

ბაკურ წიკლაური

ინფოსატელეკომუნიკაციო ქსელებით სიგნალების გადაცემის
ხარისხობრივი მაჩვენებლების ამაღლების მექანიზმის
დამუშავება და გამოკვლევა კოდირების ადაპტური
მეთოდების გამოყენებით

წარდგენილია დოქტორის აკადემიური ხარისხის
მოსაპოვებლად

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი
თბილისი, 0175, საქართველო
-----, 2013 წელი

© საავტორო უფლება ბაკურ წიკლაური, 2013

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი

ენერგეტიკის და ტელეკომუნიკაციის ფაკულტეტი

ჩვენ, ქვემოთ ხელისმომწერნი ვადასტურებთ, რომ გავეცანით ბაკურ წიკლაურის მიერ შესრულებულ სადისერტაციო ნაშრომს დასახელებით: „ინფოსატელეკომუნიკაციო ქსელებით სიგნალების გადაცემის ხარისხობრივი მაჩვენებლების ამალგების მექანიზმის დამუშავება და გამოკვლევა კოდირების ადაპტური მეთოდების გამოყენებით“ და ვაძლევთ რეკომენდაციას საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტის ენერგეტიკის და ტელეკომუნიკაციის სადისერტაციო საბჭოში მის განხილვას დოქტორის აკადემიური ხარისხის მოსაპოვებლად

თარიღი _____

ხელმძღვანელი:	სრ. პროფესორი	/ჯ. ხუნწარია/
რეცენზენტი:	სრ. პროფესორი	/ჯ. ბერიძე/
რეცენზენტი:	აკადემიური დოქტორი	/მ. კოტია/

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი
2013 წელი

ავტორი : წიკლაური ბაკურ
დასახელება : ინფოსატელეკომუნიკაციო ქსელებით
სიგნალების გადაცემის ხარისხობრივი
მაჩვენებლების ამაღლების მექანიზმის
დამუშავება და გამოკვლევა კოდირების
ადაპტური მეთოდების გამოყენებით
ფაკულტეტი : ენერგეტიკის და ტელეკომუნიკაციის
აკადემიური ხარისხი: დოქტორი
სსდომა ჩატარდა: _____

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

/ბ. წიკლაური/

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 დაცული 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

ამჟამად ხდება უსადენო კავშირის თაობების ევოლუციური ცვლა, რომლის დამახასიათებელი ნიშანია მზარდი მოთხოვნა მონაცემთა და ვიდეოს გადაცემისადმი. შედეგად ხდება მონაცემთა გადაცემის ახალი კონცეფციების შემუშავება უსადენო ქსელებში. ყველა ახალი მიდგომის საფუძველს წარმოადგენს IP-ტექნოლოგია.

ინფორმაციის გადაცემის სინქარეები თანამედროვე სატელეკომუნიკაციო ქსელებში, მათ შორის, უსადენოშიც მაღალია (1 მგბიტ/წმ მეტი), ამიტომაც ამ უკანასკნელებს ფართოზოლოვან უსადენო ქსელებს უწოდებენ (Broadband Wireless Network – BWN). დღესდღეობით BWN ორგანიზებულია სტანდარტებით IEEE 802.11 (Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX) და LTE (Long-Term Evolution). აღნიშნული სტანდარტების ბოლო ვერსიები იყენებენ IP-ტექნოლოგიებს. ამასთანავე, თუკი IP-ტექნოლოგიები მონაცემთა გადაცემისთვის შესწავლილია მაღალ მეცნიერულ დონეზე, სალაპარაკო და ვიდეოსიგნალის გადაცემისთვის, განსაკუთრებით ინტერაქტიურ რეჟიმში, ბევრი შეუსწავლელი საკითხია დარჩენილი. ასევე, სიგნალების ციფრული დამუშავების სპეციალური მეთოდების გამოყენება, რომლებიც ამცირებს ინფორმაციის სიჭარბეს, იძლევა არსებული სატელეკომუნიკაციო არხების გამტარუნარიანობის გამოყენების ეფექტურობის გაზრდას.

უკაბელო კომუნიკაციების მომხმარებლისათვის თანდათან უპირატესობა ენიჭება მულტიპლექსირებას სიხშირის ორთოგონალური დაყოფის საფუძველზე (OFDM). OFDM-ს შეუძლია უზრუნველყოს მონაცემთა გადაცემა დიდი სიხშირით. მომხმარებელთა მზარდი რაოდენობის გამო სპეციალისტების მრავალი ჯგუფი და კვლევითი ცენტრები მუშაობენ (OFDM)-ის ოპტიმიზაციისათვის. ნაშრომში წარმოდგენილია დისერტაციის თემის “ინფოსატელეკომუნიკაციო ქსელებით სიგნალების გადაცემის ხარისხობრივი მაჩვენებლების ამადლების მექანიზმის დამუშავება და გამოკვლევა კოდირების

ადაპტური მეთოდების გამოყენებით” ირგვლივ ჩატარებული თეორიული და ექსპერიმენტული კვლევის შედეგები.

სადისერტაციო ნაშრომის შესავალში ჩამოყალიბებულია ნაშრომის აქტუალობა, მოყვანილია საკვლევი საკითხების მოკლე მიმოხილვა, ფორმულირებულია მიზნები და ამოცანები და წარმოდგენილია ძირითადი დებულებები.

პირველ თავში მოცემულია მესამე თაობის კავშირის სისტემების აღწერა, შესაბამისი ქსელის არქიტექტურა და მისი აგების ძირითადი პრინციპები.

მეორე თავში კონკრეტული სქემის მიხედვით დეტალურადაა აღწერილი OFDM სიგნალის გადაცემის თავისებურებები.

მესამე თავში მოდელირებული კომპიუტერული პროგრამა Matlab-ის საშუალებით აღწერილია OFDM-ის მიღების პროცესი. OFDM სიგნალის მიმღების თავისუფალი დიზაინის გათვალისწინებით, გამოკვლევების შედეგებისა და სიახლეების უმეტესობა გამოიყენება სწორედ მიმღებში.

მეოთხე თავში აღწერილია სტანდარტები, მათი მოქმედების პრინციპები და სამომავლო ტენდენციები, რომლებსაც იყენებენ ვიდეოსერვისები UMTS-ში.

მეხუთე და მეექვსე თავებში ჩატარებულია კვლევა, საიდანაც ჩანს, რომ ძალზედ ხელსაყრელია LDPC კოდების გამოყენება, რომელიც კარგ შედეგს იძლევა კოდირების სხვა მეთოდებთან შედარებით.

ზემოთაღნიშნული კვლევები საჭიროა იმისათვის, რათა განხილული იყოს როგორც ტელეკომუნიკაციის სამომავლო განვითარების გზაზე წამოჭრილი ყველა პრობლემა, ასევე ის ბერკეტები, რომელთა საშუალებითაც მოხდება არსებული თუ სამომავლო პრობლემის აღმოფხვრა. ეს ყველაფერი ტელეკომუნიკაციის განვითარების საფუძველს წარმოადგენს.

Abstract

At the present time there is an evolutionary change of generations of wireless communication, which is characterized by change to transfer of data and video. Consequently, new concepts of information transmission are developed in wireless networks. The core of any new approaches in communications is IP-technology.

Speeds of information transfer in modern telecommunication networks, including wireless, are high (above 1 Mbit/s), so they are known as broadband wireless networks (Broadband Wireless Network - BWN). Today BWN are organized by the family of standards - IEEE 802.11 (Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX) and LTE (Long-Term Evolution). All of these standards (their latest versions) use IP-based technologies. However, if IP-based technologies for data transfer were studied at a high scientific level, for voice and video, especially online mode, there are many unexplored issues.

Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) gradually prevail wireless communications customers. OFDM can provide data transfer with great frequency. Many specialized research centers working in a team and for OFDM optimization because of the growing number of consumers. This paper presents the thesis topic "Signal transmission by Infotelecommunication network handling and investigation of the mechanism improvement of quality indicators and using adaptive coding methods" around the theoretical and experimental research results. The urgency of the work outlined in the introduction to the thesis, a brief overview of some of the issues under study, formulated goals and objectives, key provisions.

In the first chapter is given the third generation communication systems, network architecture and the basic principles of their construction.

In the second chapter according to the scheme described details of the OFDM signal transmission.

In the third chapter described OFDM receiver and simulated in computer software Matlab. OFDM receiver design is free, that's why researches and innovations are used in the receiver.

The fourth section describes the standards, their operation principles and future trends which are used by videocervices in UMTS.

The fifth and sixth chapters of the studies that show that the LDPC codes are very convenient to use and gives good results when compared to other coding methods.

Discussing all problems raised during future development of the telecommunication as well as for discussing of those means which enable us to eliminate existing or further problems raised in connection with reviewed in indicators. All these are bases for telecommunication's development.

სარჩევი

	ბმ
შესავალი-----	17
თავი 1. ლიტერატურის მიმოხილვა-----	21
მესამე თაობის კავშირის სისტემები და მათი ძირითადი პრინციპები-----	21
1.1. მესამე თაობის მობილური სისტემა 3G -----	21
1.2. UMTS ქსელში გამოყენებული შეღწევის მეთოდი. მრავალჯერადი შეღწევა კოდური დაყოფით –CDMA-----	24
1.3. UMTS ქსელის სისტემური არქიტექტურა-----	25
1.4. UMTS ქსელში მონაცემთა გადაცემის სახეები და მათი მიწოდების მოდელები-----	29
თავი 2. შედეგები და მათი განსჯა-----	31
OFDM-მოდულაცია-----	31
2.1. OFDM-სიგნალის გადაცემა ციფრული ტელემაუწყებლობის DVB-T სისტემის მაგალითზე-----	32
2.2. FFT-ს რეალიზაცია-----	35
თავი 3. OFDM-ის მიმღები-----	46
UMTS-ის ვიდეოსერვისებში გამოყენებული სტანდარტები, მათი მოქმედების პრინციპები და სამომავლო ტენდენციები---	51
4.1. ვიდეომონაცემების ელემენტარული ნაკადის სტრუქტურა-----	54
4.2. მოძრაობის კომპენსაცია-----	57
4.3. მოძრაობის შეფასება პიქსელების 8x8 ზომის ბლოკებით-----	60
4.4. ბლოკის მოძრაობის შეფასების შეცდომა-----	62
თავი 5. არხების კოდირება-----	66
5.1. LDPC-კოდები-----	67
5.2. დიფერენციალური კოდირების შესაბამისი კოდები-----	76
თავი 6. კოდების სისტემის პროექტირება შეკრებადობის თვისებიდან გამომდინარე-----	81
6.1. პრობლემის ფორმულირება-----	81
6.2. ოპტიმიზაციის მეთოდი-----	83
6.2.1. ზღურბლის (ბარიერის) შეზღუდვის მეთოდი-----	85

6.2.2.	შეკრებადობის (დაახლოების) შეზღუდვის მეთოდი-----	86
6.2.3.	წრფივი პროგრამირება-----	87
6.3.	ოპტიმიზაციის შედეგები-----	91
	დასკვნები-----	97
	გამოყენებული ლიტერატურის სია-----	99
	დანართი-----	103

ცხრილების სია

	ბმ.
ცხრილი 1. ხმოვანი და მულტიმედიური სერვისები და მათი ძირითადი სახეები-----	29
ცხრილი 2. OFDM პარამეტრების რიცხობრივი სიდიდეები 2k-რეჟიმში-----	34

ნახაზების სია

	ბმ.
1.1. CDMA არხების დიაგრამა და მუშაობის პრინციპი-----	24
1.2. UMTS ქსელის სისტემური არქიტექტურა-----	25
2.1. DVB –T-ს გადამცემი (ციფრული ტელემაუწყებლობა)-----	32
2.2. OFDM-სიმბოლოთა გენერაციის მოდელირება-----	36
2.3. სიგნალის გადამტანთა დროითი მახასიათებელი (B)-ზე-----	37
2.4. სიგნალის გადამტანთა სიხშირული მახასიათებელი (B)-ზე	37
2.5. იმპულსის ფორმა $g(t)$ -----	38
2.6. D/A ფილტრის მახასიათებელი-----	39
2.7. U-სიგნალის დროითი მახასიათებელი (C)-ზე-----	39
2.8. U-სიგნალის სიხშირული მახასიათებელი (C)-ზე-----	40
2.9. UOFT-სიგნალის დროითი მახასიათებელი (D)-ზე-----	41
2.10. UOFT-სიგნალის სიხშირული მახასიათებელი (D)-ზე-----	41
2.11. $uoft_I(t) \cos(2\pi f_c(t))$ სიხშირული მახასიათებელი-----	42
2.12. $uoft_Q(t) \sin(2\pi f_c(t))$ სიხშირული მახასიათებელი-----	43
2.13. $s(t)$ -სიგნალის დროითი მახასიათებელი (E)-ზე-----	43
2.14. $s(t)$ -სიგნალის სიხშირული მახასიათებელი (E)-ზე-----	44
2.15. (2.14)-ის პირდაპირი მოდელირების დროითი მახასიათებელი-----	45
2.16. 2.14)-ის პირდაპირი სიმულაციის (მოდელირების) და IFFT-ს სიხშირული მახასიათებელი-----	45
3.1. OFDM-ის მიღების მოდელირება-----	46
3.2. r_tilde სიგნალის დროითი მახასიათებელი (F)-ზე-----	47
3.3. r_tilde სიგნალის სიხშირული მახასიათებელი (F)-ზე-----	47
3.4. r_info სიგნალის დროითი მახასიათებელი (G)-ზე-----	48
3.5. r_info სიგნალის სიხშირული მახასიათებელი (G)-ზე-----	48
3.6. r_data სიგნალის დროითი მახასიათებელი (H)-ზე-----	49
3.7. r_data სიგნალის სიხშირული მახასიათებელი (H)-ზე-----	49
3.8. $info_h$ –ის კონსტელაცია (კომბინაცია)-----	50
3.9. a_hat –ის კონსტელაცია (კომბინაცია)-----	50

4.1.	კოდირების სტანდარტების დამუშავების თარიღები და კოდირების სიჩქარეები-----	53
4.2.	ვიდეოკადრების სტრუქტურა-----	54
4.3.	მაკრობლოკის სიკაშკაშის კომპონენტი-----	55
4.4.	4 მიმდევრობის მაგალითი რომელიც შეიცავს კადრისა და ველის გამოსახულებას-----	56
4.5.	ინტერპოლაცია-----	57
4.6.	მოძრაობის კომპენსაცია-----	59
4.7.	ბლოკური შედარება-----	59
4.8.	მოძრაობის კომპენსაცია ბლოკების შედარების ალგორითმის საფუძველზე -----	61
4.9.	კადრების სწრაფი და სრული ძებნის გრაფიკი-----	64
5.1.	ტანერის გრაფი LDPC-კოდისთვის H მატრიცით (5.1) განტოლებიდან-----	69
5.2.	LDPC კოდები PA კოდის გარე კოდი და დიფერენციალური დეკოდირება-----	78
5.3.	BER-მახასიათებლის მრუდები-----	79
6.1.	დეფექტი $\lambda_1 > 1 - R$ -სთვის-----	90
6.2.	0,5-ის ტოლი სიჩქარის ოპტიმიზაციის შედეგი-----	92
6.3.	სიმულაცია ოპტიმიზირებული 0,5037 სიჩქარის მქონე LDPC-კოდის დიფერენციალური და არაკოჰერენტული დიფერენციალური კოდირებით-----	95

დისერტაციაში გამოყენებული აბრევიატურები

1G	The First generation technologies	მოდრავი კავშირის ქსელების პირველი თაობის ტექნოლოგია
2G	The Second generation technologies	მოდრავი კავშირის ქსელების მეორე თაობის ტექნოლოგია
3G	The Third-generation technologies	მოდრავი კავშირის ქსელების მესამე თაობის ტექნოლოგია
4G	The Fourth generation technologies	მოდრავი კავშირის ქსელების მეოთხე თაობის ტექნოლოგია
3GPP	The Third Generation Partnership Project	მესამე თაობის პარტნიორების პროექტი
AMPS	Advanced Mobile Phone System	სრულყოფილი მობილური სატელეფონო სამსახური
ATM	Asynchronous Transfer Mode	მონაცემთა ასინქრონული გადაცემა
AuC	Authentication Center	აუტენტიფიკაციისა და აბონენტთა შეღწევის კონტროლის ცენტრი
BE	Best Effort	მომსახურება შესაძლებლობისდაგვარად
CDMA	Code Division Multiplex Access	მრავალჯერადი შეღწევა არხების კოდური დაყოფით
CN	Core Network	საყრდენი ქსელის ბლოკი
CS	Channel Switching	დომენი არხების კომუტაციით
DL	Downlink	გადაცემის პირდაპირი მიმართულება
E1	PCM multiplex signal at 2048 kbit/s (European standard)	2048 კბიტ/წმ სიჩქარის მულტიპლექსირებული იკმ სიგნალი (ევროპული სტანდარტი)
EDGE	Enhanced Data for Global Evolution	მონაცემთა გადაცემის მაღალსიჩქარიანი ტექნოლოგია

		(500 კბიტ/წმ-მდე) არხების კომუტაციით GSM პერსპექტიული ქსელებისათვის
ETSI	European Telecommunications Standards Institute	სტანდარტების ევროპული კავშირგაბმულობის ინსტიტუტი
GPRS	General Packet Radio Service	პაკეტური რადიოკავშირის ზოგადი მომსახურება
GSM	Global System for Mobile Communications	მობილური კავშირის გლობალური სისტემა
GTP	GPRS Tunnelling Protocol	GPRS ტექნოლოგიების პროტოკოლი
HLR	Home Location Register	ადგილობრივი აბონენტების რეგისტრი
HSCSD	High Speed Circuit-Switched Data	მონაცემთა გადაცემის მაღალსიხშირიანი ტექნოლოგია (28,8 ბიტ/წმ-მდე) არხების კომუტაციით GSM ქსელებისათვის
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access	მონაცემთა მაღალსიხშირიანი პაკეტური გადაცემა საბაზო სადგურიდან მობილურ ტერმინალამდე
HSUPA	High Speed Uplink Packet Access	მონაცემთა მაღალსიხშირიანი პაკეტური გადაცემა მობილური ტერმინალიდან საბაზო სადგურამდე
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	ელექტრონიკისა და ელექტროტექნიკის ინჟინერთა ინსტიტუტი
IP	Internet Protocol	ინტერნეტ პროტოკოლი
ISDN	Integrated Services Digital Network	ციფრული ქსელი მომსახურებათა ინტეგრაციით
ITU	International Telecommunication Union	ელექტროკავშირის საერთაშორისო ორგანიზაცია
ISO/OSI	International Standards Organization/	სტანდარტიზაციის

	Open System Interconnection	საერთაშორისო ორგანიზაცია / ღია სისტემების ურთიერთკავშირი
LTE	Long-Term Evolution	მობილური კავშირის ახალი თაობის სისტემა
LDPC	Low density parity check	ღუწობაზე შემოწმების დაბალი სიმკვრივის კოდი
MAC	Medium Access Control	გარემოში შეღწევის მართვა
MIMO	Multiple Input – Multiple Output	მრავალი შესასვლელი – მრავალი გამოსასვლელი
MME	Mobility Management Entity	მობილურობის მართვის კვანძი
MMS	Multimedia Messaging Service	მულტიმედიური მომსახურება
MPEG	Motion Picture Expert Group	ვიდეონფორმაციის კოდირების სტანდარტების შემქმნელებელი ჯგუფი (ასევე სტანდარტების დასახელებების)
MSC	Mobile Switching Center	მობილური ქსელის კომუტაციის ცენტრი
NMT	Nordic Mobile Telephone	ანალოგური მობილური კავშირის სკანდინავიური სტანდარტი
nrt-PS	Non-Real Time Polling Service	მომსახურებათა გამოკითხვა, რომლებიც არ მოითხოვენ რეალური დროის ხარისხს
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	სიხშირული არხების ორთოგონალური მულტიპლექსირება
PDU	Protocol Data Unit	მონაცემთა პროტოკოლური ბლოკი
PS	Packet Switching	დომენი პაკეტების კომუტაციით
QoS	Quality of Service	მომსახურების ხარისხი
SAE	System Architecture Evolution	სისტემური არქიტექტურის ევოლუცია

SC-FDMA	Single Carrier – Frequency Division Multiple Access	მრავალჯერადი შეღწევა არხების სიხშირული დაყოფით და ერთი გადამტანით
PMP	Point-to-multipoint	წერტილი-მრავალწერტილი
rt-PS	Real Time Polling Service	გამოკითხვა რეალურ დროში მომსახურებისთვის
SIM	Subscriber Identity Module	აბონენტის იდენტიფიკაციის მოდული
SMS	Short Message Service	მოკლე შეტყობინებათა გადაცემის მომსახურება
UL	Uplink	კავშირის უკუ მიმართულება
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System	მობილური კავშირის უნივერსალური სისტემა
UTRAN	Universal Terrestrial Radio Access Network	ქსელთან რადიოწვდომის უნივერსალური საბაზისო ბლოკი
VAD	Voice Activity Detection	ლაპარაკის აქტიური პერიოდების აღმოჩენა
VCI	Virtual Channel Identifier	ვირტუალური არხის იდენტიფიკატორი
VoIP	Voice over IP	ბგერა IP-ზე ზედღებით
VPI	Virtual Path Identifier	ვირტუალური მარშრუტის იდენტიფიკატორი
WAP	Wireless Application Protocol	სპეციალურად ადაპტირებულ ინტერნეტ გვერდებთან წვდომა
Wi-Fi	Wireless Fidelity	უსადენო “საიმედოობა”
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access	მსოფლიო ურთიერთქმედება მიკროტალღური წვდომისთვის

შესავალი

თემის აქტუალობა: ისტორიულად ყოველთვის სირთულეს წარმოადგენდა ინფორმაციის სწრაფად და რეალურ დროში გადაცემა, რასაც ხშირად წარუმატებელი შედეგები მოჰქონდა და რადიკალურად ცვლიდა მიმდინარე პროცესებს. ტელეკომუნიკაციის განვითარებამ დანიშნულების ადგილამდე ინფორმაციის უსწრაფესი და ზუსტი გადაცემა გამოიწვია. პრიორიტეტი მიენიჭა მიმართულებებს, რომლებიც გაცილებით ნაკლებ დანახარჯებს მოითხოვდნენ და მომხმარებლის ირგვლივ საკმარის ინფორმაციულ სივრცეს წარმოშობდნენ, რამაც მომხმარებლებს ფეხის აწეობის საშუალება მისცა მსოფლიოში მიმდინარე პროცესებზე. ზემოთქმულმა განაპირობა ტელეკომუნიკაციის საერთაშორისო ინსტიტუტების შექმნა, რომლებიც სთავაზობენ და ქმნიან ახალ-ახალ სტანდარტებს ტელეკომუნიკაციის სხვადასხვა მიმართულებებში.

წარმოდგენილ ნაშრომში განხილულია სიგნალების დამუშავებისა და გადაცემისას არხების კოდირების საკითხები. განხილულია მიდგომა სხვადასხვა ტექნიკურ-პრობლემურ საკითხთან მიმართებაში. ასევე ასახულია ის ეტაპები და სირთულეები, რომლებიც დღესაც აქტუალურად დგას ტელეკომუნიკაციის სფეროს წინაშე, და განხილულია სამომავლო პერსპექტივები, რომლებზეც ამჟამად ინტენსიური მუშაობა მიმდინარეობს სიგნალების დამუშავებისა და გადაცემის მეთოდების დახვეწისა და სრულყოფის მიზნით.

სიგნალების ციფრული დამუშავების სპეციალური მეთოდების გამოყენება, რომლებიც ამცირებს ინფორმაციის სიჭარბეს, იძლევა არსებული სატელეკომუნიკაციო არხების გამტარუნარიანობის გამოყენების ეფექტურობის გაზრდის საშუალებას. მაუწყებლობის მორალურად და ფიზიკურად მოძველებული ტექნიკური საშუალებების შეცვლა დაკავშირებულია ახალი კომპლექსებისა და სისტემების დამუშავებისა და დანერგვის აუცილებლობასთან. ასეთ პირობებში უფრო მიზანშეწონილია და ეკონომიურს წარმოადგენს ვიზუალური და სხვა სახის ინფორმაციის დამუშავებისა და გადაცემის ციფრულ მეთოდებზე გადასვლა. ასეთი ტიპის სამუშაოების ეფექტურობაზე

მეტყველებს თუნდაც ის ფაქტი, რომ აშშ-ის კონგრესის გადაწყვეტილების თანახმად უკვე დაიწყო გადასვლა ციფრულ მაუწყებლობაზე, რაც მომავალში გამოათავისუფლებს მრავალ სისშირულ არხს (ციფრული დივიდენდი) და სახელმწიფო ხაზინას შემატებს მილიონობით დოლარს.

ცნობილია, რომ თანამედროვე საზოგადოების პოლიტიკური, კულტურული და ეკონომიკური აქტიურობა მნიშვნელოვნადაა დამოკიდებული საიმედო სატელეკომუნიკაციო და გამოთვლითი ტექნიკის საშუალებებზე, რომლებიც უზრუნველყოფენ ბგერითი და გამოსახულებათა სიგნალების დამუშავებასა და გადაცემას. მსოფლიოში ინფორმაციის სულ უფრო მზარდი ნაკადის გადაცემისა და მისი შენახვის (დამახსოვრების) აუცილებლობასთან დაკავშირებული ტელეკომუნიკაციის ციფრული არხების გამტარუნარიანობისა და ციფრული სიგნალების მახსოვრობის მოწყობილობების ტევადობის ეკონომიურად გამოყენების პრობლემა მოითხოვს ციფრული სიგნალების ეკონომიურად წარმოდგენის მაქსიმალურად სრულყოფილი მეთოდების დამუშავებასა და გამოკვლევას, რის გამოც აღნიშნული პრობლემის გადაწყვეტა ტელეკომუნიკაციის სფეროს ერთ-ერთ აქტუალურ ამოცანას წარმოადგენს.

სადისერტაციო ნაშრომის ძირითად მიზანს წარმოადგენს

მესამე თაობის ქსელებში ფართოდ გავრცელებული OFDM მოდულაციის ღრმა ანალიზი და პროგრამული მოდელირების საშუალებით მისი უპირატესობის ნათლად წარმოჩენა და, აგრეთვე, იმ შედეგების ანალიზი, რომლებიც მიიღწევა LDPC-კოდების გამოყენებისას.

კვლევის მეთოდები: ნაშრომში დასმული ამოცანების გადასაწყვეტად გამოყენებულია: ფურიეს სწრაფი გარდაქმნა; ალბათობის თეორიის მეთოდები; კვადრატურული მულტიპლექსური ორზოლიანი ამპლიტუდური მოდულაცია; ტანერის გრაფი.

ძირითადი შედეგები და მეცნიერული სიახლე. ნაშრომში მიღებული ძირითადი შედეგები და მათი სამეცნიერო სიახლე შემდეგია:

1. ნაჩვენებია UMTS ქსელის აგების პრინციპები, მასში გამოყენებული არხების კოდური დაყოფის მეთოდი – CDMA, მონაცემთა გადაცემისა და მომსახურებათა მიწოდების მოდელი 3G ქსელებში და წარმოდგენილია მათი ხარისხისხობრივი შეფასება.
2. აღწერილია ევროპული DVB-T სტანდარტის ციფრული ტელემაუწყებლობის გადამცემში და მიმღებში სიგნალის ფორმირების პროცესი კომპიუტერული პროგრამის გამოყენებით.
3. განხილულია UMTS-ის ვიდეოსერვისებში გამოყენებული კოდირების სხვადასხვა სტანდარტები და მათი მოქმედების პრინციპები. ჩატარებულია კოდირების სიჩქარეების ანალიზი. გაანალიზებულია სტანდარტების სრულყოფის სამომავლო ტენდენციები.
4. დადგენილია დაბალი სიმკვრივის მქონე კოდების უპირატესობა, ჩატარებული კვლევის შედეგად ნაჩვენებია, რომ არა მარტო შესაძლებელია, არამედ ძალზედ ხელსაყრელიცაა LDPC კოდების ოპტიმიზირება დიფერენციალურ დეკოდერთან შესაბამისობაში მოსაყვანად.

კვლევის შედეგების გამოყენება. სადისერტაციო ნაშრომში აღწერილი მოდულაციის მოდელირების ალგორითმი შეიძლება გამოყენებულ იქნეს სასწავლო პროცესში სტუდენტებისთვის მეტი თვალსაჩინოებისათვის.

ნაშრომში მიღებული LDPC კოდებთან დაკავშირებული შედეგები შეიძლება გამოყენებული იქნეს LTE ქსელების დაგეგმარებისა და აგებისას უფრო მაღალი სიჩქარეების მისაღწევის მიზნით.

პუბლიკაციები და ნაშრომის აპრობაცია. ნაშრომის ძირითადი შედეგები წარდგენილი და განხილულია სხვადასხვა დროს გამართულ სემინარებზე და კონფერენციებზე:

1. პირველ და მეორე თემატურ სემინარზე (თბილისი, სტუ, 2011-2012);
2. Winrock International Georgia-სა და აშშ-ს საერთაშორისო განვითარების სააგენტოს (USAID) მხარდაჭერით ორგანიზებულ მე-2 საერთაშორისო სამეცნიერო კონფერენციაზე: “ენერგეტიკა:

რეგიონული პრობლემები და განვითარების პერსპექტივები”,
ქუთაისი, 2013 წ.

მოხენბა თემაზე: მესამე თაობის მობილური კავშირის სისტემა
UMTS და მისი ფუნქციები.

3. Winrock International Georgia-სა და აშშ-ს საერთაშორისო
განვითარების სააგენტოს (USAID) მხარდაჭერით ორგანიზებულ
მე-2 საერთაშორისო სამეცნიერო კონფერენციაზე: “ენერგეტიკა:
რეგიონული პრობლემები და განვითარების პერსპექტივები”,
ქუთაისი, 2013 წ. მოხენბა თემაზე: LTE ტექნოლოგია.

პუბლიკაციები. დისერტაციის შედეგები ასახულია საერთაშორისო
სამეცნიერო ჟურნალებში გამოქვეყნებულ 3 ნაშრომში.

ნაშრომის სტრუქტურა. სადისერტაციო ნაშრომი მოიცავს 110
გვერდს და შედგება შესავლის, ექვსი თავის, დასკვნის, გამოყენებული
ლიტერატურის სიისა და დანართისგან.

თავი I. ლიტერატურის მიმოხილვა

მესამე თაობის კავშირის სისტემები და მათი აგების ძირითადი პრინციპები

1.1. მესამე თაობის მობილური სისტემა 3G

მესამე თაობის მობილური რადიოკავშირის სისტემა 3G (წინამორბედი დასახელებები: PLMTS – საერთო სარგებლობის მობილური კავშირის სისტემა; IMT-2000 – მობილური ტელეკომუნიკაციის საერთაშორისო სისტემა) მოიცავს რამდენიმე საერთაშორისო რეგიონალურ და ნაციონალურ სისტემებს მსოფლიო მასშტაბის როუმინგით.

მესამე თაობის სისტემები უზრუნველყოფენ:

- მომსახურების ისეთივე ფართო სპექტრს, რომელსაც უზრუნველყოფს ტელეკომუნიკაციის ფიქსირებული ქსელები (საერთო სარგებლობის სატელეფონო ქსელები, ციფრული ქსელები მომსახურების ინტეგრაციით და ა.შ.);

- მომსახურებებს, რომლებიც სპეციფიკურია მობილური აბონენტებისათვის.

IMT-2000-ის სააბონენტო დამაბოლოებელი (ტერმინალური) მოწყობილობები უზრუნველყოფენ შეღწევას ქსელის როგორც მიწისზედა, ასევე თანამგზავრულ სემენტთან.

IMT-2000-ის შემუშავებისა და დანერგვის ასპექტების განხილვა ITU-ს ფარგლებში დაიწყო 1985 წლიდან. ევროპაში მესამე თაობის სისტემების სტანდარტის შემუშავება დაიწყო 1990 წლიდან ETSI-ის ეგიდით. ETSI-ის ფარგლებში მესამე თაობის სისტემებმა მიიღეს დასახელება UMTS.

1999 წლიდან დაწყებული მთელი მსოფლიოს ძირითადმა რეგიონალურმა და ნაციონალურმა სტანდარტიზაციის ორგანიზაციებმა გლობალური ჰარმონიზაციის მიზნით გააერთიანეს თავიანთი ძალისხმევა სტანდარტიზაციის ერთიან ორგანოში – პარტნიორული პროექტი მესამე თაობის (3G) სისტემებისთვის.

მობილური რადიოკავშირის მე-3 თაობის სისტემებს გააჩნიათ შემდეგი განმასხვავებელი თავისებურებანი:

- გლობალურ მასშტაბში გამოყენებული აპარატურის უნიფიკაციის მაღალი ხარისხი;

- IMT-2000-ის ფარგლებში არსებული მომსახურებების სტაციონარული ქსელების მომსახურებებთან თავსებადობა;

- მსოფლიო მასშტაბით სარგებლობისთვის განკუთვნილი მოსახერხებელი პორტატული სააბონენტო მოწყობილობების გამოყენება;

- ქსელების მოქნილობის მაღალი ხარისხი, ახლად წარმოქმნილი მომსახურებების უზრუნველყოფის შესაძლებლობა.

- მულტიმედიის მომსახურებების უზრუნველყოფის შესაძლებლობა.

ძირითადი ფაქტორები, რომლებიც განაპირობებენ მე-2 თაობის სისტემებიდან მე-3 თაობის სისტემებზე გადასვლას, შემდეგია:

- მოთხოვნათა ზრდა მონაცემთა მაღალსიჩქარულ გადაცემებზე;

- რადიოსიხშირული სპექტრის გამოყენების ეფექტურობის ამაღლების აუცილებლობა.

უკანასკნელ პერიოდამდე ლაპარაკის გადაცემა მიწისზედა მობილური რადიოკავშირის სისტემებში წარმოადგენდა მომსახურების ძირითად სახეობას და შეადგენდა სისტემური ჩატვირთვის უპირატეს ნაწილს.

ვინაიდან დღეისათვის დაჩქარებული ტექნოლოგიური პროგრესი იძლევა ტელეკომუნიკაციის დამატებითი სახეობების რეალიზაციის საშუალებას სტაციონალური ქსელში, ლოგიკურია ის ფაქტიც, რომ იზრდება აბონენტთა მოთხოვნები ანალოგიური მომსახურებების სახეობებზე მობილური ტელეკომუნიკაციის ქსელებშიც. როგორც ზემოთ აღინიშნა, მე-3 თაობის მობილური ტელეკომუნიკაციის ქსელებში უზრუნველყოფილი უნდა იქნეს:

- მონაცემების მაღალსიჩქარიანი გადაცემის ფართო სპექტრი;
- მულტიმედია;
- შეღწევა Internet-ის ქსელში;
- ვიდეოგამოსახულებების გადაცემა;
- ვიდეოკონფერენციაკავშირის სიგნალების გადაცემა და სხვა.

დასმული ამოცანიდან გამომდინარე, დღეისათვის მე-3 თაობის მობილური რადიოკავშირის სისტემებში ინფორმაციის გადაცემის სიჩქარე არის 2,048 მბიტი/წმ [1].

ინფორმაციის გადაცემის სიჩქარისადმი ასეთი მოთხოვნები ჩამოყალიბდა B-ISDN ქსელისადმი წაყებული მოთხოვნების ბაზაზე. ISDN-ში გადაცემის სიჩქარე 144 კბიტი/წმ (2x64 კბიტი/წმ მონაცემთა გადაცემისათვის და 16 კბიტი/წმ სიგნალიზაციისათვის) გამოიყენება 2B+D არხების ორგანიზაციისთვის. IMT-2000-ის ქსელებში იმ აბონენტებისათვის, რომლებიც მოძრაობენ მაღალი სიჩქარით (250 კმ/სთ-მდე), უზრუნველყოფილია მომსახურების 100%-იანი გადაფარვა. გადაცემის სიჩქარე 384 კბიტი/წმ (6x64 კბიტი/წმ – მონაცემთა გადაცემის არხი) B-ISDN-ში განკუთვნილია ISDN არხების ორგანიზაციისთვის, ხოლო IMT-2000-ში – იმ მიკროფიჭებისათვის, სადაც მოთხოვნა დატვირთვაზე მაღალია და რომლებიც ემსახურება მცირე და საშუალო სიჩქარით (10 კმ/სთ და მეტი) მოძრავ აბონენტებს, სიჩქარე 2,048 მბიტი/წმ B-ISDN-ში განკუთვნილია ISDN არხების (30x64 კბიტი/წმ – მონაცემთა გადაცემის არხი) ორგანიზაციისათვის, ხოლო IMT-2000-ის ქსელებში – პიკოფიჭების დონისათვის შენობების შიგნით ცალკეული ნაწილების დაფარვისათვის და ასევე იმ მომსახურებების უზრუნველყოფისათვის, რომლებიც განკუთვნილია სტაციონალური ან შენობის შიგნით მოძრავი აბონენტებისათვის.

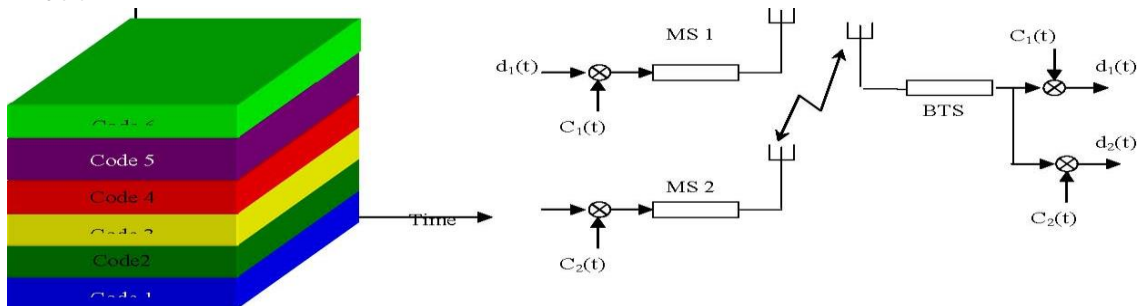
მე-2 თაობის არსებულ ქსელებში გათვალისწინებულია ევოლუციური გადასვლა მონაცემთა გადაცემის მაღალი სიჩქარეებისაკენ. ასე მაგალითად, GSM ქსელებში სიჩქარის გაზრდა ეფუძნება: მონაცემთა გადაცემის ტექნოლოგიას არხების კომუტაციით – HSCSD (57,6 კბიტი/წმ-მდე); მონაცემთა პაკეტურ გადაცემას GPRS (115 კბიტი/წმ-მდე) და მონაცემთა გადაცემის გაუმჯობესებული ტექნოლოგიის გამოყენებას – EDGE (384 კბიტი/წმ-მდე). IS-95 სტანდარტის CDMA-ს ქსელებში ხდება IS-95B სტანდარტზე გადასვლა სიჩქარით 115,2 კბიტი/წმ.

1.2. UMTS ქსელში გამოყენებული შედწევის მეთოდი. მრავალჯერადი შედწევა კოდური დაყოფით – CDMA

მობილური კავშირის 3G სისტემაში გამოყენება არსების კოდური დაყოფის მეთოდი CDMA (Code Division Multiple Access). ამ დროს სხვადასხვა სიგნალის გადაცემა ხდება ერთდროულად ერთსა და იმავე სიხშირულ ზოლში, ანუ ამ შემთხვევაში არ ხდება არსების არც სიხშირული და არც დროითი დაყოფა. ამ დროს სალაპარაკო არსების ორგანიზება ხდება არსების კოდური დაყოფით. ეს კი იმას ნიშნავს, რომ თითოეულ აბონენტს მიენიჭება კოდი და გადასაცემი ინფორმაციის მოდულირება ხდება ამ კოდის საშუალებით. საბაზო სადგურში ხდება მისი დემოდულირება და იმავე ალგორითმით ინფორმაციის ამოღება. მიღებული ჯამური სიგნალი $s(t) = \sum d_i(t)c_i(t)$ მრავლდება კოდურ $c_j(t)$ სიგნალებზე $d_j(t) = s(t) c_j(t) = c_j(t) \sum d_i(t)c_i(t)$, სადაც $c_i(t)$ კოდები ისეა

$$\text{შერჩეული, რომ } c_i(t)c_j(t) = \begin{cases} 0, & i \neq j \\ 1, & i = j \end{cases}$$

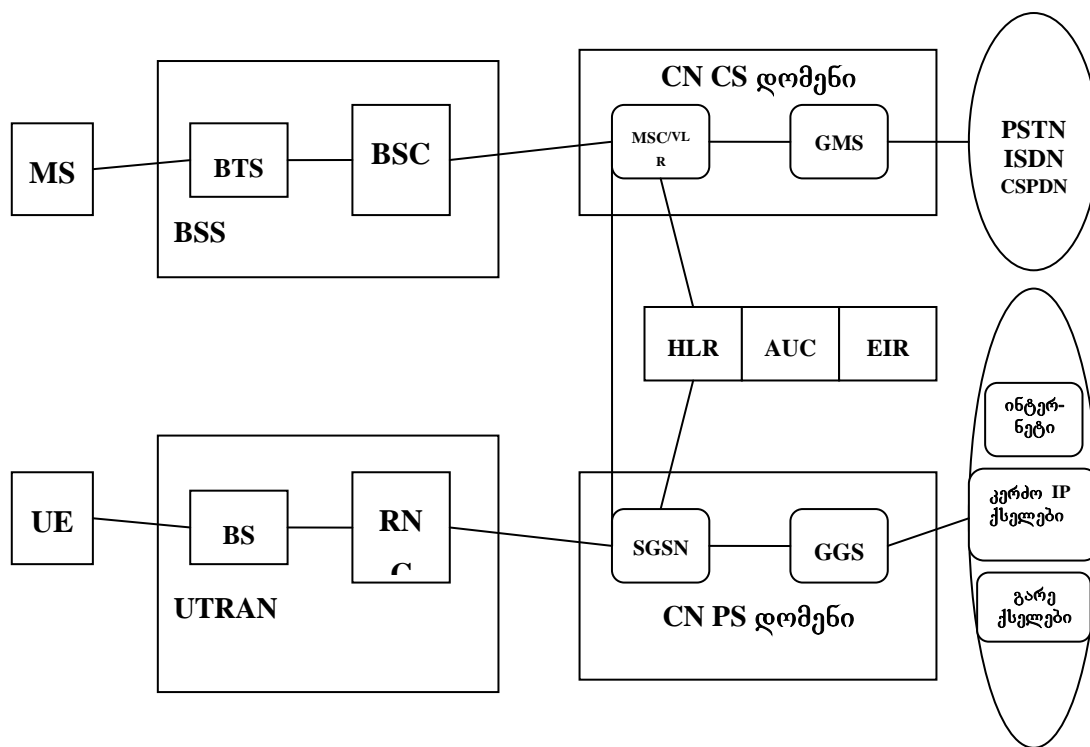
ტექნოლოგია CDMA გამოყენება რამდენიმე აბონენტის შესაბამისი სიგნალის ერთდროულად ერთ არხში გადასაცემად, რაც ამადლებს არსებული სიხშირული ზოლის გამოყენების ეფექტურობას. ეს სტანდარტი ითვალისწინებს მიმღებისაკენ მონაცემების პაკეტურ გადაცემას ციფრულ არხში ყოველი გზავნილის კოდირებით. ამ სტანდარტის გამოყენებისას მომხმარებელი იყენებს არხის ფართო სპექტრს (ნახ.1.1).



ნახ. 1.1. CDMA არსების დიაგრამა და მუშაობის პრინციპი

1.3. UMTS ქსელის სისტემური არქიტექტურა

ფუნქციონალური თვალსაზრისით ქსელის ელემენტები ერთიანდებიან რადიოშეღწევალობის (ან RAN-RADIO Access Network ან UMTS RAN-UTRAN) ქსელში, რომელიც ასრულებს ყველა აუცილებელ რადიოფუნქციას, და საბაზო ქსელში (core Network), რომელიც ასრულებს გამოძახების გადართვას და მარშრუტიზაციას და, აგრეთვე, მონაცემთა მიერთებას გარე ქსელებთან. გარდა ამისა, ქსელების შემადგენლობაში შედის მომხმარებლის მოწყობილობანი (ნახ. 1.2).



ნახ. 1.2. UMTS ქსელის სისტემური არქიტექტურა

სპეციფიკაციისა და სტანდარტიზაციის თვალსაზრისით UE და UTRAN შედგებიან სრულიად ახალი პროტოკოლებისაგან, რომლებიც დაფუძნებულია ახალ WCDMA რადიოტექნოლოგიაზე. საბაზო ქსელი (CN), გარკვეული ხარისხით, GSM-ის ქსელის არქიტექტურაშიც არსებობს. ეს გარემოება ახალი რადიოტექნოლოგიის ბაზაზე აგებულ სისტემას აძლევს კარგად ცნობილი და ფართოდ გავრცელებული CN ტექნოლოგიის გამოყენების საშუალებას, რაც აჩქარებს და ხელს უწყობს აღნიშნული ტექნოლოგიის დანერგვას და რაც იძლევა როუმინგის გამოყენების საშუალებას.

უფრო დაწვრილებით განვიხილოთ ქსელის ძირითადი სტრუქტურული ელემენტების ფუნქციონალური დანიშნულება.

NodeB-ს საბაზო სადგურები ახორციელებენ რადიოარხების ორგანიზაციას მობილური აბონენტების გამოძახებით ან თავიანთი ინიციატივით გარე გამოძახების მიღებას.

NodeB-ს ძირითადი ფუნქციაა რადიონტერფეისების (რადიოსიგნალის დამუშავება და სიგნალის სპექტრის მოდულაცია/დემოდულაცია, გაფართოება/შევიწროვება, კოდირება/დეკოდირება და სხვა) რეალიზაცია და ზოგიერთი ოპერაციის შესრულება ქსელის რადიორესურსების განაწილებისათვის (გამოსხივების სიმძლავრის მართვა, ჰენდოვერის განხორციელება) [2].

რადიოშელწვევადობის RNC ქსელის მაკონტროლებელი ახორციელებს საბაზო სადგურების მართვას, რომლებთანაც ის ქმნის ქვესისტემას (RNC) და ურთიერთქმედებს ქსელის კომუტაციის 3G-MSCNLR ცენტრთან.

RNC-ის ძირითადი ფუნქციებია: რადიოარხის განაწილების მართვა, შეერთებების კონტროლი, მათი რიგითობის რეგულირება, დაშორებული დინამიური კომუტაცია და, აგრეთვე, სააბონენტო დატვირთვის განაწილებაზე კონტროლი [3].

ტელესაკომუნიკაციო მოწყობილობების მსოფლიო წამყვანი მწარმოებლების მიერ შექმნილი ე.წ. კონტროლერები, როგორც წესი, აწყობილია ATM/IP კომუტატორების ბაზაზე, რომელთა

შესაძლებლობები გაზრდილია რადიოარხების მართვის ბლოკების გამოყენებით.

მობილური კავშირის 3G-MSCNLR ქსელის კომუტაციის ცენტრი ქსელის ცენტრალური ელემენტია. მისი დანიშნულებაა: მოემსახუროს NodeB-ების დიდი ჯგუფის მომსახურება და ყველა იმ საჭირო შეერთებების უზრუნველყოფა, რომლებიც მოძრავ სააბონენტო სადგურს ჭირდება მუშაობის პროცესში; ინფორმაციის გაცვლა UMTS ქსელის შიგნით სხვადასხვა ქსელის სხვადასხვა ელემენტების (კერძოდ კი ქვესისტემის RNC-ის ელემენტების) ერთმანეთთან შეერთებით; მობილური კავშირის იმავე ქსელის სხვა კომუტაციის ცენტრთან (MSC), კერძოდ ზონალურ GMSC-სთან და სხვა კვანძებთან შეერთების უზრუნველყოფა. აბონენტების გადაადგილების მონაცემთა ბაზა (VLR) შეიცავს სიის ასლს ვიზიტორი აბონენტების კავშირის მომსახურების სახეობებისა და, აგრეთვე, ზუსტ ინფორმაციას სააბონენტო სადგურის ადგილსამყოფელის შესახებ მომსახურე სისტემის ფარგლებში. კომუტაციის ზონალური ცენტრი (GMSC) ახორციელებს კომუტაციას UMTS ქსელსა და გარე CS-ქსელებს შორის.

აბონენტების ადგილსამყოფელის მონაცემთა ბაზა (HLR) წარმოადგენს მონაცემთა საცნობარო ბაზას ქსელში მუდმივად ჩაწერილი აბონენტების შესახებ. მასში შედის ამოსაცნობი ნომრები, მისამართები და, აგრეთვე, აბონენტების საიდენტიფიკაციო პარამეტრები, კავშირის მომსახურების სახეობები, სპეციალური ინფორმაცია მარშრუტიზაციისა და აბონენტის როუმინგის მონაცემების შესახებ.

მომსახურე საყრდენი კვანძი (SGSN) ხსნის აბონენტის იდენტიფიკაციისა და მობილურობის მართვის ამოცანებს, ახორციელებს IP ქსელის პროტოკოლების კონვერტირებას სხვა პროტოკოლებში, რომლებიც გამოყენებულია NodeB-სა და UE-ში, ახდენს მონაცემთა შეგროვებას აბონენტის გადასახადების, ტრაფიკისა და სხვა გარე ქსელებთან მონაცემთა მარშრუტიზაციის შესახებ [4].

GGSN-ის რაბისებური საყრდენი კვანძი, თამაშობს რა ქვესისტემების მარშრუტიზატორის როლს, ინტერფეისია GPRS-ის საბაზო ქსელსა და გარე ქსელებს შორის. იმ შემთხვევაში, თუ ეს მონაცემები იგზავნება სპეციალურ მომხმარებლებთან, მაშინ ხორციელდება მათი შემოწმება და ადრესატის მოძებნა. GGSN ახორციელებს მობილური აბონენტების მონაცემთა პაკეტების გადანაწილებას და აკონტროლებს გარე ქსელების ფუნქციონირების სისწორეს.

უნდა აღინიშნოს, რომ UMTS ქსელის არქიტექტურის აღნიშნული ვარიანტი საბაზო ქსელური არქიტექტურაა, რომელიც სტანდარტიზირებულია 3GPP-ის მიერ Release' 99 (შემდეგ R'99) სტანდარტით. იგი არის საკმაოდ მოქნილი და უნივერსალური, რაც იძლევა ოპერატორის მიერ ქსელის კონფიგურაციის არჩევის შესაძლებლობას.

1.4. UMTS ქსელში მონაცემთა გადაცემის სახეები და მათი მიწოდების მოდელები

1-ლ ცხრილში წარმოდგენილია ხმოვანი და მულტიმედიური სერვისები და მათი ძირითადი სახეები.

ცხრილი 1. ხმოვანი და მულტიმედიური სერვისები და მათი ძირითადი სახეები

ინფორმაცია	განათლება	გართობა	საზოგადოება	ბიზნესი და ფინანსები	კომუნიკაცია
ბრაუზერი	ვირტუალური სკოლა	აუდიო მოთხოვნით	სასწრაფო მომსახურებები	ვირტუალური საბანკო ოპერაციები	ვიდეო-ტელეფონია
ინტერაქტიური ვაჭრობა	On-line ბიბლიოთეკა	თამაშები მოთხოვნით	სამთავრობო პროცედურები	On-line ბილინგი	ვიდეო კონფერენცია
	სწავლება (მომზადება)	ვიდეონაკადი		უნივერსალური SIM და საკრედიტო ბარათები	ხმოვანი მოპასუხე და ამომცნობი

მომსახურებების ხარისხის შესახებ საკითხების განხილვა და, კერძოდ, სხვადასხვა ფაქტორების მოქმედება კავშირის მიწოდების სხვადასხვა ეტაპზე, მოსახერხებელია გაკეთდეს რაიმე მოდელზე. ასეთ მოდელად შეიძლება გამოდგეს მონაცემთა გადაცემის მომსახურების მიწოდების მოდელი 3G ქსელებში, რომელიც ასახავს მოცემული პროცესის თავისებურებებს. განსაკუთრებული თავისებურებაა შესაბამისი კონტენტის შექმნის აუცილებლობა, რომელიც მოიცავს მონაცემთა გადაცემის უმეტეს მომსახურებებს [5]. ამ მომსახურებების მიწოდებას ახორციელებს კავშირის ოპერატორი (მომსახურების კომპანია) იმ მიმწოდებელთან ერთად, რომელიც სპეციალიზდება ამა თუ იმ კონტენტის (კონტენტ-პროვაიდერის) შემუშავებისა და აგრეგაციის სფეროში.

მომსახურების (Qos-ის მაჩვენებლები) ხარისხისადმი წაყენებული მოთხოვნები ემყარება შემდეგ გარემოებებს:

- Qos-ის მაჩვენებლები ახასიათებენ აბონენტებისათვის მიწოდებული მომსახურებების მიმართ წაყენებულ მოთხოვნილებათა დაკმაყოფილების ხარისხს;
- Qos-ის მაჩვენებლები განსაზღვრავენ ტექნიკურ პარამეტრებს, რომლებზედაც შეიძლება გავლენა იქონიონ ქსელის ან სააბონენტო ტერმინალის საექსპლუატაციო მახასიათებლებმა;
- Qos-ის მაჩვენებლები შეიძლება გაზომილ იქნას ტექნიკური საშუალებების დახმარებით;
- მობილური კავშირის 3G ქსელებში წარმოდგენილი Qos-ის მაჩვენებლები უნდა იყოს განსაზღვრული (შემუშავებული) მომსახურების თითოეული სახისათვის.

ამჟამად მომსახურების ხარისხისადმი მოთხოვნილების განსაზღვრისათვის ფიჭური კავშირის ქსელებში რიგი ევროპული ოპერატორების მიერ გამოყენებულია მოდელი, რომელსაც აქვს 3 დონე. ისინი მთლიანად განსაზღვრავენ მომხმარებლის კავშირის ქსელთან მომსახურების ურთიერთქმედების ყველა ძირითად ასპექტს. მოცემული მოდელის 1-ლი დონე ძირითადია და იგი განსაზღვრავს მომსახურების ხარისხს მომხმარებლის ქსელში შედწევის ეტაპზე და ხასიათდება Qos-ის ისეთი პარამეტრით, როგორცაა ქსელში შედწევადობა. მოდელის მეორე დონე განსაზღვრავს Qos-ის 3 შემადგენელს: მომსახურების მიწოდების სისწრაფე, მომსახურების მთლიანობა და მომსახურების განუწყვეტლობა. მესამე დონე მოიცავს კონკრეტული მომსახურებების ერთობლიობას, რომლებიც მიწოდებულია ქსელის ოპერატორის მიერ, და ამ დონეზე განისაზღვრება Qos-ის შესაბამისი პარამეტრები თითოეული მათგანისათვის [6].

თავი 2. შედეგები და მათი განსჯა

OFDM- მოდულაცია

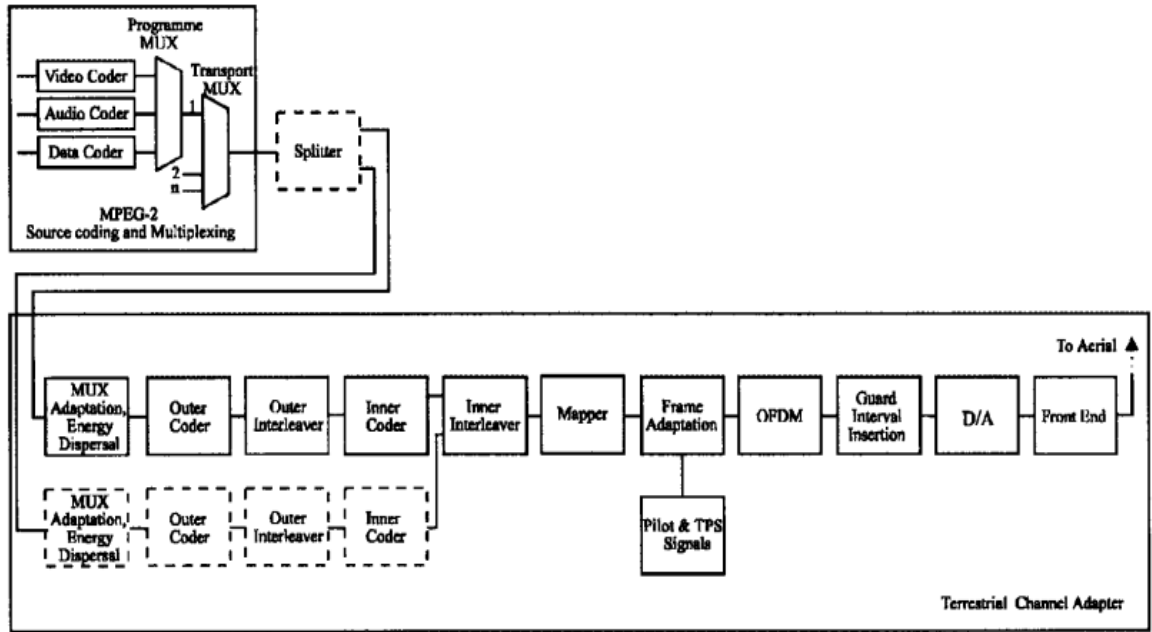
OFDM-მოდულაციის სქემაში, დიდი რაოდენობით პარალელურად გადაცემული ორთოგონალური, სიხშირულად გადაფარული ვიწროხოლოვანი არხები დაიყოფა (განცალკევდება) გადამტანების მიერ. გადამტანების სიხშირეები შეირჩევა ოპტიმალურად, ისევე როგორც არხების სპექტრალური (სიხშირული) დაყოფის გამოყენებისას. OFDM მოდულაცია ყურადღებას იქცევს უმთავრესად იმის გამო, რომ სისტემას ამუშავებს ისე, რომ ხელშეშლები ვერ ახდენს დიდ ზემოქმედებას.

ამ შემთხვევაში წარმოიქმნება ორი ეფექტი: შერჩეული სიხშირის თანდათანობითი შესუსტება; შიდა სიმბოლური ინტერფერენცია (ISI). ამ დროს წარმოქმნილი შეცდომების კორექტირებისათვის გამოიყენება კოდირების შედარებით სრულყოფილი მეთოდები (ტურბოკოდირება, რიდ-სოლომონის კოდები და სხვა) [7].

OFDM-მოდულაციას გააჩნია ორი ძირითადი ხარვეზი: სიგნალის დიდი დინამიური დიაპაზონი; სიგნალ/ხმაურის პიკური თანაფარდობის საშუალო დონე [PAR]; მგრძობელობა სიხშირული შეცდომების მიმართ. ეს საკითხები, თავის მხრივ, წარმოადგენენ კვლევის თემებს სპეციალისტებისთვის.

განვიხილოთ სიგნალების გადაცემის რეგულაციები DVB-T სტანდარტში.

ევროპული DVB სტანდარტის ციფრული ტელემაუწყებლობის გადამცემის სქემა ნაჩვენებია ნახ. 2.1-ზე, რომელზეც წარმოდგენილია გადამცემში მიმდინარე თითქმის ყველა აუცილებელი პროცესი. მიუხედავად ამისა, ზემოთაღნიშნული ნაკლოვანებები მაინც გააჩნია მიღებულ სიგნალს, რაც განპირობებულია ფიზიკური არხის შემაღლებელი ნაწილების არაიდეალურობითა და სიგნალზე მოქმედი ხელშეშლებით. აქედან გამომდინარე, წინამდებარე ნაშრომის მიზანია სიგნალის ფორმირების პროცესის თითოეული ეტაპის თვალსაჩინო აღწერა კომპიუტერული პროგრამის გამოყენებით, რაც სასარგებლო იქნება აღნიშნული პროცესების სრულყოფილი აღქმისათვის [8].



ნახაზი 2.1. DVB –T-ს გადაცემა (ციფრული ტელემაუწყებლობა)

2.1. OFDM-სიგნალის გადაცემა ციფრული ტელემაუწყებლობის DVB-T სისტემის მაგალითზე

OFDM-მოდულაცია აღიწერება შემდეგი გამოსახულებით.

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp \left(j2\pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t-t_s) \right) \right\}, t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2.1.1)$$

$$s(t) = 0, t < t_s \quad \wedge \quad t > t_s + T$$

სადაც d_i არის კომპლექსური მოდულაციის სიმბოლოები, N_s გადამტანების რაოდენობაა, T სიმბოლოს ხანგრძლივობაა, f_c კი გადამტანი სიხშირეა. კერძოდ ვერსია (2.1.1) მოცემულია DVB-T სტანდარტში როგორც ემიტირებული სიგნალი, რომელიც გამოისახება ასე:

$$\Psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k'}{T_U} (t - \Delta - l \cdot T_S - 68 \cdot m \cdot T_S)} & \text{თუ } (l + 68 \cdot m) \cdot T_S \leq t \leq (l + 68 \cdot m + 1) \cdot T_S \\ 0 & \text{ორივე } (l + 68 \cdot m) \cdot T_S \leq t \leq (l + 68 \cdot m + 1) \cdot T_S \end{cases} \quad (2.1.2)$$

სადაც:

k - გადამტანის ნომერი;

i - OFDM- სიმბოლოს ნომერი;

m - გადაცემული ფრეიმის (კადრის) ნომერი;

K - გადამცემი გადამტანების რაოდენობა;

T_s - სიმბოლოს ხანგრძლივობა;

T_u - შუალედური გადამტანის ინვერსია;

Δ - დაცვის ინტერვალის ხანგრძლივობა;

f_c - ცენტრალური რადიოსიხშირის (RF) სიგნალი;

k' - გადამტანის ინდექსი;

$c_{m,k}$ - კომპლექსური სიმბოლო გადამტანისთვის $k=1$;

k - ინფორმაციული სიმბოლოს ნომერი;

m - ფრეიმის (კადრის) ნომერი;

$c_{m,1,k}$ - კომპლექსური სიმბოლო გადამტანისთვის $k=2$; ნომერი m ;

.....

$c_{m,67,k}$ - კომპლექსური სიმბოლო გადამტანისთვის $k=67$.

მნიშვნელოვანია იმის გააზრება, რომ აღნიშნული გამოსახულებები აღწერს სამუშაო სისტემას, ე.ი. სისტემას, რომელიც გამოიყენებოდა და გამოცდილია 1997 წლის მარტიდან.

ნაშრომში განხორციელებული მოდელირება იქნება ფოკუსირებული DVB-T სტანდარტის $2k$ რეჟიმზე. ეს კონკრეტული რეჟიმი განკუთვნილია სტანდარტული გარჩევადობის DTV-ს (ციფრული ტელევიზიის) მობილური მიღებისათვის. ტრანსმიტირებული (გადაცემული) OFDM-სიგნალი (მულტიპლექსირება ორთოგონალური სიხშირული დაყოფით) ჩასმულია ჩარჩოებში (ფრეიმებში). თითოეულ ჩარჩოს აქვს T_F ხანგრძლივობა და იგი შედგება 68 OFDM-სიმბოლოსაგან. ოთხი ჩარჩო ადგენს ერთ სუპერ-ჩარჩოს. თითოეული სიმბოლო შედგება $K=1705$ გადამტანის ნაკრებისგან $2k$ რეჟიმში და გადაიცემა T_s დროის განმავლობაში. T_u ხანგრძლივობის სასარგებლო ნაწილი და Δ ხანგრძლივობის დამცავი ინტერვალი ქმნიან T_s -ს. $2k$ -

რეჟიმში OFDM-ის პარამეტრების კონკრეტული რიცხობრივი სიდიდეები მოყვანილია მე-2 ცხრილში.

ცხრილი 2. OFDM- პარამეტრების რიცხობრივი სიდიდეები 2k-რეჟიმში

პარამეტრები	2k რეჟიმი			
ძირითადი პერიოდი, T	7/64 მკწმ			
გადამტანთა რაოდენობა, K	1705			
გადამტანთა მინიმალური რაოდენობა, K_{min}	0			
გადამტანთა მაქსიმალური რაოდენობა, K_{max}	1704			
ხანგრძლივობა, T_U	224 მკწმ			
გადამტანთა გადაფარვა, $1/T_U$	4,464 ჰც			
გადაფარვა გადამტან K_{min} -სა და $K_{max}(K-1)/T_U$ -ს შორის	7.61 მჰც			
დაშვებული დამცავი ინტერვალი, Δ/T_U	1/4	1/8	1/16	1/32
სიმბოლოთა ნაწილის ხანგრძლივობა, T_U	2048xT 224 მკწმ			
დამცავი ინტერვალის ხანგრძლივობა, Δ	512xT 56 მკწმ	256xT 28 მკწმ	128xT 14 მკწმ	64xT 7 მკწმ
სიმბოლოთა ხანგრძლივობა, $T_S = \Delta + T_U$	2,560xT 280 მკწმ	2,304xT 252 მკწმ	2,176xT 238 მკწმ	2,112xT 231 მკწმ

შემდეგი საჭირობოროტო საკითხი (2.1.2)-ის პრაქტიკული რეალიზაციაა. OFDM-ის პრაქტიკული შესრულება რეალობად 1990-იან წლებში იქცა DSP-სადმი (სიგნალის ციფრული დამუშავება) ხელმისაწვდომობის გამო ფურეის სწრაფი გარდაქმნის ალგორითმის (FFT) დამუშავების გამო [9].

წინამდებარე ნაშრომის დანარჩენი ნაწილი ფოკუსირებულია OFDM-ის პრაქტიკულ რეალიზაციაზე DVB-T სისტემისათვის. თუ

გავითვალისწინებთ ფორმულა (2.1.2)-ს დროის $t=0$ -დან $t=T_s$ -მდე ინტერვალში, მაშინ მივიღებთ:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c_{0,0,k} e^{j2\pi k'(t-\Delta)/T_U} \right\} \quad (2.1.3)$$

სადაც $k' = k - (K_{\max} + K_{\min}) / 2$.

არსებობს აშკარა მსგავსება (2.1.3)-სა და ფურიეს შებრუნებულ დისკრეტულ გარდაქმნას (IDFT) შორის

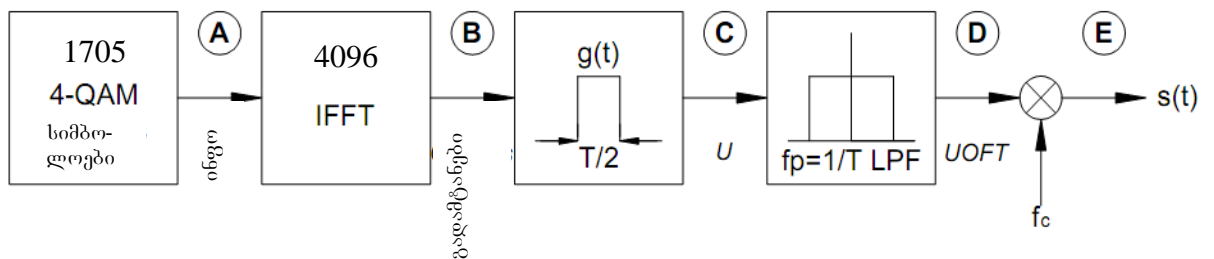
$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{N-1} X_q e^{j2\pi \frac{nq}{N}} \quad (2.1.4)$$

ვინაიდან არსებობს ფურიეს სწრაფი გარდაქმნის (FFT) სხვადასხვა ეფექტური ალგორითმი ფურიეს დისკრეტულ გარდაქმნისა (DFT) და მისი შებრუნებული გარდაქმნის შესასრულებლად, მოსახერხებელია N -რაოდენობის x_n გამოსადეგი ნიმუშის გენერირება, რომლის თითოეული სიმბოლოს ხანგრძლივობაა T_U . დამცავი ინტერვალი წინიდან დაემატება ამ ნიმუშების უკანასკნელ N_U/T_U -ის ასლებს. მომდევნო ოპერაცია, ანუ გარდაქმნა სიხშირის მომატებით (Up-conversion) იძლევა ნამდვილ სიგნალს $s(t)$, რომლის ცენტრი f_c სიხშირეზეა [10].

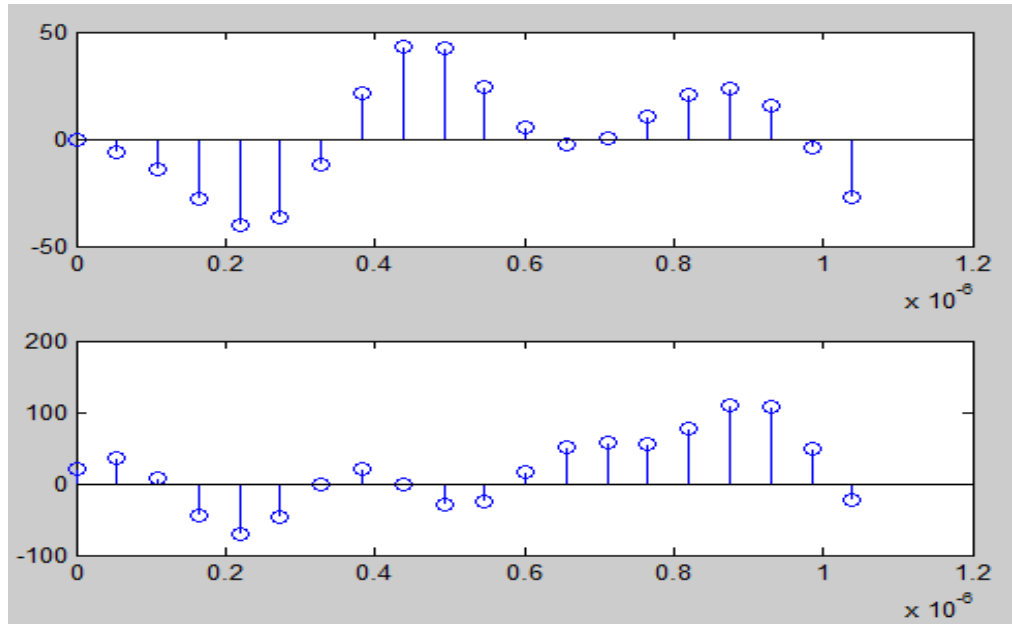
2.2. FFT-ს რეალიზაცია

პირველი განსახილველი ამოცანა ისაა, რომ OFDM-ს სპექტრის ცენტრია f_c სიხშირე, ე.ი. პირველი დამხმარე გადამტანის (ქვეგადამტანის) სიხშირე მდებარეობს $7,61/2$ მჰც ძირითადი გადამტანისგან მარცხნივ, ხოლო მეორე დამხმარე გადამტანის სიხშირე – ასევე $7,61/2$ მჰც ძირითადი გადამტანისგან მარჯვნივ. ცენტრირების მიღწევის ერთი მარტივი გზაა ფურიეს უკუგარდაქმნისა ($2N$ -IFFT-სა) და $T/2$ -ის, როგორც ძირითადი პერიოდის, გამოყენება. როგორც მე-2

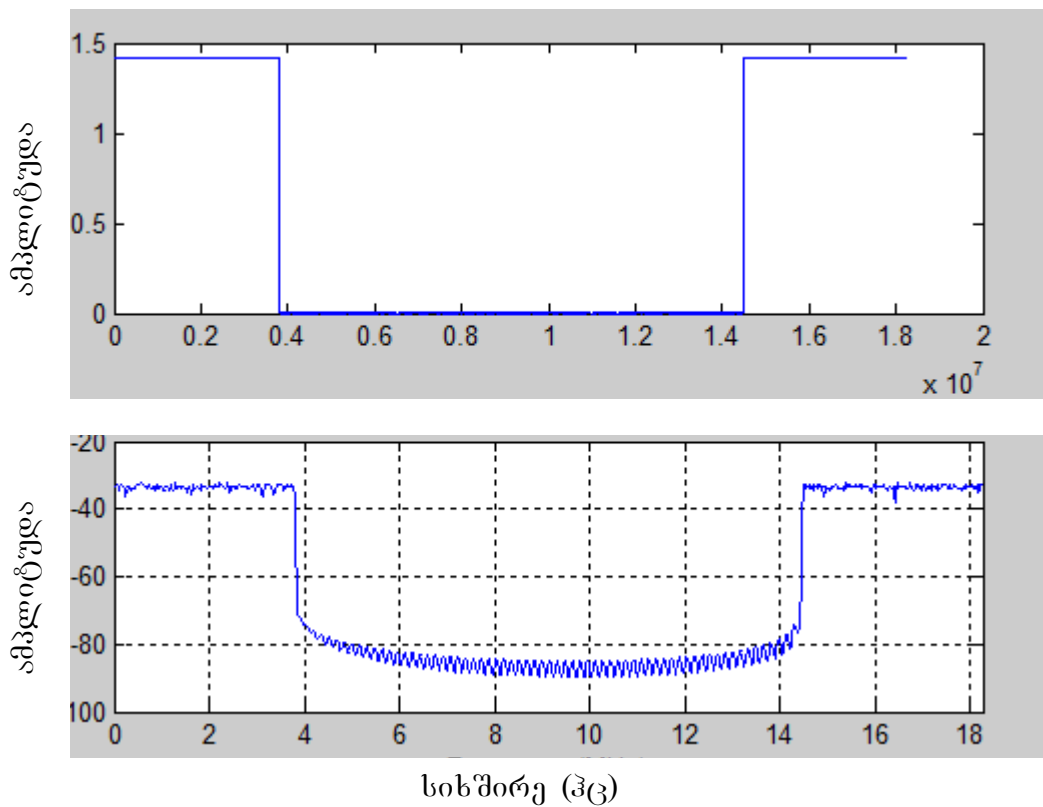
ცხრილიდან ჩანს, OFDM-სიმბოლოს ხანგრძლივობა T დადგენილია 2048-IFFT ($N=2048$)-ის გათვალისწინებით. შესაბამისად, შეგვიძლია გამოვიყენოთ 4096-IFFT. ერთი OFDM-სიმბოლოს გენერირების (წარმოქმნის) ბლოკ-დიაგრამა ნაჩვენებია ნახ. 2.2-ზე, სადაც აღნიშნულია Matlab[®] code-ში გამოყენებული ცვლადები. შემდეგი განსახილველი ამოცანაა შესაფერისი სიმულაციის (მოდელირების) პერიოდი T . იგი განსაზღვრულია როგორც ძირითადი პერიოდი საწყისი (მამოდულირებელი) სიგნალისთვის, მაგრამ რადგან ხდება ზემოაღნიშნული სისწორული ზოლის სიგნალის მოდელირება, ამიტომ ის უნდა შევადაროთ დროის $1/R_s$ პერიოდს, რომელიც, როგორც მინიმუმ, გადამტანი სისწორის ორმაგი სიდიდის ტოლია. სიმარტივისათვის ვიყენებთ მთელრიცხოვან შეფარდებას $R_s=40/T$. ეს შეფარდება იძლევა 90 მკვ-თან ახლოს არსებულ გადამტან სისწორეს, რომელიც იმყოფება VHF (მეტრული ტალღების) არხის (მეხუთე არხის) დიაპაზონში. იგი ჩვეულებრივი სატელევიზიო არხია ნებისმიერ ქალაქში. ამის შემდეგ შესაძლებელია იმ თითოეული ეტაპის აღწერა, რომელიც ნახ. 2.2-ზე ნაჩვენებია წრეში მონიშნული ასოებით.



ნახ. 2.2. OFDM-სიმბოლოთა გენერაციის მოდელირება



ნახ. 2.3. სიგნალის გადამტანთა დროითი მახასიათებელი (B)-ზე

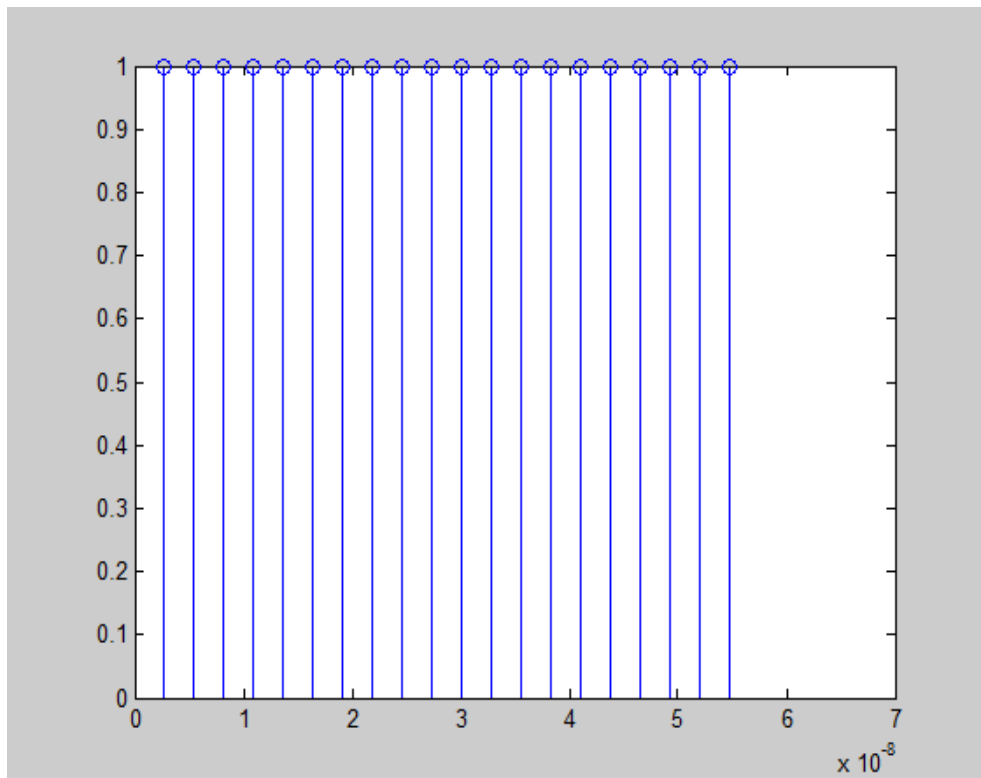


ნახ. 2.4. სიგნალის გადამტანთა სიხშირული მახასიათებელი (B)-ზე

როგორც ზემოაღნიშნულიდან ჩანს, ე.წ. 2X ოვერ-სემპლინგის (დისკრეტიზაცია ბიჯის შემცირებით) მიღწევის მიზნით ნულოვან

საინფორმაციო სიგნალს და სპექტრის ცენტრს (A) ეტაპზე დაემატა 4096-1705=2391 გადამტანი [11].

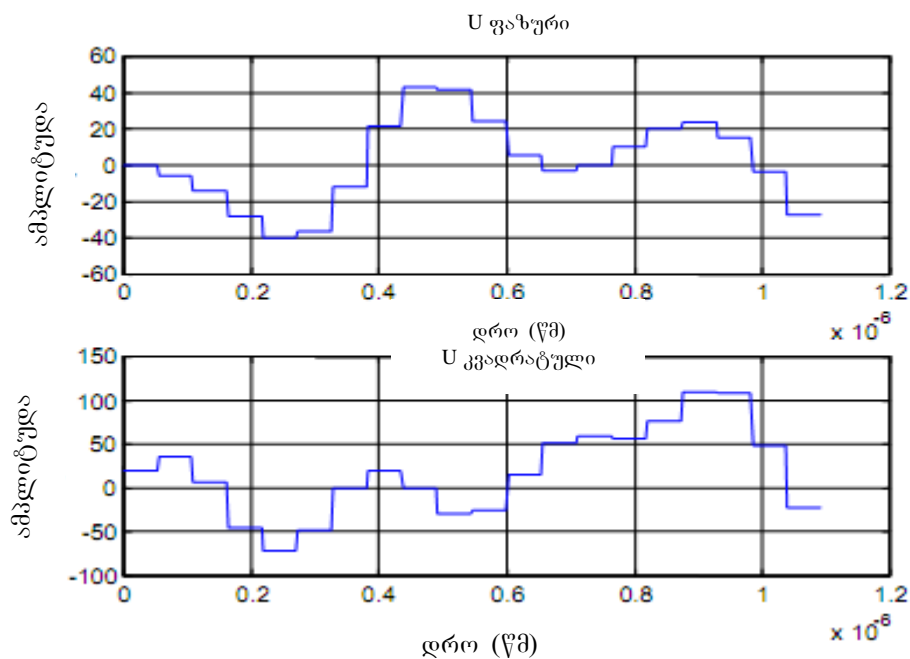
ნახ. 2.3 და ნახ. 2.4-ზე შეგვიძლია დავაკვირდეთ ამ ოპერაციის შედეგს და იმას, რომ სიგნალის გადამტანი იყენებდა $T/2$ -ს, როგორც დროის პერიოდს. შევნიშნოთ, რომ გადამტანი სიხშირე წარმოადგენს დროში დისკრეტულ საწყის (მამოდულირებელ) სიგნალს. იგი შეიძლება გამოყენებული იყოს სიხშირეთა ძირითადი ზოლის დისკრეტული დროის დომენის (არის) სიმულაციისთვის (მოდულირებისათვის), მაგრამ უნდა გავიხსენოთ, რომ OFDM-მოდულაციისას ძირითადი დაბრკოლებები (ცდომილებები) ხდება უწყვეტი დროის არეში. შესაბამისად, საჭიროა ამ უკანასკნელის სიმულაციის (მოდულირების) საშუალებებით უზრუნველყოფა. დროში უწყვეტი სიგნალის წარმოქმნის პირველი ეტაპია ტრანსმისიის (გადაცემის) ფილტრის გამოყენება $g(t)$ სიგნალის კომპლექსური გადამტანისათვის. $g(t)$ -ს იმპულსური მახასიათებელი, ანუ იმპულსის ფორმა, ნაჩვენებია ნახ. 2.5-ზე.



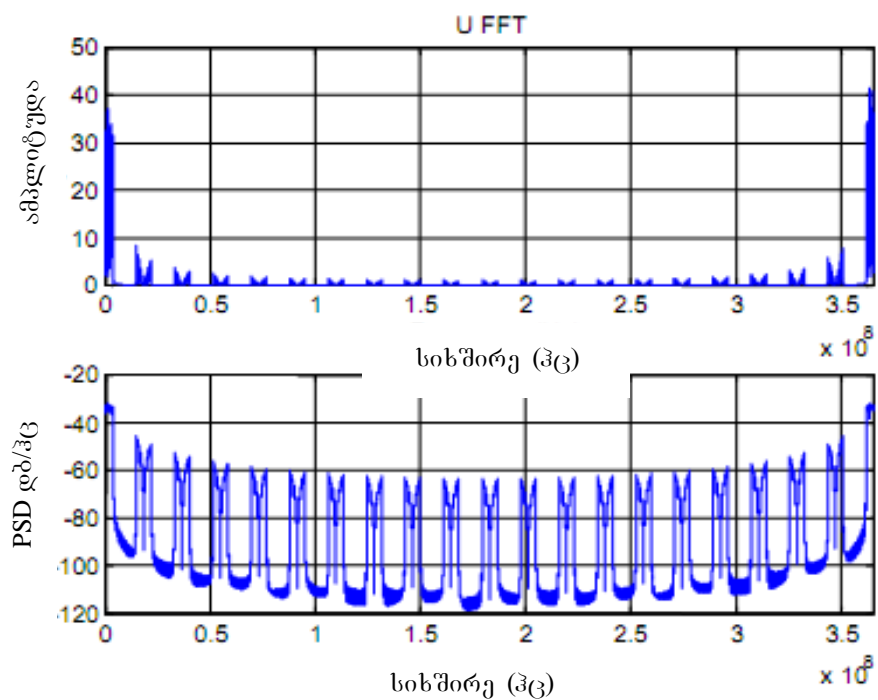
ნახ. 2.5. იმპულსის ფორმა $g(t)$

გადაცემის ფილტრის გამომავალი სიგნალის დროითი მახასიათებელი დროის ინტერვალში (დომენში) ნაჩვენებია ნახ. 2.6-ზე,

სოლო სისშირის ინტერვალში (დომენში) – ნახ. 2.7-ზე. ეს უკანასკნელი პერიოდულია, როგორც ეს მოეთხოვება დისკრეტული დროის სისტემის სისშირულ მახასიათებელს.



ნახ. 2.6. U-სიგნალის დროითი მახასიათებელი (C)-ზე

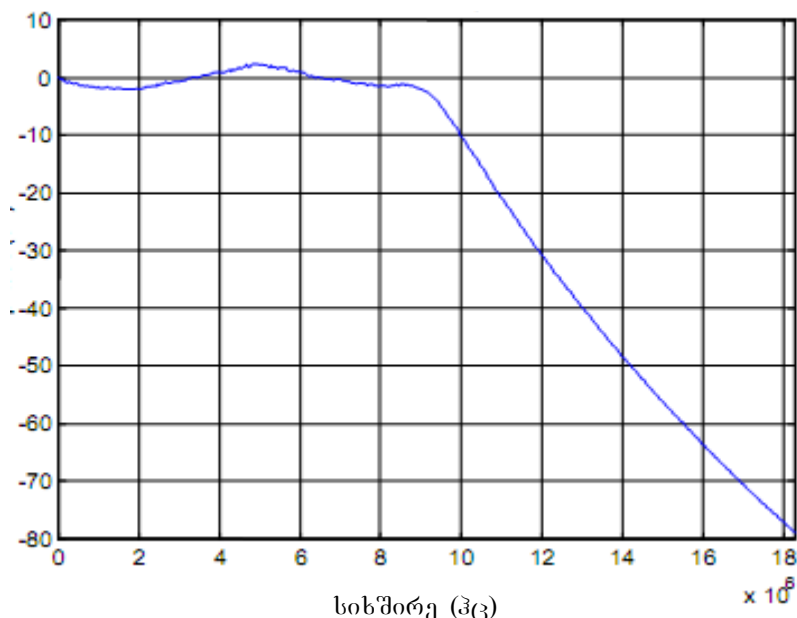


ნახ. 2.7. U-სიგნალის სისშირული მახასიათებელი (C)-ზე

$U(t)$ -ს სიხშირული პერიოდი $2/T=18,286$ მჰც, რის გამოც გადასვლის გატარების ზოლი აღმდგენი ფილტრისთვის $18,286-7,61=10,675$ მჰც-ია [12].

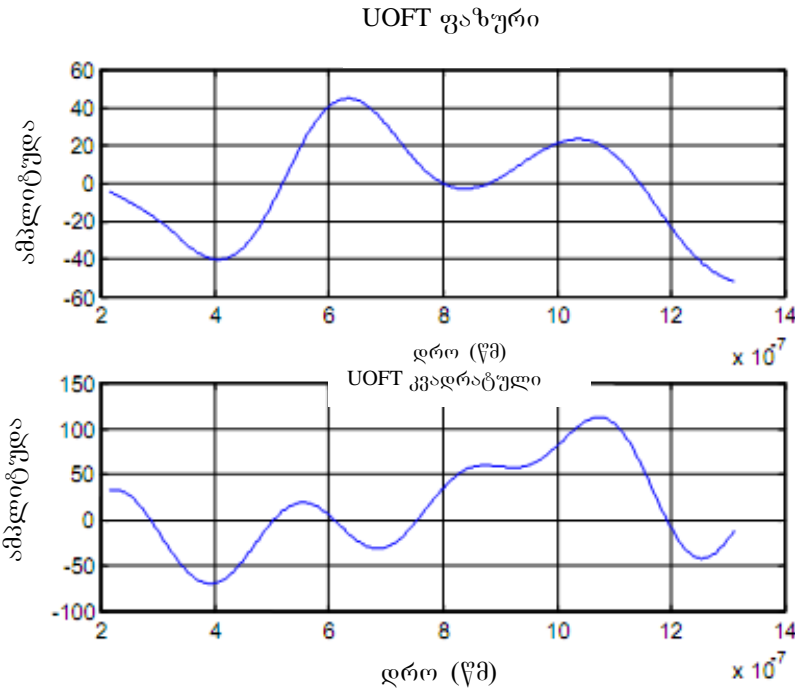
N-IFFT-ს გამოყენების შემთხვევაში გადასვლის გატარების ზოლი იქნებოდა მხოლოდ $9,143-7,61=1,533$ მჰც, რის გამოც წარმოიქმნებოდა დიდი სირთულეები აღმდგენ ფილტრში ინფორმაციის დამახინჯებისგან თავის არიდების თვალსაზრისით [13].

ბატერუორთის მიერ შემოთავაზებული D/A ფილტრის მახასიათებელი ნაჩვენებია ნახ. 2.8-ზე. ამ შემთხვევაში ზღვრული სიხშირეა დაახლოებით $1/T$ -ს ტოლი.

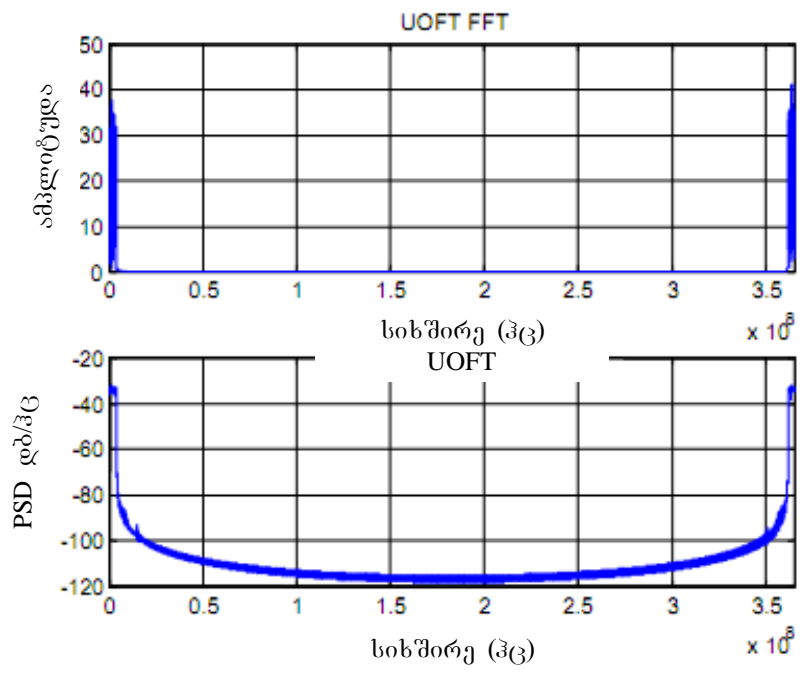


ნახ. 2.8. D/A ფილტრის მახასიათებელი

ფილტრის გამომავალი სიგნალის ფორმა ნაჩვენებია ნახ. 2.9-ზე და ნახ. 2.10-ზე. უპირველეს ყოვლისა, უნდა აღინიშნოს, რომ სიგნალის დაყოვნებაა დაახლოებით 2×10^{-7} მკწმ, რომელიც გაფილტვრის პროცესითაა გამოწვეული. ამის მიუხედავად, გაფილტვრა განხორციელდა ისე, როგორც მოსალოდნელი იყო, ვინაიდან აღდგა მხოლოდ საწყისი (მოდულირების) სიგნალის სპექტრი. უნდა გავიხსენოთ, რომ დამხმარე გადამტანი სიხშირეები 853-დან 1705-მდე ლოკალიზებულია 0 ჰც-დან მარჯვნივ, ხოლო დამხმარე გადამტანი სიხშირეები 1-დან 852-მდე – $4f_c$ ჰც-სგან მარცხნივ.



ნახ. 2.9. UOFT-სიგნალის დროითი მახასიათებელი (D)-ზე



ნახ. 2.10. UOFT-სიგნალის სიხშირული მახასიათებელი (D)-ზე

ფილტრში გატარების შემდეგ სრულდება კვადრატურული მულტიპლექსური ორზოლიანი ამპლიტუდური მოდულაცია ($uoft(t)$). ამ მოდულაციაში სინფაზური სიგნალი $m_I(t)$ და კვადრატურული სიგნალი $m_Q(t)$ მოდულირდება შემდეგი ფორმულის გამოყენებით [14].

$$s(t) = m_I(t) \cos(2\pi f_c t) + m_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.2.1)$$

შეგნიშნოთ, რომ (2.1.3) განტოლება შეიძლება ჩაიწეროს შემდეგნაირად:

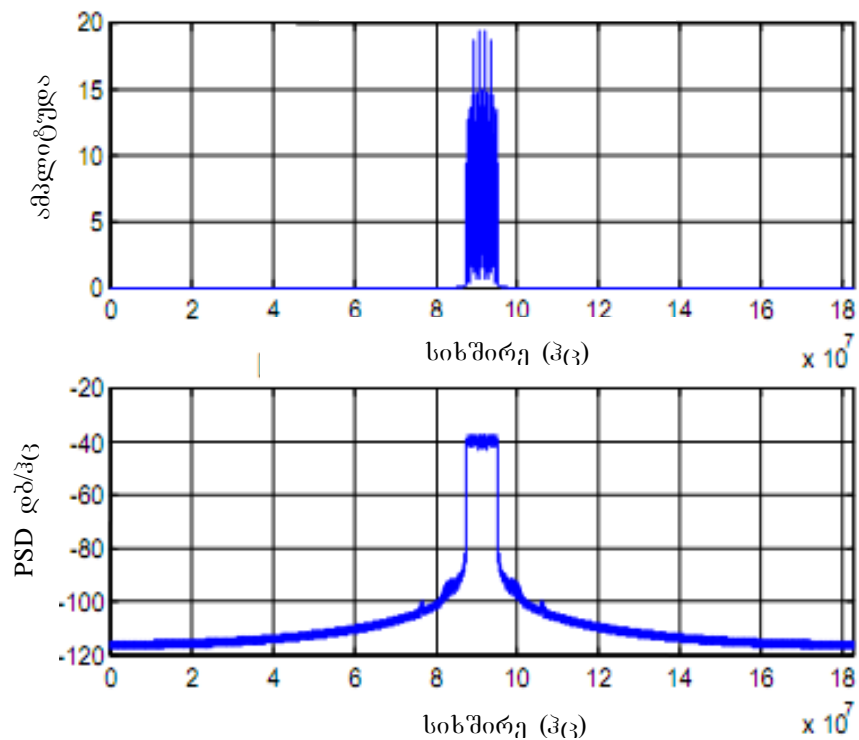
$$s(t) = \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} \operatorname{Re}(c_{0,0,k}) \cos \left[2\pi \left(\left(\frac{k - K_{\max} + K_{\min}}{2} + f_c \right) t - \frac{\Delta}{T_U} \right) \right] - \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} \operatorname{Im}(c_{0,0,k}) \sin \left[2\pi \left(\left(\frac{k - K_{\max} + K_{\min}}{2} + f_c \right) t - \frac{\Delta}{T_U} \right) \right] \quad (2.2.2)$$

სადაც სინფაზური და კვადრატურული სიგნალების განსაზღვრა შესაძლებელია როგორც $c_{m,l,k}$ -ს ნამდვილი და წარმოსახვითი ნაწილისა.

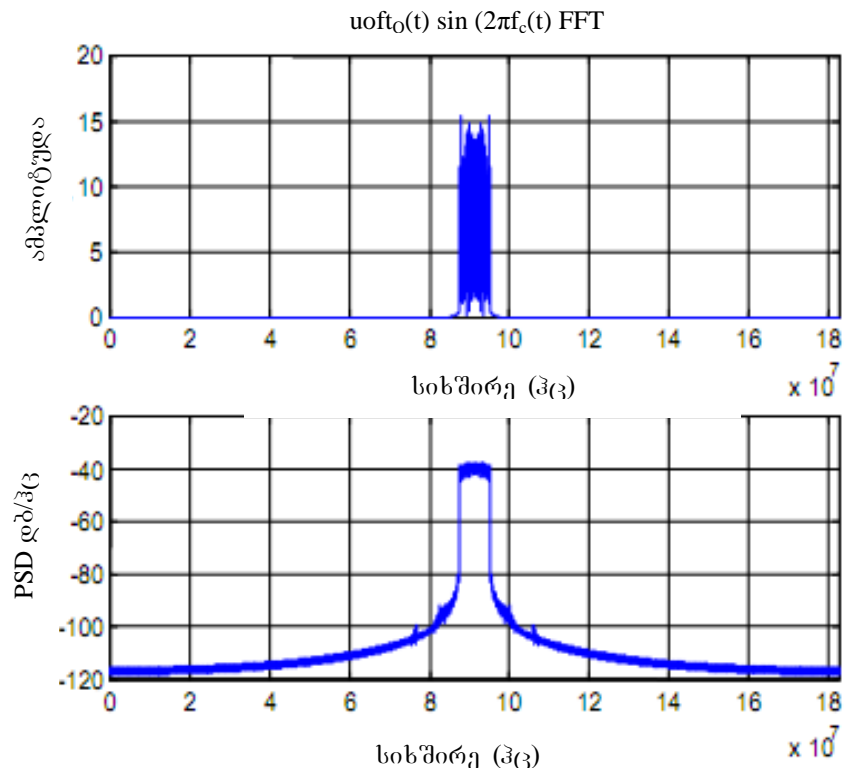
ფურიეს უკუგარდაქმნის (IFFT) შესაბამისი ოპერაცია ჩაიწერება შემდეგი სახით:

$$s(t) = uoft_I(t) \cos(2\pi f_c t) - uoft_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.2.3)$$

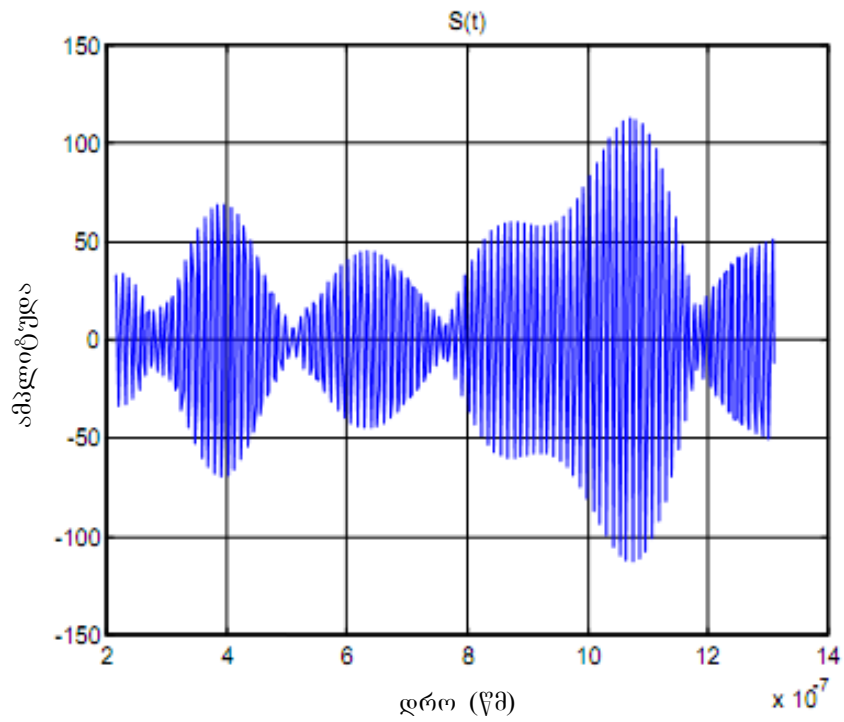
(2.2.3)-ის თითოეული ნაწილის სისშირული მახასიათებლები ნაჩვენებია ნახ. 2.11 და ნახ. 2.12-ზე შესაბამისად. სრული (დასრულებული) $s(t)$ სიგნალის დროითი და სისშირული მახასიათებლები კი ნაჩვენებია ნახ. 2.13 და ნახ. 2.14-ზე.



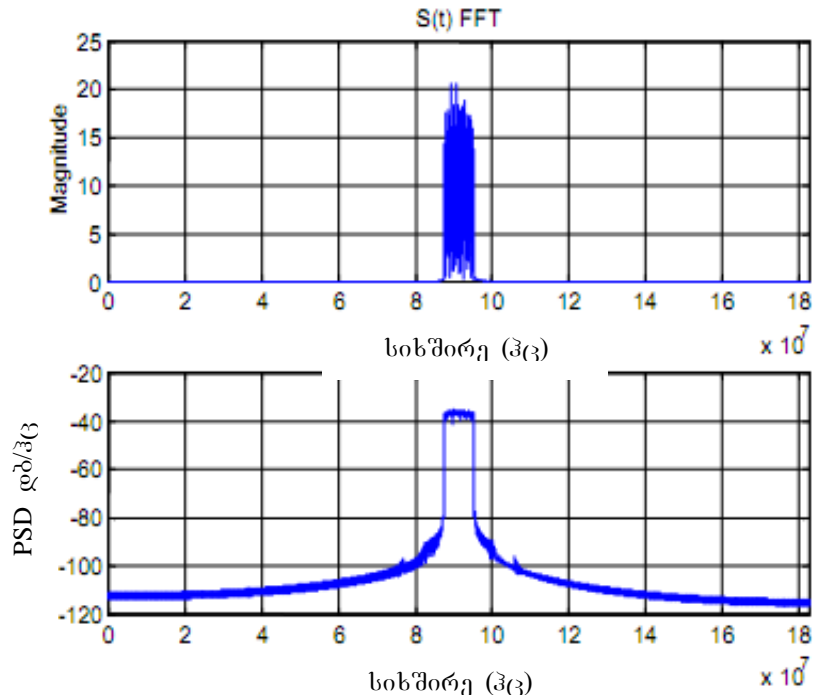
ნახ. 2.11. $uoft_I(t) \cos(2\pi f_c t)$ სისშირული მახასიათებელი



ნახ. 2.12. $uoft_0(t) \sin(2\pi f_c(t))$ სიხშირული მახასიათებელი



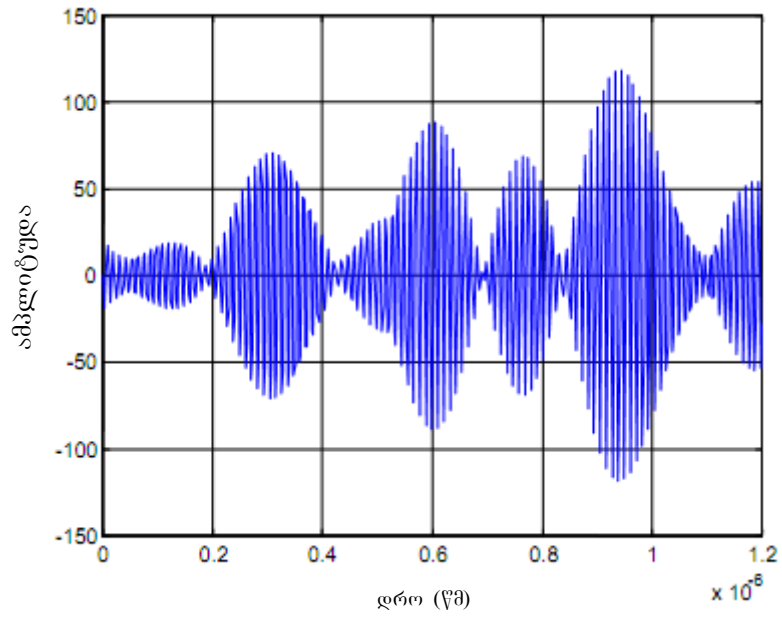
ნახ. 2.13. $s(t)$ -სიგნალის დროითი მახასიათებელი (E)-ზე



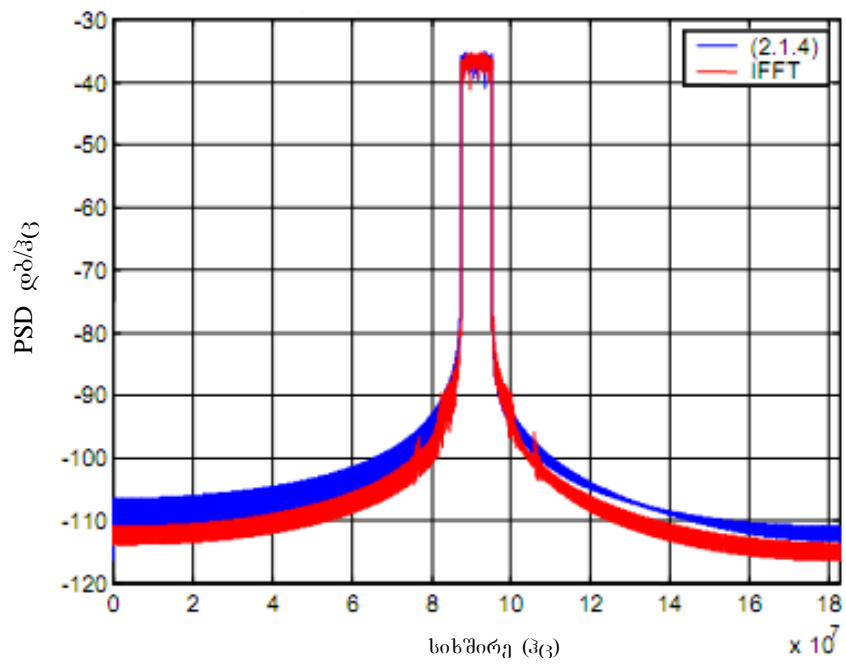
ნახ. 2.14. $s(t)$ -სიგნალის სიხშირული მახასიათებელი (E)-ზე

როგორც ნახ. 2.13-დან ჩანს, საშუალო პიკური ფარდობა სიგნალი/ხმაური (PAR) დიდია [15].

საბოლოოდ, პირდაპირი სიმულაციის (მოდელირების) გამოყენებისას ფორმულა (2.13)-ის საფუძველზე აგებული დროითი მახასიათებელი ნაჩვენებია ნახ. 2.15-ზე, ხოლო შესაბამისი სიხშირული მახასიათებელი – ნახ. 2.16-ზე. პირდაპირი სიმულაცია (მოდელირება) მოითხოვს საკმაოდ დროს (დაახლოებით 10 წუთს). შესაბამისად, პრაქტიკაში გამოყენებული უნდა იყოს IFFT/FFT მიდგომა. ნახ. 2.13 და ნახ. 2.15-ის უშუალო შედარება გვიჩვენებს განსხვავებებს როგორც ამპლიტუდის, ასევე დროის მიხედვით. ნახ. 2.16-ზე ნაჩვენებია სიხშირული მახასიათებლებიდან ჩანს ამპლიტუდის ცვლილებები (ვარიაციები) მხოლოდ მჭიდროდ დაკავშირებული სპექტრებისათვის. ეს ბუნებრივიცაა, ვინაიდან ერთი და იმავე საწყისი მონაცემებისათვის (1705-IFFT)-ისა და (4096-IFFT)-ის გამოთვლებისას მივიღეთ სხვადასხვა შედეგები.



ნახ. 2.15. (2.14)-ის პირდაპირი მოდელირების დროითი მახასიათებელი

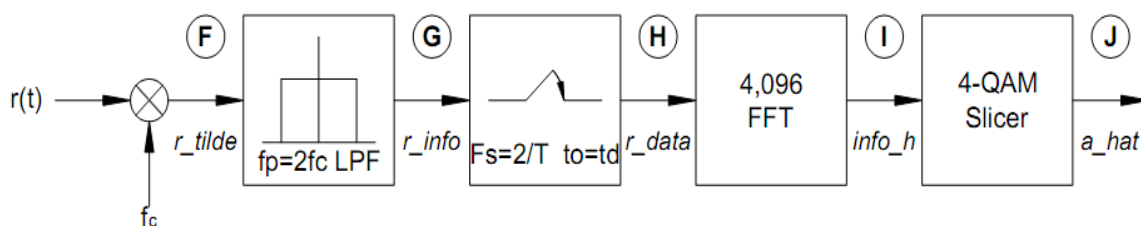


ნახ. 2.16. (2.14)-ის პირდაპირი სიმულაციის (მოდელირების) და IFFT-ს სიხშირული მახასიათებელი.

თავი 3. OFDM-ის მიმღები

როგორც ცნობილია, OFDM-ის მიმღების დიზაინი არასტანდარტიზირებულია (თავისუფალია, შეუზღუდავია), ე.ი. არსებობს მხოლოდ გადაცემის სტანდარტები. მიმღების თავისუფალი დიზაინის გათვალისწინებით, გამოკვლევებისა და სიახლეების უმეტესობა გამოიყენება მიმღებში. მაგალითად, სიხშირული მგრძობელობის ცდომილება ძირითადად გამოწვეულია ტრანსმისიის სიგნალის რელაცინური ვარაუდით (პროგნოზირებით) მიმღებში [16].

ზემოაღნიშნულიდან გამომდინარე, ნაშრომის მოცემულ თავში შეიძლება განვიხილოთ მხოლოდ მიმღების ძირითადი სტრუქტურა (ნახ. 3.1).



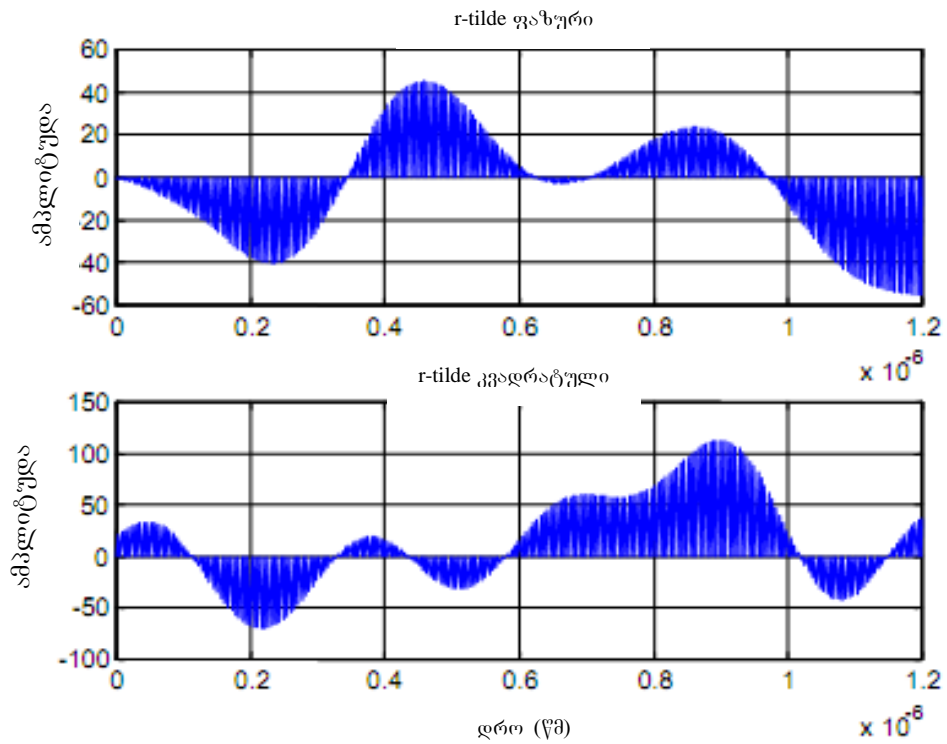
ნახ. 3.1. OFDM-ის მიღების მოდელირება

OFDM-მოდულაცია ძალიან მგრძობიარეა დროის ცვლილებისა და სიხშირის გადაფარვების მიმართ. თვით იდეალური სიმულაციის შემთხვევაშიც კი გასათვალისწინებელია ფილტრის მიერ გამოწვეული დაყოვნება [17].

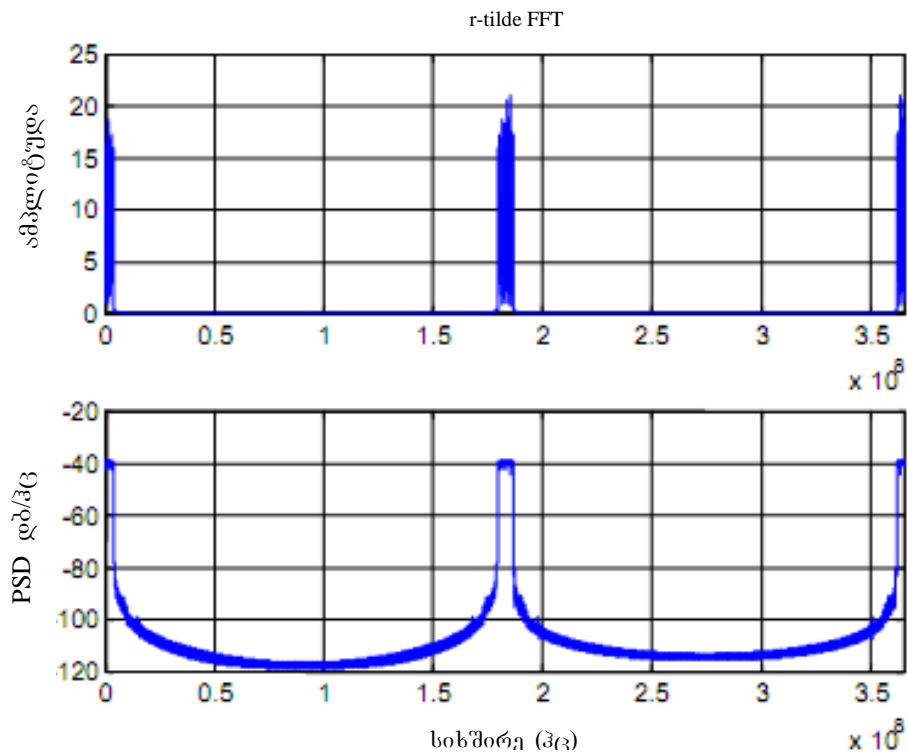
მოდელირებისას სისტემაში ჩართული ფილტრებით გამოწვეული დაყოვნებაა დაახლოებით $t_d=64/R_s$, რაც სრულიად საკმარისია იმის საჩვენებლად, თუ რამდენად დამახინჯდა სიგნალი. ესაა მიზეზი იმ მცირეოდენი სხვაობისა, რომელიც შეგვიძლია დავინახოთ გადაცემულ და მიღებულ სიგნალს შორის, რაც ნათლად ჩანს გადაცემის B (ნახ. 2.2) და მიღების H (ნახ. 3.1) ეტაპებზე სიგნალის მახასიათებლების ურთიერთშედარებიდან (იხ. ნახ. 2.4 და ნახ. 3.7).

გარდა სიგნალის დაყოვნებისა, მისი მიღების პროცესის დანარჩენი ნაწილი ისევე მარტივია, როგორც გადაცემის შემთხვევაში.

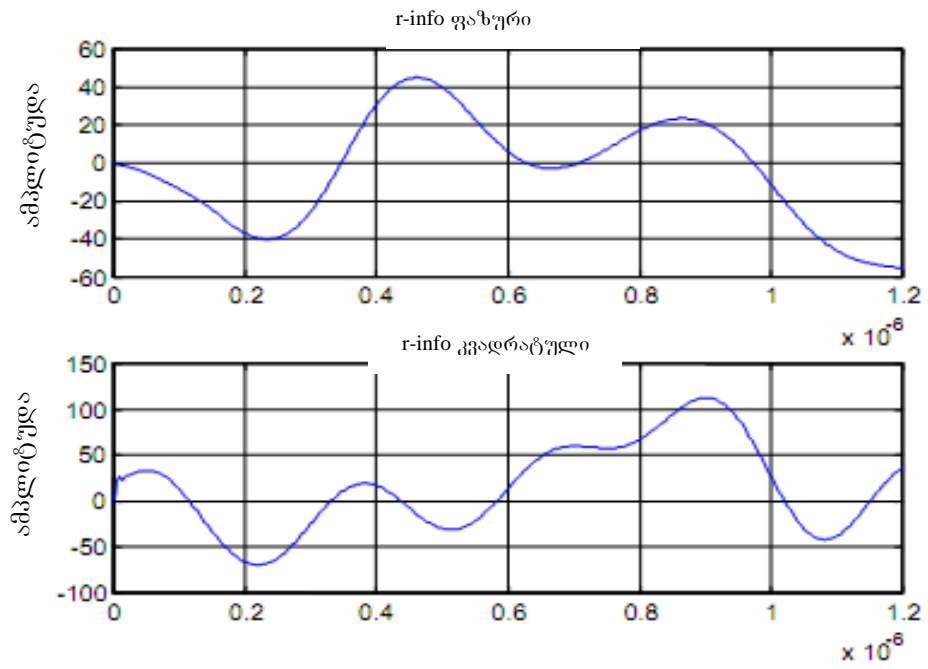
მოდელირების შედეგები ნახ. 3.1-ზე წარმოდგენილი მიმდევრობით ნახვენებია 3.2, 3.3, 3.4, 3.5, 3.6, 3.7, 3.8 და 3.9 ნახაზებზე.



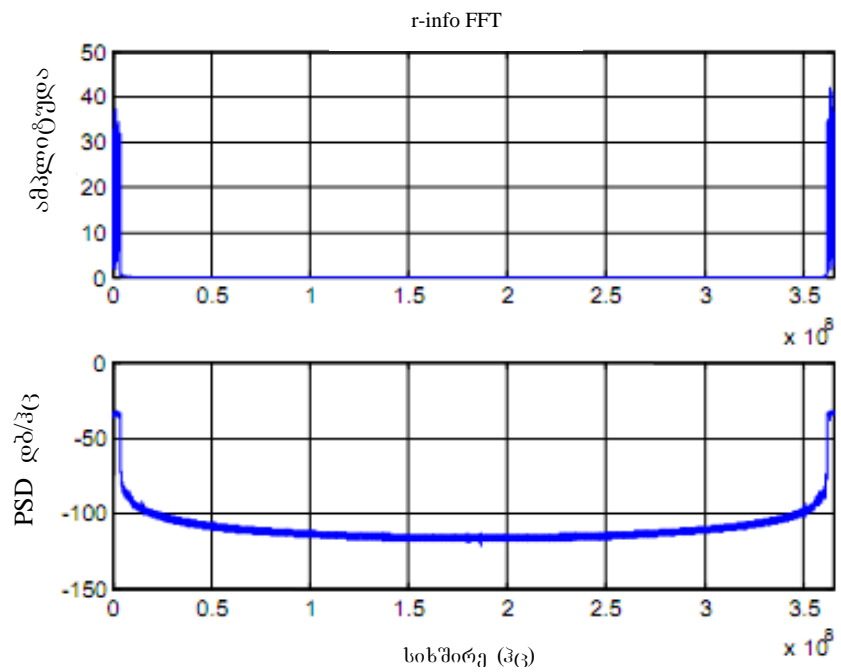
ნახ. 3.2. r_tilde სიგნალის დროითი მახასიათებელი (F)-ზე



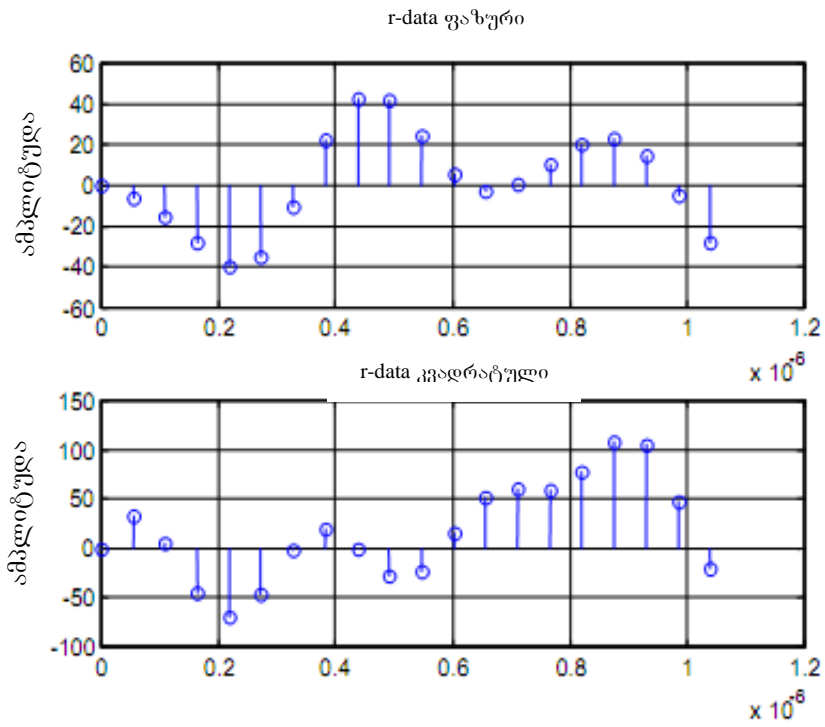
ნახ. 3.3. r_tilde სიგნალის სიხშირული მახასიათებელი (F)-ზე



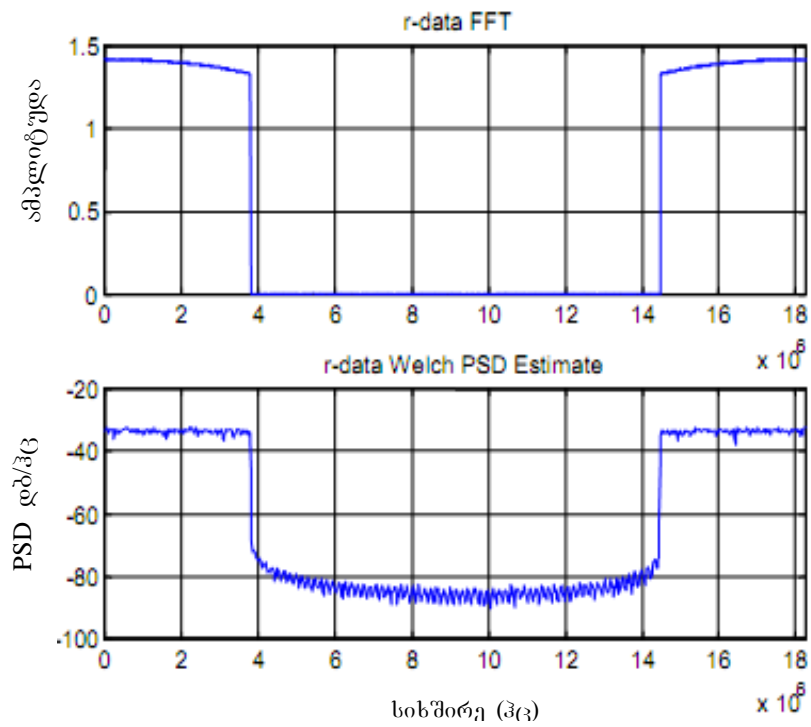
ნახ. 3.4. *r_info* სიგნალის დროითი მახასიათებელი (G)-ზე



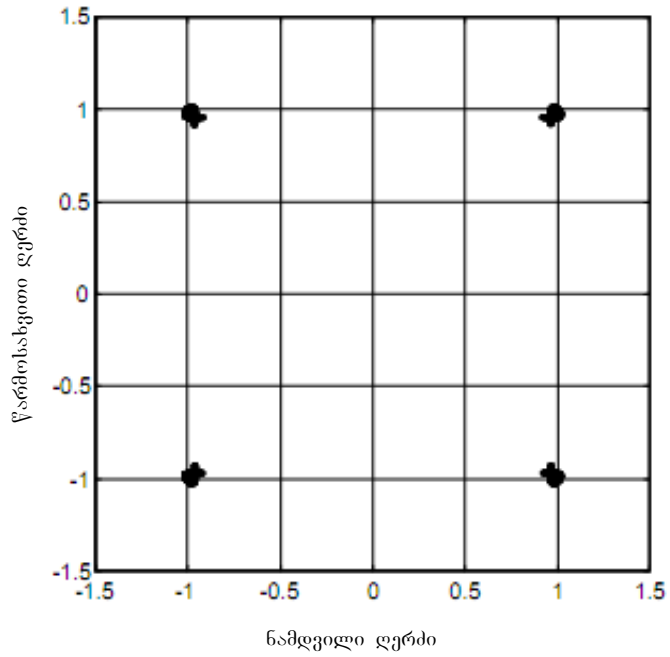
ნახ. 3.5. *r_info* სიგნალის სიხშირული მახასიათებელი (G)-ზე



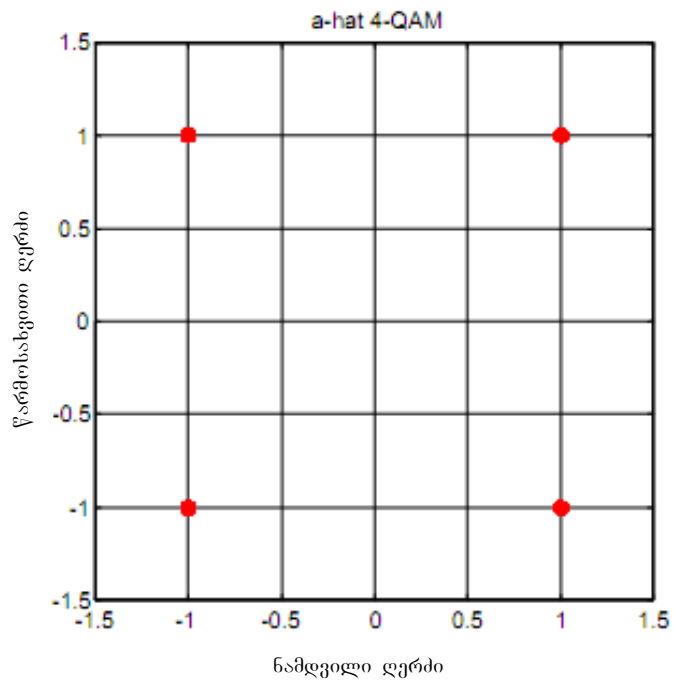
ნახ. 3.6. *r_data* სიგნალის დროითი მახასიათებელი (H)-ზე



ნახ. 3.7. *r_data* სიგნალის სიხშირული მახასიათებელი (H)-ზე



ნახ. 3.8. $info_h$ -ის კონსტელაცია (კომბინაცია)



ნახ. 3.9. a_hat -ის კონსტელაცია (კომბინაცია)

თავი 4. UMTS-ის ვიდეოსერვისებში გამოყენებული სტანდარტები, მათი მოქმედების პრინციპები და სამომავლო ტენდენციები

როგორც ცნობილია, UMTS სერვისის იძლევა გამოსახულებათა გადაცემის საშუალებას რეალურ დროში, რაც განპირობებულია მთელი რიგი თეორიული კვლევებითა და შესაბამისი აპარატურული რეალიზაციით, რომლებიც დროთა განმავლობაში სტანდარტებად იქცნენ. ციფრულ ტექნოლოგიებში მიღწეულმა პროგრესმა უზრუნველყო ციფრული ვიდეოსიგნალის შეკუმშვის (კომპრესიის) სხვადასხვა მეთოდების დანერგვა. თუმცა თითოეული ამ მეთოდის ჩამოყალიბებაში გარკვეულ როლს ასრულებს სტანდარტიზაცია, რასაც უდიდესი მნიშვნელობა აქვს ჩვეულებრივი შეკუმშვის მეთოდების განვითარებაში. ვიდეოსიგნალის შეკუმშვის ნებისმიერი სტანდარტი, ისევე როგორც MPEG და H ჯგუფების სტანდარტი, განსაზღვრულია სტანდარტიზაციის საერთაშორისო ორგანიზაციის (ISO- International Organization for Standardization) მიერ [18].

MPEG (Motion Picture Experts Group – მოძრავი გამოსახულების ექსპერტთა ჯგუფი) პირველად დაფუძნდა 1988 წელს, გამოეყენენ რა H.261 სტანდარტის შექმნაზე მომუშავე ჯგუფს, რომელიც იყო ISO/IEC ორგანიზაციის (International Organization for Standardization/ International Electrotechnical Commission – სტანდარტიზაციის საერთაშორისო ორგანიზაცია/საერთაშორისო ელექტროტექნიკური კომისია) საერთაშორისო ექსპერტთა ჯგუფის წევრი. მათ მიზანს წარმოადგენდა ციფრული აუდიო, ვიდეო და მონაცემთა სიგნალების შეკუმშვის სტანდარტის დამუშავება მათი სულ უფრო მზარდი რაოდენობის გადაცემისათვის არსებული რესურსების გამოყენებით.

დღესდღეობით MPEG აერთიანებს 200 ორგანიზაციასა და ასობით სპეციალისტს. მიზანი დღესაც იგივეა – გამოსახულების, ხმისა და მათი კომბინაციის კომპრესია, დამუშავება და კოდური წარმოდგენა. ასევე აღსანიშნავია ექსპერტთა მეორე ჯგუფი, რომლებიც ასევე ქმნიან

და აუმჯობესებენ მიღწეულ შედეგს და რომლებიც მუშაობენ 1986 წელს შექმნილი H ჯგუფის სტანდარტებზე.

MPEG-ის პირველი პროექტია MPEG-1 სტანდარტი, რომლის შესაბამისი ანალოგია H.261. იგი გამოქვეყნებულ იქნა 1993 წელს როგორც ISO/IEC 11172. ეს არის სამნაწილიანი სტანდარტი, სადაც განსაზღვრულია აუდიო და ვიდეოსიგნალების შეკუმშვის, კოდირებისა და მულტიპლექსირების სისტემა, აუდიო და ვიდეო მონაცემების ინტერლივინგი (მონაცვლეობა), რომელიც შეიძლება განხორციელდეს ერთდროულად [19].

MPEG-1 ძირითადად უზრუნველყოფს ვიდეოკოდირებას 1,5 მგბტ/წმ სიჩქარეებისთვის და იძლევა VHS (Video Home Systems-საოჯახო ვიდეო სისტემა) და 192 ბტ/წმ აუდიო სტერეო სისტემების მსგავს ხარისხს. ეს სტანდარტი გამოიყენება CD-i და Video-CD სისტემებში იმისათვის, რომ აუდიო-ვიდეო მონაცემების ჩაწერა და წაკითხვა მოხდეს CD-ROM-ში. თავისთავად ეს სტანდარტი აღმოჩნდა წარმატებული და იგი დღესაც ფართოდ გამოიყენება მთელ მსოფლიოში.

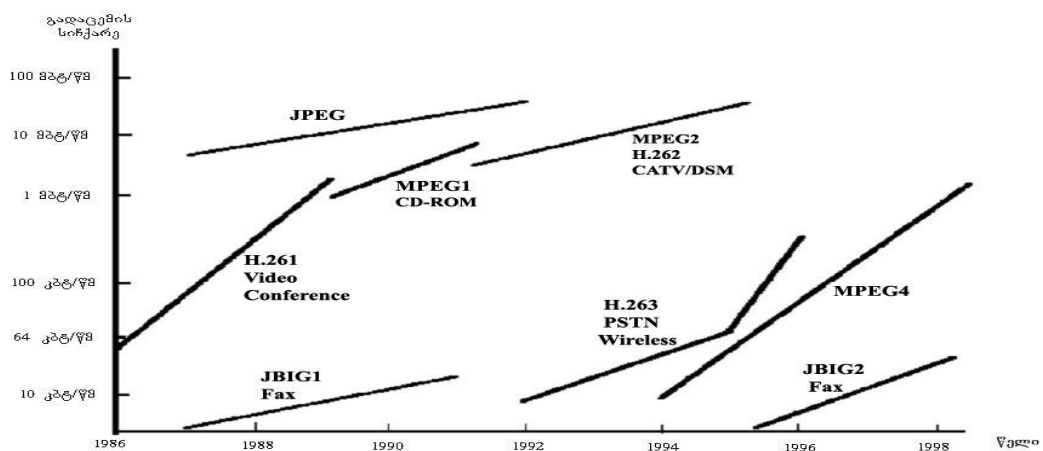
მზარდმა ტექნოლოგიურმა პროცესებმა და საზოგადოებრივმა მოთხოვნილებებმა შექმნა აუდიო-ვიდეო მონაცემების გამოყენების აუცილებლობა და საჭიროება არა მარტო CD-i სისტემებში, არამედ დიდი რაოდენობისა და მაღალი გადაცემის სიჩქარის მქონე სისტემებისათვისაც, რომლებიც უზრუნველყოფდა არა მარტო ჩაწერას და წაკითხვას CD-ROM-ში, არამედ დიდი რაოდენობის ინფორმაციის გადაცემას მაღალი სიჩქარით. სწორედ ამიტომ 1990 წლის შემდგომ MPEG-ის მესვეურებმა შექმნეს უფრო დახვეწილი და MPEG-1 სტანდარტის მონათესავე და მსგავსი ვიდეოკოდირების სტანდარტი MPEG-2 სამაუწყებლო და დიდი რაოდენობის მონაცემთა სიგნალების გადაცემისთვის.

MPEG-2 (H.262) სტანდარტის სრული განსაზღვრა და ჩამოყალიბება დასრულებულ იქნა 1993 წლის ნოემბერში, ხოლო ამ სტანდარტის დამტკიცება მოხდა ერთი წლის შემდეგ 1994 წლის ნოემბერში ISO/IEC ორგანიზაციის მიერ [20].

MPEG-ის შემდეგი სტანდარტია MPEG-4, ხოლო მისი შესაბამისი მორიგი H.263 ვერსია (შემდეგში H.264 (ISO/IEC 14496)-ად წოდებული) უზრუნველყოფს აუდიოვიზუალური ობიექტების კოდირებას. გარდა ამისა, MPEG ჯგუფის მიერ დამუშავებულია სტანდარტი MPEG-7 (ISO/IEC 15938) მულტიმედიის ობიექტების აღწერისთვის და MPEG-21 (ISO/IEC TR 21000-1). ამ სტანდარტების სრული განსაზღვრა და სრულყოფა არ მომხდარა, რის გამოც ეს სტანდარტი ჯერჯერობით არ არის დამტკიცებული ISO-ს მიერ.

როგორც უკვე იყო აღნიშნული, MPEG-2 წარმოადგენს, ფაქტობრივად, ციფრული აუდიო-ვიდეო სიგნალების შემჭიდროვების MPEG-1 საერთაშორისო სტანდარტის გაფართოვებას (გაგრძელებას). სტანდარტში გამოიყოფა სამი ძირითადი სპეციფიკაცია. ესენია შემდეგი სპეციფიკაციები: 13818-1 systems, 13818-2 video და 13818-3 audio.

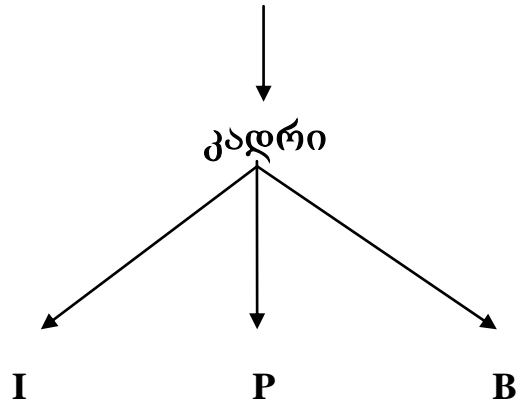
სპეციფიკაცია 13818-1 systems განსაზღვრავს ვიდეო და ხმოვანი მონაცემების ერთიან ნაკადში გაერთიანების წესს. სპეციფიკაცია 13818-2 video გვთავაზობს ვიდეომონაცემების ნაკადის შეკუმშვას ანუ, უფრო ზუსტად, შეკუმშული სატელევიზიო გამოსახულების კოდური წარმოდგენისა და დეკოდირების პროცესს [21]. სპეციფიკაცია 13818-3 audio უზრუნველყოფს ხმოვანი სიგნალის კოდური წარმოდგენის მეთოდს. ნახ. 4.1-ზე ნაჩვენებია სხვადასხვა კოდირების სტანდარტების დამუშავების თარიღები და კოდირების სიჩქარეები.



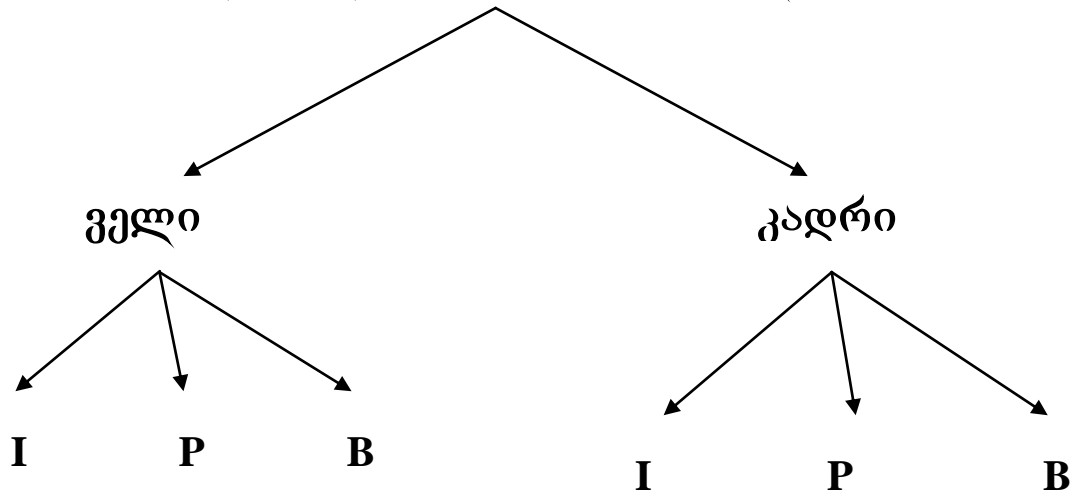
ნახ. 4.1. კოდირების სტანდარტების დამუშავების თარიღები და კოდირების სიჩქარეები

4.1. ვიდეომონაცემების ელემენტარული ნაკადის სტრუქტურა

ვიდეო კადრი (პროგრესული)

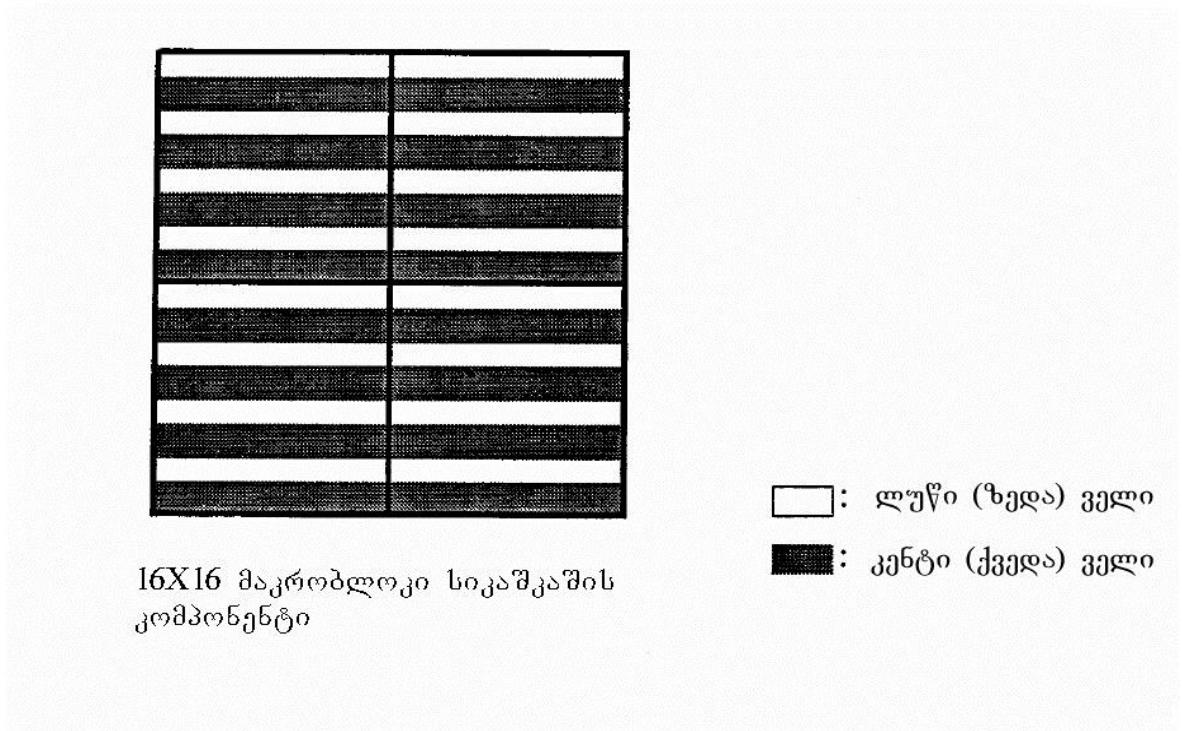


ვიდეო კადრი (სტრიქონ მონაცვლეობით)



ნახ. 4.2. ვიდეოკადრების სტრუქტურა

კადრის გამოსახულება ფორმირდება ლუწი და კენტი ველების მონაცვლეობით. შემდგომ ხდება ამ კადრის კომპრესია (შეკუმშვა). მაკრობლოკის სიკაშკაშის კომპონენტი ნაჩვენებია ნახ.4.3-ზე.



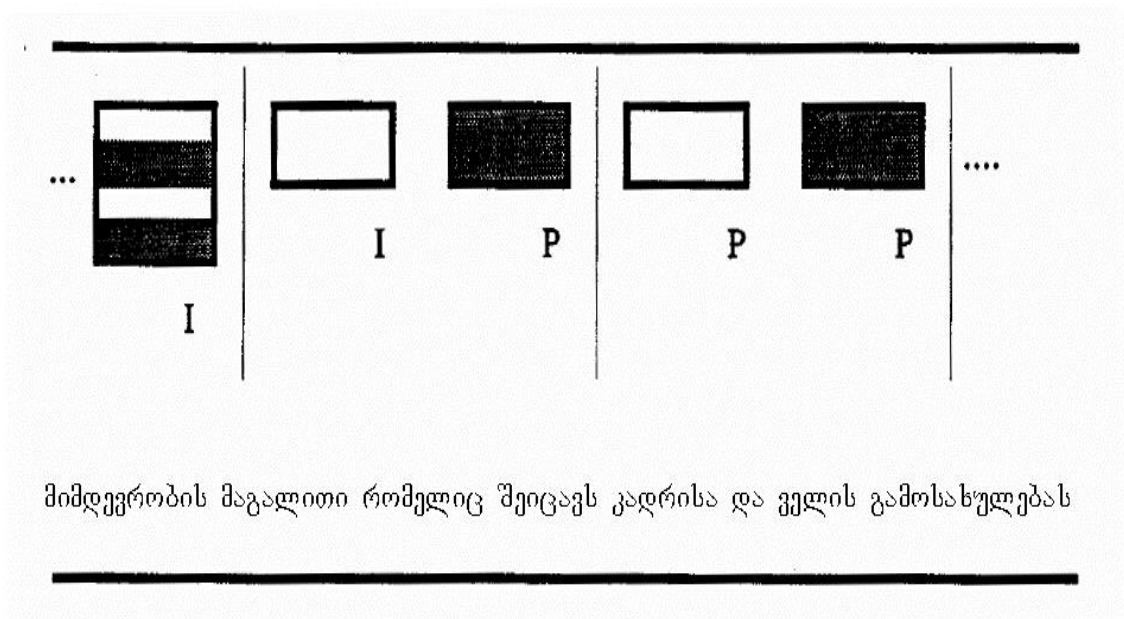
ნახ. 4.3. მაკრობლოკის სიკაშკაშის კომპონენტი

ველის გამოსახულება შედგება კენტი და ლუწი ველებისაგან, რომლებიც ეკუთვნიან მთელ კადრს. ველი განიხილება როგორც დამოუკიდებელი გამოსახულება (ანუ ველის გამოსახულება). ველის გამოსახულებაში მაკრობლოკი შეიცავს სიკაშკაშისა და მასში განაწილებული ფერადოვნების სიგნალების 16x16 პიქსელს.

ველის გამოსახულება შეიძლება წყვილ-წყვილად დაიშიფროს, რომლის შემდეგ ისინი გადაიცემიან იმის მიხედვით, თუ რომელი მათგანი გამოჩნდება [22].

თუ გარკვეული კადრის პირველი ველი არი P (B) გამოსახულება, შემდეგი ველი ასევე შეიძლება იყოს P (B) გამოსახულება.

თუ პირველი ველი არის I გამოსახულება, შემდეგი ველი შეიძლება იყოს, ასევე I ან P გამოსახულება

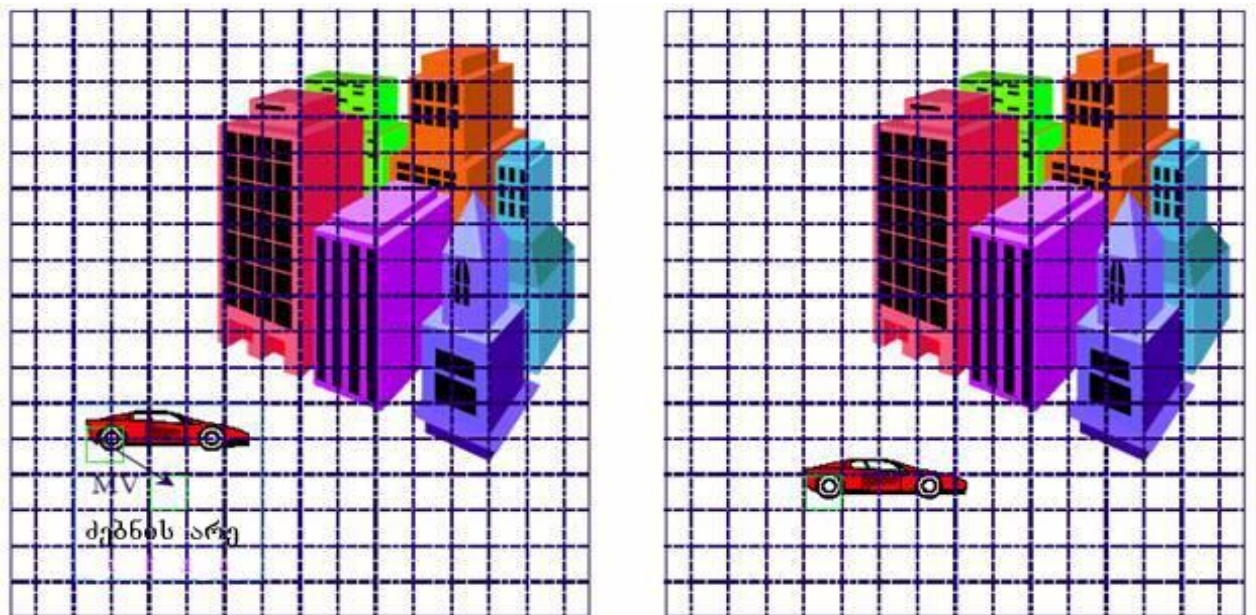


ნახ. 4.4. მიმდევრობის მაგალითი, რომელიც შეიცავს კადრისა და ველის გამოსახულებას

4.2. მოძრაობის კომპენსაცია

მოძრაობის შეფასება და კომპენსაცია ვიდეო კომპრესიის უმრავლესი ალგორითმის ძირითადი ბაზისია. მოძრაობის კომპენსაციის ალგორითმი ემყარება იმ ფაქტს, რომ მიმდინარე კადრი უმნიშვნელოდ განსხვავდება წინა კადრისაგან, რაც ქმნის წინასწარმეტყველებისა და ინტერპოლაციის გამოყენების შესაძლებლობას [23].

დავუშვათ, რომ მომდევნო კადრი მცირედ განსხვავდება წინა კადრისაგან ობიექტის ან კამერის მოძრაობის შედეგად, როგორც ეს ნახ. 4.5-ზეა ნაჩვენები. იმისათვის, რომ ადვილი გაეხადოთ კადრების შედარება, კადრი არ დაიშიფრება როგორც მთლიანი. უმჯობესია ისინი გაიხლიჩოს, დაიშალოს ბლოკებად და ბლოკები დაიშიფროს დამოუკიდებლად [24].



ნახ. 4.5. ინტერპოლაცია

კადრის ყოველი ბლოკის კოდირებისთვის (ეს არის მიმდინარე კადრის დამისამართება) საუკეთესო შესაძარებელი ბლოკი იძებნება წინა კადრში ე.წ. კანდიდატ ბლოკებს შორის. ყოველი ბლოკისთვის ფორმირდება მოძრაობის ვექტორი, რომელიც არის სხვაობა

აღნიშნული ბლოკისა და წინა კადრიდან მისი საუკეთესო შედეგების ბლოკის მდებარეობებს შორის, რაც შეიძლება განისაზღვროს სრული და ამომწურავი ძეგნით.

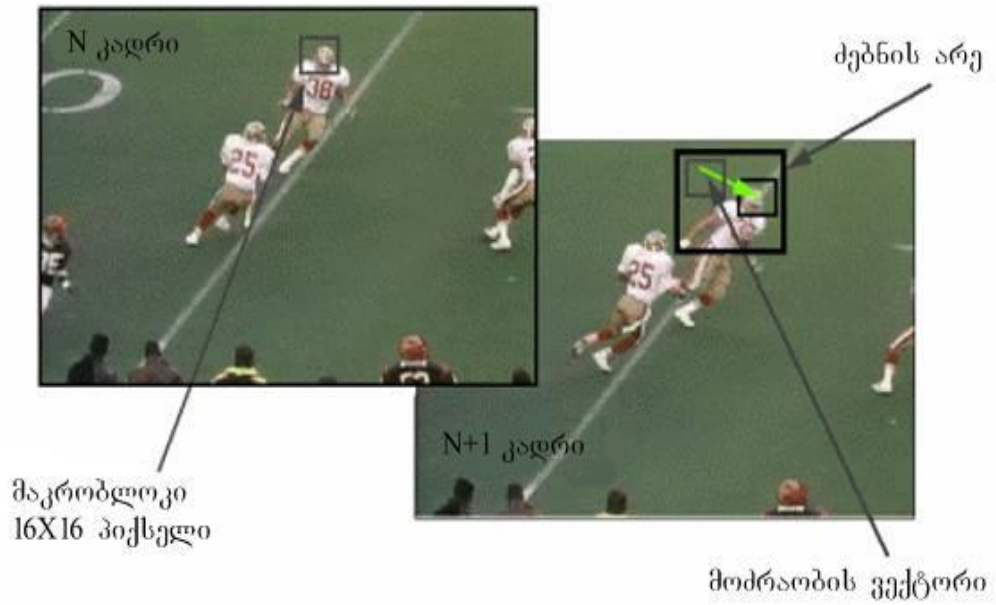
ინტერპოლაციის ალგორითმის მიხედვით მოძრაობის ვექტორები ფორმირდება ორი წინა კადრის ურთიერთქმედებით. ერთი წინა კადრით და მეორე შემდგომი კადრით. იდეალური ბლოკების წყვილი ორივე კადრში იძებნება და შემდეგ ორი ბლოკიდან ღებულობენ საშუალო სიდიდეს.

მოძრაობის კომპენსაცია არის ერთ-ერთი ყველაზე რთული პროცესი ვიდეოკოდერში. ის იყენებს ძეგნის ფანჯარას (ჩვეულებრივ 4 მაკრობლოკის ზომის) იმისათვის, რომ აღმოაჩინოს მოძრაობის ვექტორის მდებარეობა წინა ვიდეოკადრის მაკრობლოკის საუკეთესო შედეგებით მიმდინარე მაკრობლოკთან (ნახ 4.6 და 4.7). სწრაფი შედეგის მიღების მიზნით ძეგნა ხდება მხოლოდ რამდენიმე პოზიციებზე ძეგნის ფანჯრის შიგნით. ბლოკური შედეგების ალგორითმის შეფასება მოიცავს სხვაობას შეფასებულ მოძრაობის ვექტორსა და ე.წ. ნამდვილ ვექტორს შორის, ძეგნის ბიჯის რაოდენობას და ალგორითმის თვისებას თავიდან აიცილოს ლოკალურ მინიმუმში მოხვედრა ძეგნის გზაზე [25].

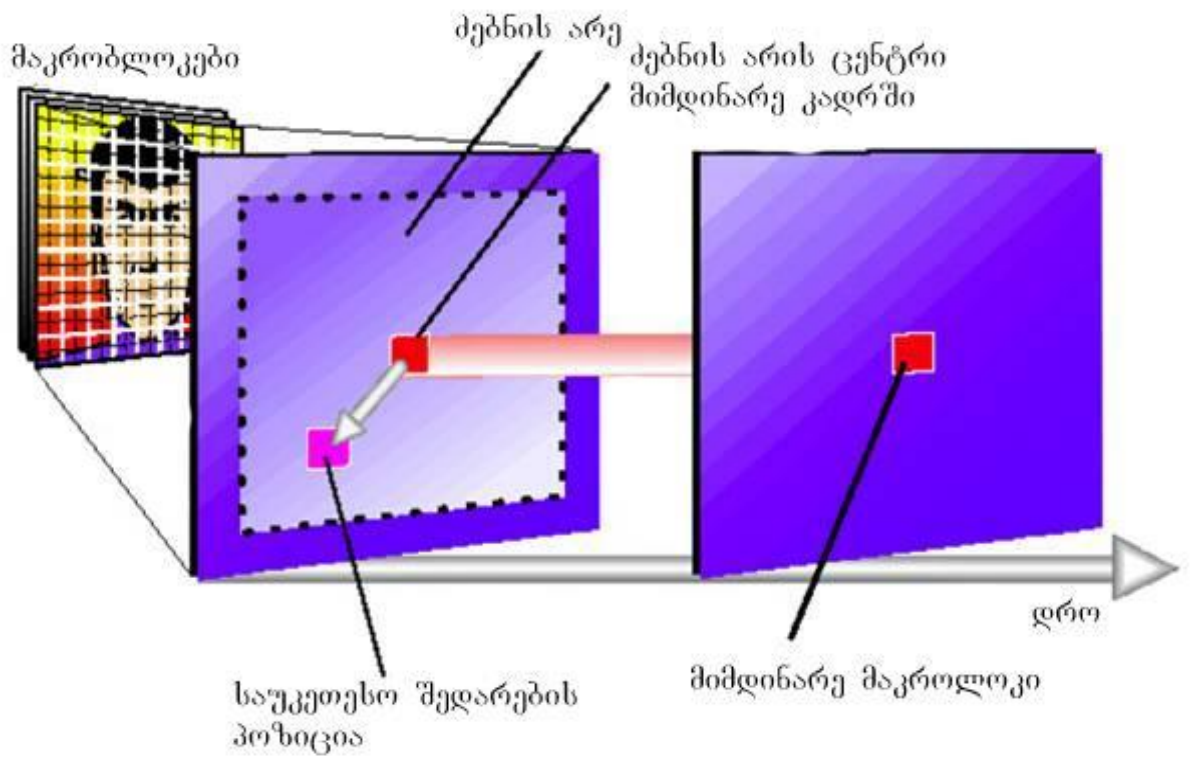
აღნიშნული პროექტის მიზანია სხვადასხვა მოძრაობის კომპენსაციის ალგორითმის შედარება:

- სწრაფი ძეგნა
- 2-D ლოგარითმული ძეგნა
- ზუსტი ზრდადი ძეგნა
- ცენტრზე დაფუძნებული ძეგნა ცვლადი ძეგნის ბიჯით

საჭიროა, აგრეთვე, აღნიშნული ალგორითმის შეფასება პროგრამულ კოდერში.



ნახ. 4.6. მოძრაობის კომპენსაცია



ნახ. 4.7. ბლოკური შედარება

4.3. მოძრაობის შეფასება პიქსელების 8x8 ზომის ბლოკებით

დავუშვათ, რომ ყოველი B_n ბლოკი f_k კადრში შეესაბამება ბლოკს f_{k-1} კადრში \bar{D}_n გადაადგილებით, ე.ი. $f_k(\bar{x} \in B_n) = f_{k-1}(\bar{x} - \bar{D}_n)$, სადაც \bar{D}_n არის B_n -ის მოძრაობის ვექტორი. \bar{D}_n -ის შეფასება შეიძლება მიღწეულ იქნეს წინასწარმეტყველების შეცდომის მინიმიზაციით, როგორც საშუალოკვადრატული, ასევე აბსოლუტური შეცდომის ჯამის სახით [26].

საშუალო კვადრატული შეცდომა განისაზღვრება შემდეგი გამოსახულებით:

$$PE(\bar{D}_n) = \sum_{x \in B_n} [f_k(\bar{x}) - f_{k-1}(\bar{x} - \bar{D}_n)]^2 \quad (4.3.1)$$

ხოლო საშუალო აბსოლუტური სხვაობა:

$$PE(\bar{D}_n) = \sum_{x \in B_n} |f_k(\bar{x}) - f_{k-1}(\bar{x} - \bar{D}_n)| \quad (4.3.2)$$

ბლოკების შედარების ალგორითმი სრული ძეხვის ალგორითმია, რომელიც მაქსიმალურად იყენებს ძეხვის პროცედურას იმისათვის, რომ აღმოაჩინოს უმცირესი გადახრა ბლოკებს შორის. უფრო დეტალურად, ის ადარებს მოცემულ ბლოკებს ყველა შესაძლო ბლოკის ვარიანტს წინასწარგანსაზღვრული არეს შიგნით მიმდინარე პოზიციაში. ყოველი ე.წ. კანდიდატი ბლოკისთვის ის ითვლის წინასწარმეტყველების შეცდომას. მას შემდეგ, რაც ყველა შესაძლო კომბინაცია იქნება გამოკვლეული, ერთ-ერთი ყველაზე მცირე ცდომილებით გამორჩეული ბლოკი ჩაითვლება იდეალური შედარების ბლოკად.

რეალურად ორ ვიდეო კადრს შორისბლოკების გადაადგილება, ჩვეულებრივ, არ ხდება. ამგვარად, ბლოკების შედარების ალგორითმი მოძრაობის შეფასებისა და კომპენსაციისთვის ყოველთვის იძლევა ზუსტი წინასწარმეტყველების საშუალებას იმ შემთხვევებშიც, როდესაც რეალურად მოძრაობა თითოეულ ბლოკში არ არის მარტივი გადაადგილება. ალგორითმი ცდილობს იპოვოს ბლოკი, რომელიც მოგვცემს უმცირეს ცდომილებას. ნახ. 4.8-ზე ნაჩვენებია მოძრაობის

კომპენსაციის მაგალითი ბლოკების შედარების ალგორითმის გამოყენებით.



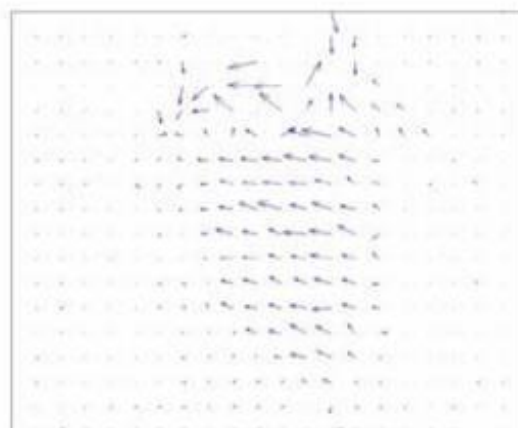
წინა კადრი



მიმდინარე კადრი



წინასწარმეტყველების შედეგად მიღებული კადრი



მოძრაობის ველი

ნახ. 4.8. მოძრაობის კომპენსაცია ბლოკების შედარების ალგორითმის საფუძველზე

ნახ. 4.8-ზე მარცხენა ზედა სურათი საწყისი კადრია, მარჯვენა ზედა კი – მიმდინარე კადრი. მარჯვენა ქვედა მოძრაობის შეფასების ველია (ამ სურათზე ნაჩვენებია შეფასებული მოძრაობის ვექტორი ყოველი ბლოკის ცენტრში), ხოლო მარცხენა ქვედა წინასწარმეტყველების შედეგად მიღებული კადრია, რომელიც შეფასებულია მოძრაობის ველის გამოყენებით. ნახაზზე ნათლად ჩანს, რომ ალგორითმი ზუსტად განსაზღვრავს ნულოვან მოძრაობას (ანუ შემთხვევას, როდესაც არ ხდება გადაადგილება ბლოკის შიგნით).

თუ მოსაზღვრე მაკრობლოკის კადრები მსგავსია, ხელახლა არ გადაიცემა ბლოკები, ანუ, უფრო კონკრეტულად, ხდება თითოეული ბლოკის შესახებ იმის შეფასება, შეიცავს თუ არა მიმდინარე ბლოკი წინა ბლოკის ელემენტებს. თუ ეს ელემენტები განსხვავდება წინა ბლოკისგან, მაშინ გადაიცემა მხოლოდ მოძრავი ობიექტის კოორდინატები ანუ მოძრაობის ვექტორები. კოდირების ასეთი ალგორითმი მნიშვნელოვნად ამცირებს გადასაცემი ინფორმაციის სიჭარბეს (მიიღწევა მნიშვნელოვანი კომპრესია).

4.4. ბლოკის მოძრაობის შეფასების შეცდომა

ჩვეულებრივ ბლოკის მოძრაობის შეფასების შეცდომები შეიძლება გამოისახოს ბლოკის საზღვრებზე პერიოდული ფორმის სახით, ვინაიდან ასეთ საზღვრებზე სურათის მუდმივი ცვლილება, ხშირი ნახტომები და გლუვი ნაწიბურები იძლევიან არაერთგვაროვან სურათს. დაკვანტვის შეცდომებს ადგილი აქვს მაშინ, როდესაც მოსაზღვრე მაკრობლოკები f_k კადრში წარმოიქმნება მნიშვნელოვნად განსხვავებული მაკრობლოკებიდან f_{k-1} კადრში, რაც გამოწვეულია იმით, რომ შეზღუდულია ძეხნის ალგორითმი და ძეხნის ფანჯარა. ყველა ეს ეფექტი მეტწილად ზუსტადაა ინტეგრირებული ციფრულ ვიდეოში, ხოლო ანალოგურ ვიდეო სისტემებში – პირიქით, სადაც შეცდომების უმრავლესობა გამოწვეულია ანალოგური ფილტრებით და

გადაცემით. გამოკვლეულია და დადგენილია, რომ სტატისტიკური მეთოდები მისაღებს ხდის ამ დამახინჯებული ნაწილების არსებობას.

ამ შეცდომის საზომის გამოყენება მთელი კოდირებისა და დეკოდირების შესახებ იძლევა იმის შეფასებას, რომ ამ ძეხვის ალგორითმს აქვს დიდი მნიშვნელობა მთელი კომპრესია/დეკომპრესიის პროცესის განსაზღვრისათვის.

პირველი მაგალითი მეტრიკისა შეიძლება განისაზღვროს ერთიდაიგივე ვიდეო მიმდევრობის კომპრესიისა და დეკომპრესიის შედარებით ორი სხვადასხვა მოძრაობის კომპენსაციის ალგორითმის გამოყენებისას. ვთქვათ, F და G არის ორი ვიდეო მიმდევრობა ერთიდაიგივე n კადრებით და კადრის გაფართოვებით $N \times M$. ვთქვათ f_i , g_i ($i \in (0..n-1)$) ბლოკებია შესაბამის F და G მიმდევრულ კადრებში. მაშინ გადაადგილების ვექტორი

$$d(f_i, g_i) = \frac{1}{N \times M} \sum_{x=1}^N \sum_{y=1}^M |f_i(x, y) - g_i(x, y)|^2 \quad (4.4.1)$$

აღნიშნავს საშუალო კვადრატულ შეცდომას i კადრისთვის. შევნიშნოთ, რომ აქ $f_i(x, y)$ და $g_i(x, y)$ RGB ფერთა მნიშვნელობებია და ამგვარად $|f_i(x, y) - g_i(x, y)|$ არის საშუალო მანძილი ორ ვექტორს შორის 3D სივრცეში. შევნიშნოთ, რომ $\frac{1}{3} \|a - b\|^2$ $a = (a_R, a_B, a_G)$ და $b = (b_R, b_B, b_G)$.

ვთქვათ, F არის ნამდვილი მიმდევრობა და G^A, G^B F -ის ორი კომპრესირებული/არაკომპრესირებული მიმდევრობები, რომელიც იყენებს სხვადასხვა A და B მოძრაობის კომპენსაციის ალგორითმს.

ალგორითმის შეფასება შეცდომის საზომით i კადრში შეიძლება ჩაიწეროს შემდეგი სახით:

$$d^{(F)}(g_i^A, g_i^B) = |d(f_i, g_i^A) - d(f_i, g_i^B)|$$

ნახ. 4.9 გვიჩვენებს სწრაფი და სრული ძეხვის ალგორითმის საზომს და, მათ შორის, უჩვენებს კოდირებას I კადრების გარეშე [27].



ნახ. 4.9. კადრების სწრაფი და სრული ძეგნის გრაფიკი

საზომი $D_0^{(F)}$

$$D_0^{(F)}(G^A, G^B) = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} d^{(F)}(g_i^A, g_i^B) \quad (4.4.2)$$

იძლევა მოძრაობის კომპენსაციის ხარისხის შეფასებას მთელი გამოსახულების მიმდევრობებში [28].

შემდეგ ეტაპზე უნდა ვიპოვოთ ე.წ. საზომთა ჯგუფი, რომელიც შედარდება სხვა მოძრაობის კომპენსაციის შეცდომებთან. სხვა შეცდომების გაზომვა დამოკიდებულია მოძრაობის კომპენსაციაზე, მოძრაობის კომპენსაციის ხარისხზე წინა კადრში და კადრთა ფანჯრებში $f_n \dots f_m$ და იგი განისაზღვრება შემდეგნაირად:

$$D(F_{n,m}, G_{n,m}) = \frac{1}{C_{n,m}} \sum_{i=n}^m a_i - n * d(f_i, g_i) \quad \text{სადაც} \quad m - n \geq 0 \quad \text{და}$$

$$C_{n,m} = \sum_{i=0}^{m-n} a_i$$

$$a_i = \frac{1}{(m-n)i+1} \quad i = 0 \dots m-n \quad (4.4.3)$$

აღნიშნული გამოსახულებები შეესაბამება იმ ფანჯრებს, რომლებიც გამოირჩევიან სწრაფი და უეცარი ცვლილებებით.

ვიდეო მიმდევრობების ზუსტი განსაზღვრისათვის აუცილებელია გამოკვლეულ იქნეს ძეხვის სხვადასხვა ალგორითმები, ვინაიდან თითოეული გამოსახულება მოიცავს სხვადასხვა ფერთა ვარიაციებს, ობიექტის ცალკეული ელემენტები მოძრაობენ სრულიად შემთხვევითი და ცვლადი სიჩქარით. ამ შემთხვევაში ძეხვის და მოძრაობის კომპენსაციის ალგორითმის გაუმჯობესება მოგვცემს ტიპური შეცდომების შემცირების საშუალებას [29].

თავი 5. არხების კოდირება

მესამე თაობის 3G-სისტემების მსგავსად არსებული HSPA-სისტემა იყენებს ტურბოკოდირებას, როგორც არხების კოდირების სქემას. LTE-სისტემა უზრუნველყოფს მონაცემთა გადაცემის პიკურ (მაქსიმალურ) სიჩქარეს, რომელიც აღემატება 3G-სისტემების შესაბამის სიჩქარეს. შესაბამისად, მართებულია იმ საკითხების გარკვევა, შესაძლებელია თუ არა ტურბოკოდირების სისტემის გამოყენება LTE სისტემაში და რამდენად დააკმაყოფილებს აღნიშნული სისტემის მიერ უზრუნველყოფილ მონაცემთა გადაცემის სიჩქარისადმი (>100 მბ/წმ) მოთხოვნილ პირობებს. ეს საკითხი განსაკუთრებით მნიშვნელოვანია, ვინაიდან კოდირების სხვა სქემები, რომლებშიც გამოიყენება პარალელიზმის პრინციპი (პარალელურად ჩართული პროცესორები), უზრუნველყოფენ დეკოდირების ძალიან მაღალ სიჩქარეებს, ისევე როგორც ბოლო ხანებში ხელმისაწვდომი ლუწობაზე შემოწმების დაბალი სიმკვრივის კოდი (LDPC) [30].

მთავარი არგუმენტი ტურბოკოდირების სქემების წინააღმდეგ ისაა, რომ ისინი არ ექვემდებარებიან პარალელიზმის პრინციპს, რითაც იზღუდება დეკოდირების მისაღწევი სიჩქარე. ფაქტიურად პრობლემა მდგომარეობს ტურბოკოდის შიდა შენაცვლების მოწყობილობაში, რომელიც გამოიყენება არსებულ HSPA-სისტემებში, რაც ქმნის კონფლიქტს პარალელურ რეჟიმში მომუშავე პროცესორების მეხსიერებათა შორის. შესაბამისად, თუ ტურბოკოდის შიდა შენაცვლების მოწყობილობა რამენაირად შეძლებს აღნიშნული კონფლიქტისაგან თავის დაღწევას, მაშინ მისთვის შესაძლებელი გახდება იმ უპირატესობების რეალიზაცია, რომლებიც გააჩნია მონაცემთა პარალელურ დამუშავებას და, შედეგად, დეკოდირების მაღალი სიჩქარეების მიღწევა.

5.1. LDPC-კოდები

ტურბოკოდების მსგავსად, LDPC-კოდებიც (შეცდომების კორექტირების კოდები) წარმოადგენენ შენონის მიერ დადგენილ ლიმიტთან (ინფორმაციის გადაცემის მაქსიმალური სიჩქარე) მიახლოებულ კოდებს. სულ ახლახანს, LDPC-კოდები ადაპტირებული იქნა შემდეგ სტანდარტებთან: უსადენო IEEE802.16e MAN, უსადენო IEEE802.11n LAN-ს (ლოკალური გამოთვლითი ქსელი) და ციფრული ტელემაუწყებლობის DVB სისტემა [21].

LDPC-კოდები იძლევა მაქსიმალურად მოქნილი ისეთი კოდის შექმნის საშუალებას, რომელიც შეიძლება სპეციალურად მიესადაგოს ეფექტური კოდირებისა და დეკოდირების პროცესებს. LDPC-კოდებისადმი არსებული ინტერესი განპირობებულია მისი ძალიან მაღალი წარმადობის (ინფორმაციის დამუშავების მაღალი სიჩქარის) უზრუნველყოფით, რაც, თავის მხრივ, გამოწვეულია დეკოდირების ალგორითმის პარალელიზმის პრინციპით. აღსანიშნავია, რომ ამავე დროს უზრუნველყოფილია შეცდომების კარგი კორექტირება და დეკოდირების დაბალი სირთულე [30].

LDPC-კოდები პირველად შემოღებული იქნა გალაგერის მიერ. მაგრამ, ასეთი კოდები, კოდერისა და დეკოდერის მუშაობისას გამოთვლებზე მნიშვნელოვანი დროითი დანახარჯების გამო რიდ-სოლომონის კოდებთან შედარებით, მეტწილად იგნორირებული იქნა დაახლოებით ათი წლის წინ. ერთ-ერთი შესამჩნევი გამონაკლისი იყო ტანერი, რომელმაც მნიშვნელოვანი სტატია გამოაქვეყნა 1981 წელს, სადაც აღწერილია LDPC-კოდების გენერირებისა და მათი გრაფიკული სურათი. ამჟამად მათ ტანერის გრაფიკებს უწოდებენ. გალაგერის ნაშრომისგან დამოუკიდებლად, LDPC-კოდები ხელახლა იქნა შექმნილი 1990-იან წლებში მაკეის, ლუბის და სხვათა მიერ.

ძირითადად არსებობს LDPC-კოდების წარმოდგენის ორი სხვადასხვა შესაძლებლობა.

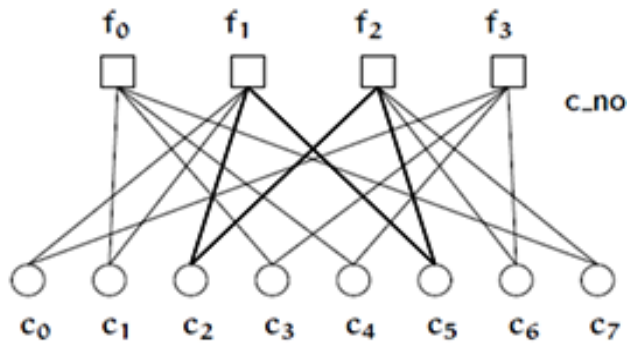
პირველი მათგანის მიხედვით, ყველა წრფივი ბლოკ-კოდის მსგავსად, ისინი შეიძლება აღიწეროს მატრიცების საშუალებით [31, 32].

განვიხილოთ ლუწობაზე შემოწმების დაბალი სიმკვრივის 8×4 ზომის მატრიცა H .

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.1.1)$$

შეგვიძლია განვსაზღვროთ ორი რიცხვი, რომლებიც აღწერენ ამ მატრიცას. 1-იანების რაოდენობა თითოეულ სტრიქონში ავლნიშნოთ w_r -ით, ხოლო 1-იანების რაოდენობა თითოეულ სვეტში – w_c -ით. იმისათვის, რომ მატრიცას ეწოდოს დაბალი სიმკვრივის მატრიცა, უნდა დაკმაყოფილდეს შემდეგი ორი პირობა $w_r \ll n$ და $w_c \ll m$, სადაც n და m ლუწობაზე შემოწმების H მატრიცის სვეტების და სტრიქონების რაოდენობებია შესაბამისად. (5.1.1) მატრიცაში $n=8$ და $m=4$. დაბალი სიმკვრივის მიღწევის მიზნით, ლუწობაზე შემოწმების H მატრიცის ზომა ზოგადად ძალიან დიდი უნდა იყოს. ამიტომ მატრიცა (5.1.1) შეუძლებელია მივაკუთვნოთ დაბალი სიმკვრივის მატრიცების ჯგუფს [30].

LDPC კოდების წარმოდგენის მეორე შესაძლებლობაა ტანერის გრაფების გამოყენება. ტანერის გრაფები არა მარტო უზრუნველყოფენ კოდის სრულ წარმოდგენას, არამედ აღწერენ დეკოდირების ალგორითმსაც. ტანერის გრაფები ორი ნაწილისგან შემდგარი გრაფებია, რაც იმას ნიშნავს, რომ გრაფების წვეროები დაყოფილია ორ სხვადასხვა ჯგუფად (ტიპად) და წიბოები მხოლოდ აკავშირებენ ორი სხვადასხვა ტიპის წვეროებს. წვეროების ორ ტიპს ტანერის გრაფში ერთ-ერთს ეწოდება ცვლადი წვეროები (v -წვეროები), ხოლო მეორეს – შემოწმების წვეროები (c -წვეროები). ტანერის გრაფს აქვს შემოწმების m რაოდენობის c -წვერო და n რაოდენობის v -წვერო, რომელთაგან თითოეული მათგანი შეესაბამება H -ის ყოველ სტრიქონს (ლუწი ბიტების რაოდენობა) და ყოველ სვეტს (ბიტების რაოდენობა კოდირებულ სიტყვაში) შესაბამისად, როგორც ნაჩვენებია ნახ. 5.1-ზე. იმ შემთხვევაში, როდესაც H -ის ელემენტი $h_{ij}=1$, შემოწმების წვერო c_i შეერთებულია ცვლად წვეროსთან v_j [30, 31].



ნახ. 5.1. ტანერის გრაფი LDPC-კოდისთვის H მატრიცით (5.1) განტოლებიდან

LDPC-კოდს ეწოდება რეგულარული (სწორი), თუ w_c მუდმივია თითოეული სვეტისთვის და თითოეული სტრიქონისთვის.

$$w_r = w_c \left(\frac{n}{m} \right) \quad (5.1.2)$$

უნდა აღინიშნოს, რომ (5.1.1) მატრიცა რეგულარულია, რაც გამომდინარეობს, აგრეთვე, ნახ. 5.1-დან, და $w_c = 2$, ხოლო $w_r = 4$. ნახ. 5.1-დან ჩანს, რომ თითოეული v -წვეროსა და თითოეული c -წვეროსთვის შემავალი წიბოების რაოდენობა ერთი და იგივეა. თუ H -ს დაბალი სიმკვრივე აქვს და მასში 1-იანების რაოდენობა თითოეულ სტრიქონში ან თითოეულ სვეტში არ არის მუდმივი, მაშინ კოდი განეკუთვნება არარეგულარულ LDPC-კოდებს.

როგორც აღვნიშნეთ, LDPC-კოდები მიმზიდველია გამოთვლის ეფექტურობის თვალსაზრისით, ვინაიდან ისინი გვთავაზობენ გამოთვლის პროცესის პარალელიზმის მაღალ დონეს. ეს ხდება იმიტომ, რომ ისინი შედგება ლუწობაზე შემოწმების განტოლებებისგან, რომლებიც შეიძლება დამოუკიდებლად იქნეს განახლებული. რადგან ერთმანეთთან შეერთების სირთულე მაღალია, ყველა შემოწმების წვერო შეიძლება განახლებულ იქნეს ერთდროულად და მთელი გარეშე ინფორმაცია ერთდროულად გადაეცეს ცვალებად წვეროებს. მსგავსად ამისა, ყველა ცვალებადი წვერო შეიძლება ერთდროულად განახლდეს ტურბო კოდებისაგან განსხვავებით, სადაც შემადგენელი კოდის ფარგლებში მთელი ინფორმაციის ბიტები დაკავშირებულია ერთი მესრით (საკოორდინატო ბადეზე გაკეთებული გრაფიკი) და არსებითად

თითოეული მესრის უჯრედს ჭირდება ინფორმაციის მიღება მეზობელი მესრის უჯრედებისაგან [33].

სტრუქტურული LDPC-კოდების H მატრიცა აგება იწყება მცირე $m_b \times n_b$ ზომის ორობითი მატრიცით. მატრიცაში 1-ები ყველგან იცვლება ნულებით ან $z \times z$ ზომის გადანაცვლებულ ერთეული მატრიცებით. სტრუქტურული LDPC-კოდების გამოყენებით კოდირებისა და დეკოდირების ორივე მატრიცა შეიძლება აიგოს გაცილებით მცირე ზომის მატრიცისა და ბიტების LLRs ვექტორების საფუძველზე, სადაც თითოეულ ვექტორს z ზომა აქვს. სტრუქტურული LDPC-კოდები შეიძლება განისაზღვროს იმ მიზნით, რომ შესაძლებელი იყოს ინფორმაციის დამუშავების მაღალი სიჩქარის მქონე დაბალი სირთულის კოდირებისა და დეკოდირების ალგორითმების გამოყენება.

როგორც იყო აღნიშნული, LDPC-კოდები უზრუნველყოფენ გამოთვლების პარალელიზმის პრინციპს, რომელიც აადვილებს დეკოდირების განხორციელებას მაღალი გამტარუნარიანობით. ტურბოკოდები შეიძლება ასევე გამოყენებული იყოს პარალელური გამოთვლებისათვის იმ შემთხვევებში, როდესაც შიდა შენაცვლების მოწყობილობების მესხიერებები იქნება უკონფლიქტო. საკამათოა ის მოსაზრება, რომ LDPC-კოდები არ გამოირჩევიან რაიმე აშკარა უპირატესობით ტურბოკოდებთან შედარებით, ვინაიდან შეცდომების არსებობის შესაძლებლობა კოდირების ორივე სისტემაში ერთმანეთის ერთნაირია. LTE-სისტემაში ტურბოკოდის გამოყენების სასარგებლოდ მეტყველებს ის, რომ UMTS-ის პროდუქტი 6HSPA ასევე იყენებს ტურბოკოდს. უნდა აღინიშნოს, აგრეთვე, რომ წინამორბედ ვერსიებთან თავსებადობის გამო, ტურბოკოდების განხორციელებისათვის საჭირო იქნება ორეჟიმიანი LTE-ტერმინალებისა და, შესაბამისად, წინამორბედ ვერსიებში არსებული დეკოდირების მოწყობილობის გამოყენება [34, 35].

მეორეს მხრივ, თუ იქნა შემოდებული აბსოლუტურად განსხვავებული კოდირების ახალი სქემა, რომელიც აგებულია LDPC-კოდის ბაზაზე, მაშინ გართულდება გამოთვლების სირთულე, ვინაიდან ტერმინალებმა უნდა უზრუნველყონ ორი სხვადასხვა კოდირების სქემის ამუშავება. აღნიშნულ არგუმენტებზე და, აგრეთვე, იმ ფაქტზე

დაყრდნობით, რომ 3GPP-სისტემებში გამოყენებულ კოდირების სქემას არ ჭირდება ძლიერი პროცესორი (როგორც საჭიროა LDPC-კოდის შემთხვევაში), LTE-სისტემაში მიზანშეწონილია ტურბოკოდის გამოყენება LDPC-კოდის ნაცვლად.

ნაშრომის მოცემულ თავში გამოკვლეულია დიფერენციალურად კოდირებული ლუწობაზე შემოწმების დაბალი სიმკვრივის მქონე კოდების (DE-LDPC) თეორიისა და პრაქტიკული რეალიზაციის საკითხები არაკოჰერენტული დეტექტირების კონტექსტში. თავის პირველ ნაწილში ნაჩვენებია, რომ DE-LDPC კოდების სპეციალური კლასი, ანუ ნამრავლთა აკუმულირების (დაგროვების) კოდები კარგად მუშაობს როგორც კოჰერენტული, ისე არაკოჰერენტული დეტექტირებისას [36].

აღნიშნულ ნაშრომში ჩატარებული კვლევის შედეგების ანალიზმა გამოავლინა, რომ სტანდარტული LDPC-კოდი არ არის წყვეტილი დიფერენციალური კოდირებისას და ზოგადად არ იძლევა სასურველ სამუშაო მახასიათებლებს არაკოჰერენტული დეტექტირებისას. ნაშრომში დამუშავებული ინფორმაციის გადაცემისა და მოდიფიცირებული ე.წ. „დაახლოების (კონვერგენციის) შეზღუდვის“ სიმკვრივის ცვალებადობის მეთოდის ანალიზის საფუძველზე ჩვენს მიერ წარმოდგენილია დიფერენციალური დეტექტირებისას ჰარმონიულად მომუშავე LDPC-კოდის ხარისხობრივი მაჩვენებლების დახასიათება, რომელიც გვიჩვენებს იმას, თუ როგორ უნდა მოხდეს LDPC კოდების ოპტიმიზირება. აღნიშნული მეთოდი გვაძლევს არსებული სტანდარტული მეთოდის გაუმჯობესების საშუალებას. მას შეუძლია შეუსაბამოს გარეთა LDPC-კოდი ნებისმიერ მოცემულ შიდა კოდს შიდა დეკოდერის არასრულყოფილების გათვალისწინებით.

თეორიული თვალსაზრისით კოდირების ტექნოლოგიის სულ უფრო და უფრო გაუმჯობესების, მისი კარგად აპრობირებული პრაქტიკული გამოყენების ძალზედ ფართოდ გავრცელებული მასშტაბების და პროგრამული რადიოს ფართომასშტაბიანი მისაწვდომობის გათვალისწინებით ლუწობაზე შემოწმების დაბალი სიმკვრივის მქონე კოდები (LDPC) გახდა და კვლავ რჩება კოდირების

საუკეთესო და მოხერხებულ სტრატეგიად მკვლევართა და პრაქტიკოსებისათვის. აღნიშნული კოდების შესანიშნავი სამუშაო მახასიათებლები სხვადასხვა არხების მოდულებში არსებულ ლიტერატურაშია აღწერილი [30, 31].

მიუხედავად იმისა, რომ არსებული ლიტერატურა კარგად აშუქებს LDPC-კოდების თეორიასა და პრაქტიკას, უნდა აღინიშნოს, რომ გამოკვლევები, ძირითადად, ტარდებოდა მხოლოდ კოდირების პოზიციებიდან გამომდინარე, სადაც ჭარბობს ვარაუდი იმისა, რომ სინქრონიზაციასა და არხების ანალიზს ჩინებულად უმკლავდება მონაცემთა წინასწარი დამუშავების მიმღები.

უსადენო ტელეკომუნიკაციაში ფაზების ზუსტი შეფასება შეიძლება ბევრ შემთხვევაში რთული ან განუხორციელებელიც კი იყოს, რაც არაკოჰერენტულ დეტექტირებას მოითხოვს. პრაქტიკაში არაკოჰერენტული დეტექტირება ძირითადად ორი ხერხიდან ერთ-ერთის მიხედვით სრულდება. პირველი ხერხის მიხედვით ხდება საპილოტე სიმბოლოების ჩართვა უშუალოდ კოდირებულ და მოდულირებულ თანმიმდევრობაში არხის მიყოლის ხელშეწყობის მიზნით (შესაძლებელია ან საპილოტე (საკონტროლო) სიგნალების ან საპილოტე სიმბოლოების ჩართვა). მოცემულ შემთხვევაში საუბარია დიფერენციალური კოდირების გამოყენებაზე. მეორე ხერხი ითვალისწინებს იმ გარემოებას, რომ პირველი ხერხის შედეგი შეიძლება გახდეს სისშირეთა ზოლის არატრივიალური გაფართოება, რაც განსაკუთრებით დამახასიათებელია სწრაფად ცვალებადი არხებისათვის. ამიტომ ბევრმა უსადენო, მათ შორის სატელიტურმა და რადიოსარეგო სატელეკომუნიკაციო, სისტემამ აითვისა მეორე ხერხი.

გამოსაკვლავი პრობლემის არსი მდგომარეობს შემდეგში: LDPC-კოდები შესაძლებლად კარგად მუშაობს კოჰერენტული დეტექტირებისას, მაგრამ საინტერესოა იმის გარკვევა, თუ როგორ იმუშავებს ის არაკოჰერენტული დეტექტირებისას. ნაშრომის ერთ-ერთი მიზანია აღნიშნულ პრობლემაში გარკვევა და შესაბამისი ტექნოლოგიური პროცესის დამუშავება.

$\{p(t+2), p^t\}$ წარმოადგენს PA კოდის გარეთა უბრალო, სტრუქტურირებულ LDPC კოდს, რომლის მარცხენა (ცვალებადი) ხარისხის პროფილია $\lambda(x) = 1/(t+1) + t/(t+2)x$, ხოლო მარჯვენა ხარისხის პროფილია $\rho(x) = x^t$. შიდა კოდის დიფერენციალური კოდურია $1/(1+D)$. გარკვევას საჭიროებს საკითხი იმის შესახებ, თუ როგორ მუშაობს LDPC კოდები დიფერენციალური კოდირებისას, რაც პირდაპირაა დაკავშირებული სხვა საინტერესო პრობლემებთან. მაგალითად, იმასთან, თუ როგორია არაკომპერენტული დეტექტირებისას LDPC კოდების გამოყენების საუკეთესო სტრატეგია: გამოყენებული იქნება თუ არა დიფერენციალური კოდირება; აქვთ თუ არა ერთნაირი რეალიზება რეკურსულ და არარეკურსულ ფორმებში მოდულაციის ისეთ სქემებს, როგორცაა მინიმალური ფაზური მანიპულაცია (MPSK); არის თუ არა ერთი ფორმა მეორეზე უკეთესი LDPC კოდირების თვალსაზრისით; DE-LDPC-ის რომელი სხვა კონფიგურაციებია კარგი დიფერენციალური კოდირებისათვის და როგორ შეიძლება მათი აგება.

ვინაიდან სტანდარტული (ჩვეულებრივი) დიფერენციალური დეტექტორი (CDD), რომელიც ორი სიმბოლოს ინტერვალზე მუშაობს, ამიტომ ის განიცდის მწარმოებლურობის არატრივიალურ დანაკარგებს. გარდა ამისა, ვინაიდან მრავალჯერადი სიმბოლოების დიფერენციალური დეტექტორები (MSDD) მით უფრო მეტ სირთულეს ქმნიან, რაც უფრო მეტად იზრდება ფანჯრის ზომა, ამიტომ IDDD მიმდები (რესივერი) შეიცავს CDD-ს ორი (მიმდინარე და წინამორბედი) სიმბოლოს ინტერვალზე დაკვირვების ფანჯრით, ფაზების მიმყოფ ვინერის ფილტრს, შეტყობინებათა გადასაცემ $1/(1+D)$ დეკოდერს აკუმულატორისთვის და შეტყობინებათა გადასაცემ დეკოდერს, რომელიც კონფიგურირებულია გარეთა LDPC კოდისათვის. ფაზების მიმყოფ დანადგართან და $1/(1+D)$ დეკოდერთან შეწყვილებული CDD მოქმედებს როგორც მონაცემების წინასწარი დამუშავების (ინტერფეისული) სერიულად თანმიმდევრულად დაკავშირებული სისტემის გარე დეკოდერი. მომდევნო LDPC დეკოდერი მოქმედებს როგორც გარე დეკოდერი. გამოთვლების უშეცდომოდ ჩატარების მიზნით შიდა და გარეთა დეკოდერებს შორის ხდება პროგრამული

უზრუნველყოფის საიმედოობის ინფორმაციის დამაჯერებლობის შესახებ ინფორმაციის გაცვლა ლოგარითმული თანაფარდობის (LLR) ფორმით [30, 31].

DE-LDPC კოდების განხილვისას IDDD რესივერს განვიხილავთ როგორც განსაზღვრულ არაკოჰერენტულ რესივერს.

აღმოჩნდა, რომ ზოგადი DE-LDPC კოდი ვერ იძლევა სასურველ მახასიათებლებს არაკოჰერენტული დიფერენციალური დეტექტირებისას მაშინ, როდესაც მაღალსიჩქარიანი კოდი ახერხებს ამას. ეს მიზეზი, ჩვენი თვალსაზრისით, მიეწერება სტანდარტულ LDPC-კოდსა და დიფერენციალურ დეკოდერს შორის შეკრებადობის ქცევაში არსებულ შეუსაბამობას. ეს გარემოება მიუთითებს იმაზე, რომ მიუხედავად იმისა, რომ სტანდარტული LDPC-კოდები შესანიშნავი არჩევანია კოჰერენტული დეტექტირებისას, ისინი არაა იმდენად სასურველი არაკოჰერენტული დეტექტირებისას. ეს ასევე ბადებს კითხვას იმის შესახებ, რომ რომელია ის სპეციალური LDPC-კოდები, რომლებიც შესაძლოა არადამაკმაყოფილებლად მუშაობენ სტანდარტულ სიტუაციაში, მაგრამ შეიძლება აღმოჩნდეს გამოსადეგი დიფერენციალური მოდულირებისა და დეტექტირებისას.

LDPC-კოდების ერთი მნიშვნელოვანი თვისებაა მათი ხარისხის პროფილების აგების შესაძლებლობა სიმკვრივის ცვლილების (ევოლუციის) მეშვეობით, რაც უზრუნველყოფს მათს შესაბამისობას კონკრეტულ არხთან ან კონკრეტულ შიდა კოდთან. იმისათვის, რომ LDPC-კოდებმა ჰარმონიულად იმუშაონ არაკოჰერენტულ დიფერენციალურ დეკოდერთან, ნაშრომში გამოყენებულია შეკრებადობის შეზღუდვის სიმკვრივის ევოლუციისა და სტანდარტული ზღურბლის (ბარიერის) შეზღუდვის მეთოდები. ეს უკანასკნელი კი მიესადაგება საუკეთესო ასიმპტოტურ ზღურბლს. ნაშრომში დამუშავებული მეთოდი კი ეფექტიანად უმკლავდება შიდა და გარეთა მრუდებს შორის არსებული ფართობის (ის გვიჩვენებს კოდირების სიჩქარეს) სიმცირეს და შეკრების წერტილების მეშვეობით შეკრებადობის პრობლემას. ამის გამო, აღნიშნული მეთოდები შიდა დეკოდერის/დემოდულატორის არასრულყოფილების მხედველობაში მიღების ხარჯზე უზრუნველყოფს LDPC-კოდების ოპტიმიზაციის

შესაძლებლობას ნებისმიერი კოდურ მოდულაციასთან შესაბამისობაში მოსაყვანის მიზნით. კვლევებისას აღმოჩნდა, რომ LDPC-კოდები შეიძლება ორ ჯგუფად დაიყოს. მინიმალური მარცხენა მე-2 ხარისხის (ხარისხი-2) მქონე კოდები ზოგადად ვარგისია არარეკურსული შიდა კოდებისა და მოდულატორისთვის, მაგრამ იგი უვარგისია დიფერენციალური დეტექტორისთვის ან რაიმე რეკურსული შიდა კოდისთვის. მეორე მხრივ, იმ LDPC-კოდებს, რომლებიც კარგად მუშაობენ რეკურსიულ რესივერთან, ყოველთვის აქვთ 1-ლი ხარისხი (ხარისხი-1) და მე-2 ხარისხის (ხარისხის-2) ცვალებადი კვანძები. ამასთანავე, იმ შემთხვევაში, როდესაც კოდის სიჩქარე მაღალია, დომინირებადი ხდება როგორც ხარისხი-1, ასევე ხარისხი-2 [37]. ეს ასევე ხსნის იმ ფაქტს, თუ რატომ მუშაობს არაკოჰერენტული დიფერენციალური დეტექტირებისას მაღალსიჩქარიანი კოდები ჩინებულად, რომელთა გარეთა კოდებს მხოლოდ ხარისხი-1-სა და ხარისხი-2-ის მქონე კვანძები აქვს.

არხების საინტერესო მოდელია გაუსის თეთრი ხმაურის (AWGN) მქონე ბრტყელი რელეის მოდელი. დაუშვათ, რომ r_k ხმაურის სიგნალია მიმღებში, s_k ორობითი ფაზური ძვრის (მოდულაციის) მქონე მოდულირებული სიგნალია გადამცემში (ტრანსმიტერში). ბრტყელი რელეის მოდელში დამოუკიდებელი და თანაბრად განაწილებული (i.i.d.) კომპლექსური AWGN-ია ნულოვანი საშუალო მნიშვნელობით და $\sigma^2 = N_0/2$ დისპერსიის ვარიაციით თითოეულ განზომილებაში, $a_k e^{j\theta_k}$ მიღების კოეფიციენტით, რელეისებურად განაწილებული a_k ამპლიტუდით და არათანაბრად განაწილებული θ_k ფაზით. აღნიშნულის გათვალისწინებით მივიღებთ, რომ $r_k = a_k e^{j\theta_k} s_k + n_k$.

განხილულ იქნა კორელირებული არხის მიღების კოეფიციენტები (ისე, რომ არაკოჰერენტული დეტექტირება იყოს შესაძლებელი). ჯეიკის იზოტროპული განბნევის მქონე მიწისზედა მობილური რელეის არხების მოდელის გამოყენებისას ავტოკორელაცია ხასიათდება პირველი გვარის ნულოვანი რიგის ბესელის ფუნქციით:

$$R_k = \frac{1}{2} J_0(2k\pi f_d T_s), \tag{5.1.3}$$

სიმძლავრის სპექტრალური სიმკვრივე (PSD) მოცემულია შემდეგი ფორმულით:

$$S(f) = \frac{P}{\pi \sqrt{1 - (f/f_d)^2}}, \text{ for } |f| < f_d, \quad (5.1.4)$$

სადაც $f_d T_s$ ნორმალიზებული დოპლერული გავრცელებაა, f სისწირეთა ზოლია, T დაყოვნების პარამეტრია და P მუდმივაა, რომელიც დამოკიდებულია კონკრეტული ანტენაზე გადაცემულ და მიღებულ საშუალო სიმძლავრეებზე და შემავალი სიმძლავრის კუთხეების განაწილებაზე.

შეფასებულია სტანდარტული LDPC-კოდის მახასიათებლები არაკოჰერენტული დეტექტირებისას და განხორციელებულია მისი შედარება PA კოდების იმავე მაჩვენებლებთან [30, 31, 38].

შემოთავაზებულია შეკრებადობის შეზღუდვის მეთოდი LDPC-კოდების ოპტიმიზაციისთვის, რათა ისინი შესაბამისობაში იქნას მოყვანილი მოცემულ შიდა კოდთან, კერძოდ კი დიფერენციალურ დეტექტორთან.

5.2. დიფერენციალური კოდირების შესაბამისი კოდები

შეკრებადობის თვისება მეტყველებს იმაზე, რომ იტერაციული (ციკლური) დეკოდერში კოდების წარმატებული შეკრებადობისათვის (მიახლოებისათვის) გარეთა მრუდი უნდა იმყოფებოდეს ზუსტად შიდა მრუდის ქვემოთ, ტოვებდეს რა ღია სივრცეს მათ შორის. მრუდის ქვეშ არსებული ფართობი $A = \int_0^1 I_e dI_a$ შეესაბამება კოდის სიჩქარეს, სადაც I_a და I_e აღნიშნავს კონკრეტული სუბდეკოდერში შემავალ (აპრიორულ) და მისგან გამომავალ (გარე) ურთიერთინფორმაციებს. შესაბამისად, თუ დამხმარე არხი წამშლელი არხია და სუბდეკოდერი ოპტიმალურია, კავშირი ზუსტია. სხვა შემთხვევაში გვექნება კარგი აპროქსიმაცია. ამ თვისებათა უშუალო არხი იმაში მდომარეობს, რომ შიდა (არაკოჰერენტული) დიფერენციალური დეკოდერის მიერ უზრუნველყოფილი სიმძლავრის (მისაღწევი სიჩქარის) სრული ათვისებისთვის გარე კოდს უნდა ჰქონდეს ისეთი მრუდი, რომელიც

ფორმითა და პოზიციით (მდებარეობით) ძალიან უახლოვდება შიდა კოდის იმავე მრუდს.

განვიხილოთ შიდა კოდის ორი კონფიგურაცია:

1. დიფერენციალური დეკოდერი $1/(1+D)$ -სთვის;
2. პირდაპირი დეტექტორი, ანუ BPSK დეტექტორი

განვიხილოთ, აგრეთვე, გარე კოდის სამი კონფიგურაცია:

1. PA კოდის გარე კოდი, რომელსაც აქვს ხარისხის პროფილი:

$$\begin{aligned} \lambda(x) &= \frac{1}{7} + \frac{6}{7}x, \\ \rho(x) &= x^7; \end{aligned} \tag{5.1.5}$$

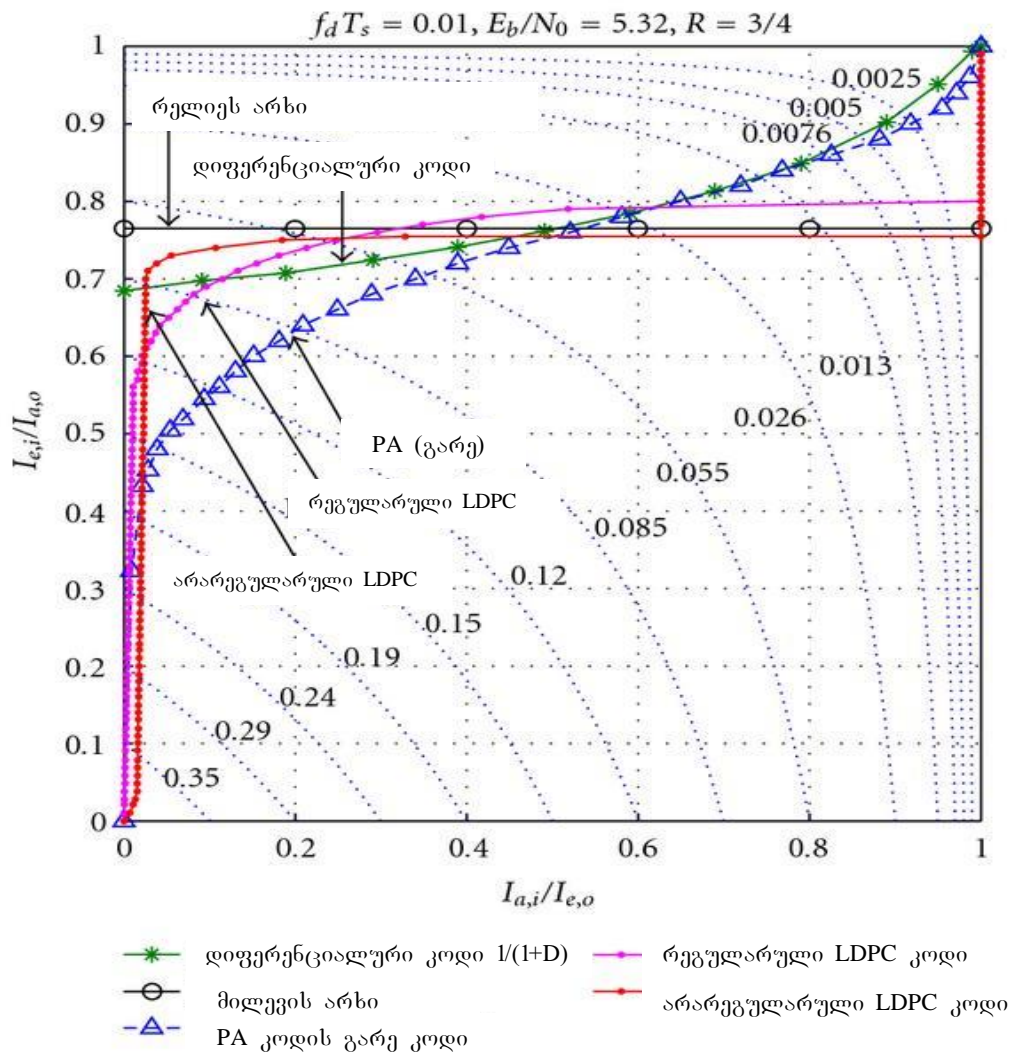
2. 3×12 ზომის რეგულარული LDPC-კოდი და (5.1.5)-ით ნაჩვენები ოპტიმიზირებული არარეგულარული LDPC-კოდი, რომლის ზღვარია 0,6726 დბ. იგი დაახლოებით 0,0576 დბ-ით შორსაა AWGN სიმძლავრისგან და მისი ხარისხის პროფილი შემდეგია

$$\begin{aligned} \nu(x) &= 0.1510x + 0.1978x^2 + 0.2201x^6 + 0.0353x^7 + 0.3958x^{29}, \\ \rho(x) &= x^{20}. \end{aligned} \tag{5.1.6}$$

სამივე გარე კოდს აქვს $3/4$ სიჩქარე და არხი რელეის მიღევის კორელირებული არხია AWGN-ით და ნორმალიზებული დოპლერის სიჩქარით $f_d T_s = 0.01$.

მრუდები, რომლებიც დატანილია ნახ. 5.2-ზე, გვიჩვენებს, რომ PA-კოდის გარე კოდი და დიფერენციალური დეკოდერი კარგად შეესატყვისება ერთმანეთს, მაგრამ სტანდარტული რეგულარული ან არარეგულარული LDPC-კოდის შესაბამისი მრუდი ან გადაკვეთს დიფერენციალურ დეკოდერის შესაბამის მრუდს, რაც იწვევს შეცდომების გაზრდას დეკოდერში, ან დატოვებს უზარმაზარ ფართობს (ადგილს) მრუდებს შორის, რაც გამოიწვევს სიმძლავრის დანაკარგს. მეორე მხრივ, LDPC კოდები, განსაკუთრებით არარეგულარული (ოპტიმიზირებული) კოდები, კარგად შეესაბამება პირდაპირ დეტექტირებას. ეს მიუთითებს იმაზე, რომ სტანდარტული LDPC-კოდები უკეთესად მუშაობს როგორც ერთიანი კოდი და არა როგორც იმ შემთხვევაში, როდესაც იგი მუშაობს რეკურსიულ შიდა კოდთან ერთად. სხვა სიტყვებით რომ ვთქვათ, LDPC-კოდი, რომელიც

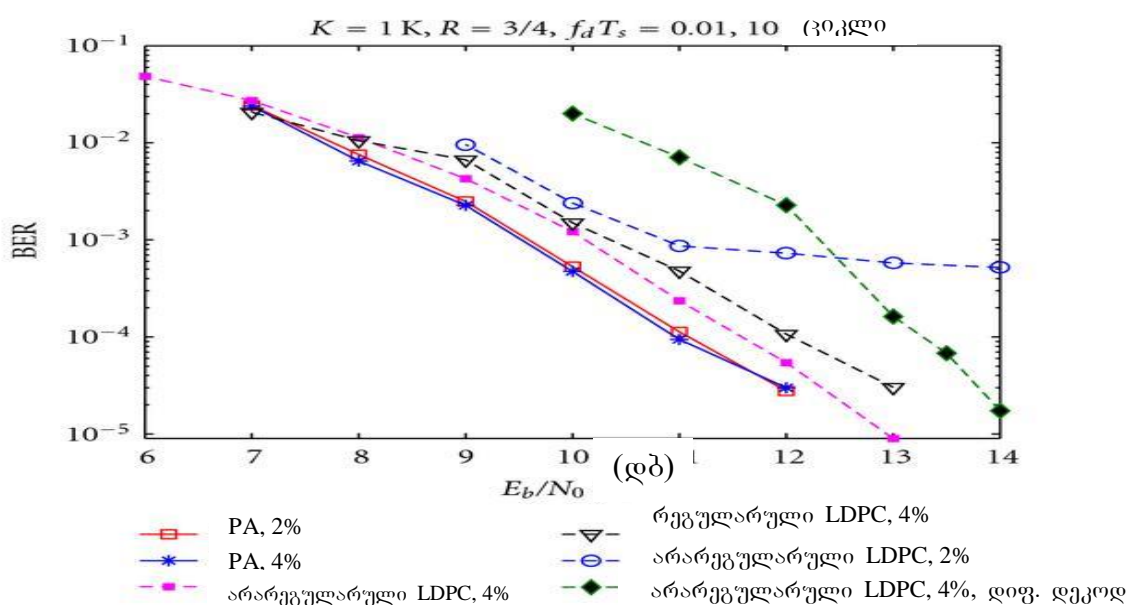
ოპტიმალურია ჩვეულებრივი გაგებით, მაგალითად, BPSK მოდულაციისა და მახსოვრობის (დამახსოვრების) არმქონე არხებისას, შეიძლება გახდეს ნაკლებად ან ნაწილობრივ ოპტიმალური, როდესაც მუშაობს რეკურსიულ შიდა კოდთან ან რეკურსიულ მოდულაციასთან ერთად, როგორც ეს დამახასიათებელია დიფერენციალური დეკოდერისათვის [31].



ნახ. 5.2. LDPC კოდები. PA კოდის გარე კოდი და დიფერენციალური დეკოდირება

მეორეს მხრივ, დიფერენციალური კოდირების გამოყენებლობა ზოგადად მოითხოვს უფრო მეტი პილოტური სიმბოლოების ჩართვას არხის მახასიათებლებისადმი უკეთესი თავსებადობის მიზნით, განსაკუთრებით კი გავრცელების სწრაფად მიღვევადი არეების შემთხვევაში. შესაბამისად, სამართლიანი იქნება იმის აღნიშვნა, რომ

სტანდარტული LDPC-კოდები, რომლებიც გამოირჩევიან შესანიშნავი მახასიათებლებით კოჰერენტული დეტექტირებისას, შეიძლება არ იყოს ისეთივე ხელსაყრელი და ეფექტური არაკოჰერენტული დეტექტირებისას, ვინაიდან ისინი ან ზარალდებიან მწარმოებლურობის დაკარგვის გამო (დიფერენციალური კოდირებისას) ან განიცდიან სისწირეთა დიაპაზონის საგრძნობ გაფართოებას (დიფერენციალური კოდირების გამოყენებლობისას). LDPC-კოდებისგან განსხვავებით PA-კოდებმა შეიძლება გამოიყენონ ჩვეულებრივი დიფერენციალური კოდი არაკოჰერენტული დეტექტირებისათვის, რაც უკეთესი არჩევანია შეზღუდული სიგანის მქონე სისწირეთა ზოლის შესაბამისი უსადენო სისტემებისათვის.



ნახ. 5.3. BER-მახასიათებლის მრუდები

ნახ. 5.3-ზე დატანილია BER-მახასიათებელი მრუდი იმავე სამი კოდისა, რომლებიც განსაზღვრულია ნახ. 5.1-ზე არაკოჰერენტული დეტექტირების მქონე რელეის არხებისათვის. ამ შემთხვევაში: სამივე კოდის მონაცემთა ბლოკის ზომა $K = 1$; სიჩქარე 3/4-ია; მსუბუქი უკუკავშირია გამოყენებული IDDD-ში; ნორმალიზებული დოპლერის ეფექტი 0,01; საპილოტე სიმბოლოების 2% და 4%-ია ჩართული არხის შესაბამისი მახასიათებლების უზრუნველყოფისათვის; შეფასებულია ორი LDPC-კოდი დიფერენციალურ შიდა კოდთან ერთად ან მის გარეშე.

როგორც ნახ. 5.2-ზე წარმოდგენილი მრუდები გვიჩვენებს, ენერგოეფექტურობის კლებადობის თვალსაზრისით კოდები განლაგებულია შემდეგი თანმიმდევრობით: 1. PA-კოდი საპილოტე სიმბოლოების 4%-ით; 2. PA- კოდი საპილოტე სიმბოლოების 2%-ით; 3. არარეგულარული LDPC-კოდი საპილოტე სიმბოლოების 4%-ით BPSK-მოდულაციისას; 4. რეგულარული LDPC-კოდი საპილოტე სიმბოლოების 4%-ით BPSK-მოდულაციისას; 5. არარეგულარული LDPC-კოდი საპილოტე სიმბოლოების 2%-ით BPSK-მოდულაციისას; 6. დიფერენციალურად კოდირებული არარეგულარული LDPC-კოდი საპილოტე სიმბოლოების 4%-ით. აშკარაა, რომ სტანდარტული LDPC-კოდები მნიშვნელოვნად ზიანდება დიფერენციალური შიდა კოდებისგან სისწირეთა ზოლის 4%-იანი გაფართოებისას. არარეგულარული და რეგულარული LDPC-კოდები BPSK-მოდულაციისას მუშაობენ, შესაბამისად, დაახლოებით 0,5 დბ და 1 დბ-ით უარესად, ვიდრე კოდები 10⁻⁴ BER-ის დროს, ხოლო დიფერენციალურად კოდირებულ არარეგულარულ LDPC-კოდებს 2,2 დბ-ზე მეტიც კი აკლდებათ. გარდა ამისა, იმ შემთხვევაში, როდესაც არარეგულარული LDPC-კოდი (არა დიფერენციალურად კოდირებული) ზომიერადაა (0,5 დბ) მოქცეული 4%-იანი პილოტური სიმბოლოების მქონე PA-კოდის უკან, სხვაობა გაცილებით მნიშვნელოვანი ხდება მაშინ, როდესაც საპილოტე სიმბოლოების რაოდენობა ორჯერ მცირდება. PA-კოდებისთვის 2%-იანი საპილოტე სიმბოლოები მაინც მისაღებია სასურველი სამუშაო მახასიათებლების უზრუნველსაყოფად, მაგრამ ისინი არასაკმარისი ხდება არადიფერენციალურად კოდირებული LDPC-კოდებისთვის არხის მახასიათებლებთან თავსებადობის თვალსაზრისით, რაც იწვევს არხის მწარმოებლურობის საგრძნობ დანაკარგებს და შეცდომების ისეთ მაღალ მინიმალურ დონეს, როგორცაა 10⁻³ BER-ში. ამრიგად, PA-კოდების უპირატესობა სტანდარტულ LDPC-კოდებთან მიმართებაში სავსებით აშკარაა, რაც განსაკუთრებით თვალსაჩინოა იმ შემთხვევებში, როდესაც არაკომპერენტული დეტექტირებაა საჭირო და როდესაც მხოლოდ სისწირეთა ზოლის შეზღუდული გაფართოებაა დაშვებული.

თავი 6. კოდების სისტემის პროექტირება შეკრებადობის თვისებიდან გამომდინარე

6.1. პრობლემის ფორმულირება

წინამდებარე ნაშრომის მე-5 თავში ჩატარებულმა ანალიზმა და კომპიუტერულმა საიმიტაციო მოდელირებამ გვიჩვენა, რომ სტანდარტული LDPC-კოდები არ მიესადაგება დიფერენციალურ კოდირებას გარდა სპეციალური შემთხვევისა, როდესაც მასთან ერთად გამოიყენება PA-კოდის გარეთა კოდი. ეს გარემოება ბაღებს საინტერესო კითხვებს: 1. რომელი სხვა სპეციალური LDPC-კოდებია ასევე ჰარმონიაში დიფერენციალურ კოდირებასთან? 2. ხარისხის რა პროფილი აქვთ მათ? 3. არის თუ არა შესაძლებელი ხარისხის პროფილების დახასიათება და ოპტიმიზირება და როგორ?

აღნიშნული საკითხების გადაჭრის ფუნდამენტური ინსტრუმენტი ე.წ. ამოხსნეილი ოპტიმიზაციის მეთოდის გამოყენებაა. თუმცა ის პრობლემა, რომელსაც განვიხილავთ ნაშრომის მოცემულ თავში, ერთობ განსხვავებულია.

ამჯერად ჩვენს მიზანს წარმოადგენს ისეთი კოდების აგება, რომლებიც სრულად უზრუნველყოფენ მოცემული შიდა მიმღებით (რესივერით), კერძოდ კი, არაკოჰერენტული დიფერენციალური დეკოდერით, მიღწეულ სიმძლავრეს. იმის გათვალისწინებით, რომ შიდა რესივერი, არხის შესახებ მონაცემთა ცოდნის უკმარისობისა ან სხვა პრაქტიკული შეზღუდვების გამო, შეიძლება არ იყოს ოპტიმალური, უპირველესი მნიშვნელობა ენიჭება შიდა და გარეთა კოდებს შორის შეკრებადობის მახასიათებლების კონტროლს, რაც გულისხმობს შესაბამისი მრუდების ფორმისა და მდებარეობის შესაბამისობაში მოყვანას. ამ მიზნით ნაშრომში გამოყენებულ იქნა სიმკვრივის ცვლილების (ე.წ. ზღურბლის შეზღუდვის) სტანდარტული მეთოდი, რომლის განვითარებასაც წარმოადგენს შეკრებადობის შეზღუდვის მეთოდი.

შეკრებადობის შეზღუდვის მეთოდის მთავარი არსი მდგომარეობს შიდა მრუდის შერჩევაში (გამოცდაში) და იმ (გარეთა) მრუდის აგებაში, რომელიც მიესადაგება საკონტროლო (ე.წ. ამოკრების)

წერტილებს. დავუშვათ, რომ სიბრტყეზე შევარჩიეთ საკონტროლო წერტილების ნაკრები, რომელიც აღნიშნულია (v_1, w_1) -თა და $(v_2, w_2), \dots, (v_M, w_M)$ -ით. ვთქვათ, $T_{\sigma}(\cdot)$ არის გარე LDPC-კოდის შემავალ-გამომავალი ინფორმაციის გაცვლის ფუნქცია. მაშინ ოპტიმიზაციის პრობლემა შემდეგნაირად იქნება ფორმულირებული:

$$\max_{\sum_{i=1}^{D_v} \lambda_i = 1, \sum_{j=2}^{D_c} \rho_j = 1} \left\{ R = 1 - \frac{\sum_{j=2}^{D_c} \rho_j / j}{\sum_{i=1}^{D_v} \lambda_i / i} \mid T_{\sigma}(w_k) \geq v_k, k = 1, 2, \dots, M \right\}, \quad (6.1.1)$$

სადაც R აღნიშნავს გარეთა LDPC-კოდის კოდურ სიჩქარეს, ხოლო λ_i და ρ_j აღნიშნავენ იმ კოდების ნაწილს, რომელიც უკავშირდება i ხარისხის ცვალებად და საკონტროლო კვანძებს შესაბამისად.

მე-5 თავში ნავარაუდევია, რომ LLR-ის (დამაჯერებლობის ლოგარითმული თანაფარდობა) შეტყობინებები შიდა და გარეთა დეკოდერის შესასვლელებში გაუსურადაა განაწილებული და რომ არარეგულარული LDPC-კოდის გამომავალი გარეთა MI ურთიერთინფორმაცია შეესაბამება რეგულარული კოდების ნაკრებისგან მიღებულ გარეთა MI-ის წრფივ კომბინაციას. როგორც არსებული ლიტერატურიდანაა ცნობილი, LLR შეტყობინებების გაუსური ნორმალურობის შესახებ დაშვება AWGN არსებისათვის ნაკლებადაა შორს რეალობისგან, თუმცა იგი, ამავე დროს, ნაკლებად ზუსტია რელეის მიღვეადი არსებისათვის. მიუხედავად ამისა, გაუსური ნორმალურობის შესახებ დაშვება გამოიყენება რამდენიმე მიზეზის გამო [30, 39].

პირველი მიზეზია სიმარტივე. შეტყობინებების pdf პაკეტის ზუსტი ოპტიმიზირება მოითხოვს დიდი მოცულობის გაანგარიშების ჩატარებას, რომელიც კიდევ უფრო რთულდება იმის გამო, რომ შემოთავაზებული ახალი მეთოდი რეგულირდება საკონტროლო წერტილების ნაკრებით და არა ერთი საკონტროლო წერტილით, როგორც ეს ხდება სტანდარტული მეთოდისას. მეორე მიზეზი აიხსნება იმ გარემოებით, რომ მრუდების გასაანგარიშებლად აუცილებლად გამოიყენება გაუსური მიახლოება. ამიტომ მისაღებია ამავე მიახლოების გამოყენება მრუდის ფორმირებისა და პოზიციის განსაზღვრისას.

საბოლოოდ, მრუდების დახასიათება და წარმოდგენა ურთიერთინფორმაციის გამოყენების ბაზაზე ხელს უწყობს პროცესის სტაბილიზებას და იმ უზუსტობების შემცირებას, რომლებიც გაუსური მიახლოებითა და სხვა ფაქტორებითაა გამოწვეული. მაშასადამე, ოპტიმიზაცია ძალიან კარგ შედეგებს იძლევა გაუსური მიახლოების გამოყენებისგან განსხვავებით, რაც, როგორც მოცემულ ნაშრომში, ასევე მრავალ არსებულ ლიტერატურაშიცაა დადასტურებული.

6.2. ოპტიმიზაციის მეთოდი

დავუშვათ, რომ $\lambda(x) = \sum_{i=1}^{D_v} \lambda_i x^{i-1}$ და $\rho(x) = \sum_{i=2}^{D_c} \rho_i x^{i-1}$ კოდის ხარისხის მაჩვენებლებია შესაბამისი მრუდების კიდური წერტილებისათვის, D_v და D_c ცვალებადი კვანძის და საკონტროლო კვანძის მაქსიმალური ხარისხებია, ხოლო λ_i და ρ_i კიდების ნაწილებია, რომლებიც i ხარისხის ცვალებადი კვანძებისა და საკონტროლო კვანძებისთვისაა დამახასიათებელი. დავუშვათ, აგრეთვე, რომ $\lambda(x) = \sum_{i=1}^{D_v} \lambda_i x^{i-1}$ და $\rho(x) = \sum_{i=2}^{D_c} \rho_i x^{i-1}$ ხარისხის მაჩვენებლებია გრაფის კვანძის მხრიდან. მაშინ სამართლიანია შემდეგი თანაფარდობები:

$$\lambda_i = \frac{\lambda_i / i}{\sum_{j=1}^{D_v} \lambda_j / j}, \quad \rho_i = \frac{\rho_i / i}{\sum_{j=2}^{D_c} \rho_j / j}, \quad R = 1 - \frac{\sum_{i=1}^{D_v} \lambda_i / i}{\sum_{j=1}^{D_c} \rho_j / j}. \quad (6.2.1.)$$

სადაც R კოდების სიჩქარეა. შევნიშნოთ, რომ ინდექსი 0 მიუთითებს LDPC დეკოდირების i -ურ იტერაციას, ხოლო ინდექსები v და c აღნიშნავენ ისეთ სიდიდეებს, რომლებიც ეხება ცვალებად და საკონტროლო კვანძებს შესაბამისად. შეიძლება განისაზღვროს ორი ფუნქცია, რომლებიც გამოსადეგი იქნება მომავალი მსჯელობისას:

$$f(x) = 1 - \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi x}} e^{-(z-x)^2/4x} \log(1+e^{-z}) dz, \quad (6.2.2)$$

$$g(x) = \begin{cases} 1 - \frac{1}{\sqrt{4\pi x}} \int \tanh \frac{z}{2} e^{-(z-x)^2/4x} dz, & x > 0, \\ 1, & x = 0. \end{cases} \quad (6.2.3)$$

ნორმალურობის შესახებ ზემოაღნიშნული დაშვებისას $f(x)$ ფუნქცია გარდაქმნის შეტყობინების საშუალო მნიშვნელობას შესაბამის

ურთიერთინფორმაციაში. $\rho(x)$ ხელს უწყობს შეტყობინების საშუალო $\tanh(y/2)$ მნიშვნელობის ცვლილების აღწერას. იგი გვიჩვენებს იმას, თუ რა ცვლილებას განიცდის საშუალო მნიშვნელობა იმ ოპერაციის განხორციელებისას, როდესაც ν ემორჩილება გაუსის განაწილებას, რომლის საშუალო მნიშვნელობაა x და დისპერსიაა $2x$.

კოდის აგების (პროექტირების) მთელი პროცესი საფუძვლად იდება ორმაგად შეზღუდული ოპტიმიზაციის პროცესს, რომელიც პროგრესულად ახდენს ერთიმეორეზე დამოკიდებული ცვალებადი საკონტროლო კვანძების ხარისხის $\lambda(x)$ და $\rho(x)$ მაჩვენებლების (პროფილების) ოპტიმიზირებას. მიუხედავად ფორმულირებაში და ეტაპებში არსებული დუალიზმისა (ორაზროვნებისა), $\lambda(x)$ -ის ოპტიმიზაცია გაცილებით უფრო გადამწყვეტია კოდების მახასიათებლებისათვის, ვიდრე $\rho(x)$ -ის ოპტიმიზაცია, რაც მეტწილად იმითაა განპირობებული, რომ ოპტიმალური საკონტროლო კვანძის ხარისხის მაჩვენებლები ემორჩილებიან კონცენტრაციის შემდეგ წესს.

$$\rho(x) = \Delta x^k + (1 - \Delta)x^{k+1}. \quad (6.2.4)$$

შესაბამისად, მიღებულ პრაქტიკას წარმოადგენს $\rho(x)$ -ის წინასწარი განსაზღვრა (6.2.4) ფორმულისა და კოდის R სიჩქარის შესაბამისად და, აგრეთვე, მხოლოდ $\lambda(x)$ -ის ოპტიმიზაცია. ამ მიზეზის გამო, ნაშრომის შემდეგ ნაწილში ყურადღება იქნება გამახვილებული $\lambda(x)$ -ის ოპტიმიზაციაზე მოცემული $\rho(x)$ -სთვის. შევნიშნოთ, რომ დაინტერესებულ პირებს შეუძლიათ $\rho(x)$ -ის ოპტიმიზაციის ამოცანის ჩამოყალიბება ანალოგიური ხერხით.

6.2.1. ზღურბლის (ბარიერის) შეზღუდვის მეთოდი

თუ დავუშვებთ, რომ ყველა კიდეზე გამავალი შეტყობინებები წარმოადგენენ ბრტყელი რელების მოდელში დამოუკიდებელ და თანაბრად, გაუსურად განაწილებულ (i.i.d.) შეტყობინებებს, მაშინ საშუალო შეტყობინებების ცვალებადი კვანძები თავისი სამეზობლოდან დებულობენ საკონტროლო კვანძებს შერეული გაუსური განაწილების მიხედვით. LDPC-დეკოდერში $(l-1)$ -იური იტერაციიდან l -იურ ლოკალურ იტერაციამდე ცვალებად კვანძებთან დაკავშირებული შეტყობინებების საშუალო მნიშვნელობა m_v იცვლება შემდეგნაირად:

$$m_v^{(l)} = \sum_{i=2}^{D_v} \lambda_i \mathcal{N}(m_{v,i}^{(l)}, 2m_{v,i}^{(l)}) \quad (6.2.5)$$

$$r_l = \sum_{i=2}^{D_v} \lambda_i \left(m_0 + (i-1) \sum_{j=2}^{D_c} \rho_j \phi^{-1} \left(1 - (1 - m_v^{(l-1)})^{j-1} \right) \right), \quad (6.2.6)$$

სადაც m_0 აღნიშნავს შიდა კოდისგან (ან არხისგან) მიღებული საწყისი შეტყობინებების საშუალო მნიშვნელობას. განვსაზღვროთ

$$h_i(m_0, r) \triangleq \phi \left(m_0 + (i-1) \sum_{j=2}^{D_c} \rho_j \phi^{-1} \left(1 - (1-r)^{j-1} \right) \right),$$

$$h(m_0, r) \triangleq \sum_{i=2}^{D_v} \lambda_i h_i(m_0, r). \quad (6.2.7)$$

მაშინ (6.2.6) შეიძლება გადავწეროთ შემდეგი სახით

$$r_l = h(m_0, r_{l-1}) = \sum_{i=2}^{D_v} \lambda_i h_i(m_0, r_{l-1}). \quad (6.2.8)$$

სტანდარტული ზღურბლის შეზღუდვის სიმკვრივის ცვლილების მეთოდი იძლევა იმის გარანტიას, რომ ხარისხის პროფილი ასიმპტოტურად მიუახლოვდება ნულის ტოლი შეცდომის მდგომარეობას მოცემული საწყისი შეტყობინებების საშუალო m_0 მნიშვნელობისათვის, რაც მიიღწევა იძულებითი ხერხით.

$$r > h(m_0, r), \quad \forall r \in (0, \phi(m_0)]. \quad (6.2.9)$$

შესაბამისი დიაგრამის ანალიზის საფუძველზე შეიძლება ითქვას, რომ ზღურბლის შეზღუდვის მეთოდი ირიბად იყენებს საკონტროლო $(v, w) = (1, I(m_0))$ წერტილს ისე, რომ შედეგად მიღებული მრუდი დარჩება ამ წერტილის ქვემოთ.

6.2.2. შეკრებადობის (დაახლოების) შეზღუდვის მეთოდი

შემოთავაზებული შეკრებადობის (დაახლოების) შეზღუდვის მეთოდი, რეალიზაციის გამარტივების თვალსაზრისით, აუმჯობესებს სტანდარტული ზღურბლის შეზღუდვის მეთოდს საკონტროლო წერტილების ნაკრების შემოღებით, რომლებიც შეიძლება განთავსდეს სიბრტყის ნებისმიერ პოზიციაზე მრუდის ფორმისა და მდებარეობის კონტროლის მიზნით. თითოეული საკონტროლო წერტილი $(v, w) \in [0, 1]^2$ იმის გარანტიას, რომ მრუდი შეესაბამება v -ზე უფრო მეტ გარე ურთიერთინფორმაციას, რომელიც, ამავე დროს, წარმოადგენს შემავალ w ურთიერთინფორმაციას. ეს გამოიხატება ოპტიმიზაციის პროცესში (6.2.9) ფორმულის შემდეგი ცვლილებით

$$r^* > h(m_0, r^*), \quad \forall r^* \in (0, \phi(m_0)], \quad (6.2.10)$$

სადაც $r^* (\geq 0)$ ზღურბლის სიდიდეა, რომელიც აკმაყოფილებს $T_0(w) \geq v$ პირობას.

აღნიშნულიდან გამომდინარე, შესაძლებელია პრობლემის ხელახალი ჩამოყალიბება შემდეგი სახით: მოცემული საკონტროლო კვანძის ხარისხის $\rho(x)$ მაჩვენებლისათვის და საკონტროლო (v, w) წერტილისათვის იმ დიაგრამაზე, სადაც $0 \leq v, w, \leq 1$, სამართლიანია შემდეგი გამოსახულება

$$\begin{aligned} & \max_{\sum_{i=1}^{D_v} \lambda_i = 1} \sum_{i=1}^{D_v} \frac{\lambda_i}{i}, \\ (1) \quad & \sum_{i=1}^{D_v} \lambda_i = 1, \\ (2) \quad & \sum_{i=1}^{D_v} \lambda_i (h_i(m_0, r) - r) < 0, \quad \forall r \in (r^*, \phi(m_0)], \end{aligned} \quad (6.2.11)$$

გამოსახულებაში (6.2.11) $m_0 = \ell^{-1}(w)$ და r^* აკმაყოფილებენ პირობას

$$T_0(w) \triangleq \sum_{i=1}^{D_v} \lambda_i \left(i \sum_{j=2}^{D_c} \rho_j r^{j-1} (1 - (1 - r^*)^{j-1}) \right) \geq v. \quad (6.2.12)$$

აშკარაა, რომ როდესაც $v = 1$, მაშინ $r^* = 0$. ამიტომ ეს შემთხვევა დაიყვანება სტანდარტული ზღურბლის შეზღუდვის მოდელამდე. ამრიგად, საბოლოო მრუდის ფორმისა და მდებარეობის

გაკონტროლების მიზნით შესაძლებელია როგორც იმ შეზღუდვების დაჯგუფება, რომლებიც დაკავშირებულია თითოეულ ინდივიდუალურ საკონტროლო წერტილთან, ასევე ერთობლივი ოპტიმიზაციის ჩატარება, რაც ხორციელდება საკონტროლო M რაოდენობის წერტილების $(v_1, w_1), (v_2, w_2), \dots, (v_M, w_M)$ ნაკრების გათვალისწინებით, სადაც $0 \leq v_1 < v_2 < \dots < v_M \leq 1$ და $0 \leq w_1 \leq w_2 \leq \dots \leq w_M \leq 1$. კონკრეტულად კი, როდესაც საკონტროლო წერტილების ნაკრები სწორადაა განლაგებული შიდა EXIT მრუდზე, მაშინ საბოლოო EXIT მრუდი შეესაბამება ოპტიმიზირებულ LDPC-ჯგუფს, რომელიც წარმოადგენს შიდა კოდს [40].

6.2.3. წრფივი პროგრამირება

როგორც ადრე იყო ნახვენები, შეკრებადობის (დაახლოების) შეზღუდვის მოდელის ძირითადი არსი საკმაოდ მარტივია. სირთულეები დაკავშირებულია მხოლოდ იმასთან, რომ შეზღუდვა (2) (6.2.11)-ში წარმოადგენს λ_i -ის არაწრფივ ფუნქციას. გარდა ამისა, შევნიშნოთ, რომ ოპტიმიზაციის დიაპაზონის განსაზღვრა ან r^* -ის გამოთვლა (6.2.12)-ის საფუძველზე მოითხოვს $\lambda(x)$ -ის ცოდნას, რომელსაც ჯერ კიდევ სჭირდება ოპტიმიზაცია. ამ ქათმისა და კვერცხის დილემის გადალახვის ერთ-ერთი შესაძლო მიდგომაა აპროქსიმირებული $\lambda(x)$ -ის გამოყენება (6.2.12)-ში r^* -ს გამოსათვლელად. კონკრეტულად კი, ნაშრომში შემოთავაზებულია ორი უდაბლესი ხარისხის მქონე ცვალებადი კვანძის λ_{i-1} -სა და λ_{i-2} -ის გათვალისწინება და ხარისხის პროფილის აპროქსიმირება ისევე, როგორც ეს ხდება (6.2.12)-ში.

$$\tilde{\lambda}(x) = \lambda_{i-1}x^{i-1} + \lambda_{i-2}x^{i-2} + O(\lambda_{i-1}x^{i-1}) \approx \lambda_{i-1}x^{i-1} + (1 - \lambda_{i-1})x^{i-1} \quad (6.2.13)$$

ჯერ ერთი, ეს აპროქსიმირებული $\lambda(x)$ გამოიყენება მხოლოდ (6.2.12)-ში r^* -ის მიახლოებითი განსაზღვრის მიზნით ისე, რომ ოპტიმიზაციის პროცესის დაწყება გახდეს შესაძლებელი. (6.2.11)-ში $\lambda(x)$ უნდა ოპტიმიზირდეს (1) და (2) პირობების გათვალისწინებით. მეორე, i_1 და λ_{i_1} (ან λ_{i_1}) სიდიდეები აპროქსიმირებულ $\lambda(x)$ -ში იანგარიშება ორი შემდგომ ნახვენები ხერხიდან (შემთხვევიდან) ერთ-ერთის მეშვეობით.

შემთხვევა 1.

სტანდარტულ LDPC-ჯგუფისათვის $i_1=2$, რომელიც არ შეესაბამება პირველი ხარისხის ცვალებად კვანძებს. ეს იმიტომ ხდება, რომ პირველი ხარისხის ცვალებადი კვანძებისგან გამომავალი შეტყობინებები არ უმჯობესდება შეტყობინებათა ცვლის პროცესის მსვლელობისას. ასეთ შემთხვევაში განვიხილავთ მხოლოდ მეორე და მე-3 ხარისხის კვანძებს ($i_1=2$ და $i_2=3$), მეორე ხარისხის კვანძების მაქსიმალურ პროცენტულ λ_2^* მნიშვნელობას და დანარჩენებს ვამუშავებთ ისე, როგორც მესამე ხარისხის კვანძებს. სტაბილურობის პირობა მიუთითებს იმაზე, რომ არსებობს ისეთი $\xi > 0$ სიდიდე, რომლისთვისაც საწყისი სიმეტრიული შეტყობინების სიმკვრივე P_0 აკმაყოფილებს $\int_{-\infty}^0 P_0(x) dx < \xi$ პირობას, ხოლო სიმკვრივის ცვლილების ნულის ტოლი შეცდომის მდგომარეობამდე დაყვანის აუცილებელი და საკმარისი პირობაა $\lambda(0)P'(1) < e^{\nu}$, სადაც $\nu \triangleq -\log(\int_{-\infty}^{\infty} P_0(x)e^{-x/2} dx)$. ვუსადაგებთ რა საწყისი საშუალო m_0 სიდიდის მქონე გაუსურ შეტყობინებებს სტაბილურობის პირობას, ვღებულობთ: $\nu = m_0/4$ და $\lambda_2^* = e^{m_0/4} / \sum_{j=2}^{D_c} (j-1)p_j$, რომლის საფუძველზე გწერთ შემდეგ გამოსახულებას.

$$\lambda_2^*(w) = \frac{e^{w^{-1}/4}}{\sum_{j=2}^{D_c} p_j(j-1)}. \quad (6.2.14)$$

უნდა აღინიშნოს, რომ წინასწარ შერჩეული საკონტროლო M წერტილებიდან ყველა w_k სიდიდე არაა გამოსადეგი λ_2^* გამოთვლისას (6.2.14)-ის ბაზაზე. ვინაიდან სტაბილურობის პირობები უზრუნველყოფს მოცემული შემავალი შეტყობინებებისთვის ასიმპტოტურ მიახლოებას ნულის ტოლი შეცდომის მდგომარეობასთან, ამიტომ $\lambda_2 \leq \lambda_2^*(w^*)$ გამოსადეგი და საჭიროა მხოლოდ მაშინ, როდესაც გამომავალი ურთიერთინფორმაცია უახლოვდება 1-ს შემავალი ურთიერთინფორმაციის w^* -ს დროს. შიდა EXIT მრუდისთვის ამოკრეფის გამოყენებისას ეს იმის მანიშნებელია, რომ ერთი საკონტროლო წერტილი მაინც, ვთქვათ, ყველაზე მარჯვენა (v_M, w_M) წერტილი,

დაახლოებით უნდა აკმაყოფილებდეს ამ მოთხოვნას: $(v_M, w_M) \approx (1, w_M)$. w_M -ის ეს მნიშვნელობა შემდეგ გამოიყენება (6.2.14)-ში $\lambda_2^* = \lambda_2^*(w_M)$ -ის გამოსათვლელად, რომელიც, თავის მხრივ, გამოიყენება (6.2.12) ფორმულაში r^* -ის გამოთვლის მიზნით. ამის შემდეგ r^* გამოსადეგარი იქნება ყველა საკონტროლო წერტილისთვის 1-დან M -მდე. აღსანიშნავია, აგრეთვე, რომ, იმ შემთხვევაში, როდესაც შეტყობინებათა pdf პაკეტისათვის გამოიყენება გაუსური აპროქსიმაცია (მიახლოება), სტაბილურობის პირობა დაიყვანება გამოსახულებაზე:

$$\lambda_2^*(w) = \frac{e^{r^*-1(w)/4}}{\prod_{j=2}^{D_c} (j-1)^{\rho_j}}, \quad (6.2.15)$$

რაც უფრო სუსტი პირობაა (6.2.14)-თან შედარებით. ჩვენს შემთხვევაში სირთულის შემცირების მიზნით გაუსური აპროქსიმაციის გამოყენების გამო თავიდან იქნება აცილებული ზედმეტი პროგრამისა და ალგორითმების გამოყენება [40, 41, 42].

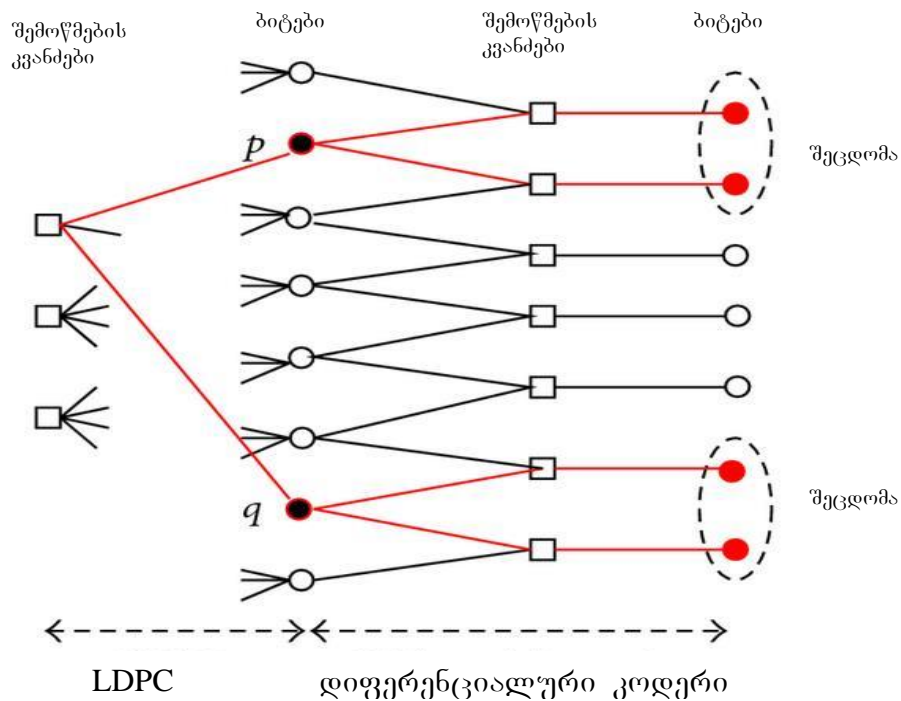
ამრიგად, კოდის აგების (დაპროექტების) შემოთავაზებულ ვარიანტში (6.2.14) გამოსახულება უფრო გამოყენებადია, ვიდრე (6.2.15).

შემთხვევა 2.

განვიხილოთ ისეთი შემთხვევა, როდესაც LDPC-კოდი იტერაციულადაა (რამდენჯერმეა) დეკოდირებული დიფერენციალურ დეკოდირებამდე, ან დეკოდირებულია სხვა რეკურსიულ შიდა კოდთან, ან კიდევ მეხსიერების მოდულთან ერთად. ვინაიდან შიდა კოდს იძულებით შემოაქვს შემოწმების სხვა დონე ყველა ცვალებად კვანძზე, გარეთა LDPC-კოდის პირველი ხარისხის ცვალებადი კვანძები მიიღებენ გარე ინფორმაციას შიდაკოდისგან და მათი შეფასება გაუმჯობესდება დეკოდირების იტერაციებთან (გამეორებებთან) ერთად.

ამრიგად, განზოგადოების დაკარგვის გარეშე შეგვიძლია დავუშვათ, რომ λ_i -ის პირველი და მეორე არანულოვანი მნიშვნელობებია λ_1 და λ_2 . არსებულ ლიტერატურაში არაფერია წარმოდგენილი λ_1 -ისა და λ_2 -ის ანალიზური საზღვრების შესახებ. ამიტომ წინამდებარე ნაშრომში შემოთავაზებულია λ_1 -ის შემოსაზღვრა იმ პირობით, რომ $\lambda_1 \leq 1 - R$, სადაც R კოდური სიჩქარეა (ზუსტი კოდური სიჩქარე ოპტიმიზაციის შედეგზეა დამოკიდებული და შეიძლება ოდნავ

განსხვავდებოდეს სამიზნე კოდური სინქარისგან). რაციონალურია ის ფაქტი, რომ თუ $\lambda_1 > 1-R$, მაშინ არსებობს, როგორც მინიმუმ, ორი პირველი ხარისხის ცვალებადი კვანძი, მაგალითად p -ური და q -ური შემოწმების კვანძები. როდესაც LDPC-კოდი მარტო მუშაობს, ეს ორი ცვალებადი კვანძი აშკარად გამოუსადეგარია, ხოლო როდესაც LDPC-კოდი გაერთიანებულია შიდა რეკურსიულ კოდთან, როგორც ეს ნახ. 6.1-ზეა ნაჩვენები, მაშინ ეს ორი პირველი ხარისხის ცვალებადი კვანძი მთლიანი კოდური სიტყვისთვის, მიუხედავად კოდის სიგრძისა, გამოიწვევს 4-ის ტოლ მინიმალურ დისტანციას. ამ ემპირიული შეზღუდვის გამო λ_1 -სთვის (6.2.12)-ში შეგვიძლია გამოვიყენოთ $\tilde{\lambda}(x) = (1-R) + Rx$ აპროქსიმაცია, რასაც მიყვავართ r^* -ის (ქვედა საზღვრის) გაანგარიშებას. ამრიგად, კოდის ოპტიმიზაციის პრობლემა, როგორც ეს ჩამოყალიბებულია შეკრებადობის შეზღუდვის მეთოდში, შეიძლება გადაწყდეს წრფივი პროგრამირების მეშვეობით.



ნახ. 6.1. დეფექტი $\lambda_1 > 1-R$ -სთვის

უფრო მოსალოდნელია, რომ საკონტროლო წერტილების შერჩევა პირდაპირ ახდენს გავლენას ოპტიმიზაციის შედეგებზე. საკონტროლო წერტილების ნაკრები არ უნდა იყოს დიდი, ვინაიდან საკონტროლო

წერტილების ჭარბი რაოდენობა აშკარად ანელებს ოპტიმიზაციის პროცესის შეკრებადობას, რომელიც ზოგჯერ უარესდება კიდევ საგარაუდოა, რომ საკონტროლო წერტილების რაოდენობა უნდა შეირჩეს 3-დან 5-ის ფარგლებში, რაც სავსებით საკმარისია შიდა EXIT მრუდის ფორმის დასახასიათებლად. ჩატარებული ექსპერიმენტები ცხადყოფენ, რომ შემოთავაზებული მეთოდი ქმნის ისეთ EXIT მრუდებს, რომელთა ფორმა ძალიან კარგად შეესაბამება სასურველს, თუმცა ის მდებარეობს ოდნავ ქვემოთ, რაც იმის მანიშნებელია, რომ საბოლოო კოდური სიჩქარე სასურველზე ცოტათი ნაკლებია. ეს გარემოება შეიძლება კომპენსირდეს საკონტროლო წერტილების სასურველი მდებარეობიდან ოდნავ მაღლა აწევით.

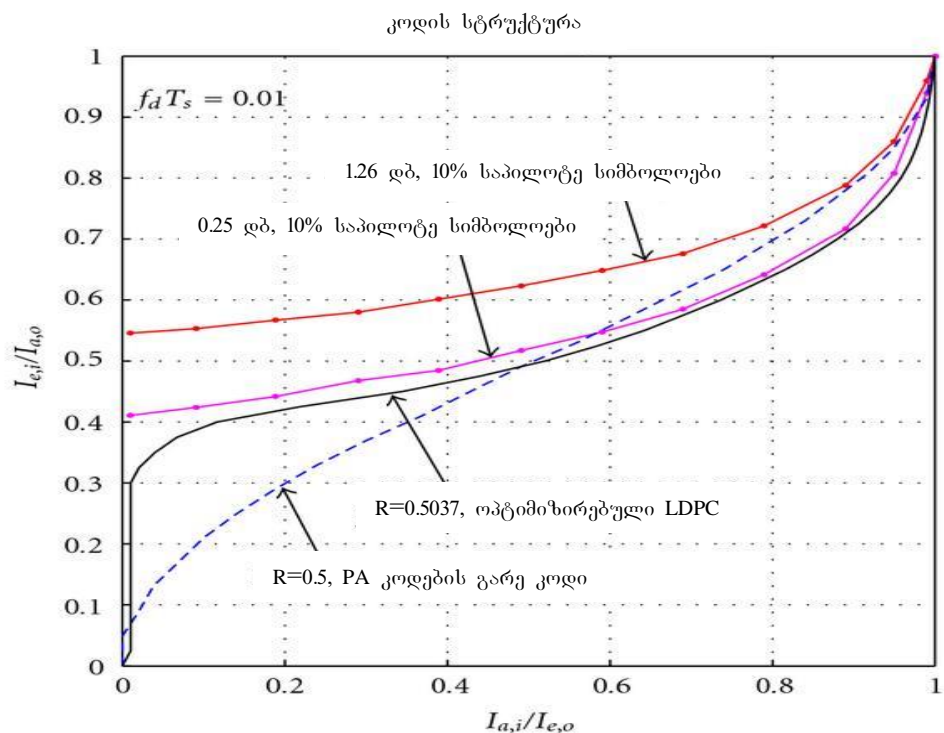
6.3. ოპტიმიზაციის შედეგები

ორმაგი ოპტიმიზაციის რეალიზაციის სირთულის გამო მის ნაცვლად ნაშრომში გამოყენებულია ოპტიმალური საკონტროლო კვანძის ხარისხის მაჩვენებლების კონცენტრაციის წესი (იხ. ფორმულა 6.2.4) და წინასწარაა შერჩეული $\rho(x)$, რაც სვეტის საშუალო სიმაღლეს ხდის დაახლოებით 3-ის ტოლს. ხარისხის მარცხენა მაჩვენებელი (პროფილი) $\lambda(x)$ ოპტიმიზირებულია წინა პარაგრაფში განხილული შეკრებადობის (დაახლოების) შეზღუდვის მეთოდის მეშვეობით.

გაგაანალიზოთ წინამდებარე ნაშრომის ფარგლებში ჩატარებული LDPC-კოდის ოპტიმიზაციასთან დაკავშირებული ექსპერიმენტების შედეგები.

ჯერ ერთი, დიფერენციალური კოდირებისათვის კოდების ოპტიმალური LDPC ჯგუფი ყოველთვის შეიცავს პირველი და მეორე ხარისხის ცვალებად კვანძებს. მაღალსიჩქარიანი კოდებისათვის (0,75-ზე მეტი) ეს კვანძები დომინირებადია და, ზოგიერთ შემთხვევაში, წარმოადგენს ცვალებადი კვანძების ერთადერთ სახეობას ნებისმიერი ხარისხის მაჩვენებლისათვის. საშუალო სიჩქარეებისათვის (დაახლოებით 0,5-ის ტოლი) ასევე არსებობს მაღალი ხარისხის

ცვალებადი კვანძების დიდი რაოდენობა. იმის გათვალისწინებით, რომ PA-კოდის გარეთა კოდს აქვს მხოლოდ პირველი და მეორე ხარისხის ცვალებადი კვანძები $\lambda(x) = (1-R)/(1+R) + (2R/(1+R))x$, სადაც $R \geq 1/2$ კოდის სიჩქარეა, სამართლიანი იქნება იმის თქმა, რომ PA (თითქმის) ოპტიმალურია მაღალ სიჩქარეებზე, მაგრამ ნაკლებად ოპტიმალურია საშუალო სიჩქარეებზე. ოპტიმიზირებული LDPC ჯგუფი შეიცავს ხარისხის სხვაგვარ განაწილებას PA-კოდთან შედარებით. ეს სხვაობა ძალიან მცირეა ასიმპტოტურ ზღურბლებში ან სასრული სიგრძის საიმიტაციო მოდელებში, რაც კარგად აისახება დიაგრამებზე. თუ სიჩქარე 3/4-ის ტოლია (იხ. ნახ. 5.2), მაშინ PA-კოდის გარეთა კოდსა და შიდა დიფერენციალურ კოდს შორის მოქცეული არე ძალიან პატარაა, რაც არ იძლევა სიჩქარის გაუმჯობესების შესაძლებლობას. შედარებისათვის, თუ სიჩქარე დაახლოებით 0,5-ია (ნახ. 6.2), მაშინ არე გაცილებით დიდი ხდება, რაც მიანიშნებს იმაზე, რომ ოპტიმიზირებულ გარეთა კოდს შეუძლია მიაღწიოს ინფორმაციის გადაცემის უფრო დიდ სიჩქარეს იმავე SNR ზღურბლისთვის.



ნახ. 6.2. 0,5-ის ტოლი სიჩქარის ოპტიმიზაციის შედეგი

განხილულია შიდა დიფერენციალური კოდი, რომელიც მუშაობს 0,25 დბ-ზე $f_d T_s = 0.01$ რელეის მიღვევად არხში და რომელიც დეკოდირებულია არაკოპერენტული IDDD მიმღების (რესივერის) მეშვეობით საპილოტე სიმბოლოების 10%-ის გამოყენებისას. ოპტიმიზირებულ LDPC ჯგუფს აქვს კოდური სიჩქარე $R = 0.5037$ და ხარისხის მაჩვენებელი

$$\begin{aligned} \lambda(x) &= 0.0672 + 0.4599x + 0.0264x^8 + 0.0495x^9 \\ &\quad + 0.0720x^{10} + 0.0828x^{11} + 0.0855x^{12} \\ &\quad + 0.0807x^{13} + 0.0760x^{14}, \\ \rho(x) &= x^5. \end{aligned} \tag{6.2.16}$$

როგორც ჩანს, ორი EXIT მრუდი ძალიან კარგად შეესატყვისება ერთმანეთს. აქ შიდა EXIT მრუდი გაანგარიშებულია მონტე-კარლოს იმიტაციური მოდელირების მეშვეობით, სადაც თანმიმდევრობები აღებულია $N = 10^6$ რაოდენობის ბიტების ბლოკში და სადაც კომპენსირებულია საპილოტე სიმბოლოებით გამოწვეული სიმძლავრის გაუარესება.

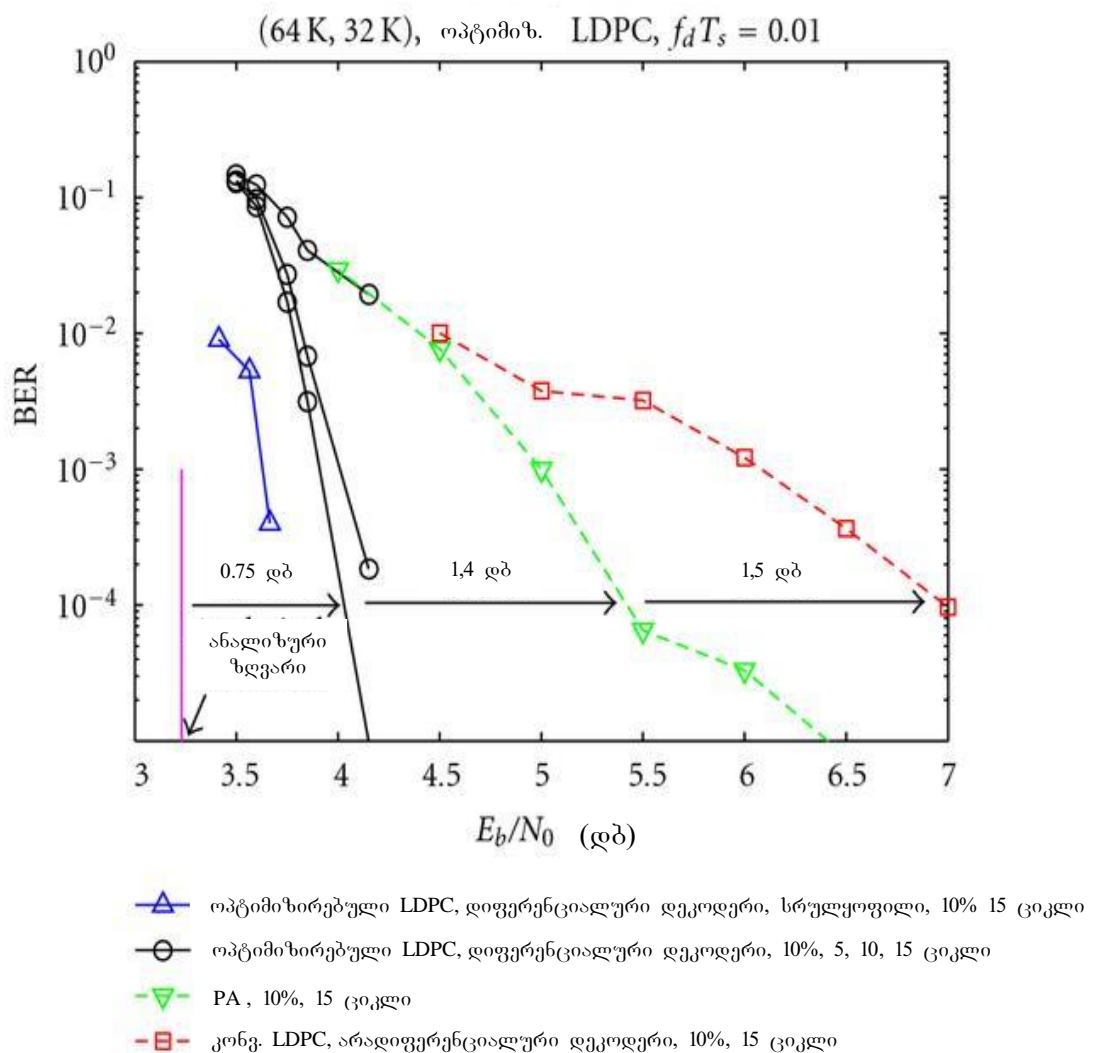
იტერაციული პროცესის კონვერგენციის წარმატებით შესასრულებლად ოპტიმიზირებულ LDPC ჯგუფს ასიმპტოტურად ჭირდება $0.25 - 10 \log_{10}(0.5037) = 3.2283$ დბ 0,5 სიჩქარის მქონე PA- კოდთან შედარებით, რომელიც საჭიროებს $1.26 - 10 \log_{10}(0.5) = 4.2703$ დბ-ს (იხ. ნახ. 6.2.). ოპტიმიზირებული კოდების LDPC ჯგუფი 1,04 დბ-ით უკეთესია ასიმპტოტურად. თუმცა, იმ შემთხვევაში, როდესაც შიდა და გარეთა მრუდებს შორის სივრცე სულ უფრო ვიწრო ხდება, მაშინ შეტყობინებების გადამცემი დეკოდერი ნულის ტოლი შეცდომის მდგომარეობის მისაღწევად მოითხოვს უფრო მეტი რაოდენობის იტერაციებს. სიჩქარის მაქსიმალური ზღვარის მიღწევა ხდება გაანგარიშებების გაზრდილი სირთულისა და დამუშავების დროის ზრდის ფასად.

ოპტიმიზირებული კოდების LDPC ჯგუფი კარგია ასიმპტოტური გაგებით, ანუ, სხვა სიტყვებით რომ ვთქვათ, კოდების უსასრულო ან ძალიან დიდი სიგრძისას. კონცენტრაციის წესის თანახმად, დიდი

სიგრძეების შემთხვევაში, კოდების ყველა რეალიზაცია თავისი მახასიათებლებით ახლოსაა ერთმანეთთან და უკლებლივ ყველა უახლოვდება ერთმანეთს ასიმპტოტურ ზღურბლში მაშინ, როდესაც სიგრძე იზრდება შეზღუდვასთან ერთად. თუმცა, მოკლე სიგრძეებისას კონცენტრაციის წესი ირღვევა და მახასიათებლები შეიძლება გაცილებით შესამჩნევად იცვლებოდეს ერთი კოდის რეალიზაციიდან მეორე კოდის რეალიზაციამდე. კარგი რეალიზაცია იძლევა უფრო დიდ გარშემოწერილობას (კვეთის პერიმეტრს), რაც მიიღწევა ან მოკლე ციკლების ნაკლები რაოდენობით ან უფრო მცირერიცხოვანი წყვეტების ნაკრების კიდის პროგრესული ზრდის ალგორითმის მეშვეობით.

ნახ. 6.3-ზე იმიტირებულია ოპტიმიზირებული 0,5037 სიჩქარის მქონე LDPC-კოდი როგორც დიფერენციალური, ასევე არაკოჰერენტული დიფერენციალური კოდირების შემთხვევაში. რელეის არხი და შიდა დიფერენციალური დეკოდერი (IDDD რესივერი) იგივეა, რაც განხილულია ნახ. 6.2-ზე. შერჩეულია დიდი $N=64\ 000$ სიგრძის კოდური სიტყვა, რათა ნათელი ყოფილიყო ის ფაქტი, თუ რამდენად კარგად შეესაბამება იმიტაციური მოდელირება ანალიზურ ზღურბლს. როგორც ცნობილია, იტერაციების დიდი რაოდენობა (მაგალითად, 100 იტერაცია) უმჯობესია კოდის სარგებლის სრული გამოყენებისათვის, მაგრამ, სირთულისა და პრაქტიკულ სისტემებში შესაძლებელი შეფერხებების გათვალისწინებით, წინამდებარე ნაშრომში მხოლოდ 15 იტერაციის მოდელირებაა აღწერილი. ნახ. 6.3-ზე ყველაზე მარცხნივ არსებული მრუდი შეესაბამება ოპტიმიზირებულ DE-LDPC კოდს იდეალური დეტექტირებისას საპილოტე სიმბოლოების 10%-ის შემთხვევაში. სწორედ ამ საპილოტე სიმბოლოებს მოიცავს განხილული კოჰერენტული დეტექტირების შემთხვევა, რათა გადაანაცვლოს (დააბალანსოს) მრუდი და შესაძლებელი იყოს სწორი შედარება ყველა სხვა არაკოჰერენტულად დეტექტირებულ მრუდთან, რომლებიც მოიცავენ საპილოტე სიმბოლოების 10%-ს. იდეალური დეტექტირების მრუდის მარჯვენა ნაწილში არსებული სამი წრიული მრუდი შეესაბამება იტერაციული დიფერენციალური დეტექტირების არაკოჰერენტულ მახასიათებლებს მე-5, მე-10, და მე-15 იტერაციებზე დეკოდირების გამოყენებისას. ნახ. 6.3-დან ჩანს, რომ ოპტიმიზირებული

დიფერენციალურად კოდირებული LDPC-კოდის მახასიათებლები მხოლოდ 0,3 დბ-ით ნაკლებია კოდირებულ დეტექტირებასთან შედარებით, რაც საკმაოდ კარგი შედეგია. გარდა ამისა, იმიტირებული მახასიათებლები მხოლოდ 0,75 დბ-ითაა შორს 3,23 დბ-ის შესაბამის ზემოთ განხილული ასიმპტოტური ზღურბლისაგან, რაც გვიჩვენებს თეორიული კვლევის მასალის შედეგების პრაქტიკულ შედეგებთან თანხვედრას.



ნახ. 6.3. სიმულაცია ოპტიმიზირებული 0,5037 სინქარის მქონე LDPC- კოდის დიფერენციალური და არაკოპერენტული დიფერენციალური კოდირებით.

შედარების მიზნით, ნახ. 6.3-ზე დატანილია PA-კოდისა და დიფერენციალური კოდირების გარეშე სტანდარტული LDPC-კოდის მახასიათებლებიც. ორივეს დაახლოებით 0,5-ის ტოლი კოდური სიჩქარე აქვს და ორივე არაკოჰერენტულადაა დემუქტირებული. როგორც ნახაზიდან ჩანს, PA-კოდი 15 დბ-ით უკეთეს მახასიათებლებს გვაძლევს, თუმცა ოპტიმიზირებული DE-LDPC კოდის მახასიათებლები დამატებით კიდევ 1,4 დბ-ით უკეთესია.

დასკვნები

1. ნაჩვენებია UMTS ქსელის აგების პრინციპები, მასში გამოყენებული არხების კოდური დაყოფის მეთოდი CDMA, მონაცემთა გადაცემის მომსახურების მიწოდების მოდელი 3G ქსელებში და მოყვანილია მათი ხარისხის ანალიზი.

2. აღწერილია ევროპული DVB-T სტანდარტის ციფრული ტელემაუწყებლობის გადამცემში სიგნალის ფორმირების პროცესი კომპიუტერული პროგრამის გამოყენებით.

3. განხილულია UMTS-ის ვიდეოსერვისებში გამოყენებული კოდირების სხვადასხვა სტანდარტები და მათი მოქმედების პრინციპები. ჩატარებულია კოდირების სიჩქარეების ანალიზი. გაანალიზებულია სტანდარტების სრულყოფის სამომავლო ტენდენციები.

4. დადგენილია დაბალი სიმკვრივის მქონე კოდების უპირატესობა. ნაჩვენებია, რომ კოდები ძალიან კარგია როგორც კოჰერენტული, ისე არაკოჰერენტული დეტექტირებისას.

5. ნაჩვენებია, რომ არა მარტო შესაძლებელია, არამედ ძალზედ ხელსაყრელიცაა LDPC-კოდების ოპტიმიზაცია დიფერენციალურ დეკოდერთან შესაბამისობაში მოსაყვანად.

6. დადასტურებულია, რომ კოჰერენტული დეტექტირებისას LDPC-კოდების გამოყენება იძლევა სიგნალის დონის 2,9 დბ-ით უკეთეს მაჩვენებელს არაკოჰერენტულ დეტექტირებასთან შედარებით.

7. დასაბუთებულია, რომ დიფერენციალური კოდირების შემთხვევაში არაკოჰერენტულ დეტექტირებას მიყვავართ არაკოჰერენტულ დიფერენციალურ დეტექტირებამდე, ხოლო არადიფერენციალური კოდირების შემთხვევაში – მრავალი საპილოტე სიმბოლოების გამოყენების აუცილებლობამდე.

8. გამოვლენილია, რომ ოპტიმიზირება მიიღწევა შეკრებადობის შეზღუდვისა და სიმკვრივის ცვლილების მეთოდის მეშვეობით. შედეგად მიღებული ოპტიმიზირებული ხარისხის მაჩვენებლები უფრო არასტანდარტულია, ვინაიდან ისინი მოიცავენ პირველი და მეორე ხარისხის ცვალებად კვანძებს, რაც პირდაპირ კავშირშია სტანდარტული LDPC-კოდების შემთხვევასთან (ანუ კოჰერენტულ

დეტექტირებასთან), სადაც პირველი ხარისხის ცვალებადი კვანძები მიიხნევა ძალზედ არასასურველად.

9. დადგენილია, რომ შემოთავაზებული მეთოდის ეფექტურობა დასტურდება იმით, რომ ოპტიმიზირებული DE-LDPC-კოდი იძლევა დამატებით 1,4 დბ-ითა და 2,9 დბ-ით უკეთეს შედეგს არსებულ PA-კოდსა და სტანდარტულ LDPC-კოდთან შედარებით იმ შემთხვევაში, როდესაც არაკოჰერენტული დეტექტირებაა გამოყენებული.

10. ნაჩვენებია, რომ ნაშრომში დამუშავებული ოპტიმიზაციის პროცედურა გამოყენებადია, ვინაიდან იგი უზრუნველყოფს შესაბამისი მრუდის სასურველ ფორმას და მდებარეობას და, შესაბამისად, შეუძლია უზრუნველყოს LDPC-კოდის თავსებადობა პრაქტიკულად ნებისმიერ შემყვან-გამომყვან პროცესორთან ამ უკანასკნელის არასრულყოფილების სრული გათვალისწინებით.

10. დადგენილია, რომ LDPC-კოდები მაინც უზრუნველყოფენ სასურველ შედეგებს დიფერენციალური კოდირებისას და ნებისმიერი სხვა რეკურსიული შიდა კოდისა და მოდულაციის გამოყენებისას, თუმცა ამ შემთხვევაში აიგოს ხარისხის მაჩვენებლები.

გამოყენებული ლიტერატურა

1. ჯ. ხუნწარია, ზ. გოგილაშვილი, გ. მურჯიკნელი, გ. ირემაშვილი, ტელეკომუნიკაციის სისტემები. თბილისი, სტუ, 2007, 104 გვ.
2. Берлин А., Цифровые сотовые системы связи. Эко-Трендз, сентябрь 2007, 296 с.
3. ბ. წიკლაური, ჯ. ხუნწარია. მესამე თაობის მობილური კავშირის სისტემა UMTS და მისი ფუნქციები. მე-2 საერთაშორისო სამეცნიერო კონფერენციის “ენერგეტიკა: რეგიონული პრობლემები და განვითარების პერსპექტივები” მასალები. ქუთაისი, აკაკი წერეთლის სახელმწიფო უნივერსიტეტი, 2013, გვ. 352-356.
4. ბ. წიკლაური. მესამე თაობის მობილური კავშირის სისტემა UMTS. ჟურნალი “ინტელექტუალი”, №23, 2013, გვ. 270-273.
5. ბ. წიკლაური, ჯ. ხუნწარია. სიმძლავრის რეგულირება UMTS სისტემაში. ჟურნალი “განათლება”, №2(8), 2013, გვ. 193-196.
6. Сардин И., Мобильная связь третьего поколения. (<http://www.wireless-e.ru/articles/market/2006-2-4.php>).
7. Dahlman E., Parkvall S., Skold J., 3G Evolution, Unknown, 16.10.2007, p. 496. (<http://lib.mexmat.ru/books/26380>).
8. UMTS the fundamentals, B.Walke., P.Seidenberg., M.P.Althoff., Wiley, 2003, p. 303. (http://www.amazon.com/UMTS-Fundamentals-Bernhard-H-Walke/dp/0470845570/ref=sr_1_1?s=books&ie=UTF8&qid=1279824270&sr=1-1).
9. Ghosh A., Zhang J., Andrews J.G., Muhamed R. Fundamentals of LTE. Communications Engineering and Emerging Technologies Series, Prentice-Hall, June 2010.
10. Chen J.-C., Zhang T. IP-Based Next-Generation Wireless Networks: Systems, Architectures, and Protocols. New York: Wiley-Interscience, 2004.
11. Johnson C.R., Kogan Y., Levy Y., Saheban F., Tarapore P. VoIP Reliability: A Service Provider's Perspective. IEEE Communications Magazine, July 2004.

12. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. СПб.: "Питер", 2000.
13. Кучерявый А.Е., Гшченко Л.З., Иванов А.Ю. Пакетная сеть связи общего пользования. СПб.: Наука и техника, 2004.
14. Вишневский В.М., Портной С.А., Шахнович И.В. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G. – М.: Техносфера, 2009. - 472 с.
15. Walke B., Mangold S., Berlemann L. IEEE 802 Wireless Systems: Protocols, Multi-Hop Mesh/Relaying, Performance and Spectrum Coexistence / Wiley, Chichester, 2007. – p. 382.
16. Farley T. Mobile Telephone History//Teletronika 3/4, 2005. – <http://www.privateline.com>.
17. Grag V.K. Wireless Network Evolution: 2G to 3G. Prentice Hall Communication Engineering and Emerging Technologies Series. Published by Prentice Hall, 2002.
18. Попов Ю.Ф. Стандарты MPEG: техника и тенденции развития. – Техника кино и телевидения, 2002, №7, с. 15-19.
19. ITU-T Recommendation H.261. Line Transmission of Non-Telephone Signals. Video Codec for Audiovisual Services at px64 kbits. 03/93.
20. ITU-T Recommendation H.262. Transmission of Non-Telephone Signals. Information Technology – Generic of Moving Pictures and Associated Audio Information: Video. 07/95.
21. Смирнов А.В. Основы цифрового телевидения. Учебное пособие. – М.: Горячая линия-Телеком, 2001.
22. დ. ბერიაშვილი. რადიოტექნიკური სისტემები (სატელევიზიო სისტემები). ნაწილი I// თბილისი, საგამომცემლო სახლი “ტექნიკური უნივერსიტეტი”, 2009. – გვ. 107.
23. Харатишвили Н. Г., Мурджикнели Г. Г., Модебадзе Ю. Ш., Чхеидзе И. М., Матосов В. М. Эффективное оценивание перемещений в ТВ изображениях//ЧССР, Прага, 1988. – с. 66-70.
24. Цифровая обработка телевизионных и компьютерных изображений. Под

- редакцией Ю.Б. Зубарева и В.П. Дворковича. М.: Международный центр научной и технической информации. 1997, – с. 214.
25. Д. Ватолин, А. Ратушняк, М. Смирнов, В. Юкин. Методы сжатия данных. Алгоритмы сжатия изображений. М.: ISBN, 2002, – с. 97.
 26. Chiariglione L. Impact of MPEG Standards on Multimedia Industry. Proceeding of the IEEE 86, 1998, pp. 1222-1227.
 27. ISO/IEC JTC/SC29/WG11. Coding of Moving Pictures and Audio. MPEG-4. Overview. 1999.
 28. Kaup A. Object-Based Texture Coding of Moving Video in MPEG-4. IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology Bd. 9, 1999, pp. 5-15.
 29. Garcia Albert Leon. Communication network fundamental concepts and key architectures. Mc Graw Hill Higher Education, 2004. – p. 900.
 30. R. G. Gallager, Low Density Parity-Check Codes. MIT Press, Cambridge, MA, 1963.
 31. ბ. წიკლაური, ჯ. ხუნწარია. LDPC კოდები. ჟურნალი “განათლება”, №2(8), 2013, გვ.190-193.
 32. P. Elias, “Coding for two noisy channels”, in Information Theory, Third London Symposium, pp. 61-76, 1955.
 33. 3GPP TR 36.913 V8.0.0. Requirements for Further Advancements for E-UTRA (LTEAdvanced), Release 8.– 3GPP, 06.2008.
 34. UMTS Evolution from 3GPP Release 7 to Release 8 HSPA and SAE/LTE. – <http://www.3gamericas.org>.
 35. T. Richardson, A. Shokrollahi, and R. Urbanke, Design of capacity-approaching irregular low density parity-check codes, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 47, pp. 619-637, 2001
 36. ბ. წიკლაური, ჯ. ხუნწარია. LTE ტექნოლოგია. მე-2 საერთაშორისო სამეცნიერო კონფერენციის “ენერგეტიკა: რეგიონული პრობლემები და განვითარების პერსპექტივები”

მასალები. ქუთაისი, აკაკი წერეთლის სახელმწიფო უნივერსიტეტი, 2013, გვ. 356-359.

37. Kaaranen H., Ahtiainen A., Laitinen L., Naghian S., Nienu V. UMTS Networks: Architecture, Mobility and Service (Second Edition), John Wiley&Sons, Ltd., 2005.
38. 3GPP TS 36.211. Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 8).
39. Andreev S., Dubkov K., Turlikov A. IEEE 802.11 and 802.16 cooperation within multi-radio stations // Proc. of the 11th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications. — 2008. — p. 1-5.
40. C. E. Shannon, A mathematical theory of communication, "Bell System Technic" alJournal, vol. 27, pp. 379-423, 1948.
41. *Gyorfi L., Gyori S., Massey J.* Multiple Access Channels: Theory and Practice / Ed. by E. Biglieri, L. Gyorfi.— IOS Press, Amsterdam, 2007.—Vol. 10. - P. 214-249.
42. E. Berlekamp, R. McEliece, and H. van Tilborg, "On the inherent intractability of certain coding problems," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 24, pp. 384-386, 1978.

დანართი

მეორე და მესამე თავში აღნიშნული გარდაქმნები შესრულებულია

პროგრამა Matlab-ში

%DVB-T 2K გადაცემა

%The available bandwidth is 8 Mhz

%2K is intended for mobile services

clear all;

close all;

%DVB-T Parameters

Tu=224e-6;

%useful OFDM symbol period

T=Tu/2048;

%baseband elementary period

G=0;

%choice of 1/4, 1/8, 1/16, and 1/32

delta=G*Tu;

%guard band duration

Ts=delta+Tu;

%total OFDM symbol period

Kmax=1705;

%number of subcarriers

Kmin=0;

FS=4096;

%IFFT/FFT length

q=10;

%carrier period to elementary period ratio

fc=q*1/T;

%carrier frequency

Rs=4*fc;

%simulation period

t=0:1/Rs:Tu;

%Data generator (A)

M=Kmax+1;

rand('state',0);

a=-1+2*round(rand(M,1)).'+i*(-1+2*round(rand(M,1))).';

A=length(a);

info=zeros(FS,1);

info(1:(A/2)) = [a(1:(A/2)).']; **%Zero padding**

info((FS-((A/2)-1)):FS) = [a(((A/2)+1):A).'];

%Subcarriers generation (B)

carriers=FS.*ifft(info,FS);

tt=0:T/2:Tu;

figure(1);

```

subplot(211);
stem(tt(1:20),real(carriers(1:20)));
subplot(212);
stem(tt(1:20),imag(carriers(1:20)));
figure(2);
f=(2/T)*(1:(FS))/(FS);
subplot(211);
plot(f,abs(fft(carriers,FS))/FS);
subplot(212);
pwelch(carriers,[ ],[ ],[ ],2/T);
% D/A simulation
L = length(carriers);
chips = [ carriers.';zeros((2*q)-1,L)];
p=1/Rs:1/Rs:T/2;
g=ones(length(p),1); %pulse shape
figure(3);
stem(p,g);
dummy=conv(g,chips(:));
u=[dummy(1:length(t))]; % (C)
figure(4);
subplot(211);
plot(t(1:400),real(u(1:400)));
subplot(212);
plot(t(1:400),imag(u(1:400)));
figure(5);
ff=(Rs)*(1:(q*FS))/(q*FS);
subplot(211);
plot(ff,abs(fft(u,q*FS))/FS);
subplot(212);
pwelch(u,[ ],[ ],[ ],Rs);
[b,a] = butter(13,1/20); %reconstruction filter
[H,F] = FREQZ(b,a,FS,Rs);
figure(6);
plot(F,20*log10(abs(H)));

```



```

uoft = filter(b,a,u);                                %baseband signal (D)
figure(7);
subplot(211);
plot(t(80:480),real(uoft(80:480)));
subplot(212);
plot(t(80:480),imag(uoft(80:480)));
figure(8);
subplot(211);
plot(ff,abs(fft(uoft,q*FS))/FS);
subplot(212);
pwelch(uoft,[ ],[ ],[ ],Rs);
%Upconverter
s_tilde=(uoft.').*exp(1i*2*pi*fc*t);
s=real(s_tilde);                                    %passband signal (E)
figure(9);
plot(t(80:480),s(80:480));
figure(10);
subplot(211);
%plot(ff,abs(fft(((real(uoft).').*cos(2*pi*fc*t)),q*FS))/FS);
%plot(ff,abs(fft(((imag(uoft).').*sin(2*pi*fc*t)),q*FS))/FS);
plot(ff,abs(fft(s,q*FS))/FS);
subplot(212);
%pwelch(((real(uoft).').*cos(2*pi*fc*t)),[ ],[ ],[ ],Rs);
%pwelch(((imag(uoft).').*sin(2*pi*fc*t)),[ ],[ ],[ ],Rs);
pwelch(s,[ ],[ ],[ ],Rs);

```

5.2 OFDM Reception

```

%DVB-T 2K Reception
clear all;
close all;
Tu=224e-6;                                          %useful OFDM symbol period
T=Tu/2048;                                         %baseband elementary period
G=0;                                               %choice of 1/4, 1/8, 1/16, and 1/32
delta=G*Tu;                                        %guard band duration
Ts=delta+Tu;                                       %total OFDM symbol period

```

```

Kmax=1705;                %number of subcarriers
Kmin=0;
FS=4096;                 %IFFT/FFT length
q=10;                   %carrier period to elementary period ratio
fc=q*1/T;               %carrier frequency
Rs=4*fc;                %simulation period
t=0:1/Rs:Tu;
tt=0:T/2:Tu;

%Data generator
sM=2;
[x,y] = meshgrid((-sM+1):2:(sM-1),(-sM+1):2:(sM-1));
alphabet = x(:) + 1i*y(:);
N=Kmax+1;
rand('state',0);
a=-1+2*round(rand(N,1)).'+i*(-1+2*round(rand(N,1))).';
A=length(a);
info=zeros(FS,1);
info(1:(A/2)) = [ a(1:(A/2)).'];
info((FS-((A/2)-1)):FS) = [ a(((A/2)+1):A).'];
carriers=FS.*ifft(info,FS);

%Upconverter
L = length(carriers);
chips = [ carriers.';zeros((2*q)-1,L)];
p=1/Rs:1/Rs:T/2;
g=ones(length(p),1);
dummy=conv(g,chips(:));
u=[dummy; zeros(46,1)];
[b,aa] = butter(13,1/20);
uoft = filter(b,aa,u);
delay=64;                %Reconstruction filter delay
s_tilde=(uoft(delay+(1:length(t))).').*exp(1i*2*pi*fc*t);
s=real(s_tilde);

%OFDM RECEPTION

%Downconversion

```

```

r_tilde=exp(-1i*2*pi*fc*t).*s; %(F)
figure(1);
subplot(211);
plot(t,real(r_tilde));
axis([0e-7 12e-7 -60 60]);
grid on;
figure(1);
subplot(212);
plot(t,imag(r_tilde));
axis([0e-7 12e-7 -100 150]);
grid on;
figure(2);
ff=(Rs)*(1:(q*FS))/(q*FS);
subplot(211);
plot(ff,abs(fft(r_tilde,q*FS))/FS);
grid on;
figure(2);
subplot(212);
pwelch(r_tilde,[],[],[],Rs);
%Carrier suppression
[B,AA] = butter(3,1/2);
r_info=2*filter(B,AA,r_tilde); %Baseband signal continuous-time (G)
figure(3);
subplot(211);
plot(t,real(r_info));
axis([0 12e-7 -60 60]);
grid on;
figure(3);
subplot(212);
plot(t,imag(r_info));
axis([0 12e-7 -100 150]);
grid on;
figure(4);
f=(2/T)*(1:(FS))/(FS);

```

```

subplot(211);
plot(ff,abs(fft(r_info,q*FS))/FS);
grid on;
subplot(212);
pwelch(r_info,[ ],[ ],[ ],Rs);
%Sampling
r_data=real(r_info(1:(2*q):length(t)))... %Baseband signal, discretetime
    +1i*imag(r_info(1:(2*q):length(t))); % (H)
figure(5);
subplot(211);
stem(tt(1:20),(real(r_data(1:20))));
axis([0 12e-7 -60 60]);
grid on;
figure(5);
subplot(212);
stem(tt(1:20),(imag(r_data(1:20))));
axis([0 12e-7 -100 150]);
grid on;
figure(6);
f=(2/T)*(1:(FS))/(FS);
subplot(211);
plot(f,abs(fft(r_data,FS))/FS);
grid on;
subplot(212);
pwelch(r_data,[ ],[ ],[ ],2/T);
%FFT
info_2N=(1/FS).*fft(r_data,FS); % (I)
info_h=[info_2N(1:A/2) info_2N((FS-((A/2)-1)):FS)];
%Slicing
for k=1:N,
a_hat(k)=alphabet((info_h(k)-alphabet)==min(info_h(k)-alphabet)); %(J)
end;
figure(7)
plot(info_h((1:A)), 'k');

```

```
title('info-h Received Constellation')
```

```
axis square;
```

```
axis equal;
```

```
figure(8)
```

```
plot(a_hat((1:A)), 'or');
```

```
title('a_hat 4-QAM')
```

```
axis square;
```

```
axis equal;
```

```
grid on;
```

```
axis([-1.5 1.5 -1.5 1.5]);
```

5.3 Eq. (2.1.4) vs. IFFT

%DVB-T 2K signal generation Eq. (2.1.4) vs. 2N-IFFT

```
clear all;
```

```
close all;
```

```
Tu=224e-6; %useful OFDM symbol period
```

```
T=Tu/2048; %baseband elementary period
```

```
G=0; %choice of 1/4, 1/8, 1/16, and 1/32
```

```
delta=G*Tu; %guard band duration
```

```
Ts=delta+Tu; %total OFDM symbol period
```

```
Kmax=1705; %number of subcarriers
```

```
Kmin=0;
```

```
FS=4096; %IFFT/FFT length
```

```
q=10; %carrier period to elementary period ratio
```

```
fc=q*1/T; %carrier frequency
```

```
Rs=4*fc; %simulation period
```

```
a=-1+2*round(rand(M,1)).'+i*(-1+2*round(rand(M,1))).';
```

```
A=length(a);
```

```
info = [ a.'];
```

```
tt=0:1/Rs:Ts;
```

```
TT=length(tt);
```

```
k=Kmin:Kmax;
```

```
for t=0:(TT-1); % Eq. (2.1.4)
```

```
phi=a(k+1).*exp((1j*2*(((t*(1/Rs))-delta))*pi/Tu).*((k-(Kmax-Kmin)/2)));
```

```

s(t+1)=real(exp(1j*2*pi*fc*(t*(1/Rs))).*sum(phi));
end
infof=zeros(FS,1);
infof(1:(A/2)) = [ a(1:(A/2)).'];
infof((FS-((A/2)-1)):FS) = [ a(((A/2)+1):A).'];
carriers=FS.*ifft(infof,FS);  % IFFT
%Upconverter
L = length(carriers);
chips = [ carriers.';zeros((2*q)-1,L)];
p=1/Rs:1/Rs:T/2;
g=ones(length(p),1);
dummy=conv(g,chips(:));
u=[dummy(1:TT)];
[b,a] = butter(13,1/20);
uoft = filter(b,a,u);
s_tilde=(uoft.').*exp(1i*2*pi*fc*tt);
sf=real(s_tilde);
figure(1);
plot(tt,s,'b',tt,sf,'g');
figure(2);
pwelch(s,[ ],[ ],[ ],Rs);
hold on;
pwelch(sf,[ ],[ ],[ ],Rs);
hold off;

```