შემცირების სხვადასხვა მეთოდები [84,88,89]. ბგერითი (ხმის) სიგნალის შედარებით მარტივი და ეფექტური კოდირების გავრცელებული მეთოდია ე. წ. „თითქმის მყისი კომპანდირება“ ან „მცოცავი მძიმით“ კოდირება, რმელიც მდგომარეობს შემდეგში: [84,85]. (აცგ)-დან გამოსული სიგნლების ანათვლები იწერება მეხსიერების ბლოკში (მბ). როგორც წესი, კომპანდირების ინტერვალს იღებენ 1მწმ, ე.ი. მეხსიერების ბლოკში იწერება 32 თოთხმეტთანრიგა სიტყვა. ნახ.3.7.1-ზე მოცემულია მაქსიმალური ანათვლის ოთხი უფროსი თანრიგის სიმბოლოების შესაძლო მნიშვნელობები, თანაც პირველი სიმბოლო ნიშნისაა ხოლო შემდეგი მომდევნოები უფროსი თანრიგის. ნიშნის სიმბოლოები (0 ან 1) გადაიცემა ყოველთვის. თუ მისი მომდევნო უფროსი სიმბოლო არის 1 (ნახ.3.7.1-ზე პირველი და ბოლო სტრიქონი), ე.ი. მაქსიმალური დონის სიგნალი, მაშინ საინფორმაციო არხში 32 კომპანდირებული ინტერვალიდან გადაიცემა ნიშნის სიმბოლო და მისი მომდევნო ცხრა სიმბოლო (სულ ათი სიმბოლო). თუ მაქსიმალური ათვლის ყველაზე უფროსი თანრიგი უდრის 0-ს (მეორე და ბოლოს წინა სტრიქონი ნახ.3.7.1), და მომდევნო სიმბოლო უდრის 1-ს, მაშინ კავშირის არხში გადაიცემა სიმბოლოები 2-დან 10-ის ჩათვლით (ნიშნის სიმბოლოს ჩათვლით ისევ 10). იმ პირობით,

რომ ყველა უფროსი სიმბოლო უდრის 0-ს, საინფორმაციო არხში გადაიცემა ნიშნის და 9 უმცროსი სიმბოლო.

ამრიგად, ყველა მაქსიმალური თითქმის მყისი კომპრესიის მახასიათებელი. ხუთსეგმენტის მახასიათებელი, საშუალებას იძლევა „ეკონომიურობა“ გავუწიოთ სიგნალის ყოველი ანათვლის გადაცემის დროს ორთაწრიგა 4 სიმბოლოს. რა თქმა უნდა ამ დროს იზრდება ხმაურის დონე, მაგრამ ამას ადგილი აქვს მხოლოდ მაშინ როცა იზრდება სასარგებლო სიგნალის დონე. ე. ი. ამ სისტემაში მყისი დინამიკური დიაპაზონი ყოველთვის > 60 დბ-ზე და ხმაური ყოველთვის ინიღბება სასარგებლო სიგნალით. სიგნალის დაბალი დონის დროს ქვანტირების ხმაური ხდება მოქნილი, როგორც 14 თაწრიგა წრფივი იმპულსურ კოდური მოდულაციის შემთხვევაში. შედეგად ინფორმაციის გადაცემის საჭირო სიჩქარე

$$V_{სასრ.}=(32\cdot 10+3)\cdot 10^3=323\text{კბტ/წმ.},$$

ე. ი. დაახლოებით 1,4-ჯერ ნაკლები ვიდრე საწყის 14 თაწრიგა იმპულსურ კოდურ მოდულირებული სიგნალისათვის. გადასაცემი ინფორმაციის ხელშეშლებისადმი მდგრადობის ასამაღლებლად სისტემაში გამოიყენება არხური კოდირება. გასაგებია, რომ ყველაზე საიმედოდ უნდა დავიცვათ მანტისის უფროსი თაწრიგის სიმბოლოები (ნიშნის თაწრიგის ჩათვლით). რიგითი სიმბოლოების დაცვა ხდება 9-ჯერადი განმეორებით და მაჟორიტარული დეკოდერებით. შედეგად რიგითი სიმბოლოების დეკოდერების შეცდომის ალბათობა უდრის იმას, რომ 9-ჯერადი მიღებული სიმბოლოებიდან შეცდომით არ იქნება 5-ზე ნაკლები. ეს ალბათობა ორობითი სიმეტრიული არხისათვის მეხსიერების გარეშე უდრის

$$P_{შეცდ.რ.ს.}=1-\sum_{i=0}^4 C_g^i P^i (1-P)^{q-1} \quad (3.7.1)$$

ნახ.3.7.3-ზე მოცემულია რიგითი სიმბოლოების შეცდომების ალბათობის დამოკიდებულება საინფორმაციო არხში შეცდომების ალბათო-

ბასთან. ამავე ნახაზზე წყვეტილი ხაზებით გამოსახულია იმის ალბათობა, რომ შეცდომა მოხდება სამი რიგითი სიმბოლოდან ერთერთში მაინც

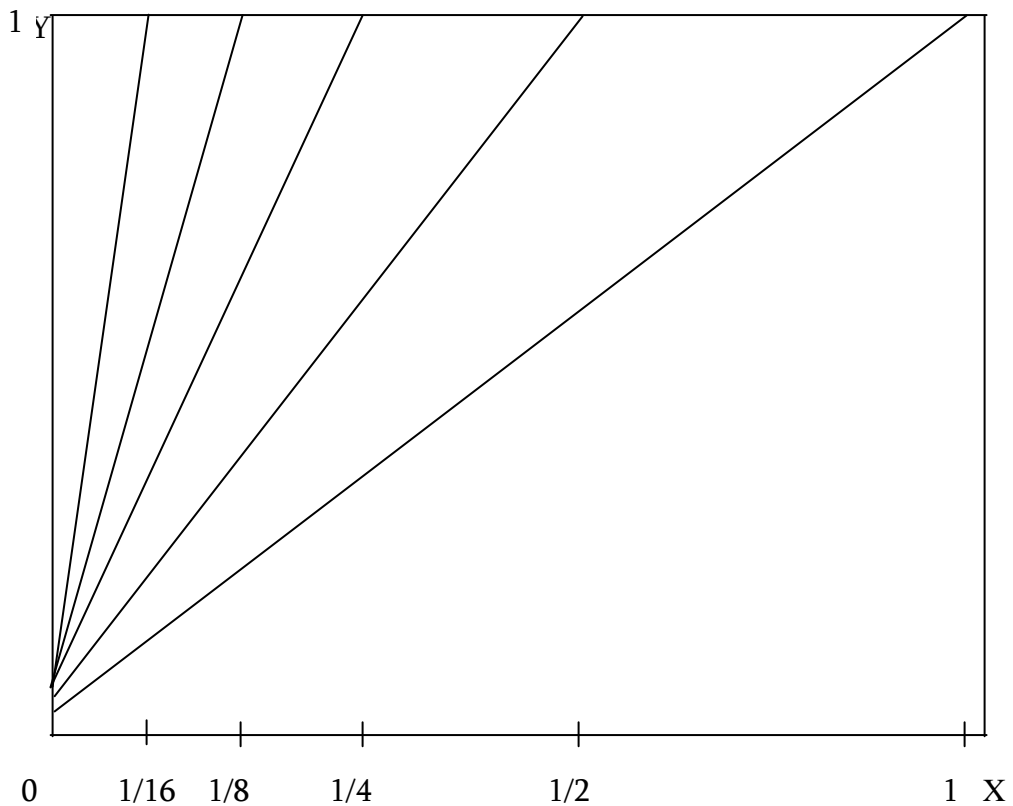
წმ	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
0	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
0	0	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
0	0	0	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
0	0	0	0	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
0	0	0	0	0	X	X	X	X	X	X	X	X	X
1	0	0	0	0	X	X	X	X	X	X	X	X	X
1	0	0	0	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X
1	0	0	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
1	0	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
1	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X

← 4 უფროსი თანრიგი →

ნახ.3.7.1 ოთხი უფროსი თანრიგის შესაძლო მნიშვნელობები

ამ დამოკიდებულებათა ანალიზის შედეგად შეგვიძლია დავამტკიცოთ, რომ ორობით სიმეტრიულ კოდში (ოსკ) შეცდომების საწყისი მოცემული ალბათობის დროს $P=10^{-3}$ ალბათობა $P_{რ.ს.} < 10^{-12}$, ე. ი. რიგითი სიმბოლოების დეკოდირების დროს საშუალოდ ერთი შეცდომა მოხდება 10^{12} მწ. დროში (ან 10^9 წმ-ში, ან $2,8 \cdot 10^5$ საათში, ან 3,2 წელში). მანტისების უფროსი თანრიგების დაცვისათვის გამოიყენება კოდი შეცდომების გასწორებით. ამ დროს მანტისის ექვს უფროს თანრიგს ემატება ერთი ბიტი ისე, რომ 2-ის მოდულით

ექვსი უფროსი თანრიგის სიმბოლოების ჯამი (გადაცემული რაოდენობიდან) და მაკონტროლებელი სიმბოლოსი უდრიდეს ნულს. ამრიგად,



ნახ.3.7.2 შეცდომის არ აღმოჩენის ალბათობა

$$P_{\text{რ.ს.}} = 1 - (1 - P_{\text{შეცდ.რ.ს.}})^3 \quad (3.7.2)$$

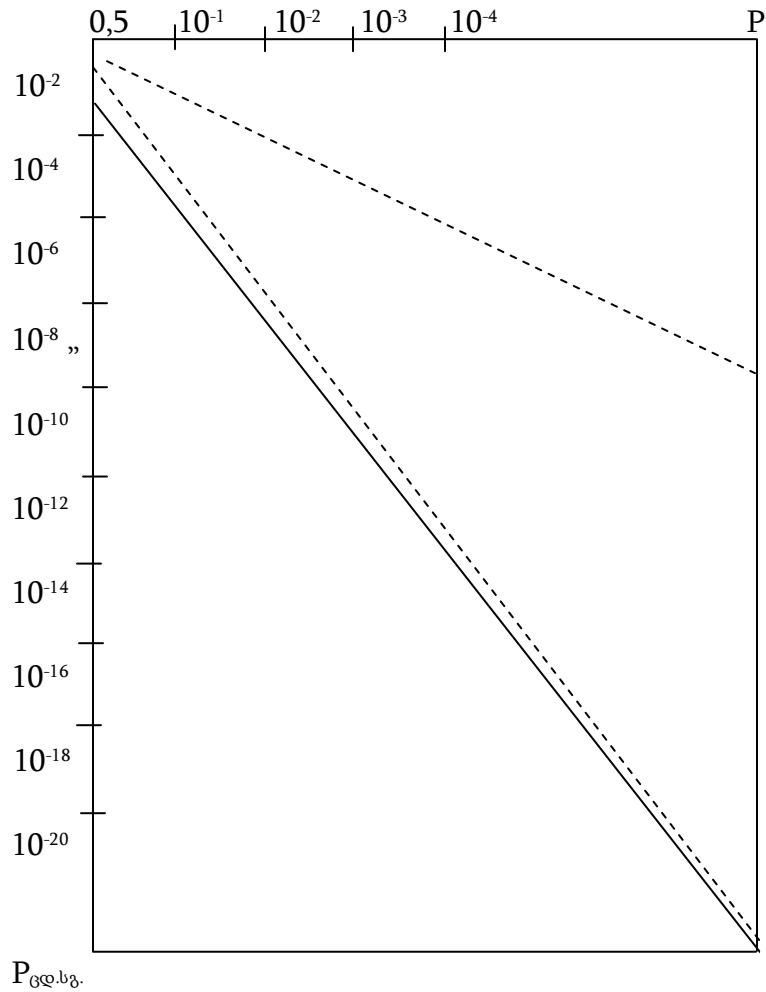
32 ანათვლიდან ყოველი (1მწ მონოარხში) გადაიცემა 11 სიმბოლოთი (10 ინფორმაციული და მეთერთმეტე მაკონტროლებელი). შეცდომების აღმოჩენა (მანტისის ექვს უფროს თანრიგში) შენიღბულია. მიღების ადგილზე. სისტემაში მეხსიერების გარეშე შეცდომების არ აღმოჩენის ალბათობა უდრის

$$P_{\text{შეცდ.არ არ.}} = \sum_{i=1}^3 C_7^{2i} P^{2i} (1-P)^{7-2i} \quad (3.7.3)$$

სადაც P-სისტემაში ერთ ბიტზე შეცდომის ალბათობა. ცნობილია [90], რომ

$$\sum_{i=1}^3 C_7^{2i} P^{2i} (1-P)^{7-2i} = [1 + (1-2P)^7 / 2] - (1-P)^7. \quad (3.7.4)$$

3.7.3 და 3.7.4-ის შესაბამისად ჩატარებული იქნა გაანგარიშებები $P_{შეცდ.არაღ.}$ შედეგები მოცემულია ნახ.3.7.3-ზე (წყვეტილი მრუდი). შევნიშნოთ, რომ როცა $P \approx 10^{-3}$ შეცდომის არ აღმოჩენის ალბათობა $P_{შეცდ.არაღ.} \approx 2 \cdot 10^{-5}$, ე. ი. გადაცემული ექვსი უფროსი თანრიგის შეცდომა არ იქნება აღმოჩენილი $5 \cdot 10^4$ ანათვლების გადაცემის დროს ან 1,5 წმ-ის განმავლობაში. როცა $P \approx 10^{-4}$ გვექნება $P_{შეცდ.არაღ.} \approx 2 \cdot 10^{-7}$ და შეცდომებს შორის საშუალო ინტერვალია 150 წამი. მანტისების უფროსი თანრიგების შეცდომებმა შეიძლება გამოიწვიოს ხმაური (წკაპუნნი) და ქვანტირების ხმაურის გაზრდა. დაწვრილებით განვიხილოთ რიგითი სიმბოლოების გადაცემის მეთოდი. ჩვენს მიერ აღნიშნული იყო, რომ სისტემაში გამოიყენება ყოველი სიმბოლოს ათჯერადი განმეორება (ა – მონოარხისათვის R_{0a}, R_{1a}, R_{2a} , ბ-მონოარხისათვის R_{0b}, R_{1b}, R_{2b}). [85]-ში შემოთავაზებულია რიგითი სიმბოლოები „შევურიოთ“ საკონტროლო ბიტებთან ლუწობაზე შემდეგი წესის მიხედვით სადაც \oplus სიმბოლო ნიშნავს შეკრებას 2-ის მოდულით, P- ბ-ურ არხში ლუწობაზე შემოწმების სიმბოლო, $\mathbb{K}(1,54)$. P_1^1 -საინფორმაციო არხში გადაცემული „მოდულიციურებული“ ბიტი შემოწმება წყვილობაზე. შედეგად, გადაცემის ადგილზე ყოველ მილიწამში (კადრის ხანგრძლივობა) ფორმირდება $2 \cdot (320+32)=704$ ინფორმაციული სიმბოლო. მას ემატება 5 ბიტი მართვისა და 11 ბიტი დამატებითი ინფორმაცია. ხდება მიღებული 720 სიმბოლოს სკემბლირება და ასეთ თანამიმდევრობას ემატება „ციკლური“ სინქრონიზაციის 8 სიმბოლო. ამრიგად, ჯამური ციფრული ნაკადის კადრი (ერთ მილიწამში გადაცემული) შეიცავს სიმბოლოებს ნახ.3.7.4 უნდა აღინიშნოს, რომ გადაცემული საინფორმაციო სიმბოლოების სპექტრში გადაჯვარედინება ხდება ისე როგორც ეს ნაჩვენებია ნახ.3.7.4-ზე. ფორმირებული ციფრული ნაკადი მიეწოდება მოდულიატორს. მოდულიატორის გამოსასვლელზე ფორმირდება სიგნალი ორჯერადი ფაზასხვაობითი მოდულაციით. მიმღებში აღნიშნული სიგნალი გამოიყოფა სატელევიზიო მიმღებით და მიეწოდება ორჯერადი ფაზასხვაობითი მოდულირებული სიგნალების კოჰერენტულ დემოდულიატორს. დემო-



ნახ. 3.7.3 რიგითი სიმბოლოების შეცდომების ალბათობის დამოკიდებულება არხში შეცდომების ალბათობასთან

დულირებული სიმბოლოები მიეწოდება დეკოდირების მოწყობილობის შესასვლელს, რომელშიც ხდება ციფრული ნაკადის საჭირო დამუშავება სახელდობრ: კადრული სინქრონიზაციის დაყენება და შენარჩუნება, დესკემბლირება, დამატებითი ინფორმაციისა და მართვის ბიტების გამოყოფა, ხმის (ბგერის) სიგნალის ბიტების დეგადაჯვარედინება, რიგითი სიმბოლოების მაჟორიტარული დეკოდირება და მანტისის ყოველი ანათვლის ექვსი უფროსი თანრიგის აღმოჩენა. დეკოდირების მოწყობილობის სტრუქტურული სქემა მოცემულია ნახ. 3.7.5ზე. დეკოდერი შეიცავს კადრების სინქრონიზაციის და მართვის ბლოკებს, დესკემბლირების მოწყობილობას და დეგადაჯვარედინების მოწყობილობას. წყვილი ბიტების კომუტატორს და მაფორმირებელს, რიგითი სიმბოლოების აღდგენის ბლო-

კებს და შეცდომების სიმბოლოების ფორმირების, აგრეთვე ციფრული ნაკადის მაფორმირებელს. დემოდულიატორის გამოსასვლელიდან დეკოდირების მოწყობილობის შესასვლელზე მიეწოდება ინფორმაციული სიმბოლოები და ტაქტური სიხშირე (ტაქტები). დეკოდერის გამოსასვლელზე ფორმირდება: ანათვლების სიმბოლოების მიმდევრობა ყოველი ანათვლის ექვს უფროს თანრიგში შეცდომების არსებობის (ან არ არსებობის) მითით-

$$P_l^i = P R \oplus_{l2a} \quad l = 1,7,13,19,25,31,37,43,49$$

$$P_l^i = P R \oplus_{l2b} \quad l = 2,8,14,20,26,32,38,44,50$$

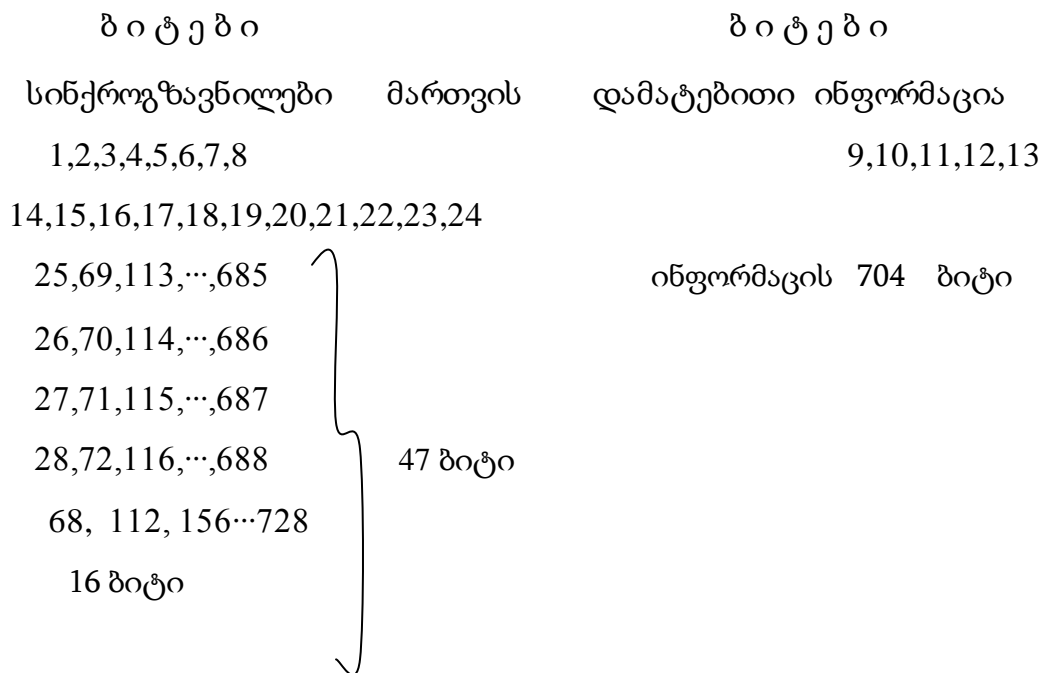
$$P_l^i = P \oplus_{l1a} R_{1a} \quad l = 3,9,15,21,27,33, 39, 45,51$$

$$P_l^i = P R \oplus_{l1b} \quad l = 4,10,16,22,28,34,40,46,52$$

$$P_l^i = P R \oplus_{l0a} \quad l = 5,11,17,23,29,35,41,47,53$$

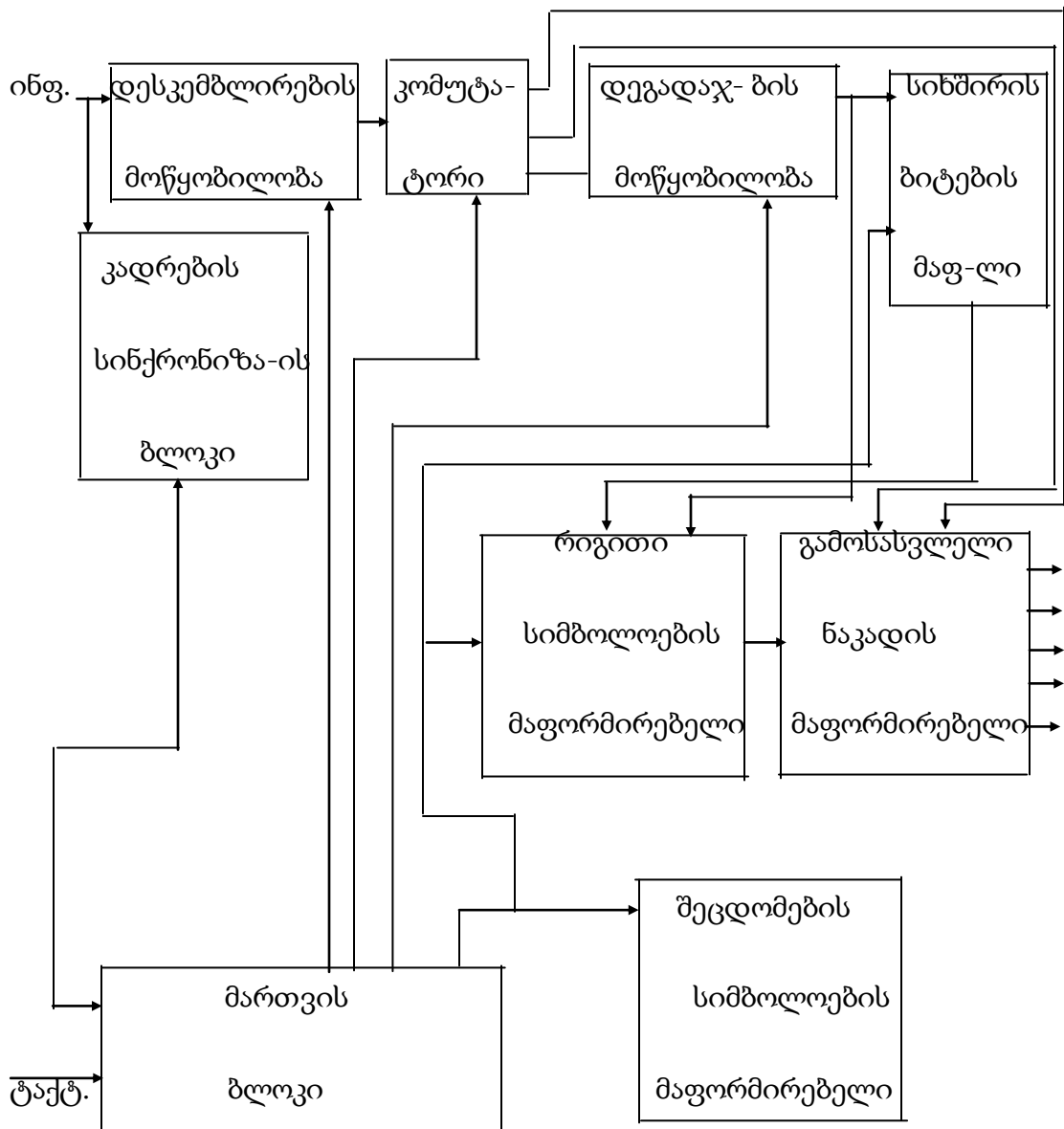
$$P_l^i = P_l \oplus R_{0b} \quad l = 6,12,18,24,30,36,42,48,54$$

კ ა დ რ ი ს ს ტ რ უ ქ ტ უ რ ა



ნახ. 3.7.4 ლუწობაზე შემოწმება

ებით, მომსახურე და დამატებითი ინფორმაციის თანამიმდევრობა, ასევე (ა) და (გ) არხების რიგითი სიმბოლოების მიმდევრობა. აღმოჩენილი შეცდომებით ანათვლები ინიღბება ხმის (ბგერითი) სიგნალების ციფრულ-ანალოგურ გარდამქმნელებში.



ნახ. 3.7.5 დეკოდერის სტრუქტურული სქემა

3. 8. მესამე თავის დასკვნები

1. გაკეთებულია სისტემატიზაცია და განზოგადება მსოფლიოს ქალაქებში ჩატარებული კვლევის შედეგების ცნობილი თეორიული და ექსპერიმენტული მონაცემების, რომელიც ეხება ქალაქის პირობებში მეტრული დიაპაზონის რადიოარხების მახასიათებლებს, ასევე აღწერილია მეცნიერული კვლევის შედეგები, ჩატარებული ქ. თბილისში.

2. დადგენილია, რომ სიგნალის τ მაქსიმალური დაყოვნება შეიძლება იცვლებოდეს მნიშვნელოვან ფარგლებში მკწ-ის მცირე ნაწილიდან ერთეულ მიკროწამამდე, თანაც τ -ს დიდი მნიშვნელობები დამახასიათებელია დიდი ქალაქებისათვის და ადგილი აქვს სელექციურ მყურებებს (მილევებს).

3. მიღებული შედეგების ანალიზიდან გაკეთებულია დასკვნა, რომ არხში სელექციური მიყურების (მილევის) დროს, გადასაცემი სიგნალის ენერგიის თანაბარი განაწილება უზრუნველყოფს ცდომილების ალბათობის მინიმუმს, გარდა ამისა სიგნალის ბაზის გაზრდის შედეგად ხელშეშლებისადმი მდგრადობის მგრძობიარობა ენერგიის განაწილების არათანაბრობის მიმართ იზრდება.

4. მიღებულია შედეგები, რომლებიც განსაზღვრავს სიგნალების ადაპტური კოჰერენტული მიღების შესაძლებლობებს არხებში სელექციური მიყურებით (მილევით), რომელთა ანალიზი შესაძლებლობას გვაძლევს ვამტკიცოთ, რომ განხილულ შემთხვევაში სიგნალის ბაზის გაზრდა იწვევს ცდომილების ალბათობის შემცირებას.

5. დადგენილია, რომ სელექციური მიყურების (მილევის არხებში) კოჰერენტული ერთჯერადი ფაზასხვაობითი მოდულირებული სიგნალების დემოდულატორში არხის გადაცემის მდგენელების მიმდინარე ინფორმაციის არ არსებობის დროს 1. ირღვევა კოჰერენტული დამუშავების პირობა, რაც განაპირობებს შეცდომების ალბათობის გაზრდას, 2. მიღების ხელშეშლებისადმი მდგრადობა, დამოკიდებულია სიგნალის ბაზაზე, ყველა სხვა თანაბარი პირობების დროს სიგნალის ბაზის გაზრდა იწვევს შეცდომების ალბათობის გაზრდას, აღნიშნული მოვლენა განსაკუთრებით ვლინდება, სიგნალის ენერგიის თანაბარი განაწილების დროს.

6. მიღებულია, რომ ციფრული სისტემის სატელევიზიო სიგნალების ბგერითი სიგნალების თანხლებით გადაცემის დროს პილოტ სიგნალის საშუალო სიჩქარე არ უნდა აღემატებოდეს (360-480)კბტ/წმ., აგრეთვე თუ გავითვალისწინებთ ინფორმაციის შემჭიდროვების სფეროში დღევანდელ

მიღწევებს, ბგერითი (ხმის) სიგნალების ციფრული სახით გადაცემის დროს შეიძლება ორიენტაცია გავაკეთოთ დამატებითი მონოარხის ან ერთი სტერეოს გადაცემაზე.

7. სიხშირული შემჭიდროვების ტელეხედვის ხმის თანხლებით გადაცემის სისტემებში ე. წ. „თითქმის მყისი კომპანდირება“ ან „მცოცავი მძიმით“ კოდირება საშუალებას იძლევა ინფორმაციის გადაცემის საჭირო სიჩქარე მივიღოთ თითქმის 1,4-ჯერ ნაკლები ≈ 323 კბტ/წმ. ვიდრე საწყის 14 თანრიგა იმპულსურ კოდურ მოდულირებული სიგნალისათვის.

თავი 4. ექსპერიმენტული კვლევები. სადისერტაციო

ნაშრომის შედეგების პრაქტიკული გამოყენება

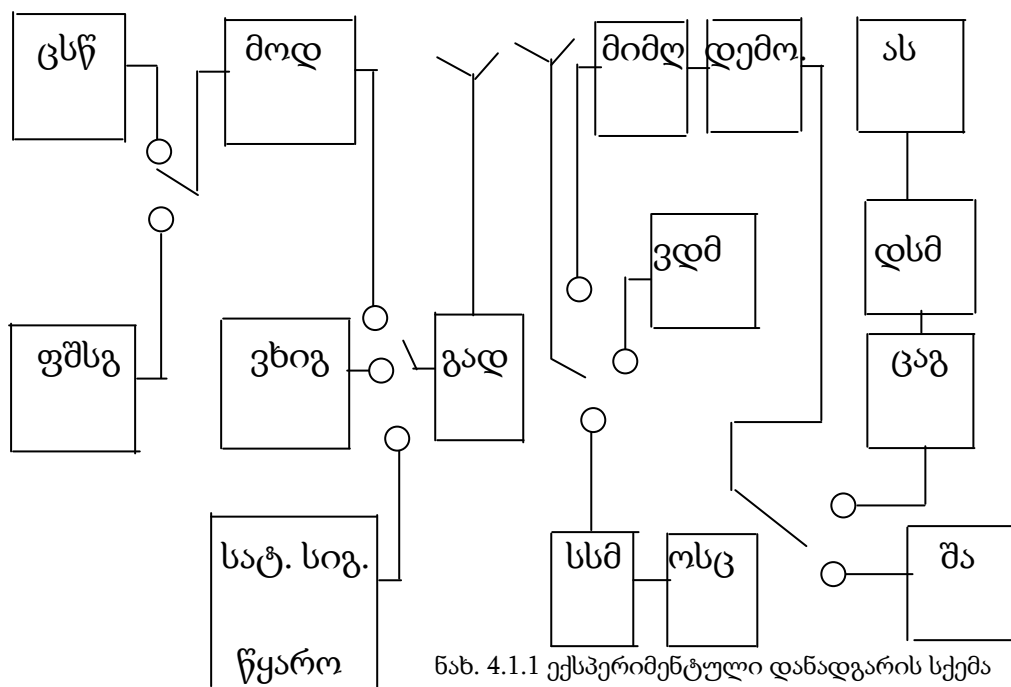
4.1. ციფრული რადიომაუწყებლობის ექსპერიმენტული კვლევების

პროგრამა და მეთოდოლოგია

ცდები ჩატარებული იქნა ციფრული რადიომაუწყებლობის დამუშავების სისტემის კომპლექსური პროგრამის ჩარჩოებში. ცდების ჩატარების პროგრამა შეიცავს შემდეგ საკითხებს: სხვადასხვა მიმართულების დიაგრამების მქონე სხვადასხვა მიმღები ანძების გამოყენებით მიღების ადგილზე სიგნალების და ხელშეშლების ველის დამაბულობის გაზომვა; მრავალსხივიანობის მახასიათებლების (ფარდობითი ინტენსივობის და სხივების დაყოვნების ინტერვალების) გაზომვა; შეცდომების ალბათობის გაზომვა და ქალაქის სხვადასხვა რაიონებში და ქალაქგარეთ მათი დაჯგუფების ხარისხი, როცა: 1. სიგნალების მიღება ხდება კოჰერენტული და ავტოკორელაციური, ერთჯერადი და ორჯერადი მოდულაციით სტაციონალურ და მობილურ პირობებში; 2. დროითი და სიხშირული დაყოფის პროგრამის შესაბამისი სხვადასხვა სიჩქარის ციფრული ნაკადისათვის 3. გადამცემის სხვადასხვა სიმძლავრისათვის; 4. მიმღები ანძის სხვადასხვა მიმართულების დიაგრამით გამოყენების დროს. შეცდომების ცნობილი ალბათობის და საინფორმაციო არხში მათი დაჯგუფების ხარისხის დროს ციფრული რადიომაუწყებლობის სპეციალური ხმის (ბგერითი) პროგრამის მოსმენა.

ექსპერიმენტული კვლევები მიმდირაებდა ორ ეტაპად. პირველ ეტაპზე გამოყენებული იყო სტანდარტული 3-ე არხის ($f=80\text{მგჰც}$) $\approx 3\text{კვტ}$. სიმძლავრის სატელევიზიო სიგნალი. გადამცემი ანძის სიმაღლე $H_1 \approx 290\text{მ}$. ამ ეტაპზე განსაკუთრებული ყურადღება ეთმობოდა ციფრული ნაკადის სტანდარტული სიჩქარით 2048კბ/წმ , გადაცემა მიღების შესაძლებლობას. აგრეთვე რადიოარხის მახასიათებლების და მისი დისკრეტულობის ასახვის განსაზღვრას. მეორე ეტაპი ჩატარებული იქნა ცენტრალური

სატელევიზიო ანძის გადამცემის გამოყენებით ($f=102,656\text{მგჰც}$). გადამცემი ანძის ტიპის „ტალღური არხი“ სიმაღლე $H_1=190\text{მ.}$, სიმძლავრე $\approx 100\text{ვატი}$. გარდა ამისა „მეზობელი ზონის“ გადამცემის იმიტაციისათვის ქ. სანკტ-პეტერბურგის (ლენინგრადის) სატელევიზიო ცენტრიდან $R\approx 25\text{კმ.}$ მანძილზე დაყენებული იყო ანალოგიური გადამცემები და ანძა, $H_1\approx 50\text{მ}$, ამ ეტაპზე ხდებოდა ველის ფაქიზი სივრცითი სტრუქტურის მრავალსხივიანობის მახასიათებლების დაზუსტება და არხის დისკრეტული არეკვლების დადგენა. აგრეთვე მიმდინარეობდა კვლევები ციფრული რადიომუწყებლობის სიგნალების მიღების ხელშემშლელისადმი მდგრადობის შესახებ, ხელშემშლები მოდიოდა „მეზობელი ზონის“ გადამცემიდან. ექსპერიმენტული დანადგარის სტრუქტურული სქემა მოცემულია ნახ.4.1.1-ზე იგი შეიცავს ციფრული შეტყობინების წყაროს (ცშწ), რომლის სახითაც გამოიყენებოდა სპეციალურად მომზადებული რადიომუწყებლობის ჟანრისაგან განსხვავებული ციფრული ჩანაწერი. ფსევდომემთხვევითი მიმდევრობის გენერატორი (ფშმგ), რომელიც აფორმირებს ცდისათვის საჭირო ციფრულ სიგნალებს (121) მაქსიმალური სიგრძით 1023 სიმბოლოების განმეორების პერიოდით მოდულიატორი



ლიატორები (მოდ), რომლებიც აფორმირებენ ერთჯერად და ორჯერად მოდულირებულ ფაზასხვაობით სიგნალებს $S_1=2048$ კბ/წმ. და $S_2=384$ კბ/წმ. სიჩქარით; ვიწრო ხანგრძლივობის იმპულსების გენერატორი (ვხიგ), რომელიც აფორმირებს 0,25 მკწმ. ხანგრძლივობის 15,625კპკ განმეორების სიხშირის ვიწრო ხანგრძლივობის იმპულსებს, იგი აფორმირებს აგრეთვე ტელემიმდების სინქრონიზაციის იმპულსებს; სატელევიზიო სიგნალების წყარო (სსწ), რომლის სახით გამოიყენება სატელევიზიო სიგნალი, რომელიც შეიცავს საკონტროლო სტრიქონების მოკლე იმპულსებს (ხანგრძლივობით $\approx 0,16$ მკწ) მისი დანიშნულებაა მრავალსხივიანობის მახასიათებლების გამოკვლევა. გადამცემი (გ), სატელევიზიო არხის გადამცემი; ციფრული რადიომაუწყებლობის სიგნალების მიმღები (მ), რომლის დანიშნულებაა მიმღები ანძის დემოდულიატორთან შეთანხმება; ველის დაძაბულობის მზომი (ვდმ), რომლის სახითაც გამოიყენებოდა სერიულად გამოშვებული FSM-8 მიკროვოლტმეტრი; ოსცილოგრაფი (ოსც), მრავალსხივიანობის მახასიათებლების ვიზუალური დაკვირვებისათვის; ციფრულ-ანალოგური გარდამქმნელი (ცაგ); დაბალი სიხშირის მამლიერებელი (დსმ); აკუსტიკური სისტემა (ას); შეცდომების ანალიზატორი (შა), რომლის დანიშნულებაა შეცდომით მიღებული სიმბოლოების გამოვლინება და აგრეთვე მათი დაჯგუფების ხარისხის შეფასება.

ექსპერიმენტის ჩატარების მეთოდის მდგომარეობს შემდეგში: ველის დაძაბულობის გაზომვა მიმდინარეობდა გადამცემის მიერ გამოსხივებული არამოდულირებული გადამტანის დროს. შემდგომ გადამცემი გამოირთვებოდა (იხსნებოდა ვარვარების ძაბვა) და ამავე პირობებში ფიქსირდებოდა ხელშეშლების დონე.

რადიოარხის მრავალსხივიანობის მახასიათებლების გაზომვა სრულდებოდა ორი მეთოდით. პირველი მეთოდის დროს გამოიყენებოდა ჩვეულებრივი სატელევიზიო სიგნალი, რომლის მიღებაც ხდებოდა სტან-

დართული სატელევიზიო მიმღებით ტელევიზორის ვიდეოტრაქტის გამოსასვლელზე ჩართული იყო ოსცილოგრაფი, რომლის ეკრანზედაც გამოიყოფოდა 17-ე სტრიქონის ის ნაწილი რომელიც შეიცავდა ვიწრო საცდელ იმპულსს. ოსცილოგრაფის ეკრანის გამოსახულების მიხედვით ხდებოდა თითოეული სხივის ფარდობითი დონის და დაყოვნების დაფიქსირება. მრავალსხივიანობის მახასიათებლების გაზომვის მეორე მეთოდის დროს გამოიყენებოდა ვიწრო ხანგრძლივობის იმპულსების გენერატორი, რომლის გამოსასვლელზე მიერთებული იყო ცენტრალური სატელევიზიო ანძის გადამცემის შესასვლელი. შეცდომების აღბათობის და მათი დაჯგუფების ხარისხის გასაზომად განხორციელებული იყო ფსევდოშემთხვევითი 1023 სიმბოლოების პერიოდით მოდულირებული სპეციალური ტესტიგნალის გადაცემა. მიღების ადგილზე ფიქსირდებოდა: გაზომვის ინტერვალში N_{Σ} საერთო შეცდომების ჯამი; ბლოკების რაოდენობა (ბლოკი შეიცავს 31 სიმბოლოს) N_1 ერთეული შეცდომის შემცველს, N_2 ორი შეცდომის შემცველს, სამი ან ოთხი შეცდომის შემცველს N_3 და N_4 , და ოთხზე მეტი შეცდომის შემცველს. გაზომვის სეანსი (ინტერვალი) განისაზღვრებოდა $10^6 \div 10^8$ სიმბოლოების გადაცემის დროთი და $S_1 = 2048$ კბტ/წმ. რომელიც შეადგენს $0,5 \div 50$ წმ. სინქრონიზაციის დარღვევის დროს მიღებული სიმბოლოები და შეცდომები არ ითვლებოდა, მიუხედავად ამისა სინქრონიზაციის დარღვევის და შეცდომების საერთო რიცხვი სეანსის განმავლობაში ფიქსირდებოდა,

ციფრული რადიომაუწყებლობის ხმის პროგრამების მოსმენისათვის ციფრული სიგნალების წყაროს გამოსასვლელიდან სიგნალები მიეწოდებოდა მოდულიატორის შესასვლელზე. მიღების ადგილზე კი მიმღების გამოსასვლელზე უერთდებოდა მიმდევრობით შეერთებული ციფრულ-ანალოგური გარდამქმნელი, დაბალი სიხშირის მამლიერებელი და აკუსტიკური სისტემა. გახმოვანების სუბიექტურ-სტატისტიკური შეფასებები დარდებოდა ამავე პირობებში ჩატარებულ შეცდომების აღბათობის და მათი დაჯგუფების ხარისხის გაზომვების შედეგებს.

4.2. ხმის თანხლებით ციფრული სატელევიზიო სიგნალების გადამცემ სისტემაში კადრების სინქრონიზაციის მოწყობილობა

4.2.1. ამოცანის დასმა

[81]-ში განხილულია ხმის თანხლებით ტელეხედვის ციფრული სიგნალების გადაცემის პრობლემები და მითითებულია მიზანშეწონილობა იმისა, რომ გამოყენებული იქნას სიხშირული შემჭიდროვების სისტემა. ეს სისტემა საშუალებას იძლევა სტანდარტული ტელეხედვის სიგნალების სპექტრში დამატებით გადავცეთ ციფრულ ფორმაში ორი მონოპროგრამა (ან ერთი სტერეო). ხელშეშლებისადმი მდგრადობისა და მიღების საიმედოობის გაზრდის მიზნით სისტემაში გამოყენებულია გადასაცემი ციფრული ნაკადის სიმბოლოების გადაჯვარედინება და სკემბლირება. ყოველი კადრი, 1მწმ ხანგრძლივობის, შეიცავს სინქროგზავნილს (8 ბიტი), მართვის სიმბოლოებს (5 ბიტი) და დამატებით ინფორმაციას (11 ბიტი), აგრეთვე 704 ბიტი არის ინფორმაციული. ამასთან დაკავშირებით ისმება ამოცანა დამუშავებული იქნას კადრების სინქრონიზაციის ეფექტური სისტემა.

დასმული ამოცანის გადაწყვეტისათვის აუცილებელია გავითვალისწინოთ, რომ ხმის თანხლებით ტელეხედვის ციფრული სისტემა განკუთვნილია მასიური მომხმარებლისათვის, ამიტომ მწვავედ დგას საკითხი როგორც მთლიანი სისტემის ისე მისი ძირითადი კვანძების დამუშავების. გარდა ამისა აუცილებელია დამუშავებული იქნეს კადრების სინქრონიზაციის ისეთი ალგორითმები რომელიც უზრუნველყოფს, ერთი მხრივ, მცდარი სინქრონიზაციის ძალიან დაბალ ალბათობას, მეორე მხრივ, სწორი სინქრონიზაციის გამოტოვების მცირე ალბათობას, ე, ი. ძალიან სწრაფ სინქრონიზაციის დამყარებას. კადრების სინქრონიზაციის სტატისტიკური ანალიზის დროს ვითვალისწინებთ, რომ არხში მოქმედებს ადიტიური

გაუსის ხმაური და დემოდულატორის გამოსასვლელზე ხდება ორმაგი სიმეტრიული არხის რეალიზაცია.

4.3. კადრების სინქრონიზაციის ალგორითმები

მიზანშეწონილია განვასხვავოთ კადრების სინქრონიზაციის სამი ძირითადი რეჟიმი: ძებნა, სინქრონიზაციაში შესვლა და სინქრონიზაციის რეჟიმის შენარჩუნება. პირველი რეჟიმის (სინქრონიზაციის ძებნა), ძირითადი ამოცანაა დეკოდერის შესასვლელზე სინქრონიზაციის მომენტის დაყენება. აღნიშნული ფაქტის ფიქსაციის შემდეგ კადრების სინქრონიზაციის მოწყობილობა განიცდის სინქრონიზაციის რეჟიმში შესვლას, რომლის დროსაც ხდება სინქრონიზაციის მომენტის დადგომის სისწორის შემოწმება. სინქრონიზაციაში შესვლის შემდეგ მოწყობილობა უნდა გადავიდეს კადრების სინქრონიზაციის დამყარების რეჟიმში, აუცილებლობის შემთხვევაში კი უნდა მოახდინოს მისი კორექცია. შემდგომი რეჟიმი მდგომარეობს იმაში, რომ ხელშემშლელის ზემოქმედების შედეგად, დემოდულატორის მიერ გამომუშავებული ტაქტური სიხშირე შეიძლება შეიცვალოს, რამაც შეიძლება გამოიწვიოს სინქრონიზაციის დარღვევა და მთელი მიღებული ინფორმაციის დამახინჯება.

კადრების სინქრონიზაციის ძებნის რეჟიმში უნდა განვიხილოთ ორი სიტუაცია: სიჩუმისა და ხმის თანხლებით სიგნალის გადაცემა. სიჩუმის რეჟიმში ინფორმაციის ყველა 704 ბიტს აქვს ნულის მნიშვნელობა. რადგან ინფორმაციის სკემბლირება ხდება ფსევდოშემთხვევითი მიმდევრობით $N=2^9-1=511$ პერიოდით, 9 სიმბოლოდან ყოველი კომბინაცია (ნულის გარდა) ამ მიმდევრობაში გვხვდება მხოლოდ ერთხელ [92]. შედეგად სინქროგზავნილი 8 სიმბოლოდან 511-ში გვხვდება ზუსტად 2-ჯერ. დარჩენილ $704-511=193$ სიმბოლოებში სინქროგზავნილი აღარ უნდა შეგვხვდეს. ამრიგად, გარდა ჭეშმარიტად გადაცემული სინქროგზავნილისა, სიჩუმის რეჟიმში შეიძლება კიდევ 2 მცდარი გამოყოფილი სინქროგზავნილი 1 მწმ-ის განმავლობაში (კადრის ხანგრძლივობაში).

გავითვალისწინებთ რა ხელშეშლების მოქმედებას გარკვეული ალბათობით შეიძლება ველოდოდ $2 \cdot 8 = 16$ მცდარ კომბინაციას, სინქროგზავნილიდან განსხვავებულს გამოყოფილს ერთი სიმბოლოთი.

ხმის თანხლებით სატელევიზიო სიგნალების გადაცემის რეჟიმში ფსევდომთხვევითი თანამიმდევრობის რეგულირება ირღვევა და 1მწმ-ის განმავლობაში (კადრის ხანგრძლივობა) მცდარი სინქროგზავნილი შეიძლება აღიძრას სხვადასხვა ადგილას. რომლის დროსაც შეუძლებელია იწინასწარმეტყველო ასეთი სინქროგზავნილების მცდარი რაოდენობის მოვლინების ალბათობა, იმდენად რამდენადაც ეს განისაზღვრება გადაცემული ინფორმაციის შემცველობით. ამრიგად, ჭეშმარიტი სინქროგზავნილის გამოვლინებისათვის აუცილებელია რამდენიმე გადაცემული კადრის ანომირება. ეს ანომი შეიძლება შესრულებული იქნეს მიმდევრობითი ან პარალელური დამუშავებით, ამიტომ შეიძლება განვასხვაოთ კადრების სინქროგზავნილის ერთარხიანი ან მრავალარხიანი მოწყობილობა.

პარალელური დამუშავების დროს სინქროგზავნილის დამაგროვებლის რიცხვი ტოლი უნდა იყოს ერთი კადრის ფარგლებში გამოყოფილი სინქროგზავნილის რიცხვის. სიჩუმის რეჟიმში, როცა მიღების დროს ფსევდომთხვევითი თანამიმდევრობა შეუცვლელი სახით რეგულარულად მეორდება ყოველი დამაგროვებელი დააგროვებს დაახლოებით ერთი და იგივე სინქროგზავნილების რაოდენობას (განადგურებული გზავნილების სიზუსტით) შედეგად, სინქრონიზაციის შესვლის გადაწყვეტილება მიღებული არ იქნება. რადგანაც დამაგროვებელი პერიოდულად ჩამოიყრება (განულდება). სიჩუმის რეჟიმიდან ინფორმაციის გადაცემის რეჟიმში გადასვლით დაგროვება მოხდება მხოლოდ დამაგროვებელში შესაბამისი ჭეშმარიტი სინქროგზავნილით და თანაც საკმაოდ სწრაფად ($8 \div 10$ კადრის განმავლობაში), ერთი დამაგროვებლის გადაჭარბების კრიტერიუმი ყველა სხვა დამაგროვებელზე სრულდება. ამ შემთხვევაში შექმნილი სირთულე მდგომარეობს იმაში, რომ მოითხოვება დამაგროვებელთა განუსაზღვრელი რაოდენობა.

მიმდევრობითი დამუშავების დროს აღნიშნულ განუსაზღვრელობას ადგილი არა აქვს, მაგრამ იზრდება სინქრონიზაციაში შესვლის დრო. ერთარხიანი დამაგროვებლის სინქრონიზაციაში შესვლის მუშაობის ალგორითმი არსებითად ემყარება C_0 მართვის პირველი სიმბოლოს ცვლილების პერიოდულობას და მდგომარეობს შემდეგში. სინქროგზავნილის დემიფრატორი (შეთანხმების ციფრული ფილტრი) გამოყოფს პირველსავე შემხვედრ სინქროგზავნილს (ძებნის რეჟიმი) და ანალიზებს მის მიმდევრო სინქროგზავნილის სიმბოლოს. შემდგომში დემიფრატორი მუშაობს მხოლოდ 1მწმ-ის შემდეგ (ერთი კადრის ხანგრძლივობა). თუ ორ მიმდევრო ინტერვალში ანალიზის დროს არ იქნება გამოყოფილი სინქროგზავნილი მიიღება გადაწყვეტილება მცდარი სინქრონიზაციის გამოყოფის შესახებ და დემიფრატორი ეძებს შემდგომ სინქროგზავნილს.

სწორ სინქრონიზაციაზე გადაწყვეტილების მიღების შემდეგ მოწყობილობა გადადის სინქრონიზაციის დამყარების (შენარჩუნების) რეჟიმში. ამ რეჟიმში გაიშვება მთვლელი (საკუთარი „საათი“) რომელიც მუშაობს დემოდულიატორის ტაქტური იმპულსებიდან. გასაგებია, რომ სინქრონიზაციაში შესვლისა და „საათის“ გაშვების შემდეგ ყოველი შემდგომი სინქროსიგნალი უნდა გამოიყოს სტრიქონების მიხედვით. მიუხედავად ამისა ამ რეჟიმში შესაძლებელია დავუშვათ სამი და ოთხი სინქროსიგნალის მიმდევრობით გამოტოვება ჩავთვალოთ, რომ ეს გამოწვეულია არხში არსებული შეცდომებით. თუ ზედიზედ გამოტოვებული სინქროგზავნილის რაოდენობა გადააჭარბებს დადგენილ ზღვარს, გამომუშავდება სიგნალი „ავარია“ და კადრების სინქრონიზაციის სისტემა ავტომატურად გადადის ძებნის რეჟიმში.

4. 4. ერთარხიანი ანალიზატორის ალბათური მახასიათებლები

როგორც უკვე ზემოთაც აღვნიშნეთ, ჩავთვალოთ რომ გვაქვს ორობითი სიმეტრიული არხი (ოსა). მაშინ სინქროგზავნილების (სგ) მიმდევრობის სწორი მიღების ალბათობა 8 ბიტიდან უდრის

$$P_{სწ.} = (1-P)^3 \quad (4.4.1)$$

სადაც P-ერთ ბიტზე შეცდომების ალბათობა. შემდგომში ალბათური მახასიათებლების შეფასებისას დავუშვათ $P=10^{-3}$. ამ დროს 4.4.1-ის თანახმად გვექნება $P \approx 0,992$. სინქროგზავნილის გამოტოვების ალბათობა განისაზღვრება ერთი შეცდომით მაინც სინქროგზავნილში, ე.ი.

$$P_{შეცდ.} = 1 - P_{გამოტ.} \quad (4.4.2)$$

და განხილულ შემთხვევაში $P_{შეცდ.} \approx 8 \cdot 10^{-3}$

სინქრონიზაციაში შესვლის ალგორითმის თანახმად სინქროგზავნილის გამოვლინების შემდეგ ანომირდება მისაღები სიგნალის 16 კადრი და სინქრონიზაციის შესახებ გადაწყვეტილება მიიღება თუ: არ მოხდა ზედი-ზედ ორი სინქროგზავნილის გამოვლინება; „ლოგ.0” ან „ლოგ.1”-ის რაოდენობა C_0 სიმბოლოში არ იქნა 6-ზე ნაკლები და 10-ზე მეტი.

პირველი კრიტერიუმით განპირობებული სინქრონიზაციის გამოტოვება უდრის

$$P_{გამ.1} = P_{შეცდ.2} \sum_{i=1}^{14} P_{გამ.1}^i \quad (4.4.3)$$

სადაც $P_{შეცდ.2}$ - ზედიზედ ორი სინქროგზავნილის გამოტოვების ალბათობა.

4.4.3 გამოსახულება შეიძლება წარმოვადგინოთ ჩაკეტილი სახით

$$P_{გამ.1} = (P_{გამ.1} \cdot P_{შეცდ.2}) (1 - P_{გამ.1}^{15}) / (1 - P_{გამ.1}) \quad (4.4.4)$$

საიდანაც უშუალოდ გამომდინარეობს, რომ როცა ($P=10^{-3}$) $P_{გამ.1} \approx 9 \cdot 10^{-4}$. ასეთი ფაქტორით გამოწვეული სინქრონიზაციის გამოტოვების ალბათობა ნაკლებია, ვიდრე C_0 -ის 8 სიმბოლოდან 2 დამოუკიდებელი შეცდომის ალბათობა, ე. ი.

$$P_{გამ.2} \leq C_8^2 P^2 (1 - P)^6 \quad (4.4.5)$$

და როცა $P = 10^{-3}$ გვაქვს $P_{გამ.2} \leq 2,8 \cdot 10^{-5}$. რადგანაც 4.4.2, 4.4.4 და 4.4.5. ხდომილებები არათავსებადია, (სგ) მცდარი გამოტოვების ალბათობები შეადგენს: 16 კადრის განმავლობაში

$$P_{გამ.} = P_{შეცდ.} + P_{გამ.1} + P_{გამ.2} \approx 9 \cdot 10^{-3}$$

17 კადრის განმავლობაში

$$P_{\text{გამ.}} = P_{\text{შეცდ.}}^2 + P_{\text{გამ.1}} + P_{\text{გამ.2}} \approx 10^{-3}$$

უნდა აღვნიშნოთ, რომ $P_{\text{გამ.}}$ სიდიდის მნიშვნელობა შეგვიძლია საკმაოდ მარტივად შევამციროთ (თუ რაიმე მიზეზის გამო ის აღმოჩნდა ძალიან დიდი) კერძოდ, შეიძლება მოვითხოვოთ სინქროგზავნილის ზედიზედ არა ორის არამედ სამის გამოტოვება. ამ დროს

$$P_{\text{გამ.1}} = P_{\text{შეცდ.3}} \sum_{i=1}^{13} P_{\text{გამ.}}^i$$

ან

$$P_{\text{გამ.1}} = (P_{\text{გამ.3}} \cdot P_{\text{გამ.}}) (1 - P_{\text{გამ.}}^{14}) / (1 - P_{\text{გამ.}}) \quad (4.4.6)$$

სადაც $P_{\text{შეცდ.3}} = P_{\text{შეცდ.1}}^3$ -ზედიზედ სამი სინქროგზავნილის გამოტოვების ალბათობა. როცა $P = 10^{-3}$ 4.4.6-დან მივიღებთ $P_{\text{გამ.1}} \approx 6,8 \cdot 10^{-6}$.

ამრიგად, სინქრონიზაციაში შესვლის შემოთავაზებული ალგორითმი უზრუნველყოფს მცდარი წუნდების საკმაოდ დაბალ ალბათობას, ე. ი. საიმედოდ გამოყოფს ჭეშმარიტ სინქროგზავნილებს.

განვიხილოთ მცდარ სინქრონიზაციაში შესვლის ალბათობა. სიჩუმის რეჟიმში. ეს ალბათობა ძალიან ზუსტად ფასდება სიდიდით $P_{\text{მცდარი}} \approx 1,1 \cdot 10^{-17}$, იმდენად რამდენადაც მცდარი სინქრონიზაციისათვის აუცილებელია, რომ ყოველ შემთხვევაში C_0 -ის 7 სიმბოლო შეიცვალოს საწინააღდეგოთი, ე. ი.

$$P_{\text{მცდარი}} = C_{16}^7 P^7 (1 - P)^9$$

სიჩუმის რეჟიმშიც კადრების სინქრონიზაციის სისტემის დროითი მახასიათებლები არის შემთხვევითი სიდიდეები. იმდენად რამდენადაც ანალიზი შეიძლება შემთხვევითი სახით დაიწყოს ან ჭეშმარიტი სინქროგზავნილით ან ნებისმიერი მცდარი სინქროგზავნილით. სინქრონიზაციაში შესვლის დრო შეიძლება შევაფასოთ შემდეგნაირად

$$T_{\text{აინ.}} = 16 \cdot T = 16 \text{მწმ},$$

სადაც T -კადრის ხანგრძლივობა ($T = 1 \text{მწმ}$);

$$T_{\text{მაქს.}} = 3 \cdot 16T = 48 \text{მწმ},$$

2^x მცდარი სინქროგზავნილის გათვალისწინებით შეცდომების არსებობამ შეიძლება გამოიწვიოს დამატებითი მცდარი სინქროგზავნილი. როგორც ზემოთაც აღვნიშნეთ გადაცემული ფსევდომემთხვევითი გზავნილი გვაქვს 16 კომბინაცია, რომელიც განსხვავდება ჭეშმარიტი სინქროგზავნილისაგან ერთი სიმბოლოთი. 8 ბიტი მიმდევრობიდან ერთი შეცდომის ალბათობა უდრის

$$P_i = C_8^1 P (1-P)^7 \approx 7,94 \cdot 10^{-3}$$

შესაბამისად, ალბათობა იმისა, რომ მოგვევლინება კიდევ ერთი სინქროგზავნილი

$$R_1 = 16 \cdot P_1 (1-P_1)^{15} \approx 0,113,$$

ხოლო ორი დამატებითი მცდარი სინქროგზავნილის მოვლინების ალბათობა

$$R_2 = C_{16}^2 P_1^2 (1-P)^{14} \approx 6,8 \cdot 10^{-3}$$

ამრიგად, სიჩუმის რეჟიმში კადრების სინქრონიზაცია იქნება დამყარებული დროში

$t_{\text{წამი}} = 3T_{\text{წუთი}} = 48\text{მწმ}$	0,88 ალბათობით
$t_{\text{წამი}} = 4T_{\text{წუთი}} = 64\text{მწმ}$	0,993 ალბათობით
$t_{\text{წამი}} = 5T_{\text{წუთი}} = 80\text{მწმ}$	≈ 1 ალბათობით.

ხმის თანხლებით სიგნალების გადაცემის რეჟიმში ერთარხიანი ანალიზატორის ზოგიერთი სტატისტიკური მახასიათებლები რჩება უცვლელი. კრძოდ, სინქროგზავნილის გამოტოვების ალბათობა $P_{\text{გამოტ.}} \leq 9 \cdot 10^{-3}$, მცდარ სინქრონიზაციაში შესვლის ალბათობა $P_{\text{მცდარი}} \approx 1,1 \cdot 10^{-17}$. თუმცა საგრძნობ ცვლილებას განიცდის დროითი მახასიათებლები. როგორც უკვე იყო აღნიშნული, გადაცემის რეჟიმში ინფორმაციული ნაკადის რეგულირება ირღვევა. პირველი მიახლოებით შეიძლება ჩავთვალოთ, რომ ადგილი აქვს 720 პოზიციიდან „0” და „1” სიმბოლოების თანაბარ განაწილებას. 8 სიმბოლოდან მცდარი სინქროგზავნილის გამოყოფის ზედა და ქვედა ზღვრების ალბათობა ასეთ მიმდევრობაში შესაბამისად განისაზღვრება ორჯერადი დაშვებით:

- გვაქვს $720/8=90$ დამოუკიდებელი ინტერვალის ანალიზი;
- გვაქვს $720 - 1 = 719$ დამოუკიდებელი ინტერვალის ანალიზი.

„0” და „1” სიმბოლოების თანაბარი გამოვლინების დროს ერთ ცდაში მცდარი სინქროგზავნილის დაფიქსირების ალბათობა

$$P_{\text{მცდარი}} = (1/2)^8 \approx 3,91 \cdot 10^{-3}$$

აქედან, მცდარი სინქროგზავნილის გამოვლინების ალბათობა

$$P_{\text{მცდ.მინ.}} = 1 - (1 - 3,91 \cdot 10^{-3})^{90} = 0,297$$

$$P_{\text{მცდ.მაქს.}} = 1 - (1 - 3,91 \cdot 10^{-3})^{719} = 0,95$$

ცნობილი შეფასებებიდან შედარებით ზუსტია ფელერის შეფასება [3,4]

$$P_{\text{მცდარი}} \approx 1 - [(2-x)/(m+1-mx)] \cdot [1 - (x^{L+1})] \quad (4.4.7)$$

სადაც x -განტოლების ფესვი

$$1 + (0,5 \cdot x)^{m+1} = x \quad x \neq 2; \quad (4.4.8)$$

m -სინქროგზავნილის სიგრძე ($m=8$); L -განსახილველი ინტერვალის სიგრძე ($L=720$). 4.4.8 განტოლების ამოხსნის შემდეგ მივიღებთ $\sigma=1,001988$ და თუ ამ მნიშვნელობას ჩავსვავთ 4.4.7-ში გვექნება

$$P_{\text{მცდარი}} = 0,7578.$$

მცდარი სინქრონიზაციის შესაძლო რიცხვის განსაზღვრისათვის ვისარგებლოთ მეორე დაშვებით (ზედა შეფასება) და გამოვთვალოთ განაწილების ბინომიალური ფუნქცია

$$P_s = \sum_{i=0}^s C_{719}^i P_{\text{მცდარი}}^i (1 - P_{\text{მცდარი}})^{719-i} \quad (4.4.9)$$

4.4.9 შესაბამისი გათვლების შედეგები მოყვანილია ცხრ. 7-ში სადაც $\alpha_i = C_{719}^i P_{\text{მცდ.}}^i (1 - P_{\text{მცდ.}})^{719-i}$. მიღებულ შედეგებს თუ გავაანალიზებთ, შეგვიძლია ვამტკიცოთ, რომ გადაცემის რეჟიმში 0,9916 ალბათობით მცდარი სინქროგზავნილების რაოდენობა არ აღემატება 7-ს, ხოლო კადრების სინქრონიზაციის საერთო დრო არ აღემატება $t_{\text{შ.}} = 8T_{\text{წო.}} = 128\text{მწმ}$. როგორც ზემოთაც აღვნიშნეთ, „ავარიის” სიგნალის გამომუშავების და ძებნის რეჟიმში გადასვლის კრიტერიუმად გვევლინება ზედიზედ ოთხი სინქროგზავნილის არ მოვლინების ფაქტი. შევაფასოთ სინქრონიზაციიდან მცდარი

ცხრილი 7 მცდარი სინქრონიზაციის შესაძლო რაოდენობა

S	0	1	2	3	4	5	6	7
γ_1	$5,978 \cdot 10^{-2}$	$1,687 \cdot 10^{-1}$	$2,378 \cdot 10^{-1}$	$2,231 \cdot 10^{-1}$	$1,567 \cdot 10^{-1}$	$8,798 \cdot 10^{-1}$	$4,11 \cdot 10^{-1}$	$1,643 \cdot 10^{-1}$
P_s	$5,978 \cdot 10^{-2}$	$2,285 \cdot 10^{-1}$	$4,663 \cdot 10^{-1}$	$6,893 \cdot 10^{-1}$	$8,461 \cdot 10^{-1}$	$9,341 \cdot 10^{-1}$	$9,752 \cdot 10^{-1}$	$9,916 \cdot 10^{-1}$

გამოსვლა, ე.ი. ალბათობა იმისა, რომ „ავარია“ სიგნალი მოგვევლინება სიმბოლოების შეცდომით დემოდულაციის გამო. 4.4.1 და 4.4.2 გამოსახულებების თანახმად ერთი სინქროგზავნილის გამოტოვების ალბათობა უდრის

$$P_{\text{შეცდ.}} = 1 - (1 - P)^8 \quad (4.4.10)$$

ხოლო ზედიზედ ოთხი სინქროგზავნილის გამოტოვების ალბათობა

$$P_{\text{მცდ.}} = P_{\text{შეცდ.}}^4 \quad (4.4.11)$$

4.4.10 და 4.4.11-დან გამომდინარეობს, როცა $P=10^{-3}$ სინქრონიზაციიდან მცდარი გამოსვლის ალბათობა $P_{\text{მცდარი}} \approx 4 \cdot 10^{-9}$, როცა $P = 10^{-4}$ გვექნება $P_{\text{მცდარი}} \approx 4,1 \cdot 10^{-3}$. შედეგად, შეგვიძლია შევაფასოთ კადრების მცდარი სინქრონიზაციიდან გამოსვლებს შორის საშუალო დრო. რადგანაც კადრები მეორდებათ $T = 1$ მწმ პერიოდებით

$$T_{\text{ს.შ.}} \approx T / P_{\text{მცდარი}},$$

რაც უზრუნველყოფს $T_{\text{ს.შ.}} > (10^{-3}) / (4 \cdot 10^{-9}) = 2,5 \cdot 10^5$ წმ. $\approx 69,4$ საათი (როცა $P=10^{-3}$) და (როცა $P=10^{-4}$) $T_{\text{ს.შ.}} > 6,7 \cdot 10^5$ საათი.

ამრიგად, ხმის თანხლებით ტელეხედვის გადაცემის სისტემებში შემოთავაზებული ვარიანტი სტატისტიკური მახასიათებლების მიხედვით მთლიანად მისაღებია. არსებულ ელემენტთა ბაზაზე მოწყობილობის რეალიზაცია არ იწვევს არავითარ ეჭვს.

4.5. მეოთხე თავის დასკვნები

1. მეოთხე თავში მოცემულია, რომ ცდები ჩატარებული იქნა ციფრული რადიომალწყებლობის დამუშავების კომპლექსური პროგრამის ჩარჩოებში.

2. აღნიშნულია, რომ ცდების ჩატარების პროგრამა შეიცავს ველის დაძაბულობის მრავალსხივიანობის მახასიათებლების (ფარდობითი ინტენსივობა და სხივების დაყოვნების ინტენსივობა) გაზომვას, შეცდომების აღბათობის გაზომვას ქალაქის სხვადასხვა რაიონებში და ქალაქგარეთ მათი დაჯგუფების ხარისხს.

3. აღწერილია ექსპერიმენტული კვლევების თანამიმდევრობა, კერძოდ, აღნიშნულია, რომ ექსპერიმენტული კვლევები მიმდინარეობდა ორ ეტაპად, პირველ ეტაპზე გამოყენებული იყო $f=80\text{მგჰც} \approx 3\text{კვტ}$ სიმძლავრის სატელევიზიო სიგნალი. გადამცემი ანძის სიმაღლე $H=290\text{მ}$. მეორე ეტაპი ჩატარებული იქნა ცენტრალური სატელევიზიო გადამცემი ანძის გამოყენებით $f=102,656\text{მგჰც}$. გადამცემი ანძის სიმაღლე $H=190\text{მ}$, სიმძლავრე $\approx 100\text{ვატი}$.

4. მოცემულია ექსპერიმენტული დანადგარის სტრუქტურული სქემა და მისი დეტალური აღწერა.

5. თანამიმდევრულად და დეტალურად არის აღწერილი ექსპერიმენტის ჩატარების მეთოდიკა.

6. განსაკუთრებული ყურადღება აქვს დათმობილი ციფრული რადიომაუწყებლობის ხმის თანხლებით გადაცემის ექსპერიმენტის ჩატარების აღწერას. აღნიშნულია, რომ გახმოვანების სუბიექტურ-სტატისტიკური შეფასებები დარდებოდა ამავე პირობებში ჩატარებულ შეცდომების აღბათობას და მათი დაჯგუფების ხარისხის გაზომვების შედეგებს.

7. განხილულია ხმის თანხლებით ტელეხედვის ციფრული სიგნალების გადაცემის პრობლემები და მითითებულია მიზანშეწონილობა იმისა, რომ გამოყენებული იქნას სიხშირული შემჭიდროვების სისტემა,

8. აღწერილია ხმის თანხლებით ტელეხედვის ციფრული სიგნალების გადაცემის დროს კადრების სინქრონიზაციის ალგორითმები.

9. განხილულია ხმის თანხლებით ტელეხედვის ციფრულ სისტემებში ერთარხიანი ანალიზატორის ალბათური მახასიათებლები. კერძოდ, მცდარი სინქროგზავნილის გამოვლინების ალბათობა, ჩატარებულია გამოთ-

ვლები. მიღებული შედეგებიდან გამომდინარე შეგვიძლია ვამტკიცოთ, რომ გადაცემის რეჟიმში 0,9916 ალბათობით მცდარი სინქროგზავნილის რაოდენობა არ აღმატება 7-ს, ხოლო კადრების სინქრონიზაციის საერთოდრო $t=128$ მწმ, რაც სტატისტიკური მახასიათებლების მიხედვით სრულიად მისაღებია.

4.6. საერთო დასკვნები

1. გამოკვლეულია შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედების პირობებში საინფორმაციო-საზომ მონაცემთა გადაცემის ეფექტურობა, როგორც მთლიანი სისტემისა-არხისა, რომელიც მოიცავს ინფორმაციის წყაროს (საკვლევი ობიექტის) ეფექტურ კოდირებას, გადაცემის ხელშეშლებისადმი მდგრადი კოდირების მეთოდების ანალიზს და მიმღებში მიღებული ინფორმაციის ხარისხის შეფასებას. შემოთავაზებული ალგორითმები რეალიზებულია თანამედროვე კომპიუტერული ტექნოლოგიების საფუძველზე.

ციფრული სისტემის ეფექტურობის მაჩვენებელი (შეკუმშვის სახით) აუცილებლად განხილული უნდა იყოს დეკოდირებული ინფორმაციის ხარისხის ცვლილების პირობებში. ზოგადად ხარისხის შესაფასებლად გამოიყენება PSNR (პსხფ) მაჩვენებელი. მაგრამ Mathcad პროგრამის გამოყენებით საკმაოდ მარტივად მიიღება ცდომილებათა გამოსახულება, რომელიც თვალნათლივ გვიჩვენებს აღდგენილი ინფორმაციის მიღებულ ხარისხს

2. კომპიუტერული ექსპერიმენტების შედეგად დადასტურდა თეორიულად მიღებული დასკვნები კოდირების ეფექტურობის შემცირების შესახებ, როცა საწყის ინფორმაციაზე მოქმედებს შემთხვევითი შეცდომები. დადგინდა, რომ როცა ვეივლეტ-ტრანსფორმანტაში შენარჩუნდება კოეფიციენტების 0,1 რაოდენობა, აღდგენილი გამოსახულების ხარისხი მცირდება არანაკლებ ორჯერ (dB ერთეულებში).

3. შემთხვევითი შეცდომების შემცველი ინფორმაციის ფილტრაციის ამოცანათა გადაწყვეტამ წრფივი და არაწრფივი ფილტრების მეშვეობით ცხადყო, რომ: 1) წრფივი ფილტრებიდან უკეთესი შედეგი მიიღება ვინერის ფილტრის გამოყენებით; 2) არაწრფივი ფილტრები შეცდომების ფილტრაციის თვალსაზრისით ზოგადად უკეთესია წრფივ ფილტრებთან შედარებით. 3) ამავე დროს, თუ ვეივლეტ-დობეშის ფილტრს გაუკეთებთ მოდიფიკაციას Danid Donoho და Ioin Ionstone მეთოდის მიხედვით, მაშინ უპირატესობა მიენიჭება დობეშის ფილტრს, თუ ტრანსფორმანტაში კოეფიციენტების ინტენსივობის ზღურბლად აიღება 40 დონე მაქსიმალური 256 დონიდან.

4. ვეივლეტ-გარდაქმნის შედარებამ ფურიე გარდაქმნასთან აჩვენა, რომ ვეივლეტ-გარდაქმნა კონცენტრაციას უკეთეს ენერგიას, რის შედეგად ტრანსფორმანტაში 10% კოეფიციენტების რაოდენობის შენარჩუნებით ვდებულობთ სიგნალის ენერგიის უმნიშვნელო შემცირებას. ეს კი განაპირობებს სიგნალის მნიშვნელოვან შეკუმშვას (10 ტოლი).

ექსპერიმენტულმა შედარებამ ფურიე-გარდაქმნასთან, რომელიც ჩატარდა სიტყვა „Wavelet” გახმოვანების სიგნალისათვის, აჩვენა ვეივლეტ-გარდაქმნის მკვეთრი უპირატესობა, ამას ადასტურებს ისიც, რომ ვიდეოსიგნალების შეკუმშვის სტანდარტი IPEG, რომელიც დაფუძნებულია ფურიე კოსინუს გარდაქმნაზე შეიცვალა IPEG-2000 სტანდარტით, რომელიც ვეივლეტ ფუნქციების ბაზაზეა აგებული.

5. გამოსახულებათა ფრაქტალური შეკუმშვის მეთოდის ანალიზმა და შედარებამ, ინფორმაციის შეკუმშვის თვალსაზრისით, ვეივლეტ-გარდაქმნასთან ცხადყო ფრაქტალური შეკუმშვის მეთოდის უპირატესობა, ფრაქტალური შეკუმშვა უკეთესია მაშინ, როცა საწყისი გამოსახულება არ იმყოფება შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედების ქვეშ, მაგრამ თუ გამოსახულება არის შემთხვევითი შეცდომების შემცველი, მაშინ შედეგები იცვლება საპირისპიროდ.

6. ვინაიდან ნაშრომში იხილება ხმაურშემცველი ციფრული სიგნალების გადაცემის ეფექტურობა, მიზანშეწონილია გამოყენებულ იქნას ვეივლეტ-დობემის გარდაქმნა, რომელიც რეალიზებულია Mathcad პროგრამის გარემოში, სადაც მოცემულია ვეივლეტ ფუნქციების და გარდაქმნის მზა მოდულები.

7. გაანალიზებულია და სისტემაშია მოყვანილი, მეცნირული კვლევის შედეგები, რომლებიც მიღებულია ქალაქის პირობებში მეტრული დიაპაზონის რადიოარხების მახასიათებლების შესახებ.

მიღებული შედეგების ანალიზიდან გაკეთებულია დასკვნა, რომ არხში სელექციური მიყუჩების (მილევის) დროს, გადასაცემი სიგნალის ენერგიის თანაბარი განაწილება უზრუნველყოფს ცდომილების ალბათობის მინიმუმს, გარდა ამისა სიგნალის ბაზის გაზრდის შედეგად ხელშეშლებისადმი მდგრადობის მგრძობიარობა ენერგიის განაწილების არათანაბრობის მიმართ იზრდება.

8. მიღებულია შედეგები, რომლებიც განსაზღვრავს სიგნალების ადაპტური კოჰერენტული მიღების შესაძლებლობეს არხებში სელექციური მიყუჩებით (მილევით), რომელთა ანალიზი შესაძლებლობას გვაძლევს ვამტკიცოთ, რომ განხილულ შემთხვევაში სიგნალის ბაზის გაზრდა იწვევს ცდომილების ალბათობის შემცირებას.

დადგენილია, რომ სელექციური მიყუჩების (მილევის არხებში) კოჰერენტული ერთჯერადი ფაზასხვაობითი მოდულირებული სიგნალების დემოდულატორში არხის გადაცემის მდგენელების მიმდინარე ინფორმაციის არ არსებობის დროს 1. ირღვევა კოჰერენტული დამუშავების პირობა, რაც განაპირობებს შეცდომების ალბათობის გაზრდას, 2. მიღების ხელშეშლებისადმი მდგრადობა, დამოკიდებულია სიგნალის ბაზაზე, ყველა სხვა თანაბარი პირობების დროს სიგნალის ბაზის გაზრდა იწვევს შეცდომების ალბათობის გაზრდას, აღნიშნული მოვლენა განსაკუთრებით ვლინდება, სიგნალის ენერგიის თანაბარი განაწილების დროს.

9. გამოკვლეულ იქნა ისეთი სპეციფიკური არხი, როგორცაა ქალაქის პირობებში რადიოტალღების გავრცელება. რეკომენდირებულია ამ შემთხვევაში გამოყენებული იქნას ფაზასხვაობითი მოდულაცია, რადგანაც ამ დროს გადასაცემი სიგნალის ენერჯის თანაბარი განაწილება უზრუნველყოფს ცდომილების ალბათობის მინიმუმს. გარდა ამისა სიგნალის ბაზის გაზრდის შედეგად ხელშეშლებისადმი მდგრადობის მგრძობიარობა ენერჯის განაწილების არათანაბრობის მიმართ იზრდება.

10. განხორციელებულია ნაშრომის შედეგების პრაქტიკული გამოყენება, რომელიც ეხება ქ. თბილისში ჩატარებულ ექსპერიმენტს, რომელმაც აჩვენა, რომ, სიგნალების მიყუჩების (მილევის) კვაზიპერიოდი შეადგენს დაახლოებით $(0,6-0,8)\lambda$, სადაც λ -ტალღის სიგრძეა. ამ დროს ველის მაქსიმალურ და მინიმალურ დონეებს შორის სხვაობა აღწევს $(10-12)$ დბ.-ს.

ლიტერატურა და ვებლიოგრაფია

1. Дьяконов В., Абраменкова И. Обработка сигналов и изображений, Специальный справочник. Спб.: Питер, 2002 г.
2. Д. Ватолин, А. Ратушняк, М. Смирнов, В. Юкин. Методы сжатия данных. Алгоритмы сжатия изображений. М.: ISBN. 2002. 97с.
3. Н. Г. Харатишвили, И. М. Чхеидзе, Д. Ронсен, Ф. И. Инджия. Пирамидальное кодирование изображений. М.: „Радио и Связь” 1996. 189с.
4. И. М. Чхеидзе. Эффективное кодирование ТВ изображений на основе пирамидальных построений. Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. Тбилиси, 1993.
5. Mallat S. A. theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation. IEE Trans. Pattern Analysis and Machine intelligence, 1989, N7, p. 674-693.
6. Орищенко В. И. И др. Сжатие данных в системах сбора и передачи информации. М. Радио и связь, 1985-184 с.
7. Цифровая обработка телевизионных и компьютерных изображений. Под ред. Зубарева, В.П. Дворковича. М, 1997.
8. Н. Г. Харатишвили, И. М. Чхеидзе, З.Д. Гогилашвили. Цифровое кодирование последовательности изображений с межкадровым нелинейным предсказанием. Georgian engineering nevs, 2003, N2, 75-79.
9. М. В. Назаров, Б. И. Кувшинов. Теория передачи сигналов. М. Связь, 1972

10. P. Maragos, R. W. Schafer. Morphological systems for multidimensional signal processing. IEEE. Trans. Communication, vol. 78.N4. 1990, pp. 690-710.
11. цифровая обработка изображений. У. К. Прэтт. Пер. с англ.-М.: Мир, 1982.-Кн.2-480 с.
12. Безызбыточный метод повышения помехоустойчивости систем с ДИКМ /Т. А. Векуа, В. М. Матосов, К. А. Киладзе. Тез. Докл. Первой науч.-техн. Конф. Тбилиси, 1983.-с. 25-27.
13. Гвинджилия В. Г. Исследование методов и разработка аппаратуры передачи нескольких телевизионных программ в одном стволе спутникового ретранслятора. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Тбилиси. 1990.
14. Повышение помехоустойчивости систем передачи телевидения использующих метод ДИКМ. Н. Г. Харатишвили, Т. А. Векуа. Тез. Докл. Республ. НТК.-Одесса. 1986.-с.12-14.
15. Пиленчук Н. И., Яковлев В. П. Адаптивная импульснокодовая модуляция.- М.: Радио и связь, 1986.-296 с.
16. Харатишвили Н. Г., Чхеидзе И. М., Нариманашвили Д.Н. Эффективное двухэтапное кодирование изображений. Georgian Engineering news N1, 2009 с. 66-67.
17. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений М.: Сов. Радио, 1970-728 с.
18. Самарский А.А., Михайлов А. П. Математическое моделирование. М.: Мир, Наука, 1997.
19. Беклемишев Д. В. Курс аналитической геометрии и линейной алгебры. Изд-во „Наука”. Москва. 1976. 320 с.
20. Корн Г. и Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. Изд-во „Наука”. Москва. 1979.
21. Левкович-маслюк Л., Переберин А., Введение в вейвлет-анализ: Учебный курс.-Москва, Графикон '99, 1999.
22. Donoho D. L. (1995), „De-Noising by soft-thresholding”, IEEE Trans. on inf. Theory, vol. 41,3, pp. 613-627. www.stat.stanford.edu/~donoho/.
23. „Основные термины в области передачи данных и их определения”, Электросвязь, 1968, N1.
24. Блох Э. Л. и др. Модели источника ошибок в каналах передачи цифровой информации, М.: Связь, 1971, 260 с.
25. F. Yang, W. Liao, Modeling and Decomposition of HRV Signals with Wavelet Transforms, IEEE Engineering in Medicine and Biology, 1997, Vol. 16, 34 No. 4, pp. 17-22.
26. Залманзон Л.А. Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях. М.: Наука Гл. Ред. Физ-Мат. лит., 1989.-497 с.

27. Васильев В. И., Горшков Л.Ф., Свириденко В. А. Методы и средства организации каналов передачи данных-М.: Радио и связь, 1982.-152 с.
28. Свириденко В. А. Системы и средства сбора и передачи информации (информационные сети: структура, ресурсы, услуги):-М.:Знание, 1983-64 с.
29. Витерби А. Д., Омура Д. К. Принципы цифровой связи кодирования: Пер. с англ./под ред. К. Ш. Зигангирова,-М.: Радио и связь, 1982-536 с.
30. Пенин П. И. Системы передачи цифровой информации.-М.: Сов. Радио, 1976-368 с.
31. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь: Пер. с англ./под ред. В. В. Маркова-М.: Связь, 1972-592с.
32. Сети с коммутацией пакетов. Тематический выпуск-ТИИЭР, 1978. Т66. N11-196 с.
33. M. Antonini, M. Barlaud, P. Mathieu, I Daubechies, Image Coding Using Wavelet Transform, IEEE Transactions on Image Processing, 1992, Vol.1, No. 2, pp. 205-220.
34. ე. ყუბანეიშვილი, ვეივლეტ-გარდაქმნის საფუძვლები, დამხმარე სახელმძღვანელო, გამომცემლობა შპს „თბილისი“, 2008 წ.
35. ირინა ჩხეიძე, ომარი ტომარაძე, ლალი ტოკაძე შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედების პირობებში საზომი ინფორმაციის შეკუმშვის მეთოდების კვლევა კომპიუტერული ტექნოლოგიების საფუძველზე, საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი, საერთაშორისო შრომების კრებული „მართვის ავტომატიზირებული სისტემები“, საგამომცემლო სახლი „ტექნიკური უნივერსიტეტი“, ISSN 1512-3979, N1(10), 2011, გვ.271-274.
36. Добеши И. Десять лекций по вейвлетам. Москва.: „РХД“, 2001 г.
37. Abry, P. (1997), Ondelettes et turbulence. Multiresolutions, algorithms de decomposition, invariance dechelles, Diderot editeur, paris.
38. Pizurica A., Wink A. M. et al. A review of wavelet denoising in MRI and ultrasound brain imagig //Current medical imaging reviews. -2006. -Vol. 2.- pp. 247-260.
39. Смоленцов Н. К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB.-М.: ДМК Пресс.-2005.
40. ი. მ. ჩხეიძე, ო.კ. ტომარაძე, ლ. შ. ტოკაძე ხმაურშემცველი სიგნალებიდან ხელშეშლის აღმოფხვრისათვის კომპიუტერული ტექნოლოგიების გამოყენების საკითხები, საერთაშორისო კონფერენცია „გამოყენებითი ფიზიკის აქტუალური საკითხები“ 2011 წლის 30 მარტი, საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი, „გამოყენებითი ფიზიკის აქტუალური საკითხები“, 2011, 30 მარტი, გვ. 229-235.
41. Н. Г. Харатишвили, И. М. Чхеидзе. Морфологические построения в кодировании изображений „Технический университет“ Тбилиси. 2009-174 с.

42. Ф. Е. Темников, В. А. Афонин, В. И. Дмитриев „Теоретические основы информационной техники”, И., Энегия, 1979-512 с.
43. ი. ჩხეიძე, ო. ტომარაძე, ლ. ტოკაძე ხმაურშემცველი სიგნალებიდან ხელშეშლის აღმოფხვრისათვის კომპიუტერული ტექნოლოგიების გამოყენების საკითხები, საერთაშორისო კონფერენცია საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი, „გამოყენებითი ფიზიკის აქტუალური საკითხები”, თეზისების კრებული. 2011, გვ. 102-104.
44. ი. ჩხეიძე, ო. ტომარაძე, ლ. ტოკაძე ვეივლეტ ტექნოლოგიის ალგორითმების მაფილტრირებელი თვისებები. სტუ-ს შრომები, საგამომცემლო სახლი „ტექნიკური უნივერსიტეტი”, N2(476), ISSN 1512-0996, თბილისი, 2010, გვ. 97-100.
45. ირინა ჩხეიძე, ომარ ტომარაძე, ლალი ტოკაძე შემთხვევითი შეცდომების ზემოქმედების პირობებში საზომი ინფორმაციის შეკუმშვის მეთოდების კვლევა კომპიუტერული ტექნოლოგიების საფუძველზე, საერთაშორისო კონფერენცია „მართვის ავტომატიზებული სისტემები და თანამედროვე საინფორმაციო ტექნოლოგიები” მოხსენებათა თეზისები. თბილისი 2011, გვ. 81.
46. С. Уэлстид. „Фракталы и веивлеты для сжатия изображений в действии”. Москва.: Изд-во „Триумф”, 2003, 320 с.
47. Application of fractals and chaos. 1993, Springer-Verlag, Berlin.
48. Харатишвили Н. Г., Чхеидзе И. М., Степерман В. Г., Отхозория В. К. Фрактальное сжатие в сочетании с нелинейной морфологической фильтраций в кодировании изображений и их последовательностей „GEORGIAN ENGINEERING NEWS”, N1, 2006- 198-203 с.
49. ი. ჩხეიძე, ო. ტომარაძე, ლ. ტოკაძე დისკრეტული ინფორმაციის გადაცემის ხელშეშლებისადმი მდგრადობის საკითხები, აკადემიკოს ი. ფრანგიშვილის დაბადების 80 წლისთავისადმი მიძღვნილი საერთაშორისო კონფერენცია „საინფორმაციო და კომპიუტერული ტექნოლოგიები, მოდელირება, მართვა” საქართველო, სტუ, თბილისი ISBN 978-9941-14-942, 2011, ნოემბერი გვ. 47-50.
50. M. Zhou, De Lame and R. Scafer, Hainrich-Hertz Institut. A. Coding strategy for Improving MPG-2 video coding performance at a Fade. 97 picture coding Symposium. ITG Coference, September 10-12, 1997 Berlin. pp. 227-233.
51. T. Sikara. Trena and perspectives for Very Low Bit Rate video coding. 11 pcs 97 picture coding Simposium. ITG Conference, September 10-12, 1997 Berlin. 227-233.
52. Коржик В. И., Финк Л. М., Щелкунов К. Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений. Справочник под ред. Л. М. Финка –М.: Радио и связь, 1981-238 с.
53. Okumura I. et. Ol Fieloistrength and its variability in VNF and VNF Lond Mobile Service-Red. Elec. Com. Lab.Sept-Oct, N16, 1968-p. 11-14.

54. Калинин А. И. Черенкова Е. Л. Распространение радиоволн и работа радиoliniй-М.: 1971-440 с.
55. Hata M. Empitikal Formula for Propagation loss in Lond Mobile Radio Service-IEEE Trans., v. VT-29, August, 1980- pp. 317-325.
56. Дымович Н. Д. Радиосвязь с подвижными объектами в городе на метровых и дециметровых волнах: Учебное пособие-Л. СЗПИ, 1986-72 с.
57. Лос У., Техника подвижных систем связи, Пер. с англ. Радио и Связь 1985-320 с.
58. Челура В. Ф. Исследование распространение УКВ в городе- известия ВЧ зов „Радиотехника”, N2, 1958-209-214 с.
59. МККР. Кривые распространения ОВЧ и УВЧ диапазона частот 30-1000 мгц. Рском. 370-1. Документы X1 Пленарной Ассемблеи. Осло 1966. Т.2-М.: Связь, 1969-400 с.
60. ირინა ჩხეიძე, ომარ ტომარაძე, ლალი ტოკაძე დისკრეტული ინფორმაციის გადაცემის ხელშეშლებისადმი მდგრადობის საკითხები. აკადემიკოს ი. ფრანგიშვილის დაბადების 80 წლისთავისადმი მიძღვნილი საერთაშორისო სამეცნიერო კონფერენცია „საინფორმაციო და კომპიუტერული ტექნოლოგიები, მოდელიება, მართვა” მოხსენებათა თეზისები, სტუ თბილისი 2010 წელი. გვ. 22-23.
61. Рекомендация ОИРТ N65. Метод планирования сетей вспомогательных ТВ станций в днапазонах I, II, III-Прага, 1969,-30 с.
62. Сети Телевизионного и звукового ОВЧ ЧМ вещания: Справочник М. Г. Локшин, А.А. Шур, А. В. Кокорев, Р. С. Краснощеков-М.: Радио и связь, 1988-144 с.
63. Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ под ред. И. К. Джейкса: Пер. с англ. Под ред. М. С. Ярлыкова, М. В. Чернякова-М.: связь 1979- 520 с.
64. Ли И. Техника подвижных систем связи: пер. с англ-М.: Радио и связь, 1985- 392 с.
65. Бакарев Д. А. Лесман М. Я. Характеристики многолучевости радиоканала метровых волн в системе ЦРВ- Техника средств связи Сор ТРПА, вып 3, 1984-с. 17-22.
66. Лесман М. Я., Окунев Ю. Б., Финк Л. М. Проблемы формирования сигналов в системе цифрового радиовещания-Электросвязь, 1989, N10-с. 31-34.
67. Cox D. C. Deley –Doppler characteristics of Multipath propagation of qiomhz in a Suburban Mobile Radio Envizonment-IEEE Trans, v AP-20, September, 1972-pp 625-635.
68. Cox D. C. Distributions of Multipath Deloy Spreed and Abe Ekcess Deloy for 910 MFLZ Urban Mobile Radio Path- IEEE Trans, v. AP-23, Marech, 1975-pp.206-213.
69. Ворокин А. Е. Статистическая модель многолучевого распространения УКВ в городе- Радиотехника, 1989, N12- с. 56-61.

70. ო. ტომარაძე ფაზასხვაობითი მოდულირებული სიგნალების მიღების ხელშეშლებისადმი მდგრადობა არხებში სელექციური მიყუჩებით. სისტემური ანალიზის გამოყენებითი ამოცანები, სტუ, სამეცნიერო შრომები N15(371), თბილისი 1990-გვ. 29-35.
71. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь. 1974.-549 с.
72. Градштейн И.С. Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведения М.: Физматиз, 1962-1100 с.
73. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник, Коржик В. И., Финк Л. М. Щелкунов К. Н., Под ред. Л. М. Финка. М.: Радио и связь, 1981-232 с.
74. Интегралы и ряды. Специальные функции. Прудников А. П., Брычков Ю. А., Маричев О. И.-М.: Наука, 1983-752.
75. ო. ტომარაძე ფსმ სიგნალების ოპტიმალური კოპერენტული დამუშავების ხელშეშლებისადმი მდგრადობა არხებში სელექციური მიყუჩებით. სტუ შრომები N6 (379) თბილისი, 1991- გვ. 96-102.
76. М. Я. Лесман, О. К. Томарадзе Помехоустойчивость когерентного демодулятора фрм сигналов в каналах с селективными замираниями. სტუ შრომები N6 (379) თბილისი, 1991 გვ. 102-109.
77. М. Я. Лесман, О. К. Томарадзе Специфика радиоканала метровых волн в условиях города. სტუ შრომები N6 (389) თბილისი, 1992 გვ.133-141.
78. Томарадзе О. К., Мурджикнели Г. Г., Модебадзе Ю. III. К вопросу „нецентрального χ^2 ” распределения „Georgian Engineering News”N2, 2006,- 190-192 с.
79. Окунев Ю. Б. Теория фазоразностной модуляций. М.: Связь. 1975-216с.
80. ომარ ტომარაძე კოპერენტული დემოდულატორის ხელშეშლებისადმი მდგრადობის კვლევა. სტუ მართვის ავტომატიზებული სისტემები N2(11) თბილისი-2011-გვ. 106-111.
81. Н.Г. Харатишвили, О. К. Томарадзе Проблемы передачи сигналов цифрового звукосопровождения телевидения. სტუ შრომები N7 (390) თბილისი-1992-გვ. 108-118.
82. Кананович Л. М. Стереофоническое радиовещания. М.: Связь 1974
83. Помехоустойчивост и эффективность системы передачи информации /Под ред. А. Г. Зюко М.: Радио и связь, 1985.-272 с.
84. Дворецкий И. М., Дриацкий И. Н. Цифровая передача сигналов звукового вещания. М.: Радио и связь. 1987-192 с.
85. Caine C. R., English A. R., NICAM Near-Instantaneously Comp. Digital Transmission Ssystem for High- Quality Sund Programmes.-The Radio and Electronic Eng., 1980, v. 5, p. 519-530.
86. Радиовещание и электроакустика /Под ред. М. В. Гитлица. М.: Радио и связь 1989.-432 с.

87. Спутниковая связь и вещание, Справочник, 2-е изд./Под ред. Л. П. Кантора. М.: Рфдио и связь.-1988.-344 с.
88. EBV Document SPB 442 (January 1088)-Wark-ORB-88Second Session 1988.
89. Оппенгейм А.В., Шафер З. В. Цифровая обработка сигналов. Пер. с англ. Под ред. С. Я. Шаца. М.: Связь, 1979.-416 с.
90. Галлатер Р. Коды с малой плотностью проверок на четность.-М.: Мир, 1966.
91. М. Я. Лесман, О. К. Томарадзе, А. О. Утробин Вероятности трансформации символов при когерентном приеме сигналов с двукражной фрм. Тезиси докладов, всесоюзной научно-технической конференций. Ленинград- 1990-с.76.
92. Голомб С. Цифровые методы в космической связи. М.: Мир, 1967.