

მამუკა ჩხაიძე

გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემების (გცბოს)
კვლევა

წარმოდგენილია დოქტორის აკადემიური ხარისხის
მოსაპოვებლად

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი
თბილისი, 0175, საქართველო
2013 წელი

საავტორო უფლება © 2013 წელი, ჩხაიძე მამუკა

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი

ენერგეტიკისა და ტელეკომუნიკაციის ფაკულტეტი

ჩვენ, ქვემოთ ხელისმომწერნი ვადასტურებთ, რომ გავეცანით ჩხაიძე მამუკას მიერ შესრულებულ სადისერტაციო ნაშრომს დასახელებით: „გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემების (გცბოს) კვლევა“ და ვაძლევთ რეკომენდაციას საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტის ენერგეტიკისა და ტელეკომუნიკაციის ფაკულტეტის სადისერტაციო საბჭოში მის განხილვას დოქტორის აკადემიური ხარისხის მოსაპოვებლად.

29 მარტი, 2013წ.

ხელმძღვანელი: ტ.მ.დ. სრ. პროფ. რევაზ სვანიძე

რეცენზენტი: ტ.მ.დ. სრ.პროფ. კონსტანტინე კამკამიძე

რეცენზენტი: ტ.მ.კ. ასოც. პროფ. კახა ხომტარია

რეცენზენტი:

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი

2013 წელი

ავტორი: მამუკა ჩხაიძე

დასახელება: გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური

სისტემების (გცბოს) კვლევა

ფაკულტეტი : ენერგეტიკისა და ტელეკომუნიკაციის

ხარისხი: აკადემიური დოქტორი

სხდომა ჩატარდა: 29 მარტი, 2013წ.

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

მ. ჩხაიძე

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 ის მცირე ზომის ციტატებისა, რომლებიც მოითხოვენ მხოლოდ სპეციფიურ მიმართებას ლიტერატურის ციტირებაში, როგორც ეს მიღებულია სამეცნიერო ნაშრომების შესრულებისას) და ყველა მათგანზე იღებს პასუხისმგებლობას.

რეზიუმე

წარმოდგენილია გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემების (გცბოს) კვლევის საკითხები.

შემოთავაზებულია გბოს, როგორც რთული სისტემის სტრუქტურული სქემა, მისი ძირითადი კვანძების და მახასიათებლების ფორმალიზაციის ასპექტები: გადაცემის ოპტიკური მოდული (გომ), კოდეკი, ოპტიკური კაბელი (ოკ), მიმღები ოპტიკური მოდული (მომ) და სხვა.

შემუშავებულია გცბოს-ის მონაცემთა ბაზის სტრუქტურა და შედგენილია მონაცემთა ბაზა გცბოს-ის რიგი ქვესისტემებისათვის: ოპტიკური ბოჭკოს დამატებითი მიღევა, მიმღები ოპტიკური მოდულის მგრძნობიარობის გადაცემის სიჩქარისაგან დამოკიდებულება p-i-n და ზვავისებური ფოტოდოდის (ზფდ) მქონე ფოტოდეტექტორებისათვის და ა.შ. სხვადასხვა ზფდ-ის, მათ შორის გამრავლების კოეფიციენტის ოპტიმალური მნიშვნელობებისათვის, რომლისთვისაც მიღებულია რეგენერაციული უბნის (რუ) სიგრძის ოპტიმალური მნიშვნელობები. რეგენერაციული უბნის სიგრძე ზფდ-ს გამრავლების კოეფიციენტის ოპტიმალური მნიშვნელობის დროს შესაძლებელია გაგრძელდეს 10%-ით არაოპტიმალური გამრავლების კოეფიციენტის დროს რეგენერაციული უბნის სიგრძესთან შედარებით, რაც სისტემის მთლიანი ღირებულების ეკონომიას იძლევა.

გცბოს-ის სახაზო სიგნალების ენერგეტიკული სპექტრების გამოსათვლელად შემოთავაზებულია იტერაციული მეთოდი. გამოთვლა აღნიშნული მეთოდით ხორციელდება გადასვლის ალბათური მატრიცის საკუთრივი მნიშვნელობების ცოდნის გარეშე, რაც მატრიცის დიდი ზომის დროს არსებითად აადვილებს გაანგარიშებას. შემუშავებულია პროგრამათა პაკეტი, რომელიც მნიშვნელოვნად ამარტივებს გამოთვლის პროცესს მაღალი რიგის ალბათური მატრიცების შემთხვევაში და შესაძლებლობას იძლევა უზრუნველყოს გამოთვლების პროცესის ავტომატიზაცია.

შემუშავებულ მეთოდს გამოყენების თვალსაზრისით გააჩნია სხვა პრაქტიკული შედეგებიც მეცნიერებისა და ტექნიკის რიგი ამოცანების გადასაწყვეტად.

განხორციელებულია დროითი მულტიპლექსირების TDM (Time Division Multiplexing) და ტალღური მულტიპლექსირების WDM (Wavelength Division Multiplexing) სისტემების შედარებითი ანალიზი. სისტემების ძირითადი მაჩვენებლების გამტარუნარიანობა, არსებული მოქმედი, ტრადიციული TDM მაგისტრალების მოდერნიზაციის შესაძლებლობა, სახაზო ტრაქტის ორგანიზება, სტრუქტურული მოქნილობა, სატრანსპორტო ტექნოლოგიებთან ურთიერთქმედების მოდელი, სისტემების ბიუჯეტი და სხვა შემუშავებულია შესაბამისი მეთოდოლოგია. გამოტანილია დასკვნა განხილული მულტიპლექსირების სისტემების უპირატესობის, ნაკლის ან ტოლფასოვნების შესახებ.

სისტემური მიდგომით დახასიათებულია ჯიტერის მნიშვნელობა გადაცემის ციფრულ სისტემებში, მისი წარმოშობის მიზეზები და ფიზიკური ბუნება; მოყვანილია ჯიტერის კლასიფიკაცია, გაანალიზებულია ჯიტერის გაზომვისა და შეფასების ხერხები, რომელთა შორის მნიშვნელოვანია ჯიტერის შეფასება თვალის დიაგრამის გამოყენებით. ჯიტერის გაზომვის უახლესი მეთოდის სახით განხილულია ჯიტერის შეფასების ორმაგი-დირაკის (Dual-Dirac) მეთოდი, რომელიც საშუალებას იძლევა ჯიტერი წარმოდგენილ იქნას დეტერმინირებული და შემთხვევითი ჯიტერების სახით. ჩამოყალიბებულია ძირითადი მოთხოვნები ჯიტერის მიმართ პლესიოქრონული (PDH – Plesiochronous Digital Hierarchy) და სინქრონული (SDH – Synchronous Digital Hierarchy) ციფრული იერარქიის სისტემებში, ამ მიმართებით კავშირგაბმულობის საერთაშორისო ორგანიზაციის ITU-T-ს ნორმები, მოყვანილია ჯიტერის ტესტირების ნიღაბი (შაბლონი).

ნაშრომში შემუშავებულია თვალის დიაგრამის იმიტაციურ-ანიმაციური მოდელი, რომელიც საშუალებას იძლევა ციფრული სიგნალის

ხელოვნური დამახინჯებით განვსაზღვროთ ჯიტერის მნიშვნელობა, სიგნალი/ხმაურის დონე და წაგება იდეალურ სიგნალი/ხელშეშლა ფარდობასთან შედარებით, განვსაზღვროთ ციფრული სისტემის ხელშეშლამდგრადობის გაუარესება, რაც საშუალებას იძლევა წინასწარ შევაფასოთ კავშირის ხარისხი მოცემულ ციფრულ სისტემაში. აგრეთვე, SDH იერარქიის სისტემებისათვის შევაფასოთ ციფრული სიგნალის გადაცემის ხარისხის შესაბამისობა ITU-T-ს რეკომენდაციებით დადგენილ ნორმებთან.

გაანალიზებულია ოპტიკურ მიმღებში ელექტრული სიგნალის აღდგენის ასპექტები. შემუშავებულია გცბოს-ის მიმღების გამაძლიერებლების არჩევის სტრუქტურული სქემის ფორმალიზებული ვარიანტი, რომლის თითოეულ კვანძში მითითებულია მოცემული ტიპის გამაძლიერებლის სიგნალი/ხმაური ფარდობის გამოსათვლელი ფორმულები და გამაძლიერებლის ტიპის არჩევის პროცედურა. განხორციელებულია წინასწარი გამაძლიერებლის სიგნალი/ხმაურის ფარდობათა ანგარიში გცბოს-ის ოპტიკური მიმღების კონკრეტული მონაცემების მიხედვით ყველა ტიპის გამაძლიერებლისათვის. ეს საშუალებას იძლევა თითოეული კონკრეტული შემთხვევისათვის ავირჩიოთ ოპტიკური მიმღების წინასწარი გამაძლიერებლის სქემა და კომპონენტები.

ნაშრომში შემუშავებული პროგრამები შესრულებულია დაპროგრამების ენა „Mathlab“-ში.

ნაშრომში მიღებული შედეგები შეიძლება გამოყენებულ იქნას გცბოს-ის კვანძების შემუშავების და პროექტირებისას, აგრეთვე საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტის ენერგეტიკისა და ტელეკომუნიკაციის ფაკულტეტის სტუდენტების, მაგისტრანტების და დოქტორანტებისთვის განკუთვნილ სასწავლო კურსში - „გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემები“.

ABSTRACT

The work deals with the investigation of digital fiber-optics transmission systems (DFOTS).

A scheme of DFOTS as a complex system is presented. The aspects of its basic units and formalization of its characteristics are considered. Among them are an optical transmission module (OTM), codec, optical cable (OC), an optical receiver etc.

The structure of the database of DFOTS and the database for some of its subsystems were elaborated. The database included additional attenuation of optical fiber, the dependence of the optical receiver sensitivity on the transmission speed for photodetectors with p-i-n and avalanche photodiodes etc. For various avalanche photodiodes (APD) were defined the optimal values of the amplification coefficient, for which optimal values of the regeneration section (RS) length were determined. When selecting the optimal values for APD, the regeneration section length could be extended by 10% in comparison with that at a nonoptimal amplification coefficient, which effects economy in the overall cost of the system.

The iteration method is proposed for calculation of energy spectra of the linear signals of DFOT. The calculation by this method is performed without knowing the eigenvalues of the matrix of transition probabilities, which makes the calculation with large matrices much simpler. A program package was developed. This package makes the calculation much simpler in the case of high-order probability matrices and promotes the automation of calculation. The developed method gives good practical results in resolving the problems in some other fields of science and engineering.

A comparative analysis of the systems of Time Division Multiplexing (TDM) and Wavelength Division Multiplexing (WDM) systems was performed. There were analyzed the basic indices of the systems: capacity, possibilities for modernization of available traditional TDM highways, organization of the linear track, structural flexibility, the model of interaction with transportation technologies, the budget of systems etc. The appropriate methodology was developed. The conclusions about the advantages, drawbacks and equivalence of the systems were made.

The significance of jitter in digital transmission systems, its origin and physical nature were characterized by the systems approach. Classification of jitter is given; the techniques of jitter measurement and assessment are analysed, the assessment of jitter

by using the eye diagram being one of the most important. The Dual-Dirac method is considered as the latest one for measurement of jitter. This method allows representing the jitter in terms of deterministic and random jitters. Basic requirements to the jitter in Plesiochronous Digital Hierarchy (PDH) and Synchronous Digital Hierarchy (SDH) systems were stated. The standards of the International Telecommunication Union (ITU) in this relation were worked out. The jitter testing mask is presented.

A simulation-animation model of the eye diagram was developed. The model makes possible the determination of the jitter value by artificial distortion of the signal, the determination of the signal/noise ratio and the loss as compared to the ideal signal/noise ratio, and the determination of the degree of deterioration of the digital system resistance to interferences, which allows assessing beforehand the quality of communication in the given digital system. In addition, we can assess the correspondence of signal transmission quality to ITU-T standards for the SDH system.

The aspects of restoration of the electric signal of the optical receiver were studied. A formalized version of the structural scheme of selection of amplifiers for DFOTS was elaborated. In each node of the scheme, the formulae for calculation of the signal/noise ratio of the corresponding amplifier and the procedure of choosing the appropriate amplifier are given. Preliminary calculation of the signal/noise ratio of the optical receiver of DFOTS was performed by particular data for amplifiers of all types. This allows choosing the preliminary amplifier circuit and components of the optical receiver in each particular case.

The programs composed in the frame of this work were realized in Matlab.

The results of this work can be used in designing of the units of DFOTS. They also can be used in the course "Digital Fiber-Optics Transmission Systems" intended for the students and post-graduates of the Faculty of Energetics and Telecommunication of the Georgian Technical University.

მიძღვნა

სადისერტაციო ნაშრომი ეძღვნება ჩემს მშობლებს, აწ გარდაცვლილ პროფ. თამაზ ჩხაიძეს და მასწავლებელს - თინათინ ქუთათელაძეს.

მადლიერება

მსურს გამოვხატო პატივისცემა და მადლობა გადავუხადო ჩემი სადოქტორო დისერტაციის სამეცნიერო ხელმძღვანელს, ტექნიკურ მეცნიერებათა დოქტორს, პროფ. რევაზ სვანიძეს, ნაშრომის დროული შესრულებისთვის, გაწეული თანადგომისთვის, სადისერტაციო ნაშრომის საგულდაგულოდ გასწორებისთვის და რჩევა-დარიგებისთვის.

დიდ მადლობას მოვახსენებ ბატონ კობა მესტიაშვილს სადისერტაციო ნაშრომის მათემატიკურ ნაწილში გაწეული დახმარებისთვის; აგრეთვე მადლობას მოვახსენებ ყველა იმ პიროვნებას, ვინც რაიმე ფორმით დამეხმარა სადისერტაციო ნაშრომის შესრულებაში.

განსაკუთრებული მადლობა ჩემს ოჯახს, მეუღლეს და პატარა ანდრიას, რომლებიც ყოველთვის გვერდში მედგნენ და მამხნელებდნენ სადისერტაციო თემაზე მუშაობისას.

შინაარსი

შესავალი	27
შ.1. გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემები, როგორც თანამედროვე ტელეკომუნიკაციის ძირითადი სატრანსპორტო საშუალება	34
თავი 1. ძირითადი მახასიათებლების ფორმალიზაცია გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემების (გცბოს) მოდელირების დროს, მონაცემთა ბაზის ფორმირება და რეგენერაციული უბნის (რუ) სიგრძის ოპტიმიზაცია	42
1.1. გცბოს ძირითადი მახასიათებლების ფორმალიზაცია	42
1.2. მონაცემთა ბაზის ფორმირება გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან- ოპტიკური სისტემის დაპროექტებისათვის	45
1.3. რეგენერაციული უბნის სიგრძის ოპტიმიზაცია გადაცემის ციფრულ ბოჭკოვან-ოპტიკურ სისტემებში	46
თავი 2. სახაზო სიგნალების ენერგეტიკული სპექტრის გამოთვლის ახალი მეთოდოლოგია გადაცემის ციფრულ ბოჭკოვან- ოპტიკურ სისტემებში	53
თავი 3. გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური დროითი მულტიპლექსირების (TDM) და ტალღური მულტიპლექსირების (WDM) ტექნოლოგიების შედარებითი ანალიზი	69
3.1. დროითი მულტიპლექსირების TDM სისტემა	69
3.2. ტალღური მულტიპლექსირების WDM სისტემა	73
3.3. დროითი და ტალღური მულტიპლექსირების სისტემების შედარებითი ანალიზი	75
თავი 4. ჯიტერი, მისი გაზომვისა და შეფასების ასპექტები გადაცემის ციფრულ ბოჭკოვან-ოპტიკურ სისტემებში (გცბოს)	94
4.1. ჯიტერის გამომწვევი მიზეზები	95
4.1.1. პერიოდული ხმაური და ჯიტერი	100

4.2. ჯიტერი და ვანდერი	104
4.3. ჯიტერის კლასიფიკაცია	106
4.4. ჯიტერის გაზომვისა და შეფასების მეთოდოლოგია. თვალის დიაგრამა. ორმაგი დირაკის მეთოდი	110
4.4.1. თვალის დიაგრამების გამოყენება ციფრული სიგნალების გამოსაკვლევად	111
4.5. თვალის დიაგრამები. ჯიტერის გაზომვის ხერხები. ჯიტერის ჰისტოგრამა	115
4.5.1. ჯიტერის გაზომვის ხერხები	115
4.5.2. შემთხვევითი და დეტერმინირებული ჯიტერის გაყოფა	118
4.6. ჯიტერის გაზომვის მეთოდები	119
4.6.1. ორმაგი დირაკის მეთოდი	121
4.7. ჯიტერის შეფასების მეთოდოლოგია	123
4.8. ოპტიკურ კაბელში გავრცელებული სიგნალების ფორმები	129
4.9. მოთხოვნები ჯიტერის პარამეტრების მიმართ	131
4.9.1. ჯიტერის ნორმები	132
4.10. თვალის დიაგრამის ნილაბი (შაბლონი)	133
4.11. ჯიტერის შეფასება თვალის დიაგრამის ანიმაციური მოდელით	135
თავი 5. გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემების ოპტიკური მიმღების გამამდიერებლის ოპტიმიზაცია.....	144
5.1. გცბოს-ის ოპტიკური გამამდიერებლების დაპროექტების წინაპირობები	144
დასკვნა	154

ცხრილების ნუსხა

- | | | |
|--------|-----|--|
| ცხრილი | 3.1 | ოპტიკური ბოჭკოს გამჭვირვალობის ძირითადი ფანჯრების გატარების ზოლი და გამტარუნარიანობა |
| ცხრილი | 3.2 | გაუმჯობესებული G.652 მინაბოჭკოს ოპტიკური დიაპაზონები და გამტარუნარიანობა |
| ცხრილი | 3.3 | ოპტიკური მულტიპლექსირების სხვადასხვა ტექნოლოგიების შედარება |
| ცხრილი | 4.1 | ჯიტერისა და ვანდერის შედარებითი მახასიათებელი |
| ცხრილი | 4.2 | ჯიტერის მოკლე დახასიათება |
| ცხრილი | 4.3 | ციფრული სიგნალის ამპლიტუდის და დროითი გაზომვის შესაძლებლობები თვალის დიაგრამის საშუალებით |
| ცხრილი | 4.4 | თვალის დიაგრამის პარამეტრების განსაზღვრის განმარტება |
| ცხრილი | 4.5 | შემთხვევითი პროცესის ტიპები და მათი დახასიათება. |
| ცხრილი | 4.6 | სტანდარტულ გადახრათა რიცხვი |
| ცხრილი | 4.7 | სტანდარტული თვალის დიაგრამის პარამეტრები ITU-T G.957 რეკომენდაციის მიხედვით SDH გადაცემის ციფრული სისტემების სხვადასხვა იერარქიისათვის |

ნახაზების ნუსხა

- ნახ.შ.1 მოდულაციის სახეები
- ნახ.შ.2 გცბოს-ის გამარტივებული სტრუქტურული სქემა (TDM - ერთტალღიანი მულტიპლექსირების სისტემა)
- ნახ.შ.3 WDM სისტემის ტიპური სტრუქტურული სქემა არხების დამატება/გამოყოფით და კროს კომუტაციის მოწყობილობებით
- ნახ.1.1 გბოს, როგორც რთული სისტემის სტრუქტურული სქემა
- ნახ.1.2 გცბოს-ის მონაცემთა ბაზის სტრუქტურა
- ნახ.1.3 ზვავისებური ფოტოდiodიანი (ზფდ) მიმღები ოპტიკური მოდულის მგრძნობიარობის ზღურბლის დამოკიდებულება ზფდ-ის გამრავლების კოეფიციენტზე M , მუხტის მატარებლების დარტყმითი იონიზაციის კოეფიციენტის K -ს სხვადასხვა მნიშვნელობის დროს
- ნახ.1.4 ზვავისებური ფოტოდiodიანი (ზფდ) მიმღები ოპტიკური მოდულის მგრძნობიარობის ზღურბლის დამოკიდებულება ზფდ-ის გამრავლების კოეფიციენტზე M , სხვადასხვა დიოდებისათვის, (გადაცემის სიჩქარე $B=0.1$ გბტ/წმ)
- ნახ.1.5 ზვავისებური ფოტოდiodიანი (ზფდ) მიმღები ოპტიკური მოდულის მგრძნობიარობის ზღურბლის დამოკიდებულება ზფდ-ის გამრავლების კოეფიციენტზე M , სხვადასხვა დიოდებისათვის, (გადაცემის სიჩქარე $B=2.5$ გბტ/წმ)
- ნახ.1.6 რეგენერაციული უბნის სიგრძის ოპტიმიზაცია, გამრავლების კოეფიციენტის შერჩევით, როდესაც $B=0.1$ გბტ/წმ, $x=1$
- ნახ.1.7 რეგენერაციული უბნის სიგრძის დამოკიდებულება გამრავლების კოეფიციენტზე
- ნახ.2.1 BI-L (მანჩესტერის კოდი) სახაზო სიგნალის ენერგეტიკული სპექტრისგამოთვლის პროცედურა
- ნახ.2.2 BI-L სახაზო სიგნალის ენერგეტიკული სპექტრი
- ნახ.3.1 TDM დროითი მულტიპლექსირების სისტემის ტიპური სტრუქტურული სქემა. ყველა ინფორმაცია ერთი ობ-თი გადაიცემა ერთ ტალღის სიგრძეზე შესაბამისი ტაიმ სლოტების მეშვეობით
- ნახ.3.2 ოპტიკური კაბელის გამტარუნარიანობის ფორმირების კონცეპტუალური სქემა
- ნახ.3.3 ძირითადი სატრანსპორტო ტექნოლოგიების ურთიერთქმედების მოდელი
- ნახ.3.4 მულტიპლექსირების TDM და WDM სისტემების

- ენერგეტიკული პოტენციალის (ბიუჯეტის) დამოკიდებულება გადაცემის სიჩქარეზე, p-i-n ფოტოდiodის შემთხვევაში
- ნახ.3.5 მულტიპლექსირების TDM და WDM სისტემების ენერგეტიკული პოტენციალის (ბიუჯეტის) დამოკიდებულება გადაცემის სიჩქარეზე, ზვავისებური ფოტოდiodის შემთხვევაში
- ნახ.4.1 ა) ჯიტერი, ხმაური და სიგნალის მთლიანობის დარღვევა გადაცემის ციფრულ სისტემებში. ციფრული სიგნალის იდეალური მდგომარეობიდან გადახრის მიზეზები;
- ბ) ხმაურისა და ჯიტერის წარმოშობის ბუნება
- ნახ.4.2 იდეალური და რეალური ციფრული სიგნალი
- ნახ.4.3 სიგნალის მთლიანობის მნიშვნელოვანი მახასიათებლები: დადებითი ამოვარდნა, უარყოფითი ამოვარდნა, სიგნალის გამომახილი
- ნახ.4.4 შემავალი მონაცემების დისკრეტიზაცია მიმღების მიერ
- ნახ.4.5 ამლიტუდური ხმაურის დროით ჯიტერში გარდაქმნა დამახინჯების წრფივი მოდელის თანახმად
- ნახ.4.6 სიმბოლოთაშორისი ინტერფერენციის დროითი და ამპლიტუდური ეფექტი
- ნახ.4.7 სიმბოლოთაშორისი ინტერფერენციის ეფექტები ბოჭკოვან-ოპტიკურ კავშირის არხში
- ნახ.4.8 სინქრონიზაციის დროში გადახრის მაგალითი ორი სიგნალის შედარებისას
- ნახ.4.9 ჯიტერსა და ვანდერს შორის განსხვავების გრაფიკული წარმოდგენა
- ნახ.4.10 ჯიტერიანი სიგნალის ოსცილოგრამა
- ნახ.4.11 ჯიტერის კლასიფიკაცია
- ნახ.4.12 სიმბოლოთაშორისი დამახინჯების მარტივი მაგალითი
- ნახ.4.13 სინქრონიზაციის იმპულსების ჯიტერი. ჯიტერი შედგება შემთხვევითი გადახრებისაგან, ან გადახრებისგან, რომელთაც გააჩნიათ პერიოდული მდგენელი
- ნახ.4.14 პერიოდული ჯიტერის ილუსტრაცია
- ნახ.4.15 ჯიტერის სტრუქტურა (დაშლის ხე)
- ნახ.4.16 თვალის დიაგრამის აგება: ფშმ - ფსევდოშემთხვევითი მიმდევრობა
- ნახ.4.17 თვალის დიაგრამის აგების პრინციპი
- ნახ.4.18 სიგნალის ამპლიტუდის განაწილების დიაგრამა
- ნახ.4.19 თვალის დიაგრამა და მისი ძირითადი პარამეტრები
- ნახ.4.20 ჯიტერის ჰისტოგრამები. თვალის დიაგრამის ოსცილოგრამა და

- შემთხვევითი ჯიტერის განაწილება თვალის დიაგრამის სხვადასხვა წერტილებში
- ნახ.4.21 თვალის დიაგრამა და მასთან დაკავშირებული დიშ (TIE) ჰისტოგრამა
- ნახ.4.22 ჰისტოგრამები თვალის დიაგრამის 0–UI წერტილებში გადასვლის ადგილებში და ამ ჰისტოგრამებში გაუსის ფუნქციის „ჩაწერა“
- ნახ.4.23 ჯიტერის კლასიფიკაცია სხვადასხვა სახის ჯიტერების მითითებით
- ნახ.4.24 ჯიტერის გაზომვის ხერხები, დამუშავებული კომპანია Agilent Technologies-ის მიერ
- ნახ.4.25 ორმაგი-დირაკის მოდელის ახსნა იდეალური მოდელის საფუძველზე, სადაც $PJ(p-p) \geq PJ(\delta-\delta)$
- ნახ.4.26 ორმაგი-დირაკის იდეალური მოდელის ახსნა $PJ(p-p) \geq PJ(\delta-\delta)$
- ნახ.4.27 ალბათობის ჰისტოგრამა, რომელიც აჩვენებს დეტერმინირებულ და შემთხვევით კომპონენტებს
- ნახ.4.28 დეტერმინირებული და შემთხვევითი ჯიტერების ხვეული (გამრავლება), σ_{RJ} და A_{DJ} პარამეტრებით აგებული ტესტების ტიპების განაწილება
- ნახ.4.29 სტანდარტული გადახრების მნიშვნელობები გაუსის (ნორმალურ) განაწილებაზე
- ნახ.4.30 ბიტურ შეცდომათა კოეფიციენტის (BER) დამოკიდებულება დეტერმინირებული და შემთხვევითი ჯიტერების სხვადასხვა მნიშვნელობებისათვის ერთეულოვან ინტერვალში (UI).
ა) $DJ_T = 0,3 U_{p-p}$; $RJ = 0,05$; ბ) $DJ_T = 0,3 U_{p-p}$; $RJ = 0,09$
- ნახ.4.31 ბიტურ შეცდომათა კოეფიციენტის (BER) დამოკიდებულება დეტერმინირებული და შემთხვევითი ჯიტერების სხვადასხვა მნიშვნელობებისათვის ერთეულოვან ინტერვალში (UI).
1) $DJ_T = 0,3 U_{p-p}$, $RJ = 0,05$; 2) $DJ_{კერ.სინუსოიდ} = 0,1 U_{p-p}$, $RJ = 0,05$
- ნახ.4.32 გაუსის (ა) და სუპერგაუსის (ბ) იმპულსების ნორმირებული ფორმები
- ნახ.4.33 ნორმირებული გაუსის იმპულსების ფორმები m-ის სხვადასხვა მნიშვნელობებისათვის
- ნახ.4.34 თვალის დიაგრამის სტანდარტული ნილაბი (შაბლონი) ITU-T G.957 რეკომენდაციის მიხედვით SDH გადაცემის ციფრული სისტემებისათვის
- ნახ.4.35 თვალის დიაგრამა. „1“-ის დონე სამივე მრუდისთვის $P^{„1“} = 2.69 \cdot 10^{-3}$ მვტ, „0“-ის დონე მრუდი $1 - P^{„0“} = 2.259 \cdot 10^{-13}$ მვტ,

- მრუდი 2 – $P^{0''} = 3.537 \cdot 10^{-9}$ მვტ, მრუდი 3 – $P^{0''} = 3.389 \cdot 10^{-6}$ მვტ
- ნახ.4.36 თვალის დიაგრამა. მრუდი 1 – $P^{1''} = 2.69 \cdot 10^{-3}$ მვტ,
 $P^{0''} = 2.259 \cdot 10^{-13}$ მვტ; მრუდი 2 – $P^{1''} = 2.6 \cdot 10^{-3}$ მვტ,
 $P^{0''} = 1.289 \cdot 10^{-9}$ მვტ; მრუდი 3 – $P^{1''} = 2.6 \cdot 10^{-3}$ მვტ.
 $P^{0''} = 7.019 \cdot 10^{-6}$ მვტ, ΔT –ჯიტერი
- ნახ.4.37 სიგნალი/ხელშეშლა ფარდობის გაუარესება მიმღების გადამწყვეტ მოწყობილობაში სტრობირების მომენტის იდეალური
- ნახ.4.38 S/N - სიგნალი/ხმაური, გვბოს–ში სტრობირების წერტილის იდეალური მდგომარეობიდან გადახრისას
- ნახ.4.39 თვალის დიაგრამის სტანდარტული ნილაბი (შაბლონი) ITU-T G.957 რეკომენდაციების მიხედვით გადაცემის SDH ციფრული სისტემის STM-1 იერარქიისათვის ერთეულოვან UI ინტერვალში და თვალის დიაგრამა – მრუდი 1 – $P^{1''} = 2.69 \cdot 10^{-3}$ მვტ,
 $P^{0''} = 2.259 \cdot 10^{-13}$ მვტ; მრუდი 2 – $P^{1''} = 2.5 \cdot 10^{-3}$ მვტ,
 $P^{0''} = 1.62 \cdot 10^{-10}$ მვტ
- ნახ.4.40 თვალის დიაგრამის სტანდარტული ნილაბი (შაბლონი) ITU-T G.957 რეკომენდაციების მიხედვით გადაცემის SDH ციფრული სისტემის STM-1 იერარქიისათვის ერთეულოვან UI ინტერვალში და თვალის დიაგრამა – მრუდი 1 – $P^{1''} = 2.5 \cdot 10^{-3}$ მვტ,
 $P^{0''} = 2.588 \cdot 10^{-11}$ მვტ; მრუდი 2 – $P^{1''} = 2 \cdot 10^{-3}$ მვტ,
 $P^{0''} = 1.582 \cdot 10^{-10}$ მვტ
- ნახ.4.41 თვალის დიაგრამის სტანდარტული ნილაბი (შაბლონი) ITU-T G.957 რეკომენდაციების მიხედვით გადაცემის SDH ციფრული სისტემის STM-1 იერარქიისათვის ერთეულოვან UI ინტერვალში და თვალის დიაგრამა – მრუდი 1 – $P^{1''} = 2.5 \cdot 10^{-3}$ მვტ,
 $P^{0''} = 2.1 \cdot 10^{-13}$ მვტ; მრუდი 2 – $P^{1''} = 2 \cdot 10^{-3}$ მვტ,
 $P^{0''} = 0.67 \cdot 10^{-3}$ მვტ
- ნახ.5.1 ოპტიკური მიმღების სტრუქტურული სქემა
- ნახ.5.2 ფოტოდეტექტორის ჩართვის სქემა
- ნახ.5.3 ფოტოდიოდისა და გამაძლიერებლის ექვივალენტური სქემა სუსტი სიგნალის მიღებისათვის
- ნახ.5.4 გვბოს–ის ოპტიკური მიმღების წინასწარი გამაძლიერებლის არჩევის სტრუქტურული სქემა
- ნახ.5.5 გვბოს–ის ოპტიკური მიმღების წინასწარი გამაძლიერებლის ტიპის არჩევის ფორმალიზებული სქემა
- ნახ.5.6 მაღალი შესასვლელი წინააღობის მქონე გამაძლიერებლის სიგნალ/ხმაურის (S/N) დამოკიდებულება ზვავისებური

- ფოტოდოდის გამრავლების კოეფიციენტზე M
- ნახ.5.7 მაღალი შესასვლელი წინაღობის მქონე გამამლიერებლის სიგნალ/ხმაურის (S/N) დამოკიდებულება ტევადობაზე C
- ნახ.5.8 დაბალი შესასვლელი წინაღობის მქონე გამამლიერებლის სიგნალ/ხმაურის (S/N) დამოკიდებულება ზვავისებური ფოტოდოდის გამრავლების კოეფიციენტზე M
- ნახ.5.9 დაბალი შესასვლელი წინაღობის მქონე გამამლიერებლის სიგნალ/ხმაურის (S/N) დამოკიდებულება ტევადობაზე C
- ნახ.5.10 გამამლიერებელი უკუკავშირით
- ნახ.5.11 უკუკავშირიანი გამამლიერებლის სიგნალ/ხმაურის (S/N) დამოკიდებულება ზვავისებური ფოტოდოდის გამრავლების კოეფიციენტზე M
- ნახ.5.12 უკუკავშირიანი გამამლიერებლის სიგნალ/ხმაურის (S/N) დამოკიდებულება ტევადობაზე C
- ნახ.5.13 უკუკავშირიანი გამამლიერებლის სიგნალ/ხმაურის (S/N) დამოკიდებულება წინაღობაზე R

წინასიტყვაობა

თემის აქტუალობა. ნაშრომის აქტუალობა განპირობებულია ტელეკომუნიკაციის განვითარების თანამედროვე ეტაპზე გადასაცემი ციფრული ინფორმაციის მოცულობის, სიჩქარეების განუხრელი ზრდის, გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემების (გცბოს) ეფექტურობის ამაღლებისა და სისტემის ცალკეული კვანძების სრულყოფასთან დაკავშირებული კვლევის აუცილებლობით. გცბოს წარმოადგენს სატელეკომუნიკაციო ინფრასტრუქტურის ძირითად სატრანსპორტო საშუალებას. ბოლო ათწლეულში ტელეკომუნიკაციის განვითარების სამი პრიორიტეტიდან: მობილური და უსადენო ტელეკომუნიკაცია, მონაცემების გადაცემა და ინტერნეტი, გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემები - ამ უკანასკნელს განსაკუთრებული მინიშვნელობა ენიჭება, ვინაიდან გცბოს წარმოადგენს ყველა თანამედროვე სადენიანი ტექნოლოგიის ATM (Asynchronous Transfer Mode), SDH (Synchronous Digital Hierarchy), PDH (Plesiochronous Digital Hierarchy), Internet, გავრცელების ძირითად გარემოს, ამდენად, ამ გარემოს ფუნქციონირებაზე ბევრად არის დამოკიდებული მთლიანად მითითებული ტექნოლოგიების მუშაობის საიმედოობა, ხელშეშლამდგრადობა, გადაცემის ხარისხობრივი მაჩვენებლები. გცბოს-ის განვითარების თვალსაზრისით უკანასკნელ წლებში განსაკუთრებით დაწინაურდა ორი ძირითადი მიმართულება: დროითი მულტიპლექსირების მეთოდი (TDM - Time Division Multiplexing) და ტალღური (სპექტრალური) მულტიპლექსირების (დამკვრივების, შემჭიდროვების) მეთოდი: (WDM - Wavelength Division Multiplexing), მეჩხერი (უხეში) მულტიპლექსირების (CWDM - Coarse Wavelength Division Multiplexing), მკვრივი (მჭიდრო) ტალღური მულტიპლექსირების (DWDM - Dense WDM), ზემკვრივი ტალღური მულტიპლექსირების (HDWDM - High Dense WDM), EWDM-ს კომბინირებული (შერეული) მულტიპლექსირების სისტემები, როდესაც ერთი ოპტიკური წყვილით სიხშირის სხვადასხვა დიაპაზონში

ხორციელდება რამოდენიმე ათეული და ასეული ლულების ორგანიზება. ამასთან, ამ მიმართებით გამოიკვეთა მნიშვნელოვანი პრობლემა: დროითი მულტიპლექსირების სისტემების განვითარების შემზღვეველი ფაქტორი გახდა ციფრული სინქრონული იერარქიის SDH ტექნოლოგიაზე აგებული სახაზო ტრაქტის რეგენერაციული მოწყობილობების ელექტრონული ბაზის სწრაფქმედება. ამის გამო ამ ეტაპზე სახეზეა STM-1, STM-4, STM-16, STM-64 სისტემები ზღვრული 39.68 გბტ/წმ სიჩქარით, დამუშავება-ექსპლუატაციის ბოლო ფაზაშია STM-256 აპარატურა – (140 გბტ/წმ). ამავე დროს ტალღური მულტიპლექსირების WDM სისტემების დანერგვით ადგილი აქვს ნამდვილ რევოლუციას, არსებული ოპტიკურ-ბოჭკოვანი კაბელების მოდერნიზაციის შესაძლებლობას: ერთ ოპტიკურ წყვილში ორგანიზება გაუკეთდეს 16-18 კავშირის ლულას (CWDM), 40–42 ოპტიკურ ლულას (HWDM) და 250–370 ლულას, თითოეულ ლულაში STM-N აპარატურის მულტიპლექსირების შესაძლებლობით.

კვლევის ობიექტს წარმოადგენს გცბოს, მისი ცალკეული კვანძები: სახაზო ტრაქტი, დროითი (TDM) და ტალღური (WDM) მულტიპლექსირების სისტემები, სახაზო კოდეკი, ოპტიკური მიმღები, გცბოს-ში ჯიტერისა და ვანდერის წარმოშობის ფიზიკური ბუნება და ხასიათი, ჯიტერის გაზომვისა და შეფასების მეთოდოლოგია, თვალის დიაგრამის ანიმაციური მოდელი, ოპტიკური მიმღების გამაძლიერებლის ოპტიმიზაცია.

კვლევის საგანია გცბოს-ის მიმღების სახაზო ტრაქტის კვლევა რეგენერაციული უბნის ოპტიმიზაციის თვალსაზრისით, ამ მიზნით, გცბოს-ის დროითი მულტიპლექსირების (TDM) და ტალღური მულტიპლექსირების (WDM) სისტემების შედარებითი ანალიზი, ჯიტერი, მისი გამომწვევი მიზეზები, მისი გაზომვისა და შეფასების მეთოდოლოგია, ჯიტერის შეფასება თვალის დიაგრამის ანიმაციური მოდელით, სალექციო, საპროექტო და პრაქტიკული კურსების დამუშავება, გადაცემის ციფრული

ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემების ოპტიკური მიმღების გამაძლიერებლის შერჩევა.

სამუშაოს მიზანი. სადისერტაციო ნაშრომის ძირითად მიზანს წარმოადგენს თანამედროვე გცბოს-ის კვლევა როგორც თეორიული, ისე პრაქტიკული მიმართულებით. გცბოს-ში თანამედროვე დონის სალექციო, საპროექტო და პრაქტიკული კურსის მომზადება, რომელშიც ჩამოყალიბებული იქნება გცბოს-ის თეორია, პრაქტიკა, მოდელები და სხვა თვალსაჩინო მასალა, რაც ხელს შეუწყობს ამ მიმართულებით კადრების მომზადებას.

ძირითადი ამოცანები:

- ძირითადი მახასიათებლების ფორმალიზაცია და მონაცემთა ბაზის ფორმირება გცბოს-ის მოდელირებისათვის;
- რეგენერაციული უბნის (რუ) სიგრძის ოპტიმიზაცია გცბოს-ში;
- სახაზო სიგნალების ენერგეტიკული სპექტრის გამოთვლის ახალი მიდგომები და ამ პროცესის ავტომატიზაცია გცბოს-ში;
- გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური TDM და WDM ტექნოლოგიების შედარებითი ანალიზი;
- ჯიტერი, მისი გაზომვისა და შეფასების ასპექტები გცბოს-ში; ჯიტერის შეფასების მეთოდოლოგია; ჯიტერის შეფასება თვალის დიაგრამის ანიმაციური მოდელით;
- გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემების ოპტიკური მიმღების გამაძლიერებლის შერჩევა-ოპტიმიზაცია;

კვლევის მეთოდები. გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემების თეორია, შემთხვევითი პროცესების ალბათური ანალიზი, მატრიცების თეორია, იმიტაციური მოდელირება, სიგნალების გადაცემის თეორია, წრფივი პროგრამირება.

ნაშრომის მეცნიერული სიახლე, ძირითადი შედეგები თეორიული და პრაქტიკული ღირებულება. ნაშრომის ყველა ძირითადი შედეგი ახალია. ნაშრომში სისტემატიზებულია მასალა გცბოს-ის კვლევის მიმართულებით:

გცბოს-ის ძირითადი მახასიათებლების ფორმალიზაცია, მონაცემთა ბაზის ფორმირება. შემოთავაზებულია სახაზო სიგნალების ენერგეტიკული სპექტრების გამოთვლის იტერაციული მეთოდი, დასაბუთებულია ამ პროცესის ავტომატიზაციის შესაძლებლობა. განხილულია ჯიტერის შეფასებისა და გაზომვის ასპექტები, შემოთავაზებულია ჯიტერის შეფასების მეთოდოლოგია, ანიმაციურ-იმიტაციური მოდელი, ოპტიკური მიმდების გამაძლიერებლის არჩევა და სხვა. ყოველივე ეს საშუალებას იძლევა გცბოს-ის დაგეგმარების დროს მოვახდინოთ მისი ცალკეული კვანძების რაციონალური შერჩევა და ოპტიმიზაცია.

ნაშრომის პრაქტიკული ღირებულება მდგომარეობს შემდეგში: მოყვანილია რეკომენდაციები გცბოს-ის მიმდები მოწყობილობის ფოტოდეტექტორის, წინასწარი გამაძლიერებელი მოწყობილობის, რეგენერაციული უბნის ანგარიშის, ჯიტერის შეფასების მეთოდოლოგიის საკითხებზე, რომლებიც შესაძლებელია გამოყენებულ იქნას გცბოს-ის დაპროექტების, ექსპლუატაციის და ტესტირების, სისტემის კომპონენტების, პარამეტრებისა და მახასიათებლების ოპტიმიზაციის დროს.

ნაშრომის აპრობაცია. სადისერტაციო ნაშრომის შესახებ ძირითადი შედეგები სხვადასხვა წლებში მოხსენებული და განხილული იყო სამეცნიერო-ტექნიკურ კონფერენციებზე და სემინარებზე. მათ შორის:

– თბილისის დავით აღმაშენებლის სახელობის უნივერსიტეტის პროფესორ-მასწავლებელთა და სტუდენტთა XVII სამეცნიერო კონფერენციაზე. თბილისი, მაისი, 2010 წ. [49];

– აკადემიკოს ი.ფრანგიშვილის დაბადების 80 წლისთავისადმი მიძღვნილ საერთაშორისო სამეცნიერო კონფერენციაზე, „საინფორმაციო და კომპიუტერული ტექნოლოგიები, მოდელირება, მართვა.“ საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი, თბილისი, ნოემბერი, 2010 წ. [48];

– მართვის ავტომატიზებული სისტემების შრომებში. საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი, თბილისი, 2011 წ. [64];

– საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტის სტუდენტთა და დოქტორანტთა 79-ე ღია საერთაშორისო კონფერენციაზე, თბილისი, 2011 წ. [110];

– პირველი თემატური სემინარი. გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემების კვლევა. თბილისი, თებერვალი, 2011 წ.

– მეორე თემატური სემინარი. გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური TDM და WDM ტექნოლოგიების შედარებითი ანალიზი. თბილისი, თებერვალი, 2012 წ.

ნაშრომი საფუძვლად დაედება სასწავლო კურსს საგანში „გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემები“, საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტის ენერგეტიკისა და ტელეკომუნიკაციის ფაკულტეტის სტუდენტებისათვის.

ნაშრომის პუბლიკაციები - სადისერტაციო ნაშრომის ძირითადი მასალები გამოქვეყნებულია 11 სამეცნიერო სტატიაში.

ნაშრომის მოცულობა და სტრუქტურა - ნაშრომის ტექსტი შედგება შესავლის, ხუთი თავისა და 110 დასახელების გამოყენებული ლიტერატურის ჩამონათვალისგან. ნაშრომის მოცულობა შეადგენს 168 გვერდს ცხრილებისა და ნახაზების ჩათვლით. სამი დანართით.

შესავალში მოკლედ განხილულია ბოლო ათი წლის განმავლობაში გცბოს-ის განვითარების ეტაპები და ანალიზი. გცბოს-ის, როგორც ტელეკომუნიკაციის ერთ-ერთი პრიორიტეტული მიმართულების მიღწევები და პერსპექტივები, განვითარების ძირითადი ხელშემშლელი ფაქტორები და პრობლემები: გადაცემის სიჩქარის, კავშირის არხის გატარების ზოლის, აგრეთვე რეგენერაციული უბნის სიგრძის გაზრდის პრობლემები; ამ პრობლემებთან დაკავშირებული პირობები: გცბოს-ის კვანძების ელექტრონული ელემენტების სწრაფქმედება, მთლიანად ოპტიკური სისტემის შექმნის, გადაცემის სისტემის ცალკეული კვანძების ოპტიმიზაციის საკითხები და სხვა. გცბოს-ის ტექნოლოგიების მდგომარეობა საქართველოს სატელეკომუნიკაციო ქსელში. ციფრული

ბოჭკოვან-ოპტიკური საქართველოს სატელეკომუნიკაციო ქსელში.

პირველ თავში წარმოდგენილია გცბოს-ის ძირითადი მახასიათებლების ფორმალიზაცია, მონაცემთა ბაზის ფორმირების და რეგენერაციული უბნის (რუ) ოპტიმიზაციის საკითხები. შემოთავაზებულია გბოს, როგორც რთული სისტემის სტრუქტურული სქემა და მისი ძირითადი კვანძების და მახასიათებლების ფორმალიზაციის საკითხები: გადაცემის ოპტიკური მოდული, კოდეკი, ოპტიკური კაბელი, მიღების ოპტიკური მოდული და სხვა. შემუშავებულია გცბოს-ის მონაცემთა ბაზის სტრუქტურა და მოცემულ ეტაპზე შედგენილია მონაცემთა ბაზა გცბოს-ის რიგი ქვესისტემებისათვის: ოპტიკური ბოჭკოს დამატებითი მიღება, მიმღები ოპტიკური მოდულის მგრძობიარობის გადაცემის სიჩქარისაგან დამოკიდებულება p-i-n და ზვავისებური ფოტოდოდის (ზფდ) მქონე ფოტოდეტექტორებისათვის და სხვა. სხვადასხვა ზფდ-ის, მათ შორის გამრავლების კოეფიციენტის ოპტიმალური მნიშვნელობებისათვის, რომლისთვისაც მიღებულია რეგენერაციული უბნის (რუ) სიგრძის ოპტიმალური მნიშვნელობები. რეგენერაციული უბნის სიგრძე შესაძლებელია გაგრძელდეს 10%-ით არაოპტიმალური გამრავლების კოეფიციენტის დროს რეგენერაციული უბნის სიგრძესთან შედარებით. რაც სისტემის მთლიანი ღირებულების ეკონომიას იძლევა. ამ მიმართულებით გამოქვეყნებულია ორი ნაშრომი.

მეორე თავში წარმოდგენილია გცბოს-ის სახაზო სიგნალების ენერგეტიკული სპექტრების გამოთვლის ახალი იტერაციული მეთოდი, რომელიც საშუალებას იძლევა მნიშვნელოვნად გავამარტივოთ ენერგეტიკული სპექტრების გამოთვლა, მოვახდინოთ ამ პროცესის ავტომატიზაცია. შემუშავებულია პროგრამათა პაკეტი, რომელიც განსაკუთრებით ეფექტურია მაღალი რიგის ალბათური მატრიცების შემთხვევაში. შემუშავებულ მეთოდს გამოყენების თვალსაზრისით გააჩნია სხვა პრაქტიკული შედეგებიც და შესაძლებელია გამოყენებულ იქნას მეცნიერებისა და ტექნიკის რიგი ამოცანების გადასაწყვეტად.

შემოთავაზებულია შებრუნებული მატრიცების მეთოდის გაუმჯობესებული ვარიანტი mBnB კლასის სახაზო სიგნალების ენერგეტიკული სპექტრის გამოსათვლელად. ამავე დროს, $m \times n \times m$ განზომილების M მატრიცის მახასიათებელი პოლინომის გამოთვლა დადის m განზომილების V მატრიცის მახასიათებელი პოლინომის გამოთვლაზე. მეთოდი განსაკუთრებით ეფექტურია m -ის და n -ის დიდი მნიშვნელობების დროს. ამ მიმართულებით გამოქვეყნებულია ორი ნაშრომი.

მესამე თავში შემუშავებული მეთოდოლოგიის საფუძველზე სისტემების ძირითადი მაჩვენებლების (როგორებიცაა: გამტარუნარიანობა, არსებული მოქმედი, ტრადიციული TDM მაგისტრალების მოდერნიზაციის შესაძლებლობა, სახაზო ტრაქტის ორგანიზება, სტრუქტურული მოქნილობა, სატრანსპორტო ტექნოლოგიებთან ურთიერთქმედების მოდელი, სისტემების ბიუჯეტი და სხვა) საფუძველზე განხორციელებულია ამ ეტაპზე გცბოს-ში გამოყენებული ორი ძირითადი – დროითი მულტიპლექსირების TDM და ტალღური მულტიპლექსირების WDM სისტემების შედარებითი ანალიზი. გამოტანილია დასკვნები განხილული მულტიპლექსირების სისტემების უპირატესობის, ნაკლის ან ტოლფასოვნების შესახებ. ამ მიმართულებით გამოქვეყნებულია ორი ნაშრომი.

მეოთხე თავში სისტემური მიდგომის საფუძველზე განხორციელებულია ჯიტერის, მისი გაზომვისა და შეფასების ასპექტების კვლევა გცბოს-ში: დახასიათებულია ჯიტერის მნიშვნელობა გადაცემის ციფრულ სისტემებში, მისი წარმოშობის მიზეზები და ფიზიკური ბუნება; მოყვანილია ჯიტერის თანამედროვე კლასიფიკაცია, გაანალიზებულია ჯიტერის გაზომვისა და შეფასების ხერხები, რომელთა შორის მნიშვნელოვანია ჯიტერის შეფასება თვალის დიაგრამის გამოყენებით. ჯიტერის გაზომვის უახლესი მეთოდის სახით განხილულია ჯიტერის შეფასების ორმაგი-დირაკის (Dual-Dirac) მეთოდი, რომელიც საშუალებას იძლევა ჯიტერი წარმოდგენილ იქნას დეტერმინირებული და შემთხვევითი

ჯიტერების სახით. ჩამოყალიბებულია ძირითადი მოთხოვნები ჯიტერის მიმართ პლეზიოქრონული (PDH) და სინქრონული (SDH) ციფრული იერარქიის სისტემებში, ამ მიმართებით კავშირგაბმულობის საერთაშორისო ორგანიზაციის ITU-T-ს ნორმები, მოყვანილია ჯიტერის ტესტირების ნიღაბი. ყოველივე საშუალებას იძლევა მთლიანობაში აღვიქვათ და შევაფასოთ ჯიტერთან დაკავშირებული უმნიშვნელოვანესი პროცესები. წარმოდგენილია ჯიტერის შეფასების მეთოდოლოგია ორმაგი-დირაკის მეთოდის გამოყენებით დეტერმინირებული (პერიოდული და პერიოდული სინუსოიდალური) და შემთხვევითი ჯიტერების კონკრეტული მნიშვნელობებისათვის შეცდომების განაწილების დროით ინტერვალში (TIE - Time Interval Error). აგებულია ბიტურ შეცდომათა ალბათობის (BER - Bit Error Ratio) ერთეულოვან ინტერვალზე დამოკიდებულების გრაფიკები – $BER = \Psi(UI)$. წარმოდგენილი მეთოდოლოგიით შესაძლებელია დავადგინოთ კავშირგაბმულობის სისტემისათვის ჯიტერის გავლენა და მისი დამოკიდებულება ბიტურ შეცდომათა ალბათობაზე, მთლიანობაში შევაფასოთ ციფრული კავშირის სისტემის მდგრადობა ხელშემშლელის მიმართ.

ამავე თავში შემოთავაზებულია თვალის დიაგრამის ანიმაციური მოდელი, რომელიც ეყრდნობა თვალის დიაგრამის აგების მათემატიკური მეთოდების გამოყენებას. თვალის დიაგრამის ფორმის ხელოვნური დამახინჯებით მიიღწევა ჯიტერის ეფექტის იმიტაცია, რაც საშუალებას იძლევა ITU-T-ს მიერ SDH ციფრული სისტემებისათვის რეკომენდირებული თვალის დიაგრამის სტანდარტული ნიღაბის (შაბლონის) საშუალებით შევაფასოთ მოცემული გცბოს-ის ხარისხობრივი მაჩვენებლები. ამ საკითხებზე გამოქვეყნებულია სამი ნაშრომი.

მეხუთე თავში წარმოდგენილია გცბოს-ის მიმღები მოწყობილობის წინასწარი გამაძლიერებლის შერჩევის საკითხები, რაც განსაკუთრებით მნიშვნელოვანია მთლიანად ასეთი სისტემების პროექტირებისას. შემოთავაზებულია გცბოს-ის ოპტიკური მიმღების გამაძლიერებლის

არჩევს სტრუქტურული სქემა; წინასწარი გამაძლიერებლები: მაღალი შესასვლელი წინაღობით, დაბალი შესასვლელი წინაღობით, უკუკავშირით, მათი შედარება იდეალურ შემთხვევასთან; მოყვანილია გცბოს–ის ოპტიკური მიმღების გამაძლიერებლის ელექტრონული კომპონენტების არჩევს ვარიანტები. გამაძლიერებლების ექვივალენტური სქემის კომპონენტების დამოკიდებულებები: სიგნალ/ხმაურის (S/N) დამოკიდებულება ზვავისებური ფოტოდოდის გამრავლების კოეფიციენტზე M , ტევადობაზე C , წინაღობაზე R და სხვა. ჩატარებული ანალიზი საშუალებას იძლევა მოვახდინოთ გცბოს–ის ოპტიკური მიმღების წინასწარი გამაძლიერებლის ოპტიმიზაცია. ამ მიმართულებით გამოქვეყნებულია ერთი ნაშრომი.

ნაშრომში შემუშავებული პროგრამები შესრულებულია დაპროგრამების ენა „Mathlab“-ში.

ნაშრომის დასკვნით ნაწილში წარმოდგენილია მოკლე დასკვნები.

შესავალი

უკანასკნელი 10 წლის მანძილზე გადაცემის ციფრულმა ბოჭკოვან-ოპტიკურმა სისტემებმა (გცბოს) განვითარების რამდენიმე ეტაპი გაიარა, რომლებიც დაკავშირებული იყო გადაცემის სიჩქარისა და კავშირის სიშორის ზრდასთან (სიგნალის რეგენერაციის გარეშე), კავშირის არხის გატარების ზოლის გაფართოებასთან, მისი გამოყენების ეფექტურობის ამაღლებასთან და ტრაფიკის მართვის ოპტიმიზაციასთან. ამ მიზნით ხდებოდა გცბოს-ში გამოყენებული სინქრონული იერარქიის SDH (Synchronous Digital Hierarchy) და ტალღური მულტიპლექსირების WDM (Wavelength Division Multiplexing) ტექნოლოგიების სრულყოფა, მუშავდებოდა ოპტიკური ბოჭკოების (ობ) ახალი ტიპები, გამაძლიერებლები (EDFA – Erbium Doped Fiber Amplifier) და დისპერსიის კომპენსაციის მოდულები, ინერგებოდა შეცდომების კორექციის მეთოდები (FEC - Forward Error Correction). გცბოს-ის ეფექტურობის ასამაღლებლად შემუშავდა ცნობილი ლოკალური ტექნოლოგიების ურთიერთმოქმედების მექანიზმები: ATM, Ethernet, IP (Internet Protocol) და MPLS (Multiprotocol Label Switching) და სხვა გლობალური ტექნოლოგიები.

მოცემულ ეტაპზე SDH და WDM სისტემებში სიჩქარის, გატარების ზოლის და გადაცემის სიშორის გაზრდის მნიშვნელოვანი საკითხების გადაწყვეტისას გამოყოფილია შემდეგი პრობლემები:

გადაცემის სიჩქარის პრობლემა, სიჩქარის პრობლემა ერთი ოპტიკური ტალღის (ოპტიკური მატარებლის) მქონე სისტემებისათვის, როგორებიცაა SDH სისტემები - საკვანძოა, ვინაიდან სიჩქარის ზრდა პროპორციულად ზრდის გატარების ზოლს. თუმცა, ასეთი ზრდა შეზღუდულია ერთის მხრივ, გადაცემის გარემოს - ობ-ს გატარების ზოლის ზედა საზღვრით, მეორეს მხრივ - სიგნალის დამუშავების აპარატურის პოტენციურად შესაძლო სწრაფქმედებით – ანუ ამ აპარატურაში გამოყენებული ელექტრონული კომპონენტების სწრაფქმედებით. ობ-ს ზედა საზღვარი განისაზღვრება გორდონ-ჰაუსის ეფექტით, ანუ მიღების

წერტილში (ჯიტერის გავლენის გამო) ოპტიკური იმპულსის მოსვლის დროს ფლუქტუაციებით, გამოწვეულს ოპტიკური გამაძლიერებლის სპონტანური ეფექტებით. დღეისათვის გადაცემის მაქსიმალური სიჩქარისათვის - 40 გბტ/წმ გადაცემის უბნის მაქსიმალური სიგრძე 2000 კმ-ს შეადგენს (640 კმ-აინი რეგენერაციული სექციის სტანდარტული სიგრძის დროს), ხოლო 160 გბტ/წმ სიჩქარისათვის - 500 კმ. ამ სიდიდის გაზრდა შესაძლებელია ობ დისპერსიის კომპენსაციის მეთოდების გამოყენებით ან მართვადი დისპერსიის ოპტიკური გარემოს გამოყენებით. ამდენად, სიჩქარის გაზრდა შესაძლებელია 160 გბტ/წმ-მდე, რომელიც შეესაბამება STM-64 აპარატურის გადაცემის სიჩქარეს. ამ ეტაპზე SDH სისტემების აპარატურის შემადგენლობაში აუცილებელია რეგენერატორების არსებობაც. სრულად ოპტიკური რეგენერატორები დღემდე არ არის შექმნილი (წმინდა ოპტიკური საშუალებებით მოცემული ფორმის ოპტიკური სიგნალის ფორმირების სირთულიდან გამომდინარე) და 40 გბტ/წმ სიჩქარეზეც კი ელექტრონული რეგენერატორები გამოიყენება. მისი გამოყენების დროს შესაძლებელია სირთულეების არსებობა - აუცილებელი ხდება ელენმენტური ბაზა ზღვრული სიხშირეებით, რომლებიც 5-ჯერ აღემატება მონაცემთა გადაცემის სიჩქარეს, მაგალითად, 160 გბტ/წმ-თვის - არანაკლებ 800 გჰც-ის ტოლია. რეგენერატორის არარსებობის შემთხვევაში შორეული კავშირის დროს შეზღუდულია ერთი რეგენერაციული სექციის სიგრძით, რომელმაც შეიძლება შეადგინოს 2000-10 000 კმ, რაც ნაწილობრივ ხსნის პრობლემის სიმძაფრეს.

ერთი შეხედვით ეს პრობლემები არ მოასწავებენ გადაცემის სიჩქარის გაზრდის ფართო პერსპექტივებს. ცხადია, რომ SDH სისტემების სიჩქარე იზრდება მხოლოდ დისკრეტულად და 4-ის ჯერადად: 155, 640 გბტ/წმ (STM-1/4); 2.5,10 გბტ/წმ (STM-16/64) და ა.შ. აღებულია რა სასტარტოდ სიჩქარე 155 გბტ/წმ 1989 წ. შემდგომ ეტაპზე SDH სისტემებმა მიაღწიეს 2.5 გბტ/წმ-მდე (1995 წელს), ხოლო შემდგომი 10 წლის განმავლობაში გაიზარდა კიდევ 16-ჯერ 40 გბტ/წმ-მდე (STM-256). აქედან გამომდინარე,

შემდგომში ამ იერარქიის სიჩქარეებმა პერსპექტივაში შეიძლება მიაღწიოს (სიჩქარის 16-ის ჯერადი ზრდის ტენდენციის გათვალისწინებით) 160 გბტ/წმ (STM-1024) და 640 გბტ/წმ (STM-4096). რეგენერაციის პრობლემები იგივეა.

მეორე მეთოდი ამ ამოცანის გადასაჭრელად მდგომარეობს SDH სისტემების გადაყვანაში SONET სისტემების სიჩქარეების ბადეზე, სადაც დასაშვებია სიჩქარეები 80 (OC-1536), 160 (OC-3072) და 320 გბტ/წმ (OC-6144). ეს თეორიულად, მაგრამ პრაქტიკულად თანამედროვე SDH ტექნოლოგია და STM-1024 დონე და WDM – (8 ტალღა (მატარებელი) თითოეული 170 გბტ/წმ) სისტემის არც თუ ისე დიდი ხნის წინანდელმა (2004–2010 წ.) წარმატებულმა გამოკვლევებმა ევროპაში გვიჩვენა, რომ სუფთა ოპტიკურ ტექნოლოგიებზე გადასვლა, 160 გბტ/წმ ერთ მატარებელზე - უკვე რეალობაა. ასეთი სიჩქარე მიღწეული იყო თითოეული 40 გბტ/წმ-ის ტოლი ოთხი ოპტიკური ლულის მულტიპლექსირების საშუალებით (ან თითოეული 10 გბტ/წმ-ის ტოლი 16 ნაკადით).

თუ გავითვალისწინებთ, რომ 160 გბტ/წმ სიჩქარის დროს ოპტიკური დროითი მულტიპლექსირების სისტემაში OTDM (Optical Time Division Multiplexing), რომელიც წარმოადგენს TDM-ის ოპტიკურ ვარიანტს მიმდევრობის ბიტური ინტერვალი ტოლია 6.25 პსმ-ის, მაშინ დროითი ფანჯარა მის გამოსაყოფად უნდა იყოს არანაკლებ 3-4 პსმ-ისა RZ იმპულსის სიგანის 67%-ისა ბიტური ინტერვალის სიგრძიდან.

შემდეგი ნაბიჯი არის SDH-თვის 640 გბტ/წმ სიჩქარის და SONET-თვის 320/480/640 გბტ/წმ სიჩქარეების რეალიზაცია. ცხადია, რომ სიჩქარის ზრდით პროპორციულად მცირდება ბიტური ინტერვალი და მკაცრდება მოთხოვნები სახაზო აპარატურის მიმართ. უკვე 2010 წლისათვის წარმატებით მუშაობდა სისტემები, რომლებიც ინტერლივინგის (შენაცვლების) ტექნიკას იყენებენ 320 გბტ/წმ ნაკადის ფორმირებისათვის თითოეული 160 გბტ/წმ ორი ნაკადიდან მულტიპლექსირების გზით

ოპტიკური მატარებლის პოლარიზაციის მდგომარეობის მიხედვით. ამასთან ერთად კავშირის რგოლის სიგრძე 40 კმ-ს არ აღემატებოდა.

კავშირის არხის გატარების ზოლის გაზრდა - როგორც უკვე აღნიშნული იყო ერთარხიანი სისტემებისათვის გატარების ზოლის Δf გაზრდა მთლიანად განისაზღვრება სიჩქარის ზრდით კავშირის არხში. ეს ზღუდავს ერთარხიანი სისტემების Δf -ს 640 გბტ/წმ დონით, თუ არ განვიხილავთ ისეთ მაჩვენებელს, როგორცაა კაბელში ბოჭკოების რაოდენობა. მრავალარხიანი სისტემებისათვის (ანუ სისტემებისათვის მრავალი ლულით), რომელშიც იგულისხმება ტალღის სიგრძე, რომელზეც არის ორგანიზებული მონაცემების გადაცემის ნაკადი - WDM, Δf ზოლი განისაზღვრება არა მარტო სიჩქარით ერთ მატარებელზე, არამედ მატარებლების რიცხვითაც, ინფორმაციის ერთი ბოჭკოთი გადაცემისას. გამოდის, რომ Δf -ის გაზრდის პერსპექტივა დაკავშირებულია როგორც გადაცემის R სიჩქარის ზრდასთან, ასევე NI გადამტანი ტალღების - ლულების (მატარებლების) რიცხვთანაც.

ეს ორი ფაქტორი ერთმანეთზეა დამოკიდებული, მაგრამ არ შეიძლება ჩავთვალოთ, რომ გატარების ზოლი $\max(\Delta f) = \max(R) \cdot \max(NI)$, ანუ საერთო გატარების ზოლი წარმოადგენს თითოეულ ლულაში მაქსიმალური სიჩქარისა და ლულების რაოდენობის ნამრავლს. პრაქტიკაში Δf -ის მაქსიმუმის მისაღწევად განსაზღვრავენ ან უდიდეს შესაძლო გადაცემის R სიჩქარეს არხში მატარებლების მაქსიმალური შესაძლო რიცხვის დროს - $\max(R|NI)$, ან მატარებლების მაქსიმალურ რაოდენობას თითოეულში უდიდესი დასაშვები სიჩქარის - $\max(NI|R)$ დროს. WDM სისტემებში მატარებლების მაქსიმალურმა რაოდენობამ შეიძლება 320-ს მიაღწიოს, ხოლო ლაბორატორიული ექსპერიმენტების დროს - 1000, თუმცა პრაქტიკაში მატარებლების რიცხვი შეზღუდულია არა მარტო სიხშირულ/ტალღური არჩეული ვარიანტით, არამედ (არჩეულ გეგმიურ ჩარჩოებში) გადაცემის გამოყენებული სიჩქარით, რომელიც დამოკიდებულია მატარებლების დევიაციაზე დაშვებების ზედა

საზღვარზე. ეს საზღვრები მოძრავია და კორექტირდება ტექნოლოგიური მიღწევების შესაბამისად, მაგალითად, დამოკიდებულია ზოლის სიგანეზე, რომელიც აუცილებელია მოდულაციის/მანიპულაციის გამოყენებული მეთოდებისათვის. კერძოდ, მატარებლის მოდულაციის დროს ინტენსივობის მიხედვით სიგანის ზოლის შემცირება შესაძლებელია გვერდითი ზოლების სიხშირული ფილტრაციით, ერთი გვერდითი ზოლის (ეგზ) მუშაობის ჩათვლით მეორის ნაწილობრივი ან მთლიანი ჩახშობით (მეთოდი, ფართოდ გამოიყენება რადიოტექნიკაში).

შესაძლებელია გადაცემის სიჩქარის გაზრდაც ერთ ლულაზე (მატარებელზე) WDM სისტემებისათვის. ასე მაგალითად, აღწერილია WDM სისტემები 8 არხით თითოეული 170 გბტ/წმ-ით და საერთო ტევადობით 1.36 ტბტ/წმ და 10 არხით თითოეული 320 გბტ/წმ ($\Delta f = 3,2$ ტბტ/წმ) ერთ ბოჭკოზე. $\max (R|NI)$ და $\max (NI|R)$ შესაძლო კომბინაციების ანალიზი უჩვენებს, რომ მაქსიმალური Δf -ის მისაღწევად უფრო მეტად პერსპექტიულია ჰიპოტეტიკური სისტემა DWDM 320 მატარებლით, 50 გჰც ბიჯით, მოდულაციით RZ-DPSK ცვლადი ორთოგონალური პოლარიზაციით და 40 გბტ/წმ სიჩქარით ერთ მატარებელზე. ასეთი სისტემით შესაძლებელი იქნებოდა 12,8 ტბტ/წმ სიგანის გატარების ზოლის რეალიზება ერთ ობ-ზე ან 3.686 პბტ/წმ ($12,8$ ტბტ/წმ \times 288) სტანდარტული სამრეწველო ოპტიკურ-ბოჭკოვანი კაბელის ბოჭკოების მაქსიმალურ შესაძლო რიცხვზე (288) გაანგარიშებით.

რეგენერაციული უბნის სიგრძის გაზრდა - თუ 1995 წლისათვის ყველაზე დიდი L-16,1 სტანდარტული მალის გრძივობა რეგენერაციული უბნის სიგრძე ოპტიკური გამამდიერებლის გარეშე, რომელიც იყენებდა 2.5 გბტ/წმ სიჩქარეს G.652 ტიპის ობ-ზე, 40 კმ-ს შეადგენდა. ოპტიკური გამამდიერებლის გამოჩენასთან ერთად ეს სიგრძე 80 კმ-მდე (L-16,2) გაიზარდა. შედეგად 5-7 შუალედური სახაზო ოპტიკური გამამდიერებლის დროს რეგენერაციული უბნის სიგრძე 480-640 კმ-ს შეადგენდა, რაც ნორმად ითვლებოდა, რომელზეც ორიენტირებას აკეთებდნენ SDH დანადგარების

მსოფლიო მწარმოებლები. ამ ეტაპზე რეგენერაციული უბნის სიგრძე 5-6-ჯერ მეტია. რეგენერაციული უბნის სიგრძის ზრდის პერსპექტივა ფაქტორების ორ ჯგუფზეა დამოკიდებული, რომლებიც ზღუდავენ ასეთ ზრდას და მოითხოვენ მათი გადალახვის საშუალებების შემუშავებას ერთის მხრივ და ზრდის ხელშემწყობები, რომლებიც არ მოითხოვენ ისეთი მოწყობილობებისა და ტექნოლოგიების შემუშავებას, რომლებიც აუმჯობესებენ გადაცემის ტრაქტის პარამეტრებს მეორე მხრივ.

პირველ ჯგუფს მიეკუთვნება უცილობელი რელეის ფანტვა (გაბნევა), რომელიც ოპტიკური ბოჭკოს ფიზიკური თვისებიდან გამომდინარეობს და რომელთანაც ბრძოლა შესაძლებელია გადაცემის ოპტიმალური ფანჯრის შერჩევის გზით, ანუ გადაცემის სისტემის გადაყვანით ერთი ფანჯრიდან (850 ნმ) მეორეზე (1310 ნმ), შემდეგ კი მესამეზე (1550 ნმ). ნაწილობრივ მიღწევის პრობლემა მოიხსნა ოპტიკური გამაძლიერებლების გამოყენებით. შედეგად ძირითად შემზღუდავ ფაქტორად ქრომატიული დისპერსია გახდა. ერთ მატარებლიან სისტემებში მის კომპენსირებას ახდენენ, რისთვისაც იყენებენ ობ-ს (DSF - Dispersion Shifted Fiber) დისპერსიას წანაცვლებული ნულით გამჭვირვალობის მესამე ფანჯრის უბანში, მაგრამ WDM სისტემებში ასეთ ობ-ს არ იყენებენ ოთხტალღოვანი წანაცვლების (FWM - Four-Wave Mixing) გავლენის გაზრდის გამო. ნულოვანი დისპერსიის წერტილის გარეუბანში მის მაგივრად დაიწყეს ობ-ს გამოყენება ნულოვანი წანაცვლებული დისპერსიით (NDSF - Non Dispersion Shifted Fiber), რომელსაც მესამე ფანჯარაში არსებითად მცირე (მაგრამ არა ნულოვანი) დისპერსია ჰქონდა და დისპერსიის მრუდის მნიშვნელოვნად ნაკლები დახრა WDM სისტემების მუშა უბანში. კიდევ ერთ შემზღუდავ ფაქტორს, რომელიც გადაცემის დიდი სიჩქარეების (10 გბტ/წმ-ზე მეტი) დროს იჩენს თავს, იყო პოლარიზაციული მოდური დისპერსია (პმდ). მეორე ჯგუფში შეიძლება ოთხი მეთოდის აღნიშვნა, რომლებიც რეგენერაციული უბნის სიგრძის გაზრდის საშუალებას იძლევა: დისპერსიის კომპენსაციის მოდულების

გამოყენება ან გადაცემის გარემოს მართვა დისპერსიით; ოპტიკური დინამიური დიაპაზონის გაფართოება (OSNR - Optical Signal Noise Ratio); შეცდომების წინსწრების კორექციის გამოყენება (FEC - Forward Error Correction); მოდულაციისა და ხაზოვანი კოდირების ოპტიმალური მეთოდის არჩევა.

ვინაიდან თანამედროვე SDH და WDM ტექნოლოგიებში ჩარევა სცილდება სადისერტაციო ნაშრომის კომპეტენციას ჩვენს მიერ მითითებული განვითარების არსებული მდგომარეობიდან გამომდინარე, განიხილება გცბოს-ის კვლევა არსებული რესურსის გამოყენებაზე. აქედან გამომდინარე, წინამდებარე ნაშრომი ეყრდნობა მოცემული მიმართულებით მიღწეულ შედეგებს. უნდა აღინიშნოს, რომ გცბოს-ის კვლევის აქტუალობას განაპირობებს საქართველოს სატელეკომუნიკაციო ქსელის არსებული ტექნოლოგიური დონეც. ამ ეტაპზე საქართველოს ქსელებში ფუნქციონირებს რამოდენიმე ათეული ათასი კილომეტრის სიგრძის მაგისტრალური, ზონური და ქალაქის სატელეფონო ქსელების ოპტიკური კაბელები, ძირითადად ერთმოდინი. მითითებული კაბელები მულტიპლექსირებულია თანამედროვე დროითი მულტიპლექსირების TDM და ტალღური მულტიპლექსირების DWDM აპარატურით. განხორციელდა დროით მულტიპლექსირებაზე ორგანიზებული მაგისტრალურ ტალღური მულტიპლექსირების სისტემებით მოდერნიზაცია (სს „სილქნეტი“, შპს „ფოპტნეტი“). მითითებულ საკაბელო კომუნიკაციების მფლობელები არიან: შპს „ფოპტნეტი“ (ტრანს აზია-ევროპის საკაბელო მაგისტრალის ერთ-ერთი შტო, რომელიც ერთმანეთთან აერთებს შანხაის (ჩინეთი) და მაინის ფრანკფურტს (გერმანია), გაივლის რა 20-ზე მეტ ქვეყანას, მაგისტრალის საერთო სიგრძე 25000 კმ-ს აღემატება, სს „სილქნეტი“ (ოპტიკური მაგისტრალი სამხრეთ კავკასიის რკინიგზის ხაზის გასწვრივ), შპს „დელტანეტი“ და სხვა. ასევე, ოპტიკური კაბელები ჩადებულია თბილისის, ქუთაისის, რუსთავის საკომუნიკაციო ქსელებში. საკაბელო ხაზების მფლობელები არიან: შპს „ახალი ქსელები“, შპს „ახტელი“. საქართველო

საერთაშორისო მაგისტრალებით დაკავშირებულია: რუსეთის ფედერაციასთან (ტრანს-აზია-ევროპის ბოჭკოვან-ოპტიკური მაგისტრალის გაგრძელება წყალქვეშა ბოჭკოვან-ოპტიკური მაგისტრალი – ფოთი-სოჭი-ნოვოროსიისკი); წყალქვეშა ბოჭკოვან-ოპტიკური მაგისტრალი – ფოთი-ბალჩიკი (ვარნა), რომლის მფლობელია შპს „კავკასუს ონლაინი“; ორივე მაგისტრალი ჩართულია საერთო ევროპულ ქსელში. ბოჭკოვან-ოპტიკური მაგისტრალი – ბათუმი-თურქეთი-მაინის ფრანკფურტი (გასვლა სს „სილქნეტის“ საკუთრების ქსელიდან). ასევე, ბოჭკოვან-ოპტიკური მაგისტრალები ფუნქციონირებს აზერბაიჯანისა და სომხეთის მიმართულებით. ამდენად, საქართველო წარმოადგენს სატრანზიტო ქვეყანას, რომლის გავლითაც აღმოსავლეთიდან დასავლეთის და ჩრდილოეთ-სამხრეთის მიმართულებით გადაიცემა მნიშვნელოვანი მოცულობის ტრაფიკი. ამ ეტაპზე საქართველოში შემომავალი ტრაფიკი 40–50 გბტ/წმ ფარგლებშია, ხოლო გამავალი 20–25 გბტ/წმ ფარგლებში. ტრაფიკის მოცულობა დღითიდღე იზრდება, ვინაიდან მითითებული მაგისტრალების ძირითად დატვირთვას ინტერნეტი წარმოადგენს, რომლის აბონენტთა რაოდენობამ საქართველოში ორ მილიონ აბონენტს მიაღწია (მობილური ინტერნეტის ჩათვლით). ამრიგად, ამჟამად გცბოს წარმოადგენს მსოფლიოში ყველაზე ფართოდ გავრცელებულ ინფორმაციის გადატანის სატრანსპორტო საშუალებას, რომელსაც ეყრდნობა სადენიანი კომუნიკაციის ყველა ტექნოლოგია. ყოველივე ზემოთ თქმულიდან გამომდინარე თანამედროვე ოპტიკურ-ბოჭკოვანი ტექნოლოგიების მიმართულებით კადრების მომზადება აუცილებელია.

შ.1. გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემები, როგორც

თანამედროვე ტელეკომუნიკაციის ძირითადი სატრანსპორტო საშუალება

ტელეკომუნიკაციაში გავრცელებული მოდულაციის ძირითადი ტიპებიდან (ნახ.შ.1): ამპლიტუდური (ASK – Amplitude-Shift Keying), ფაზური (PSK – Phase-Shift Keying) და სიხშირული (FSK – Frequency-Shift Keying) მოდულაციებიდან გცბოს-ში ყველაზე ხშირად გამოიყენება

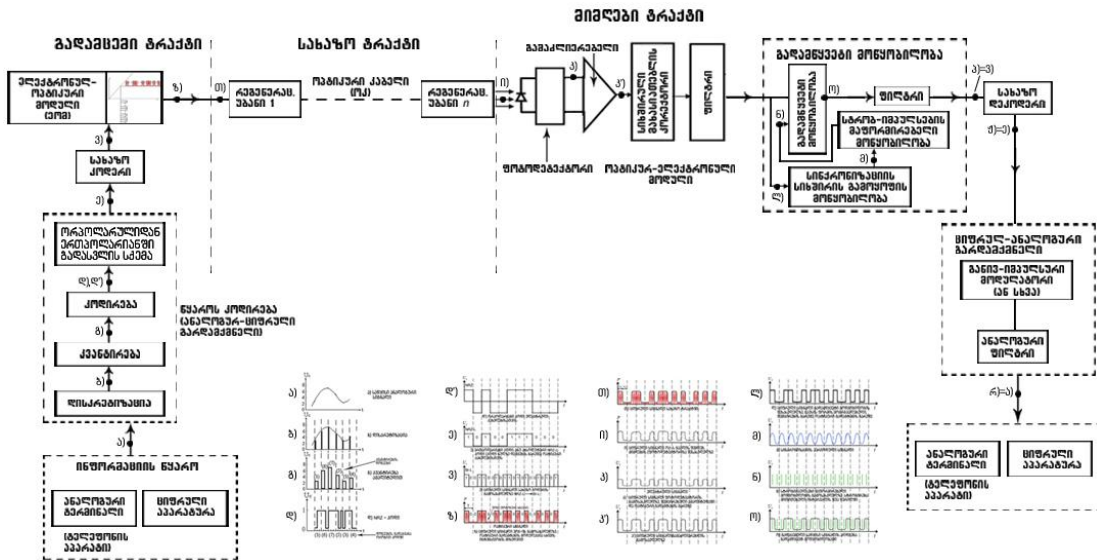
ამპლიტუდური მოდულიაცია, ანუ როგორც მას ხშირად ამ შემთხვევისათვის უწოდებენ ამპლიტუდური მანიპულიაცია. ჩვენს მიერ შემდგომში ძირითადად განხილული იქნება ამპლუტუდური მანიპულიაცია ASK, რომელიც სარეალიზაციოდ ყველაზე მარტივია. ამ შემთხვევაში ხორციელდება გამომსხივებლის (ლაზერი, შუქდიოდი) სხივის, როგორც გადამტანის მანიპულაცია ინტენსივობის მიხედვით. ამის გამო, ხშირ შემთხვევაში ტერმინის „ამპლიტუდური მოდულიაცია“ ნაცვლად გამოიყენება ტერმინი „ინტენსივობით მოდულიაცია“ ან მოდულიაცია სხივის ინტენსივობის მიხედვით, როდესაც სახაზო კოდით ხდება ოპტიკური გადამტანის მოდულირება, სხვაგვარად, „ჩართვა–გამორთვის“ ოპერაცია. ეს იმას ნიშნავს, რომ იდეალურ შემთხვევაში გვაქვს: „1“ სიმბოლოს გადაცემის დროს – ჩართულია, ინტენსივობა არის; „0“ სიმბოლოს გადაცემის დროს – გამორთულია – სხივის ინტენსივობა არ არის.

გცბოს–ში სახაზო სიგნალების სახით გამოიყენება ერთპოლარიანი სახაზო კოდები. ნაშრომში ტელეკომუნიკაციაში გავრცელებული მოდულიაციის ძირითადი ტიპებიდან გამოიყენება პირდაპირი ამპლიტუდური (ASK) მოდულიაცია.



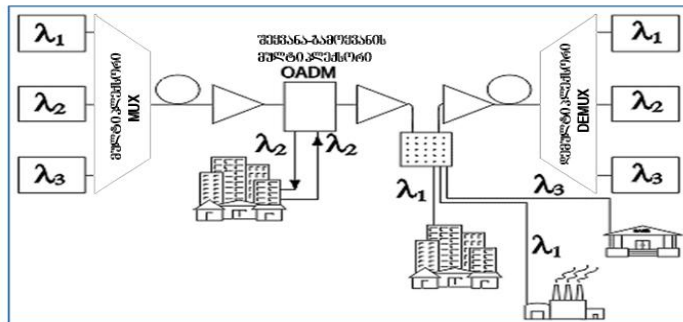
ნახ.შ.1. მოდულიაციის სახეები

ნახ.შ.2-ზე წარმოდგენილია გცბოს-ის გამარტივებული სტრუქტურული სქემა TDM (Time Division Multiplexing - ერთტალღიანი დროითი მულტიპლექსირების სისტემა), რომლის კვანძების კვლევა წარმოადგენს ნაშრომის ძირითად ამოცანას.



ნახ.შ.2. გცბოს-ის გამარტივებული სტრუქტურული სქემა (TDM - ერთტალღიანი მულტიპლექსირების სისტემა)

ნახ.შ.3-ზე წარმოდგენილია ტალღური მულტიპლექსირების (WDM) ტიპური სქემა შეყვანა-გამოყვანის მოწყობილობით და კროს კომუტაციით.



ნახ.შ.3. WDM სისტემის ტიპური სტრუქტურული სქემა არხების დამატება/გამოყოფით და კროს კომუტაციის მოწყობილობებით

როგორც ზემოთ აღინიშნა უშუალოდ გცბოს-ის კომპონენტების (ელემენტური ბაზის) შემუშავება სცილდება წინამდებარე ნაშრომის მიმართულებას, რადგან კვლევის საგანს წარმოადგენს არსებულ კომპონენტებზე აგებული გცბოს-ის კვლევა. გავანალიზოთ ამ კუთხით შესრულებული სადისერტაციო ნაშრომების კვლევების მიმართულებები:

ვ.პავლოვის სადისერტაციო ნაშრომში [1] შემუშავებულია გცბოს-ის მათემატიკური მოდელი, რომელიც საშუალებას იძლევა განისაზღვროს ოპტიკურ ტრაქტში გადაცემის ხარისხზე წრფივი და არაწრფივი ეფექტების

გავლენა სიგნალების ფაზური მოდულიაციის დროს, საშუალო დისპერსიული პარამეტრის სიდიდის გავლენის კანონზომიერებები, გცბოს-ის დისპერსიული მართვის, აგრეთვე ახალი დამოკიდებულებები დისპერსიული გეგმის გადაცემის ხარისხზე გავლენა 10 გბტ/წმ სიჩქარის დროს, განვითარებულია ოპტიკურ ტრაქტებში წრფივი დამახინჯებების კომპენსირების კონცეფცია, განსაზღვრულია გცბოს-ის პარამეტრების არაწრფივი დამახინჯებებისაგან დამოკიდებულებების კანონზომიერებები 40 გბტ/წმ სიჩქარეზე და სხვა.

რეგენერაციული უბნის ზღვრული სიგრძის შემუშავებასა და კვლევაზეა გამახვილებული ყურადღება მ.შიროკოვის სადისერტაციო ნაშრომში [2]. მ.დაშკოვი ნაშრომში „ოპტიკურ-ბოჭკოვანი ხაზების მოდელირება და კვლევა სპექტრალური შემჭიდროვებით და რომანული გამაძლიერებლით“ [3] იკვლევს რომანული გამაძლიერებლების გამოყენების თავისებურებებს გბოს-ში, აყალიბებს რომანული გამაძლიერებლის მათემატიკურ მოდელს და ასეთი ტიპის გამაძლიერებლის ხმაურის თავისებურებებს. წარმოდგენილია რეკომენდაციები გცბოს-ის პროექტირების შესახებ რომანული გამაძლიერებლის გამოყენებით. გბოს-ის ადრეული დიაგნოსტიკის მეთოდების კვლევა წარმოადგენს ნ.სიტნოვის სადისერტაციო ნაშრომის თემას [4]. ავტორის განხილვის საგანია ოპტიკური კაბელების დისტანციური კონტროლი, ანგარიშგების ნამდვილობა და დროული დოკუმენტირება, ოპტიკურ-ბოჭკოვანი ხაზის და კავშირის არხის დაზიანების ავტომატური აღმოჩენა, მათი ადგილმდებარეობის ზუსტი მითითება, კაბელების დაზიანებათა პროცესის შესახებ შეტყობინება, კონტროლი და მართვა, ოპტიკური ბოჭკოს პარამეტრების გაზომვა ავტომატურ რეჟიმში და ოპტიკური კაბელების პარამეტრების ცვლილებების პროგნოზირება. ო.ტატარკინას სადისერტაციო ნაშრომები ეძღვნება გცბოს-ის კვლევას [5], ხოლო მ.სლეპცოვის ნაშრომი რეფლექტომეტრიის საშუალებათა მეთოდებისა და საშუალებების

შემუშავებას გადაცემის ბოჭკოვან-ოპტიკურ სისტემაში არხების სპექტრალური დაყოფით [6]. აღსანიშნავია ი.ნიკოლსკის ნაშრომი „ფართოზოლოვანი ოპტიკური დაშვების ქსელების მოდელები და მეთოდები“ [7]. რეგენერაციული უბნების კვლევას ეძღვნება ა.ტროშინის სადისერტაციო ნაშრომი „გადაცემის ოპტიკურ-ბოჭკოვანი სისტემის რეგენერაციული უბნების გამოკვლევა და დამუშავება საკაბელო ჩანართებით“ [8], ნ.ვოზნესენსკაიას ნაშრომში „სინათლის გავრცელების მათემატიკური მოდელირება ოპტიკურ მიკროსტრუქტურებში“ [9] ყურადღება გამახვილებულია სინათლის გავრცელების თავისებურებებზე ოპტიკურ ბოჭკოში მიკროსტრუქტურული მოვლენების დროს. ი.ვინოგრადოვას სადოქტორო დისერტაცია [10] მიძღვნილია მრავალარხიანი სატელეკომუნიკაციო სისტემების მოდელირების კონცეფციის შემუშავებაზე მოწყობილობების რეალური მუშაობის უნარიანობის, მთლიანად ოპტიკური კომპუტატორების სქემოტექნიკის გათვალისწინებით.

რეგენერაციული უბნის ოპტიმალური სიგრძის დადგენისას ქრომატიული დისპერსიის გავლენას ეხება ე.ზელიუტკოვის სადისერტაციო ნაშრომი [11], ხოლო ვ.ჩერნოვის ნაშრომი გადაცემის ოპტიკურ ხაზში ციფრული სიგნალის გავრცელებაზე ქრომატიული დისპერსიისა და შემხვედრი ნაკადის გავლენას [12]. რ.ანდრეევი თავის ნაშრომში განიხილავს ბოჭკოვან-ოპტიკური გადაცემის ხაზის ფართოზოლოვანების მეთოდს რეგენერაციულ უბნებში მაკომპენსირებელი ბოჭკოს გამოყენებით“ [13]. ოპტიკური არხების ფორმირებას სატელეკომუნიკაციო და საინფორმაციო საზომ სისტემებში ეხება ვ.ხანის სადოქტორო დისერტაცია [14], ხოლო ციფრული სახაზო ტრაქტების ოპტიმიზაცია განიხილება გ.პოპოვის სადისერტაციო ნაშრომში [15].

მითითებული ნაშრომების ანალიზიდან გამომდინარეობს, რომ მათი მნიშვნელოვანი ნაწილი მიმართულია სახაზო ტრაქტის, რეგენერაციული უბნების კვლევისა და ოპტიმიზაციისაკენ [2,5,8,13,15],

რიგი ნაშრომები [1,11,12] ეძღვნება ოპტიკურ კაბელში არსებული დისპერსიული პროცესების კომპენსაციის საკითხებს, აგრეთვე გცბოს-ის მოდელირებას [3,10], სხივის გავრცელების პროცესების კვლევას [9], გაზომვასა და დიაგნოსტიკას [4,6,14], ფართოზოლოვანი ოპტიკური დაშვების ქსელების მოდელებს და მეთოდებს [7].

ამასთან, პრაქტიკულად არცერთ ნაშრომში არ არის განხილული სახაზო სიგნალები, რომელთა როლი მნიშვნელოვანია მთლიანად ნებისმიერი გცბოს-ის დაგეგმარებისა და ექსპლუატაციის პროცესში. ასევე, ზემოთ მითითებულ ნაშრომებში ხშირ შემთხვევაში გცბოს-ის წარმოდგენილი მოდელები რთული და ძნელად გამოსაყენებელია, ვინაიდან მიღებული შედეგები არცთუიშვიათად თეორიულ ხასიათს ატარებენ და ყოველთვის არ ეთანადებიან მოთხოვნილ მახასიათებლებსა და პარამეტრებს, ხოლო საწყისი მონაცემები საშუალებას არ იძლევა უშუალოდ იქნან გამოყენებული ისინი ექსპლუატაციის პროცესში. მეორეს მხრივ, რიგ შემთხვევაში ამ მახასიათებლებს და პარამეტრებს გააჩნიათ შეზღუდული გავლენა მთლიანად გცბოს-ის მუშაობაზე, ვინაიდან არაადეკვატურად აღწერენ გცბოს-ში მიმდინარე ფიზიკურ პროცესებს. ამის გამო, თანამედროვე ეტაპზე ახალ ტექნიკურ ამოცანებს, რომლებიც დასმულია სატელეკომუნიკაციო სისტემების მიმართ: გადასაცემი ინფორმაციის სიჩქარისა და მოცულობის ზრდის თვალსაზრისით, აგრეთვე, ტექნიკური დანართების გაფართოების კუთხით, რომელშიც იგულისხმება შეყვანა-გამოყვანის მულტიპლექსორების საექსპლუატაციო მოხერხებულობა, სისტემის მართვისა და კონტროლის ამოცანები და სხვა, მიყვართ გცბოს-ის ახალ დონეზე დაგეგმარებისაკენ, სისტემის მოდელირების და ე.წ. ვირტუალური პოლიგონის შექმნამდე, რომლის საშუალებითაც შესაძლებელი გახდება მოვახდინოთ რიგი პროცესების იმიტაცია და უზრუნველვყოთ მთლიანად სისტემის მდგომარეობის ტესტირება-პროგნოზირება. ამ თვალსაზრისით გცბოს-ის სეგმენტების აგების ინჟინრული გათვლის ამოცანები მათემატიკური, ფიზიკური და

კომპიუტერული მოდელირების მხრივ აქტუალურია. ამასთან ერთად, გცბოს–ის ცალკეული კვანძების ინჟინრული გათვლა ეხება არამარტო ფუნქციონალურ კვანძებს, არამედ თვით სისტემის მუშაობის პროცესის თანმდევ მოვლენებს, როგორცაა ჯიტერი და ვანდერი. აქედან ჩვენს მიერ წინამდებარე ნაშრომში ძირითადად განხილულია ჯიტერის რაოდენობრივი შეფასებისა და გაზომვის ის ასპექტები, რაც წარმოიშვება უშუალოდ გცბოს–ის ექსპლუატაციის პროცესში. ასეთი მიდგომა ნაშრომში განხორციელებულია იმ მიზნით, რომ როგორც წესი, უშუალოდ გცბოს–ის ექსპლუატაცია, ახალი ტექნოლოგიების სირთულიდან გამომდინარე, მოითხოვს კადრების ახალი თაობის მომზადებას. ამის გამო, მიზანშეწონილია და დგება აუცილებლობა, რომ უშუალოდ გცბოს–ის ტესტირებამდე, მისი მახასიათებლების გაზომვამდე და შეფასებამდე მომსახურე პერსონალს გამომუშავებული ჰქონდეს შესაბამისი თეორიული ბაზა და ჩვევები თვალსაჩინო მაგალითებისა და თანმდევი პროცესების ტრენინგების სახით – შემდგომში მათი უშუალოდ ექსპლუატაციის პროცესში გამოყენების მიზნით.

ამასთან, მიგვაჩნია, რომ საჭირო მოდელების განხორციელება უნდა ეყრდნობოდეს არა ჰიპოტეტურ მონაცემებს, არამედ, უკვე არსებულ კონკრეტულ რესურსებს: საპასპორტო მონაცემებისა და სათანადო მათემატიკური მოდელების გამოყენებას.

გცბოს–ის კვლევის და მისი განვითარების საქმეში მნიშვნელოვანი წვლილი მიუძღვით: ოპტიკური ტალღამტარების თეორიის ჩამოყალიბებაში ა.სნაიდერს და ჯ.ლავს [16], გადაცემის ოპტიკური სისტემების კვლევასა და განვითარებაში გ.აგრავალს [17], კ.ტაკარაჯანს [18], ე.დიანოვს [19], ჯ.გაუერს [20], ჯ.სტერლინგს, გცბოს–ის მეთოდოლოგიური კვლევისა და განვითარების საქმეში: ნ.სლეპოვს, ს.დმიტრიევს [20,21], რ. ფრიმანს [23], რ.უბადულაევს [24], ო.ნანიის [25], აღსანიშნავია აგრეთვე ნაშრომები [26,27,28] და სხვა.

მნიშვნელოვანია გცბოს–ის სახაზო სიგნალების მიმართულებით საქართველოში ჩატარებული კვლევები [29,40,42], რომელთაც საფუძველი დაედო ლ. პოლიაკის მონოგრაფიაზე [39] დაყრდნობით გამოქვეყნებული ნაშრომები [29–33] და ა.შ.

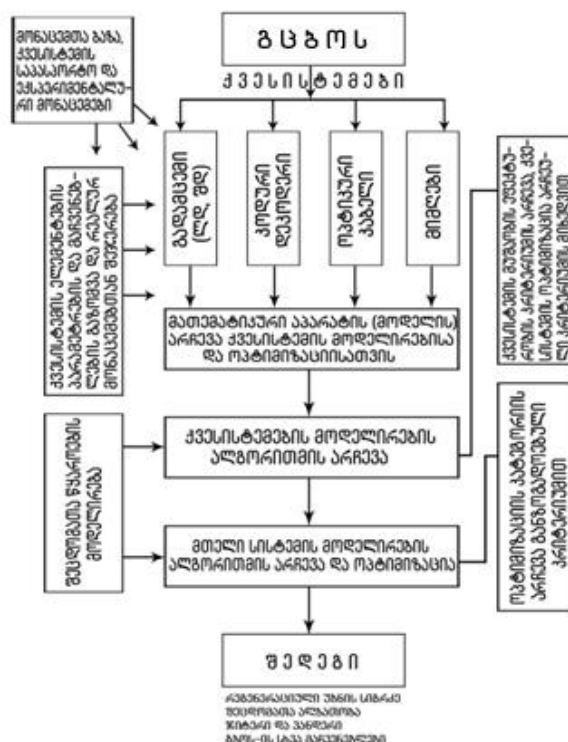
აქვე უნდა აღინიშნოს, რომ ამ ეტაპზე თანამედროვე გცბოს–მაროგორც თეორიული, ისე პრაქტიკული მიმართულებით ძირითადი განვითარება ჰპოვეს დასავლეთის ქვეყნებში: აშშ, ინგლისი, საფრანგეთი, გერმანია. რაც შეეხება ტექნოლოგიურ დამუშავებებს – პრაქტიკულად SDH/SONET, WDM, CWDM, HWDM და ATM ტექნოლოგიები ძირითადად ვითარდება და იწარმოება მითითებულ ქვეყნებში. რუსეთის წვლილი ამ სისტემების განვითარებაში მოკრძალებულია და მხოლოდ ცალკეულ თეორიულ დამუშავებებში გამოიხატება.

თავი 1. ძირითადი მახასიათებლების ფორმალიზაცია გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემების (გცბოს) მოდელირების დროს, მონაცემთა ბაზის ფორმირება და რეგენერაციული უბნის (რუ) სიგრძის ოპტიმიზაცია

1.1. გცბოს ძირითადი მახასიათებლების ფორმალიზაცია [49]

გცბოს-ის ძირითადი მახასიათებლების ფორმალიზაციას დიდი მნიშვნელობა ენიჭება გცბოს-ის მოდელირებისას [29]. ფორმალიზაციაში იგულისხმება ცალკეული ქვესისტემების ფიზიკური მახასიათებლების დადგენა გცბოს-ის საპასპორტო და ექსპერიმენტალური მონაცემების საფუძველზე და მათი მათემატიკური მოდელის ჩამოყალიბება, რაც წარმოადგენს ბაზას მთლიანი რთული სისტემის მოდელირებისას.

გცბოს-ის სტრუქტურული სქემა წარმოდგენილია ნახ.1.1-ზე [49].



ნახ.1.1. გცბოს, როგორც მოდელირების რთული სისტემის სტრუქტურული სქემა

გცბოს-ის ძირითადი ქვესისტემებია (კვანძებია): გადაცემის ოპტიკური მოდული, ოპტიკური კაბელი, კოდეკი, მიმღები ოპტიკური

მოდული. ნაშრომში მოყვანილია ძირითადი კვანძების ფიზიკური და ფუნქციონალური მახასიათებლები და მათი მათემატიკური აღწერა.

გადაცემის ოპტიკური მოდული (შუქდიოდი – შდ, ლაზერული დიოდი - ლდ): გამოსხივების სიმძლავრე მუშაობის სხვადასხვა რეჟიმის დროს, ტალღის სიგრძე, გამოსხივების სპექტრის სიგანე, იმპულსის ფორმირების დრო, სახაზო სიგნალის ტიპი, გამოსხივების დიაგრამის მათემატიკური სახე და სხვა.

ოპტიკური კაბელი (ერთმოდიაანი, მრავალმოდიაანი): მილევა, დისპერსია (მოდატშორისი, მასალის, ტალღგამტარული, პოლარიზაციის), გადაცემის მახასიათებლების მათემატიკური მოდელი, გატარების ზოლი, გადაცემის იმპულსური მახასიათებელი, სისტემის გამტარუნარიანობა, ბიტურ შეცდომათა ალბათობა, გადაცემის სიჩქარე და სხვა.

კოდეკი: გბოს-ში გამოყენებული სახაზო კოდების ტიპები, ელემენტარული იმპულსების ფორმები, ენერგეტიკული სპექტრები (უწყვეტი და დისკრეტული მდგენელები), ენერგეტიკული მახასიათებლები, ფორმირების ალგორითმი და ა.შ.

მიმღები ოპტიკური მოდული: (p-i-n და ზვავისებური ტიპის ფოტოდეტექტორები): გადაცემის მახასიათებლები, მგრძნობიარობა, მიღებული სიგნალის დამუშავების ვარიანტები, მიმღების მათემატიკური მოდელი, მიღებული სიგნალის დამუშავების ალგორითმები, გადამწყვეტი მოწყობილობა და ა.შ.

შეცდომათა წყაროები: ხმაური და სიმბოლოთშორისი დამახინჯება (სშდ). ხმაურის სახეები (საფანტისებური, სითბური და ა.შ.) მათი მათემატიკური აღწერა, სშდ-ს წარმოშობის პირობები, ჯიტერი, ვანდერი და სხვა.

მონაცემთა ბაზა: სისტემის კვანძების საპასპორტო და ექსპერიმენტალური მონაცემები. გცბოს-ის საბოლოო ფორმალიზებული მოდელი მოიცავს ოპტიმიზაციის კატეგორიის არჩევას განზოგადებული კრიტერიუმის მიხედვით.

გცბოს-ის კომპიუტერული მოდელის განხილვისას საჭიროა ეს მოდელი ადაპტირებული იქნას რეალურ გარემოსთან და პირობებთან. ანუ იმიტაციური გარემოს ჩამოყალიბება კომპიუტერული მოდელის სახით თავიდან აგვაცილებს რთული და ძვირადღირებული ექსპერიმენტების ჩატარების აუცილებლობას, მოგვცემს ახალ გარემოსთან ადაპტირების შესაძლებლობას და შეიძლება გამოყენებულ იქნას სისტემის პროექტირების, გაზომვების, ფუნქციონალური დატვირთვების და სხვა ამოცანების გადაწყვეტის დროს. მოდელირება მთლიანობაში გულსხმობს გცბოს-ის მახასიათებლების დადგენას და მათ განზოგადებას როგორც დროით, ისე სიხშირულ უბნებში, რაც საუკეთესო საფუძველს წარმოადგენს მთლიანად გცბოს-ის კვლევის მიმართულებით. გცბოს-ის კვლევის შედეგები დამოკიდებულია პროექტირების დროს დასმულ ამოცანაზე და შეიძლება მრავალმხრივი იყოს, თითოეული კვანძის დეტალური შესწავლიდან დაწყებული ძირითადი მახასიათებლებით დამთავრებული. სახელდობრ:

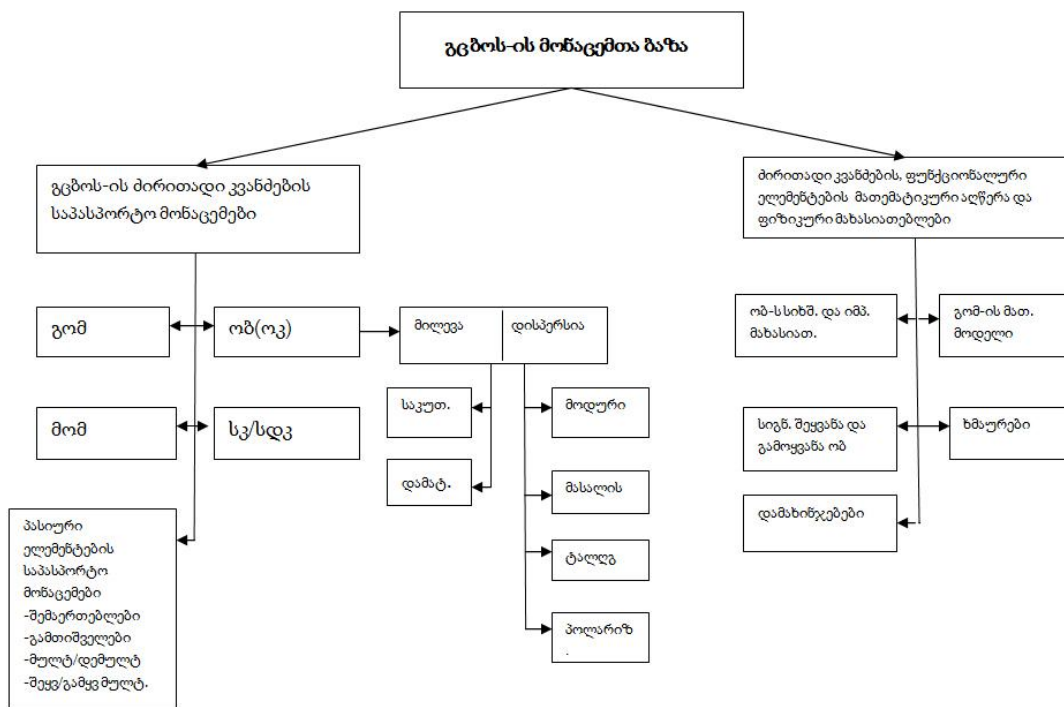
- სისტემის მიღების პარამეტრების განსაზღვრა: საკუთარი (მიღევა შთანთქმაზე, მიღევა ფანტვაზე), გარე (დამატებითი) მიღევები;
- სიტემის დისპერსიული პარამეტრების განსაზღვრა: მოდათშორისი, მასალის, ტალღამტარული, პოლარიზაციის;
- სისტემის მიმღები ოპტიკური მოდულის მგრძნობიარობის განსაზღვრა;
- რეგენერაციული უბნის სიგრძის დადგენა;
- გადაძწყვეტი მოწყობილობის ზღურბლის დონის დადგენა;
- ხმაურების დონის დადგენა და სიგნალი/ხმაური ფარდობის, ბიტური შეცდომათა ალბათობის განსაზღვრა;
- დამახინჯებების წყაროების იმიტაცია (სიმბოლოთაშორისი დამახინჯება, ჯიტერი, ვანდერი და სხვა) და მათი შემცირება გცბოს-ის ფუნქციონალური კვანძების მოდელირებით და მრავალი სხვა.

ოპტიკური კაბელის ჩადებისა და მონტაჟის პროცესში დიდი მნიშვნელობა ენიჭება ამ პროცესის სწორ და სტანდარტების შესაბამისად ორგანიზებას. მაგალითად, ოკ-ის მიღევა შედგება საკუთარი (ობ-ს

კლასიკური მიღევა: მიღევა შთანთქმაზე, მიღევა ინფრაწითელ გამოსხივებაზე და ა.შ.) და დამატებითი (რადიაციული, ინსტალაციის, შეერთებების) მიღევისგან (იხ. დანართი 1. გვ.172-176, ნახ.დ1.1-ნახ.დ1.8), რომელიც შეადგენს მთლიანი (საკუთარი და დამატებითი) დანაკარგების 20%-ს.

1.2. მონაცემთა ბაზის ფორმირება გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემის დაპროექტებისათვის

მონაცემთა ბაზის ფორმირების ამოცანაა მოხდეს ყველა ძირითადი მონაცემისა და მაჩვენებლების მოძიება, კვანძებში მიმდინარე პროცესების მათემატიკური აღწერა და არსებული (დადგენილი) ფიზიკური მახასიათებლების სისტემატიზაცია. მონაცემთა ბაზა წარმოადგენს გცბოს-ის მოდელირების საფუძველს, რომელიც გამოყენებული იქნება გცბოს-ის კვანძების მოდელირების და პროექტირების დროს. ნახ.1.2-ზე წარმოდგენილია გცბოს-ის მონაცემთა ბაზის სტრუქტურა.



ნახ.1.2. გცბოს-ის მონაცემთა ბაზის სტრუქტურა

1.3. რეგენერაციული უბნის სიგრძის ოპტიმიზაცია გადაცემის ციფრულ ბოჭკოვან-ოპტიკურ სისტემებში (გცბოს) [48]

რეგენერაციული უბნის (რუ) სიგრძის ოპტიმიზაცია მნიშვნელოვანია თანამედროვე გცბოს-ის სახაზო ტრაქტის პროექტირებისას, რაც სისტემის მთლიანი ღირებულების ეკონომიას იძლევა.

გცბოს-ის სახაზო ტრაქტის აგების პრინციპი ერთტალღიანი და მრავალტალღიანი სისტემებისთვის ერთმანეთისაგან რამდენადმე გასხვავდება. ერთტალღიანი TDM – (Time Division Multiplexing - დროითი მულტიპლექსირება) სისტემისათვის არსებობს სამი მოდიფიკაცია: მარტივი ოპტიკური სახაზო ტრაქტი; ოპტიკური სახაზო ტრაქტი ელექტრული რეგენერატორით და ოპტიკური სახაზო ტრაქტი შუალედური ოპტიკური გამამლიერებლით. ასევე, გცბოს-ის მრავალტალღიანი სისტემებისათვის (WDM - Wavelength Division Multiplexing - ტალღური მულტიპლექსირება) არსებობს L, V და U ტიპის სახაზო ტრაქტების აგების სქემები (ITU-ს რეკომენდაცია G.692).

ჩვენს მიერ განიხილება დროითი მულტიპლექსირების სახაზო ტრაქტი ელექტრონული რეგენერაციით, როდესაც რეგენერატორში ხორციელდება ოპტიკურ ბოჭკოში (ობ) გავრცელებული სახაზო სიგნალის გარდაქმნა ელექტრულ სიგნალად, მისი ფორმირება, კვლავ ოპტიკურ სიგნალში გადაყვანა და სახაზო ტრაქტით გადაცემა.

ზოგადად რეგენერაციული უბნის სიგრძე დამოკიდებულია ობ-ს ტიპზე (მილევა, დისპერსია), გადამცემის (ლაზერი, შუქდიოდი) სიმძლავრეზე, ოპტიკური მიმღების მგრძნობიარობაზე.

ვინაიდან ერთტალღიან გცბოს-ში მრავალტალღიანისგან განსხვავებით ოპტიკურ გამამლიერებელს არ განათავსებენ უშუალოდ გადამცემი ოპტიკური მოდულის (გომ) შემდეგ (გამომსხივებლის - ლაზერი, შუქდიოდი, მიერ გამოსხივებული სიმძლავრის გაძლიერების მიზნით), ან ოპტიკური მიმღების ოპტიკური მოდულის (მომ) წინ (მიმღების მგრძნობიარობის გასაზრდელად), ამიტომ, რეგენერაციული უბნის სიგრძის

გაზრდის ერთ-ერთი მნიშვნელოვანი პირობაა ოპტიკური მიმღების მგრძობიარობის გაზრდა, რაც მთლიანად რეგენერაციული უბნის სიგრძის ოპტიმიზაციის საშუალებას იძლევა.

მომ-ის ძირითად კვანძს ფოტოდეტექტორი წარმოადგენს, რომელიც, როგორც წესი, აიგება p-i-n ან ზევაკისებურ ფოტოდიოდებზე ზფდ (APD – Avalanche photodiode). p-i-n ფოტოდიოდის მგრძობიარობა (დეტექტირებადი ოპტიკური სიმძლავრის მინიმალური დონე) იანგარიშება ფორმულით [34]:

$$\bar{P}_{p-i-n} = \frac{A_\lambda}{\eta_m} \cdot \sqrt{i_{p-i-n}^2}, \quad (1.1)$$

სადაც, $\eta_m = 0.7 - 0.8$ - ფოტოდეტექტორის კვანტური ეფექტურობაა, $A_\lambda = Q_{ფგ.} \cdot \left(\frac{h \cdot c}{e \cdot \lambda} \right)$ - კოეფიციენტი, რომელიც ფოტოდეტექტორზე დაცემული ფოტონის ენერჯის პროპორციულია, $Q_{ფგ.}$ - არის შეცდომათა ალბათობის პარამეტრი, რომელიც დამოკიდებულია შეცდომათა ალბათობის მნიშვნელობაზე გცბოს-ში (როცა $P_{ფგ.} = 10^{-9}$, $Q_{ფგ.} = 6$). $c = 299\,792\,458$ მ/წმ - სინათლის სიჩქარეა, $h = 6.624 \cdot 10^{-34}$ ჯოული/3ც - პლანკის მუდმივაა, $e = 1.602 \cdot 10^{-19}$ კულონი - ელექტრონის მუხტია, λ - ერთტალღიანი გადაცემის ოპტიკურ სისტემაში გამოყენებული ტალღის სიგრძეა, როცა $\lambda = 1.3$ მკმ, $A_\lambda = 5.7$ ვტ/ა, i_{p-i-n}^2 - ხმაურის დენის საშუალო კვადრატული მნიშვნელობაა, რომელიც გამოითვლება ფორმულით [35]:

$$i_{p-i-n}^2 = 4kT(2\pi C_\Sigma)B^2 \left[\frac{\ln_2}{2K} + \frac{\ln_3(2\pi C_\Sigma)BF_n}{S_m} \right], \quad (1.2)$$

სადაც, C_Σ - ფოტოდიოდის წინასწარი გამამლიერებლის და მონტაჟის ჯამური ტევადობაა, F_n - ველის ტრანზისტორის ხმაურ-ფაქტორია, \ln_2, \ln_3 - პერსონიკის ინტეგრალებია, B - გადაცემის სიჩქარეა, S_m - ველის ტრანზისტორის დახრილობაა, K - კოეფიციენტი, რომელიც ახასიათებს ფოტომიმღების შესასვლელ წრედში ინტეგრირების სიღრმეს (ჩვეულებრივ $K = 10 - 100$), k - ბოლცმანის მუდმივაა, $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ ჯოული/კულ.

ზვავისებური ფოტოდიოდისთვის ფოტოდიოდის მგრძობიარობა გამოითვლება ფორმულით [34]:

$$\bar{P}_{\text{ზფდ}} = \frac{A_{\lambda}}{\eta_m} \cdot \left[\frac{\sqrt{i^2 p-i-n}}{M} + e \cdot Q_{\text{ზფდ}} \cdot F \cdot \ln_1 \cdot B \right], \quad (1.3)$$

სადაც M - გამრავლების კოეფიციენტი, F - ველის ტრანზისტორის ხმაურ-ფაქტორია, \ln_1 - პერსონიკის ინტეგრალია, B - გადაცემის სიჩქარეა.

მაკინტაიერის აპროქსიმაციის შემთხვევაში ჭარბი ხმაურის დროს გვაქვს [34]:

$$F = M \left\{ 1 - (1-K) \left[\frac{M-1}{M} \right]^2 \right\}, \quad (1.4)$$

სადაც K - მუხტის მატარებლების დარტყმითი იონიზაციის კოეფიციენტი, $K \leq 1$.

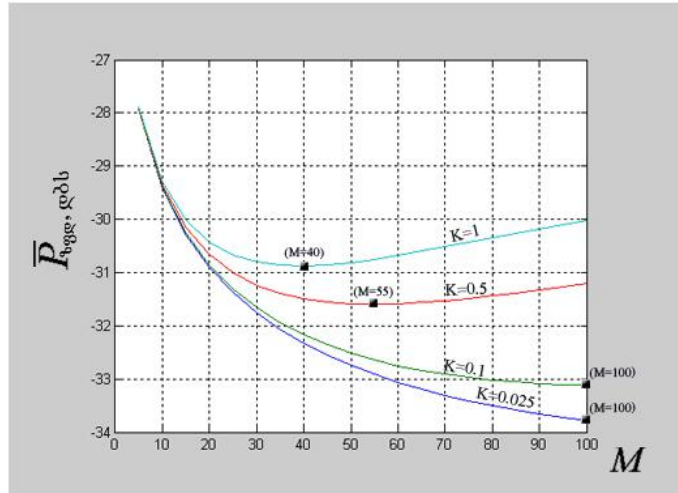
ავაგოთ ფოტომიმლების მგრძობიარობის დამოკიდებულება ზფდ-ის გამრავლების კოეფიციენტზე შემდეგი მონაცემებით: $C_{\Sigma} = 1$ პფ, $\ln_1 = 0.5$, $\ln_2 = 0.55$, $\ln_3 = 0.085$, $F_n = 1.5$, $S_m = 35 \cdot 10^{-3}$ სიმ; თუ ვცვლით ზფდ-ს გამრავლების კოეფიციენტს M -ს, სხვადასხვა K -ს მნიშვნელობის დროს ($K=0.025$, $K=0.1$, $K=0.5$, $K=1$) შესაძლებელია მივიღოთ M -ის მნიშვნელობა, რომლის დროსაც ზვავისებურ ფოტოდიოდს გააჩნია მაქსიმალური მგრძობიარობა (დეტექტირებადი ოპტიკური სიმძლავრის მინიმალური დონე). ფოტომიმლების მგრძობიარობის დამოკიდებულება ზფდ-ის გამრავლების კოეფიციენტზე გადაცემის სიჩქარისათვის $B=2.5$ გბტ/წმ წარმოდგენილია ნახ.1.3-ზე.

ხმაურ-ფაქტორისა და ზფდ-ის გამრავლების კოეფიციენტის დამოკიდებულება $F(M)$ ფოტოდიოდის გარღვევის უბანში შეიძლება აპროქსიმირებულ იქნას, როგორც [37]:

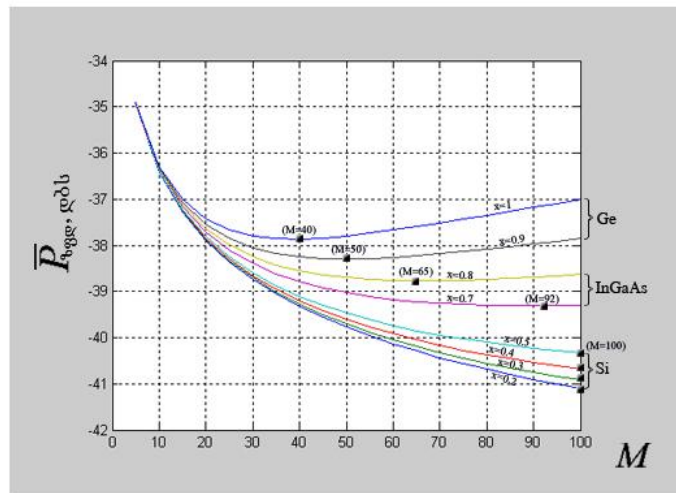
$$F \geq (M) = M^x, \quad (1.5)$$

სადაც, $x=0.2-0.5$ კრემნიუმის დიოდებისათვის, $x=0.7-0.8$ InGeAs დიოდებისათვის, $x=0.9-1$ გერმანიუმის დიოდებისათვის.

ფოტომიმლების მგრძობიარობის დამოკიდებულება ზედ-ის გამრავლების კოეფიციენტზე გადაცემის სიჩქარისათვის $B=0.1$ გბტ/წმ მოყვანილია ნახ.1.4-ზე.

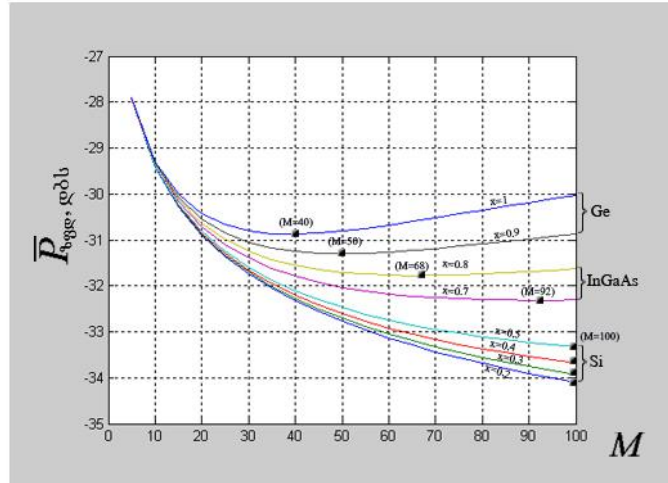


ნახ.1.3. ზევისებური ფოტოდიოდის (ზფდ) მიმღები ოპტიკური მოდულის მგრძობიარობის ზღურბლის დამოკიდებულება ზედ-ის გამრავლების კოეფიციენტზე M , მუხტის მატარებლების დარტყმითი იონიზაციის კოეფიციენტის K -ს სხვადასხვა მნიშვნელობის დროს.



ნახ.1.4. ზევისებური ფოტოდიოდის (ზფდ) მიმღები ოპტიკური მოდულის მგრძობიარობის ზღურბლის დამოკიდებულება ზედ-ის გამრავლების კოეფიციენტზე M , სხვადასხვა დიოდისათვის, (გადაცემის სიჩქარე $B=0.1$ გბტ/წმ)

ფოტომიმლების მგრძობიარობის დამოკიდებულება ზფდ-ის გამრავლების კოეფიციენტზე გადაცემის სიჩქარისათვის $B=2.5$ გბტ/წმ მოცემულია ნახ.1.5-ზე.



ნახ.1.5. ზვავისებური ფოტოდიადიანი (ზფდ) მიმღები ოპტიკური მოდულის მგრძობიარობის ზღურბლის დამოკიდებულება ზფდ-ის გამრავლების კოეფიციენტზე M , სხვადასხვა დიოდებისათვის, (გადაცემის სიჩქარე $B=2.5$ გბტ/წმ)

დანართ 1-ში წარმოდგენილია ზვავისებური ფოტოდიადიანი მიმღები ოპტიკური მოდულის მგრძობიარობის ზღურბლის ზფდ-ს გამრავლების კოეფიციენტზე დამოკიდებულების გრაფიკები გადაცემის სხვადასხვა სიჩქარისათვის (გვ.177-179, ნახ.დ1.9-ნახ.დ1.14), აგრეთვე მიმღები ოპტიკური მოდულის მგრძობიარობის დამოკიდებულება ტალღის სიგრძეზე, შეცდომათა ალბათობის სხვადასხვა მნიშვნელობის დროს (გვ.180, ნახ.დ1.15, ნახ.დ1.16) და მიმღები ოპტიკური მოდულის მგრძობიარობის დამოკიდებულება გადაცემის სიჩქარეზე, ზფდ-თვის (გვ.181-182, ნახ.დ1.17-ნახ.დ1.19).

მიღებული მონაცემების საფუძველზე გამოვთვალოთ გცბოს-ის რეგენერაციული უბნის სიგრძე შემდეგი მონაცემებით: გადაცემული სიმძლავრის დონე $P_{\text{გადაც.}}=0$ დბს; დანაკარგები შეყვანაზე $P_{\text{ფფვ.}}=\eta=4$ დბ; მიღება რაზიომული შეერთების დროს $a_{\text{რ,ფ}}=1$ დბ; მიღება არარაზიომული

შერთების დროს $a_{არარაზ} = 1$ დბ; კაბელის მილევა $\alpha = 0.3$ დბ/კმ; კაბელის სამშენებლო სიგრძე $l = 5$ კმ; დანაკარგები ოპტიკური ენერჯის გამოყვანაზე $P_{გამოყ.} = 0.5$ დბ; დანაკარგები ტემპერატურის ცვლილების დროს $P_t = 1$ დბ; სისტემის ენერგეტიკული მარაგი $P_{მარაგი} = 4$ დბ; გადაცემის სიჩქარე $B = 0.1$ გბტ/წმ, $x = 1$, როცა $M = 5$, $P_{მიღ.} = -34.89$ დბს, ხოლო როდესაც $M_{ოპტ.} = 40$, $P_{მიღ.} = -37.87$ დბს (ნახ.1.4), და იგივე მონაცემებით, როდესაც $B = 2.5$ გბტ/წმ; $x = 0.9$, $M = 5$, $P_{მიღ.} = -27.9$ დბს, $M_{ოპტ.} = 50$, $P_{მიღ.} = -31.3$ დბს, (ნახ.1.5). პირველ შემთხვევაში რეგენერაციული უბნის ნაზრდი ზფდ–ს გამრავლების კოეფიციენტის ოპტიმიზაციის დროს $\Delta L = 6$ კმ, მეორე შემთხვევაში $\Delta L = 6.8$ კმ.

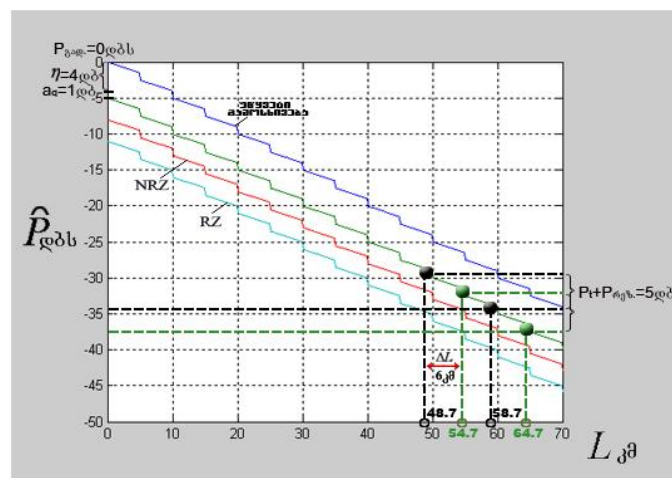
გადაცემის სისტემის ენერგეტიკული პოტენციალი:

$$\Pi = P_{გადაც.} - P_{შეყვ.} - P_{გამოყ.} - P_t - P_{მარაგი} - P_{მიღ.} \quad (1.6)$$

რეგენერაციული უბნის სიგრძე გამოითვლება ფორმულით:

$$L_{რეგ} = \frac{\Pi - 2 \cdot a_{რაზ} + a_{არარაზ}}{\frac{a_{არარაზ}}{l} + \alpha}, \text{ კმ} \quad (1.7)$$

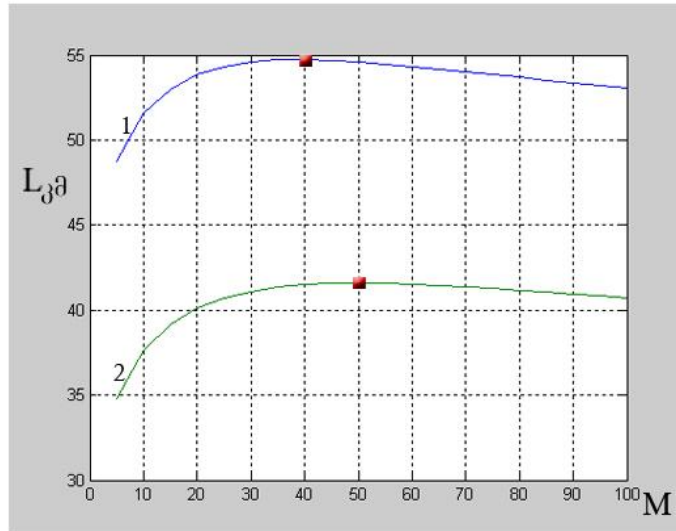
ნახ.1.6-ზე წარმოდგენილია რეგენერაციული უბნის დონეების დიაგრამა და რეგენერაციული უბნის სიგრძე: 1 მრუდი – გადაცემის უწყვეტი რეჟიმის დროს, აგრეთვე, NRZ და RZ სიგნალებისათვის, როდესაც გამოსხივების სომძლავრე გადაცემის უწყვეტ რეჟიმთან შედარებით მცირდება შესაბამისად -3 დბს–ით და -6 დბს–ით.



ნახ.1.6. რეგენერაციული უბნის სიგრძის ოპტიმიზაცია, ზფდ-ს

გამრავლების კოეფიციენტის შერჩევით, როდესაც $B=0.1$ გბტ/წმ, $x=1$.

ნახ.1.7-ზე მოყვანილია რეგენერაციული უბნის სიგრძის L -ის დამოკიდებულება ზფდ-ს გამრავლების კოეფიციენტ M -ზე. 1 მრუდისთვის - $B=0.1$ გბტ/წმ, $x=1$, ხოლო 2 მრუდისთვის - $B=2.5$ გბტ/წმ, $x=0.9$.



ნახ.1.7. რეგენერაციული უბნის სიგრძის დამოკიდებულება ზფდ-ს გამრავლების კოეფიციენტზე

ამრიგად, მომ-ში ზფდ-ს გამოყენებისას გამრავლების კოეფიციენტის ოპტიმალური მნიშვნელობის დადგენის შემთხვევაში რეგენერაციული უბნის სიგრძე შესაძლებელია გაგრძელდეს 10%-ით არაოპტიმალური გამრავლების კოეფიციენტის დროს რეგენერაციული უბნის სიგრძესთან შედარებით. ამ მიზნით საჭიროა შერჩეულ იქნას შესაბამისი ტიპის ზვავისებური ფოტოდiodი, მუშაობის სათანადო რეჟიმში.

თავი 2. სახაზო სიგნალების ენერგეტიკული სპექტრის გამოთვლის ახალი მეთოდოლოგია გადაცემის ციფრულ ბოჭკოვან-ოპტიკურ სისტემებში [50,62]

გამოთვლითი მათემატიკის მნიშვნელოვან ამოცანებს წარმოადგენს წრფივ ალგებრულ განტოლებათა სისტემების ამოხსნა და მატრიცის საკუთრივი რიცხვებისა და ვექტორების გამოთვლა. აქ უპირველესად უნდა აღინიშნოს სულ უფრო და უფრო მზარდი ინტერესი წრფივ ალგებრულ განტოლებათა დიდი სისტემების ამოხსნისადმი. აგრეთვე ცუდად განპირობებული სისტემებისათვის. ამასთან ამოცანის ამოხსნის პროცესში დიდი ყურადღება ექცევა აპრიორულ და აპოსტერიორულ ინფორმაციას. ბუნებრივია, გადამწყვეტი როლი ეკუთვნის ელექტრონულ გამომთვლელ მანქანებს (ეგმ), რომლებმაც სტიმული მისცეს ისეთი ახალი ალგორითმების შექმნას, რომლებიც კარგად არის მორგებული ავტომატური თვლისათვის.

განვიხილოთ წრფივი ალგებრის ამოცანების ამოხსნის ორი ძირითადი მეთოდი - პირდაპირი და იტერაციული მეთოდები [41,52,53].

პირდაპირი მეთოდების ქვეშ ჩვეულებრივ იგულისხმება წრფივი ალგებრის ამოცანების ამოხსნის ისეთი ალგორითმები, რომელთა გამოყენებითაც ამოცანა ამოიხსნება არითმეტიკული ოპერაციების სასრული რაოდენობის საშუალებით. პირდაპირი მეთოდების კლასიკურ მაგალითებს წარმოადგენენ გაუსის გამორიცხვის მეთოდი, მობრუნების მეთოდი, ორთოგონალიზაციის მეთოდები. აქ ყველაზე დიდი სიძნელეა ისეთი წრფივ ალგებრულ განტოლებათა სისტემების ამოხსნა, როცა მატრიცა ცუდად არის განპირობებული, რაც თავის მხრივ მჭიდროდ უკავშირდება პირობით-კორექტულ ამოცანებს.

წრფივი ალგებრის ამოცანების ამოხსნის მნიშვნელოვან საშუალებას წარმოადგენს იტერაციული მეთოდები, რომელთა აქტიურმა პროგრესმა მოგვცა ეფექტურად რეალიზებადი მძლავრი ალგორითმების შექმნის საშუალება. ეს პროგრესი გამოწვეულია უპირველესად იმ აუცილებლობებით, რომ მართვის, ეკონომიკის, ტექნიკის ამოცანების

ამოხსნას მივყავართ მაღალი რიგის მატრიცებთან. ასეთ დროს პირდაპირი მეთოდები უმრავლეს შემთხვევაში არაეფექტურია, თუმცა გამოთვლითი ტექნიკის თანამედროვე ეტაპი აფართოებს მათი გამოყენების არეალს.

იტერაციული პროცესების ორი ძირითადი მიმართულება არსებობს. პირველი მიმართულება დამყარებულია მატრიცების სპექტრალური მახასიათებლების გამოყენებაზე. ამ ტიპის მეთოდები შეიძლება ასე აღვწეროთ: აიგება იტერაციული მეთოდი გადასვლის მატრიცისათვის, რომელიც დამოკიდებულია პარამეტრების ერთობლიობაზე. ეს პარამეტრები აირჩევა ან ყველა ერთნაირი ყველა ბიჯისათვის, ისე რომ გადასვლის მატრიცის სპექტრალური რადიუსი იყოს მინიმალური; ან აირჩევა პარამეტრების ისეთი ერთობლიობა, რომლებიც დამოკიდებულია მხოლოდ იტერაციის ნომერზე, ისე რომ შეცდომის ვექტორის ნორმა იყოს მინიმალური. ამ პარამეტრების შერჩევა წარმოადგენს გამოთვლითი ალგორითმის ოპტიმიზაციის შემადგენელ ნაწილს.

აქ საჭიროა აღვნიშნოთ, რომ ოპტიმიზაციის სპექტრალური მეთოდები განსაკუთრებით ეფექტურია, როცა ვხსნით ამოცანათა სერიას ერთი და იგივე მატრიცისათვის, მაგრამ სხვადასხვა მონაცემების შემთხვევაში.

შემდეგ მნიშვნელოვან მეთოდს წარმოადგენენ იტერაციული პროცესები, რომლებიც დამყარებულია ვარიაციულ პრინციპებზე. ამ კლასის მეთოდები საშუალებას იძლევა მიმდევრობითი მინიმიზაცია ჩავატაროთ რომელიმე ფუნქციონალისათვის (როგორც წესი, ასეთი ფუნქციონალი კვადრატულია), რომლებიც აღწევს მინიმალურ მნიშვნელობას ამ სისტემის საძიებელ ამოხსნაზე.

ვარიაციული მეთოდების ღირსება იმაში გამოიხატება, რომ რელაქსაციის პარამეტრების შერჩევა მიიღწევა იმ აპოსტერიორული ინფორმაციის საფუძველზე, რომლის მიღება წარმოებს ყოველ ნაბიჯზე.

ბოლო პერიოდში განიხილება ისეთი იტერაციული მეთოდები, რობლებშიც შეთავსებულია სპექტრალური და ვარიაციული ოპტიმიზაცია.

აღსანიშნავია აგრეთვე ამ პრობლემისადმი ალბათური მიდგომა (ბოლოდროინდელი გამოკვლევები).

გცბოს-ის სახაზო სიგნალების ენერგეტიკული სპექტრების გამოსათვლელად ჩვენს მიერ შემოთავაზებულია იტერაციული მეთოდი, შემუშავებულია პროგრამათა პაკეტი, რაც საშუალებას იძლევა მნიშვნელოვნად გავამარტივოთ გამოთვლის პროცესი მაღალი რიგის ალბათური მატრიცების შემთხვევაში და უზრუნველვყოთ გამოთვლების პროცესის გამარტივება და ავტომატიზაცია. შემოთავაზებული მეთოდი აღიწერება შემდეგი პროცესით:

წრფივ ალგებრაში შესწავლის ძირითად ობიექტს წარმოადგენს ე.წ. აფინური მრავალწარმოები R^n -ში. ყოველი მათგანი შეიძლება მოცემულ იქნას წრფივ ალგებრულ განტოლებათა სისტემით:

$$\sum_{j=1}^n a_{ij}x_j = b_i, \quad i=1,2,\dots,m, \quad j=1,2,\dots,n$$

მეორე მხრივ, ყოველი არაცარიელი აფინური მრავალწარმოა შეიძლება წარმოდგენილ იქნას ასევე პარამეტრულად:

$$x = x^0 + \sum_{j=1}^n C_j x_j, \quad s=1,2,\dots,n$$

სადაც, x^1, x^2, \dots, x^n ფიქსირებული ელემენტებია R^n , ხოლო C_j - ნებისმიერი ნამდვილი რიცხვებია. ამასთან გადასვლა მოცემის ერთი ფორმიდან მეორეზე მიიყვანება განსაზღვრულ წრფივ ალგებრულ განტოლებათა სისტემის ამოხსნასთან [40,53].

ამ მეთოდოლოგიის საშუალებით შესაძლებელია სხვა პრაქტიკული ამოცანების ამოხსნაც (როგორც წრფივი, ასევე არაწრფივი).

სახაზო სიგნალები წარმოადგენენ გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემის (გცბოს) შემადგენელ ნაწილს [29]. სახაზო სიგნალების ენერგეტიკული მახასიათებლები ასრულებენ მნიშვნელოვან როლს გცბოს-ის ხელშეშლამდგრადობის შეფასებაში.

სახაზო კოდეკი (კოდერი–დეკოდერი) წარმოადგენს გცბოს–ის მნიშვნელოვან კვანძს. გადამცემის კოდერში ხორციელდება საწყისი NRZ

სიგნალის გადაყვანა სახაზო კოდში, ხოლო მიმღებ მხარეს სახაზო სიგნალის უკუოპერაცია. გცბოს-ის ძირითადი მახასიათებლები (რეგენერაციული უბნის სიგრძე, სიგნალების დამუშავების მეთოდები, რეგენერატორებში შეცდომათა კონტროლის მექანიზმი, სინქრონიზაციის სისტემა, ხელშეშლამდგრადობა, ხაზში სიგნალების დამახინჯება და სხვა) მნიშვნელოვანწილად არის დამოკიდებული სახაზო კოდზე, რომლის ერთ-ერთ მნიშვნელოვან მახასიათებელს წარმოადგენს ენერგეტიკული სპექტრი.

ენერგეტიკული სპექტრი საშუალებას იძლევა განისაზღვროს და შეფასდეს სიგნალის მნიშვნელოვანი პარამეტრები: 1. სიგნალის ენერჯის განაწილება სიხშირის განსაზღვრულ ზოლში; 2. მოხდეს სახაზო სიგნალების შედარება სიმძლავრის დონის მიხედვით, სიხშირის აქტიურ ზოლში, რაც საშუალებას გვაძლევს დავადგინოთ მოთხოვნები სიმბოლოთშორისი ხელშეშლის დასაშვები მნიშვნელობის მიმართ 3. განხორციელდეს სხვადასხვა კლასისა და ერთი კლასის სახაზო სიგნალების შედარება სხვადასხვა სტატისტიკის დროს; 4. შერჩეული სახაზო სიგნალის საფუძველზე დამუშავდეს მიმღები მოწყობილობების აგების პრინციპები და გცბოს-ის რეგენერატორების სქემები; 5. მიღებულ იქნას ინფორმაცია სინქროსიხშირეზე და შეფასებულ იქნას მისი მნიშვნელობა 6. შეფასდეს კავშირის სისტემის ხელშეშლამდგრადობა. 7. განხორციელდეს სახაზო სიგნალისა და გადაცემის გარემოს (ოპტიკური კაბელი) შეთავსების ოპტიმიზაცია და ა.შ.

გცბოს-ის ენერგეტიკული სპექტრების გამოთვლის კლასიკური მიდგომა ეყრდნობა გადასვლის ალბათურ მატრიცებთან დაკავშირებული ამოცანების ამოხსნას, რომელიც განსაკუთრებით გამწვანებულია დიდი განზომილებების მატრიცის შემთხვევაში. ამასთან დაკავშირებით წარმოიშვება აუცილებლობა შექმნილ იქნას პროგრამათა პაკეტი სახაზო კოდების ენერგეტიკული სპექტრების მახასიათებლების გამოსათვლელად. ვინაიდან, ენერგეტიკული სპექტრების გამოთვლის კლასიკური მეთოდის

გამოყენება დიდი ზომის ალბათური მატრიცების შემთხვევაში ძალზედ რთული და ზოგჯერ შეუძლებელია.

ამასთან აღნიშნოთ, რომ საკუთრივი რიცხვების მოძებნა გაცილებით რთულ ამოცანას წარმოადგენს, ვიდრე ამავე მატრიცისათვის წრფივ ალგებრულ განტოლებათა სისტემების ამოხსნა. ბოლოსდაბოლოს საკუთრივი რიცხვების პრობლემა არაწრფივ ამოცანას წარმოადგენს.

გცბოს-ის სახაზო სიგნალების ენერგეტიკული სპექტრების გამოსათვლელად ჩვენს მიერ შემოთავაზებულია იტერაციული მეთოდი, შემუშავებულია პროგრამათა პაკეტი, რაც საშუალებას იძლევა მნიშვნელოვნად გავამარტივოთ გამოთვლის პროცესი მაღალი რიგის ალბათური მატრიცების შემთხვევაში და უზრუნველვყოთ გამოთვლების პროცესის ავტომატიზაცია.

ენერგეტიკული სპექტრის გამოთვლის ფორმულები მიღებული იყო ლ.მ. პოლიაკის მიერ [39], რომლებიც დამყარებული იყო ლაგრანჟის საინტერპოლაციო პოლინომის გამოყენებაზე. ეს მეთოდი გულისხმობდა M' (ანუ იგივე M) მატრიცის საკუთრივი რიცხვების ცოდნას, მათი ჯერადობის გათვალისწინებით, როგორც ნამდვილ ასევე კომპლექსურ შემთხვევაში. ამ მეთოდიკით გამოკვლეულ იქნა რიგი სახაზო სიგნალების ენერგეტიკული სპექტრები, რომელთა უწყვეტი და დისკრეტული მდგენელები ანალიზური სახით მიღებული იყო [29]-ში. ზემოთ აღნიშნული მეთოდის ნაკლს წარმოადგენდა გამოთვლის სირთულე იმ შემთხვევაში, როცა მატრიცის რიგი იზრდება (მაგ. $N=20,40,80,\dots$, სადაც, N -მატრიცის რიგია).

შემდგომში იმავე ლ. პოლიაკის და რ. სვანიძის, აგრეთვე რ. სვანიძის და კ. მესტიაშვილის მიერ მიღებულ იქნა ენერგეტიკული სპექტრის გამოსათვლელი ფორმულა, რომელიც არ საჭიროებს მატრიცის საკუთრივი რიცხვების $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ ცოდნას. აქ მნიშვნელოვან როლს ასრულებს მოცემული M' მატრიცის მახასიათებელი პოლინომი. აღნიშნული პოლინომის მისაღებად გამოყენებულ იქნა აკადემიკოს კრილოვის, აგრეთვე

დეინეკის და მისი თანაავტორების მიდგომა. იგი მდგომარეობს შემდგომში - მოცემული არანულოვანი x ვექტორის (იგი არ უნდა წარმოადგენდეს M' მატრიცის საკუთრივ ვექტორს, რისი შემოწმებაც საკმაოდ ადვილია) საშუალებით აიგება $x^1 = M \cdot x$, $x^2 = M \cdot x^1$, $x^3 = M \cdot x^2$, ..., $x^n = M \cdot x^{n-1}$. შედეგად მივიღებთ მახასიათებელი პოლინომის კოეფიციენტების მიმართ წრფივ ალგებრულ განტოლებათა თავსებად სისტემას, რომლის ამოხსნა არ წარმოადგენს სიძნელეს [38,50]. გარდა ამისა აღნიშნული მეთოდიკა საშუალებას იძლევა mBnB კლასის სიგნალის კვლევა (ანუ ენერგეტიკული სპექტრის დათვლა) დავიყვანოთ გაცილებით დაბალი რიგის მატრიცის შემთხვევაზე მაგ. მეოცე რიგის მატრიცის ენერგეტიკული სპექტრის დათვლა დაყვანილ იქნას მეხუთე რიგის მატრიცის დათვლაზე და ა.შ.

ზემოთ აღნიშნული მეთოდოლოგიური მიდგომა საშუალებას გვაძლევს ენერგეტიკული სპექტრის გამოთვლა განხორციელდეს ანალიზური გამოსახულების გარეშე, რაც მნიშვნელოვანია მაღალი რიგის მატრიცების კვლევის დროს. ექსპერიმენტები ადასტურებენ, რომ თვლის პროცესი მდგრადია.

ნაშრომებში [32,38] მოცემულია მაღალი დონის სიგნალების ენერგეტიკული სპექტრის გამოსათვლელი გამოსახულება, რომელსაც აქვს შემდეგი სახე:

$$F_{\text{შწმობ.}}(\omega) = \frac{2\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U^2}{T} K \left\{ E - [(M^*)]^2 \right\} \left\{ E - 2(M^*)' \cos \omega T + [(M^*)]^2 \right\}^{-1} PK' - KM_0 PK',$$

$$F_{\text{დობკრებ.}}(\omega) = \frac{4\pi\tau_0^2 |g(\omega\tau_0)|^2 U^2}{T^2} K \left\{ E - [M'(1)]^2 \right\} \left\{ E - 2M'(1) \cos \omega T + [M'(1)]^2 \right\}^{-1} [M'(1)]PK'.$$

სადაც, τ_0 - ინფორმაციული იმპულსის ხანგრძლივობაა, $g(\omega\tau_0)$ - ერთეულოვანი იმპულსის ფურიეს გარდაქმნა, U_0 - ერთეულოვანი დონის იმპულსის ამპლიტუდა, T - ტაქტური ინტერვალი, K - მატრიცა-სტრიქონი, რომლის ელემენტები წარმოადგენს სახაზო სიგნალის იმპულსების ამპლიტუდის დონეს,

$$M(1) = M \left[\frac{\Delta(\lambda)}{\lambda^h - 1} \right]_{\lambda \rightarrow M} / \left[\frac{\Delta(\lambda)}{\lambda^h - 1} \right]_{\lambda \rightarrow 1}; M_0 = \left[\frac{\Delta(\lambda)}{\lambda^h - 1} \right]_{\lambda \rightarrow M} / \left[\frac{\Delta(\lambda)}{\lambda^h - 1} \right]_{\lambda \rightarrow 1}; M^* = M - M(1);$$

$\Delta(\lambda)_\Delta$ - M მატრიცის მახასიათებელი მრავალწევრია, $\lambda \rightarrow M$ - ნიშნავს λ სკალარის შეცვლას M მატრიცით (ასევე $\lambda \rightarrow 1$ ნიშნავს λ სკალარის შეცვლას 1-ით).

აღვნიშნოთ, რომ გადასვლის ალბათური მატრიცა M არის სტოქასტური, P – ალბათობის მატრიცაა.

როგორც აღვნიშნეთ, პროგრამული პაკეტის შემუშავების დროს ძირითადი პრობლემა წარმოაიშვება საწყისი M მატრიცის რიგის გაზრდის დროს.

P – ფინალური ვექტორის განსაზღვრისათვის საჭიროა ამოიხსნას წრფივ ალგებრულ განტოლებათა სისტემა [39].

$$M'P = P,$$

P-ს ნორმირებით, მაგალითად ასე $P_1 + P_2 + \dots + P_n = 1$, შესაძლებელია წრფივ ალგებრულ განტოლებათა სისტემა

$$\left\{ \begin{array}{l} M'P = P \\ \sum_{j=1}^n P_j = 1 \end{array} \right\}$$

ჩავწეროთ შემდეგი სახით:

$$AX = f \tag{2.1}$$

და (2.1)-ის ამოსახსნელად განვიხილავთ შემდეგ იტერაციულ პროცესს [40].

X^0 - ისეთი საწყისი მიახლოებაა რომლის ყველა კომპონენტი ტოლია $1/n$;

$$X^k = X^{k-1} + \tau_k g^k, \quad k \geq 1.$$

$$\tau_k = \frac{(Ag^k, \xi^{k-1})}{(Ag^k, Ag^k)},$$

$$g^k = -e^k + e^{k-1},$$

$$\xi^j = AX^j - f^j, \quad j \geq 0.$$

$$f^0 = f, \quad f^i = f^{i-1} - AX^{i-1}, \quad i \geq 1.$$

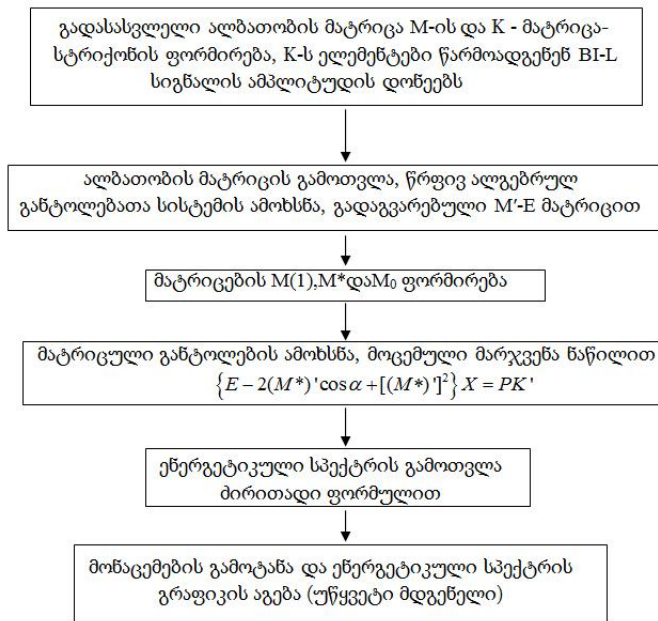
$$\text{ამოხსნა } X = X^0 + X^1 + \dots + X^s,$$

სადაც, s - მინიმალური ნატურალური რიცხვია, რომლისთვისაც $\|\xi^s\| < \varepsilon$, ხოლო ε - ნებისმიერი ფიქსირებული დადებითი რიცხვია.

აღვნიშნოთ, რომ

$$\sum_{i=1}^n \xi_i^k = 0, \quad k \geq 0.$$

ნახ.2.1-ზე წარმოდგენილია BI-L (მანჩესტერის კოდი) სახაზო სიგნალის ენერგეტიკული სპექტრის გამოთვლის პროცედურა.



ნახ.2.1. BI-L სახაზო სიგნალის ენერგეტიკული სპექტრის გამოთვლის პროცედურა

ჩამოვყალიბოთ მინიმალური მრავალწევრის გამოთვლის პროცესი, მახასიათებელი პოლინომის და საკუთრივი რიცხვების გარეშე $M (M')$ მატრიცისთვის.

$\Delta(\lambda)$ -ის დადგენისათვის [41]-ის შესაბამისად:

განვსაზღვროთ ასახვა $T: M_n \rightarrow C^{n^2}$ შემდეგნაირად: ჩავწეროთ M შემდეგი სახით $M = [m_1, m_2, \dots, m_n]$ - სადაც პირველი n - ელემენტები წარმოადგენენ M მატრიცის სვეტის პირველ ელემენტებს, შემდეგი n - ელემენტები წარმოადგენენ მეორე სვეტის ელემენტებს და ა.შ. ეს გამოსახულება არის ვექტორული სივრცის M_n და C^{n^2} იზომორფიზმი (ანუ წრფივი ურთიერთცალსახა ასახვა). განვიხილოთ ვექტორების მიმდევრობა:

$$\begin{aligned} \nu_0 &= T(E) \\ \nu_1 &= T(M) \\ \nu_2 &= T(M^2) \\ &\dots \\ \nu_K &= T(M^K) \end{aligned}$$

ჩავთვალოთ, რომ ყველა მათგანი არის C^{n^2} -დან და $K = 0, 1, 2, \dots, n$,

აღვნიშნოთ, რომ ვექტორთა სიმრავლე $\nu_0, \nu_1, \nu_2, \dots, \nu_n$ წრფივად დამოკიდებულია.

ახლა გამოვიყენოთ გრამა-შმიდტის ორთოგონალიზაციის პროცესი $\nu_0, \nu_1, \nu_2, \dots, \nu_n$ ვექტორებისათვის.

$$\begin{aligned} \tilde{\nu}_0 &= \nu_0 \\ \tilde{\nu}_1 &= \nu_1 + a_{12}\nu_0 \quad a_{12} = -\frac{(\nu_0, \nu_1)}{(\nu_0, \nu_0)} \\ &\dots \\ \tilde{\nu}_k &= \nu_k + a_{k-1,1}\nu_0 + a_{k-1,2}\nu_1 + \dots + a_{k-1,k-1}\nu_{k-1} \end{aligned}$$

სადაც $a_{i,j}$ განისაზღვრება ორთოგონალიზაციის პირობებიდან.

$$(\nu_i, \nu_j) = 0, i \neq j; \quad i, j = 1, 2, \dots, n$$

ორთოგონალიზაციის პროცესი მიმდინარეობს მანამდე, სანამ არ მივიღებთ ნულოვან ვექტორს. რადგან ნებისმიერ p -განზომილებიან სივრცეში ყოველი $(p+1)$ ვექტორისაგან შემდგარი სისტემა წრფივად დამოკიდებულია, ზემოთ აღნიშნული პროცესის შედეგად აუცილებლად მივიღებთ ნულოვან ვექტორს.

თუ ნულოვანი ვექტორი მიღებულია K -ურ ბიჯზე, მაშინ M მატრიცის მინიმალური მრავალწევრის მაჩვენებელი არის $K-1$.

აქედან გამომდინარეობს, რომ თუ K -ურ ბიჯზე გამოითვლება გრამა-შმიდტის ორთოგონალიზაციის ნულოვანი ვექტორი:

$$0 = (\alpha_0\nu_0, \alpha_1\nu_1, + \dots + \alpha_K\nu_{K-1})$$

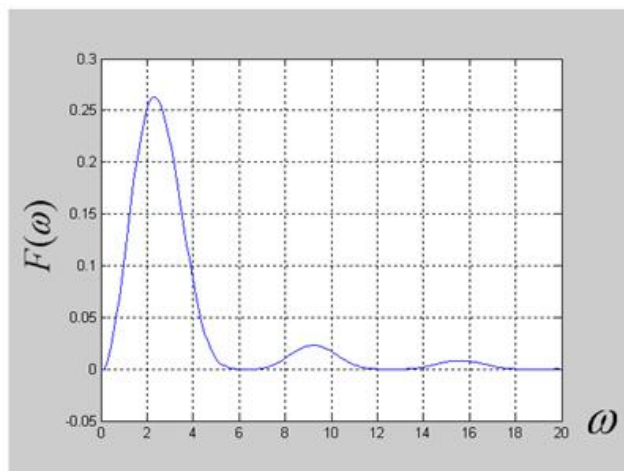
მაშინ

$$T^{-1}(\alpha_0\nu_0, \alpha_1\nu_1, + \dots + \alpha_K\nu_{K-1}) = \alpha_0 I + \alpha_1 M + \alpha_2 M^2 + \dots + \alpha_{K-1} M^{K-1} = 0$$

ეს ნიშნავს, რომ $q_M(t) = (\alpha_{K-1}M^{K-1} + \alpha_{K-2}M^{K-2} + \dots + \alpha_1M + \alpha_0) / \alpha_{K-1}$ არის M მატრიცის მინიმალური მრავალწევრი.

ამგვარად, BI-L სახაზო სიგნალის ენერგეტიკული სპექტრის ზემოთ აღნიშნული იტერაციული მეთოდით გამოთვლის დროს, პროცესი მთლიანად ექვემდებარება ავტომატიზაციას. მიღებული შედეგი ემთხვევა სპექტრს, რომელიც მიღებულია ანალიზური გამოსახულებით [29,42].

ნახ.2.2-ზე მოყვანილია BI-L სახაზო სიგნალის ენერგეტიკული სპექტრი (უწყვეტი მდგენელი), რომელიც გამოთვლილია შებრუნებული მატრიცების მეთოდით, იტერაციული პროცესის გამოყენებით, მითითებული სიზუსტით $\varepsilon = 0,000001$. BI-L სახაზო სიგნალის ენერგეტიკული სპექტრის გამოსათვლელი პროგრამა, რომელიც შესრულებულია დაპროგრამების ენა „Mathlab“-ში წარმოდგენილია დანართ 2-ში (გვ.183-185).



ნახ.2.2. BI-L სახაზო სიგნალის ენერგეტიკული სპექტრი

ამრიგად, შემოთავაზებულია გცბოს-ის სახაზო სიგნალების ენერგეტიკული სპექტრების გამოსათვლელად იტერაციული მეთოდი. ენერგეტიკული სპექტრის მიღებული მნიშვნელობა დიდი სიზუსტით ემთხვევა ანალიზური გამოსახულებით მიღებულ მნიშვნელობას. ნაშრომში შემუშავებულია პროგრამათა პაკეტი სახაზო კოდების ენერგეტიკული სპექტრების გამოსათვლელად, რაც საშუალებას იძლევა

მნიშვნელოვნად გავამარტივოთ გამოთვლის პროცესი მაღალი რიგის ალბათური მატრიცების შემთხვევაში და უზრუნველვყოთ გამოთვლების პროცესის ავტომატიზაცია.

როგორც ზემოთ აღნიშნა გცბოს-ის ხელშეშლამდგრადობის შეფასებისას სახაზო სიგნალებს (სს) არსებითი წვლილი შეაქვს [29,54-58].

[32,38] შრომებში შეთავაზებული იყო ენერგეტიკული სპექტრის განსაზღვრის მეთოდი, რომელიც [32]-ში ნახსენებია როგორც შებრუნებული მატრიცების მეთოდი. ამ მიდგომის არსი იმაში მდგომარეობს, რომ გარდამავალი ალბათობების მოცემული M მატრიცისათვის აუცილებელია მხოლოდ მახასიათებელი პოლინომის გამოთვლა, მთელი სპექტრის გამოთვლის ნაცვლად.

ზემოთ აღნიშნული მეთოდის რეალიზაცია BI-L სახაზო სიგნალის მაგალითზე წარმოდგენილია ნაშრომებში [40,50]. როგორც ზემოთ ვნახეთ ენერგეტიკული სპექტრის გამოანგარიშების დროს შედეგები მთლიანად დაემთხვა როგორც კლასიკური მიდგომის, აგრეთვე შებრუნებული მატრიცის მეთოდით მიღებულ შედეგს.

გადავიდეთ მახასიათებელი პოლინომის აგების მეორე მეთოდზე. სამართლიანია შემდეგი

დებულება 1. mBnB კლასის გადასვლის ალბათური M მატრიცა შეიძლება წარმოვადგინოთ შემდეგი ბლოკური სახით:

$$M = \begin{bmatrix} \ominus & E & & \\ & \oplus & & \\ & & \oplus & \\ & & & E \\ V & & & \ominus \end{bmatrix},$$

სადაც, ყოველი ბლოკური მატრიცა \ominus, E, V წარმოადგენს m რიგის კვადრატულ მატრიცებს.

შენიშვნა 1. ასეთ სიგნალებს განეკუთვნება ბლოკური კოდები mBnB ($m=1,2,3 \dots; n=2,3,4 \dots$), NRZ, RZ, BI-L, EP-1, რადევ-სტოიანოვის, მილერის, BM, BS, ბლოკური კოდები ჩასმებით mB1C, mB1P, DmB1M და სხვა.

დებულება 2. M მატრიცის ყველა საკუთრივი მნიშვნელობა წარმოადგენს V მატრიცის შესაბამისი საკუთარი რიცხვების n -ურ ხარისხს.

V მატრიცისათვის $\Delta(\lambda)$ მახასიათებელი პოლინომის განსაზღვრისას ვიყენებთ კრილოვის [51] მიერ შემოთავაზებულ მეთოდს. ჩვენს მიერ ჩამოყალიბებულია მომგებიანი სახეცვლილება, რომელიც შემოგვთავაზეს ფრეზერმა, დანკანმა და კოლარმა [59]. მეთოდი ეყრდნობა ჰამილტონ-კელის [41,60,61] თეორემას, რომლის თანახმადაც n რიგის ნებისმიერი მატრიცა A აკმაყოფილებს თავის მახასიათებელ განტოლებას:

$$\Delta(\lambda) = \lambda^n + \gamma_1 \lambda^{n-1} + \gamma_2 \lambda^{n-2} + \dots + \gamma_n = 0,$$

$\Delta(\lambda)$ -ს განსაზღვრისათვის განვიხილოთ ვექტორების შემდეგი მიმდევრობა:

X^0 - n განზომილების ნებისმიერი საწყისი არანულოვანი ვექტორია, და განსხვავდება ვექტორისაგან, რომელიც მხოლოდ ერთიანებისაგან შედგება.

$$X^i = V * X^{i-1}, \quad (i=1\dots n).$$

აქ V არის ზემოთ ნახსენები მატრიცა.

$\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n$ მახასიათებელი მრავალწევრის კოეფიციენტების განსაზღვრისათვის ამოვხსნათ $A\gamma = B$ წრფივი ალგებრულ განტოლებათა სისტემა, სადაც

$$A = [x^{n-1}, x^{n-2}, \dots, x^1, x^0], \quad B = -x^n.$$

მოდელის სახით განვიხილოთ რადევ-სტოიანოვის სახაზო სიგნალი, რომლისთვისაც M მატრიცას აქვს შემდეგი ბლოკური სახე:

$$M = \begin{pmatrix} \Theta & E \\ V & \Theta \end{pmatrix},$$

$$K = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1],$$

სადაც, Θ , E , V მე-4-ე რიგის კვადრატული მატრიცებია, E ერთეულოვანი მატრიცაა, Θ ნულოვანი მატრიცა, ხოლო

$$V = \begin{pmatrix} 0 & p & q & 0 \\ q & 0 & 0 & p \\ 0 & q & 0 & p \\ p & 0 & q & 0 \end{pmatrix}, \quad (2.2)$$

მახასიათებელი მრავალწევრის მისაღებად გავამრავლოთ (2.2) ნებისმიერ არანულოვან ვექტორ-სვეტზე.

$$C(0) = \{c_{10}, c_{20}, \dots, c_{n0}\},$$

აღვნიშნოთ მიმდევრობით

$$C(1) = AC(0) = \{c_{11}, c_{21}, \dots, c_{n1}\},$$

$$C(2) = AC(1) = A^2C(0) = \{c_{12}, c_{22}, \dots, c_{n2}\},$$

...

$$C(n) = AC(n-1) = \dots = A^n C(0)$$

მივიღებთ

$$C(0)p_n + C(1)p_{n-1} + \dots + C(n-1)p_1 = -C(n),$$

ეს მატრიცული განტოლება წარმოადგენს წრფივ ალგებრულ განტოლებათა სისტემას $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n$ უცნობებით:

$$\sum_{k=0}^{n-1} c_{ik} \gamma_{n-k} = -c_{in}, \quad (i=1, 2, \dots, n).$$

ამოვხსნით რა ამ სისტემას γ_k -ს მიმართ ($k=1, 2, \dots, n$), დავწერთ საუკუნის განტოლებას V -თვის.

P ფინალური ალბათობის მატრიცის გასაგებად [39]-ის თანახმად ამოვხსნათ წრფივი ალგებრული განტოლებათა სისტემა

$$M'P = P,$$

ნორმირება გავუკეთოთ $P = (P_1, P_2, \dots, P_n)^T$ -ს მაგალითად, ასე:

$$P_1 + P_2 + \dots + P_n = 1,$$

შედეგად მიღებული წრფივი ალგებრული განტოლებათა სისტემა:

$$\left\{ \begin{array}{l} M'P = P \\ \sum_{j=1}^n P_j = 1 \end{array} \right\},$$

ჩავწეროთ ბლოკური სახით:

$$\begin{pmatrix} 0 & V' \\ I & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1 \\ P_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_1 \\ P_2 \end{pmatrix},$$

აქედან

$$\left\{ \begin{array}{l} V' P_1 = P_1 \\ P_2 = P_1 \end{array} \right\},$$

ამრიგად მივდივართ წრფივ ალგებრულ განტოლებათა სისტემამდე

$$V' X = X, \quad (2.3)$$

მოვახდინოთ $X = (x_1, x_2, x_3, x_4)^T$ -ის ნორმირება, მაგალითად ასე:

$x_1 + x_2 + x_3 + x_4 = 1$. (2.3)-ის ამოსახსნელად შემოთავაზებულია შემდეგი იტერაციული პროცესი [40]:

X^0 - არის ნებისმიერი საწყისი მიახლოება, ისეთი, რომ

$$\sum_{k=1}^4 x_k^0 = 1,$$

$$X^k = X^{k-1} + \tau_k g^k, \quad k \geq 1.$$

$$\tau_k = \frac{(AV^* g^k, \xi^{k-1})}{(AV^* g^k, AV^* g^k)}, \text{ როცა } AV^* g^k \neq \theta.$$

$$g^k = -e^k + e^{k-1},$$

$$\xi^j = AV^* X^j - f^j, \quad j \geq 0.$$

$$f^0 = f, \quad f^i = f^{i-1} - AV^* X^{i-1}, \quad i \geq 1.$$

ამოხსნა $X = X^0 + X^1 + \dots + X^s$,

სადაც, s - მინიმალური ნატურალური რიცხვია, რომლისთვისაც $\|\xi^s\| < \varepsilon$,

ხოლო ε - ნებისმიერი წინასწარ მოცემული დადებითი რიცხვია.

აღნიშნოთ, რომ

$$\sum_{i=1}^n \xi_i^k = 0, \text{ ნებისმიერი } k \geq 0.$$

შემდეგ გვაქვს

$$P = \begin{pmatrix} X_1 \\ X_1 \end{pmatrix},$$

შენიშვნა 3. ზემოთ აღნიშნული განტოლების ამოსახსნელად იტერაციული პროცესი წარმოადგენს ორციკლურ მეთოდს.

$\Delta(\lambda)$ მახასიათებელი მრავალწევრის კოეფიციენტების გასარკვევად ამოვხსნით სისტემას:

$$\gamma_1 X^3 + \gamma_2 X^2 + \gamma_3 X^1 + \gamma_4 X^0 = -X^4,$$

ანუ შემდეგი სახის წრფივალგებრულ განტოლებათა სისტემას

$$A\gamma = B,$$

სადაც,

$$A = [X^3 X^2 X^1 X^0], \quad B = -X^4.$$

შედეგად ვღებულობთ მახასიათებელ მრავალწევრს

$$\Delta(\lambda) = \lambda^4 + \gamma_1 \lambda^3 + \gamma_2 \lambda^2 + \gamma_3 \lambda + \gamma_4,$$

მატრიცული განტოლების

$$\{E - 2(M^*)' \cos \alpha + [(M^*)']^2\} X = PK',$$

ამოსახსნელად მოვახდინოთ M^* მატრიცის ფორმირება.

$$M^* = M - M(1),$$

სადაც, $M(1)$ - განსაზღვრულია [32]-ში, გვაქვს

$$M(1) = M(M^6 + M^4 + 0.5 \cdot M^2) / 2.5,$$

და

$$M^* = M - M(M^6 + M^4 + 0.5 \cdot M^2) / 2.5.$$

აქ $p = 0.5$.

ამრიგად, ბლოკური mBnB კლასის ციფრული სახაზო სიგნალების ენერგეტიკული სპექტრების განსაზღვრის ახალი მიდგომები კლასიკური მეთოდისაგან განსხვავებით მნიშვნელოვნად ამარტივებს ალბათურ მატრიცებთან დაკავშირებულ გამოთვლებს. კლასიკურ შემთხვევაში, სადაც ენერგეტიკული სპექტრების გამოსათვლელად მოითხოვებოდა გადასვლის ალბათური M (M') მატრიცის ყველა საკუთრივი (ნამდვილი და კომპლექსური) რიცხვების მნიშვნელობების ცოდნა, შემოთავაზებულ მეთოდში საჭიროა მხოლოდ მითითებული მატრიცის მახასიათებელი პოლინომის შედგენა. ამავე დროს, მეორე შემთხვევაში ალბათური მატრიცის დიდი ზომების დროს ისე, როგორც პირველ შემთხვევაში

გამოითვლება M (M') მატრიცის მახასიათებელი პოლინომი, მაგრამ ამ შემთხვევაში ამოცანა მარტივდება კიდევ იმით, რომ M (M') მატრიცის მახასიათებელი პოლინომი, შესაძლებელია შედგეს V (V') მატრიცის მახასიათებელი პოლინომის საშუალებით. V (V') მატრიცის რიგი გაცილებით დაბალია, ვიდრე არსებული M (M') მატრიცის რიგი და შესაბამისად მისი გამოთვლაც უფრო მარტივია.

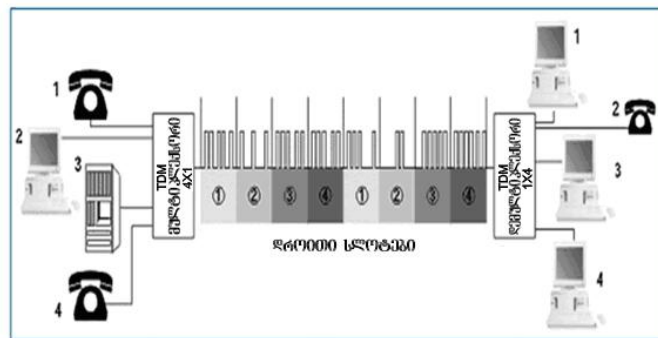
თავი 3. გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური დროითი მულტიპლექსირების (TDM) და ტალღური მულტიპლექსირების (WDM) ტექნოლოგიების შედარებითი ანალიზი

ტრადიციული TDM (Time Division Multiplexing – სისტემა არხების დროითი მულტიპლექსირებით) სისტემების გვერდით უკვე რამოდენიმე წელია მნიშვნელოვანი განვითარება ჰპოვეს WDM (Wavelength Division Multiplexing) - ოპტიკური (ტალღური, სპექტრალური) მულტიპლექსირების სისტემებმა [44,47,70] ორივე ტექნოლოგია გამოიყენება კავშირის ქსელების გამტარუნარიანობის გასაზრდელად. ამდენად, შეიძლება ერთმანეთს შევადაროთ მათი მახასიათებლები: კავშირის სისტემის სტრუქტურის მოქნილობის, გადაცემის სიჩქარის, გამტარუნარიანობის და ბიტური შეცდომათა ალბათობის, რეგენერაციული უბნის სიგრძის, სტანდარტიზაციის ამჟამინდელი დონის, მულტიპლექსირების სისტემების სატრანსპორტო ტექნოლოგიებთან ურთიერთქმედების, სისტემის ენერგეტიკული პოტენციალის (ბიუჯეტი) მიხედვით. ორივე ტექნოლოგიის შემთხვევაში გადაცემის გარემოს ოპტიკური ბოჭკო (კაბელი) წარმოადგენს.

3.1. დროითი მულტიპლექსირების TDM სისტემა

TDM ტექნოლოგია იყო პირველი სისტემა, რომელიც გამოყენებულ იქნა გადაცემის ოპტიკურ-ბოჭკოვან სისტემებში. ის ანალოგიურია დროითი მულტიპლექსირების (ანუ როგორც მას უწოდებდნენ - არხების შემჭიდროვების, დამკვრივების) სისტემებისა, სადაც გადაცემის გარემოს სახით გამოიყენებოდა კოაქსიალური და სიმეტრიული კაბელები, აგრეთვე კავშირგაბმულობის უსადენო საშუალებები. ტექნოლოგია ითვალისწინებს რამოდენიმე შემავალი დაბალსიხშიროვანი არხების ელექტრონული სახით გაერთიანებას ერთ საერთო (შემადგენელ) მაღალსიხშიროვან არხად. შემავალი არხები რიგრიგობით ამოდულირებენ მაღალსიხშიროვან გადამტან სიხშირეს მათთვის გამოყოფილ დროის მოკლე შუალედში (ტაიმ-სლოტები), რომლებიც პერიოდულად მეორდება: პირველი ტაიმ-სლოტის განმავლობაში გადამტანი მოდულირდება პირველი შემავალი არხით,

მეორე ტაიმ-სლოტის განმავლობაში - მეორეთი, მესამეს განმავლობაში - მესამეთი, მეოთხეს განმავლობაში - მეოთხეთი, მეხუთეს განმავლობაში - ისევ პირველით, მეექვსეს განმავლობაში - ისევ მეორეთი და ა.შ. (ნახ.3.1). ანუ TDM სისტემებში ყველა საინფორმაციო არხი ორგანიზდება ელექტრონულად და ინფორმაცია ელექტრული ფორმიდან ოპტიკურად გარდაქმნის (ელექტრონულ-ოპტიკური გარდამქმნელი - ეოგ) შემდეგ გადაიცემა ერთი ოპტიკური ბოჭკოთი ერთ ტალღის სიგრძეზე შესაბამისი ტაიმ სლოტების განმავლობაში. მიმღებ მხარეზე ხორციელდება უკუგარდაქმნა მიმღები ოპტიკურ-ელექტრონული გარდამქმნელის (ოეგ) საშუალებით.



ნახ.3.1. TDM დროითი მულტიპლექსირების სისტემის ტიპური სტრუქტურული სქემა. ყველა ინფორმაცია ერთი ობ-თი გადაიცემა ერთ ტალღის სიგრძეზე შესაბამისი ტაიმ სლოტების მეშვეობით

TDM სისტემებში სიჩქარის გადაცემის არსებით შემზღუდავ ფაქტორად ითვლება ქრომატიული დისპერსია. ქრომატიული დისპერსია არის ეფექტური გარდატეხის მაჩვენებლის დამოკიდებულება ტალღის სიგრძისაგან და როგორც მისი შედეგი - ოპტიკური იმპულსების გაფართოება ობ-ს გასწვრივ მათი გავრცელებისას. ვიწროზოლოვანი ლაზერისათვის (სპექტრის 0.1 ნმ სიგანით) სიჩქარის გაზრდისას 2.5 გბტ/წმ (STM-16), 10 გბტ/წმ-დე (STM-64) ქრომატიული დისპერსიის გავლენის გამო მაქსიმალური სიგრძე მცირდება 16-ჯერ. ქრომატიული დისპერსიის შემცირების მეთოდების გამოყენებას მივყავართ მილევის და სისტემის ღირებულების ზრდასთან, სისტემის სირთულესთან. სტანდარტული

ერთმოდინანი ობ-თვის (ITU-ს კლასიფიკაციით G.652) გადაცემის მაქსიმალური სიშორე 10 გბტ/წმ სიჩქარის დროს ობ-ს დისპერსიის კომპენსაციისა და კორექციის გარეშე შეადგენს 59-75 კმ-ს.

ქრომატიული დისპერსიის გავლენის შესამცირებლად გამოსხივების წყაროს სახით გამოიყენება გამოსხივების ვიწროზოლოვანი ლაზერები, რომელთა ტალღის სიგრძე ახლოა ობ-ს ნულოვანი ტალღის სიგრძესთან. თუმცა, უშუალოდ ნულოვანი დისპერსიის ტალღის სიგრძეზე მუშაობა საჭირო არ არის ოთხტალღოვანი წანაცვლების FWM (Four-Wave Mixing) ეფექტის ამალღების გამო. სამწუხაროდ შიგა მოდულაციის ლაზერების გამოსხივების სიხშირე შეიძლება გარკვეულწილად შეიცვალოს დროში. ამ ნეგატიურ მოვლენას ეწოდება ჩირპირება (Chirp), ხოლო მოდულირებული სიგნალი, რომლის გადამტანი ამდაგვარად იცვლება - ჩირპირებულ სიგნალად. ჩირპირება იწვევს გენერირებადი სიგნალების სპექტრის გაფართოებას. ის შემცირდება საგრძნობლად, თუ გადამცემების სახით გამოვიყენებთ ლაზერებს გარე მოდულიციით, რამაც პრაქტიკული გამოყენება ჰპოვა ყველა თანამედროვე მაღალსიჩქარიან გადაცემის სისტემებში.

როგორც ზემოთ აღინიშნა ამ ეტაპზე უკვე ფართოდ გამოიყენება სიჩქარეები STM-64 (9.9 გბტ/წმ) და არსებობს ლაბორატორიული ნიმუშები STM-256 (160 გბტ/წმ). ამდენად, SDH/SONET ევროპული და ამერიკული სისტემები იმისდა მიუხედავად გახდება თუა არა TDM ტექნოლოგია უნივერსალური პროტოკოლი, როგორც IP, იქნება თუ არა ადაპტირებული SONET/SDH სტანდარტებთან, უახლოეს მომავალში მას გამოიყენებს მრავალი ოპერატორი. თუმცა TDM ტექნოლოგიის „მეორე სუნთქვამ“ უკვე უზრუნველყო თავისი ადგილი სოლიტონების წარმატებისას. ამრიგად, რა პრობლემებიც არ უნდა წარმოიშვას TDM ტექნოლოგიაში და მისი გადაწყვეტის რა გზაც არ უნდა იყოს გამოყენებული, მას ამ ეტაპზე ვერცერთი ტექნოლოგია ვერ შეცვლის. თუმცა, WDM შეიძლება გამოყენებულ იქნას TDM ტექნოლოგიასთან ერთად მთლიანად გადაცემის

სისტემის გამტარუნარიანობის და ეფექტურობის გასაზრდელად. ვინაიდან მისი საშუალებით შესაძლებელია მივაღწიოთ ჯამურ სიჩქარეს. ამდენად, ეს ტექნოლოგიები კი არ გამოირიცხავენ, არამედ ავსებენ ერთმანეთს.

პოლარიზაციის მოდური დისპერსია – პმდ (PMD - Polarization Mode Dispersion), ისე როგორც ქრომატიული დისპერსია იწვევენ იმპულსების გაფართოებას და გადაცემის სიჩქარეზე გავლენას ახდენენ მოდულაციის მაღალი სიჩქარეების დროს. პმდ წარმოიშვება ერთმოდინად ობ-ში გადაცემის არაერთგვაროვანი გარემოს გამო, რაც გაპირობებულია ობ-ს მასალის და კონსტრუქციის (ობ-ს ელიფსურობა) არაერთგვაროვნების გამო. მაღალ სიჩქარეებზე ოპტიკური გამოსხივება ხასიათდება პოლარიზაციის სხვადასხვა (მაგალითად, ვერტიკალური და ჰორიზონტალური) მდგომარეობით. ამ მოვლენას სტოქასტიკური ხასიათი გააჩნია, ამიტომ პმდ-ის გავლენის შემცირება ძნელია. ცნობილი პრაქტიკული მეთოდები საშუალებას არ იძლევიან მთლიანად მოვახდინოთ პმდ-ის კომპენსაცია. მიუხედავად ასეთი სირთულეებისა გადაცემის სიჩქარეები დროითი მულტიპლექსირების სისტემებში თანდათან იზრდება. უკვე ამ ეტაპზე მიღწეულია დონე - 40 გბტ/წმ (STM-64). მიღწეული ზღვარი არსებობდა 10 წლის განმავლობაში, თუმცა ეს სიჩქარე წაყენებულ მოთხოვნებს არ აკმაყოფილებს და მომავალი ნიშნული არის STM-256 (160 გბტ/წმ). თუმცა, როგორც აღინიშნა, ეს ზღვარი შეზღუდულია დროითი მულტიპლექსირების სისტემის შემადგენელი ელექტრონულ მოწყობილობებში გამოყენებული კომპონენტების სწრაფქმედებით. ე.წ. ერთარხიან (ერთტალღიან) TDM სისტემებში მითითებული ზღვარის გადალახვა მიმდინარეობდა ორი მიმართულებით: პირველი - ერთ არხში სიჩქარის მაქსიმალური ამალღება - ანუ 160 გბტ/წმ-დე, ხოლო შემდგომ ეტაპზე 640 გბტ/წმ-დე (STM-1024), თუმცა ამ სიჩქარის რეალიზაციის სირთულის გამო, რაც დაკავშირებულია დისპერსიის კომპენსაციასთან მიყვავართ სოლიტონების გამოყენების იდეასთან და კავშირგაბმულობის სოლიტონური ქსელების აგებასთან. მეორე გზა კი არის მრავალარხიანი

(მრავალტალღიანი) WDM სისტემების გამოყენება ანუ ტალღური მულტიპლექსირება. ამასთან, მითითებული მრავალარხიანი TDM სისტემები (STM-256, STM-1024) ინფოკომუნიკაციური ტექნოლოგიების სულ უფრო მზარდი განვითარების გამო ფართო გამოყენებას პოულობს მეგაპოლისების ქსელებში. მაღალი სიჩქარეების ორგანიზების დროს ჯერ კიდევ არასრულყოფილია არხების შეყვანა–გამოყვანის ADM (Add/Drop Multiplexing) და კროს-მულტიპლექსირების ფუნქციები.

3.2. ტალღური მულტიპლექსირების WDM სისტემა

არსებობს ტალღური მულტიპლექსირების სხვადასხვა მოდიფიკაცია: WDM, CWDM, DWDM, EWDM. ტექნოლოგია WDM (Wavelength Division Multiplexing) მულტიპლექსირება ტალღის სიგრძეების დაყოფით (არხების სპექტრალური შემჭიდროვება), წარმოადგენს მობილური კავშირის ქსელებში გამოყენებული FDMA (Frequency Division Multiple-Access), სიხშირეებით მრავალჯერადი შეღწევის სისტემის ანალოგს. ტექნოლოგია CWDM (Coarse Wavelength Division Multiplexing) არხების უხეში მულტიპლექსირება (შემჭიდროვება - დაყოფა ტალღის სიგრძის მიხედვით). ტექნოლოგია DWDM (Dense Wavelength-Division Multiplexing) არხების მჭიდრო ტალღური მულტიპლექსირება. ტექნოლოგია EWDM (Enhanced Wave Division Multiplexing), DWDM და CWDM გამეჩხერიანებული [44], სისტემების ჰიბრიდული გადაწყვეტა Cisco Confidential-ის ბაზაზე (CWDM + DWDM=EWDM), CWDM, სისტემის სრულყოფილი ვერსია, საშუალებას იძლევა ობ-ს ერთი წყვილით ერთდროულად გადაცემთ 16 არხი (CWDM-8, DWDM-8), 8 არხი 1 გბტ/წმ სიჩქარის და 8 არხი 10 გბტ/წმ სიჩქარის. ანუ ასეთი სისტემა წარმოადგენს არსებული CWDM სისტემის გაფართოებას 16 არხამდე. WDM ტექნოლოგიებს არ გააჩნია TDM ტექნოლოგიის დამახასიათებელი თანმდევი შეზღუდვები და ტექნოლოგიური სირთულეები. გამტარუნარიანობის ამაღლებისათვის ნაცვლად სიჩქარის გაზრდისა ერთ შედგენილ არხში, როგორც ეს ხდება TDM სისტემებში,

WDM ტექნოლოგიებში ზრდიან არხების რიცხვს, ანუ გადაცემის სისტემებში გამოყენებულ ტალღების რიცხვს.

WDM სისტემებში გამტარუნარიანობის ამაღლება ხორციელდება ძვირადღირებული ოპტიკური კაბელის შეცვლის გარეშე. WDM ტექნოლოგიის გამოყენება საშუალებას იძლევა იჯარით გაიცეს არა მხოლოდ ოპტიკური კაბელები და ან ოპტიკური ბოჭკოები (ოპტიკური წყვილები), არამედ, ცალკეული ტალღის სიგრძეები, ანუ რეალიზებულ იქნას „ვირტუალური ბოჭკოს“ კონცეფცია. ერთი ობ-თი სხვადასხვა ტალღის სიგრძეზე შეიძლება ერთდროულად გადაიცეს სხვადასხვა საინფორმაციო ჩამონათვალი: საკაბელო ტელევიზია, ტელეფონია, ინტერნეტი, „ვიდეო მოთხოვნის მიხედვით“ და ა.შ. ამავე დროს, ოკ-ში ზოგიერთი ობ შეიძლება გამოყენებულ იქნას რეზერვის სახით.

WDM ტექნოლოგიის გამოყენება საშუალებას იძლევა გამოვრიცხოთ არსებულ ქსელში დამატებითი ოპტიკური კაბელის ჩადება. მაშინაც კი, როდესაც მომავალში ახალი ტექნოლოგიების გამოყენების საფუძველზე ობ-ს ღირებულება შემცირდება, ოპტიკურ-ბოჭკოვანი ინფრასტრუქტურა (ჩადებული ოკ და მოწყობილობები) ყოველთვის ეღირება საკმაოდ ძვირი. არსებული სისტემების ეფექტური გამოყენებისათვის საჭიროა გვექონდეს შესაძლებლობა დიდი ხნის განმავლობაში გავზარდოთ ქსელის გამტარუნარიანობა და მიწოდებულ მომსახურებათა რაოდენობა ოპტიკური კაბელის გამოცვლის გარეშე. სწორედ WDM ტექნოლოგია იძლევა ამის შესაძლებლობას.

ამ ეტაპზე WDM ტექნოლოგია გამოიყენება დიდი მანძილის მაგისტრალურ ხაზებზე, სადაც საჭიროა არხების დიდი რაოდენობა და მოითხოვება დიდი გატარების ზოლი. რეგიონალური და ქალაქის მასშტაბის ქსელები და საკაბელო ტელევიზიის სისტემები პოტენციალურად აგრეთვე ითვლებიან WDM ტექნოლოგიების ფართო ბაზრად. ჩადებული კაბელის ეფექტური გამოყენების აუცილებლობამ მიგვიყვანა არხების რიცხვის გაზრდის აუცილებლობამდე ერთ ობ-ში და

არხებს შორის მანძილის (გამიჯვნის სიხშირული ზოლი) შემცირებამდე. ამჟამად, სისტემები არხებს შორის (100-50) გჰც (დაახლ. 0.8-0.4 ნმ) სიხშირული ინტერვალით იწოდებიან მჭიდრო ტალღური DWDM მულტიპლექსირების სისტემებად. თეორიულად გადაცემა შესაძლებელია ტალღათა ნებისმიერ დიაპაზონში, თუმცა პრაქტიკული შეზღუდვა WDM სისტემების გამოყენებისათვის ტოვებს ვიწრო დიაპაზონს 1550 ნმ ტალღის დიაპაზონის მიდამოებში (აღნიშნული საკითხი და დიაპაზონების გამტარუნარიანობის პოტენციალური შესაძლებლობები განხილული იყო ზემოთ). თუმცა ეს “ვიწრო“ ზოლიც წარმოადგენს WDM სისტემების გამოყენების დიდ შესაძლებლობებს.

DWDM სისტემების მრავალრიცხოვანი შესაძლებლობანი აირეკლება მათ ფასზე. უპირველეს ყოვლისა, ძალზედ მნიშვნელოვანი ხდება ოპტიკური კაბელის კომპონენტების და მახასიათებლების მრავალი თვისება. მეორეს მხრივ, ქსელის არქიტექტურისადმი მოთხოვნები WDM სისტემებში კომპონენტების არჩევის მიმართ არის უფრო მკაცრი, ვიდრე STM-16 დონის TDM სისტემების მიმართ. აქვე უნდა ითქვას, რომ TDM და WDM ტექნოლოგიების ერთობლივი გამოყენება მნიშვნელოვნად გააფართოებს მიწოდებულ მომსახურებათა სპექტრს უცვლელად დატოვებს რა არსებულ, მოქმედ მოწყობილობა-დანადგარებს. WDM ტექნოლოგიის გამოყენება იძლევა მრავალრიცხოვან უპირატესობას, მაგრამ მოითხოვს ტექნიკური პერსონალის მომზადების და თანამედროვე საკონტროლო-გამზომი მოწყობილობების მაღალ დონეს.

3.3. დროითი და ტალღური მულტიპლექსირების სისტემების

შედარებითი ანალიზი

1. კავშირგაბმულობის ხაზის სტრუქტურის მოქნილობა და გამტარუნარიანობის გაზრდის შესაძლებლობა.

TDM ტექნოლოგია საშუალებას იძლევა ორგანიზება გავუკეთოთ ისეთ არხებს, რომლებიც მონაცემების გადაცემის თვალსაზრისით არაერთგვაროვანია. WDM ტექნოლოგია კი საშუალებას იძლევა დავყოთ

ბოჭკოვან-ოპტიკური კაბელები მრავალ არხად, რომლებშიც სხვადასხვა სიჩქარეებით გადაიცემა ტრაფიკის სხვადასხვა ტიპი. შესაძლებელია ტაიმ-სლოტების განაწილების სხვადასხვა ხერხი. ისინი შეიძლება მუდმივად იყვნენ მიმაგრებული გარკვეულ დანართზე და გამოიყოფოდნენ DAMA (Demand Assignment Multiple Access) - არხების უზრუნველყოფა მრავალჯერადი (მრავალსადგუროვანი) შეღწევა მოთხოვნის მიხედვით. შესაძლებელია ტაიმ-სლოტების ხანგრძლიობის შეცვლა, ან მთლიანად მათი გამორიცხვა. უკანასკნელ შემთხვევაში მონაცემები გადაიცემა ცალკეული პაკეტების სახით, რომელთაგან თითოეული შეიცავს წყაროს და გადამგზავნის მისამართს (სტატისტიკური მულტიპლექსირება). ამის მიუხედავად, TDM ტექნოლოგია მუშაობს ყველაზე კარგად, როცა ყველა ლოგიკურ არხში გადაიცემა ტრაფიკის ერთი ტიპი და ყველა ტაიმ-სლოტს გააჩნია ერთნაირი ხანგრძლიობა და მუდმივად არის მიმაგრებული ცალკეულ არხებზე. TDM ტექნოლოგიის ეს ვარიანტი საკმაოდ მარტივია რეალიზაციის და მართვისას, მცირეა აგრეთვე მისი საექსპლუატაციო დანახარჯები. WDM ტექნოლოგიაში არხები ერთმანეთისგან სრულიად დამოუკიდებლები არიან, ამიტომ ეს ტექნოლოგია იძლევა მეტი მოქნილობის შესაძლებლობას, ვიდრე TDM ტექნოლოგია.

WDM ტექნოლოგია საშუალებას იძლევა ყოველგვარი სიძნელის გარეშე ხაზში გადავცეთ მრავალი არხი და ტრაფიკის ტიპი. ამ ეტაპზე მონაცემების გადაცემის სიჩქარისა და მოცულობის თვალსაზრისით ყველაზე დიდი მოცულობა ინტერნეტს უჭირავს. ინტერნეტის გადაცემის თვალსაზრისით SDH ტექნოლოგიასთან შედარებით უპირატესობა ენიჭება Ethernet ტექნოლოგიებს, რომელიც მოხერხებულია SDH(STM-N) იერარქიულ ტექნოლოგიასთან შედარებით, რომელზეც ითქვა.

ამრიგად, კავშირის არხის სტრუქტურის მოქნილობის თვალსაზრისით WDM ტექნოლოგიას უპირატესობა გააჩნია TDM ტექნოლოგიასთან შედარებით.

2. გამტარუნარიანობა, გადაცემის სიჩქარე, ღირებულება.

მულტიპლექსირების სისტემების შედარების დროს მართებული იქნება ვილაპარაკოთ სისტემის გამტარუნარიანობაზე, ვინაიდან გადაცემის სიჩქარეზე ოპერირება შეიძლება მხოლოდ გადაცემის ერთტალღიანი რეჟიმის დროს, როდესაც სიჩქარე მოცემულ ლულაში მაღალია ან დაბალია და შესაბამისად მეტია ან ნაკლებია მთლიანი სისტემის გამტარუნარიანობა. მულტიპლექსირების ამ სისტემების შედარებისას მრავალტალღიანი სისტემის შემთხვევაში მიუხედავად იმისა, რომ ერთ ლულაში სიჩქარე შეიძლება დაბალი იყოს ვიდრე ერთტალღიან სისტემის ლულაში – მრავალტალღიან სისტემაში ორგანიზებული ლულების დიდი რაოდენობიდან გამომდინარე საერთო ჯამური სიჩქარე – (გამტარუნარიანობა) მნიშვნელოვნად აღემატება მულტიპლექსირების ერთტალღიანი სისტემის სიჩქარეს და აქედან გამომდინარე გამტარუნარიანობას. შევაფასოთ TDM და WDM ტექნოლოგიების გამტარუნარიანობის შესაძლებლობები. არხის გამტარუნარიანობა გამოითვლება კლოდ შენონის ფორმულით:

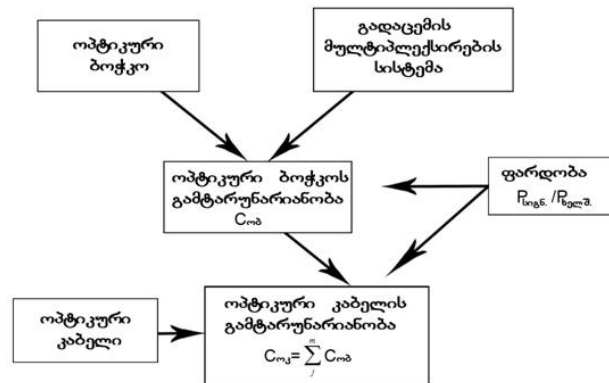
$$C = F \cdot \log_2(1 + (P_{\text{სიგნ}} / P_{\text{ხელშეშ}})), \quad (3.1)$$

სადაც, უწყვეტი არხის (ელექტრული კავშირის თეორიის მიხედვით) გამტარუნარიანობა

$$C = \text{მაქს } V, \text{ ბტ/წმ} \quad (3.2)$$

F – არხის სიხშირული ზოლია, $P_{\text{სიგნ}}$ და $P_{\text{ხელშეშ}}$ სიგნალის და ხელშეშლის საშუალო სიმძლავრეებია. ამავე დროს გცბოს-ის დაპროექტებისას, კერძოდ რეგენერაციული უბნის სიგრძის გაანგარიშებისას შეცდომათა ნორმალიზებული მნიშვნელობა ბიტებით $K=BER$ (Bit Error Ratio), პირდაპირ არის დაკავშირებული ფარდობასთან $P_{\text{სიგნ}} / P_{\text{ხელშეშ}}$ (ნახ. 3.2), ანუ ობ-ს გამტარუნარიანობა $C_{\text{ობ}}$ გაპირობებულია F , $P_{\text{სიგნ}}$, $P_{\text{ხელშეშ}}$ მნიშვნელობებით. ამ შემთხვევაში საერთოდ განიხილება არხი დამახინჯების გარეშე და ადიტიური ხელშეშლით, რომელსაც ნორმალური განაწილება და თანაბარი სპექტრი გააჩნია, პირობითად იწოდება თეთრი გაუსის ხმაურად.

ოპტიკური კაბელის გამტარუნარიანობის განსაზღვრის კონცეპტუალური სქემა მოყვანილია ნახ.3.2-ზე [43].



ნახ.3.2. ოპტიკური კაბელის გამტარუნარიანობის ფორმირების კონცეპტუალური სქემა

სისტემის სპექტრალური ეფექტურობა განისაზღვრობა, როგორც არხის სიხშირულ ზოლზე მოსული გადაცემის სიჩქარე:

$$Y = V / F, \tag{3.3}$$

აქედან გამომდინარე, არხის გამტარუნარიანობა კლოდ შენონის მიხედვით შეესაბამება შენონის სპექტრალურ ეფექტურობას:

$$Y_{შენ} = C / F = \log_2(1 + (P_{სიგნ} / P_{სელს})), \text{ (ბტ/წმ)/ჰც} \tag{3.4}$$

ანუ სპექტრალური ეფექტურობა განისაზღვრება, როგორც არხის გატარების ზოლზე მოსული გადაცემის სიჩქარე. ე.ი. რაც მეტი სიჩქარე შეიძლება გადაიცეს მოცემულ სიხშირულ ზოლში, მით მაღალია სპექტრალური ეფექტურობა. საბოლოოდ, რაც მეტია ობ-ის რაოდენობა ოპტიკურ კაბელში, მით მეტი არხების ორგანიზება შეიძლება. ე.ი. ოპტიკურ კაბელში გადაცემული ჯამური სიჩქარის მაქსიმალური სიდიდე ფორმირდება ამ კაბელში გცბოს-ით ამოქმედებული ობ-ის გამტარუნარიანობით - $C_{ობ}$.

$$C_{ოკ} = \sum_j^m C_{ობj} \tag{3.5}$$

სადაც, $m = n_{ობ/ოკ} / n_{ობ/გცბოს}$. $n_{ობ/გცბოს}$ – გცბოს-ით ამოქმედებული ობ-ს რაოდენობაა. TDM ტექნოლოგიაში გამტარუნარიანობა იზრდება კავშირის ხაზში ბიტური სიჩქარის გაზრდის ხარჯზე. რამდენად სწრაფად შეიძლება

ეს, ოპტიკური ბოჭკოსათვის დამახასიათებელი ზღვრული ფუნდამენტალური შეზღუდვის ფარგლებში, დამოკიდებულია ამ ტექნოლოგიაში გამოყენებულ ელექტრონულ კომპონენტებზე. იმისათვის, რომ მივიღოთ მონაცემები თითოეული წყაროდან, გადავცეთ ტაიმ-სლოტის განმავლობაში, ჩამოვტვირთოთ მივაწოდოთ მიმღებს - მოითხოვება ციფრული ინტეგრალური მიკროსქემების გამოყენება. ყველა ეს ციფრული კომპონენტები უნდა მუშაობდნენ სიჩქარით, რომელთა სწრაფქმედება 5-ჯერ მაინც აღემატება არხში გადაცემულ სიჩქარეს.

აქვე უნდა აღინიშნოს, რომ ოკ-ით გადაცემის სიჩქარე წარმოადგენს კავშირის ეფექტურობის უზრუნველყოფის ფაქტორს. ამდენად, კავშირგაბმულობის სისტემის ეკონომიკური მაჩვენებლის ფორმირების დროს კავშირგაბმულობის არხში ერთი ბიტი ინფორმაციის (1 ბტ/წმ) ღირებულება განსაზღვრავს ერთი არხ-კილომეტრის ღირებულებას. საერთოდ კაპიტალდაბანდება კავშირგაბმულობის სისტემაზე არხების რაოდენობის პირდაპირპროპორციულია $K \sim \sqrt{N}$, სადაც N - არხების რაოდენობაა, ხვედრითი კაპიტალდანახარჯები $K \sim 1/\sqrt{N}$. ამრიგად, არხების N რიცხვის გაზრდით თითოეული არხის ღირებულება დაახლოებით \sqrt{N} - ჯერ მცირდება. მიუხედავად ამისა, განვითარების ამ ეტაპზე WDM სიტემების მაღალტექნოლოგიური შემამჭიდროვებელი მოწყობილობა-დანადგარების დიდი ფასის გამო, ერთი არხ-კილომეტრის ღირებულება უფრო მაღალია, ვიდრე TDM ტექნოლოგიის, რაც რიგ შემთხვევაში საშუალებას არ იძლევა მოქნილად გავზარდოთ არსებული სისტემების გამტარუნარიანობა. [43]-ში დამტკიცებულია, რომ კავშირგაბმულობის არხის შენონის სპექტრალური ეფექტურობის შეფასებითი მნიშვნელობა $Y_{\text{შე}}=6$ (გბტ/წმ)/ჰც, როცა $K_{\text{შე}}=10^{-10}$, ანუ 1 ჰც სიხშირის ზოლზე მოსული 6 ბტ/წმ სიჩქარე. განხილვადი ოპტიკური სისტემებისათვის $Y_{\text{შე}}=6$ (ტბტ/წმ)/ტჰც. ცხრ.3.1-ში მოყვანილია ობ-ს გამჭვირვალობის ფანჯრების ოპტიკური სპექტრის სპექტრალური დიაპაზონების გატარების ზოლები და გამტარუნარიანობა გაფართოებული დიაპაზონის ჩათვლით. ხოლო ცხრ.3.2-

ში ოპტიკური სპექტრის სპექტრალური დიაპაზონების გატარების ზოლები და გამტარუნარიანობა ბოლო წლებში ITU-ს მიერ დადგენილი ახალი სტანდარტების შესაბამისად, რომელმაც მოიცვა ახალი დიაპაზონები. გაუმჯობესებული G.652 მინაბოჭკოს ოპტიკური დიაპაზონები. როგორც ვხედავთ არსებობს არხების ორგანიზების უზარმაზარი რესურსი, რომელიც ცხადია უფრო რაციონალურად არის გამოყენებული WDM სისტემებში, ვიდრე TDM სისტემებში.

ცხრ.3.1. ოპტიკური ბოჭკოს გამჭვირვალობის ძირითადი ფანჯრების გატარების ზოლი და გამტარუნარიანობა.

გამჭვირვალობის ფანჯარა	დიაპაზონი: ტალღის სიგრძე და სიხშირე	გატარების ზოლი, ტპც	დიაპაზონის გამტარუნარიანობა, ტბტ/წმ
პირველი	820-900 ნმ. (365,8–333,3ტპც)	32,5	195
მეორე	1280-1350 ნმ. (234,3 -222,2)ტპც	12.1	72,6
მესამე	1528-1561 ნმ. (196 -192,18) ტპც,	3,82	22,92
გაფართოებული	1528–1620 ნმ (196– 185) ტპც	11	66
მთლიანი	–	48,4 (55,6)	290,4 (333,6)

ცხრ.3.2. გაუმჯობესებული G.652 მინაბოჭკოს ოპტიკური დიაპაზონები და გამტარუნარიანობა

დიაპაზონები	ტალღის სიგრძე და სიხშირე	გატარების ზოლის სიგანე . ტპც	დიაპაზონის გამტარუნარიანობა, ტბტ/წმ
O – ძირითადი	1260-1360 ნმ; (238-220,5)ტპც	17,5	105,0
E– გაფართოებული	1360 – 1460 ნმ; (220,5 - 205,44)ტპც	15,1	90,6
S – მოკლელტალოვანი	1460-1530 ნმ (205,4-96) ტპც	9,4	56,4
C – სტანდარტული	1530–1565 ნმ; (196-191,69)ტპც	7,1	26,4
L – გრძელტალოვანი	1565-1625 ნმ; (191,69-184,6)ტპც	4,4	42,6
U –ზეგრძელტალოვანი	1625-1675 ნმ;(184,6-179,1)ტპც	5,5	33,0
მთლიანი	–	59	354

ამრიგად, TDM ტექნოლოგიის და მასზე დაფუძნებული გადაცემის სისტემის დანერგვა იმავდროულად ნიშნავს WDM ტექნოლოგიის და მასზე დაფუძნებული გადაცემის სისტემის დანერგვას და პირიქით. WDM ტექნოლოგიის რეალიზაციის პრობლემა ძირითადად განისაზღვრება სამი ფაქტორით: ჩირპირების ეფექტის გავლენით, მეზობელი არხების ხელშეშლებით და ობ-ში შეყვანილი ჯამური სიმძლავრის შეზღუდვით.

ამჟამად DWDM სისტემებისათვის საკაბელო წარმოების მიერ შემოთავაზებულია და ფართოდ გამოიყენება შემდეგი ტიპის ობ: კომპანია Lucent-ის TrueWave XL, True WaveRS, allWave და კომპანია Corning-ის ობ: SMF-26, LEAF, MetroCor. ამ ოპტიკურ ბოჭკოებს გააჩნიათ დისპერსიის არანულოვანი ქრომატიული დისპერსია 1530–1560 ნმ ტალღათა დიაპაზონში. პირველი ფაქტორი წარმატებით გადაიჭრება ა) NRZSF (G.655) ობ-ს გამოყენებით, რომელიც მოქმედებს ობ-ს ორივე მხარეზე; ბ) გამოყენებული ზოლის ფარგლებში გადამტანი სიხშირეების არათანაბარი განაწილებით. მეორე ფაქტორი, მიუხედავად იმისა, რომ სხვადასხვა ბუნება გააჩნია ობ-ს დასაწყისში და ბოლოში – შეიძლება გადაიჭრას (შემცირდეს) ერთის მხრივ – გადამტან სიხშირეებს შორის ბიჯის გაზრდით (თუმცა ეს გამოიწვევს მთლიანობაში ობ-ს გამტარუნარიანობის შემცირებას). მეორეს მხრივ: ა) გარე მოდულატორის გამოყენებით, რაც ამცირებს გადამტანი სიხშირის გამოსხივების ზოლის შემცირებას, ბ) სოლიტონების გამოყენებით, გ) მოდულაციის ტექნიკის გამოყენებით – გვერდითი სიხშირის ჩასობით და ერთი გვერდითი სიხშირის გამოყენებით. სამივე მეთოდი გამოიყენება გადამცემ მხარეზე.

მესამე სახით: ინტერლივინგის პროცედურის შენაცვლების გამოყენებით, რომელშიც გადამტანი სიხშირის მჭიდრო s ბიჯის მქონე n ნაკრები გადამტანი სიხშირე მიმღებ მხარეზე იყოფა 2 და 4 (ანუ კასკადების სახით 2×2) ნაკრებად $n/2$ გადამტანის სახით ბიჯით $2s$ ან $n/4$ გადამტანის სახით ბიჯით $4s$. მესამე ფაქტორის გავლენა გაპირობებულია იმით, რომ თითოეული ოპტიკური არხის მაქსიმალური სიმძლავრე $P_{არხ.მაქს.}$ (დბს)

დამოკიდებულია ტრანსპონდერიდან ობ-ზე მიწოდებულ მთლიანი $P_{\text{მთლიანი ოპტ.}}$ ოპტიკურ სიმძლავრეზე (ოპტიკური სიმძლავრე WDM სისტემის აგრეგატული არხის შესასვლელზე) და მულტიპლექსირებული λ ტალღების რაოდენობაზე. ITU-T G.692 რეკომენდაციების თანახმად ერთი ოპტიკური არხის მაქსიმალური სიმძლავრე:

$$P_{\text{არხ. მაქს.}} = P_{\text{მთლიანი ოპტ.}} - 10 \lg N \quad (3.6)$$

სადაც, N მულტიპლექსირებული არხების რაოდენობაა. აქვე უნდა აღინიშნოს, რომ ობ-ზე მიწოდებული მთლიანი სიმძლავრე შეზღუდულია გამომსხივებელი მოწყობილობის, ლაზერის უსაფრთხოების დასაშვები დონით ან ობ-ს გულარისათვის დასაშვები არაწრფივი დამახინჯებებით. პრაქტიკაში ეს სიმძლავრე მოწყობილობების გადამცემი სხვადასხვა მწარმოებლებისათვის მერყეობს 17-30 დბ-ის ფარგლებში. ამდენად, ვინაიდან თითოეული ოპტიკური არხის სიმძლავრის მნიშვნელობა ობ-ში ორგანიზებული ოპტიკური არხების რაოდენობაზეა დამოკიდებული, მაშინ ამ ფაქტორის დაუცველად შესაძლებელია მოცემულ არხზე მიგვიყვანოს სიმძლავრის მნიშვნელობის შემცირებამდე და არ მოხდეს ბიტური შეცდომების (BER) მოთხოვნილი დონის დაკმაყოფილება. ერთადერთი ხერხი ამ შემთხვევაში არის ობ-ს კვეთის გაზრდა, ანუ სპეციალური, მაგალითად ბრეგული ან ფოტონური კრისტალების ტიპის ობ-ს შემუშავება.

3. სტანდარტიზაციის დონე

სტანდარტიზაციის პრობლემა, ისე როგორც მეცნიერებისა და ტექნიკის ყველა სფეროში, აქაც მნიშვნელოვან ადგილს იკავებს. საქმე გვაქვს როგორც გამოყენებული ოპტიკური კაბელის (ოპტიკური ბოჭკოს), ისე სიხშირეების გამოყენების სტანდარტთან. ამ მხრივ დროითი მულტიპლექსირების სისტემის არქიტექტურის ყველა უბანი სტანდარტიზებულია. საქმე ეხება ოპტიკურ კაბელს, გამოყენებული სიხშირის ზოლს, რეგენერაციულ უბანს და სხვა, მაშინ როდესაც ტალღური მულტიპლექსირების სისტემები ჯერ კიდევ დამუშავების პროცესშია.

თავდაპირველი WDM მულტიპლექსირების სისტემის შემდეგ მოხდა CWDM მულტიპლექსირების სისტემისათვის გამოყოფილი სიხშირული ზოლის სტანდარტიზება, შემდგომ ეტაპზე კი DWDM მჭიდრო ტალღური მულტიპლექსირების სისტემის სტანდარტიზაცია. პარალელურად EWDM, DWDM და CWDM ჰიბრიდული სისტემების გადაწყვეტა Cisco Confidential-ის ბაზაზე. ამავე დროს ITU-T მიიღო ახალი, ე.წ. გაფართოებული სიხშირული გეგმა, რომელიც ძირითადი მომქმედია ამ ეტაპზე. ამდენად, ტალღური მულტიპლექსირების სისტემების ტექნოლოგიური განვითარების კვალობაზე, რაც მჭიდროდ არის დაკავშირებული ფიზიკის და მიკროელექტრონიკის უახლოეს მიღწევებთან ამ საკითხთან დაკავშირებით იცვლება ITU-T-ს მიდგომები. ასევე, დამუშავების პროცესშია ოპტიკური გამამდიერებლები, რომელთა მრავალი სახეობიდან: ნახევარგამტარული გამამდიერებელი ერბიუმის მინარევით, რომანული და სხვა უპირატესობა ამ უკანასკნელებს მიენიჭათ და მათი ქარხნული ნიმუშები უკვე ფართოდ დაინერგა პრაქტიკაში.

მრავალტალღოვანი მულტიპლექსირების დროს აუცილებელია შესრულებულ იქნას რიგი მოთხოვნებისა, რომელიც წაეყენება სახაზო ტრაქტს: ოკ-ის მახასიათებლები უნდა შეესაბამებოდნენ ITU-T-ს მიერ რეკომენდებულ სტანდარტებს: G.652, G.653, G.654, G.655, G.656. ოპტიკური სახაზო გამამდიერებლები თავისი მახასიათებლებით უნდა შეესაბამებოდნენ ITU-T-ს რეკომენდაციებს G.661, G.662, G.663, G.665. სახაზო პასიური ოპტიკური კომპონენტები უნდა შეესაბამებოდეს ITU-T-ს რეკომენდაციას G.671. გცბოს-ის მრავალტალღიანი სახაზო ტრაქტის აგება უნდა შეესაბამებოდეს გადაცემის ოპტიკური სისტემისა და ქსელების მიმართ ITU-T-ს რეკომენდაციებს: G.681, G.691, G.692, G.694.1, G.694.2, G.805, G.871, G.872, G.957, G.958, G.959.1. გადაცემის სისტემებში უნდა იყოს ერთმოდანი SMF (G.652) ობ-ს გამოყენების შესაძლებლობა. ასევე, არხების შეყვანა/გამოყვანის, კონტროლის, გაზომვის და ავტომატური

რეზერვირების, ქრომატიული და პოლარიზაციული მოდური დისპერსიის მოწყობილობის ჩართვის სხვა შესაძლებლობები.

4. TDM და WDM მულტიპლექსირების სისტემების ურთიერთქმედება სატრანსპორტო ტექნოლოგიებთან.

WDM ტექნოლოგიის გამოყენების დროს, განსხვავებით SDH ტექნოლოგიისაგან არ ექვემდებარება დამუშავებას, SDH სისტემის მულტიპლექსირების სისტემის შესაბამისად არხში გადასაცემი STM-N მოდულის ფორმირების მიზნით.

ა)

დონე	მულტისერვისული უზრუნველყოფის პლატფორმა (MSPP)		
1	ATM	Ethernet	IP
2	SDH/SONET		
3	ფიზიკური დონე		
გადაცემის ოპტიკური გარემო			

ბ)

დონე	მულტისერვისული უზრუნველყოფის პლატფორმა (MSPP)								
1	ATM	Ethernet	IP	ATM	Ethernet	IP	ATM	Ethernet	IP
2				SDH/SONET			SDH/SONET		
3	WDM								
4	ფიზიკური დონე								
გადაცემის ოპტიკური გარემო									

ნახ.3.3. ძირითადი სატრანსპორტო ტექნოლოგიების ურთიერთქმედების მოდელი: ა) WDM ტექნოლოგიების დანერგვამდე; ბ) WDM ტექნოლოგიების დანერგვის შემდეგ.

თუ განვიხილავთ ძირითადი SDH/SONET, ATM, Ethernet, IP ტექნოლოგიების ურთიერთქმედების მოდელს (ATM-ის საშუალებით IP-ის გადაცემის ჩაუთვლელად), მაშინ ვნახავთ, რომ WDM ტექნოლოგიის გამოჩენამდე ამ ურთიერთქმედებას ჰქონდა ნახ.3.3. ა) მოყვანილი სახე. მოდელი შედგებოდა სამი დონის და გადაცემის ოპტიკური გარემოსაგან. ანუ ზედა (ATM, Ethernet, IP) დონის ტრაფიკის ტრანსპორტირებისათვის ოპტიკური გარემოთი (ოკ) საჭირო იყო მისი ინკაპსულირება SDH/SONET ტექნოლოგიის STM-N/OC-n სატრანსპორტო მოდულში, შესაძლებლობით გაეწყო გადაცემის ოპტიკური გარემოს ფიზიკური დონე. აქედან გასაგებია ATM, Ethernet და ვირტუალური კონტეინერი – VC SDH (ATM და Ethernet SDH-ის საშუალებით, ან ATM, IP და Ethernet SONET-ის საშუალებით). ამ ტექნოლოგიებს დღეს აერთიანებენ საერთო სახელით მულტისერვისული

უზრუნველყოფის პლატფორმა – MSPP (Multiservice Provisioning Platform), რომელიც საშუალებას იძლევა გამოყენებულ იქნას ერთი SDH/SONET ქსელი სხვადასხვა ტრაფიკის გადასაცემად ინტერფეისური ბარათების მოხმარების საშუალებით, რომელშიც გამოიყენება ინკაპსულირების სხვადასხვა პროტოკოლები და პროცედურები. ამ საკითხით მრავალი წელია დაკავებული არიან სტანდარტიზაციის ქვეკომიტეტები ANSI, ISO, ITU-T, ETSI, რომლებიც შეიმუშავებენ სტანდარტებს მითითებულ ინტერფეისებზე და ტექნოლოგიებზე.

WDM ტექნოლოგიის გამოჩენის შემდეგ მოდელმა მიიღო შემდეგი სახე (ნახ.3.3. ბ). ახლა მას აქვს ოთხი დონე, გადაცემის ოპტიკური გარემოს ჩაუთვლელად. ე.ი. წარმოიშვა საშუალოდონე WDM, რომელიც ისე როგორც, SDH/SONET, უზრუნველყოფს ინტერფეისს და საშუალებას იძლევა ფიზიკური დონის საშუალებით (გავლით) გავიდეთ გადაცემის ოპტიკურ გარემოზე ყველა ტექნოლოგიისათვის: SDH/SONET, ATM, Ethernet, IP, რაც ამარტივებს ტრაფიკის გადაცემის პროცედურას, რომელიც გენერირდება ATM, Ethernet, IP და არსებითად ამცირებს თავსართის საერთო სიგრძეს, ზრდის რა ამით ტრაფიკის საინფორმაციო მდგენელებს გადაცემული შეტყობინების საერთო მოცულობაში (სიგრძეში), ანუ მთლიანობაში ზრდის გადაცემის ეფექტურობას. აქვე უნდა აღინიშნოს შემდეგი: მიუხედავად იმისა რომ ამ თავსართის წილი ინფორმაციის საერთო მოცულობაში შეადგენს 3,33%, მისი ზომა საკმარისია იმისათვის, რომ განვითარდეს მართვისათვის აუცილებელი ინფორმაცია და ორგანიზება გავუკეთოთ მონაცემების შიდა (სამოსამსახურო) არხებს.

ცხადია, რომ ATM, Ethernet, IP, ტრაფიკი შეიძლება გადაცემულ იქნას ტრადიციულად SDH/SONET-ით, რომელთა ტრაფიკი შემდეგ შესაძლებელია გადაიცეს WDM-ში, რაც საშუალებას იძლევა შევინარჩუნოთ ძველი ტრანსპორტირების სქემების მემკვიდრეობითობა და მთლიანობაში გავზარდოთ WDM–SDH/SONET მოქნილობა.

ამრიგად, სატრანსპორტო ტექნოლოგიებთან ურთიერთქმედების მოდელის თვალსაზრისით WDM ტექნოლოგია უფრო მოქნილი და ეფექტურია ვიდრე არსებული SDH/SONET ტექნოლოგიები.

5. რეგენერაციულ უბნებს (გამადლიერებელ უბნებს) შორის სიგრძე გცბოს-ის სახაზო ტრაქტები შეიძლება აგებულ იქნას ერთტალღიანი და მრავალტალღიანი სისტემებისათვის. მათი აგების პრინციპი ერთმანეთისაგან რამდენადმე განსხვავდება. მანძილი რეგენერაციულ (გამადლიერებელ) პუნქტებს შორის დამოკიდებულია ობ-ზე (მილევა და დისპერსია), გადამცემის (სიმძლავრე, გამოსხივების სპექტრის სიგანე) და მიმღების (მინიმალური მგრძნობიარობა) მახასიათებლებზე. სახაზო ტრაქტის აგების პრინციპის მიხედვით გამადლიერებელი მოწყობილობები შეიძლება განთავსებულ იქნას უშუალოდ გადამცემთან, მიმღებთან, სახაზო ტრაქტის შუალედში. სახაზო ტრაქტის გადამცემის ერთტალღოვან სისტემებში ძირითადად განიხილება ოთხი ტიპის სახაზო ტრაქტი: ა) მარტივი ოპტიკური სახაზო ტრაქტი ერთი რეგენერატორით; ბ) ოპტიკური სახაზო ტრაქტი ელექტრონული რეგენერატორებით; გ) ოპტიკური სახაზო ტრაქტი გადამცემის და მიმღების ოპტიკური გამადლიერებლებით, შესაბამისად გადამცემის მხარეზე გადამცემის სიმძლავრის გასადლიერებლად და მიმღებ მხარეზე მიმღების მგრძნობიარობის გასაზრდელად და დ) ოპტიკური სახაზო ტრაქტი შუალედური ოპტიკური გამადლიერებლებით. მრავალტალღოვან სახაზო ტრაქტს წაეყენება უფრო მკაცრი მოთხოვნები ვიდრე ერთტალღოვან ტრაქტს. ეს განპირობებულია პარალელურად მომუშავე ტალღური არხების ურთიერთხელშემშლის შემცირების აუცილებლობით. ხელშეშლები წარმოიშვება რიგი არაწრფივი ოპტიკური ეფექტების გამო, რომლებსაც ადგილი აქვთ გრძელ ხაზებში ოპტიკური სიმძლავრის განსაზღვრული მნიშვნელობის დროს. კავშირგაბმულობის საერთაშორისო კავშირის ITU-T G.692 რეკომენდაციით შემოთავაზებულია ოპტიკური გამადლიერებლიანი მრავალტალღიანი გცბოს-ის სახაზო ტრაქტების ორგანიზაციის სამი ტიპი:

– გრძელი (L-long) ტიპის მრავალტალღიანი ოპტიკურ-ბოჭკოვანი სახაზო ტრაქტი; სახაზო ოპტიკური გამამდიერებლები განთავსებულია 80 კმ-დე მანძილზე 22 დბ მილევით. L ტიპის ხაზში შეიძლება გამოყენებულ იქნას 7 საშუალოდ გამამდიერებელი 640 კმ საერთო სიგრძით;

– ძალიან გრძელი (V-very) ტიპის მრავალტალღიანი ოპტიკურ-ბოჭკოვანი სახაზო ტრაქტი; ოპტიკური გამამდიერებლები განთავსებულია 120 კმ-მდე მანძილზე 33 დბ მილევით; V ტიპის ხაზში შეიძლება გამოყენებულ იქნას 4 საშუალოდ გამამდიერებელი 600 კმ საერთო სიგრძით;

– ზეგრძელი (U-ultra) ტიპის მრავალტალღიანი ოპტიკურ-ბოჭკოვანი სახაზო ტრაქტი; ოპტიკური გამამდიერებლები განთავსებულია 160 კმ-მდე მანძილზე 44 დბ მილევით.

მთლიანად მრავალტალღიანი სახაზო ტრაქტის ღირებულება მნიშვნელოვნად იაფია, ვიდრე ერთტალღიანი ტრაქტის, რასაც ვერ ვიტყვით მთლიანად WDM სისტემის საერთო ღირებულებაზე და შესაბამისად მოთხოვნაზე მომსახურე პერსონალის კვალიფიკაციის მიმართ. ვინაიდან WDM სისტემებში გამოიყენება მრავალი სიახლე მულტიპლექსორ/დემულტიპლექსორის, ოპტიკური გამამდიერებლების და მათი მართვის სახით.

6. გამოყენებული სახაზო კოდები

TDM და WDM მულტიპლექსირების სისტემებში გამოიყენება მრავალი ტიპის სახაზო კოდი. კოდი ნულზე დაუშვებლად NRZ, კოდები ნულზე დაშვებით – RZ, 1B2B, 2B3B, 3B4B, 5B6B, კოდები ჩანართით და სხვა. ბოლო წლებში მნიშვნელოვანი გამოყენება ჰპოვეს სხვა კოდებმაც. ამდენად, სპეციალურად რომელიმე სისტემისათვის რაიმე სახაზო კოდს პრიორიტეტი არ ენიჭება, თუმცა, WDM სისტემებში გამოვდივართ რა თითოეულ ოპტიკურ არხში გადაცემული მაქსიმალური სიმძლავრის დამოკიდებულებით საერთო სიმძლავრეზე, ცხადია უკეთესი იქნება გამოყენებულ იქნას სახაზო კოდი ნაკლები ენერგო დანახარჯებით, რაც

გაზრდის მთლიანად ენერგეტიკულ პოტენციალს. ამდენად გამოყენებული სახაზო კოდის მიმართ წაყენებული მოთხოვნიდან გამომდინარე ეს მოთხოვნები WDM სისტემებში უფრო მკაცრია ვიდრე TDM სისტემებში, განსაკუთრებით მულტიპლექსირების ტალღათა დიდი რიცხვის დროს. (იხ. ITU-T G.692 რეკომენდაცია).

ამრიგად, გამტარუნარიანობის თვალსაზრისით WDM მულტიპლექსირების სისტემა მნიშვნელოვნად აღემატება TDM მულტიპლექსირების სისტემას, რაც გამოიხატება ოკ-ში მრავალი ლულის ორგანიზების შესაძლებლობით, მაშინ როდესაც, დროითი მულტიპლექსირების სისტემაში ორგანიზებულ ტრაქტებში სიჩქარის გაზრდა ამ სისტემაში გამოყენებული ელექტრონული კომპონენტების სწრაფქმედებით არის შეზღუდული.

ტალღური მულტიპლექსირების სისტემას აშკარა უპირატესობა გააჩნია დროითი მულტიპლექსირების სისტემასთან შედარებით არსებული მოქმედი, ტრადიციული TDM ოპტიკური მაგისტრალების მოდერნიზაციის შესაძლებლობის თვალსაზრისით, როდესაც პირველ შემთხვევაში შესაძლებელია დროითი მულტიპლექსირების სისტემის ხელახალი მულტიპლექსირება ტალღური მულტიპლექსირების სისტემით და დამატებითი ლულების ორგანიზება, მაშინ როდესაც დროითი მულტიპლექსირების სისტემის შემთხვევაში გადასაცემი ინფორმაციის სიჩქარის მოცულობის გაზრდა შესაძლებელია მხოლოდ იმავე ლულაში გადაცემის სიჩქარის გაზრდით, რაც როგორც ზემოთ აღვნიშნეთ შეზღუდულია. TDM მულტიპლექსირების სისტემებში არხების გამტარუნარიანობის გაზრდის ერთადერთი შესაძლებლობაა სიჩქარის გაზრდა, ანუ STM-N არსებულზე მაღალი იერარქიის აპარატურის ორგანიზება, რაც შეზღუდულია გამოყენებული ელექტრონული კომპონენტების სწრაფქმედებით.

სახაზო ტრაქტის ორგანიზების თვალსაზრისით სპექტრალური მულტიპლექსირების სისტემა გამოირჩევა სიიაფით, მასში გამოყენებული

ოპტიკური გამაძლიერებლების გამო, დროით სისტემებში გამოყენებულ რეგენერატორებისგან განსხვავებით, რომელთა ღირებულება რამდენადმე მაღალია, მაგრამ ამ ეტაპზე ძვირია ტალღური მულტიპლექსირების სისტემებში გამოყენებული მულტიპლექსორ/დემულტიპლექსორი, შეყვანა/გამოყვანის მოწყობილობები, რაც მთლიანობაში აძვირებს WDM სისტემას TDM სისტემასთან შედარებით.

სტრუქტურული მოქნილობის თვალსაზრისით უპირატესობა ტალღური მულტიპლექსირების სისტემის მხარესაა, ვინაიდან ამ შემთხვევაში ადგილი და მოხერხებულია ნებისმიერი რაოდენობის არხების შეყვანა-გამოყვანა მაგისტრალის პრაქტიკულად ნებისმიერ ადგილას. ეს უპირატესობა კიდევ უფრო ნათელი ხდება თანამედროვე დიდ ქალაქებში მოთხოვნილი მაგისტრალური და რგოლური ქსელების ორგანიზებისას, როდესაც აუცილებელია არხების შეყვანა/გამოყვანის ორგანიზება მაგისტრალის მრავალ წერტილში.

სატრანსპორტო ტექნოლოგიებთან ურთიერთქმედების მოდელის თვალსაზრისით WDM ტექნოლოგია უფრო მოქნილი და ეფექტურია ვიდრე არსებული SDH/SONET ტექნოლოგიები.

ამ ეტაპზე არსებული სტანდარტიზაციის დონის მიხედვით, როგორც მოსალოდნელი იყო TDM სისტემები მთლიანად სტანდარტიზებულია, მაშინ როდესაც WDM სისტემებში ეს პროცესი ჯერ კიდევ არ დასრულებულა და იხვეწება ასეთ სისტემებში ახალი ტექნოლოგიების დანერგვასთან ერთად, რომელთა საფუძველს თანამედროვე ფიზიკისა და ელექტრონიკის მიღწევები წარმოადგენს.

WDM მულტიპლექსირების შემთხვევაში ადგილი აქვს არხებს (ლულებს) შორის ურთიერთგადასვლას ანუ ურთიერთგავლენას, რასაც ადგილი არ აქვს TDM მულტიპლექსირების სისტემებში, მიუხედავად ამისა მდგრადობა ხელშეშლის მიმართ ორივე სისტემაში შეიძლება შევადაროთ, როგორც ტოლფასი.

მულტიპლექსირების ორივე სისტემისათვის გამოყენებულია სტანდარტიზებული და სპეციალური კონსტრუქციის ოპტიკური კაბელები.

მულტიპლექსირების ორივე სისტემაში გამოიყენება ერთიდაიგივე სახაზო კოდები, ძირითადად ბლოკური სახაზო კოდები, თუმცა ბოლო წლებში მნიშვნელოვან გამოყენებას პოვებენ ხელშეშლამდგრადი სახაზო კოდები; რიდი-სოლომონის და ა.შ.

მიუხედავად იმისა გახდება თუ არა TDM ტექნოლოგია უნივერსალური პროტოკოლი ისე, როგორც IP და ადაპტირებული იქნება SONET/SDH სტანდარტებთან, უახლოეს წლებში ამ ტექნოლოგიას მრავალი ოპერატორი გამოიყენებს და TDM ტექნოლოგიების „მეორე სუნთქვა“ უზრუნველყვეს სოლიტონების შესწავლაში წარმატებებმა და მისი გამოყენების პერსპექტივებმა. ამდენად, ამ ეტაპზე მისი სრულფასოვანი შეცვლა არცერთ ტექნოლოგიას არ შეუძლია. თუმცა WDM ტექნოლოგიები იარსებებენ და განვითარდებიან TDM ტექნოლოგიების განვითარების პარალელურად მთლიანად კავშირგაბმულობის არხების გამტარუნარიანობის ეფექტურობის ამაღლებისათვის. ამდენად პროგრესი TDM სისტემის განვითარებაში იმავდროულად პროგრესია WDM სისტემისათვისაც, სადაც ეს პირდაპირ შეიძლება დაინერგოს და არა პირიქით.

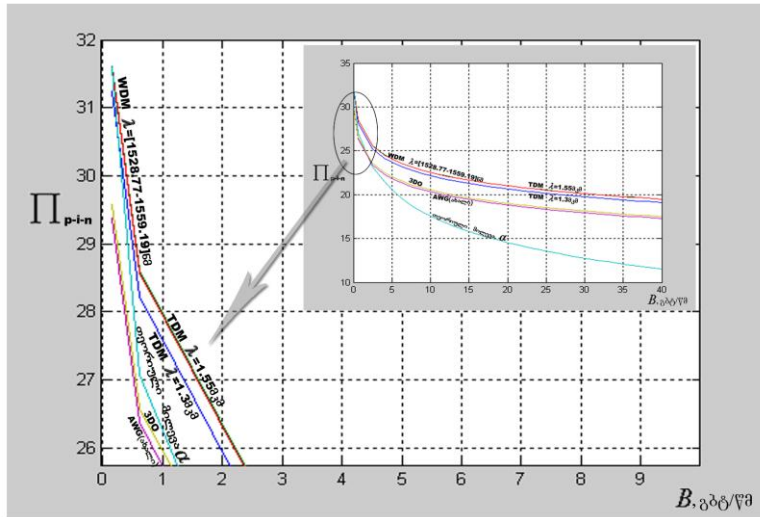
WDM სისტემებში ობ-ზე მიწოდებული მთლიანი სიმძლავრე შეზღუდულია გამომსხივებელი მოწყობილობის, ლაზერის უსაფრთხოების დასაშვები დონით ან ობ-ს გულარისათვის დასაშვები არაწრფივი დამახინჯებებით. ამასთან, ვინაიდან თითოეული ოპტიკური არხის სიმძლავრის მნიშვნელობა ობ-ში ორგანიზებული ოპტიკური არხების რაოდენობაზეა დამოკიდებული, ამ ფაქტორის გაუთვალისწინებლობამ შესაძლებელია რომელიმე არხზე მიგვიყვანოს სიმძლავრის მნიშვნელობის შემცირებამდე და არ მოხდეს ბიტური შეცდომების (BER) მოთხოვნილი დონის დაკმაყოფილება. გასაგები მიზეზების გამო ასეთი რამ TDM სისტემებში მოსალოდნელი არ არის.

მულტიპლექსირების სისტემის ენერგეტიკული პოტენციალის (ბიუჯეტი) მიხედვით სისტემების შედარება მოვახდინოთ [45,46] მეთოდის შესაბამისად. ამასთან, გავითვალისწინოთ, რომ როგორც TDM ისე WDM სისტემებში ამჟამად ფართოდ არის დანერგილი STM-64 (9.9 გბტ/წმ) და Ethernet 10GE (10 გბტ/წმ) სისტემები, აგრეთვე STM-256 Ethernet-100 GE. ამდენად, აღნიშნული სისტემების შედარება უპრიანია მოვახდინოთ (40-100) გბტ/წმ სიჩქარეებზე ოპერირებით.

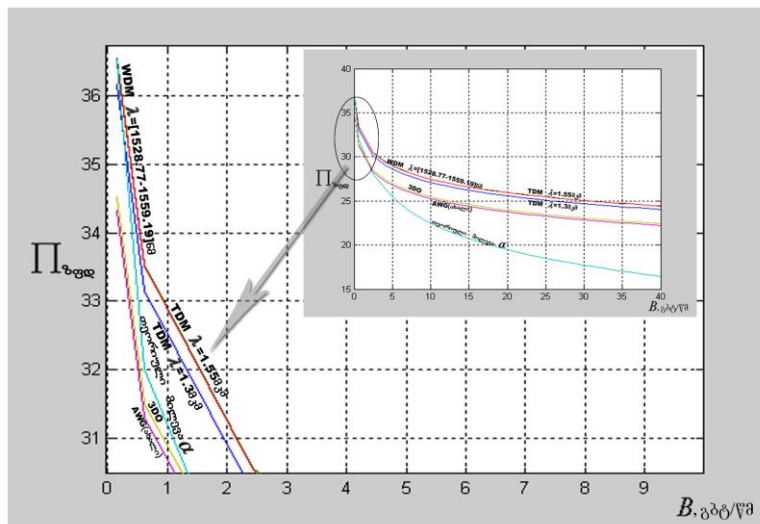
ენერგეტიკული პოტენციალის დამოკიდებულება გადაცემის სიჩქარეზე TDM დროითი მულტიპლექსირების შემთხვევაში. p-i-n ფოტოდიოდის დროს (იხ. ფორმულა 1.1), როცა სინათლის სიჩქარე $c = 299792 \text{ მ/წმ}$, პლანკის მუდმივა $h = 6.624 \cdot 10^{-34} \text{ ჯოული/ჰც}$, ელექტრონის მუხტი $e = 1.602 \cdot 10^{-19} \text{ კულონი}$, $Q_{\text{ფოტ.}}$ შეცდომათა ალბათობის პარამეტრი, რომელიც დამოკიდებულია შეცდომათა ალბათობის მნიშვნელობაზე გცბოს-ში (როცა $P_{\text{ფოტ.}} = 10^{-9}$, $Q_{\text{ფოტ.}} = 6$), ტალღის სიგრძე $\lambda = 1.55 \text{ მკმ}$, კოეფიციენტი, რომელიც ფოტოდეტექტორზე დაცემული ფოტონის ენერჯის პროპორციულია $A_{\lambda} = Q_{\text{ფოტ.}} \cdot \left(\frac{h \cdot c}{e \cdot \lambda} \right) = 4.8 \text{ ვტ/ა}$, ბოლცმანის მუდმივა $k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ ჯოული/კულ}$, ტემპერატურა $T = 273.15$, ფოტოდიოდის წინასწარი გამაძლიერებლის და მონტაჟის ჯამური ტევადობა $C_{\Sigma} = 1 \text{ პფ}$, ველის ტრანზისტორის ხმაურ-ფაქტორი $F_n = 1.5$, ფოტოდეტექტორის კვანტური ეფექტურობა $\eta_m = 0.8$, პერსონიკის ინტეგრალები $\ln_1 = 0.5$, $\ln_2 = 0.55$, $\ln_3 = 0.085$, ველის ტრანზისტორის დახრილობა $S_m = 35 \cdot 10^{-3} \text{ სმ}$, კოეფიციენტი, რომელიც ახასიათებს ფოტომიმდების შესასვლელი ჯაჭვის ინტეგრაციის სიღრმეს $K = 20$, გვაქვს, ნახაზი 3.4, ხოლო ზვავისებური ფოტოდიოდის დროს (იხ. ფორმულა 1.3) გვაქვს, ნახაზი 3.5. ცხრილში 3.3 კი წარმოდგენილია ოპტიკური მულტიპლექსირების სხვადასხვა ტექნოლოგიების შედარება [65-70].

ცხრილი 3.3. ოპტიკური მულტიპლექსირების სხვადასხვა ტექნოლოგიების შედარება

ტექნოლოგია	არხების მაქსიმალური რადიენობა	არხებს შორის დაშორება ნმ	დანაკარ- გები დბ	გადასასვლე -ლი მილევა დბ	მგრძნობიარო- ბა პოლარიზა- ციაზე, %	ტემპერატუ- რული კოეფიციენტი, ნმ/°C
AWG(ძველი)	32-64	0.8-15	6-8	-5 – -29	2	0.01
AWG(ახალი)	102-400	0.2-0.8	2.2-6.4	-20 – -33	0.3	არ არის მოცემული
CG	78	1-4	10-16	-7 – -30	2-50	არ არის მოცემული
3-DO	262	0.4-250	2-6	-30 – -55	0	არ არის მოცემული



ნახ.3.4. მულტიპლექსირების TDM და WDM სისტემების ენერგეტიკული პოტენციალის (ბიუჯეტის) დამოკიდებულება გადაცემის სიჩქარეზე, p-i-n ფოტოდოდის შემთხვევაში



ნახ.3.5. მულტიპლექსირების TDM და WDM სისტემების ენერგეტიკული პოტენციალის (ბიუჯეტის) დამოკიდებულება გადაცემის სიჩქარეზე, ზვავისებური ფოტოდოდის შემთხვევაში

ამრიგად, სისტემების ბიუჯეტის თვალსაზრისით დროითი მულტიპლექსირების სისტემას ტალღურთან შედარებით უპირატესობა გააჩნია მსხოლოდ შედარებით დაბალ სიჩქარეებზე (STM-1, STM-4, შესაბამისად – 0.155, 0.622 გბტ/წმ სიჩქარის საზღვრებში), რაც აიხსნება ტალღური მულტიპლექსირების სისტემებში გამოყენებული დამაბოლოებელი და შეყვანა/გამოვანის მულტიპლექსორ/დემულტიპლექსორების მიერ შეტანილი დამატებითი მილევით, დროითი მულტიპლექსირების სისტემებთან შედარებით. აქვე უნდა აღინიშნოს შემდეგი გარემოებები: ტალღური მულტიპლექსირების სისტემების ტექნოლოგიები დღენიადაგ ვითარდება და იხვეწება, ამიტომ დროითი სისტემების მითითებული უპირატესობაც უახლოეს მომავალში მინიმუმამდე იქნება დაყვანილი. მეორეს მხრივ, ტალღური მულტიპლექსირების სისტემები იარსებებენ და განვითარდებიან დროითი მულტიპლექსირების სისტემებთან ერთად და ნებისმიერი პროგრესი, რომელიც შეიძლება მოხდეს დროითი მულტიპლექსირების განვითარების კუთხით, მაგალითად, სიჩქარის გაზრდის მიმართულებით, იმავდროულად აისახება ტალღური მულტიპლექსირების სისტემებში, ვინაიდან ამ ორ სისტემას ერთი ბაზა და აქედან გამომდინარე, მრავალი საერთო გააჩნიათ. ამასთან ერთად, მითითებული სისტემების დანერგვისას მხედველობაში უნდა მივიღოთ არანაკლებ მნიშვნელოვანი გარემოება – ტექნოლოგიებზე მომუშავე ინჟინერ-ტექნიკური პერსონალის კვალიფიკაციის დონე (საკადრო რესურსი), რაც განსაკუთრებით მოითხოვება ტალღური მულტიპლექსირების სისტემების ექსპლუატაციის დროს.

თავი 4. ჯიტერი, მისი გაზომვისა და შეფასების ასპექტები გადაცემის ციფრულ ბოჭკოვან-ოპტიკურ სისტემებში (გცბოს) [99,100,103]

ჯიტერისა და ვანდერის გაზომვა და შეფასება სულ უფრო მნიშვნელოვანი ხდება ციფრული სისტემების დაპროექტებისა და ექსპლუატაციის დროს. უკანასკნელ პუბლიკაციებში მაღალი სიჩქარის ინფორმაციის გადაცემის (InfiniBand, PCI Express, 10-Gigabit Ethernet და სხვა) დროს ახალი სტანდარტები გამოიყენება. უნდა აღინიშნოს, რომ ნებისმიერი ციფრული სისტემის დაპროექტების და ექსპლუატაციის პროცესში ჯიტერისა და ვანდერის პრობლემას ვერ ავცდებით. აქედან გამომდინარე, გცბოს-ის დაპროექტებისას აუცილებელია შეფასდეს ჯიტერის და ვანდერის მნიშვნელობები.

ჯიტერი შეიძლება განვსაზღვროთ, როგორც ”სიგნალის საჩვენებელი უბნების გადახრა დროში მათი მოთხოვნილი მდებარეობიდან”. ეს ნიშნავს, რომ სიგნალი სხვადასხვა მიზეზით ადრე თუ გვიან იცვლის მდგომარეობას გადასვლის (გადაკვეთის) სწორი მომენტის მიმართ (გადასვლა-გადაკვეთაში აქ იგულისხმება ციფრული სიგნალის მიმდევრობის იდეალურიდან გადახრა დროში და ამპლიტუდაში), ანუ, ციფრული სიგნალისათვის ”საჩვენებელ უბნებად” ითვლება დროითი და ამპლიტუდის გადასვლის (გადაკვეთის) წერტილები. ჯიტერი გამოწვეულია გარე და შიდა წარმოშობის ამპლიტუდური და ფაზური ხმაურით. სიგნალის ჯიტერს გააჩნია სხვადასხვა მახასიათებლები მათი მიზეზებისა და წყაროებისაგან დამოკიდებულების თვალსაზრისით ITU-T-ს G.810 რეკომენდაციის [95–97] თანახმად.

უკანასკნელ ათწლეულში აშშ-ს, გერმანიის, იაპონიის მეცნიერების მიერ ჩატარებულ იქნა მნიშვნელოვანი კვლევები ჯიტერის, მისი გამომწვევი მიზეზების გაზომვისა და შეფასების მეთოდოლოგიის მიმართულებით [71–92], რამაც მნიშვნელოვნად შეუწყო ხელი მისი მახასიათებლების და პარამეტრების განსაზღვრას, როგორც თეორიული, ისე ექსპერიმენტული და

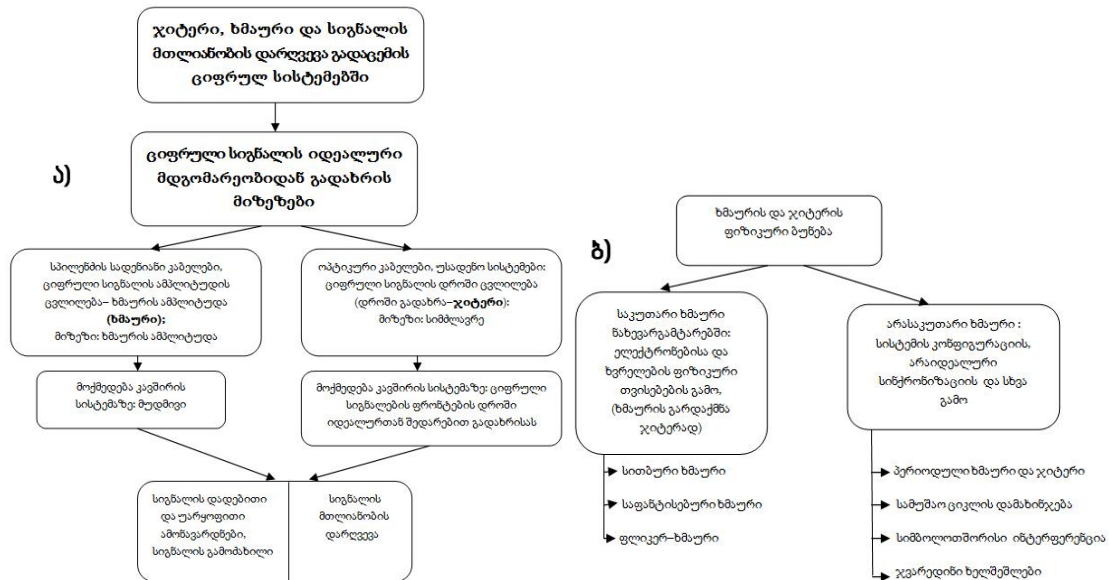
აპარატურული გადაწყვეტის მხრივ. ასეთმა პროგრესმა განაპირობა ჯიტერის ზუსტი განსაზღვრის და წინასწარმეტყველების შესაძლებლობა, რაც საბოლოოდ გადაცემის ციფრული სისტემების ხარისხობრივი მაჩვენებლების ამაღლებასა და გაუმჯობესების გარანტიას იძლევა. ჩვენი კვლევა ჩატარებულია სწორედ დასავლეთის ქვეყნებში და იაპონიაში მიღწეულ შედეგებზე დაყრდნობით.

4.1. ჯიტერის გამომწვევი მიზეზები

ჯიტერის საკითხი დიდ ინტერესს იწვევს განსაკუთრებით ციფრული ტექნოლოგიების განვითარების შემდეგ, თუმცა არსებობს ანალოგური ჯიტერიც. უნდა აღინიშნოს, რომ ჯიტერის წარმოქმნის მრავალი მიზეზია, მაგალითად, ჯიტერი - დაკავშირებული ხმის ჩაწერის პროცესთან [89], ჯიტერი - ანალოგურ-ციფრული გარდაქმნისას, ჯიტერი - ციფრული ასლების გადაღებისას და ა.შ.

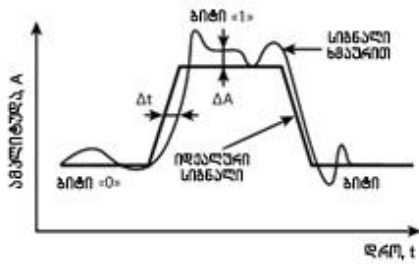
ჯიტერის წარმოშობის ძირითადი მიზეზების ანალიზისათვის ჩვენს მიერ [90,91]-ის საფუძველზე შემუშავებულ იქნა და ნახ.4.1-ზე წარმოდგენილია ჯიტერის, ხმაურისა და სიგნალის მთლიანობის დარღვევის სტრუქტურა. შემოგვაქვს სიგნალის მთლიანობის დარღვევის ცნება. თუ სიგნალი იდეალურია, მაშინ მისი მთლიანობა დარღვეული არ არის. რეალურ პირობებში სიგნალის ცვლილება იდეალური ფორმისაგან ხდება ორი ძირითადი მაჩვენებლით: ამპლიტუდაში ცვლილებისას და დროში ცვლილებისას. ტრადიციულ მიმმართველ სისტემებში (სპილენძის სიმეტრიული, კოაქსიალური კაბელები და სხვა) ამპლიტუდის ცვლილებაში იგულისხმება ძაბვის ცვლილება, ხოლო ოპტიკურ და უსადენო ხაზებში - სიმძლავრის ცვლილება. სიგნალის ამპლიტუდის გადახრას ΔA - ეწოდება ხმაურის ამპლიტუდა, ხოლო სიგნალის დროში გადახრას Δt - დროითი ჯიტერი (ანუ ჯიტერი). ამპლიტუდური ხმაურის და დროითი ჯიტერის ზემოქმედება სისტემაზე არათანაბარი და არასიმეტრიულია. ამპლიტუდური ხმაურის და დროითი ჯიტერის გავლენა კავშირის სისტემაზე არასიმეტრიულია. ამპლიტუდური ხმაური

წარმოადგენს მუდმივ ფუნქციას და ტელეკომუნიკაციის სისტემის მახასიათებლებზე შეიძლება ჰქონდეს მუდმივი გავლენა, მაშინ როდესაც, დროითი ჯიტერი სისტემაზე ზემოქმედებს მხოლოდ მაშინ, როდესაც ხდება სიგნალის ფრონტის გადასვლა.

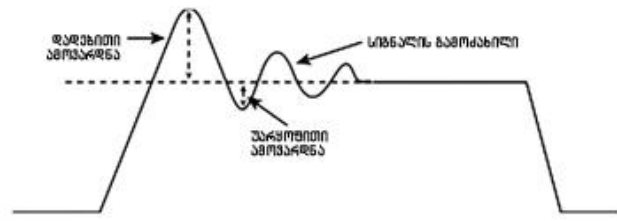


ნახ.4.1. ა) ჯიტერი, ხმაური და სიგნალის მთლიანობის დარღვევა გადაცემის ციფრულ სისტემებში. ციფრული სიგნალის იდეალური მდგომარეობიდან გადახრის მიზეზები; ბ) ხმაურისა და ჯიტერის წარმოშობის ბუნება

ნახ.4.2–ზე წარმოდგენილია იდეალური და რეალური ციფრული სიგნალები. სიგნალის მთლიანობა ზოგად შემთხვევაში განისაზღვრება სიგნალის იდეალური ფორმიდან ნებისმიერი გადახრით. ამდენად, სიგნალის მთლიანობა დაკავშირებულია როგორც ხმაური ამპლიტუდასთან, ისე დროით ჯიტერთან; თუმცა სიგნალის მთლიანობის ზოგიერთი მახასიათებლები, მაგალითად, დადებითი და უარყოფითი ამოვარდნები, ე.წ. სიგნალის „გამოძახილი“ – არ შეიძლება მთლიანად განსაზღვრულ იქნას ხმაურისა და ჯიტერის მეშვეობით (ნახ. 4.2). ნახ.4.3–ზე მოყვანილია სიგნალის მთლიანობის მნიშვნელოვანი მახასიათებლები: დადებითი ამოვარდნა, უარყოფითი ამოვარდნა, სიგნალის გამოძახილი.



ნახ.4.2. იდეალური და რეალური ციფრული სიგნალი



ნახ.4.3. სიგნალის მთლიანობის მნიშვნელოვანი მახასიათებლები: დადებითი ამოვარდნა, უარყოფითი ამოვარდნა, სიგნალის გამომძახილი

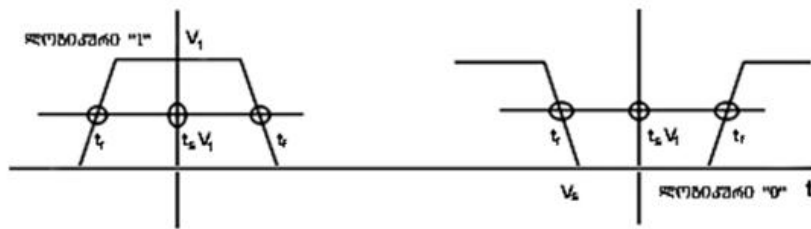
ნახ.4.4-ზე წარმოდგენილია შემავალი მონაცემების დისკრეტიზაცია (სტრობირება) მიმღების მიერ: ა) სიგნალი ლოგიკური "1", ბ) სიგნალი ლოგიკური "0". როგორც ვხედავთ ციფრული სიგნალების გადაცემისას (ლოგიკური „1“ და ლოგიკური „0“) მთავარი მნიშვნელობა ენიჭება შესასვლელი სიგნალის არჩევის (სტრობირების) t_s მომენტს V_s ზღურბლოვანი ძაბვის დროს. იდეალურ შემთხვევაში მიმღების გადამწყვეტ მოწყობილობაში ხდება მოსული ციფრული მონაცემების სტრობირება (დისკრეტიზაცია) მოსული თითოეული სიმბოლოს (ბიტის) ცენტრში. იმ შემთხვევაში, როცა დროში იმპულსის აღმავალი და დაღმავალი ფრონტებისათვის კმაყოფილდება პირობები $t_r < t_s < t_f$ და $V_1 > V_s$, სადაც V_1 - „1“ დონის იმპულსის დონეა, V_s - ზღურბლის დონე, t_s - დრო, რომლის დროსაც ხდება მოცემული „1“ იმპულსის სტრობირება (დისკრეტიზაცია). ამ პირობების დაცვის შემთხვევაში ლოგიკური „1“ მიიღება კორექტულად, შეცდომის გარეშე (ნახ.4.4 ა). დისკრეტიზაციის ამ პირობების დარღვევამ შესაძლებელია მიგვიყვანოს „1“-ის გამოცნობის სამ ვარიანტამდე:

- იმპულსის აღმავალი ფრონტის გადაკვეთის დრო ჩამორჩება სტრობირების იდეალურ არჩევის დროს, ანუ $t_f > t_s$;

- დაღმავალი ფრონტის გადაკვეთის დრო წინ უსწრებს სტრობირების იდეალური წერტილის არჩევას, ანუ $t_r < t_s$;

- ლოგიკური „1“-ის ძაბვა ნაკლებია არჩევის (სტრობირების) V_s ძაბვაზე, ანუ $V_1 < V_s$.

ლოგიკური „0“-ის სტრობირებისას (ნახ. 4.4 ბ) კორექტული ათვლის (სტრობირების) პირობა გამოიყურება შემდეგნაირად: $t_r < t_s < t_f$ და $V_0 < V_s$. ლოგიკური „0“-ის სწორი ათვლის (სტრობირების) დარღვევა ლოგიკური „1“-ის სტრობირების ანალოგურია, მხოლოდ ლოგიკური „0“-ის ძაბვისათვის ათვლის (სტრობირების) პირობაა $V_0 > V_s$.



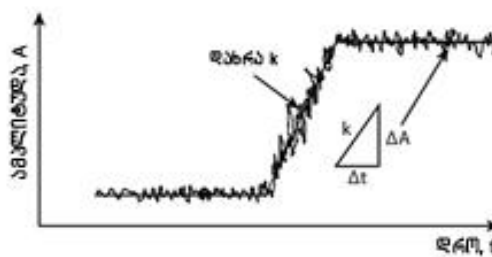
ნახ.4.4. შემაჯავლი მონაცემების დისკრეტიზაცია მიმღების მიერ.
ა) სიგნალი ლოგიკური "1", ბ) სიგნალი ლოგიკური "0"

ამრიგად, სიგნალის მთლიანობის დარღვევა განპირობებულია ხმაურის ამპლიტუდით, სიგნალის დროში გადახრით (ჯიტერი), ისეთი მახასიათებლებით, როგორცაა დადებითი ამოვარდნა, უარყოფითი ამოვარდნა, სიგნალის გამომახილი. სიგნალის მთლიანობის დარღვევა, ანუ ბიტური შეცდომების (BER) წარმოქმნის მექანიზმი დაკავშირებულია მრავალ მიზეზთან. ხმაურის და ჯიტერის ფიზიკური ბუნების ახსნა სატელეკომუნიკაცი სისტემაში მოყვანილია ნახ.4.1 ბ-ზე. ეს მექანიზმი შესაძლებელია დავყოთ ორ დიდ კლასად: საკუთარი და არასაკუთარი. საკუთარი წყაროები დაკავშირებულია ნახევარგამტარების ელექტრონებისა და ხვრელების ფიზიკურ თვისებებთან, ამიტომ მათი აღმოფხვრა მოცემული ნახევარგამტარის გამოყენებისას პრაქტიკულად შეუძლებელია; არასაკუთარი – სისტემის კონფიგურაციასთან, არაიდეალურ სინქრონიზაციასთან და სხვა, რომელთა აღმოფხვრა შესაძლებელია. ხმაურის და ჯიტერის წარმოშობის საკუთარ მექანიზმს განეკუთვნება: სითბური ხმაური, საფანტისებური ხმაური, ფლიკკერ ხმაური (ნახ.4.1 ა) [104]. აქედან გამომდინარე, ხმაური, რომელიც აღიწერება ფიზიკური

სიდიდეებითა და პარამეტრებით, ანუ სატელეკომუნიკაციო სისტემებში ძაბვითა და სიმძლავრით. შესაბამისად ზემოთ წარმოდგენილი საკუთარი ხმაურები შესაძლებელია გარდაისახოს ჯიტერში, როგორც ეს წარმოდგენილია ნახ.4.5-ზე, სადაც ნაჩვენებია ხმაურის გარდაქმნა დროით ჯიტერში. როგორც ზემოთ აღინიშნა, ხმაური შესაძლებელია აღიწეროს ფიზიკური სიდიდეებით ან პარამეტრებით. სატელეკომუნიკაციო, კომპიუტერულ და ელექტრონულ სისტემებში ასეთ სიდიდეებს წარმოადგენენ ძაბვა ან სიმძლავრე. გამოვიყენოთ საერთო ტერმინი “ამპლიტუდა“. ამპლიტუდური ხმაური $\Delta A(t)$ ზედ ედება ამპლიტუდურ სიგნალს $A_0(t)$, ისე რომ, ჯამური სიგნალი $A(t)=A_0(t)+\Delta A(t)$, რომელიც შეესაბამება დროით ჯიტერს, შესაძლებელია შეფასებულ იქნას მცირე სიგნალის დამახინჯების წრფივი თეორიით შემდეგი განტოლების შესაბამისად:

$$\Delta t(t) = \frac{\Delta v}{(dA_0(t)/dt)} = \frac{\Delta t}{k} \quad (4.1)$$

სადაც, $k = (dA_0(t)/dt)$ – სიგნალის დახრა ან სიგნალის აღმასვლაა. ამპლიტუდური ხმაურის დროით ჯიტერში წრფივი გადასვლა ნაჩვენებია ნახ.4.5-ზე.



ნახ.4.5. ამპლიტუდური ხმაურის დროით ჯიტერში გარდაქმნა დამახინჯების წრფივი მოდელის თანახმად

საკუთარი ხმაური და ჯიტერი დაკავშირებულია თავად სატელეკომუნიკაციო სისტემის კონფიგურაციასთან და აპარატურულ მოწყობასთან (პარამეტრებთან), მის ხარისხობრივ მაჩვენებლებთან; ამდენად ხმაურისა და ჯიტერის ეს სახეები შესაძლებელია გაკონტროლდეს

და აღმოიფხვრას სისტემის პარამეტრების გაუმჯობესებით. გვხვდება არასაკუთარი ხმაურის და ჯიტერის შემდეგი ტიპები (ნახ.4.1 ბ).

ვიდრე შევუდგებოდეთ ჯიტერის დეტალურ კლასიფიკაციას, მიზანშეწონილია განვიხილოთ ხმაურის და ჯიტერის რიგი რაოდენობრივი მახასიათებლები.

4.1.1. პერიოდული ხმაური და ჯიტერი

პერიოდული ხმაური და ჯიტერი ეს არის სიგნალის და ხმაურის სახე, რომელიც მეორდება დროის გარკვეულ შუალედში. მათემატიკურად ის შეიძლება აღწერილ იქნას შემდეგი სახით:

$$\Delta t_p = f \left(2\pi \frac{t}{T_0} + \phi_0 \right), \quad (4.2)$$

სადაც, T_0 – პერიოდია, ϕ_0 – პერიოდული სიგნალის ფაზაა. პერიოდი $T_0 = 1/f_0$.

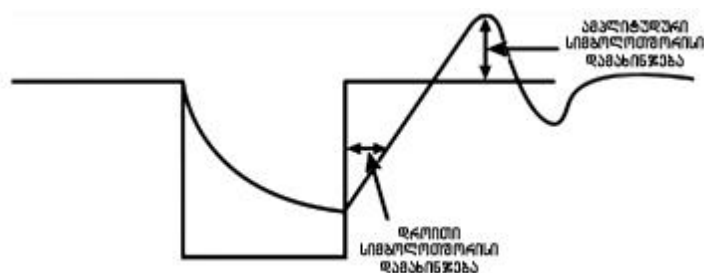
ჯიტერის ანალოგიურად ასეთივე მსჯელობა შესაძლებელია გამოყენებულ იქნას ხმაურის ამპლიტუდის მიმართ. პერიოდული ჯიტერი შესაძლებელია გამოწვეული იყოს მოდულაციის სხვადასხვა მექანიზმებით (ამლიტუდური, ფაზური, სიხშირული). ამის გარდა, მოდულაციის ფუნქციას შეიძლება გააჩნდეს სხვადასხვა ფორმა. ტიპურია სინუსოიდალური, სამკუთხა, ხერხისებური. აქედან გამომდინარე, პერიოდულმა ამპლიტუდურმა ხმაურმა შეიძლება გამოიწვიოს პერიოდული (სინუსოიდალური დროითი) ჯიტერი, რომელიც უკუპროპორციულია სიგნალის ფრონტის დახრის, ან აღმასვლის. პერიოდული ჯიტერი შესაძლებელია გამოწვეულ იქნას იმპულსური კვების წყაროთი, ფართოზოლოვანი სატაქტო სიგნალით ან პერიოდული ელექტრომაგნიტური ხმაურით.

სამუშაო ციკლის დამახინჯება განისაზღვრება სამუშაო ციკლის ნორმალური სიდიდიდან გადახრით. სამუშაო ციკლი წარმოადგენს იმპულსის ხანგრძლიობის ფარდობას მის პერიდთან. უმრავლეს სატაქტო სიგნალებს სამუშაო ციკლის ნომინალური სიდიდე 50%-ის ტოლია

(მაგალითად, სახაზო კოდებში). ამის გამო ციფრული სიგნალის მიმდევრობაში უფრო დიდმა და შედარებით პატარა იმპულსმა შეიძლება გამოიწვიოს სამუშაო ციკლის დამახინჯება. ეს დამახინჯება შეიძლება განპირობებული იყოს იმპულსის ხანგრძლიობის ან პერიოდის გადახრით, ან ერთის და მეორეს ერთდროულად გადახრით.

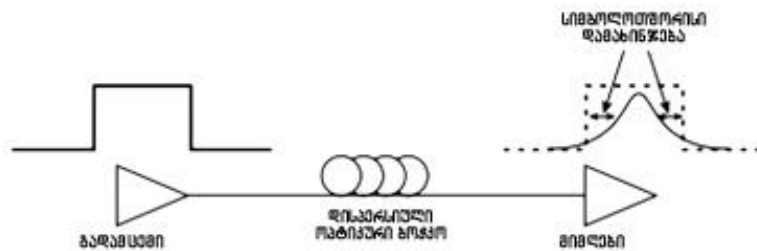
სიმბოლოთაშორისი ინტერფერენცია დაკავშირებულია მონაცემების სიგნალთან. სატაქტო სიგნალს არ გააჩნია ხმაურის ასეთი სახე. მონაცემების სიგნალს შეუძლია შეინარჩუნოს თავისი ამპლიტუდა რამოდენიმე პერიოდისთვის ფრონტების გასვლის გარეშე (ნახ.4.6), მაშინ როდესაც, სატაქტო სიგნალი იცვლის თავის ამპლიტუდას თითოეული პერიოდის განმავლობაში.

მონაცემების წარმოდგენა ციფრული კომუნიკაციის სისტემებისათვის. ამ სისტემაში გამოყენებული კოდირების თითოეული სისტემისათვის მნიშვნელოვან პარამეტრად ითვლება მანძილი მეზობელ გადასვლებს შორის, რომელიც განისაზღვრება, როგორც „1“-ის და „0“-ის მიმდევრობის (ცალ-ცალკე აღებული, ანუ ერთნაირი სიმბოლოების მიმდევრობის მაქსიმალური სიგრძე) მაქსიმალური სიგრძე კოდური კომბინაციის საზღვრებში. ეს სიგრძე განსაზღვრავს გადაცემული მონაცემების სპექტრის უმცირეს სიხშირეს და შესაბამისად ადგენს სიხშირულ დიაპაზონს სისტემის ტესტირებისათვის. მაგალითად, SONET-ის ბოჭკოვან-ოპტიკური სტანდარტი გათვლილია დიდ მანძილებზე გამოყენებისათვის და იყენებს კოდის დაცვის სქემას და შესაძლებელია გააჩნდეს საკმაოდ გრძელი მანძილი [93,100].



ნახ. 4.6. სიმბოლოთაშორისი ინტერფერენციის დროითი და ამპლიტუდური ეფექტი

თუ სიგნალის მანიპულაცია (ერთი მდგომარეობიდან მეორეში გადასვლა) ხდება ისე, რომ შემდგომი მანიპულაცია მოხდება მანამდე, ვიდრე წინამ მიაღწია მოთხოვნილ დონეს, მაშინ დროის და ამპლიტუდის გადახრა ხდება მიმდინარე ბიტში. სიმბოლოთშორისი ინტერფერენციის ეფექტი წარმოდგენილია ნახ.4.6-ზე. იმპულსის ხანგრძლივობის ნებისმიერი გაზრდა (ან გაფართოება, მაგალითად დისპერსიის გამო) იწვევს სიმბოლოთშორის ეფექტს. ეს ხდება ნებისმიერ მიმმართველ სისტემაში. მაგ. ოპტიკურ სისტემებში - მოდური, ქრომატიული-ტალღამტარული, მასალის, პოლარიზაციის დისპერსიები. ნახ.4.7-ზე წარმოდგენილია დისპერსიული ეფექტები ოპტიკურ ბოჭკოში.



ნახ.4.7. სიმბოლოთშორისი ინტერფერენციის ეფექტები ბოჭკოვან-ოპტიკურ კავშირის არხში

ჯვარედინი ხელშეშლები სპილენძისგამტარიან და ოპტიკურ კაბელებში. ჯვარედინ ხელშეშლებს ადგილი აქვს როგორც ტრადიციულ, სპილენძისგამტარიან, ისე ოპტიკურ კაბელებში. არსებითად ეს არის ინტერფერენციის მოვლენა. ძირითადად ასეთი ხელშეშლები არსებობს სისტემებში რამოდენიმე არხით, რომლებშიც სიგნალები ერთმანეთზე ურთიერთქმედებენ. სპილენძის კაბელებში ადგილი აქვს ელექტრომაგნიტურ გავლენებს გამტარი ძარღვების ერთმანეთთან ახლოს განთავსების გამო. ამ დროს დომინირებს ტევადური კავშირი. ენერჯის ერთი არხიდან მეორეში გადასვლის გამო სიგნალის დონე ამ არხში მცირდება. ასევე, მნიშვნელოვანია არხებს შორის ინდუქტიური კავშირი. ზოგად შემთხვევაში ჯვარედინი ხელშეშლები წარმოადგენენ ძაბვის ან ხმაურის ფლუქტუაციას. ჯვარედინი ხმაურები ოპტიკურ სისტემებში

შესაძლებელია წარმოიშვას მრავალარხიანი ტალღური მულტიპლექსირებისას (WDM) განსაკუთრებით მაღალი დონის შემჭიდროვებულ ტალღური მულტიპლექსირების სისტემებში (DWDM, HWDM). ჯვარედინი ხმაურები შესაძლებელია გამოჩნდეს წრფივი და არაწრფივი ეფექტების გამო. წრფივი ეფექტები დაკავშირებულია ფოტონების მეზობელ არეებში ენერჯის გაჟონვის გამო, რომელთაც გააჩნიათ ტალღათა სხვადასხვა სიგრძე, ოპტიკურ ფილტრებში ან დემულტიპლექსორებში.

არაწრფივ ეფექტებს განეკუთვნება შემდეგი:

– იძულებითი კომბინაციური ფანტვა (გაბნევა) – (SRS - Stimulated Raman Scattering), რომლის დროსაც მოკლეტალღოვანი არხებმა შესაძლებელია გააძლიერონ გრძელტალღოვანი არხები, ამასთან, ტალღების ფართო დიაპაზონში. ამის მაგალითია ოპტიკური სიგნალების ერბიუმის გამაძლიერებლები.

– მანდელშტამ–ბრილუენის იძულებითი ფანტვა (გაბნევა) – (SBS - Stimulated Brillouin Scattering), რომლის დროსაც მოკლეტალღოვანი არხებმა შესაძლებელია გააძლიერონ უფრო გრძელტალღოვანი არხები ტალღების ვიწრო დიაპაზონში.

– ოთხტალღოვანი წანაცვლება (FWM - Four-wave mixing), რომლის დროსაც ახალი ტალღა ან სიგნალი, ან მეოთხე ტალღა გენერირდება, როდესაც WDM – არხების სამი ტალღის სიგრძე აკმაყოფილებენ განსაზღვრულ თანაფარდობას. ასეთი სახის ჯვარედინ ხმაურებს სპილენძის გამტარიან კაბელებში (გამტარებში) ოპტიკური ჯვარედინი ხმაურები იწვევენ ამპლიტუდურ ხმაურს გადაცემულ სიგნალში და შესაბამისად, დროით ჯიტერს, რაც თავის მხრივ მთლიანობაში იწვევს სისტემის მწარმოებლურობის გაუარესებას.

ჯიტერისა და ხმაურის რაოდენობრივი აღწერა. დიდი ხნის მანძილზე რაოდენობრივად ჯიტერის განსაზღვრა მისი სრული გამლით (ამპლიტუდით) ან საშუალო კვადრატული გადახრით ხდებოდა. მაგრამ,

ასეთი მიდგომა მთლად სამართლიანი არ არის. ჩვენ ვიზიარებთ ჯიტერის რაოდენობრივად შეფასების ისეთ მიდგომას, როდესაც ჯიტერი ფასდება მისი სრული გაშლით: ამპლიტუდით (დეტერმინირებული ჯიტერი) და საშუალო კვადრატული გადახრით (შემთხვევითი ჯიტერი). ეს განპირობებულია შემდეგი გარემოებებით: სრული გაშლის განსაზღვრისას სრული გაშლის მოსალოდნელ ფუნქციას წარმოადგენს სტატისტიკურად ამორჩეული მონოტონურად ზრდადი ფუნქციის ზომა. სრული გაშლა არის სასარგებლო შეზღუდული პარამეტრი, მაგრამ ჯიტერისა და ხმაურის არანებისმიერი მნიშვნელობისათვის. აქედან გამომდინარე, სრული გაშლით შესაძლებელია აღიწეროს მხოლოდ დეტერმინირებული ჯიტერი. ამავე დროს, სრული გაშლა წარმოადგენს შეზღუდულ პარამეტრს, აქედან გამომდინარე, ასეთი ტიპის ხმაური და ჯიტერი შეზღუდულია თავიანთი მნიშვნელობებით.

ჯიტერისა და ხმაურის სტატისტიკური განაწილების უფრო ზუსტი რაოდენობრივი შეფასებისათვის, ანუ ჯიტერისა და ხმაურის სტატისტიკური განაწილების შეფასებისათვის საჭიროა გამოვიყენოთ ალბათობის განაწილების სიმკვრივის ფუნქცია (PDF - Probability Density Function) და მასთან დაკავშირებული კომპონენტები. უპირველეს ყოვლისა ესენია ალბათობის (ძირითადად გაუსის, ნორმალური) განაწილების საშუალო მნიშვნელობა და საშუალო კვადრატული გადახრა.

როგორც ქვემოთ დავინახავთ ასეთი მიდგომა იძლევა ჯიტერისა და ხმაურის სტატისტიკური პროცესის ზოგადი აღწერის, მათი გამომწვევი მიზეზების გამოვლენის შესწავლისა და რაოდენობრივად შეფასების საშუალებას.

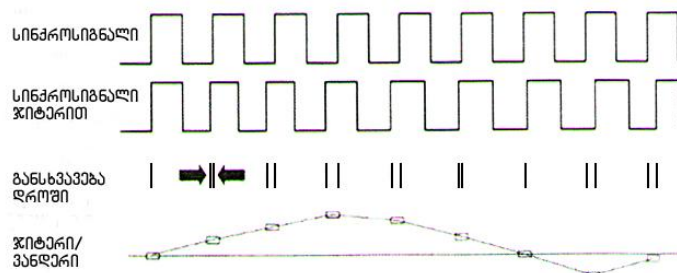
4.2. ჯიტერი და ვანდერი

ხშირ შემთხვევაში ლიტერატურაში ნათლად არ არის განმარტებული განსხვავება ჯიტერსა და ვანდერს შორის. ამიტომ, განვიხილოთ ეს საკითხი უფრო დაწვრილებით. ზემოთ წარმოდგენილი განმარტების თანახმად ჯიტერი არის მასინქრონიზებული სიგნალების ნიშნული მომენტების

მოკლედროიანი იდეალური მდგომარეობიდან დროში გადახრა, (სადაც „მოკლედროიანი გადახრა“ გულისხმობს, რომ სიხშირის ეს გადახრა ნაკლებია ან ტოლია 10 ჰც). ამ შემთხვევაში ვანდერი განისაზღვრება, როგორც „ციფრული სიგნალის ნიშნული მომენტების ხანგრძლივი პერიოდის განმავლობაში იდეალური მდგომარეობიდან დროში გადახრა“. „ხანგრძლივი პერიოდის განმავლობაში გადახრა“ გულისხმობს, რომ სიხშირის გადახრა ნაკლებია 10 ჰც-ზე. ნიშნული ინტერვალი წარმოადგენს ციფრული სიგნალის ინტერვალს. სწორედ ამ ინტერვალის ცვლილება ხდება დროში, ანუ იდეალური მდგომარეობიდან დროში მარჯვნივ ან მარჯვნივ გადახრა. ჯიტერისა და ვანდერის შედარებითი მახასიათებელი წარმოდგენილია ცხრ.4.1-ში [98]. ხოლო სინქრონიზაციის დროში განსხვავების ილუსტრაცია იდეალური სიგნალისაგან, შესაბამისად ჯიტერსა და ვანდერს შორის მოყვანილია ნახ.4.8–ზე.

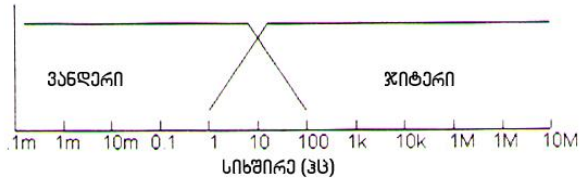
ცხრ.4.1. ჯიტერისა და ვანდერის შედარებითი მახასიათებელი

მახასიათებელი	ჯიტერი	ვანდერი	შენიშვნა
შედეგი	შეცდომის გამოჩენა	სინქრონიზაციის პრობლემები	
სატაქტო სიხშირის ეტალონური წყარო	არ მოითხოვება	აუცილებელია	
გაზომვის ერთეული	ერთეულოვანი ინტერვალი UI (Unit Interval)	(წმ, მწმ, ნწმ)	

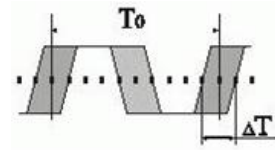


ნახ.4.8. სინქრონიზაციის დროში გადახრის მაგალითი ორი სიგნალის შედარებისას

ნახ.4.9-ზე მოყვანილია ჯიტერსა და ვანდერს შორის განსხვავების გრაფიკული წარმოდგენა, ხოლო ნახ. 4.10–ზე მოყვანილია ჯიტერიანი სიგნალის ოსცილოგრამა.



ნახ.4.9. ჯიტერსა და ვანდერს შორის განსხვავების გრაფიკული წარმოდგენა

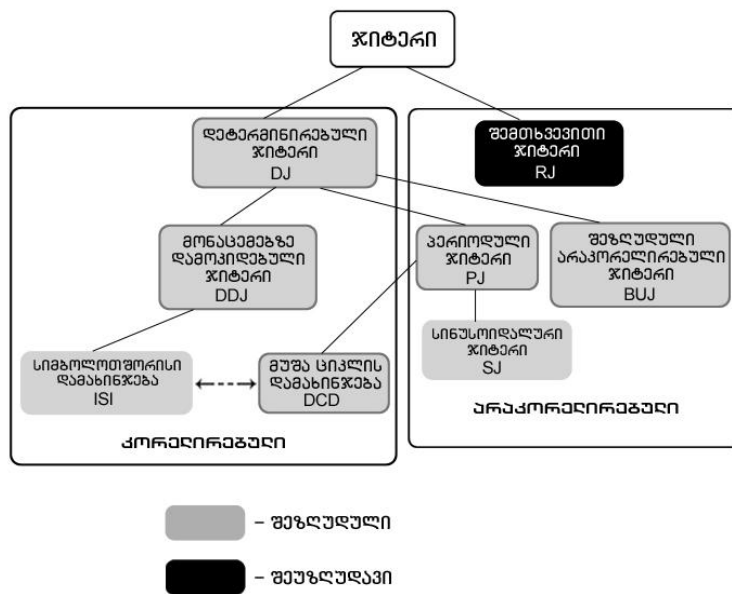


ნახ.4.10. ჯიტერიანი სიგნალის ოსცილოგრამა. T_0 – პერიოდი, ΔT – ჯიტერი

შემდგომში ჩვენს მიერ განხილული იქნება მხოლოდ ჯიტერი, მისი წარმოქმნის მიზეზები, შეფასების მოდელი და მეთოდოლოგია.

4.3. ჯიტერის კლასიფიკაცია

ჯიტერის ყველაზე გავრცელებული კლასიფიკაცია წარმოდგენილია ნახ.4.11–ზე [71–89].



ნახ.4.11. ჯიტერის კლასიფიკაცია

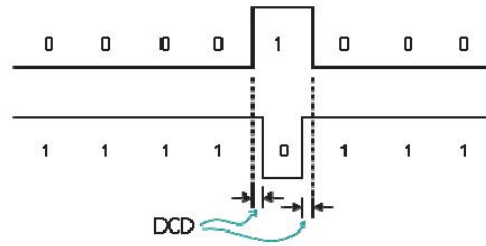
ჯიტერის დეტალური კლასიფიკაციით გვაქვს: დეტერმინისტული ჯიტერი (DJ - Deterministic Jitter); ა) კორელირებული ჯიტერი: – მონაცემებზე დამოკიდებული ჯიტერი (DDJ - Data-Dependent Jitter); – სიმბოლოთაშორისი დამახინჯება (ISI - Inter-Symbol Interference); – გადაცემის (მუშა ციკლის) დამახინჯება (DCD - Duty-Cycle Distortion). ბ)

არაკორელირებული ჯიტერი: – პერიოდული ჯიტერი (PJ - Periodic Jitter), (მისი კერძო შემთხვევაა – სინუსოიდალური ჯიტერი (SJ - Sinusoidal Jitter); – შეზღუდული არაკორელირებული ჯიტერი - (BUJ - Bounded Uncorrelated Jitter). გ) შემთხვევითი ჯიტერი (RJ - Random Jitter).

ამასთან:

1. ყველა ტიპის დეტერმინირებული ჯიტერი (კორელირებული, არაკორელირებული) თავისი ბუნებით შეზღუდულია;
2. გადაცემის (მუშა ციკლის) დამახინჯება (DCD) ფიზიკური ბუნებით განპირობებულია, როგორც პერიოდული ჯიტერით (PJ), ისე სიმბოლოთასორისი დამახინჯებით (ISI).
3. შემთხვევითი ჯიტერი (RJ) თავისი ბუნებით შეუზღუდავია. იგი წარმოიშვება შემთხვევითად. როგორც წესი, გამოისახება გაუსის (ნორმალური) განაწილების სახით, საშუალო მნიშვნელობით (მათემატიკური მოლოდინი) და საშუალო-კვადრატული გადახრით (დისპერსია, დევიაცია), ჩვენს შემთხვევაში მიღებულია ტერმინი საშუალო – სტანდარტული გადახრა. მის პიკ–პიკ მნიშვნელობას არ გააჩნია ზღვარი. ამიტომ ეწოდება შეუზღუდავი ჯიტერი.

დეტერმინირებული ჯიტერი (DJ) – მისი წყარო (წარმოშობა), როგორც წესი, დაკავშირებულია ტელეკომუნიკაციის მოწყობილობის ან ინფორმაციის გადაცემის არასრულყოფასთან, აგრეთვე შესაძლებელია დაკავშირებული იყოს ელექტრომაგნიტურ გამოსხივებასთან, ჯვარედინ ხელშეშლებთან, დამიწების პრობლემებთან. მის პიკ–პიკ მნიშვნელობას გააჩნია ზღვარი, ამიტომ ასეთ ჯიტერს ეწოდება შეზღუდული (შემოსაზღვრული). DCD – გადამცემის (მუშა ციკლის) დამახინჯება წარმოადგენს გადამცემის სამუშაო ციკლის ასიმეტრიას. კერძოდ, ერთ–ერთ მიმდევრობას, მაგალითად 00001000 გააჩნია სხვა სიგანე, ვიდრე „0“ ბიტს ციკლში 11110111 (ნახ. 4.12).



ნახ.4.12. სიმბოლოთშორისი დამახინჯების მარტივი მაგალითი

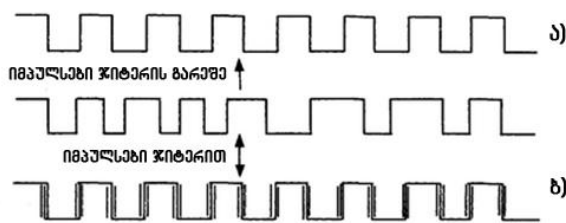
გარდა ამისა DCD წარმოიშვება სიგნალის ფრონტის ზრდისა და ვარდნის სხვაობათა გამო. DCD როგორც წესი გამოწვეულია გადამცემის სატაქტო სიგნალის სინქრონიზმში შესვლის ან გადამცემის გამაძლიერებლის ზღვრული გაძლიერების გამო. DCD კორელირდება სიმბოლოთაშორისი დამახინჯებასთან (ISI) იმ აზრით, რომ ISI-ის ცვლილებამ შეიძლება გამოიწვიოს DCD ცვლილება და პირიქით. ამდენად, DCD და ISI ხელს უშლიან ერთმანეთს. საერთოდ, ISI-ის და DCD-ის დონე ცხადად არის დამოკიდებული მონაცემების გადაცემის სიგნალზე. საბოლოოდ:

- სიმბოლოთაშორისი დამახინჯების (ISI) არარსებობის დროს DCD-ს გააჩნია მარტივი ბიმოდალური ალბათობის განაწილება;
- DCD შეზღუდულია;
- DCD კორელირდება ISI-თან და მისი ცვლილება იწვევს ISI-ის ცვლილებას და პირიქით;
- DCD, როგორც წესი გამოწვეულია გადამცემის სატაქტო სიგნალის სინქრონიზმში შესვლის ასიმეტრიით ან გადამცემის გამაძლიერებლის ზღვრული გაძლიერებით.

სიმბოლოთაშორისი დამახინჯება (ISI) წარმოადგენს მონაცემებზე დამოკიდებული ჯიტერის ძირითად წყაროს. თავად ISI განპირობებულია მრავალი ფაქტორით: გარდამავალი პოროცესებით (სიმეტრიულ და კოაქსიალურ კაბელებში), სხვადასხვა სახის დისპერსიით (ოპტიკურ კაბელებში), გადაცემის გარემოს ამპლიტუდურ-სიხშირული მახასიათებლის შეზღუდვით (კაბელების ყველა ტიპი, მიმღები მოწყობილობები, ფილტრები და სხვა).

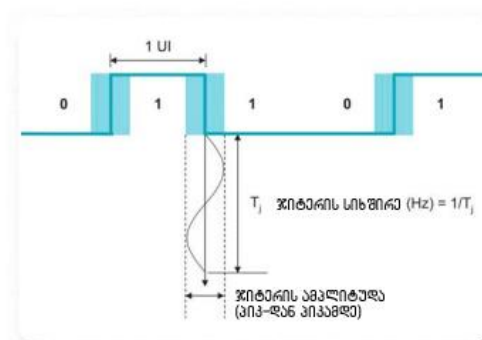
პერიოდული ჯიტერი (PJ). ჯიტერი, რომელიც ხდება მთელ პერიოდში და დამოკიდებულია გადაცემული მონაცემების ტიპზე. მისი პიკ-პიკ მნიშვნელობას გააჩნია ზღვარი. ამიტომ ასეთ ჯიტერს ეწოდება შეზღუდული (შემოსაზღვრული) ჯიტერი. მაშინაც კი, როდესაც გაზომვის დრო დიდია მისი მნიშვნელობა სასრულ მნიშვნელობამდე დადის.

პერიოდული ჯიტერი (PJ) შეიცავს ნებისმიერ ციმციმს ფიქსირებულ სიხშირეზე და დროში. მისი მაგალითია პერიოდული ფაზური მოდულაცია და შეიძლება იყოს ჯიტერის ყველაზე სასარგებლო კატეგორია შეზღუდული არაკორელირებული ჯიტერი (BUJ). ნახ.4.13-ზე წარმოდგენილია სინქრონიზაციის იმპულსების ჯიტერი.



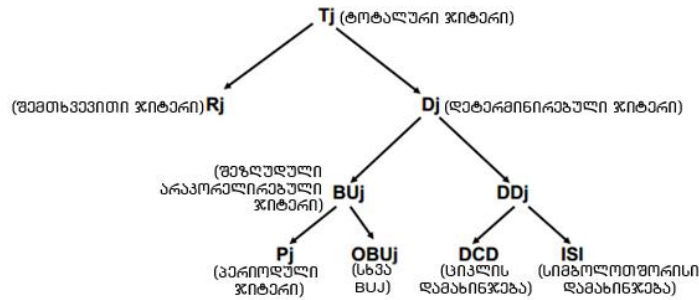
ნახ.4.13. სინქრონიზაციის იმპულსების ჯიტერი. ჯიტერი შედგება შემთხვევითი გადახრებისაგან, ან გადახრებისგან, რომელთაც გააჩნიათ პერიოდული მდგენელი

ნახ.4.14-ზე მოცემულია სინუსოიდალური ჯიტერის ილუსტრაცია, რომელშიც ჯიტერის პერიოდი $T=1/T_1$, სადაც T_1 – ჯიტერის ამპლიტუდაა პიკიდან პიკამდე.



ნახ.4.14. პერიოდული ჯიტერის ილუსტრაცია

ჯიტერის სტრუქტურა (დაშლის ხე) მოხერხებულია წარმოვადგინოთ ასეთი სახით (ნახ.4.15):



ნახ.4.15. ჯიტერის სტრუქტურა (დაშლის ხე)

ცხრ.4.2-ში შეჯამების სახით მოყვანილია ჯიტერის მახასიათებლები.

ცხრ.4.2 ჯიტერის მოკლე დახასიათება

ჯიტერის სახეები	აბრევია-ტურა	შეზღუდული/ შეუზღუდავი	კორელირებული/ არაკორელირებული	პერიოდული/ აპერიოდული	მაგალითები, მიზნები
შემთხვევითი ჯიტერი	RJ	შეუზღუდავი	არაკორელირებული	აპერიოდული	სითბური ხმაური
დეტერმინირებადი ჯიტერი	DJ	შეზღუდული	ნებისმიერი	ნებისმიერი	სიმბოლოთმორისი დამახინჯება
პერიოდული ჯიტერი	PJ	შეზღუდული	ნებისმიერი	პერიოდული	ელექტროკვების პირდაპირი რეჟიმი
სინუსოიდალური ჯიტერი	SJ	შეზღუდული	არაკორელირებული	პერიოდული	ელექტრომაგნიტური ხელშეშლები
მონაცემებზე დამოკიდებული ჯიტერი	DDJ	შეზღუდული	კორელირებული	აპერიოდული	იმპედენსების (წინააღმდეგობათა) შეუსაბამობა
ციკლის დამახინჯება	DCD	შეზღუდული	კორელირებული	პერიოდული	დროითი ასიმეტრია გადაცემის სატაქტო სიგნალის სინქრონიზმში შესვლის ან გადაცემის გამაძლიერებლის ზღვრული გაძლიერება
სიმბოლოთმორისი დამახინჯება	ISI	შეზღუდული	კორელირებული	აპერიოდული	გადაცემის ხაზის არაერთგვაროვანი სიხშირული მახასიათებელი
შეზღუდული არაკორელირებადი ჯიტერი	BUJ	შეზღუდული	კორელირებული	აპერიოდული	ჯვარედინი ხელშეშლები

4.4. ჯიტერის გაზომვისა და შეფასების მეთოდოლოგია. თვალის დიაგრამა. ორმაგი-დირაკის მეთოდი

4.4.1. თვალის დიაგრამების გამოყენება ციფრული სიგნალების გამოსაკვლევად

ციფრული სიგნალების კვლევისა და ანალიზის ერთ-ერთ ყველაზე პერსპექტიულ მეთოდს თვალის დიაგრამების მეთოდი წარმოადგენს. თვალის დიაგრამით შესაძლებელია დაწვრილებით იქნას აღწერილი ციფრული სიგნალების ძირითადი პარამეტრები, მათი ხარისხობრივი მაჩვენებლების გამოსახვა, რომელთა გაზომვა შესაძლებელია აღნიშნული მეთოდის საშუალებით.

ციფრული სიგნალების პარამეტრების განსაზღვრის აპარატურულ ხერხს წარმოადგენს თვალის დიაგრამის აგება ოსცილოგრაფის საშუალებით და შესაბამისი გაზომვების ჩატარება. ამავე დროს ქვემოთ ჩვენს მიერ თვალსაჩინოებისთვის წარმოდგენილი იქნება ჯიტერის შეფასება თვალის დიაგრამის ანიმაციური მოდელით.

მოვახდინოთ ციფრული სიგნალების გამოკვლევის მეთოდების ანალიზი, რომლებიც აკმაყოფილებს თანამედროვე ტელეკომუნიკაციის სისტემებისა და ქსელებისათვის წაყენებულ მოთხოვნებს და შევაფასოთ თვალის დიაგრამების გამოყენების პერსპექტივა ციფრული სიგნალების ანალიზისათვის.

ორდონიანი თვალის დიაგრამის ასაგებად (ნახ.4.16) ბიტების ნაკადი მიეწოდება ოსცილოგრაფს, მაშინ, როდესაც გარეგანი გაშლის სინქრონიზაცია წარმოებს ბიტის ნაკადიდან f_b სიხშირით. მრავალდონიანი დიაგრამების აგების შემთხვევაში სიგნალმა უნდა გაიაროს მრავალდონიანი კონვერტერი, ხოლო სინქრონიზაცია იწარმოება სიმბოლური ნაკადიდან f_s სიხშირით. თვალის დიაგრამის დაკალიბრებისთვის სიგნალს ხშირად მიაწოდებენ ფილტრის შემოვლით, რომელიც სიგნალის დიაპაზონს ზღუდავს. ამ შემთხვევაში წარმოიქმნება დიაგრამა მართკუთხედის სახით (ცხრ.4.3 მარცხნივ). ფილტრს, რომელიც ზღუდავს გადასაცემ სიგნალს, თვისობრივი ცვლილებები შეაქვს იმპულსის ფორმაში, ხოლო შედეგად წარმოიქმნება დიაგრამა „სტანდარტული თვალის“ სახით (ცხრ.4.3

მარჯვნივ). თვალის დიაგრამები იყენებენ ციფრული სიგნალის პერიოდულ სტრუქტურას. გაშლის გარე სინქრონიზაციის ხარჯზე სიგნალის ტალღური ფრონტის მიღებული ოსცილოგრამები ერთმანეთს ედება პერიოდის ერთი ანათვალით. დაგროვებით ჩატარებული გაზომვების შედეგად მიიღება თვალის დიაგრამა, ამასთან ორდინატთა ღერძზე გადაიზომება სიგნალების ამპლიტუდა, ხოლო აბცისთა ღერძზე - დრო შესაბამისად.



ნახ.4.16. თვალის დიაგრამის აგება: ფშმ - ფსევდომემთხვევითი მიმდევრობა

ნახ.4.17-ზე მოყვანილია თვალის დიაგრამის ფორმირების მაგალითი უშუალოდ წყაროს გამოსასვლელზე და სახაზო ტრაქტის გამოსასვლელზე.

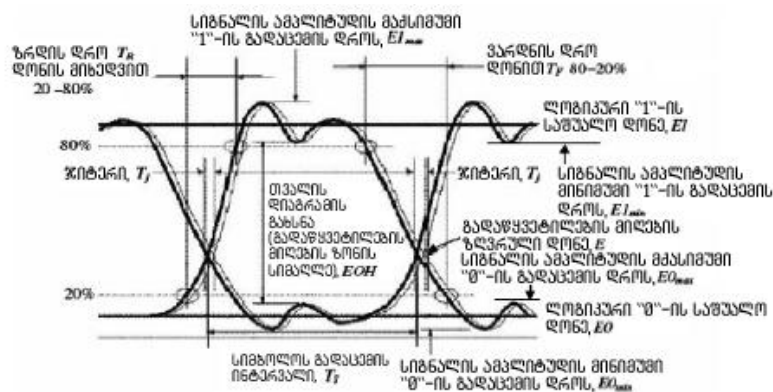
ციფრული მიმდევრობა

ორბიტი კოდი	თვალის დიაგრამის ფორმირება უშუალოდ წყაროს გამოსასვლელზე	თვალის დიაგრამის ფორმირება სახაზო ტრაქტის გამოსასვლელზე
000		
001		
010		
011		
100		
101		
110		
111		
სუპერპოზიცია		

ნახ.4.17. თვალის დიაგრამის აგების პრინციპი

სიგნალის რეალური ოსცილოგრამა სიმბოლურად „გაიჭრება“ მასინქრონიზირებელი გენერატორის ტაქტური იმპულსების შესაბამისად, ხოლო შემდეგ თვალის დიაგრამა „დალაგდება“ მიღებული ნაჭრებისგან. იდეალურ შემთხვევაში ფილტრაციის წრედების არარსებობის დროს ასეთი დალაგების შედეგად მიიღება კვადრატი (კვადრატული თვალი). მართკუთხა იმპულსს ხაზის ბოლოში ექნება გაუსის ნორმალური განაწილების (ხარის) ფორმა, შედეგად მიიღება თვალის მაგვარი დიაგრამა. აღსანიშნავია, რომ არსებობს თვალის დიაგრამის ანალიზური წარმოდგენის მრავალი მეთოდი [71]. ჩვენს მიერ შემდგომ თავში წარმოდგენილია თვალის დიაგრამის აგების და ციფრული სიგნალის ხარისხობრივი შეფასების ალტერნატიული მეთოდი.

იმისათვის, რომ მოვახდინოთ ანალიზი თვალის დიაგრამის საშუალებით აუცილებელია განვსაზღვროთ მისი ძირითადი პარამეტრები. როგორც ზემოთ აღვნიშნეთ თვალის დიაგრამა (ნახ.4.18) წარმოადგენს ბიტური მიმდევრობების მრავალჯერადი ზედდების შედეგს ფსევდომთხვევითი მიმდევრობის (ფშმ) გენერატორის გამოსასვლელიდან, რომელიც ოსცილოგრაფზე გამოისახება დროის მიხედვით სიგნალის ამპლიტუდის განაწილების დიაგრამის სახით.



ნახ.4.18. სიგნალის ამპლიტუდის განაწილების დიაგრამა

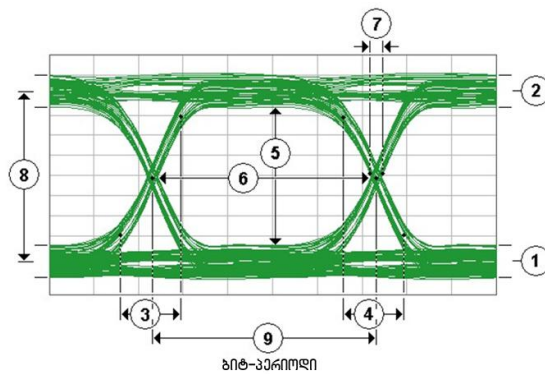
თვალის დიაგრამების გამოკვლევა ციფრული სიგნალის დეტალური ანალიზის ჩატარების საშუალებას იძლევა [83-87]. ცხრ.4.3-ში

წარმოდგენილია ციფრული სიგნალის ამპლიტუდის და დროითი გაზომვების შესაძლებლობები თვალის დიაგრამის საშუალებით.

ცხრ.4.3

ამპლიტუდის გაზომვა	დროითი გაზომვები
თვალის ამპლიტუდა	თვალის გადაკვეთის პერიოდი
თვალის გადაკვეთის ამპლიტუდა	თვალის დაყოვნება
თვალის გადაკვეთის პროცენტული თანაფარდობა	თვალის მიღევის დრო
თვალის გადაკვეთის პროცენტული თანაფარდობა	თვალის ზრდადობის დრო
თვალის სიმაღლე	თვალის სიგანე
თვალის დონე	თვალის ჰორიზონტალური გაღება
თვალის თანაფარდობა სიგნალი/ხმაური	სრული გაქანების ჯიტერი
ვარგისობა	შემთხვევითი ჯიტერი
თვალის ვერტიკალური გაღება	სრული ჯიტერი

ნახ.4.19–ზე მოყვანილია თვალის დიაგრამა და მისი ძირითადი პარამეტრები, ხოლო ცხრილ.4.4–ში მოცემულია ამ პარამეტრების განსაზღვრის განმარტება.



ნახ.4.19. თვალის დიაგრამა და მისი ძირითადი პარამეტრები

ცხრ.4.4

1	Zero Level - ნულოვანი დონე	წარმოადგენს თვალის დიაგრამის ლოგიკური „0“-ის საშუალო მნიშვნელობის ზომას
2	One Level - ერთიანის დონე	წარმოადგენს თვალის დიაგრამის ლოგიკური „1“-ის საშუალო მნიშვნელობის ზომას
3	Rise Time - თვალის წინა ფრონტის ვარდნის დრო	წინა ფრონტის ზეასვლის დრო - წარმოადგენს ციფრული სიგნალის იმპულსის დონის ასვლას 10%-დან 90%-მდე
4	Fall Time - თვალის უკანა ფრონტის ვარდნის დრო	უკანა ფრონტის ვარდნის დრო - წარმოადგენს ციფრული სიგნალის იმპულსის დონის დაღმასვლას 90%-დან 10%-მდე
5	Eye Height - თვალის	წარმოადგენს თვალის დიაგრამის ვერტიკალურად

	სიმაღლე	გახსნის ზომას. თვალის იდეალური გახსნა იზომება ლოგიკური ერთიანის („1“) დონიდან ლოგიკური ნულიანის („0“) დონემდე. რეალური თვალის სიმაღლე არის თვალის ვერტიკალური გახსნა ლოგიკური „1“ ქვედა დონესა და ლოგიკური „0“-ის ზედა დონეს შორის
6	Eye Width - თვალის სიგანე	წარმოადგენს თვალის ჰორიზონტალურად გახსნის ზომას. იდეალურ შემთხვევაში თვალის სიგანე იზომება თვალის დიაგრამის შუა ჰორიზონტალური ღერძის გადაკვეთებს შორის მანძილით
7	Deterministic Jitter - დეტერმინირებული ჯიტერი	წარმოადგენს თვალის დიაგრამის შუა ჰორიზონტალურ ღერძის იდეალური წერტილიდან (შესაბამისი ფიქსირებული დროის იდეალური მომენტიდან) გადახრას
8	Eye Amplitude - თვალის ამპლიტუდა	წარმოადგენს სხვაობას ლოგიკური „1“-ის და ლოგიკური „0“-ის დონეების ჰისტოგრამების საშუალო მნიშვნელობებს შორის
9	Bit Rate - მონაცემების გადაცემის სიჩქარე	წარმოადგენს პერიოდის შებრუნებულ სიდიდეს (1/ბიტი). პერიოდი წარმოადგენს თვალის დიაგრამაზე თვალის ჰორიზონტალური გახსნის (შუა ჰორიზონტალურ გადაკვეთებს შორის მანძილის) ზომას.

4.5. თვალის დიაგრამები. ჯიტერის გაზომვის ხერხები. ჯიტერის ჰისტოგრამა

4.5.1. ჯიტერის გაზომვის ხერხები

როგორც აღინიშნა, ჯიტერის შეფასების ინტიუტიურად ყველაზე გასაგებ ხერხად ითვლება თვალის დიაგრამის გამოყენება. განვიხილოთ ჯიტერის გაზომვისა და შეფასების ხერხები თვალის დიაგრამის საშუალებით:

1. თვალის დიაგრამის UI ინტერვალზე გაშლისა და ფრონტების მიხედვით შესაძლებელია ჯიტერის ხასიათის და მნიშვნელობის განსაზღვრა. შევაფასოთ ჯიტერის ხასიათი და სიდიდე [88,89].

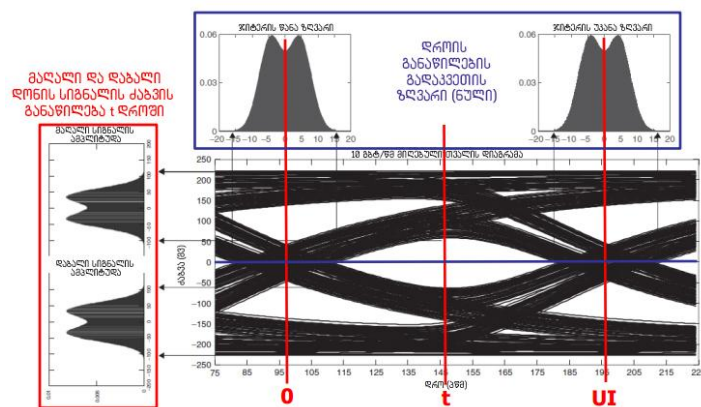
ნახ.4.20-ზე ნაჩვენებია ტიპური თვალის დიაგრამის ოსცილოგრამა, რომელიც საკმაოდ თანაბარი და სიმეტრიულია, მდორე გადასვლებით (თვალის დიაგრამის შუა ჰორიზონტალურ ღერძზე 0–UI წერტილებში, მარცხენა და მარჯვენა გადასვლები–ტოტები), გააჩნია დიდი და ფართე ღია თვალი, რომლითაც შესაძლებელია ბიტის ზუსტი იდენტიფიკაცია. ზოგადად თვალის დიაგრამის ფორმა დამოკიდებულია ციფრული ბიტური

მიმდევრობის სტატისტიკაზე, კავშირის ხაზში გადაცემული ციფრული სიგნალების ფორმის დამახინჯების ხასიათზე (კავშირის სისტემებში არსებული ხმაურისა და დამახინჯების შესაბამისად), ჯიტერის ტიპზე. აქედან გამომდინარე, თვალის დიაგრამის ფორმა შეიძლება იყოს არასიმეტრიული, თვალის დიაგრამის შუა ღერძზე მარცხენა და მარჯვენა მხარეს. თუ საცდელი წერტილი (ვუწოდოთ მას სტრობირების წერტილი ციფრული სიგნალის რეგისტრირებისას) განთავსებულია თვალის ცენტრში სადაც სიგნალი აღწევს თავის მაქსიმუმს და მინიმუმს ("1" და "0" მრუდები), მაშინ ნაკლებად ალბათურია ბიტური შეცდომის წარმოშობა. მანძილს მარცხენა და მარჯვენა გადაკვეთებს შორის ეწოდება ერთეულოვანი ინტერვალი (Unit Interval - UI).

2. ჯიტერის შეფასების სხვა ხერხს წარმოადგენს შეფასება ჰისტოგრამის საშუალებით, რომელიც წარმოადგენს გასაზომი პარამეტრების (ჩვეულებრივ დრო ან სიდიდე, რომელიც აღინიშნება X ღერძზე), მათი გამოჩენის სიხშირისაგან დამოკიდებულებას (Y ღერძზე). ამავე ნახაზზე წარმოდგენილია ჰისტოგრამები, რომლებიც უზრუნველყოფენ ჯიტერის ახსნის ისეთ დონეს, რომელიც თვალის დიაგრამისათვის მიუწვდომელია. კერძოდ, სიგნალის მახასიათებლების მოუწესრიგებლობის შემთხვევა (სიგნალის მთლიანობის დარღვევა), ფრონტის დროის ასვლა (წინა ფრონტი) და ჩამოსვლა (უკანა ფრონტი), ციფრული სიგნალის იმპულსების შევსების პერიოდი და კოეფიციენტი შესაძლებელია ჰისტოგრამაზე აირეკლოს. ჰისტოგრამები ახდენენ მწარმოებლურობის განაწილებას მუშაობის სხვადასხვა რეჟიმში, კერძოდ, უჩვენებენ წრედის ფუნქციონირების პირობებს, მაგალითად, გადაცემული მიმდევრობის სახეს. ჰისტოგრამის ძირითად მაგალითად შეიძლება მოვიყვანოთ შეცდომების განაწილება დროით ინტერვალში (დიმ - TIE-Time Interval Error) განსახილველი სიგნალის ყველა ბიტურ მიმდევრობათა გადასვლებისათვის. TIE წარმოადგენს სხვაობას დროში თვალის დიაგრამაზე გადაკვეთის ნამდვილ (მოქმედ) და მოსალოდნელ წერტილებს

შორის. TIE მნიშვნელობათა ჰისტოგრამა არის მონაცემთა ძირითადი ნაკრები ჯიტერის გამოყოფის პროცედურებისათვის, რომელიც მოითხოვება ციფრული სალტების სხვადასხვა სტანდარტებისათვის.

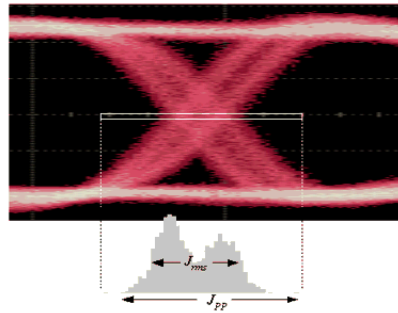
ნახ.4.21-ზე წარმოდგენილია თვალის დიაგრამა და მასთან დაკავშირებული TIE ჰისტოგრამა. თვალის დიაგრამა წანაცვლებულია სპეციალურად ისე, რომ ცენტრში ნათლად ჩანდეს გადასვლის უბანი (გადასვლის წერტილი) ორ "თვალს" შორის. დიაგრამაზე ჩანს ფრონტებისა და ვარდნების ორი ცალკეული ხაზი, რაც მიუთითებს დეტერმინირებული ჯიტერის არსებობაზე, მაგრამ ეს ხაზები გადღაბნილია, რაც აგრეთვე მიუთითებს შემთხვევითი ჯიტერის არსებობაზეც. თვალის დიაგრამაზე გადასვლის წერტილებს გააჩნია ორი მაქსიმუმი, რაც ამახინჯებს გაუსის მრუდს (ანუ თვალის დიაგრამაზე გადასვლას გააჩნია გაუსის მრუდის განაწილება ე. ი. ექვემდებარება ნორმალური განაწილების კანონს). ეს იმას ნიშნავს, რომ სიგნალს აქვს, როგორც დეტერმინირებული, ისე შემთხვევითი მდგენელები. ქვემოთ ჩვენ ვნახავთ, რომ ჯიტერის გამოკვლევის ერთ-ერთ ძირითად მეთოდოლოგიას წარმოადგენს Dual-Dirac-ის (ორმაგი-დირაკის - გამომდინარე დირაკის ცნობილი ფუნქციის ცნებიდან) მეთოდოლოგია.



ნახ.4.20. ჯიტერის ჰისტოგრამები. თვალის დიაგრამის ოსცილოგრამა და შემთხვევითი ჯიტერის განაწილება თვალის დიაგრამის სხვადასხვა წერტილებში

3. ჯიტერის შეფასების ერთ-ერთ მეთოდს წარმოადგენს U-ს მაგვარი მრუდი (Bathtub Curve). ის არის ერთეულოვან ინტერვალზე (ეი - UI-Unit Interval) ბიტურ შეცდომათა კოეფიციენტის (ბშკ - BER-Bit Error Rate)

დამოკიდებულება საცდელი წერტილის (თვალის დიაგრამაზე გადაკვეთის წერტილის) მდებარეობაზე.



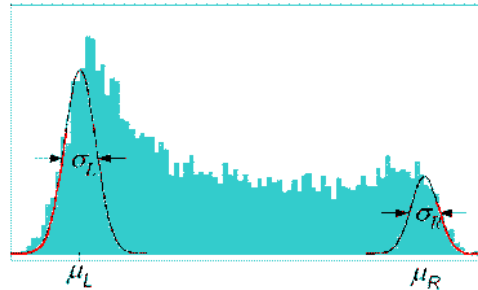
ნახ.4.21. თვალის დიაგრამა და მასთან დაკავშირებული TIE ჰისტოგრამა

4.5.2. შემთხვევითი და დეტერმინირებული ჯიტერის გაყოფა

მკაცრად რომ ვთქვათ ჯიტერის დაყოფა შემადგენლებად არ ითვლება მისი გაზომვის ერთ-ერთ ხერხად, მაგრამ ძალზედ საჭიროა პრაქტიკისათვის, როგორც დაპროექტებული ტელეკომუნიკაციის სისტემის შემოწმების, ისე მისი საიმედოობის შესამოწმებლად. თუ დეტერმინირებულ ჯიტერს გამოვყოფთ და შემდეგ გამოვთვლით შემთხვევითი ჯიტერის საშუალოკვადრატულ გადახრას, მაშინ შეგვეძლება სწრაფად შევაფასოთ ბიტების მიხედვით შეცდომები (BER) და განვსაზღვროთ დაპროექტებული სისტემის მუშაობის უნარიანობა, ხანგრძლივი გაზომვების გარეშე, რომელიც მოითხოვება მაგალითად 10^{-12} მნიშვნელობის BER-ის გაზომვისას 95% სინამდვილით.

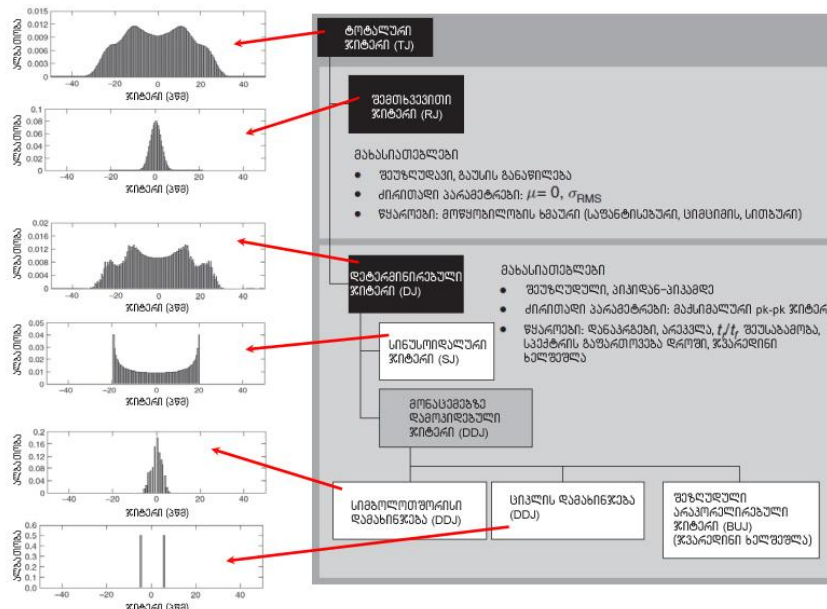
ნახ.4.22-ზე მოყვანილია თვალის დიაგრამის უბნების გადასვლის წერტილების ჰისტოგრამა. შემთხვევითი ჯიტერი შესაძლებელია გავანალიზოთ დიაგრამის ნაპირებით, მაშინ როდესაც ცენტრში ჭარბობს დეტერმინირებული ჯიტერის კომპონენტები. ამოცანა მდგომარეობს განვსაზღვროთ გაუსის ფუნქციის მახასიათებლები (საშუალო მნიშვნელობა და კვადრატული გადახრა) თითოეულ გაუსის ფუნქციისათვის ორივე მხარეს. ამისათვის ჰისტოგრამის ნაპირებში უნდა „ჩავეწეროთ“ გაუსის ფუნქციის გრაფიკი და მის მიხედვით გამოვთვალოთ საშუალო კვადრატული გადახრა. ეს მისაღებია პრაქტიკული თვალსაზრისით,

ვინაიდან, გაუსის ფუნქცია აღიწერება ზუსტი, ანალიზური ფორმულის სახით, მაშინ როდესაც რეალური ჰისტოგრამის ანალიზური წარმოდგენა რთულია და არც არის საჭირო.



ნახ.4.22. ჰისტოგრამები თვალის დიაგრამის 0–UI წერტილებში გადასვლის ადგილებში და ამ ჰისტოგრამებში გაუსის ფუნქციის „ჩაწერა“

აღნიშნულის გათვალისწინებით შესაძლებელია მოვიყვანოთ ჯიტერის კიდევ ერთი თვალსაჩინო კლასიფიკაცია (ნახ.4.23), რომელშიც წინა კლასიფიკაციისგან განსხვავებით მოყვანილია შემთხვევითი ჯიტერის ალბათობის სიმკვრივის განაწილება და დეტერმინირებული ჯიტერის სხვადასხვა ტიპები (სინუსოიდალური ჯიტერი, მონაცემებზე დამოკიდებული ჯიტერი და სხვა).

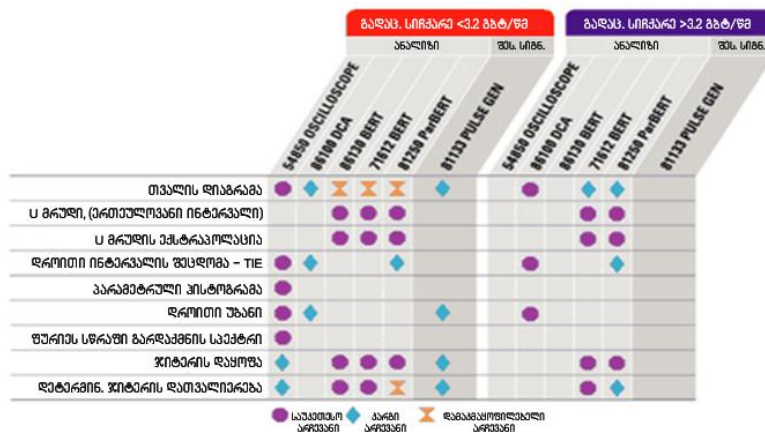


ნახ.4.23. ჯიტერის კლასიფიკაცია სხვადასხვა სახის ჯიტერების მითითებით

4.6. ჯიტერის გაზომვის მეთოდები

არსებობს ჯიტერის გაზომვის მრავალი მეთოდი. თითოეული მათგანი ხსნის ჯიტერის წარმოშობის, მასზე დაკვირვების მექანიზმს, რომლის შემდეგაც შეიძლება ჯიტერის შემცირება ან მთლიანად მოსპობა.

როგორც ზემოთ ვნახეთ ჯიტერის განსაზღვრის ხერხები ვრცელდება თვალის დიაგრამაზე და ჰისტოგრამაზე (დროით უბანში), ასევე, ანალიზი სიხშირულ უბანში (სიხშირული მახასიათებლების ანალიზი) წარმოდგენამდე. მნიშვნელოვანია ჯიტერის გაყოფა სრული ამპლიტუდური ჯიტერის, შემთხვევითი და დეტერმინირებული მდგენელების სახით. კომპანია Agilent Technologies მიერ, რომელიც მსოფლიო ბაზარზე ითვლება ჯიტერისა და სხვა სატელეკომუნიკაციო გაზომვის ხელსაწყოების ერთ-ერთ მსხვილ მიმწოდებლად, შემუშავებულ იქნა ჯიტერის გაზომვის ხერხები და ტექნოლოგიები (ნახ.4.24).



ნახ.4.24. ჯიტერის გაზომვის ხერხები, დამუშავებული კომპანია Agilent Technologies მიერ

როგორც ნახაზიდან ჩანს ჯიტერის გაზომვა თვალის დიაგრამის საშუალებით, აგრეთვე თვალის დიაგრამასთან დაკავშირებული ხერხებით (U-მრუდი – ერთეულოვანი ინტერვალი, U-მრუდის ინტერპოლაცია, დროითი ინტერვალის შეცდომა - დიშ (TIE), პარამეტრული ჰისტოგრამა, დროითი დაყოფა, ჯიტერის დაყოფა) წარმოადგენს ჯიტერის ანალიზისა და შეფასების მთავარ ინსტრუმენტს. ახლა განვიხილოთ, ჯიტერის ამ ეტაპზე შეფასების ერთ-ერთი ყველაზე თანამედროვე ორმაგი-დირაკის მოდელი (The Dual-Dirac Model).

4.6.1. ორმაგი-დირაკის მეთოდი

ორმაგი-დირაკის მოდელი (The Dual-Dirac Model) [81] წარმოადგენს საერთო (ჯამური) ჯიტერის შეფასების ინსტრუმენტს ბიტური შეცდომების დაბალი კოეფიციენტის TJ BER დროს. ამ მეთოდის თანახმად ჯიტერის დეტერმინირებული და შემთხვევითი ქვეკომპონენტები მოდელის ჩარჩოებში გაყოფილია ორ სიდიდედ: შემთხვევითი ჯიტერის – საშუალოკვადრატული გადახრის (დისპერსიის) სახით და დეტერმინირებულ ჯიტერის მისი პიკ-პიკ მნიშვნელობისაგან დამოკიდებულებით – DJ(ძმ). საერთო ჯიტერი ფასდება ორი შემთხვევითი RJ და დეტერმინირებული DJ(ძმ) კომპონენტებით, რასაც სრულყოფილად აღწერს ეს მეთოდი.

ორმაგი დირაკის მეთოდს აქვს შემდეგი ძირითადი დაშვებები:

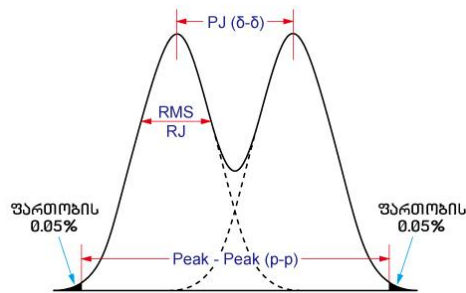
1. ჯიტერი შესაძლებელია დაყოფილ იქნას ორ კატეგორიად: შემთხვევითი ჯიტერი – (RJ) და დეტერმინირებული ჯიტერი (DJ);
2. RJ-ს გააჩნია გაუსის (ნორმალური) განაწილება და შესაძლებელია სრულად აღიწეროს შემთხვევითი განაწილების შესაბამისი პარამეტრებით – საშუალო მნიშვნელობით (მათემატიკური მოლოდინი) და საშუალო კვადრატული გადახრით (დისპერსიით);
3. DJ-ს გააჩნია არაგაუსის შეზღუდული განაწილება;
4. DJ-ის განაწილება შექმნილია ორმაგი-დირაკის დელტა ფუნქციებით;
5. ჯიტერი (ციმციმი) წარმოადგენს სტაციონარულ პროცესს. ეს ნიშნავს, რომ ჯიტერის გაზომვა შესაბამისი დროის ინტერვალის განმავლობაში იძლევა ერთნაირ შედეგს, იმისდა მიუხედავად დროის რომელ ინტერვალში დაიწყო გაზომვა.

ნახ.4.25-ზე წარმოდგენილია ორმაგი-დირაკის მოდელის ახსნა იდეალური მოდელის საფუძველზე, სადაც $PJ(p-p) \geq PJ(\delta-\delta)$. თვალსაჩინოებისთვის ნახ.4.26-ზე მოყვანილია ორმაგი-დირაკის იდეალური მოდელის ალტერნატიული ახსნა.

$$[\delta(x-\mu_L) + \delta(x-\mu_R)] * \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \left[\exp\left(-\frac{(x-\mu_L)^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{(x-\mu_R)^2}{2\sigma^2}\right) \right]$$

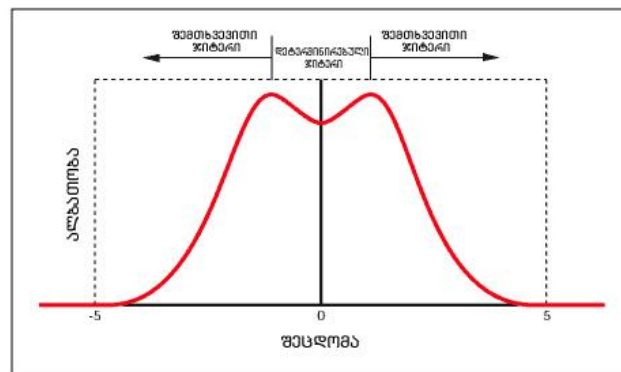
Dual-Dirac DJ
დუალ-დირაკის
დებარდინირებული
ჯიტარი
Gaussian RJ
გაუსის
შემთხვევითი
ჯიტარი

ნახ.4.25. ორმაგი დირაკის მოდელის ახსნა იდეალური მოდელის საფუძველზე, სადაც $PJ(p-p) \geq PJ(\delta-\delta)$



ნახ.4.26. ორმაგი-დირაკის იდეალური მოდელის ახსნა $PJ(p-p) \geq PJ(\delta-\delta)$

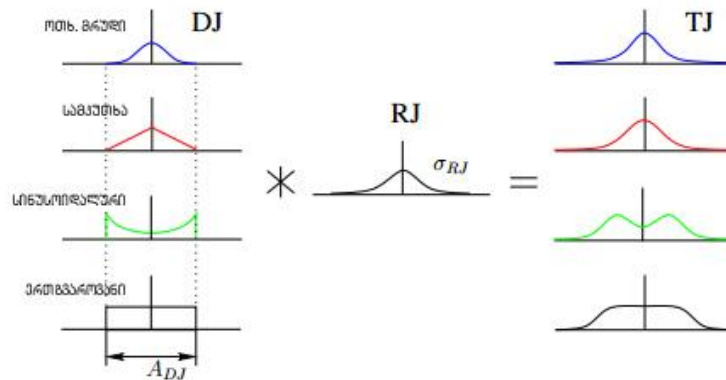
ნახ.4.27-ზე წარმოდგენილია ალბათობის ჰისტოგრამა, რომელიც შედგება დეტერმინირებული და შემთხვევითი ჯიტერებისაგან.



ნახ.4.27. ალბათობის ჰისტოგრამა, რომელიც აჩვენებს დეტერმინირებულ და შემთხვევით კომპონენტებს

ამრიგად, ორმაგი დირაკის მოდელის მიხედვით ხდება ჯამური (მარეზულტირებული) ჯიტერის ორი მთავარი შემადგენელი კომპონენტის

დეტერმინირებული ჯიტერის და შემთხვევითი ჯიტერის ხვეული (გადამრავლება), შედეგად მიიღება ჯამური ჯიტერის მრუდი (ნახ.4.28).



ნახ.4.28. დეტერმინირებული და შემთხვევითი ჯიტერების ხვეული (გამრავლება), σ_{RJ} და A_{DJ} პარამეტრებით აგებული ტესტების ტიპების განაწილება

ცხრ.4.5–ში მოყვანილია შემთხვევითი პროცესის ტიპები და მათი დახასიათება.

ცხრ.4.5.

შემთხვევითი პროცესი	დახასიათება
J_{RJ}	$N(\mu=0, \sigma=\sigma_{RJ})$
$J_{DJ,sin}$	$A_{DJ}/2 \cdot \sin(2\pi \cdot f_{SJ}/f_D \cdot k + \varphi)$
$J_{DJ,uni}$	$U(-A_{DJ}/2, +A_{DJ}/2)$
$J_{DJ,tri}$	$\sum_1^2 U(-A_{DJ}/2, +A_{DJ}/2)/2$
$J_{DJ,qua}$	$\sum_1^3 U(-A_{DJ}/2, +A_{DJ}/2)/3$

4.7. ჯიტერის შეფასების მეთოდოლოგია [100]

როგორც ზემოთ იყო აღნიშნული ჯიტერის თანამედროვე თეორიის მიხედვით ჯიტერის გაზომვისა და შეფასებისას გამოიკვეთა ჯიტერის ორგვარი ხასიათი: დეტერმინირებული და შემთხვევითი ჯიტერი [100]. შემთხვევითი ჯიტერი (RJ) განეკუთვნება შეუზღუდავი ტიპის ჯიტერს, რომელიც შესაძლებელია აღიწეროს გაუსის (ნორმალური) განაწილების კანონით და ხასიათდება შემთხვევითი სიდიდის განაწილების სიმკვრივის მახასიათებლებით (შემთხვევითი სიდიდის საშუალო მნიშვნელობა – მათემატიკური მოლოდინი და საშუალო კვადრატული გადახრა (RMS - Root Mean Square). დეტერმინირებული ჯიტერი (DJ) წარმოადგენს

შეზღუდული ჯიტერის სახეს, რომელიც თავისთავად შედგება სხვადასხვა სახის ჯიტერებისაგან, რომელთა წარმოქმნის წყარო და ბუნება სხვადასხვაა.

ზოგად შემთხვევაში საერთო (ტოტალური, ჯამური) ჯიტერი (TJ) შესაძლებელია გამოისახოს როგორც დეტერმინირებული და შემთხვევითი ჯიტერების სტანდარტულ გადახრათა ჯამით [92]:

$$TJ(p-p) = DJ(p-p) + n \cdot RJ(rms) \quad (4.3)$$

სადაც, TJ(p-p) - ტოტალური (ჯამური) ჯიტერია; DJ(p-p) - დეტერმინირებული (რეგულარული) ჯიტერი; RJ(rms) - შემთხვევითი ჯიტერი; n - კოეფიციენტია, რომლის საშუალებითაც თითოეული შემთხვევისათვის უნდა ვიპოვოთ სტანდარტული გადახრა - σ .

უნდა გავითვალისწინოთ, რომ შემთხვევითი სიდიდის სიმკვრივეს ნორმალური (გაუსის) განაწილება გააჩნია. შემთხვევითი და დეტერმინირებული ჯიტერების შეკრებისას მიიღება სხვა განაწილება, რომლის მაგალითი წარმოდგენილი იყო ნახ.4.27-ზე.

ჯიტერის რაოდენობრივად შესაფასებლად განვიხილოთ მონაცემების ნაკადი, რომლისთვისაც საერთო ჯიტერისათვის ავიღოთ 0,3 Up-p; იმის გათვალისწინებით, რომ განიხილება ერთეულოვანი ინტერვალის UI=1 ნახევარი, ვიღებთ UI=0.5. ხოლო ამავე ნახევარზე ტოტალური (ჯამური) დეტერმინირებული ჯიტერი DJ_T=0.15UI, შემთხვევითი ჯიტერი RJ=0.05.

სტანდარტულ გადახრათა რიცხვი მოყვანილია ცხრ.4.6-ში.

ცხრ.4.6

$\pm 1\sigma$	0.16
$\pm 2\sigma$	$2.28 \cdot 10^{-2}$
$\pm 3\sigma$	$1.35 \cdot 10^{-3}$
$\pm 4\sigma$	$0.32 \cdot 10^{-4}$
$\pm 5\sigma$	$2.87 \cdot 10^{-7}$
$\pm 6\sigma$	$0.98 \cdot 10^{-9}$
$\pm 7\sigma$	$1.28 \cdot 10^{-12}$
$\pm 8\sigma$	$0.62 \cdot 10^{-15}$
$\pm 9\sigma$	$1.13 \cdot 10^{-19}$
$\pm 10\sigma$	$0.77 \cdot 10^{-23}$

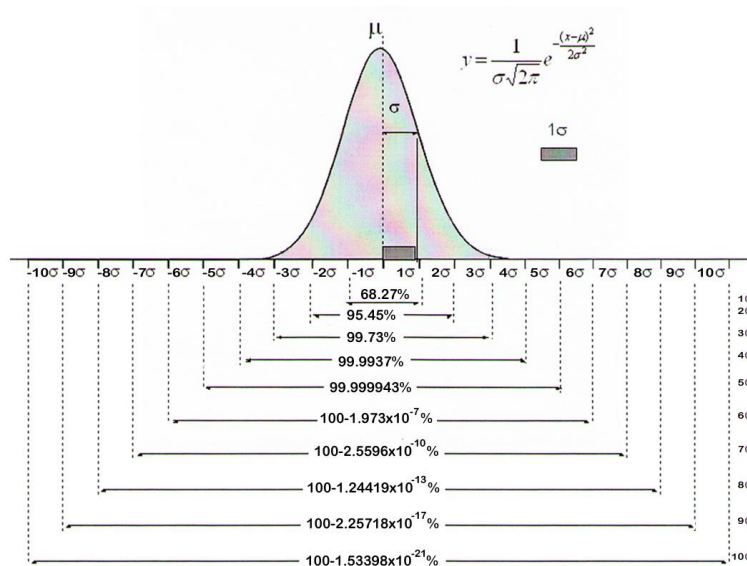
შემთხვევითი სტანდარტულ გადახრათა რაოდენობა (σ), რომელმაც უნდა გამოიწვიოს ეს შეცდომები გაუსის განაწილებისათვის ტოლია $1.28 \cdot 10^{-10}$.

იმისათვის, რომ ვიპოვოთ მომხდარი შეცდომათა ალბათობა უნდა გავითვალისწინოთ, რომ ალბათობების ჯამი ანუ მონაცემების ნაპირი იმყოფება შეცდომათა ზღვარზე; ამიტომ უკანასკნელი უნდა გავამრავლოთ ალბათობის სიმკვრივის საშუალო გადახრაზე და მონაცემების ტიპიური ნაკადისათვის მივიღოთ 50%-ის ტოლად [92]. ანუ ბიტურ შეცდომათა კოეფიციენტი (BER).

$$BER = TJ(p - p) = DJ(p - p) + n \cdot RJ(rms) =$$

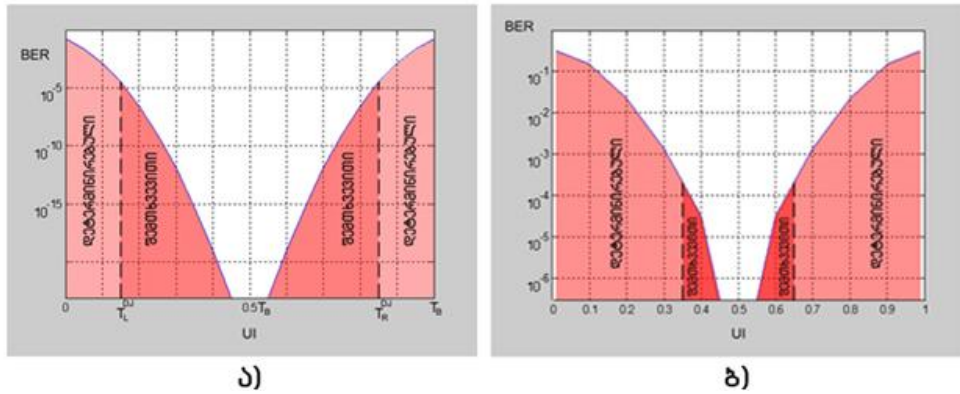
$$= (1.28 \cdot 10^{-10}\% + 1.28 \cdot 10^{-10}\%) \cdot 50\% = 1.28 \cdot 10^{-10}$$

ამ შედეგს შეესაბამება ბიტურ შეცდომათა ალბათობის მნიშვნელობა $BER - 1.28 \cdot 10^{-10}$, (4.3) ფორმულით განსაზღვრულ n -ის მნიშვნელობის მიხედვით გამოითვლება სტანდარტულ გადახრათა მნიშვნელობები $2\sigma, 3\sigma, 4\sigma$ და ა.შ. ნახ.4.29-ის შესაბამისად.



ნახ.4.29. სტანდარტული გადახრების მნიშვნელობები გაუსის (ნორმალურ) განაწილებაზე

ნახ.4.30-ზე წარმოდგენილია ბიტურ შეცდომათა კოეფიციენტის დამოკიდებულება ტოტალური (საერთო, ჯამური) ჯიტერის მნიშვნელობაზე ერთეულოვან ინტერვალში UI.



ნახ.4.30. ბიტურ შეცდომათა კოეფიციენტის (BER) დამოკიდებულება დეტერმინირებული და შემთხვევითი ჯიტერების სხვადასხვა მნიშვნელობებისათვის ერთეულოვან ინტერვალში (UI).
 ა) $DJ_T = 0,3U_{p-p}$; $RJ=0,05$; ბ) $DJ_T = 0,3 U_{p-p}$; $RJ=0,09$

საერთო ჯიტერის მნიშვნელობაში იგულისხმება ჯამური (ტოტალური) დეტერმინირებული ჯიტერის მნიშვნელობა $DJ_T=0,3U_{p-p}$, რომელშიც შეიძლება შედიოდეს: მონაცემებზე დამოკიდებული ჯიტერი (DDJ); გადამცემის (მუშა ციკლის) დამახინჯება (DCD); პერიოდული ჯიტერი – DJ_{per} (ასეთი ტიპის ჯიტერის კერძო შემთხვევაა სინუსოიდალური ჯიტერი DJ_{sin}) და ა.შ., ხოლო შემთხვევითი ჯიტერის მნიშვნელობა $RJ=0.05$. (ნახ.4.30 ა); ხოლო ნახ.4.30 (ბ) მოყვანილია გრაფიკი, როდესაც $DJ_T = 0.3U_{p-p}$; $RJ=0.09$.

$BER = \Psi(UI)$ დამოკიდებულება ფაქტიურად ასახავს თვალის დიაგრამის კონფიგურაციას. მოყვანილი U-ს მაგვარი მრუდი (Bathtub Curve) წარმოადგენს ბიტების გამოჩენის ალბათობის (BER) დამოკიდებულებას ერთეულოვან ($UI \equiv T$) ინტერვალზე, ანუ (სტრობირების წერტილის) მდებარეობაზე სატაქტო ინტერვალში. ეს მრუდი მოხერხებულია ხმაურის ანალიზისათვის, U მრუდის ცენტრში ($UI = 0.5$) ჭარბობს დეტერმინირებული ჯიტერის მნიშვნელობა (ბიტის განსაზღვრის ტოლი ალბათობა). საცდელი წეტილის ცენტრიდან გადაადგილება იწვევს ჯიტერის ზრდას, ანუ BER-ის მნიშვნელობა იზრდება სწრაფად (იზრდება შემთხვევითი ხმაურის გავლენა). საცდელი წეტილის ოპტიმალური მნიშვნელობა იმყოფება ერთეულოვანი ინტერვალის (თვალის) ცენტრში.

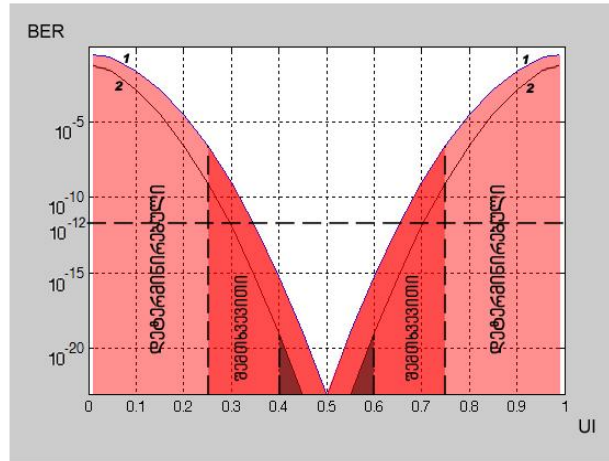
საერთოდ, მიღებული შეფასებით ჯიტერმა არ უნდა გადააჭარბოს მნიშვნელობას, როდესაც ბიტური შეცდომების კოეფიციენტი (BER) 10^{-12} – ზე მეტია. კავშირის სისტემის მდგრადობა განისაზღვრება U-ს მაგვარი მრუდის ტოტებს შორის მანძილით. რაც უფრო შორს არის U მრუდის მარცხენა ტოტი მარჯვენასგან BER–ის განსაზღვრისას, მით მეტია ჯიტერის მიმართ მდგრადობის რეზერვი. როგორც ნახაზებიდან ჩანს საცდელი (სტრობირების) წერტილის გადაადგილებისას BER არათანაბრად, მკვეთრად იზრდება, რაც მიაჩნება საცდელი წერტილის პრეციზიულობაზე ამ ინტერვალში.

როგორც გრაფიკებიდან ჩანს პირველ შემთხვევაში (ნახ.4.30 ა) დაშორება ორ მრუდს შორის დიდია, რაც განაპირობებს მთლიანად ტელეკომუნიკაციის სისტემის მდგრადობას, ხოლო მეორე შემთხვევაში (ნახ.4.30 ბ), როდესაც შემთხვევითი ჯიტერის მნიშვნელობა მაღალია ($RJ=0.09$) ვიდრე პირველ შემთხვევაში ($RJ=0.05$) შეცდომათა ალბათობა შესამჩნევად იმატებს. ეს მიაჩნება იმაზე, რომ გცბოს–ის მიმდების გადამწყვეტ მოწყობილობაში ციფრული სიგნალის იდეალური სტრობირებიდან (ცენტრში) გადახრა არ გამოიწვევს სიგნალი/ხელშემლა ფარდობის მნიშვნელოვან შემცირებას და აქედან გამომდინარე მთლიანად კავშირის სისტემის მდგრადობა მაღალია.

როგორც ნახ.4.30–დან ჩანს დეტერმინირებული ჯიტერი შედგება სხვადასხვა სახის ჯიტერების ნაკრებისაგან: პერიოდული ჯიტერი - PJ, მონაცემების ჯიტერი - DDJ და სხვა. დეტერმინირებული ჯიტერი განეკუთვნება შეზღუდული მნიშვნელობის ჯიტერს, რომელიც იზომება როგორც ამპლიტუდურ - UIpp (“პიკ–პიკ“ მნიშვნელობებში – ნახ.4.26), ხოლო შემთხვევითი ჯიტერი (RJ) საშუალო კვადრატული გადახრის მნიშვნელობებში - UIrms ჯიტერისათვის გაუსის განაწილების კანონით, თეთრი ხმაურის ანალოგიურად. ჩვენს მიერ ზემოთ მითითებული დეტერმინირებული პერიოდული ჯიტერის კერძო შემთხვევას წარმოადგენს ასევე დეტერმინირებული სინუსოიდალური ჯიტერი DJper.

პირველ შემთხვევაში ფარდობა დეტერმინირებულ ტოტალურ (ჯამურ) ჯიტერის მნიშვნელობასა და შემთხვევითი ჯიტერის მნიშვნელობას შორის შეადგენს $U_{ip-p}/U_{Irms}=(5-10)$. სინუსოიდალური ჯიტერისათვის თანაფარდობა მითითებულ პარამეტრებს შორის შეადგენს $U_{ip-p_{\text{სინუსოიდ}}}/U_{Irms}=2\sqrt{2}=2\cdot 1.41=2.82$ [73]. ამდენად, ჯამური ჯიტერიდან მოყვანილი მაგალითის მიხედვით შესაძლებელია შევაფასოთ ბიტურ შეცდომათა ალბათობის საერთო ჯიტერისაგან დამოკიდებულება ერთეულოვან ინტერვალში UI, როდესაც დეტერმინირებულ ჯიტერში შედის მხოლოდ პერიოდული (ამ შემთხვევაში ზემოთ მითითებული დეტერმინირებული სინუსოიდალური) ჯიტერი. ამდენად, ამ შემთხვევაში შესაძლებელია დეტერმინირებული ჯიტერისაგან (DJ) ცალკე გამოვყოთ პერიოდული სინუსოიდალური ჯიტერი ($PJ_{\text{პერ.სინუსოიდ}}$). მოცემულ ფარდობათა შედარებიდან შესაძლებელია განვსაზღვროთ, რომ $DJ_{\text{პერ.სინუსოიდ}}=0.084$; ავიღოთ $DJ_{\text{პერ.სინუსოიდ}}=0.1$. ნახ.4.31-ზე წარმოდგენილია $BER = \Psi(UI)$ დამოკიდებულება, როდესაც დეტერმინირებულ ჯიტერში გვაქვს დეტერმინირებული ტოტალური (ჯამური) ჯიტერი – მრუდი 1 იგივე მონაცემებით, რაც ნახ.4.30 ა) $DJ_T=0,3 U_{p-p}$; $RJ=0,05$; მეორე შემთხვევაში მრუდი 2 - მხოლოდ პერიოდული (სინუსოიდალური) ჯიტერი $DJ_{\text{პერ.სინუსოიდ}}=0.1$; $RJ=0,05$.

ნახაზ 4.31-დან ჩანს, რომ ჯამური დეტერმინირებული ჯიტერის დროს ბიტურ შეცდომათა ალბათობის მნიშვნელობა მაღალია, ვიდრე ცალკე გამოყოფილი დეტერმინირებული პერიოდული ჯიტერის შემთხვევაში, რაც ლოგიკურია. ამდენად, მოცემული ხერხი საშუალებას იძლევა თვალსაჩინოდ მოვახდინოთ სხვადასხვა სახის დეტერმინირებული ჯიტერების განცალკევება და დავადგინოთ სატელეკომუნიკაციო სისტემისათვის ჯიტერის ბიტურ შეცდომათა ალბათობაზე გავლენა. მთლიანად შევაფასოთ ციფრული კავშირის სისტემის მდგრადობა ხელშეშლების მიმართ.



ნახ.4.31. ბიტურ შეცდომათა კოეფიციენტის (BER) დამოკიდებულება დეტერმინირებული და შემთხვევითი ჯიტერების სხვადასხვა მნიშვნელობებისათვის ერთეულოვან ინტერვალში (UI).
 1) $DJ_T = 0,3 U_{p-p}$, $RJ=0.05$; 2) $DJ_{კერ.სინუსოიდ} = 0.1 U_{p-p}$, $RJ=0.05$.

4.8. ოპტიკურ კაბელში გავრცელებული სიგნალების ფორმები

ციფრული სისტემების დაპროექტებისას და ანალიზის დროს ხშირად მიმართავენ სიგნალების იდეალიზირებულ ფორმებს. მაგალითად, სწორკუთხა ფორმის, ტრაპეციული ფორმის, სამკუთხა ფორმის, ზარისებური ფორმის, ექსპონენციალური ფორმის, კოსინუსოიდალური ფორმის, $\cos^2 x$ (წამოწეული კოსინუსოიდალური ფორმის). პრაქტიკამ გვიჩვენა, რომ ოპტიკურ კაბელებში მიმდინარე წრფივი და არაწრფივი პროცესების გავლენის გამო სიგნალები მნიშვნელოვნად იცვლიან თავიანთ ფორმას. წინამდებარე ნაშრომში ჩვენს მიერ გამოყენებულია ბოლო წლებში დამკვიდრებული ოპტიკური სიგნალის აპროქსიმაციის გაუსის (ნორმალური განაწილების) ტიპის და სუპერგაუსის ფორმის იმპულსები.

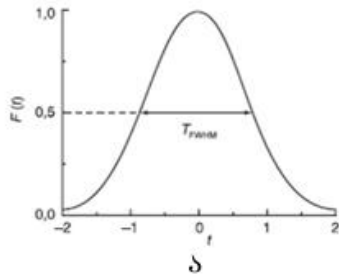
ანალიზურად ნორმირებული გაუსის იმპულსი აღიწერება შემდეგი ფორმულით:

$$F(t) = \text{Exp} \left[- \left(\frac{t}{T_0} \right)^{2m} \right], \quad (4.4)$$

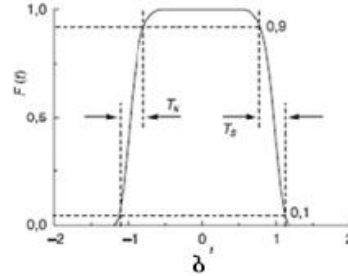
ბოლო სუპერგაუსის ფორმის

$$F(t) = \text{Exp} \left(- \frac{t^2}{2\sigma^2} \right), \quad (4.5)$$

ნახ.4.32 ა)-ზე წარმოდგენილია გაუსის იმპულსის ნორმირებული ფორმა, ხოლო ნახ.4.32 ბ)-ზე სუპერგაუსის იმპულსის ნორმირებული ფორმა.



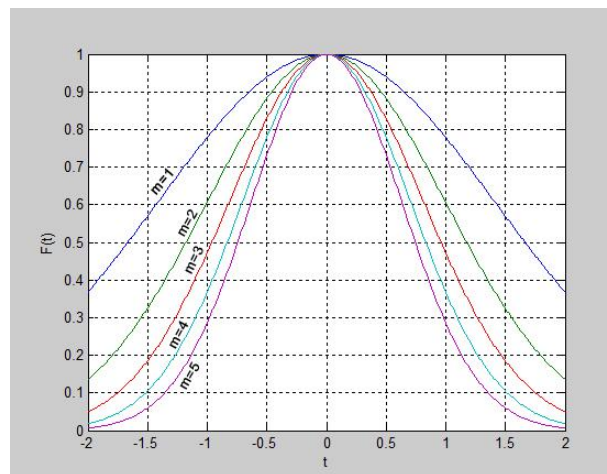
ა) ნორმირებული გაუსის იმპულსის ფორმა



ბ) სუპერგაუსის იმპულსის ნორმირებული ფორმა $m=5$, T_N - წინა ფრონტის აღმასვლის ხანგრძლივობა; T_S - უკანა ფრონტის დაღმასვლის ხანგრძლივობა

ნახ.4.32. გაუსის (ა) და სუპერგაუსის (ბ) იმპულსების ნორმირებული ფორმები

ნახ.4.33-ზე წარმოდგენილია ნორმირებული გაუსის იმპულსების ფორმები m -ის სხვადასხვა მნიშვნელობებისათვის ($m=1,2,3,4,5$).



ნახ.4.33. ნორმირებული გაუსის იმპულსების ფორმები m -ის სხვადასხვა მნიშვნელობებისათვის ($m=1,2,3,4,5$)

გცბოს-ის დაპროექტებისას მნიშვნელოვანია წინასწარ განსაზღვრულ იქნას შემდეგი პირობები: კავშირი იმპულსის საშუალოკვადრატულ ხანგრძლივობას σ და მის ხანგრძლივობას შორის სიმაღლის 0.5 დონეზე; იმპულსის წინა ფრონტის (იმპულსის აღმასვლა) ხანგრძლივობა და

იმპულსის უკანა ფრონტის ხანგრძლივობა (იმპულსის დაღმასვლა) განისაზღვრება შუალედებით იმპულსის სიმაღლის (რადგან იპულსი ნორმირებულია და მისი სიმაღლე შეადგენს 1-ს (100%-ს) – სიმაღლის 10%-ს (სიმაღლის 0.1) და სიმაღლის 90%-ს (სიმაღლის 0.9) შორის. ისე როგორც თვალის დიაგრამის ძირითადი პარამეტრების განსაზღვრისას.

გაუსის ფორმის იმპულსის შემთხვევაში გვაქვს:

$$\tau = (\log 2)^{1/2}; \tau = 0,833\tau_c; \sigma = \tau_c / 2\sqrt{2} = 0,354\tau_c = 0,425\tau.$$

სადაც, τ გაუსის იმპულსის ხანგრძლივობაა მისი 0,5 დონეზე, ხოლო σ გაუსის იმპულსის საშუალო კვადრატული ხანგრძლივობაა.

4.9. მოთხოვნები ჯიტერის პარამეტრების მიმართ

პლეზიოქრონული (PDH) და სინქრონული (SDH) ციფრული სისტემების ჯიტერის მნიშვნელობები ნორმირდება ITU-T-ს რეკომენდაციებით G.823, G.825, G.783 [95-97]. ჯიტერის ნორმებს განეკუთვნება ციფრული სიგნალის გადაცემის სიჩქარე, ანუ, იერარქიების სიჩქარეს. ჯიტერის დაგროვებამ გარკვეულ პირობებში შეიძლება გამოიწვიოს შეცდომათა წარმოქმნა სიგნალების რეგენერაციის პროცესში. ვანდერმა შეიძლება გამოიწვიოს სიგნალების მიმდების ბუფერული მოწყობილობების გადავსება, რაც საბოლოოდ ახდენს სიმბოლოების ჯგუფის „გაცურებას“, ანუ მათ გამეორებას, ან პირიქით სიმბოლოთა ჯგუფის ამოგდებას. თავის მხრივ გაცურება წარმოადგენს ციკლური სინქრონიზაციის მუშაობის დარღვევას.

მაღალსიჩქარიანი ჯიტერი, როგორც წესი, გარკვეულ ხარისხამდე ჩაიხშობა რეგენერაციის პროცესში. დაბალსიჩქარიან ჯიტერს პირიქით, გააჩნია დაგროვების ტენდენცია კავშირის ხაზში გადაცემის მიხედვით და საბოლოოდ ჩაიხშობა მხოლოდ დამაბოლოებელ მოწყობილობაში.

რეგენერატორები წარმოადგენენ გადაცემის ციფრული სისტემის ყველაზე მასობრივ მოწყობილობას, განსაკუთრებით დროითი მულტიპლექსირების TDM სისტემებში. დაკავებული ადგილის მიხედვით მათ მიიღეს შეპირაპირების სახელწოდება, რომლებიც უზრუნველყოფენ

ციფრული იერარქიის ყველა საფეხურის ციფრულ ინტერფეისს, და დამაბოლოებელი, რომელიც უზრუნველყოფს სიგნალების რეტრანსლიაციას სახაზო ტრაქტში გადაცემისას და რომლის ფუნქციასაც წარმოადგენს სიგნალის აღდგენა ხაზის ბოლოში და სერვისული ქვესისტემების მუშაობა. მაგალითად, ყველა მულტიპლექსორები და დემულტიპლექსორები უერთდებიან გცბოს–ის ფუნქციონალურ კვანძებს სხვადასხვა ხარისხის სირთულის რეგენერატორების საშუალებით.

4.9.1. ჯიტერის ნორმები

ჯიტერის ნორმირებული მახასიათებლები მოყვანილია რეკომენდაციებში: ITU-T G.823 და G.825 შესაბამისად PDH და SDH სინქრონული სისტემებისათვის [95 –97]. მაგალითად, მოთხოვნილება STM-1–ის ინტერფეისის შესასვლელი ჯიტერის პარამეტრების მიმართ $10 < f \leq 19.3$ ჰც სიხშირის დიაპაზონში შეადგენს $38.9UI(0,25მკწმ)$; $65 \cdot 10^3 < f \leq 1.3 \cdot 10^6$ ჰც სიხშირის დიაპაზონში $0.15UI$, სადაც, ერთეულოვანი ინტერვალი $UI = 6.43$ ნწმ; ხოლო მოთხოვნილება STM-64–ის ინტერფეისის შესასვლელი ჯიტერის პარამეტრების მიმართ $9.65 < f \leq 100$ ჰც სიხშირის დიაპაზონში შეადგენს $2490UI(0.25მკწმ)$; ხოლო $250 \cdot 10^3 < f \leq 5 \cdot 10^6$ ჰც დიაპაზონში – $0,15UI$, სადაც, ერთეულოვანი ინტერვალი $UI=0,10$ ნწმ .

ITU-T-ს მიერ დადგენილია ნორმები ფაზის ციმციმის შემდეგ მახასიათებლებზე: – ციმციმის მაქსიმალური მნიშვნელობა, რომელმაც არ უნდა გადააჭარბოს ციფრული ქსელის ნებისმიერ გამოსასვლელ ინტერფეისს; –ციფრული მოწყობილობის (რეგენერატორის) გადასასვლელი მახასიათებლები; – მოწყობილობის პორტების მდგრადობა ფაზის ციმციმის მიმართ ნორმირდება ციმციმის ამპლიტუდის ქვედა ზღვარზე, რომელსაც არ შეუძლია გამოიწვიოს წყვეტა და უარი.

ფაზური ციმციმის პარამეტრების (ჯიტერისა და ვანდერის) ნორმირება იმაში მდგომარეობს, რომ: – გამოირიცხოს ჯიტერის დაგროვება სატაქტო ქსელური სინქრონიზაცია (სქს) ქსელის მიმდევრობით შეერთებული გენერატორული დანადგარების წრედში; – უზრუნველიყოს

გენერატორული დანადგარების მდგრადობა შემავალი ჯიტერის მიმართ სიხშირის ფაზური ავტო აწყობას (სფაას) წრედის გამორიცხვით ტაქტური სიგნალის მაღალსიხშირული ხმაურისგან; – არ დაიშვას ჯიტერის დონის გადამეტება, რომლის გენერირება დანადგარებით ხდება; – უზრუნველიყოს ჯიტერის ფილტრაცია გენერატორული დანადგარებით; – შემცირდეს ციფრულ სიგნალებში შეცდომების წარმოქმნის ალბათობა ფაზის ციმციმის გამო; – აცილებულ იქნას არამართული დაცურება (ასრიალება) ელასტიური მესხიერების გადავსების გამო.

ნორმირება განსაზღვრულია PDH სიგნალებისათვის: 2.048 მბტ/წმ; 8.448 მბტ/წმ; 34.368 მბტ/წმ; 139.264 მბტ/წმ, აგრეთვე SDH სიგნალებისათვის: STM-1, STM-4, STM-16, STM-64.

ციფრული დანადგარების ციმციმის გადაცემის მახასიათებელი ფასდება ფიქსირებული სიხშირის გადაცემის კოეფიციენტით:

$$P = 20 \lg \left(A_{\text{გამომავალი}} / A_{\text{შემავალი}} \right)$$

სადაც, $A_{\text{გ.შ.}}$ და $A_{\text{შ.გ.შ.}}$ - ფაზური ციმციმის ამპლიტუდებია ციფრული დანადგარების გამოსასვლელსა და შესასვლელზე.

ნორმები მოცემულია ITU-T G.959 რეკომენდაციებში PDH რეგენერატორების ორი ტიპისათვის (A და B). ამასთან, ერთად რეგენერატორის ტიპი განისაზღვრება გადამცემი მახასიათებლის ტიპით. B ტიპის რეგენერატორის ნორმები არ არის დამოკიდებული გადაცემის სიჩქარეზე. რეგენერატორის წრედში ფაზური ციმციმის დაგროვების შესაფასებლად რეკომენდირებულია შემდეგი ფორმულის გამოყენება:

$$A_N = A \sqrt[4]{N}$$

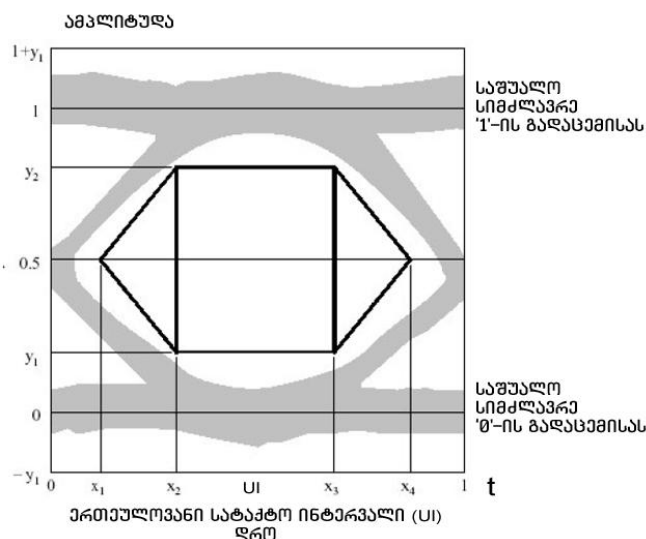
სადაც, A - ციმციმის ამპლიტუდაა ერთი რეგენერატორის გამოსასვლელზე. A_N - ციმციმია N რეგენერატორების წრედის გამოსასვლელზე. როდესაც რეგენერატორების რაოდენობა არის 20, ჯიტერის ამპლიტუდა იზრდება 2.11-ჯერ.

4.10. თვალის დიაგრამის ნილაბი (შაბლონი)

კონკრეტული იერარქიული დონის გცბოს–ის გადაცემის ხარისხის შეფასებისას მოხერხებულია ვისარგებლოთ თვალის დიაგრამის ნიღბით (შაბლონით). თვალის დიაგრამის ნიღბი წარმოადგენს გადაწყვეტილების მიღების გარკვეულ ექვივალენტურ ზონას (არეალს), რომლის საზღვრებიც აიგება მოცემული პარამეტრების მიხედვით და შეესაბამება ტესტირებად გადაცემის ციფრულ სისტემას.

ტესტირება სრულდება შემდეგი წესით: ხორციელდება მოცემული ნიღბის (შაბლონის) ზედდება რეალურზე, რომელიც მიღებულია თვალის დიაგრამის გაზომვების შედეგად (როგორც ზემოთ ვნახეთ თანამედროვე ციფრული ანალიზატორების უმეტესობა საშუალებას იძლევა შევასრულოთ ეს ოპერაცია). თუ ნიღბის საზღვრები იმყოფება რეალური თვალის დიაგრამის შიგნით ან ემთხვევა თვალის დიაგრამის გახსნას, მაშინ შესაძლებელია გამოვიტანოთ დასკვნა, რომ ტესტირებადი გადაცემის ციფრული სისტემა ხარისხის მაჩვენებლებით შეესაბამება ციფრული იერარქიის მოცემულ დონეს (BER - ბიტურ შეცდომათა ალბათობით, ჯიტერით).

რეალურად მიღებულ თვალის დიაგრამაზე ნიღბის ზედდების დროს აგრეთვე გაითვალისწინება არა მხოლოდ თვალის დიაგრამის გახსნა, არამედ საშუალო დონიდან გადახრის შეზღუდვები. ნახ.4.43–ზე წარმოდგენილია თვალის დიაგრამის ნიღბი (შაბლონი) ITU-T G.957 რეკომენდაციის მიხედვით SDH გადაცემის ციფრული სისტემებისათვის.



ნახ.4.34. თვალის დიაგრამის სტანდარტული ნიღაბი (შაბლონი) ITU-T G.957 რეკომენდაციის მიხედვით SDH გადაცემის ციფრული სისტემებისათვის . UI-ერთეულოვანი ინტერვალი

სტანდარტული თვალის დიაგრამის პარამეტრები ITU-T G.957 რეკომენდაციის [106] მიხედვით SDH გადაცემის ციფრული სისტემების სხვადასხვა იერარქიისათვის მოყვანილია ცხრ.4.7–ში.

ცხრ.4.7.

	X1/X2	X2/X3	Y1/Y2	X1/X3
STM-1	0.15/0.85	0.35/0.65	0.2/0.8	-
STM-4	0.25/0.75	0.4/0.6	0.2/0.8	-
STM-16	-	-	0.25/0.75	0.2

4.11. ჯიტერის შეფასება თვალის დიაგრამის ანიმაციური მოდელით [103]

როგორც წინა პარაგრაფებში იყო განხილული თვალის დიაგრამა საშუალებას იძლევა აპარატურული მეთოდით გაზომილი და შეფასებული იქნას ტელეკომუნიკაციის სისტემებში წარმოქმნილი ჯიტერი [99,100]. ამ თვალსაზრისით გარკვეულ ინტერესს წარმოადგენს ჩატარდეს თვალის დიაგრამის ანალიზი მათემატიკური მეთოდების გამოყენებით, რაც თავისთავად საშუალებას მოგვცემს ანიმაციური მოდელის საშუალებით მკაფიოდ განვსაზღვროთ ჯიტერის მახასიათებლები, მოვახდინოთ ჯიტერის შეფასება გცბოს–ის კონკრეტული იერარქიული დონის ციფრული სისტემისათვის სტანდარტული თვალის ნიღაბის (შაბლონის) ნორმებთან შედარება ITU-T G.957 რეკომენდაციების შესაბამისად. განვიხილოთ თვალის დიაგრამის აგების მეთოდოლოგია ანალიზური გამოსახულებების გამოყენებით [101,102].

იმის გათვალისწინებით, რომ გცბოს–ში გვაქვს გაუსის (ნორმალური) განაწილების იმპულსები („1“ სიმბოლოს გადაცემისას) და ეს სიმბოლოები ერთმანეთისაგან განცალკევებულია ლოგიკური „0“. ჩვენს შემთხვევაში თვალის დიაგრამა აიგება 101 კომბინაციით.

$$P_{\text{გამის}}^{„1“} = P_L \left\{ 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left[\frac{t+T}{S_L \sqrt{2}} \right] + \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{t}{S_L \sqrt{2}} \right) \right\}, \text{ დბს} \quad (4.22)$$

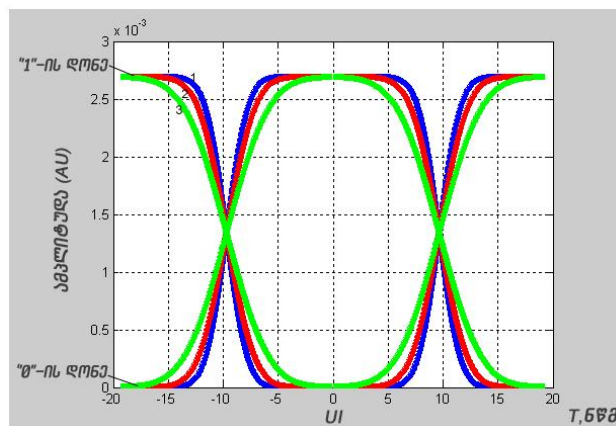
$$P_{\text{გამის}}^{„0“} = P_L \left\{ 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left[\frac{t+T}{S_L \sqrt{2}} \right] - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{t}{S_L \sqrt{2}} \right) \right\}, \text{ დბს} \quad (4.23)$$

თვალის დიაგრამაზე „1“ და „0“ სიმბოლოების განაწილების შესაფასებლად შეიძლება განვსაზღვროთ თვალის დიაგრამის მაქსიმალური გაშლის წერტილი:

$$\tau_{\text{მაქსიმალა}} = \ln \left[\frac{1}{\sqrt{\exp \left(\frac{T^2}{S_L^2} \right)}} \right] \cdot \frac{S_L^2}{T}, \text{ ნწმ} \quad (4.24)$$

დანართ 3-ში (გვ.186-189) მოყვანილია თვალის დიაგრამის ანგარიში გცბოს-ის კონკრეტული მონაცემებისთვის. გამოთვლის შედეგად მივიღებთ:

ოპტიკური იმპულსის ფრონტის ნაზრდი გადაცემის ციფრული სისტემის ოპტიკური ფოტომიმდების გამოსასვლელზე $T_L = 3.83$ ნწმ, გაუსის იმპულსის საშუალო კვადრატული სიგანე ფოტოდეტექტორის გამოსასვლელზე $S_L = 1.49$ ნწმ, ბიტური მიმდევრობის ინტერვალი $T = 19.35$ ნწმ, ოპტიკური სიგნალის სიმძლავრე ფოტომიმდების გამოსასვლელზე $P_L = 2.69 \cdot 10^{-3}$ მვტ, თვალის დიაგრამის მაქსიმალური გაშლა $\tau_{\text{მაქსიმალა}} = -9.675$ ნწმ.



ნახ.4.35. თვალის დიაგრამა. „1“-ის დონე სამივე მრუდისთვის $P^{„1“} = 2.69 \cdot 10^{-3}$ მვტ, „0“-ის დონე მრუდი $1 - P^{„0“} = 2.259 \cdot 10^{-13}$ მვტ, მრუდი 2 - $P^{„0“} = 3.537 \cdot 10^{-9}$ მვტ, მრუდი 3 - $P^{„0“} = 3.389 \cdot 10^{-6}$ მვტ.

სახაზო კოდის ტიპი NRZ-თვის ჩატარებული ანგარიშის მიხედვით აგებული თვალის დიაგრამა წარმოდგენილია ნახ.4.35-ზე (მრუდი 1), მრუდი 2-თვის $S_L = 2$ ნწმ, მრუდი 3-თვის $S_L = 3$ ნწმ.

ციფრულ სიგნალზე ჯიტერის ზემოქმედების შესწავლის მიზნით მოვახდინოთ ჯიტერის იმიტაცია: შევცვალოთ ზემოთ ჩატარებულ ანგარიშში ზოგიერთი მონაცემი.

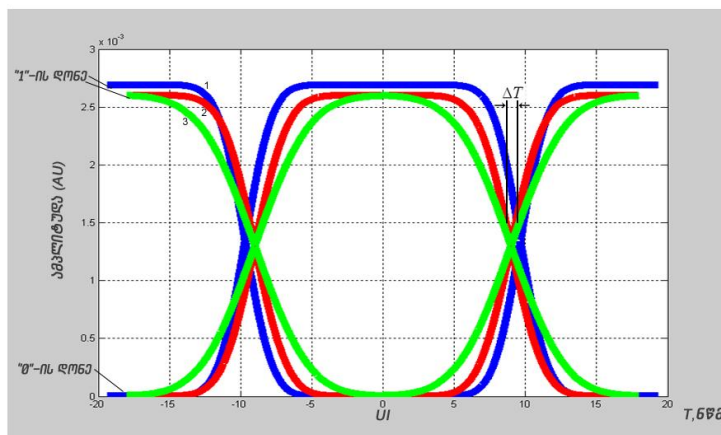
ავაგოთ თვალის დიაგრამა შემდეგი მონაცემებით:

მრუდი 1: $P^{1^*} = 2.69 \cdot 10^{-3}$ მვტ; $S_L = 1.49$ ნწმ; $T = 19.35$ ნწმ; $\tau_{\text{მაქს.გაშლა}} = -9.675$ ნწმ;

მრუდი 2: $P^{1^*} = 2.6 \cdot 10^{-3}$ მვტ; $S_L = 1.79$ ნწმ; $T = 18$ ნწმ; $\tau_{\text{მაქს.გაშლა}} = -9$ ნწმ; მრუდი

3: $P^{1^*} = 2.6 \cdot 10^{-3}$ მვტ; $S_L = 3$ ნწმ; $T = 18$ ნწმ; $\tau_{\text{მაქს.გაშლა}} = -9$ ნწმ;

ამრიგად, თვალის დიაგრამას გააჩნია ამპლიტუდური და დროითი პარამეტრები, რომლებიც წარმოადგენენ მნიშვნელოვან ინფორმაციას მთლიანად ციფრული სიგნალის დასახასიათებლად, მის ხარისხობრივ შესაფასებლად. აქედან გამომდინარე, შესაძლებელია შედარდეს მოყვანილი დიაგრამები, გამოიკვეთოს და შეფასდეს ციფრული სიგნალის მახასიათებლები.



ნახ.4.36. თვალის დიაგრამა. მრუდი 1 - $P^{1^*} = 2.69 \cdot 10^{-3}$ მვტ, $P^{0^*} = 2.259 \cdot 10^{-3}$ მვტ; მრუდი 2 - $P^{1^*} = 2.6 \cdot 10^{-3}$ მვტ, $P^{0^*} = 1.289 \cdot 10^{-3}$ მვტ; მრუდი 3 - $P^{1^*} = 2.6 \cdot 10^{-3}$ მვტ, $P^{0^*} = 7.019 \cdot 10^{-6}$ მვტ, ΔT -ჯიტერი.

მაგალითად, ნახ.4.35–ზე მოყვანილი თვალის დიაგრამები (1,2,3) ახასიათებენ სასარგებლო სიგნალის თვალის ამპლიტუდას, თვალის ღერძთან (თვალის დიაგრამის შუა ნაწილში წარმოსახვითი ღერძი) გადაკვეთის წერტილს, თვალის დონეს თვალის მილევის დროს, თვალის ზრდის დროს და თვალის სიგანეს ერთნაირი მნიშვნელობები აქვთ, თუმცა შეიმჩნევა დიდი განსხვავება თვალის ამ დიაგრამებს შორის, კერძოდ, ძალიან განსხვავდება მათი პარამეტრები: თვალის სიმაღლე, თვალის სიგნალ/ხმაური ფარდობა, თვალის ამპლიტუდა თვალის მაქსიმალური გახსნის ცენტრიდან მარჯვნივ/მარცხნივ და სხვა. ასევე ნახ.4.36–ზე მოყვანილ თვალის დიაგრამებზე (1,2,3) შეინიშნება ჯიტერი. ეს კი იმაზე მეტყველებს, რომ თვალის დიაგრამას BER ბიტურ შეცდომათა ინტენსივობას უფრო მეტი კოეფიციენტი აქვს (რაც ცხადია ცუდია), ვიდრე თვალის დიაგრამებს ნახ.4.35–ზე. შესაბამისად ნახ.4.36–ზე სიგნალი საკმაოდ განიცდის ხმაურის გავლენას, მაშინ როდესაც ნახ.4.35–ზე სიგნალს ხმაურის ასეთი გავლენა არ აქვს. ზემოთ ჩამოთვლილი პარამეტრების გამოთვლის შემდეგ ზუსტად შეიძლება სასარგებლო სიგნალის დანახვა, ბიტურ შეცდომათა კოეფიციენტის განსაზღვრა და გადაწყვეტილების მიღება, თუ როგორ შეიძლება ციფრული სიგნალის გაუმჯობესება განსაზღვრულ სატელეკომუნიკაციო ქსელში. ხოლო სიგნალის ფორმის გაუმჯობესების ყველა აუცილებელი ეტაპის შესრულების შემდეგ გაზომვის შედეგების თვალნათლივ დანახვა.

ამრიგად, თვალის დიაგრამა საშუალებას იძლევა სრულყოფილად ჩატარდეს და აღიწეროს ციფრული სიგნალის პარამეტრები, მახასიათებლები; მარტივად, ხელმისაწვდომად და ოპერატიულად შეფასდეს და გაიზომოს ციფრული სიგნალის ყველა ის კომპონენტი რაც აუცილებელია გცბოს–ის ხარისხობრივი მაჩვენებლების დასადგენად – ამას ადასტურებს ჯიტერის იმიტაციური მოდელი თვალის დიაგრამაზე.

როგორც ცნობილია ფაზური ციმციმის (ჯიტერის) ძირითადი ზემოქმედება ვლინდება მიმდების გადამწყვეტ მოწყობილობაში

გადაწყვეტილების მიღებისას. თუ გადაწყვეტილების მიღების მომენტი, რომელიც განსაზღვრულია ქრონირების წრედით, არ ემთხვევა სიგნალის მაქსიმალურ მნიშვნელობის გამოჩენას წინასწარი მაძლიერებლის გამოსასვლელზე, ანუ, სინქრონიზაციის სიხშირის გამომყოფი მოწყობილობის შემდეგ ფორმირებული სტრობიმპულსები არ ახდენენ შემოსასვლელი ციფრული სიგნალების სტრობირებას ზუსტად მისი (შემოსული სიგნალის) მაქსიმალური მნიშვნელობის დროს, მაშინ ამას თან ახლავს სიგნალი/ხელშეშლა მნიშვნელობის შემცირება. ხმაურებისა და სიმბოლოთშორისი ხელშეშლების არსებობისას ფაზური ციმციმი θ დამატებით k_0 -ჯერ აუარესებს სიგნალი/ხელშეშლა ფარდობას, ამასთან

$$k_0 = \left(1 - 2 \cos \frac{\theta}{2}\right), \quad (4.25)$$

სიდიდე θ განსაზღვრავს სხვაობას დაკვირვების მომენტს (იდეალური მომენტი), რომელშიც $S_{\text{გადაწყ.}}(t)$ სიგნალს გააჩნია მაქსიმალური მნიშვნელობა და გადაწყვეტის მომენტს შორის, რომელიც მოცემულია მაქრონირებელი სიგნალის მიერ. ამდენად, თუ ვიცით ფაზური ციმციმის მნიშვნელობა შესაძლებელია განვსაზღვროთ სიგნალი/ხელშეშლა ფარდობის გაუარესება.

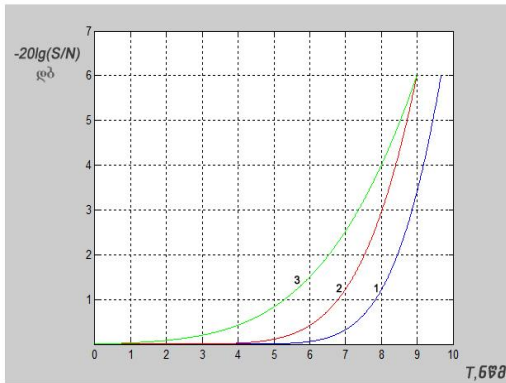
ნახ.4.37-ზე მოყვანილია სიგნალი/ხელშეშლა ფარდობის გაუარესება მიმღების გადამწყვეტ მოწყობილობაში სტრობირების მომენტის იდეალური მდგომარეობიდან გადახრის გამო მიმღების გადამწყვეტ მოწყობილობაში სიგნალი/ხელშეშლა ფარდობის დამოკიდებულება სტრობირების წერტილის იდეალური მდგომარეობიდან გადახრის დროს. ქვემოთ მოყვანილი ფორმულის მიხედვით:

$$S / N = -20 \log \left(\frac{R'}{R} \right), \text{ დბ} \quad (4.26)$$

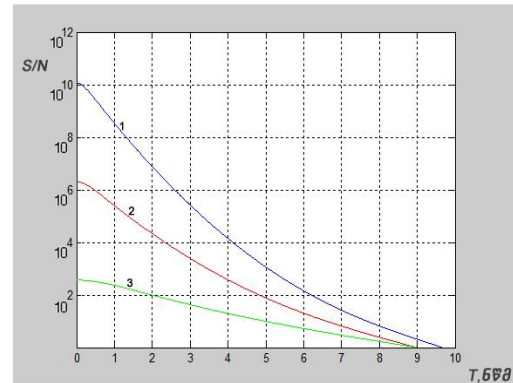
სადაც, R' – თვალის დიაგრამის გახსნის მაქსიმალური მნიშვნელობაა ელემენტარული იმპულსის სტრობირების (ანათვალის ადების მომენტში) – იდეალური შემთხვევა; R – თვალის დიაგრამის გახსნის მნიშვნელობაა

(ელემენტარული იმპულსის რეგისტრაციის მომენტში) – პრაქტიკული შემთხვევა.

ნახ.4.38-ზე წარმოდგენილია წაგება სიგნალი/ხელშეშლა ფარდობაში სტრობირების წერტილის იდეალური მდგომარეობიდან გადახრისას გცბოს-ის გადამწყვეტ მოწყობილობაში ნახ.4.35-ზე მოყვანილი თვალის დიაგრამებისათვის.



ნახ.4.37. სიგნალი/ხელშეშლა ფარდობის გაუარესება მიმღების გადამწყვეტ მოწყობილობაში სტრობირების მომენტის იდეალური მდგომარეობიდან გადახრის გამო ნახ.4.35-ზე მოყვანილი თვალის დიაგრამების მიხედვით



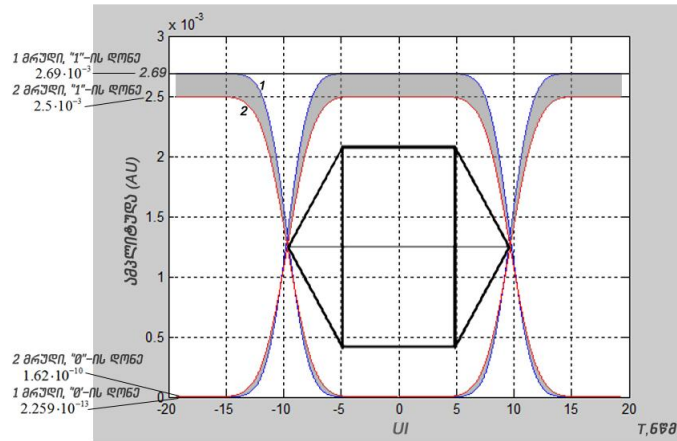
ნახ.4.38. S/N - სიგნალი/ხმაური, გცბოს-ში სტრობირების წერტილის იდეალური მდგომარეობიდან გადახრისას

ახლა შევაფასოთ ჯიტერის გავლენა ციფრული ტექნოლოგიის STM-1 იერარქიის სიგნალების გადაცემის ხარისხზე. ამ მიზნით მოვახდინოთ თვალის დიაგრამის შეთავსება სტანდარტულ ნილაბთან (შაბლონთან). ნახ.4.39-ზე მოყვანილია ნახ.4.35-ზე მოყვანილი თვალის დიაგრამების ზედდება ITU-T 6.957 რეკომენდაციების შესაბამისი თვალის დიაგრამის სტანდარტულ ნილაბზე (მკვეთრი კონტური ნახაზის ცენტრში).

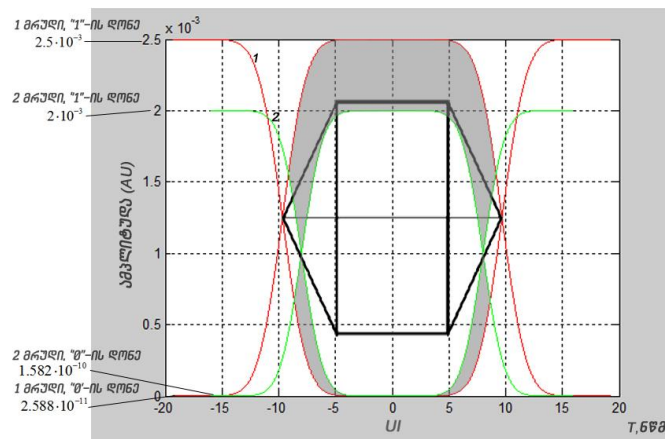
ნახ.4.40-ზე წარმოდგენილია თვალის დიაგრამის სტანდარტული ნილაბი (შაბლონი) ITU-T G.957 რეკომენდაციების მიხედვით გადაცემის SDH ციფრული სისტემისათვის ერთეულოვან UI ინტერვალში და თვალის დიაგრამა – მრუდი 1 - $P_{\text{„1“}} = 2.5 \cdot 10^{-3}$ მვტ, $P_{\text{„0“}} = 2.588 \cdot 10^{-11}$ მვტ; მრუდი 2 - $P_{\text{„1“}} = 2 \cdot 10^{-3}$ მვტ, $P_{\text{„0“}} = 1.582 \cdot 10^{-10}$ მვტ.

ნახ.4.41-ზე წარმოდგენილია თვალის დიაგრამის სტანდარტული

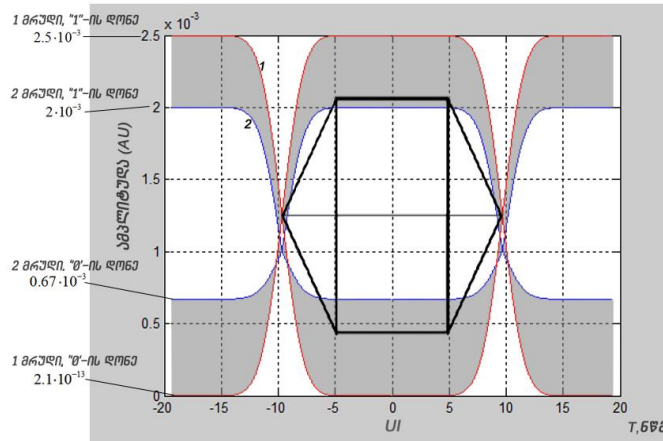
ნილაბი (შაბლონი) ITU-T G.957 რეკომენდაციების მიხედვით გადაცემის SDH ციფრული სისტემისათვის ერთეულოვან UI ინტერვალში და თვალის დიაგრამა – მრუდი 1 - $P^{n,1^{\circ}} = 2.5 \cdot 10^{-3}$ მვტ, $P^{n,0^{\circ}} = 2.1 \cdot 10^{-13}$ მვტ; მრუდი 2 - $P^{n,1^{\circ}} = 2 \cdot 10^{-3}$ მვტ, $P^{n,0^{\circ}} = 0.67 \cdot 10^{-3}$ მვტ.



ნახ.4.39. თვალის დიაგრამის სტანდარტული ნილაბი (შაბლონი) ITU-T G.957 რეკომენდაციების მიხედვით გადაცემის SDH ციფრული სისტემის STM-1 იერარქიისათვის ერთეულოვან UI ინტერვალში და თვალის დიაგრამა – მრუდი 1 - $P^{n,1^{\circ}} = 2.69 \cdot 10^{-3}$ მვტ, $P^{n,0^{\circ}} = 2.259 \cdot 10^{-13}$ მვტ; მრუდი 2 - $P^{n,1^{\circ}} = 2.5 \cdot 10^{-3}$ მვტ, $P^{n,0^{\circ}} = 1.62 \cdot 10^{-10}$ მვტ.



ნახ.4.40. თვალის დიაგრამის სტანდარტული ნილაბი (შაბლონი) ITU-T G.957 რეკომენდაციების მიხედვით გადაცემის SDH ციფრული სისტემის STM-1 იერარქიისათვის ერთეულოვან UI ინტერვალში და თვალის დიაგრამა – მრუდი 1 - $P^{n,1^{\circ}} = 2.5 \cdot 10^{-3}$ მვტ, $P^{n,0^{\circ}} = 2.588 \cdot 10^{-11}$ მვტ; მრუდი 2 - $P^{n,1^{\circ}} = 2 \cdot 10^{-3}$ მვტ, $P^{n,0^{\circ}} = 1.582 \cdot 10^{-10}$ მვტ.



ნახ.4.41. თვალის დიაგრამის სტანდარტული ნიღაბი (შაბლონი) ITU-T G.957 რეკომენდაციების მიხედვით გადაცემის SDH ციფრული სისტემის STM-1 იერარქიისათვის ერთეულოვან UI ინტერვალში და თვალის დიაგრამა – მრუდი 1 - $P^{*1''} = 2.5 \cdot 10^{-3}$ მკტ, $P^{*0''} = 2.1 \cdot 10^{-13}$ მკტ; მრუდი 2 - $P^{*1''} = 2 \cdot 10^{-3}$ მკტ, $P^{*0''} = 0.67 \cdot 10^{-3}$ მკტ.

პირველ შემთხვევაში (ნახ.4.39) ჯიტერს გააჩნია მცირე მნიშვნელობა და ის არ შემოდის შაბლონის ფარგლებში; მეორე შემთხვევაში (ნახ.4.40) ჯიტერის მნიშვნელობა არღვევს შაბლონით გათვალისწინებულ ნორმებს; მესამე შემთხვევაში (ნახ.4.41) ჯიტერის მნიშვნელობა კიდევ უფრო დიდია, რაც გასათვალისწინებელია, ვინაიდან იმოქმედებს კავშირის ხარისხზე.

ნახ.4.39–ის შემთხვევაში თვალის დიაგრამა აკმაყოფილებს სტანდარტული ნიღაბის ნორმებს, ვინაიდან არ არღვევს ამ შაბლონის საზღვრებს, ნახ.4.40–ის შემთხვევაში თვალის დიაგრამის ღერძზე გადაკვეთის წერტილი, აგრეთვე ამპლიტუდა არღვევს შაბლონის კონტურებს, ხოლო მესამე შემთხვევაში (ნახ.4.41) შაბლონის დარღვევა ამპლიტუდაში კვლავ აშკარაა. ამდენად, მეორე და მესამე შემთხვევაში ციფრული სიგნალის გადაცემის ხარისხი არაადაკმაყოფილებელია.

წარმოდგენილი იმიტაციურ–ანიმაციური მოდელი საშუალებას იძლევა ციფრული სიგნალის ხელოვნური დამახინჯებით განვსაზღვროთ ჯიტერის მნიშვნელობა, სიგნალი/ხმაურის დონე და წაგება იდეალურ სიგნალი/ხელშეშლა ფარდობასთან შედარებით, განვსაზღვროთ ციფრული სისტემის ხელშეშლამდგრადობის გაუარესება, რაც საშუალებას იძლევა

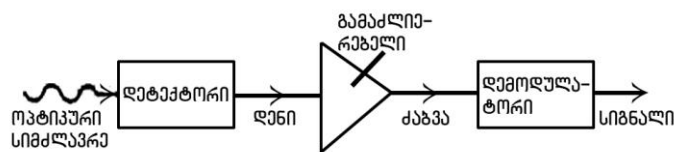
წინასწარ შევავასოთ კავშირის ხარისხი მოცემულ ციფრულ სისტემაში. აგრეთვე, SDH იერარქიის სისტემებისათვის შევავასოთ ციფრული სიგნალის გადაცემის ხარისხის შესაბამისობა ITU-T-ს რეკომენდაციებით დადგენილ ნორმებთან.

თავი 5. გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემების ოპტიკური მიმღების გამამდიერებლის ოპტიმიზაცია [107]

5.1. გცბოს-ის ოპტიკური გამამდიერებლების დაპროექტების წინაპირობები

წინასწარი გამამდიერებელი წარმოადგენს ოპტიკური მიმღების ფოტოდეტექტორის მომდევნო კასკადს, რომელიც აძლიერებს მიღებულ დენის სიგნალს და გარდაქმნის მას ძაბვად. ისევე, როგორც კავშირის ნებისმიერი ტექნოლოგიის სისტემაში (TDM, WDM და სხვა) სიგნალი/ხმაურის თანაფარდობა ოპტიკური სისტემის გამოსასვლელზე და მისი მახასიათებლები განისაზღვრება ოპტიკური მიმღების იმ რგოლით, რომელშიც მიღებულ სიგნალს უმცირესი დონე აქვს, ვინაიდან აღდგენილ ელექტრულ სიგნალზე ხდება ფოტოდეტექტორის და თავად წინასწარი გამამდიერებლის ხმაურის ზედდება. ეს ხმაურები პრაქტიკულად სასარგებლო სიგნალის რიგისაა. აქედან გამომდინარე, ამ რგოლის მახასიათებლები დომინირებს კავშირის მთელი სისტემის პროექტირებაში. გარკვეულ ინტერესს წარმოადგენს მოვახდინოთ წინასწარი გამამდიერებლების შედარებითი ანალიზი და მათი მახასიათებლების ინჟინრული გათვლა.

ნახ.5.1-ზე მოყვანილია ოპტიკური მიმღების განზოგადებული სტრუქტურული სქემა.



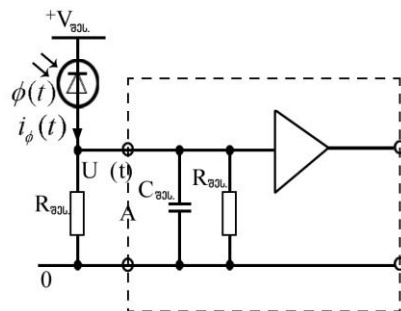
ნახ.5.1. ოპტიკური მიმღების სტრუქტურული სქემა

წინასწარი გამამდიერებლის სრულყოფილი ანალიზისათვის აუცილებელია ვიცოდეთ: ოპტიკურ მიმღებში არსებული ხმაურის წყაროების ბუნება; სიგნალი/ხელშეშლა ფარდობის ის მინიმალური მნიშვნელობა სხვადასხვა ტიპის ოპტიკური გამამდიერებლის სქემებისათვის, რომელიც უზრუნველყოფს გცბოს-ის ნორმალურ მუშაობას;

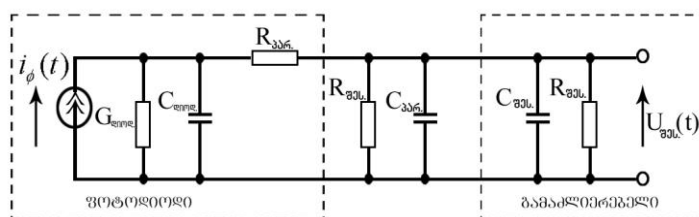
საჭიროა დავადგინოთ თანაფარდობები მოცემული ტიპის წინასწარი გამაძლიერებლის სხვადასხვა კომპონენტებს შორის, რაც მთლიანობაში განაპირობებს ოპტიკური მიმღების წინასწარი გამაძლიერებლის შემადგენელი ოპტოელექტრონული კომპონენტების ოპტიმიზაციას და თავად გამაძლიერებლის არჩევას.

წინასწარი გამაძლიერებლის სქემების ანალიზისას ვეყრდნობით ამ მიმართულებით ჩატარებულ ფუნდამენტურ კვლევებს [34,108,109].

ხმაური ოპტიკურ მიმღებში გამოწვეულია დენის შემთხვევითი ფლუქტუაციებით, რომლებიც წარმოიქმნება ნებისმიერ ელექტრონულ სქემაში ან მის ელემენტში თვითონ ელექტროობის ბუნებიდან გამომდინარე, რომლის გაკონტროლებაც სქემის დაპროექტებისას შეუძლებელია. ნახ.5.2-ზე წარმოდგენილია ფოტოდიოდის ჩართვის სქემა, ხოლო ნახ.5.3-ზე ფოტოდიოდისა და გამაძლიერებლის ექვივალენტური სქემა [20,104,105].



ნახ.5.2. ფოტოდეტექტორის ჩართვის სქემა



ნახ.5.3. ფოტოდიოდისა და გამაძლიერებლის ექვივალენტური სქემა სუსტი სიგნალის მიღებისათვის

ამ ფლუქტუაციების ზედდება ნებისმიერ სიგნალზე ხდება, რომლებიც წრედში გადის და ამდაგვარად, ნიღბავენ მას. უნდა განვასხვაოთ ხმაური და რადიო ხელშეშლები, რომლებშიც ის არასასურველი სიგნალები

იგულისხმება, რომლებიც სქემაში ხვდება გარეგანი წყაროებიდან ან სისტემის სხვა ნაწილებიდან და რომელთა ზემოქმედების მინიმუმამდე დაყვანა ყოველთვისაა შესაძლებელი სქემის სათანადო შედგენითა და ელემენტების შესაბამისი ეკრანირებით, რომლებიც განიცდიან ხელშეშლების გავლენას.

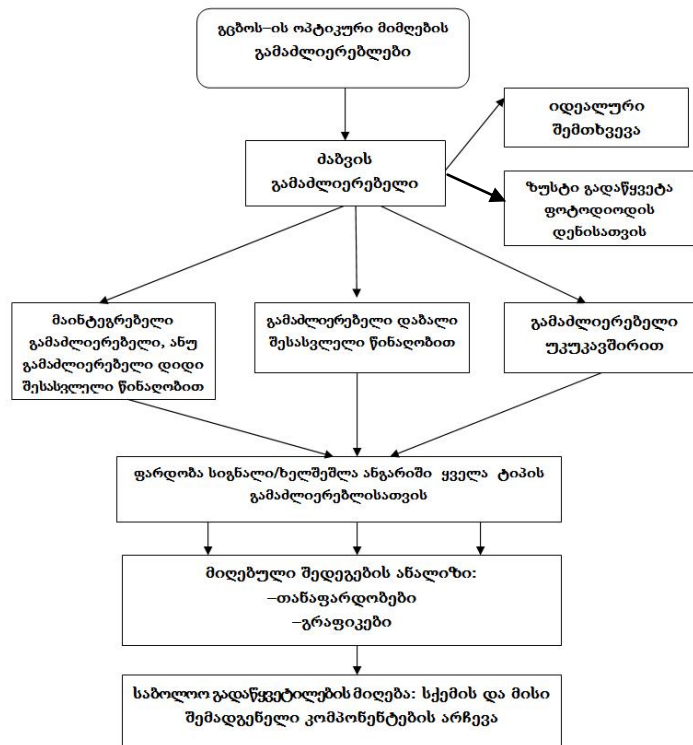
თუ დავუშვებთ, რომ ფოტოდეტექტორის სახით არჩეულია ზევაისებური ფოტოდიოდი გაძლიერების M კოეფიციენტითა და ხმაურის F კოეფიციენტით, მიღებული შედეგები შეიძლება გამოყენებულ იქნას p-i-n ფოტოდეტექტორების მიმართაც, თუ ჩავთვლით, რომ $M=1$ და $F=1$ (იხ. თავი 1). შემომავალი სიგნალი წარმოდგენილი ფურცელს გარდაქმნის სახით $\Phi_R(f)$, რომელიც მოდულირებულია ოპტიკური სიგნალის სიმძლავრის მიხედვით $\Phi_R(I)$ და ეცემა ფოტოდიოდს, ის დეტექტორის გამოსასვლელზე იწვევს დენს, რომელიც შესაბამისად შეიძლება წარმოვიდგინოთ შემდეგი სახით:

$$MI(f) = M \mathfrak{R} \Phi_R(f) = M \eta \frac{e\lambda}{hc} \Phi_R(f), \quad (5.1)$$

სადაც, \mathfrak{R} - მგრძნობიარობის კოეფიციენტია ($\mathfrak{R} = I / \Phi_R$), λ - ტალღის სიგრძეა, $h = 6.626 \cdot 10^{-34}$ ჯოული/ჰც - პლანკის მუდმივაა, $c = 299\,792\,458$ მ/წმ - სინათლის სიჩქარე ვაკუუმში, $\Phi_R(f)$ - ოპტიკური სიმძლავრეა, $\eta = 0.7 - 0.9$ - კვანტური ეფექტურობის კოეფიციენტია, $e = 1.602 \cdot 10^{-19}$ კულონი - ელექტრონის მუხტია, M - ზედ-ს გამრავლების კოეფიციენტია.

ცხადია, რომ ძაბვის მოდულირებით მიღებული ოპტიკური სიგნალი მთლიანად ასახავს გადაცემულ სიგნალს. მართლაც, თუ ბოჭკოში დისპერსია მნიშვნელოვანია, მაშინ შეიმჩნევა სიგნალის დამახინჯება. ამის ანალოგიურად ახდენს გავლენას კვანტური ეფექტურობისა და ფოტოდეტექტორის გამრავლების კოეფიციენტის დამოკიდებულება სიხშირეზე. გცბოს-ის ოპტიკური მიმღების გამაძლიერებლის არჩევა რთულია, ინვარიანტულია და მრავალ ფაქტორზეა დამოკიდებული.

ნახ.5.4-ზე წარმოდგენილია ჩვენს მიერ შემუშავებული ოპტიკური გამაძლიერებლის არჩევის სტრუქტურული სქემა



ნახ. 5.4. გცბოს-ის ოპტიკური მიმღების წინასწარი გამაძლიერებლის არჩევის სტრუქტურული სქემა

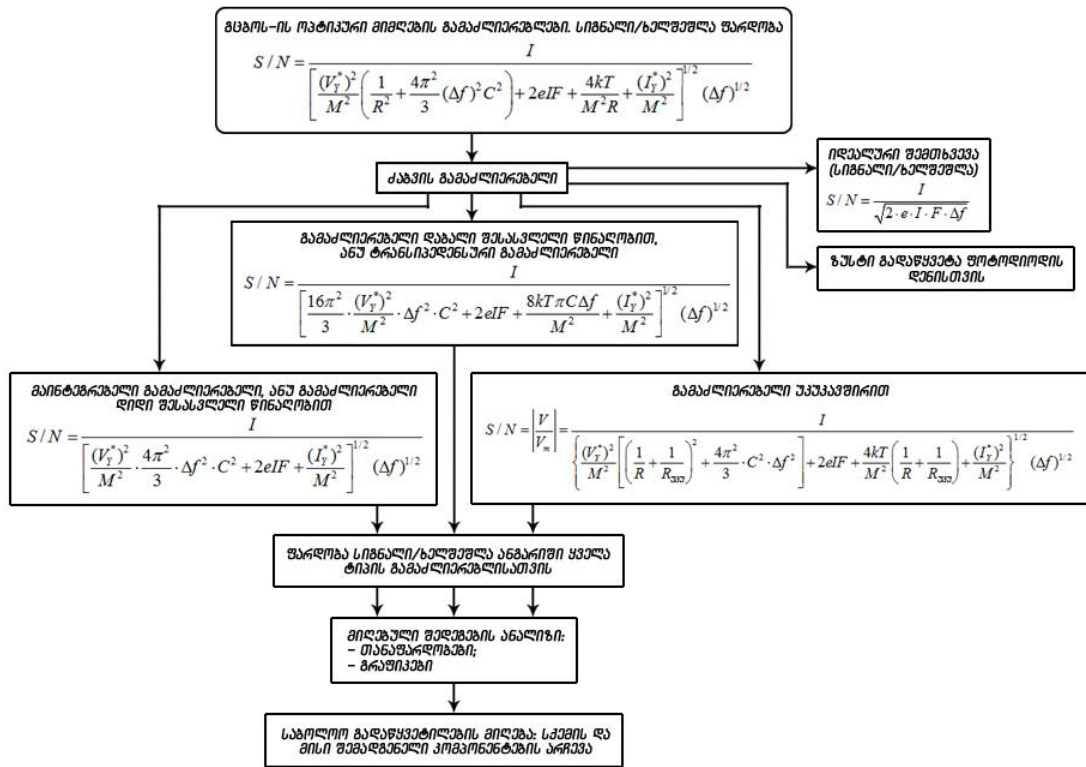
ნახ.5.5-ზე მოცემულია გცბოს-ის მიმღების წინასწარი გამაძლიერებლების არჩევის სტრუქტურული სქემის ფორმალიზებული ვარიანტი, რომლის თითოეულ კვანძში მითითებულია მოცემული ტიპის გამაძლიერებლის სიგნალი/ხელშეშლა გამოსათვლელი ფორმულები [20,105] და გამაძლიერებლის ტიპის არჩევის პროცედურა.

გავანალიზოთ ნახ.5.5-ზე მოყვანილი ზოგადი გამოსახულება სიგნალი/ხმაურის ფარდობისათვის. გასაადვილებლად, ხმაურის ხუთი მდგენელიდან თითოეული აღნიშნულია ა-ე ასოებით. ამავე დროს მდგენელების ასეთი შეკრება სამართლიანია, თუ თითოეული ექვემდებარება ნორმალური განაწილების კანონს.

$$S/N = \frac{I}{\left[\frac{(V_y^*)^2}{M^2} \left(\frac{1}{R^2} + \frac{4\pi^2}{3} (\Delta f)^2 C^2 \right) + 2eIF + \frac{4kT}{M^2 R} + \frac{(I_y^*)^2}{M^2} \right]^{1/2}} (\Delta f)^{1/2}, \quad (5.2)$$

ა ბ გ დ ე

სადაც, I_y^*, V_y^* - შესაბამისად დენის და ძაბვის მნიშვნელობებია გამაძლიერებლის გამოსასვლელზე, I - ოპტიკური მიმღების ფოტოდენის სიდიდეა, R, C - შესაბამისად წინასწარი გამაძლიერებლის წინალობა და ტევადობაა, Δf - გატარების ზოლია პირდაპირი მოდულაციის დროს.



ნახ. 5.5. გცბოს-ის ოპტიკური მიმღების წინასწარი გამაძლიერებლის ტიპის არჩევის ფორმალიზებული სქემა

(5.2) გამოსახულების კლასიკური ანალიზი ასეთია [20]:

1. თანაფარდობა სიგნალი/ხმაური შეიძლება გაიზარდოს გამრავლების M კოეფიციენტის ხარჯზე მანამ, ვიდრე (გ) შესაკრები (რომელიც საფანტისებურ ხმაურს ითვალისწინებს), რამდენჯერმე გაზრდილი, გაუტოლდება ხმაურის F კოეფიციენტს, რომელიც თავის მხრივ M-ის გაზრდით იზრდება, არ გახდება სხვა შესაკრებზე მეტი. ამიტომ, აქ ყოველთვის არსებობს M-ის ოპტიმალური მნიშვნელობა.
2. მაღალსიხშირული R ტრაქტის წინააღმდეგობის ზრდა აუმჯობესებს სიგნალი/ხმაურის თანაფარდობას, ვიდრე შესაკრები (ა) და (დ) სიდიდით მნიშვნელოვანია. თუმცა, დიდ შესასვლელ წინალობას გარკვეულ

სიმნელეებად მივყავართ. კერძოდ, მაღალ სიხშირეებზე, როგორც მინიმუმი აუცილებელი ხდება ამპლიტუდურ სიხშირული მახასიათებლის (ასმ) კორექცია.

3. მაღალ სიხშირეებზე კორექციის დროს შესაკრები (ბ) მეტი ხდება და ხმაური იწყებს ზრდას შემავალი ტევადობის მნიშვნელობის კვადრატის პროპორციულად. ამიტომ მეტად მნიშვნელოვანია C-ს მნიშვნელობის მინიმიზირება. ამას აგრეთვე მივყავართ გამამლიერებლის ასმ-ის საჭირო კორექციის სიდიდის შემცირებასთან.

4. საფანტისებური (გ) ხმაურის არსებობა კი იწვევს იმას, რომ გამამლიერებლის გამოსასვლელზე ხმაურის მთლიანი დონე დამოკიდებული იქნება მიღებული სიგნალის დონეზე. ეს დამახასიათებელი თავისებურება განასხვავებს კავშირის ოპტიკურ სისტემებს სხვა სისტემებისგან და ნიშნავს, რომ (5.2) გამოსახულება კვადრატულია I დენის მიმართ. ჯერ ჩვენ განვიხილავთ იმ სიტუაციას, როდესაც შესაკრები (ბ) ან საგრძნობლად დიდია, ან მნიშვნელოვნად ნაკლებია სხვებზე, შემდეგ კი ზოგად შემთხვევას დავუბრუნდებით.

5. (5.2) გამოსახულების მნიშვნელში 5 წევრი ჯამდება, ვინაიდან მიჩნეულია, რომ ყოველი მათგანი წარმოადგენს გაუსის ხმაურის არაკორელირებულ წყაროს, ამიტომ ამ შემთხვევაში მათი შეკრება მართებულია. სინამდვილეში კი არსებობს ზოგიერთი შესაკრების მოსალოდნელი სტატისტიკური მახასიათებლის გამოყენების თეორიული საზღვრები, როდესაც ეს შესაკრებები არ წარმოადგენენ გაუსის შემთხვევით პროცესს. მაგალითად, საფანტისებური ხმაური ექვემდებარება პუასონის (იშვიათი რიცხვების) განაწილების კანონს, რომელიც პუასონის სტატისტიკას ისე ემორჩილება, როგორც ზოგიერთი წარმოქმნილი (I_y^*) და (V_y^*). გარდა ამისა, ზვავისებური გამრავლების ხმაურის F კოეფიციენტს შეიძლება აგრეთვე ჰქონდეს ნორმალურისაგან განსხვავებული განაწილების კანონი. სიგნალი/ხმაურის აქ მოყვანილი თანაფარდობა (S/N) გამოდგება როგორც სამუშაო კრიტერიუმი და ჩვეულებრივად სავსებით საკმარისია, თუმცა ცალკეულ

ექსტრემალურ შემთხვევაში აუცილებელი ხდება ხმაურის განაწილების ჭეშმარიტი კანონების გამოყენება და ხმაურის შემადგენლების გაერთიანებას გაუსის და არაგაუსის განაწილებასთან ფრთხილად უნდა მოვეკიდოთ [20,105].

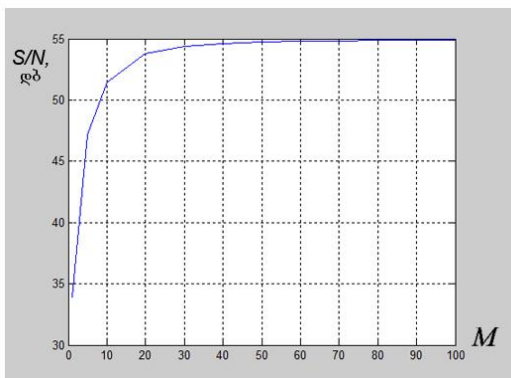
– იდეალურ ფოტომიმდებში გამრავლების M კოეფიციენტი უნდა იყოს საკმაოდ დიდი, რათა შესაკრები (გ), რომელიც ითვალისწინებს საფანტისებურ ხმაურს, მეტი იყოს სხვებთან შედარებით, ხოლო ხმაურის F კოეფიციენტი ერთის ტოლი უნდა იყოს (ნახ.5.5). ამ შემთხვევაში მოთხოვნილი ფოტოდენი:

$$I > 2e(S/N)^2 \Delta f , \quad (5.3)$$

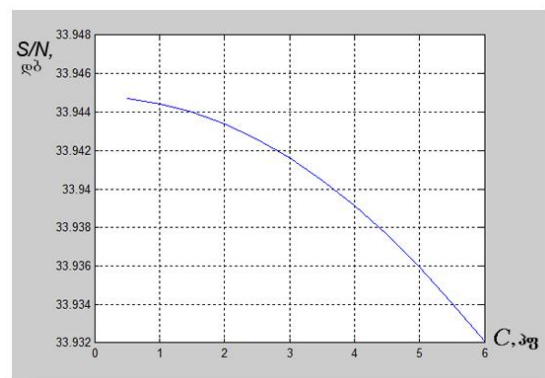
ეს თანაფარდობა განსაზღვრავს კვანტურ ზღვარს იდეალური ფოტოდეტექტორის მგრძობიარობისათვის.

– გამაძლიერებელში მაღალი შესასვლელი წინააღობით ანუ მაინტეგრებელ გამაძლიერებელში კორექციის გამოყენება საჭიროა და სიდიდე \mathfrak{M} უნდა იყოს საკმაოდ დიდი, მაშინ ხმაური განისაზღვრება (ბ,გ) და (ე) შესაკრებებით. რომელი მათგანი იქნება უფრო დიდი, დამოკიდებულია დაფარული სიხშირეების ზოლზე და გამაძლიერებელში გამოყენებული კომპონენტის ტიპზე.

მაღალი შესასვლელი წინააღობის მქონე გამაძლიერებლის სიგნალ/ხმაურის (S/N) დამოკიდებულება ზვავისებური ფოტოდიოდის გამრავლების კოეფიციენტზე M და ტევადობაზე C წარმოდგენილია შესაბამისად ნახ.5.6-ზე და ნახ.5.7-ზე.



ნახ.5.6. მაღალი შესასვლელი წინააღობის



ნახ.5.7. მაღალი შესასვლელი წინააღობის

მქონე გამაძლიერებლის
 სიგნალ/ხმაურის (S/N)
 დამოკიდებულება ზვავისებური
 ფოტოდიოდის გამრავლების
 კოეფიციენტზე M

მქონე გამაძლიერებლის
 სიგნალ/ხმაურის (S/N)
 დამოკიდებულება ტევადობაზე
 C

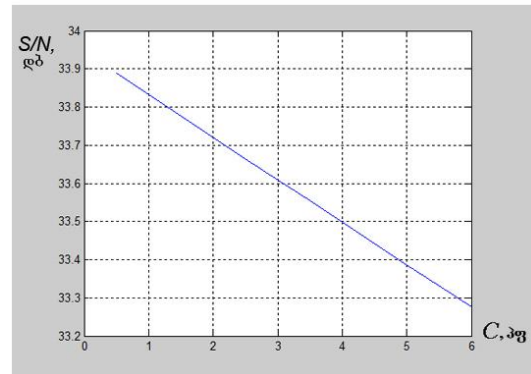
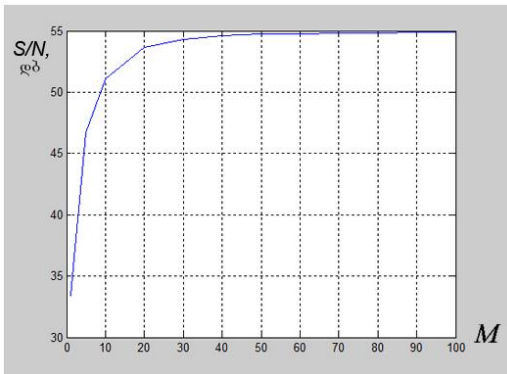
– თუ გამაძლიერებელში დაბალი შესასვლელი წინაღობით შესრულებულია პირობა

$$R < 1/2\pi C\Delta f, \quad (5.4)$$

მაშინ არავითარი კორექცია არ არის საჭირო.

თუ (5.2) გამოსახულებაში ჩავსვამთ R-ის ზღვრულ დასაშვებ მნიშვნელობას $R = 1/2\pi C\Delta f$, მაშინ სიგნალი-ხმაურის თანაფარდობა გარდაიქმნება შემდეგ სახედ (იხ. ნახ.5.5).

დაბალი შესასვლელი წინაღობის მქონე გამაძლიერებლის სიგნალ/ხმაურის (S/N) დამოკიდებულება ზვავისებური ფოტოდიოდის გამრავლების კოეფიციენტზე M და ტევადობაზე C წარმოდგენილია შესაბამისად ნახ.5.8-ზე და ნახ.5.9-ზე.

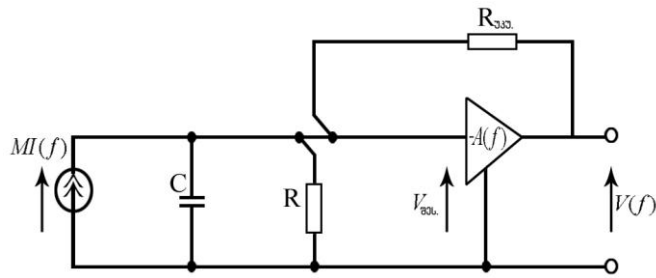


ნახ.5.8. დაბალი შესასვლელი წინაღობის მქონე გამაძლიერებლის სიგნალ/ხმაურის (S/N) დამოკიდებულება ზვავისებური ფოტოდიოდის გამრავლების კოეფიციენტზე M

ნახ.5.9. დაბალი შესასვლელი წინაღობის მქონე გამაძლიერებლის სიგნალ/ხმაურის (S/N) დამოკიდებულება ტევადობაზე C

– გამაძლიერებელს უკუკავშირით, ანუ ტრანსიმპენდანსურ გამაძლიერებელს (ნახ.5.5) უპირატესობას ანიჭებენ კორექციის ჩატარების აუცილებლობის არარსებობის გამო. ასეთი გამაძლიერებლების ხმაური

შეიძლება უფრო ნაკლები იქნეს, ვიდრე ეს ძაბვის ჩვეულებრივ გამამძლიერებელს აქვს კორექციის გარეშე.



ნახ.5.10. გამამძლიერებელი უკუკავშირით

მოყვანილ სქემაზე $R_{\text{კკუ}}$ - უკუკავშირის წინააღობაა.

ასეთ გამამძლიერებელში $0 \dots \Delta f$ სიხშირეების ზოლში სიგნალის არავითარი კორექცია არ არის საჭირო იმ პირობით, რომ სრულდება თანაფარდობა

$$A > 2\pi C R_{\text{კკუ}} \Delta f, \quad (5.5)$$

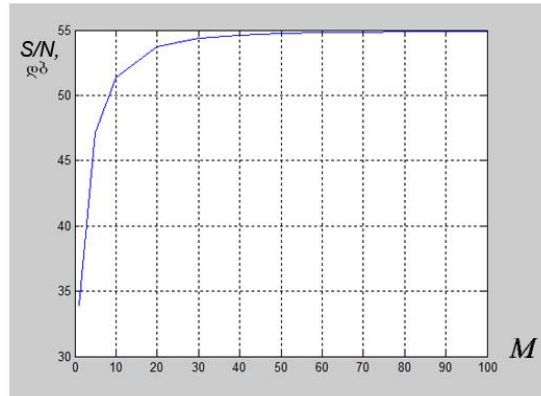
ასეთი ტიპის გამამძლიერებლისათვის ფარდობა სიგნალი/ხელშეშლა მიიღებს სახეს (ნახ.5.5).

უნდა აღინიშნოს, რომ მიღებული გამოსახულება (5.2) გამოსახულების იდენტურია, თუ (ა) და (დ) შესაკრებებში (I/R) -ს შევცვლით $(I/R + I/R_{\text{კკუ}})$ -თი. შევნიშნოთ, რომ R და $R_{\text{კკუ}}$ მნიშვნელობების გადიდება შესაძლებელია ხმაურის შესაბამისი წყაროების გავლენის შესამცირებლად შემდგომი კორექციის გარეშე. ცხადია, მანამ, სანამ (5.3) პირობა სრულდება.

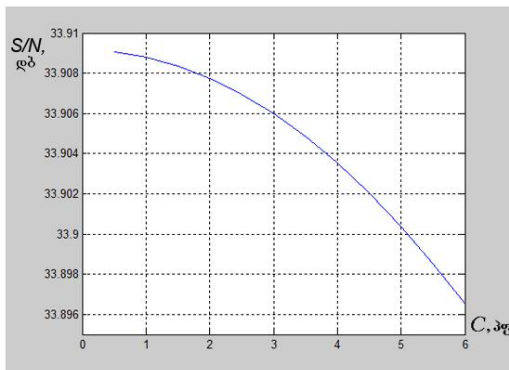
აღნიშნული ტიპის გამამძლიერებლების ძირითადი პრობლემა - მათი სტაბილურობის შენარჩუნებაა ვინაიდან უკუკავშირის განფენილი განაწილებული წრედის გამოყენება, რომელიც მოიცავს გამამძლიერებელს გამამძლიერებლის დიდი კოეფიციენტით და მაღალი შესასვლელი იმპედანსით მას მაღალი სიხშირეების უბანში დადებითი უკუკავშირის წარმოშობის შედეგად გამამძლიერებლის სქემას თვითაღფხვნების მიმართ მიდრეკილს ხდის. თვითაღფხვნებისგან თავის დასაცავად საჭიროა სქემის შესაბამისი

ელემენტების ეფექტური ეკრანირება და კარგად მოფიქრებული კომპანირება.

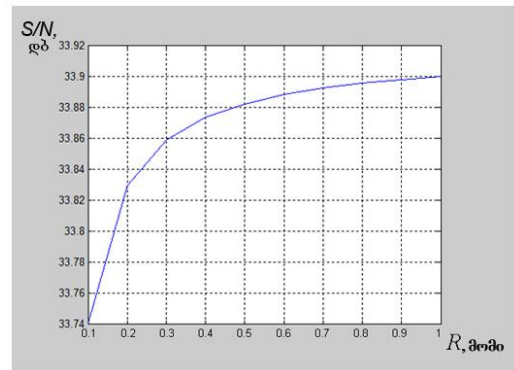
უკუკავშირიანი გამაძლიერებლის სიგნალ/ხმაურის (S/N) დამოკიდებულება ზვავისებური ფოტოდოდის გამრავლების კოეფიციენტზე M , ტევადობაზე C და წინალობაზე R წარმოდგენილია შესაბამისად ნახ.5.11-ზე, ნახ.5.12-ზე და ნახ.5.13-ზე.



ნახ.5.11. უკუკავშირიანი გამაძლიერებლის სიგნალ/ხმაურის (S/N) დამოკიდებულება ზვავისებური ფოტოდოდის გამრავლების კოეფიციენტზე M



ნახ.5.12. უკუკავშირიანი გამაძლიერებლის სიგნალ/ხმაურის (S/N) დამოკიდებულება ტევადობაზე C



ნახ.5.13. უკუკავშირიანი გამაძლიერებლის სიგნალ/ხმაურის (S/N) დამოკიდებულება წინალობაზე R

დასკვნა

ნაშრომში მიღწეული შედეგები შესაძლებელია ჩამოვყალიბოთ შემდეგი სახით:

1. შემუშავებულია გადაცემის ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემის (გბოს), როგორც მოდელირების რთული სისტემის სტრუქტურული სქემა და მონაცემთა ბაზა. დადგენილია მიმღები ოპტიკური მოდულის ფოტოდეტექტორის მგრძობიარობის გადაცემის სიჩქარისაგან დამოკიდებულება, მათ შორის ზფდ-ის გამრავლების კოეფიციენტის ოპტიმალური მნიშვნელობისათვის, რაც საშუალებას იძლევა განვსაზღვროთ p-i-n და APD ფოტოდეტექტორების მგრძობიარობის დამოკიდებულება გადაცემის სიჩქარეზე ოპტიკური დიაპაზონის სხვადასხვა ტალღის სიგრძეზე, მოვახდინოთ გცბოს-ის მთელი რიგი მაჩვენებლების (რეგენერაციული უბნის სიგრძე სხვადასხვა ტიპის სახაზო კოდების შემთხვევაში, ფარდობა სიგნალი/ხელშეშლა ოპტიკური მიმღების გამოსასვლელზე, შეცდომათა ალბათობა ერთეულოვანი რეგენარატორის და სახაზო ტრაქტში რამოდენიმე რეგენერატორის განთავსებისას და ა.შ.) გამოთვლა.

განსაზღვრულია, რომ მიმღებ ოპტიკურ მოდულში (მომ) ზფდ-ს გამოყენებისას გამრავლების კოეფიციენტის ოპტიმალური მნიშვნელობის დადგენის შემთხვევაში რეგენერაციული უბნის სიგრძე შესაძლებელია გაგრძელდეს 10%-ით არაოპტიმალური გამრავლების კოეფიციენტის დროს რეგენერაციული უბნის სიგრძესთან შედარებით. ამ მიზნით საჭიროა შერჩეულ იქნას შესაბამისი ტიპის ზვავისებური ფოტოდიოდი, მუშაობის სათანადო რეჟიმში.

2. შემოთავაზებულია ბლოკური mBnB კლასის ციფრული სახაზო სიგნალების ენერგეტიკული სპექტრების განსაზღვრის ახალი მეთოდოლოგია, რაც კლასიკური მიდგომისაგან განსხვავებით მნიშვნელოვნად ამარტივებს ალბათურ მატრიცებთან დაკავშირებულ გამოთვლებს. კლასიკურ შემთხვევაში, სადაც ენერგეტიკული სპექტრების

გამოსათვლელად მოითხოვებოდა გადასვლის ალბათური M (M') მატრიცის ყველა საკუთრივი (ნამდვილი და კომპლექსური) რიცხვების მნიშვნელობების ცოდნა, ამ მეთოდით გამოთვლა ხორციელდება გადასვლის ალბათური M მატრიცის საკუთრივი მნიშვნელობების ცოდნის გარეშე, მხოლოდ მატრიცის მახასიათებელი პოლინომის შედგენით, რაც არსებითად აადვილებს გაანგარიშებას, განსაკუთრებით M მატრიცის დიდი ზომის დროს. ხოლო მეორე მეთოდოლოგიით ალბათური მატრიცის დიდი ზომების დროს ისე, როგორც პირველ შემთხვევაში, გამოითვლება M (M') მატრიცის მახასიათებელი პოლინომი, მაგრამ ამ შემთხვევაში ამოცანა მარტივდება კიდევ იმით, რომ M (M') მატრიცის მახასიათებელი პოლინომი, შესაძლებელია შედგეს V (V') მატრიცის მახასიათებელი პოლინომის საშუალებით. ვინაიდან V (V') მატრიცის რიგი გაცილებით დაბალია, ვიდრე არსებული M (M') მატრიცის, შესაბამისად მისი გამოთვლაც უფრო მარტივია. შექმნილია პროგრამათა პაკეტი სახაზო კოდების ენერგეტიკული სპექტრების გამოსათვლელად, პროგრამა შესრულებულია დაპროგრამების ენა „Mathlab“-ში.

3. განხორციელებულია TDM და WDM მულტიპლექსირების სისტემების შედარებითი ანალიზი, რომლის მიხედვითაც: გამოკვლეულია ამ სისტემების უპირატესობა/ნაკლოვანებები გამტარუნარიანობის, მოდერნიზაციის, სახაზო ტრაქტის ორგანიზების, სტრუქტურული მოქნილობის, სატრანსპორტო ტექნოლოგიებთან ურთიერთქმედების, სტანდარტიზაციის დონის, ოპტიკური კაბელების ტიპის, სახაზო კოდების გამოყენების ტიპის, ამ ტექნოლოგიების პარალელურ და ერთად ფუნქციონირების, სისტემების ენერგეტიკული პოტენციალის და მომუშავე პერსონალის კვალიფიკაციის თვალსაზრისით.

4. სისტემური მიდგომის საფუძველზე, განსაზღვრულია სიგნალის მთლიანობის დარღვევის ხასიათი გცბოს-ში. ჯიტერის თანამედროვე თეორია და პრაქტიკა, მისი გამომწვევი მიზეზები, ჯიტერისა და ხმაურის ფიზიკური ბუნება, ჯიტერის რაოდენობრივი მახასიათებლები, ჯიტერის

შეფასებისა და გაზომვის ასპექტები, ჯიტერის თანამედროვე ნორმები პლეზიოქრონულ (PDH) და სინქრონულ (SDH) სისტემებში, ჯიტერის თვალის ნიღაბი (შაბლონი).

5. შემოთავაზებულია ჯიტერის შეფასების მეთოდოლოგია, რომლის მიხედვითაც ჯამური ჯიტერი წარმოდგენილია დეტერმინირებული და შემთხვევითი ჯიტერების სტანდარტულ გადახრათა ჯამით. გაანგარიშებულია ბიტურ შეცდომათა კოეფიციენტის (BER) დამოკიდებულება დეტერმინირებული და შემთხვევითი ჯიტერების კონკრეტული მნიშვნელობებისათვის ერთეულოვან ინტერვალში (UI) $BER = \Psi(UI)$. წარმოდგენილი მეთოდოლოგია საშუალებას იძლევა მოვახდინოთ სხვადასხვა სახის ჯიტერების განცალკევება, დავადგინოთ ციფრული სატელეკომუნიკაციო სისტემისათვის ჯიტერის ბიტურ შეცდომათა კოეფიციენტზე (ალბათობაზე) გავლენა.

6. შეფასებულია მოთხოვნები ჯიტერის პარამეტრების მიმართ გცბოს-ში. განსაზღვრულია ITU-T-ს მიერ რეკომენდირებული ჯიტერის ნორმები და მახასიათებლები, თვალის დიაგრამის ნიღაბი (შაბლონი).

7. შემოთავაზებულია თვალის დიაგრამის ანიმაციური მოდელი, რომელშიც გამოყენებულია დიაგრამის აგების მათემატიკური მეთოდი. ასეთი მიდგომით და ITU-T-ს რეკომენდაციებით შეფასებულ იქნა კონკრეტული გცბოს-ის ხარისხობრივი მაჩვენებლები. კერძოდ, სინქრონული ციფრული იერარქიის (SDH) სისტემის STM-1 დონისათვის თვალის დიაგრამისა და თვალის დიაგრამის სტანდარტული ნიღბის (შაბლონის) ზედდებით.

8. შემოთავაზებულია გცბოს-ის მიმღების წინასწარი გამაძლიერებლის ტიპის არჩევის და სქემის კომპონენტების დადგენის პროცედურების სქემა. ჩატარებულია წინასწარი გამაძლიერებლის კომპონენტების ინჟინრული გათვლა სიგნალი/ხმაური (S/N) ფარდობის მნიშვნელობის შეფასებისათვის, რაც საშუალებას იძლევა თითოეული

კონკრეტული შემთხვევისათვის ავირჩიოთ ოპტიკური მიმღების წინასწარი
გამაძლიერებლის სქემა და კომპონენტები.

ლიტერატურა

1. Исследование и разработка методов повышения эффективности ВОСП с дисперсионным управлением. Автореферат диссертации для написания диплома, Специальность ВАК РФ: 05.12.13 — Системы, сети и устройства телекоммуникаций, 2006.
2. Широков Михаил Александрович. Исследование и разработка методов оценки предельной протяженности регенерационной секции ВОСП-СР: Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук: 05.12.13 / Широков Михаил Александрович; [Моск. техн. ун-т связи и информатики]. - Москва, 2008. - 123 с.: ил. РГБ ОД, 61:08-5/421.
3. Дашков Михаил Викторович. Моделирование и исследование волоконно-оптической линии передачи со спектральным уплотнением и рамановскими усилителями: Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук: 05.12.13.- Самара, 2006.- 238 с.: ил. РГБ ОД, 61 06-5/3632.
4. Ситнов Николай Юрьевич. Исследование методов ранней диагностики волоконно-оптических линий передачи, 2011.
5. Татаркина Ольга Александровна. Исследование пропускной способности солитонных волоконно-оптических систем передачи в зависимости от параметров линейного тракта: Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук: 05.12.13.- Новосибирск, 2006.- 191 с.: ил. РГБ ОД, 61 06-5/2146.
6. Слепцов Михаил Алексеевич. Разработка методов и средств рефлектометрии со спектральным разделением по длинам волн для волоконно-оптических систем. Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук. Москва, 2011.
7. Никульский Игорь Евгеньевич. Модели и методы построения широкополосных оптических сетей доступа. Автореферат диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук. Санкт-Петербург, 2011.
8. Трошин Александр Викторович. Разработка и исследование моделей регенерационных участков волоконно-оптической линии передачи с кабельными вставками: Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук: 05.12.13 Самара, 2006, 179 с. РГБ ОД, 61:06-5/3440.

9. Вознесенская Наталья Николаевна. Математическое моделирование распространения света в оптических микроструктурах: Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук: Санкт-Петербург, 2007.
10. Виноградова И. Л. Моделирование процессов в многоканальных волоконно-оптических сетях и их компонентах на основе алгебраических объектов матричного типа. Автореферат диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук. Уфа, 2009.
11. Зелютков Евгений Александрович. Влияние хроматической дисперсии при выборе оптимальной длины регенерационного участка на волоконно-оптической линии связи: Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук: 05.12.13 / Зелютков Евгений Александрович; [Место защиты: Моск. техн. ун-т связи и информатики].- Москва, 2009.- 157 с.: ил. РГБ ОД, 61 09-5/2073.
12. Чернов Владимир Осипович. Исследование влияния хроматической дисперсии и попутного потока на передачу цифровых сигналов по волоконно-оптическим линиям связи: Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук: 05.12.13 Москва, 2007, 128 с. РГБ ОД, 61:07-5/2481.
13. Андреев Роман Владимирович. Разработка метода увеличения широкополосности волоконно-оптических линий передачи на регенерационных участках с использованием компенсирующих волокон: Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук: 05.12.13 Самара, 2006, 237 с. РГБ ОД, 61:06-5/1664.
14. Хан Валерий Алексеевич. Формирование оптических каналов в телекоммуникационных и измерительно-информационных системах: Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук: 05.12.13 Новосибирск, 2006, 362 с. РГБ ОД, 71:07-5/475.
15. Попов Георгий Николаевич. Разработка и исследование способов и методов оптимизации цифровых линейных трактов: Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук: 05.12.13: Новосибирск, 2004, 251 с. РГБ ОД, 71:05-5/249.

16. Снайдер А. Лав Дж. Теория оптических волноводов. Пер. С англ.-М.Радио и связь, 1987. С.: ил.
17. Agraval G.P. Fiber optics communications systems. – 2nd ed. – John Wiley & Sons, N.Y., 1997.
18. Thyagarajan K., Ajoy Ghatak - Fiber optic essentials, A JOHN WILEY & SONS, INC., PUBLICATION, 2007.
19. Основы волоконно-оптической связи. Пер. с англ./Под ред. Е.М.Дианова. – М.: Сов. радио, 1980. – 232 с.: ил.
20. Гауэр Дж. Оптические системы связи. Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 504 с. ил.
21. Волоконно-оптическая техника: современное состояние и новые перспективы 3-е изд.,и доп..Сб. статей под ред. Дмириева С.А. и Слепова Н.Н. М.: Техносфера, 2010.-608 с. ISBN 978-5-94836-245-8.
22. Слепов Н.Н. Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи. – 2-е изд. испр. – М.: Радио и связь, 2003. – 468с.
23. Фриман Р. Волоконно-оптические системы связи. – 2-е доп. изд. / Под ред. Н.Н. Слепова. – М.: Техносфера, 2006. – 496с.
24. Убайдуллаев Р.Р. Волоконно-оптические сети М.: Эко-Трендз, 2001г. 267с.
25. Наний О.Е. Основы цифровых волоконно-опических систем связи. Lightwave RussianEdition, № 1, 2003, с. 48–52.
26. Козане А., Флерес Ж., Мэтр Г. и др. Оптика и связь. Оптическая передача и обработка информации. Пер. с франц. – М.: Мир, 1984, -504 с.
27. Мурадян А.Г., Гинзбург С.А. Системы передачи информации по оптическому кабелю. – М.: Связь, 1980, 160 с.: ил.
28. Гроднев И.И., Мурадян А.Г., Шарафутдинов Р.М., Алексеев Е.Б., Александровский М.И., Сванидзе Р.Г., Ксенофонтов С.Н., Хабибулин В.М. Волоконно-оптические системы передачи и кабели. Справочник. – М.: Радио и связь, 1993. – 264 с.: ил.
29. Сванидзе Р.Г. Линейные сигналы волоконно-оптических систем передачи. Издательство «Технический университет», Тбилиси, триаси, 2005, 392 стр. с илл. (монография).

30. Поляк Л.М., Сванидзе Р.Г. Интегральная оценка энергетических характеристик многоуровневых сигналов // Электросвязь, № 5, 2002, с. 37-39.
31. Polyak L.M., Svanidze R.G. Determination of the energetic spectrum of a linear code with mBiC insertions for any value OFM // Georgian Engineering News (GEN), № 2, 2002, pp. 38-41.
32. Поляк Л.М., Сванидзе Р.Г., Определение энергетических спектров многоуровневых сигналов с помощью обратных матриц. // Электросвязь, №10, 2001, с. 24-25.
33. Сванидзе Р.Г., Местиашвили К.В., Нозадзе Г.Д. Расчет энергетических спектров некоторых линейных кодов волоконно-оптических систем передачи // Электросвязь, № 11, 1992, с. 12-14.34.
34. Тсанг У. Техника оптической связи. Фотоприемники. Пер. С англ./под ред. М. А. Трищенко. М. 1988.-526 стр., ил.
35. Алишев Я. В., Урядов В. Н. Перспективные информационные технологии в волоконно-оптических сетях телекоммуникаций. Мн.,2003.
36. McIntyre R. I. IEEE Trans. Electron Devices. ED-13, 164 (1966).
37. Иванов А. Б. Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения.- М.: Компания САЙРУС СИСТЕМС, 1999, стр. 671. илл.
38. Svanidze R., Mestiashvili K. On the problem of computation of energy spectra of some linear codes of digital optical fibre systems of transmission. //Bulletin of the Georgian Academy of Science, №3, 2001, p.163.
39. Поляк Л.М. Вероятностный анализ многоуровневых сигналов. - М., Связь, 1980, 148 с.
40. Местиашвили К., Сванидзе Р., Джохадзе И. Эффективный метод вычисления энергетического спектра линейных сигналов. Межд. научн. конф. „Информационные технологии в управлении”, ИТС’07, Тбилиси, 2007, Т.II, с. 387-389.
41. Хорн Р., Джонсон Ч. Матричный анализ. - Москва, Мир, 1989, 665 с.
42. Сванидзе Р.Г., Местиашвили К.В., Нозадзе Г.Д. Расчёт энергетического спектра линейного кода VI-L класса линейных кодов 1B2B волоконно-оптических систем передачи./Труды ГТУ, №2(385), 1992, с. 71-75.

43. Коршунов В.Н. Пропускная способность оптического кабеля. Наука и техника. №1(314), 2009.32-35 с.
44. Волоконно-оптическая техника: современное состояние и новые перспективы. 3-е изд., перераб. и доп. /Сб. Статей под ред. Дмитриева С.А. и Слепова Н.Н. М.: Техносфера, 2010.-608 с.
45. Урядов В.Н, Стункус Ю.Б. Сравнение эффективности использования волнового оптического и временного уплотнения каналов в волоконно-оптических системах. Доклады БГУИР, 2006. с.48-54.
46. Урядов В.Н, Стункус Ю.Б. Оценка границ целесообразности использования волнового и временного разделения каналов в оптических системах передачи Весці БДПУ, 2006, №4, серія 3, с.5-7.
47. Слепов Н.Н. Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связию м.-Радио и связь,2000.-468с.:ил.
48. ჩხაიძე მ., სვანიძე რ. რეგენერაციული უბნის (რუ) სიგრძის ოპტიმიზაცია გადაცემის ციფრულ ბოჭკოვან-ოპტიკურ სისტემებში (გცბოს). აკადემიკოს ი.ფრანგიშვილის დაბადების 80 წლისთავისადმი მიძღვნილი საერთაშორისო სამეცნიერო კონფერენცია. „საინფორმაციო და კომპიუტერული ტექნოლოგიები, მოდელირება, მართვა.“ შრომები, თბილისი, 2011, გვ. 15-17.
49. ჩხაიძე მ., სვანიძე რ., მესტიაშვილი კ. ძირითადი მახასიათებლების ფორმალიზაცია გადაცემის ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემების (გბოს) მოდელირების დროს. თბილისის დავით აღმაშენებლის სახელობის უნივერსიტეტი. პროფესორ-მასწავლებელთა და სტუდენტთა XVII სამეცნიერო კონფერენცია. თბილისი, მაისი, 2010 წელი.
50. Местиашвили К.В., Чхаидзе М.Т., Сванидзе Р.Г., Об автоматизации вычислений энергетических спектров линейных сигналов в цифровых волоконно-оптических системах передачи. Georgian Engineering News, №4, 2009.
51. Крылов А. Н. Изв. АН СССР(4), 7, 491(1931).
52. Беллман Р. – Введение в теорию матриц, изд. „Наука“, Москва, 1976, 351 стр.

53. მესტიაშვილი კ. - წრფივი დაპროგრამების ამოცანების ამოხსნის ახალი მეთოდის შესახებ, თსუ, სიღნაღის ფილიალის შრომები, 1999 წ., 74-76 გვ.
54. Ho Keang-Po, Kahn Joseph M.. Spectrum of Externally Modulated Optical Signals. Journal of lightwave technology, vol. 22, No. 2, February 2004.
55. Yoshikai N., Nishi S., Yamada J. Line code and terminal configuration for very large-capacity optical transmission system. IEEE Journal on selected areas in communications, vol. sac-4, No.9, December 1986.
56. Kawanishi Satoki, Yoshikai Noriaki, Yamada Jun-Ichi, Nakagawa Kiyoshi. DmB1M code and its performance in a very high-speed optical transmission system. IEEE Trans. Commun. 1988. – 36. No. 8, p. 951-956.
57. Radev P., Stoyanov G. New 1B2B line code for digital fibre optic transmission systems. Electr. Letters, 1984. No. 8, p. 355-356.
58. Бухинник А.Ю., Кушнир В.Ф. К выбору линейных кодов для цифровых волоконно-оптических линий связи // Электросвязь, № 4, 1984, с. 22-25.
59. Frazer, Duncan and Collar. op.cit., p. 141-142.
60. Гантмахер Г.Н. - Теория матриц, М., "Наука", 1967, 575 стр.
61. Harold Wayland. Expansion of determinantal equations into polynomial form. Quarterly of Applied Mathematics, vol. 2, №4, Jan 1945, p.p 277-306.
62. Мestiaшвили К.В., Чхаидзе М.Т., Сванидзе Р.Г., Бирман Ф.М. К оптимизации вычислений энергетических спектров линейных сигналов в цифровых волоконно- оптических системах передачи. Georgian Engineering News, №3, 2011. с. 72-75.
63. ჩხაიძე მ. გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური TDM და WDM ტექნოლოგიების შედარებითი ანალიზი. საერთაშორისო სამეცნიერო ჟურნალი „ინტელექტუალი“, №16, თბილისი, 2011, გვ. 129-137.
64. ჩხაიძე მ. დროითი (TDM) და ტალღური (WDM) მულტიპლექსირების სისტემების შედარება ენერგეტიკული პოტენციალის მიხედვით. საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი. მართვის ავტომატიზებული სისტემები. შრომები, №1(10), თბილისი, 2011, გვ. 286-289.
65. Laude Jean-Pierre, Liddane Kevin, Slatter Steve. High-Density WDMs Provide More Bandwidth for Telecommunications. In “The Photonics Design and

- Applications Handbook”. 44 Intern. Ed., Laurin Publishing Co. Inc., 1998.- p. H-222-224.
66. Huang Ding-wei, Chiu Tsung-hsuan, Lai Yinchich. Arrayed waveguide grating DWDM interleaver.-OFC-2001, Anaheim, Paper WDD80-1.
 67. Hibino Yoshinori. High contrast waveguide devices.- OFC-2001, Anaheim, Paper WB1-1.
 68. Oguma M.. Flat-top and low-loss WDM filter composed of lattice-form interleave filter and arrayed-waveguide gratings on one chip.- OFC-2001, Anaheim, Paper WB3-1.
 69. Hida Y. et al. 400-channel 25-GHz spacing arrayed-waveguide grating covering a full range of C- and L-bands.- OFC-2001, Anaheim, Paper WB2-1.
 70. Технологии связи TDM vs WDM, www.teralink.ru. უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 20.12.2012.
 71. Fan Jun. Signal Integrity Design and Jitter. Fundamentals of Signal Integrity EMCS2010, July, 2010. Missouri S&T EMC Laboratory ECE Department Missouri University of Science and Technology. <http://www.ums.edu.dz/vf/images/emc/PDFs/Papers/Workshops/061151.pdf>. უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 20.12.2012.
 72. ECEN689: Special Topics in High-Speed Links Circuits and Systems. Spring 2010. Jitter Lecture 23: Jitter. Sam Palermo Analog & Mixed-Signal Center Texas A&M University. http://www.ece.tamu.edu/~spalermo/ecen689/lecture19_ee689_fwd_clk_deskew.pdf. უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 20.12.2012.
 73. Miller Martin Ph.D., Quantifying Crosstalk Induced Jitter in Multi-lane Serial Data Systems. DesignCon 2009. LeCroy Corporation. Schnecker Michael, LeCroy Corporation. 5,8. http://cdn.teledynelecroy.com/files/whitepapers/designcon2009_lecroy_quantifying_crosstalk_jitter.pdf. უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 20.12.2012.
 74. Cruz Luís. Automatic Characterization of Differential High-Speed Digital Interfaces. Faculdade De Engenharia Da Universidade Do Porto. Master in Electrical and Computer Engineering Supervisor: José Carlos Alves (Prof.) June, 2011. http://paginas.fe.up.pt/~ee10005/docs/mieec_luis_cruz_ee10005_final.pdf. უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 20.12.2012.

75. ECEN689: Special Topics in High-Speed Links Circuits and Systems. Spring 2011. Lecture 15: Jitter. Sam Palermo Analog & Mixed-Signal Center Texas A&M University. 8-11, 13, 18,19. http://www.ece.tamu.edu/~spalermo/ecen689/lecture1_ee689_intro.pdf. უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 20.12.2012.
76. Jitter Analysis Methods for the Design and Test of High-Speed Serial Links Distribution Tail Fitting Based on Gaussian Quantile Normalization Dipl.-Ing. Stefan Erb Submitted as thesis to attain the academic degree “Dr. techn.” at the Graz University of Technology Design of Embedded CM. Graz, May 2011. https://online.tugraz.at/tug_online/voe_main2.getVollText?pDocumentNr=190201&pCurrPk=58171. უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 20.12.2012.
77. Signal Integrity Issues in High-Speed Wireline Links: Analysis and Integrated System Solutions. Thesis by. Behnam Analui. In Partial Fulfillment of the Requirements. for the Degree of. Doctor of Philosophy. California Institute of Technology. Pasadena, California. 2005. (Defended July 25, 2005). 57,105,-17, 21,30. http://thesis.library.caltech.edu/3062/1/Final_Thesis.pdf. უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 20.12.2012.
78. Understanding Jitter Measurement for Serial Digital Video Signals. A Tektronix Video Primer. Jitter Measurement for Serial Digital Video Signals. http://www.broadcastpapers.com/whitepapers/Understanding%20Jitter%20Measurements%20BW-189060_CPC06.pdf?CFID=24212877&CFTOKEN=84c405a3b74e08f3-7D8BBEC5-E570-084D-DD2B01C4C44D6BD7. უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 20.12.2012.
79. Jitter in Digital Communication Systems, Part 2. MAXIM High-Frequency/Fiber Communications Group. Application Note: HFAN-4.0.4. Rev 0; 03/02. http://www.ece.ucsb.edu/~long/ece594a/Maxim_6hfan404.pdf. უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 20.12.2012.
80. Overview of clock jitter measurement. <http://www.sitime.com/support2/documents/AN10007-Jitter-and-measurement.pdf>. უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 20.12.2012.
81. Jitter Analysis: The dual-Dirac Model, RJ/DJ, and Q-Scale White Paper. 31-December-2004. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-3206EN.pdf>. უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 20.12.2012.

82. The Meaning of Total Jitter Ransom Stephens, Ph.D. Jitter 360° Knowledge Series Part 1: The Meaning of Total Jitter. http://www.ransomsnotes.com/index_html_files/RansomStephensJitter360Pt1TheMeaningOfTotalJitter.pdf. უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 22.12.2012.
83. R2012a Documentation → Communications System Toolbox View documentation for other releases. <http://www.mathworks.com/help/comm/release-notes.html>. უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 22.12.2012.
84. Eye diagram analysis. – The MathWorks, Inc. – <http://www.mathworks.com/help/comm/ref/commscope.eyediagram.html> & <http://www.mathworks.com/help/comm/ug/eye-diagram-analysis.html>. უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 22.12.2012.
85. Eye Diagram Analyzer. – Yellow Fourier Technologies. – <http://yellowfourier.com/eyedia.html>. უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 22.12.2012.
86. Ткалич О. П., канд. техн. наук, Дятлов А. А., Мамаев Р. А., Нечай Д. Ю. Применение глазковых диаграмм для исследования цифровых сигналов. ISSN 1990-5548 Электроника та системи управління. 2009. №2(20) УДК 621.39(045).
87. Бакланов И. Г. Методы измерений в системах связи. – М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 1999. –195 с.
88. Измерение джиттера в цифровых системах. <http://www.unitest.com/theory/jitter-pr.html>. უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 22.12.2012.
89. Кац Боб. Все, что вы хотели знать о джиттере, но боялись спросить. <http://greatkorzhik.tripod.com/jitteressay.htm>. უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 22.12.2012.
90. Данн Джулиан, Audio Precision, Inc Джиттер. Теория. Часть 1, <http://www.ixbt.com/proaudio/jitter-theory-part1.shtml>, Джиттер. Теория. Часть 2, <http://www.ixbt.com/proaudio/jitter-theory-part2.shtml>, Джиттер. Теория. Часть 3, <http://www.ixbt.com/proaudio/jitter-theory-part3.shtml>. უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 22.12.2012.
91. Li Mike Peng. Jitter, Noise, and Signal Integrity at High-Speed: A Tutorial. December 2007. EE Times-India. <http://www.eetindia.co.in/STATIC/PDF/>

[200712/EEIOL_2007DEC17_RFD_SIG_TA_02.pdf?SOURCES=DOWNLOAD.](http://www.t11.org/ftp/t11/pub/fc/msqs/09-263v1.pdf)

უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 22.12.2012.

92. Application Note 1916. An Introduction to Jitter in Communications Systems. Mar 06, 2003. [http://www.maxim-ic.com/app-notes/index.mvp/id/1916.](http://www.maxim-ic.com/app-notes/index.mvp/id/1916)
უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 22.12.2012.
93. Бурдин А. В. Методы и средства измерений в телекоммуникационных системах: Курс лекций - [http://window.edu.ru/resource/446/55446.](http://window.edu.ru/resource/446/55446)
უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 22.12.2012.
94. Красносельский И. Н. Анализ глазковых диаграмм и выбор формы импульсов для цифровой передачи сигналов // Электросвязь, 1997, №6.
95. ITU-T Recommendation G.823 (03/2000). The control of jitter and wander within digital networks which are based on the 2048 kbit/shierarchy.
96. ITU-T Recommendation G.825: Digital Networks: The Control of Jitter and Wander Within Digital Networks which are Based on the Synchronous Digital Hierarchy (SDH).
97. ITU-T Recommendation G.783. Characteristics of synchronous digital hierarchy (SDH) equipment functional blocks.
98. Джиттер. Основные понятия. [http://www.skomplekt.com/tools/377747.html.](http://www.skomplekt.com/tools/377747.html)
უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 22.12.2012.
99. ჩხაიძე მ.თ., სვანიძე რ.გ., ჯიტერი, მისი გაზომვისა და შეფასების ასპექტები. Georgian Engineering News, №2, 2012.
100. ჩხაიძე მ.თ., სვანიძე რ.გ., ჯიტერის შეფასების მეთოდოლოგია Georgian Engineering News, №2, 2012.
101. Fibre Channel Methodologies for Signal Quality Specification – MSQS. [http://www.t11.org/ftp/t11/pub/fc/msqs/09-263v1.pdf.](http://www.t11.org/ftp/t11/pub/fc/msqs/09-263v1.pdf) უკანასკნელად იქნა გადამოწმებული - 22.12.2012.
102. Исследование параметров волоконно-оптической линии передачи. Рекомендовано УМО по образованию в области телекоммуникаций в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальности 071700 – Физика и техника оптической связи, 200900 – Сети связи и системы коммутации, 201000 – Многоканальные телекоммуникационные системы. Составили: к.т.н., доц.

- Бурдин А.В, д.т.н., проф. Бурдин В.А. к.т.н., доц. Воронков А.В. к.т.н., доц. Шишова Н.А. Самара – 2004, 65 стр. с илл.
103. წხაიძე მ.თ., სვანიძე რ.გ., ჯიჭერის შეფასება თვალის დიაგრამის ანიმაციური მოდელით. Georgian Engineering News, №3, 2012.
 104. Шевцов Э.А., Белкин М.Е. Фотоприемные устройства волоконно-оптических систем передачи. – М.: Радио и связь, 1992.
 105. Хмельёв К. Ф. Основы SDH: Монография. - К.: ИВЦ «Видавництво "Політехніка"», 2003.-584 с.:
 106. ITU-T Recommendation G.957 (03/2006). Optical interfaces for equipments and systems relating to the synchronous digital hierarchy (SDH).
 107. წხაიძე მ.თ., სვანიძე რ.გ., გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემების (გცბოს) ოპტიკური მიმღების წინასწარი გამაძლიერებლის ოპტიმიზაცია. Georgian Engineering News, №3, 2012.
 108. Personick S.D. Receiver design for digital fiber optical communication systems, I and II. Bell System Tech. Intl. 52(6), 843-86 (July/August 1973).
 109. Smith R.G., Hopper R.C., Smyth P.P., Wake D., Electron. T., 18,453 (1982).
 110. წხაიძე მ. გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან-ოპტიკური TDM და WDM ტექნოლოგიების შედარებითი ანალიზი. საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი. სტუდენტთა 79-ე ღია საერთაშორისო სამეცნიერო კონფერენცია. თეზისების კრებული, თბილისი, 2011, გვ.34.

გამოყენებული შემოკლებები

აბრევიატურა ქართული/ ინგლისური	ინგლისური	ქართული
გცბოს		გადაცემის ციფრული ბოჭკოვან- ოპტიკური სისტემა
გბოს		გადაცემის ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემა
ობ		ოპტიკური ბოჭკო
ოკ		ოპტიკური კაბელი
გომ		გადამცემი ოპტიკური მოდული
მომ		მიმღები ოპტიკური მოდული
სს		სახაზო სიგნალი
რუ		რეგენერაციული უბანი
ეოგ		ელექტრონულ-ოპტიკური გარდამქმნელი
ოეგ		ოპტო-ელექტრონული გარდამქმნელი
ნლ		ნახევარგამტარული ლაზერი
გმ		გადამწყვეტი მოწყობილობა
ეგზ		ერთი გვერდითი ზოლი
ფშმ		ფსევდომომთხვევითი მიმდევრობა
სქს		სატაქტო ქსელური სინქრონიზაცია
სფაა		სინშირის ფაზური ავტო აწყობა
შდ		შუქდიოდი
ლდ		ლაზერული დიოდი
იკმ		იმპულსურ-კოდური მოდულაცია
ასმ		ამპლიტუდურ-სინშირული მახასიათებელი
ოგ OA	Optical Amplifier	ოპტიკური გამამდიერებელი
ზფდ APD	Avalanche photodiode	ზვავისებური ფოტოდიოდი
TDM	Time Division Multiplexing	დროითი მულტიპლექსირების მეთოდი
WDM	Wavelength Division Multiplexing	ტალღური მულტიპლექსირება (დაყოფა, შემჭიდროვება, დამკვირვება ტალღების სიგრძის მიხედვით)
CWDM	Coarse Wavelength Division Multiplexing	მეჩხერი (უხეში, გაფართოებული) ტალღური მულტიპლექსირება არხებისათვის გამჭვირვალობის სხვადასხვა ფანჯრებში, არხებს შორის არაუმცირეს 20 ნმ ინტერვალით
DWDM	Dense WDM	მჭიდრო ტალღური მულტიპლექსირება
HDWDM	High Dense WDM	მაღალი სიმკვრივის ტალღური მულტიპლექსირება
EWDM	Enhanced Wave Division Multiplexing Optical	მულტიპლექსირების კომბინირებული სისტემა, როდესაც სხვადასხვა დიაპაზონებში ერთდროულად გამოიყენება ტალღური მულტიპლექსირების CWDM და

		DWDM სისტემები
FDMA	Frequency Division Multiple-Access	სიხშირებით მრავალჯერადი შეღწევა
MSPP	Multiservice Provisioning Platform	მულტისერვისული უზრუნველყოფის პლატფორმა
OADM	Optical Add Drop Multiplexer	შეყვანა-გამოყვანის მულტიპლექსორი
CPA	Chirped Pulse Amplification	ჩირპირებული იმპულსების გაძლიერება
ITU-T	International Telecommunications Union	ტელეკომუნიკაციის საერთაშორისო გაერთიანება (ორგანიზაცია)
DAMA	Demand Assignment Multiple Access	არხების უზრუნველყოფა მრავალჯერადი (მრავალსადგუროვანი) შეღწევა/მოთხოვნის მიხედვით
ATM	Asynchronous Transfer Mode	ასინქრონული გადაცემის რეჟიმი
SDH	Synchronous Digital Hierarchy	სინქრონული ციფრული იერარქია
PDH	Plesiochronous Digital Hierarchy	პლესიოქრონული ციფრული იერარქია
FEC	Forward Error Correction	შეცდომების წინსწრების კორექცია
IP	Internet Protocol	ინტერნეტ პროტოკოლი
SONET	Synchronous Optical Network	სინქრონული ოპტიკური ქსელი
MPLS	Multiprotocol Label Switching	მულტიპროტოკოლის იარლიყის გადართვა
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier	ერბიუმის ბოჭკოს გამაძლიერებელი
DSF	Dispersion Shifted Fiber	ბოჭკო წანაცვლებული დისპერსიით
FWM	Four-Wave Mixing	ოთხტალღოვანი წანაცვლება
NDSF	Non Dispersion Shifted Fiber	ბოჭკო ნულოვანი წანაცვლებული დისპერსიით
OSNR	Optical Signal Noise Ratio	ოპტიკური სიგნალ/ხმაურის ფარდობა
OTDM	Optical Time Division Multiplexing	ოპტიკური დროითი მულტიპლექსირება
DPSK	Differential Phase-Shift Keying	დიფერენციალური ფაზური მოდულაცია
ASK	Amplitude-Shift Keying	ამპლიტუდური მოდულაცია
PSK	Phase-Shift Keying	ფაზური მოდულაცია
FSK	Frequency-Shift Keying	სიხშირული მოდულაცია
SRS	Stimulated Raman Scattering	იძულებითი კომბინაციური ფანტვა (გაბნევა)
SBS	Stimulated Brillouin Scattering	მანდელშტამ-ბრილუენის იძულებითი ფანტვა (გაბნევა)
PDF	Probability Density Function	ალბათობის განაწილების სიმკვრივის ფუნქცია
პმდ PMD	Polarization Mode Dispersion	პოლარიზაციის მოდური დისპერსია
სმდ ISI	Inter-Symbol Interference	სიმბოლოთშორისი დამახინჯება
BER	Bit Error Rate	ბიტურ შეცდომათა კოეფიციენტი
TIE	Time Interval Error	დროითი ინტერვალის შეცდომა
MTIE	Maximum Time Interval Error	დროითი ინტერვალის მაქსიმალური შეცდომა
S/N	Signal/Noise	სიგნალი/ხმაური ფარდობა

UI	Unit Interval	ერთეულოვანი ინტერვალი
DJ	Deterministic Jitter	დეტერმინირებული ჯიტერი
DDJ	Data-Dependent Jitter	მონაცემებზე დამოკიდებული ჯიტერი
DCD	Duty-Cycle Distortion	გადაცემის (მუშა ციკლის) დამახინჯება
PJ	Periodic Jitter	პერიოდული ჯიტერი
SJ	Sinusoidal Jitter	სინუსოიდალური ჯიტერი
BUJ	Bounded Uncorrelated Jitter	შეზღუდული არაკორელირებული ჯიტერი
RJ	Random Jitter	შემთხვევითი ჯიტერი
RMS	Root Mean Square	საშუალო კვადრატული გადახრა
TDEV	Time Deviation	დროის დევიაცია
	Bathtub Curve	U-ს მაგვარი მრუდი
FC/PC	Fiber-Optic Connector, Physical Contact	ოპტიკურ-ბოჭკოვანი კონექტორები (რაზიომული შეერთების ტიპები)
OC	Optical Carrier	ოპტიკური გადამზიდი (გადამტანი)
STM	Synchronous Transport Module	სინქრონული სატრანსპორტო მოდული
ANSI	American National Standards Institute	სტანდარტების ამერიკული ნაციონალური ინსტიტუტი
ISO	International Standards Organization	სტანდარტიზაციის საერთაშორისო ორგანიზაცია
ETSI	European Telecommunications Standards Institute	სატელეკომუნიკაციო სტანდარტების ევროპული ინსტიტუტი
ETHERNET		ეზერნეტი (მონაცემების გადაცემის პაკეტური ტექნოლოგია)
InfiniBand		გადართვის არქიტექტურა სერვერებისთვის, დამმასხოვრებელი მოწყობილობებისთვის და კამუნიკაციის სისტემებისთვის
PCI	Peripheral Component Interconnect	პერიფერიული კომპონენტების ურთიერთკავშირი
STM-N	Synchronous Transport Module	სინქრონული სატრანსპორტო მოდული

დანართი 1.

დ1.1. დამატებითი მიღევები ობ-ის შეერთებისას (ნახ.დ1.1-ნახ.დ1.8).

დ1.2. მიმღები ოპტიკური მოდულის მგრძნობიარობის (P,დბს) დამოკიდებულება ზვავისებური ფოტოდიოდის (ზფდ) გამრავლების კოეფიციენტზე, გადაცემის სხვადასხვა სიჩქარის დროს (ნახ.დ1.9-ნახ.დ1.14).

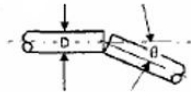
დ1.3. მიმღები ოპტიკური მოდულის მგრძნობიარობის (P,დბს) დამოკიდებულება ტალღის სიგრძეზე, შეცდომათა ალბათობის სხვადასხვა მნიშვნელობის დროს (ნახ.დ1.15, ნახ.დ1.16).

დ1.4. მიმღები ოპტიკური მოდულის მგრძნობიარობის (P,დბს) დამოკიდებულება გადაცემის სიჩქარეზე, ზვავისებური ფოტოდიოდის (ზფდ) მქონე ფოტოდეტექტორებისათვის (ნახ.დ1.17-ნახ.დ1.19).

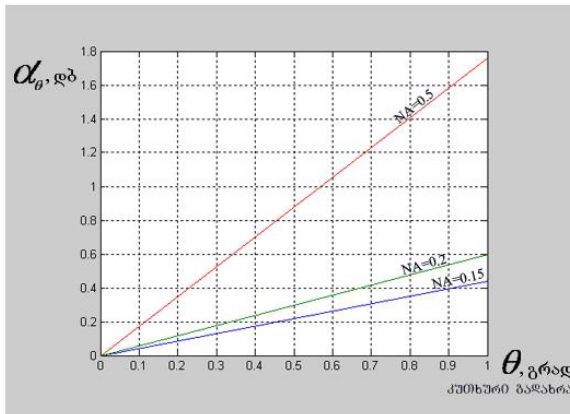
```

Q=0.1;
NA=0.15; aQ1=-10*log10(1-2*Q/pi*asin(NA));
NA=0.2; aQ2=-10*log10(1-2*Q/pi*asin(NA));
NA=0.5; aQ3=-10*log10(1-2*Q/pi*asin(NA));
plot(Q,aQ1,Q,aQ2,Q,aQ3);
grid on

```



$$a_s = -10 \lg \left(1 - \frac{2}{\pi} \frac{\theta}{\arcsin NA} \right) \text{ [დბ]}$$

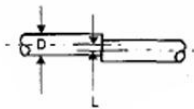


ნახ. დ1.1. დანაკარგები (მილევა) შეპირისპირებულ ობ-ის ერთმანეთთან კუთხური გადახრის გამო, ობ-ს სხვადასხვა აპერტურის დროს

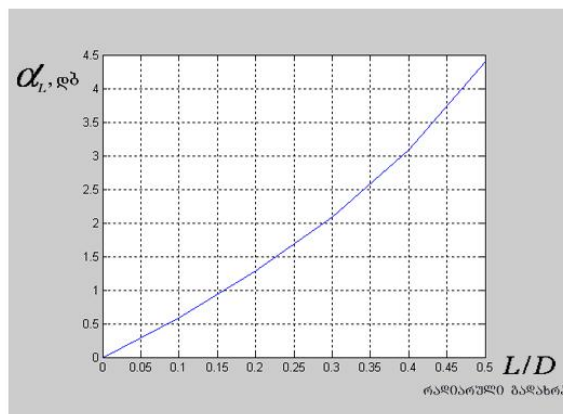
```

LD=0.0.1:0.5;
aL=-10*log10(1-4*L/pi);
plot(LD,aL);
grid on

```



$$a_L = -10 \lg \left(1 - \frac{4}{\pi} \frac{L}{D} \right) \text{ [დბ]}$$

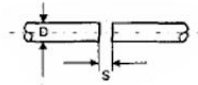


ნახ. დ1.2. დანაკარგები (მილევა) შეპირისპირებულ ობ-ის ღერძის რადიალური გადახრის გამო

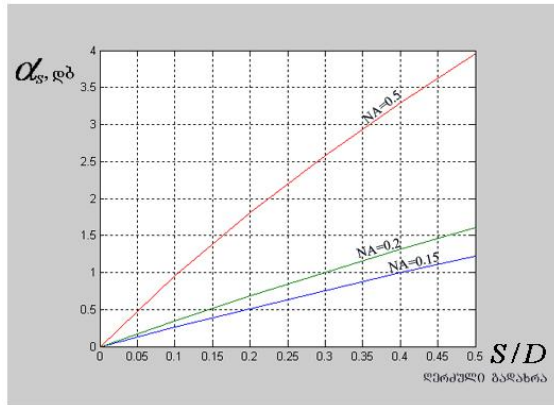
```

n0=1;
SD=0:0.1:0.5;
NA=0.15; t=asin(NA/n0); aS1=20*log10(1+2*SD*((NA/n0)/sqrt(1-(NA/n0)^2)));
NA=0.2; t=asin(NA/n0); aS2=20*log10(1+2*SD*((NA/n0)/sqrt(1-(NA/n0)^2)));
NA=0.5; t=asin(NA/n0); aS3=20*log10(1+2*SD*((NA/n0)/sqrt(1-(NA/n0)^2)));
plot(SD,aS1,SD,aS2,SD,aS3)
grid on

```



$$a_s = -10 \lg \left[\frac{1}{1 + 2(S/D) \operatorname{tg}[\arcsin(NA/n_0)]} \right]^2 \quad [\text{დბ}]$$

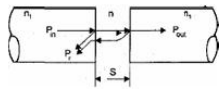


ნახ. დ1.3. დანაკარგები (მილევა) შეპირისპირებულ ობ-ის ტორსებს შორის არსებული ღრეჩოს გამო, ობ-ს სხვადასხვა აპერტურის დროს

```

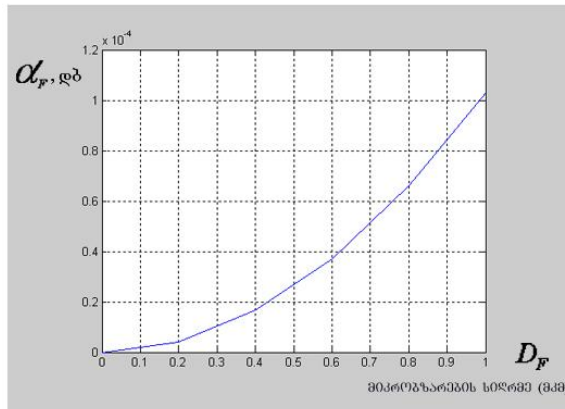
tau=0;
t=0:0.2:1;
n1=1.447+0.01*t;
n2=1.447+0.01*tau;
aF1=-10*log10((2*n1*n2)/(n1^2+n2^2))
plot(t,aF1)
grid on

```



$$D_F = \frac{4n_1^2 n^2}{4n_1^2 n^2 + (n_1^2 - n^2)^2 \sin^2(2\pi n S / \lambda)}$$

$$a_F = -10 \lg D_F = -10 \lg (2n_1 n_2 / (n_1^2 + n_2^2)) \quad [\text{დბ}]$$

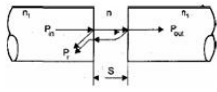


ნახ. დ1.4. დანაკარგები (მილევა) შეპირისპირებულ ობ-ის ტორსებზე მიკროზარების გამო

```

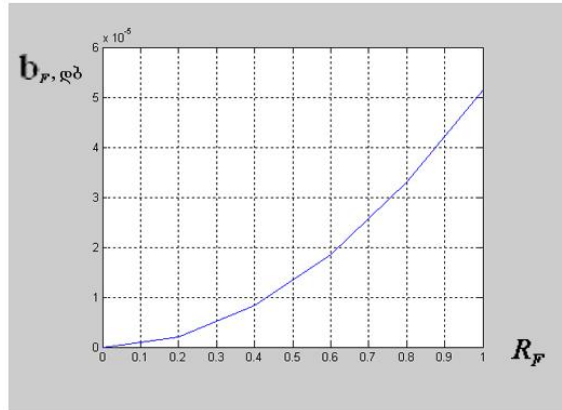
tau=0;
t=0:0.2:1;
n1=1.447+0.01*t;
n2=1.447+0.01*t*tau;
aF1=10*log10((n1+n2).^2/(4*n1*n2));
plot(t,aF1)
grid on

```



$$R_F = \frac{(n_1^2 - n_2^2)^2 \sin^2(2\pi n S / \lambda)}{4n_1^2 n_2^2 + (n_1^2 - n_2^2)^2 \sin^2(2\pi n S / \lambda)}$$

$$b_F = -10 \lg(R_F) = -10 \lg((n_1 - n_2)^2 / (n_1 + n_2)^2) \quad [\text{დბ}]$$

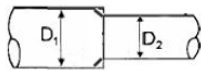


ნახ. დ1.5. დანაკარგები (მილევა) შეპირისპირებულ ობ-ის ტორსებზე ფრენელის არეკვლის გამო

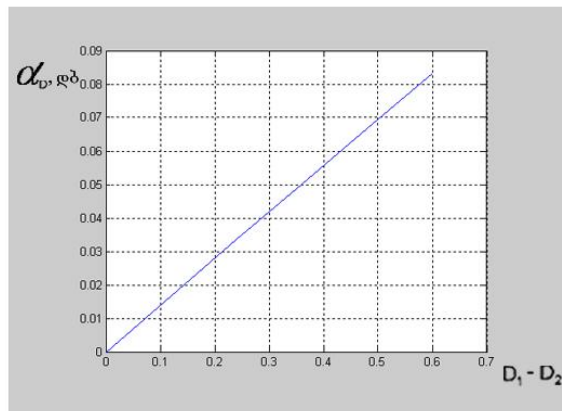
```

tau=0;
t=0:0.2:1;
D1=62.2+t*0.6;
D2=62.2+t*tau*0.6;
D=D1-D2;
AD=20*log10(D1/D2);
plot(D,AD)
grid on

```



$$a_n = -10 \lg\left(\frac{D_2}{D_1}\right) \quad [\text{დბ}] \quad D_1 > D_2$$

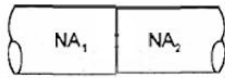


ნახ. დ1.6. დანაკარგები (მილევა) შეპირისპირებულ ობ-ის დიამეტრების სხვადასხვა მნიშვნელობის გამო (გადახრა სტანდარტიდან)

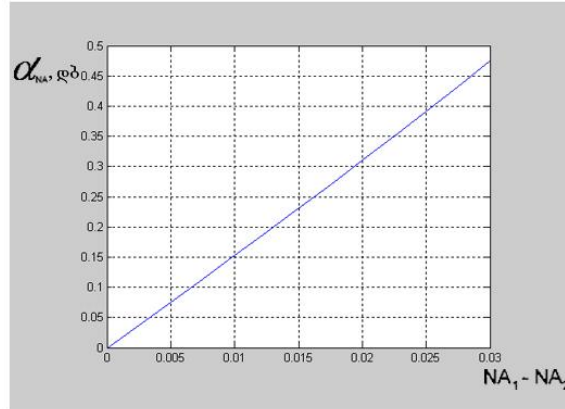
```

NA1=0.290;
NA2=0.260:0.0025:0.290;
N=NA1-NA2;
NA=-10*log10(NA2/NA1)
plot(N,NA)
grid on

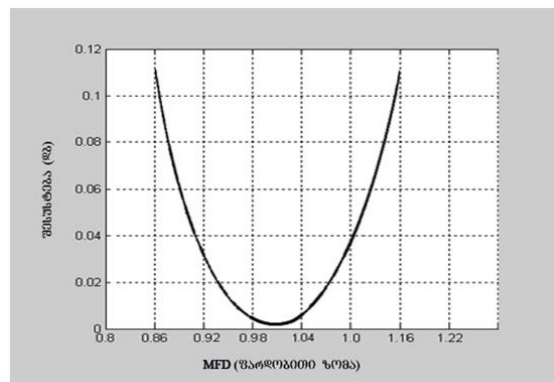
```



$$a_{NA} = -10 \lg \left(\frac{NA_2}{NA_1} \right) \text{ [დბ]} \quad NA_1 > NA_2$$



ნახ. დ1.7. დანაკარგები (მილევა) შეპირისპირებულ ობ-ის აპერტურათა სხვადასხვა მნიშვნელობის გამო

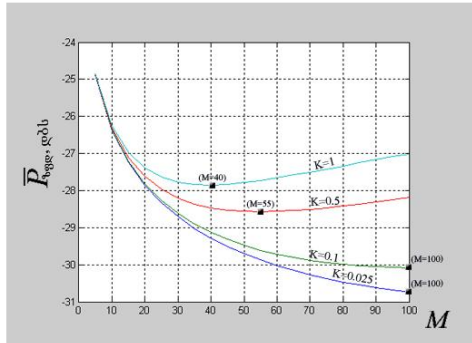


ნახ. დ1.8. ერთმოდინი ბოჭკოს შეერთების მახასიათებელი დანაკარგები, რომელიც გამოწვეულია მოდების ველის დიამეტრების არდამთხვევით

$B=10 \cdot 10^{-9}$;
 $k=1.38 \cdot 10^{-23}$;
 $KK=20$;
 $T=273.15$;
 $C=10^{-12}$;
 $F=1.5$;
 $\ln 2=0.55$;
 $\ln 3=0.085$;
 $\eta=0.8$;
 $S=35 \cdot 10^{-3}$;
 $e=1.6 \cdot 10^{-19}$;
 $h=6.624 \cdot 10^{-34}$;
 $c=2.998 \cdot 10^8$;
 $Q=6$;
 $\lambda=1.3$;
 $\text{Alambda}=10^6 \cdot ((Q \cdot h \cdot c) \cdot (e \cdot \lambda))$;
 $\text{ipin}=4 \cdot k \cdot T \cdot (2 \cdot \pi \cdot C) \cdot B^2 \cdot ((\ln 2 / 2 \cdot KK) + (\ln 3 \cdot (2 \cdot \pi \cdot C) \cdot F \cdot B / S))$;
 $\ln 1=0.5$;
 $M=5; 100$;
 $K=0.025; F1=M \cdot (1 - (1 - K) \cdot (M - 1) / M)^2$; $\text{pzfd1}=5 \cdot \log_{10}(\text{Alambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}} / M + e \cdot Q \cdot F1 \cdot \ln 1 \cdot B))$;
 $K=0.1; F2=M \cdot (1 - (1 - K) \cdot (M - 1) / M)^2$; $\text{pzfd2}=5 \cdot \log_{10}(\text{Alambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}} / M + e \cdot Q \cdot F2 \cdot \ln 1 \cdot B))$;
 $K=0.5; F3=M \cdot (1 - (1 - K) \cdot (M - 1) / M)^2$; $\text{pzfd3}=5 \cdot \log_{10}(\text{Alambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}} / M + e \cdot Q \cdot F3 \cdot \ln 1 \cdot B))$;
 $K=1; F4=M \cdot (1 - (1 - K) \cdot (M - 1) / M)^2$; $\text{pzfd4}=5 \cdot \log_{10}(\text{Alambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}} / M + e \cdot Q \cdot F4 \cdot \ln 1 \cdot B))$;
 $\text{plot}(M, \text{pzfd1}, M, \text{pzfd2}, M, \text{pzfd3}, M, \text{pzfd4})$
 grid on

	$\bar{P}_{\text{ფოტო}}$	M
$k=0.025$	-30.74	100
$k=0.1$	-30.09	100
$k=0.5$	-28.57	55
$k=1$	-27.85	40

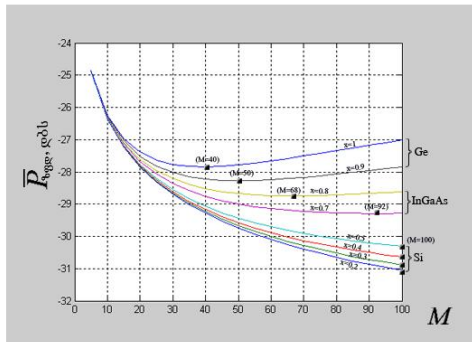
$$\bar{P}_{\text{ფოტო}} = \frac{A_{\lambda}}{M} \left[\frac{\sqrt{\text{ipin}}}{M} + e \cdot Q \cdot F \cdot \ln 1 \cdot B \right]$$

$$\bar{P}_{\text{ფოტო}} = 4kT(2\pi C_z)B^2 \left[\frac{\ln 2}{2K} + \frac{\ln 3(2\pi C_z)BF_1}{S_m} \right]$$


ნახ.დ1.9. ზევისეზური ფოტოდიოდიანი (ზფდ) მიმღები მოდულის ზღურბლის დამოკიდებულება ზფდ-ს გამრავლების კოეფიციენტზე ($B=10$ გბტ/წმ), ($P_{\text{ფოტო}}=10^{-9}$, $Q_{\text{ფოტო}}=6$, $\lambda=1.3$ მკმ), მუხტის მატარებლების დარტყმითი იონიზაციის კოეფიციენტის სხვადასხვა მნიშვნელობის დროს $K=0.025; 0.1; 0.5; 1$

$B=10 \cdot 10^{-9}$;
 $k=1.38 \cdot 10^{-23}$;
 $KK=20$;
 $T=273.15$;
 $C=10^{-12}$;
 $F=1.5$;
 $\ln 2=0.55$;
 $\ln 3=0.085$;
 $\eta=0.8$;
 $S=35 \cdot 10^{-3}$;
 $e=1.6 \cdot 10^{-19}$;
 $h=6.624 \cdot 10^{-34}$;
 $c=2.998 \cdot 10^8$;
 $Q=6$;
 $\lambda=1.3$;
 $\text{Alambda}=10^6 \cdot ((Q \cdot h \cdot c) \cdot (e \cdot \lambda))$;
 $\text{ipin}=4 \cdot k \cdot T \cdot (2 \cdot \pi \cdot C) \cdot B^2 \cdot ((\ln 2 / 2 \cdot KK) + (\ln 3 \cdot (2 \cdot \pi \cdot C) \cdot F \cdot B / S))$;
 $\ln 1=0.5$;
 $M=5; 100$;
 $x1=0.2; F1=M \cdot x1$; $\text{pzfd1}=5 \cdot \log_{10}(\text{Alambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}} / M + e \cdot Q \cdot F1 \cdot \ln 1 \cdot B))$;
 $x2=0.3; F2=M \cdot x2$; $\text{pzfd2}=5 \cdot \log_{10}(\text{Alambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}} / M + e \cdot Q \cdot F2 \cdot \ln 1 \cdot B))$;
 $x3=0.4; F3=M \cdot x3$; $\text{pzfd3}=5 \cdot \log_{10}(\text{Alambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}} / M + e \cdot Q \cdot F3 \cdot \ln 1 \cdot B))$;
 $x4=0.5; F4=M \cdot x4$; $\text{pzfd4}=5 \cdot \log_{10}(\text{Alambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}} / M + e \cdot Q \cdot F4 \cdot \ln 1 \cdot B))$;
 $x5=0.7; F5=M \cdot x5$; $\text{pzfd5}=5 \cdot \log_{10}(\text{Alambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}} / M + e \cdot Q \cdot F5 \cdot \ln 1 \cdot B))$;
 $x6=0.8; F6=M \cdot x6$; $\text{pzfd6}=5 \cdot \log_{10}(\text{Alambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}} / M + e \cdot Q \cdot F6 \cdot \ln 1 \cdot B))$;
 $x7=0.9; F7=M \cdot x7$; $\text{pzfd7}=5 \cdot \log_{10}(\text{Alambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}} / M + e \cdot Q \cdot F7 \cdot \ln 1 \cdot B))$;
 $x8=1; F8=M \cdot x8$; $\text{pzfd8}=5 \cdot \log_{10}(\text{Alambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}} / M + e \cdot Q \cdot F8 \cdot \ln 1 \cdot B))$;
 $\text{plot}(M, \text{pzfd1}, M, \text{pzfd2}, M, \text{pzfd3}, M, \text{pzfd4}, M, \text{pzfd5}, M, \text{pzfd6}, M, \text{pzfd7}, M, \text{pzfd8})$
 grid on

	$\bar{P}_{\text{ფოტო}}$	M
$x=0.2$	-31.06	100
$x=0.3$	-30.89	100
$x=0.4$	-30.64	100
$x=0.5$	-30.30	100
$x=0.7$	-29.29	92
$x=0.8$	-28.75	68
$x=0.9$	-28.27	50
$x=1$	-27.85	40

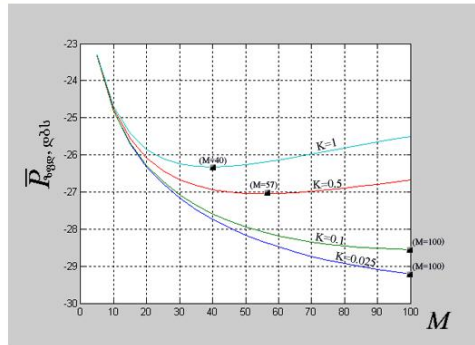


ნახ.დ1.10. ზევისეზური ფოტოდიოდიანი (ზფდ) მიმღები მოდულის ზღურბლის დამოკიდებულება ზფდ-ს გამრავლების კოეფიციენტზე ($B=10$ გბტ/წმ), ($P_{\text{ფოტო}}=10^{-9}$, $Q_{\text{ფოტო}}=6$, $\lambda=1.3$ მკმ), x -ის სხვადასხვა მნიშვნელობის დროს $F=M^x$, ($x=0.2; 0.3; 0.4; 0.5$ - Si კრემნიუმიანი ფოტოდიოდი, $x=0.7; 0.8$ - InGaAs ფოტოდიოდი, $x=0.9; 1$ - Ge გერმანიუმიანი ფოტოდიოდი)

$B=20 \cdot 10^{-9}$;
 $k=1.38 \cdot 10^{-23}$;
 $KK=20$;
 $T=273.15$;
 $C=10^{-12}$;
 $F=1.5$;
 $\ln 2=0.55$;
 $\ln 3=0.085$;
 $\eta=0.8$;
 $S=35 \cdot 10^{-3}$;
 $e=1.6 \cdot 10^{-19}$;
 $h=6.624 \cdot 10^{-34}$;
 $c=2.998 \cdot 10^8$;
 $Q=6$;
 $\lambda=1.3$;
 $\Lambda \text{lambda}=10^6 \cdot ((Q \cdot h \cdot c) / (e \cdot \lambda))$;
 $\text{ipin}=4 \cdot k \cdot T \cdot (2 \cdot \pi \cdot C) \cdot B^2 \cdot (\ln 2 / 2 \cdot KK) + (\ln 3 \cdot (2 \cdot \pi \cdot C) \cdot F \cdot B / S)$;
 $\ln 1=0.5$;
 $M=5.5:100$;
 $K=0.025$; $F1=M \cdot (1 - (1 - K) \cdot (M - 1) / M)^2$; $\text{pzfd1}=5 \cdot \log_{10}(\Lambda \text{lambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}}) / M + e \cdot Q \cdot F1 \cdot \ln 1 \cdot B)$;
 $K=0.1$; $F2=M \cdot (1 - (1 - K) \cdot (M - 1) / M)^2$; $\text{pzfd2}=5 \cdot \log_{10}(\Lambda \text{lambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}}) / M + e \cdot Q \cdot F2 \cdot \ln 1 \cdot B)$;
 $K=0.5$; $F3=M \cdot (1 - (1 - K) \cdot (M - 1) / M)^2$; $\text{pzfd3}=5 \cdot \log_{10}(\Lambda \text{lambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}}) / M + e \cdot Q \cdot F3 \cdot \ln 1 \cdot B)$;
 $K=1$; $F4=M \cdot (1 - (1 - K) \cdot (M - 1) / M)^2$; $\text{pzfd4}=5 \cdot \log_{10}(\Lambda \text{lambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}}) / M + e \cdot Q \cdot F4 \cdot \ln 1 \cdot B)$;
 $\text{plot}(M, \text{pzfd1}, M, \text{pzfd2}, M, \text{pzfd3}, M, \text{pzfd4})$
 grid on

	$\bar{P}_{\text{ფოტო}}$	M
$k=0.025$	-29.20	100
$k=0.1$	-28.56	100
$k=0.5$	-27.04	57
$k=1$	-26.32	40

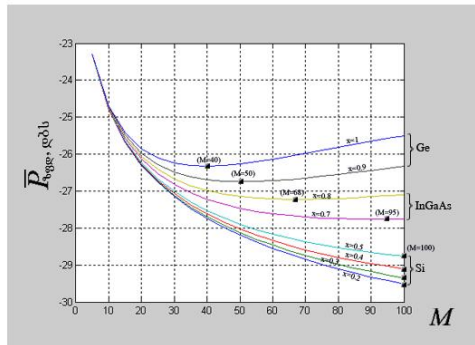
$$\bar{P}_{\text{ფოტო}} = \frac{A_3}{\eta_M} \left[\frac{\sqrt{\text{ipin}}}{M} + e \cdot Q \cdot F \cdot \ln 1 \cdot B \right]$$

$$\bar{P}_{\text{ფოტო}} = 4kT(2\pi C_z)B^2 \left[\frac{\ln 2}{2K} + \frac{\ln 3(2\pi C_z)BF_n}{S_n} \right]$$


ნახ.დ1.11. ზეავისებური ფოტოდიოდის (ზფდ) მიმღები მოდულის ზღურბლის დამოკიდებულება ზფდ-ს გამრავლების კოეფიციენტზე ($B=20$ გბტ/წმ), ($P_{\text{ფოტო}}=10^{-9}$, $Q_{\text{ფოტო}}=6$, $\lambda=1.3$ მკმ), მუხტის მატარებლების დარტყმითი იონიზაციის კოეფიციენტის სხვადასხვა მნიშვნელობის დროს $K=0.025; 0.1; 0.5; 1$

$B=20 \cdot 10^{-9}$;
 $k=1.38 \cdot 10^{-23}$;
 $KK=20$;
 $T=273.15$;
 $C=10^{-12}$;
 $F=1.5$;
 $\ln 2=0.55$;
 $\ln 3=0.085$;
 $\eta=0.8$;
 $S=35 \cdot 10^{-3}$;
 $e=1.6 \cdot 10^{-19}$;
 $h=6.624 \cdot 10^{-34}$;
 $c=2.998 \cdot 10^8$;
 $Q=6$;
 $\lambda=1.3$;
 $\Lambda \text{lambda}=10^6 \cdot ((Q \cdot h \cdot c) / (e \cdot \lambda))$;
 $\text{ipin}=4 \cdot k \cdot T \cdot (2 \cdot \pi \cdot C) \cdot B^2 \cdot (\ln 2 / 2 \cdot KK) + (\ln 3 \cdot (2 \cdot \pi \cdot C) \cdot F \cdot B / S)$;
 $\ln 1=0.5$;
 $M=5.5:100$;
 $x1=0.2$; $F1=M^{x1}$; $\text{pzfd1}=5 \cdot \log_{10}(\Lambda \text{lambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}}) / M + e \cdot Q \cdot F1 \cdot \ln 1 \cdot B)$;
 $x2=0.3$; $F2=M^{x2}$; $\text{pzfd2}=5 \cdot \log_{10}(\Lambda \text{lambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}}) / M + e \cdot Q \cdot F2 \cdot \ln 1 \cdot B)$;
 $x3=0.4$; $F3=M^{x3}$; $\text{pzfd3}=5 \cdot \log_{10}(\Lambda \text{lambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}}) / M + e \cdot Q \cdot F3 \cdot \ln 1 \cdot B)$;
 $x4=0.5$; $F4=M^{x4}$; $\text{pzfd4}=5 \cdot \log_{10}(\Lambda \text{lambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}}) / M + e \cdot Q \cdot F4 \cdot \ln 1 \cdot B)$;
 $x5=0.7$; $F5=M^{x5}$; $\text{pzfd5}=5 \cdot \log_{10}(\Lambda \text{lambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}}) / M + e \cdot Q \cdot F5 \cdot \ln 1 \cdot B)$;
 $x6=0.8$; $F6=M^{x6}$; $\text{pzfd6}=5 \cdot \log_{10}(\Lambda \text{lambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}}) / M + e \cdot Q \cdot F6 \cdot \ln 1 \cdot B)$;
 $x7=0.9$; $F7=M^{x7}$; $\text{pzfd7}=5 \cdot \log_{10}(\Lambda \text{lambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}}) / M + e \cdot Q \cdot F7 \cdot \ln 1 \cdot B)$;
 $x8=1$; $F8=M^{x8}$; $\text{pzfd8}=5 \cdot \log_{10}(\Lambda \text{lambda} / \eta \cdot (\sqrt{\text{ipin}}) / M + e \cdot Q \cdot F8 \cdot \ln 1 \cdot B)$;
 $\text{plot}(M, \text{pzfd1}, M, \text{pzfd2}, M, \text{pzfd3}, M, \text{pzfd4}, M, \text{pzfd5}, M, \text{pzfd6}, M, \text{pzfd7}, M, \text{pzfd8})$
 grid on

	$\bar{P}_{\text{ფოტო}}$	M
$x=0.2$	-29.52	100
$x=0.3$	-29.35	100
$x=0.4$	-29.11	100
$x=0.5$	-28.77	100
$x=0.7$	-27.77	95
$x=0.8$	-27.22	68
$x=0.9$	-26.75	50
$x=1$	-26.32	40

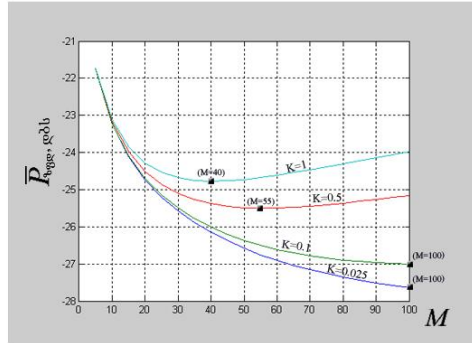


ნახ.დ1.12. ზეავისებური ფოტოდიოდის (ზფდ) მიმღები მოდულის ზღურბლის დამოკიდებულება ზფდ-ს გამრავლების კოეფიციენტზე ($B=20$ გბტ/წმ), ($P_{\text{ფოტო}}=10^{-9}$, $Q_{\text{ფოტო}}=6$, $\lambda=1.3$ მკმ), x -ის სხვადასხვა მნიშვნელობის დროს $F = M^x$, ($x=0.2; 0.3; 0.4; 0.5$ - Si კრემნიუმის ფოტოდიოდი, $x=0.7; 0.8$ - InGaAs ფოტოდიოდი, $x=0.9; 1$ - Ge გერმანიუმის ფოტოდიოდი)

$B=40 \cdot 10^{-9}$;
 $k=1.38 \cdot 10^{-23}$;
 $KK=20$;
 $T=273.15$;
 $C=10^{-12}$;
 $F=1.5$;
 $ln2=0.55$;
 $ln3=0.085$;
 $eta=0.8$;
 $S=3.5 \cdot 10^{-3}$;
 $e=1.6 \cdot 10^{-19}$;
 $h=6.624 \cdot 10^{-34}$;
 $c=2.998 \cdot 10^8$;
 $Q=6$;
 $lambda=1.3$;
 $Alambda=10^{-6} \cdot ((Q \cdot h \cdot c) / (e \cdot lambda))$;
 $ipin=4 \cdot k \cdot T \cdot (2 \cdot pi \cdot C) \cdot B^2 \cdot ((ln2/2 \cdot KK) + (ln3 \cdot (2 \cdot pi \cdot C) \cdot F \cdot B/S))$;
 $ln1=0.5$;
 $M=5:100$;
 $K=0.025$; $F1=M \cdot (1-(1-K) \cdot ((M-1)/M)^2)$; $pzfd1=5 \cdot \log_{10}(Alambda/eta \cdot (\sqrt{ipin}) / (M+e \cdot Q \cdot F1 \cdot ln1 \cdot B))$;
 $K=0.1$; $F2=M \cdot (1-(1-K) \cdot ((M-1)/M)^2)$; $pzfd2=5 \cdot \log_{10}(Alambda/eta \cdot (\sqrt{ipin}) / (M+e \cdot Q \cdot F2 \cdot ln1 \cdot B))$;
 $K=0.5$; $F3=M \cdot (1-(1-K) \cdot ((M-1)/M)^2)$; $pzfd3=5 \cdot \log_{10}(Alambda/eta \cdot (\sqrt{ipin}) / (M+e \cdot Q \cdot F3 \cdot ln1 \cdot B))$;
 $K=1$; $F4=M \cdot (1-(1-K) \cdot ((M-1)/M)^2)$; $pzfd4=5 \cdot \log_{10}(Alambda/eta \cdot (\sqrt{ipin}) / (M+e \cdot Q \cdot F4 \cdot ln1 \cdot B))$;
 $plot(M,pzfd1,M,pzfd2,M,pzfd3,M,pzfd4)$
 $grid\ on$

	$\bar{P}_{\text{ფოტო}}$	M
$k=0.025$	-27.64	100
$k=0.1$	-27.01	100
$k=0.5$	-25.50	55
$k=1$	-24.78	40

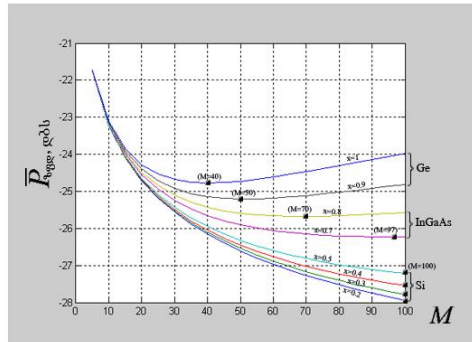
$$\bar{P}_{\text{ფოტო}} = \frac{A_{\lambda}}{\eta_M} \left[\frac{\sqrt{ipin}}{M} + e \cdot Q \cdot F \cdot ln_1 \cdot B \right]$$

$$\bar{P}_{\text{ფოტო}} = 4kT(2\pi C_2)B^2 \left[\frac{ln_2}{2K} + \frac{ln_1(2\pi C_2)BF_1}{S_m} \right]$$


ნახ.დ1.13. ზევისეპური ფოტოდიოდიანი (ზფდ) მიმღები მოღულის ზღურბლის დამოკიდებულება ზფდ-ს გამრავლების კოეფიციენტზე ($B=40$ გბტ/წმ), ($P_{\text{ფოტო}}=10^{-9}$, $Q_{\text{ფოტო}}=6$, $\lambda=1.3$ მკმ), მუხტის მატარებლების დარტყმითი ონიზაციის კოეფიციენტის სხვადასხვა მნიშვნელობის დროს $K=0.025; 0.1; 0.5; 1$

$B=40 \cdot 10^{-9}$;
 $k=1.38 \cdot 10^{-23}$;
 $KK=20$;
 $T=273.15$;
 $C=10^{-12}$;
 $F=1.5$;
 $ln2=0.55$;
 $ln3=0.085$;
 $eta=0.8$;
 $S=3.5 \cdot 10^{-3}$;
 $e=1.6 \cdot 10^{-19}$;
 $h=6.624 \cdot 10^{-34}$;
 $c=2.998 \cdot 10^8$;
 $Q=6$;
 $lambda=1.3$;
 $Alambda=10^{-6} \cdot ((Q \cdot h \cdot c) / (e \cdot lambda))$;
 $ipin=4 \cdot k \cdot T \cdot (2 \cdot pi \cdot C) \cdot B^2 \cdot ((ln2/2 \cdot KK) + (ln3 \cdot (2 \cdot pi \cdot C) \cdot F \cdot B/S))$;
 $ln1=0.5$;
 $M=5:100$;
 $x1=0.2$; $F1=M \cdot x1$; $pzfd1=5 \cdot \log_{10}(Alambda/eta \cdot (\sqrt{ipin}) / (M+e \cdot Q \cdot F1 \cdot ln1 \cdot B))$;
 $x2=0.3$; $F2=M \cdot x2$; $pzfd2=5 \cdot \log_{10}(Alambda/eta \cdot (\sqrt{ipin}) / (M+e \cdot Q \cdot F2 \cdot ln1 \cdot B))$;
 $x3=0.4$; $F3=M \cdot x3$; $pzfd3=5 \cdot \log_{10}(Alambda/eta \cdot (\sqrt{ipin}) / (M+e \cdot Q \cdot F3 \cdot ln1 \cdot B))$;
 $x4=0.5$; $F4=M \cdot x4$; $pzfd4=5 \cdot \log_{10}(Alambda/eta \cdot (\sqrt{ipin}) / (M+e \cdot Q \cdot F4 \cdot ln1 \cdot B))$;
 $x5=0.7$; $F5=M \cdot x5$; $pzfd5=5 \cdot \log_{10}(Alambda/eta \cdot (\sqrt{ipin}) / (M+e \cdot Q \cdot F5 \cdot ln1 \cdot B))$;
 $x6=0.8$; $F6=M \cdot x6$; $pzfd6=5 \cdot \log_{10}(Alambda/eta \cdot (\sqrt{ipin}) / (M+e \cdot Q \cdot F6 \cdot ln1 \cdot B))$;
 $x7=0.9$; $F7=M \cdot x7$; $pzfd7=5 \cdot \log_{10}(Alambda/eta \cdot (\sqrt{ipin}) / (M+e \cdot Q \cdot F7 \cdot ln1 \cdot B))$;
 $x8=1$; $F8=M \cdot x8$; $pzfd8=5 \cdot \log_{10}(Alambda/eta \cdot (\sqrt{ipin}) / (M+e \cdot Q \cdot F8 \cdot ln1 \cdot B))$;
 $plot(M,pzfd1,M,pzfd2,M,pzfd3,M,pzfd4,M,pzfd5,M,pzfd6,M,pzfd7,M,pzfd8)$
 $grid\ on$

	$\bar{P}_{\text{ფოტო}}$	M
$x=0.2$	-27.94	100
$x=0.3$	-27.78	100
$x=0.4$	-27.54	100
$x=0.5$	-27.21	100
$x=0.7$	-26.23	97
$x=0.8$	-25.68	70
$x=0.9$	-25.20	50
$x=1$	-24.78	40



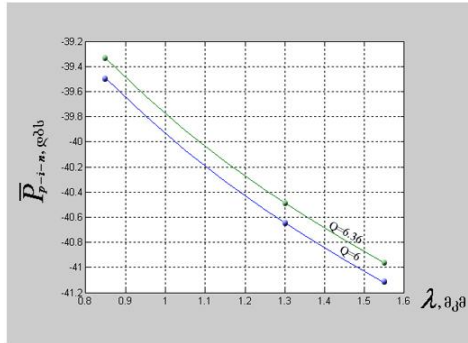
ნახ.დ1.14. ზევისეპური ფოტოდიოდიანი (ზფდ) მიმღები მოღულის ზღურბლის დამოკიდებულება ზფდ-ს გამრავლების კოეფიციენტზე ($B=40$ გბტ/წმ), ($P_{\text{ფოტო}}=10^{-9}$, $Q_{\text{ფოტო}}=6$, $\lambda=1.3$ მკმ), x -ის სხვადასხვა მნიშვნელობის დროს $F = M^x$, ($x=0.2; 0.3; 0.4; 0.5$ - Si კრემნიუმიანი ფოტოდიოდი, $x=0.7; 0.8$ - InGaAs ფოტოდიოდი, $x=0.9; 1$ - Ge გერმანიუმიანი ფოტოდიოდი)

```

lambda=0.85:0.1:1.55;
i=sqrt(3*10^-15);
e=1.6*10^-19;
h=6.624*10^-34;
c=2.998*10^8;
Q=6; eta1=10*log10((10^-6*(h*c*Q)/(lambda*e))^i)/1.6;
Q=6.36; eta2=10*log10((10^-6*(h*c*Q)/(lambda*e))^i)/1.6;
plot(lambda,eta1,lambda,eta2)
grid on

```

$$\bar{P}_{p-i-n} = \frac{A_x * \sqrt{i^2}_{p-i-n}}{\eta_M}$$



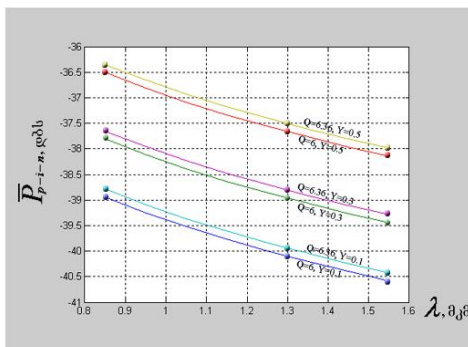
ნახ.დ1.15. p-i-n ფოტოდიოდიანი მიმღები მოდულის მგრძობიარობის დამოკიდებულება ტალღის სიგრძეზე, როცა შეცვლიათა ალბათობა $P_{შვგ}=10^{-9}$, $Q_{შვგ}=6$ და $P_{შვგ}=10^{-10}$, $Q_{შვგ}=6.36$, ხმაურის დენის საშუალო კვადრატული მნიშვნელობა $i^2_{p-i-n} = 3 \cdot 10^{-15} \text{ ა}^2$

```

lambda=0.85:0.1:1.55;
i=sqrt(3*10^-15);
e=1.6*10^-19;
h=6.624*10^-34;
c=2.998*10^8;
Q=6;
Y=0.1; eta1=10*log10((10^-6*((1+Y)(1-Y))^i*(h*c*Q)/(lambda*e))^i)/1.6;
Y=0.3; eta2=10*log10((10^-6*((1+Y)(1-Y))^i*(h*c*Q)/(lambda*e))^i)/1.6;
Y=0.5; eta3=10*log10((10^-6*((1+Y)(1-Y))^i*(h*c*Q)/(lambda*e))^i)/1.6;
Q=6.36;
Y=0.1; eta4=10*log10((10^-6*((1+Y)(1-Y))^i*(h*c*Q)/(lambda*e))^i)/1.6;
Y=0.3; eta5=10*log10((10^-6*((1+Y)(1-Y))^i*(h*c*Q)/(lambda*e))^i)/1.6;
Y=0.5; eta6=10*log10((10^-6*((1+Y)(1-Y))^i*(h*c*Q)/(lambda*e))^i)/1.6;
plot(lambda,eta1,lambda,eta2,lambda,eta3,lambda,eta4,lambda,eta5,lambda,eta6)
grid on

```

$$\bar{P}_{p-i-n} = \frac{\left(\frac{1+Y}{1-Y}\right) * A_x * \sqrt{i^2}_{p-i-n}}{\eta_M}$$



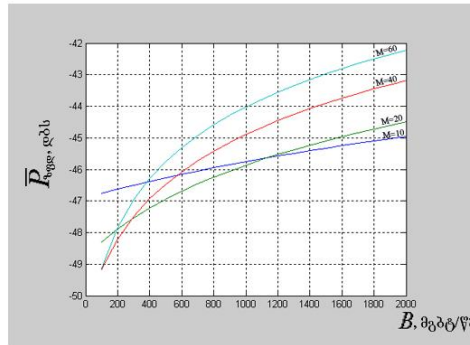
ნახ.დ1.16. p-i-n ფოტოდიოდიანი მიმღები მოდულის მგრძობიარობის დამოკიდებულება ტალღის სიგრძეზე, როცა შეცვლიათა ალბათობა $P_{შვგ}=10^{-9}$, $Q_{შვგ}=6$ და $P_{შვგ}=10^{-10}$, $Q_{შვგ}=6.36$, ხმაურის დენის საშუალო კვადრატული მნიშვნელობა $i^2_{p-i-n} = 3 \cdot 10^{-15} \text{ ა}^2$, მიღების სხვადასხვა კოეფიციენტის დროს ($Y=0.1;0.3;0.5$)

```

B=100:100:2000;
i=sqrt(3*10^-15);
ln1=0.5;
e=1.6*10^-19;
h=6.624*10^-34;
c=2.998*10^8;
Q=6;
K=0.5;
lambda=1.3;
Alambda=10^6*((Q*h*c)/(e*lambda));
M=10; F1=M*(1-(1-K)*(M-1)/M)^2; eta1=10*log10(Alambda*(i/M+e*Q*ln1.*B*10^6*F1))/1.6;
M=20; F2=M*(1-(1-K)*(M-1)/M)^2; eta2=10*log10(Alambda*(i/M+e*Q*ln1.*B*10^6*F2))/1.6;
M=40; F3=M*(1-(1-K)*(M-1)/M)^2; eta3=10*log10(Alambda*(i/M+e*Q*ln1.*B*10^6*F3))/1.6;
M=60; F4=M*(1-(1-K)*(M-1)/M)^2; eta4=10*log10(Alambda*(i/M+e*Q*ln1.*B*10^6*F4))/1.6;
plot(B,eta1,B,eta2,B,eta3,B,eta4)
grid on

```

$$\bar{P}_{\text{ფოტო}} = \frac{A_x * \left[\frac{\sqrt{i^2 p-i-n}}{M} + e * Q_{\text{ფოტო}} * F * \ln_1 * B \right]}{\eta_M}$$



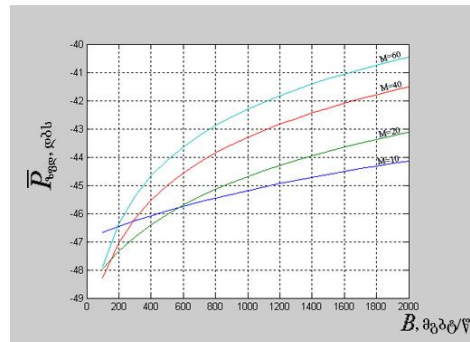
ნახ.დ1.17. ზევისებური ფოტოლიოდიანი (ზფდ) მიმღების მგრძობიარობის დამოკიდებულება გადაცემის სიჩქარეზე, ზფდ-ს სხვადასხვა გამრავლების კოეფიციენტის დროს (M=10;20;40;60), მუხტის მატარებლების დარტყმითი იონიზაციის კოეფიციენტი K=0.5, სმაურის დენის საშუალო კვადრატული მნიშვნელობა $i^2_{p-i-n} = 3 \cdot 10^{-15} \text{ ა}^2$

```

B=100:100:2000;
i=sqrt(3*10^-15);
ln1=0.5;
e=1.6*10^-19;
h=6.624*10^-34;
c=2.998*10^8;
Q=6;
K=1;
lambda=1.3;
Alambda=10^6*((Q*h*c)/(e*lambda));
M=10; F1=M*(1-(1-K)*(M-1)/M)^2; eta1=10*log10(Alambda*(i/M+e*Q*ln1.*B*10^6*F1))/1.6;
M=20; F2=M*(1-(1-K)*(M-1)/M)^2; eta2=10*log10(Alambda*(i/M+e*Q*ln1.*B*10^6*F2))/1.6;
M=40; F3=M*(1-(1-K)*(M-1)/M)^2; eta3=10*log10(Alambda*(i/M+e*Q*ln1.*B*10^6*F3))/1.6;
M=60; F4=M*(1-(1-K)*(M-1)/M)^2; eta4=10*log10(Alambda*(i/M+e*Q*ln1.*B*10^6*F4))/1.6;
plot(B,eta1,B,eta2,B,eta3,B,eta4)
grid on

```

$$\bar{P}_{\text{ფოტო}} = \frac{A_x * \left[\frac{\sqrt{i^2 p-i-n}}{M} + e * Q_{\text{ფოტო}} * F * \ln_1 * B \right]}{\eta_M}$$



ნახ.დ1.18. ზევისებური ფოტოლიოდიანი (ზფდ) მიმღების მგრძობიარობის დამოკიდებულება გადაცემის სიჩქარეზე, ზფდ-ს სხვადასხვა გამრავლების კოეფიციენტის დროს (M=10;20;40;60), მუხტის

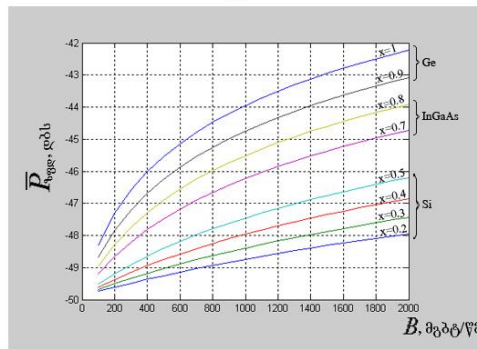
მატარებლების დარტყმითი იონიზაციის კოეფიციენტი $K=1$, ხმაურის დენის საშუალო კვადრატული მნიშვნელობა $i_{p-i-n}^2 = 3 \cdot 10^{-15} \text{ ა}^2$

```

B=100:100:2000;
f=sqrt(3*10^-15);
ln1=0.5;
e=1.6*10^-19;
h=6.624*10^-34;
c=2.998*10^8;
Q=6;
lambda=1.3;
Alambda=10^6*((Q*h*c)/(e*lambda));
M=30;
x1=0.2; F1=M.^x1; eta1=10*log10(Alambda*(i/M+e*Q*ln1.*B^10^6*F1))/1.6;
x2=0.3; F2=M.^x2; eta2=10*log10(Alambda*(i/M+e*Q*ln1.*B^10^6*F2))/1.6;
x3=0.4; F3=M.^x3; eta3=10*log10(Alambda*(i/M+e*Q*ln1.*B^10^6*F3))/1.6;
x4=0.5; F4=M.^x4; eta4=10*log10(Alambda*(i/M+e*Q*ln1.*B^10^6*F4))/1.6;
x5=0.7; F5=M.^x5; eta5=10*log10(Alambda*(i/M+e*Q*ln1.*B^10^6*F5))/1.6;
x6=0.8; F6=M.^x6; eta6=10*log10(Alambda*(i/M+e*Q*ln1.*B^10^6*F6))/1.6;
x7=0.9; F7=M.^x7; eta7=10*log10(Alambda*(i/M+e*Q*ln1.*B^10^6*F7))/1.6;
x8=1; F8=M.^x8; eta8=10*log10(Alambda*(i/M+e*Q*ln1.*B^10^6*F8))/1.6;
plot(B,eta1,B,eta2,B,eta3,B,eta4,B,eta5,B,eta6,B,eta7,B,eta8)
grid on

```

$$\bar{P}_{\text{ფოტო}} = \frac{A_x * \left[\frac{\sqrt{i_{p-i-n}^2}}{M} + e * Q_{\text{ფოტო}} * F * \ln_1 * B \right]}{\eta_M}$$



ნახ.დ1.19. ზეავესებური ფოტოდიოდიანი (ზფდ) მიმღების მგრძობიარობის დამოკიდებულება გადაცემის სიჩქარეზე სხვადასხვა ტიპის ფოტოდიოდის დროს (Si, InGaAs, Ge), ზფდ-ს გამრავლების კოეფიციენტი $M=30$, ხმაურის დენის საშუალო კვადრატული მნიშვნელობა $i_{p-i-n}^2 = 3 \cdot 10^{-15} \text{ ა}^2$, $F = M^x$

დანართი 2.

დ2.1. BI-L სახაზო სიგნალის ენერგეტიკული სპექტრის გამოსათვლელი პროგრამა.

```
eps=0.000001;
p=0.6;
q=1-p;
E=[1 1];
E2=[1 0; 0 1];
G=[1 -1; 1 1];
P=[1 1; 1 1];
HH=[G -G; G G];
O2=[0 0; 0 0];
V=[p q; p q];
M=[O2 E2; V O2];
M';
K=[0 1 1 0];
X0=[1; 1];
X1=V'*X0;
X2=V'*X1;
Fgama=-X2;
Agama=[X1 X0];
gama=[0.5; 0.5];
qsi=Agama*gama-Fgama;
normqsi=norm(qsi);
if normqsi<eps
    break
end
for nn=1:2
    n=nn-2*fix((nn-1)/2);
    nn;
    taugama=-sum((Agama*E2(:,n)).*qsi)/sum((Agama*E2(:,n)).*(Agama*E2(:,n)));
    gama=gama+taugama*E2(:,n);
    qsi=qsi+taugama*Agama*E2(:,n);
end
for nn=1:2
    n=nn-2*fix((nn-1)/2);
    nn;
    taugama=-sum((Agama*G(:,n)).*qsi)/sum((Agama*G(:,n)).*(Agama*G(:,n)));
    gama=gama+taugama*G(:,n);
    qsi=qsi+taugama*Agama*G(:,n);
end
for nn=1:2
    n=nn-2*fix((nn-1)/2);
    nn;
    taugama=-sum((Agama*P(:,n)).*qsi)/sum((Agama*P(:,n)).*(Agama*P(:,n)));
    gama=gama+taugama*P(:,n);
    qsi=qsi+taugama*Agama*P(:,n);
end
qsi;
normqsi=norm(qsi);
gama;
sumgama=sum(gama);
A1=[V'-E2; E];
B1=[0; 0; 0.5];
```

```

X1=[0.5; 0.5];
qsi1=A1*X1-B1;
normqsi1=norm(qsi1);
if normqsi1<eps
    X1;
end
for nn=1:2
    n=nn-2*fix((nn-1)/2);
    nn;
    if norm(A1*E2(:,n))>0
        lambda=-sum((A1*E2(:,n)).*qsi1)/sum((A1*E2(:,n)).*(A1*E2(:,n)));
        X1=X1+lambda*E2(:,n);
        qsi1=qsi1+lambda*A1*E2(:,n);
    end
end
for nn=1:2
    n=nn-2*fix((nn-1)/2);
    nn;
    if norm(A1*G(:,n))>0
        lambda=-sum((A1*G(:,n)).*qsi1)/sum((A1*G(:,n)).*(A1*G(:,n)));
        X1=X1+lambda*G(:,n);
        qsi1=qsi1+lambda*A1*G(:,n);
    end
end
for nn=1:2
    n=nn-2*fix((nn-1)/2);
    nn;
    if norm(A1*P(:,n))>0
        lambda=-sum((A1*P(:,n)).*qsi1)/sum((A1*P(:,n)).*(A1*P(:,n)));
        X1=X1+lambda*P(:,n);
        qsi1=qsi1+lambda*A1*P(:,n);
    end
end
X1;
qsi1;
normqsi1=norm(qsi1);
sumx1=sum(X1);
X=[X1; X1];
P=diag(X);
PK1=P*K';
M1=M*M^2;
M0=M^2;
MV=M-M1;
MV1=(MV)';
E4=[E2 O2; O2 E2];

i=1;
for w=0:pi/32:4*pi
    if w==0
        C=1;
    else
        C=(sin(w/2)/(w/2))^2;
    end
    A=E4-2*cos(w)*MV1+(MV1)^2;
    B=PK1;
    Y=[0; 1; 0; 1];
    qsi=A*Y-B;
    norm(qsi);
    if norm(qsi)<eps
        Y;
    end
end

```



```

end
for nn=1:48
    n=nn-4*fix((nn-1)/4);
    nn;
    tauH=-sum((A*HH(:,n)).*qsi)/sum((A*HH(:,n)).*(A*HH(:,n)));
    Y=Y+tauH*HH(:,n);
    qsi=qsi+tauH*A*HH(:,n);
    normqsi=norm(qsi);
    sumgama=sum(gama);
end
Y;
qsi;
normqsiY=norm(qsi);
Z=(E4-(MV1)^2)*Y;
KZ=K*Z;
M0PK1=M0*PK1;
KM0PK1=K*M0PK1;
F=C*(KZ-KM0PK1);
F1(i)=F;
w1(i)=w;
i=i+1;
end
plot(w1,F1);
title('F(w)');
xlabel('w1');
ylabel('F1');
grid on;

```

დანართი 3.

თვალის დიაგრამის ანგარიში

თვალის დიაგრამაზე იმიტაციური მოდელის საანგარიშოდ განვიხილოთ კონკრეტული მაგალითი: მუშა ტალღის სიგრძე გცბოს–ში: $\lambda = 1310$ ნმ; ოპტიკური გამოსხივების სიმძლავრე $P_0 = 1 \cdot 10^{-3}$ მკტ; ფოტომიმდების მგრძნობიარობა $P = -34$ დბ; ლაზერის გამოსხივების სპექტრის სიგანე $\Delta\lambda = 0.4$ ნმ; სტანდარტული ერთმოდინანი ობ, გარდატეხის საფეხუროვანი მაჩვენებლით – G.652 Alcatel 6900; მილევა $\alpha_{1310} = 0.34$ დბ/კმ; ნულოვანი დისპერსიის ტალღის სიგრძე $\lambda_0 = 1300 - 1320$ ნმ, ავილოთ 1300 ნმ; ობ-ს დისპერსიის სპექტრალური მახასიათებლის დახრის პარამეტრი ნულოვანი დისპერსიის წერტილში $S_0 = 0.092$ ნწმ/ნმ²*კმ; ობ-ს პოლარიზაციის მოდური დისპერსია; აპარატურა STM-1, $B_L = 155$ მბტ/წმ; პოლარიზაციის დისპერსია $D_{\text{პმდ}} = 0.1$ პწმ/ $\sqrt{\text{კმ}}$; არარაზიომული შეერთების მილევა $a_{\text{არარაზ}} = 0.2$ დბ (შეერთებათა 100%), $a_{\text{არარაზ}} = 0.1$ დბ (შეერთებათა 50%), არარაზიომულ შეერთებათა რიცხვი $N_{\text{არარაზ}} = 4$; კაბელის საამშენებლო სიგრძე $L_{\text{სამშ.}} = 4$ კმ, რაზიომული შეერთების (რაზიომის ტიპები FC/PC) მილევა $a_{\text{არარაზ}} = 0.5$ დბ; რაზიომულ შეერთებათა რიცხვი $N_{\text{არარაზ}} = 2$; სიმბოლოების რაოდენობა $N_{\text{სიმბ}} = 3$; ოპტიკური იმპულსის ფრონტის ნაზრდი ოპტიკური გამომსხივებლის წყაროს გამოსასვლელში $T_0 = 3.1$ ნწმ; STM-1–თვის BER = 10^{-10} , სახაზო კოდის ტიპი – NRZ.

თვალის დიაგრამის აგების მეთოდი.

ოპტიკური იმპულსის ფრონტის მნიშვნელობა გამომსხივებლის წყაროს გამოსასვლელში (10%-დან 90%-მდე) დამოკიდებულია ოპტიკური სიგნალის გადაცემის სიჩქარეზე.

$$T_0 = \frac{0.48}{B_L}, \text{ წმ} \quad (\text{დ3.1})$$

სადაც, B_L ოპტიკური სიგნალის გადაცემის სიჩქარეა ხაზში.

$$B_L = \frac{N}{M} B, \text{ მბტ/წმ} \quad (\text{დ3.2})$$

NRZ-სახაზო კოდისათვის $N=1; M=1; B_L=B$.

ოპტიკური იმპულსის ფრონტის ნაზრდი გადაცემის ციფრული სისტემის ოპტიკური ფოტომიმდების გამოსასვლელზე:

$$T_L = \sqrt{T_0^2 + \left(\frac{0.35}{\Delta f}\right)^2 + \sigma_{\text{ქსე}}^2}, \text{ წმ} \quad (\text{დ3.3})$$

სადაც, Δf – ოპტიკური მიმდების გატარების ზოლია, $\left(\frac{0.35}{\Delta f}\right)^2$ – დისპერსიაა საკაბელო უბანზე, $\sigma_{\text{ქსე}}$ - ქრომატიული და პოლარიზაციის დისპერსიის პროგნოზირებადი საშუალო კვადრატული მნიშვნელობა

$$\sigma_{\text{ქსე}} = \sqrt{D_{\text{ქრ}}^2 + D_{\text{პპდ}}^2}, \text{ წმ} \quad (\text{დ3.4})$$

სადაც, $D_{\text{ქრ}}$ – ქრომატიული დისპერსიაა, $D_{\text{პპდ}}$ – პოლარიზაციის დისპერსიაა.

ქრომატიული დისპერსიის პროგნოზირებადი მნიშვნელობა $D_{\text{ქრ}}$ განისაზღვრება რეგენერაციული უბნის სიგრძის ($L_{\text{რეგ}}$), გამოსხივების წყაროს სპექტრის სიგანის ($\Delta\lambda$) და ქრომატიული დისპერსის (D)-გან:

$$D_{\text{ქრ}} = D \cdot \Delta\lambda \cdot L_{\text{რეგ}}, \text{ წმ} \quad (\text{დ3.5})$$

სადაც, ქრომატიული დისპერსია

$$D = \frac{S_0}{4} \left[\lambda - \frac{\lambda_0^4}{\lambda^3} \right], \text{ პსმ/ნმ}^2 \cdot \text{კმ} \quad (\text{დ3.6})$$

აქ S_0 - ობ-ს დისპერსიის სპექტრალური მახასიათებლის დახრის პარამეტრია ნულოვანი დისპერსიის წერტილში (საპასპორტო მონაცემებით), λ - მუშა ტალღის სიგრძეა გცბოს-ში (პროექტირების პირობებით), λ_0 - ნულოვანი დისპერსიის ტალღის სიგრძეა (საპასპორტო მონაცემებით).

ჩვენს მიერ განსახილველი ერთმოდინი ოპტიკური ბოჭკო (ობ) ხასიათდება ქრომატიული და პოლარიზაციის მოდური დისპერსიებით. დისპერსიას ობ-ში ქმნის გარდამავალი ხელშეშლები, რასაც მივყავართ სიმბოლოთშორის დამახინჯებამდე (სმდ, Inter-Symbol Interference – ISI), რაც, როგორც შედეგი ზღუდავს გადაცემის სიჩქარეს სახაზო ტრაქტში (რეგენერაციული უბნის სიგრძეს). სიმბოლოთშორისი დამახინჯების ხმაური გაითვალისწინება დამახინჯების დამატებითი ხმაურით $a_{სმდ}$, რომელიც მოიცავს ჯვარედინ ხელშეშლებს და სინქრონიზაციის ხმაურებს:

$$a_{სმდ} = 10 \lg \left\{ \frac{1}{1 - 1.425 \exp \left[-1.28 \left(\frac{T_0}{T_L} \right) \right]} \right\}, \text{ დბ} \quad (დ3.7)$$

სიმძლავრის დონე ოპტიკური გამომსხივებლის გამოსასვლელზე

$$P_0 = 10 \lg \left(\frac{P}{10^{-3}} \right), \text{ დბს} \quad (დ3.8)$$

სადაც, P - ფოტომიმდების მგრძობიარობაა.

ოპტიკური სიგნალის სიმძლავრის დონე გცბოს-ის ფოტომიმდების გამოსასვლელზე გამოითვლება, მიღევით ელექტრულ საკაბელო უბანზე (ესუ) მიღევით სიმბოლოთშორისი დამახინჯების გამო $a_{სმდ}$.

$$P_L = P_0 - A_{ესუ} - a_{სმდ}, \text{ დბ} \quad (დ3.9)$$

$$A_{ესუ} = \alpha \cdot L_{ესუ} + a_{არარაზ} \cdot N_{არარაზ} + a_{რაზ} \cdot N_{რაზ}, \text{ დბ} \quad (დ3.10)$$

სადაც, α – ოპტიკური კაბელის მიღევაა, $a_{არარაზ}$ – არარაზიომული შეერთების მიღევა, $N_{არარაზ}$ – არარაზიომულ შეერთებათა რაოდენობა, $a_{რაზ}$ – რაზიომული შეერთების მიღევა, $N_{რაზ}$ – რაზიომულ შეერთებათა რაოდენობა.

$$N_{არარაზ} = \frac{L_{ესუ}}{L_{სამშ}} - 1, \quad (დ3.11)$$

გცბოს-ის არხის ხელშეშლამდგრადობის შესაფასებლად აუცილებელია აგრეთვე შევასოდ ფოტომიმდების ხმაური $P_{ხმაური}$.

პრაქტიკაში მაღალსიჩქარიანი გცბოს-ის ფოტომიმლები მოწყობილობა პროექტირდება ისე, რომ ელექტრული ფილტრის გატარების ზოლის ლოგარითმის ფარდობა ოპტიკური ფილტრის გატარების ზოლთან უნდა შეადგენდეს არანაკლებ 2დბ-სა, ამ შემთხვევაში სრულდება სიგნალ/ხელშეშლის ფარდობის შემდეგი პირობა

$$\frac{\text{სიგნალი}}{\text{ხმაური}} = S / N = 20 \lg(Q_{\text{ბომ}}) + 2, \text{ დბ} \quad (\text{დ3.12})$$

სადაც, $Q_{\text{ბომ}}$ – ფაქტორი იანგარიშება - ბიტურ შეცდომათა კოეფიციენტის (BER –Bit Error Rate) შესაბამისად.

გცბოს-ის ფოტომიმლების მგრძნობიარობის დონე - წარმოადგენს გამოსხივების სიმძლავრის მინიმალური დონეს მიმღების მხარეზე, რომლის დროსაც უზრუნველყოფა ციფრული ოპტიკური სიგნალის მოთხოვნილი ხარისხი. ამის და აგრეთვე (დ3.12) ფორმულის გათვალისწინებით, ფოტომიმლების ხმაურის სიმძლავრის მინიმალური დონე $P_{\text{ხმაური}}$ შეიძლება შევაფასოთ ფორმულით:

$$P_{\text{ხმაური}} = P_R - 20 \lg(Q_{\text{ბომ}}) - 2, \text{ დბ} \quad (\text{დ3.13})$$

სადაც, P_R - ფოტომიმლების მგრძნობიარობის დონეა.

$$P_R = 10^{0.1 \cdot P_R}, \text{ მვტ} \quad (\text{დ3.14})$$

T - ბიტური მიმდევრობის ინტერვალი:

$$T = N_{\text{სიმბ}} \cdot \tau_{0.5}, \text{ ნწმ} \quad (\text{დ3.15})$$

სადაც, $N_{\text{სიმბ}}$ - სიმბოლოების რაოდენობაა ბიტურ მიმდევრობაში, $\tau_{0.5}$ - იმპულსის ხანგრძლივობა 0.5 დონეზე ოპტიკური გამომსხივებლის გამოსასვლელზე, სიგნალის გადაცემის სიჩქარის უკუპროპორციულია:

$$\tau_{0.5} = \frac{1}{B_L}, \text{ წმ} \quad (\text{დ3.16})$$