ა. რობიტაშვილი, გ. მურჯიკნელი,
თ. ვეკუა, გ. რობიტაშვილი

ტელეკომუნიკაციის თეორია

„ტექნიკური უნივერსიტეტი"

საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი

ა. რობიტაშვილი, გ. მურჯიკნელი,
თ. ვეკუა, გ. რობიტაშვილი

ტელეკომუნიკაციის თეორია

დამტკიცებულია სტუ-ს
სარედაქციო-საგამომცემლო საბჭოს
მიერ. 02.07.2009, ოქმი №6

თბილისი
2009

უაკ 621.391

წიგნი დაწერილია „ტელეკომუნიკაციის თეორიის“ პროგრამული კურსის შესაბამისად. მასში განხილულია ინფორმაციის (შეტყობინებების) გადაცემის თეორიული საფუძვლები. მოცემულია ის ძირითადი განმარტებები,. რომლებიც ეხება შეტყობინებებს, სიგნალებს და არხებს, წარმოდგენილია დეტერმინირებული და შემთხვევითი პროცესების მათემატიკური აღწერის საკითხები. ჩამოყალიბებულია და გაანალიზებულია შეტყობინებებისა და სიგნალების გადაცემის და მიღების პროცესის აუცილებელი გარდაქმნები და უკუგარდაქმნები.

განკუთვნილია ტელეკომუნიკაციის პროფილის სტუდენტებისათვის, მაგისტრანტებისათვის, დოქტორანტებისათვის და დარგის სპეციალისტებისათვის.

რეცენზენტი პროფესორი ნ. უღრელიძე

ISBN 978-9941-14-663-3
http://www.gtu.ge/publishinghouse/

Verba volant, scripta manent

შ ი ნ ა ა რ ს ი

გვ.

შ ე ს ა ვ ა ლ ი 6

თავი I. სიგნალებისა და ხელშეშლების მათემატიკური აღწერა 14

1.1. დეტერმინირებული სიგნალები 14

1.2. შემთხვევითი პროცესები (სიგნალები) 18

1.3. პროცესების (სიგნალების) მიახლოებითი წარმოდგენა 20

1.4. სიგნალების სპექტრული წარმოდგენა 24

1.5. სიგნალების დროითი წარმოდგენა. 27

1.6. ანალიზური სიგნალი 33

1.7. შეტყობინებებისა და სიგნალების ფიზიკური მახასიათებლები 34

1.8. შემთხვევითი სიგნალების (პროცესების) მახასიათებლები 36

1.9. შემთხვევითი პროცესების სტაციონარულობა42

1.10. სტაციონარული შემთხვევითი პროცესების კორელაციის ფუნქციის თვისებები 45

1.11. შემთხვევითი პროცესის სპექტრული მახასიათებლები .48

1.12. ნორმალური შემთხვევითი პროცესები 51

1.13. ვიწროზოლიანი შემთხვევითი პროცესები . .52

1.14 შეტყობინებათა გადაცემის პროცესის გეომეტრიული წარმოდგენა 54

თავი II. ინფორმაციის გადაცემის თეორიის საფუძვლები 59

2.1. ინფორმაციის რაოდენობრივი ზომა 59

2.2. დისკრეტული შეტყობინებების ენტროპია . . 62

გვ.
2.3. დისკრეტული არხის გადაცემის სიჩქარე და გამტარუნარიონობა 67
2.4. შენონის ძირითადი თეორემები დისკრეტული არხებისათვის 71
2.5. დისკრეტულ შეტყობინებათა წყაროს მწარმოებლურობა და სიჭარბე 76
2.6. უწყვეტი შეტყობინებების ენტროპია 78
2.7. უწყვეტი შეტყობინებების წყაროს მწარმოებლურობა და სიჭარბე 82
თავი III. ტელეკომუნიკაციის არხები 86
3.1. ტელეკომუნიკაციის არხების კლასიფიკაცია და მახასიათებლები 86
3.2. დამახინჯებები და ხელშეშლები ტელეკომუნიკაციის არხებში 90
3.3. დისკრეტული არხების მოდელები 95
3.4. დისკრეტულ-უწყვეტი არხების მოდელები . . 98
3.5. უწყვეტი არხების მოდელები 99
3.6. სიგნალების ძირითადი გარდასახვები ტელეკომუნიკაციის არხებში 102
თავი IV. დისკრეტული შეტყობინებების გადაცემის თეორია 109
4.1. უწყვეტ არხებში დისკრეტული შეტყობინებების ოპტიმალური მიღების ამოცანა 109
4.2. უწყვეტ არხებში დისკრეტული შეტყობინებების ოპტიმალური მიღების კრიტერიუმები 112
4.3. ტელეკომუნიკაციის დისკრეტული სისტემების პოტენციალური ხელშეშლებისადმი მდგრადობა ფლუქტუაციური ხელშეშლების დროს 118

გვ.
თავი 5. ინფორმაციიდს ციფრულ ფორმაში გადაცემის საფუძვლები. 124
5.1. ინფორმაციის ციფრული გადაცემის სქემა . . 124
5.2. ინფორმაციის ციფრული გადაცემის ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემები 127
5.3. ინფორმაციის ციფრული გადაცემის სისტემები ATM ტექნოლოგიების გამოყენებით 131
5.4. ინფორმაციის გადაცემის ციფრული სისტემები ანალოგური სააბონენტო ხაზებისათვის . . . 133
5.5. ინფორმაციის გადაცემის ციფრული რადიოსისტემები 134
5.6. ანალოგური სიგნალების ციფრული კოდირების ძირითადი მეთოდები 142
5.6.1. იმპულსურ-კოდური მოდულაციის (იკმ) მეთოდი 143
5.6.2. დიფერენციალური იმპულსურ-კოდური მოდულაცია (დიკმ) 148
5.6.3. ადაპტური დიფერენციალური იმპულსურ-კოდური მოდულაციის (ადიკმ) მეთოდი . . . 149
5.7. ციფრული სიგნალების მულტიპექსირების ძირითადი პრინციპები 152
5.8. ციფრული სიგნალების სახაზო კოდირების ძირითადი პრინციპები 157
ლიტერატურა 166

შ ე ს ა ვ ა ლ ი

ტელეკომუნიკაციის თეორია არის მეცნიერება ტექნიკური საშუალებების გამოყენებით მანძილზე ინ-ფორმაციის გადაცემის შესახებ.

ტელეკომუნიკაცია (ინგ. Telecommunication) – ნებისმიერი გადაცემა და/ან ემისია და მიღება სიგნალებისა, რომლებიც წარმოადგენენ ნიშნებს, წერილობით დოკუ-მენტებს, გამოსახულებებს, ხმას ან ნებისმიერი სხვა სახის ინფორმაციას, სადენიანი რადიო – ოპტიკური ან სხვა ელექტრომაგნიტური სისტემების გამოყენებით (Rec. 701, International Telecommunication Union Standartisation ITU – T – ტელეკომუნიკაციის საერთაშორისო კავშირის სტანდარტიზაციის სექტორი-ტსკ-ტ, რეკომენდაცია G.701). **ინფორმაცია** არის ერთობლიობა მონაცემებისა რაიმე მოვლენის ან მატერიალური სისტემის მდგომარეობის შესახებ. ინფორმაციის წარმოდგენის ფორმას ეწოდება **შეტყობინება**. სხვა სიტყვებით რომ ვთქვათ, შეტყობინება არის გადაცემისათვის განკუთვნილი ინფორმაცია.

იმისათვის, რომ შეტყობინება მიეწოდოს მომხმარე-ბელს, აუცილებელია გამოყენებულ იქნას ისეთი ფიზიკუ-რი პროცესები, რომლებსაც გააჩნიათ უნარი გავრცელ-დეს გადამცემიდან მიმღებამდე გარკვეული სიჩქარით. დროში ცვალებად ფიზიკურ სიდიდეს რომელიც ასახავს შეწყობინებას, ეწოდება **სიგნალი.** სიგნალი შეტყობინების მატერიალური მატარებელია.

ამასთან, სიგნალი შეიძლება იყოს **ელექტრული, ოპტიკური** ან **ჰიდროაკუსტიკური**.

წიგნში განხილულია მხოლოდ ელექტრული ტელეკომუნიკაციის (სადენიანი, რადიოკავშირის) სისტემები, სადაც შეტყობინებების გადაცემისათვის გამოიყენება ელექტრული სიგნალები. მაგრამ, წიგნში მოცემული მასალა სამართლიანია ასევე ოპტიკური და ჰიდროაკუსტიკური სიგნალებისათვისაც და შეიძლება გამოყენებულ იქნას მათი მათემატიკური აღწერისათვის.

ზოგადად, შეტყობინების როგორც გამგზავნი, ასევე მიმღები შეიძლება იყოს ადამიანი ან სხვადასხვა ხელსაწყოები, გადამცემი, მარეგისტრირებელი, შემნახველი და ინფორმაციის მომხმარებელი (გამომყენებელი).

ნახ. შ.1-ზე მოცემულია შეტყობინების გადამცემის სტრუქტურული სქემა მისი წყაროდან მიმღებამდე (ერთი მიმართულებით).

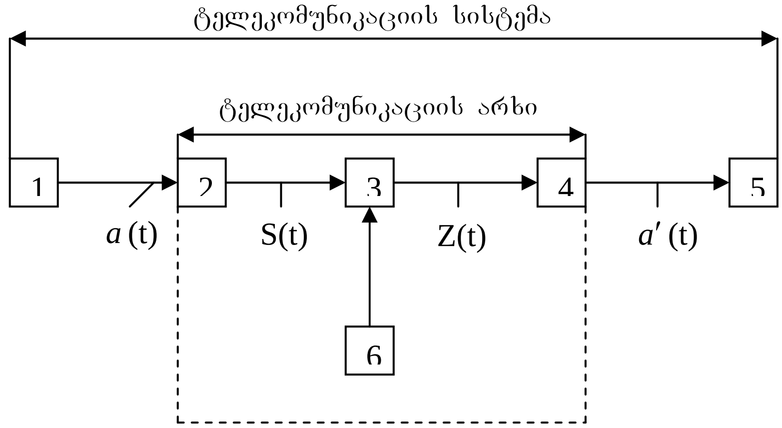
გადამცემი მოწყობილობა გარდაქმნის საწყის შეტყობინებას ისეთ სიგნალად რომლის წარმოდგენის ფორმა მოსახერხებელია ტელეკომუნიკაციის მოცემული ხაზისათვის (ფიზიკური გარემოსათვის). **მიმღები მოწყობილობა** ახორციელებს უკუგარდაქმნას.

იმ საშუალებათა ერთობლიობას, რომლებიც განკუთვნილია შეტყობინების ანუ სიგნალების გადასაცემად ეწოდება **ტელეკომუნიკაციის არხი**. (ფართო გაგებით). ამასთან, **საშუალებები** – ეს არის ტექნიკური მოწყობილობები და **ტელეკომუნიკაციის ხაზი,** რომლებშიც გადის სიგნალი. სასარგებლო სიგნალებთან ერთად ტელეკომუნიკაციის არხში როგორც წესი, წარმოიშვება **ხელშეშლები,** ანუ **ხმაურები** და სხვ. რაც იწვევს

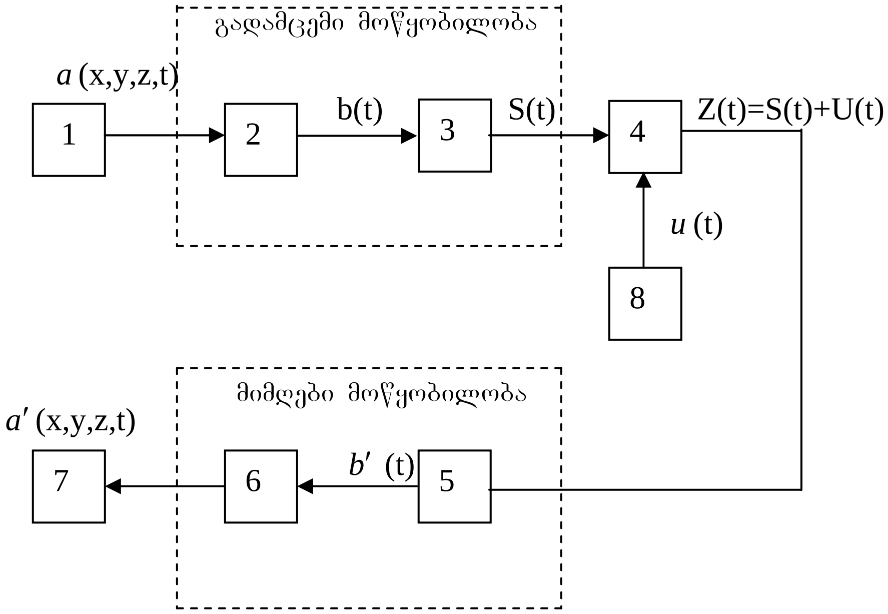
აღდგენილი შეტყობინების არაერთმნიშვნელოვნებას გადაცემულთან.

სხვადასხვა სახის ხელშეშლები რეალურ არხებში ზემოქმედებენ სიგნალებზე მისი გავრცელების მთელ გზაზე. მაგრამ ანალიზის გამარტივების მიზნით ხელშეშლების საერთო ზემოქმედება ამ პროცესზე ნ.1-ზე წარმოდგენილია ჯამური ექვივალენტური ბლოკით **„ხელშეშლების წყარო“.** ამ წყაროდან მიმღები მოწყობილობის შესასვლელზე მიეწოდება შემთხვევითი ელექტრული აღგზნებები, რომლებიც სასარგებლო სიგნალთან ურთიერთქმედებისას ამახინჯებენ მას.

ხაზის გამოსასვლელიდან სიგნალი მიეწოდება



ნახ. შ.1. ერთი მიმართულებით შეტყობინებების ტელეკომუნიკაციის სისტემების განზოგადებული სტრუქტურული სქემა
1 – შეტყობინებების წყარო; 2 – გადამცემი მოწყობილობა;
3 – ტელეკომუნიკაციის ხაზი; 4 – მიმღები მოწყობილობა;
5 – შეტყობინების მიმღები; 6 – ხელშეშლების წყარო.



ნახ. შ.2. ტელეკომუნიკაციის ხაზში შეტყობინებების და სიგნალების გარდაქმნის სტრუქტურული სქემა
1 – შეტყობინების წყარო; 2 – სიგნალად გარდამქმნელი და კოდერი; 3 – მოდულატორი; 4 – ტელეკომუნიკაციის ხაზი; 5 – დემოდულატორი; 6 – დეკოდერი და შეტყობინებაში გარდამქმნელი; 7– შეტყობინების მიმღები; 8 – ხელშეშლების წყარო

მიმღებ მოწყობილობას. მისი დანიშნულებაა – გარდაქმნას მიღებული სიგნალები რაც შეიძლება ზუსტად იმ შეტყობინებებად რომლებიც იქნა გადაცემული, მიუხედავად მასზე მოქმედი სხვადასხვა ხელშეშლებისა.

ზოგადად, **შეტყობინებების წყარო, გადამცემი მოწყობილობა, ტელეკომუნიკაციის ხაზი (გარემო)** ტელეკომუნიკაციის პუნქტებს შორის, **მიმღები მოწყობილობა და შეტყობინების** მიმღები, ქმნიან **ტელეკომუნიკაციის სისტემას**. ტელეკომუნიკაციის თეორიაში სისტემა ითვლება

მოცემულად, თუ მასში განსაზღვრულია შეტყობინების სიგნალად გარდაქმნის მეთოდები და სიგნალის შეტყობინებად უკუაღდგენის წესი მიღებული სიგნალის შესაბამისად.

შეტყობინებები, და რასაკვირველია მათი შესაბამისი სიგნალები, იყოფიან ორ დიდ ჯგუფად: **უწყვეტად** და **წყვეტილად (დისკრეტულად)**. უწყვეტი შეტყობინებების მაგალითად შეიძლება ჩაითვალოს ლაპარაკი, მუსიკა, და სხვ.

იმ სისტემებს, რომლებიც განკუთვნილნი არიან უწყვეტი შეტყობინებების გადაცემისათვის, ეწოდებათ **უწყვეტი (ანალოგური)**.

ზემოაღნიშნული შეტყობინებების გარდა პრაქტიკაში ხშირად გვხვდება წყაროები, რომლებიც ხასიათდებიან მდგომარეობის დისკრეტული მდგომარეობით. ასე მაგალითად, დისკრეტულს წარმოადგენენ წყაროები, რომლებიც შეტყობინებებს გასცემენ ტექსტის, მონაცემების და სხვა მსგავსი სახით.

განვიხილოთ ტელეკომუნიკაციის სისტემაში შეტყობინებების და სიგნალების გარდაქმნის სტრუქტურული სქემა (ნახ. შ.2.)

გადამცემი მოწყობილობის შესასვლელის წყაროდან მიეწოდება შეტყობინება $a(t, x, y, z),$, რომელიც ზოგად შემთხვევაში (მაგ. ტელეხედვის სისტემაში შეიძლება წარმოდგენილ იქნას t დროის ფუნქციის და კოორდინატების x, y, z ფუნქციად. კერძო შემთხვევაში შეტყობინება a შეიძლება დამოკიდებული იყოს x, y, z და t არგუმენტებიდან რომელიმეზე ან რამდენიმეზე. ასე მაგ., ფოტოდეპეშების გადაცემისას შეტყობინება დამოკიდებულია გადასაცემი გამოსახულების წერტილების მხოლოდ

ორ კოორდინატზე. გადამცემი მოწყობილობა გარდაქმნის შეტყობინებას $a(t,x,y,z)$, საარხო სიგნალად $S(t)$, რომელიც წარმოადგენს მხოლოდ დროის ფუნქციას. მსგავსი გარდაქმნები, როგორც წესი, ხორციელდება რამდენიმე ეტაპად, რის საფუძველზე შეიძლება ცალკე გამოიყოს გადამცემი მოწყობილობის რამდენიმე დამოუკიდებელი ფუნქციონალური ბლოკი. ხშირად ასეთი ორია.

ბლოკ 2-ში შეტყობინება $a(t)$ გარდაიქმნება ე.წ. **პირველად სიგნალად** (ე.წ. **დაბალსიხშირული სიგნალი**).

ბლოკ 3-ში (მოდულატორში) საბოლოოდ ფორმირდება საარხო სიგნალი S(t), რომელსაც გააჩნია უნარი გავრცელდეს ტელეკომუნიკაციის ხაზში და მიეწოდოს მიმღებ მოწყობილობას. ეს გარდაქმნა, როგორც წესი, მდგომარეობს მუდმივი ან ცვლადი გადამტანის გარკვეული პარამეტრის შეცვლაში მამოდულირებელი სიგნალის b(t) შესაბამისად. ხშირად საარხო სიგნალი ფორმირდება მრავალჯერადი მიმდევრობითი მოდულაციის საფუძველზე.

ტელეკომუნიკაციის ხაზში საწყისი $S(t)$ სიგნალი განიცდის დამახინჯებებს $U(t)$ **ხმაურის (ხელშეშლების)** გამო. შედეგად მიღებული სიგნალი $Z(t)=S(t)+U(t)$ იგივურად არ ემთხვევა $S(t)$-ს.

მიმღები მოწყობილობა, ისევე როგორც **გადამცემი მოწყობილობა** შეიძლება წარმოდგენილ იქნას რამდენიმე ბლოკით (5, 6 ნახ. შ.2-ზე). დემოდულატორი (ბლოკი 5) მიღებული $Z(t)$ რხევებიდან გამოყოფს პირველად სიგნალს $b'(t)$, ხოლო დეკოდერი მისი საშუალებით აღადგენს შეტყობინებას. ზოგადად, მიღებული შეტყობინება

$a'(x,y,z,t)$. განსხვავდება გადაცემული $a(x,y,z,t)$-სგან რაც, როგორც ზემოთ აღინიშნა გამოწვეულია გადაცემის ტრაქტში არსებული **დამახინჯებებითა** და **ხელშეშლებით**. რაც უფრო მცირედ განსხვავდება მიღებული შეტყობინება გადაცემულისგან მით უფრო მეტია გადაცემის **ნამდვილობა (ხარისხი)**.

უნდა აღინიშნოს, რომ ნახ. შ.2-ზე მოცემული სტრუქტურული სქემა სწორია ტელეკომუნიკაციის უწყვეტი სისტემებისათვის. ე.ი. თუ შეტყობინება $a(x,y,z,t)$, არის მისი არგუმენტების უწყვეტი ფუნქცია. ამ შემთხვევაში საჭირო არაა ბლოკები 2 და 6. რასაკვირველია ისინი აუცილებელია იმ შემთხვევაში როცა გვაქვს შერეული სისტემები **სიგნალის დისკრეტიზაციით**.

ტელეკომუნიკაციის თეორიის კურსის საფუძველს წარმოადგენს **ტელეკომუნიკაციის სტატისტიკური თეორია** რომელიც ინტენსიურად ვითარდება.

ტელეკომუნიკაციის სტატისტიკური თეორია ანუ **ინფორმაციის თეორია** ხასიათდება ფიზიკო-მათემატიკური და ინჟინერულ-ტექნიკური მეთოდების შერწყმით. აქედან გამომდინარე, მას გააჩნია რიგი დამახასიათებელი თავისებურებანი. ერთის მხრივ, იგი წარმოადგენს ცალკეული მათემატიკური დისციპლინების (ალბათობის თეორია, შემთხვევითი ფუნქციების თეორია, ანალიზური გეომეტრია, სიმრავლეთა თეორია) შემდგომ განვითარებას და მეორეს მხრივ – **ელექტრული და ლაზერული** ტელეკომუნიკაციის განზოგადებას.

როგორც ქვემოთაა ნაჩვენები ალბათური მეთოდების ტელეკომუნიკაციის თეორიაში გამოყენება საშუალებას იძლევა გადაჭრილ იქნას მრავალი პრაქტიკული ამოცანა, რომლებიც ადრე საერთოდ არ ისმებოდა, ან ვერ წყდე-

ბოდა. ეს მეთოდები შესასწავლი პროცესების ადექვატურია.

წიგნი განკუთვნილია ტელეკომუნიკაციის პროფილის სტუდენტებისათვის. მაგისტრანტებისათვის, დოქტორანტებისათვის და დარგის სპეციალისტებისათვის.

საკონტროლო კითხვები

1. რა არის საგნის „ ტელეკომუნიკაციის თეორია“ შესწავლის მიზანი?

2. ტელეკომუნიკაციის თეორიაში რა არის შეტყობინება?

3. რა არის სიგნალი და რა განსხვავებაა სიგნალსა და შეტყობინებას შორის?

4. რას წარმოადგენს ტელეკომუნიკაციის ხაზი, არხი და სისტემა?

5. რა განსხვავებაა დისკრეტულ და უწყვეტ შეტყობინებებს შორის?

თავი I. სიგნალებისა და ხელშეშლების მათემატიკური აღწერა

ადამიანთა გარშემო მიმდინარე ფიზიკური და სხვა პროცესების მრავალგვარობის მიუხედავად (მათი დროში ცვლილების თვალსაზრისით) ისინი შეიძლება დაიყოს ორ დიდ ჯგუფად (კლასად): **დეტერმინირებული (რეგულარული) და შემთხვევითი.**

პირველ ჯგუფს მიეკუთვნება **პროცესები (სიგნალები),** რომელთა მსვლელობა დროში სრულად არის განსაზღვრული წინასწარ **(აპრიორულად).**

შემთხვევითი ეწოდება **პროცესებს (სიგნალებს)** რომელთა ევოლუცია (ცვლილებები) არის მრავალი ცვლადის ფუნქცია და დამოკიდებულია არა მარტო დროზე, არამედ შემთხვევით ფაქტორებზეც.

ქვემოთ განხილულია დეტერმინირებული და შემთხვევითი სიგნალების აღწერის მათემატიკური ასპექტები.

1.1. დეტერმინირებული სიგნალები

ვიდრე გადავიდოდეთ **დეტერმინირებული სიგნალების** დაწვრილებით აღწერაზე, უნდა აღინოშნოს, რომ ბუნებაში არ შეიძლება არსებობდეს „სუფთა“ დეტერმინირებული სიგნალები, რადგან ასეთი სიგნალები შეიძლება წარმოიშვას მხოლოდ იზოლირებულ ფიზიკურ თუ სხვა სისტემებში. ამგვარად, რეალური ფიზიკური თუ სხვა პროცესი შეიძლება ჩაითვალოს დეტერმინირებულად და შესაბამისად აღიწეროს დროის **დეტერმინირებული ფუნქციით** მხოლოდ მიახლოებით. აქედან გამომდინარე, დეტერმინირებული სიგნალები წარმოადგენენ რეალური სიგნალების გარკვეულ იდეალიზაციას.

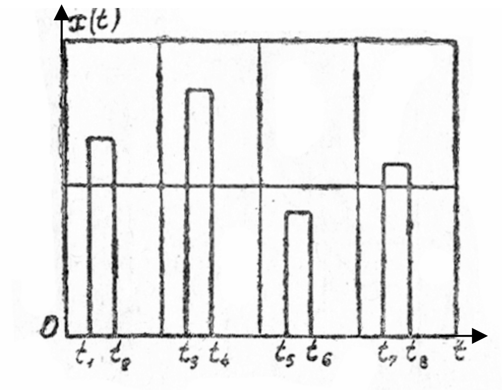
მიუხედავად ზემოაღნიშნულისა, დეტერმინირებული სიგნალები დღეისათვის ფართოდ გამოიყენება სხვადასხვა წრფივი, არაწრფივი, პარამეტრული და სხვა წრედების გამოსაკვლევად და წრედში გარდამავალი პროცესების, ოთხპოლუსების მახასიათებლების და ა.შ. შესასწავლად.

უნდა აღინიშნოს, რომ სხვადასხვა ფორმის დეტერმინირებული სიგნალები ფართოდ გამოიყენებიან, როგორც გადამტანები სიგნალების გარდასახვის, ფორმირებისა და გადაცემისათვის.

დეტერმინირებული სიგნალები თავის მხრივ პირობითად შეიძლება დაიყოს ხუთ ქვეჯგუფად. კერძოდ: **დისკრეტული სიგნალები; კაუზილური სიგნალები; პერიოდული სიგნალები; უწყვეტი სიგნალები, ფინიტური სიგნალები.**

ა) დისკრეტული სიგნალები.

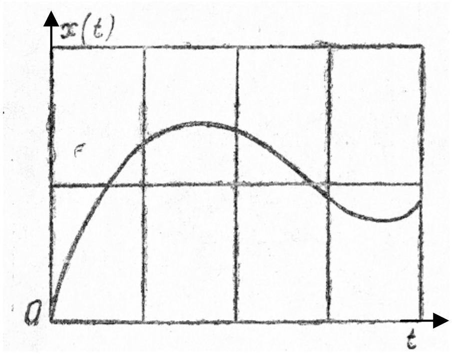
დისკრეტული სიგნალები განისაზღვრებიან დროის ფიქსირებულ მომენტებში დროით ღერძზე განლაგებული მნიშვნელობების თვლადი (სასრული) სიმრავლით (ნახ. 1.1).



ნახ. 1.1.

ბ) კაუზალური სიგნალები

კაუზალური ეწოდებათ სიგნალებს რომლებთაც აქვთ დასაწყისი დროში (ნახ. 1.2). ცხადია, ყველა რეალური სიგნალი კაუზალურია, ვინაიდან წარმოადგენენ გარკვეული ფიზიკური თუ სხვა მოვლენების შედეგს (ასე მაგ., წარმოიშობიან გენერატორის გამოსასვლელზე დროის გარკვეულ მომენტში კვების მიწოდების შემდეგ). მათი ანალიზისას მიზანშეწონილია მათი დასაწყისი შევუთავსოთ დროის ათვლის ნულოვან დასაწყისს $(t=0)$ და ჩავთვალოთ, რომ ისინი ნულის ტოლია, როდესაც $t<0$..



ნახ. 1.2.

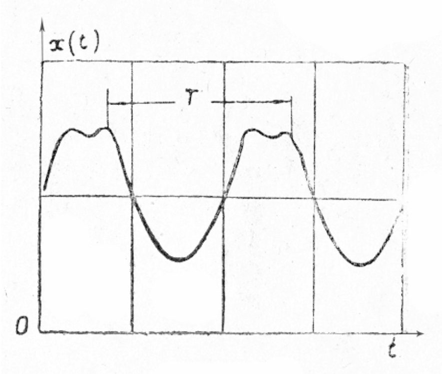
გ) პერიოდული სიგნალები

პერიოდულია სიგნალები, რომელთა ნებისმიერი მნიშვნელობები მეორდებიან დროის გარკვეული t ინტერვალის შემდეგ (ნახ. 1.3). ამ ინტერვალს დეტერმინირებული სიგნალის პერიოდი ეწოდება. პერიოდული სიგნალებისათვის მართებულია პირობა $x(t)=x(t+mT),$ სადაც m მებისმიერი მთელი რიცხვია.

პერიოდული სიგნალების უმარტივეს, ტელეკომუნიკაციაში ყველაზე გავრცელებულ ფორმას წარმოადგენენ ჰარმონიული სიგნალები

$$x(t) = Ag\sin(\omega_o t + \varphi_o);$$

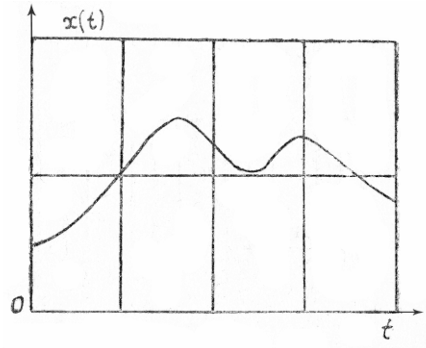
სადაც A_O, ω_O, φ_O – მუდმივი სიდიდეებია და შესაბამისად არის ჰარმონიული **სიგნალის ამპლიტუდა, წრიული სიხშირე და ფაზა.**



ნახ. 1.3.

დ) უწყვეტი სიგნალები

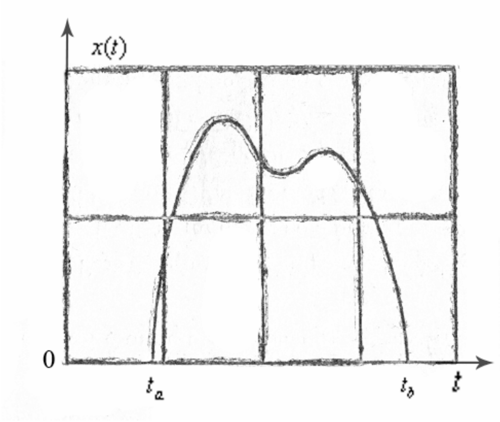
უწყვეტი **(ანალოგური)** სიგნალები ეწოდებათ სიგნალებს, რომლებიც განსაზღვრულნი არიან დროის ნებისმიერ წერტილში, ე.ი. განისაზღვრებიან დროით ღერძზე განლაგებული მნიშვნელობების არათვლადი (უსასრულო) სიმრავლით (ნახ. 1.4)



ნახ. 1.4.

ე) ფინიტური სიგნალები

ფინიტური სიგნალები დროში ლოკალიზებულ სიგნალებს ეწოდებათ, რომლებიც ნულის ტოლი არიან დროის გარკვეული შეზღუდული ინტერვალის $t_a \le t \le t_b$ გარეთ (ნახ. 1.5).



ნახ. 1.5.

1.2. შემთხვევითი პროცესები (სიგნალები)

შემთხვევითი პროცესები და შესაბამისად მათი აღმწერი სიგნალები ასახავენ ფიზიკური და სხვა სისტემების ისეთ ცვლილებებს დროში, რომელთა წინასწარმეტყველება შეუძლებელია.

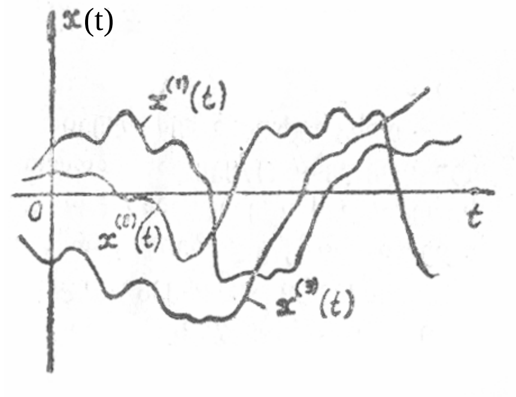
მათემატიკურად შემთხვევითი პროცესი (სიგნალი) აღიწერება დროის შემთხვევითი $X(t)$ ფუნქციით, რომლის ერთ-ერთ სახეს $x(t)$, მიღებულს ცდის ან ექსპერიმენტის შედეგად, ეწოდება **შემთხვევითი პროცესის რეალიზაცია**. ამ შემთხვევაში ცდის ან ექსპერიმენტის ცნების ქვეშ იგულისხმება შემთხვევითი პროცესის

წყაროს ერთჯერადი ჩართვა გარკვეული დროის განმავლობაში და გამოსასვლელი რხევების ჩაწერა. მაგრამ, ვინაიდან რეალურ პირობებში წყაროს პარამეტრები დროზე არიან დამოკიდებულნი და იცვლებიან, ამიტომ ირღვევა ცდების ჩატარების პირობების უცვლელობა და აქედან გამომდინარე ცდის განმეორადობის პირობა. ამიტომ ზოგადად, აუცილებელია ჩატარდეს წყაროთა დიდი სიმრავლის გამოცდა. სწორედ, ამ გამოცდათა საფუძველზე მიღებული შედეგები წარმოადგენს რეალიზაციათა **სიმრავლეს (ანსამბლს)** (აღინიშნება $\{x^{k(t)}(t)\}$, ნახ. 1.6). იგი სრულად ასახავს შემთხვევით პროცესს. შემთხვევითი პროცესის (სიგნალის) $X(t)$ მყისი მნიშვნელობების ერთობლიობას, რომლებიც აიღებიან დროის ნებისმიერ მომენტში, ეწოდება **შემთხვევითი პროცესის კვეთა**.

თუ $X(t)$ შემთხვევითი ფუნქციაა არგუმენტის ფიქსირებული $t = t_i$ მნიშვნელობისათვის, იგი $X(t_i)$ შემთხვევით სიდიდეს წარმოადგენს. ეს ნიშნავს იმას, რომ ექსპერიმენტის უცვლელობის პირობებისას $X(t)$ ფუნქცია გარკვეული ალბათობით ღებულობს სხვადასხვა კონკრეტულ ფორმებს $x^{(k)}(t)$, რომლებსაც შემთხვებვითი პროცესის რეალიზაციები ეწოდება. ყოველ k-ური $x^{(k)}(t)$ რეალიზაციას დროის ფიქსირებულ მომენტში გარკვეული $X^{(k)}(t_i)$ მნიშვნელობა გააჩნია და ამგვარად შემთხვევითი პროცესის ყოველი რეალიზაცია დეტერმინირებულ ფუნქციას წარმოადგენს.

განსხვავებით დეტერმინირებული ფუნქციებისაგან (სიგნალებისგან), რომლებიც სავსებით აღიწერება ერთი

$x(t)$ რეალიზაციით, შემთხვევითი $x(t)$ პროცესი აღიწერება რეალიზაციათა ანსამბლით $\{x^{(k)}(t)\}$, რომელიც შეიძლება ჩაითვალოს სავსებით განსაზღვრულად, თუ ცნობილია რეალიზაციათა სიმრავლე და მათი გამოჩენის ალბათობები.



ნახ. 1.6.

1.3. პროცესების (სიგნალების) მიახლოებითი წარმოდგენა

პროცესების აღმწერი სიგნალები შეიძლება მოცემულ იქნან ცხრილების, გრაფიკების ან შესაბამისი რთულ ანალიზური გამოსახულებების სახით. რის გამოც საჭიროა მივმართოთ სიგნალების მიახლოებით წარმოდგენას.

არსებობს სიგნალების მიახლოებითი წარმოდგენის ორი მეთოდი **ინტერპოლაცია** და **აპროქსიმაცია**. ორივე შემთხვევაში ლაპარაკია T დროით ინტერვალზე მოცემული $f(t)$ სიგნალების მიახლოებით და ამავე დროს

გარკვეული აზრით საუკეთესო აღწერაზე $X(t)$ ფუნქციებით, რომლებიც წარმოადგენენ ე.წ. განზოგადებულ მრავალწევრებს:

$$X(t) = a_o\xi_o(t) + a_1\xi_1(t) + ... + a_K\xi_K(t) = \sum_{K=O}^{n} a_K\xi_K(t), \qquad (1.1)$$

სადაც a_K მუდმივი კოეფიციენტებია, ხოლო $\xi_K(t)$ ფუნქციები, რომლებიც ქმნიან მოწესრიგებულ $\{\xi_K(t)\}$ სისტემას. ინტერპოლაციისა და აპროქსიმაციის ამოცანები შეიძლება მნიშვნელოვნად გამარტივდეს თუ $\xi_K(t)$ სისტემა შედგება ერთმანეთისაგან დამოუკიდებელი ფუნქციებისაგან.

ძირითადი განსხვავება ინტერპოლაციასა და აპროქსიმაციას შორის მდგომარეობს შემდეგში. ინტერპოლაციის დროს აუცილებელი მოთხოვნაა $X(t)$ ფუნქციის მნიშვნელობები ემთხვეოდნენ $f(t)$ სიგნალის მნიშვნელობებს გარკვეულ წერტილებში, რომლებსაც **ინტერპოლაციის კვანძები** ეწოდება, ხოლო აპროქსიმაციის დროს ასეთი თანხვედრა არ არის აუცილებელი. საჭიროა მხოლოდ $X(t)$ ფუნქცია ნაკლებად განსხვავდებოდეს $f(t)$ ფუნქციისაგან ამ უკანასკნელის განსაზღვრის არეზე. ზოგჯერ აპროქსიმაციის ამოცანას ფუნქციათა მოახლოების ამოცანას უწოდებენ. აქვე უნდა აღინიშნოს, რომ არ არის გამორიცხული ფუნქციათა აპროქსიმაციის დროს $X(t)$ მნიშვნელობები დაემთხვეს $f(t)-$ს.

$f(t)$ სიგნალის (1.1) მწკრივის წარმოდგენისას წარმოიშობა $\varepsilon(t) = f(t) - X(t)$ ცვლილება, რომლის

შეფა-სების წესი განსაზღვრავს ფუნქციათა მიახლოებით წეს-სა და კრიტერიუმს.

ზოგიერთ შემთხვევაში აუცილებელია შეცდომის მაქსიმალური სიდიდე იყოს მინიმალური $f(t)$-ს განსა-ზღვრის არეზე. აპროქსიმაციის ასეთ სახეს (მეთოდს), რომლის დროსაც ხდება $|\varepsilon(t)|$-ს **მინიმიზაცია**, ეწოდება თანაბარი **მიახლოება,** ან მიახლოება **მინიმაქსიმალური კრიტერიუმით.**

ზოგადად, უფრო ფართო გავრცელება ჰპოვა მიახ-ლოებამ **საშუალო კვადრატული ცდომილების მინიმი-ზაციის კრიტერიუმით**. საშუალო კვადრატული ცდომი-ლების შეფასება ხდება შემდეგი გამოსახულებით:

$$\varepsilon^2(t) = \frac{1}{T}\int_O^T [f(t) - X(t)]^2 dt\,. \tag{1.2}$$

ამ კრიტერიუმის ფართო გამოყენება გამოწვეულია იმით, რომ იგი ითვალისწინებს ინტეგრალურ ეფექტს-ცდომილების დაგროვებას სიგნალის განსაზღვრის არე-ზე, რაც დამახასიათებელია ტელეკომუნიკაციის ტექნიკუ-რი სისტემების უმრავლესობისათვის.

რასაკვირველია, შეიძლება გამოყენებულ იქნას მიახ-ლოების სხვა კრიტერიუმებიც, მაგრამ ყველაზე ფართო გამოყენება ჰპოვა ზემოაღნიშნულმა ორმა კრიტერიუმმა.

სიგნალის მიახლოებითი წარმოდგენა საგრძნობლად მარტივდება, თუ (1.1) მრავალწევრის აგებისას გამოყენ-ებულ იქნება ფუნქციათა $\{\xi_K(t)\}$ სისტემა, რომელთაც **ბაზისური სისტემები** ეწოდებათ.

(1.1)-ში შემავალი a_K კოეფიციენტების გამოსათვლე-ლად, გამოსახულებაში შემავალი ორივე მხარე გავამრავ-

ლოთ $\xi_j(t)$-ზე და მოვახდინოთ ინტეგრირება (O,T) საზღვრებში. მივიღებთ:

$$\int_O^T X(t)\xi_j(t)\,dt = \sum_{k=1}^{n} a_k \int_O^T \xi_k(t)\xi_j(t). \qquad (1.2).$$

ვინაიდან $\{\xi_k(t)\}$ და $\{\xi_j(t)\}$ სისტემები ორთონორმირებულია, (1.2) გამოსახულების მარჯვენა მხარის ყველა შესაკრები იქნება ნულის ტოლი გარდა ერთისა, რომელიც შეესაბამება $k=j$ შემთხვევას. უკანასკნელი შესაკრები ტოლი იქნება a_k-სი და ამგვარად

$$a_k = \int_O^T X(t)\xi_k(t)\,dt. \qquad (1.3)$$

a_k კოეფიციენტებს, განსაზღვრულს (1.3) გამოსახულების მიხედვით, **ფურიეს განზოგადებული კოეფიციენტები** ეწოდება, ხოლო (1.1) მწკრივს-**ფურიეს** განზოგადოებული მკრივი.

აქვე უნდა აღინიშნოს საშუალო კვადრატული ცდომილება, განსაზღვრული (1.3) გამოსახულების საფუძველზე აღწევს მინიმუმს და უდრის

$$\varepsilon^2_{\min} = \frac{1}{T}\int_O^T X^2(t)dt - \sum_{K=1}^{n} a_K^2. \qquad (1.4)$$

ამ გამოსახულებიდან როდესაც $n\to\infty$, ხოლო $\varepsilon^2_{\min}\to 0$, მიიღება ე.წ. **პარსევალის ტოლობა**

$$\frac{1}{T}\int_O^T X^2(t)dt = \sum_{K=1}^{n} a_K^2. \qquad (1.5)$$

ეს გამოსახულება ერთის მხრივ, ამყარებს კავშირს სიგნალის ენერგიას და ამ სიგნალის განზოგადებული

დაშლის კოეფიციენტებს შორის და, მეორეს მხრივ წარმოადგენს ორთონორმირებულ ფუნქციათა სისტემის **შეკრულობის** პირობას. ორთონორმირებული სისტემა შეკრულია, თუ მისთვის მართებულია პირობა (1.5). აღსანიშნავია, რომ ორთონორმირებული სისტემა შეკრულია, თუ მისთვის მართებულია (1.5)-ით მოცემული პირობა. აღსანიშნავია ისიც, რომ შეკრულობის პირობიდან გამომდინარეობს სისტემის სისრულის პირობაც.

1.4. სიგნალების სპექტრული წარმოდგენა

სიგნალების სპექტრულ ანალიზს საფუძვლად უდევს მათი წარმოდგენა ელემენტარული ჰარმონიული შემადგენლების ერთობლიობით. იმისდა მიხედვით პერიოდულია თუ არაპერიოდული სიგნალების აღმწერი $X(t)$ ფუნქცია, იგი შეიძლება წარმოდგენილ იქნეს **ფურიეს მწკრივის ან ინტეგრალის სახით**.

თუ T პერიოდის მქონე $X(t)$ ფუნქცია აკმაყოფილებს ე.წ. დირიხლეს პირობებს, ე.ი, არის უწყვეტი შეკრულ ინტერვალზე და ამ ინტერვალზე ან არ გააჩნია, ან აქვს სასრული რაოდენობების ექსტრემუმები, იგი ფურიეს ტრიგონომეტრიული მწკრივის სახით წარმოდგება

$$X(t) = \frac{a_o}{T} + \frac{2}{T}\sum_{k=1}^{\infty} a_K \cos\omega_k t + b_k \sin\omega_k t, \quad (1,6)$$

სადაც:

$$\omega_k = k2\pi/T, \quad (1.7)$$

$$a_o = \int_{-T/2}^{T/2} X(t)dt, \quad (1.8)$$

$$a_k = \int_{-T/2}^{T/2} X(t)\cos\omega_k t\, dt, \tag{1.9}$$

$$b_k = \int_{-T/2}^{T/2} X(t)\sin\omega_k t\, dt. \tag{1.10}$$

ამგვარად, პერიოდუილი სიგნალი შეიძლება წარმოდგენილ იქნეს ე.წ. სიხშირული სპექტრის სახით, ანუ პერიოდული შემადგენლების (ჰერმონიკების) ჯამით, რომელთა ამპლიტუდებია a_k და b_k. ამასთან (1.6) მწკრივის წევრები $a_1 \cos\omega_1 t$ და $b_1 \sin\omega_1 t$ ერთად განსაზღვრავენ ძირითადი პერიოდული შემადგენლის, ე.წ. პირველი ჰარმონოკის, ხოლო დანარჩენი წევრები $a_k \cos\omega_k t$ და $b_K \sin\omega_K t$ K-ური ჰარმონიკების $(k>1)$ სიდიდეებს. შესაბამისად $\omega_1 = 2\pi / T$ ძირითადი პირველი ჰარმონიკის, $\omega_K (k>1)$ კი-K-ური ჰარმონიკის სიხშირეებია.

ზოგადად ითვლება, რომ სიგნალების ენერგიის ძირითადი ნაწილი მოთავსებულია ნულოვან სიხშირესა და სიხშირის იმ მნიშვნელობას შორის, სადაც სპექტრის მომვლები პირველად ხდება ნულის ტოლი, ანუ სიხშირეთა დიაპაზონში

$$O \le \omega \le \frac{2\pi}{T},$$

ამიტომ სიგნალის სპექტრის ზედა ზღვრულ სიხშირედ მიღებულია სპექტრის მომვლების პირველი ნულის შესაბამისი სიხშირე, ე.ი.

$$\omega_z = 2\pi f_z = 2\pi / \tau$$

აქედან კი

$$f_z \cdot \tau = 1 . \qquad (1.11)$$

ამგვარად, რაც უფრო მოკლეა სიგნალი, მით უფრო ფართოა მისი სიხშირული სპექტრი და პირიქით. საზოგადოდ, ნებისმიერი ფორმის სიგნალისათვის მართებულია უკუპროპორციული დამოკიდებულება სპრქტრის ზედა ზღვრულ სიხშირესა და სიგნალის ხანგძლივობას შორის, ე.ი. ზოგადად $f_z \cdot \tau \approx const$.

არაპერიოდული სიგნალების შემთხვევაში მართებულია დაშვება იმისა, რომ იგი პერიოდულად შეიძლება წარმოვიდგინოთ იმ შემთხვევაში რომლისთვისაც $T \to \infty$. ამასთან, სხვაობა მეზობელი ჰარმონიკების სიხშირეებს შორის მიისწრაფვის ნულისაკენ, სპექტრი ხდება უწყვეტი, ჰარმონიკების ამპლიტუდები – უსასრულოდ მცირე. ზღვარზე გადასვლის შედეგად როდესაც $T \to \infty$, სიხშირეთა დისკრეტული მნიშვნელობების მიმდევრობა შეიცვლება მიმდინარე ω სიხშირით, ჯამი შეიცვლება ინტეგრალით და ამის შედეგად მივიღებთ

$$X(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(j\omega) e^{jwt} d\omega, \qquad (1.12)$$

სადაც

$$\dot{S}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt, \qquad (1.13)$$

სპექტრული სიმკვრივეა.

(1.12) გამოსახულება არის ფურიეს ინტეგრალი კომპლექსურ ფორმაში. (1.12)-ის ინტეგრალქვეშა გამოსახულება გამოსახავს ცალკეულ უსასრულოდ მცირე შესაკრებს, ე.ი. ჰარმონიულ რხევას $e^{j\omega t}$ უსასრულოდ მცირე ამპლიტუდით dc:

$$\frac{1}{2\pi}\dot{S}(j\omega)\cdot e^{jwt}d\omega = dce^{j\omega t}dt$$

აქედან ვპოულობთ ამპლიტუდების სპექტრალურ სიმკვრივეს

$$\dot{S}(j\omega) = 2\pi\frac{dc}{d\omega},$$

რასაც აგრეთვე ეწოდება არაპერიოდული სიგნალის **კომპლექსური სპექტრი**; $\dot{S}(j\omega)$-ს აბსოლუტურ მნიშვნელობას უბრალოდ **სპექტრი** ეწოდება.

(1.12) და (1.13) გამოსახულებებს, შესაბამისად ფურიეს უკუ და პირდაპირი ინტეგრალური გარდასახვები (ეწოდებათ). შემოკლებით ისინი აღინიშნებიან $F^{-1}[X(t)]$ და $F[X(t)]$.

1.5. სიგნალების დროითი წარმოდგენა

ანალოგური სიგნალების **დროითი წარმოდგენის** სფეროში, ანუ ანალოგური სიგნალების, **დროითი დის-კრე-ტიზაციის სფეროში** კლასიკური შედეგები მიღებულ იქნა **გ. ნაიკვისტის (1933) და ვ.ა. კოტელნიკოვის** (1931) მიერ. ვინაიდან, ჩვენის აზრით, ვ.ა. კოტელნიკოვის თეორემის მიხედვით კარგად ჩანს უწყვეტი სიგნალების დროითი დის-კრეტიზაციით გამოწვეული დამახინჯებები, ქვემოთ მოცე-მულია აღნიშნული თეორემის მოკლე ფორმულირება და მისი დაწვრილებითი ანალიზი.

ვ.ა. კოტელნიკოვის მიერ დამტკიცებული თეორემის თანახმად, დროის უწყვეტი $X(t)$ ფუნქცია, რომელსაც არ გააჩნია სიხშირული შემადგენლები ω_z სიხშირის ზევით,

მთლიანად განისაზღვრება $X(k\Delta t_{\text{d}})$ მყისი მნიშვნელობე-ბით (დისკრეტებით) წერტილებში, რომლებიც ერთმანეთი-საგან დაშორებულია $\Delta t_{\text{d}} = \pi / \omega_{\text{z}}$ ინტერვალით. Δt_{d} ინტერვალს **დისკრეტიზაციის ბიჯი,** ხოლო $f_{\text{d}} = 1/\Delta t_{\text{d}} = \omega_{\text{z}} / \pi$ – **დისკრეტიზაციის სიხშირე** ეწოდება.

ამ თეორემით უწყვეტი $X(t)$ ფუნქცია შეიძლება წარმოდგენილ იქნეს შემდეგი მწკრივის სახით:

$$X(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(k\Delta t_{\text{d}}) \sin \omega_{\text{z}} (t - k\Delta t_{\text{d}}) / \omega_{\text{z}} (t - k\Delta t_{\text{d}}) \quad (1.14)$$

ვ.ა. კოტელნიკოვის დაშლაში (1.1) ბაზისური ფუნ-ქციების როლს ასრულებს ფუნქციები:

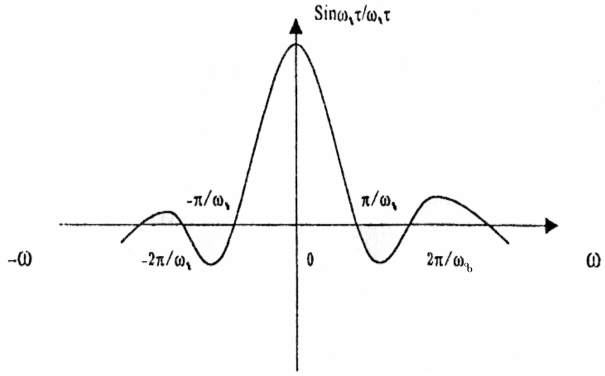
$$\varphi_k(t) = \sin \omega_{\text{z}} (t - k\Delta t_{\text{d}}) / \omega_{\text{z}} (t - k\Delta t_{\text{z}}) \quad (1.15)$$

გრაფიკულად $\varphi_k(t)$ ფუნქციებს აქვს ნახ. (1.7)-ზე მოცემული სახე (ნახაზზე შემოტანილია აღნიშვნა $t - k\Delta t_{\text{d}} = \tau$).)

განვიხილოთ ის ძირითადი მიზეზები, რომლებიც წარმოადგენს დამახინჯებების წყაროებს ვ.ა. კოტელნიკო-ვის თეორემის პრაქტიკული გამოყენებისას.

დამახინჯებების პირველი კლასი განპირობებულია იმით, რომ ყველა რეალური სიგნალი ფინიტურია. ამი-ტომ, ვ.ა. კოტელნიკოვის თეორემის გამოყენებისას უსას-რულო მწკრივი იცვლება სასრული მწკრივით, ე.ი. T ხანგძლივობის $X(t)$ სიგნალებზე იღება სასრული რიცხ-ვის $n = T / \Delta t_{\text{d}} + 1 \approx f_{\text{d}} \cdot T = 2 f_{\text{z}} \cdot T$ დისკრეტები. ცხადია, ამ შემთხვევაში $X(t)$ ფუნქციის სიზუსტე მით უფრო

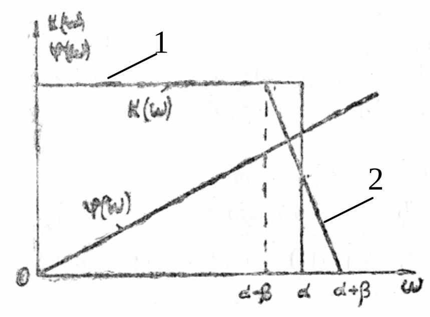
ნაკლები იქნება, რაც უფრო ნაკლები რაოდენობის დისკრეტები მონაწილეობს $X(t)$ ფუნქციის აღდგენაში;



ნახ. 1.7

– **დამახინჯებების მეორე კლასი** განპირობებულია იმით, რომ რეალურ სიგნალებს სასრული ხანგძლივობის გამო უსასრულო სიხშირული სპექტრები გააჩნია, ამიტომ სიხშირული სპექტრის შეზღუდვისას, ზედა ω_z ზღვრული სიხშირის გარეთ რჩება სიგნალის ენერგიის ნაწილი;

– **დამახინჯებების მესამე კლასი** ვლინდება დემუდულატორში ანალოგიური სიგნალის აღდგენისას და განპირობებულია იმით, რომ $X(t)$ ფუნქციის აღდგენისათვის დისკრეტების საშუალებით საჭიროა $\varphi_k(t)$ ფუნქციის გენერაცია, რაც პრაქტიკულად ხორციელდება დაბალი სიხშირეების ფილტრის გამოყენებით. მაგრამ, ვინაიდან მისი მახასიათებლები საკმაოდ განსხვავდება იდეალურისაგან, მახინჯდება $\varphi_k(t)$ ფუნქციის ფორმა, რაც შედეგად იწვევს $X(t)$ ფუნქციის დამატებით დამახინჯებებს. (ნახ. 1.8, 1-იდეალური ფილტრის მახასიათებელი, 2-რეალური ფილტრის მახასიათებელი).



ნახ. 1.8.

განვიხილოთ დაქვანტვით გამოწვეული დამახინჯებების არსი.

დაქვანტვისას ადგილი აქვს დაქვანტვის დამახინჯებებს. ტსკ-ტ-ს G.701 (03/93) რეკომენდაციაში მოცემული განმარტებით, **დაქვანტვის დამახინჯება** არის დამახინჯება, წარმოქმნილი დისკრეტების დაქვანტვის პროცესის შედეგად მუშა დიაპაზონის საზღვრებში.

დაქვანტვის დამახინჯებები, როგორცწესი, გამოისახება როგორც სიგნალის საშუალო სიმძლავრის ფარდობა დამახინჯებების საშუალო სიმძლავრესთან. აღნიშნული ფარდობა შეიძლება ჩაიწეროს შემდეგნაირად:

$$P_{\mathrm{s}} / P_{\mathrm{dq}} = f\left\{x^2(t)\right\} / E\left\{[X(t) - X^*(t)]^2\right\},$$

სადაც $E\{\bullet\}$ – მათემატიკური მოლოდინია, $X(t)$ – ანალოგური შესასვლელი სიგნალი, $X^*(t)$ – დეკოდირებული ანალოგური სიგნალი.

იმისათვის, რომ განისაზღვროს დაქვანტვის დამახინჯებების საშუალო სიმძლავრე, გათვალისწინებულ უნდა იქნეს შემდეგი:

– შეცდომის $[X(t) - X^*(t)]$ ამპლიტუდა შემოსაზღვრულია $\delta/2$ მნიშვნელობით, ვინაიდან დეკოდირებული

გამოსასვლელი დისკრეტები განლაგებულია დაქვანტვის ბიჯის შუაში;

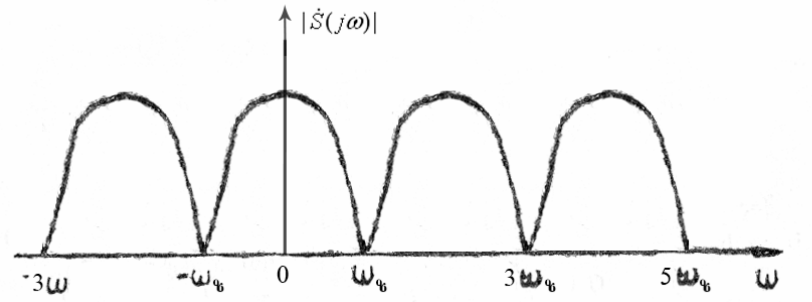
– დისკრეტების მნიშვნელობები თანაბარი ალბათობებით შეიძლება მოხვდეს ნებისმიერ წერტილში დაქვანტვის ბიჯის საზღვრებში, ე.ი. დისკრეტების ალბათობათა სიმკვრივე არის თანაბარი და ტოლია $1/\delta$;

ასევე საინტერესოა სიგნალების სპექტრალური წარმოდგენა. ნახ. 1.9. ა,ბ და გ-ზე წარმოდგენილია დისკრეტიზებული სიგნალების სპექტრები შემდეგი შემთხვევებისათვის: $\omega_{\text{d}} = 2\omega_{\text{z}}$; $\omega_{\text{d}} < 2\omega_{\text{z}}$; და $\omega_{\text{d}} > 2\omega_{\text{z}}$;.

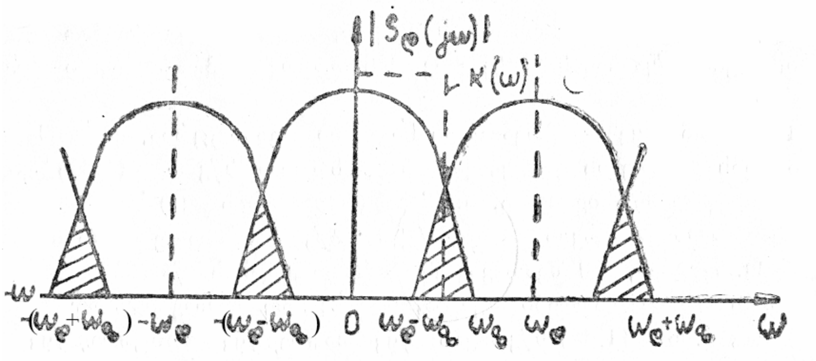
– სიგნალის ამპლიტუდა შემოსაზღვრულია კოდერის მუშა დიაპაზონით, თუ დავუშვებთ, რომ დატვირთვის რეზისტორის წინაღობა ტოლია 1 ომის, მაშინ დაქვანტვის დამახინჯებების საშუალო სიმძლავრე ტოლია:

$$P_{\text{dq}} = \delta^2/12$$

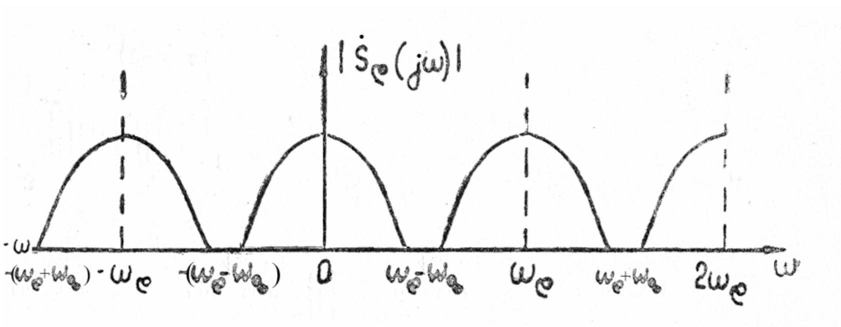
თუ თანაბარი დაქვანტვისას დავუშვებთ, რომ დაქვანტვის დამახინჯებები არარისდამოკიდებული დისკრეტების მნიშვნელობებზე, მაშინ სიგნალი დაქვანტვის დამახინჯებები ფარდობისათვის (დეციბელებში გვექნება:



ნახ. 1.9. ა



ნახ. 1.9. ბ



ნახ. 1.9. გ

$$P_s / P_{dq} = 10\lg[x^2(\delta^2/12] = 10{,}8 + 20\lg(v/\delta),$$

სადაც, v – შესასვლელი სიგნალის ამპლიტუდის საშუალო კვადრატული მნიშვნელობაა.

1.6. ანალიზური სიგნალი

რეალური პროცესები (სიგნალები) ზოგადად შეიძლება აღწერილ იქნას დროის ნამდვილი ფუნქციებით. მაგრამ ზოგიერთ შემთხვევაში მიზანშეწონილია მათი წარმოდგენა კომპლექსური სიბრტყის ვექტორების სახით, რაც საშუალებას იძლევა შემოტანილ იქნას **„ანალიზური სიგნალის“** ცნება როგორც დეტერმინირებული, ასევე შემთხვევითი სიგნალერბის ანალიზის გამარტივების მიზნით.

როგორც ცნობილია, დროის ნამდვილი $x(t)$ ფუნქცია შეიძლება წარმოდგენილ იქნეს სიმბოლური ფორმით

$$\dot{x}(t) = x(t) + jx(t) = u(t)e^{j\varphi(t)} \qquad (1.16)$$

სადაც $x(t)$ კომპლექსური სიგნალის ნამდვილი ნაწილი $\mathrm{Re}[x(t)] = x(t)$ ემთხვევა საწყის ფუნქციას, ხოლო წარმოსახვითი ნაწილი $\mathrm{Im}[x(t)] = \hat{x}(t)$ $x(t)$ ფუნქციასთან კვადრატურაშია (დაძრულია $x(t)$-ს მიმართ 90^0–ით). (1.16) გამოსახულებაში შემავალ $u(t)$ და $\varphi(t)$ ფუნქციებს, შესაბამისად $x(t)$ სიგნალის **მომვლები** და **ფაზა** ეწოდება.

$x(t)$ სიგნალის კომპლექსური სახით წარმოდგენის საფუძველხზე შესაძლებელია შემოტანილ იქნას **„ანალიზური სიგნალის“** ცნება:

$x(t)$ სიგნალს ეწოდება **„ანალიზური“**, თუ $x(t)$ და $\hat{x}(t)$ დაკავშირებულია ერთმანეთთან ე.წ. **ჰილბერტის ინტეგრალურ** გარდასახვათა წყვილით:

$$\hat{x}(t) = H[x(t)] = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left(\frac{x-\tau}{t-\tau}\right)d\tau, \qquad (1.17)$$

$$x(t) = H^{-1}[\hat{x}(t)] = -\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left(\frac{\hat{x}(\tau)}{t-\tau}\right)d\tau. \qquad (1.18)$$

$x(t)$ და $\hat{x}(t)$ ფუნქციებს ეწოდებათ **ურთიერთ-შეუღლებული ფუნქციები** ჰილბერტის მიხედვით. ასეთ შემთხვევაში სიგნალის მომვლები და ფაზა გამოისახება

$$U(t) = \sqrt{[x(t)]^2 + \hat{x}(t)^2}, \qquad (1.19)$$

$$\varphi(t) = arctg\frac{\hat{x}(t)}{x(t)}. \qquad (1.20)$$

ე.ი. $x(t)$ სიგნალის მომვლებისა და ფაზის განსაზ-ღვრისათვის საჭიროა ჰილბერტის გარდასახვის საფუძ-ველზე გამოითვალოს $x(t)$ ფუნქციის შეუღლებული $\hat{x}(t)$ ფუნქცია.

(1.19) და (1.20) გამოსახულებებიდან გამომდინარე-ობს, რომ თუ $x(t) = \cos\omega t,$, მაშინ ჰილბერტის მიხედვით მისი შეუღლებული იქნება $\hat{x}(t) = \sin\omega t,$ ფუნქცია.

1.7. შეტყობინებებისა და სიგნალების ფიზიკური მახასიათებლები

შეტყობინებების და სიგნალების თვისებების შესას-წავლად, მათი ცალკეული რეალიზაციის განხილვის ნაც-ვლად, მიზანშეწონილია ისინი აღიწერის განზოგადე-ბული ფიზიკური მახასიათებლებით, რომლებიც დამახა-სიათებელია მოცემული სახის შეტყობინებისა და სიგნა-

ლის სიმრავლისათვის. ასეთ ფიზიკურ მახასიათებლებს მიეკუთვნება სიგნალის: **ხანგძლივობა** – T_s, **სპექტრის სიგანე** F_s და **დინამიკური დიაპაზონი** D_s.

ფიზიკური მახასიათებლები T_s და F_s განხილული იყო ზემოთ. ფიზიკური მახასიათებელი D_s განისაზღვრება სიგნალის საშუალო სიმძლავრის მინიმალური (P_{min}) და მაქსიმალური (P_{max}) სიდიდეებით და იზომება დეციბელებით (დბ)

$$D_s = 10\lg(P_{max/}P_{min}). \tag{1.21}$$

პრაქტიკაში სიგნალის საშუალო სიმძლავრის მინიმალური მნიშვნელობა P_{min} განისაზღვრება არხში მოქმედ ხმაურის სიმძლავრით P_p-ისა. თუ სიმძლავრის მაქსიმალური სიდიდის P_{max}-ის ნაცვლად განვიხილავთ სიგნალის საშუალო სიმძლავრეს P_s, მივიღებთ:

$$D_s = 10\lg(P_{s/}P_z). \tag{1.22}$$

P_x / P_x ფარდობას სიგნალ-ხელშეშლის ფარდობა ეწოდება.

სიგნალებს, რომელთა ხანგძლივობის ნამრავლი სპექტრის სიგანეზე, ე.წ. **ბაზა** $B_s = T_s F_s$ სიდიდით ახლოსაა ერთთან, ეწოდება **მარტივი** ანუ **ელემენტარული სიგნალები.** სიგნალებს რომელთა ბაზის სიდიდე $B_s >> 1$, ეწოდება **ხმაურისებრი სიგნალები.**

სიგნალების, ხელშეშლებისა და გადაცემის არხების ერთ-ერთ განზოგადებულ მახასიათებელს წარმოადგენს მათი ე.წ. მოცულობა.

სიგნალის ფიზიკურ მოცულობაში იგულისხმება შემდეგი ნამრავლი

$$V_{\mathsf{s}} = T_{\mathsf{s}} \cdot F_{\mathsf{s}} \cdot D_{\mathsf{s}} \qquad (1.23)$$

ანალოგიურად განისაზღვრება ტელეკომუნიკაციის არხის მოცულობა

$$V_{\mathsf{a}} = T_{\mathsf{a}} \cdot F_{\mathsf{a}} \cdot D_{\mathsf{a}} \qquad (1.24)$$

სადაც T_{a}, F_{a} და D_{a} შესაბამისად არის ტელეკომუნიკაციის არხის **გამოყენების დრო, მისი გადაცემის სიხშირული ზოლი და იმ დონეების დინამიკური დიაპაზონი,** რომლებიც ტელეკომუნიკაციის არხში გადაიცემა დამახინჯების გარეშე.

ტელეკომუნიკაციის არხში სიგნალების დაუმახინჯებლად გადაცემისათვის საჭიროა დაკმაყოფილდეს შემდეგი უტოლობა

$$V_{\mathsf{s}} \le V_{\mathsf{s}}. \qquad (1.25)$$

ზოგადად, სიგნალების ფიზიკური მახასიათებლების სიდიდე მნიშვნელოვანწილადაა დამოკიდებული ტელეკომუნიკაციის სისტემის სახეზე.

1.8. შემთხვევითი სიგნალების (პროცესების) მახასიათებლები

დეტერმინირებული სიგნალებისაგან (პროცესებისაგან) განსხვავებით, რომელთა მსვლელობა ცალსახად არის განსაზღვრული და რომლებიც აღიწერებიან დროის დეტერმინირებული ფუნქციით, შემთხვევბითი სიგნალები ასახავენ ფიზიკური სისტემების ისეთ ცვლილებებს

დროში, რომელთა მსვლელობის წინასწარმეტყველება შეუძლებელია.

როგორც აღინიშნა, რეალური სიგნალები, რომელთაც გადააქვთ შეტყობინება შემთხვევით ხასიათს ატარებენ. ეს გამოწვეულია იმით, რომ ბუნებაში არსებული რთული მიზეზ-შედეგობრივი კავშირების შედეგად რეალური ფიზიკური თუ სხვა პროცესების მსვლელობა განისაზღვრება მრავალი სხვადასხვა სახის ფაქტორით, რომელთა სრული გათვალისწინება შეუძლებელია.

ამასთან უნდა აღინიშნოს, რომ ამ ფაქტორების ერთობლივი ზემოქმედება ემორჩილება გარკვეულ კანონზომიერებებს, რომელთა შესწავლა შესაძლებელია ალბათობის თანამედროვე თეორიის ცნობილი მეთოდების საშუალებით. კერძოდ, შემთხვევითი პროცესების თეორიის საშუალებით.

ა) შემთხვევითი პროცესების (სიგნალების) ტიპები

იმისდა მიხედვით, თუ რა სახის სიმრავლეს (დისკრეტულს თუ უწყვეტს) მიეკუთვნება არგუმენტის (დრო t) და შემთხვევითი პროცესის რეალიზაციის X დონეები, შემთხვევითი პროცესები (სიგნალები) პირობითად შეიძლება დაიყოს შემდეგ ოთხ ტიპად:

1. უწყვეტი შემთხვევითი პროცესი (სიგნალი): t და x ღებულობს ნებისმიერ მნიშვნელობას ნამდვილი ღერძის მონაკვეთზე (ან შეიძლება მთელს ღერძზე).

2. დისკრეტული შემთხვევითი პროცესი (სიგნალი): t უწყვეტია, ხოლო x სიდიდეები-დისკრეტული (ღებულობს მნიშვნელობას ერთ შესაძლო მნიშვნელობიდან Δx ბიჯით).

3. უწყვეტი შემთხვევითი მიმდევრობა: t დისკრეტულია (ბიჯით Δt) ხოლო x-მა შეიძლება მიიღოს ნების-

მიერი მნიშვნელობა რიცხვითი ღერძის მონაკვეთზე (ან მთელს ღერძზე). ასეთ პროცესებს ხშირად ეწოდებათ **პროცესები (სიგნალები) დისკრეტული დროით.**

4. **დისკრეტული შემთხვევითი მიმდევრობა:** t და x დისკრეტულია, დისკრეტული შემთხვევითი მიმდევრობა ხშირად გამოიყენება შემთხვევითი პროცესების (სიგნალების) აპროქსიმაციისათვის და მნიშვნელოვნად ამარტივებს გამოკვლევებს.

იმ შემთხვევაში როდესაც განაწილების ფუნქციები დამოკიდებულია დროის არჩეულ; მომენტზე, შესაბამის შემთხვევით პროცესებს ეწოდება არასტაციონარული, ვინაიდან მათი მიმდინარეობა დროში არის არაერთგვაროვანი. ხოლო თუ განაწილების ფუნქციები აკმაყოფილებს პირობას

$$F_1(X,t) = F_1(X); \omega_1(x,t) = \omega_1(x), \tag{1.26}$$

ე.ი. დროზე არ არიან დამოკიდებული, მათ **სტაციონარული შემთხვევითი პროცესები** ეწოდება. ქვემოთ დაწვრილებითაა განხილული შემთხვევითი პროცესების სტაციონალობის საკითხები.

განვიხილოთ შემთხვევითი პროცესების რაოდენობრივი მახასიათებლები, ვინაიდან მხოლოდ მონაცემი იმის შესახებ, რომ ორი პროცესი $X(t)$ და $Y(t)$ შემთხვევითია არ იძლევა მათი ერთმანეთთან შედარების საშუალებას. $X(t)$ შემთხვევითი პროცესის განხილვისას დავაფიქსიროთ დროის მომენტი t_1,. ე.ი. ავიღოთ კვეთა $X_1 = X(t_1)$, რომელიც როგორც ყველა შემთხვევითი სიდიდე ემორჩილება ალბათობათა განაწილების ამა თუ იმ კანონს. აღვნიშნოთ $F_1(x,t_1)$-ით ამორჩეული კვეთის განაწილების ინტეგრალური ფუნქცია. ეს ნიშნავს, რომ სადაც P

$$F_1(X,t_1) = P(X_1 < x), \tag{1.27}$$

სიმბოლოთი აღნიშნულია ფრჩხილებში მითითებული უტოლობის შესრულების ალბათობა.

კვეთას X_2 რომელიც აღებულია დროის სხვა მომენტში $t_2(t_2 \# t_1)$, შეესაბამება განაწილების ინტეგრალური ფუნქცია $F_1 = (x,t_2)$ (ინდექსი 1 მიუთითებს იმაზე, რომ განაწილების ფუნქცია არის ერთგანზომილებიანი)

$$F_1(X,t_2) = P(X_2 < x), \tag{1.28}$$

ზოგად შემთხვევაში $F_1 = (X,t_1)$ და $F_1 = (X,t_2)$ შეიძლება იყოს განსხვავებული სხვადასხვა t_1 და t_2-სათვის. ამიტომ $X(t)$ ფუნქციის დახასიათებისათვის შეიძლება განვიხილოთ განაწილების ფუნქციათა ოჯახი, რომელიც დამოკიდებულია t პარამეტრზე:

$$F_1(X,t) = P[X(t) < x)], \tag{1.29}$$

თუ დავაფიქსირებთ ორი ცვლადის ფუნქციაში (1.29) მეორე არგუმენტს (დრო t), მივიღებთ დროის შესაბამის მომენტში $X(t)$ პროცესის **კვეთის განაწილების ინტეგრალურ ფუნქციას.** თუ არსებობს (1.29) ფუნქციის კერძო წარმოებული x ცვლადის მიხედვით

$$\omega_1(x,t) = \frac{\partial F_1(x,t)}{\partial x}, \tag{1.30}$$

მაშინ მას ეწოდება $X(t)$ პროცესის **განაწილების ერთგანზომილებიანი დიფერენციალური ფუნქცია**, ანუ **ალბათობათა ერთგანზომილებიანი სიმკვრივე.**

x ცვლადის მიხედვით საკმარისად მცირე ნაზრდისას (1.29)-ში გვექნება

$$\Delta[F_1(x,t)] = \omega_1(x,t)\Delta x, \tag{1.31}$$

ზემოაღნიშნულის გარდა შემთხვევითი პროცესების კვლევისას დიდი მნიშვნელობა აქვს მათ რაოდენობრივ მახასიათებლებს. (ანუ სხვადასხვა გასაშუალედებულ მნიშვნელობებს), ვინაიდან $F_1(x,t)$ ფუნქციები წარმოადგენენ შემთხვევითი პროცესების შედარებით არასრულ მახასიათებლებს, და წარმოდგენას იძლევიან პროცესების შესახებ მხოლოდ ცალკეულ ფიქსირებულ მომენტებში.

ცხადია, რომ შემთხვევითი პროცესების უფრო სრული აღწერისათვის გამოყენებული უნდა იქნეს ორი, სამი და ზოგადად n-განზომილებიანი განაწილების **ინტეგრალური და დიფერენციალური** ფუნქციები, რომლებსაც აქვთ შემდეგი სახე:

$$F_n(x_1,x_2,...,x;t_1t_2...,t_n)=P\{x(t_1)<x_1;x(t_2)<x_2...,x(t)<x_n\}_P, \quad (1.32)$$

$$\omega_n(x_1,x_2,...,x_n;t_1,t_2,...t_n)=\frac{\partial^n F_n(x_1,x_2,...x_n;t_1,t_2,...,t_n)}{\partial x_1\partial x_2...\partial x_n} \quad (1.33)$$

უნდა აღინიშნოს, რომ მრავალგანზომილებიანი განაწილების ფუნქციების განსაზღვრა წარმოადგენს რთულ ამოცანას და მისი გადაწყვეტა უმრავლეს შემთხვევაში შეუძლებელია. ამიტომ მიმართავენ უფრო მარტივ, კერძოდ რიცხობრივ მახასიათებლებს, ე.წ. **მომენტურ ფუნქციებს,** რომლებიც შემთხვევითი პროცესის დროითი მახასიათებელია და განისაზღვრება შემდეგნაირად:

$$m_k=M[X^k(t)]=\int_{-\infty}^{\infty}x^{(k)}\omega_1(x,t)dx. \quad (1.34)$$

(1.33)-დან გამომდინარე მომენტური ფუნქციები წარმოადგენენ $\{X^k(t)\}$ ფუნქციის მათემატიკურ მოლოდინს, ე.ი. $X(t)$ შემთხვევითი ფუნქციის საშუალო მნიშვ-

ნელობას რეალიზაციათა **ერთობლიობის** ანუ **ანსამბლის** მიხედვით.

$M[\ ]$ მათემატიკური მოლოდინის ნიშანია. თანამამ-რავლთა რიცხვი იწოდება **მომენტის რიგად.** ამგვარად,

$$m_1 = M[X(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} x\omega_1(x,t)dx, \qquad (1.35)$$

არის პირველი რიგის მომენტი;

$$m_2 = M[X^2(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} x^2\omega_1(x,t)dx, \qquad (1.36)$$

არის მეორე რიგის მომენტი;

$$B(t_1,t_2) = M[X(t_1)X(t_2)] = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} x_1x_2\omega_2(x_1,x_2;t_1,t_2)dx_1dx_2, \qquad (1.37)$$

არის მეორე რიგის **დაძრული მომენტი**, რომელსაც აგრეთვე **კორელაციის (ავტოკორელაციის) ფუნქცია** ეწო-დება.

ხშირად გამოიყენება მეორე რიგის **ცენტრალური მომენტური ფუნქციები ე.წ. დისპერსია,** რომელიც განსაზ-ღვრავს შემთხვევითი ფუნქციის გადახრას საშუალო ფუნქციის მიმართ

$$\delta^2(t) = m_1\left\{[x(t) - m_1(t)]^2\right\} = \int_{-\infty}^{\infty}[x(t) - m_1(t)]^2\omega_1(x,t)dx \qquad (1.38)$$

ამ გამოსახულებიდან მივიღებთ, რომ მეორეს მხრივ

$$\delta^2(t) = m_2(t) - m_1^2(t). \qquad (1.39)$$

1.9. შემთხვევითი პროცესების სტაციონარულობა

როგორც ზემოთ აღინიშნა, შემთხვევითი პროცესის სტაციონარულობას განსაზღვრავს მათი მახასიათებლების ინვარიანტულობა დროის ათვლის მომენტის მიმართ. ამისადა მიხედვით არჩევენ: სტაციონალურ შემთხვევით პროცესს ვიწრო აზრით; სტაციონალურ შემთხვევით პროცესს ფართო აზრით, არასტაციონალურ შემთხვევით პროცესს

შემთხვევითი პროცესს ეწოდება სტაციონარული ვიწრო აზრით, თუ ამ პროცესს ნებისმიერი რიგის ალბათობათა სიმძლავრეები და მომენტური ფუნქციები არ არის დამოკიდებული დროის ათვლის მომენტზე. ასეთი პროცესებისათვის ნებისმიერი τ-თვის მართებულია პირობა

$$\omega(x,t) = \omega(x,t+\tau). \qquad (1.40)$$

შემთხვევითი პროცესს ეწოდება **სტაციონარული ფართო აზრით**, თუ პირველი და მეორე რიგის მომენტები არ არის დამოკიდებული დროზე და კორელაციის $B(t_1,t_2)=B(\tau)$ ფუნქცია დამოკიდებულია მხოლოდ $\tau=t_2-t_1$ ინტერვალზე.

თუ შემთხვევითი პროცესი არ აკმაყოფილებს ზემოთ ჩამოთვლილ პირობებს, იგი **არასტაციონარული** შემთხვევითი პროცესია.

იმ სტაციონარული პროცესებისათვის, რომლებიც ხასიათდებიან ე.წ. ერგოდიკულობის თვისებით **(სტაციონარული ერგოდიკული შემთხვევითი პროცესები)**, გასაშუალოება რეალიზაციათა მთელი სიმრავლის მიხედვით, იმავე შედეგს იძლევა, რასაც გასაშუალება ერთი რეალიზაციისა დროის მიხედვით. ამასთან, აუცილებელია

გასაშუალების დრო აღებულ იქნეს საკმაოდ დიდი. **სტაციონარული ერგოდიკური პროცესებისათვის** მომენ-ტური ფუნქციები განისაზღვრება შემდეგი გამოსახუ-ლებით

$$m_k = M[x^{(K)}(t)] = \lim_{T-\infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x^{(k)}(t)dt, \qquad (1.41)$$

და მუდმივ სიდიდეს წარმოადგენს.

ანსამბლის მიხედვით გასაშუალოების ოპერაცია ზოგჯერ აღინიშნება სწორი ხაზით გასაშუალებული სიდიდის ზემოთ

$$m_k(t) = \overline{x^{(k)}(t)}, \qquad (1.42)$$

ხოლო დროის მიხედვით გასაშუალოების ოპერაცია – ტალღისებური ხაზით

$$m_k = \tilde{x}^{(k)} \qquad (1.43)$$

სტაციონარული ერგოდიკური პროცესებისათვის მართებულია ტოლობა

$$\overline{x^{(K)}(t)} = \tilde{x}^{(k)} \qquad (1.44)$$

პირველი და მეორე რიგის საწყისი მომენტების გამოსახულებები შეიძლება მიღ ებულ იქნეს ზემოთ მოცემული ზოგადი (1.41) გამოსახულებიდან. კერძოდ პირველი რიგის მომენტისათვის გვექნება

$$m_1 = \tilde{x}(t) \lim_{T-\infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t)dt. \qquad (1.45)$$

(1.45) გამოსახულებიდან ჩანს, რომ m_1 წარმოადგენს შემთხვევითი პროცესის მუდმივ შემდგენს.

$$m_2 = \tilde{x}^2(t) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x^2(t)dt. \qquad (1.46)$$

თუ მივიღებთ, რომ $x(t)$ ასახავს დენის ან ძაბვის მნიშვნელობას ერთეულოვან წინაღობაზე, მაშინ m_2 წარმოადგენს შემთხვევითი პროცესის (სიგნალის) **საშუალო სიმძლავრეს.**

სტაციონარული ერგოდიკული პროცესებისათვის დისპერსიის გამოსახულება მიიღებს შემდეგ სახეს

$$M_2 = \delta^2 = [x(t) - \tilde{x}(t)]^2 = \lim_{T \to \infty} \int_{-T/2}^{T/2} [x(t) - \tilde{x}(t)]^2 dt. \qquad (1.47)$$

ამ შემთხვევაში იგი სიმძლავრის საშუალო მნიშვნელობიდან გადახრის პროპორციულია. (1.39) გამოსახულების თანახმად ამ შემთხვევაში

$$\delta^2 = \tilde{x}^2 - [\tilde{x}]^2, \qquad (1.48)$$

ე.ი. ასეთ შემთხვევაში დისპერსია წარმოადგენს სხვაობას საშუალო სიმძლავრეს და შემთხვევითი პროცესის მუდმივი შემდგენის სიმძლავრეს შორის.

სტაციონარული ენგოდიკური პროცესების შემთხვევაში კორელაციის (ავტოკორელაციის) ფუნქცია ჩაიწერება შემდეგნაირად:

$$B(\tau) = x(t)x(t+\tau) \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cdot x(t+\tau)dt. \qquad (1.49)$$

თუ შემთხვევითი პროცესი შეიცავს მუდმივ შემდგენს, მაშინ კორელაციის ფუნქცია $K(\tau)$ შემდეგნაირად გამოისახება

$$K(\tau)=\lim_{T\to\infty}\int_{-T/2}^{T/2}[X(t)-\tilde{x}(t)][x(t-\tau)-x(t-\tau)]dt \quad (1.50)$$

კორელასციის $k(\tau)$ და $B(\tau)$ ფუნქციები ერთმანეთთან დაკავშირებულია შემდეგი თანაფარდობით

$$K(\tau)=B(\tau)-[\tilde{x}(t)]^2. \quad (1.51)$$

იმ პროცესებისათვის, რომლებსაც ნულოვანი საშუალო მნიშვნელობა აქვს, გვექნება

$$K(\tau)=B(\tau) \quad (1.52)$$

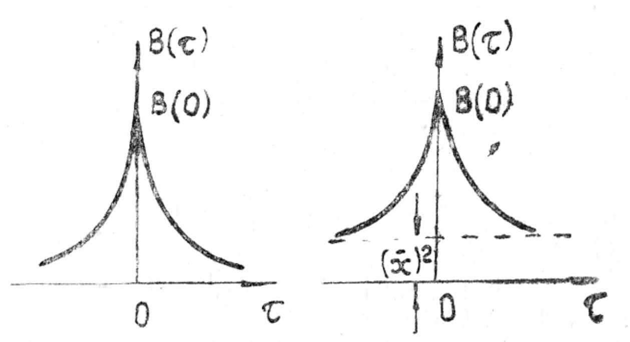
1.10. სტაციონარული შემთხვევითი პროცესების კორელაციის ფუნქციის თვისებები

განვიხილოთ სტაციონარული შემთხვევითი პროცესების კორელაციის ფუნქციის ძირითადი თვისებები.

1. ავტოკორელაციის (კორელაციის) ფუნქცია– თავისი არგუმენტის τ-ს კლებადი ფუნქციაა. იგი მიისწრაფვის ნულისაკენ τ-ს უსასრულო ზრდისას, თუ შემთხვევით პროცესს ნულოვანი საშუალო მნიშვნელობა გააჩნია (არ გააჩნია მუდმივი შემდგენი) (ნახ. 1.10ა) წინააღმდეგ შემთხვევაში $B(\infty)$ მიისწრაფვის მუდმივი შემდგენის კვადრატის მნიშვნელობისაკენ (ნახ. 1.10ბ), ე.ი. მუდმივი შემდგენის სიმძლავრის მნიშვნელობისაკენ.

2. ავტოკორელაციის ფუნქცია τ არგუმენტის ლუწი ფუნქციაა:

$$B(\tau)=\overline{x(t)x(t-\tau)}=\overline{x(t)\cdot x(t+r)}=B(-\tau). \quad (1.53)$$



ა) ბ)

ნახ. 1.10

3. ავტოკორელაციის ფუნქციის $B(\tau)$ მნიშვნელობა $\tau = 0$-ის შემთხვევაში რიცხობრივად პროცესის საშუალო სიმძლავრის ტოლია $B(o) = \overline{x^2(t)} = m_2$, ამასთან $B(0) > 0$.

4. ავტოკორელაციის ფუნქციის მნიშვნელობა $\tau \neq 0$ მომენტებისათვის არ შეიძლება აღემატებოდეს მის საწყის მნიშვნელობას $\tau = 0$ ე.ი.

$$|B(\tau)| \leq B(0). \qquad (1.54)$$

5. ორი შემთხვევითი პროცესის სტატისტიკური კავშირის შეფასებისას შემოიტანება **ურთიერთკორელაციის ფუნქციის** ცნება

$$B_{xy}(\tau) = M[x(t)Y^{(t+\tau)} = \lim_{T \to \infty} \int_{-T/2}^{T/2} x(t)y(t+\tau)dt \qquad (1.55)$$

მაშინ, როდესაც $x(t) = y(t)$ **ურთიერთკორელაციის ფუნქცია გადადის ავტოკორელაციის** ფუნქციაში.

6. ორი შემთხვევითი პროცესის $x(t)$ და $y(t)$ ჯამის ავტოკორელაციის ფუნქცია ტოლია

$$B_z(\tau)=\overline{[x(t)+y(t)][x(t+\tau)+y(t+\tau)]}=\overline{x(t)x(t+\tau)}+\overline{y(t)y(t+\tau)}+\overline{x(t)y(t+\tau)}+$$

$$+\overline{y(t)\cdot x(t+\tau)}=B_{xx}(\tau)+B_{yy}(\tau)+2B_{xy}(\tau). \qquad 1.56)$$

აქ $B_x(\tau)$ და $B_y(\tau)$ შესაბამისად $x(t)$ და $y(t)$ პროცესების **ავტოკორელაციის** ფუნქციაა, ხოლო $B_{xy}(\tau)$ – **ურთიერთკორელაციის** ფუნქცია.

7. ავტოკორელაციისა და ურთიერთკორელაციის ფუნქციები დამოკიდებულია როგორც $x(t)$ და $y(t)$ შემთხვევითი პროცესების შეპირისპირებული მნიშვნელობებს შორის სტატისტიკურ ურთიერთკავშირზე, ასევე ამ პროცესების დისპერსიაზე.

სტატისტიკური ურთიერთკავშირის ზომად ხშირად გამოიყენება **ურთიერთკორელაციის ნორმირებული ფუნქცია**

$$b_{xy}(\tau)=\frac{B_{xy}(\tau)}{\sqrt{B_{xx}(0)}\sqrt{B_{yy}(0)}} \qquad (1.57)$$

თუ (1.57) გამოსახულებაში დავუშვებთ, რომ $x(t)=y(t)$, მივიღებთ გამოსახულებას ნორმირებული ავტოკორელაციის $b(\tau)$ ფუნქციას (კორელაციის კოეფიციენტი). კორელაციის კოეფიციენტი შეიძლება შეიცვალოს -1 დან +1 ფარგლებში, ე.ი.

$$-1\le b_{xy}\le 1$$

8. სტაციონარული შემთხვევითი პროცესებისათვის შეიძლება ნაჩვენები იქნეს τ-ს ისეთი τ_0 მნიშვნელობა, რომ როდესაც $\tau>\tau_o$ ადგილი არ ჰქონდეს სტატისტიკურ ურთიერთკავშირს შემთხვევითი პროცესის მნიშვნელო-

ბებს შორის, ე.ი. $B(\tau) \approx 0$. τ_o სიდიდეს ეწოდება კორელაციის ინტერვალი და იგი შემდეგნაირად განისაზღვრება

$$\tau_o = \int_{-\infty}^{\infty} | b(\tau) | \, d\tau = \frac{1}{B(O)} \int_{-\infty}^{\infty} | B(\tau) | \, d\tau. \qquad (1.57)$$

გეომეტრიულად კორელაციის ინტერვალი შეიძლება განსაზღვრულ იქნეს როგორც იმ სწორკუთხედის ფუძის სიგრძე, რომლის სიმაღლე $b(o) = 1$-ის ტოლია, ხოლო ფართობი იმ ფართობისა, რომელიც მოთავსებულია $| b(\tau) |$ მრუდსა და აბცისთა ღერძს შორის.

1.11. შემთხვევითი პროცესის სპექტრული მახასიათებლები

შემთხვევითი პროცესების სპექტრულ მახასიათებლად გამოიყენება ფუნქცია $G(\omega)$, რომელსაც **ენერგეტიკული სპექტრი** ან **სიმძლავრის სპექტრალური სიმკვრივე** ეწოდება.

სტაციონარული შემთხვევითი პროცესის ენერგეტიკული სპექტრი $G(\omega)$ და კორელაციის ფუნქცია $B(\tau)$ ერთმანეთთან დაკავშირებულია **ვინერ-ხინჩინის გარდასახვების** საშუალებით

$$G(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) e^{-jw\tau} \, d\tau = 2\int_{o}^{\infty} B(\tau) \cos \omega\tau \, d\tau. \qquad (1.59)$$

$$B(\tau) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) e^{j\omega\tau} \, d\omega = \int_{0}^{\infty} G(\omega) \cos \omega\tau \, d\omega. \qquad (1.60)$$

ხშირად წრიული სიხშირის $\omega -$ს ნაცვლად გამოიყენება რხევების სიხშირე ჰერცებში, მაშინ (1.59) და (1.60) გამოსახულებები მიიღებს შემდეგ სახეს:

$$G_1(f) = 4\int_0^\infty B(\tau)\cos 2\pi f\tau \, d\tau. \qquad (1.61)$$

და

$$B(\tau) = \int_0^\infty G_1(f)\cos 2\pi f\tau \, df. \qquad (1.62)$$

$G_1(f)$-ს გააჩნია განზომილება ვატი/ჰც.

არასტაციონარული პროცესებისათვის სარგებლობენ კორელაციის **საშუალო ფუნქციის** $B(\tau,t)$ და **საშუალო სპექტრის** ცნებით, რომლებიც ერთმანეთთან დაკავშირებულია ფურიეს გარდაქმნების წყვილით:

$$B(\tau) = \overline{B(\tau,t)} = \int_o^\infty \overline{G(f,t)}\cos 2\pi f\tau \, df \qquad (1.63)$$

და

$$G_1(f) = \overline{G_1(f,t)} = 4\int_o^\infty \overline{B(\tau,t)}\cos 2\pi f\tau \, d\tau \qquad (1.64)$$

უნდა აღინიშნოს, რომ დეტერმინირებული პროცესების (სიგნალების) ანალიზისგან განსხვავებით შემთხვევითი პროცესის სიმძლავრის სპექტრული სიმკვრივე არ იძლევა საშუალებას აღსდგეს შემთხვევითი პროცესის რომელიმე რეალიზაცია, რადგან იგი არ შეიცავს მონაცემებს ცალკეული სპექტრალური შემადგენლების შესახებ.

განვიხილოთ მოკლედ ენერგეტიკული სპექტრის **ეფექტური სიგანე**. იმ შემთხვევითი პროცესების აღწერი-

სას, რომელთაც აქვს არათანაბარი ენერგეტიკული სპექტრი და რომლის ინტენსივობა კლებულობს სიხშირის ზრდისას, გამოიყენება ენერგეტიკული სპექტრის **ექვივალენტური** ანუ **ეფექტური** სიგანის ცნება

$$\Omega_e = \frac{\int_o^\infty G(\omega)d\omega}{G_{\max}(\omega)} \qquad (1.65)$$

$G_{\max}$ – არის სპექტრალური სიმკვრივის ფუნქციის უდიდესი მნიშვნელობა. სიდიდე, $\Omega_e = 2\pi F_e$ შეიძლება დაკავშირდეს კორელაციის ინტერვალთან შემდეგი გამოსახულებით

$$\tau_o = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |B(\tau)|\, d\tau}{B(0)} = \frac{1}{2}\frac{G_1(0)}{B(0)}, \qquad (1,66)$$

ვინაიდან, $G_1(f) = \int_o^\infty B(\tau)\cos 2\pi f\tau\, d\tau = G_1(0)$ და $B(0) = G_1(0) \quad F_e$ (პროცესის საშუალო სიმძლავრე). (ამიტომ, (1.65)-დან მივიღებთ).

$$\tau_o = \frac{1}{2F_e} \qquad (1.67)$$

(1.67) თანაფარდობა წარმოადგენს **ამპლიტუდების სპექტრის სიგანესა** და **იმპულსის ხანგძლივობას** შორის კავშირის განზოგადებას ($F_e\tau_e = const$)

1.12. ნორმალური შემთხვევითი პროცესი

რეალურ პროცესები (სიგნალები და ხელშეშლები) უმრავლეს შემთხვევაში შეიძლება წარმოდგენილ იქნას **ნორმალური** ანუ **ჰაუსის** შემთხვევითი პროცესების სახით. შემთხვევითი სიდიდე X_k განაწილებულია **ნორმალურად**, თუ მისი ალბათობათა სიმკვრივე განისაზღვრება ფორმულით

$$\omega_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{x_k^2}{\delta^2}}, \qquad (1.68)$$

სადაც, δ^2 დისპერსიაა.

ნორმალური შემთხვევითი პროცესის ინტეგრალური განაწილების ფუნქცია შემდეგნაირად გამოისახება

$$F(u_o) = P(u < u_o) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} e^{-u^2/2} du = 1/2[1+\phi(u_o)]^{-\infty} \qquad (1.69)$$

სადაც $x = \frac{u}{\delta}$, ხოლო ფუნაციას

$$\Phi(u_o) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}}\int_{o}^{u_o} e^{-u^2/2} du, \qquad (1.70)$$

ეწოდება **ალბათობის ინტეგრალი**, ანუ **კრამპის ფუნქცია** და იგი ტაბულირებულ ფუნქციას წარმოადგენს.

სტაციონარული ნორმალური პროცესის ერგოდიკულობის პირობა განისაზღვრება მისი კორელაციის ფუნქციის გამოყენებით. კერძოდ,

$$\int_{-\infty}^{\infty} |B(\tau)|\, d\tau < \infty. \qquad (1.71)$$

შემთხვევით პროცესს, რომლის სპექტრული სიმკვრივე ყველა სიხშირეზე ერთნაირია, ეწოდება **„თეთრი ხმაური“**. ვინერ-ხანჩინის გარდასახვის საფუძველზე ადვილად შეიძლება ნაჩვენები იქნას, რომ „თეთრი ხმაურის“ კორელაციის ფუნქცია გამოისახება δ ფუნქციით

$$B(\tau) = \pi G \delta(\tau) \tag{1.72}$$

ამგვარად, ასეთი შემთხვევითი პროცესების მნიშვნელობები არ არის კორელირებული, ე.ი. შესაბამისი კორელაციის ინტერვალი $\tau_o = 0$

1.13. ვიწროზოლიანი შემთხვევითი პროცესები

რეალურ შემთხვევით პროცესებს გააჩნია შეზღუდული ენერგეტიკული სპექტრი, რომლის **ექვივალენტური სიგანე** (Ω_e) ზედა ω_z და ქვედა ω_q სიხშირეების მნიშვნელობებით განისაზღვრება: $\Omega_e = \omega_z - \omega_q$. ამიტომ მიზანშეწონილია შემთხვევითი პროცესები დავყოთ ორ ჯგუფად – **ვიწროზიოლიან** და **ფართოზოლიან** შემთხვევით პროცესებად იმისდა მიხედვით, თუ სიხშირეთა ღერძის რა ადგილას არის განლაგებული Ω_e.

უწყვეტი (მათ შორის **თანაბარი**) **ენერგეტიკული სპექტრის** მქონე შემთხვევით პროცესს ეწოდება **ვიწროზოლიანი,** თუ მისი ენერგეტიკული სპექტრი მოთავსებულია ძირითად ვიწრო ზოლში რომელიმე ფიქსირებული ω_o სიხშირის ირგვლივ. წინააღმდეგ შემთხვევაში პროცესს ეწოდება **ფართოზოლიანი.**

შემთხვევითი პროცესის ვიწროზოლიანობის პირობა ანალიზურად შეიძლება შემდეგნაირად გამოისახოს:

$$(\Omega_e / \omega_o) << 1.$$

ანალიზურად ვიწროზოლიანი პროცესი შეიძლება წარმოვადგინოთ შემდეგი გამოსახულების სახით

$$x(t) = u(t)\cos[\omega_o t + \varphi(t)], \qquad (1.73)$$

სადაც $u(t)$ და $\varphi(t)$ პროცესის მომვლები და ფაზაა, ხოლო ω_o – საშუალო სიხშირე. მეორეს მხრივ (1.72) გამოსახულება შეიძლება შემდეგნაირად ჩავწეროთ

$$x(t) = u_1(t)\cos\omega_o t + u_2(t)\sin\omega_o t, \qquad (1.74)$$

აქ $u_1(t) = u(t)\cdot\cos\varphi(t)$ ე.წ. **სინფაზური,** ხოლო $u_2(t) = u(t)\cdot\sin\varphi(t)$ – **კვადრატურული** შემდგენებია.

თუ ვიწროზოლიანი პროცესი ემორჩილება ნორმალურ განაწილებას მისი შემდგენები წარმოადგენენ ჰაუსის პროცესებს. სინფაზური და კვადრატული შემდგენების დამოუკიდებლობის გამო მათი ერთობლივი ალბათობათა სიმკვრივე ტოლი იქნება ერთგანზომილებიანი ალბათობათა სიმკვრივეების ნამრავლისა.

ამასთან,

$$\omega(u_1) = 1/\sqrt{2\pi}\delta_x e^{-(u_1^2/2\delta^2)}\,. \qquad (1.75)$$

$$\omega(u_2) = 1/\sqrt{2\pi}\delta_x e^{-(u_2^2/2\delta^2)}\,. \qquad (1.76)$$

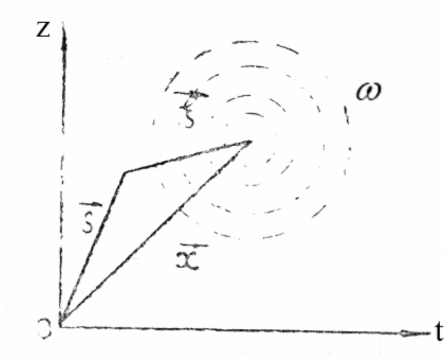
1.14 შეტყობინებათა გადაცემის პროცესის გეომეტრიული წარმოდგენა

შეზღუდული სპექტრისა და სასრული ხანგძლივობის სიგნალები გეომეტრუილად შეიძლება წარმოდგენილ იქნას n-განზომილებიანი სივრცის ელემენტების სახით. განსხვავება ორ რომელიმე სიგნალს შორის განისაზღვრება მანძილით მათ გამომხატვეკ ვექტორებს შორის. იმავე სიხშირული ზოლის მქონე ხელშეშლა შეიძლება წარმოდგენილ იქნეს n განზომილებიანი ვექტორის სახით. სიგნალის ვექტორისაგან ($\vec{S}$) განსხვავებით, ხელშეშლის ვექტორს ($\vec{\xi}$) შეიძლება ჰქონდეს ნებისმიერი სიდიდე და მიმართულება, ე.ი. გეომეტრიულად იგი ხასიათდება შემთხვევითი ვექტორით რომლის ბოლო იკავებს გარკვეულ მოცულობას n - განზომილებიან სივრცეში, ანუ ქმნის ე.წ. **„ღრუბელს“ ცვლადი სიმკვრივით,** რომელიც განისაზღვრება ალბათობათა სიმკვრივის ფუნქციით.

ხელშეშლების სიგნალზე ზემოქმედებისას, სიგნალის ვექტორის ირგვლივ წარმოიშობა „ღრუბელი“, რომლის ცვალებადი სიმკვრივე გამოხატავს ჯამური $\vec{x} = \vec{s} + \vec{\xi}$ ვექტორის მოხვედრის ალბათობას მოცულობის მოცემულ ელემენტში. ხელშეშლის „ღრუბელს“ აქვს სფეროს ფორმა ეფექტური რადიუსით: $r = \sqrt{2TFP_x}$ სადაც T – სიგნალის ხანგძლივობა, F - მის მიერ დაკავებული სიხშირეთა ზოლი, P_x – ხელშეშლის სიმძლავრე. ნახ. 1.11-ზე მოცემულია ხელშეშლების

სიგნალზე ზემოქმედების გეომეტრიული აღწერის გამარტივებული ორგანზომილებიანი მოდელი.

განვიხილოთ მოკლედ შეტყობინების და სიგნალების ის ძირითადი გარდასახვები, რომლებსაცადგილი აქვს ინფორმაციის გადაცემის სისტემაში.



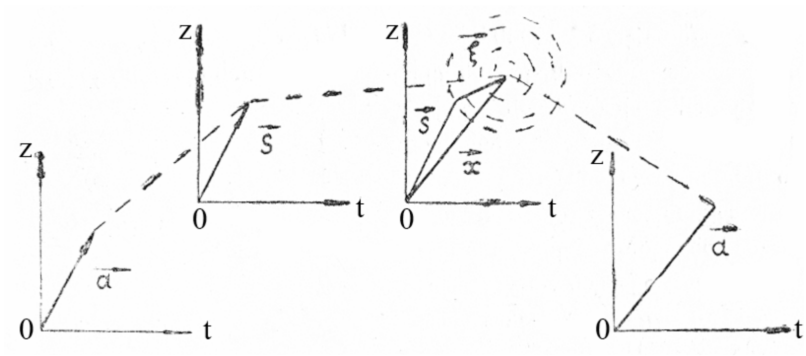
ნახ. 1.11

გადამცემი $a(t)$ შეტყობინება (ვექტორი $\vec{a}$) გარდაიქმნება $S(t)$ სიგნალად (ვექტორი $\vec{S}$). მათემატიკურად ეს პროცესი აღიწერება შემდეგნაირად

$$S(t) = \Phi_g[a(t)], \qquad (1.76)$$

სადაც Φ_g – გადამცემის ოპერატორია.

გეომეტრიულად სიგნალის ფორმირება შეიძლება წარმოდგენილ იქნეს როგორც შეტყობინება A სივრცის გარდაქმნა სიგნალის S სივრცედ (აღინიშნება $A \to \xi$). 1.12 ნახაზზე წარმოდგენილია შეტყობინებათა, სიგნალების და ხელშეშლების ორგანზომილებიანი სივრცის მოდელი.



ნახ. 1.12

გადაცემის არხში სიგნალზე ხელშეშლების ზემოქმედებისას წარმოიშობა გაურკვევლობის არე, რომელშიც ხდება $\vec{x} = \vec{s} + \vec{\xi}$ სიგნალი. სიგნალისა და ხელშეშლების ურთიერთქმედება შეიძლება გამოისახოს არხის ოპერატორით

$$x(t) = \Phi_a[s(t), \xi(t)]; \qquad (1.77)$$

სადაც Φ_a- არხის ოპერატორია. რომელიც გარდაქმნის გადაცემული სიგნალის S სივრცეს სიგნალის x სივრცედ. ნახ. 12-ზე მოცემული შემთხვევისათვის $\vec{S}$ ვექტორი გარდაიქმნება $\vec{x}$ ვექტორად.

მიმღებში მიღებული $x(t)$ სიგნალის მიხედვით აღსდგება არხში გარკვეულწილად დამახინჯებული შეტყობინება – $a^*(t)$ ე.ი.

$$a^*(t) = \Phi_m[x(t)], \qquad (1.78)$$

სადაც Φ_m – მიმღების ოპერატორია.

ამგვარად, შეტყობინებათა გადაცემის მთელი სისტემის ოპერატორი შეიძლება ჩაიწეროს შემდეგნაირად.

$$a(t)=\Phi_{m}\{\Phi_{a}\{\Phi_{m}[a(t)]\}\} \qquad (1.79)$$

იმ შემთხვევაში, თუ ხელშეშლებს ადგილი არა აქვს

$$a^*(t)=a(t)=\Phi_{g}^{-1}\{\Phi_{g}[a(t)]\}, \qquad (1.80)$$

სადაც Φ_{g}^{-1} – გადამცემის ოპერატორის შებრუნებული ოპერატორია.

საკონტროლო კითხვები

1. როგორ პროცესს ეწოდება დეტერმინირებული?
2. როგორ პროცესს ეწოდება შემთხვევითი?
3. მიახლოებით როგორ შეიძლება წარმოვადგინოთ შემთხვევითი პროცესი?
4. როგორ განვსაზღვროთ შემთხვევითი პროცესის მათემატიკური მოლოდინი, დისპერსია და კორელაციის ფუნქცია?
5. როგორ შემთხვევით პროცესს ეწოდება სტაციონარული ფართე გაგებით და რომელს ვიწრო გაგებით?
6. რა თვისებები გააჩნია კორელაციის ფუნქციებს?
7. როგორ სტაციონარულ პროცესებს ეწოდება ერგოდიკული?
8. როგორ შემთხვევით პროცესებს ეწოდება ნორმალური?
9. რა კავშირია ენერგეტიკულ სპექტრსა და კორელაციის ფუნქციას შორის?
10. როგორ ფორმულირდება ნაიკვისტის (კოტელნიკოვის) თეორემა?

11. როგორია ფურიეს მწკრივის ზოგადი სახე და როგორ გამოითვლება ამ მწკრივის კოეფიციენტები?

12. რა იგულისხმება სიგნალის დონეთა დინამიკურ დიაპაზონად და სიგნალის მოცულობად?

13. როგორია ფურიეს ინტეგრალის სახე?

14. რას ეწოდება ანალიზური სიგნალი?

15. როგორ შემთხვევით პროცესებს ეწოდება ვიწრო-ზოლიანი?

16. როგორ შეიძლება წარმოვიდგინოთ შეტყობინე-ბათა გადაცემის პროცესი გეომეტრიულად?

თავი II. ინფორმაციის გადაცემის თეორიის საფუძვლები

როგორც წინამდებარე წიგნის შესავალში აღინიშნა ტელეკომუნიკაციის სისტემა განკუთვნილია შეტყობინებების გადაცემისათვის. მაგრამ სისტემის აგების წესი არჩევისა და მისი შეფასებისათვის აუცილებელია ამ თეზისის შემდგომი დაკონკრეტება.

როგორც ცნობილია, ტელეკომუნიკაციის სისტემებში შეტყობინება განიცდის მრავალრიცხოვან გარდაქმნებს, რომლებიც მკვეთრად ცვლის მის ელექტრულ წარმოდგენას და ფიზიკურ მახასიათებლებს. აქედან გამომდინარე, შეიძლება გაკეთდეს დასკვნა იმის შესახებ, რომ ტელეკომუნიკაციის სისტემაში გადაცემის ობიექტს წარმოადგენს შეტყობინების არა ელექტრული წარმოდგენა, არამედ ისეთი ინფორმაცია მასზე, რომელიც საშუალებას იძლევა აღვადგინოთ შეტყობინებები აუცილებელი სიზუსტით. სწორედ ეს ინფორმაცია უნდა დარჩეს **ინვარიანტული** ყველა გარდაქმნისას. ამასთან გარდასაქმნელი პროცესები (შეტყობინებები და სიგნალები) არის ამ ინფორმაციის მატარებელი და აუცილებელია მისი რაოდენობრივი შეფასება.

2.1. ინფორმაციის რაოდენობრივი ზომა

როგორც ნებისმიერი ფიზიკური მოვლენის, ისე ინფორმაციისათვის შემოტანილ უნდა იქნეს მისი **რაოდენობრივი ზომის ცნება.**

ცხადია, თუ რომელიმე ფიზიკური მოვლენის ან მატერიალური სისტემის შესახებ ჩვენ წინასწარ (აპრიორულად) გაგვაჩნია ყველა ცნობა, ამ მოვლენის შესახებ მიღებული შეტყობინება არ შეიცავს არავითარ ინფორმაციას, ე.ი. მომხმარებლისათვის არავითარ სიახლეს არ წარმოადგენს. მაგრამ იმ შემთხვევაში, თუ ადგილი აქვს მოვლენას, რომლის შესახებ არავითარი წინასწარი (აპრიორული) ცნობები არ გაგვაჩნია, ან გვაქვს ისინი მცირე რაოდენობით, მაშინ მოვლენის შესახებ მიღებული შეტყობინება მომხმარებლისათვის მოულოდნელია და ბევრ სიახლეს შეიცავს, ე.ი. ინფორმაციულად მდიდარია. ზოგადად, შეტყობინებათა შემთხვევითი ბუნების გამო მისი მომხმარებლისათვის ყოველთვის არსებობს გაურკვევლობა იმის შესახებ, თუ შეტყობინებათა ანსამბლიდან რომელი კონკრეტული x_i შეტყობინება იქნა გადაცემული. აქედან გამომდინარე, იმ ინფორმაციის რაოდენობრივ საზომად, რომელსაც შეიცავს ერთი შეტყობინება გამოყენებულ უნდა იქნეს შეტყობინებათა მთელი ანსამბლიდან ამ შეტყობინების ამორჩევის $P(x_i)$ ალბათობის ნებისმიერი ფუნქცია. ანალიზისათვის სასურველია შერჩეულ იქნას მონოტონურად კლებადი $1/P(x_i)$ ფუნქცია, ვინაიდან ამ შემთხვევაში $P(x_i)$-ის შემცირებას შეესაბამება მომხმარებლისათვის x_i შეტყობინების ამორჩევის მოულოდნელობის ზრდა. გამოთვლებისათვის მიზანშეწონილია ინფორმაციის რაოდენობა განსაზღვრულ იქნას ლოგარითმულ ერთეულებში

$$I(x_i) = \log\frac{1}{P(x_i)} = -\log P(x_i). \qquad (2.1)$$

(2.1.) გამოსახულებით განსაზღვრულ ინფორმაციის რაოდენობას შემდეგი თვისება გააჩნია:

1. ვინაიდან ჭეშმარიტი მოვლენის ალბათობა $P(x_i)=1,$ ამიტომ $I(x_i)=0,$ ე.ი. ინფორმაციის რაოდენობა დეტერმინირებულ შეტყობინებებში ნულის ტოლია.

2. ვინაიდან შეუძლებელი მოვლენის ალბათობა $P(x_i)=0,$ ამიტომ ამ შემთხვევაში $I(x_i)=\infty.$ რადგან ყველა რეალური მოვლენის ალბათობა განსხვავდება ნულისაგან, ე.ი. მათი ალბათობა აკმაყოფილებს პირობას $0<P(x_i)<1,$, ამიტომ $I(x_i)$ ყოველთვის დადებითი და სასრული სიდიდეა.

3. ინფორმაციის ლოგარითმულ ზომას გააჩნია ე.წ. **ადიტიურობის** თვისება, რაც იმაში მდგომარეობს, რომ ინფორმაციის რაოდენობა, რომელსაც შეიცავს რამდენიმე დამოუკიდებელი შეტყობინება, ცალკეულ შეტყობინებაში მოცემული ინფორმაციის რაოდენობის ჯამის ტოლია. ეს გამომდინარეობს იქედან, რომ n დამოუკიდებელი შეტყობინებების ერთობლივი ალბათობა ცალკეული შეტყობინებების ალბათობების ნამრავლის ტოლია

$$P(x_1,x_2,...,x_n)=P(x_1)\cdot P(x_2)...P(x_n). \tag{2.2}$$

ინფორმაციის რაოდენობა ამ შემთხვევაში ტოლი იქნება

$$I(x_1,x_2....,x_n)=-\log P(x_1,x_2,...,x_n)=-\sum_{i=1}^{n}\log P(x_i)=\sum_{i=1}^{n}I(x_i) \tag{2.3}$$

ლოგარითმის ფუძე ინფორმაციის რაოდენობის გამოსახულებაში (2.1) შეიძლება აღებულ იქნეს ნებისმიერი, მაგრამ ტელეკომუნიკაციაში ყველაზე ფართო გავრცელება ჰპოვა ორის ტოლმა ფუძემ. ამ შემთხვევაში

ინფორმაციის რაოდენობა იზომება ორობით ერთეულებში, ანუ ბიტებში. დისკრეტული ინფორმაციის გადაცემის სისტემებში, ე.წ. ორობით სისტემებში, შეტყობინებების გადაცემისათვის გამოიყენება ორი სიმბოლო: „0“ და „1“.

2.2. დისკრეტული შეტყობინებების ენტროპია

ზოგადად ინფორმაციის რაოდენობრივი საზომი $I(x_i)$ (2.1) საშუალებას იძლევა გამოითვალოს ინფორმაციის რაოდენობა იმ შემთხვევაში, როდესაც შეტყობინებების ალბათობები განსხვავდებიან ნულისაგან.

ინფორმაციის რაოდენობა $I(x_i)$, რომელიც მოთავსებულია x დისკრეტულ შეტყობინებათა წყაროს ცალკეულ ელემენტარულ x_i შეტყობინებაში, ახასიათებს მხოლოდ ამ კონკრეტულ შეტყობინებას და არ იძლევა წარმოდგენას ინფორმაციის იმ საშუალო რაოდენობაზე $I(x)$, რომელსაც გამოიმუშავებს წყარო ერთი ნებისმიერი ელემენტარული შეტყობინების ამორჩევისას შეტყობინებათა მთელი ანსამბლიდან. ინფორმაციის საშუალო რაოდენობა, რომელიც ახასიათებს შეტყობინებათა წყაროს მთლიანად, ინფორმაციის თეორიას ერთ-ერთი ძირითადი ცნებაა.

ინფორმაციის საშუალო რაოდენობა, რომელსაც შეიცავს ერთი x შეტყობინება, განისაზღვრება როგორც იმ ინფორმაციის რაოდენობის მათემატიკური მოლოდინი, რომელსაც შეიცავს **შემთხვევითად** (ალბათობით $P(x_i)$) არჩეული x_i შეტყობინება

$$H(x) = I(x) = \sum_{i=1}^{n} P(x_i) I(x_i) = -\sum_{i=1}^{n} P(x_i) \log P(x_i) \,, \quad (2.4)$$

სადაც $H(x)$ – დისკრეტული პროცესის **გაურკვევლობა** ანუ **ენტროპია.** ეს ტერმინი გადმოღებულია თერმოდინამიკიდან.

ინფორმაციის თეორიაში $H(x)$ ენტროპია აგრეთვე ახასიათებს სიტუაციის გაურკვევლობას შეტყობინების მიღებამდე, ვინაიდან წინასწარ არ არის ცნობილი შეტყობინებების ანსამბლიდან რომელი შეტყობინება იქნება გადაცემული. ამგვარად, რაც უფრო დიდია ენტროპია, მით უფრო მეტ ინფორმაციას შეიცავს საშუალოდ ერთი შეტყობინება.

იმ შემთხვევაში თუ ყველა შეტყობინება დამოუკიდებელი და თანაბრად ალბათურია ე.ი. როდესაც

$$P(x_1) = P(x_2) = ... = P(x_m) = P(x) = 1/n. \qquad (2.5)$$

სადაც n-შეტყობინებათა რაოდენობაა, მაშინ ენტროპია მაქსიმალურია და (2.4)-ის თანახმად, ტოლია

$$H(x)... = H_o(x) = -\sum_{k=1}^{n} \frac{1}{n} \log_2 \frac{1}{n} = \log n \qquad (2.6)$$

ამგვარად, ინფორმაციის რაოდენობა შეტყობინებაში დამოკიდებულია მხოლოდ შეტყობინებათა n რაოდენობაზე ანსამბლში. რაც უფრო მეტია შეტყობინება, მით უფრო დიდია გაურკვევლობა და მით უფრო დიდი რაოდენობის ინფორმაციას შეიცავს გადაცემული შეტყობინება .

ზოგადად, ანსამბლის შეტყობინებათა არათანაბრობა ამცირებს ენტროპიას მის მაქსიმალურ მნიშვნელობასთან შედარებით. მეორეს მხრივ, შეტყობინებათა შორის სტატისტიკური ურთიერთკავშირის გათვალისწინებას მივ-

ყავართ ენტროპიის შემდგომი შემცირებისაკენ, ვინაიდან ამ კავშირის გათვალისწინება ამცირებს შეტყობინებების ამორჩევის თავისუფლებას ანსამბლიდან და ამით ამცირებს ყოველ ახლად არჩეულ შეტყობინებაზე მოსულ ინფორმაციის საშუალო სიდიდეს.

სტატისტიკური კავშირი მოსალოდნელ და წინამდებარე შეტყობინებებს შორის შეიძლება გამოსახულ იქნეს ან ერთობლივი ალბათობით $P(x_i, x_j)$, ან პირობითი ალბათობით $P(x_i, x_j)$. უკანასკნელი წარმოადგენს x_i შეტყობინების გადაცემის ალბათობას იმ პირობით, რომ მანამდე გადაცემული იყო x_i შეტყობინება (2.1) გამოსახულების თანახმად, ინფორმაციის რაოდენობა, რომელსაც შეიცავს x_i შეტყობინება ცნობილი x_j შეტყობინების შემთხვევაში, ტოლი იქნება

$$I(x_i / x_j) = -\log P(x_i / x_j). \qquad (2.7)$$

ინფორმაციის საშუალო რაოდენობა ამ შემთხვევაში გამოისახება **პირობით** $I_i(x_i / x_j)$ ენტროპიით, რომელიც გამოითვლება როგორც $I(x_i / x_j)$ ინფორმაციის მათემატიკური მოლოდინი

$$H_2(x) = H(x_i / x_j) = -\sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{n} P(x_i, x_j) \log P(x_i / x_j). \qquad (2.8)$$

ანალოგიურად განისაზღვრება პირობითი ენტროპია, როდესაც სტატისტიკური კავშირები ვრცელდება n შეტყობინებებზე

$$H_n(x) = H(x_i / x_j, x_k, ..., x_n) = -\sum_{i=1}^{n} \sum_{j-1}^{n} ... \sum_{n=1}^{n} P(x_i, x_j, ..., x_n) \log P(x_i / x_j, x_k, ..., x_n).$$

ზემოაღნიშნულიდან გამომდინარეობს, რომ ზოგადად

$$H_o(x) \ge H_1(x) \ge H_2(x) \ge \ldots \ge H_n(x). \qquad (2.9)$$

იმ შემთხვევაში, თუ ადგილი აქვს n შეტყობინებებისაგან შემდგარ მიმდევრობას, ინფორმაციის რაოდენობა ტოლი იქნება

$$I_n = nH(x). \qquad (2.10)$$

აქედან გამომდინარეობს, რომ ინფორმაციის რაოდენობა შეიძლება გაზრდილ იქნეს არა მარტო შეტყობინებების რაოდენობის გაზრდით, არამედ შეტყობინებათა წყაროს ენტროპიის ზრდის ხარჯზე.

ზოგიერთ შემთხვევაში საჭირო ხდება იმ ინფორმაციის რაოდენმობის გამოთვლა, რომელსაც შეიცავს რომელიმე $X(t)$ შემთხვევითი პროცესი $Y(t)$ პროცესების შესახებ. მაგალითად, ტელეკომუნიკაციის სისტემის მიმღებ მხარეზე მიღებული სიგნალები გადაცემული სიგნალების შესახებ. ინფორმაციის საშუალო რაოდენობას, რომელსაც $Y(t)$ პროცესი შეიცავს $X(t)$ პროცესის შესახებ, ეწოდება **ურთიერთინფორმაციის საშუალო რაოდენობა** და აღინიშნება $I(x, y)$.

ურთიერთინფორმაციის საშუალო რაოდენობა ტოლი იქნება $H(x)$ ენტროპიისა მხოლოდ მაშინ, როდესაც $Y(t)$ პროცესის ნებისმიერი $y^k(t)$ რეალიზაციის აღწარმოება ხდება აბსოლუტური სიზუსტით და როდესაც $\{y(t)\}$ ანსამბლი ცალსახად ასახავს $X(t)$ პროცესს. მაგრამ პრაქტიკულად $y^k(t)$ რეალიზაციაზე დაკვირვების შემდეგ ყოველთვის რჩება გაურკვევლობა $x^{(k)}(t)$ რეალიზაციის

შესახებ, რაც გამოწვეულია გადაცემის არხში მოქმედი ხელშეშლით. ეს გაურკვევლობა განისაზღვრება $X(t)$ პროცესის პირობითი $H(x/y)$ ენტროპიით მიღებული ცნობილი $Y(t)$ პროცესის დროს. ვინაიდან აპრიორული გაურკვევლობა $X(t)$ პროცესის შესახებ $H(x)$–ის ტოლია, ხოლო $I(x,y)$ განსაზღვრავს ინფორმაციის საშუალო რაოდენობის შემცირებას $Y(t)$-ს მიღების შემდეგ. ამიტომ

$$I(x,y) = H(x) - H(x/y). \qquad (2.11)$$

თუ (2.11) გამოსახულებაში შევიტანთ (2.4) და (2.8) გამოსახულებებს და მხედველობაში მივიღებთ, რომ

$$P(x/y) = P(x,y)/P(y),$$

გვექნება

$$I(x,y) = -\sum_{x=1}^{n}\sum_{y-1}^{n} P(x,y)\log[P(x,y)/P(y)]. \qquad (2.12)$$

ზემოაღნიშნულიდან გამომდინარეობს, რომ თუ $X(t)$ პროცესი არ არის დამოკიდებული $Y(t)$-ზე, ე.ი. $P(x/y) = P(x),$ მაშინ პირობითი ენტროპია $H(x/y)=H(x)$ და ამიტომ $I(x,y) = 0,$, ხოლო როდესაც $X(t)$ და $Y(t)$ შორის არსებობს ცალსახა ურთიერთდამოკიდებულება, მაშინ $H(x/y) = 0$ და $I(x,y) = H(x) = I(x).$ აღსანიშნავია, რომ $I(x)$-ს ეწოდება **საკუთარი ინფორმაციის რაოდენობა** და იგი ასახავს ინფორმაციის იმ საშუალო რაოდენობას, რომელსაც შეიცავს $X(t)$ პროცესი თავის თავის შესახებ. დისკრეტული შემთხვევითი პროცესის საკუთარი ინფორმაცია მისი ენტროპიის ტოლია.

2.3. ᲓᲘᲡᲙᲠᲔᲢᲣᲚᲘ ᲐᲠᲮᲘᲡ ᲒᲐᲓᲐᲪᲔᲛᲘᲡ ᲡᲘᲩᲥᲐᲠᲔ ᲓᲐ ᲒᲐᲛᲢᲐᲠᲣᲜᲐᲠᲘᲝᲜᲝᲑᲐ

განვიხილოთ ტელეკომუნიკაციის არხი, რომელშიც გადაიცემა X შეტყობინებათა ერთობლიობა, რომელთა ენტროპიაა $H(X)$. არხში შეტყობინებები განიცდიან $H(N)$ ენტროპიის მქონე ხელშეშლების ზემოქმედებას, რის შედეგადაც მიღების ადგილას გვექნება Y შეტყობინებათა ერთობლიობა $H(Y)$ ენტროპიით. ამგვარად, თუ გადაცემული ინფორმაციის რაოდენობაა $H(X),$, ხოლო მიღებული – $H(Y)$, მაშინ $H(X/Y)$ არის ინფორმაციის ის რაოდენობა, რომელმაც შეიძლება განსაზღვროს X-ის მნიშვნელობა, როდესაც ცნობილია ინფორმაციის ის რაოდენობა, რომელსაც შეიცავს Y. ამიტომ $H(X/Y)$ შეიძლება მიჩნეულ იქნეს როგორც ინფორმაციის ის რაოდენობა, რომელიც იკარგება არხში ხელშეშლების ზემოქმედებისას და მას შეიძლება ვუწოდოთ **ინფორმაციის დანაკარგი.** ამგვარად, თუ გადაცემული ინფორმაციის საერთო რაოდენობას $H(X)$ გამოვაკლებთ ხელშეშლით განპირობებული ინფორმაციის დანაკარგს $H(X/Y),$, მივიღებთ ინფორმაციის იმ რაოდენობას $I(Y,X)$, რომელსაც შეიცავენ მიღებული Y შეტყობინებათა ერთობლიობა გადაცემული X შეტყობინებების შესახებ, ე.ი.

$$I(Y,X) = H(X) - H(X/Y). \qquad (2.13)$$

(2.13) გამოსახულება წარმოადგენს ინფორმაციის იმ რაოდენობას, რომელიც საშუალოდ გადაიცემა არხში ხელშეშლების ზემოქმედებისას.

უნდა აღინიშნოს, რომ როდესაც ხელშეშლების დონე არხში ძალიან მცირეა ან ხელშეშლები საერთოდარ არსებობს, მაშინ პირობითი ენტროპია $H(X/Y)=0$ და ინფორმაცია, რომელსაც Y შეიცავს X-ის შესახებ, ტოლი იქნება გადაცემული შეტყობინებების $I(Y,X=H(X)$ ენტროპიისა, ხოლო იმ შემთხვევაში, როდესაც ხელშეშლების დონე ძალიან დიდია, შეტყობინებები X და Y ხდებიან სტატისტიკურად დამოუკიდებელნი, ამიტომ $H(X/Y=H(X)$ და $I(Y,X)=H(X)-H(X)=0$, ე.ი. Y შეტყობინებები ამ პირობებში არ შეიცავენ არავითარ ინფორმაციას X-ის შესახებ.

ვინაიდან

$$H(X/Y)=H(X,Y)-H(Y), \qquad (2.14)$$

ამიტომ (2.13) შეიძლება ჩაიწეროს შემდეგნაირად

$$I(Y,X)=H(X)+H(Y)-H(X,Y). \qquad (2.15)$$

თუ გავითვალისწინებთ, რომ

$$H(X)=-\sum_{k=1}^{n}P(x_k)\log P(x_k),$$

$$H(X,Y)=-\sum_{j=1}^{n}\sum_{k-1}^{m}\ P(x_k,y_j)\log B(x_k,y_j),$$

$$H(Y)=-\sum_{j=1}^{n}P(y_j)\log B(y_j)$$

შეიძლება ვაჩვენოთ, რომ საბოლოოდ (2.15) მიიღებს სახეს

$$I(Y,X)=\sum_{j=1}^{n}\sum_{k=1}^{m}P(x_k,y_j)\log[P(x_k,y_j):P(x_k)P(y_i)]. \quad (2.16)$$

(2.16) გამოსახულება საშუალებას გვაძლევს გამოვ-თვალოთ ინფორმაციის რაოდენობა X-ის შესახებ Y-ში ალბათობების $P(x_k), P(y_j)$ და $P(x_k, y_j)$ საშუალებით.

ვინაიდან ინფორმაციის გადაცემა ხდება დროში, მიზანშეწონილია შემოვიტანოთ **ინფორმაციის გადაცემის სიჩქარის** ცნება, როგორც ინფორმაციის იმ რაოდენობისა, რომელიც გადაიცემა საშუალოდ დროის ერთეულში. ინფორმაციის გადაცემის სიჩქარე განისაზღვრება შემ-დეგნაირად

$$R = \lim_{T \to \infty} \frac{I(X \cdot Y)}{T} = \lim_{T \to \infty} \frac{H(X) - H(X/Y)}{T}, \quad \text{ბიტი/წმ.} \quad (2.17)$$

ინფორმაციის გადაცემის სიჩქარის მაქსიმალურ მნიშვნელობას გარკვეული შეზღუდვების მხედველობაში მიღებით ეწოდება **არხის გამტარუნარიანობა** და იგი შემდეგნაირად გამოისახება

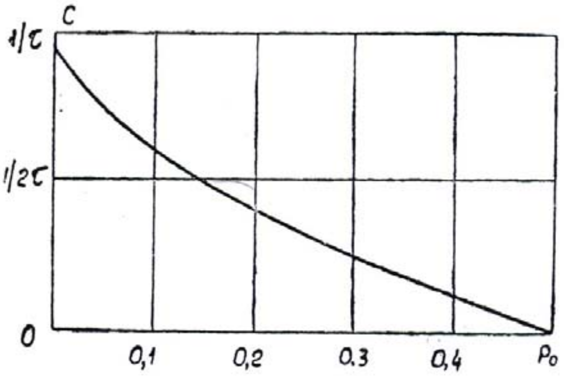
$$C = \max R = \lim_{T \to \infty} \frac{\max/(X,Y)}{T} = \lim_{T \to \infty} \frac{\max[H(X) - H(X/Y)]}{T}, \quad \text{ბიტი/წმ.} \quad (2.18)$$

იმ შემთხვევაში, როდესაც არხში არა აქვს ადგილი ხელშეშლებს, ინფორმაციის გადაცემის სიჩქარე და არხის გამტარუნარიანობა, (2.13) გათვალისწინებით, შემდეგ სახეს მიიღებს:

$$R = \lim_{T \to \infty} \frac{H(X)}{T}, \quad \text{ორ. ერთ./წმ} \quad (2.19)$$

$$C = \max R = \lim_{T \to \infty} \frac{\max H(X)}{T}, \quad \text{ორ. ერთ. /წმ.} \quad (2.20)$$

თუ ინფორმაციის გადაცემა ხდება მარტივი ორობითი სიგნალებით (მაგალითად, ტოლი ხანგძლივობის დენის იმპულსების გაგზავნით ან არ გაგზავნით არხში), მაშინ არხის გატარების ზოლი დამოკიდებულია ე.წ. მანიპულაციის სიხშირეზე, რომელიც აიღება პერიოდის ნახევრის ხანგძლივობის მქონე სწორკუთხა იმპულსების პერიოდული მიმდევრობის (ე.წ. **მეანდრის**) პირველი ჰარმონიკის ტოლი, ე.ი. $F_m = 1/2\tau$.



ნახ. 2.1.

ამ პირობებში, $C = 2F_m$. მაქსიმალური გადაცემის სიჩქარის ასეთ მნიშვნელობას ეწოდება **ნაიკვისტის ზღვარი.**

იმ შემთხვევისათვის, როდესაც არხში მოქმედებს ხელშეშლა, შეიძლება ნაჩვენები იქნეს, რომ, მაგალითად, ორობითი სიმეტრიული დამახსოვრების არმქონე არხის გამტარუნარიანობა გამოისახება შემდეგნაირად

$$C = \frac{1}{\tau}\left[1 - P_o \log\frac{1}{P_o} - (1-P_o)\log\frac{1}{1-P_o}\right], \qquad (2.21)$$

სადაც P_o – მიღების შეცდომის სრული ალბათობაა.

ნახ. 2.1-ზე მოცემულია C-ს დამოკიდებულება შეცდომის ალბათობაზე P_o, საიდანაც ჩანს, რომ, როდესაც $P_o = 0{,}5$ გამტარუნარიანობა ხდება ნულის ტოლი, ვინაიდან ამ შემთხვევაში გადაცემულ და მიღებულ სიგნალებს შორის არ არსებობს არავითარი ურთიერთკავშირი.

2.4. შენონის ძირითადი თეორემები დისკრეტული არხებისათვის

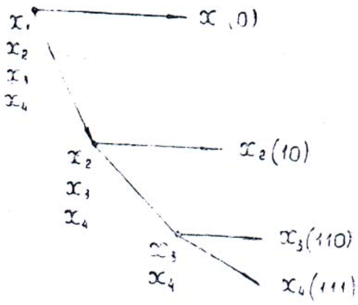
დისკრეტული არხებისათვის **შენონის** მიერ დამტკიცებული იქნა ორი ძირითადი თეორემა, რომელსაც აქვს ფუნდამენტალური მნიშვნელობა ინფორმაციის გადაცემის თეორიაში.

პირველი თეორემა ეხება უხელშეშლო დისკრეტულ არხებს. ასეთი სახის არხებისათვის ეს თეორემა შემდეგნაირად შეიძლება ჩამოყალიბდეს: იმ შემთხვევაში, როდესაც წყაროს მწარმოებლურობა R_w ნაკლებია არხის გამტარუნარიანობაზე C, $(R_w < C)$ ყოველთვის არსებობს კოდირების ისეთი ხერხი, რომელიც საშუალებას იძლევა არხში გადაცემულ იქნეს წყაროს ყველა შეტყობინება. ხოლო თუ $R_w > C,$, ასეთი გადა-ცემის განხორციელება შეუძლებელია.

თეორემის ბოლო დებულების დამტკიცება შეიძლება შემდეგნაირად: ვთქვათ, რომ წყაროს მწარმოებლურობა მეტია, ვიდრე არხის გამტარუნარიანობა, ე.ი. $R_w > C,$, მაშინ ამ შემთხვევაში წყაროს ყველა შეტყობინების გადასაცემად არხში საჭირო იქნება, რომ ინფორმაციის

გადაცემის სიჩქარე არ იყოს ნაკლები, ვიდრე წყაროს მწარმოებლურობა, ე.ი. $R \geq R_w$, და შესაბამისად, $R \geq C$ ეს კი შეუძლებელია, ვინაიდან განმარტების თანახმად გამტარუნარიანობა ტოლია გადაცემის სიჩქარის მაქსიმუმისა ($C = \max$).. ამგვარად, როდესაც $R_w > C$, წყაროს ყველა შეტყობინების გადაცემა არხში შეუძლებელია.

შენონის ზემოაღნიშნული თეორემა საფუძვლად უდევს ე.წ. **ოპტიმალური კოდირების** პრინციპს. ოპტიმალური კოდირებისას, ინფორმაციის წყაროს შესაბამისი შეთანხმებით არხთან, ხორციელდება ინფორმაციის გადაცემის სიჩქარის მიახლოება არხის გამტარუნარიანობასთან. განვიხილოთ ე.წ. **შენონფანოს** ოპტიმალური კოდირების პროცედურა, რომელიც შემდეგში მდგომარეობს. ყველა შესაძლო შეტყობინება განლაგდება მათი ალბათობების კლებადობის მიხედვით. მიღებული რანჟირებული (მოწესრიგებული) მიმდევრობა გაიყოფა ორ ჯგუფად, ისე რომ ჯგუფების ჯამური ალბათობა დაახლოებით ტოლი აღმოჩნდეს. შემდეგ ზედა ჯგუფს მიენიჭება კოდური სიმბოლო "0", ხოლო ქვედა ჯგუფს – "1". შეტყობინებების მიღებულ ქვედა ჯგუფს ისევ ყოფენ ორ თანაბარ ალბათობის მქონე ჯგუფად და ისევ ხდება კოდური სიმბოლოების მინიჭება ზემოაღნიშნული წესით. ასეთი ოპერაცია გრძელდება მანამ, სანამ საბოლოო ჯგუფში არდარჩება თითო შეტყობინება. კოდირების ასეთი ალგორითმი უზრუნველყოფს კოდური კომბინაციების საშუალო სიგრძის მინიმიზაციას, გადაცემის სიჩქარის გაზრდას და მის მიახლოებას არხის გამტარუნარიანობასთან.



ნახ. 2.2.

შენონ-ფანის კოდირების პროცედურა წყაროსათვის, რომელიც გამოიმუშავებს ოთხ შეტყობინებას $x_1 \div x_4$ აპრიორული ალბათობებით $P(x_1) \div P(x_4)$, გამოსახულია კოდირების გრაფით (ნახ. 2.2), რომელიც გვიჩვენებს როგორ ხდება რანჟირებული შეტყობინებების მიმდევრობის დაყოფა ჯგუფებად და რომელი კოდური სიმბოლო მიენიჭება ჯგუფებს ცალკეულ შეტყობინებებს დაყოფის ყოველ ბიჯზე. როგორც ვხედავთ, შენონ-ფანოს ოპტიმალური კოდირებისას ყველაზე დიდი ალბათობის მქონე შეტყობინებებს მიენიჭება ყველაზე მოკლე კოდური კომბინაციები, მცირე ალბათობის მქონე შეტყობინებებს კი – გრძელი.

განვსაზღვროთ ახლა რის ტოლია გადაცემის სიჩქარე შენონ-ფანოს კოდირებისას. თუ (2.19) გამოსახულებაში ჩავთვლით, რომ $H(X) = nH(S)$ და $T = n\overline{\tau}$ სადაც, $n-$ შეტ-ყობინებათა რაოდენობაა, ხოლო $\overline{\tau}$ – ერთი შეტყობინების საშუალო ხანგძლივობა, მაშინ

$$R = \lim_{T-\infty} \frac{H(X)}{T} = \lim_{n-\infty} \frac{nH(S)}{n\overline{\tau}} = \frac{H(S)}{\overline{\tau}}, \qquad (2.22)$$

სადაც,

$$H(S) = -\sum_{i-1}^{n} P(S_i)\log P(S_i), \qquad (2.23)$$

$$\overline{\tau} = \sum_{i=1}^{n} \tau_i P(S_i) = \tau \sum_{i=1}^{n} n_i P(S_i) \qquad (2.24)$$

(2.24) გამოსახულებაში $\tau = n_i\,\tau_o; \tau_o$ – კოდური კომბინაციების ერთი სიმბოლოს ხანგძლივობაა; n – სიმბოლოების რაოდენობა კოდურ კომბინაციაში.

უნდა აღინიშნოს, რომ **შენონ-ფანოს** კოდებს ახასიათებს ე.წ. **დაუყვანლობის** თვისება, რაც იმაში მდგომარეობს, რომ ამ კოდებს არ სჭირდებათ სპეციალური ე.წ. გამყოფი სიმბოლოები ცალკეული კოდური კომბინაციების დასაწყისისა და დაბოლოების გარჩევისათვის. ეს იმით არის გამოწვეული, რომ შენონ-ფანოს კოდებში მოკლე კოდური კომბინაციები არასდროს არ ემთხვევიან უფრო გრძელი კოდური კომბინაციების დასაწყისს და პირიქით.

შენონის მეორე ძირითადი თეორემა ეხება არხებს, რომლებშიც მოქმედებენ ხელშეშლები. ეს თეორემა მსგავსია ზემოთ მოყვანილი თეორემისა უხელშეშლო არხებისათვის და მდგომარეობს შემდეგში. თუ ინფორმაციის წყაროს მწარმოებლურობა ნაკლები ან ტოლია არხის გამტარუნარიანობისა, მაშინ არსებობს კოდირების ხერხი, რომელიც საშუალებას იძლევა წყაროს ყველა

შეტყობინების გადაცემისა შეცდომის მცირე ალბათობით. თუ $R_w > C,$ მაშინ ასეთი გადაცემა შეუძლებელია.

ჩვენ აქ არ მოვიყვანთ ამ თეორემის დამტკიცებას. ავღნიშნავთ მხოლოდ, რომ ეს თეორემა არ არის კონსტრუქციული, ე.ი. არ იძლევა ოპტიმალური კოდების პოვნის ინჟინრულ გზებს. მაგრამ თეორემას აქვს დიდი მნიშვნელობა, ვინაიდან იგი საფუძვლად უდევს სულ ახალ შეხედულებებს ინფორმაციის გადაცემის შესაძ-ლებლობებზე. ასე, მაგალითად, ცხადია, რომ შეცდომის ალბათობის შემცირებით შეიძლება მკვეთრად გაიზარ-დოს ინფორმაციის გადაცემის სიჩქარე. ამის მიღწევა შეიძლება, მაგალითად, შეტყობინებების მრავალჯერადი გამეორებით. შეცდომების ალბათობის ნულამდე დაყვა-ნისათვის ინტუიციურად გამოდის, რომ გადაცემის სიჩ-ქარე უნდა იყოს უსასრულოდ დიდი. შენონის თეორემა კი ამტკიცებს, რომ შეცდომებისა და ხელშეშლების არსებობა არხში თავისთავად არ ქმნის დაბრკოლებას ინფორმაციის გადაცემისათვის დიდი სიზუსტით. იგი მხოლოდ ზღუდავს ინფორმაციის გადაცემის სიჩქარეს. ინფორმაციის გადაცემის საჭირო დიდი სიზუსტე და გადაცემის სიჩქარის სასრული სიდიდე არ გამორიცხავენ ერთმანეთს. ამაში მდგომარეობს ამ თეორემის დიდი მნიშვნელობა. ამასთან, უნდა აღინიშნოს რომ, თეორემა არ იძლევა პასუხს კითხვაზე, თუ როგორ უნდა განხორციელდეს შესაბამისი კოდირება. ამ ამოცანის გადაჭრა რთულია და მოითხოვს დამატებითი გამოკვლე-ვების ჩატარებას.

2.5. დისკრეტულ შეტყობინებათა წყაროს მწარმოებლურობა და სიჭარბე

შეტყობინებათა წყაროს **მწარმოებლურობა** ეწოდება იმ საკუთარი ინფორმაციის რაოდენობას $I'(x)$, , რომელსაც შეიცავს $x(t)$ შეტყობინება დროის ერთეულში, მისი განზომილებაა ბიტი/წამში. თუ $x(t)$ შეტყობინებათა ანსამბლი დისკრეტულია, მისი ყოველი შეტყობინების საკუთარი ინფორმაციის რაოდენობა $I(x)$ და წყაროს მიერ შეტყობინებები გამომუშავდება სიჩქარით v შეტყობინება წამში, მაშინ

$$I'(x) = vI(x). \tag{2.25}$$

ამგვარად, წყაროს მწარმოებლურობა მთლიანად განისაზღვრება შეტყობინებათა სტატისტიკით, რომლის ცვლილებით შეიძლება მიღწეულ იქნეს წყაროს მაქსიმალური მწარმოებლურობა.

როგორც აღვნიშნეთ, დისკრეტული შეტყობინებების შემთხვევაში საკუთარი ინფორმაცია მათი ენტროპიის ტოლია $I(x) = H(x)$ და ასეთი შეტყობინებებისათვის

$$I'(x) = vH(x). \tag{2.26}$$

მეორეს მხრივ, დისკრეტული შეტყობინებების ენტროპია მაქსიმალურია, როდესაც შეტყობინებები დამოუკიდებელნი და თანაბრად საალბათონი არიან

$$H_{\max}(x) = H(x) = \log n.$$

ამგვარად, დისკრეტულ შეტყობინებათა წყაროს მაქსიმალურად შესაძლო მწარმოებლურობა ტოლია

$$I'_{\max}(x) = v\log n \tag{2.27}$$

შეტყობინებების არათანაბარალბათობა და მათ შორის სტატისტიკური ურთიერთკავშირების არსებობა ამცირებს, როგორც ვიცით, წყაროს ენტროპიას და იწვევს შეტყობინებების ინფორმაციული ტევადობის შემცირებას. მეორე მხრივ, თუ შეტყობინებებს შორის არსებული სტატისტიკური კავშირების ხასიათი ცნობილია, მაშინ ამ შეტყობინების ნაწილი შეიძლება საერთოდ არ გადაიცეს, ვინაიდან მათი აღდგენა მიმღებ მხარეს შესაძლებელი ხდება ამ ცნობილი კავშირების საფუძველზე. შეტყობინებათა ანსამბლში ჭარბი შეტყობინებების არსებობისას იზრდება გადაცემის ხანგძლივობა და მცირდება ტელეკომუნიკაციის სისტემის ეფექტიანობა.

შეტყობინებათა წყაროს სიჭარბე რაოდენობრივად შეიძლება შეფასდეს შემდეგნაირად

$$P = 1 - I'(x)/I'_{\max}(x) = 1 - H(x)/H_{\max}(x) = 1 - H(x)/\log n. \quad (2.28)$$

სიჭარბის სიდიდე იცვლება $0 \le P \le 1$ ფარგლებში.

$$k = H(x)/H_{\max}(x). \quad (2.29)$$

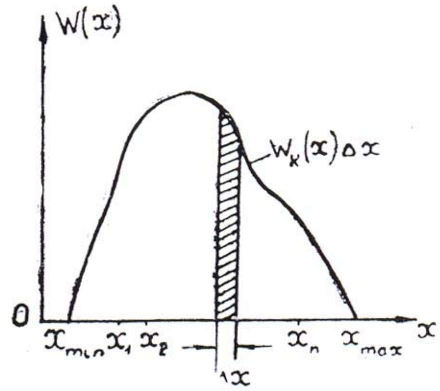
K კოეფიციენტს ეწოდება **შეკუმშვის კოეფიციენტი** და იგი გვიჩვენებს, თუ რა სიდიდემდე შეიძლება შეიკუმშოს შეტყობინებების ანსამბლი სიჭარბის მოსპობისას. **სიჭარბეს,** გამოწვეულს შეტყობინებების სტატისტიკის **არათანაბრობით და ურთიერთკავშირებით, სტატისტიკური სიჭარბე** ეწოდება.

აღსანიშნავია, რომ შეტყობინებათა წყაროს სიჭარბე ყოველთვის არ არის ამ უკანასკნელის უარყოფითი თვისება. ზოგიერთ შემთხვევაში სტატისტიკური ურთიერთკავშირები შეტყობინებებს შორის საშუალებას გვაძლევენ აღვადგინოთ ცალკეული შეტყობინება მათი დამახინჯების შემთხვევაში, ე.ი. სიჭარბე შეიძლება გამოყენებულ

იქნეს შეტყობინებათა გადაცემის სისწორის გაზრდისათვის, ან ინფორმაციის გადაცემის სიჩქარის შემცირებისთვის.

2.6. უწყვეტი შეტყობინებების ენტროპია

ვინაიდან უწყვეტი შეტყობინებების რომელიმე მნიშვნელობის გამოჩენის ალბათობა ნულის ტოლია, ამიტომ ზოგადად ასეთი სახის შეტყობინებების ენტროპია უსასრულოდ დიდია. მაგრამ რეალურ პირობებში სიგნალებს, ჯერ ერთი, შეზღუდული სპექტრი გააჩნიათ, რაც საშუალებას იძლევა წარმოვადგინოთ ისინი ანათვლების ერთობლიობით და, მეორეც, ხელშეშლების გავლენის გამო ამ ანათვლების გარჩევადი მნიშვნელობების რაოდენობა სასრულია. ყოველივე ამის გამო შეგვიძლია შევცვალოთ უწყვეტი სიგნალი დისკრეტული მნიშვნელობების ერთობლიობით და განვაზოგადოთ უწყვეტ სიგნალებზე ენტროპიის ის გამოსახულებები, რომლებიც მიღებული იყო ზემოთ დისკრეტული შეტყობინებებისათვის.



ნახ. 2.3

ვთქვათ, მოცემულია უწყვეტი შეტყობინების მნიშვნელობების ალბათობათა სიმკვრივე (ნახ. 2.3). პროცესის ხასიათი მნიშვნელოვნად არ შეიცვლება, თუ x უწყვეტ მნიშვნელობას შევცვლით დისკრეტული $x_1, x_2, \ldots, x_k, \ldots, x_n$ მნიშვნელობებით, რომლებიც ერთმანეთისაგან დაშორებულია Δx ინტერვალით და რომელთა ალბათობებია $P = (x_k)\Delta x$. ცხადია, ასეთი შეცვლა მით უფრო ზუსტი იქნება, რაც უფრო მცირეა Δx. მაშინ

$$H(x) = -\sum_{k=1}^{n} \omega(x_k)\Delta x \log\{\omega(x_k)\Delta x\} = -\sum_{R=1}^{n} \omega(x_R)\Delta x \log \omega(x_R) - \sum_{R=1}^{n} \omega(x_R)\Delta x \log \Delta x \cdot \quad (2.30)$$

ზღვარზე გადასვლისას, როდესაც $\Delta x \to 0$, (2.30) გამოსახულების პირველი შესაკრები მიიღებს შემდეგ სახეს

$$-\int_{-\infty}^{\infty} \omega(x) \log \omega(x) dx. \quad (2.31)$$

ხოლო მეორე შესაკრები ტოლი იქნება-$\log \Delta x$, ვინაიდან ალბათობათა სიმკვრივის თვისებების საფუძველზე

$$\int_{-\infty}^{\infty} \omega(x) dx = 1.$$

ამგვარად მივიღებთ, რომ

$$H(x) = -\int_{-\infty}^{\infty} \omega(x) \log \omega(x) dx - \log \Delta x = h(x) - \log \Delta x. \quad (2.32)$$

გამოსახულებას

$$h(x) = -\int_{-\infty}^{\infty} \omega(x) \log \omega(x) dx. \quad (2.33)$$

ეწოდება უწყვეტი შეტყობინებების **დიფერენციალური ენტროპია** (ვინაიდან განისაზღვრება ალბათობათა დიფერენციალური კანონით $\omega(x)$). $\log \Delta x$ სიდიდე დამო-

კიდებულია მხოლოდ Δx ინტერვალზე და ამ უკანასკნე-ლის მუდმივობის დროს მუდმივ სიდიდეს წარმოადგენს.

შეიძლება ნაჩვენები იქნეს, რომ ინფორმაციის სა-შუალო რაოდენობა, რომელსაც შეიცავს უწყვეტი $y(t)$ პროცესის ერთი ანათვალი უწყვეტი $X(t)$ პროცესის ერთი ანათვლის შესახებ, დისკრეტული შემთხვევითი პროცესის ანალოგიურად გამოისახება შემდეგნაირად

$$I(x,y) = h(x) - h(x/y), \tag{2.34}$$

სადაც,

$$h(x/y) = -\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \omega(x,y)\log\omega(x/y)dxdy = -\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\omega(x,y)\log\frac{\omega(\tau,y)}{\omega(y)}dxdy, \tag{2.35}$$

ე.წ. **პირობითი დიფერენციალური ენტროპიაა.**

(2.33) და(2.35) გამოსახულებების საფუძველზე ურთიერთინფორმაციის საშუალო რაოდენობა შეიძლება წარმოდგენილ იქნეს შემდეგნაირად

$$I(x,y) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\omega(x,y)\log\frac{\omega(x,y)}{\omega(x)\omega(y)}dxdy. \tag{2.36}$$

უნდა აღინიშნოს, რომ დისკრეტული შეტყობინებე-ბის ენტროპიისაგან განსხვავებით, დიფერენციალური ენტროპია დამოკიდებულია უწყვეტი შეტყობინებების განზომელებაზე. ამიტომ, მიუხედავად ამისა, რომ იგი ახასიათებს შეტყობინებების წყაროს გაურკვევლობის ხარსიხს, არ წარმოადგენს ამ უკანასკნელის ინფორმა-ციულ ზომას. უწყვეტი შეტყობინებების ინფორმაციული ზომა განისაზღვრება მხოლოდ დიფერენციალური ენტ-როპიების სხვაობით (2.34).

ამგვარად, უწყვეტი შეტყობინებების როგორც **უპი-რობო** (2.33), ასევე **პირობითი (2.35)** ენტროპიები განისა-ზღვრებიან მხოლოდ შეტყობინებებათა სტატისტიკით. ამ

უკანასკნელების თვისებებიდან აღსანიშნავია შემდეგი ორი:

ა) თუ უწყვეტი შეტყობინებების დისპერსიები შეზღუდული სიდიდეა, მაშინ ენტროპია მაქსიმალურია ნორმალური განაწილების დროს, ე.ი. როდესაც

$$\omega(x) = 1/\sigma\sqrt{2\pi}\, cxp[-x^2/2\sigma^2], \qquad (2.37)$$

ბ) თუ უწყვეტი შეტყობინებების დისპერსია არ არის შეზღუდული, მაშინ $h(x)$ ენტროპია მაქსიმალურია თანაბარი განაწილების დროს

$$\omega(x) = 1/(x_{\max} - x_{\min}),$$

სადაც $(x_{\max} - x_{\min})$ შეტყობინებების შესაძლო მნიშვნელობების ინტერვალია. ამ შემთხვევაში ენტროპია

$$h(x) = \log(x_{\max} - x_{\min}). \qquad (2.38)$$

აღსანიშნავია ის გარემოება, რომ საკუთარი ინფორმაციის რაოდენობა $I(x)$ უწყვეტი შეტყობინებებისათვის არ არის ტოლი ამ უკანასკნელების დიფერენციალური ენტროპიისა. ვინაიდან უწყვეტი შეტყობინებების ნებისმიერი $x(t)$ რეალიზაციის აღწარმოების სიზუსტე რეალურ მოწყობილობებში შეზღუდულია, ამიტომ აღწარმოების $x^*(t)$ შედეგი შემთხვევით განსხვავდება $x(t)$ ჭეშმარიტი მნიშვნელობებისაგან. ინფორმაციის საშუალო რაოდენობა, რომელსაც შეიცავს $x^*(t)$ ანათვალი x^* საწყისი $x(t)$ რეალიზაციის დამოუკიდებელი x ანათვლის შესახებ, (2.36) საფუძველზე შემდეგნაირად შეიძლება გამოისახოს

$$I(x,x^*) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \omega(x,x^*)\log\frac{\omega(x,x^*)}{\omega(x)\omega(x^*)}\,dxdx^* = h(x) - h(x/x^*). \qquad (2.39)$$

(2.39) გამოსახულებიდან გამომდინარეობს, რომ ინფორმაციის რაოდენობა $I(x,x^*)$,, გარდა იმისა, რომ დამოკიდებულია $x(t)$ პროცესის სტატისტიკაზე, დამოკიდებულია აგრეთვე x^* აღწარმოების ხერხზე, რაც განისაზღვრება პირობითი ალბათობების $\omega(x/x^*)$ სიმკვრივით. ვინაიდან $\omega(x,x^*)=\omega(x^*)\omega(x/x^*)$., ამიტომ საკუთრივი ინფორმაციის $I(x)$ რაოდენობა, რომელსაც შეიცავს პროცესის ერთი დამოუკიდებელი ანათვალი, შეიძლება განსაზღვრულ იქნეს როგორც ორობითი ერთეულების ის მინიმალური რაოდენობა, რომელიც საჭიროა ამ ანათვლის მოთხოვნილი სიზუსტით აღწარმოებისათვის, ე.ი. როგორც $I(x,x^*)$ გამოსახულების მინიმუმი, აღებული ყველა $\omega(x/x^*)$-ის მიხედვით (აღწარმოების ყველა შესაძლო ხერხის მიხედვით), რომლის დროსაც აღწარმოების ცდომილება არ აღემატება დასაშვებ ε სიდიდეს

$$I(x)=H_2(x)=\min_{\omega(x_1x^*)} I(x,x^*)=h(x)-\max_{\omega(x_1x^*)} h(x/x^*). \tag{2.40}$$

2.7. უწყვეტი შეტყობინებების წყაროს მწარმოებლურობა და სიჭარბე

იმისდა მიხედვით, თუ რა ხასიათისაა დრო (დისკრეტული თუ უწყვეტი), უწყვეტი შეტყობინებების წყაროები შეიძლება დაიყოს ორ ჯგუფად – **დისკრეტული დროის უწყვეტი შეტყობინებებისა და უწყვეტი დროის უწყვეტი შეტყობინებების წყაროებად.**

დისკრეტული დროის უწყვეტი შეტყობინებების წყაროების მწარმოებლურობასა და სიჭარბის განსაზღვრისათვის, (2.13) გამოსახულების თანახმად, საჭიროა გამოთვლილ იქნეს საკუთრივი ინფორმაციის ის რაოდენობა, რომელსაც შეიცავს წყაროსგამოსავალი პროცესის უწყვეტი ანათვალი, ე.ი. უნდა განისაზღვროს ანათვლის ენტროპია. იმ კერძო შემთხვევაში, როდესაც წყაროს გამოსავალი პროცესი ნორმალურია, ε ენტროპიის მაქსიმალური მნიშვნელობა

$$H_{\max}(x) = \log(\sigma_x / \sigma_\rho). \qquad (2.41)$$

ასეთ შემთხვევაში, ცნობილი v, σ_2 და σ_p სიდიდეების დროს, დისკრეტული დროის უწყვეტი შეტყობინებების წყაროს მწარმოებლურობა და სიჭარბე შემდეგნაირად გამოისახება:

$$I'_{\max}(x) = \upsilon \log(\sigma_k / \sigma_p), \qquad (2.42)$$

$$P = 1 - H_t(x) / \log(\sigma_x / \sigma_p). \qquad (2.43)$$

უწყვეტი დროის შეტყობინებების წყაროს შემთხვევაში მწარმოებლურობა და სიჭარბე შემდეგნაირად გამოითვლება. თუ შეტყობინებების სიხშირულ სპექტრს შევზღუდავთ ზევიდან f_z სიხშირით, მაშინ, კოტელნიკოვის თეორემის თანახმად, ასეთი ტიპის შეტყობინებები შეიძლება წარმოვიდგინოთ $\{x_1\}$ ანათვლების მიმდევრობის სახით, რომლებსაც წყარო გამოიმუშავებს $\upsilon = 2 f_z$ სიჩქარით იმ შემთხვევაში, როდესაც ანათვლები დამოუკიდებულია. (2.13) და (2.28) თანახმად

$$I'(x) = \upsilon /(x) = \upsilon H_\varepsilon(x). \qquad (2.44)$$

უწყვეტი დროის უწყვეტი მწარმოებლურობა, მოცემული **ზედაზღვრული** f_z **სიხშირის, შეტყობინებათა** $\sigma_x^2 = P_s$ **საშუალო სიმძლავრისა და ცდომილებათა** $\sigma_p^2 = P_s$ **სიმძლავრის** დროს იქნება მაქსიმალური, როდესაც წყაროს მიერ $2f_z$ სიჩქარით გამომუშავებული ანათვლები დამოუკიდებელი და ნორმალურად განაწილებულია, ე.ი. როდესაც შეტყობინებებს ექნება „თეთრი ხმაურის" მახასიათებლები. ასეთ შემთხვევაში, (3.30)-ის თანახმად

$$I'_{max}(x) = 2f_z \frac{1}{5}\log\frac{P_x}{P_x} = f_z D_s; \qquad (2.45)$$

აქ D_s – შეტყობინებათა დინამიკური დიაპაზონია.

ასეთი წყაროს სიჭარბე, (2.43) გამოსახულების თანახმად,

$$P = 1 - I'(x)/(f_g D_s)\,. \qquad (2.46)$$

როგორც (1.22) და (2.45) გამოსახულებების შედარება გვიჩვენებს, შეტყობინებათა V_s მოცულობა რომელიმე T_s დროის განმავლობაში ტოლია ამ ინფორმაციის მაქსიმალური რაოდენობისა, რომელსაც შეიცავენ ეს შეტყობინებები.

საკონტროლო კითხვები

1. რას ეწოდება ინფორმაციის რაოდენობრივი ზომა?
2. რას ეწოდება დისკრეტული შეტყობინებების ენტროპია?
3. რას ეწოდება დისკრეტული არხის გადაცემის სიჩქარე და გამტარუნარიანობა?
4. რაში მდგომარეობს შენონის ძირითადი თეორემები დისკრეტული არხებისათვის?
5. რას ეწოდება დისკრეტულ შეტყობინებათა წყაროს მწარმოებლურობა და სიჭარბე?
6. რას ეწოდება უწყვეტი შეტყობინებების ენტროპია?
7. რას ეწოდება უწყვეტი შეტყობინებების წყაროს მწარმოებლურობა და სიჭარბე?

თავი III. ტელეკომუნიკაციის არხები

3.1. ტელეკომუნიკაციის არხების კლასიფიკაცია და მახასიათებლები

როგორც წიგნის შესავალში აღვნიშნეთ, ტელეკომუ-ნიკაციის არხი წარმოადგენს იმ ტექნიკურ საშუალებათა და ფიზიკური არის ერთობლიობას, რომელთა საშუალე-ბით ხდება სიგნალების გავრცელება გადამცემიდან მიმღებისაკენ. ზოგადად, ტელეკომუნიკაციის არხს შეიძ-ლება ჰქონდეს რამდენიმე შესავალი და გამოსავალი და ახორციელებდეს სიგნალების ორმხრივ გადაცემას. მაგ-რამ სიმარტივისათვის ჩვენ შემდეგში განვიხილავთ მხოლოდ ერთი შესავლისა და ერთი გამოსავლის მქონე არხებს, რომლებიც უზრუნველყოფენ სიგნალების ცალ-მხრივ გავრცელებას. ასეთი ტიპის არხები ელექტრულად შეიძლება წარმოდგენილ იქნეს ოთხპოლუსას სახით.

ტელეკომუნიკაციის არხის შემადგენელ ნაწილს – ფიზიკურ არეს, რომელშიც ხდება სიგნალების გავრცე-ლება გადამცემიდან მიმღებისაკენ – ე.წ. ტელეკომუნიკა-ციის ხაზებს შეიძლება სხვადასხვა ბუნება ჰქონდეს. ტე-ლეკომუნიკაციის თანამედროვე სისტემებში ფართოდ გამოიყენება სადენიანი ტელეკომუნიკაციის (საჰაერო და საკაბელო), რადიო – და რადიოსარელეო (მათ შორის მეტეორული, კოსმოსური, იონოსფერული, ტროპისფერუ-ლი), ოპტიკური და ა.შ. ხაზები. არხის შედგენი-ლობაში შეიძლება შედიოდეს რამდენიმე ტელეკომუნიკა-ციის ხაზი, მაგრამ უმრავლეს შემთხვევაში ერთი და იგივე ხაზი ემსახურება რამდენიმე არხს.

ტელეკომუნიკაციის ხაზის გარდა არხი შეიცავს აგრეთვე მთელ რიგ ტექნიკურ საშუალებებს, რომლებიც განლაგებულნი არიან არხის საშუალედო და დამაბოლოებელ პუნქტებში. საშუალდო პუნქტებში განლაგებულ ტექნიკურ მოწყობილობებს მიეკუთვნება სხვადასხვა სახის **მაძლიერებლები, რეგენერატორები, კორექტორები** და ა.შ. რაც შეეხება დამაბოლოებელი პუნქტების მოწყობილობებს, ისინი, იმისდა მიხედვით, თუ გარდაქმნათა რა თვალსაზრისით განიხილება არხში მოქმედი სიგნალები, შეიძლება მიეკუთვნონ როგორც საკუთრივ არხს, ასევე გადამცემს ან მიმღებს.

ტელეკომუნიკაციის არხების კლასიფიკაციას შეიძლება საფუძვლად დაედოს სხვადასხვა პირობები.

ტელეკომუნიკაციის სისტემების დანიშნულების მიხედვით, რომლებსაც ემსახურება ტელეკომუნიკაციის არხები, ეს უკანასკნელები შეიძლება დაიყოს: **სატელეფონო, სატელევიზიო, სატელეგრაფო, რადიოსამაუწყებლო ფიჭური მობილური** და ა.შ. არხებად.

იმისდა მიხედვით, **თუ რა გზით ვრცელდება სიგნალები** გადამცემიდან მიმღებისაკენ – **თავისუფალ სივრცეში თუ მიმმართველი ხაზების** გასწვრივ – გამოიყოფა **რადიო** და **სადენიანი ტელეკომუნიკაციის** არხები.

ხშირად არხების კლასიფიკაცია ხდება **გამოყენებული სიხშირული დიაპაზონის** მიხედვით. ასე, მაგალითად, კოაქსიალურ კაბელებში სიხშირული დიაპაზონი აღწევს რამდენიმე ათას კილოჰერცს, რადიო ტელეკომუნიკაციის თანამედროვე სისტემებში კი იზრდება რამდენიმე ასეულ ათას მეგაჰერცამდე და ა.შ.

ყველაზე ფართო გავრცელება ჰოვა ტელეკომუნიკაციის არხების დაყოფამ იმ სიგნალების ხასიათის მიხედ-

ვით, რომელთა გადაცემასაც ისინი ახორციელებს ამ ნიშნის მიხედვით ასხვავებენ: **უწყვეტ არხებს,** რომელთა შესასვლელსა და გამოსავალზე სიგნალები იცვლება უწყვეტად შესაძლო მნიშვნელობების გარკვეულ დიაპა-ზონში; დისკრეტულ არხებს, რომელთა შესავალი და გამოსავალი სიგნალები დისკრეტულია მნიშვნელობების მიხედვით; **დისკრეტულ-უწყვეტ არხებს,** რომელთა შესავალი სიგნალები დისკრეტულია და გამოსავალი – უწყვეტი ან პირიქით.

ტელეკომუნიკაციის არხების მახასიათებლების სახე ძირითადად დამოკიდებულია იმაზე, თუ რა ტიპის სიგნალების (დისკრეტული თუ უწყვეტი) გადაცემისთ-ვისაა ისინი განკუთვნილი. გარდა ამისა, მახასიათებლები დამოკიდებულია აგრეთვე ტელეკომუნიკაციის იმ სისტე-მების დანიშნულებაზე, რომელთა შედგენლობაში შედის განსახილველი არხები.

უწყვეტი არხების შემთხვევაში მათ მახასიათებლებს შეიძლება მიეკუთვნოს **გადასაცემი სიგნალების საშუალო და პიკური სიმძლავრეები, გადასაცემი სიგნალების სიხშირული ზოლი, არხების ამპლიტუდური** მახასიათებ-ლები და ა.შ. ასე, მაგალითად, სტანდარტული სატელე-ფონო არხის ძირითადი მახასიათებლებია: **ნარჩენი მილევადობა,** რომელიც ახასიათებს სიგნალის დონეების სხვაობას არხის შესავალსა და გამოსავალზე; **არხის მილევადობის სიხშირული მახასიათებელი,** რომელიც წარმოადგენს ნარჩენი **მილევადობის** დამოკიდებულებას **სიხშირეზე;** გადასაცემი **სიხშირეების ეფექტური** ზოლი, რომელიც შემოფარგლულია სიხშირეთა იმ მნიშვნელოვ-ნებით, სადაც ნარჩენი მილევადობა გარკვეული სიდიდით აღემატება არხის საშუალო სიხშირის შესაბამის ნარჩენ

მილევადობას; **არხის ამპლიტუდური მახასიათებელი,** რომელიც წარმოადგენს არხის ნარჩენი მილევადობის დამოკიდებულებას შემავალი სიგნალის დონეზე.

ზოგიერთ შემთხვევაში მხედველობაში მიიღება აგრეთვე არხის **ფაზა – სიხშირული** მახასიათებელი, რომელიც წარმოადგენს არხის შემავალ და გამომავალ სიგნალებს შორის ფაზური ძვრის დამოკიდებულებას სიხშირეზე.

იმ შემთხვევაში, თუ საქმე გვაქვს დისკრეტულ არხებთან, მახასიათებლების განსაზღვრისას მხედველობაში უნდა იყოს მიღებული იმ სიგნალების წყაროების თავისებურებანი, რომლებსაც ემსახურება ასეთი ტიპის არხები. დისკრეტული არხების ძირითადი მახასიათებლებს შეიძლება მიეკუთვნონ: გადასაცემი შეტყობინებების მოცულობა, მაგალითად, გადასაცემი **სიგნალების რაოდენობა; დროის ერთეულში გადასაცემი შეტყობინებების რაოდენობა, ანუ გადაცემის სიჩქარე,** რომელიც იზომება ბოდებში; **ინფორმაციის გაცემის პერიოდი,** ანუ **დრო,** რომლის განმავლობაში ინფორმაციის წყარო მიაწოდებს გადაცემის ტრაქტს მორიგ შეტყობინებას; **არხში ინფორმაციის დაყოვნების დრო; შეტყობინებათა ელემენტების გადაცემის სისწორე,** რომელიც ახასიათებს არხის ხელშეშლებისადმი მდგრადობას; **არხის საიმედოობა** და სხვ.

ცხადია, ყოველ კონკრეტულ შემთხვევაში, ზემოთ ჩამოთვლილ მახასიათებლებს დაემატება ასევე ის მახასიათებლები, რომლებიც საჭიროა არხის შედგენილობაში მყოფი ხაზების აღწერისათვის.

რაც შეეხება დისკრეტულ-უწყვეტ არხებს, მათი მახასიათებლების ჩამოყალიბებისას გამოიყენება რო-

გორც უწყვეტი, ასევე დისკრეტული არხების ზემოთ ჩამოთვლილი მახასიათებლები.

3.2. დამახინჯებები და ხელშეშლები ტელეკომუნიკაციის არხებში

ტელეკომუნიკაციის რეალურ არხებში ელემენტარული სიგნალები გავრცელებისას განიცდიან ცვლილებებს, რის შედეგადაც მიღებული სიგნალები განსხვავდებიან გადაცემულისაგან. განსხვავებას შეიძლება ჰქონდეს როგორც დეტერმინებული, ასევე შემთხვევითი ხასიათი.

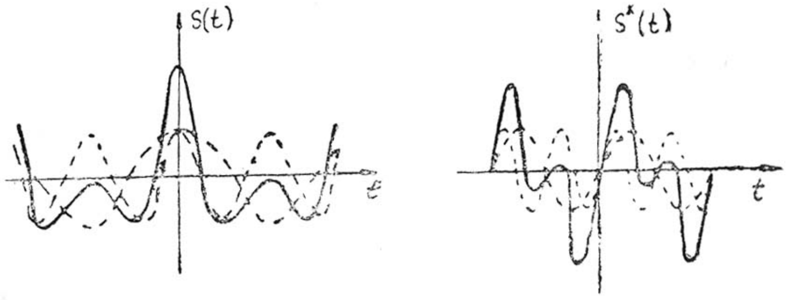
დეტერმინირებული ცვლილებებიდან ყველაზე სახიფათოა სიგნალის ფორმის ცვალებადობა, ვინაიდან სხვა სახის ცვლილებების (სიგნალის გაძლიერება ან შესუსტება, მისი დროითი დაყოვნება და ა.შ.) კორექტირება არ არის რთული, სიგნალის ფორმის ცვლილება რეალურ არხებში გამოწვეულია ამ უკანასკნელის ამპლიტუდური და სიხშირული მახასიათებლების სახით, ხოლო რადიოარხების შემთხვევაში ელექტრომაგნიტური ტალღების გავრცელების მრავალსხივობით. ანალიზის გამარტივების მიზნით არხი შეიძლება წარმოდგენილ იქნეს როგორც მიმდევრობით ჩართული წრფივი და არაწრფივი უინერციო ოთხპოლები, რომლებიც განსაზღვრავენ სიგნალის შესაბამისად **წრფივ** და **არაწრფივ** დამახინჯებებს.

წრფივი ეწოდება დამახინჯებებს, რომლებიც წარმოიშობიან მუდმივი პარამეტრების მქონე ინერციულ ხაზურ ოთხპოლესბში და რომლებიც განპირობებული არიან ამ ოთხპოლუსებში შემავალი რეაქტიული ელემენ-

ტებით. ასეთი ოთხპოლუსების ამპლტუდურ-სიხშირული მახასიათებლების არათანაბარობა და ფაზა-სიხშირული მახასიათებლების არაწრფივობა იწვევს სიგნალის ფორმის დამახინჯებებს, ვინაიდან ამ შემთხვევაში ირღვევა თანაფარდობა სიგნალის ჰარმონიული შემდგენელების ამპლიტუდებსა და ფაზებს შორის. სიხშირული და ფაზური დამახინჯებების თავიდან აცილებისათვის, როგორც ცნობილია, საჭიროა არხის გადაცემის ზოლში ოთხპულსას გადაცემის კოეფიციენტის მოდული იყოს მუდმივი, ე.ი. $|K(\omega)|=K_o$, ხოლო ფაზა იცვლებოდეს წრფივად $(\Phi(\omega)=\omega\tau)$. იმ შემთხვევაში, თუ წრფივ ოთხპულსას ცვლადი პარამეტრები აქვს (მაალითად, იმ რადიოარხის შემთხვევაში, რომელსაც ახასიათებს ტალღების მრავალსხივური გავრცელება), საჭიროა სიგნალის ჰარმონიული შემდგენლების ფაზური ძვრა $\omega=0$ სიხშირეზე 2π-ს ჯერადი იყოს, ე.ი. $\Phi(0)=R2\pi$. წინააღმდეგ შემთხვევაში წარმოიშობა ე.წ. კვადრატურული დამახინჯებები. ასეთი სახის დამახინჯებების მაგალითის მოყვანილია 3.1. ა და ბ ნახაზებზე ნახ. 31 ა-ზე მთლიანი ხაზით გამოსახულია სიგნალი, მიღებული ორი ჰარმონიული შემადგენლით (წყვეტილი ხაზები); ბ-ზე ნაჩვენებია, თუ საწყისი სიგნალის როგორც დამახინჯებებს იწვევს გარემოება, როდესაც ჰარმონიული შემადგენლობის საწყისი ფაზა 2π-ს ჯერადი არ არის.

არაწრფივი ეწოდება დამახინჯებებს, რომლებიც წარმოიშობა უინერციო არაწრფივი მუდმივი პარამეტრების მქონე ოთხპოლუსებში და განპირობებულია არაწრფივი ელემენტების არსებობით. ტელეკომუნიკაციების არხის არაწრფივობა ზღუდავს სიგნალის დაუმა-

ხინჯებელი მნიშვნელობის მაქსიმალურად შესაძლო სიდიდეს, ანუ ზღუდავს გადასაცემი სიგნალის დინამიკურ დიაპაზონს.



ნახ. 3.1.

არხის ამპლიტუდური მახასიათებლს არაწრფივობის გამო, მის შესასვლელზე რთული ფორმის სიგნალის მიწოდებისას, არხის გამოსავალ სიგნალში შეიძლება წარმოიშვას ისეთი შემდგენები, რომლებსაც ადგილი არ ჰქონდა შესავალ სიგნალში. კერძოდ, გამოსავალ სიგნალში შეიძლება წარმოიშვას შემდეგი ტიპის კომბინაციური სიხშირეები:

$$Rf_1 \pm lf_2;\ mf_1 \pm nf_2;\ pf_2 \pm qf_2;... \qquad (3.1.)$$

სადაც R,l,m,n,p,q მთელი რიცხვებია, ხოლო $f_1, f_2, f_3,...$ შემავალი სიგნალის ჰარმონიული შემდგენები.

ასეთი ტიპის დამახინჯებების შეფაება ხდება ე.წ. **ინტერმოდულაციური** დამახინჯებების კოეფიციენტის საშუალებით. აღსანიშნავია ის გარემოებაც, რომ, თუ რაწრფივი ოთხპოლუსა შედის რომელიმე არხის შედგენილობაში, მაშინ მასში გამავალი სიგნალის არაწრფივობის პროდუქტებს ექნება ისეთი სიხშირეები, რომლებიც შეიძლება მოხვდნენ მეზობელი არხის გადა-

ცემის ზოლში და ამგვარად გახდნენ ამ არხისათვის დამატებითი დამახინჯების წყარო.

განვიხილოთ შემთხვევითი ხასიათის ცვლილებები, რომლებსაც განიცდიან არხში გამავალი სიგნალები. შემთხვევითი ხასიათის ცვლილებებს ხელშეშლები ეწოდება. ხელშეშლების ზემოქმედების შედეგად არხის გამოსავალი სიგნალი შეიძლება წარმოდგენილ იქნეს შემდეგნაირად

$$x^*(t) = x(t)\xi_m(t) + \xi_e(t), \qquad (3.2)$$

სადაც $\xi_m(t)$ და $\xi_e(t)$ ხელშეშლის ე.წ. **მულტიპლიკაციური და ადიტიური** შემდგენებია.

ზოგადად, ხელშეშლების ფიზიკურ წყაროებს სხვადასხვანაირი ბუნება აქვთ და ისი შეიძლება მოთავსდნენ როგორც არხში (ე.წ. **შინაგანი ხელშეშლები**) ასევე მის გარეთაც (**გარეგანი ხელშეშლები**).

ადიტიური ხელშეშლები მათი სპექტრული და დროითი მახასიათებლების მიხედვით შეიძლება დაიყოს სამ ჯგუფად: ხელშეშლები, **განაწილებული სიხშირის და დროის მიხედვით (ე.წ. ფლუქტუაციური ხელშეშლები), შეყურსული სიხშირის მიხედვით (ე.წ. ჰარმონიული ხელშეშლები) და შეყურსული დროში (ე.წ. იმპულსური ხელშეშლები).**

ფლუაქტუაციურ ხელშეშლებში იგულისხმება დროში უწყვეტი ნორმალური განაწილების და ნულოვანი საშუალო მნიშვნელობის მქონე შემთხევითი პროცესი (ხშირად აგრეთვე სტაციონარული და ერგოდოკული); რომლის ენერეტიკული სპექტრი არხის გატარების ზოლში შეიძლება ჩაითვალოს თანაბრად. ფლუქტუაციური ხელშეშლები ტელეკომუნიკაციის არხებში ძირითადად

განპირობებულია მოწყობილობათა შინაგანი ხმაურებით (მაგალითად, თბური ხმაურებით), მზის და ვარსკვლავების რადიოგამოსხივებით, უცხო რადიოსადგურების ჯამური სიგნალით (თუ ცხადია, მათი რაოდენობა იმდენად დიდია, რომ ადგილი აქვს ჯამური სიგნალის სტატისტიკური მახასიათებლების ნორმალიზაციის მოვლენას) და ა.შ.

ჰარმონიულ ხელშეშლებში იგულსხმება ისეთი ადიტიური ხელშეშლები, რომელთა ენერგეტიკული სპექტრი მოთავსებულია სიხშირეთა ვიწრო ზოლში, რომელიც გადასაცემი სიგნალის სიხშირული ზოლის ტოლი ან მასზე ნაკლებია. ასეთი სახის ხელშეშლები დამახასიათებელია რადიოარხებისათვის და განპირობებულია უცხო რადიოსადგურების სიგნალებით. ხშირად ჰარმონიული ხელშეშლა წარმოიშობა სხვადასხვა არა მხოლოდ რადიოარხებში, არამედ შორეული ტელეკომუნიკაციის სადენიან არხებშიც.

იმპულსურ ხელშეშლებში იგულისხმება ისეთი ადიტიური ხელშეშლები, რომლებიც წარმოადგენენ შემთხევითი იმპულსების მიმდევრობებს. სადენიანი ტელეკომუნიკაციის არხებში იმპულსური ხელშეშლები განპირობებულია ძირითადად საკომუტაციო ხელსაწყოების ხმაურით. სხვადასხა სახის აღძრული ემძ-ით და ა.შ. რადიოარხებში კი-იმპულსური ხელშეშლები ძირითადად ატმოსფერული და საწარმოოო წარმოშობისაა. იმპულსურ ხელშეშლებს გააჩნიათ საკმაოდ ფართო ენერგეტიული სპექტრი, რომლის სიდიდე მკვეთრად მცირდება ნულოვანი და რამდენიმე ათეული მეგაჰერცის სიხშირეების უბნებზე.

რაც შეეხება **მულტიპლიკაციურ ხელშეშლებს,** ისინი განპირობებულია არხის გადაცემის კოეფიციენტის შემთხვევითი ცვალებადობით. ამის ძირითად მიზეზს წარმოადგენენ არხის მაძლიერებელი მოწყობილობების გაძლიერების კოეფიციენტების ცვალებადობა მკვებავი ძაბვების მერყეობის გამო, რადიოალღების გავრცელების მილევადობა და ა.შ. მულტიპლიკაციური ხელშეშლები მათი რეალიზაციების დროში ცვალებადობის სიჩქარის მიხედვით არხში გადაცემული სიგნალის ცვლილებების სიჩქარესთან შედარებით შეიძლება დაიყოს ორ გჯუფად – **ნელ და ჩქარ მულტიპლიკაციურ ხელშეშლებად**.

3.3. დისკრეტული არხების მოდელები

რეალურ არხებში ზემოთ აღნიშნული დამახინჯებები და ხელშეშლები მოქმედებს ერთობლივად, რის შედეგადაც არხებში მიმდინარე პროცესები რთულება. ასეთ პირობებში სიგნალების გარდასახვის მათემატიკური აღწერა, უმრავლეს შემთხვევაში, გდაუჭრელი ამოცანაა და ამიტომ ანალიზის გამარტივების მიზნით მიმართავენ არხების იდეალიზებულ მათემატიკურ მოდელებს. განვიხილოთ მოკლედ დისკრეტული არხების მათემატიკური მოდელები და მათი აღწერა.

დისკრეტული არხის აღწერისათვის საჭიროა ვიცოდეთ: მის შესასვლეზე მოქმედი **კოდური** $x_i(i=1,2,3,...,n)$ **სიმბოლოების ალფაბეტი** და ამ **სიმბოლოების** $P(x_i)$ **ალბათობები; გამოსავალი** $xj(j=1,2,...,n)$ **სიმბოლოების ალფაბეტი; დროის ერთეულში გატარებული კოდური**

სიმბოლოების n **რაოდენობა და გადასვლის** $P(x_j / x_i)$ **ალბათობები**, ე.ი. ალბათობები იმისა, რომ არხის გამოსავალზე გამოჩნდება x_i სიმბოლო მის შესასვლელზე x_j სიმბოლოს მიწოდებისას.

იმ მოვლენების ერთობლივი ალბათობა, რომელიც მდგომარეობს არხის შესასვლელზე x_i სიმბოლოს მიწოდებისას მის გამოსავალზე x_i სიმბოლოს მიღებაში, შემდეგნაირად გამოისახება

$$P(x_i, x_j) = P(x_i)P(x_j / x_i) = P(x_j)P(x_i / x_j), \qquad (3.3)$$

სადაც $P(x_j) - x_j$ სიმბოლოს მიღების უპირობო ალბათობაა, რომელიც შემდეგნაირად გამოითვლება.

$$P(x_i) = \sum_{i=1}^{n} p(x_i)P(x_j / x_j). \qquad (3.4)$$

რაც შეეხება იმის ალათობას, რომ არხის გამოსავალზე გამოჩნდება x_j კოდური სიმბოლო x_i სიმბოლოს გადაცემისას, ე.წ. **აპოსტერიულ** ალბათობას, იგი გამოითვლება ბაიესის ფორმულის საფუძველზე

$$P(x_i / x_j) = P(x_i)P(x_j / x_i)\left[\sum_{i=1}^{n} P(x_i)P(x_j / x_i)\right]. \qquad (3.5.)$$

ზემოთაღნიშნული ალბათობები ზოგადად დამოკიდებულია იმაზე, თუ რომელი სიმბოლო იყო გადაცემული ან მიღებული ადრე. იმ შემთხვევაში, როცა გადასვლის $P(x_j / x_i)$ ალბათობები ყოველი i, j წყვილისათვის არ იცვლება დროში და დამოკიდებული არ არის იმაზე, რომელი სიმბოლო იყო გადაცემული ან მიღებული ადრე, დისკრეტულ არხს ეწოდება **უმახსოვრო და ერთგვა-**

როვანი ან სტაციონარული), ხოლო თუ ეს ალბათობები დამოკიდებულია დროზე, მაშინ არხს ეწოდება **არაერთ-გვაროვანი,** ანუ **არასტაციონარული.** როდესაც ზემოაღ-ნიშნული ალბათობები დამოკიდებულია იმაზე, თუ რომელი სიგნალი იყო გადაცემული და მიღებული ადრე, შესაბამის არხს ეწოდება **მახსოვრობის მქონე**.

აღსანიშნავია, რომ რელური არხების თვისებების გათვალისწინებით დისკრეტული არხების ყველაზე უფრო სრულყოფილ მოდელს წარმოადგენს **არაერთგვაროვანი დამახსოვრების მქონე არხი.** მაგრამ უფრო ხშირად მიმართავენ **ერთგვაროვანი უმახსოვრო დისკრეტული არხების** მოდელს, როგორც უფრო მარტივს.

თუ ერთგვაროვან არხში შემავალი კოდური სიმბო-ლოების ალფაბეტი $\{x_i\}$ და გამოსავალი სიმბოლოების ალფაბეტი $\{x_j\}$ ერთნაირია, ე.ი. $n = n'$ და ყოველი $j \neq i$ წყვილისათვის ალბათობა $P(x_j / x_i) = P,$ ხოლო, როდე-საც $i = j$, ალბათობა $P(x_j / x_i) = Q = 1-(n-1)P,$ შესაბა-მის არხს ეწოდება **სიმეტრიული.**

აღნიშნულ არხებს, რომელთა შემავალი და გამომა-ვალი სიმბოლოების ალფაბეტები არ ემთხვევა, ე.ი. არხებს, რომელთა გამომავალი ალფაბეტი შეიცავს ზედმეტ სიმბოლოს შემავალ ალფაბეტებთა შედარებით $n = n+1$, ეწოდება არხები **„წაშლით“**. დამატებითი სიმ-ბოლოს გამოჩენა გვიჩვენებს, რომ მიმღები მოწყობილობა ვერ ღებულობს ცალსახა გადაწყვეტილებას მიღებული სიმბოლოს შესახებ. ამ დამატებით სიმბოლოს ეწოდება **„კითხვის სიმბოლო“**.

მიუხედავად იმისა, რომ ასეთ არხებში კოდური კომბინაციების ნაწილი შეიძლება წაიშალოს (დამახინჯდეს), კოდის და მისი დამუშავების ხერხების არჩევით შეიძლება მკვეთრად გაიზარდოს ხელშეშლებისადმი მდგრადობა.

3.4. დისკრეტულ-უწყვეტი არხების მოდელები

როგორც აღვნიშნეთ, დისკრეტულ უყვეტი არხების შესავალზე მოქმედებენ დისკრეტული სიმბოლოები (მაგალითად, b_i), არხების გამოსავალი სიგნალი უწყვეტია და შეიძლება აღიწეროს უწყვეტი $\eta(t)$ ფუნქციით. დისკრეტულ-უწყვეტი არხის სრული აღწერისათვის საჭიროა ვიცოდეთ: შემავალი დისკრეტული b_i სიმბოლოების ალფაბეტი $(i=1,2,...,n)$ შესაბამისი აპრიორული $P(b_i)$ ალათობებით; არხის შესავალზე დროის ერთეულში მიწოდებული კოდური სიმბოლოების საშუალო n რაოდენობა და გადასვლის $\omega(\eta/b_i)$ ალბათობები. ე.ი. იმის ალბათობები, რომ არხის გამოსავალზე გამოჩნდება $\eta(t)$ უწყვეტი სიგნალის ელემენტი არხის შესავალზე b_i დისკრეტული სიმბოლოს მოქმედებისას.

ალბათობა იმისა, რომ უწყვეტი $\eta(t)$ სიგნალის მიღებული ელემენტი შეესაბამება გადაცემულ b_i დისკრეტულ სიმბოლოს, გამოითვლება ბაიესის ფორმულით

$$P(b_i/\eta)=P(b_i)\omega(\eta/b_i)/\omega(\eta). \qquad (3.6)$$

სადაც $\omega(\eta)$ წარმოადგენს $\eta(t)$ სიგნალის ალბათობათა სიმკვრივეს.

იმ შემთხვევაში, როდესაც $\eta(t)$ უწყვეტი სიგნალის ელემენტების და სიმბოლოების ნებისმიერი ერთობლიობის შესაბამის ალბათობათა სიმკვრივე არ არის დამოკიდებული დროზე და იმაზე, თუ რომელ ელემენტებს და სიმბოლოებს ჰქონდათ ადგილი ადრე, შესაბამის დისკრეტულ-უწყვეტ არხს ეწოდება **დამახსოვრების** მქონე და სტაციონარული თუკი ალბათობათა $\omega(\eta / b_i)$ სიმკვრივე დამოკიდებულია დროზე, არხს ეწოდება **არასტაციონარული (არაერთგვაროვანი)**. ხოლო იმ შემთხვევაში, როდესაც $\omega(\eta / b_i)$ დამოკიდებულია წინამდებარე სიმბოლოების და ელემენტების მნიშვნელობაზე, დისკეტულ-უწყვეტ არხს ეწოდება დამახსოვრების მქონე არხი.

ზოგადად, ყველა რეალური არხი არის არასტაციონარული და დამახსოვრების მქონე. მაგრამ, როგორც გამოცდილება გვიჩვენებს, რეალური დისკრეტულ-უწყვეტი არხების ანალიზისათვის სრულიად საკმარისია შემოვისაზღვროთ სტაციონარული დამახსოვრების არმქონე არხების მოდელებით.

3.5. უწყვეტი არხების მოდელები

რეალურ უწყვეტ არხებში სიგნალების, ხელშეშლებისა და დამახინჯებების ურთიერთქმედება რთული ხასიათისაა და ამიტომ ასეთ არხებში სიგნალების გარდაქმნების მათემატიკური აღწერის ამოცანა მეტად რთული და ზოგადად აქამდე გადაუჭრელია. ამ არხებში სიგნალების გადაცემია და გარდაქმნის საკითხების გამოკვლევისას სარგებლობენ რამდენიმე არსებითად იდეალიზებული მოდელებით. განვიხილოთ ზოგიერთი მათგანი.

იდეალურ არხში ადგილი არა აქვს ხელშეშლებს. გამოსავალი და შესავალი სიგნალები ერთმანეთთან დაკავშირებულია დეტერმინირებულად. ასეთი არხების მათემატიკური აღწერისათვის საკმარისია ვიცოდეთ კავშირი შესავალ და გამოსავალ სიგნალებს შორის და ის შეზღუდვები, რომლებსაც უნდა აკმაყოფილებდნენ შემავალი სიგნალები და არხი. კერძოდ, შეზღუდვები შეეხება არხის გატარების სიხშირულ ზოლს და გადაცემები სიგნალის **პიკური ან საშუალო** სიმძლავრეების დასაშვებ სიდიდებს. უნდა აღინიშნოს, რომ რეალური არხები საკმაოდ შორსაა ასეთი სახის მოდელებისაგან.

ჰაუსის არხი უწყვეტი არხების ყველაზე გავრცელებული მოდელია. მასში მოქმედებს მხოლოდ ადიტიური ხელშეშლა, რომელიც წარმოადგენს ჰაუსის პროცესს ნულოვანი მუდმივი შემდგენით, რომლის სიხშირული სპექტრი ემთხვევა ან გადაფარავს არხის გატარების ზოლს. ჰაუსის არხი სავსებით განისაზღვრება გატარების სიხშირული ზოლით და ხელშეშლების სიმძლავრის სპექტრული სიმკვრივით (ან კორელაციის ფუნქციით). იგი წარმოადგენს არხების საკმაოდ კარგ მოდელს.

იმ შემთხვევაში, თუ მიღების ადგილას სიგნალის ფაზა არ არის ცნობილი ან შემთხვევით იცვლება, არხის მოდელად შეიძლება გამოყენებულ იქნეს ჰაუსის არხი სიგნალის გაურკვეველი ფაზით. ასეთ შემთხვევაში ხმაურის სპექტრული სიმკვრივის გარდა ცნობილი უნდა იყოს სიგნალის ფაზის ცვლილების სტატისტიკა.

მიყუჩების მქონე არხი. უმრავლეს რელურ რადიოარხებში მოქმედებს მულტიპლიაციური ხელშეშლები. ასეთ არხებში სიგნალის გავრცელება გადამცემიდან მიმღები-

საკენ ხდება რამდენიმე გზით, რომელთა სიგრძე და შესაბამისად, სიგნალის გავრცელების დრო იცვლება, შემთხევით. ამის გამო შემთხვევით იცვლება აგრეთვე ამ გზების გადაცემის კოეფიციენტები და ამიტომ შესასვლელზე ჯამური სიგნალის ამპლიტუდა და ფაზა შემთხვევითია, ე.ი. ადგილი აქვს მიყუჩების მოვლენას.

მიყუჩების მქონე არხის აღწერისათვის საჭიროა ვიცოდეთ არხის სიხშირული და ფაზური მახასიათებლების ცვლილების სტატისტიკა.

იმისდა მიხედვით, თუ როგორია კორელაცია სიგნალის სხვადასხვა შემდგენებს შორის, განასხვავებენ მიყუჩების ორ სახეს: **საერთოს და სელექციურს**.

მიყუჩებას ეწოდება საერთო, თუ სიგნალის შემდგენების ფლუქტუაციების კორელაცია იმდენად მნიშვნელოვანია, რომ სიხშირული და ფაზური მახასიათებლების ფლუქტუაციები შეიძლება ჩაითვალოს ერთნაირად სიგნალის ყველა შემდგენისათვის. იმ შემთხევაში, როდესაც სიგნალის ცალკეული შემდგენები ფლუქტუირებენ ერთმანეთისაგან დამოკიდებლად, ადგილი აქვს ე.წ. **სელექციურ მიყუჩებას.**

ამგვარად, ზემოთ განხილული უწყვეტი არხების ყველა მოდელში შემავალი სიგნალები შეიძლება წარმოვიდგინოთ დროის შემთხვევითი ფუნქციებით. ასეთ შემთხვევაში არხის აღწერისათვის საჭიროა ვიცოდეთ ამ სიგნალების სტატისტიკური მახასიათებლები, ზოგად შემთხვევაში ალბათობათა სიმკვრივეები.

უწყვეტ არხს ეწოდება **სტაციონარული** და **დამახსოვრების არმქონე**, თუ არხის განმსაზღვრელი სტატისტიკური მახასიათებლები დამოკიდებული არ არის დროზე, ხოლო გადასვლების ალბათობები დამოკიდებული არ

არის გამოსავალი სიგნალის წინამდებარე სიგნალის გადაცემულ ან მიღებულ ელემენტებზე.

3.6. სიგნალების ძირითადი გარდასახვები ტელეკომუნიკაციის არხებში

ტელეკომუნიკაციის სისტემების ანალიზის ჩატარებისას მნიშვნელოვანი ამოცანაა ის წრფივი და არაწრფივი გარდასახვის გამოკვლევა, რომელსაც განიცდის სიგნალები, როგორც შემთხვევითი პროცესები, ტელეკომუნიკაციის არხებში გავლისას.

ზოგად შემთხვევაში, სიგნალის წრფივ წრედებში გავლის ამოცანა მდგომარეობს გამოსავალი სიგნალის განაწილების კანონის განსაზღვრაში წრედის მოცემული სიდიდეებისა და შემავალი სიგნალის ცნობილი განაწილების კანონის მიხედვით. ასეთი ამოცანის ამოხსნა დაკავშირებულია დიდ სიძნელეებთან და ამიტომ იგი დაიყვანება გამოსავალი პროცესის რიცხობრივი მახასიათებლის, კერძოდ, მათემატიკური მოლოდინისა და კორელაციის (ან ენერგეტიკული სპექტრის) განსაზღვრის ამოცანაზე.

ვთქვათ, მოცემული გვაქვს წრფივი სისტემა კომპლექსური გააცემის $K(j\omega) = K_o e^{j\varphi(\omega)}$ ფუნქციით, რომლის შესასვლელს მიეწოდება ცნობილი m_{1x} მათემატიკური მოლოდინის, $G_x(\omega)$ ენერგეტიკული სპექტრის მქონე სტაციონარული შემთხევითი $x(t)$ სიგნალი. საჭიროა განისაზღვროს გამოსავალი $y(t)$ სიგნალის m_{1y} მათემატიკური

მოლოდინი და $G_y(\omega)$ ენერეტიკული სპექტრი (ან კორე-ლაციის ფუნქცია $B_y(\tau)$).

ვინაიდან სტაციონარული შემთხვევითი პროცესის მათემატიკური მოლოდინი წარმოადგენს ამ პროცესის მუდმივ შემდგენს, ამიტომ გამოსავალი პროცესის მათემატიკური მოლოდინი განისაზღვრება შემდეგნაირად

$$m_{1y} = K_0 m_{1x}. \qquad (3.6)$$

თუ ცნობილია წრფივი წრედის იმპულსური გარდა-მავალი $g(t)$ მახასიათებელი, გამოსავალი შემთხვევითი პროცესის m_{1y} მათემატიკური მოლოდინი იქნება

$$m_{1v} = m_{1x}\int_o^{\infty} g(t)dt. \qquad (3.7)$$

დიუამელის ინტეგრალის თანახმად,

$$y(t) = \int_o^{\infty} g(\tau)x(t-\tau)d\tau, \qquad (3.8)$$

მაშინ

$$m_{1y} = M[y(t)] = \int_o^{\infty} g(\tau)M[x(t-\tau)]d\tau. \qquad (3.9)$$

ვინაიდან $x(t)$ სტაციონალური შემთხვევითი პროცე-სია, ამიტომ

$$M[x(t-\tau)] = M[x(t)] = m_{1x} \qquad (3.10)$$

მუდმივი სიდიდეა და, ამგვარად,

$$m_{1y} = m_{1x}\int_o^{\infty} g(\tau)d\tau. \qquad (3.11)$$

(3.11) გამოსახულებით შეიძლება დამტკიცდეს (3.6) გამოსახულების მართებულობაც. როგორც ცნობილია, კომპლექსური გადაცემის $K(j\omega)$ ფუნქცია დაკავშირებულია $g(t)$-თან ფურიეს გარდასახვის საშალებით

$$K(j\omega)=\int_{o}^{\infty} g(t)\exp(-j\omega t)dt. \tag{3.12}$$

თუ (3.12) გამოსახულებაში შევიტანთ $\omega=0$, მივიღებთ

$$K(0)=\int_{o}^{\infty} g(t)dt. \tag{3.13}$$

(3.13) და (3.11) გამოსახულებების გათვალისწინებით მივიღებთ (3.6) გამოსახულებას.

წრფივი წრედის გამოსავალი შემთხვევითი სიგნალის კორელაციის ფუნქცია დიუამელის (3.8) გამოყენების საფუძველზე შემდეგნაირად განისაზღვრება

$$B_y(\tau)=\overline{y(t_1)y(t_2)}=\overline{\int_{o}^{\infty} g(\tau_1)x(t_1-\tau)d\tau_1\int_{o}^{\infty} g(\tau_2)x(t_2-\tau_2)d\tau_2}=$$

$$=\int_{o}^{\infty}\int_{o}^{\infty} g(\tau_1)g(\tau_2)\overline{x(t_1-\tau_1)x(t_2-\tau_2)}d\tau_1 d\tau_2=$$

$$=\int_{o}^{\infty}\int_{o}^{\infty} g(\tau_1)g(\tau_2)Bx(\tau+\tau_1-\tau_2)d\tau_1 d\tau_2, \tag{3.14}$$

სადაც $\tau-t_2-t_1$.

ამგვარად, გამოსავალი პროცესის კორელაციის ფუნქცია დამოკიდებულია მხოლოდ τ დროით ინტერვალზე. აქედან გამომდინარე, წრფივ წრედზე სტაციონარული შემთხვევითი სიგნალის გამოსავალი სიგნალიც სტაციონარულია.

განვიხილოთ გამოსავალი შემთხვევითი სიგნალის ენერგეტიკული სპექტრი. ვინერ-ხინჩინის პირდაპირი გარდასახვისა და (3.14) გამოსახულების საფუძველზე გვექნება

$$G_y(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}B_y(\tau)e^{j\omega\tau}d\tau=\int_{-\infty}^{\infty}\left[\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}g(\tau_1)g(\tau_2)B_2(\tau+\tau_1-\tau_2)d\tau_1 d\tau_2\right]$$

$$e^{-j\omega\tau}d\tau=\int_{-\infty}^{\infty}B_K(\tau+\tau_1-\tau_2)e^{-j\omega(\tau+\tau_1-\tau_2)}d\tau\int_{o}^{\infty}g(\tau_1)e^{j\omega\tau_1}d\tau_1 \ .$$

$$\cdot\int_{-\infty}^{\infty}g(\tau_2)e^{j\omega\tau_2}d\tau_2=G_x(\omega)K(-j\omega)K(j\omega)=|K(j\omega)|\cdot G_x(\omega). \qquad (3.15)$$

შემთხვევითი პროცესის განაწილების კანონი წრფივი წრედის გამოსავალზე ზოგადად განსხვავდება მის შესავალზე მიწოდებული შემთხვევითი სიგნალის განაწილების კანონისაგან. მაგრამ იმ შემთხვევაში, თუ წრფივი წრედის შესასვლელს მიეწოდება ჰაუსის პროცესი, გამოსავალი პროცესიც ემორჩილება ნორმალურ კანონს, იცვლება მხოლოდ პროცესის ზოგიერთი მახასიათებელი (დისპერსია, კორელაციის ფუნქცია და ა.შ.)

უნდა აღინიშნოს შემდეგი გარემოებაც. ვიწროზოლიანი წრფივი სისტემის შემთხვევაში, რომლის გატარების ზოლი გაცილებით უფრო ვიწროა, ვიდრე შემავალი სიგნალის სპექტრის სიგანე, ადგილი აქვს ე.წ. ნორმალიზაციის მოვლენას, რაც იმაში მდგომარეობს, რომ,

მიუხედავად იმისა, თუ რა განაწილების კანონი აქვს შემავალ პროცესს, გამოსავალი პროცესის განაწილების კანონი ახლოსაა ნორმალურთან.

განვიხილოთ შემთხვევითი სიგნალების არაწრფივი გარდასახვები. ისევე, როგორც წრფივი გარდასახვების შემთხვევაში, ამოცანა მდგომარეობს გამოსავალი პროცე-სის სტატისტიკური მახასიათებლების განსაზღვრაში მოცემული შემავალი პროცესის სტატისტიკური მახა-სიათებლების მიხედვით. შემთხვევითი სიგნალის ცხადია, რომ არაწრფივი გარდასახვების ამოცანა წრფივი გარდასახვების ამოცანაზე გაცილებით უფრო რთულია. ამიტომ ჩვენ განვიხილოთ ყველაზე მარტივი ამოცანა – შემთხვევითი სიგნალის გავლის ამოცანა **არაწრფივ უინერციო სისტემაში.** სადაც გამოსავალი $y(t)$ პროცესი ცალსახად არის დამოკიდებული შემავალ $x(t)$ პროცეს-თან.

ვთქვათ ცნობილია არაწრფივი გარდასახვის $y = f(x)$ ფუნქცია, მაშინ $x = \phi(y)$ უკუფუნქცია აგრეთვე ცალსახად განსაზღვრული ფუნქცია იქნება, ალბათობა იმისა, რომ შემავალი პროცესის რომელიმე ξ მნიშვნელობა მოთავსებულია η ინტერვსალში, ტოლი უნდა იყოს (x და y შორის ცალსახა დამოკიდებულების გამო) იმის ალბათობისა, რომ გამოსავალი პროცესის η მნიშვნელობა მოთავსებულია შესაბამის $y, y+dy$ ინტერ-ვალში

$$P(x < \xi < x + dx) = P(y < \eta < y + dy), \qquad (3.16)$$

$$\omega_2(x)dx = \omega_y(y)dy. \qquad (3.17)$$

აქედან გამომდინარეობს, რომ გამოსავალი პროცესის განაწილება შემავალი პროცესის განაწილებაზე დამოკიდებულია შემდეგნაირად:

$$\omega_y(y) = \omega_x(x)\,|\,dx/dy\,|. \qquad (3.18)$$

ამასთან, აღებული უნდა იქნეს წარმოებულის აბსოლუტური სიდიდე, ვინაიდან განაწილების ფუნქცია ყოველთვის დადებითია.

არაწრფივი გარდაქმნებისას გამოსავალი პროცესის რიცხობრივი მახასიათებლის განსაზღვრა ხდება შემდეგნაირად. გამოსავალი პროცესის მათემატიკური მოლოდინი.

$$M[y(t)] = m_y = \int_{-\infty}^{\infty} y\,\omega_y(y)dy. \qquad (3.19)$$

(3.17) გამოსახულების გამოყენებით მივიღებთ, რომ

$$m_{2y} = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)\,\omega_k(x)dx. \qquad (3.20)$$

ანალოგიურად გამოსავალი პროცესის კორელაციის ფუნქცია შემავალი სტაციონარული შემთხვევითი სიგნალის დროს იქნება

$$B_y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} f(x_1)\,f(x_2)\omega_x(x_1,x_2)dx_1dx_2. \qquad (3.21)$$

რაც შეეხება გამოსავალი პროცესის ენერგეტიკულ სპექტრს, იგი შეიძლება ნაპოვნი იყოს ვინერ-ხინჩინის გარდასახვების საფუძველზე.

საკონტროლო კითხვები

1. რა პრინციპებით ხორციელდება ტელეკომუნიკაციის არხების კლასიფიკაცია?
2. როგორი დამახინჯებები და ხელშეშლებია ტელეკომუნიკაციის არხებში?
3. გააანალიზეთ დისკრეტული არხების მოდელები
4. გააანალიზეთ დისკრეტულ-უწყვეტი არხების მოდელები
5. გააანალიზეთ უწყვეტი არხების მოდელები
6. სიგნალების რა ძირითადი გარდასახვებია ტელეკომუნიკაციის არხებში?

თავი IV. დისკრეტული შეტყობინებების გადაცემის თეორია

4.1. უწყვეტ არხებში დისკრეტული შეტყობინებების ოპტიმალური მიღების ამოცანა

ზოგადად, შეტყობინებების გადაცემის სისტემაში შეტყობინებების გადაცემის ხერხი წინასწარ არის ცნობილი და ძირითად ამოცანასწარმოადგენს შეტყობინებების მიღების **ხელშეშლისადმი ყველაზე მდგრადი** ხერხის პოვნა. **ხელშეშლებისადმი მდგრადობის** ცნება შემდეგნაირად განისაზღვრება: შეტყობინების გადაცემის სისტემის ხელშეშლებისადმი მდგრადობა ეწოდება სისტემის **უნარიანობას გაარჩიოს (აღმოაჩინოს, აღადგინოს)** სიგნალები მოცემული სიზუსტით.

მაქსიმალურად მიღწევად ხელშეშლებისადმი მდგრადობას ეწოდება **პოტენციალური.** ამა თუ იმ მიმღების პოტენციალური და რეალური ხელშეშლებისადმი მდგრადობის ურთიერთ შედარება საშუალებას გვაძლევს შევაფასოთ მოცემული მოწყობილობის შესაძლებლობები და დავსახოთგზები მისი შემდგომი სრულყოფისა.

ვთქვათ, გვაქვს სხვადასხვა $x_i(t)$ სიგნალები, რომლებიდანაც დაკვირვების ინტერვალზე გადაიცემა მხოლოდ ერთი. ზოგად შემთხვევაში მიმღებს შესასვლელზე ეწოდება შემთხვევითი სიგნალის რეალიზაცია $y(t),$, რომელიც წარმოადგენს სასარგებლო სიგნალის $x_i(t)$ და $\omega(t)$ შემთხვევითი ხელშეშლის ადიტიურ ნარევს

$$y(t) = x_i(t) + \omega(t). \qquad (4.1)$$

ამასთან, გადაცემული სიგნალისა და ხელშეშლის სხვადასხვა ვარიანტებს შეიძლება შეესაბამებოდეს ჯამური $y(t)$ სიგნალის ერთი და იგივე რეალიზაცია. ამგვარად, $y(t)$ სიგნალის მიღების შემდეგ არსებობს გაურკვევლობა იმის შესახებ, თუ რომელი $x_i(t)$ სიგნალი იყო გადაცემული. თუ ცნობილია სიგნალის და ხელშეშლის სტატისტიკური თვისებები, შეიძლება აიგოს ისეთი მიმღები მოწყობილობა, რომელიც ამ თვისების გარკვეული ანალიზის საფუძველზე მიიღებს გადაწყვეტილებას. გადაცემული სიგნალის შესახებ გადაწყვეტილება მიიღება გარკვეული წესის საფუძველზე, რომელიც განისაზღვრება მოცემული კრიტერიუმით.

მიმღებს, რომელიც არჩეული კრიტერიუმის საფუძველზე საუკეთესოდ **აღადგენს** (აღმოაჩენს, გაარჩევს) გადაცემულ შეტყობინებას, ეწოდება **ოპტიმალური,** ხოლო მისი **ხელშეშლებისადმი** მდგრადობა იქნება **მაქსიმალური.**

სანამ შევუდგებოდეთ დისკრეტული შეტყობინებების ოპტიმალური მიღების ამოცანის გარკვევას, რამდენიმე სიტყვა იმ ადიტიური ხელშეშლების შესახებ, რომლებიც არხებობენ არხში და მოქმედებენ მიმღების შესასვლელზე.

როგორც ზემოთ აღინიშნა, **ადიტიური ხელშეშლების** მრავალფეროვნება შეიძლება პირობითად დაიყოს შემდეგ სამ ძირითად ჯგუფად: **ფუნქციონალური, ჰარმო-**

ნიული, ანუ **შეყურსული სიხშირის** მიხედვით და **იმპულსური,** ანუ **შეყურსული დროის** მიხედვით.

ფლუქტუაციურ ხელშეშლაში იგულისხმება ნულოვანი საშუალო მნიშვნელობის ნორმალური განაწილების მქონე დროში უწყვეტი შემთხვევითი პროცესი, რომლის ენერგეტიკული სპექტრი თანაბრად არის განაწილებული მთელ სიხშირულ დიაპაზონში. უნდა აღინიშნოს, რომ ფლუქტუაციური ხელშეშლის თავიდან აცილება პრაქტიკულად შეუძლებელია, ვინაიდან ისინი ძირითად შეტყობინების საკუთარი ხმაურებით არიან გამოწვეულნი. შეიძლება მხოლოდ მათი ნაწილობრივ შესუსტება შეტყობინებათა გადაცემის სისტემის შესაბამისი აგებით.

ჰარმონიულ ხელშეშლაში იგულისხმება ისეთი ადიტიური ხელშეშლა, რომლის ენერგეტიკული სპექტრი შეყურსულია სიხშირეთა ვიწრო ზოლში, რომელიც შეიძლება იყოს იმ სიხშირეთა ზოლის ტოლი ან ნაკლები, რომელიც უკავია სასარგებლო სიგნალს. ჰარმონიული ხელშეშლების შესუსტება ძირითადად ხორციელდება მიმღები მოწყობილობის არჩევადობის გაზრდით.

რაც შეეხება **იმპულსური ხელშეშლებს**, ეს უკანასკნელები წარმოადგენენ შემთხვევითი იმპულსების მიმდევრობას, რომელთა ხანგძლივობა სიგნალის ელემენტზე ნაკლებია. ასეთი სახის ხელშეშლებთან ბრძოლის ყველაზე ეფექტირ ხერხს წარმოადგენს, მაგალითად, სიგნალის ამპლიტუდური შეზღუდვა ან მიმღები მოწყობილობის შესასვლელის მყისიერი ჩაკეტვა იმპულსური ხელშეშლის მოქმედების დროს.

ამგვარად, დროისა და სიხშირის მიხედვით შეყურსული ადიტიური ხელშეშლების მნიშვნელოვნად შემცირება შეიძლება მოხდეს ისეთი მიმღები მოწყობილობის აგებით, რომლის დროსაც მცირდება ისეთი სახის ხელშეშლების გადამწყვეტი მოწყობილობის შესასვლელზე მოხვედრის ალბათობა. რაც შეეხება ფლუქტუაციურ ხელშეშლებს, მათი შემცირება კი მოითხოვს მთელი ინფორმაციის გადაცემის სისტემის ოპტიმიზაციას გარკვეული აზრით დასწორედ ეს პრობლემა განიხილება ქვემოთ.

4.2. უწყვეტ არხებში დისკრეტული შეტყობინებების ოპტიმალური მიღების კრიტერიუმები

განვიხილოთ დაწვრილებით, უწყვეტ არხებში დისკრეტული, შეტყობინებების ოპტიმალური მიღების შემდეგი ორი კრიტერიუმი: **შეცდომის მინიმალური ალბათობის კრიტერიუმი და მინიმიზაციის რისკის კრიტერიუმი**.

შეცდომის მინიმალური ალბათობის კრიტერიუმი. ტელეკომუნიკაციის რეალურ არხებში, როგორც წესი ყოველთვის ადგილი აქვს ხელშეშლებს. ამიტომ შეტყობინების სიგნალების უშეცდომოდ აღდგენა შეუძლებელია, რადგანაც ხელშეშლების შემთხვევითი ბუნების გამო გადაცემულ და მიღებულ სიგნალებს შორის შესაბამისობა არაერთმნიშვნელოვანია. იმ შემთხვევაში, როდესაც გადაიცემა n-ური სიმბოლოებისაგან შედგენული შეტყობინება $a_i(0,1,2,\ldots,n-1),$, მიმღებმა მოწყობილობამ

მიღებული რხევების $S^*(t) = S(t) + \xi(t)$ ანალიზის **(დისკრეტული შეტყობინებების წყაროს, სიგნალების S და არხის თვისებების გათვალისწინებით)** საფუძველზე, უნდა მიიღოს გადაწყვეტილება გადაცემული სიმბოლოების შესახებ. მიმღების მოქმედება ამ დროს შეიძლება წარმოდგენილ იქნას როგორც მიღებული $S^*(t)$ სიგნალის სივრცის დაყოფა არაკვეთად ქვესიმრავლეებად (n სიმბოლოების რიცხვის ტოლ) და უნდა მოახდინოს მიღებული S^* სიგნალის გაიგივება იმ a_k სიმბოლოსთან, რომლის არეში იგი მოხვდა. ამგვარად, მიმღების არსებით მოქმედებას წარმოადგენს გადაწყვეტილება შეტყობინებების გადაცემული სიმბოლოს შესახებ. ამის გამო, ზოგჯერ მიმღები გადამწყვეტ მოწყობილობად იწოდება. რასაკვირველია, რეალურ პირობებში მიმღებში ხორციელდება მის შესასვლელზე მიწოდებული სიგნალის რიგი გარდაქმნები **(ფილტრაცია, გაძლიერება, დემოდულაცია და სხვ.)** მაგრამ წინამდებარე განხილვის შემთხვევაში ისინი არაარსებითი მნიშვნელობისაა.

S სივრცის დაყოფა S^*_k ქვესივრცეებად შესაძლებელია სხვადასხვა წესების გამოყენებით. ის დაყოფა, რომელიც შეესაბამება ოპტიმიზაციის რომელიმე კრიტერიუმს იწოდება ოპტიმალურად, ხოლო მიმღები რომელიც მუშაობს ამ კრიტერიუმის შესაბამისად **ოპტიმალურ მიმღებად**.

ყოველ კრიტერიუმს შეესაბამება წესი, რომლითაც მიმღები იღებს გადაწყვეტილებას; ეს წესი განსაზღვრავს ოპტიმალური მიმღების ფუნქციონალურ სქემას.

ავღნიშნოთ S^* სიგნალის S_k^* ქვესიმრავლეში მოხვედრის ალბათობათა a_i სიმბოლოს გადაცემისას $P(S_k^*|a_i)$-თი. მაშინ ცხადია, $P(S_i^*\,|\,a_i)$ a_i სიმბოლოს სწორად მიღების ალბათობაა, ხოლო $1-P(S_i^*\,|\,a_i)=\sum\limits_{k\neq i}P(S_k^*\,|\,a_i)$ – მისი შეცდომით მიღებისა. შეტყობინებების სიმბოლოს შეცდომით მიღების **სრული (საშუალო)** ალბათობა (ან შეცდომის ალბათობა) ტოლია

$$P_l = 1-\sum_{i=0}^{n-1}P(a_i)P(S_i^*\,|\,a_i). \tag{4.2}$$

ოპტიმალური მიმღების აგებასსაფუძვლად შეიძლება მიღებულ იქნას P-ის მინიმუმის კროტერიუმი, მაგრამ ასეთი მიდგომა ყოველთვის არ არის სწორი. მისი ძირითადი ნაკლია ის, რომ იგი არ ითვალისწინებს მცდარი გადაწყვეტილებების მნიშვნელობას, რომელიც ზოგადად სხვადასხვაა შეტყობინებების სხვადასხვა სიმბოლოსათვის. ე.ი. ტელეკომუნიკაციის სისტემებში ოპტიმალურობის ცნება მჭიდროდაა დაკავშირებული შეცდომის მნიშვნელობასთან.

მინიმალური რისკის კრიტერიუმი. ოპტიმალურობის ყველაზე ზოგად კრიტერიუმს წარმოადგენს მინიმალური რისკის კრიტერიუმი. მისი არსი მდგომარეობს შემდეგში: გადაცემული სიმბოლოების ყველა წყვილს (გადაცემული სიმბოლო a_k; მიღებული სიმბოლო $a_i, i\neq K$) ენიჭებათ რომელიღაც რიცხვითი კოეფიციენტები $L(a_k,a_i)$ **მათ დანაკარგები ეწოდებათ.** რაც უფრთო არასასურველი

შეცდომა, მას მით უფრო მეტი დანაკარგები მიეწერება. (დანაკარგების შეფასება დამოუკიდებული ამოცანაა და წინამდებარე წიგნში იგი არ განიხილება). თუ გავით-ვალისწინებთ ზემოაღნიშნულს, მაშინ ოპტიმალურობის მოთხოვნას საფუძვლად შეიძლება დაედოს **საშუალო დანაკარგების მინიმუმი, ანუ რისკის მინიმუმი.**

$$r = \sum_{i=}^{n-1} P(a_i)\,L(a_k, a_i)\,P(S_k^* \mid a_i) \qquad (4.3)$$

ზოგჯერ მინიმალური რისკის კრიტერიუმი იწოდება ბაიესის კრიტერიუმად. უნდა აღინიშნოს რომ მისი გამოყენება მოითხოვს დიდი რაოდენობის მონაცემებს **ტელეკომუნიკაციის არხის** $P(S_k^* \mid a_i)$, **შეტყობინების წყაროს** $P(a_i)$ და **დანაკარგების** $L(a_k, a_i)$ შესახებ რაც პრაქტიკაში ყოველთვის არ გვაქვს. ამიტომ უნდა განვი-ხილოთ ოპტიმალურობის კრიტერიუმი, რომლებიც ამა თუ იმ სასრულით შეესაბამება იმ აპრიორულ მონაცემებს რომლებიც გამომდინარეობს ბეისის კრიტერიუმიდან.

უპირველეს ყოვლისა განვიხილოთ სიტუაცია, როდესაც ნებისმიერი შეცდომიანი გადასვლები $a_i \to a_k$ თანაბრად არასასურველია, ე.ი. $L(a_k, a_i)$ ყველა წყვილი-სათვის $k, i (k \neq i)$ წარმოადგენს რაღაც ერთნაირ სიდი-დეს. ასეთივე მდგომარეობა წარმოიქმნება მაშინაც როდე-საც დანაკარგების დასაბუთებული არჩევა შეუძლებელია.

თუ მივიღებთ რომ $L(a_k, a_i) = L$, გვექნება

$$r - L\sum_{i=o}^{n-1}\sum_{k=o}^{n-1} P(a_i)P(S_k^* \mid a_i) = L\sum_{i=o}^{n-1} P(a_i)[1 - P(S_i^* \mid a_i)]. \qquad (4.4)$$

რისკი მინიმალურია, როდესაც შეცდომის სრული ალბათობა მინიმალურია, ანუ როდესაც სწორი მიღების ალბათობა მაქსიმალურია. მიმღების მოქმედება ეფუძნება სიმბოლოების **აპოსტორიორული განაწილების** ანალიზს, რომელიც თავის მხრივ განისაზღვრება ბეისის ფორმულით:

$$P(a_i \mid S^*) = P(S^*)^{-1} P(a_i)P(S^* \mid a_i). \qquad (4.5)$$

თუ ყოველი a_i სიმბოლოს გადაცემისას რეგისტრირდება ის, რომლისთვისაც მაქსიმალურია აპოსტორიურული ალბათობა. მიმღები, რომელიც ახდენს გადაცემული სიმბოლოს არჩევას აპოსტორიორული ალბათობის მაქსიმუმის მიხედვით იწოდება **კოტელნიკოვის ოპტიმალურ მიმღებად**.

ინფორმაციის გადაცემის თანამედროვე სისტემებს წაეყენებათ გაზრდილი მოთხოვნები გადაცემის სისწორის თვალსაზრისით და შეცდომები შეტყობინების ნებისმიერ სიმბოლოში ამცირებს მის ღირებულებას ისე მნიშვნელოვნად, რომ მიზანშეწონილია შეცდომები ჩაითვალოს ერთნაირად გადაცემული და მიღებული სიმბოლოს ყველა შესაძლო წყვილისათვის.

თუ მიმღებში არაა ცნობილი აპრიორული ალბათობები $P(a_i)$, მაგრამ დანაკარგები $L(a_k, a_i)$ განსაზღვრულია, მაშინ მინიმალური რისკის კრიტერიუმის გამოყენება არ შეიძლება. გადაწყვეტილების მიღების წესისათ-

ვის შეიძლება გამოყენებულ იქნეს მხოლოდ პირობითი რისკი

$$r_i = \sum_{k=0,k\neq i}^{n-1} L(a_k, a_i) P(S_k^* \mid a_i). \qquad (4.6)$$

S_k^*–ს დაყოფის შერეული ხერხისას პირობითი რისკი არის მხოლოდ a_i-ს ფუნქცია. მაშინ ოპტიმალური წესი იქნება იმდაგვარი, რომელსაც შეესაბამება პირობითი რისკის მაქსიმალური მნიშვნელობის მინიმუმი. ასეთ კრიტერიუმს ეწოდება **მინიმაქსური** კრიტერიუმი. ამ კრიტერიუმის გამოყენების შემთხვევაში გარანტირებულია ის, რომ საშუალოდ დანაკარგები არ გადააჭარბებს მაქსიმალურ მნიშვნელობას.

აქვე უნდა განვიხილოთ შემთხვევა, როდესაც არ არის მონაცემები სიმბოლოების ალბათობათა განაწილების და დანაკარგების შესახებ. მაშინ გადაწყვეტილებების მიღების ოპტიმალური წესის შერჩევისათვის შეიძლება გამოვიყენოთ მხოლოდ პირობითი ალბათობების $P(S^* \mid a_i)$ ცოდნა. თუ მას განვიხილავთ, როგორც a_i-ის ფუნქციას, ამ შემთხვევაში ალბათობების ეს განაწილება იწოდება **სიმართლის მსგავს ფუნქციად**.

4.3. ტელეკომუნიკაციის დისკრეტული სისტემების პოტენციალური ხელშეშლებისადმი მდგრადობა ფლუქტუაციური ხელშეშლების დროს

პოტენციალური ხელშეშლებისადმი მდგრადობის არსი. სიგნალების ოპტიმალური მიღების პრობლემისადმი ზემოთ (4.2) მოცემული მიდგომა არის საკმაოდ ზოგადი და შეიძლება გამოყენებულ იქნას **სიგნალების, ხელშეშლებისა** და **არხების** ფართე კლასისათვის. ყველაზე უფრო ადვილად ოპტიმალური მიღების ამოცანა წყდება მუდმივი პარამეტრების მქონე არხისათვის, რომელშიც მოქმედებს თეთრი ხმაურის ტიპის ადიტიური ნორმალური ფლუქტუაციური ხელშეშლა. ამ დროს წარმოქმნილი ამოცანა პირველად გადაჭრილ იქნა ვ.ა. კოტელნიკოვის მიერ 1946 წელს. მის მიერ დამუშავებული პოტენციალური ხელშეშლებისადმი მდგრადობის თეორია საშუალებას იძლევა განისაზღვროს ოპტიმალური მიმღების ხელშეშლებისადმი მდგრადობა და დადგინდეს მისი ფუნქციონალური სქემა იმ შემთხვევისათვის, როცა გადასაცემი სიგნალების ფორმა მიმღებ მხარეს ზუსტადაა ცნობილი, ხოლო ყველა შეცდომის მნიშვნელობა ერთნაირია. ამ ხელშეშლებისადმი მდგრადობას პოტენციალური ეწოდება, რადგანაც იგი არ შეიძლება უკეთესად იქნეს მიღებული არცერთი სხვა მიმღების მიერ. ნებისმიერი რეალური მიმღებისათვის ხელშეშლებისადმი მდგრადობა შეიძლება განისაზღვროს გაანგარიშების ან ექსპერიმენტალური გზით. მისი შედარება პოტენციალური ხელშეშლებისადმი მდგრადობასთან სა-

შუალებას იძლევა დადგინდეს, თუ რამდენად სრულყოფილია მოცემული მიმღები და საჭიროა თუ არა მისი გაუმჯობესება.

ოპტიმალური მიმღების აგების წესი. მთლიანად ცნობილი სიგნალის შემთხვევა გულისხმობს, რომ a_i-ის გარდაქმნა $S_i(t)$ სიგნალად არის ერთმნიშვნელოვანი და მისი ყველა პარამეტრი სიგნალის გადაცემის დასაწყისისა და დასასრულის დროს T ინტერვალის ჩათვლით არის ცნობილი მიმღებ მხარეზე. (ტოლია სიგნალის ხანგძლივობის). მაგრამ, პრაქტიკაში ეს პირობა ყოველთვის არ სრულდება. a_i-სა და $S_i(t)$-ს შესაბამისობა შეიძლება არ იყოს ერთმნიშვნელოვანი: ერთ a_i სიმბოლოს შეიძლება შეესაბამებოდეს S_i სიგნალის მთელი ერთობლიობა. მაშინ გადაცემული (და მიღებული) სიგნალი შეიცავს ერთ ან რამდენიმე უცნობ (შემთხვევით) პარამეტრებს. სიგნალის პარამეტრები ასევე შეიძლება შეიცვალოს სიგნალის გადაცემისას, ცვლადი პარამეტრების მქონე ტელეკომუნიკაციის არხში. ასეთი **სიგნალები იწოდება სიგნალებად ცვლადი პარამეტრებით**. ცვლადი პარამეტრების გათვალისწინება ართულებს ანალიზს, მაგრამ ამასთან ერთად ცხადია, რომ სიგნალების პარამეტრების უმნიშვნელო ვარიაციებისას, ხელშეშლებისადმი მდგრადობა მცირედ განსხვავდება პოტენციალურისაგან, როცა პარამეტრები ითვლება მუდმივად. ეს მოსაზრება გარკვეულწილად ამართლებს სიგნალის პარამეტრების მუდმივობის დაშვებას.

როგორც წინა პარაგრაფში აღინიშნა, ასეთ შემთხვევაში ოპტიმალურმა მიმღებმა უნდა მიიღოს გადაწყვეტილება გადაცემულ a_i სიმბოლოზე (ანუ $S_i(t)$ სიგნალზე) ალბათობათა აპოსტერიალური განაწილების ანალიზის საფუძველზე (4.5) შეცდომიანი გადაწყვეტილებების მინიმალური შესაძლო რიცხვი მიიღება მაშინ, როცა გადაცემულად ითვლება სიმბოლო, რომელსაც შეესაბამება უდიდესი აპოსტერიორული ალბათობა, ე.ი. კოტელნიკოვის მიმღების გადაწყვეტილების წესი შემდეგია: ითვლება გადაცემულად ის სიმბოლო a_k, რომლისთვისაც სრულდება პირობა

$$P(a_k \mid S^*) > P(a_i \mid S^*), \qquad (4.6)$$

ყველა $i \neq k$-სათვის.

(4.5) გამოსახულებაში S^* რხევის მიღების ალბათობა განისაზღვრება სრული ალბათობის ფორმულით

$$P(S^*) = \sum_{i=0}^{n-1} P(a_i) P(S^* \mid S_i), \qquad (4.7)$$

და $S^*(t)$ მიღების შემდეგ არის რაღაც ცნობილი სიდიდე. რომელიც ერთნაირია ყველა a_i-სათვის. ამიტომ, გადაწყვეტილების წესი შეიძლება ჩაიწეროს შემდეგნაირად: გადაცემულად ითვლება ის სიმბოლო a_k, რომლისთვისაც

$$P(a_k) P(S^* \mid S_k) > P(a_i) P(S^* \mid S_i); \qquad (4.8)$$

ყველა $i \neq k$-სათვის.

S^* რხევის პირობითი ალბათობა, მაშინ როდესაც გადაიცემა სიგნალი S_i ადიტიური ხელშეშლის ზემოქმე-დებისას, ტოლია იმის ალბათობისა, რომ დაკვირვების ინტერვალში ხელშეშლამ მიიღო მნიშვნელობა

$$\xi(t) = S^*(t) - S_i(t). \tag{4.8}$$

ხელშეშლა, არის უწყვეტი პროცესი, ამიტომ ალბა-თობის ნაცვლად უნდა განვიხილოთ ალბათობის სიმ-კვრივე.

ყველა G_ξ (ვტ/ჰც) სიხშირეზე სიმძლავრის თანაბარი სპექტრალური ალბათობათა სიმკვრივის მქონე ნორმალუ-რი ფლუქტუაციური ხელშეშლის ალბათობათა სიმკვრივე გამოითვლება ფორმულით

$$\omega_n(\xi_1, \xi_2, ...\xi_n = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\delta)^n} e^{-\frac{1}{G_1}\int_o^T \xi^2(t)dt} \tag{4.10}$$

(4.10) –ის გამოყენებით (4.8) შეიძლება ჩაიწეროს შემდეგნაირად:

$$P(a_k)e^{-G_\xi^{-1}\int\limits_0^T (S^* - S_k)^2 dt} > P(a_i)e^{-G_\xi^{-1}\int\limits_o^T (S^* - S_i)^2 dt}, \tag{4.11}$$

ყველა $i \neq k$ -სათვის.

ზოგჯერ მოსახერხებელია განხილულ იქნას სიმბო-ლოების არა აპოსტერიორული ალბათობები, არამედ მათი ნატურალური ლოგარითმი, რომელიც არგუმენტის მონოტონური ფუნქციაა. მაშინ ოპტიმალური მიმღების გადაწყვეტილების წესი იქნება

$$\int_o^T (S*-S_k)dt - G_\xi l_n P(a_k) < \int_o^T (S^* - S_i)^2 dt - G_\xi l_n P(a_k), \qquad (4.12)$$

ყველა $i \neq k$-სათვის.

ამგვარად, იმისათვის რომ მიღწეულ იქნეს გადაცემის უდიდესი მიღწევადი სისწორე მიმღებმა გადაცემულად უნდა ამოირჩიოს ის სიმბოლო a_k, რომლისთვისაც $\int_o^T (S*-S_K)dt - G_\xi l_n P(a_k)$-ს გააჩნია უმცირესი მნიშვნელობა.

თუ ყველა სიმბოლო თანაბარალბათურია მაშინ ოპტიმალური მიმღების პირობა ჩაიწერება შემდეგნაირად:

$$\int_o^T (S*-S_k)^2 dt < \int_o^T (S^* - S_i)^2 dt, \qquad (4.13)$$

ყველა $i \neq k$-სათვის.

ყველაზე დიდი ალბათობით გადაცემული სიგნალია ის, რომელიც ყველაზე მცირედ განსხვავდება $S*(t)$-საგან (საშუალო კვადრატული აზრით).

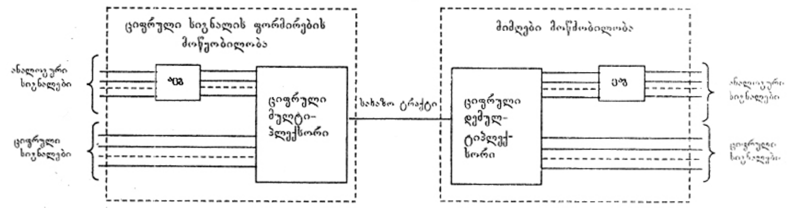
საკონტროლო კითხვები

1. რაში მდგომარეობს უწყვეტ არხებში დისკრეტული შეტყობინებების ოპტიმალური მიღების ამოცანა?
2. რომლებია უწყვეტ არხებში დისკრეტული შეტყობინებების მიღების კრიტერიუმები?
3. რა არის ტელეკომუნიკაციის დისკრეტული სისტემების პოტენციალური ხელშეშლებისადმი მდგრადობის არსი ფლუქტუაციური ხელშეშლების დროს?

თავი 5. ინფორმაციის ციფრულ ფორმაში გადაცემის საფუძვლები

5.1. ინფორმაციის ციფრული გადაცემის სქემა

გადაცემის ციფრული სისტემა (გცს) შედგება სამი ძირითადი კვანძისაგან: **ციფრული სიგნალის ფორმირების მოწყობილობა, მიმღები მოწყობილობა და სახაზო ტრაქტის მოწყობილობა (ნახ. 5.1).**



ნახ. 5.1. გადაცემის ციფრუვლი სისტემის ზოგადი სტრუქტურული სქემა

ციფრული სიგნალის ფორმირების მოწყობილობის ძირითად კვანძს წარმოადგენს **ციფრული მულტიპლექსორი**, ზოგადად, ტელეკომუნიკაციის საერთშორისო კავშირის სტანდარტიზაციის სექტორის ITU-T-ს (Interna-tional Telecomunication Union) G. 701 (03/93) რეკომენდაციაში მოცემული განმარტებით, **ციფრული მულტიპლექსორი** არის აპარატურა, რომელიც დროითი ჯგუფწარმოქმნის მეშვეობით აერთიანებს რამდენიმე ციფრულ სიგნალს ერთ შედგენილ ციფრულ სიგნალად. თანამედროვე ციფრულ სისტემებში გამოყენებულ ციფრულ მულტიპლექ-

სორებს შეუძლია გააერთიანოს სხვადასხვა სახის ციფრული სიგნალები: **სატელეფონო, სატელევიზიო, მონაცემთა გადაცემის** და ა.შ. ამასთან იმ შემთხვევაში, როცა სიგნალი ანალოგურია, მას წინასწარ გარდაქმნიან ციფრულ ფორმაში ანალოგურ ციფრული გარდამსახის (აცგ) საშუალებით.

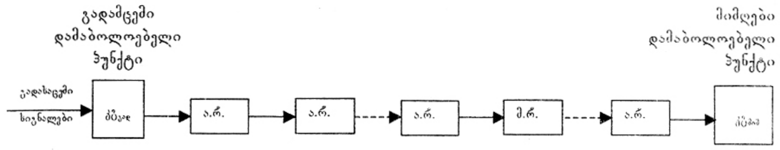
მიმღებ მოწყობილობაში ხდება უკუოპერაცია, რომელსაც ასრულებს **ციფრული დემულტიპლექსორი**. ტსკ-ტ-ს ზემოაღნიშნულ რეკომენდაციაში მოცემული განმარტებით **ციფრული დემულტიპლექსორი** არის აპარატურა შედგენილი ციფრული სიგნალის შემადგენელ ციფრულ სიგნალებად დაყოფისათვის. ციფრული დემულტიპლექსირების შემდეგ, საჭიროების შემთხვევაში, ხდება საწყისი ანალოგური სიგნალების აღდგენა ციფრულ-ანალოგური გარდამსახის (ცაგ) საშუალებით.

ციფრული ნაკადების გადაცემა შეიძლება განხორციელდეს სხვადასხვა ტიპის სახაზო ტრაქტით: **საკაბელო (სიმეტრიული, კოაქსიალური, ბოჭკოვან-ოპტიკური),** რადიოსარელეო და თანამგზავრული. მიუხედავად ამ ტრაქტების სპეციფიკური თავისებურებებისა, მათი აგება წარმოებს ერთი სტრუქტურული სქემით (ნახ. 5.2).

ციფრული ნაკადის ხაზში გადაცემისას წარმოქმნილი დამახინჯებების შესამცირებლად სახაზო ტრაქტის გადამცემ დამაბოლოებელ მოწყობილობაში დაყენებულია კოდის გარდამქმნელი ($კგ_{გად}$), რომელიც ციფრული მულტიპლექსორის გამოსასვლელ კოდს გარდაქმნის ე.წ. სახაზო კოდად. კოდის გარდამქმნელი დაყენებულია აგრეთვე მიმღებ დამაბოლოებელ მოწყობილობაში ($კგ_{მიმ}$),

ოღონდ აქ იგი ასრულებს შებრულებულ ოპერაციას – სახაზო კოდს გარდაქმნის საწყის კოდად.

რადიოსარელეო, თანამგზავრულ და ბოჭკოვან-ოპტიკურ სისტემებში წარმოებს გადამტანი სიხშირის მოდულირება სახაზო კოდით, რის შემდეგ ხაზში გადაიცემა რადიოიმპულსთა მიმდევრობა.



ნახ. 5.2. სახაზო ტრაქტის გამარტივებული სტრუქტურული სქემა

ციფრული სიგნალების დამახინჯებები,გამოწვეული ხელშეშლებითა და დანაკარგებით ხაზში, ნაწილობრივ სწორდება **რეგენერატორებში,** რომლებიც შეიძლება იყოს **არამოსმახურე** (არ) და **მომსახურე** (მრ). ტსკ-ტ-ს G.701(03/93) მოცემული განმარტებით, ზოგადად, **რეგენე-რატორი** არის მაძლიერებელი, რომელიც ახდენს ციფ-რული სიგნალების რეგენერირებას.

აქვე უნდა აღინიშნოს, რომ **არ**-ში წარმოებს ხაზში გადაცემული ციფრული სიგნალის გაძლიერება და კორექცია, ამასთან, აღდგება მისი ამპლიტუდური და დროითი თანაფარდობები. **მრ**-ში, გარდა სიგნალის რეგენერირებისა, შესაძლებელია ჯგუფური ციფრული ნაკადის რაღაც ნაწილის გამოყოფაც.

კოდების გარდაქმნისა და სახაზო სიგნალების რეგენერირების საბოლოო მიზანს წარმოადგენს შეცდომების ალბათობისა და იმპულსების ფიზიკური ფლუქტუაციების ალბათობისა და იმპულსების ფიზიკური ფლუქტუაციების შემცირება. ეს უკანასკნელი განსაკუთრებით საშიშია ფართოზოლიანი სიგნალებისათვის, ამიტომ ასეთი სიგნალების გადაცემისას დამაბოლოებელ მოწყობილობებში ხშირად იყენებენ ფიზიკური ფლუქტუაციების ჩამხშობებს.

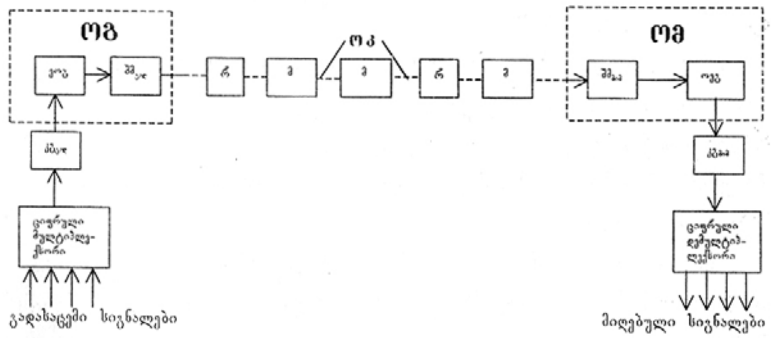
5.2. ინფორმაციის ციფრული გადაცემის ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემები

როგორც ცნობილია, ოპტიკური გადაცემის დროს ხდება ციფრული ელექტრული სიგნალით ოპტიკური გადამტანის მოდულირება, რის შემდეგ მოდულირებული სინათლის სიგნალი გადაიცემა ოპტიკური კაბელით.

ბოჭკოვან-ოპტიკური კავშირის სისტემის სტრუქტურული სქემა მოყვანილია ნახ. 5.3-ზე.

ნახ 5.1-ზე მოყვანილ სქემასთან შედარებით იგი შეიცავს დამატებით კვანძებს – ოპტიკურ გადამცემს (ოგ) და ოპტიკურ მიმღებს (ომ).

გარდა ამისა, სახაზო ტრაქტი რეგენერატორებთან (რ) ერთად შეიცავს ოპტიკურ მაძლიერებლებს (მ). გადაცემის არეს წარმოადგენს ოპტიკური კაბელი ოკ.ოგ-ში ხდება ელექტრული სიგნალის გარდაქმნა ოპტიკურ სიგნალად (ეოგ), ომ-ში კი უკუოპერაცია (ოეგ).



ნახ. 5.3. ბოჭკოვან-ოპტიკური კავშირის სისტემების ზოგადი სტრუქტურული სქემა

ეოგ-ის ძირითად ელემენტს წარმოადგენს ნახევარგამტარული ლაზერი ან შუქგამომსხივებელი დიოდი, ოეგ-ის კი – ფოტოდიოდი. ეოგ-ში ხდება სინათლის სხივის სიკაშკაშის მოდულირება გადაცემის კოდის გარდამქმნელის (კგ$_{\text{გად}}$) გამოსავალი სიგნალით, რომლის შესასვლელზე მულტიპლექსორიდან მიეწოდება საწყისი ციფრული სიგნალი. ეოგ-ის გამოსასვლელზე დაყენებულია გადამცემი შემათანხმებელი მოწყობილობა (შმ$_{\text{გად}}$), რომლის დანიშნულებაა გადამცემი მოწყობილობის გამოსავალი სიგნალის პარამეტრების შეთანხმება ოკ-ის მახასიათებლებთან.

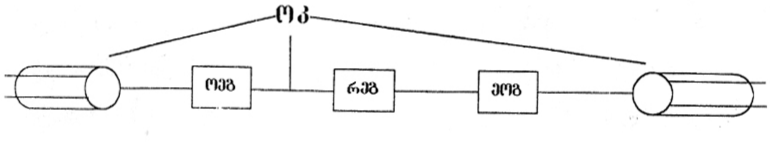
გადის რა ოპტიკურ კაბელს, ოპტიკური სიგნალი მიმღები შემათანხმებელი მოწყობილობის (შმ$_{\text{მიმღ}}$) საშუალებით მიეწოდება ოეგ-ს და გარდაიქმნება მასში ელექტრულ სიგნალად. ამის შემდეგ მიმღების კოდის გარდამქმნელში (კგ$_{\text{მიმღ}}$) სახაზო სიგნალი გარდაიქმნება

საწყის ციფრულ მიმდევრობად, დემულტიპლექსირდება და მიეწოდება მომხმარებელს.

ამგვარად, გადამცემ მხარეს მულტიპლექსორის შესასვლელებიდან ეოგ-მდე, აგრეთვე მიმღებ მხარეს ოეგ-დან დემულტიპლექსორის გამოსასვლელამდე მოქმედებს ელექტრული სიგნალი, ეოგ-დან ოეგ-მდე კი ოკ-ში გადის ოპტიკური სიგნალი.

როგორც ოგ-ის, ისე ომ-ის ელემენტები დღეისათვის მზადდება კომპაქტური მოწყობილობის სახით, რომელსაც ეწოდება ქვანტურ-ელექტრონული მოდული. ასეთი მოდული შეიცავს ეოგ-ს და შმ$_{\text{გად}}$-ს ან ოეგ-ს და შმ$_{\text{მიმღ}}$-ს. კონსტრუქციულად იგი ასანთის კოლოფის ზომისაა და ერთი მხრიდან მიერთებულია კგ-თან, მეორე მხრიდან კი ოკ-თან.

სახაზო ტრაქტის ერთ-ერთ ძირითად ელემენტს წარმოადგენს რეგენერატორი. დღეისათვის ჯერ ვერ ხერხდება ოპტიკური სიგნალის უშუალოდ რეგენერირება, ამიტომ ოპტიკურ რეგენერატორში თავდაპირველად ხდება ხაზში გადაცემული ოპტიკური სიგნალის გარდაქმნა ელექტრულად, ამ ელექტრული სიგნალის რეგენერირება, შემდეგ კი რეგენერირებული სიგნალი კვლავ გარდაიქმნება ოპტიკურ სიგნალად. აქედან გამომდინარე, ოპტიკური სიგნალის რეგენერატორი, ელექტრონული სიგნალის რეგენერირების სქემის გარდა, შეიცავს ოეგ-ს შესასვლელზე და ეოგ-ს გამოსასვლელზე (ნახ. 1.4).



ნახ. 5.4. ოპტიკური რეგენერატორი.

ოპტიკურ სისტემებში მანძილი რეგენერატორებს შორის გაცილებით დიდია ელექტრულ სისტემებთან შედარებით. თუ ელექტრულ სისტემებში იგი რამდენიმე ერთეული კმ-ის რიგისაა, ოპტიკურში იგი დღეისათვის რამდენიმე ათეულ კმ-ს აღწევს. თანამედროვე ოპტიკურ სისტემებში რეგენერატორებთან ერთად (ზოგჯერ კი რეგენერატორების მაგიერაც კი) სულ უფრო დიდ გამოყენებას პოულობს ოპტიკური სიგნალების მაძლიე-რებლები (მ). ასეთი მაძლიერებლის დასამზადებლად საკმარისია 10 სმ სიგრძის ბოჭკო, რომლის გულარა ლეგირებულია ერბიუმით. მაძლიერებლები უზრუნველ-ყოფს სარეგენერაციო სექციის სიგრძის ზრდას 110-160 კმ-მდე ლაზერული გამომსხივებლის 1550 ნმ ტალღის სიგრძისათვის, რაც პრაქტიკულად 2-ჯერ ამცირებს რეგენერატორების საჭირო რაოდენობას. ასეთი მაძლიე-რებლის უპირატესობას წარმოადგენს ის, რომ ისინი არ საჭიროებს სიგნალების ოპტიკურ-ელექტრულ და ელექ-ტრო-ოპტიკურ გარდამსახებს გაძლიერების პროცესში.

ბოლო წლებამდე ითვლებოდა, რომ დუპლექსური ოპტიკური კავშირის განხორციელების სჭირდება ორი ოპტიკური ბოჭკო, რომელთაგან თითოეული გამოყენე-

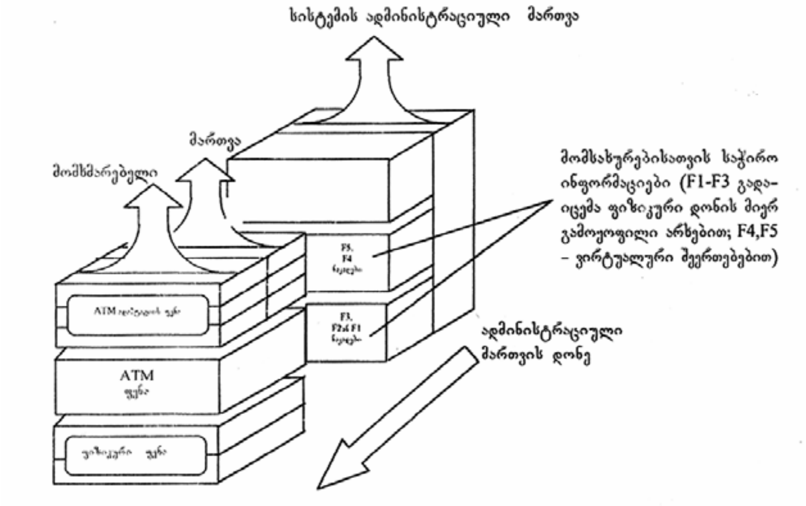
ბული იქნებოდა ინფორმაციის გადასაცემად ერთი მიმართულებით. დღეისათვის უკვე ინერგება სიხშირული განცალკევების ისეთი ოპტიკური სისტემები, რომლებიც ორმხრივი კავშირი ხორციელდება ერთი და იგივე ბოჭკოთი სხვადასხვა ტალღის სიგრძეებზე (მაგ., გადაცემა წარმოებს $\lambda = 1{,}3$ მკმ, ხოლო მიღება $-\lambda = 1{,}55$ მკმ სიგრძის ტალღებზე).

5.3. ინფორმაციის ციფრული გადაცემის სისტემები ATM ტექნოლოგიების გამოყენებით

ATM ტექქნოლოგიების ბაზაზე აგებული სისტემები ძირითადად გამოიყენება ციფრულ ქსელებში მომსახურების ინტეგრაციით (B-ISDN Broadand Integrated Service Digital Network). მსგავსი ქსელების არქიტექტურა ეფუძნება ცალკეული ფენების კონცეფციას, რომლებიც უზრუნველყოფს სამი ჯგუფის ფუნქციას: **მომხმარებლის, მართვისა** და **ადმინისტრაციული მართვის** ფუნქციის გამოყოფას (ნახ. 5.5). იგი დაწვრილებით განხილული იქნება ქვემოთ.

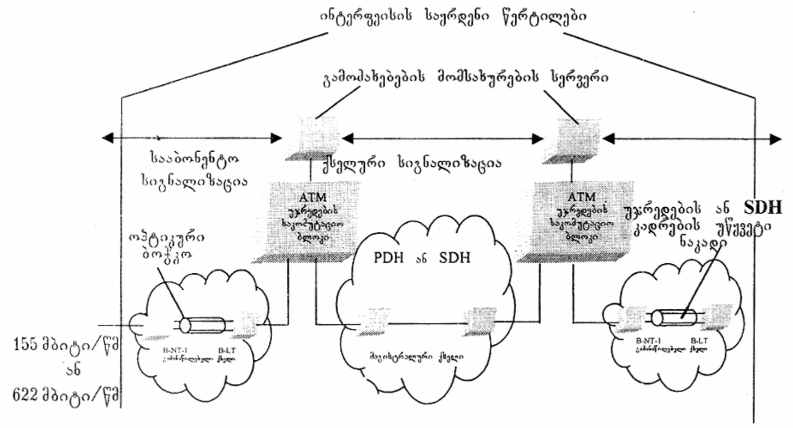
ფართოზოლიანი ISDN (ნახ. 5.6) (ამ ნახაზზე BNT1-Broadand Network Termination1 – ფართოზოლიანი ქსელური დაბოლოება; B-LT-Broadand Termination – ფართოზოლოვანი სახაზო დაბოლოება) ფენებად იყოფა გამოყენებული პროტოკოლების შესაბამისად და იგი ძირითადად ემყარება წინამორბედს-ვიწროზოლიან ISDN-ს, სადაც სამსახურებს უზრუნველყოფს ორი ქვესისტემა:

– **გამანაწილებელი ქსელი** აბონანტსა და შეღწევის ადგილობრივ საკომუტაციო მოწყობილობას შორის, რომელშიც გადაიცემა უჯრედების უწყვეტი ნაკადი ან სინქრონული ციფრული კადრები;



ნახ. 5.5. ფართოზოლიანი ISDN-ის ფუნქციონალური სქემები

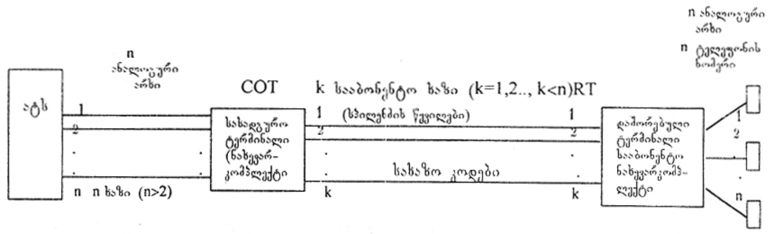
– **მაგისტრალური სატრანსპორტო ქსელი**, რომელიც აერთიანებს ადგილობრივი შეღწევის საკომუტაციო მოწყობილობებს სინქრონული ციფრული გადაცემის საშუალებით.



ნახ. 5.6. ფართოზოლიანი **ISDN** ქსელის არქიტექტურა

5.4. ინფორმაციის გადაცემის ციფრული სისტემები ანალოგური სააბონენტო ხაზებისათვის

განვიხილოთ ანალოგური სააბონენტო ხაზების ციფრულ ფორმაში დამკვრივების სისტემების მუშაობის პრინციპი. ნახ. 5.7-ზე მოცემულია სისტემის ზოგადი სტრუქტურული სქემა.



ნახ. 5.7. ანალოგური სააბონენტო ხაზების ციფრულ ფორმაში დამკვრივების სისტემა

როგორც სტრუქტურული სქემიდან ჩანს, მსგავს სისტემებში გამოიყენება ციფრულ ფორმაში წარმოდგენილი სატელეფონო ლაპარაკების დროითი მულტიპლექსირების მეთოდი. ანალოგური სიგნალი ავტომატური სატელეფონო სადგურის (ატს) n სააბონენტო კომპლექტის გამოსასვლელიდან მიეწოდება სასადგურო ტერმინალს (ნახევარკომპლექტს) - COT (Central Office Terminal), სადაც გარდაიქმნება ციფრულ ფორმაში ციფრული კოდირების რომელიმე მეთოდის გამოყენებით: იმპულსურ-კოდური მოდულაცია (იკმ); დელტა-მოდულაცია (დმ); ადაპტური დელტა-მოდულაცია (ადმ); ადაპტური დეფერენციალური იმპულსურ-კოდური მოდულაცია (ადიკმ) (ეს მეთოდები დაწვრილებით განხილულია ქვემოთ).

ამის შემდგომ n-ციფრული ნაკადი ერთიანდება, განიცდის სახაზო კოდირებას და ციფრულ ფორმაში გადაეცემა სააბონენტო k რაოდენობის ხაზით ($k<n$, $k=1,2...$), ამის გამო მათ ციფრული სააბონენტო ხაზები ეწოდება.

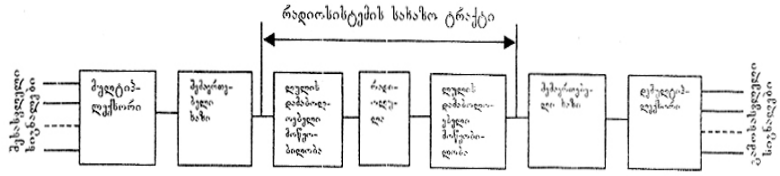
დაშორებულ ტერმინალში – სააბონენტო ნახევარ კომპლექტში RT (Rovote Terminal) ხორციელდება ზემოაღნიშნულის უკუოპერაცია.

5.5. ინფორმაციის გადაცემის ციფრული რადიოსისტემები

გადაცემის რადიოსისტემა ეწოდება ტექნიკურ საშუალებათა და სახაზო ტრაქტის ერთობლიობას, რომლებიც უზრუნველყოფს გადაცემის **ტიპური არხებისა** და

ჯგუფური ტრაქტების ფორმირებასა და ტელეკომუნიკაციის სიგნალების გადაცემას რადიოტალღების საშუალებით ღია სივრცეში.

ასევე, როგორც მრავალარხიანი საკაბელო სისტემები, რადიოსისტემებიც არსებობს **ანალოგური** და **ციფრული**. რადიოსისტემის ორივე ეს ნაირსახეობა იგება ერთი და იგივე სტრუქტურული სქემით, რომელიც ნაჩვენებია ნახ. 1.8-ზე. განვიხილოთ ამ სქემის ცალკეული კვანძების აგებისა და მოქმედების პრინციპები.



ნახ. 5.8. რადიოსისტემების სტრუქტურული სქემა

რადიოსისტემების საწყის და ბოლო კვანძებს შესაბამისად წარმოადგენს **მულტიპლექსორი** და **დემულტიპლექსორი,** რომელთაც იგივე დანიშნულება აქვს, რაც საკაბელო სისტემებში.

რადიოსისტემების სადგურები, რომლებიც აწარმოებს სიგნალების **შეტანას, გამოტანას** და **ტრანზიტს,** როგორც წესი, ტერიტორიულად დაშორებულია ქსელური სადგურებისა და კომუტციის კვანძებიდან, ამიტომ რადიოსისტემების შემადგენლობაში შედის გამტარიანი შემაერთებელი ხაზებიც.

გადაცემის დამაბოლოებელ მოწყობილობაში ხდება ისეთი სახაზო სიგნალის ფორმირება, რომლითაც

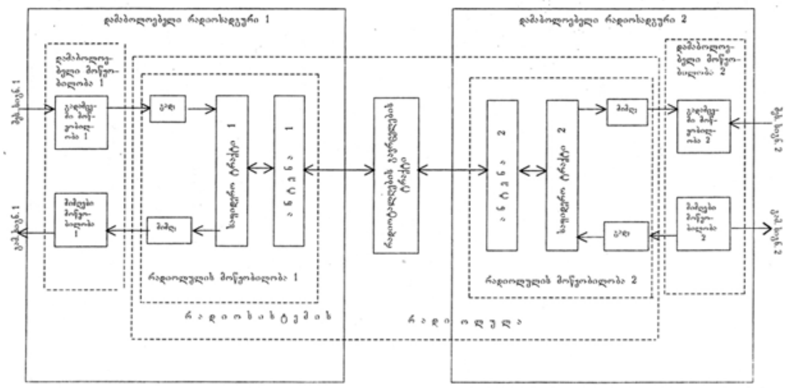
მოდულირდება მაღალსიხშირული რხევები. სახაზო სიგნალი შედგება საინფორმაციო და სასამსახურო სიგნალებისგან. მიმღების დამაბოლოებელ მოწყობილობაში წარმოებს მაღალსიხშირული რადიოსიგნალის დემოდულირება და საინფორმაციო და სასამსახურო სიგნალების გამოყოფა.

რადიოლულის დანიშნულებაა მოდულირებული რადიოსიგნალების გადაცემა გარკვეულ მანძილზე რადიოტალღების საშუალებით. **რადიოლულა** შეიცავს **რადიოლულის გადამცემ მოწყობილობას, მიმღებ მოწყობილობას** და **რადიოტალღების გავრცელების ტრაქტს.** გადამცემი და მიმღები მოწყობილობები ერთად შედის **დამაბოლოებელი რადიოსადგურის** შემადგენლობაში.

რადიოლულას ეწოდება **მარტივი,** თუ იგი შეიცავს მხოლოდ ორ დამაბოლოებელ სადგურს და რადიოტალღების გავრცელების ერთ ტრაქტს და **შედგენილი,** როცა მის შემადგენლობაში ორი დამაბოლოებელი რადიოსადგურის გარდა შედის ერთი ან რამდენიმე სარეტრანსლაციო სადგური, რომელიც უზრუნველფგყოფს რადიოსიგნალების **მიღებას, გარდაქმნას, გაძლიერებასა და ხელახლა გადაცემას.**

ნახ. 5.9-ზე მოცემულია ორმხრივი რადიოსისტემის ლულის სტრუქტურული სქემა. ლულის გადამცემი დამაბოლოებელი მოწყობილობიდან რადიოლულის შესასვლელზე მიეწოდება მაღალსიხშირული რადისიგნალი, რომელიც მოდულირებულია სახაზო სიგნალით. რადიოგადამცემში გად 1 რადიოსიგნალის სიმძლავრე იზრდება ნომინალურ მნიშვნელობამდე, მისი სიხშირე კი გარ-

დაქიმნება სპექტრის გადასატანად საჭირო სიხშირეთა მოცემულ დიაპაზონში. ფიდერული ტრაქტით გადასაცემი რადიოსიგნალები მიწოდება ანტენა 1-ს, რომელიც უზრუნველყოფს რადიოტალღების გასხივებას ღია სივრცეში საჭირო მიმართულებით. როგორც წესი, თანამედროვე ორმხრივ რადიოსისტემებში საწინააღმდეგო მიმართულების რადიოსიგნალების გადაცემისა და მირებისათვის გამოიყენება საერთო საანტენო-სადიფერო ტრაქტი.



ნახ. 5.9. ორმხრივი რადიოსისტემის ლულის სტრუქტურული სქემა

მიმღებ მხარეზე (დამაბოლოებელი რადიოსადგური – 2) ელექტრომაგნიტური ტალღები მიიღება ანტენა 2-ით, რის შემდეგ სადიფერო ტრაქტი 2-ით მიეწოდება რადიომიმღებს მიმღ$_2$, სადაც ხორციელდება მიღებული რადიოსიგნალების სიხშირული სელექცია, სიხშირის უკუგარდასახვა და საჭირო გაძლიერება. რადიოლულის გამოსასვლელიდან მიღებული რადიოსიგნალი მიეწოდება

ლულის დამაბოლოებელ მოწყობილობა 2-ს. ანალოგიურად გადაეცემა რადიოსიგნალები საწინააღმდეგო მიმართულებით დამაბოლოებელ რადიოსადგურ 2-დან რადიოსადგურ 1-საკენ.

სარეტრანსლაციო სადგურები არსებობს ორი ტიპის: ტელეკომუნიკაციის გადასაცემი **სიგნალების გამოყოფისა და ახლების შეტანის გარეშე, გამოყოფით და ახლების შეტანით**. პირველ შემთხვევაში შედგენილი რადიოლულა წარმოადგენს რამდენიმე მარტივი რადიოლულის მიმდევრობით შეერთებას, ხოლო მოწყობილობა – რადიოლულის მოწყობილობის 2 კომპლექტის მიმდევრობით შეერთებას. მეორე ტიპის რეტრანსლატორების მოწყობილობის შემადგენლობაში დამატებით შედის ლულის დამაბოლოებელი მოწყობილობა, რომელიც შეიცავს მოდულატორსა და დემოდულატორს.

როგორც აღინიშნა, რადიოსისტემების აგების ზემოთ მოყვანილი პრინციპები მართებულია, ზოგადად, როგორც ანალოგური, ისე ციფრული სისტემებისათვის. ძირითადი განსხვავება მათ შორის გამოიხატება სახაზო სიგნალის ფორმაში და, აქედან გამომდინარე, დამაბოლოებელი რადიოსადგურების ცალკეული კვანძები აგების პრინციპებში. ციფრულ რადიოსისტემებში ანალოგურისგან განსხვავებით გამოიყენება ისეთივე მულტიპლექსორები, როგორც ციფრულ საკაბელო სისტემებში.

ციფრულ რადიოსისტემებში გამოყენებული სიგნალის ფორმა განსაზღვრავს ლულის დამაბოლოებელი მოწყობილობების აგების პრინციპებს. სახელდობრ, აქ ადგილი აქვს ორი ტიპის მოდულირებას: **პირველადს და**

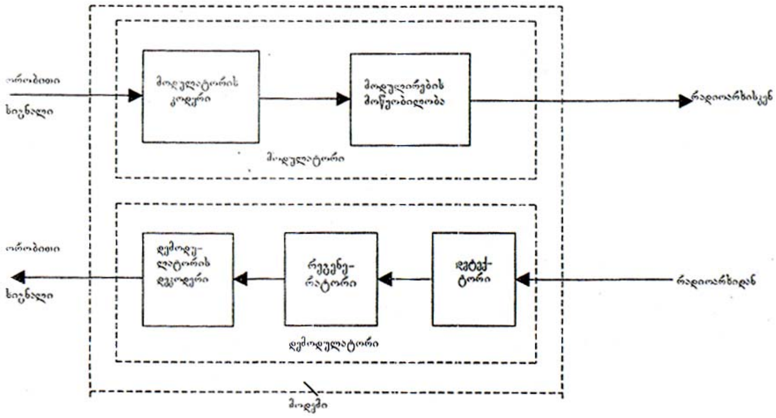
მეორადს. პირველადი მოდულირების დროს ყალიბდება ციფრული სახაზო სიგნალი, **მეორადის** დროს კი – მაღალსიხშირული რადიოსიგნალი. **მეორად** მოდულირებას უწოდებენ მანიპულირებას მამოდულირებელი სიგნალის დონეთა რიცხვისაგან დამოკიდებულებით. მანიპუფლირება შეიძლება იყოს **ორდონიანი და მრავალდონიანი**.

ციფრულ რადიოსისტემებში სახაზო სიგნალის მაფორმირებელს წარმოადგენს მოდულატორის კოდერი, ხოლო უკუგარდამსახს – დემოდულატორის დეკოდერი. უკუგარდასახვის შედეგად აღდგება საწყისი ორობითი სიგნალი, მანამდე კი დემოდულატორში ხდება რადიოარხიდან მიღებული სიგნალის დეტექტირება (მაღალსიხშირული რხევის მოშორება) და რეგენერირება. ამ უკანასკნელი ოპერაციის შედეგად დეტექტორის გამოსასვლელი დამახინჯებული სიგნალი გარდაიქმნება სიგნალად, რომელსაც გააჩნია გადაცემის მოდულირებული სიგნალის სტრუქტურა.

მოდულატორისა და დემუდულატორის ერთობლიობას ეწოდება **მოდემი.** მისი განზოგადებული სქემა ნაჩვენებია ნახ. 5.10-ზე.

ცხადია, რომ **მოდემი** წარმოადგენს არა მარტო ციფრული რადიოსისტემების დამაბოლოებელი მოწყობილობების, არამედ შემტან-გამომტანი რეტრანსლატორების შემადგენელ კვანძს.

თანამედროვე ციფრულ რადიოსისტემებში ძირითადად გამოიყენება **ამპლიტუდური (ამ), სიხშირული (სმ) და ფაზური (ფმ)** მანიპულირება.



ნახ. 5.10. მოდემის განზოგადებული სქემა

ამ-ის დროს რადიოსიგნალის სამოდულირებელ პარამეტრს წარმოადგენს მისი ამპლიტუდა, სმ-ის დროს – სიხშირე, ფმ-ის დროს კი ადგილი აქვს რადიოსიგნალის ფაზის ცვლილებას 180^0-ით სახაზო სიგნალში "1"$\rightarrow$"0" და "0"$\rightarrow$"1" გადასვლისას. ფმ-ის ერთ-ერთ ნაირსახეობას წარმოადგენს **ფარდობითი ფაზური მანიპულირება** – ფფმ. ფმ-საგან განსხვავებით აქ ფაზის ცვლილება 180^0-ით ხდება ყოველთვის, როცა სახაზო სიგნალის სატაქტო ინტერვალზე ჩნდება სიმბოლო "1" (ე.ი. "0"$\rightarrow$"1" და "1"$\rightarrow$"1" გადასვლების დროს).

უნდა აღინიშნოს, რომ დღეისათვის ძირითად მრავალარხიან რადიოსისტემებს წარმოადგენს პირდაპირი ხედვის რადიოსარელეო სისტემები და გადაცემის თანამგზავრული სისტემები. მათი უმრავლესობა მუშაობს დეციმეტრულ და სანტიმეტრულ დიაპაზონში. სწორედ

გადაცემის ასეთი მაღალი სიხშირეების გამოყენება განაპირობებს შედგენილი რადიოლულების გამოყენებას, რადგან აღნიშნული დიაპაზონების რადიოტალღების გავრცელება ხდება მხოლოდ პირდაპირი ხედვის ფარგლებში.

პირდაპირი ხედვის მიწისპირა რადიოსარელეო სისტემებში მანძილი ორ მეზობელ რეტრანსლატორს შორის რამდენიმე ათეული კმ-ია. ეს მანძილი საგრძნობლად მეტია შერეულ ტროპოსფერულ რადიოსარელეო სისტემებში, მაგრამ მათში იზრდება რადიოსიგნალების დამახინჯებები, რაც იწვევს მძლავრი გადაცემებისა და გაზრდილი მგრძნობიარობის მიმღებების გამოყენების აუცილებლობას. ასეთ პირობებში ძირითადად გამოიყენება დიდი სიგრძის რადიოსისტემების აგების ორი მეთოდი: 1) დიდი რაოდენობის მიწისპირა რეტრანსლატორების გამოყენება **(რადიოსარელეო ხაზებში)** და 2) რეტრანსლატორის დაყენება ხელოვნურ თანამგზავრზე ორივე მიწისპირა დამაბოლოებელი სადგურის რადიოხედვის არეში **(თანამგზავრულ რადიოსისტემებში).** მიწისპირა რადიოსარელეო სისტემები იგება რეტრანსლატორების მწკრივით, რომელთა რაოდენობა 100-ს აღემატება, ხოლო მანძილი მათ შორის 50-70 კმ-ის რიგისაა. ტროპოსფერულ რადიოსარელეო სისტემებში მანძილი რეტრანსლატორებს შორის შეიძლება შეადგენდეს $150 \div 700$ კმ-ს, ხოლო ერთი თანამგზავრის გამოყენებისას, რომელიც განლაგებულია გეოცენტრულ ან გაწელილ ელიფსურ ორბიტაზე, მიიღწევა რადიოკავშირის სიშორე 15000 კმ. კავშირის სიშორის გაზრდა ამ შემთხვევაში შეიძლება კიდევ ერთი თანამგზავრის გამოყენებით.

5.6. ანალოგური სიგნალების ციფრული კოდირების ძირითადი მეთოდები

ანალოგური სიგნალების ციფრულ ფორმაში გარდაქმნის სფეროში ინტენსიური გამოკვლევები, გამომდინარე როგორც მისი საინტერესო ბუნებიდან, ასევე მიღებული შედეგების პრაქტიკული მნიშვნელობიდან, მიმდინარეობს უკანასკნელი რამდენიმე ათწლეულის განმავლობაში.

ტელეკომუნიკაციის დარგში ციფრული სიგნალების გამოყენების სფერო პირობითად შეიძლება და იყოს ხუთ ნაწილად:

ა) გადამუშავება;

ბ) გადაცემა;

გ) კომუტაცია;

დ) შენახვა;

ე) მათი კომბინაციები.

აღნიშნული მიზნებისათვის ციფრული სიგნალების გამოყენების მიზანშეწონილობის განსაზღვრისათვის ერთ-ერთ ძირითად მახასიათებელს წარმოადგენს ანალოგური სიგნალების ციფრულ ფორმაში გარდაქმნის (ციფრული კოდირების) მეთოდი.

განვიხილოდ მოკლედ ციფრული კოდირების დღეისათვის გავრცელებული მეთოდები.

5.6.1. იმპულსურ-კოდური მოდულაციის (იკმ) მეთოდი

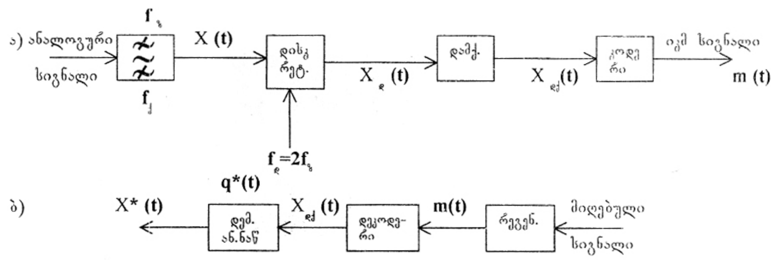
იკმ პრინციპები შემუშავებულ იქნა 1937 წელს რივზის მიერ (საფრანგეთის პატენტი №852183, 1938 წ; დიდი ბრიტანეთის პატენტი №535860, 1939 წ; აშშ-ის პატენტი №227070, 1942 წ.).

ტსკ-ტ-ს G. 701 (03/93) რეკომენდაციაში მოცემული განმარტებითი, **კოდირება** არის პროცესი, რომლის დროსაც სიგნალი განიცდის დისკრეტიზაციას, თითოეული დისკრეტი იქვანტება სხვა დისკრეტებისაგან დამოუკიდებლად და კოდირების გზით გარდაქიმნება ციფრულ სიგნალად.

წრფივი იკმ-ის მოდემის გამარტივებულ სტრუქტურულ სქემას აქვს ნახ. 5.11-ზე ნაჩვენები სახე.

განვმარტოთ იკმ პროცესის ჩატარებული თითოეული გარდასახვა.

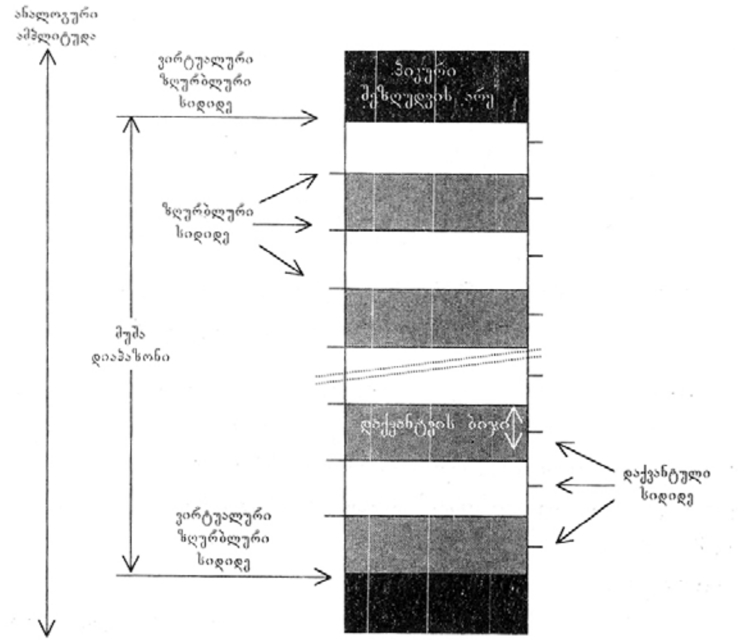
ტსკ-ტ-ს G. 701 (03/93) რეკომენდაციაში მოცემული განმარტებით, **დისკრეტიზაცია** არის პროცესი, რომლის დროსაც მიიღება სიგნალის **დისკრეტები,** როგორც წესი, დროის თანაბარი შუალედებით. დისკრეტი არის დროის არჩეულ მომენტში სიგნალის წარმომდგენი სიდიდე, მიღებული ამ სიგნალის მონაკვეთისაგან.



ნახ. 5.11. წრფივი იკმ-ის მოდემის სტრუქტურული სქემა
ა) მოდულატორი ბ) დემუდულატორი

დაქვანტვა არის პროცესი, რომლის დროსაც სიდიდეების უწყვეტი დიაპაზონი იყოფა მომიჯნავ ინტერვალების რიგად და ნებისმიერი სიდიდე მოცემული ინტერვალის საზღვრებში წარმოდგება ინტერვალისათვის ერთადერთი წინასწარ განსაზღვრული სიდიდით (ნახ. 5.12-ზე მოცემულია იმ ტერმინების ილუსტრაცია, რომლებიც ეკუთვნის დაქვანტვას).

კოდირება არის კოდური კომბინაციების გენერაცია დაქვანტული სიდიდეების წარმოდგენისათვის.



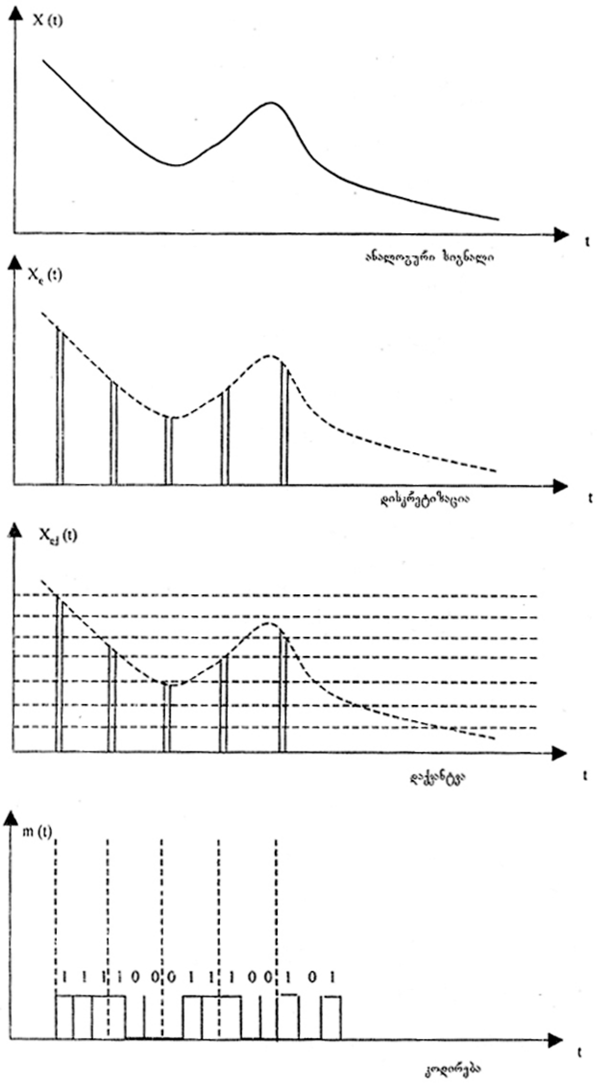
ნახ. 5.12. დაქვანტვისას გამოყენებული ტერმინების ილუსტრაცია

წრფივი იკმ-ის დროს შესასვლელი ანალოგური სიგნალი ზოლური ფილტრით იზღუდება სიხშირის მიხედვით $f_ზ \leq f \leq f_ზ$, რის შედეგადაც ფორმირდება სიგნალი X(t), რომელიც შემდგომ დისკრეტიზატორში განიცდის დისკრეტიზაციას $2f_ზ$ სიხშირით. დამქვანტველში დისკრეტიზებული $X_ზ(t)$ სიგნალი იქვანტება. ამასთან, წრფივი იკმ-ის დროს დონეებს შორის ინტერვალი (δ) მუდმივია. დაქვანტული $X_{დქ}(t)$ სიგნალი მიეწოდება კოდერს, რომლის გამოსასვლელზე მიიღება იკმ სიგნალი

m(t). კოდერში თითოეული დისკრეტი გარდაიქმნება n – თანრიგა კოდურ სიტყვად (კოდირება). თუ n – თანრიგიდან თითოეული ღებულობს L სხვადასხვა მნიშვნელობას, მაშინ $N=L^n$. თუ L=2, მაშინ m(t) სიგნალი არის ორობითი და შესაბამისად $N=2^n$.

იკმ სიგნალი გადაცემის ტრაქტის გავლის შემდეგ მიეწოდება დემუდულატორის შესასვლელს. თუ დავუშვებთ, რომ გადაცემის ტრაქტში გადაცემული სიმბოლოების დაკარგვას ადგილი არა აქვს, მაშინ რეგენერატორის გამოსასვლელზე მიიღება სიგნალი m(t). დეკოდერში m(t) ციფრული სიგნალიდან ფორმირდება მააპროქსიმირებელი ძაბვა q*(t). ეს უკანასკნელი, როგორც წესი, წარმოადგენს ამპლიტუდურად მოდულირებული იმპულსების მიმდევრობას (ამპლიტუდურ-იმპულსური მოდულაცია – აიმ). აღდგენის საბოლოო ეტაპზე დემოდულატორის ანალოგურ ნაწილში აიმ იმპულსების მიმდევრობიდან აღმდგენი ფილტრის საშუალებით გამოიყოფა მამოდულირებელი სიგნალი. ამგვარად, ფორმირდება გამოსასვლელი უწყვეტი სიგნალი X*(t), რომელიც განსხვავება X(t) სიგნალისაგან დისკრეტიზაციის და დაქვანტვის პროცესით გამოწვეული დამახინჯებებით.

ნახ. 5.13-ზე მოცემულია იმ გარდასახვდების მაგალითები, რომელთაც ადგილი აქვს წრფივი იმპულსურ-კოდური მოდულაციის დროს მოდულატორში, როცა L=2, N=8.



ნახ. 5.13. ორობითი ნაკადის ფორმირება 3-ბიტიანი იკმ-ის დროს

5.6.2. ᲓᲘᲤᲔᲠᲔᲜᲪᲘᲐᲚᲣᲠᲘ ᲘᲛᲞᲣᲚᲡᲣᲠ-ᲙᲝᲓᲣᲠᲘ ᲛᲝᲓᲣᲚᲐᲪᲘᲐ (ᲓᲘᲙᲛ)

დიკმ-ის პრინციპი ეფუძნება ანალოგური სიგნალების დისკრეტებს შორის კორელაციურ კავშირს. ტსკ-ტ-ს G. 701 (03/93) რეკომენდაციაში მოცემული განმარტებით **დიფერენციალური იმპულსურ-კოდური მოდულა**ცია არის პროცესი, რომლის დროსაც სიგნალი დისკრეტიზდება, სხვაობა ამ სიგნალის თითოეულ დისკრეტსა და მის სავარაუდო მნიშვნელობას შორის იქვანტება და კოდირების გზით გარდაიქმნება ციფრულ სიგნალად.

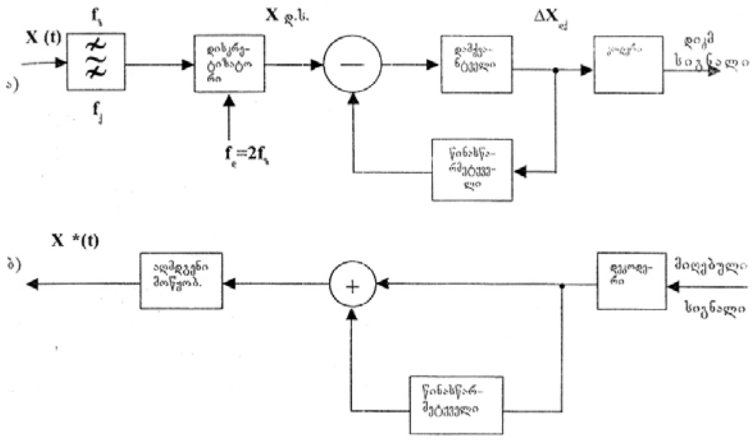
დიკმ-ის გამოყენება ანალოგური სიგნალების ციფრული კოდირებისათვის ზოგადად საშუალებას იძლევა შემცირდეს ის ინფორმაციული სიჭარბე, რომელიც გააჩნია შესასვლელ ანალოგურ სიგნალს და შედეგად შემცირდეს გადასაცემი ციფრული ინფორმაციის სიჩქარე.

დიკმ-ის მოდემის გამარტივებულ სტრუქტურულ სქემას აქვს ნახ. 5.14-ზე მოყვანილი სახე.

დიკმ-ის მოდემში შემავალი **წინასწარმეტყველი არის** მოწყობილობა, რომელიც გამოიმუშავებს დისკრეტიზებული სიგნალის სავარაუდო მნიშვნელობას, მიღებულს ამავე სიგნალის წინამავალი **დისკრეტებით** ან ამ **დისკრეტების დაქვანტული სიდიდეებით** (ტსკ-ტ-ს რეკ. G. 701 (03/93). დიფერენციალური იმპულსურ-კოდური მოდულაციის ნაირსახეობას წარმოადგენს **დელტა-მოდულაცია** (დმ), რომლის დროსაც მხოლოდ ერთი ბიტით დეტექტირდება და კოდირდება სხვაობა თითოეულ დისკრეტსა

და მის წინასწარმეტყველებ მნიშვნელობას შორის (ტსკ-ტ-ის რეკ. G.701 (03/93).

დიკმ-ის გამოყენებისას გამოსასვლელი ციფრული ნაკადის შემდგომი შემცირება შესაძლებელია დაქვანტ-ვისა და წინასწარმეტყველების პროცესების ადაპტაციის მეთოდების გამოყენებით, რასაც მივყავართ ადაპტურ დიფერენციალურ იმპულსურ-კოდურ მოდულამდე (ადიკმ) (ადაპტურ დელტა-მოდულაციამდე-ადმ).



ნახ. 5.14. დიკმ მოდემის სტრუქტურული სქემა
ა) მოდულატორი, ბ) მოდულაცია

5.6.3. ადაპტური დიფერენციალური იმპულსურ-კოდური მოდულაციის (ადიკმ) მეთოდი

ადიკმ დღეისათვის ფართოდ გამოიყენება ანალო-გური სიგნალების, კერძოდ კი ბგერითი სიგნალების ციფრული კოდირებისათვის.

ტსკ-ტ-ს G. 701 (03/93) რეკომენდაციაში მოცემული განმარტებით:

– ადიკმ-ის ალგორითმები წარმოადგენს შეკუმშვის ალგორითმებს, რომლებიც შესაძლებლობას იძლევა შემცირდეს ბიტების გადაცემის სიჩქარე ადაპტური წინასწარმეტყველების და ადაპტური დაქვანტვის გამოყენების მეშვეობით;

– ადაპტური წინასწარმეტყველი არის წინასწარმეტყველი, რომლის შეფასებითი ფუნქცია იცვლება დისკრეტიზებული სიგნალის სპექტრული მახასიათებლების შესაბამისად დროის ხანმოკლე შუალედებში;

– ადაპტური დაქვანტვა არის დაქვანტვა, რომლის დროსაც ზოგიერთი პარამეტრი შეცვლადია დაქვანტული სიგნალის სტატისტიკური მახასიათებლების შესაბამისად დროის ხანმოკლე შუალედებში.

ადაპტური დაქვანტვისა და ადაპტური წინასწარმეტყველების მეთოდების (ან ორივეს ერთდროულად) გამოყენება საშუალებას იძლევა მნიშვნელოვნად შემცირდეს გამოსასვლელი ციფრული ნაკადის გადაცემის სიჩქარე მიმღებში აღდგენილი ანალოგური სიგნალების დამახინჯებების მნიშვნელოვანი გაზრდის გარეშე.

აღნიშნული მეთოდების გამოყენება, მაგალითად, ბგერითი სიგნალების კოდირებისათვის, საშუალებას იძლევა ეს სიგნალები გადაიცეს 32,16 და 8 კბიტი/წმ სიჩქარით.

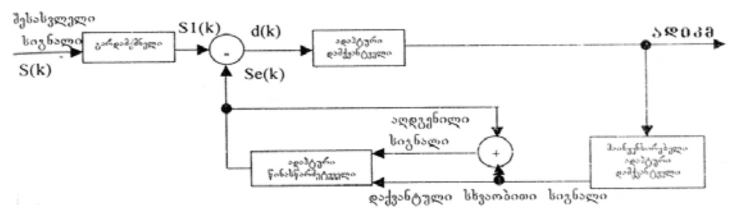
ამჟამად, ბგერითი სიგნალების ციფრული კოდირებისათვის ადიკმ-ის მეთოდით, დამუშავებულია ტსკ-ტ-ს რეკომენდაციები G.721-726.

ნახ. 5.15-ზე მაგალითის სახით ნაჩვენებია ბგერითი სიგნალების ადიკმ მოდემის გამარტივებული სტრუქტურული სქემა გადაცემის სიჩქარეებისათვის – 32 კბიტი/წმ-ში და 16 კბიტი/წმ-ში.

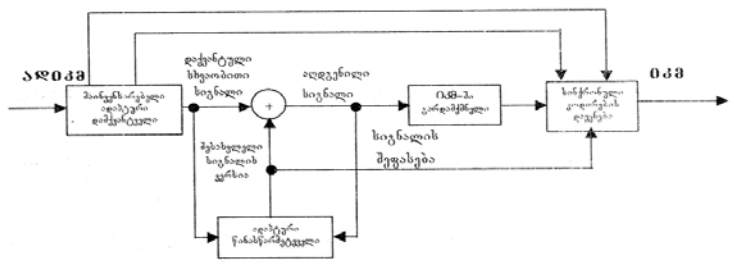
ადიკმ მოდემის გადამცემ მხარეზე შესასვლელი იკმ სიგნალი S(k) გადაცემის სიჩქარით 64 კბიტი/წმ-ში, რომელშიც მოდულირებულია A(μ) კანონით, გარდამქმნელში გარდაიქმნება არამოდულირებულ წრფივ იკმ სიგნალად S1(k). გამომკლები მოწყობილობის გამოსასვლელზე მიღებული სხვაობით სიგნალი d(k) წარმოადგენს შესასვლელი S1(k) სიგნალისა და წინასწარმეტყველები Se(k) სიგნალის სხვაობას. ადაპტურ დამქვანტელში მიიღება სხვაობითი სიგნალის სიდიდის ოთხთანრიგა ან ორთანრიგა ორობითი კოდი, რომელიც გადაიცემა დემოდულატორში. მაინვენსირებელი ადაპტური დამქვანტველის გამოსავლელზე მიიღება 16 ან 4 დონედ დაქვანტული სხვაობითი სიგნალის ინვენსირებული მნიშვნელობები. ამის შედეგად მის გამოსასვლელეზე მიიღება S1(k) სიგნალის აღდგენილი მნიშვნელობები. ადაპტურ წინასწარმეტყველს მიწოდება როგორც სხვაობითი, ასევე აღდგენილი მნიშვნელობები, რითაც იკვრება უკუკავშირის მარყუჟი.

ადიკმ დემუდულატორში შემავალი სინქრონული კოდირების დაყენების მოწყობილობა აუცილებელია იმ დამახინჯებების დაგროვების თავიდან ასაცილებლად, რომელიც შეიძლება წარმოიქმნას მიმდევრობითი (ადიკმ-იკმ-ადიკმ) კოდირებისას.

ა)



ბ)



ნახ. 5.15. ადიკმ მოდემის გამარტივებული სტრუქტურული სქემა

5.7. ციფრული სიგნალების მულტიპლექსირების ძირითადი პრინციპები

ტსკ-ტ-ის R.140(1988) რეკომენდაციაში მოცემული განმარტებებით:

– **მულტიპლექსირება** არის პროცესი რამდენიმე ცალკეული დაქვემდებარებული არხების დამოუკიდებელი სიგნალების გაერთიანებისა და საერთო არხით იმავე მიმართულებით გადაცემისათვის;

– **დემულტიპლექსირება** არის პროცესი, რომელიც გამოიყენება მულტიპლექსური სიგნალების აღდგენისათვის და ამ სიგნალების სხვადასხვა ინდივიდუალურ არხებში უკუგანაწილებისათვის.

მულტიპლექსირების ოპერაციას ასრულებს მულტიპლექსორი, რომელსაც გააჩნია რამდენიმე შესასვლელი და ერთი გამოსასვლელი. შესასვლელთა მთლიანი რიცხვიდან გარკვეულ რაოდენობას ეწოდება **საინფორმაციო,** დანარჩენებს კი – **მმართველი** სიგნალები.

ტელეკომუნიკაციის ციფრულ სისტემებში ციფრული მულტიპლექსირების ოპერაცია ხორციელდება კომუტატორის საშუალებით. ეს უკანასკნელი მიმდევრობით აერთებს თითოეულ არხს დროის განსაზღვრული ინტერვალით (მას აგრეთვე უწოდებენ **„ტაიმ-სლოტს“** ანუ „კომუტაციის ინტერვალს“), რომელიც საჭიროა სიგნალის დისკრეტის (ან რომელიმე ფიქსირებული ნაწილის) გასაგზავნად მოცემულ არხში.

ტსკ-ტ-ის G. 701.Q.9 რეკომენდაციებში მოცემული განმარტებით: **ტაიმ-სლოტი** (TS-Time Slot) არის ნებისმიერი პერიოდული დროითი ინტერვალი, რომელიც შეიძლება ცალსახად იქნეს ამოცნობილი და განსაზღვრული. ასე ფორმირებული დისკრეტების ნაკადი სხვადასხვა შესასვლელი არხიდან მიეწოდება კავშირის არხს. მის მიმღებ მხარეს ციფრული დემულტიპლექსორი ანალოგური კომუტატორისა და შემდეგ ქვედა სიხშირის ფილტრის საშუალებით გამოყოფს გარკვეულ დისკრეტებს და ანაწილებს მათ შესაბამის არხებში. აუცილებელია, რომ გადამცემი და მიმღები მხარეების კომუტატორები

მუშაობდეს სინქნორულად, ე.ი. იყოს სინქნორიზებული. ტსკ-ტ-ის, რეკ. G. 701 (03/93)-ის თანახმად სინქრონიზაცია არის პროცესი სიგნალების შესაბამისი აღნიშნული მომენტების შეწყობისა მათი სინქნორულობის უზრუნველყოფისათვის.

იკმ სატელეფონო ქსელებში კომუტატორი უნდა „ბრუნავდეს" პერიოდით, რომელიც $T_{დ}$ დისკრეტიზების პერიოდის ტოლია. მაშინ არხის კომუტირების ინტერვალი $T_{კ} = T_{დ}/n = 125/n$ (მკწმ), სადაც n არის მულტიპლექსორის შემავალი არხების რიცხვი.

კომუტატორების სინქნორიზებისათვის გამოყენებული უნდა იქნას სპეციალური სინქროსიგნალი (მაგალითად, გარკვეული სიგრძის "11...11" ტიპის მიმდევრობა). იგი შეიძლება გადაცემული იქნას მართვის გარეშე, ან გამოყენებულ იქნას შიგასაარხო სინქნორიზება. ამ უკანასკნელის დროს სინქრონიზების პროცესი დაიყვანება ან დამატდებითი, ე.წ. „გამათანაბრებელი" ბიტის ან ბიტების ჯგუფის ჩართვაზე m ანათვალის შემდეგ, ან ანთვლების ნაკადში უფრო რთული განმეორებადი სტრუქტურის ორგანიზებაზე, რომელიც შეიცავს m ანათვალს და განსაზრვრული სიგრძის k ველს, ან გამათანაბრებელ ბიტებს. ასეთ სტრუქტურას ეწოდება კადრი ანუ ფრეიმი. რამდენიმე ფრეიმი შეიძლება გაერთიანდეს უფრო ზოგად სტრუქტურაში, რომელსაც ეწოდება მულტიფრემი. ფრეიმის გამეორების პერიოდი არის დრო, რომელიც სჭირდება კომუტირების ერთ მთლიან ციკლს ბიტების

გამათანაბრებელი ჯგუფის ჩამატების დროის გათვალისწინებით.

უნდა აღინიშნოს ის გარემოება, რომ ტელეკომუნიკაციაში კომპიუტერული ტექნიკის ინტენსიურ დანერგვამდე ტერმინების – „ფრეიმი“ („კადრი“) „მულტიფრეიმი“, ნაცვლად გამოიყენებოდა, შესაბამისად, ტერმინები „ციკლი“, „ზეციკლი“. ქვემოთ მოყვანილ მასალებში ეს ტერმინები გამოიყენება ტსკ-ტ-ის G-701 რეკომენდაციაში მოცემული შემდეგი განმარტებების მნიშვნელობით:

– ფრეიმი (ციკლი) – არის ციკლური ერთობლიობა მიმდევრობითი სატაქტო ინტერვალებისა, რომელშიც შესაძლებელია განისაზრვროს სატაქტო ინტერვალის ფარდობითი მდებარეობა;

– მულტიფრეიმი (ზეციკლი) – არის ციკლური ერთობლიობა მიმდევრობითი ციკლებისა, რომელშიც შესაძლებელია განისაზღვროს თითოეულის ფარდობითი მდებარეობა.

მულტიპლექსორის კომუტატორს შეუძლია მიმდევრობით ამოირჩიოს არხებიდან ბიტების ნებისმიერი მიმდევრობა. ამ პროცესს ეწოდება ინტერლივინგი, ანუ მონაცვლეობა. განასხვავებენ ინტერლივინგის შემდეგ ძირითად სახეობებს:

– ბიტ-ინტერლივინგი, ანუ ბიტების მონაცვლეობა – გამოსასვლელზე მიმდევრობით კომუტირდება თითო ბიტი ყოველი არხიდან;

– ბაიტ-ინტერლივინგი, ანუ ბაიტების მონაცვლეობა – გამოსასვლელზე მიმდევრობით კომუტირდება თითო ბაიტი ყოველი არხიდან;

– **ბლოკ-ინტერლივინგი**, ანუ ბლოკების მონაცვლეობა – გამოსასვლელზე მორიგეობით კომუტირდება თითო ბლოკი (რომელიც შეიძლება იყოს რამდენიმე ბაიტის სიგრძის, ან წარმოადგენდეს სხვა სტანდარტული ფორმატის მთელ ჯერად ველს) ყოველი არხიდან.

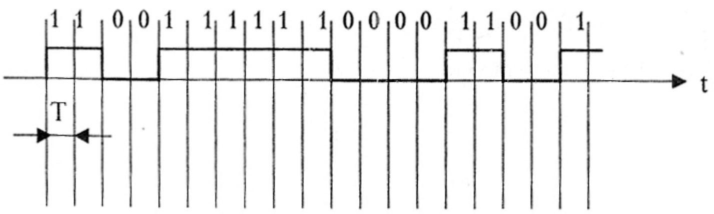
ტელეკომუნიკაციის ციფრულ სისტემებში ციფრული მულტიპლექსორი აფორმირებს n შესასვლელი ციფრული მიმდევრობისაგან ერთ გამოსასვლელს, შედგენილს n ერთსახელა ბლოკების (ბიტი, ბაიტი, რამდენიმე ბაიტი) შემცველი განმეორებადი ჯგუფებისაგან, რომლებიც ფორმირდება „ტაიმ-სლოტის“ განმავლობაში. მულტიპლექსორმა ამ დროს თეორიულად უნდა უზრუნველყოს მონაცემთა გადაცემის nxv რიგის სიჩქარე (იგულისხმება, რომ იგი ყველა არხისათვის ერთნაირია).

თუ შესავალი სიგნალის სახით გამოიყენება ძირითადი ციფრული არხის DSO-ის სიგნალი გადაცემის სიჩქარით 64 კბიტი/წმ, მაშინ n:1 ტიპის ერთი მულტიპლექსორის საშუალებით შეიძლება თეორიულად ვაფორმიროთ nX64 კბიტი/წმ სიჩქარის ნაკადები. თუ ამ მულტიპლექსორს ჩავთვლით პირველ რგოლად m:1, L:1, k:1... ტიპის მეორე, მესამე და ა.შ. დონეების რამდენიმე მულტიპლექსორის კასკადური შეერთების სქემაში, მაშინ შეიძლება გავაფორმოთ გადაცემის ციფრულ სიჩქარეთა სხვადასხვა იერარქიული ნაკადები.

5.8. ციფრული სიგნალების სახაზო კოდირების ძირითადი პრინციპები

ტსკ-ტ-ს-G.701 რეკომენდაციის თანახმად **სახაზო კოდი** (სახაზო სიგნალი) არის კოდი, შერჩეული არხის მახასიათებლებთან შესაბამისობის პირობიდან გამომდინარე, რომელიც განსაზღვრავს შესაბამისობას გადაცემისათვის განკუთვნილი სიმბოლოების ერთობლიობისა და სიგნალის ელემენტების შესაბამის მიმდევრობას შორის, რომელიც გადაცემა ამ არხით.

მულტიპლექსირების შედეგად მიღებული ციფრული მიმდევრობისათვის დამახასიათებელია, რომ გადასაცემი შეტყობინებების ყოველ სიმბოლოს „1"-ს შეესაბამება T ხანგრძლივობის იმპულსი, ხოლო „0"-ს – იგივე ხანგრძლივობის პაუზა (ნახ. 5.16.). ასეთი პრინციპით აგებულ კოდს ეწოდება **„კოდი ნულისკენ დაბრუნების გარეშე"** (ინგლისურად „Non Return to Zero". ამ სიტყვების საწყისი ასოების მიხედვით მას მიეცა დასახელება NRZ).



ნახ. 5.16.**NRZ** კოდი

აღნიშნული კოდი მარტივია, ენერგეტიკულად შედარებით მაღალეფექტური, მაგრამ მას გააჩნია ცნობილი ნაკლოვანებები.

ამის გამო ტელეკომუნიკაციის თანამედროვე სისტემებში გამოიყენება ასევე სხვა ეფექტური სახაზო კოდები, კერძოდ, AMI (Alternate Mark Inovarsion-კოდი იმპულსების მონაცვლეობით, წარმოადგენს ორპოლარულ სამდონიან კოდს), HDB2 (High-Density Bipolar code of order 2-ორპოლარული კოდი მეორე რიგის სიმჭიდროვის, წარმოადგენს ორპოლარულ სამდონიან კოდს), HDB3 (High-High-Density Bipolar code of order ორპოლარული კოდი მესამე რიგის სიმჭიდროვის, წარმოადგენს ორპოლარულ სამდონიან კოდს), ბიპოლარული კოდები სამი, ექვსი, რვა ნოლისაგან შემდგარი ბლოკების სპეციალური კოდური კომბინაციების ჩანაცვლებით: B3ZS, B6ZS, B8ZS (Bipolar with 3,6,8 Zero Sybstitution) და სხვა. ეს კოდები კარგადაა ცნობილი და მათი აღწერა მოცემულია მრავალ ლიტერატურაში, მათ შორის ქართულ ენაზეც, ამიტომ ისინი ქვემოთ დაწვრი-ლებით არ განიხილება.

უკანასკნელ პერიოდში სახაზო ტრაქტში სალაპარაკო სიგნალების გადაცემისათვის შემუშავებულია სხვადასხვა თანამედროვე ტექნოლოგიები და შესაბამისად სახაზო კოდირების ახალი მეთოდებიც. მაგალითად, HDSL ტექნოლოგიაში (Hugh-bit-rate Digital Subscriber loop – მაღალსიჩქარიანი ციფრული სააბონენტო ხაზი) უპირატესად გამოიყენება სახაზო კოდირების ორი მეთოდი – 2B1Q (2 Binary-ორობითი, 1Quartenary-ოთხეული)

აქ და ქვემოთ პირველი ციფრი გვიჩვენებს სიმბოლოების რიცხვს კოდირების შესასვლელ ორობით ჯგუფში, ასო B – საწყისი ინფორმაციის წარმოდგენისათვის გამოყენებულ ათვლის სისტემას, შემდეგი ციფრი – სიმბოლოების რიცხვს კოდის ჯგუფში, Q – ოთხეული) და CAP (Carrierless Amplitude and phase Modulation – ამპლიტუდურ – ფაზური მოდულაცია გადამტანის გადაცემის გარეშე).

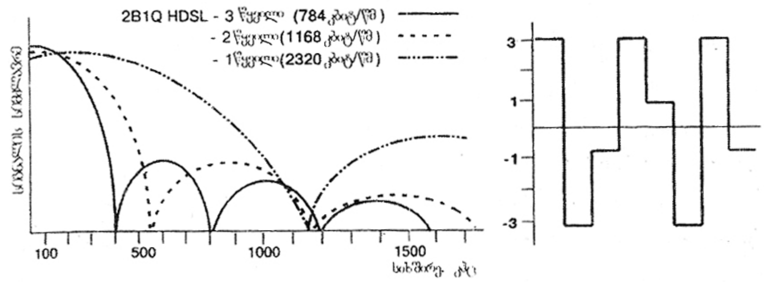
2B1Q კოდი წარმოადგენს მოდულირებულ სიგნალს ოთხი დონით, ე.ი. დროის ყოველ მომენტში გადაიცემა 2 ბიტი ინფორმაცია (4 კოდური მდგომარეობა). სახაზო სიგნალის სპექტრი სიმეტრიული და საკმაოდ მაღა-ლსიხშირულია. სპექტრი შეიცავს აგრეთვე დაბალსიხ-შირულ და მუდმივ შემდგენებს. განვიხილოთ სხვადასხვა ფაქტორების გავლენა 2B1Q კოდის გადაცემაზე.

ქალაქის პირობებში იქმნება დიდი რაოდენობის დაბალსიხშირული გავლენები (მეტრო, ტრამვაი, ელექ-ტროშედუღება, იმპულსური ხელშეშლები და სხვა). 2B1Q ტექნოლოგიაში გამოყენებული ინტეგრალური სქემების კომპლექტები უზრუნველყოფენ საკმაოდ ეფექტურ კორე-ქციას ხელშეშლებისაგან დასაცავად და უზრუნველყო-ფენ გადაცემის დამაკმაყოფილებელ ხარისხს. მიუხედა-ვად აღნიშნულისა, 2B1Q კოდირება მაინც მგრძნობიარეა ხელშეშლებისადმი, რადგან სიგნალს გააჩნია მუდმივი შემდგენი.

2B1Q სიგნალის სპექტრში სიხშირეთა დიდი გაფან-ტვა იწვევს ჯგუფური დროის შეყოვნებასთან დაკავში-რებული პრობლემების გადაწყვეტის აუცილებლობას,

რაც სიგნალის დამუშავების ალგორითმს მნიშვნელოვნად ართულებს.

2B1Q კოდის სპექტრი შეიცავს მაღალსიხშირულ შემდგენებს. ენერგიის მაქსიმუმი გადაიცემა პირველ „ფოთოლში“, რომლის სიგანე ხაზში სიჩქარის პროპორციულია. სიგნალის მილევა კაბელში იზრდება გადაცემის მანძილის ზრდით, ამიტომ მოთხოვნილი გადაცემის მანძილის შესაბამისად გამოიყენება სახაზო სიგნალის სამიდან ერთ-ერთი სიჩქარე: (784 კბიტი/წმ, 1168 კბიტი/წმ ან 2320 კბიტი/წმ). 2B1Q ტექნოლოგია 2 მბიტი/წმ ნაკადის გადასაცემად ითვალისწნებს სპილენძის კაბელის ერთი, ორი ან სამი წყვილის გამოყენებას. თითოეული წყვილი გადასცემს ნაკადის ნაწილს (ნახ. 5.17) ზემოთ მოყვანილი სიჩქარეებით. უდიდესი მანძილი მიიღწევა სამი წყვილის გამოყენებით 4 კმ 0,4 მმ ძარღვით, უმცირესი ერთი წყვილის გამოყენებით (2 კმ-მდე) ყველაზე მეტად გავრცელებულია 2B1Q კოდირების სისტემა, რომელიც მუშაობს ორი წყვილით (3 კმ-დე 0,4 მმ ძარღვით).

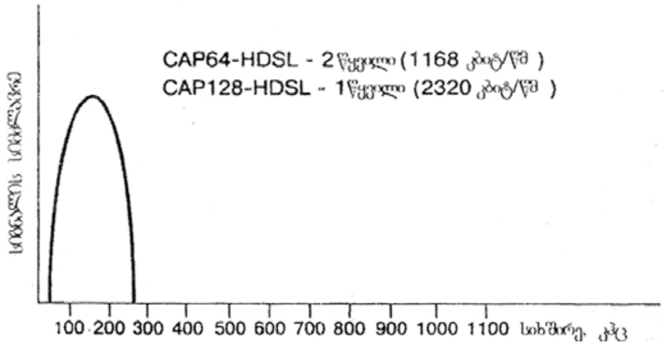


ნახ. 5.17. **2B1Q** ტექნოლოგია

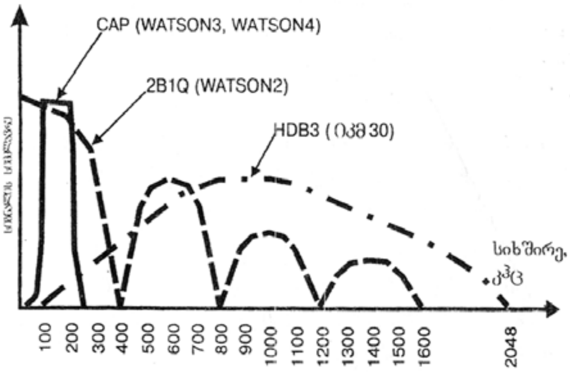
გადაცემაზე დიდ გავლენას ახდენს რადიოსიხშირული ინტერფერენცია. რადიოგადამცემები გრძელ და საშუალო ტალღების დიაპაზონში, მძლავრი რადიოსარელეო ხაზების მუშაობა იწვევს გავლენას საკაბელო ხაზებზე და ხელს უშლიან 2B1Q კოდის გადაცემას იმ შემთხვევაში, თუ გააჩნიათ სპექტრების თანხვედრილი უბნები. ეს ფაქტორი განსაკუთრებით ნეგატიურად მოქმედებს HDSL აპარატურის გამოყენებისას სტუდიებისა და რადიოგადამცემი ცენტრების ურთიერთ დასაკავშირებლად. 2B1Q ტექნოლოგიის გამოყენება ეფექტურია მცირე სიგრძის (3 კმ-დე) აბონენტის ხაზებისათვის (აშშ და დასავლეთ ევროპა).

CAP ტექნოლოგიაში გამოყენებულია მოდულაციის თანამედროვე მეთოდები და მიკროელექტრონიკა. CAP სიგნალის მოდულაციური დიაგრამა გვაგონებს სატელეფონო არხების მოდემების სიგნალის დიაგრამას. გადამტანი სიხშირე მოდულირდება ამპლიტუდით ან ფაზით და ქმნის კოდურ სივრცეს 64 ან 128 მდგომარეობით. ამასთან, ხაზში გადაცემის წინ გამტანი, რომელიც გადასცემს ინფორმაციას, მაგრამ შეიცავს უდიდეს ენერგიას, „მოიჭრება“ სიგნალიდან, ხოლო შემდეგ აღდგება მიმღების მიკროპროცესორით. 64-პოზიციური მოდულაციური დიაგრამის შესაბამისად, CAP-64 სიგნალის დროის ყოველ მომენტში გადასცემს 6 ბიტ ინფორმაციას, ე.ი. 16-ჯერ მეტს, ვიდრე 2B1Q. CAP-128 მოდულაციას გააჩნია 128-პოზიციური მოდულაციური დიაგრამა და შესაბამისად ერთ ტაქტში გადაიცემა 7

ბიტი. სახაზო სიგნალის ინფორმაციულობის ამაღლების შედეგს წარმოადგგენს სიგნალის სიხშირის სპექტრის სიგანის მნიშვნელოვანი შემცირება, რითაც თავიდან ვიცილებთ სპექტრის იმ დიაპაზონებს, რომლებზეც წარმოიქმნება დიდი ხელშეშლები და დამახინჯებები. 5.18. ნახ-ზე წსარმოდგენილია CAP სიგნალის სპექტრი.



ნახ. 5.18. **CAP** ტექნოლოგია



ნახ. 5.19 **HDB3, 2B1Q** და **CAP** სიგნალთა სპექტრები

შედარების მიზნით 5.19 ნახ-ზე წარმოდგენილია HDB3 (იკმ 30), 2B1Q და CAP სიგნალთა სპექტრები, რომლიდანაც ჩანს CAP მოდულაციის უპირატესობები:

1. HDSL აპარატურის მუშაობის მაქსიმალური მანძილი. მილევა კაბელში სიგნალის სიხშირის პროპორციულია. ამიტომ CAP სიგნალი, რომლის შემდგენთა სპექტრი 260 კჰც-ს არ აღემატება, ვრცელდება უფრო დიდ მანძილზე ვიდრე 2B1Q ან HDBB კოდის შემთხვევაში.

2. მაღალი ხელშეშლებისადმი მდგრადობა და არამგრძნობიარობა ჯგუფური დროის შეყოვნების მიმართ. ვინაიდან CAP ტექნოლოგია არ შეიცავს მაღალ სიხშირულ (260 კჰც-ზე ზევით) და დაბალსიხშირულ (40 კჰც-ზე ქვევით) შემდგენლებს, მისი მგრძნობიერება ხელშეშლების გავლენისგან დაბალია. CAP ტექნოლოგიის სპექტრის მცირე სიგანის (200 კჰც) გამო არ იგრძნობა აგრეთვე ჯგუფური დროს შეყოვნების გავლენა.

3. მინიმალური გავლენა მეზობელ წყვილებზე. CAP არ იწვევს ურთიერთგავლენას და ხელშეშლებს ანალოგურ სატელეფონო სიგნალის სპექტრში, რადგან 4 კჰც-ზე ქვევით მას არ გააჩნია შემდგენები.

4. შეთავსებადობა მეზობელ წყვილებზე მომუშავე შემჭიდროების აპარატურასთან. სააბონენტო და მაერთებელი ხაზების ანალოგური შემჭიდროების აპარატურასთან. სააბონენტო და მაერთებელი ხაზების ანალოგური შემჭიდროვების აპარატურის უმრავლესობა მუშაობს 1 მჰც-მდე სიხშირეთა სპექტრში. CAP მოდულაციის სისტემებს სიხშირულ არხებზე გავლენა შეუძლიათ მოახ-

დინონ მხოლოდ 4-260 კჰც დიაპაზონში. აქედან შეიძლება დავასკვნათ, რომ HDSL აპარატურას CAP მოდულაციით შესაძლებელია იმუშაოს. რაც შეეხება 2B1Q ტექნოლოგიას, მას ყოველ სიხშირულ არხზე შეუძლია გავლენა იქონიოს და, როგორც წესი, არ გამოიყენება ანალოგურ სისტემასთან ერთ კაბელში სამუშაოდ.

საკონტროლო კითხვები

1. რა თავისებურებები აქვს იმპულსურ-კოდური მოდულაციის მეთოდს?
2. რა თავისებურებები აქვს ინფორმაციის ციფრული გადაცემის ბოჭკოვან-ოპტიკური სისტემებს?
3. რა თავისებურებები აქვს ინფორმაციის ციფრული გადაცემის სისტემებს ATM ტექნოლოგიების გამოყენებით?
4. რა თავისებურებები აქვს ინფორმაციის გადაცემის ციფრულ სისტემებს ანალოგური სააბონენტო ხაზებისათვის?
5. რა თავისებურებები აქვს ინფორმაციის გადაცემის ციფრულ რადიოსისტემებს?
6. რა თავისებურებები აქვს იმპულსურ-კოდური მოდულაციის (იკმ) მეთოდს?
7. რა თავისებურებები აქვს დიფერენციალური იმპულსურ-კოდურ მოდულაციის (დიკმ) მეთოდს?
8. რა თავისებურებები აქვს ადაპტური დიფერენციალური იმპულსურ-კოდური მოდულაციის (ადიკმ) მეთოდს?
9. რაში მდგომარეობს ციფრული სიგნალების მულტიპლექსირების ძირითადი პრინციპები?
10 რაში მდგომარეობს ციფრული სიგნალების სახაზო კოდირების თავისებურებანი?

ლიტერატურა

1. ნ. ხარატიშვილი. სიგნადლების გადაცემის თეორია. თბ., განათლება, 1984, 208 გვ.

2. Зюко А.Г., Кловский Р.Д., Назаров М.В., Ринк Л.М. – Теория передачи сигналов. М.:Связь, 1980, 376с.

3. Назаров М.В., Кувшинов Б.И., Попов О.В. Теория передачи сигналов. М.:Связь, 1970, 368 с.

4. ნ. ადეიშვილი, ა. რობიტაშვილი, ვ. აბულაძე, გ. მურჯიკნელი, თ. ვეკუა. მოკლე ცნობარი ტელეკომუნიკაციის თანამედროვე ტექნოლოგიებში. თბ., „ცოტნე“, 2005, 120გვ.

5. გ. მურჯიკნელი, ა. რობიტაშვილი, თ. ვეკუა, ჯ. ხუნწარია, პ. ბოჩიკაშვილი, ვ. აბულაძე. ტელეკომუნიკაციის თანამედროვე ციფრული ტექნოლოგიები. თბ., ი/მ „მომავლიდან“ 2006, 308გვ.

იბეჭდება ავტორთა მიერ წარმოდგენილი სახით

გადაეცა წარმოებას 03.07.2009. ხელმოწერილია დასაბეჭდად 08.07.2009. ქაღალდის ზომა 60X84 1/16. პირობითი ნაბეჭდი თაბახი 10. ტირაჟი 100 ეგზ.

საგამომცემლო სახლი ,,ტექნიკური უნივერსიტეტი'', თბილისი, კოსტავას 77

Verba volant, scripta manent

გამომცემლობა ,,მომავლიდან'', ქ. თბილისი, 26 მაისის მოედანი №1