

**PIKOSEKUNŽU PRECIZITĀTES LAIKA INTERVĀLU  
MĒRĪŠANAS UN ANALĪZES SKAITLISKO METOŽU  
IZSTRĀDE SATELĪTU LĀZERLOKĀCIJĀ  
PIELIETOJUMAM**



ALEKSANDRS RIBAKOVŠ

## ANOTĀCIJA

Lāzerlokācijas metožu izmantošana zinātniskās programmās, kuras saistītas ar globālās ģeocentrisko koordinātu sistēmas definēšanu, Zemes rotācijas tekošo parametru noteikšanu, Zemes polu kustības mērījumiem, kontinentu dreifa noteikšanu, iespējamo zemestrīču prognozēšanu, prasa ļoti augstas precizitātes (0.5–2 cm) satelītu attālumu mērījumu rezultātus. Eksistējošie lāzeru tālmēri, daudzos gadījumos, nepilnīgi atbilst šīm prasībām, dodot precizitāti ap 4 cm. Risinot minētos lokācijas uzdevumus, liela loma ir laika intervālu analizatoru augstai izšķiršanas spējai. Satelītu lokācijā laika intervāla atsevišķa mērījuma vidējā kvadrātiskā kļūda nedrīkst pārsniegt dažus desmitus pikosekunžu, pie intervālu garuma no dažiem desmitiem līdz simtiem milisekunžu.

Promocijas darbā izstrādātas un izpētītas signālu apstrādes un analīzes skaitliskās metodes, kuras ļauj uzlabot lāzerlokācijas sistēmu precizitāti un izšķiršanas spēju.

Ievadā parādīts, lāzerlokācijā pielietoto, laika intervālu mērītāju un analizatoru precizitātes un izšķiršanas spējas mūsdienu līmenis. Atzīmēta lokācijas mērījumu precizitātes paaugstināšanas problēmas aktualitāte. Vispirms parādīts kādā veidā lāzerlokācijā tiek formētas laika intervālu secības un izpētītas to statistiskās īpašības. Parādīts, arī ka intervālu secības lāzerlokācijā veido sevišķu signālu klasi. Tad formulēts impulsu veida procesu laika parametru hronografiskā pārveidojuma princips. Pierādīts, ka, atšķirībā no intervālu pārveidojuma, hronografiskais pārveidojums ir praktiski ideāls gadījuma plūsmu parametru mērīšanai. Talāk izstrādāts un izpētīts pārveidojums, kurš ir apgriezts hronografiskajam. Noteikti fizikālie un loģiskie apgriezti hronografiskā pārveidojuma tipi. Balstoties uz apgriezti hronografisko programmloģisko pārveidojumu, izstrādāta laika intervālu interpolācijas mērītāju precizitātes paaugstināšanas metode. Izstrādātas izmērīto laika intervālu secību analīzes metodes, kuras balstās uz diskrēto veivlet pārveidojumu un fraktālo analīzi. Ar skaitliskām metodēm atrisināts jautājums par atbildes signālu amplitūdas izmaiņu izsauktās attālumu kļūdas kompensāciju. Darba pēdējā nodaļā parādītas izstrādāto metožu un algoritmu pielietošanas iespējas reālā datorhronografijas sistēmā SETIC, kuru izmanto satelītu lāzerlokācijas dienestā. Noslēgumā apkopoti iegūtie zinātniskie rezultāti un iezīmēti tālāko pētījumu perspektīvākie virzieni.

Izstrādātie signālu apstrādes algoritmi tika realizēti, autora izveidotajā, programmas nodrošinājumā SETICPRO priekš lāzerlokācijas mērīšanas sistēmas SETIC, kuru izmanto viena no satelītu lāzerlokācijas starptautiskā dienesta observatorijām "RĪGA-1884". Šo metožu pielietošana apstrādājot sinhronos lokācijas aiztures un amplitūdu mērījumus no satelīta GFO-1 atstarotajiem signāliem, deva attāluma vidējo kvadrātisko kļūdu 1.7 cm, salīdzinot ar tās pirmskorekcijas vērtību 4.9 cm.

**Atslēgas vārdi:** lāzerlokācija, notikumu plūsma, laika intervāls, hronografiskais pārveidojums, notikumu hronografēšana, interpolators, signālu formas reprodukcija, statistiskā identifikācija, histogramma, veivlet pārveidojums, kārtno mērogu analīze, fraktālā dimensija.

## ABSTRACT

Laser ranging methods and systems, used for observation of artificial geodetic satellites or for early prediction of earthquakes, have to satisfy high accuracy requirements. The root-mean-square errors in distance measurements of this kind actually should not exceed 0.5-2 cm. The problem is that the existing laser range-finders do not meet these requirements. Their errors usually are approximately 4 cm. It is shown that to resolve the mentioned laser ranging problem, the time interval measurements have to be carried out with a very high resolution and precision. For the satellite laser ranging, the root-mean-square error of single-shot measurements should not exceed tens of picoseconds in a range of time intervals measured in tens and hundreds of milliseconds.

These theses are dedicated to development and investigation of digital methods for processing and analysis of laser ranging signals in order to increase the precision and resolution of the considered laser ranging systems.

The level of precision and resolution of the time interval analyzers, typically used for laser ranging, is given in introduction. The possible ways how to increase the precision and resolution of the laser ranging measurements then is discussed. First, the sequences of time intervals in the laser ranging are analyzed and their statistical properties explored. It is shown, that the sequences of intervals represent a special class of the laser ranging signals. Second, the basics for chronographic transformations of time parameters of pulsing processes are developed. It is shown, that the chronographic transformation is very well suited for measuring the random stream parameters. Next, the principle of the inverse chronographic transformation is developed and explored. The physical and logic types of the inverse chronographic transformation are defined. A method for increasing the precision of the measured time interval interpolation is developed on the basis of program-run logic inverse chronographic transformations. The methods for analysis of the measured time interval sequences are developed on the basis of the discrete wavelet transformation and fractal analysis. The problem of how to eliminate the impact of the amplitude variation of echo-signals on the precision of laser ranging measurements is resolved by applying digital methods. In the last fifth chapter, the application of the developed methods and algorithms in real computer chronography SETIC systems, currently used in laser ranging stations, are described. The obtained scientific results are generalized and the prospective directions of the further research are specified in the Conclusion.

The offered signal processing algorithms have been implemented by developing SETICPRO software used by the SETIC laser ranging system at the "RIGA 1884" satellite observation station. The developed methods are applied for processing the jointly measured ranging delay and amplitude of the echo-signals reflected from the GFO-1 satellite. The basic result of the work is characterized by the achieved reduction of the standard deviation of the laser ranging error from 4.9 cm to 1.7 cm. That has led to significant performance improvement of laser ranging systems.

**Key words:** laser ranging, stream of events, time interval, chronographic transformation, event timing, interpolator, signal waveform reconstruction, statistical identification, histogram, wavelet transformation, multi-resolution analysis, fractal dimension.

## SAISTĪTĀS PUBLIKĀCIJAS

Promocijas darbs pēc savas būtības ir veidots kā apskats un apkopojums rezultātiem, kurus autors ir ieguvis un izklāstījis temātiski vienotā zinātnisko publikāciju kopā. Par pamatu ņemtas divdesmit trīs atlasītas publikācijas. Publikācijas veltītas dažādiem signālu apstrādes un laika intervalu analīzes aspektiem lāzerlokācijā, izmantojot impulsveida signālus.

1. Рыбаков А.С. Преобразователь код-временной интервал для систем импульсной лазерной дальнометрии // Изв. АН ЛатвССР.- 1980. - N12. - С.113-119.
2. Артюх Ю.Н., Рыбаков А.С., Вурцель И.Я. Преобразователь код-временной интервал // Авторское свидетельство СССР N 822348 - Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки. - 1981, N14.
3. Артюх Ю.Н., Рыбаков А.С. Преобразователь код-момент времени // Авторское свидетельство СССР N 970685 - Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки. - 1982, N40.
4. Рыбаков А.С. Измерение моментов функций формы импульсных сигналов // Аналого-дискретные преобразования сигналов. Рига: Зинатне. - 1982. - Вып. 6. - С. 208-223.
5. Рыбаков А.С. Фазовая задержка импульсных сигналов и ее измерение // Аналого-дискретные преобразования сигналов. Рига: Зинатне. - 1982. - Вып. 6. - С. 224-238.
6. Артюх Ю.Н., Рыбаков А.С. Преобразователь код-момент времени // Авторское свидетельство СССР N 1034176 - Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки. - 1983, N29.
7. Рыбаков А.С. Формирование временных отметок для цифрового хронографического преобразователя сигналов // Тез. докл. конф. Методы и микроэлектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов. - Рига: 1983. - Т.1. - С. 134-137.
8. Артюх Ю.Н., Рыбаков А.С. Преобразования, обратные хронографическим, и их использование в задачах временной селекции импульсных сигналов // Тез. докл. конф. Методы и микроэлектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов. - Рига: 1983. - Т.1. - С. 138-141.
9. Рыбаков А.С. Интегральные параметры временного положения импульсных сигналов и их оценивание // Тез. докл. семинара. Статистические методы оценивания в теории и практике обработки сигналов и полей. Воронеж. - 1983.- С. 135-137.
10. Рыбаков А.С. Использование метода наименьших квадратов при оценивании параметров временного положения случайных импульсов в хронографических системах // Тез. докл. конф. Методы и микроэлектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов. - Рига: 1986. - Т.3. - С. 727-730.
11. Рыбаков А.С. Выбор формы весовой функции для хронографических преобразователей на основе интегральной весовой выборки значений эталонных сигналов // Тез. докл. конф. Методы и микроэлектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов. - Рига: 1986. - Т.3. - С. 731-734.
12. Рыбаков А.С. Оценивание временного положения импульсных сигналов на основе цифровой обработки хронографических отсчетов // Методы и средства преобразования информации. - Рига: 1988. - Вып. 8. - С. 80-97.

13. Артюх Ю.Н., Арнит М.А., Беспалько В.А., Ведин В.Ю., Лапушка К.К., Рыбаков А.С. Информационно-измерительная система COMTIS для импульсной лазерной локации // Приборы и техника эксперимента.- 1993. - №6. - С.196-197.
14. Рыбаков А.С. Программная эмуляция аппаратных измерительных средств систем компьютерной хронографии лазерно-локационных сигналов // Труды международного семинара "Информационные технологии и системы для компьютерного исследования, управления и контроля динамических объектов (INFOTEN 93)".- Рига, 1993 г. - С.40-43.
15. Рыбаков А.С. О программной коррекции нелинейности шкалы интерполяторов в системах компьютерной хронографии// АВТ.- 1993.- №3. -С. 67-72.
16. Рыбаков А.С. Обработка гистограмм при статистической идентификации интерполяторов для компьютерных хронографов// АВТ.- 1995.- №3.- С. 3-14.
17. Yu. Artyukh, A. Ribakov, V. Vedin. Modulation Domain Analyzer of the DASP-Lab System. // Proceeding of the 1997 International Workshop on Sampling Theory and Application, June, 1997, Aveiro, Portugal, p.379-383.-
18. Рыбаков А.С. Использование амплитудно-временных гистограмм для восстановления аналоговых сигналов после нерегулярной дискретизации // АВТ.- 1997.- №1. -С. 31-43.
19. Yu. Artyukh, A. Rybakov, V. Vedin. A new Approach to High Performance Continuous Time Interval Counting. // Proceeding of the XI Polish National Conference "Application of Microprocessors in Automatic Control and Measurements", October, 1998, Warsaw, Poland, p. 139-143.
20. Yu. Artyukh, V. Bepal'ko, K. Lapushka, A. Rybakov, V. Vedin. Selective time interval counter for SLR applications. // Mitteilugen des Bundesamtes fuer Kartographie und Geodaesie, Band 11. "Proceeding of 11<sup>th</sup> International Workshop on Laser Ranging. Deggendorf, September 21-25, 1998", Vol.2, p. 510-515. Verlag des Bundesamtes fuer Kartographie und Geodaesie, Frankfurt am Main, 1999.
21. Yu. Artyukh, V. Bepal'ko, A. Rybakov, V. Vedin. Advanced Time Interval Counter & Analyzer Based on EET-method Application. // Proceeding of the 1999 International Workshop on Sampling Theory and Application, August 11-14, 1999, Loen, Norway, p.194-197.
22. Рыбаков А.С. Кратно-масштабный анализ сигналов при исследовании точности компьютерных хронографов // АВТ.- 1999.- №6. -С. 24-33.
23. Рыбаков А.С. Вейвлет-декомпозиция и фрактальный анализ при обработке результатов совместных измерений задержки и амплитуды лазерно-локационных сигналов // АВТ.- 2001.- №3. -С. 14-24.

## SAĪSINĀJUMI

ADP	Analogi-digitālos pārveidotājs
DAP	Digitāli-analogā pārveidotājs
DFT	Diskrētā Furjē transformācija
DVT	Diskrētā veivlet transformācija
FEP	Foto elektronu pārveidotājs
MKM	Mazāko kvadrātu metode
VKK	Vidējā kvadrātiskā kļūda
AT	Amplitude-time
COMTIS	Computerised Timing System
DLL	Dynamic Link Libraries
EET	Enhanced Event Timing
FIR	Finite Impulse Response
O-C	Observed-calculated
QMF	Quadrature Mirror Filters
SETIC	Selective Time Interval Counter

## SATURS

Ievads. Mērīšanas un laika intervālu analīzes precizitātes uzlabošanas problēmas nozīmīgums lāzerlokācijā	9
1. Impulsu lāzerlokācijas signālu īpašības, klases un modeļi	12
1.1. Laika intervālu secības – sevišķa lāzerlokācijas signālu klase	12
1.2. Lāzerlokācijas mērījumu kļūdu avoti	14
1.3. Apstrādājamo signālu statistiskās īpašības un parametru novērtējuma potenciālā precizitāte impulsu lāzerlokācijā	15
1.4. Pie signālu novietojuma laikā integrālajiem parametriem piesaistīto, intervālu robežu uzdošanas metodes	20
2. Impulsveida procesu laika parametru analogi-digitālā pārveidojuma hronografiskais princips un tā pielietojums lāzerlokācijas mērīšanas sistēmās	27
2.1. Analogi-digitālā hronografiskā pārveidojuma princips	27
2.2. Hronografiskā pārveidojuma pielietošana pārklājošos laika intervālu mērīšanai	29
2.3. Uz nepārtrauktu signālu vērtību svaroti-integrētu atlasī balstīts hronografiskais pārveidojums	30
2.4. Hronografa izšķiršanas spējas uzlabošana, pielietojot notikumu iestāšanās laika mērījumu atkārtojumu metodi (Enhanced Event Timing)	34
2.5. Histogrammu amplitūda-laiks izmantošana sekundārā analogā signāla formas atjaunošanai pēc tā skaitliskajiem nolasiņumiem	37
2.6. Fotodetektora izejas signāla laika piesaistes skaitliskā metode, izmantojot momentu secību, kuros signāls šķērso uzdotos diskriminācijas līmeņus	44
3. Apgriezti hronografiskais pārveidojums un tā pielietošana lāzerlokācijas mērīšanas sistēmās	47
3.1. Apgriezti hronografiskā, digitāli-analogā pārveidojuma princips	47
3.2. Apgriezti hronografisko pārveidotāju uzbūves īpatnības	47
3.3. Apgriezti hronografiskie pārveidojumi uzdevumos par atbildes signālu atlasī laikā uz reālā laika skalas, izmantojot starpību metodi	48
3.4. Pārveidojuma diskrēta izvēle pie lāzerlokācijas atbildes signālu selekcijas laikā	49
3.5. Precīzie “kods-laika intervāls” pārveidojumi uzdevumos par impulsveida signālu piesaisti pie laika skalas	51
3.6. Loģiskā pārveidojuma “kods-laiks” funkcijas izmantošana programmas algoritmā, pikosekunžu interpolatora precizitātes uzlabošanai	54
3.7. Pikosekunžu interpolatora pārveidošanas funkcijas “kods-laiks” statistiskā identificēšana un graduēšana	55
3.8. Algoritmi autodidakti - histogrammu klasifikācijai un apstrādei	57
3.9. Histogrammu apstrādes operāciju secība un rezultātu kontrole	61
4. Izmērīto laika intervālu vērtību nestacionāro virkņu multi izšķiršanas	

analīze lāzerlokācijas pamatzdevumos	64
4.1. Laika intervālu novērtējuma nestacionāro secību analīzes aktualitāte	64
4.2. Uz diskreto veivlet-transformāciju bāzētās multi izšķiršanas analīzes būtība	66
4.3. Intervālu secības rekonstrukcijas un veivlet dekompozīcijas aprēķinu pamatsakarības	67
4.4. Laika intervāla mērīšanas kļūdas sastāvdaļu dekompozīcijas piemērs	71
4.5. Atbildes signālu amplitūdu izkliedes iespaids uz trajektorijas precizitātes mērījumiem kompensācijas problēma, izdarot paralēlus un vienlaicīgus lokācijas aiztures un fotodetektora izejas signāla amplitūdas mērījumus	71
4.6. Dažādu mērogu līmeņu signālu fraktālā ekspress klasifikācija stacionāros un nestacionāros signālos	75
4.7. Apslēpto anomālo izsitienu veivlet filtrācija nestacionārās secībās, savietojot regresijas līniju ar izkliedes diagrammu	76
4.8. Histogrammu statistiskā trokšņa izlīdzināšana mēriekārtu precīzās graduēšanas procesā	82
5. Laika intervālu mērīšanas un analīzes metožu pielietošana lāzerlokācijas mērīšanas sistēmā SETIC	84
5.1. Datorhronografijas sistēma SETIC	84
5.2. Programmas SETICPRO pielietojamība un funkcionālās iespējas	84
5.3. SETICPRO programmas uzbūves vispārīgie principi	87
5.4. SETICPRO programmas, kā reālā laika sistēmas programmas, uzbūves īpatnības	88
Nobeigums. Darbā iegūtie rezultāti	90
Literatūres saraksts	92



## IEVADS

### MĒRĪŠANAS UN LAIKA INTERVALU ANALĪZES PRECIZITĀTES UZLABOŠANAS PROBLĒMAS NOZĪMĪGUMS LĀZERLOKĀCIJĀ.

*Aktualitāte.* Lāzerlokācijas metode attālumu mērīšanā ir potenciāli visprecīzākā no zināmām attālumu mērīšanas metodēm. Tas saistīts ar lāzerstarojuma lielo jaudu (desmiti gigavatu), kura koncentrēta ļoti īsā gaismas impulsā (daži desmiti vai simti pikosekunžu) un nelielo stara diverģenci [1]. Izdarot mērījumus homogēnā vidē, attālums līdz mērķim ir proporcionāls atstarotā lokācijas signāla nokavēšanās laikam. Attālums un divas leņķa koordinātes pilnībā nosaka mērķa novietojumu telpā. Datoru vadītām lāzerlokācijas sistēmām jārealizē precīzu kustīga objekta stāvokļa noteikšanu telpā un sekošanu tā pārvietojumam reālā laika skalā [2].

Lāzerlokācijas metodes izmantošana zinātniskajās programmās, kuras balstās uz ģeodēzisko satelītu mērījumiem, iespējama, ja attālumu mērījumu precizitāte ir 1–2 centimetri [3–5]. Tādā gadījumā šo mērījumu rezultāti var tikt izmantoti satelītu orbītu parametru noteikšanai, Zemes polu kustības analīzei, gravitācijas lauka pētījumiem, paisuma efektu noteikšanai Zemes garozā, tektonisko parādību, kontinentu dreifa un citu ģeodēzisku un navigācijas problēmu risinājumiem.

Vēl augstākai mērījumu precizitātei ir jābūt, ja lāzerlokācijas metodes tiek pielietotas agrīnās zemestrīču prognozēšanas programmās. Lai izpētītu ģeofiziskās parādības, kuras vērojamas Zemes garozā seismiski aktīvos rajonos, nepieciešams izdarīt virsmas deformāciju mērījumus noteiktos punktos, kuri izvietoti ļoti lielās platībās. Šajā gadījumā bāzes attālumu ar kārtu līdz 100 km kontrolmērījumu precizitātei ir jābūt 0.5–1 centimetrs un mērījumu seansu ilgumam ar tam sekojošu datu apstrādi ir jābūt samērojamam ar Zemes garozā notiekošo tektonisko procesu ilgumu [6]. Eksistējošās lāzeru tālmēru sistēmas pagaidām neatbilst šīm prasībām ne precizitātes ne arī datu apstrādes ātruma ziņā [2].

Eksistējošie laika intervalu mērītāji nodrošina atsevišķa mērījuma (bez viduvējošanas) vidējo kvadrātisko kļūdu ap 100 pikosekundēm pie mērījumu frekvences no 1 līdz desmitiem MHz [7]. Atgādināsim, ka 100 pikosekundēs gaisma noiet 3 cm lielu attālumu.

Minēto lokācijas uzdevumu risinājumā ļoti liela nozīme ir jautājumam par laika intervalu analizatoru izšķiršanas spēju, t.i. analizatoru spēju izšķirt ļoti tuvus laika intervalus. Satelītu lāzerlokācijā tipiski ir laika intervalu garumi diapazonā starp dažiem desmitiem un simtiem milisekunžu. Pie tam atsevišķa mērījuma vidējā kvadrātiskā kļūda nedrīkst pārsniegt dažus desmitus pikosekunžu.

Laika intervalu mērīšana un analīze ar pikosekunžu precizitāti ir aktuāla arī citās zinātnes un tehnikas nozarēs. Tā eksperimentālajā fizikā laika intervālu precīza analīze tiek izmantota pētot ierosināto kodolu stāvokļus, novērtējot elementārdaliņu dzīves laiku un tās identificējot [8]. Neitronu fizikas un plazmas fizikas svarīgāko virzienu attīstība savā laikā bija tieši saistīta ar laika intervalu mērīšanas un analīzes precīzu iekārtu izstrādi [9].

*Pētījumu mērķis.* Promocijas darbā tika izvirzīti sekojoši galvenie uzdevumi:

- Parādīt mērījumu precizitātes uzlabošanas problēmas nozīmīgumu lāzerlokācijā un iezīmēt tās risinājuma iespējamus ceļus.
- Izpētīt sevišķas grupas lāzerlokācijas signālu – nestacionāru, aperiodisku laika

intervalu secību īpašības.

- Apkopot impulsveida procesu laika parametru pārveidošanas metodes, kuras izsauc laika intervalu secības lāzerlokācijā.
- Izstrādāt jaunas un modificēt jau pazīstamās nestacionāru, aperiodisku signālu analīzes metodes to pielietojumam laika intervālu secībām.
- Izstrādāt vienkāršu algoritmu gadījuma un determinētu kā arī stacionāru un nestacionāru laika intervalu secību atpazīšanai.
- Pierādīt iespēju laika intervalu mērīšanas precizitātes un intervalu secību analīzes uzlabošanai, izmantojot programēšanas metodes.
- Atrisināt programēšanas ceļā svarīgus lāzerlokācijas uzdevumus, kuru risināšanai tradicionāli izmanto analogās tehnikas aparatūru.
- Izstrādāt programmistiski realizējamus algoritmus atbildes signālu piesaistei pie laika skalas, kuri izslēgtu nepieciešamību veidot sarežģītas laika piesaistes analogās iekārtas.
- Demonstrēt izstrādāto algoritmu pielietošanas efektivitāti lāzerlokācijas konkrēto praktisko uzdevumu risināšanā.

Promocijas darbs pēc savas būtības ir veidots kā apskats un apkopojums rezultātiem, kurus autors ir ieguvis un izklāstījis temātiski vienotā zinātnisko publikāciju kopā. Par pamatu ņemtas divdesmit trīs atlasītas publikācijas, tajā skaitā trīs izgudrojumu autorapliecības. Publikācijas veltītas dažādiem signālu apstrādes un laika intervalu analīzes aspektiem lāzerlokācijā, izmantojot impulsveida signālus. Papildus pie visa minētā promocijas darbā iekļauti arī vēl npublicēti materiāli, kuri palīdz apvienot vienā veselā npublicētos materiālus un tā uztvert kā vienotu un pabeigtu darbu.

*Promocijas darbā struktūra.* Promocijas darbs sastāv no ievada, piecām nodaļām un noslēguma.

Pirmajā nodaļā izklāstīts kā tiek formētas laika intervalu secības lāzerlokācijā un pētītas to statistiskās īpašības. Pierādīts, ka intervalu secības lāzerlokācijā veido sevišķu signālu grupu. Būdami laika funkcijas, tie vienlaicīgi var tikt raksturoti ar laika dimensiju.

Darba otrajā nodaļā formulēts impulsveida procesu laika parametru hronografiskās pārveidošanas princips. Parādīts, ka atšķirībā no intervalu pārveidošanas principa, hronografiskais princips ideāli noder gadījuma plūsmu parametru mērīšanai. Priekš hronografiskajiem pārveidotājiem, kuri izmanto uzlaboto notikumu hronografijas metodi EET (Enhanced Event Timing) izstrādāts algoritms, kurš ļauj atveidot sekundāro signālu formu, izmantojot, tā saucamās, amplitūdas-laika histogrammas.

Darba trešajā nodaļā izstrādāts un izpētīts hronografiskam pārveidojumam apgrieztā pārveidojuma princips. Aplūkotas pārveidotāju "kods-laika moments" fizikālās realizācijas īpatnības. Parādīta šādu pārveidotāju izmantošanas efektivitāte atbildes signālu izdalīšanai pēc laika parametra reāla laika mērogā. Balstoties uz realizēto apgrieztu hronografisko programlōģisko pārveidojumu izstrādāta metode interpolācijas tipa laika intervalu mērītāju precizitātes uzlabošanai.

Darba ceturtajā nodaļā izstrādātas metodes izmērīto laika intervalu secību analīzei, balstoties uz diskrēto veivlet – pārveidojumu (wavelet transform) un fraktālo analīzi. Mūsdienās veivlet analīze tiek plaši izmantota neperiodisko balss signālu apstrādē, attēlu atpazīšanā un attēlu izmēru izmaiņu uzdevumu risinājumos. Taču netika pētītas veivlet metožu pielietošanas īpatnības precīzai analīzei attiecībā uz tādiem specifiskas klases signāliem kā laika intervalu secības lāzerlokācijā. Netika arī izstrādāti attiecīgi lokācijas informācijas apstrādes algoritmi, kuri balstītos uz veivlet pārveidojumu.

Prezentētais darbs daļēji aizpilda šo tukšumu. Balstoties uz veivlet pārveidojuma metodēm tiek izvirzīta pieeja datorhronografa precizitātes novērtējumam. Šajā nodaļā, izmantojot veivlet–fraktālās analīzes digitālās metodes, atrisināts uzdevums par atbildes signālu amplitūdu izkliedes izsaukto attālumu mērījumu kļūdu kompensāciju.

Darba piektajā nodaļā aprakstīti izstrādāto metožu un algoritmu pielietojumi izveidotajā datorhronografijas sistēmā SETIC, kura tiek izmantota satelītu lāzerlokācijas observatorijās.

Noslēgumā dots iegūto zinātnisko rezultātu kopsavilkums un norādes uz perspektīviem virzieniem tālākiem pētījumiem.

# 1. IMPULSU LĀZERLOKĀCIJAS SIGNĀLU ĪPAŠĪBAS, KLASES UN MODEĻI

Šajā nodaļā tiek definēta noteikta lāzerlokācijas signālu klase – laika intervālu nestacionāras secības un tiek pētītas to statistiskās īpašības. Analizēti iespējamie kļūdu avoti lāzerlokācijas mērījumos. Parādīts, ka laika intervālu secību statistiskās īpašības ir ģenētiski saistītas ar impulsveida gadījuma procesu novietojuma laikā parametru vērtību statistiskajām īpašībām fotodetektora izejā. Ieteiktas metodes precizitātes paaugstināšanai, uzdotot mērāmo intervālu robežas. Metožu būtība ir intervālu robežu piesaistē pie atbildes signālu novietojuma laikā integrālajiem parametriem. Parādīta iespēja signālu integrālo parametru izdalīšanai, izejot no lineāru inerciālu sistēmu reakcijas.

## 1.1. Laika intervālu secības – sevišķa lāzerlokācijas signālu klase

Daudzās zinātnes un tehnikas nozarēs, apstrādājamie signāli, ataino kāda enerģētiska parametra (spriegums, strāva, jauda) momentāno vērtību izmaiņu laikā. Signāls tiek diskretizēts, kvantēts pēc līmeņa un apstrādāts ar, labi izstrādātām, signālu teorijas metodēm [10, 11]. Lāzerlokācijā aina ir principiāli atšķirīga. Informācijas nesējs nav vis signāla momentānā vērtība diskretizācijas momentā, bet gan elementārā signāla, kurš ietilpst uztveramo signālu plūsmā, novietojuma laikā parametri. Piemēram, impulsa novietojums laikā, attiecībā pret kādu sākuma momentu.

Signālu plūsma var tikt formēta mākslīgi, kad, periodiski izstarotiem, zondējošiem starta signāliem seko atstarotie (atbildes) stop signāli, kuru lokācijas aizturi nosaka kustībā esošs satelīts. Parāli tam eksistē dabiska, no signāliem neatkarīga, trokšņu impulsu plūsma, kuru izsauc fona apgaismojums. Abu plūsmu impulsi, kā likums, nav atdalāmi pēc formas un enerģētiskiem parametriem (amplitūda, enerģija). Tos var atdalīt tikai pēc novietojuma laikā parametriem.

Attālumu mērīšana ar lāzerlokācijas metodēm balstās uz pieņēmumu, ka, viendabīgā vidē, gaismas ātrums ir nemainīgs un tā izplatās pa taisni. Attāluma mērīšana līdz mērķim (satelītam) reducējas uz laika intervāla noteikšanu starp zondējošā signāla izstarošanas laika momentu un atstarotā atbildes signāla uztveršanas momentu. Šo intervālu sauc arī par atbildes signāla lokācijas nokavēšanās laiku, vai vienkārši par lokācijas aizturi (nokavēšanos) (ranging delay).

Vispārīgā gadījumā, gaismas impulsa izplatīšanās laika intervāls neviendabīgā vidē (atmosfēra) saistīts ar ģeometrisko attālumu  $R$  līdz mērķim ar sakarību, kura izriet no ģeometriskās optikas likumiem [12]:

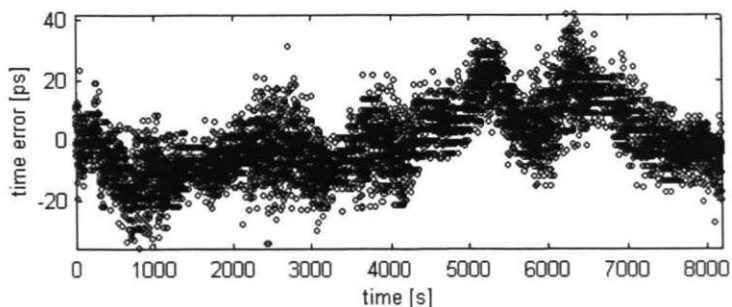
$$\tau_d = \frac{2}{c} \int_0^R n_g(r) dr \quad (1.1)$$

kur  $c = 2.99792458 \cdot 10^9$  m s<sup>-1</sup> – gaismas ātrums vakuumā,  $n_g(r)$  vides refrakcijas grupas indekss tekošajā punktā  $r$ , kurš ņemts uz gaismas impulsa izplatīšanās trases. Ja gaismas impulsa izplatīšanās vide ir viendabīga (homogēna), tas ir, kad vides refrakcijas indekss gar staru nav atkarīgs no telpas koordinātēm  $n_g(r) = n_g$ , tad attālums līdz objektam un signāla lokācijas aizture saistīti ar vienkāršu sakarību:

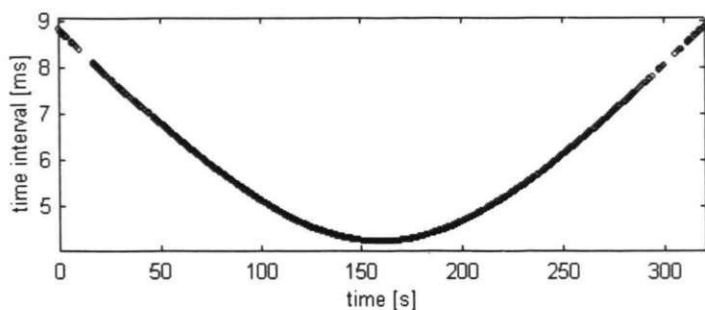
$$R = \frac{c \tau_d}{2n_g} \quad (1.2)$$

Intervālu vērtējumu secības (1.1), kuras iegūtas dažādos tekošā laika diskrētos

momentos, attēlo mērķa radiusvektora  $R(t)$  moduļa izmaiņas. Tieši šī intervālu vērtējuma secība  $\{\tau_d[k]\}$  rada interesi analīzei. Atkarībā no lokācijas uzdevuma risinājuma, intervālu vērtējumu secība satur nepieciešamo informāciju. Tā, kalibrējot pēc zināma, konstanta attāluma, interesi rada intervāla mērīšanas kļūdu izmaiņas laikā (1.1). Tas ļauj spriest par mēriekārtas precizitāti un ilgperioda parametru stabilitāti. Satelītu trajektoriju mērījumos interesi izsauc lokācijas aiztures atkarība no laika (1.2.att.).



1.1. att. Kalibrēšanas laika intervāla mērījumu kļūdu secība.



1.2. att. No satelīta atstaroto atbildes signālu lokācijas aizturu mērījumu secība.

Izvēloties laika intervālu vērtējuma secību analīzes metodes un programmu algoritmu izstrādi, ir svarīgi zināt kā šāda secība ir veidota, kādas ir tās īpašības statistiskā un informatīvā skatījumā. Tas ļauj novērtēt laika intervālu mērītāju un analizatoru potenciālo un reālo precizitāti.

*Par secību statistiskām īpašībām šeit tiek uzskatītas: vērtību sadalījumu varbūtību likumi, stacionaritātes esamība vai neesamība, korelatīvās īpašības, skaitliskie raksturlielumi (vidējais, dispersija), un to atkarība no laika.*

Analīzes ērtību labad, apstrādei paredzētos lāzerlokācijas signālus sadalīsim sekojošās klasēs:

- *Gaismas lauki.* Tiem pieskaitāmi zondējošie gaismas impulsi, kurus izstaro lāzeri un, kuri tālāk izplatās atmosfēras slānī un brīvajā telpā. Par tādu signālu modeļiem var tikt uzskatīti optisko frekvenču elektromagnētiskā lauka viļņu paketes. Šeit pieskaitāms arī fona starojums, kuru rada Debess spīdekļu starojums, Zemes atmosfēras izkliedētā gaisma un citi gaismas avoti.

- *Fotodetektora izejas elektriskie analogi signāli sprieguma vai strāvas veidā.* Par šādu signālu modeļiem var tikt uzskatīti impulsveida gadījuma procesi, kurus rada gaismas lauku pārveidošanas elektronu plūsmā kvantu mehāniskā procedūra ar sekojošu pastiprinājumu fotodetektorā. Šīs klases signālu informatīvie parametri ir to novietojuma laikā parametri.

- *Elektriskie diskrētie signāli-laika atzīmes.* Tie ir kāda standarta formas signāli ar noteiktu ilgumu un amplitūdu, kuru novietojums laikā ir viennozīmīgi un lineāri saistīts ar fotodetektora izejas signālu novietojuma laikā parametriem.

- *Lokācijas aiztures laika intervālu secības.* Intervālu robežas tiek uzdotas ar diskrētiem signāliem-laika atzīmēm. Pēc intervālu analogi-digitālā pārveidojuma analīzei tiek pakļauti digitālie signāli lokācijas aiztures laika intervālu izmērīto vērtību secību veidā. Atšķirībā no gadījuma atlasēs, tāda veida signāls ir laika rinda, vai laikā sakārtotu mērījumu secība. Lokācijas rezultātu piesaiste pie laika ir analīzei ārkārtīgi svarīga. Kā zināms, analizējot gadījuma atlasi, novērojumu piesaiste pie laika nekādu interesi nerada.

Lāzerlokācijas sistēmās notiek norādīto četru klašu signālu pakāpeniska pārveidošana no viena uz otru. Gaismas lauki tiek pārveidoti impulsveida gadījuma procesos, no kuriem tiek formēti diskrētie signāli-laika atzīmes, kuri uzdod mērāmo laika intervālu robežas un nosaka digitālo signālu momentānās vērtības intervālu vērtējumu secību veidā.

*Šajā promocijas darbā, atšķirībā no jau zināmām pieejām [13,14], laika intervālu secības izdalītas sevišķā signālu klasē. Viena no šīs klases signālu īpatnībām pastāv tajā faktā, ka, būdami laika funkcijas, tie paši satur laika dimensiju. Šīs klases signālu svarīga īpašība ir aperiodiskums un nestacionaritāte. Signāla nestacionaritāte tieši satur derīgo informāciju, tāpēc, ka tā vidējā vērtība, būdama laika funkcija, ataino kustīga mērķa radiusvektora moduļa izmaiņas. Dažās publikācijās tāda veida signālus apvieno ar signāliem, kuriem ir frekvences vai fāzes dimensija, un izdala atsevišķā apgabalā, kurš kvalitatīvi atšķiras no laika vai spektrālā apgabala. Šādu apgabalu nosauc par modulācijas apgabalu (Modulation Domain) [15,16].*

Var parādīt, ka šīs klases signālu statistiskās īpašības rada impulsveida gadījuma procesu statistiskās īpašības lokācijas aiztures mērījumu starta un stopa impulsu kanālos, kā arī lokācijas uzdevuma mērīšanas procesa īpatnības. Piemēram, bez signāla vidējās vērtības galvenās informatīvās komponentes, kura ataino mērķa radiusvektora moduļa izmaiņas, citas, vidējās vērtības, neinformatīvās komponentes var rasties no nestacionārām parādībām iekārtās, kuras pārveido gaismas un elektriskos signālus laika intervālu mērītājā.

*Gadījuma komponentes* šīs klases signāliem ir pilnīgi atkarīgas no lāzerlokācijas mērījumu gadījuma kļūdām.

## 1.2. Lāzerlokācijas mērījumu kļūdu avoti

Lokācijas mērījumu iespējamo kļūdu avotu analīze paver iespēju novērtēt mērīšanas sistēmu precizitāti un izšķiršanas spēju kopumā. Iespējamo kļūdu avotu analīzes vienkāršošanai, lāzerlokācijas sistēmu var nosacīti sadalīt četrās atsevišķās daļās-apakšsistēmās, no kurām katra dod savu daļu kopējā lokācijas aiztures mērījumu kļūdā.

*Pirmā apakšsistēma* – instrumentālā. Tā satur fotodetektora izejas signālu laika piesaistes iekārtas, kuras nosaka mērāmo intervālu robežas, laika intervālu mērītāju, reālā laika mērītāju, frekvences standartu, teleskopa vadības sistēmu, izmērīto datu apstrādes un analīzes sistēmu. Kļūdas, kuras rodas iestādot laika intervāla robežas, rodas no tā signāla gadījuma rakstura, kurš tiek padots uz laika piesaistes iekārtu. Šīs kļūdas var samazināt, pielietojot speciālas metodes fotodetektora izejas signālu apstrādē. Laika intervālu mērītāja kļūdas arī var tikt samazinātas, uzlabojot intervālu mērīšanas aparāturu un mērīšanas metodes, kā arī, izstrādājot jaunas, uz programmu bāzes balstītas, apstrādes un analīzes metodes.

*Otrā apakšsistēma* – gaismas lauku raidītājs, uztvērējs un pārveidotājs. Tā satur sevī optisko teleskopa sistēmu, kā arī, noraidītā un uztvertā gaismas lauku fotodetektoru-pārveidotāju elektriskajos signālos, ar kuru novietojuma laikā

parametriem tiek uzdotas mērāmo intervālu robežas. Fotodetektora izejas signālam ir gadījuma raksturs pat tad, ja gaismas laukam nav gadījuma rakstura. Tas saistīts ar gaismas fotonu plūsmas pārveidošanas elektronu plūsmā kvantu-mehānisko procesu un sekojošo fotoelektronu pavairošanu fotoelektronu pavairotāja dinožu sistēmā. Signāla gadījuma raksturs (formas, amplitūdas, ilguma nenoteiktība) izsauc kļūdas novērtējot tā novietojuma laikā parametrus un formējot signālus-laika atzīmes laika piesaistes sistēmās. Pie šīs apakšsistēmas pieder arī lāzera raidītājs, lai gan tā izsaukto kļūdu raksturs ir nedaudz atšķirīgs. Piemēram, parādoties vairākām starojuma modām, gaismas impulsa forma tiek izkropļota un kļūst saraustīta ar gadījuma raksturu.

*Trešā apakšsistēma* - satur gaismas impulsa izplatīšanās vidi, ietverot daļu ceļa Zemes atmosfērā un daļu ceļa brīvā kosmiskā telpā. Atmosfēras refrakcijas grupas indeksa nenoteiktība neiespaido lokācijas aiztures mērīšanas precizitāti, bet iespaido attāluma novērtējumu, aprēķinot pēc formulas (1.2). Daudz būtiskāku efektu izsauc gaismas viļņu tangenciālā refrakcija, kura dod izplatīšanās virziena izliekumu. tangenciālā refrakcija rodas gadījumā, kad laušanas koeficients mainās plaknē, kura ir perpendikulāra izplatīšanās virzienam. Kļūdas, kuras saistītas ar refrakcijas indeksiem, principā, var samazināt, ja lokāciju izdara ar dažāda viļņu garuma gaismas impulsiem (daudzkrāsu lāzerlokācija) un izmanto gaismas dispersijas īpašības. Ja vidē eksistē gaismu izkliedējoši veidojumi (mākoņi, aerozoli), iespējama gaismas signāla nekoherenta izkliede. Daudzkārtīgas izkliešanas rezultātā signāls izplūst laikā. Tas noved pie gaismas signāla formas izmaiņām, izsaucot kavējošās izkliešanas "astes" parādīšanos, kura rada papildus nekontrolējamu kļūdu lokācijas aiztures mērījumos.

*Ceturtnā apakšsistēma* - uz satelītiem uzstādītie gaismas atstarotāji. Pie noteiktiem nosacījumiem atstarotāji var gaismas signālu izstiept un izkropļot tā formu, kas rada vēl vienu papildus nekontrolējamu kļūdu lokācijas aiztures mērījumos. Kļūdu, kuras ienes katra no aplūkotām apakšsistēmām, statistiskās īpašības gala rezultātā nosaka izmērīto laika intervālu secību statistiskās īpašības.

Tomēr, izstrādājot lāzerlokācijas mērīšanas sistēmas, var mēģināt uzlabot tikai pirmās, instrumentālās apakšsistēmas precizitātes iespējas. Kļūdas, kuras ienes pārējās trīs nosacītās apakšsistēmas var tikai ņemt vērā, novērtējot lāzerlokācijas sistēmas reālo precizitāti un izšķiršanas spēju kopumā.

### **1.3. Apstrādājamo signālu statistiskās īpašības un parametru novērtējuma potenciālā precizitāte impulsu lāzerlokācijā**

Intervāla  $\tau_d$  robežas lāzerlokācijā tiek uzdotas nevis ar gaismas bet gan ar starta un stopa elektriskajiem impulsiem. Šie impulsi, kurus sauc arī par laika atzīmēm, ir ar standartizētu formu, ilgumu un amplitūdu. To novietojumam laikā ir jābūt viennozīmīgi un lineāri saistītam ar gaismas impulsu novietojumu laikā. Gaismas impulsu pārveidošana elektriskajos signālos-laika atzīmēs norisinās divos etapos. Pirmajā etapā notiek gaismas impulsa lauka fotoelektronu pārveidošana fotodetektora elektriskajos impulsos. Otrajā etapā notiek fotodetektora, gadījuma formas, impulsveida signāla piesaiste pie laika skalas. Šīs piesaistes rezultātā iegūstam signālu-laika atzīmi. Laika atzīmju formēšanas algoritms ir atkarīgs no apstrādājamo signālu (gaismas un elektriskie) statistiskajām īpašībām un, gala rezultātā, nosaka intervāla uzdošanas robežu precizitāti. Par fotodetektora izejas signālu vispārinātu modeli var pieņemt impulsveida gadījuma procesu [17]. Izteiksim impulsveida procesu kā fiksētu parametru lineāras sistēmas punktveida procesa (notikumu gadījuma plūsma) pārveidojuma rezultātu:

$$u(t, \bar{a}) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t - \tau, \bar{a}) \sum_{i=1}^{k(t)} \delta(\tau - \tau_i) d\tau \quad (1.4)$$

kur  $g(t, \bar{a})$  - lineārā pārveidojuma kodols, kurš asociējas ar lineāras sistēmas impulsveida raksturojumu,  $\delta(t)$  - Diraka delta funkcija,  $\bar{a} = (a_1, \dots, a_n)^T$  - gadījuma parametru vektors,  $\{\tau_i\}$  - gadījuma notikumu plūsmas  $\{k(t), t \in (t_a, t_b)\}$  laika koordinātes pie plūsmas intensitātes  $\lambda(t)$ ,  $(t_a, t_b)$  - plūsmas uzdošanas kopējais intervāls, indekss T apzīmē transponēšanu. Nesamazinošā nolasošā kvantitāte

$$k(t) = \sum_{i=1}^k \sigma(t - \tau_i) \quad (1.5)$$

raksturo notikumu skaitu idealizētu punktu veidā, kuri, pēc gadījuma likuma, parādās pusintervālā  $(t_a, t]$  laika momentos  $\{\tau_i\}$ , kuri sanumurēti nesamazināšanās

kārtībā:  $t_a < \tau_1 \leq \dots \leq \tau_k \leq t$ ,  $\sigma(t) = \int_{-\infty}^t \delta(\tau) d\tau$  - Hevisaida vienības funkcija.

Svaru funkcija  $g(t)$  parasti asociējas ar fotouztvērēja viena elektrona reakciju [18] un var tikt izteikta sekojošā veidā:

$$g(t) = As(t - \tau),$$

kur  $s(t)$  - determinēta funkcija,  $A$  un  $\tau$  - savstarpēji neatkarīgi gadījuma parametri, kuri raksturo viena elektrona reakcijas amplitūdu un nokavēšanos.

Ja funkcija  $g(t)$  apraksta sprieguma impulsu, tad, pie aktīvas foto elektronu pārveidotājā (FEP) slodzes, amplitūdas parametru var izteikt kā:

$$A = eGR,$$

kur  $e = 1.6021892 \cdot 10^{-10}$  Kl - elementārais elektriskais lādiņš,  $G$  - gadījuma rakstura FEP reizinājuma koeficients,  $R$  - slodzes pretestība. Tiem FEP, kurus izmanto lāzerlokācijas sistēmās, reizinājuma koeficienta tipiskās vērtības ir  $G = 10^6 - 10^9$ , tāpēc, pie vienelektrona impulsa ilguma 5 nanosekundes un slodzes  $R = 50$  Omi, viena fotoelektrona impulsa amplitūda var mainīties robežās no 1.6 milivolta līdz 1.6 voltiem.

Sakarā ar elementāro impulsu ilguma ierobežotību un atšķirību no nulles var iestāties to pārklāšanās, kuras rezultātā impulsu secība pārvēršas nepārtrauktā procesā. Impulsveida gadījuma procesam izejot cauri elektriskajām shēmām (FEP slodzes pretestības, pastiprinātāji u.c.), tam aditīvi pievienojas troksnis  $n(t)$ , kuru var uzskatīt par stacionāru Gausa sadalījumu ar nulles vidējo vērtību. Impulsveida gadījuma procesa pilnīgs statistiskais apraksts satur to izsaucošās punktveida notikumu plūsmas aprakstu  $\{\tau_i\}$ , svaru funkcijas  $g(t)$  konkrētā veida noteikšanu un parametru  $\bar{a} = (a_1, \dots, a_n)^T$  gadījuma vektora varbūtīgā sadalījuma noteikšanu.

Jebkuras plūsmas punktu grupas statistiskās īpašības var tikt aprakstītas ar  $k$  skaita punktu un to parādīšanās momentu  $\{\tau_i\}$  kopējo sadalījuma blīvumu  $\pi_k(\tau_1, \dots, \tau_k)$  plūsmas uzdošanas intervālā  $(t_a, t_b)$ , kuras normēšanas nosacījumu izsakās kā [19]

$$\frac{1}{k!} \int_{t_a}^{t_b} \pi_k(\tau_1, \dots, \tau_k) d^k \bar{\tau} = P_k[(t_a, t_b)] \quad (1.5)$$

$$\sum_{k=0}^{\infty} P_k[(t_a, t_b)] = 1$$



kur  $d^k \bar{\tau} = d\tau_1 \dots d\tau_k$ ,  $P_k[(t_a, t_b)]$  - varbūtība, ka intervālā  $(t_a, t_b)$  parādīsies tieši  $k$  punkti, indekss ( $k$ ) iekavās zem integrāla zīmes apzīmē integrēšanas kārtu. Izsaucošā punktveida procesa  $\{\tau_i\}$  statistiskā apraksta konkretizēšanai ir jāņem vērā tā ģenerācijas reālie fizikālie mehānismi gaismas lauku fotonu-elektronu pārveidojuma procesā, tajā skaitā arī lauku statistiskās īpašības.

No gaismas lauku fotoelektronu pārveidojuma teorijas [20] seko, ka, vispārinātā gadījumā, plūsmas punktu skaits ar momentāno intensitāti  $\lambda(t)$  var tikt aprakstīts ar tā saucamo kvazi-puassona sadalījumu

$$P_k[(t_a, t_b) | \Lambda] = \frac{\Lambda^k}{k!} e^{-\Lambda}, \quad (1.6)$$

kurā sadalījuma parametrs

$$\Lambda = \int_{t_a}^{t_b} \lambda(t) dt, \quad (1.7)$$

kurš raksturo  $k$  punktu skaita vidējo vērtību un dispersiju ir gadījuma lielums ar sadalījuma blīvumu  $w_\Lambda(\Lambda)$ . Plūsmas  $k$  punktu skaita beznosacījumu sadalījumu šajā gadījumā var iegūt viduvējot nosacītu sadalījumu pēc iespējamo parametra  $\Lambda$  vērtību kopas.

$$P_k[t_a, t_b] = \frac{1}{k!} \int_0^\infty \Lambda^k e^{-\Lambda} w_\Lambda(\Lambda) d\Lambda \quad (1.8)$$

Plūsmas punktu skaita visvispārinātākais un neapšaubamākais sadalījuma likums ir negatīvais binominālais sadalījums, kurš, parametru robežgadījumos, pārvēršas Puassona vai Bozes-Einšteina (ģcometriskais) [21] sadalījumos. Fotoelektronu emisijas momentu izsaucošās gadījuma plūsmas  $\{\tau_i\}$  intensitāte  $\lambda(t)$  ir proporcionāla gaismas lauka intensitātei  $I(t)$  (momentānā jauda), kurš iedarbojas uz fotoelektronu pārveidotāja gaismas jutīgo materiālu:

$$\lambda(t) = \frac{\eta}{\hbar\omega} I(t) \quad (1.9)$$

kur  $\eta$  - fotoelektronu pārveidotāja kvantu efektivitāte,  $\hbar\omega$  gaismas lauka kvanta enerģija pie frekvences  $\omega$ ,  $\hbar$  - Planka konstante.

Gaismas lauka intensitātes  $I(t)$  formu, t.i., zondējošā gaismas impulsa apliecošās formu, nosaka procesi lāzera raidītājā un to pietiekami precīzi var aproksimēt ar zvanveida funkcijām, piemēram, Gausa līkni ar ilgumu līdz dažiem simtiem pikosekunžu pusmaksimuma līmenī. Parasti pieņem, ka gaismas lauka intensitātes fona (trokšņu) komponente novērošanas intervālā ir neatkarīga no laika. Kvazi-puassona plūsmas gadījumā  $k$  punktu skaita un to laika koordinātu  $\{\tau_i\}$  sadalījuma kopējais blīvums intervālā  $(t_a, t_b)$  pie fiksētas parametra  $\Lambda$  vērtības var tikt izteikts kā

$$\pi_k(\tau_1, \dots, \tau_k) = \begin{cases} e^{-\Lambda} \prod_{i=1}^k \lambda(\tau_i), & k \geq 1 \\ e^{-\Lambda}, & k = 0 \end{cases} \quad (1.10)$$

kur  $t_a < \tau_1 < \tau_2 < \dots < \tau_k < t_b$ .

Izteiksmi (1.10) var izmantot patiesīguma funkcijas analītiskai uzdošanai parametru novērtēšanas algoritmu sintēzē (tai skaitā arī laika momentu), izmantojot statistisko risinājumu un novērtējumu teorijas metodes. Uzdevumu sarežģī tas, ka gaismas lauku parametrus jāvērtē, izejot no fotodetektora izejas elektriskajiem signāliem, respektīvi,

no gaismas signālu fotoelektroniskā pārveidojuma rezultātiem. Lai noskaidrotu gaismas lokācijas signālu statistiskās novērtēšanas metožu precizitātes potenciālās iespējas, virknē publikāciju [22-24], kā novērojamiem datiem parasti tiek apskatīti vektori  $(\tau_1, \dots, \tau_k)^T$ , kuru komponentes sastāda ierosinošās plūsmas atsevišķo fotonelektronu pārveidojumu momentu punktu koordinātes intervālā  $(t_a, t_b)$ . Tāds novērojamo datu modelis atbilst praksei un gadījumam, kad gadījuma procesa elementarie impulsi nepārklājas un pastāv iespēja kaut kādā veidā reģistrēt to novietojumu laikā.

Vērtējamā parametra  $\vec{a} = (a_1, \dots, a_n)^T$  patiesīguma funkcija  $L(\vec{a})$  ir sadalījuma blīvums (1.10), ja to pieņem kā parametra funkciju. Ja patiesīguma funkcija  $L(\vec{a})$  ir zināma, tad par optimālu var uzskatīt vērtējuma algoritmu pēc maksimālā patiesīguma likuma [25]

$$\vec{a} = \arg \max_{\vec{a}} L(\vec{a}). \quad (1.11)$$

Ja patiesīguma funkcija ir diferencējama pēc parametru vektora visām komponentēm, tad maksimālā patiesīguma novērtējuma vektora komponentes var tikt iegūtas,  $n$  patiesīguma vienādojumu sistēmas kopīga risinājuma rezultātā:

$$\frac{\partial L(\vec{a})}{\partial a_j} = \frac{\partial \ln L(\vec{a})}{\partial a_j} = 0 \Big|_{\vec{a}=\vec{a}}, \quad j = \overline{1, n}. \quad (1.12)$$

Kvazi-puassona plūsmas gadījumā, vienādojums (1.12) izsakās kā:

$$\int_{t_a}^{t_b} \sum_{i=1}^k \delta(t - \tau_i) \frac{\partial \lambda_s(t, \vec{a})}{\partial a_j} \frac{1}{\lambda_s(t, \vec{a}) + \lambda_p} dt - \int_{t_a}^{t_b} \frac{\partial \lambda_s(t, \vec{a})}{\partial a_j} dt = 0 \Big|_{\vec{a}=\vec{a}}, \quad j = \overline{1, n}, \quad (1.13)$$

kur, ar indeksu  $s$  apzīmēta plūsmas intensitātes signāla komponente, ar  $p$  fona komponente. Pie intensitātes signāla komponentes Gausa profila un nulles fona, lokācijas aiztures novērtējuma algoritms reducējas uz vektoru  $(\tau_1, \dots, \tau_k)^T$  smaguma centra novietojuma laikā aprēķināšanu:

$$\hat{\tau}_d = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \tau_i \quad (1.14)$$

Viegli parādīt, ka vērtējums (1.14) ir nenobīdīta  $E[\hat{\tau}_d] = \tau_d$ , un tās dispersija ir tieši proporcionāla gaismas impulsa vidējā kvadrātiskā garuma kvadrātam un apgriezti proporcionāla plūsmas punktu skaitam.

$$D[\hat{\tau}_d | k] = \mu_2[I(t)] / k = \mu_2[\lambda(t)] / k, \quad (1.15)$$

kur

$$\mu_2[I(t)] = \mu_2[\lambda(t)] = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (t - m_1[I(t)])^2 I(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} I(t) dt} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (t - m_1[\lambda(t)])^2 \lambda(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} \lambda(t) dt} \quad (1.16)$$

ir funkciju  $I(t)$  un  $\lambda(t)$  otrās kārtas normētais centrālais moments, kurš apraksta gaismas impulsa formu un fotoelektronu plūsmas momentāno intensitāti, un

$$m_1[I(t)] = m_1[\lambda(t)] = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} tI(t)dt}{\int_{-\infty}^{\infty} I(t)dt} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t\lambda(t)dt}{\int_{-\infty}^{\infty} \lambda(t)dt} \quad (1.17)$$

ir funkciju  $I(t)$  un  $\lambda(t)$  pirmās kārtas normētais sākuma moments ("smaguma centrs").

Izteiksme (1.15) raksturo atbildes signāla novietojuma laikā parametra atsevišķa mērījuma potenciālo precizitāti un līdz ar to arī laika intervāla uzdošanas robežu precizitāti. Piemēram, pie gaismas impulsa  $\sqrt{\mu_2[I(t)]}$  vidējā kvadrātiskā ilguma ar kārtu 50 pikosekundes nevar rēķināties ar augstāku precizitāti, uzdodot laika intervālu robežas. Sākotnējā signāla-trokšņu maisījuma optimālā pārveidojuma problēmu var formulēt arī kā tā optimālas lineāras filtrācijas problēmu, kura reducējas uz lineāra filtra impulsu raksturlielumu noteikšanu [26,27]. Laika fiksēšana tiešā veidā tiek realizēta ar nelineāras diskriminācijas iekārtas palīdzību, kuru sauc par *fiksātoru* un, kura ieejā tiek padots, filtra pārveidotais, signāls. Par filtra impulsu raksturojuma optimālo kritēriju parasti izvēlas, lineāri pārveidota izejas signāla, fiksatora diskriminācijas līmeņa šķērsošanas laika momenta dispersijas minimumu. Pastāvot pietiekami augstai signāls-troksnis attiecībai, filtra  $y(t)$  izejas signāla noteikta robežlīmeņa šķērsošanas momenta  $t=T_c$  dispersija var tikt noteikta ar izteiksmi [27]:

$$D[T_c] \cong \frac{D[y(t)]}{[d\bar{y}(t)/dt]^2} \Big|_{t=T_c}, \quad (1.18)$$

kur  $\bar{y}(t)$  un  $D[y(t)]$  – izejas signāla  $y(t)$  vidējā vērtība un dispersija.

Dispersijas minimuma kritērijs (1.18) ir ekvivalents signāla pieaugšanas stāvības maksimālās attiecības pret vidējo kvadrātisko trokšņa vērtību filtra izejā, fiksācijas līmeņa šķērsošanas momentā, kritērijam. Lineāram filtram ar konstantiem parametriem (ne obligāti fizikāli realizētam) izejas signāla vidējā vērtība un dispersija izsakās kā:

$$\bar{y}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \bar{x}(\tau)h(t-\tau)d\tau, \quad (1.19)$$

$$D[y(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} K_{xx}(\tau_i, \tau_j)h(t-\tau_i)h(t-\tau_j)d\tau_i d\tau_j, \quad (1.20)$$

kur  $h(t)$  – impulsveida raksturojums,  $\bar{x}(t)$  - ieejas iedarbības vidējā vērtība,  $K_{xx}(\tau_i, \tau_j)$  – ieejas iedarbības kovariācijas funkcija. Darbā [27] parādīts, ka izteiksmes (1.18) minimums tiek nodrošināts, ja filtra impulsu raksturojums apmierina pirmā veida Fredholma lineārā integrālvienādojuma atrisinājumu.

$$\int_{-\infty}^{\infty} K_{xx}(\tau, t)h(T_c - \tau)d\tau = c \frac{d\bar{x}(t)}{dt}, \quad (1.21)$$

kur  $c$  - konstante (vispārinātā gadījumā dimensionāls lielums). Kā izriet no (1.21), optimāla, lineāra, hronējoša filtra sintēzei nav nepieciešams zināt patiesīguma funkciju, pietiek ar informāciju par ieejas iedarbības vidējo vērtību un kovariācijas funkciju. Kā zināms, Fredholma pirmā veida integrālvienādojumu risināšana ir nekorekts uzdevums, neeksistē arī šo vienādojumu, ar galīgām integrācijas robežām, vispārīgas risināšanas metodes. Tomēr, dažos atsevišķos gadījumos, kad impulsveida

raksturojumam  $h(t)$  netiek izvirzīti fizikālās realizācijas nosacījumi:  $h(t)=0$  kad  $t<0$ , var iegūt vienādojuma (1.21) reālu atrisinājumu. Piemēram, ja ieejas iedarbību var identificēt ar delta impulsa gadījuma plūsmas realizāciju (kad formulā (1.3)  $g(t)=\delta(t)$ ) Fredholma vienādojuma (1.21) risinājums dod sekojošu izteiksmi optimāla līnēārā filtra impulsu raksturojumam:

$$h_o(t) = c_o \frac{d \ln \lambda(T_d - t)}{dt} = c_o \frac{d\lambda_s(T_d - t)}{dt} \frac{1}{\lambda_s(T_d - t) + \lambda_p}, \quad (1.22)$$

kur  $c_o$  – brīvs konstants koeficients,  $T_d$ - filtra sistemātiskās laika aiztures vērtība,  $\lambda_s(t)$  – signālu un  $\lambda_p$ - fona komponentes plūsmas  $\lambda(t)$  intensitātei.

Ar precizitāti līdz konstantam koeficientam optimāla filtra impulsu raksturojums sakrīt ar plūsmas intensitātes logaritmiskā atvasinājuma spoguļattēlu plūsmai, kura nobīdīta pa laika asi par lielumu, kurš vienāds ar sistemātisko aizturi.

Ja fona nav,  $\lambda_p=0$ , optimālais filtrs ir nestabils sakarā ar to, ka tā impulsu raksturojums neapmierina absolūtās integrēšanas nosacījumus, kuri ir nepieciešamie un pietiekamie stabilitātes nosacījumi. Ja fons eksistē,  $\lambda_p>0$ , optimālais filtrs kļūst stabils. Var parādīt, ka filtra pēcdarbības izejas reakcija ir lineāri atkarīga no ieejas iedarbības “smaguma centra” novietojuma laikā. Laika moments, kurā filtra pēcdarbības reakcija šķērso nulles līmeni, var kalpot ieejas iedarbības smaguma centra stāvokļa noteikšanai. Fredholma vienādojuma risinājums (1.21) ieejas iedarbībai (1.3) veidā, pieņemot, ka kodols  $K_{xx}(t, \tau)$  ir šaurāka  $t$  funkcija nekā  $h(t)$ , tāpat noved pie filtra, kurš izdala ieejas iedarbības “smaguma centru”.

Par nožēlošanu, apstrādes optimālie algoritmi praktiski nav realizējami, jo:

- optimāla filtra impulsu raksturojums ir nestabils un praktiski nav realizējams,
- kvazi-puassona modelis bieži neatbilst reālajiem procesiem;
- prasības pret mērīšanas iekārtu precizitātes iespējām nevar tikt apmierinātas (piemēram, realizējot algoritmu (1.14) jānosaka atsevišķu fotoelektronu izlidošanas momenti).

Izteiksmes (1.15) un (1.16) var tikt izmantotas, lokācijā izmērīto, laika intervālu dispersijas novērtēšanai, kuri veido sakārtotu secību – laika rindu.

#### **1.4. Pie signālu novietojuma laikā integrālajiem parametriem piesaistīto, intervālu robežu uzdošanas metodes**

Intervāla robežu impulsi-laika atzīmes tiek formētas realizējot fotodetektoru gadījuma signālu laika fiksēšanas vai laika piesaistes procedūru. Jo precīzāk ir izdarīta laika fiksācija, jo precīzāk tiek noteikts laika intervāls. Pēc intervāla robežu noteikšanas tas ir jāizmēra, pārveidojot to skaitliskā ekvivalentā.

*Laika atzīmes formēšanas algoritms būtībā ir novietojuma laikā parametru novērtēšanas matemātiskas metodes fizikāla realizācija, kura ņem vērā elektrisko un gaismas signālu statistiskās un enerģētiskās īpašības.* Novietojuma laikā parametru novērtējums var tikt realizēts, pielietojot dažādas metodes.

Lāzerlokācijā pielietotā mērījumu teorija galvenokārt skar fotodetektora izejas signālu apstrādes metodes, par kuru modeli tiek uzskatīta fotoelektronu Puassona plūsma. Uzdevumu parasti risina, izejot no fotonu-elektronu pārveidojuma kvazi-klasiskās teorijas pozīcijām, vai tās kvantu mehāniskās versijas pozīcijām. Abu pieeju rezultāti ir apmēram vienādi. Tiek piedāvātas tādu optimālo uztvērēju struktūrshēmas,

kuri nodrošinātu novērtējuma potenciālo precizitāti. Tomēr, un par nožēlu, apstrādes optimālie algoritmi, minētās klases signāliem ir stipri sarežģīti un praktiski nerealizējami. Optimālo metožu būtisks trūkums ir to neinvariance pret signālu un trokšņu statistiskajām un enerģētiskajām īpašībām. Reālajiem, statistiskajiem sadalījumiem atšķiroties no teorētiskā modeļa, pret kuru ticis sintezēts novērtējuma algoritms, parametru (dispersijas vērtība, nenovirzība, nodrošinātība) novērtējuma kvalitāte un īpašības var stipri atšķirties no teorētiskajām uz slikto pusi. Tāpēc, praktiski, izdarot novērtējumu aprioras nenoteiktības apstākļos attiecībā uz signālu un trokšņu statistiskajiem raksturlielumiem, sevišķu nozīmi iegūst vērtējumu kvazioptimālās metodes. Pamatprasības pret šādām metodēm ir sekojošas:

- novērtēšanas metožu praktiskā realizācija nedrīkst būt saistīta ar pilnu aprioro datu izmantošanu par novērojamā signālu trokšņu maisījuma statistiskajām īpašībām un gaismas lokācijas impulsa formu;

- kvazioptimālajiem novērtējumiem ir jābūt pietiekami stabīliem pret signālu un trokšņu statistisko raksturlielumu izmaiņām un invariantiem pret mainīgiem informatīviem parametriem (piemēram, signāla amplitūda).

Kā kvazioptimālus novērtējumus aplūkosim signālu novietojuma laikā integrālos parametrus [29]. Pie zināmiem un visbiežāk praksē lietotiem novietojuma laikā integrālajiem parametriem var pieskaitīt: signāla "smaguma centra" novietojumu laikā un robežas novietojumu, kura, uzdotajā attiecībā, sadala signāla volt-sekundes laukumu. Vispārinātā gadījumā ar novietojuma laikā integrālo parametru sapratīsim *novietojuma funkcionālu*, kurš definēts ar signāliem asociēto laika funkciju  $\{u(t)\}$  kopā un noteikts, izdarot kādus integrālus pārveidojumus  $\tau_c = J\{u(t)\}$  attiecībā uz šo signālu. Vispārīgā gadījumā laika funkcijām  $\{u(t)\}$  ir jāapmierina vispārināta impulsa nosacījumi, kuri paredz signāla galīgas normas eksistenci:

$$u(t) : \exists p \in \{1, 2, \dots\} \quad (\|u(t)\|_p < \infty) \quad (1.23)$$

kur

$$\|u(t)\|_p = \left( \int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^p dt \right)^{1/p}$$

$u(t)$  funkcijas norma,  $\exists$  - eksistences kvantors. Atsevišķā gadījumā pie  $p=2$  funkcija  $u(t)$  apraksta signālu ar galīgu enerģiju, kurš ir Hilberta telpas  $L^2(\mathbf{R})$  elements.

*Atšķirībā no stāvokļa lokālajiem parametriem, tādiem kā maksimuma abscissa, moments kurā signāls sasniedz uzdoto relatīvo līmeni u.t.t., integrālie parametri ir atkarīgi no visas funkcijas  $u(t)$  uzvedības. Tie raksturo signāla novietojumu laikā novērošanas intervālā kopumā un, izejot no šāda redzes viedokļa, ir daudz neatkarīgāki no signāla formas nelielām fluktuācijām.*

Acīmredzami, ka kāds integrālais funkcionālis  $J\{u(t)\}$  var tikt pieņemts kā novietojuma laikā parametrs, ja tam piemīt *stāvokļa funkcionāļu vispārīgā īpašība*

$$J\{u(t-T)\} = J\{u(t)\} + T, \quad (1.24)$$

tas nozīmē, *pārbīdot funkcionāļa argumentu laikā, funkcionāļa vērtībai ir jāpieaug par pārbīdes lielumu.* Jāatzīmē, ka stāvokļa funkcionāļu īpašības (1.24) piemīt funkcionālim  $J\{u(t)g(t)\}$ , kad svaru funkcija  $g(t)$  var tikt izteikta sekojošā veidā  $g(t_1+t_2) = Cg(t_1)g(t_2)$ , kur  $C$ -konstante. Tādu nosacījumu apmierina  $g(t) = AB^{\alpha t}$  veida eksponenciālās svaru funkcijas, kur  $A, B, \alpha$ - konstantes. Šinī gadījumā funkcionālis  $J\{u(t)g(t)\}$  reprezentē svarota signāla  $u(t)B^{\alpha t}$  novietojuma laikā parametru.

Integrālajiem parametriem, kuri raksturo signāla  $u(t) \in L(\mathbf{R})$  centra novietojumu laikā, kā pietiekami vispārinātas un noteiktu fizikālu jēgu saturošas, var tikt uzskatītas definīcijas, kuras iegūst, bāzējoties uz Vignera sadalījuma (Wigner Distribution) stāvokļa funkcionāļiem [30,31]. Vignera sadalījumu izmanto signālu apskatam frekvenču-laika apgabalā un, kompleksam signālam  $u(t)$  ar Furjē spektru  $U(\omega)$ , to var definēt šādā veidā

$$\begin{aligned} W_u(t, \omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} u\left(t + \frac{\tau}{2}\right) u^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j\omega\tau} d\tau = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U\left(\omega + \frac{\nu}{2}\right) U^*\left(\omega - \frac{\nu}{2}\right) e^{j\nu t} d\nu \end{aligned} \quad (1.25)$$

kur zvaigznīte nozīmē komplekso sasaisti. Atšķirībā no radiolokācijā plaši izmantotās signāla nenoteiktības funkcijas [32], kuru definē kā

$$\begin{aligned} R_u(\Omega, \Theta) &= \int_{-\infty}^{\infty} u\left(t + \frac{\Theta}{2}\right) u^*\left(t - \frac{\Theta}{2}\right) e^{-j\Omega t} dt = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U\left(\omega + \frac{\Omega}{2}\right) U^*\left(\omega - \frac{\Omega}{2}\right) e^{j\omega\Theta} d\omega \end{aligned} \quad (1.26)$$

un kura saistīta ar Vignera sadalījumu caur dubultu Furjē pārveidojumu,

$$R_u(\Omega, \Theta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} W_u(t, \omega) e^{-j(\Omega t - \omega\Theta)} dt d\omega, \quad (1.27)$$

Vignera sadalījums jebkuram reālam vai kompleksam signālam vienmēr ir reāla funkcija. Pārbīdot signālu laikā  $v(t) = u(t-T)$  tā Vignera sadalījums arī pārbīdās laikā par tādu pašu intervālu  $W_v(t, \omega) = W_u(t-T, \omega)$ . Šī īpašība dod iespēju, signālu novietojuma laikā noteikšanai, izmantot Vignera sadalījuma novietojuma laikā funkcionāļus. Vignera sadalījuma normētais pirmais sākuma moments ("laika smaguma centra" abscissa) ir grupas aizture vai signāla grupas nokavēšanās laiks  $u(t)$  attiecībā pret momentu  $t=0$ :

$$\tau_G(\omega) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t W_u(t, \omega) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} W_u(t, \omega) dt} = -\frac{d\varphi_u(\omega)}{d\omega}, \quad (1.28)$$

kur  $\varphi_u(\omega) = \arg U(\omega)$  - signāla  $u(t)$  fāzes spektrs.

Pēc frekvences vidējā signāla grupas aizture atbilst signāla "enerģētiskā centra" (momentānās jaudas "smaguma centrs") novietojumam laikā,

$$\tau_c = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} t W_u(t, \omega) dt d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} W_u(t, \omega) dt d\omega} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t |u(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^2 dt}, \quad (1.29)$$

savukārt grupas aizture pie nulles frekvences reālam unipolāram signālam  $u(t)$  atbilst tā "smaguma centra" novietojumam laikā:

$$\tau_c = \tau_G(0) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t W_u(t,0) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} W_u(t,0) dt} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t u(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} u(t) dt} = -\frac{d\varphi_u(0)}{d\omega} \quad (1.30)$$

Acīmredzams, ka reāliem un, pret centru simetriskiem, unipolāriem signāliem, visi trīs aplūkotie novietojuma laikā integrālie parametri ir ar vienādām vērtībām.

*Signāla novietojuma laikā integrālo parametru analītiskās izteiksmes var interpretēt kā dažādus parametru novērtējuma algoritmus pēc to matemātiskām definīcijām.* Virkni impulsu signālu novietojuma laikā integrālo parametru var ieviest, balstoties uz stāvokļa funkcionāliem (modas, mediānas, “smaguma centri”), kuri atbilst divu signālu, reāla un etalona signāla, savstarpējai korelācijas funkcijai.

Kā zināms, attālumu mērīšana ar lokācijas metodi reducējas uz atstarotā signāla laika aiztures noteikšanu attiecībā pret zondējošo signālu. Viena signāla laika aiztures jēdziens attiecībā pret otru signālu var tikt viennozīmīgi definēts, ja abu signālu forma ir vienāda. Laika aiztures noteikšanas problēma kļūst ievērojami sarežģītāka gadījumā, kad abu signālu formas ir dažādas. Šādā gadījumā izzūd aiztures, kā laika intervāla starp, uz signālu apliecošajām izdalītiem, vienādiem punktiem, dabiskā izpratne un, jāvienojas par to, ko uzskatīt par laika nobīdes vērtību starp dažādas formas signāliem [33].

Saistības pakāpi starp izstaroto impulsu  $z(t)$  un fotouztvērēja izejā novēroto gadījuma procesa  $u(t)$  realizāciju raksturo to savstarpējā korelācijas funkcija,

$$B_{zu}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \tau) u(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} z(t) u(t + \tau) dt, \quad (1.31)$$

kuras arguments ir tekošā laika nobīde starp signāliem. Par laika aizturi raksturojošo parametru principā var izvēlēties jebkuru, stāvokļa funkcijas (1.31) funkcionāli. Ja izvēlamies modu (maksimuma stāvokli laikā), tad vērtējuma algoritms atbilst zināma signāla saskaņotas filtrācijas metodei baltā trokšņa fonā. Tomēr, dažos gadījumos, ir grūti noteikt maksimuma stāvokli tadēļ, ka savstarpējā korelācijas funkcija nav unimodāla. Šādā gadījumā ir mērķtiecīgi izvēlēties stāvokļa integrālos funkcionāļus. Ja par savstarpējās korelācijas funkcijas stāvokļa funkcionāli izvēlēties tās “smaguma centra” abscissu:

$$\tau_{cB} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau B_{zu}(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} B_{zu}(\tau) d\tau}, \quad (1.32)$$

tad var parādīt, ka ir spēkā sekojoša sakarība, kura sasaista izstarotā un uztvertā signālu “smaguma centru” stāvokļus laikā

$$\tau_{cB} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t u(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} u(t) dt} - \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t z(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} z(t) dt} \quad (1.33)$$

Izteiksmi (1.33) var izmantot viennozīmīgai laika intervāla noteikšanai starp dažādas formas signāliem, precizējot lokācijas aiztures definīciju. Novietojuma laikā integrālo parametru jēdzieni, kuri attiecas uz determinētiem signāliem un balstās uz

Vignera sadalījuma stāvokļa funkcionāļiem, var tikt attiecināti arī uz nestacionāriem gadījuma procesiem, kuru gadījumā, attiecīgie integrālie pārveidojumi izteiksies kā varbūtības nozīmes integrāļi.

Kā galīgas enerģijas determinētu signālu klases vispārinājums uz gadījuma signāliem ir harmonizēto, nestacionāro gadījuma procesu klase [34], pie kuriem var pieskaitīt arī impulsveida gadījuma procesus fotodetektora izejā. Harmonizētajiem impulsveida gadījuma procesiem var tikt definēts Vignera sadalījums, kura stāvokļa funkcionāļus var izmantot kā gaismas atbildes signālu novietojuma laikā vērtējumu.

*Aplūkosim kā var izdalīt signāla novietojuma laikā integrālos parametrus, neizmantojot to vērtību aprēķināšanu no matemātiskās definīcijas.*

Signālu novietojuma laikā integrālo parametru vērtību izdalīšanai var tikt izmantotas lineāru, inerciālu sistēmu pēcdarbību reakciju uz ieejas iedarbību analīzes metodes. Var atzīmēt divus galvenos veidus kā izmantot lineāras sistēmas pēcdarbības reakciju:

- ieejas iedarbības parametru noteikšana no pēcdarbības reakcijas mērītajiem datiem zināmos laika momentos,
- tāda laika momenta izdalīšana, kurā pēcdarbības reakcija noteiktu, iepriekš zināmu vērtību (piemēram, nulles vērtību).

Otrais gadījums atbilst lineāras filtrācijas procedūrai uzdevumos, kuros tiek fiksēti signālu stāvokļi laikā. Kā tas zināms no lineāru sistēmu ar konstantiem parametriem teorijas [35], sistēmas pēcdarbības reakcija turpinās pēc ierosinošā signāla beigām, un zināmā pakāpē ataino ieejas iedarbības raksturu. Ja lineāras sistēmas  $H(p)$  pārneses funkcija var tikt izteikta kā divu veselu funkciju attiecība  $H(p)=G_1(p)/G(p)$ , tad impulsveida raksturojums  $h(t)$ , atbilstoši izvirzīšanas teorēmai [36], var tikt izteikts sekojošā veidā:

$$h(t) = \sum_{i=1}^L \sum_{j=0}^{K_i-1} R_{ij} t^j e^{p_i t} \sigma(t), \quad (1.34)$$

kur

$$R_{ij} = \frac{1}{j!(K_i - 1 - j)!} \frac{d^{K_i-1-j}}{dp^{K_i-1-j}} \left[ (p - p_i)^{K_i} H(p) \right]_{p=p_i}, \quad (1.35)$$

$L$  – funkcijas  $H(p)$  atšķirīgo polu skaits, t.i. vienādojuma  $G(p)=0$  atšķirīgo sakņu skaits;  $p_i$  – funkcijas  $H(p)$   $i$ -tais pols,  $K_i$  – pola  $p_i$  kārtā,  $\sigma(t)$  – Hevisaida vienības funkcija,  $p$  – Laplasa pārveidojuma neatkarīgs kompleksais mainīgais.

Izmantojot doto impulsveida raksturojuma izteiksmi, lineāras sistēmas reakciju uz ieejas iedarbību  $u(t)$  var uzrakstīt sekojošā veidā:

$$\begin{aligned} y(t) &= \int_{-\infty}^t u(\tau) h(t - \tau) d\tau = \\ &= \sum_{i=1}^L \sum_{j=0}^{K_i-1} \sum_{r=0}^j (-1)^r \frac{j!}{r!(j-r)!} R_{ij} t^{j-r} e^{p_i t} \int_{-\infty}^t \tau^r u(\tau) e^{-p_i \tau} d\tau \end{aligned} \quad (1.36)$$

Nemot vērā impulsveida iedarbības  $u(t)$  galīgu ilgumu laikā, pēcdarbības reakciju var uzrakstīt sekojošā veidā:

$$y(t \geq t_0 + T) = \sum_{i=1}^L \sum_{j=0}^{K_i-1} \sum_{r=0}^j (-1)^r \frac{j!}{r!(j-r)!} R_{ij} t^{j-r} e^{p_i t} \chi_n[u] \quad (1.37)$$



kur  $t_0$  – signāla  $u(t)$  sākuma moments,  $T$  – signāla  $u(t)$  ilgums,

$$\chi_r[u] = \int_{-\infty}^{\infty} t^r u(t) e^{-pt} dt \quad (1.38)$$

funkcijas  $u(t)$   $r$ -tās kārtas eksponenciāli svarotais laika moments.

Funkcionāļi (1.38) ir vienīgie informācijas nesēji par signālu, kurš izsaucis lineāras sistēmas pēcdarbības reakciju. Ieejas iedarbības  $u(t)$  atsevišķu integrālo parametru novērtējumu var reducēt uz to, eksponenciāli svaroto sākuma momentu izmērīšanu (1.38). Kā zināms, dažādas signāla īpašības (stāvoklis un ilgums laikā, formas īpatnības) var aprakstīt ar tā sākuma momentiem [37]:

$$m_r[u] = \int_{-\infty}^{\infty} t^r u(t) dt. \quad (1.39)$$

Signāla pirmās kārtas normētais sākuma moments raksturo tā “smaguma centra” novietojumu laikā. Lai funkcionāļi (1.38) reprezentētu funkcijas  $u(t)$  sākuma momentus, nepieciešams lai visi, lineāras sistēmas  $\forall i p_i = 0$  pārnese funkcijas  $H(p)$  poli būtu vienādi ar nulli. Tā kā šādā gadījumā  $L=1$ , tad lineāras sistēmas pēcdarbības reakcija var tikt izteikta sekojoši,

$$y(t \geq t_0 + T) = \sum_{j=0}^{K-1} \sum_{r=0}^j (-1)^r C_j^r \frac{1}{j!(K-1-j)!} g_{1,j} t^{j-r} m_r[u], \quad (1.40)$$

kur  $C_j^r = \frac{j!}{r!(j-r)!}$ , - binomiālais koeficients,  $g_{1,j} = \frac{d^{K-1-j}}{dp^{K-1-j}} [G_1(p)]_{p=0}$ ,  $K=K_j=K_l$  - funkcijas  $H(p)=G_l(p)/G(p)$  nulles pola kārtā. Ja pie tam funkcija  $G_l(p)=G_l$  nav atkarīga no  $p$ , tad

$$g_{1,j} = \begin{cases} G_1 & \text{if } j = K-1 \\ 0 & \text{if } j < K-1 \end{cases}$$

un izteiksme priekš pēcdarbības reakcijas pieņem sekojošu veidu:

$$y(t \geq t_0 + T) = G_1 \sum_{r=0}^{K-1} (-1)^r C_{K-1}^r \frac{1}{(K-1)!} t^{K-1-r} m_r[u]. \quad (1.41)$$

Par tādas lineāras sistēmas piemēru, kuras pārnesei funkcijai ir nulles pols ar kārtu  $K$ , var kalpot ķēdīte ar virknē saslēgtiem  $K$  integrātoriem. Tādas sistēmas pārnese funkcija var tikt izteikta ar sakarību:

$$H_K(p) = \frac{1}{p^K} \prod_{j=1}^K A_j, \quad (1.42)$$

kur  $A_j$   $j$ -tā integrātorā pastiprinājuma koeficients (ar dimensiju 1/sek), un impulsveida raksturojums izsakās kā:

$$h_K(t) = \left( \prod_{j=1}^K A_j \right) \frac{t^{K-1}}{(K-1)!} \sigma(t) \quad (1.43)$$

Autora darbos [38,39] daudz detalizētāk ir izpētīts uzdevums par signālu formu aprakstošo funkciju sākuma un centrālo momentu novērtēšanu pēc lineāru, inerciālu sistēmu pēcdarbības reakcijas.

Noslēgumā jāatzīmē sekojošais. Fotodetektora izejas signālu stāvokļa laikā

fiksēšanai lāzerlokācijā plaši izmanto laika piesaistes iekārtas ar slīdošu slieksni, tā sauktos “konstantās frakcijas diskriminātorus” [40]. Tāds diskriminātors var tikt izmantots intervālu robežu piesaistei pie novietojuma laikā integrālajiem parametriem, ja signāls, kurš nonāk diskriminātorā ieejā, iepriekš ir bijis pakļauts atbilstošam lineāram pārveidojumam un pēc tam, ar diskriminātorā palīdzību izdalīts nulles līmeņa šķērsošanas moments. Piemēram, piesaistei pie kādas noteiktas signāla laukuma daļas, signālam, kurš tiek padots diskriminātorā ieejā, iepriekš ir jābūt integrētam laikā. Lai piesaistītos pie “smaguma centra”, signāls ir jāintegrē pēc laika divreiz [41].

## 2. IMPULSVEIDA PROCESU LAIKA PARAMETRU ANALOGI-DIGITĀLĀ PĀRVEIDOJUMA HRONOGRAFISKAIS PRINCIPS UN TĀ PIELIETOJUMS LĀZERLOKĀCIJAS MĒRĪŠANAS SISTĒMĀS

Šajā nodaļā formulēts un izpētīts impulsveida procesu laika parametru analogi-digitālā pārveidojuma hronografiskais princips. Hronografijas (notikumu piesaiste pie laika) principa būtība pastāv notikumu iestāšanās laika momentu kvantēšanā un kodēšanā, kuri tad tiek asociēti ar impulsveida procesu raksturojošiem punktiem. Parādīta hronografiskā pārveidojuma pielietojuma efektivitāte lāzerlokācijas mērījumos, kad notiek laika intervālu pārklāšanās. Izpētītas hronografiskā pārveidojuma pielietojuma iespējas, kuras balstās uz nepārtrauktu etalonsignālu vērtību integrāli svarotu atlasī. Aplūkota EET (Enhanced Event Timing) metode notikuma iestāšanās laika momenta vairākkārtīgam novērtējumam, kas atļauj paaugstināt hronografa izšķiršanas spēju līdz dažām pikosekundēm. EET metodes realizācijai izstrādāts sekundārā analogā signāla formas atjaunošanas algoritms, izejot no digitālajiem nolasiņumiem. Izstrādāta un izpētīta digitāla metode fotodetektora izejas signāla novietojumam uz laika skalas, balstoties uz laika momentu secības apstrādi, kuros signāls šķērsojis uzdotos diskriminācijas līmeņus.

### 2.1. Analogi-digitālā hronografiskā pārveidojuma princips

Pirmajā nodaļā tika izklāstītas metodes kādā veidā lāzerlokācijā var uzdot laika intervālu robežas. Intervālu robežu uzdošanas precizitātes palielināšanai mēs ieteicām formēt signālu-laika atzīmes, kuras būtu piesaistītas pie fotodetektora izejas signāla integrālo parametru novietojuma laika skalā. Pēc tam, kad intervāla robežas ir uzdotas, tas ir izmērāms ar nepieciešamo precizitāti.

Mūsdienās izmantotie laika intervālu mērītāji nodrošina rezultāta vidējo kvadrātisko kļūdu ap 100 pikosekundēm, pie maksimālās mērīšanas frekvences no 1 līdz desmitiem MHz (tab.1) [7].

Tabula 1.

Company	Model	RMS error	Measurement rate
Hewlett-Packard	E1725A	100 ps	80 MS/s
Hewlett-Packard	HP5371A	150 ps	10 MS/s
YOKOGAWA T&M	TA320	100 ps	14 MS/s
GEOTEST	GT653 TIA	100 ps	3.5 MS/s
Racal Instruments	2351	200 ps	5 MS/s

Tomēr, kā jau minēts ievadā, daudzos lāzerlokācijas uzdevumos nepieciešama daudz augstāka mērīšanas precizitāte, laika intervālu mērīšanas vidējā kvadrātiskā kļūda nedrīkst pārsniegt dažus desmitus pikosekunžu.

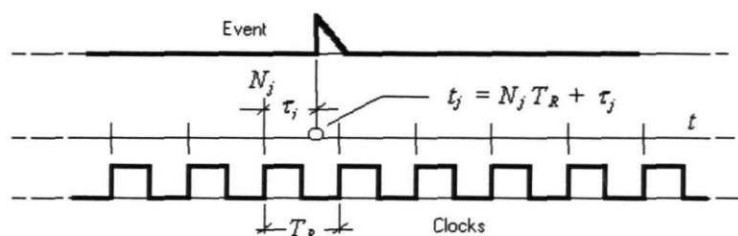
Pirmajā nodaļā tika atzīmēts, ka signālu novietojuma uz laika skalas optimālā novērtējuma algoritmu realizācija lāzerlokācijā saistīta ar novērojamā procesa realizācijas atsevišķu, nepārklājošos impulsu laika koordinātes mērīšanu, vai kāda vispārīgā parametra laika koordinātes mērīšanu pārklājošos impulsu grupām. Vispārējā gadījumā procesa impulsu novietojuma uz laika skalas parametri veido notikumu punktveida secības, kuru analogi-digitālais pārveidojums reducējas uz to savstarpējā

novietojuma attēlojumu ar skaitliskiem lielumiem-kodiem. Notikumu punktveida secība var tikt uzdots kā zināma, kā notikumu iestāšanās momentu laika secība vai kā laika intervālu starp blakus esošiem notikumiem secība [42].

Laika intervālus starp notikumiem nav obligāti jāmēra tiešā ceļā. Daudzos gadījumos izdevīgāk ir noteikt katra notikuma iestāšanās laiku  $t_j$  (hronografēt notikumus) un pēc tam aprēķināt blakus notikumu hronografēšanas laika intervālus kā starpības ( $t_j - t_{j-1}$ ).

Mērot laika intervālus lāzerlokācijas gadījumā notikumi asociējas ar starta un stop signāliem - to laika atzīmēm. Notikumu iestāšanās momenti asociējas ar šo signālu-laika atzīmju novietojumu uz laika skalas [41].

Precīza intervālu mērīšana, izmantojot notikumu hronografēšanas principu, plašā intervālu garuma diapazonā var tikt realizēta kombinētā veidā. Šāda pieeja balstās uz diskrētā (aptuvena) un interpolējošā (precizējošā) laika momentu mērīšanas apvienošanu (att. 2.1).



2.1. att. Kombinētais notikumu hronografēšanas veids laika intervālu mērīšanā.

Aptuvenie mērījumi tiek realizēti saskaitot laika pieauguma taktsimpulsus  $T_R$ , kuri tiek veidoti, izmantojot stabilu atbalsta frekvenci. Notikuma iestāšanās momentā tiek nolasīts takts impulsu skaitītāja rādījums. Tas atļauj izmērīt notikuma iestāšanās momentu ar precizitāti līdz  $T_R$  plašā laika diapazonā. Interpolācijas mērījumi precizē notikuma laika momentu  $T_R$  robežās, izmantojot speciālas dalījuma intervālu  $\tau_j$  novērtēšanas metodes (nonija metode, intervāla izstiepšanas metode un citas).

Pētījumu rezultāti, kuri tiek aplūkoti šajā promocijas darbā, attiecas galvenokārt uz problēmu par interpolācijas metodes rezultātu precizitātes uzlabošanu.

*Notikumu hronografēšana (Event Timing)* ir pamatā signālu laika parametru, tā sauktajam, *hronografiskajam pārveidojumam*, kurš pēc būtības ir sakarības "laiks-kods" analogi-digitālais pārveidojums [43]. Iekārtas, kuras izdara mērījumus, balstoties uz *hronografijas* principa, sauc par *hronografiem (Event Timers)* [44]. Apzīmējumu *hronografs* veido grieķu valodas vārdi *hronos*-laiks, *grafo*-pierakstīt.

Tātad, lai atrisinātu uzdevumu par notikumu savstarpējo sakarību un novietojumu laikā, var pielietot vienu no diviem, ekvivalentiem informācijas ziņā, mērīšanas principiem, kuri izriet no divām notikumu secības uzdošanas iespējām:

- intervālu mērīšanas princips, kurš balstās uz tiešu intervālu mērīšanu starp attiecīgiem notikumiem;
- hronografijas princips, kurš balstās uz notikumu iestāšanās momentu noteikšanu, attiecībā pret vienotu laika skalu.

Hronografijas principa praktiskā realizācija balstās uz hronometriskā procesa vērtības noteikšanu notikuma iestāšanās momentā, kurš tiek identificēts ar signāla-laika atzīmes novietojumu uz laika skalas kādu no parametriem. *Par hronometrisku tiek saukts process, kurš ataino laika ritumu, un parasti asociējas ar kādas dināmiskas sistēmas izejas stāvokļu izmaiņas procesu.* Hronometriskais process formāli var tikt

attēlots ar apriori zināmu, nepārtrauktu vai kvantētu, monotonu laika funkciju  $G(t)$  [45].

**Definīcija.** Par hronografisku analogi-digitālu pārveidojumu nosauksim nepārtrauktas laika momentu kopas  $\{t\}$  attēlojuma  $G: \{t\} \rightarrow \{K\}$  instrumentālu vai programmistisku realizāciju uz tās koda ekvivalentu  $\{K\}$  diskrēto kopu, t.i., pārveidojumu "laiks-kods". Šāds pārveidojums atbilst hronografiskā pārveidojuma kvantēšanas funkcijai  $K=G(t)$ . Pēc kvantēšanas līmeņu numuriem sakārtota pārveidotāja laika diskrēto kopa  $\{\theta(K)\}$  veido tā laika skalu.

Signālu laika parametru analogi-digitālais pārveidojums, kurš balstās uz intervālu mērīšanas principa, vēl joprojām tiek plaši izmantots lāzerlokācijā. Ievērojami retāk tiek lietots hronografijas princips, ko var izskaidrot ar nepieciešamību veikt hronografisko nolasiņumu (laika momentu novērtējumu) skaitlisko aprēķināšanu pie laika intervālu kodēšanas. Tomēr, skaitļošanas tehnikas un elementu bāzes mūsdienu attīstības līmenis nerada nekādas apstrādes problēmas lāzerlokācijas sistēmās. Tas palīdz apvienot analogi-digitālā pārveidojuma un skaitliskās apstrādes līdzekļus funkcionāli attīstītās datorhronografiskās sistēmās.

## 2.2. Hronografiskā pārveidojuma pielietošana pārklājošos laika intervālu mērīšanai

Daļā no lāzerlokācijas programmām parādās nepieciešamība mērīt pārklājošos laika intervālus, kad nākamā, mērāmā laika intervāla sākums iestājas pirms iepriekšējā beigām. Piemēram, tālu satelītu vai uz Mēness novietoto gaismas atstarotāju mērījumos, izmantojot viena fotona reģistrācijas režīmu, no foto detektora izejošie signāli ir, pēc formas neatšķiramu, trokšņu (fona) un atstaroto impulsu aditīvs maisījums. Katrā lokācijas ciklā ir jāizmēra vairāki laika intervāli, sākot no starta impulsa līdz katram no impulsiem, kuri atrodas selekcijas loga robežās, kurš, savukārt, ir nobīdīts attiecībā pret starta impulsu par laiku, kurš vienāds ar iepriekš aprēķināto signāla izplatīšanās laiku (turp un atpakaļ) dotajā lokācijas ciklā.

Dažās no zināmām lāzerlokācijas sistēmām [2, 46] minētā problēma tiek risināta vienlaicīgi mērot vairākus laika intervālus. Atbildes signālu izdalīšanai, kuri nosaka mērāmo intervālu robežas, tiek izmantoti pārveidotāji "kods-intervāls", ar kuru palīdzību tiek formēti aizturētie strob-impulsi (izdalošie laika logi). Tomēr tāda pieeja, balstīta uz intervālu mērīšanas metodi, praktiski ir nepieņemama, ja pārklājošos lokācijas ciklu skaits ir liels. Tādā gadījumā arī vienlaicīgi mērāmo intervālu skaits stipri pieaug, kas ievērojami sarežģīt un sadārdzina mērīšanas aparāturu.

Laika intervālu hronografiskais mērīšanas princips ļauj ievērojami vienkāršot mēraparatūras konstrukciju pārklājošos laika intervālu mērījumos un daudz efektīvāk realizēt laika intervālu sanumurēšanu. Iesākumā tiek izmērīti, pārveidojot tos kodus, notikumu iestāšanās laika momenti, kuri tiek asociēti ar intervālu robežas noteicošiem signāliem un pēc tam tiek aprēķināti intervālu garumi kā attiecīgo, izmērīto laika momentu starpības. Starta un stopa signālu novietojuma uz laika skalas parametru hronografiskā pārveidojuma operācija ir vienāda abām signālu grupām un neaizņem daudz laika. Izdarot šādus pārveidojumus reālā laika ritmā neatkarīgi no tā, kuras no grupām (starta vai stopa) signālu novietojuma laikā parametri tiek pārveidoti un neatkarīgi no tā, kuram lokācijas ciklam tie pieder, var ievērojami samazināt izdevumus, veidojot attiecīgo aparāturu. Var panākt, ka šie izdevumi kļūst neatkarīgi no mērāmo, pārklājošos intervālu skaita. Izmērīto parametru vērtību atbilstību vienam un tam pašam lokācijas ciklam noteikšanas operācijas un atbilstošo intervālu garumu

aprēķini var tikt realizēti ar attiecīgu apstrādes programmu palīdzību.

Ja pārklājošos lokācijas ciklu skaits ir ļoti liels tad, realizējot atbildes signālu piesaistes pie laika uz pārveidojuma "kods-laika intervāls" bāzes, nonākam pie aparatūras sadārdzināšanās. Tas notiek tāpēc, ka veidojas liels skaits vienlaicīgi formējamu pārklājošos intervālu, kuri atbilst nepieciešamajām aptaujas aizturēm katrā lokācijas ciklā. Lai vienkāršotu laika piesaistes tehnisko realizāciju vēlams uzstādīt atbildes signālu uztveršanas zonas robežas, programmējot uzdotos laika momentus uz pārveidojuma "kods-laika moments" izmantošanas bāzes, respektīvi, izmantojot hronografiskajam pārveidojumam apgriezto pārveidojumu [47].

Hronografiskajam pārveidojumam apgrieztā pārveidojuma realizēšanas īpatnības un specifika tiks aplūkotas promocijas darbā trešajā nodaļā. Šeit tikai atzīmēsim, ka realizējot apgriezto pārveidojumu, notikums (piemēram, impulss) tiek formēts laika momentā, kurš tiek uzdots ar noteiktu kodētu skaitlisko vērtību.

Risinājumā ar selekciju laikā, tādām lielumiem atbilst atbildes signāla pienākšanas, iepriekš aprēķinātā, laika momenta vērtība. Pēc pārveidojuma izdarīšanas, apgrieztais hronografiskajam, pārveidotājs var tikt pārprogrammēts uz nākamā izdalošā aptaujas impulsa formēšanu, atbilstoši sagaidāmā atbildes signāla pienākšanas laika vērtībai.

Tā kā pārprogrammēšana aizņem pietiekami īsu laika sprīdi, tad viens pārveidotājs var ģenerēt veselu sēriju izdalošu aptaujas (stroba) impulsu (logu), kuri piesaistīti pie laika skalas.

### **2.3. Uz nepārtrauktu signālu vērtību svaroti-integrētu atlasī balstīts hronografiskais pārveidojums**

Praktiskā tādu metožu realizācija, kuras izmanto hronografiskā pārveidojuma principu, pamatojas uz tekošā laika skalas momentāno vērtību nolasīšanu ārējā signāla pienākšanas brīdī. Laika skalu formē, jeb laika ritmu realizē dināmiska sistēma (pulkstenis). Neatkarīgi no hronografiskā pārveidotāja tehniskās realizācijas veidiem tā vispārīgākajai struktūras shēmai, tādā vai citādā veidā, ir jāsaturs: dināmisku sistēmu, kura formē tekošā laika skalu, iekārtu, kura var nolasīt skalas vērtību notikuma iestāšanās momentā un datoru, kurš spēj aprēķināt hronografiskā pārveidojuma rezultātus.

No zināmām un praksē pārbaudītām hronografiskā pārveidojuma metodēm vislabākos precizitātes rādītājus nodrošina metodes, kurās, ārējā signāla pienākšanas brīdī tiek noteiktas nepārtrauktu etalona signālu momentānās vērtības. Šādām pārveidošanas metodēm piemīt augsta izšķiršanas spēja, tas nozīmē, ka var atdalīt, pēc vērtības tuvus, pārveidojamus lielumus. Pārveidojuma absolūto precizitāti pamatā nosaka instrumentālo kļūdu iespaids un tehnisko iespēju līmenis kādā var uzturēt etalona signālu parametru stabilitāti. Tā, piemēram, daudzkanālu laika analizētājam [48], kura darbība balstās uz sinusoidāla atbalsta sprieguma momentānās fāzes mērījumiem ir laika izšķiršanas spēja 50 pikosekundes pie vidējās kvadrātiskās kļūdas 20 pikosekundes. Darbā [49] ir aprakstīta šīs iekārtas izmantošana lokācijas atbildes signālu nokavēšanās laika mērījumiem divu viļņa garumu lāzerlokācijas sistēmā, kura darbojas impulsu režīmā.

Vairumā publikāciju, kuras veltītas signālu laika piesaistes parametru novērtējumam, laika piesaistes (intervālu robežu uzdošana) problēma un laika intervālu kodēšanas (numurēšanas) problēma tiek analizētas ka patstāvīgas. Signālu pārveidošanas metožu un līdzekļu izstrāde laika piesaistes un kodēšanas etapā tiek veiktas atsevišķi, izmantojot dažādas pieejas to optimizācijai [14, 50, 51].

Pētot signālu laika parametru hronografiskās pārveidošanas iespējas, parasti var neņemt vērā reālo signālu formu un statistiskās īpašības, pieņemot, ka tiek pārveidoti kādas standarta formas signālu-laika atzīmju laika piesaistes parametri. Tomēr hronografiskā pārveidojuma būtība ir tāda, ka abas problēmas: signālu novietojuma uz laika skalas parametru vērtību atdalīšana un atdalīto vērtību kodēšana ir cieši savstarpēji saistītas un var tikt analizētas, izejot no vienotas metodikas pozīcijām. Abos gadījumos problēma reducējas uz laika momenta noteikšanu. Šāda pieeja, kura vispārīgā gadījumā ļauj optimizēt novietojuma laikā parametru novērtējuma procesu tiek tālāk izmantota promocijas darbā.

Hronometrisko procesu formāli var aprakstīt ar apriori zināmu, nepārtrauktu vai kvantētu monotonu laika funkciju  $G(t)$ . Ja mērīšanas intervāla  $T_0$  robežās eksistē savstarpēja – viennozīmīga atbilstība starp funkcijas  $G(t)$  pielietojanas apgabalu un vērtību apgabalu, tad, nosakot šīs funkcijas vērtības kādā zināmā laika momentā un aprēķinot šai funkcijai apgriezto funkciju, var iegūt, hronografiska nolasījuma veidā, nezināmā laika momenta novērtējumu:

$$\hat{\tau}_0 = G^{-1}(\hat{G}(\tau_0)), \quad (2.1)$$

kur

$$G(\tau_0) = \int_{t \in T_0} \delta(t - \tau_0) G(t) dt, \quad (2.2)$$

$\hat{G}(\tau_0)$  - funkcijas  $G(t)$  vērtības novērtējums momentā  $t = \tau_0$ ,  $T_0$  - mērīšanas intervāls kura robežās funkcijas  $G(t)$  un  $G^{-1}(G)$  viennozīmīgas,  $\delta(t)$  - Diraka delta-funkcija, asociēta ar hronometriskā procesa  $G(t)$  vērtību nolasīšanas signālu. Izteiksmes (2.1) un (2.2) apraksta hronografiskā pārveidojuma modeli kurš balstās uz hronometriskā procesa momentāno vērtību nolasījumu. Praktiskajā pielietojumā kā nepārtraukta hronometriskā procesa komponentes tiek izmantoti periodiski etalona signāli ar stabiliem parametriem: sinusoidāli, lineāri mainīgi (zāgveida vai trīsstūrveida), eksponenciāli vai cita veida, kuru monotone intervāli ietver sevī mērīšanas intervālus. Tomēr, vispārējā gadījumā, trokšņu dēļ, kuri aditīvi uzklājas uz etalona signāliem, funkcija  $G(t)$  ir gadījuma funkcija ar vidējo vērtību  $\overline{G}(t)$  un kovariācijas funkciju:

$$K_G(t_i, t_j) = \overline{G(t_i) G(t_j)} - \overline{G}(t_i) \overline{G}(t_j) \quad (2.3)$$

(šeit un turpmāk augšējā svītra nozīmē statistisko viduvējošanu pa realizācijas kopumu).

Pie signāla-laika atzīmes  $S(t - \tau_0)$  gadījuma, bet determinētas formas, par dabisko apskatītā pārveidojuma modeļa vispārinājumu var tikt uzskatīts, uz svaroti integrētu atlasī balstīts, hronografiskais pārveidojums. Kā svaru funkcija atlasēi tiek izmantota signāla-laika atzīme  $S(t)$ . Matemātiski, hronografiskā pārveidojuma procedūra var tikt uzrakstīta sekojošā veidā:

$$\hat{\tau}_0 = B_{SG}^{-1}(\hat{B}_{SG}(\tau_0)), \quad (2.4)$$

kur

$$B_{SG}(\tau_0) = \int_{t \in T_0} S(t - \tau_0) G(t) dt - \quad (2.5)$$

savstarpējā signālu  $S(t)$  un  $G(t)$  korelācijas funkcija, kura atkarīga no nosakāmā laika momenta  $t = \tau_0$ .

Izmantojot parasto gadījuma argumentu funkciju linearizācijas metodi, iegūstam

sekojošas izteiksmes laika momenta dispersijas novērtējumam [45]

$$D[\hat{\tau}_0] = \frac{D[B_{SG}]}{(\bar{B}_{SX})^2}, \quad (2.6)$$

kur

$$B_{SX} = \int_{t \in T_0} S(t - \tau_0) X(t) dt, \quad X(t) = \frac{dG(t)}{dt} \quad (2.7)$$

$$D[B_{SG}] = \iint_{t \in T_0} K_G(t_i, t_j) S(t_i - \tau_0) S(t_j - \tau_0) dt_i dt_j \quad (2.8)$$

Hronografiskais pārveidojums, kurš ir invariants pret svaru funkcijas  $S(t)$  amplitūdu, var tikt realizēts caur divkomponentu vektoriāla procesa  $\vec{G}(t) = [G_1(t), G_2(t)]^T$  vērtību svaroti integrētu atlasī. Tādā gadījumā, nezināmā laika momenta vērtība var tikt izteikta ar sakarību:

$$\hat{\tau}_0 = b_{SG}^{-1} \begin{pmatrix} \hat{B}_{SG_2} \\ \hat{B}_{SG_1} \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

kur  $\hat{B}_{SG_\nu}$  - savstarpējās korelācijas funkcijas novērtējums

$$B_{SG_\nu} = \int_{t \in T_0} S(t - \tau_0) G_\nu(t) dt, \quad \nu \in \{1, 2\} \quad (2.10)$$

$b_{SG}^{-1}$  - savstarpējo korelācijas funkciju attiecības inversā funkcija

$$b_{SG} = \frac{\hat{B}_{SG_2}}{\hat{B}_{SG_1}}, \quad (2.11)$$

Novērtējuma dispersiju izsaka sakarība

$$D[\hat{\tau}_0] = \frac{\sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 (-1)^{i+j} \bar{B}_{SG_i} \bar{B}_{SG_j} \text{cov}[B_{SG_{3-i}}, B_{SG_{3-j}}]}{(\bar{B}_{SG_1} \bar{B}_{SX_2} - \bar{B}_{SG_2} \bar{B}_{SX_1})^2}, \quad (2.12)$$

kur

$$B_{SX_\nu} = \int_{t \in T_0} S(t - \tau_0) X_\nu(t) dt, \quad X_\nu(t) = \frac{dG_\nu(t)}{dt}, \quad \nu \in \{1, 2\}, \quad (2.13)$$

$$\text{cov}[B_{SG_\nu}, B_{SG_\mu}] = \iint_{t \in T_0} K_{G_\nu, G_\mu}(t_i, t_j) S(t_i - \tau_0) S(t_j - \tau_0) dt_i dt_j, \quad (2.14)$$

$K_{G_\nu, G_\mu}(t_i, t_j) = \overline{G_\nu(t_i) G_\mu(t_j)} - \bar{G}_\nu(t_i) \bar{G}_\mu(t_j)$  - hronometriskā procesa komponentu savstarpējā kovariācijas funkcija. No dispersijas noteikšanas sakarībām izriet, ka, pie dotās funkcijas  $\vec{G}(t)$  hronografiskā nolasījuma dispersija ir funkcionāls,

$$D[\hat{\tau}_0] = J\{S(t - \tau_0)\}, \quad (2.15)$$

kurš noteikts uz svaru funkciju kopas un, uz kādas no funkcijām, sasniedz minimālo vērtību. Tāpēc, realizējot hronografisko pārveidotāju, paceļas jautājums par svaru funkcijas formas optimizāciju, izejot no laika momentu noteikšanas dispersijas minimuma kritērija. Ja svaru funkcijas forma izvēlēta iepriekš, vadoties no apsvērumiem par formēšanas vienkāršību, tad parādās nepieciešamība optimizēt svaru funkcijas parametrus (piemēram, tās ilgumu).



Svaru funkcijas formas optimizācijas uzdevumu var atrisināt, pielietojot labi zināmas variācijas rēķinu metodes funkcionālu ekstrēmumu atrašanai un, piemēram, funkcionālam (2.6) reducējas uz pirmā veida Fredholma integrālā vienādojuma atrisināšanu

$$\int_{t \in T_o} K_G(\tau, t) S_o(\tau - \tau_o) d\tau = c \frac{d\bar{G}(t)}{dt}, \quad \forall t \in T_o, \quad (2.16)$$

kur  $c$ - brīva konstante. Ja starpību process  $G(t) - \bar{G}(t)$  - stacionārs baltais troksnis, tad Fredholma vienādojuma atrisinājums izsakās kā

$$S_o(t - \tau_o) = c \frac{d\bar{G}(t)}{dt}, \quad \forall t \in T_o, \quad (2.17)$$

tas parāda, ka mērīšanas intervāla robežās, optimālā svaru funkcija, ar precizitāti līdz amplitūdas reizinātājam, sakrīt ar etalona signāla atvasinājumu.

Tā, piemēram, ja  $\bar{G}(t) = A_G \sin(\omega_c t)$ , tad optimālā svaru funkcija attēlojas ar kosinusoidas pusvilni, kura garums vienāds ar pusi no etalona signāla  $T_G = 0.5T_c$  perioda.

Uzdevumu par parametru optimizāciju, kuri raksturo noteiktas formas svaru funkcijas ilgumu apskatīsim piemērā ar ortogonālu sinusoidālu signālu  $\bar{G}_1(t) = A_G \cos(\omega_c t)$  un  $\bar{G}_2(t) = A_G \sin(\omega_c t)$  aditīva maisījuma ar balto troksni vērtību svaroti integrētu atlasī. Kaut arī tas ir atsevišķs gadījums, tomēr tas ir svarīgs, jo, praktiskā pielietojumā, precīzie laika mērījumi var tikt realizēti, nolasot sinusoidālu signālu vērtības. Sinusoidālu signālu priekšrocība ir, ka tos var samērā vienkārši ģenerēt kā arī nodrošināt to nepieciešamo stabilitāti.

Šādā gadījumā hronografiskā nolasījuma dispersija var tikt izteikta kā

$$D[\hat{\tau}_0] = \frac{N_0 E_S}{2[\omega_c U_S(\omega_c) A_G]^2} \left\{ 1 + \frac{B_S(T_c/4)}{E_S} \sin[2\varphi_S(\omega_c) - 2\omega_c \tau_0] \right\}, \quad (2.18)$$

kur  $N_0$  – vienpusējs trokšņa spektrālais blīvums,  $A_G$  – etalona signāla amplitūda,  $U_S(\omega_c)$  un  $\varphi_S(\omega_c)$  - svaru funkcijas  $S(t)$  Furjē spektra modulis un arguments,  $E_S = \int_{t \in T_o} S^2(t) dt$

un  $B_S = \int_{t \in T_o} S(t)S(t - \tau) dt$  svaru funkcijas  $S(t)$  enerģija un autokorelācijas funkcija,  $T_c = 2\pi / \omega_c$ .

No izteiksmes (2.18) izriet, ka hronografiskā nolasījuma dispersija, kā novērtējamā parametra  $\tau_0$  funkcija, svārstās ar dubultfrekvenci  $2\omega_c$  pēc sinusoidāla likuma attiecībā pret kādu konstantu vērtību, kura nav atkarīga no  $\tau_0$ .

Var parādīt, ka dispersijas konstantā sastāvdaļa ir atkarīga no svaru funkcijas ilguma un sasniedz minimumu pie dažām ilguma vērtībām. Tā, piemēram, taisnleņķa svaru funkcijai novērtējuma dispersijas pastāvīgā komponente var tikt izteikta kā

$$\sigma_{\tau_0}^2 = \frac{N_0}{4\omega_c A_G^2} \frac{\omega_c T_S / 2}{\sin^2(\omega_c T_S / 2)}, \quad (2.19)$$

kur  $T_S$  – svaru funkcijas ilgums.

Dažādas formas svaru funkciju  $S(t)$  dispersijas minimālo vērtību var noteikt kā

$$\sigma_{r0min}^2 = \frac{W_S N_0}{\omega_c A_G^2}, \quad (2.20)$$

kur  $W_S$  – bezdimensiju koeficients, kurš ir atkarīgs no svaru funkcijas formas un raksturo novērtēšanas precizitāti. Taisnleņķa formas svaru funkcijai pie optimalā ilguma  $T_{Sopt} = 0.371T_c$  koeficienta vērtība ir  $W_S=0.345$ . Atzīmēsim, ka optimālā svaru funkcija kosinusoidas pusviļņa veidā ar ilgumu  $T_{Sopt} = 0.5T_c$  atļauj iegūt precizitātes koeficienta vērtību  $W_S=0.318$ , bet neoptimālas taisnleņķa svaru funkcijas ar ilgumu  $T_S = 0.5T_c$  izmantošana, dod koeficienta vērtību  $W_S=0.393$ .

Simetriska trīsstūrveida svaru funkcija pie  $T_{Sopt} = 0.538T_c$  dod precizitātes koeficienta vērtību  $W_S=0.321$ , kas garantē mazāku novērtējuma kļūdu, salīdzinot ar taisnleņķa funkcijām.

Neskatoties uz to, ka optimālās svaru funkcijas garantē hronografiskā nolasījuma dispersijas minimumu, to izmantošana hronografiskos pārveidotājos uzstāda augstas prasības pret etalona signālu un svaru funkciju analogo reizinātāju instrumentālo precizitāti. Tāpēc, praktiskajā pielietojumā, nākas izmantot taisnleņķa svaru funkcijas, kas atļauj precīzos reizinātājus aizvietot ar slēdžiem.

Šādā situācijā, lai paaugstinātu pārveidojuma precizitāti, ir lietderīgi izmantot kvazioptimālās, pakāpienveida svaru funkcijas, izsakot tās kvantēta kosinusoidas pusviļņa veidā, kā

$$S(t) = \sum_{i=1}^m \text{rect}\left(\frac{t}{T_S}\right), \quad (2.21)$$

kur  $\text{rect}(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } x \in [-1/2, 1/2] \\ 0 & \text{if } x \notin [-1/2, 1/2] \end{cases}$ ,  $T_S = \frac{2}{\omega_c} \arccos\left(\frac{i}{m}\right)$ ,  $m$ -kvantēšanas līmeņu skaits.

Tādā veidā jau pie  $m=3$  tiek nodrošināta precizitātes koeficienta vērtība  $W_S=0.328$ .

Jāatzīmē, ka, neskatoties uz hronografiskā nolasījuma dispersijas nelielo atkarību no svaru funkcijas formas, pie tās ilguma līdz sinusoidāla signāla pusperiodam, svaru funkciju izmantošana atļauj būtiski uzlabot pārveidojuma precizitāti gadījumā, kad etalona signāliem klājas pāri trokšņu signāli.

Piemēram, baltā trokšņa gadījumā, uz momentāno vērtību atlases principa noteikta hronografiskā pārveidojuma dispersija ir “bezgalīgi” liela. Optimālās svaru funkcijas formu nosaka trokšņa statistiskās īpašības, kurš aditīvi uzklājas uz hronometriskā procesa sastāvdaļām. Lai vienkāršotu hronografiskā pārveidotāja tehnisko realizāciju, ir lietderīgi izmantot pakāpienveida svaru funkcijas, kuras aproksimē optimālas formas svaru funkcijas.

#### 2.4. Hronografa izšķiršanas spējas uzlabošana, pielietojot notikumu iestāšanās laika mērījumu atkārtojumu metodi (Enhanced Event Timing)

Atsevišķa notikuma iestāšanās laika momentu parasti nosaka, izdarot vienreizēju, kāda analoga lieluma mērījumu, kurš ir atkarīgs no, konkrēti pielietotās, hronografiskā pārveidojuma metodes. Piemēram, izmērot nepārtraukta etalona signāla momentāno vērtību impulsa-laika atzīmes pienākšanas momentā. Hronografa izšķiršanas spēju kopumā nosaka gadījuma kļūdas, formējot notikumu impulsa-laika atzīmes, etalona

signālu trokšņi un to vērtību mērījumu kļūdas.

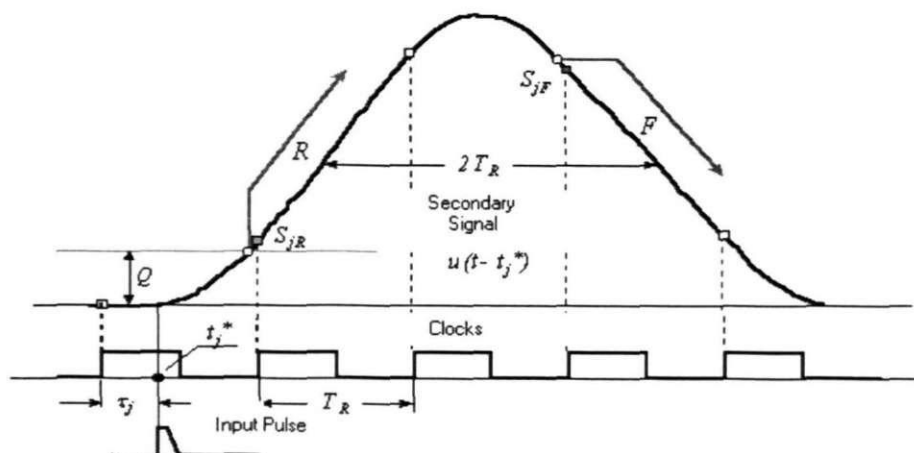
Darbā [52] piedāvāta notikumu hronografēšanas metode, kura balstās uz šāda veida atkārtotiem mērījumiem vienam un tam pašam notikumam. Tas ļauj ievērojami paaugstināt hronografa izšķiršanas spēju. Notikuma iestāšanās laika atkārtoto novērtējumu metodi (notikuma atkārtotā hronografēšana) tālāk dēvēsim par EET metodi (Enhanced Event Timing).

Mērot lokācijas intervālus, EET metodes būtība hronografijā ir sekojoša. Starta un stopa signālu laika atzīmes tiek formētas nevis kā atsevišķi impulsi, bet gan kā, pietiekami gludas formas, standartveida impulsu sērijas ar monotona kāpuma un krituma apgabaliem. Tādi, piemēram, var būt trīsstūrveida vai zvanveida formas impulsi. Tiek izmērīti laika intervāli starp, pienākšanas secībā atbilstošiem, stopa un starta sēriju impulsiem ar sekojošu intervālu viduvējošanu.

Salīdzinājumā ar citām hronografijas metodēm, EET metode pašos pamatos ir orientēta uz skaitlisko signālu programistisko apstrādi, samazinot operāciju apjomu attiecībā uz analogveida signāliem. Tas nodrošina augstas izšķiršanas spējas sasniegšanu, vienlaicīgi vienkāršojot datorhronografijas mērījumu sistēmas aparatūru. Teorētiski un eksperimentāli ir parādīts, ka, salīdzinot ar citām zināmām metodēm, EET metode garantē krietni augstāku precizitāti nepārtrauktos laika intervālu mērījumos (līdz 10-15 pikosekundēm), paver operatīvas autokalibrēšanas un autopārbaudes iespējas un var tikt realizēta, izmantojot daudz vienkāršākus un lētākus tehniskos līdzekļus, kuri ir tipiski signālu diskrētās apstrādes tehnikai.

Atbilstoši EET metodei, uz katru  $j$ -tā notikuma primārā ieejas impulsa laika atzīmes fronti, kura iestājas laika momentā  $t_j^*$ , tiek formēta sekundāro, zvanveida, analogo signālu sērija  $u(t-t_j^*)$  (sk. att. 2.2.). Sekundāro signālu secība tiek diskretizēta ar takts periodu  $T_R$  un, ar momentāno vērtību analogi–digitālā pārveidotāja palīdzību tiek pārveidota skaitlisko nolasiņumu secībā  $\{s_i\}$ .

Nolasiņumu  $\{s_i\}$  matemātiskās apstrādes rezultātā iegūstam katra sekundārā signāla novietojuma laikā novērtējumu attiecībā pret takts impulsiem (Clocks), kas ļauj katram sekundārajam signālam aprēķināt attiecīgā notikuma iestāšanās laiku.



2.2. att. Sekundārā signāla formas piemērs, pielietojot EET metodi.

Aplūkosim tāda sekundārā signāla  $u(t-t_j^*)$  formēšanu uz katru  $j$ -to notikumu, kura forma ir tuva vienādmalu trīsstūrī un signāla garums pusamplitūdas līmenī ir aptuveni  $2T_R$ . Pie jebkura šādu impulsu novietojuma attiecībā pret takts impulsiem, to skaitlisko

nolasījumu secībā  $\{s_i\}$  vienmēr būs nolasījumi  $s_i = S_{jR}$  un  $s_{i+2} = S_{jF}$ , kuri iegūti uz  $j$ -tā sekundārā signāla augšupejošās un lejupslidošās frontes apgabaliem (sk. att. 2.2.).

Šie nolasījumi tiek izdalīti no kopējās nolasījumu secības, vadoties no sakarības:

$$S_{jR} = s_i, \quad \text{if } (s_i \geq Q) \& (s_{i-1} < Q), \quad (2.22)$$

kur  $Q$  – dotās selekcijas robežlīmenis. Līmeņa  $Q$  vērtība tiek izvēlēta tādā veidā, lai nolasījumi  $S_{jR}$  un  $S_{jF}$  notiktu uz, pēc iespējas lineāriem, sekundārā signāla apgabaliem  $R$  un  $F$ .

Izdalīto nolasījumu starpība  $G_j = S_{jF} - S_{jR}$  un kārtas numurs  $N_j = i$  vienam no tiem, nosaka  $j$ -tā sekundārā signāla novietojumu laikā un, atbilstoši tam,  $j$ -tā notikuma iestāšanās laiku  $t_j$ , kurš izsakās kā:

$$t_j = N_j T_R + \tau(G_j), \quad (2.23)$$

kur  $\tau(G)$  – apriori zināma, notikuma laika novērtējuma interpolācijas komponentes  $\tau$  vērtību atkarība no parametra  $G$ . Visas iespējamās parametra  $G$  vērtības veido kopu  $\{G_i\}$  no  $M$  veseliem skaitļiem. Funkcija  $\tau(G)$  ir monotona un, vispārējā gadījumā, nelīnēara. To var aprēķināt no pikosekunžu interpolatora skalas identifikācijas rezultātiem, pielietojot metodi, kura aprakstīta šīs promocijas darbā trešajā nodaļā.

Funkcija  $\tau(G)$  pēc būtības ir fizikāla pārveidojuma skaitliskais modelis un tās atbilstība pārveidojuma patiesajiem parametriem, daudzējādā ziņā nosaka laika momentu mērījumu precizitāti.

Ar EET metodi mērīto laika intervālu reālo kļūdu nosaka takts impulsu frekvences stabilitāte un interpolācijas komponentes novērtējuma kļūdu starpība uz mērāmo intervālu robežām. EET metode ir orientēta uz augstas precizitātes mērījumiem, kur tiek izmantoti termostabilizēti atbalsta frekvences ģeneratori ar stabilitāti ( $\delta_s < 10^{-10}$ ). Pie tam intervālus, kuru ilgums sniedzas līdz vairākiem simtiem milisekunžu, ļoti maz iespaido atbalsta frekvences nestabilitāte, un to mērīšanas vidējā kvadrātiskā kļūdu pilnīgi nosaka interpolācijas komponentes novērtējuma kļūdu dispersija.

EET metodes praktiskajā realizācijā svarīgu vietu ieņem datu skaitliskā apstrāde. Atbilstoši tam, mērīšanas sistēmas ar EET metodes pielietojumu tiek veidotas uz datora bāzes, kurš papildināts ar speciālu mērīšanas iekārtu. Tāda veida datorhronografijas sistēma veic laika intervālu mērījumus divos etapos: signālu reģistrācijas etapā un datu skaitliskās apstrādes etapā. Pirmajā etapā ieejas impulsu sērija tiek pārveidota skaitlisko nolasījumu masīvā. Otrajā etapā šie nolasījumi tiek apstrādāti ar speciālas programmas palīdzību, lai iegūtu mērījuma galīgo rezultātu.

Sekundāro signālu formēšanas un skaitliskošanas procesi ir tās EET metodes operācijas, kuras nosaka notikumu hronografēšanas ātrumu un potenciālo precizitāti. Pieņemamu metodes kļūdu, vairumā gadījumu, var nodrošināt, sekundāro signālu skaitliskošanas procesam pielietojot tipveida analogi-digitālos pārveidotājus (ADP). Piemēram, ja sekundāro signālu skaitliskošanu izdarām ar 100 MHz frekvenci un 10-bitu ADP, tad hronografēšanas metodes kļūdu vidējā kvadrātiskā vērtība sastāda divas līdz trīs pikosekundes.

Mums zināmo notikumu hronografēšanas metožu precizitāti ierobežo instrumentu kļūdas, izdarot operācijas ar analogveida signāliem. Atsevišķos gadījumos šīs kļūdas izsauc takts impulsu izkliede un to interference ar ieejas impulsiem, trokšņi analogveida signālu pārraides un apstrādes kanālos, analogo komponentu parametru atkarība no temperatūras izmaiņām. EET metode atļauj būtiski paaugstināt hronografēšanas precizitāti, pateicoties sekojošam:

- radikāli samazinot operāciju daudzumu ar analogveida signāliem līdz sekundāro

signālu formēšanas un skaitliskošanas operācijām;

- izmantojot sekundārā signāla vairākus skaitliskos nolasījumus hronografējot vienu un to pašu notikumu;
- radot iespēju precīzi noteikt un ņemt vērā hronografēšanas procesā pārveidojuma reālo raksturlielumu īpatnības.

Akcenta pārvietošana no analogām uz skaitliskām operācijām, tehniskā aspektā ļauj realizēt EET metodi, izmantojot, augsti attīstītus, signālu skaitliskās apstrādes tehniskos līdzekļus. Tādā veidā tiek paaugstināta mērītāju drošība un samazinātas to izmaksas.

## 2.5. Histogrammu amplitūda-laiks izmantošana sekundārā analogā signāla formas atjaunošanai pēc tā skaitliskajiem nolasījumiem

Praktiski realizējot EET hronografijas metodi, rodas, sekundāro impulsu sērijas, viena, atsevišķa impulsa formas noteikšanas problēma. Precīza informācija par signāla formu ir nepieciešama, lai, uz signālu aprakstošās līknes, noteiktu līnēri pieaugošos un krītošos apgabalus. Tas, savukārt, nodrošina pareizu diskriminācijas līmeņa  $Q$  izvēli nolasījumu atlasei.

Impulsa formas atjaunošanai var tikt izmantota universāla metode, kuru autors izstrādājis un aprakstījis darbā [55]. Metode tika izstrādāta platjoslas analogo signālu atjaunošanai, izmantojot neregulārus nolasījumus. Pie neregulāras pseidogadījuma diskretizācijas [56] ir iespējama signāla formas atjaunošana pat tad, ja vidējā diskretizācijas frekvence ir par vairākām kārtām zemāka nekā signāla spektra maksimālā frekvence. Atšķirība no jau zināmajām metodēm šī metode nodrošina trokšņaina signāla formas atjaunošanu, kura aktīvā spektra josla ietver nulles frekvenci un frekvences dažu gigahercu apgabalā.

Trokšņaina signāla formas atjaunošanai tiek izmantotas amplitūda-laiks (amplitude-time) histogramma un, diskrētā signāla, nolasījumu sadalījuma empīriskā funkcija. Metodes priekšrocība ir tās mazā jutība pret anomāliem trokšņu izsitieniem. Tas ir saistīts ar to, ka signāla formas *robustam (stabilam un aptuvenam)* novērtējumam tiek izmantota *atlases mediāna*. Pie tam, *novērtējuma pa mediānu algoritms reducējas uz kontūra līnijas aprēķināšanu amplitūdas-laika empīriskās funkcijas sadalījuma virsmas pus maksimuma līmenī*. Viena no metodes pamata operācijām ir analogo signālu *atkārtošanās perioda precīza novērtēšana*.

Kā piemērs izstrādātās metodes pielietojumam, 2.3. att. ir parādīti sekundāro signālu secības diskrētie nolasījumi un secības atsevišķa analogā signāla atjaunotā forma.

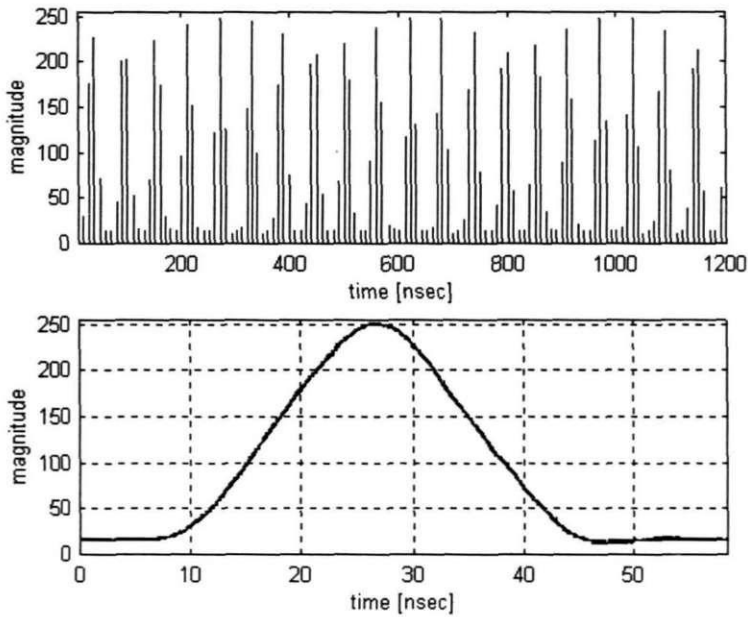
Izstrādātā, signāla formas atjaunošanas, metode var tikt plaši pielietota lāzer-lokācijā, risinot dažādus signālu analīzes uzdevumus. Piemēram, laika piesaistes iekārtu regulēšanā metode dod iespēju digitalizēt un izpētīt ar datora palīdzību (laika un frekvenču apgabalos) sub-nanosekundes ilguma signālus dažādos shēmas punktos. Sakarā ar izstrādātās atjaunošanas metodes svarīgumu sub-nanosekundes ilguma signālu analīzē, aplūkosim metodi sīkāk.

Signālu un trokšņu sajaukums, kuru nepieciešams sadalīt, pārveidot skaitliskā formā un ievadīt datorā, var tikt izteikts ar, pēc formas vienādu, trokšņainu analogo signālu secību, kuras komponentu skaits ir ierobežots:

$$u(t) = \sum_{n=0}^{Z-1} s(t - nT_s) + \varepsilon(t) \quad (2.24)$$

kur  $s(t)$  – analogais signāls, kurš veido secību ar *nezināmu* atkārtošanās periodu  $T_s$ ,  $\varepsilon(t)$  –

aditīvs stacionārs troksnis ar vidējo vērtību vienādu ar nulli,  $Z$  – signālu skaits secībā.



2.3. att. Sekundāro signālu secības diskrētie nolasījumi (augšējais grafiks) un secības atsevišķa analogā signāla atjaunotā forma (apakšējais grafiks).

Analogo signālu secības  $u(t)$  regulāras vai neregulāras diskretizācijas, laika momentos  $\{t_i\}$ , rezultātā, iegūstam diskrētu signālu, kuru var attēlot ar pāru kopu  $\{u_i, t_i\}$ ,  $\forall i = \overline{0, N-1}$ ,  $i = \overline{0, N-1}$ , kur  $u_i = u(t_i)$ ,  $N$  – signāla nolasījumu skaits reģistrācijas intervālā. Ja atkārtošanās periods  $T_s$  ir noteikts, tad diskretizācijas momentus var attēlot kā:

$$t_i = nT_s + \tilde{t}_i, \quad (2.25)$$

un diskrēto signālu attēlosim pāru veidā

$$\{u_i, \tilde{t}_i \equiv t_i \bmod T_s\}. \quad (2.26)$$

No diskrētā signāla regulāriem vai neregulāriem nolasījumiem, kurš uzdots pāru veidā (2.26), ir jāatjauno analogais signāls  $s(t) \quad \forall t \in [0, T_s]$ .

Ka zināms, jebkura gadījuma procesa šķēlums kādā laikā  $t$  ir izsakāms ar momentāno vērtību viendimensijas blīvuma sadalījumu [57]. Nestacionāram procesam sadalījuma viendimensijas blīvums mainās līdz ar laiku, attēlojot, ar sava novietojuma vai pārbīdes parametru, procesa evolūciju laikā. Novietojuma parametrs (*location parameter*) var tikt uztverts kā tekošā vidējā vērtība, kā mediāna vai sadalījuma moda. Tāpēc šis blīvums, kā laika funkcija, satur pietiekamu informācijas apjomu par procesa determinēto komponenti.

Analogā signāla  $s(t)$  formas atjaunošanas algoritma, intervālā  $[0, T_s]$ , pamatā likta ideja par signāla-trokšņa sajaukuma momentāno vērtību viendimensijas blīvuma sadalījuma  $\Psi(u, t)$  novietojuma tekošā parametra novērtējumu (2.24). Pie tam katra

trokšņaino signālu secības daļa  $u(t)$  sava atkārtšanās intervālā, ar ilgumu  $T_s$ , robežās tiek uzskatīta kā atsevišķa, gadījuma procesa  $s(t) + \varepsilon(t)$  realizācija. Jāatzīmē, ka, atšķirībā no signāla, troksnis atjaunošanas intervālā  $[0, T_s)$  neatkārtojas. Minētais fakts var tikt izmantots lai izdalītu signālu no trokšņiem. Diskrētām realizācijām statistiskais ansamblis balstās uz pāru kopu (2.26), kura uzklāta uz intervāla  $[0, T_s)$ . Pie neregulāras diskretizācijas ar nelielu vidējo frekvenci, katrā realizācijā būs ne vairāk kā viens signālu-trokšņu sajaukuma nolasījums. Lai reducētu diskretizācijas momentus uz intervālu ar ilgumu  $T_s$ , no lieluma  $t_i$  ir jāatskaita vesels skaits atkārtšanās periodu.

Tādējādi, lai atjaunotu signālu ir nepieciešams, intervāla  $[0, T_s)$  robežās, novērtēt procesa momentāno vērtību sadalījuma  $\Psi(u, t)$  viendimensijas blīvumu. Ja signāls  $s(t)$  nesatur gadījuma komponentes (piemēram, nav trokšņu), tad tā sadalījuma viendimensijas blīvums, katram laika momentam  $t \in [0, T_s)$  var tikt uzrakstīts ar vispārinātās funkcijas palīdzību [28] šādā veidā:

$$\Psi(u, t) = \delta(u - s(t)), \quad (2.27)$$

kur  $\delta(x)$  – Diraka delta funkcija. Šeit blīvuma novietojuma parametru aizvieto pats signāls. Atjaunot signālu pēc tā blīvuma  $\Psi(u, t)$  var, aprēķinot sadalījuma pirmo momenta funkciju, kura, šajā gadījumā, pilnīgi sakrīt ar signālu:

$$\mu(t) = \int_{U_{\min}}^{U_{\max}} u \Psi(u, t) du \equiv s(t) \quad (2.28)$$

kur  $U_{\min}$  un  $U_{\max}$  – signāla dināmiskā diapazona apakšējā un augšējā robežas.

Ja pastāv uzklātais troksnis  $\varepsilon(t)$ , tad signāla  $s(t)$  sadalījuma blīvums nevar tikt aproksimēts ar delta-impulsu, bet nosākās ar trokšņa sadalījumu:

$$\Psi(u, t) = \Psi_{\varepsilon}(u - \mu(t)), \quad (2.29)$$

kur  $\Psi_{\varepsilon}(u)$  - trokšņa  $\varepsilon(t)$  sadalījuma blīvums. Ja troksnis ir stacionārs ar vidējo vērtību vienādu ar nulli, tad izteiksme (2.28) ir spēkā arī gadījuma signālam  $u(t)$ . Tādā veidā, pirmā momenta funkcija var kalpot kā, analogā signāla formu aprakstošās, funkcijas novērtējums.

Kā zināms, sadalījuma blīvumu statistiski var novērtēt ar histogrammas palīdzību [57]. Aplūkosim sadalījuma viendimensijas blīvuma vērtējumu kā laika funkciju intervāla  $[0, T_s)$  robežās. Šajā nolūkā sadalīsim signāla  $u(t)$  iespējamo, dināmisko diapazonu  $M$  līmeņos ar soli  $q = (U_{\min} - U_{\max})/M$ , un atkārtšanās intervālu  $[0, T_s)$   $K$  subintervālos ar katra ilgumu  $\theta = T_s/K$ . Noteiksim notikuma varbūtību  $\{mq \leq u \leq (m+1)q \text{ and } k\theta \leq t \leq (k+1)\theta\}$  signāla momentānai vērtībai  $u$  laika momentā  $t$ :

$$P(m, k) = P\{[mq \leq u \leq (m+1)q] \cap [k\theta \leq t \leq (k+1)\theta]\} = \\ = \frac{1}{\theta} \int_{k\theta}^{(k+1)\theta} \int_{mq}^{(m+1)q} \Psi(u, t) du dt, \quad (2.30)$$

kur  $k = \overline{0, K-1}$ ,  $m = \overline{0, M-1}$ , signāls  $u$  normēts uz momentāno vērtību diapazonu  $[0..1]$ . Par amplitūdas-laika (amplitude-time) histogrammu, vai AT histogrammu nosauksim

varbūtības  $P(m, k)$  statistisko novērtējumu:

$$w(m, k) = \hat{P}(m, k) \quad (2.31)$$

AT histogramma noteikta diskrētā pāru  $\{m, k\}$  kopā, kuru sastāda visi momentāno vērtību kvantēšanas līmeņu numuri un atkārtotā perioda subintervālu numuri.

Citiem vārdiem sakot, AT histogrammas elementi, ar koordinātēm  $m$  un  $k$ , ir izvietoti plaknē  $(m, k)$ . AT histogramma, atšķirībā no parastās histogrammas, satur informāciju par gadījuma procesa dažādiem šķēlumiem laikā, kas atļauj to izmantot signāla atjaunošanai. Līdzīgā veidā var noteikt *empīrisku amplitūdas-laika sadalījuma funkciju (AT-funkciju)*, kuru ar AT histogrammu saista sakarība:

$$F(m, k) = \sum_{i=0}^m w(i, k), \quad k = \overline{0, K-1} \quad (2.32)$$

Praksē, AT funkcijas aprēķināšanai no AT histogrammas, izdevīgāk pielietot rekurrento sakarību:

$$F(m, k) = w(m, k) + F(m-1, k), \quad \forall m \in [1, M-1], \quad F(0, k) = w(0, k) = 0. \quad (2.33)$$

Atšķirībā no patiesās sadalījuma funkcijas

$$G(u, t) = \int_{-\infty}^u \Psi(x, t) dx \quad (2.34)$$

kura definēta nepārtrauktā  $\{u, t\}$  kopā, sadalījuma  $F(m, k)$  empīriskā AT funkcija definēta diskrētā  $\{m, k\}$  kopā.

Diskrētam signālam AT histogramma tiek formēta kā kopas  $\{u_i, t_i\}$  attēlojuma uz kopu  $\{m, k\}$  rezultāts. Lai konstruētu AT histogrammu, nepieciešams noteikt diskrētā signāla  $\{u_i, t_i\}$  amplitūdas-laika vērtību skaitu, kuras sakrīt ar AT histogrammas šūnām ar koordinātēm  $m$  un  $k$ . AT histogrammas šūnu koordinātes tiek aprēķinātas sekojošā veidā (skaitlis  $K$  izvēlēts kā skaitļa 2 vesela skaitļa pakāpe):

$$m = \text{round}(u_i/q), \quad k = [\text{round}(t_i/\theta)] \& (K-1) \quad (2.35)$$

kur  $\&$  - kārtu loģiskā reizinājuma (konjunkcijas) simbols,  $\text{round}(x)$  -  $x$  noapaļošana, līdz vesalam skaitlim, operātors.

AT histogrammas uzkrāšanas algoritms izsakās ar operātoru sakarību:

$$W(m, k) := W(m, k) + 1, \quad (2.36)$$

kur  $W(m, k)$  - trāpījumu skaits šūnā ar koordinātēm  $m$  un  $k$ , kas tiek aprēķināts atbilstoši izteiksmei (2.35),  $:=$  - piešķiršanas operācijas simbols. Sākotnējā stāvoklī  $W(m, k) := 0 \quad \forall m \in [0, M-1]$  un  $k \in [0, K-1]$ .

Pēc vērtību  $W(m, k)$  uzkrāšanas jāizdara normēšana:

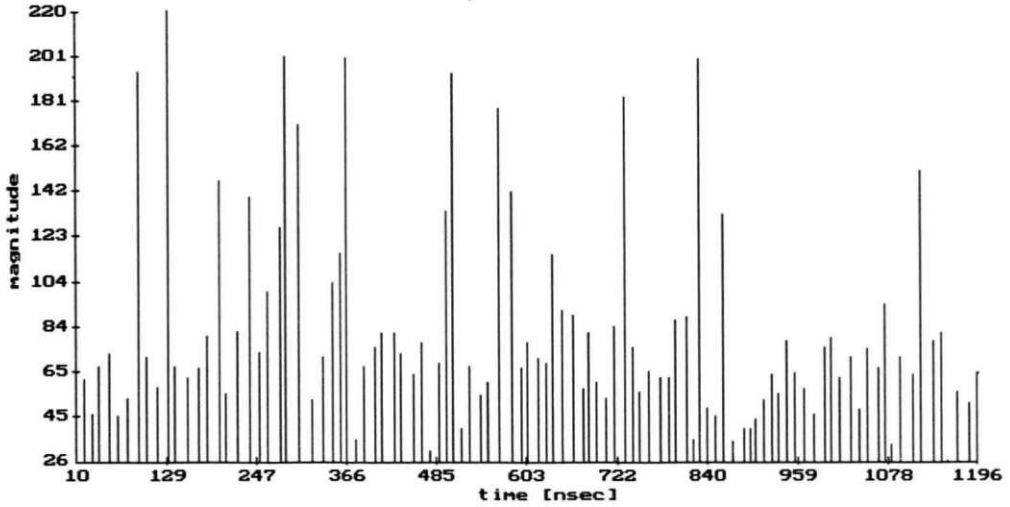
$$w(m, k) = W(m, k) / \sum_{i=0}^{M-1} W(i, k) \quad (2.37)$$

lai izpildītos nosacījums:

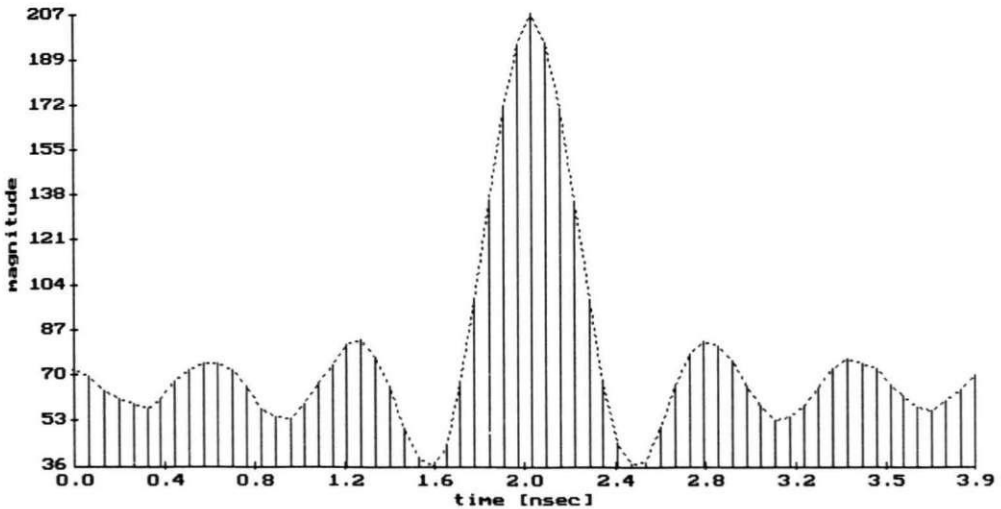


$$\sum_{m=0}^{M-1} w(m, k) = 1, \quad \forall k = [0, K - 1] \quad (2.38)$$

Iegūto AT histogrammu, vai no tās aprēķināto, sadalījuma empīrisko AT funkciju var izmantot lai aprēķinātu pirmās momenta funkcijas vērtības, kura, ar precizitāti līdz konstantam reizinātājam  $q$ , sakrīt ar reproducējamo signālu.

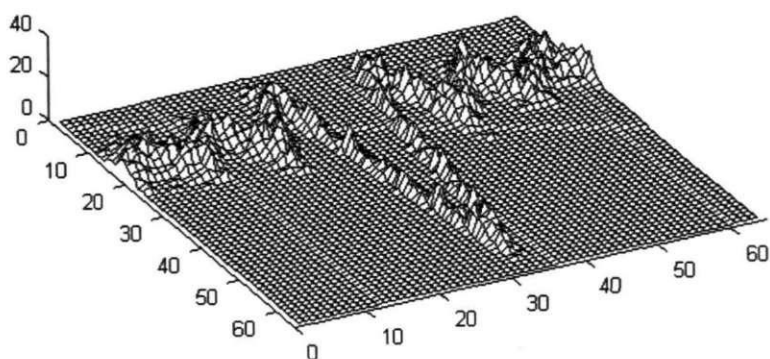


2.4. att. Periodiska signāla neregulāri diskrēti nolasījumi.



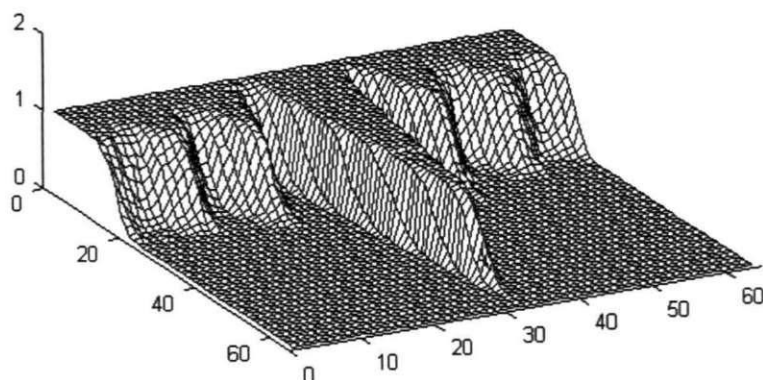
2.5. att. Atsevišķa analogā signāla atjaunotā forma.

Kā piemērs metodes izmantošanai, attēlā 2.4. att. doti neregulāri diskrēti nolasījumi periodiskam signālam, laika piesaistes iekārtas pastiprinātāja izejā. 2.5. att. parādīta reproducētā atsevišķa signāla forma. Kā tas redzams 2.4. att. signāla nolasījumi paši par sevi vēl nedod iespēju spriest par signāla formu. Pēc AT histogrammas izveidošanas, tās virsmas reljefs jau dod zināmu priekšstatu par signāla formu (2.6. att.).



2.6. att. Signāla AT-histogrammas  $w(m,k)$  virsmas reljefs.  
 $M = 64; K = 64; \theta = 62.5$  psec.

Sadalījuma empīriskās AT funkcijas virsmas reljefs uzskatoši demonstrē trokšņu fluktuāciju izlīdzināšanu (2.7. att.).



2.7. att. Signāla AT-funkcijas  $1-F(m,k)$  virsmas reljefs  
 $M = 64; K = 64; \theta = 62.5$  psec.

Sadalījuma pirmās momenta funkcijas novērtējumam var izmantot signāla AT histogrammas  $w(m,k)$  stāvokļa dažādus statistiskos raksturlielumus, vai arī tā sadalījuma empīriskās AT funkcijas  $F(m,k)$  statistiskos raksturlielumus:

- atlasē vidējā vērtību:

$$\hat{\mu}_1(k) = \sum_{m=0}^{M-1} m w(m,k) = \sum_{m=0}^{M-1} [1 - F(m,k)] = M - \sum_{m=0}^{M-1} F(m,k); \quad (2.39)$$

- atlasē mediānu  $\hat{\mu}_2(k)$ , kuru izsaka vienādojums:

$$1 - F(m,k) = F(m,k) \Big|_{m=\hat{\mu}_2(k)}; \quad (2.40)$$

- atlasē modu:

$$\hat{\mu}_3(k) = \arg \max_m w(m,k) \quad (2.41)$$

No trijiem dotajiem vērtējumiem, vērtējums “*pa mediānu*” ir daudzsološāks, jo *mediāna* ir stabila vai aptuvena (*robust*) [58,59] sadalījuma blīvuma novietojuma parametra vērtējums, kurš ir mazjutīgs pret signāla nolastījumu atsevišķiem, anomāliem

izsitieniem. Novērtējuma “pa mediānu” algoritms ir pietiekami vienkāršs un reducējas uz AT funkcijas  $F(m,k)$ , vai tās papildinājuma  $1-F(m,k)$ , līmenī 0.5, virsmas kontūra līnijas izveidošanu.

Signāla  $s(t)$  novērtējums diskrētas funkcijas veidā (ar konstantu diskretizācijas soli  $\theta$ ) atbilst izteiksmei:

$$\hat{s}(k\theta) = q\hat{\mu}(k), \forall k \in [0, K-1], \quad (2.42)$$

kur  $\hat{\mu}(k) = \hat{\mu}_1(k)$ , vai  $\hat{\mu}(k) = \hat{\mu}_2(k)$ , vai  $\hat{\mu}(k) = \hat{\mu}_3(k)$ .

Attēlā 2.5. parādītais signāla formas novērtējums (diskrētie nolasījumi 2.4. att.) aprēķināts kā sadalījuma empīriskās AT funkcijas virsmas līmeņa līnija (2.7. att.).

Kā jau iepriekš tika atzīmēts, tad, *metodes realizācijas galvenā operācija ir analogo signālu atkārtosšanās perioda  $T_s$  precīza novērtēšana*. Ja atkārtosšanās periods noteikts neprecīzi, atjaunošanas procedūra var nedot pozitīvu rezultātu. Lai noteiktu analogā signāla  $s(t)$ , kurš veido ierobežota ilguma secību (2.24), atkārtosšanās periodu var izmantot sekojošu secības furjē-spektra īpašību.

Palielinoties elementāro signālu skaitam  $s(t)$  secībā  $u(t)$ , tās spektrs, iekļaujoties atsevišķa signāla  $s(t)$  furjē-spektra kontūrā, sadalās un deformējas, arvien vairāk tuvojoties režģa veida spektram. Pie tam frekvenču nobīde starp blakus esošiem režģa globālajiem maksimumiem ir pretēji proporcionāla atkārtosšanās periodam. Patiešām, ja atsevišķa signāla furjē-spektru var izteikt ar sakarību:

$$S(jf) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j2\pi ft} dt, \quad j = \sqrt{-1} \quad (2.43)$$

tad secības no  $Z$  signāliem furjē-spektrs izsakās kā:

$$U(jf) = S(jf)H(jf, Z) \quad (2.44)$$

kur

$$H(jf, Z) = \sum_{n=0}^{Z-1} e^{-j2\pi fnT_s} = \frac{\sin(\pi f T_s Z)}{\sin(\pi f T_s)} e^{-j(Z-1)\pi f T_s} \quad (2.45)$$

No izteiksmēm (2.44) un (2.45) seko, ka periodiskais atsevišķa signāla turpinājums ir ekvivalents tā filtrācijai ar līnēaru operātoru un kompleksu pārnese funkciju (2.45). Funkcijas (2.45) modulim ir ķemmes veida forma ar maksimumiem:

$$|H(jf, Z)| = Z \Big|_{f=f_m=n/T_s}, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.46)$$

un nullēm:

$$|H(jf, Z)| = 0 \Big|_{f=f_0=n/(ZT_s)}, \quad n \neq kZ, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (2.47)$$

Atkārtosšanās periods var tikt noteikts, izmantojot, pirmā pēc nulles, amplitūdas spektra globālā maksimuma frekvenci:

$$\hat{T}_s = 1 / \hat{f}_m \quad (2.48)$$

Vispirms tiek noteikta aptuvena, diskrētā Furjē pārveidojuma  $U[k]$  moduļa maksimuma novietojuma vērtība, kā frekvenču komponentes numurs:

$$K_m = \arg \max_k U[k], \quad (2.49)$$

kur

$$U[k] = \left| \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_n e^{-j2\pi(f_a + k\delta f)n} \right|, \quad (2.50)$$

$f_a$  - frekvenču diapazons, kurā tiek meklēts maksimums, apakšējā robeža,  $\delta f$  – solis pa frekvenci.

Precīzai maksimuma frekvences noteikšanai tiek izmantotas skaitliskās diferencēšanas metodes, kuras pielieto diskretu funkciju ekstrēmuma novietojuma noteikšanā. Aprēķinu vienādojumi maksimuma frekvences precīzai noteikšanai izsakās sekojošā formā:

$$\hat{f}_m = f_a + (K_m - 1 + \xi)\delta f, \quad (2.51)$$

kur labojuma komponente  $\xi$  var tikt aprēķināta pēc vienas no sekojošām formulām

$$\xi = \frac{1}{2} \frac{U[K_m - 1] - U[K_m + 1]}{U[K_m - 1] - 2U[K_m] + U[K_m + 1]} \quad (2.52)$$

vai

$$\xi = \frac{U[K_m - 2] - 8U[K_m - 1] + 8U[K_m + 1] - U[K_m + 2]}{U[K_m - 2] - 16U[K_m - 1] + 30U[K_m] - 16U[K_m + 1] + U[K_m + 2]} \quad (2.53)$$

Vienas vai otra formulas izvēle ir atkarīga no tā polinoma kārtas, kurš izvēlēts spektra moduļa aproksimācijai maksimuma apkārtnē.

Turpmākajai atkārtotās perioda precizēšanai var rekomendēt tāda funkcionāla minimizēšanu, kurš raksturo atjaunojamā signāla formas “gludumu”:

$$J(T_s) = \|\hat{\mu}(k) - \hat{\mu}(k-1)\|^2 = \sum_{k=1}^{K-1} (\hat{\mu}(k) - \hat{\mu}(k-1))^2 \quad (2.54)$$

Minētais funkcionāls ir pirmās momenta funkcijas un tās, par vienu soli nobīdītās, kopijas vērtējumu starpības normas kvadrāts. Starpības norma tiek izmantota kā dimensija (attālums) [28] atjaunoto, ar dažādām intervāla  $T_s$  vērtībām, signālu telpā. Kā galīgā tiek ņemta tāda intervāla  $T_s$  vērtība, kura dod normas kvadrāta minimumu:

$$\hat{T}_s = \arg \min_{T_s} J(T_s) \quad (2.55)$$

## 2.6. Fotodetektora izejas signāla laika piesaistes skaitliskā metode, izmantojot momentu secību, kuros signāls šķērso uzdotos diskriminācijas līmeņus

*Hronografiskā pārveidojuma princips dod iespēju pielietot skaitlisko metodi fotodetektora izejas signāla piesaistei pie laika skalas. Metode balstās uz tādu momentu secības apstrādi, kuros signāls šķērso uzdotos diskriminācijas līmeņus. [60,61]. Informācija par diskriminācijas līmeņu vērtībām un to šķērsošanas laika momenti tiek ievadīti datorā, kur tiek matemātiski apstrādāti, iegūstot korekcijas lokācijas intervāla, kurš izmērīts pret fiksētu piesaistes līmeni, precizēšanai.*

Kā jau tas tika atzīmēts promocijas darbā pirmajā nodaļā, laika piesaistes parametru

optimālās novērtēšanas metodēm piemīt būtiski trūkumi: tās ir ne invariantas attiecībā pret signālu un trokšņu statistiskām īpašībām, novērtējumi nestabili gadījumos, kad reālais sadalījums atšķiras no teorētiskā modeļa, ievērojamas grūtības to tehniskajā realizācijā, sevišķi tad, ja tiek pielietota signālu skaitliskā apstrāde. Tāpēc praktiskajā pielietojumā sevišķu aktualitāti iegūst kvazioptimālās, stabilās, laika momentu noteikšanas metodes, kuras ir mazjutīgas pret signālu formas un to statistisko īpašību izmaiņām, kā arī ir relatīvi vienkārši realizējamas, pielietojot signālu apstrādes skaitliskās metodes. Pie tādām metodēm var pieskaitīt parametru noteikšanas algoritmus, kuri balstās uz dotā veida funkcionālu minimizēšanu:

$$J(\vec{\theta}) = \sum_{i=1}^m L(y_i - \bar{y}(x_i, \vec{\theta})), \quad (2.56)$$

kur  $\{y_i\}$  - gadījuma procesa izmērītās vērtības,  $\bar{y}(x_i, \vec{\theta})$  - funkcijas vērtības, kura aproksimē procesa vidējās vērtības mērījumu punktos  $\{x_i\}$ ,  $\vec{\theta}$  - nosakāmo parametru vektors  $L(z)$  - kļūdas svaru funkcija. Novērtējumi, kurus iegūst pēc algoritma

$$\vec{\theta} = \arg \min_{\vec{\theta}} J(\vec{\theta}) \quad (2.57)$$

robustā (stabilā) novērtējuma teorijā tiek saukti par  $M$ -vērtējumiem [58]. Funkcijām  $L(z)$  ir jābūt izliektām, simetriskām, monotonām un diferencējamām. Pie  $L(x)=x^2$  novērtējuma algoritms atbilst mazāko kvadrātu metodei, pie  $L(x)=|x|$  - mazāko moduļu metodei.

Mazāko kvadrātu metodes (MKM) pielietošana neprasa apriori zināt novērojumu gadījuma kļūdu sadalījumu, dod neizmainītus vērtējumus un minimālu, starp visām līnēārām metodēm, dispersijas novērtējumu. Novērtējot signāla parametrus ar MKM mikrosekunžu ilguma diapazonā, par eksperimenta izejas datiem parasti tiek ņemti signāla un trokšņu sajaukuma atlasīti mērījumi, kurus iegūst to diskretizējot, iepriekš uzdotos, laika momentos, kuri nav atkarīgi no signāla formas. Tomēr, signāla formas skaitliskās reģistrēšanas praktiskā pielietojuma iespējas būtiski ierobežo momentāno vērtību analogi-digīto pārveidotāju darbības ātrums un tā nebūt nav triviāla problēma gadījumā, ja jāapstrādā atsevišķi, *nanosekunžu* diapazona, signāli. Izejot no praktiskās realizācijas pozīcijām, daudz perspektīvāk, parametru novērtējumam, būtu izmantot nevis signāla momentāno vērtību mērījumus, bet *informāciju, kuru satur hronografisko nolasījumu skaitliskās secības, un, kuri atbilst laika momentiem, kuros signāls šķērsojis nelielu skaitu, iepriekš uzdotu, diskriminācijas līmeņu* [60,61].

Šādā gadījumā signāla-trokšņa maisījums tiek diskrēti uzdots tādos laika momentos, kuros tas pieņem, iepriekš paredzētas, momentānās vērtības. Tā kā pie šādas netiešas diskretizācijas laika momentu nolasījumu secība ir atkarīga no diskretizējamā signāla formas, tā var saglabāt informāciju par tā atsevišķiem parametriem.

Parametru novērtēšana tādā gadījumā reducējas uz divu uzdevumu atrisināšanu: tādas funkcijas  $t(u)$  aproksimācija ar precizitāti līdz parametriem, kura ir inversa signāla  $u(t)$  pieauguma daļas regulārajai komponentei, un aproksimējošās funkcijas parametru novērtējuma (regresijas modelis), izejot no diskriminācijas līmeņu krustošanas laika momentiem.

Fotodetektora signālu piesaistes pie laika parametru novērtēšanas metode detalizēti aplūkota autora publikācijās [60,61]. Šeit tikai atzīmēsim, ka parametru novērtējums, kurš balstās tikai uz laika informācijas skaitlisko apstrādi, atļauj minimizēt operāciju daudzumu ar analogiem signāliem, neuzstādot pārāk augstas prasības momentāno

vērtību ātro, analogi-digitālo, pārveidotāju reģistru daudzumam. Laika momentu fiksēšanas vairāklīmeņu iekārtas, ar līmeņu skaitu no sešiem līdz astoņiem, var tikt izveidota mikroelektronikas tehnikā. Tas ļauj samazināt aparātūras izmaksas un konstruktīvi savietot laika piesaistes iekārtu kopā ar precīzu hronografisku pārveidotāju.

### 3. APGRIEZTI HRONOGRAFISKAIS PĀRVEIDOJUMS UN TĀ PIELIETOŠANA LĀZERLOKĀCIJAS MĒRĪŠANAS SISTĒMĀS

*Šajā nodaļā formulēts un izpētīts pārveidojuma princips, kurš ir apgriezts hronografiskajam. Noteikts šādu pārveidojumu fiziskais un loģiskais tipi. Aplūkotas pārveidotāju "kods-laika moments" fizikālās realizācijas īpatnības. Parādīta šādu pārveidotāju pielietošanas efektivitāte atbildes signālu sadalījuma laikā noteikšanai reālā laika skalā. Uz izstrādātā programm-loģiskā pārveidojuma bāzes izveidota metode laika intervālu interpolatīvo mērītāju precizitātes uzlabošanai. Metodes būtība bāzējas uz interpolatora skalas nelīnaritātes ievērošanu un tās programm-korekciju. Izstrādāta un izpētīta pikosekunžu diapazona interpolatora loģiskā pārveidojuma "kods-laiks" funkcijas statistiskās identifikācijas un programmiskās graduēšanas metode.*

#### 3.1. Apgriezti hronografiskā, digitāli-analogā pārveidojuma princips

Kā parādīts iepriekšējā nodaļā, hronografiskais pārveidojums pieprasa laika momentu  $\{t\}$  nepārtrauktas kopas attēlojuma  $G: \{t\} \rightarrow \{K\}$  uz to kodu ekvivalentu kopu  $\{K\}$ , respektīvi, pārveidojuma "laiks-kods" realizāciju ar aparatūras vai programmiskiem līdzekļiem. Šāds attēlojums atbilst hronografiskā pārveidotāja  $K=G(t)$  kvantēšanas funkcijai. Pēc kvantēšanas līmeņu numuriem sakārtota pārveidotāja laika diskretu (kvantu) kopa  $\{\theta(K)\}$  veido tā laika skalu.

**Definīcija.** Par apgriezti hronografisko pārveidojumu nosauksim diskretas skaitļu kopas (laika momentu koda ekvivalentu)  $\{K\}$  attēlojuma realizāciju  $X: \{K\} \rightarrow \{t\}$  uz diskretu laika momentu kopu  $\{t\}$ , kur  $X(K) = \sup\{t: G(t) \leq K\}$  ir pārveidojuma "kods-laiks" funkcija, kura ir apgriezta hronografiskā pārveidotāja  $K=G(t)$  kvantēšanas funkcijai.

Pārveidojumu  $X: \{K\} \rightarrow \{t\}$ , kura izpildes rezultātā tiek formēts reāls fizikāls signāls (notikums) ar noteiktu stāvokli laikā, sauksim par apgriezti hronografisku fizikālu pārveidojumu. Ja pārveidojuma  $X: \{K\} \rightarrow \{t\}$  ir skaitļi ar laika dimensiju, tad tādu apgriezti hronografisku pārveidojumu sauksim par loģisku pārveidojumu. Šajā gadījumā reāls, fizikāls signāls netiek formēts.

Sekojošajos paragrāfos tiks izskaidrots kā, izmantojot apgriezti hronografisko, loģisko pārveidojumu, var ievērojami paaugstināt laika intervālu mērītāju, pikosekunžu interpolatoru, precizitāti.

#### 3.2. Apgriezti hronografisko pārveidotāju uzbūves īpatnības

Veselā virknē mērīšanas uzdevumu analogi-digitālā (AD) un tam inversā digitāli-analogā (DA) pārveidojumu realizācija un pielietojums ir cieši saistīti. Blakus izplatītiem AD pārveidotājiem "kods-laika intervāls" plaši pazīstami ir arī apgrieztie DA pārveidotāji ar funkciju "kods-laika intervāls. Tomēr daudz mazāk pazīstami ir, pēc nozīmes minētajiem tuvie, apgriezti hronografiskie pārveidotāji, to tehniskā realizācija un specifika.

Izpildot apgriezti hronografisko pārveidojumu kāds no tekošā laika avota skalas stāvokļiem tiek izdalīts kā signāls, kurš asociējas ar doto laika momentu. Šādam nolūkam, laika skalas tekošā vērtība tiek salīdzināta ar laika momenta koda ekvivalentu. Ja kodi sakrīt, tiek formēts impulss, kura novietojums laikā, precīzi atbilst dotajam

kodam.

Apgriezti hronografisko pārveidotāju tehniskajā realizācijā rodas problēmas, kuras ir saistītas ar nepieciešamību nodrošināt stabilu pārveidotāja darbību plašā, daudzu reģistru, pārveidojamo kodu diapazonā. Parasti, kā tekošā laika skalas avots, tiek izmantots atsevišķu pieaugumu skaitītājs, kurš nepārtraukti skaita atkārtojumu etalona frekvences impulsus savā ieejā.

Vajadzīgo laika momentu var iegūt salīdzinot, visos reģistros vienlaicīgi, tekošo kodu skaitītāja izejās ar uzdoto kodu. Atsevišķo pieaugumu skaitītājam ir jābūt pilnīgi sinhronam un jāsatur elementi, kuru darbības ātrums ir vienāds. Pretējā gadījumā kodu komparatora izejās, skaitītāja kodu stāvokļa izmaiņas laikā, var parādīties kļūdaini signāli. Daudzu reģistru sinhrona skaitītāja realizācija ir saistīta ar tā ievērojamu sarežģītību un iekārtu apjoma pieaugumu.

Autora izstrādātajam, apgriezti hronografiskajam, pārveidotājam nav nepieciešams sinhronais skaitītājs. Atsevišķu pieaugumu skaitītājs šajā pārveidotājā izveidots, izmantojot kvazisinhrono kaskādu, ar ierobežotu reģistru skaitu, asinhrono sasaisti. Stabīlas darbības nodrošināšanai pārveidotājā iekļauti kodu sakrišanu fiksējošie bloki, kuru skaits vienāds ar skaitīšanas kaskādu skaitu. Ar kodu uzdotajā laika momentā izdalītais signāls ir rezultāts, kuru iegūst regulārā secībā fiksējot signālus par skaitīšanas kaskādu kodu stāvokļu sakrišanu ar atbilstošā, pārveidojamā koda reģistru grupām, virzienā no vecākajiem uz jaunākajiem reģistriem. Kopumā, apgriezti hronografiskais pārveidotājs sastāv no, struktūras ziņā vienādu, kaskādu virknes (3.1. att.). Kaskādes savstarpēji sadarbojas asinhroni un secīgi laikā. Pārveidotāja realizācija, izmantojot mikroelektroniku, nerada sevišķas grūtības.

Tālāk tiks parādīts kā ar pārveidojumiem “kods-laiks” vai “kods-laika moments” var tikt realizēti dažādi signālu apstrādes algoritmi.

### **3.3. Apgriezti hronografiskie pārveidojumi uzdevumos par atbildes signālu atlasīšanu laikā uz reālā laika skalas, izmantojot starpību metodi**

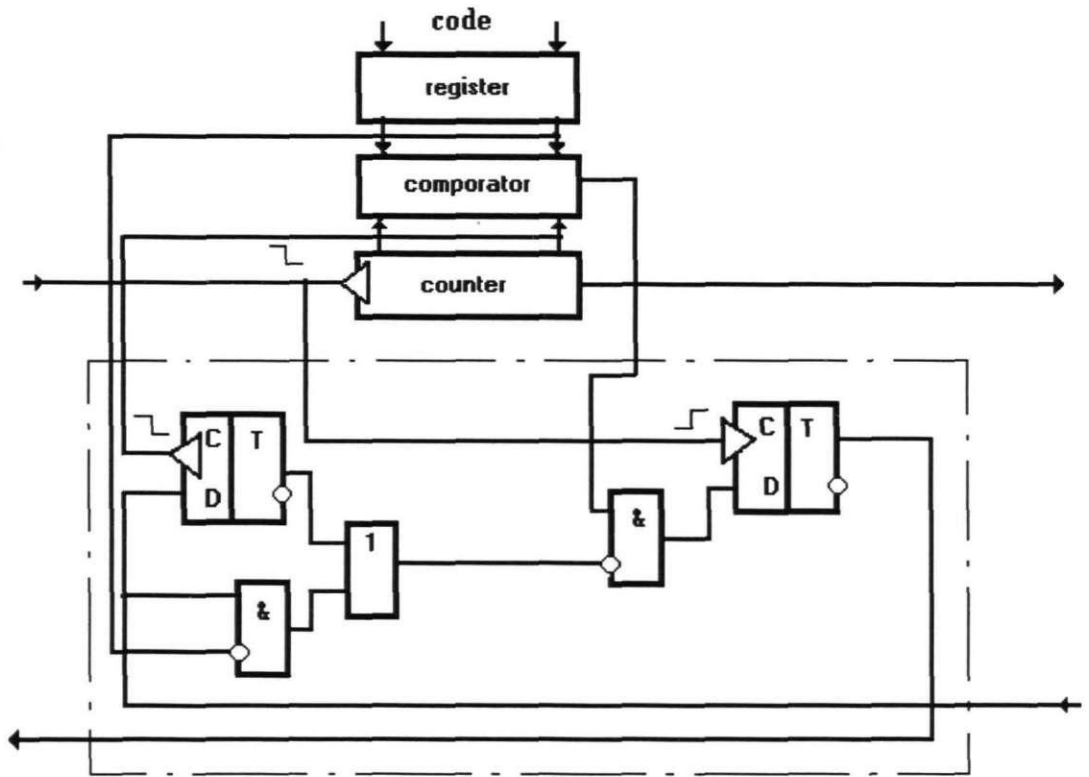
Izdarot gaismas lauku foto detektēšanu apstākļos, kad atstarotā signāla intensitāte un fona intensitāte maz atšķiras, atbildes signālu nokavēšanās noteikšana ir saistīta ar nepieciešamību atdalīt, reālā laikā, signālu impulsus no fona (trokšņu) impulsiem [64,65]. Signālu impulsi neatšķiras no fona impulsiem ne pēc formas ne amplitūdas un var tikt atdalīti tikai gadījumā, ja ir pieejama apriora informācija par signālu izplatīšanās laiku līdz mērķim un atpakaļ.

Izmērīto laika intervālu vērtības starp starta impulsu un fona impulsiem veido fiktīvas, lokācijas nokavēšanās, pseidovērtību kopas, kuras ir jāizslēdz kā anomālus datus. Lai atdalītu trokšņa impulsus reālā laikā, satelītu lāzerlokācijā izmanto, astronomijā tradicionālo, “O-C” (“observed-calculated”) starpību metodi.

Šī metode paredz nevis lokācijas signālu izplatīšanās laika absolūto vērtību analīzi, bet tikai starpību “novērotais - aprēķinātais” vai “izmērītais – prognozētais” analīzi. Starpību metodes idejas pielietošana satelītu topocentrisko trajektoriju aproksimācijā balstās uz to faktu, ka atbildes signālu izplatīšanās laikam ir jāmainās atbilstoši debess mehānikas pamatlikumiem, atšķirībā no fona impulsu fiktīvajām “lokācijas aizturēm”, kuras mainās haotiski.

Ja gaismas signālu reģistrāciju izdara tikai izdalošā laika “loga” ietvaros, kurš ir nokavēts attiecībā pret lokācijas signāla noraidīšanas laiku par aprēķināto signāla izplatīšanās laiku, tad fona signālu reģistrēšanas varbūtību atbildes signālu vietā var reducēt līdz minimumam.





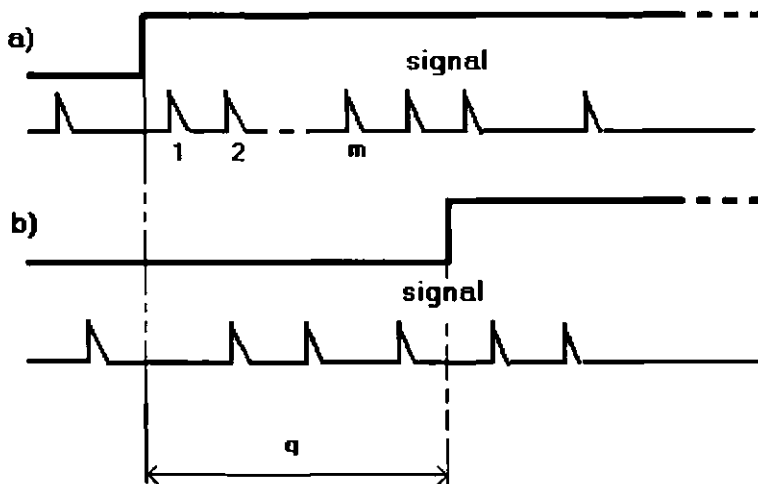
3.1. att. Apgriezti hronografiskā pārveidotāja kaskādes struktūras shēma.

Kopēja hronografisko un apgriezti hronografisko pārveidojumu pielietošana ļauj atrisināt uzdevumu par atbildes signālu izdalīšanu impulsu plūsmā, izmantojot to prognozētā pienākšanas laika aprēķinātās vērtības. Izdalošā loga novietojumu laikā (stroba impulsi) var uzdot ar tā robežu tekošā laika momentiem. Atbildes signālu uztveršanas zonas robežu iestādīšanas iespēja programmējamos tekošā laika momentos, ļauj tehniski ievērojami vienkāršot izdalīšanu laikā gadījumam, kad lokācijas nokavēšanās mērījumu cikli pārklājas laikā.

### 3.4. Pārveidojuma diskreāta izvēle pie lāzerlokācijas atbildes signālu selekcijas laikā

Izmantojot apgriezti hronografisko pārveidojumu uzdevumos, kuri saistīti ar derīgo signālu izdalīšanu no kopējās signālu plūsmas, rodas problēma par pārveidojuma nepieciešamās diskretības izvēli [47]. Diskretības pakāpe var tikt noteikta, vadoties no sekojošiem apsvērumiem.

Kā tas labi zināms, pielietojot statistiskās uzkrāšanas metodi signāla izdalīšanai no trokšņiem, tas tiek meklēts, pārbīdot izdalošā loga robežas pa laika asi. Ja hronografiskajam pārveidotājam ir  $m$  kanāli, kuri spēj reģistrēt loga iekšpusē esošo impulsu stāvokli laikā un loga priekšējā robeža var tikt iestādīta ar diskretību  $q$ , tad diskretības intervālā esošo trokšņu impulsu skaitam būtu jābūt mazākam par  $m-1$ . Pretējā gadījumā, kad reģistrētie trokšņu impulsi ir pienākuši pirms derīgā signāla impulsa, visi hronografiskā pārveidotāja  $m$  kanāli var tikt aizpildīti ar trokšņu impulsiem, kas noved pie derīgā signāla zuduma (sk. 3.2.a. att.).



3.2. att. Atbildes signāla zudums, pārbīdot izdalošā loga robežu.

Pārbīdot loga priekšējo robežu pa laika asi pa labi par diskreta vērtību  $q$ , signāla impulss atkal netiks reģistrēts, jo nākošajā lokācijas ciklā tā stāvoklis laikā joprojām atradīsies intervāla, starp vecā un jaunā laika logu priekšējās robežas stāvokļiem, iekšpusē (sk.3.2.b. att.).

Vispārinātā gadījumā fona impulsu plūsmas statistika lāzerlokācijas gadījumā var tikt izteikta ar negatīvi binominālu sadalījumu, kurš, pie parametru robežvērtībām, pāriet Puassona un Bozes-Einšteina sadalījumos [21].

Puassona plūsmas gadījumā varbūtība, ka laika intervālā, kurš vienāds ar diskretu  $q$ , parādīsies vairāk kā  $m-1$  fona plūsmas impulsi ar intensitāti  $\lambda_n$ , var tikt izteikta ar sakarību:

$$P(k > m - 1, q) = \frac{\gamma(m, \lambda_n q)}{(m - 1)!} \quad (3.1)$$

kur  $k$  – fona plūsmas impulsu skaits,  $\gamma(\alpha, x) = \int_0^x t^{\alpha-1} e^{-t} dt$  - nepilnā gamma funkcija.

Bozes-Einšteina plūsmai analoga varbūtība var tikt izteikta kā:

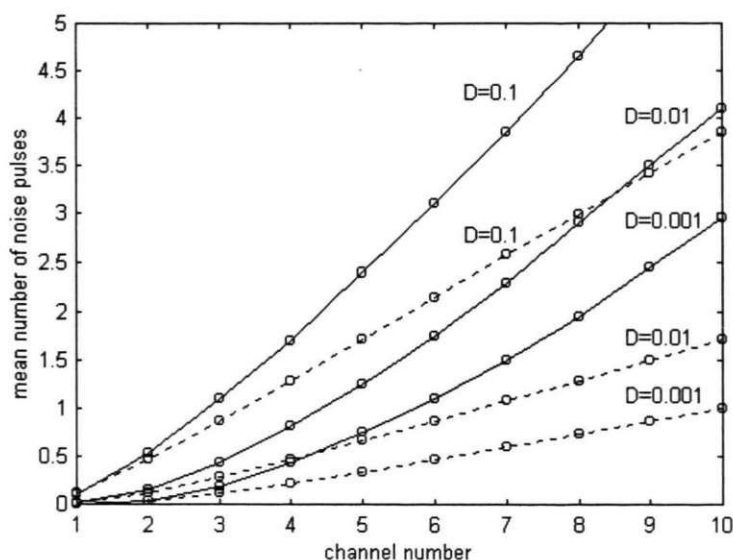
$$P(k > m - 1, q) = \left( \frac{\lambda_n q}{1 + \lambda_n q} \right)^m \quad (3.2)$$

Pieņemot kādu pieļaujamu varbūtību  $D$ , signāla impulsa zaudēšanai, no nosacījuma  $D = P(k > m - 1, q)$ , izmantojot sakarības (3.1) un (3.2), var aprēķināt pieļaujamo trokšņa impulsu vidējo skaitu  $\Lambda_n = \lambda_n q$  diskreta intervālā.

Bozes-Einšteina plūsmas gadījumā izteiksmi priekš  $\Lambda_n$  var iegūt tiešā veidā

$$\Lambda_n = \frac{\sqrt[m]{D}}{1 - \sqrt[m]{D}} \quad (3.3)$$

3.3. att. parāda pieļaujamā trokšņa impulsu  $\Lambda_n = \lambda_n q$  vidējā skaita atkarību, izdalošā loga robežas iestādīšanas diskreta  $q$  intervālā, no hronografiskā pārveidotāja reģistrācijas kanālu skaita  $m$ , un signāla impulsa zaudēšanas pieļaujamās varbūtības  $D$ . Nepārtrauktās līnijas atbilst Puassona plūsmai, punktētās Bozes-Einšteina plūsmai.



3.3. att. Trokšņa impulsu vidējā skaita atkarība, izdalošā loga iestādīšanas diskreta intervālā, no hronografa kanālu skaita.

Ja abām plūsmām impulsa zuduma varbūtības  $D$  ir vienādas un reģistrācijas kanālu skaits  $m$  ir vienāds, tad izrādās, ka pieļaujama fona trokšņu impulsu skaitam, diskreta intervālā  $q$ , Bozes-Einšteina plūsmai ir jābūt mazākam nekā Puassona plūsmai.

Nepieciešamais pārveidojuma diskrets var tikt noteikts, izejot no sakarības  $q < \frac{\Lambda_n}{\lambda_n}$ .

Tā, piemēram, Puassona fona plūsmai ar intensitāti  $\lambda_n = 10^7 \text{ c}^{-1}$  vidējais trokšņa impulsu skaits diskreta intervālā nedrīkst būt lielāks par vērtību  $\Lambda_n = 0.43$ , ja reģistrācijas kanālu skaits  $m=3$ , un zuduma varbūtība  $D=0.01$ . Tas nozīmē, ka diskreta vērtībai ir jābūt  $q=43$  nanosekundes. Bozes-Einšteina plūsmai, pie tām pašām  $m$  un  $D$  vērtībām, pieļaujama fona trokšņa impulsu vidējais skaits būs  $\Lambda_n = 0.27$ , kas atbilst nepieciešamajam pārveidojuma diskretam  $q=27$  nanosekundes.

Tādā veidā, apgriezti hronografiskā pārveidotāja diskreta izvēli, kurš nepieciešams selekcijai laikā, nosaka fona impulsa plūsmas statistiskā sadalījuma raksturs, plūsmas intensitāte un hronografiskā pārveidotāja reģistrācijas kanālu skaits [47].

### 3.5. Precīzie “kods-laika intervāls” pārveidojumi uzdevumos par impulsveida signālu piesaisti pie laika skalas

Virknē uzdevumu par impulsveida signālu piesaisti pie laika, izmantojot to sagaidāmā pienākšanas laika prognozi, izdalošā loga (stroba impulsa) formēšanas, ar noteiktu piesaisti pie laika skalas uz apgriezti hronografiskā pārveidojuma bāzes, precizitāte var izrādīties nepietiekama. Šādā gadījumā par aizturētā stroba impulsa

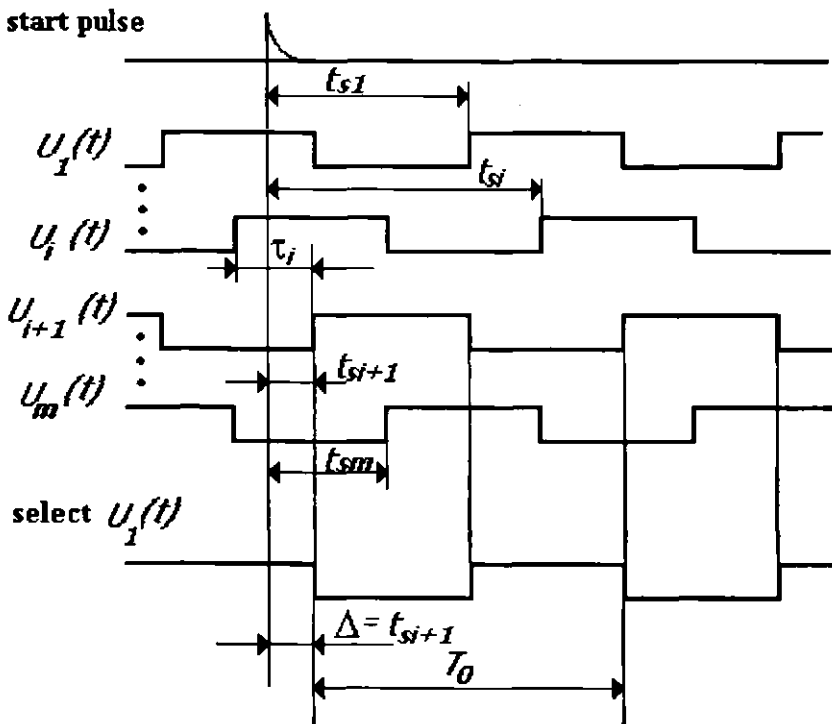
formētājiem ir mēķtiecīgi izmantot pārveidotājus “kods-laika intervāls” [66].

Plašā strobēšanas aizturu diapazonā kā pamatmetode koda pārveidošanai laika intervālā tiek izmantots paņēmiens ar dotā skaita  $n$  atsevišķu (diskrētu) laika  $T_0$  pieaugumu summēšanu ar skaitītāja palīdzību. Ja laika intervāla, kurš atbilst nepieciešamajai strobēšanas aizturai  $\tau_s = nT_0$ , formēšanas sākums var tikt uzdots jebkurā laika momentā ar ārēja signāla palīdzību, tad, pie nepārtrauktas laika diskrētu ģenerācijas, pārveidojuma sākuma momenta nesakrītība ar ģenerātoru impulsu izsauc gadījuma rakstura kļūdu  $\Delta$  noformētājā laika intervālā. Šī kļūda ir vienmērīgi sadalīta laika diskrēta robežās un tās dispersija ir  $D[\Delta] = T_0^2/12$ .

Lai samazinātu šo kļūdu nepalielinot ģenerātoru frekvenci un skaitītāja darbības ātrumu, darbā [67] ir ieteikts piesaistīt pārveidojuma sākuma momentu pie vienas no, savstarpēji fāzē nobīdītām,  $m$ -fāzu ģenerātoru impulsu secībām. Pie tam atsevišķo pieaugumu skaitīšanai tiek izvēlēta tā impulsu secība, kurai ir vismazākā laika (fāzes) nobīde attiecībā pret pārveidojuma sākuma signāla novietojumu laikā (3.4. att.).

Izmantojot minēto metodi, pārveidojuma precizitāti nosaka nevis ģenerātoru frekvence, bet gan impulsu secību fāzu starpība. Pārveidojuma kļūdu nosaka laika intervāls starp pārveidojuma sākuma signāla fronti un diskrētu skaitīšanai izvēlētas secības impulsa fronti.

Ja laika nobīdes vērtība starp jebkurām divām ģenerātoru impulsu secībām ir vienāda, tad pārveidojuma kļūda ir vienmērīgi sadalīta intervāla  $T_0/m$  robežās ar matemātisko cerību  $E[\Delta] = T_0/(2m)$  un dispersiju  $D[\Delta] = (T_0/m)^2/12$ .



3.4. att. Signāla “pārveidojuma sākums” piesaistes princips pie kādas no daudzfāzu ģenerātoru takts impulsu secībām.

Tomēr, vispārinātā gadījumā, kaut vai  $m$ -fāzu ģenerātoru elementu aiztures parametru izkliedes dēļ, blakus esošo impulsu secību nobīde laikā nav vienāda. Tas noved pie kļūdas sadalījuma likuma nevienmērības. Pārveidojuma kļūdas sadalījuma blīvums, pie nosacījuma, kad pārveidojuma sākuma moments sakrīt ar  $i$ -to laika

diskrētu, var tikt izteikts ar sakarību

$$p_{\Delta}(\Delta|i) = (1/\tau_i)[\sigma(\Delta) - \sigma(\Delta - \tau_i)], \quad (3.4)$$

kur  $\sigma(\Delta) = \begin{cases} 1, & \text{if } \Delta \geq 0 \\ 0, & \text{if } \Delta < 0 \end{cases}$  - Hevisaida unitārā (vienības) funkcija.

Pārveidojuma sākuma momenta ar  $i$ -to laika diskrētu sakrišanas varbūtība var tikt izteikta kā  $P(i) = \tau_i/T_0$ . Tad pārveidojuma kļūdas sadalījuma noteiktais blīvums var tikt aprakstīts ar sakarību

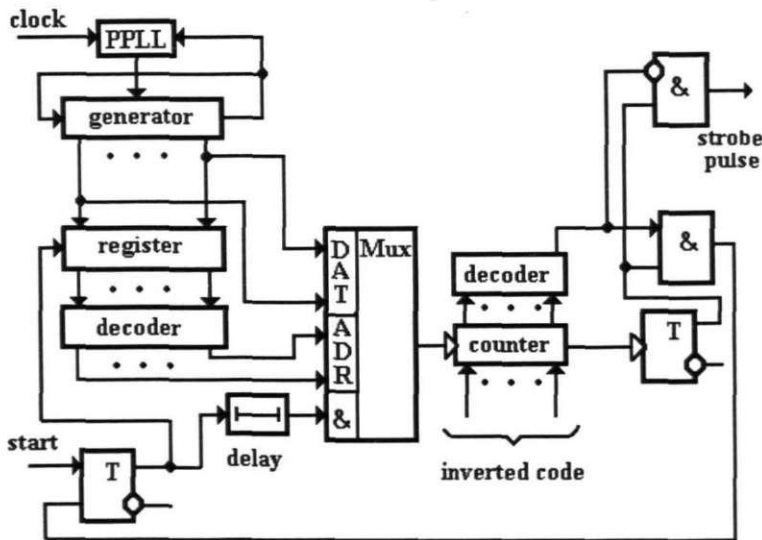
$$p_{\Delta}(\Delta) = \sum_{i=1}^m p_{\Delta}(\Delta|i)P(i) = (m/T_0)[\sigma(\Delta) - (1/m)\sum_{i=1}^m \sigma(\Delta - \tau_i)] \quad (3.5)$$

Kļūdas, kura pakļauta sadalījumam (3.5),  $n$ -tās kārtas sākuma momenta izteiksme ir

$$E[\Delta^n] = \int_0^{\tau_{\max}} \Delta^n p_{\Delta}(\Delta) d\Delta = \frac{1}{(n+1)T_0} \sum_{i=1}^m \tau_i^{n+1}, \quad (3.6)$$

kur  $\tau_{\max}$  - laika nobīdes starp divām blakus secībām maksimālā vērtība,  $E[.]$  - matemātiskās cerības operātors.

Kļūdas  $E[\Delta]$  matemātiskajai cerībai ir pārveidojuma "kods-laika intervāls" sistemātiskās kļūdas raksturs, kura var tikt ņemta vērā pārveidojamā koda vērtību uzdošanas etapā. Sistemātiskajai kļūdai ir minimāla vērtība kad laika nobīde starp jebkurām blakus esošām impulsu secībām ir vienāda.



3.5. att. Pārveidotāja kods-laika intervāls shēma.

Attēlā 3.5. dota tāda pārveidotāja struktūras shēma, kura skaitītāja ieejai tiek pieslēgti diskkrētu impulsi no tādas impulsu secības, kurai ir minimāla laika nobīde pret pārveidojuma sākuma signālu. Aplūkotajā pārveidotāja variantā uzdotā garuma, nokavētā stroba impulsa formēšana tiek realizēta caur diviem, nepārtraukti viens otram sekojošiem, diskkrētu skaitītāja darba etapiem. Pirmajā etapā skaitītājs summē visus diskkrētus sākot no iepriekš ievadīta skaitļa līdz pārpildīšanai, formējot strobēšanas

aiztures intervālu. Otrajā etapā skaitītājs summē diskretus sākot no nulles vērtības līdz skaitlim, kurš atbilst uzdotajam laika loga (stroba impulsa) ilgumam. Pirms pārveidojuma sākuma skaitītājā tiek ievadīts pārveidojuma inversais kods.

Aplūkotā pārveidojuma “kods-laika intervāls” precizitātes paaugstināšanas metode var tikt izmantota apgriezti hronografiskā pārveidotāja precizitātes uzlabošanai. Šādā gadījumā pārveidotāja jaunāko reģistru grupa komutē secības impulsu, kuram ir vismazākā nobīde laikā pret signālu, kuru izdala pārveidotāja pirmās kaskādes kodu sakrišanas fiksēšanas bloks.

### 3.6. Loģiskā pārveidojuma “kods-laiks” funkcijas izmantošana programmas algoritmā, pikosekunžu interpolatora precizitātes uzlabošanai

Pikosekunžu interpolators ir viens no svarīgākajiem datorhronografa aparatūras mezgliem, kurš būtiski nosaka tā precizitāti. Promocijas darbā parādīts kādā veidā apgriezti hronografiskais pārveidojums, progammiski realizējot attēlojumu “kods-laiks”, var tikt izmantots interpolācijas mērījumu precizitātes paaugstināšanai.

Zināms, ka interpolatora laika skalas nelīnaritāti nosaka tā reālās kvantēšanas funkcijas “laiks-kods”  $K=G(t)$  formas novirzes no, ar vienmērīgu soli kvantētas, līneāri augošas funkcijas formas. Funkcija  $G(t)$  asociējas ar interpolatorā fizikāli realizētu laika momentu  $\{t\}$  nepārtrauktas kopas attēlojumu  $G: \{t\} \rightarrow \{K\}$  uz to kodu ekvivalentu diskreto kopu  $\{K\}$ . Funkcijas  $G(t)$  reālā forma nav zināma. Parasti, nosakot kādu laika momentu  $t_x$  pēc tā koda ekvivalenta  $K_x$ , interpolatora skalu uzskata par vienmērīgu. Pie tam netiek ņemta vērā funkcijas  $G(t)$  patiesā forma un laika momenta vērtību nosaka atbilstoši sakarībai

$$\hat{t}_x = qK_x, \quad (3.7)$$

kur  $q = T_0 / M$  - interpolatora skalas iedaļas vērtība,  $T_0$  - interpolatora skalas periods, kurš vienāds ar aptuvenā mērītāja skalas periodu,  $M$  - kvantējuma līmeņu skaits. Izmantojot novērtējumu (3.7), rezultāts satur instrumentāla rakstura kļūdas, kuras izsauc skalas nelīnaritāte.

Tomēr, kā autors konstatēja darbos [68, 69], skalas “līnaritāte” vispārinātā gadījumā nav obligāta. Pielietojot interpolatora skalas nevienmērības uzskaites un korekcijas analītiskās metodes, var samazināt līdz pieņemamam līmenim nelīnaritātes izsauktās kļūdas, izmantojot tikai programmēšanas metodes.

Ievedīsim un definēsim funkciju  $X(K) = \sup\{\hat{t} : G(\hat{t}) \leq K\}$ , kura ir inversa interpolatorā fizikāli realizētai kvantēšanas funkcijai  $G(t)$ . Funkcija  $X(K)$  realizē kvantēšanas līmeņu  $\{K\}$  numuru diskretas kopas attēlojumu  $X: \{K\} \rightarrow \{\hat{t}\}$  uz laika momentu  $\{\hat{t}\}$  novērtējuma diskreto kopu. Citiem vārdiem, funkcija  $X(K)$  apraksta pārveidojumu “kods-laiks”, kas attiecas uz apgriezti hronografisko pārveidojumu klasi.

Funkcija  $X(K)$ , atšķirībā no funkcijas  $G(t)$  fizikāli netiek realizēta un faktiski ir, programmiski realizēts, loģiskais pārveidojums “kods-laiks”, kurš ir inverss fizikālajam pārveidojumam “laiks-kods”.

Ja funkcija  $X(K)$  ir iepriekš aprēķināta, tad momenta novērtējums var tikt iegūts atbilstoši izteiksmei

$$\hat{t}_x = X(K_x) + c(K_x) \quad (3.8)$$

kur  $c(K_x)$  - kāda konstante, kura vispārējā gadījumā ir atkarīga no kvantēšanas līmeņa numura un kura iespaido vērtējuma  $\hat{t}_x$  nobīdi. Vērtējums  $\hat{t}_x$  nav nobīdīts, ja

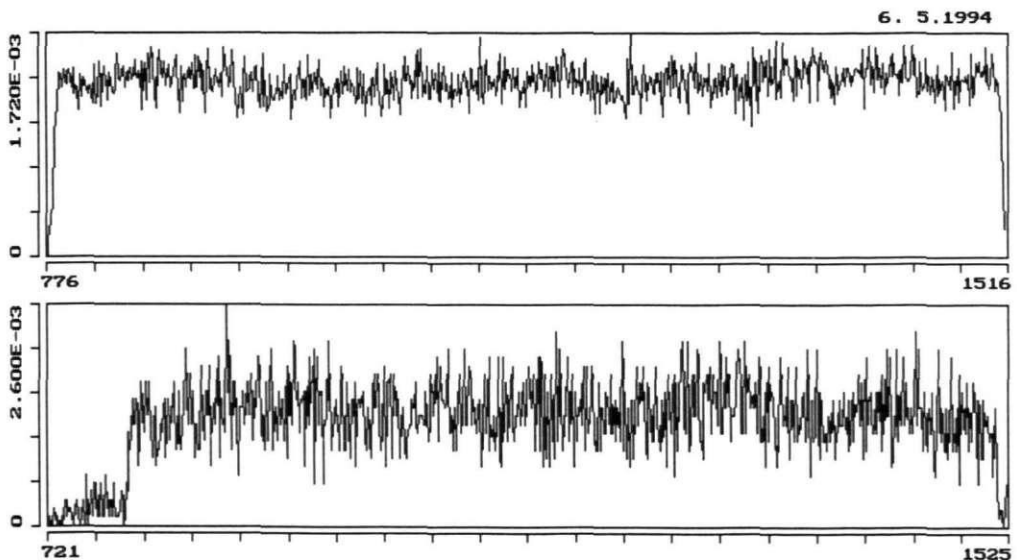
$$c(K_x) = -0.5\theta_x, \quad (3.9)$$

kur  $\theta_x$  -  $K_x$ -tā skalas diskrēta vērtība. Praksē parasti saskaitāmais  $c(K_x)$  tieši ietilpst vērtējumā  $X(K_x)$ .

### 3.7. Pikosekunžu interpolatora pārveidošanas funkcijas “kods-laiks” statistiskā identificēšana un graduēšana

Lai iegūtu funkcijas  $X(K)$  analītisko izteiksmi, vai tās tabulas vērtības, ir nepieciešams risināt jautājumu par pikosekunžu interpolatora skalas statistisko identifikāciju. To darot ar statistisko mēģinājumu metodi, gadījuma momentos, kuri vienmērīgi sadalīti skalas perioda  $T_0$  robežās, tiek reģistrēti skalas stāvokļi un uzkrāta kvantēšanas līmeņu numuru sadalījuma histogramma. Histogramma raksturo atsevišķo skalas diskrētu koda ekvivalentu parādīšanās frekvenču spektru. Pie pietiekami liela skaita mēģinājumu histogramma satur nepieciešamo informāciju funkcijas  $X(K)$  noteikšanai.

Vienīgi jāatceras, ka iegūtā histogramma var arī nebūt derīga vēlākai apstrādei. Attēlā 3.6. doti histogrammu piemēri: apstrādei derīga (augšējais grafiks) un apstrādei nederīga (apakšējais grafiks). Histogrammu atlases formālie nosacījumi tiks apskatīti turpmāk.



3.6. att. Interpolatora izejas kodu sadalījuma histogramma (apakšējā histogramma apstrādei nav derīga). Uz horizontālās ass atlikti kvantēšanas līmeņu numuri; mēģinājumu skaits  $N = 10^5$ ; interpolatora skalas periods  $T_0 = 25$  nanosekundes.

Īsumā aplūkosim datu apstrādes metodes, realizējot statistisko identifikāciju, un dosim uzskatāmu varbūtisku pārveidojuma funkcijas “kods-laiks”  $X(K)$  interpretāciju.

Interpolatora statistiskā identifikācija balstās uz pazīstamu sakarību, gadījuma procesu vērtību viendimensiju blīvuma sadalījumam nelineāra un neinerciāla pārveidotāja ieejā un izejā [57]:

$$\Psi(K) = \frac{dX}{dK} S[X(K)], K \in [0, M - 1], \quad (3.10)$$

kur:  $S(t)$  – gadījuma plūsmas notikuma parādīšanās momenta  $t$  sadalījuma blīvums, kurš nolasa interpolatora periodiskās skalas vērtību  $K$ ;  $\Psi(K) = \sum_{i=0}^{M-1} P(i)\delta(K-i)$  – kvantēšanas līmeņu koda ekvivalentu  $\{K\}$  sadalījuma blīvums, kuri atbilst momentiem  $\{t\}$ ;  $\delta(x)$  – Diraka delta-funkcija;  $P(i)$  – koda ar vērtību  $i$  parādīšanās varbūtība;  $M$  – kvantēšanas līmeņu skaits.

Identificējot tiek noteikta funkcija  $X(K)$ . Jāatzīmē, ka atvasinājums  $dX(K)/dK$  izsakās ar vispārinātām funkcijām, jo funkcijai  $X(K)$  ir pakāpienu raksturs ar vērtību lēcieniem veselos punktos  $K=0,1,2,\dots,M-1$ , un tā nav diferencējama klasiskā izpratnē. Tāpēc izteiksme (3.10) attiecībā pret  $X(K)$  ir nelineārs diferenciālvienādojums vispārināto funkciju klasē [28].

Ja sadalījuma blīvums  $S(t)$  ir vienmērīgs interpolatora skalas perioda  $T_0$  ietvaros, tad sakarība (3.10) pārveidojas par lineāru diferenciālvienādojumu:

$$\Psi(K) = \frac{1}{T_0} \frac{dX}{dK} \quad (3.11)$$

Restaurējot funkciju  $X(K)$  pēc tās vispārinātā atvasinājuma, tā var tikt izteikta kā

$$X(K) = T_0 F(K), \quad (3.12)$$

kur

$$F(K) = \int_0^K \Psi(x) dx = \sum_{i=0}^K P(i) \quad (3.13)$$

ir gadījuma procesa vērtību sadalījuma funkcija interpolatora izejā,  $P(i) = \frac{\theta(i)}{T_0}$  – koda ar vērtību  $i$  parādīšanās varbūtība, kurš atbilst skalas laika kvantam ar ilgumu  $\theta(i)$ .  $X(K)$  novērtējums reducējas uz sadalījuma blīvuma  $\Psi(K)$  novērtējumu. Tā statistiskais novērtējums (ar precizitāti līdz delta-funkcijai) ir histogramma  $w(K) = \hat{P}(K)$ , kura satur gadījuma kodus interpolatora izejā (kvantēšanas līmeņu histogramma).

Lai minimizētu statistiskā trokšņa iespaidu uz novērtējumu

$$\hat{\Psi}(K) = \sum_{i=0}^{M-1} w(i)\delta(K-i) \quad (3.14)$$

jārealizē histogrammas izlīdzināšana. Eksperimentālo datu apstrādes algoritmu (histogramma  $w(K)$ ) funkcijas  $X(K)$  noteikšanai, izteiksim ar sekojošām sakarībām:

$$\hat{w}(K) = C_0 \sum_{i=0}^{M-1} w(i)h(K,i,w(i),L), \quad (3.15)$$

$$\hat{F}(K) = \hat{w}(K) + \hat{F}(K-1), \forall K \in [1, M-1], \hat{F}(0) = \hat{w}(0) = 0, \quad (3.16)$$

$$\hat{X}(K) = T_0 \hat{F}(K), K = \overline{0, M-1}, \quad (3.17)$$

kur  $h(K,i,w(i),L)$  – vispārinātā gadījumā nelineāra izlīdzinošā filtra svaru funkcija,  $L$  – svaru funkcijas parametru vektors,  $C_0$  – koeficients normēšanai  $\sum_{K=0}^{M-1} \hat{w}(K) = 1$ .

Lai izlīdzinātu histogrammu, jāizvēlas optimāls diskrētās filtrācijas algoritms, kurš



varētu būt kā (lineārs vai nelineārs) svaru funkcijas parametru filtrs. Laika intervālu mērīšanas precizitāte ir stipri atkarīga no tā cik pareiza filtra izvēle ir izdarīta. Tomēr jāatzīmē, ka tāda izlīdzināšanas algoritma izvēle, kurš būtu optimāls pēc vairākiem kritērijiem (piemēram, pēc vidējās kvadrātiskās kļūdas minimuma [68] un ātrdarbības), noved pie ievērojamām grūtībām to formalizējot.

Eksperimenti ar konkrētu datorhronografijas sistēmu COMTIS (COMputerised TIMing System) [70] parādīja, ka dažādiem interpolatoru veidiem var būt nepieciešami pilnīgi dažādi histogrammu izlīdzināšanas algoritmi. Visi izvēlētie un derīgie nelineāras diskretas filtrācijas algoritmi, kuri ieslēgti programmu nodrošinājumā, apstrādā datus "laika" apgabalā, neizmantojot Furjē transformācijas, kuras nav derīgas nelineāras filtrācijas gadījumam. Histogrammas izlīdzināšana notiek, pielietojot slīdošu svarotas vidējošanas metodi (Weighted Moving Average) datu loga apvidū.

Par slīdošo logu tiek pieņemta filtra svaru funkcija. Vispārinātā, nelineārā gadījumā tās veids un parametri ir atkarīgi no vidējoto datu struktūras. Apstrādes lineāro metožu galvenais trūkums ir tas, ka tiek izlīdzināti arī straujie lēcieni uz histogrammas malām.

Histogrammu izlīdzināšanas algoritmu dažādo programmas versiju pārbaude datorhronografijas sistēmā COMTIS [70] parādīja, ka pietiekami efektīvs (kā pēc precizitātes tā arī pēc pārveidošanas izpildes ātruma (3.17)) ir tāds diskrets nelineārais filtrs, kura svaru funkcija ir proporcionāla kvantēšanas līmeņu numuru sadalījuma vērtējumam slīdoša datu fragmenta garuma robežās.

Tāda filtra svaru funkcija var tikt izteikta kā:

$$h(K, i, w(i), L) = \frac{w(i) \text{rect}((i - K) / L)}{\sum_{r=0}^{M-1} w(r) \text{rect}((r - K) / L)} \quad (3.18)$$

kur

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } x \in [-1/2, 1/2] \\ 0 & \text{if } x \notin [-1/2, 1/2] \end{cases}$$

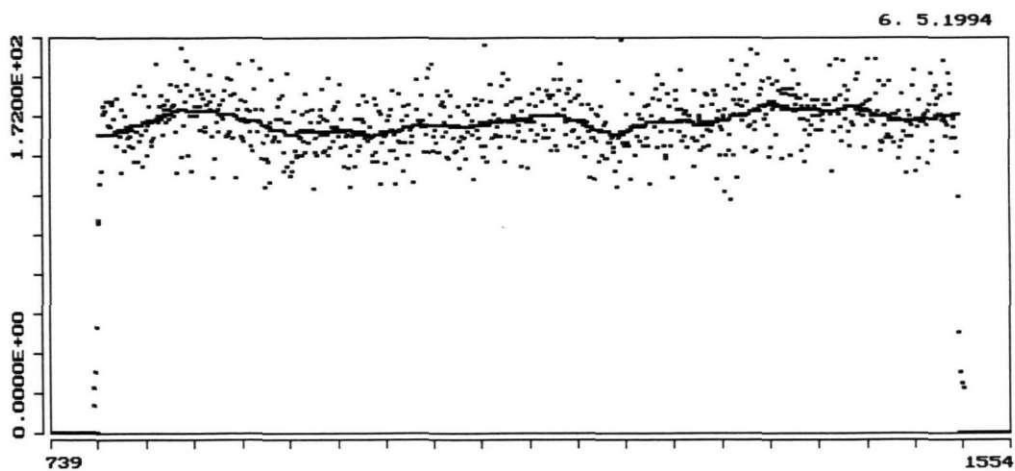
$L$  – datu fragmenta garums slīdošajā vidējošanas logā.

Nelineāras filtrācijas algoritms (3.17) ar svaru funkciju (3.20) var tikt realizēts kā ātra programmas procedūra, kuras izpildes ātrums nav atkarīgs no parametra  $L$  vērtības. Attēlā 3.7. kā piemērs izlīdzināšanai parādīts augšējās histogrammas 3.6. att. nelineārās filtrācijas rezultāts. Attēlā 3.8. doti tās pašas histogrammas nelineārās filtrācijas rezultāti pie dažādām parametra  $L$  vērtībām.

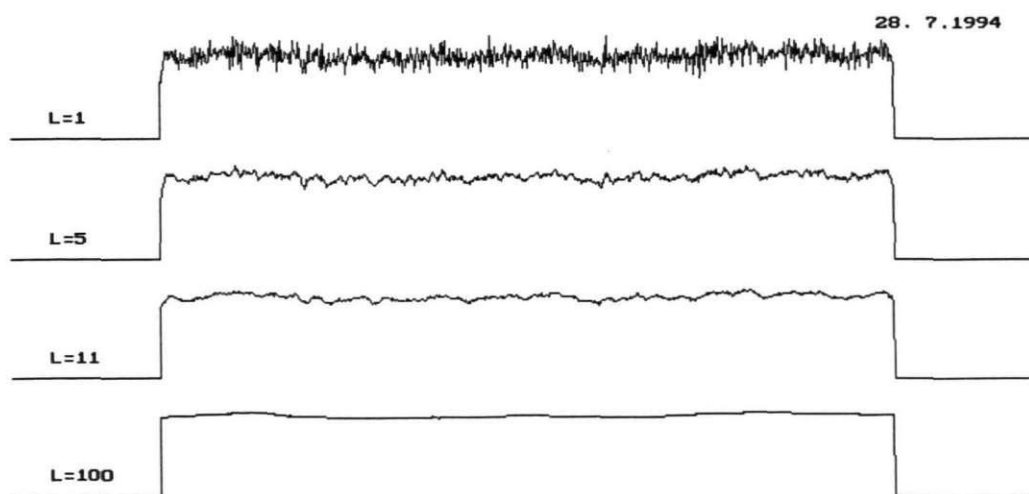
Promocijas darbā ceturtajā nodaļā tiks apskatītas iespējas signālu diskretas veivlet-analīzes metodes pielietojumam histogrammu apstrādē.

### 3.8. Algoritmi autodidakti - histogrammu klasifikācijai un apstrādei

Daudzu un dažādu nepamanītu, vai, vērā neņemtu, iemeslu dēļ, paradās blīvuma  $S(t)$  novirzes no vienmērīga sadalījuma likuma. Nevienmērīga blīvuma  $S(t)$  gadījumā, līdzīgi, histogrammas  $w(K)$ , formas izkropļojumi var rasties divu iemeslu dēļ; pirmkārt, to var izsaukt funkcijas  $X(K)$  nelinearitāte, vai, otrkārt,  $S(t)$  uzvedības raksturs intervāla  $T_0$  robežās. Tāpēc interpolatora identifikācijas procesa gaitā ir jānosaka funkcijas  $X(K)$  iegūtās derīguma vērtības ticamība. To var izdarīt, piemēram, izmantojot šo funkciju, vairākkārt izmērītā kontroles vai kalibrēšanas intervāla vērtējumu kopas  $\{\hat{x}\}$  aprēķināšanai. Tāda intervāla interpolācijas pārveidojuma rezultāti tiek saglabāti koda ekvivalentu faila veidā.



3.7. att. Nelineāra un diskrēta histogrammas filtrācija. Slīdošā datu fragmenta garums  $L=50$ ; Uz vertikālās ass atlikts nolāsījumu skaits  $w(K)N$ ;  $N = 10^5$



3.8. att. Histogrammas izlīdzināšanas rezultāti pie dažādām nelineārā filtra parametra vērtībām ( $L=1,5,11,100$ ).

No iegūtajām intervāla vērtībām  $\{\hat{\tau}\}$  tiek aprēķināti skaitliskie, statistiskie  $\{\hat{\tau}\}$  vērtējuma raksturlielumi (vidējais, dispersija), pēc kuru analīzes var izdarīt secinājumus par vērtējuma  $X(K)$  derīgumu tālākajai izmantošanai.

Iepriekš izklāstītā interpolatoru pārveidojumu īpatnību vērā ņemšanas un graduēšanas metode pirmo reizi tika aprobēta un izmantota, lāzerlokācijai paredzētās, datorhronografijas sistēmas COMTIS matemātiskā nodrošinājuma programmā. Pielietojot skalas nelinearitātes korekcijas metodi, tika nodrošināta instrumenta kļūda līdz 50 pikosekundēm, mērot milisekundes ilgus laika intervālus. COMTIS sistēmas izveide, pārbaude un reālā ekspluatācija, kā arī datorhronografijas mērīšanas iekārtu

programmiskā emulācija [71], atklāja virkni problēmu, kuras rodas statistiski identificējot “pikosekundīgos” sekundes interpolātorus un izsauc to skalu nepareizu graduēšanu, kas, savukārt, mazina metodes efektivitāti [68]. Problēma ir saistīta galvenokārt ar nepietiekamu aprioro informāciju par:

- konkrētā interpolatora kvantēšanas funkcijas formu;
- konkrētajam interpolātoram izvēlēta pārveidojuma “laiks-kods” modeļa atbilstību;
- nepieciešamo statistisko mēģinājumu skaitu  $N$ , kurš vajadzīgs, lai iegūtu pietiekami precīzu vērtējumu par interpolatora kvantēšanas līmeņiem;
- interpolatora kvantēšanas līmeņus skanejošā gadījuma procesa vērtību atbilstību vienmērīga sadalījuma modelim;
- histogrammu pārveidošanas un izlīdzināšanas optimālo algoritmu;
- tālākai apstrādei derīgo histogrammu atlasē kritēriju.

Izejot no iepriekš izklāstītā, šķiet, ir lietderīgi interpolatoru statistiskās identifikācijas programmas nodrošinājumu realizēt kā intelektuālu, pašapmācošu programmu kompleksu, kurš balstās uz atpazīšanas teorijas metodēm [72]. Tas ļauj automatizēt kvantēšanas funkciju statistisko identifikāciju, diagnosticēt interpolatoru iespējamās kļūdas un dot novērtējumu eksperimentālo datu derīgumam tālākajai apstrādei. Intelektuāla programmnodrošinājuma izveidošanas procesā ir svarīgi atrisināt uzdevumu par kvantēšanas līmeņu histogrammu atpazīšanu un klasifikāciju. Šāda uzdevuma risināšanai ir nepieciešams, ar informatīvo pazīmju palīdzību veidots, histogrammas attēla apraksts. Tādam aprakstam ir lietderīgi izmantot minimālās dimensijas pazīmju vektoru. Histogrammas sākotnējā  $M$ -dimensiju aprakstā vērtības  $\{w(K)\}$  ir ar gadījuma raksturu un atkarīgas no statistiskā trokšņa, kuru izsauc ierobežotais mēģinājumu apjoms. Šāda nejaušība palielina kļūdas iespējamību pie atpazīšanas.

Viens no iespējamiem paņēmieniem kā pārveidot histogrammas  $w(K)$   $M$ -dimensiju vektoru uz mazākas dimensijas ( $n < M$ )  $n$ -dimensiju vektoru, palielinot atpazīšanas noteiktību, ir integrālo parametru izmantošana histogrammas aprakstam. Pie tiem pieder interpolatora skalas  $\theta(K)$  laika kvantu (diskrētu) vērtējuma sākotnējie un centrālie momenti:

$$E[\hat{\theta}^n] = \int_0^{M-1} \hat{\theta}^n(x) \hat{\Psi}(x) dx = \sum_{K=0}^{M-1} \hat{\theta}^n(K) \hat{P}(K) = T_0^n \sum_{K=0}^{M-1} w^{n+1}(K) \quad (3.19)$$

$$E[(\hat{\theta} - \bar{\theta})^n] = \int_0^{M-1} (\hat{\theta}(x) - \bar{\theta})^n \hat{\Psi}(x) dx = \sum_{K=0}^{M-1} (\hat{\theta}(K) - \bar{\theta})^n \hat{P}(K) \quad (3.20)$$

kur

$$\bar{\theta} = E[\hat{\theta}] = \int_0^{M-1} \hat{\theta}(x) \hat{\Psi}(x) dx = \sum_{K=0}^{M-1} \hat{\theta}(K) \hat{P}(K) = T_0 \sum_{K=0}^{M-1} w^2(K) \quad (3.21)$$

ir skalas vidējā kvanta lieluma vērtējums,  $E[.]$  – matemātiskās cerības operātors,  $\hat{\theta}(K) = T_0 \hat{P}(K) = T_0 w(K)$  - funkcijas novērtējums, kura attēlo kvantēšanas līmeņu numuru kopu uz interpolatora skalas laika kvantu vērtību (diskrētu) kopas. Pārveidotās histogrammas attēls var tikt attēlots kā sakārtots momentu  $E[\hat{\theta}^n]$  vai  $E[(\hat{\theta} - E[\hat{\theta}])^n]$  komplekts. Šādus momentus var vienkārši aprēķināt no reģistrētās histogrammas un tie ir saistīti ar zināmu sakarību:

$$E[(\hat{\theta} - E[\hat{\theta}])^n] = \sum_{i=0}^n (-1)^i \frac{n!}{i!(n-i)!} (E[\hat{\theta}])^i E[\hat{\theta}^{n-i}] \quad (3.22)$$

Praksē ir pierādīts, ka pēc augstāko centrālo momentu (3.22) absolūtajām vērtībām var spriest par reģistrētās histogrammas derīgumu izlīdzināšanai (3.15) un pārveidošanai (3.16) un (3.17) funkcijas  $X(K)$  vērtējumam. Kā piemēru var aplūkot divus momentu vērtību komplektus, kuri aprēķināti no histogrammām, kuras dotas 3.6 att. (komplekti sastāv no pirmā sākuma momenta, otrā, trešā un ceturtā centrālajiem momentiem):

$\langle 34,25; 10,62; -41,01; 1375,61 \rangle$  (augšējai histogrammai);

$\langle 35,76; 91,22; -122,68; 26645,21 \rangle$  (apakšējai histogrammai).

Momentu aprēķināšanai tika izmantots laika skalas periods  $T=25000$  pikosekundes. Kā redzams, tad, apstrādei derīgajai histogrammai, augstāko momentu vērtības ir turpat par kārtu mazākas. Pēc nelineāras histogrammu filtrācijas ( $L=11$ ) momentu komplekti iegūst sekojošas vērtības:

$\langle 34,15; 1,56; -0,34; 6,52 \rangle$  (augšējai histogrammai);

$\langle 34,59; 9,96; -3,83; 275,02 \rangle$  (apakšējai histogrammai).

Jāatzīmē, ka šajā gadījumā nav pielietojami, parasti statistikā izmantotie, "klasiskie"

momenti, kuri izsakās kā  $E[K^n] = \sum_{i=0}^{M-1} K^n w(K)$ , un apraksta histogrammas formas

īpatnības kvantēšanas līmeņu numuru telpā, nedodot nekādu informāciju par laika kvantu skaitliskajiem raksturlielumiem.

Ja augstākos momentus (3.19) un (3.20) var izmantot derīgo histogrammu atlasei, tad zemākos momentus, pirmo sākuma (3.21) un otro centrālo  $\sigma_\theta^2 = E[(\hat{\theta} - \bar{\theta})^2]$  var izmantot pie histogrammu iepriekšējās apstrādes, aprēķinot sliekšņa līmeni.

Dati, kuri atrodas zem šī līmeņa, netiek ņemti vērā saskaņā ar, labi zināmo, "trīs sigma likumu", tas ir:

$$w^*(K) = \begin{cases} C_0 w(K) & \text{if } w(K) \geq w_0 \\ 0 & \text{if } w(K) < w_0 \end{cases} \quad (3.23)$$

kur  $w_0 = (\bar{\theta} - 3\sigma_\theta) / T_0$  - sliekšņa līmenis,  $w^*(K)$  - histogramma pēc "sliekšņa" apstrādes,  $C_0$  - normējošais koeficients.

Bez  $n$ -dimensiju momentu komplekta, informatīvo klasifikācijas pazīmju vektors  $V$  vēl var saturēt:

- citus kvantitatīvus parametrus, piemēram, Pirsona funkcionāla Xi-kvadrāts vērtību, aktīvo kvantēšanas līmeņu (atšķirīgu no nulles) numuru kopas robežas;
- kvalitatīvas pazīmes  $\{0,1\}$ , kuras informē par histogrammas dažu īpatnību esamību vai trūkumu (anomāli izsitieni, krasas atšķirības no modeļa formas, histogrammas robežu izplūdums, histogrammas pārtraukumi, anomālu kodu esamība ( $K > M$ )).

Balstoties uz histogrammas informatīvo pazīmju analīzi, identifikācijas intelektuālais programnodrošinājums izdara secinājumu par eksperimentālo datu derīgumu tālākajai apstrādei, izvēlas filtrācijas algoritmu, nosaka pārveidojuma "kods-laiks" funkcijas novērtējuma ticamību, un, gadījumā kad tā ir derīga, izmanto to interpolatora skalas graduēšanai. Gadījumā, kad histogramma ir nederīga, tiek izvirzītas hipotēzes par šādas situācijas cēloņiem (interpolatoru, vai laika skalas kļūdas, nepietiekams mēģinājumu skaits, novirzes temperatūras iespaidā, un citi iemesli).

Izejot no atpazīšanas teorijas principiem, interpolatoru statistiskās identifikācijas mērķis ir vienas hipotēzes izvēle, no iespējamo hipotēžu komplekta par analogi-digitālā pārveidojuma "laiks-kods" procesu, kas noteiktu kļūdas modeli. Par tādu modeli var kalpot kvantēšanas funkcija  $G(t)$ , un tai inversā funkcija "kods-laiks"  $X(K)$ . Ja  $\{X_j(K, \mathbf{V})\}$  - ir iespējamo pārveidojuma modeļu kopa, kur katrs modelis ir atkarīgs no parametru vektora  $\mathbf{V}$ , tad jānovērtē ir  $j$  modeļa indekss. Uzdevumos par izlīdzināšanas algoritma izvēli, kopas elements  $\{X_j(K, \mathbf{V})\}$  būtībā ir  $j$ -tā digitālā filtra izejas signāls, kurš realizē

histogrammas izlīdzināšanu un pārveidošanu. Diagnostikas uzdevumos tiek noteikts interpolatora kļūdas modeļa numurs. Tādā kārtā, atpazīšana – ir objekta (histogrammas) ieskaitīšanas, tādā vai citādā klasē (pārveidojuma modeļa numurs, kļūdas modeļa numurs), process, kurš notiek risinājumu telpā. Apmācīšana – tas ir izšķirošās funkcijas veidošanas process, kurai jāatbilst nepareizi klasificēto objektu skaita minimumam.

Veidojot identifikācijas pašapmācošo programmnodrošinājumu, tika izmantots pazīstamais uztveres algoritms (perceptron algoritms) [73]. Apmācībai, pēc šāda algoritma, tiek meklēts svarojuma vektors lineāri atdalāmu klašu klasifikācijai. Attēlu klasifikācijai tika lietota šāda veida atdalošā funkcija:

$$D(j) = \sum_{i=1}^N R(i, j)V(i), \quad j = \overline{1, Z}, \quad (3.24)$$

kur  $N$  – histogrammas informatīvo pazīmju skaits ( $N \geq n$ ),  $Z$  – klašu skaits (piemēram, apstrādes algoritma iespējamie varianti vai kļūdu veidi),  $R(i, j)$  – elements no  $(N \times Z)$ -dimensiju svaru (izšķirošās) matricas  $\mathbf{R}$ ,  $V(i)$  – histogrammas informatīvo pazīmju  $(N \times 1)$ -dimensiju vektora elements.

Svarojumu matrica satur atdalošās virsmas koeficientus katram modeļa numuram. Izvēlēts tiek tā modeļa indekss, kuram atdalošā funkcija ir ar maksimālo vērtību, tas ir,

$$\hat{j} = \arg \max_{1 \leq j \leq Z} D(j) \quad (3.25)$$

Pašapmācības procesa būtība ir definēta ar to, ka, histogrammas kļūdainas klasifikācijas gadījumā, notiek matricas  $\mathbf{R}$  elementu modifikācija. Apmācība sākas ar matricas  $R(i, j) = 0$  sākotnējām nulles vērtībām visiem  $i, j$ . Ja  $j_c$  – modeļa indekss, kurš ir jāatpazīst apmācīšanas procesā, tad svarojuma matricas  $\mathbf{R}$  elementu modifikācija, pie nepareizas atpazīšanas ( $\hat{j} \neq j_c$ ), tiek realizēta ar atbilstoša iteratīva algoritma palīdzību:

ja  $\hat{j} = j_c$ , tad

$$R^*(i, j_c) = R(i, j_c) + Q_1 V_0(i), \quad i = \overline{1, N}, \quad (3.26)$$

ja  $\hat{j} \neq j_c$ , tad

$$R^*(i, j) = R(i, j) - Q_2 V_0(i), \quad i = \overline{1, N}, \quad \forall j \neq j_c \quad (3.27)$$

kur  $V_0(i)$  – informatīvo pazīmju  $(N \times 1)$ -dimensiju vektora  $\mathbf{V}_0$  elements (tiek ievietots (3.24) vektora  $\mathbf{V}$  vietā),  $Q_1$  un  $Q_2$  – korekcijas koeficienti (nosaka apmācības algoritma konverģēšanas ātrumu), ar zvaigznīti apzīmēti izkorigētie lielumi. Apmācošā kopa sastāv no informatīvo pazīmju apmācošo vektoru  $\mathbf{V}_0$  komplektiem (kā minimums viens katrai klasei).

Apmācīšanas rezultāti tiek saglabāti uz diska failos ar pierakstu kortežu veidā:  $\langle N, Z, \mathbf{R}, \mathbf{Y}_0 \rangle$ , kur  $\mathbf{Y}_0$  –  $(N \times Z)$ -dimensiju apmācošās atlases matrica, kuras kolonas veido apmācošie vektori  $\mathbf{V}_0$  katrai klasei. Identifikācijas procesā tiek izmantoti informatīvo pazīmju reālie vektori  $\mathbf{V}$ , kurus aprēķina no reģistrētās histogrammas  $w(K)$ .

### 3.9. Histogrammu apstrādes operāciju secība un rezultātu kontrole

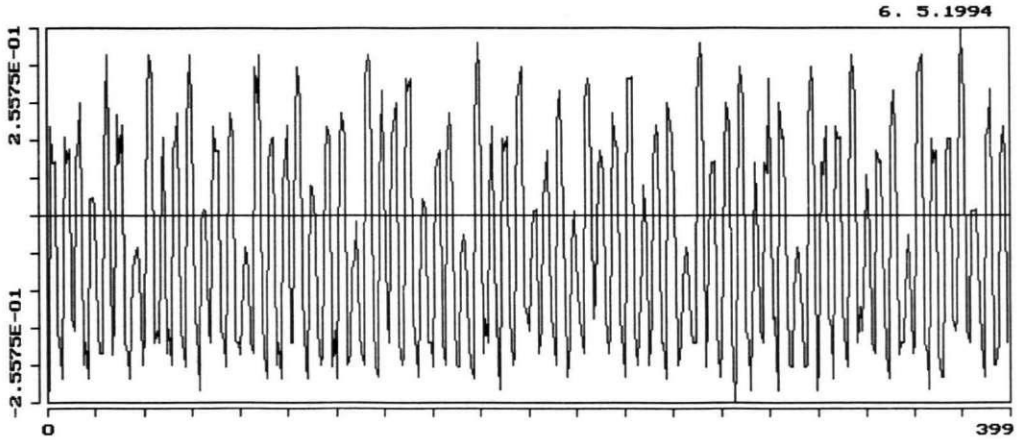
Identifikācijas rezultātu kontrolei tiek izmantoti kalibrēšanas laika intervālu kodu ekvivalentu faili, kuri satur ierakstus:  $\langle b(i), K_b(i), K_e(i) \rangle$ , kur  $b$  – interpolatora skalas pilnu periodu skaits izmērītajā intervālā,  $K_b$  un  $K_e$  – intervāla sākuma un beigu momentu koda ekvivalenti,  $i$  – mērījuma numurs. Katram  $i$  – tajam ierakstam intervāla

novērtējums izsakās ar sekojošu sakarību:

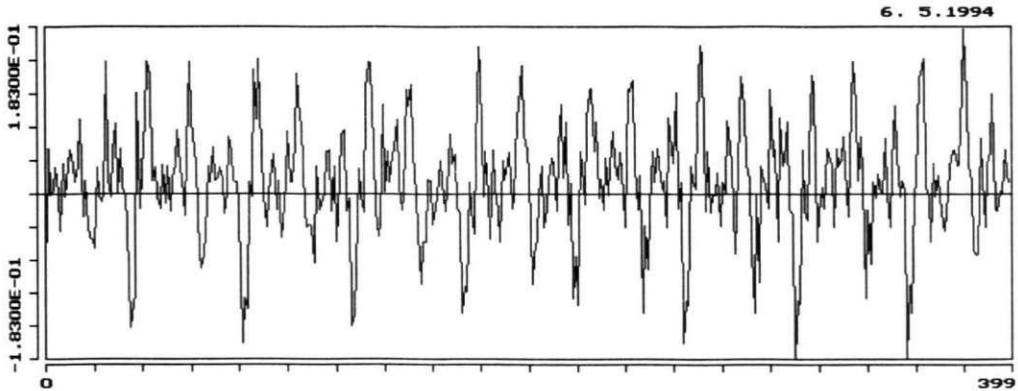
$$\hat{\tau} = bT_0 + \hat{X}(K_e) - \hat{X}(K_b) \quad (3.28)$$

Izvēloties optimālo algoritmu histogrammas izlīdzināšanai, tiek ņemta vērā arī vērtējuma rakstura atkarība no laika.

Attēlos 3.9. un 3.10. parādīta kalibrēšanas laika intervāla mērīšanas kļūdu gadījuma procesa realizācija (nanosekundēs). 3.9 att. atbilst gadījumam, kad interpolatora skala apriori tiek uzskatīta par vienmērīgu visā laika diapazonā. 3.10. att. atbilst histogrammas nelineārai filtrācijai. Salīdzinājumā ar kļūdu izkliedi attēlā 3.9. att., 3.10. att. uzskatāmi parāda mērījuma kļūdu "trokšņu celiņa" sašaurināšanos.



3.9. att. Laika intervāla mērījumu kļūdas. Interpolatora skala vienmērīga.



3.10. att. Laika intervāla mērījumu kļūdas. Ņemtas vērā kvantēšanas raksturlīknes formas īpatnības.

Tādā veidā, histogrammu apstrādi var izdarīt sekojošā operāciju secībā:

1. Datu uzkrāšana interpolatora  $w(K)$  kvantēšanas līmeņu histogrammas iegūšanai;
2. Histogrammas attēla formēšana momentu komplektu veidā, kā (3.19) un (3.22);
3. Histogrammas klasifikācija, izmantojot sakarības (3.24) un (3.25). Ja histogramma pieder pie tālākai apstrādei derīgas klases, tad operāciju secība var tikt turpināta, ja

nepieder, tad tiek izvadīta informācija par iespējamo interpolatora kļūdu.

4. Vidējā kvanta un dispersijas aprēķināšana;

5. Histogrammas sliedzīga apstrāde;

6. Neizlīdzinātas histogrammas  $w(K)$  pārveidošana aptuvenā funkcijas  $X(K)$  novērtējumā, izmantojot sakarības (3.16) un (3.17);

7. Kalibrējošā laika intervāla mērījumi un koda ekvivalentu  $\langle b(i), K_b(i), K_e(i) \rangle$  uzkrāšana;

8. Histogrammas apstrādes algoritmu klases izvēle, izmantojot sakarības (3.24) un (3.25);

9. Histogrammas izlīdzināšanas optimālā algoritma parametru pieskaņošana (3.15), lai minimizētu intervāla novērtējuma kļūdu (3.28). To darot, jāņem vērā novērtējuma atkarības no laika raksturs;

10. Optimāli izlīdzinātas histogrammas  $w(K)$  galīgais pārveidojums funkcijas  $X(K)$  vērtējumā, izmantojot sakarības (3.16) un (3.17).

Intelektuāla programnodrošinājuma realizācija, kurš balstās uz atpazīšanas teoriju, neizslēdz iespēju paralēli izmantot tajā arī citus formālā zināšanu attēlojuma un atrisinājumu principus [7]. Intelektuāls programmu komplekss ar pielietojumu statistiskajā identifikācijā ir ērts instruments histogrammu interpretācijai lai realizētu interpolatoru iespējamo kļūdu diagnostiku.

*Piedāvātais veids kā aprakstīt histogrammas attēlu ar tās integrālajiem parametriem, ļauj samazināt informatīvo pazīmju vektora dimensiju skaitu un paaugstināt atpazīšanas ticamību un noteiktību. Izstrādāto nelineāro datu filtrācijas metožu pielietošana un reālo kvantējošo funkciju formas īpatnību ievērošana mērījumu procesā, ļauj samazināt laika intervālu mērījumu vidējo kvadrātisko kļūdu (VKK) 5 reizes, no 100 pikosekundēm līdz 20 pikosekundēm.*

## 4. IZMĒRĪTO LAIKA INTERVĀLU VĒRTĪBU NESTACIONĀRO VIRKŅU MULTI IZŠĶIRŠANAS ANALĪZE LĀZERLOKĀCIJAS PAMATUZDEVUMOS

*Sekojošajā nodaļā attīstīta jauna pieeja izmērīto laika intervālu vērtību nestacionāru virkņu (laika rindu) analīzei, kura balstās uz diskrēto veivlet transformāciju un fraktālo analīzi. Parādīts, ka multi izšķiršanas veivlet analīze var tikt izmantota, aplūkotās lāzerlokācijas signālu klases, apstrādes dažādo uzdevumu risinājumam. Izstrādāta metode un algoritms, kuri ļauj ņemt vērā un kompensēt fotodetektora signālu amplitūdas izmaiņu iespaidu uz lokācijas aiztures mērīšanas precizitāti. Metode būtībā balstās uz vienlaicīgu un paralēlu lokācijas aiztures un atbildes signāla amplitūdas mērīšanu. Amplitūdas mērīšana tiek realizēta, pārveidojot to laika intervālā. Tādā kārtā, apstrādātas tiek divas izmērīto laika intervālu vērtību secības, kuras piesaistītas pie vienām un tām pašām tekošā laika momentu vērtībām: "lokācijas aiztures" secība un "amplitūdu" secība. Izstrādāta laika rindu ekspress-klasifikācijas metode stacionārās un nestacionārās secībās. Metode balstās uz diskrētā signāla fraktālās dimensijas aprēķināšanu.*

### 4.1. Laika intervālu novērtējuma nestacionāro secību analīzes aktualitāte

Daudzas pazīstamas statistiskās analīzes un apstrādes metodes prasa, lai mērījumu rezultātu secības būtu stacionāras. Tas nozīmē, ka secības vidējai vērtībai jābūt konstantai un atlasses dispersija un autokorelācija nedrīkst mainīties laikā. Tomēr, laika rindu analīze lāzerlokācijā pieņem, ka secība ir nestacionāra un rezultāti satur sistemātisko sastāvdaļu (parasti tā ietver vairākas komponentes) un gadījuma troksni (kļūdu).

Parasti, novērtējot lāzerlokācijas mērījumu kļūdu, laika intervālu vērtību nestacionāro secību pārveido stacionārā, atskaitot no izmērītajiem rezultātiem to iepriekš aprēķinātās vērtības. Tomēr, daudzu destabilizējošu faktoru ietekmē, starpību secība joprojām paliek nestacionāra, jo, slēptā veidā, satur mērījumu kļūdas regulārās komponentes.

Mērījumu kļūdu nestacionāro secību analīzes problēma šajā promocijas darbā tiek risināta ar lāzerlokācijā netradicionālām matemātiskām metodēm, kuras ietver signālu diskrēto veivlet transformāciju (discrete wavelet transform) [74-78] un kopu fraktālās dimensijas (fractal dimension) analīzi [79].

Izmantojot šīs netradicionālās matemātiskās metodes kopā ar mūsdienu ātras darbības datoriem, var realizēt programmās pat tādu uzdevumu algoritmus, kurus vēl nesen realizēja tikai ar analogās tehnikas aparatūras palīdzību. Pie tāda veida uzdevumiem ir pieskaitāma arī lāzerlokācijā vissvarīgākā problēma par mainīgas amplitūdas signālu precīzu piesaisti pie laika skalas [80-86].

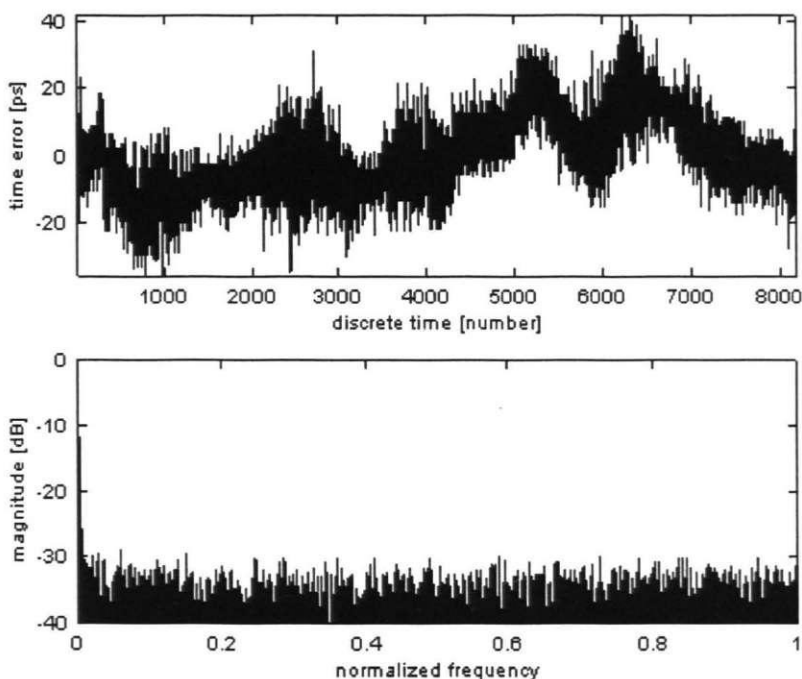
Šajā promocijas darbā nodaļā parādīts kā ar veivlet pārveidojuma un fraktālās analīzes metodēm var izveidot, pret troksņu impulsiem stabili, regresijas novērtējuma algoritmu, lai noteiktu sakarību starp lokācijas aizturi un atbildes signālu amplitūdu. Autoram nav izdevies atrast publikācijas, kurās būtu aplūkoti jautājumi par veivlet-fraktālās analīzes metožu pielietojumu lāzerlokācijā.

Datorhronografu iekārtas lāzerlokācijas sistēmās, kuras paredzētas precīzai attālumu mērīšanai līdz satelītiem, pirms to ieviešanas ekspluatācijā tiek pakļautas metroloģiskās pārbaudes procesam. Šī procesa galvenie uzdevumi ir:  
- iespējamās sistēmas izpēte un precizitātes novērtējums:



- nekontrolējamo mērīšanas kļūdu avotu noskaidrošana un to novēršana.

Minētie uzdevumi tiek risināti tādā veidā, ka tiek analizēti daudzkārtīgi, nemainīga garuma, kalibrēšanas intervāla mērījumi. Apstrādājami signāli veido izmērīto laika intervālu vērtību secības. Reālais trajektorijas mērījumu seanss lāzerlokācijā turpinās pietiekami ilgu laiku (stundu un ilgāk), tāpēc testēšanas mērījumu stadijā ir nepieciešams noskaidrot kļūdas nestacionārās komponentes un novērst to rašanās iespēju. Mērījumu kļūdu pētījumos, kuras ir atkarīgas no laika, pielieto metodi, sadalot to sastāvdaļās, kuras ir atkarīgas no kāda noteikta faktora. Katrai kļūdas sastāvdaļai var noteikt tās statistiskos raksturlielumus: vidējo, kovariāciju, dispersiju un salīdzināt tos ar summārās kļūdas tiem pašiem raksturlielumiem.



4.1. att. Laika intervāla mērījumu kļūdu secība (augšējais grafiks) un to amplitūdu spektrs (apakšējais grafiks). Uz horizontālajām asīm: laiks normēts uz diskretizācijas intervālu, frekvence normēta uz Naikvista frekvenci.

Parasti, signālu analīzei (dekompozīcijai) tiek izmantotas metodes, kuras balstās uz diskrēto Furjē transformāciju (DFT) [10,11]. Tomēr, tradicionālā Furjē spektra analīze ir efektīva tikai pie periodisku signālu apstrādes. Apstrādājot ar DFT metodi neperiodisku, troksnim līdzīgu, signālu, kurš attēlojas kā laika intervāla mērījumu kļūdu secība (4.1. att. augšējais grafiks) uz amplitūdu spektra (4.1. att. apakšējais grafiks), nav iespējams atdalīt raksturīgos izsitienus, kuri pieder atsevišķām kļūdas komponentēm. Furjē analīzes vājā vieta ir tās “globālā jutība” pret “lokālām” signāla parametru un formas izmaiņām. Tā, piemēram, Furjē analīze slikti atšķir dažādu frekvenču sinusoidu summu no, vienmērīgi laikā izvietotiem, to pašu sinusoidu fragmentiem. Analizējot nestacionāras secības, nepieciešams pielietot signāla spektra “lokālo” analīzi. Minēto uzdevumu var risināt, izmantojot veivlet-analīzes (wavelet-analysys) metodes.

## 4.2. Uz diskrēto veivlet-transformāciju bāzētās multi izšķiršanas analīzes būtība

Pēc kompakām bāzes funkcijām-veivletiem veidotā ortogonālā izvirzījuma pamatprincips paver iespējas signāla neatkarīgai analīzei dažādos tā izmaiņas mērogos. Signālu veivlet interpretācija ir kaut kas vidējs starp tīri spektrālo interpretāciju un tīro laika interpretāciju.

Diskrētā veivlet transformācijā (DVT) signāls tiek izvirzīts pēc ortonormētās bāzes, kura tiek konstruēta uz vienīgās, izsitiņveida, “mātes” veivlet funkcijas bāzes (“mother” wavelet)  $\psi(t)$ , realizējot tās mēroga izmaiņas (saspiešana un izstiepšana) un pārbīdi pa laika asi. Katra no šīm bāzes funkcijām ir kompakti lokalizēta (compactly localised) laika un frekvenču apgabalos, raksturojot signāla spektrālo sastāvu katrā laika momentā. DVT pārveido signāla nolasījumu  $N$  kopumu vienāda mēroga veivlet koeficientu  $N$  kopumā ( $N$  ir jābūt skaitļa  $2$  kāpinātājam). Veivlet koeficienti atbilst ne tikai dažādo frekvenču komponentu amplitūdām, bet arī dažādiem signāla apgabaliem uz laika ass.

Viena no signālu ortogonālā veivlet transformācija algoritma ātrajām versijām ir, Stefana Malla izstrādātā, *multi izšķiršanas (multi-resolution) vai kārtņo mērogu signālu analīze* [78]. Matemātiskajā literatūrā Malla algoritmu (Mallat algorithm) parasti formulē ka aksiomu sistēmu, izmantojot iekļauto Hilberta apakštelpu secību un to ortogonālo papildinājumu terminoloģiju. Tā signālu  $L^2(\mathbf{R})$  Hilberta telpas kārtņo mērogu analīze tiek formulēta sekojošā veidā.

**Definīcija.** Telpas  $L^2(\mathbf{R})$  savstarpēji iekļauto slēgto apakštelpu secība

$$\dots \subset V_2 \subset V_1 \subset V_0 \subset V_{-1} \subset V_{-2} \subset \dots$$

tiek uzskatīta par tās kārtņā mēroga analīzi, ja tiek izpildīti nosacījumi:

a) apakštelpu kopa  $\{V_j\}_{j \in \mathbf{Z}}$  blīvi ietilpst  $L^2(\mathbf{R})$

$$\overline{\bigcup_{j \in \mathbf{Z}} V_j} = L^2(\mathbf{R})$$

$$\bigcap_{j \in \mathbf{Z}} V_j = \{0\}$$

b) visas apakštelpas ir centrālās telpas  $V_0$  versijas ar izmainītiem mērogiem:

$$f(x) \in V_j \Leftrightarrow f(2^j x) \in V_0$$

c) eksistē tāda saskaņojošā funkcija (scaling function)  $\varphi(t) \in V_0$ , kuras lineāro izmaiņu un pārbīdes kopas veido telpas  $V_0$  ortonormēto bāzi:

$$\{\varphi_n(t) = 2^{-j/2} \varphi(2^{-j} t - n)\}, j \in \mathbf{Z}, n \in \mathbf{Z}, t \in \mathbf{R},$$

kur  $Z$  un  $R$  ir reālu veselo skaitļu kopas. Ja apakštelpas  $\{V_j\}_{j \in \mathbf{Z}}$  veido telpas  $L^2(\mathbf{R})$  kārtņo mērogu analīzi tad telpas  $V_j$  ortogonālais papildinājums līdz telpai  $V_{j-1}$  tiek saukts par veivletu telpu. Telpa  $V_{j-1}$  var tikt attēlota kā ortogonāla summa:

$$V_{j-1} = V_j \oplus W_j, j \in \mathbf{Z}$$

Pie tam eksistē tāda veivlet funkcija  $\psi(t) \in W_0$ , kuras izstiepšanu un pārbīdes kopas veido telpas  $W_0$  ortonormēto veivlet bāzi :

$$\{\psi_n(t) = 2^{-j/2} \psi(2^{-j} t - n)\}, j \in \mathbf{Z}, n \in \mathbf{Z}, t \in \mathbf{R}$$

Galīgas normas funkciju Hilberta telpai  $L^2(\mathbf{R})$  piederošais signāls  $S$  var tikt attēlots kā veivlet pamatfunkciju superpozīcija:

$$\{\psi_{jn}\}, j \in Z, n \in Z,$$

$$S = \sum_{j,n \in Z} \langle S, \psi_{jn} \rangle \psi_{jn},$$

kur  $\langle S, \psi_{jn} \rangle$ - skalārais reizinājums, kuram ir signāla izvīrējuma pa dažādu mērogu veivletiem koeficientu nozīme.

Malla algoritma būtību var izteikt kā skaitliskās filtrācijas procedūru virkni. Izejot no šāda viedokļa, kārtno mērogu analīze būtībā ir diskrētā veivlet transformācija algoritmiskās realizācijas shēma, kura balstās uz signālu “subjoslu kodēšanas” (subband coding) metodi [87]. “Subjoslu kodēšanas” algoritms realizējas kā pakāpeniska signāla sadalīšana pa frekvenču subdiapazoniem, izmantojot zemfrekvences un augstfrekvences kvadrātūras spoguļfiltru pāri (Quadrature Mirror Filters, QMF) ar galīgu impulsa atstarojuma ilgumu (finite impulse response, FIR). Pie tam sākotnējais signāls katrā  $j$ -tajā solī (izšķiršanas līmenī) tiek sadalīts divās sastāvdaļās: izlīdzinātajā zemfrekvences komponentē un augstfrekvences papildinājumos. Sakarā ar to, ka analizējošo QMF filtru pāra robežfrekvence tiek iestādīta vienāda ar pusi no ieejas signālu secības Naikvista frekvences, katrs otrais izfiltrētās izejas secības nolasījums var tikt atmests. Šī iemesla dēļ katra iegūtā sastāvdaļa ir divreiz īsāka nekā izejas signāls. Katra  $j$ -tā līmeņa augstfrekvences papildinājumi (detāļas) ir izšķiršanas  $j$ -tā mēroga veivlet koeficienti.

Izvīrējuma (filtrācijas) process tiek atkārtots vairākkārt, pie kam, kā ieejas signāls katru reizi tiek ņemta iepriekšējā soļa izlīdzinātā komponente.

Lai atjaunotu (rekonstruētu)  $j$ -tajam līmenim atbilstošo sākotnējo signālu, tiek pielietots līdzīgs algoritms, šoreiz ar sintezējošo QMF filtru pāri, kuru koeficienti sadalīti pretēji analizējošā filtru pāra koeficientiem. Šāds process nodrošina ideālu signāla rekonstrukcijas iespēju. Pirms rekonstruējošās filtrācijas,  $(j+1)$  līmeņa secība tiek pagarināta līdz  $j$ -tajam līmenim nepieciešamajam garumam, ievietojot nulles starp blakus esošajiem nolasījumiem. Rekonstruētais  $j$ -tā līmeņa signāls tiek iegūts summējot izejas secības no sintezējošā pāra abiem QMF filtriem.

### 4.3. Intervālu secības rekonstrukcijas un veivlet dekompozīcijas aprēķinu pamatsakarības

Lai gan veivleti kārtno mērogu analīzē tieši nefigurē, starp tiem un kvadrātūru spoguļu filtriem pastāv cieša sakarība. Augstfrekvences filtra  $\{g[k]\}$  impulsa atstarojuma koeficienti nosaka ar to asociēto veivletu  $\psi(t)$ , savukārt zemfrekvences filtra  $\{h[k]\}$  koeficienti nosaka saskaņojošo funkciju  $\varphi(t)$  (scaling funkcion). Sakarību starp saskaņojošām funkcijām, veivletiem un filtru koeficientiem izsaka mēroga izmaiņu vienādojumi (rescaling equations) [75,78].

$$\varphi\left(\frac{t}{2}\right) = \sqrt{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} h[n] \varphi(t-n), \quad (4.1)$$

$$\psi\left(\frac{t}{2}\right) = \sqrt{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} g[n] \varphi(t-n). \quad (4.2)$$

Filtriem ar galīgu impulsa atstarojuma garumu summēšanas robežas izteiksmēs (4.1) un (4.2) ir galīgas. Frekvenču apgalā šo sakarību izsaka ar QMF filtru frekvenču

atstarojumiem (frequency response):

$$\Phi(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2}} H\left(\frac{\omega}{2}\right) \Phi\left(\frac{\omega}{2}\right), \quad (4.3)$$

$$\Psi(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2}} G\left(\frac{\omega}{2}\right) \Phi\left(\frac{\omega}{2}\right). \quad (4.4)$$

kur  $\Phi(\omega)$  un  $\Psi(\omega)$  – saskaņojošās funkcijas un veivleta Furjē attēli,  $H(\omega)$  un  $G(\omega)$  atbilstošie zemfrekvences un augstfrekvences filtru frekvenču atstarojumi.

$H(\omega)$  un  $G(\omega)$  saistīti ar  $h[n]$  un  $g[n]$  caur Furjē transformācijām.

Izmantojot saskaņojošās funkcijas ortonormētības īpašību

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t-k)\varphi(t-n)dt = \delta_{kn}, \quad (4.5)$$

kur  $\delta_{kn}$  – Kronekera simbols, QMF filtru koeficientus var izteikt ar saskaņojošām funkcijām un veivletiem izmantojot integrālās sakarības

$$h[n] = \frac{1}{\sqrt{2}} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi\left(\frac{t}{2}\right)\varphi(t-n)dt, \quad (4.6)$$

$$g[n] = \frac{1}{\sqrt{2}} \int_{-\infty}^{\infty} \psi\left(\frac{t}{2}\right)\varphi(t-n)dt. \quad (4.7)$$

Izmantojot formulu (4.3), var iegūt rekurentās sakarības saskaņojošās funkcijas Furjē attēlojuma aprēķināšanai no zemfrekvences filtra frekvences atstarojuma:

$$\Phi(\omega) = \Phi\left(\frac{\omega}{2^M}\right) \prod_{m=1}^M \left( \frac{1}{\sqrt{2}} H\left(\frac{\omega}{2^m}\right) \right), \quad (4.8)$$

kur  $M$  – iterāciju skaits. Robežgadījumā, kad  $M \rightarrow \infty$  un normēšanas  $\Phi(0)=1$ , veivleta Furjē attēlojuma izteiksme ir sekojoša:

$$\Psi(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2}} G\left(\frac{\omega}{2}\right) \prod_{m=2}^{\infty} \left( \frac{1}{\sqrt{2}} H\left(\frac{\omega}{2^m}\right) \right). \quad (4.9)$$

Jāņem vērā, ka kārtno mērogu analizē QMF filtri ir derīgi tikai tajā gadījumā, ja to frekvenču atstarojumi atbilst nosacījumam [78]:

$$H(\omega)H^*(\omega) + G(\omega)G^*(\omega) = 2, \quad (4.10)$$

kur zvaigznīte nozīmē komplekso saistību. Vienkāršības labad pieņemot, ka analizējamā signāla diskretizācijas intervāls ir vienāds ar vienu vienību (šajā gadījumā Naikvista cikliskā frekvence ir vienāda ar  $\pi$ ), var iegūt izteiksmi, kura sasaista filtru frekvenču atstarojumus apmierinot (4.10):

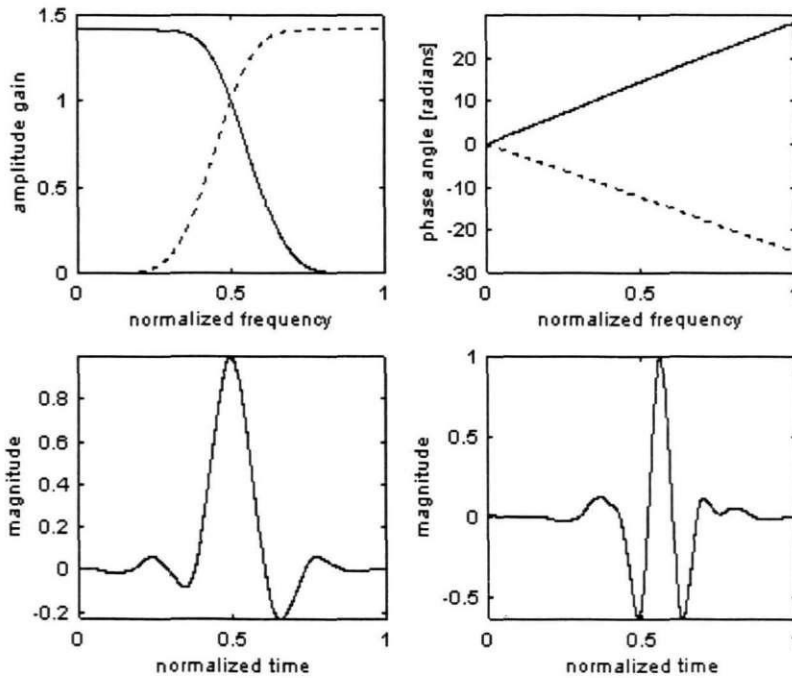
$$G(\omega) = (-1)^{L-1} H^*(\omega + \pi) e^{i\omega(L-1)}, \quad (4.11)$$

kur  $L$  – QMF filtra koeficientu skaits (garums),  $i$  – kompleksā vienība. Izteiksmes (4.8) un (4.9) ļauj sintezēt veivletu un saskaņojošo (scaling) funkciju izejot no filtru

frekvenču atstarojumiem, savukārt sakarības (4.10) un (4.11) nosaka to, kādiem nosacījumiem šiem atstarojumiem ir jāatbilst. Filtru impulsu atstarojumi ir saistīti ar sakarību:

$$g[n] = (-1)^n h[L-1-n]. \quad (4.12)$$

Tādā veidā, lai realizētu transformāciju, pietiek zināt tikai zemfrekvenču filtra koeficientus  $\{h[n]\}$ .



4.2. att. Kvadratūru spoguļfiltru amplitūdu-frekvenču un fāzu-frekvenču raksturlīknes un, ar filtriem saistītās, saskaņojošā funkcija un veivlets.

4.2. att. dotas derīga spoguļfiltru pāra amplitūdas-frekvenču raksturlīkne (augšā pa kreisi) un fāzes-frekvences raksturlīknes (augšā pa labi), kā arī, ar filtriem saistītie, saskaņojošās funkcijas (apakšā pa kreisi) un veivleta (apakšā pa labi) grafiki. Ar punktētām līknēm attēloti augstfrekvenču filtra raksturlielumi. Augšējo grafiku frekvenču ass vērtības normētas uz Naikvista frekvenci. Filtru robežfrekvences atbilst to amplitūdas-frekvenču raksturlīkņu krustpunktam un ir vienādas ar pusi no Naikvista frekvences.

Ja QMF filtriem ir spēkā nosacījums:

$$H(\omega) + G(\omega) = \sqrt{2}, \quad (4.13)$$

tad no formulām (4.3) un (4.4) var noteikt starpību sakarības, kuras parāda kā no izskiršanas blakus mērogu saskaņojošām funkcijām (vai to Furjē attēlojumiem) var izveidot veivletu (vai tā Furjē attēlojumu):

$$\psi\left(\frac{t}{2}\right) = 2\varphi(t) - \varphi\left(\frac{t}{2}\right), \quad (4.14)$$

$$\Psi(\omega) = \Phi\left(\frac{\omega}{2}\right) - \Phi(\omega) \quad (4.15)$$

Pareizinot abas mēroga izmaiņas vienādojumu puses ar signāla funkciju  $S[n]$  un pie integrēšanas ņemot vērā saskaņojošo funkciju un veivletu ortogonālās īpašības, var iegūt veivlet analīzes izteiksmes, noslēgtas formas formulu veidā [88,89]. Pie kam,  $j$ -tā līmeņa signāla  $S_j[n]$  izvirzījuma uz  $S_{j+1}[n]$  izlīdzināto daļu un papildinājumu (detālu), veivlet koeficientu  $W_{j+1}[n]$  veidā, aprēķinu formulas izsakās kā:

$$S_{j+1}[n] = \sum_{k=0}^{L-1} h[k] S_j[(2n+k) \bmod (N/2^j)], \quad (4.16)$$

$$W_{j+1}[n] = \sum_{k=0}^{L-1} (-1)^k h[L-1-k] S_j[(2n+k) \bmod (N/2^j)], \quad (4.17)$$

kur

$$n = \overline{0, N/2^{j+1} - 1}, \quad (4.18)$$

$N$  – sākotnējā signāla nolasījumu skaits,  $j=0,1,2,\dots$  – mēroga līmeņa numurs,  $h[k]$  – zemfrekvences saskaņojošā filtra (scaling filter) koeficienti, kurš ģenerē atbilstošo veivlet bāzi,  $L$  – filtra koeficientu skaits. Sākotnējais signāls atbilst nulltā līmeņa ( $j=0$ ) komponentei  $S_0[n]$ . Pēcfiltrācijas divkārsā izretināšana tiek ņemta vērā formulās (4.16) un (4.17) caur indeksiem kvadrātiekvās.  $J$  – tā līmeņa signāla  $S_j[n]$  rekonstrukcijas, no ( $j+1$ ) izšķiršanas līmeņa komponentēm  $S_{j+1}[n]$  un  $W_{j+1}[n]$ , aprēķinu formula izsakās kā [88,89]:

$$\begin{aligned} S_j[n] = & \sum_{k=0}^{L/2-1} h[L-1-2k-(n+1) \bmod 2] \times \\ & \times S_{j+1} \left[ \left( \left( \frac{N}{2^{j+1}} - \frac{L}{2} + 1 + k + \text{int} \left( \frac{n}{2} \right) \right) \bmod \left( \frac{N}{2^{j+1}} \right) \right) \right] + \\ & + (-1)^n \sum_{k=0}^{L/2-1} h[2k+(n+1) \bmod 2] \times \\ & \times W_{j+1} \left[ \left( \left( \frac{N}{2^{j+1}} - \frac{L}{2} + 1 + k + \text{int} \left( \frac{n}{2} \right) \right) \bmod \left( \frac{N}{2^{j+1}} \right) \right) \right] \end{aligned} \quad (4.19)$$

kur

$$n = \overline{0, N/2^j - 1}, \quad (4.20)$$

$\text{int}(z)$  –  $z$  noapaļošanas līdz mazākajam veselajam operātors,  $j = 0,1,2,\dots$

Papildināšana ar nullēm pirms filtrācijas šajā formulā tiek ņemta vērā caur indeksiem kvadrātiekvās. Operācijas ar moduļiem ļauj ierobežot indeksu diapazonu un ņemt vērā cikliskos efektus, izdarot blīvēšanu. Izteiksmes (4.16) un (4.17) atbilst tiešajam, diskrētajam veivlet pārveidojumam, izteiksme (4.19) apgrieztajam pārveidojumam.

Konkrētās veivletu bāzes izvēli nosaka praktiskā nepieciešamība un tā informācija, kura ir jāiegūst signāla analīzes rezultātā. Veivletu bāzi ģenerē atbilstošie saskaņojošie filtri (scaling filters). Ir lietderīgi izmantot filtrus ar nelielu koeficientu skaitu, piemēram, Dobeši filtru “Daubechies-4” ar četriem koeficientiem:

$$\begin{aligned} h[0] &= (1/\sqrt{2})(1+\sqrt{3})/4, \\ h[1] &= (1/\sqrt{2})(3+\sqrt{3})/4, \\ h[2] &= (1/\sqrt{2})(3-\sqrt{3})/4, \\ h[3] &= (1/\sqrt{2})(1-\sqrt{3})/4, \end{aligned}$$

vai Haara filtru tikai ar diviem koeficientiem:

$$h[0] = h[1] = 1/\sqrt{2}. \quad (4.21)$$

Haara bāzes izvēles gadījumā ir izdevīgi izmantot nenormalizētos filtru koeficientus. Tādā gadījumā veivlet izvīzījumu var reducēt uz pakāpenisku, secības pāru un nepāru elementu pussummu un pusstarpību aprēķināšanu:

$$S_{j+1}[n] = (S_j[2n] + S_j[2n+1])/2, \quad (4.22)$$

$$W_{j+1}[n] = (S_j[2n] - S_j[2n+1])/2, \quad (4.23)$$

kur  $n$  mainās robežās (4.18). Veivlet rekonstrukcija reducējas uz summēšanu un atņemšanu:

$$S_j[n] = S_{j+1}[\text{int}(n/2)] + (-1)^n W_{j+1}[\text{int}(n/2)], \quad (4.24)$$

kur  $n$  mainās robežās (4.20).

#### 4.4. Laika intervāla mērīšanas kļūdas sastāvdaļu dekompozīcijas piemērs

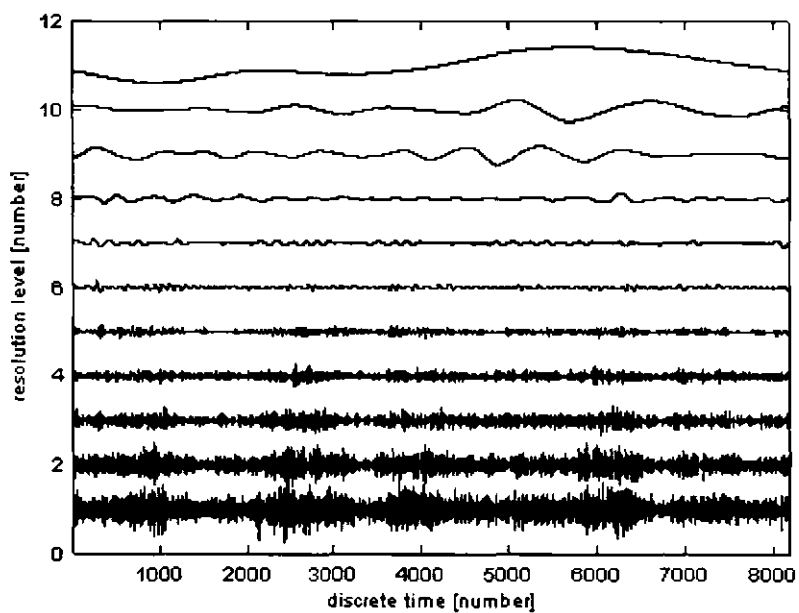
Signāla kārtno mērogu dekompozīcija pēc izšķiršanas līmeņiem var tikt realizēta izdarot tiešo un apgriezto veivlet pārveidojumus, atbilstoši formulām (4.16), (4.17) un (4.19). Tomēr, pirms apgrieztā pārveidojuma izpildīšanas, ir jāpielīdzina nullēm visu izšķiršanas līmeņu koeficienti, izņemot analizējamo līmeni. Tas nozīmē, ka dekompozīcija attēlo daļu no signāla, kura atjaunota pēc noteikta līmeņa veivlet izvīzījuma rezultāta. Ja tiek izmantoti nenormalizētie Haara filtri, tad veivlet pārveidojumu var izdarīt pēc vienkāršotām formulām (4.22) – (4.24).

4.3. att. parādīti signāla dekompozīcijas rezultāti no 4.1. att., izmantojot kārtno mērogu analīzi. 4.4. att. dota izdalītā kļūdas nestacionārā komponente (augšējais grafiks) un stacionārā sastāvdaļa (apakšējais grafiks).

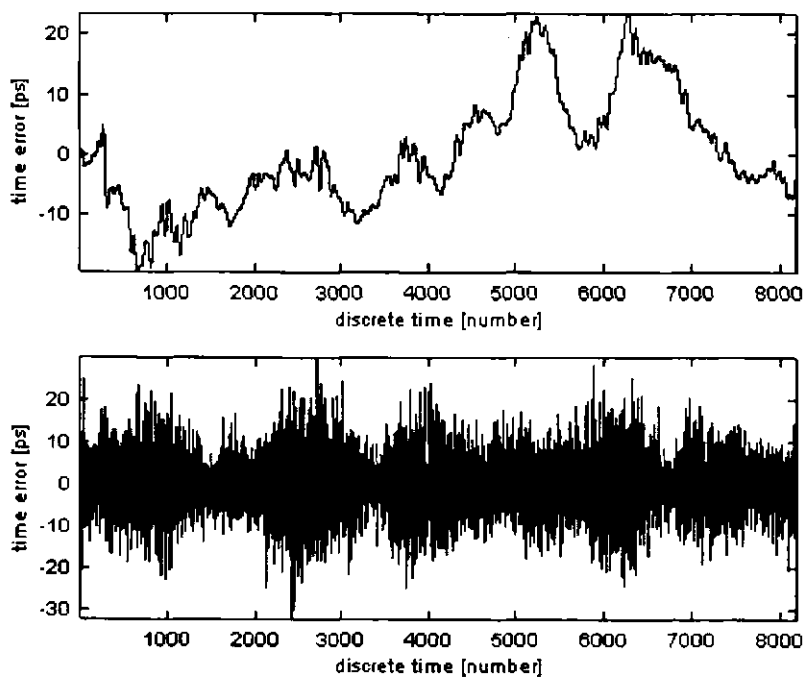
Aprēķinot kļūdas vidējo kvadrātisko vērtību pa visu sākotnējo datu masīvu (4.1. att.), iegūstam vidējo kvadrātisko kļūdu (VKK) vērtību  $\sigma = 11,5$  pikosekundes. Pēc nestacionārās komponentes atdalīšanas VKK samazinās līdz  $\sigma = 6,5$  pikosekundēm. Šo vērtību varētu pieņemt par iespējamās precizitātes maksimālo lielumu, ja būtu iespējams konstatēt un novērst, parametru izmaiņu laikā, cēloņus, kuri izsauc mērījumu kļūdas nestacionārās komponentes rašanos.

#### 4.5. Atbildes signālu amplitūdu izkliedes iespaida uz trajektorijas precizitātes mērījumiem kompensācijas problēma, izdarot paralēlus un vienlaicīgus lokācijas aiztures un fotodetektora izejas signāla amplitūdas mērījumus

Lokācijā ar lāzera impulsu pielietošanu, attāluma mērīšana reducējas uz atstarotā (stop) signāla lokācijas aiztures noteikšanu attiecībā pret izstaroto (starta) signālu. Kā atstarotā signāla uztvērēju un fotodetektoru bieži izmanto foto elektronu pārveidotāju (FEP). Pēc foto detektēšanas realizācijas FEP izejā vērojamas signālu amplitūdas izmaiņas. Tās saistītas gan ar gaismas impulsa parametru gadījuma izmaiņām, atstarojoties no satelīta un izejot cauri atmosfēras slānim, gan arī ar optiskā signāla pārveidošanas un pastiprināšanas procesa gadījuma fluktuācijām FEP iekšienē.

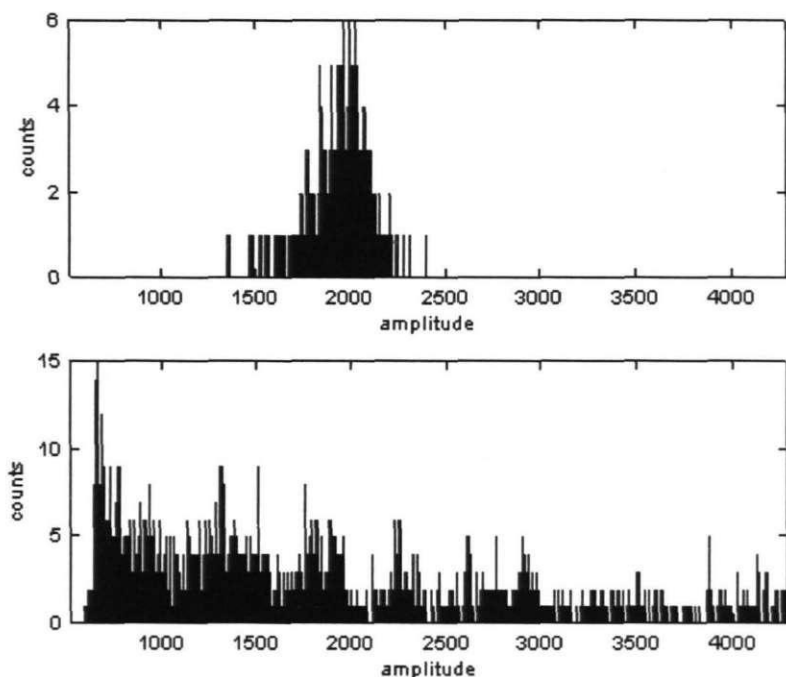


4.3. att. Laika intervāla mērījumu kļūdu kārtno merogu dekompozīcija.



4.4. att. Laika intervāla mērījumu kļūdu divas komponentes.





4.5. att. Signālu amplitūdu sadalījuma histogrammas fotodetektora (FEP) izejā, locējot fiksētu kalibrēšanas mērķi (augšējais grafiks) un satelīta atstarotājus (apakšējais grafiks).

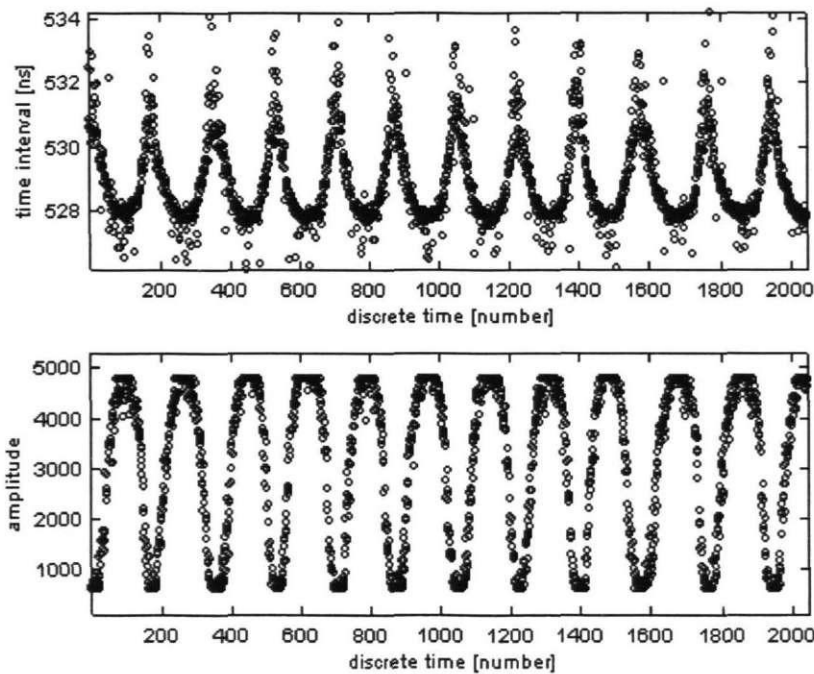
Fotodetektora izejas signālu amplitūdu sadalījuma histogrammas mērītāja stop kanālā, kuras dotas 4.5. att. parāda, ka no lidojoša satelīta atstarotā signāla amplitūdu izkliedes diapazons ir ievērojami plašāks nekā signālam, kurš atstarots no fiksēta kalibrēšanas atstarotāja (mērķa). Ja signālu piesaiste pie laika tiek realizēta noteiktā diskriminācijas līmenī, tad to amplitūdu izkliede izsauc specifisku laika fiksācijas kļūdu, kuras lielums atkarīgs no signāla amplitūdas vērtības “amplitude-dependent time walk”. Lai kompensētu amplitūdas fluktuāciju iespaidu, pielieto speciālas iekārtas signālu piesaistei pie laika skalas, kurām ir slīdošs diskriminācijas līmenis. Tie ir, tā sauktie, konstantās frakcijas diskriminātori [83-85]. Šīs signālu piesaistes iekārtas ar sarežģītām shēmām un piederību pie analogā tipa sistēmām, tomēr nespēj kompensēt amplitūdu izmaiņu izsuktās novirzes plašā amplitūdu diapazonā.

Ir zināms, ka atbildes signālu amplitūdu fluktuācijas izsuktā laika kļūda var tikt kompensēta, ja paralēli lokācijas aiztures mērījumiem tiek izdarīti fotodetektora izejas signāla amplitūdas mērījumi [51]. Interesi rada, amplitūdas izmaiņu izsuktās, no attāluma neatkarīgās lokācijas aiztures komponentes variācijas. Ja ir iespējams noteikt šīs aiztures komponentes sakarību ar signāla amplitūdu, tad attāluma vērtību var korigēt aprēķinu ceļā.

Tālāk mēs parādīsim kādā veidā, pielietojot, atbildes impulsu amplitūdu un izmērīto intervālu secībām, diskrēto veivlet analīzi, kā arī to fraktālo dimensiju analīzi, var samērā vienkārši izveidot pret trokšņu izsitieniem nejutīgu algoritmu, kurš ļauj noteikt sakarību starp lokācijas aizturi un atbildes signālu amplitūdām.

Vispārināts aprēķinu uzdevums, kuru risina ar regresiju metodi, reducējas uz gludas regresiju līknes savietošanu ar noteiktu punktu kopu. Regresijas līkne tiek veidota tā, lai minimizētu šīs līknes noviržu no mērījumu punktiem kvadrātu vērtības (mazāko kvadrātu metode – MKM). Vienkāršības labad var tikt izvēlēts pēc neatkarīga mainīgā nelineārs, bet pēc parametriem lineārs regresijas modelis. Ja punktu kopa attēlo pāru  $\{\tau_i, A_i\}$  kopu, kuru veido vienlaicīgi izmērītās aiztures un amplitūdu vērtības plašā

amplitūdu variācijas diapazonā, tad regresijas līkne var kalpot kā korekcijas funkcija  $\tau(A)$  kompensējot amplitūdu izkliedes iespaidu uz aiztures vērtību.



4.6. att. Lokācijas aiztures izmērīto vērtību secība (augšējais grafiks) un fotodetektora izejas amplitūdas mērījumi (apakšējais grafiks).

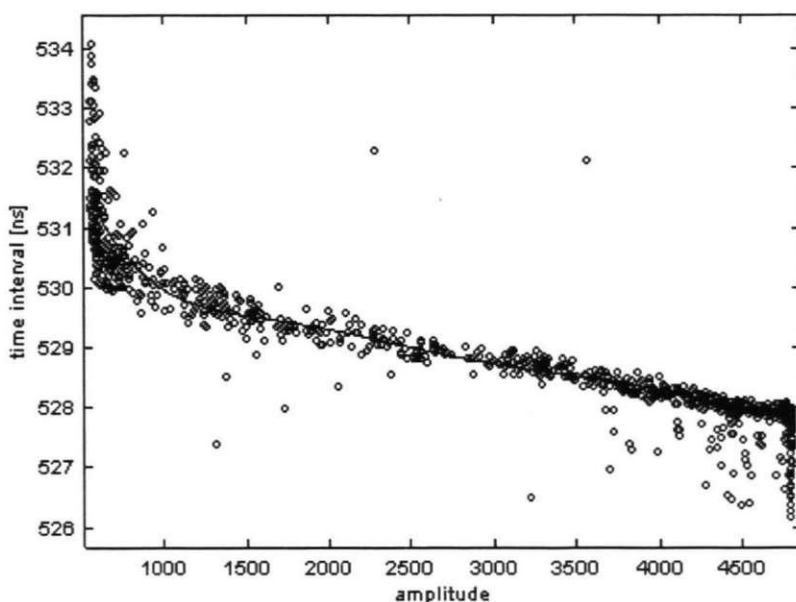
Praksē, lai izveidotu pāru  $\{\tau_i, A_i\}$  kopu, tiek izdarīti paralēli lokācijas aiztures un atbildes signālu amplitūdas mērījumi atstarojumiem no fiksētā attālumā novietota atstarotāja.

Lai nodrošinātu nepieciešamo amplitūdu diapazonu atbildes signāliem (sk. 4.5 att. apakšējais grafiks), fiksēta kalibrēšanas mērķa lokācijas režīmā, tiek periodiski mainīta optiskā kanāla caurlaidība, izmantojot speciālus neitrālos filtrus vai krustoto polarizatoru metodi. Atbildes signālu amplitūda tiek pārveidota laika intervālā un mērīta kopā ar lokācijas aizturi, izmantojot multistop režīma laika intervālu mērītāju SETIC [90]. Mērījumu rezultāti, kuri doti 4.6. att., ataino noteiktu sakarību starp aizturi un amplitūdu, taču nedod iespēju izveidot šīs sakarības analītisko izteiksmi viennozīmīgas korekcijas funkcijas  $\tau(A)$  veidā.

Pāru  $\{\tau_i, A_i\}$  kopu vizuāli var attēlot izkliedes diagrammas veidā (sk. 4.7.att.). Gadījumā kad aizture un amplitūda ir savstarpēji korelētas, punktu kopa attēlojas kā izliekta un izplūdusi josla, ja korelācijas nav, tad veidojas nenoteikts plankums. Pēc regresijas koriģējošās funkcijas iegūšanas ar mazāko kvadrātu metodi, var realizēt lokācijas aizturu precizēšanu, vadoties no amplitūdu vērtībām. Aiztures vērtības korekcija katram  $\{\tau_i, A_i\}$  pārim notiek atbilstoši sakarībai:

$$\tau_i^* = \tau_i - \tau(A_i) + \tau_{const}, \quad (4.25)$$

kur  $\tau_{const}$  – aiztures konstantā sastāvdaļa, kuru nosaka kalibrēšanas procesā. Ar zvaigznīti apzīmēta koriģētā aiztures vērtība.



4.7. att. Lokācijas aiztures un atbildes signālu amplitūdas izkliedes diagramma. Ar nepārtrauktu līniju parādīta regresijas līkne.

Regresijas metode ir ļoti jutīga pret trokšņiem un stabili darbojas tikai tad ja masīvos  $\{A_i\}$  un  $\{\tau_i\}$  tādu nav. Trokšņu izsitieni nedrīkst tikt iekļauti regresijas modeļa izejas datos, pretējā gadījumā lokācijas mērījumu korekciju precizitāti nevar garantēt. Sakarā ar to, ka datu kopas masīvos ir iegūtas realizējot nestacionārus procesus (sk. 4.6. att.), to apstrādei nedrīkst izmantot līmeņu kritēriju metodi, kā divu vai trīs sigma kritēriju gadījumā. Šeit sigma lietota vidējās kvadrātiskās novirzes izpratnē. Trokšņu izsitieni, kā likums, ir izvietoti iespējamo pareizo vērtību diapazona iekšpusē un, pielietojot divpusēju ierobežojošu apstrādi, diapazona robežas var tikt nepamatoti sašaurinātas.

Izsitienu atdalīšanas ideja nestacionārā secībā balstās uz sekojošu procesu. Tiek izdalīta pietiekami gluda un regulāra secības nestacionāra komponente, kuru pēc tam atskaita no datu masīva. Pēc regulārās sastāvdaļas atskaitīšanas, anomālos trokšņu izsitienus var izslēgt, pielietojot divu vai trīs sigma kritērijus. Diskrēto secību  $\{A_i\}$  un  $\{\tau_i\}$  filtrāciju var realizēt, izmantojot kārtno mērogu dekompozīcijas procedūru pēc noteiktas veivlet bāzes [89]. Izdalīto, dažādu mērogu, komponentu nestacionaritātes pakāpi var kontrolēt, izejot no to fraktālās dimensijas.

#### 4.6. Dažādu mērogu līmeņu signālu fraktālā ekspress klasifikācija stacionāros un nestacionāros signālos

Dažādu mērogu līmeņu signālu ekspress klasifikācijai stacionāros un nestacionāros signālos ir izdevīgi izmantot to fraktālo dimensiju. Ka zināms, fraktāli ir ģeometriski objekti ar daļveida dimensiju [79]. Par metriskās telpas kompakta apakškopas  $Y$  fraktālo dimensiju, vai Hausdorfa dimensiju, sauc robežu:

$$D_f = -\lim_{r \rightarrow 0} \frac{\ln M(r)}{\ln r}, \quad (4.26)$$

kur  $M(r)$  – atvērto ložu ar radiusu  $r$  minimālais skaits, kurš nepieciešams lai noklātu apakškopu  $Y$ . Viendimensijas signāla atlasīto vērtību secību var uzskatīt kā punktu kopu uz plaknes, kuru nosedz apli ar radiusu  $r$ . Fraktālās dimensijas vērtība viendimensiju signāliem, atkarībā no to formas komplikētības (waveform complexity), stohastiskām īpašībām un nestacionaritātes pakāpes var atrasties robežās:

$$1 \leq D_f \leq 2.$$

Diskrētas secības  $y[n]$  ar  $N$  locekļiem fraktālās dimensijas empīriskam novērtējumam var rekomendēt sekojošu, pietiekami ātru algoritmu [89].

1. Izvēlamies nosedzošo apli radiusu

$$r = \frac{1}{2(N-1)}. \quad (4.27)$$

2. Aprēķinam nosedzošo apli skaitu pēc izteiksmes:

$$M(r) = \text{int} \left( \frac{\sum_{n=1}^{N-1} \sqrt{(\tilde{y}[n] - \tilde{y}[n-1])^2 + (2r)^2}}{2r} \right), \quad (4.28)$$

kur

$$\tilde{y}[n] = (y[n] - y_{\min}) / (y_{\max} - y_{\min}) \quad (4.29)$$

uz momentāno vērtību diapazonu  $[0...1]$  normēta secība,  $y_{\min}$  un  $y_{\max}$  - sākotnējās secības  $y[n]$  elementu minimālā un maksimālā vērtības.

3. Aprēķinam un fiksējam  $\ln M(r)$  un  $\ln r$  dotajam apla radiusam.

4. Divreiz izretinam normēto secību  $\tilde{y}[n]$ , atmetot pāra un nepāra elementus ( $N$  samazinās divreiz) un pārejam uz algoritma pirmo punktu (sākumu).

Pēc  $k$  ciklu atkārtošanas sekojošu vērtību vektorus:

$$[\ln M(r_1), \ln M(r_2) \dots \ln M(r_k)]^T \quad (4.30)$$

un

$$[\ln r_1, \ln r_2 \dots \ln r_k]^T. \quad (4.31)$$

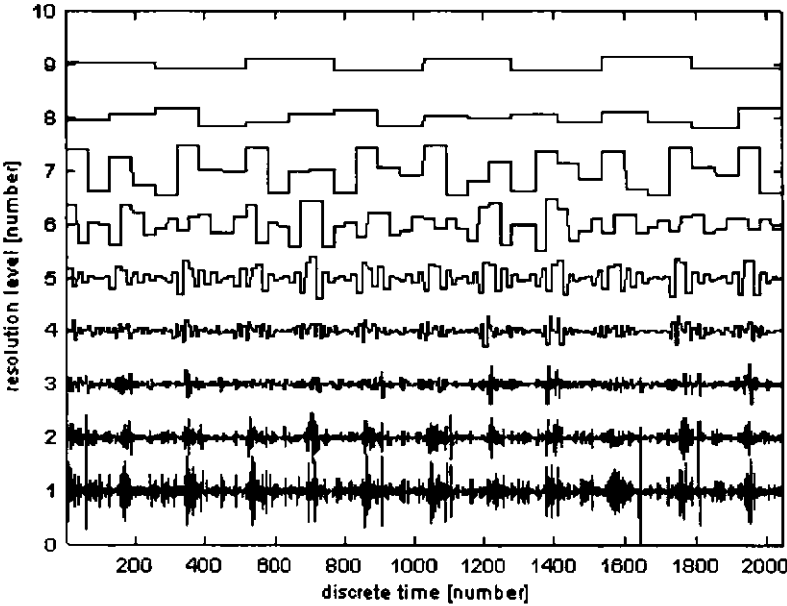
Ja pie šiem vektoru datiem pieskaņo regresijas taisni, tad tās leņķa koeficients ar pretēju zīmi dod fraktālās dimensijas vērtību. Fraktālās dimensijas lielums raksturo signāla formas komplikētību un var kalpot kā klasifikācijas indikātors, identificējot stacionāras un nestacionāras secības.

#### 4.7. Apslēpto anomālo izsitienu veivlet filtrācija nestacionārās secībās, savietojot regresijas līniju ar izkliedes diagrammu

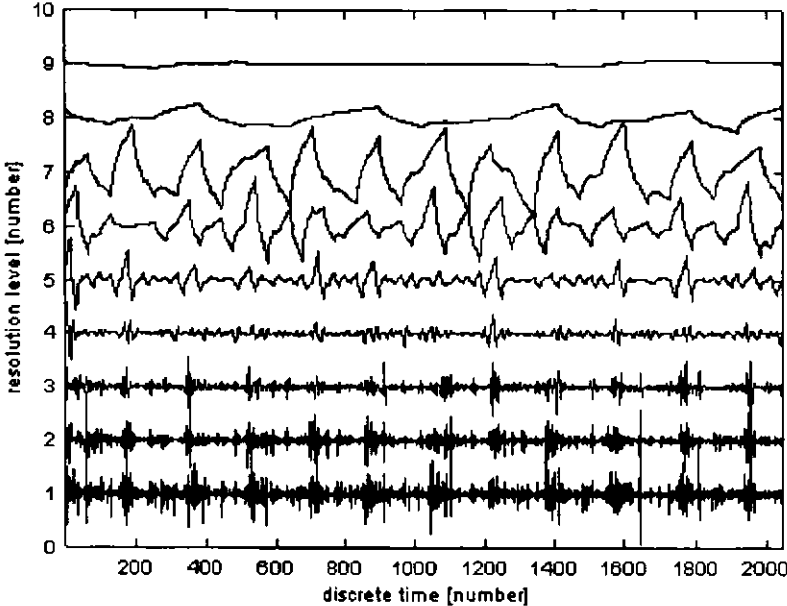
Izmērīto lokācijas aizturu secības (sk. augšējo grafiku 4.6. att.) kārtno mērogu dekompozīcijas rezultāti, izmantojot Haara veivlet bāzi un Dobeši veivlet bāzi, doti, attiecīgi, attēlos 4.8. un 4.9.

No 4.8. att. un 4.9. att. seko, ka, neatkarīgi no izmantotās veivlet bāzes, signāla komponentes uz sīka mēroga (augstfrekvences) izšķiršanas līmeņiem ir ļoti līdzīgas. Komponentu fraktālās dimensijas vērtība uz trim sīka mēroga līmeņiem (sk. 4.10. att.) ir

tuvas vai pārsniedz vērtību  $D_f = 1.5$ , kuru parasti izmanto kā robežvērtību starp stacionāriem un nestacionāriem gadījuma procesiem.



4.8. att. Izmērīto lokācijas aizturu secības kārtno mērogu dekompozīcija, izmantojot Haara veivlet bāzi.



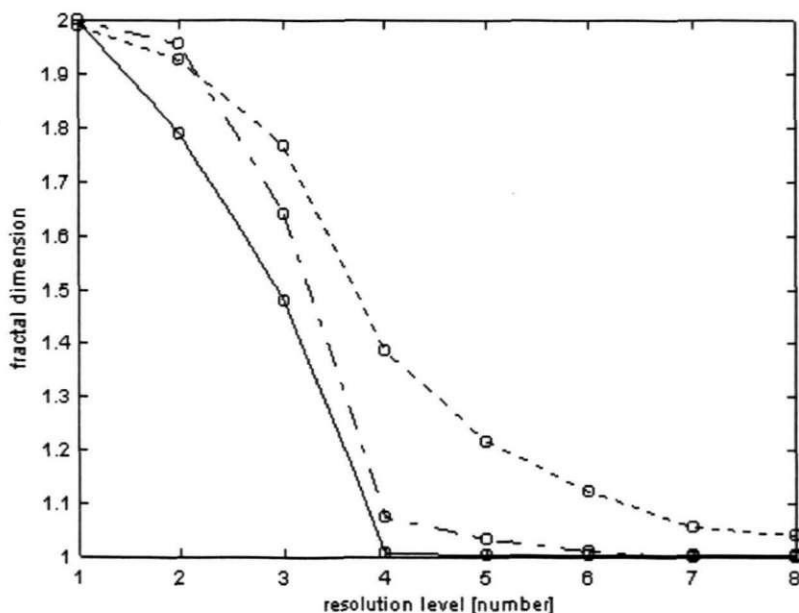
4.9. att. Izmērīto lokācijas aizturu vērtību kārtno mērogu dekompozīcija uz Dobeši-4 veivlet bāzes pamata.

Tāpēc, praktiskai pielietošanai, ir saprātīgi izvēlēties Haara veivlet bāzi kā pašu vienkāršāko no visām. Lāzerlokācijas mērījumu secības stacionārā trokšņu komponente var tikt rekonstruēta no divu vai trīs sīkā mēroga līmeņu komponentēm. Haara veivlet bāzei, rekonstruētās trokšņu komponentes elementi un sākotnējās secības elementi saistīti ar sakarību:

$$\hat{S}_0[n] = \frac{1}{M} \left( (M-1)S_0[n] - \sum_{k \neq n} S_0[k] \right), \quad (4.32)$$

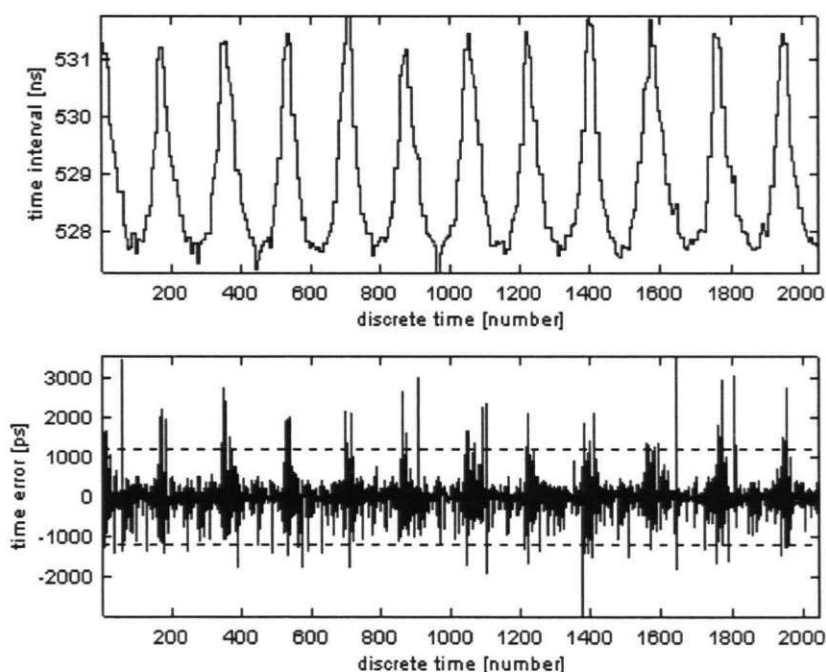
kur,  $M$ - sīkā mēroga līmeņu skaits, kuri izmantoti rekonstrukcijai. Rekonstrukcija tiek realizēta pakāpeniski, izmantojot izejas secības grupas pa  $M$  elementiem. Pēc stacionārās trokšņu komponentes rekonstrukcijas tai tiek pielietota divpusīga ierobežota izsitienu selekcija pēc uzdotajiem līmeņiem (sk. 4.11. att. apakšējo grafiku). Izsitienu selekcija notiek pakāpeniski no aizturu masīva uz amplitūdu masīvu un atpakaļ.

Ja kāds no aizturu masīva elementiem, kurš atbilst  $k$ -tajam diskrētā laika momentam, piemēram,  $\tau_k$  apstrādes procesā tiek izslēgts, tad amplitūdu masīvā arī tiek izslēgts elements  $A_k$ , kurš atbilst  $k$ -tajam laika momentam.



4.10. att. Diskrētā signāla veivlet komponentu fraktālā dimensija (4.6. att. augšējais grafiks) dažādos mēroga līmeņos. Uzskatāmībai, diskrētās vērtības savienotas ar līnijām (nepārtrauktā līnija atbilst Haara veivlet bāzei, punktētā Dobešit-4 veivlet bāzei un jauktā - Symleta-10 veivlet bāzei).

Ar augšminēto metodi izfiltrētie dati veido punktu kopu (izkliedes lauku), kurā tiek veidota nelineārā regresijas līkne. Kā piemēru aplūkosim fraktālo dimensiju empīriskos novērtējumus rekonstruētajām secībām (sk. 4.11. att.): Regulārajai nestacionārajai komponentei (augšējais grafiks)  $D_f = 1.017$ , Trokšņu stacionārajai komponentei (apakšējais grafiks)  $D_f = 1.993$ .

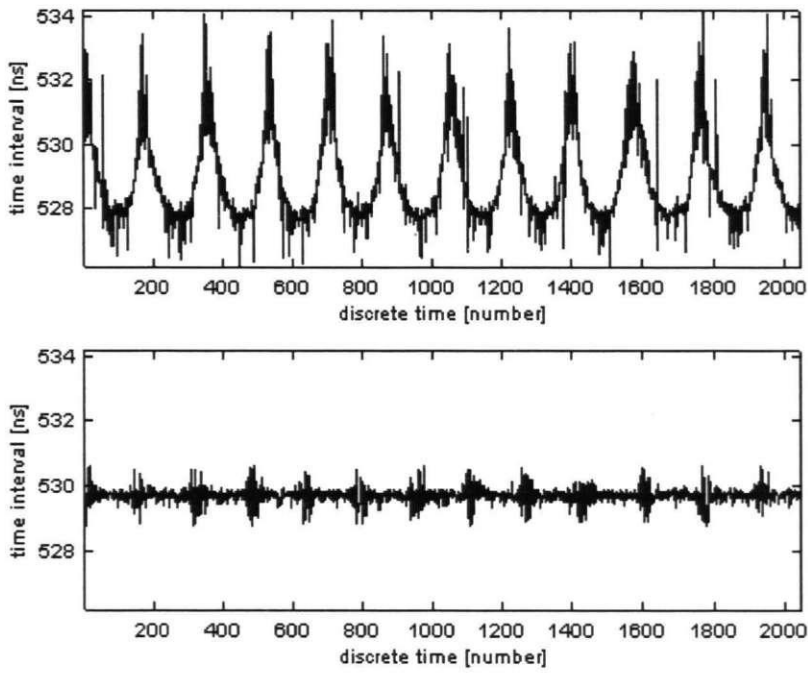


4.11. att. Izmērītās lokācijas aizturu secības izdalītās komponentes, regulārā (augšējais grafiks) un trokšņu komponente (apakšējais grafiks). Ar punktetu līniju parādīti izsitienu selekcijas robežlīmeņi.

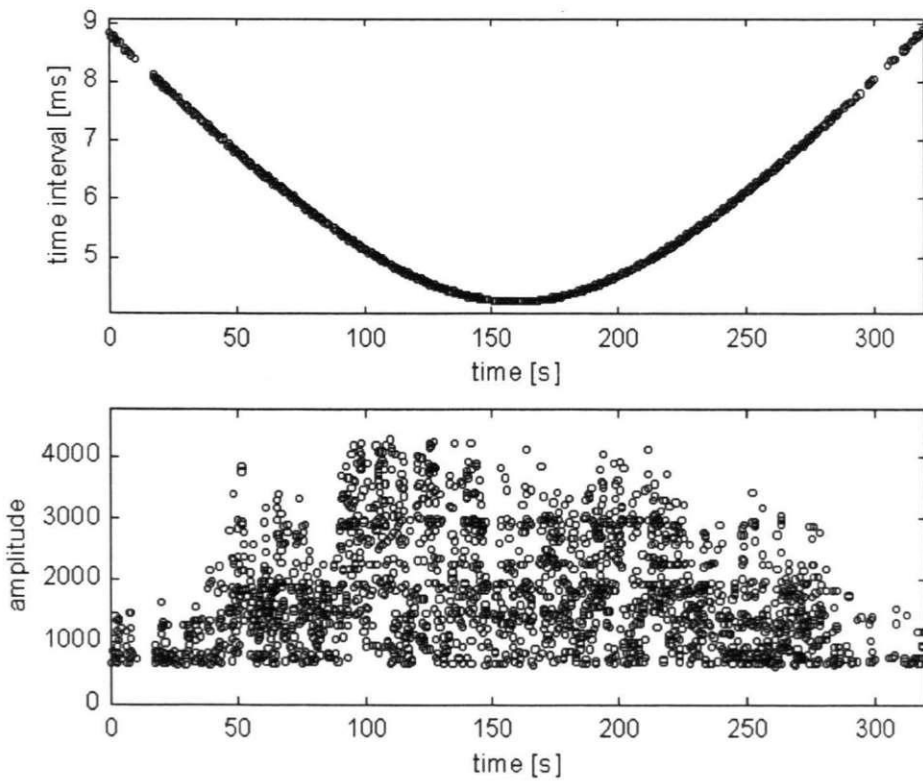
Lokācijas aiztures izmērīto vērtību programmkorekcijas pēc amplitūdu datiem algoritma, kurš ir noturīgs pret anomāliem trokšņu izsitienu, efektivitāti ilustrē 4.12. att., kurā attēloti fiksēta kalibrēšanas mērķa lokācijas rezultāti ar periodisku optiskā kanāla caurlaidības izmaiņu.

Jāatzīmē, ka datu veivlet filtrācija pie korigējošās funkcijas  $\tau(A)$  regresionālā novērtējuma ļauj, pēc rezultātu korigēšanas, samazināt lokācijas aiztures mērījumu vidējo kvadrātisko kļūdu vairāk nekā četras reizes. Piemēram, rezultātu masīvam, kurš dots 4.6. att. un 4.12. att. augšējos grafikos, kļūda samazinās no 1350 līdz 220 pikosekundēm (atlasē apjoms  $N=2400$ ). Salīdzinājumam atzīmēsim, ka korigējošā funkcija, kuru iegūstam pieskaņojot regresijas līkni pāru  $\{\tau_i, A_i\}$  kopai bez izsitienu selekcijas, ļauj, pēc korekcijas, samazināt kļūdu līdz vērtībai 450 pikosekundes, t.i., dod divreiz sliktāku precizitāti. Lai parādītu signālu reālo veidu, 4.13. att. dotas, no satelīta atstaroto, atbildes signālu lokācijas aiztures secība (augšējais grafiks) un, tām atbilstošās, fotouztvērēja izejas signālu izmērīto amplitūdu secība (apakšējais grafiks).

Aplūkosim laika intervālu mērījumu secības kārtno mērogu dekompozīcijas rezultātus, kuri iegūti satelītu lokācijā. No sākotnējās atbildes signālu izmērīto lokācijas aizturu secības (sk. 4.14. att. augšējais grafiks) iesākumā tiek atskaitītas to iepriekš aprēķinātās vērtības. Iegūtās starpības O–C (observed–calculated) veido troksnim līdzīgu attēlojumu, kurš redzams 4.14. att. apakšējā grafikā. Ko var teikt par starpību signālu: vai tas ir vai nav stacionārs, vai tas satur regulāras komponentes, jeb ir ar tīru gadījuma procesa raksturu? Dotā grafika vizuālā analīze nedod atbildes uz šiem jautājumiem.



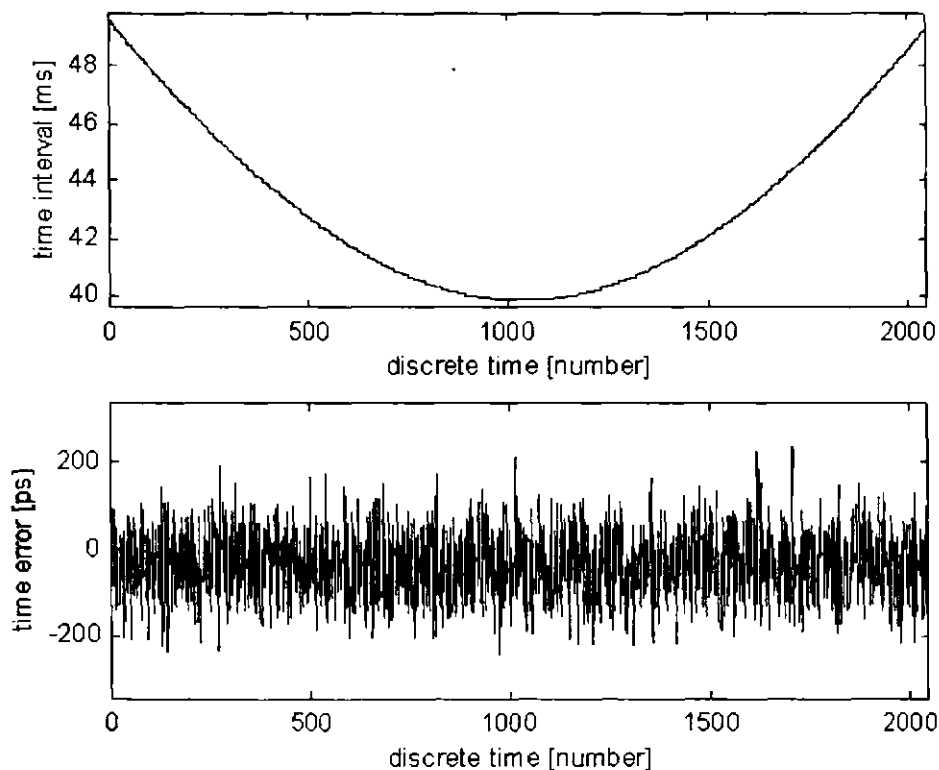
4.12. att. Atbildes signālu lokācijas aiztures izmērīto vērtību korekcijas rezultāti, locējot fiksētu kalibrēšanas mērķi. Augšējais grafiks – izmērīto aizturu secība pirms korekcijas, apakšējais grafiks – pēc korekcijas.



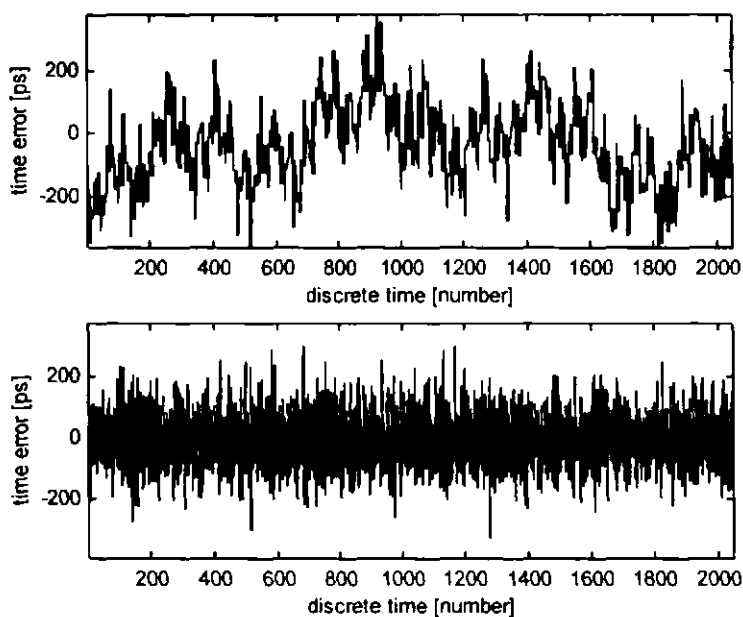
4.13. att. Izmērīto lokācijas aizturu secība atbildes signāliem no satelīta (augšējais grafiks) un tām atbilstošo, fotouztvērēja izejas signālu amplitūdu mērījumu (apakšējais grafiks).



Starpības signāla veivlet dekompozīcija un dažādu mērogu komponentu fraktālo dimensiju analīze ļauj izdalīt nestacionāro komponenti (4.15. att. augšējais grafiks), iespējams, saistītu ar laika intervāla mērītāja parametru dreifū un stacionāro trokšņu komponenti (4.15. att. apakšējais grafiks), kuru nosaka katra intervāla mērījumu kļūda.



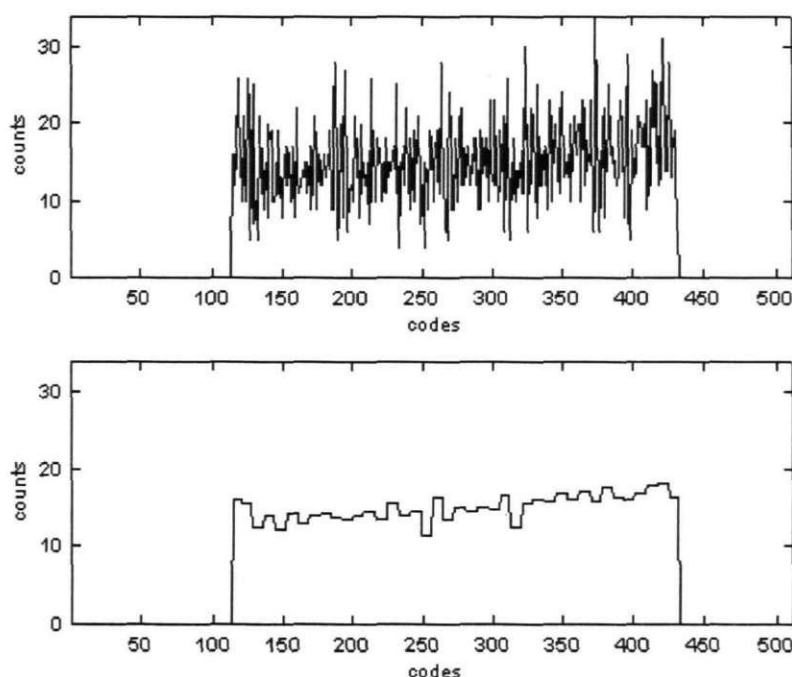
4.14. att. No satelīta atstaroto atbildes signālu izmērīto lokācijas aizturu secība (augšējais grafiks), un starpību O-C (observed-calculated) secība.



4.15. att. Starpību O-C divas komponentes izmērītajiem laika intervāliem.

#### 4.8. Histogrammu statistiskā trokšņa izlīdzināšana mēriekārtu precīzās graduēšanas procesā

Pirms pārbaudes mērījumiem vienmēr ir jāizdara datorhrohografa laika skalas graduēšana un jārealizē precīzā pikosekunžu interpolatora pārveidotāja “laiks-kods” raksturlielumu statistiskā identifikācija. Interpolatora pārveidojuma raksturlielumu zināšana ļauj ņemt vērā, un mērījumu procesā korigēt, reālo skalas nelinearitāti [68]. Šajā gadījumā tiek apstrādāts diskrēts signāls, kuru veido kodu sadalījuma histogramma interpolatora izejā [69] (sk. 4.16. att. augšējo grafiku).

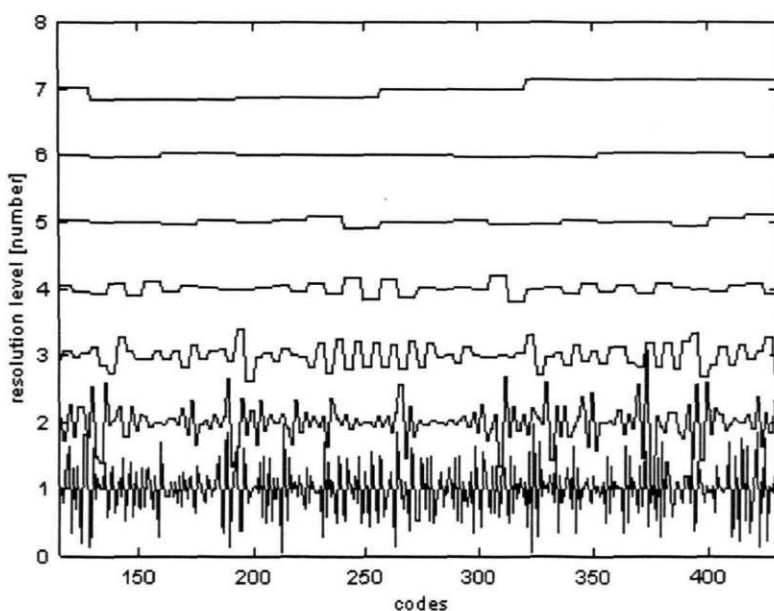


4.16. att. Interpolatora izejas kodu sadalījuma sākotnējā un izlīdzinātā histogrammas. Uz horizontālās ass atlikti kvantēšanas līmeņu numuri.

Statistiskā trokšņa izslēgšana reducējas uz zināma skaita veivlet koeficientu nullēšanu, kurus aprēķina no (4.17, un apgrieztā pārveidojuma realizāciju pēc formulas (4.19). Vienkāršošanas dēļ tika lietots zemo frekvenču filtrs ar diviem vienādiem koeficientiem, kuri, pēc normēšanas, izsakās kā :  $h[0]=h[1]=1/\sqrt{2}$ . Tāds filtrs ģenerē klasisko Haara veivlet bāzi. Histogrammas kārtno mērogu dekompozīcija parādīta 4.17. att. Pēc veivlet koeficientu apstrādes izlīdzinātā histogramma dota attēla 4.16. att. apakšējā grafikā. Pēc izlīdzināšanas histogramma tiek apstrādāta, pielietojot promocijas darbā trešajā nodaļā izklāstītās metodes.

Nodaļas noslēgumā jāatzīmē, ka vienas un tās pašas veivlet analīzes un sintēzes metodes kārtno mērogu analīzes versijā, var, ar labiem panākumiem, izmantot gan lokācijas signālu apstrādē, gan arī precīzo mērīšanas iekārtu graduēšanā.

Aplūkotie signālu apstrādes algoritmi tika realizēti autora izstrādātajā programmas nodrošinājumā SETICPRO, kurš paredzēts lāzerlokācijas mērīšanas sistēmai SETIC, kuru izmanto satelītu optiskā dienesta novērošanas stacija “RĪGA-1884”.



4.17. att. Kodu sadalījuma histogrammas kārtno mērogu dekompozīcija. Uz horizontālās ass atlicti kvantēšanas līmeņu numuri.

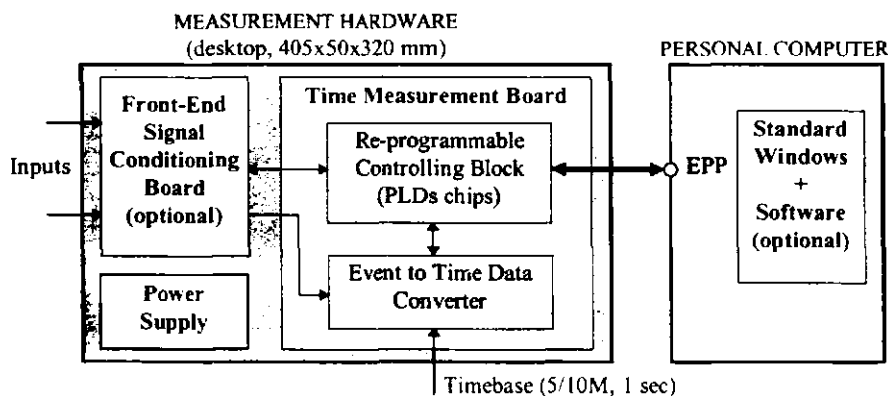
Šo metožu pielietošana, apstrādājot vienlaicīgus lokācijas aiztures un atbildes signālu amplitūdas mērījumus no satelīta GFO-1 atstarotiem signāliem, ar sekojošu datu koriģēšanu, deva attāluma vidējo kvadrātisko kļūdu 1.77 cm, salīdzinot ar tās pirmskorekcijas vērtību 4.59 cm.

## 5. LAIKA INTERVĀLU MĒRĪŠANAS UN ANALĪZES METOŽU PIELIETOŠANA LĀZERLOKĀCIJAS MĒRĪŠANAS SISTĒMĀ SETIC

Šajā nodaļā īsi aprakstītas datorhronografijas sistēmas COMTIS funkcionālās iespējas, kura paredzēta laika intervālu mērīšanai un analīzei satelītu lāzerlokācijā. Reālā laika programmnodrošinājumā sistēmai SETIC ir realizēti signālu apstrādes un analīzes algoritmi, kurus autors ir izstrādājis un aprakstījis promocijas darbā iepriekšējās nodaļās. Izmantojot SETICPRO kā piemēru, aplūkoti vispārējie uzbūves principi un īpatnības datorhronografijas sistēmu programmnodrošinājuma realizācijā kā reāla laika programmām WINDOWS vidē.

### 5.1. Datorhronografijas sistēma SETIC

Datorhronografijas sistēma SETIC (Selective Time Interval Counter) ir paredzēta laika intervālu mērīšanai un analīzei satelītu lāzerlokācijas uzdevumus risinot [90]. Mēriekārta spēj paralēli izmērīt vairākus laika intervālus diapazonā no 50 nanosekundēm līdz 320 milisekundēm ar vidējo kvadrātisko kļūdu ne lielāku par 12 pikosekundēm. Sistēmas arhitektūra (5.1. att.) orientēta uz iespēju operatīvi mainīt pielietojamības funkcijas, galvenokārt caur programmnodrošinājuma modifikāciju. Ta ietver sevī speciālu mērīšanas aparatūru (measurement hardware) un programmnodrošinājumu MS-Windows vidē personālajiem datoriem. Dators un mēriekārta sasaistīti caur standarta un ātrdarbības paralēlo portu LPT, kurš darbojas EPP režīmā.



5.1. att. Sistēmas SETIC arhitektūra.

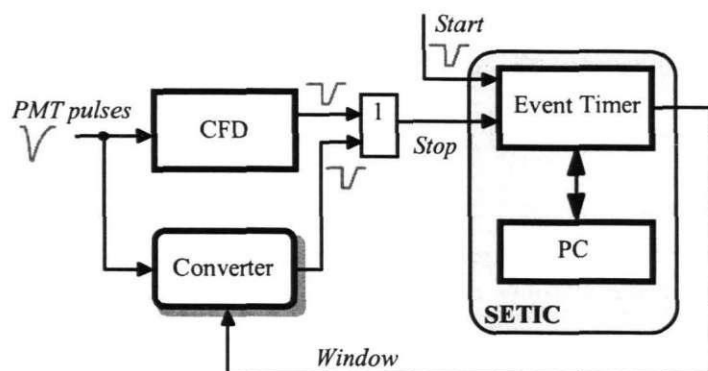
Kopīgiem paralēliem lokācijas aiztures un atbildes signālu amplitūdas mērījumiem tiek izmantota speciāla iekārta, kuras struktūrshēma dota 5.2. att. ar signālu laika diagrammu attēlā 5.3. att.

### 5.2. Programmas SETICPRO pielietojamība un funkcionālās iespējas

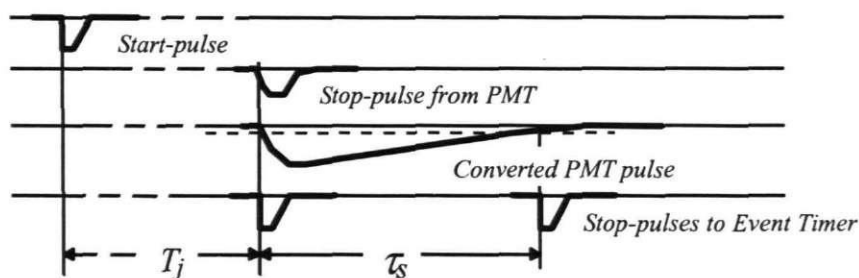
Pielietojamā programma SETICPRO ir faktiskais programmnodrošinājums

lāzerlokācijas sistēmas datorhronografam SETIC. SETICPRO ir izveidots kā papildinājums Microsoft Windows un var startēt zem operāciju sistēmu Windows 3.x. un Windows 9x. vadības.

SETICPRO ir reālā laika sistēma un fizikāli sastāv no divu klašu programmu moduļiem: iekraušanas moduļa (EXE faili) un dināmiskās saites bibliotēku moduļiem (DLL faili). Izejas teksti uzrakstīti C valodā ANSI standartā, kurš papildināts ar Microsoft SDK bibliotēkas API funkcijām. EXE un DLL failu formēšanai izmantoti kompilātors un komponētājs no vides BORLAND C++ versija 4.51.



5.2. att. Lokācijas aiztures un atbildes signāla amplitūdas paralēlo mērījumu iekārtas struktūras shēma.



5.3. att. Lokācijas aiztures un atbildes signālu amplitūdas paralēlās mērīšanas signālu laika diagramma. Laika intervāls  $T_j$  atbilst lokācijas aizturai, intervāls  $\tau_s$  - amplitūdai.

Programmas sistēmā SETICPRO ir realizēti signālu apstrādes un analīzes algoritmi, kurus autors ir izstrādājis un aprakstījis promocijas darbā iepriekšējās nodaļās. Pamatā izmantoti sekojoši algoritmi:

- trokšņa impulsu programmselekcija izmantojot loģisko pārveidojumu “kods-laika moments”;
- sekundāro signālu nolasījumu apstrāde laika intervālu novērtējumu aprēķināšanai pēc EET metodes (Enhanced Event Timing);
- kodu sadalījuma histogrammu izlīdzināšana un klasifikācija pikosekunžu interpolatora izejā, realizējot tā statistisko identifikāciju un laika skalas graduēšanu;
- pikosekunžu interpolatora skalas nelinearitātes programmkorekcija;
- sakarības starp lokācijas aiztures novirzi un atbildes signāla amplitūdu regresionālais novērtējums;
- slēpto anomālo izsitienu veivlet filtrācija mērījumu nestacionārās un neperiodiskās secībās;

- mērījumu secību fraktālā ekspress klasifikācija stacionārās un nestacionārās;
- lokācijas aiztures vērtības novirzes korekcija, kuru izsauc fotodetektora izejas signālu amplitūdas izmaiņas.

Galvenās SETICPRO prasības pret datora struktūru:

- ne mazāk kā 20 MB brīvas vietas uz cietā diska (HDD).
- ne mazāk kā 8 MB operatīvās atmiņas (RAM).
- procesors i486 un augstāk, ar takts frekvenci ne mazāk kā 100 MHz.

Programmnodrošinājums SETICPRO paredzēts:

- informācijas par atstaroto signālu amplitūdām un attālumu līdz satelītiem reģistrācijai un iepriekšējai apstrādei;
- atstaroto signālu selekcijai laikā, izmantojot informāciju par satelītu kustības trajektoriju;
- atstaroto signālu amplitūdu un lokācijas aiztures vērtību apreķināšanai;
- mērījumu rezultātu vizualizācijai izmērītās un apreķinātās vērtības starpību, kā funkcijas no tekošā laika veidā lokācijas aizturei, un signālu amplitūdu momentāno vērtību fiksēšanai;
- izdalošā laika loga stāvokļa operatīvai vadībai;
- mērījumu rezultātu uzkrāšanai uz cietā diska;
- izmērīto lokācijas aizturu korekcijai pēc amplitūdu mērījumu rezultātiem.

Par ieejas datiem SETICPRO kalpo:

- teksta-binārie faili ar locējamā satelīta orbītas parametriem;
- programmas algoritmu parametri SETICPRO darba režīmiem, kurus uzdo operātors;
- izmērīto datu baiti, kurus saņem caur LPT paralēlo portu no SETIC aparatūras;

SETICPRO izejas dati ir:

- vadības datu baiti, kurus noraida caur LPT paralēlo portu uz SETIC aparatūru;
- teksta faili ar fiksētajiem zondējošo impulsu starta momentiem, lokācijas aizturēm un atbildes signālu amplitūdām.

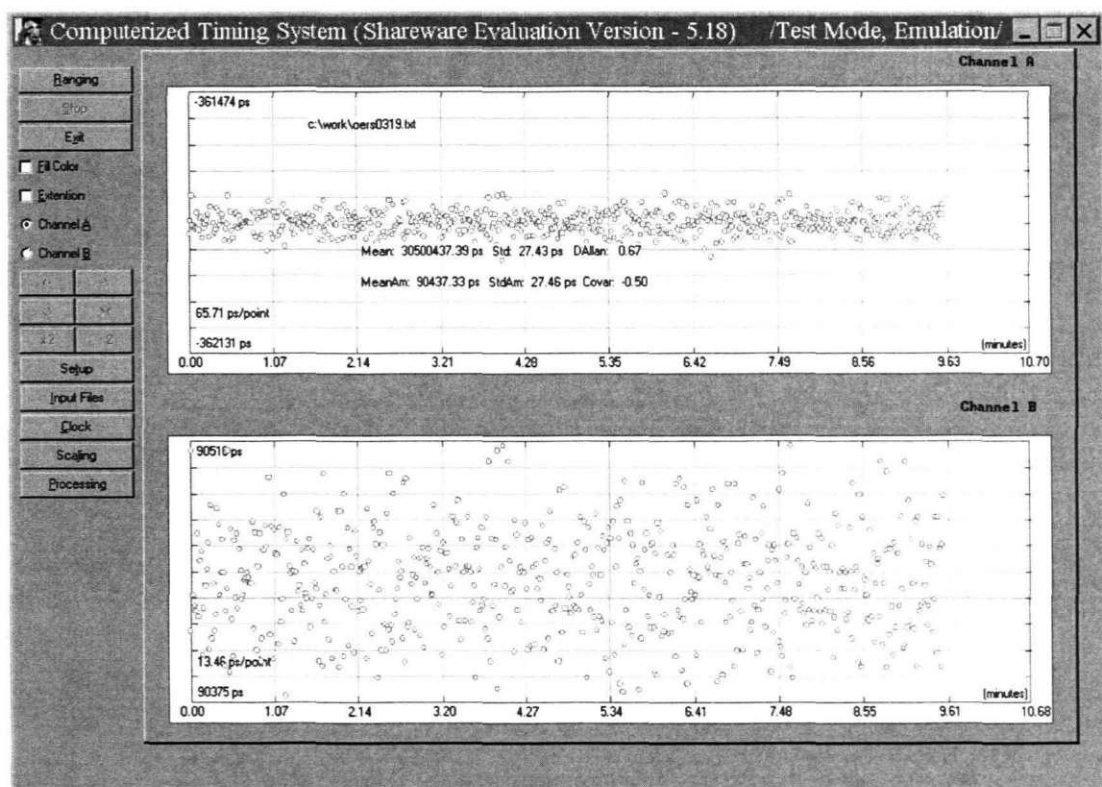
SETICPRO darba pamatrežīmi ir sekojoši:

- SETIC aparatūras laika skalas iestādīšana un sinhronizācija;
- interpolatora laika skalas graduēšana;
- izejas datu ievads lokācijas seansam;
- kalibrēšana;
- lokācija;
- izmērīto intervālu korekcija pēc amplitūdu datiem.

Nepieciešamo režīmu izvēlei un darbināšanai, kā arī datu izvadam un ievadam tiek izmantoti lietotāja grafiskā interfeisa vadošie elementi. Programmnodrošinājums tiek izmantots Windows tradicionālais grafiskais interfeiss WIMP (Windows-Icons-Menus-Pointing device), kurš realizē metodi "point and click". Visi SETICPRO režīmi var tikt iedarbināti arī testa apakšrežīmā. Tādā gadījumā uz ekrāna tiek izvadīta papildus informācija par datu pārveidošanas programmas procesu. Svarīgi ir tas, ka, palaižot testa apakšrežīmā lokācijas režīmu, nav nepieciešams fails ar satelīta orbītas parametriem.

Uzstādot “emulācijas” režīmu var pārbaudīt SETICPRO funkcionēšanu, bez SETIC aparātūras pieslēgšanas. SETIC aparāta mērīšanas daļa un paralēlais ports tiek emulēts no programmas, ģenerējot pārtraukumu signālus un nepieciešamos datus.

SETIC sistēmas virtuālā aparātūras paneļa piemērs teksta apakšrežīmā parādīts attēlā 5.4. Instrumenta paneļa izskats mērīto intervālu korekcijas režīmā pēc amplitūdu mērījumu datiem parādīts 5.5. att.



5.4. att. Sistēmas SETIC lietotāja interfeiss tekstālā mērījumu režīmā. Augšējā grafikas logā-intervalu mērījumi, apakšējā logā-amplitūdu mērījumi.

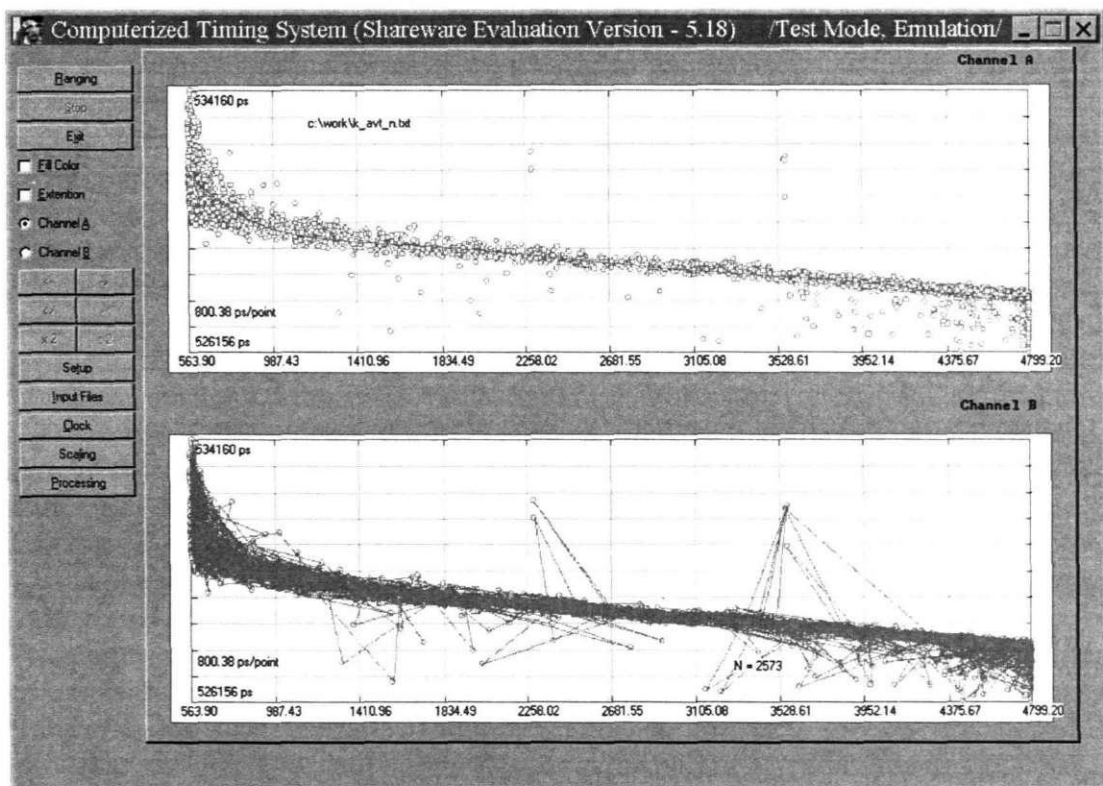
### 5.3. SETICPRO programmas uzbūves vispārīgie principi

Programmndrošinājums SETICPRO izstrādāts kā 16 kārtu Windows pielikums, kura arhitektūra ir tipiska jebkuram MS-Windows pielikumam, kurš balstās uz informācijas pārraides modeli nelielu informācijas paketu veidā (messages). Kā elementārā SETICPRO arhitektūras vienība var tikt uzskatīts objekts, kuru vada ar ziņojumiem. Kā redzami objekti ir visi lietotāja virtuālā interfeisa elementi, katrs no kuriem ir kādas noteiktas vai unikālas klases logs. Redzami objekti ir arī grafiskās informācijas izvadīšanas, uz monitora ekrāna, apgabali. Neredzami objekti ir SETICPRO dažādās datu struktūras, kuras apvienotas ar to apstrādes funkcijām.

Ziņojumi rodas kā objektu reakcija uz lietotāja darbībām, kā SETICPRO prasība pēc tā vai cita servisa no MS-Windows, kā pārtraukuma signāla parādīšanās. Katrs notikums, kā “peles” pārvietojums, fizikāla vai virtuāla taustiņa darbināšana, loga izmēru izmaiņas, aparātūras vai programmas pārtraukumu parādīšanās un t.t., izsauc ziņojuma ģenerēšanu MS-Windows sistēmā.

Kā izejas punkts ieiešanai SETICPRO kalpo funkcija WinMain, kura izsauc Windows pielikuma SETICPRO galveno logu, reģistrē tā klasi un attēlo to uz monitora

ekrāna. Izveidojot logu, funkcija WinMain organizē ziņojumu rindas apstrādes ciklu. Ziņojumu rindas apstrādes cikls izņem ziņojumu no rindas un nodod to uz unikālu, speciāli programmai SETICPRO izstrādātu, loga funkciju WindowProc. Šo funkciju izsauc tieši Windows sistēma un to nevar izsaukt no SETICPRO tiešā veidā. Funkcija WindowProc apstrādā ienākošos ziņojumus, izsauc apakšprogrammas, kuras nodrošina lietotāja interfeisa komandu izpildi, grafiku un tekstu izvadi uz atbilstošiem logiem, izsauc dialoga logus un veic citas darbības, kuras ietilpst Windows pielikumā SETICPRO.



5.5. att. SETIC sistēmas lietotāja interfeiss izmērīto intervālu korekcijas režīmā pēc amplitūdu mērījumu rezultātiem. Parādīta “aizture-amplitūda” izkliedes diagramma ar anomāliem izsitieniem.

#### 5.4. SETICPRO programmas, kā reālā laika sistēmas programmas, uzbūves īpatnības

Programmas SETICPRO, kā reālā laika pielikuma, vissvarīgākā sastāvdaļa ir sakaru ar ārējo iekārtu draiveris. Sakaru draiveris nodrošina pieeju pie ieejas – izejas paralēlajiem portiem, apstrādā pārtraukumus, ģenerē paziņojumus Windows pielikumam SETICPRO.

Pārtraukumu apstrādei paredzētā sakaru draivera programmas koda izstrādei MS-Windows sistēmā ir jāizmanto arhitektūra, kura atšķiras no līdzīgu draiveru arhitektūras MS-DOS. Ja parādās pārtraukumi no SETIC aparatūras mēriekārtas puses, tad ieslēdzas pārtraukumu apkalpošanas programma (interrupt service routine-ISR). Izstrādājot reālā laika pielikumu MS-Windows sistēmā, ir jāatdala pārtraukumu apstrādes komponente no pārējās pielikuma daļas. Vienīgās programmas vietā, kura vada programmu ISR un lietotāja interfeisu MS-DOS sistēmā, MS-Windows sistēmā ir jāizdala ISR funkcijas



atsevišķā programmas modulī – dināmisko sakaru bibliotēkā (DLL). Tas jādara sekojoša iemesla dēļ. Operāciju sistēma MS-Windows nav reāla laika sistēma. Strādājot ar pielikumiem, MS-Windows vienmēr cenšas saglabāt maksimāli liela izmēra brīvu operatīvās atmiņas lauku. Tāpēc MS-Windows sistēmā pielikumu programmu kodu segmenti ir pārvietojami (*MOVEABLE*) un izkrajami (*DISCARDABLE*). To līnēās adreses atmiņā var mainīties gadījumā, kad sistēmas MS-Windows atmiņas dispetčeram ir jāorganizē operatīvā atmiņa kā nefragmentēts brīvs apgabals. Koda segmenta saturs šādā gadījumā var tikt pilnībā izvadīts ārā un, nepieciešamības gadījumā, atkal ievadīts no diska. Šis apstāklis iespaido ISR programmas uzbūves principus.

Tā kā pārtraukums var pienākt jebkurā laika momentā, tad ISR kods var izrādīties izvadīts un nebūs pieejams un nevar tikt izpildīts pārtraukuma gadījumā. Pat tad, ja koda segments tiktu aprakstīts kā *FIXED* un nevis kā pārvietojams vai izkrajams, parastā programmas modulī tas vienalga tiek uzskatīts kā pārvietojams. Tādā veidā Windows sistēmā programmu ISR nevar ievietot parastā programmas modulī. Tā vietā to ir jāievieto DLL bibliotēkā.

Bez atsevišķa programmas moduļa priekš ISR programmas (sistēmas MS-Windows DLL bibliotēkas veidā), operātoram darbam ir nepieciešamas, ar pamata programmas moduli kopīgas (EXE failu veidā), programmu interfeisu sekcijas. Tajās ir jābūt reģistrētiem ziņojumiem, kurus nosūta ISR pielietojuma rindā, kā arī ieejas punkti eksportējamo funkciju un mainīgo veidā. Sakaru nodrošināšana ar pārtraukumu vektoru tiek realizēta tādā pat veidā kā MS-DOS sistēmā, proti, ar funkcijas *setvector* palīdzību. Tomēr, atšķirībā no izsaukuma MS-DOS sistēmā, griežoties pie funkcijas MS-Windows sistēmā, tiek pārraidīts *selektors* un nobīde nevis segments un nobīde.

*Izstrādājot programmnodrošinājums SETIC reālā laika sistēmai, galvenais motīvs pārejai uz Windows bija vēlēšanās strādāt ar lieliem datu masīviem, kurus, efektivitātes dēļ, vēlams uzkrāt un apstrādāt, izmantojot visu esošo operatīvo atmiņu.*

Programmas spēja darboties reālā laikā paver iespēju informācijas apstrādei tās pienākšanas ritmā. Reāla laika programmas raksturīga īpašība ir paralēlu procesu esamība. Paralēli datu uzkrāšanai notiek sākotnējās apstrādes procesi un ienākošās informācijas vizualizācija, datu buferizācija un pilno buferu pārrakstīšana uz cietā diska, lietotāja-operatora komandu gaidīšana un to progammāpstrāde.

Šķiet acīmredzami, ka daudzu uzdevumu Windows vajadzētu būt ideālai sistēmai paralēlu procesu programmēšanai. Tomēr, Windows netika izstrādāts kā reāla laika sistēma. Tā negarantē reāla laika uzdevumu izpildi tādā izpratnē, ka negarantē momentānu reakciju uz pienākošajiem pieprasījumiem. Reakciju izstrādē var rasties nekontrolējamas aiztures. Tas saistīts tieši ar to, ka Windows ir daudz uzdevumu sistēma. Strādājot ar pielikumiem, Windows cenšas uzturēt maksimāli liela izmēra un nepārtrauktu operatīvās atmiņas brīvu apgabalu, izkrajot uz diska un pārvietojot programmu pielikumu koda segmentus operatīvajā atmiņā. Tas noved pie situācijas, ka, reālā laikā saņemot pieprasījumu uz apkalpošanu, vajadzīgais programmas segments var nebūt izpildei pieejams. Tomēr, šī problēma, kā to parādīja SETICPRO izstrādes pieredze, ir atrisināma.

Noslēgumā atzīmēsim, ka Windows kā programmas platformas izvēle SETICPRO reāla laika programmas izveidošanai, saistīta ar sekojošiem apsvērumiem:

- vēlēšanās strādāt, izmantojot visu datora operatīvo atmiņu;
- vēlēšanos izmantot pielikumus Windows daudz logu lietotāja interfeisu;
- vēlēšanos vienkārši un efektīvi programmēt, reālā laika uzdevumiem raksturīgos, paralēlos procesus.

## NOBEIGUMS

### DARBĀ IEGŪTIE REZULTĀTI

Promocijas darbā ir iegūti sekojoši svarīgākie rezultāti:

1. Lāzerlokācijas pielietojumā izdalīta un noformulēta speciāla diskrēto signālu klase, kuru sastāda laika intervālu nestacionārās secības. Būdamas laika funkcijas, tās vienlaicīgi satur laika dimensiju. Šīs signālu klases statistiskās īpašības radušās no impulsveida gadījuma procesu īpašībām lokācijas aiztures mērījumos starta un stop impulsu kanālos.

2. Noformulēts un pamatots impulsveida procesu laika parametru analogi-digitālā pārveidojuma hronografiskais princips. Atšķirībā no intervālu mērījumiem, hronografiskais princips paredz kādu notikumu laika momentu tiešu noteikšanu attiecībā pret tekošā laika kopējo skalu.

3. Parādīts, ka lāzerlokācijas sistēmu tehniskās realizācijas vienkāršošana, pielietojot pārklājošos ciklu lokācijas aiztures mērījumus, var tikt sasniegta tikai, izmantojot hronogrāfiskā pārveidojuma metodes attiecībā uz viens otru pārklājošiem laika intervāliem un apgriezti hronografiskā pārveidojuma izmantošanu atbildes signālu laika zonu robežu iestādīšanai katrā lokācijas ciklā. Parādīts, ka hronografiskā pārveidojuma metodoloģiskā būtība pastāv signālu laika atzīmju novietojuma laikā integrālo parametru novērtējumā. Šo parametru novērtējuma procedūra, hronografiskā pārveidojuma gadījumā, tādā vai citādā veidā, ietver sevī signāla laika atzīmju un svaru funkciju savstarpējās korelācijas funkcijas vērtību noteikšanas lineāru operāciju, pie kam, svaru funkcijas tiek asociētas ar tāda procesa komponentēm, kurš ataino laika ritmu.

4. Parādīts, ka atsevišķu, īsu signālu novietojuma laikā integrālie parametri var tikt noteikti, izejot no lineāru, inerciālu sistēmu pēcdarbības reakcijas. Parametru novērtēšana reducējas uz signāla formas funkcijas eksponenciāli svarotu sākuma momentu noteikšanu caur pēcdarbības reakcijas analīzi. Lineārās filtrācijas procedūra signālu laika fiksēšanas uzdevumos būtībā ir, signālu stāvokļa laikā parametru novērtējuma caur lineāras sistēmas pēcdarbības reakciju, atsevišķs gadījums.

5. Izstrādāti un izpētīti jaunas klases, apgriezti hronografiskie, pārveidotāji. Tiešo un apgriezto hronografisko pārveidotāju kopējs pielietojums ļauj daudz efektīvāk risināt uzdevumus par signālu selekciju pēc to pienākšanas laika prognozētajām vērtībām. Apgriezti hronografisko pārveidotāju pamatu struktūras savā laikā tika aizsargātas ar PSRS autorapliecībām.

6. Konstatēts, ka apgriezti hronografiskā pārveidotāja diskrēta izvēle, kurš nepieciešams atbildes signālu selekcijas laikā uzdevuma risinājumam, tiek noteikta ar trokšņu impulsu plūsmas statistiskā sadalījuma veidu, plūsmas intensitāti un tiešā hronografiskā pārveidotāja reģistrācijas kanālu skaitu.

7. Novērtētas laika selekcijas precizitātes iespējas, balstoties uz pārveidojumu "kods-laika intervāls". Izstrādāts tāda veida "kods-laika intervāls" pārveidotājs, kurā, pārveidošanas precizitātes paaugstināšanai, tiek izmantots tāds takts impulsu secības izvēles princips, lai tās laika nobīde attiecībā pret pārveidojuma sākumu būtu minimāla. Pārveidotāja struktūra tika aizsargāta ar PSRS autorapliecību.

8. Izstrādāts algoritms atsevišķa signāla formas atjaunošanai no tāda hronografa laika atzīmju sērijas, kurš realizē "Enhanced Event Timing" mērīšanas metodi. Algoritmam ir robasta īpašības un tas balstās uz amplitūdas-laika histogrammu veidošanu.

9. Pierādīta iespēja palielināt impulsveida procesu parametru novērtējuma precizitāti,

tajā skaitā arī laika intervālu precizitāti, izmantojot programmu algoritmiskās metodes. Rekomendēta tādu mērīšanas sistēmu izveide lāzerlokācijā, kuras balstītos uz datorhronografijas sistēmām. Izstrādāts algoritms datorhronografu interpolatoru skalu nonlinearitātes programmkorekcijai. Izstrādāti algoritmi interpolatoru kvantēšanas līmeņu koda ekvivalentu sadalījuma blīvuma (histogrammu veidā) novērtējumu apstrādei un klasifikācijai. Algoritmi balstās uz attēlu atpazīšanas teorijas metodēm un kā kompresēto histogrammas attēlu izmanto pazīmju vektorus no interpolatora skalas laika diskreto novērtējuma sākuma un centrālo momentu komplektiem.

10. Neperiodisku lāzerlokācijas signālu, kuri izteikti ar laika intervālu izmērīto vērtību secībām, analīzei ieteikts izmantot diskreto veivlet pārveidojumu pēc kārtno mērogu (multi-resolution) signālu analīzes algoritma. Atšķirībā no Furjē analīzes tas ļauj lokalizēt laikā, apskatītās klases signālu, frekvenču komponentes, izdalīt laika intervālu izmērīto vērtību nestacionārās sastāvdaļas, izdarīt to filtrāciju un novērtēt dažāda rakstura trokšņu iespaidu uz datorhronografu precizitāti.

11. Izstrādāts algoritms atbildes signālu amplitūdas variāciju izsauktā trajektorijas mērījumu precizitātes noviržu kompensācijai, izdarot vienlaicīgus lokācijas aiztures un fotodetektora izejas signālu amplitūdas mērījumus. Izstrādāta regresijas metode korelācijas starp amplitūdu un lokācijas aigturi noteikšanai.

12. Parādīts, ka amplitūdu izklīdes iespaids kompensācijas problēmas risinājumam ar programmas līdzekļiem, nepieciešams izmantot signālu kārtno mērogu veivlet dekompozīciju kopā ar fraktālās dimensijas analīzi. Izmantojot šīs metodes var pietiekami vienkārši realizēt, pret anomāliem trokšņu izsitieniem, kuri apslēpti nestacionārās secībās, drošu algoritmu, sakarības starp lokācijas aigturi un atbildes signālu amplitūdu. Fraktālā dimensija, pie tam, kalpo kā kārtno mērogu komponentu stacionaritātes indikators.

13. Izstrādāts ātrs algoritms diskretas secības fraktālās dimensijas empīriskam novērtējumam, lai gūtu iespēju dažādu mērogu līmeņu signālu ekspress klasifikācijai stacionāros un nestacionāros, vadoties no to fraktālās dimensijas.

14. Eksperimentāli pierādīts, ka datu veivlet filtrācija, realizējot koriģējošās funkcijas regresijas novērtējumu, ļauj, pēc mērījumu rezultātu korekcijas, samazināt lokācijas aiztures mērījumu vidējo kvadrātisko kļūdu vairāk nekā četras reizes (no 1350 līdz 220 pikosekundēm).

15. Parādīts, ka vienas un tās pašas veivlet analīzes un sintēzes metodes, kārtno mērogu analīzes versijā, var sekmīgi izmantot lokācijas signālu apstrādei un precīzo mērīšanas iekārtu graduēšanai.

16. Izstrādātie signālu apstrādes algoritmi tika realizēti, autora izveidotajā, programmas nodrošinājumā SETICPRO priekš lāzerlokācijas mērīšanas sistēmas SETIC, kuru izmanto viena no satelītu lāzerlokācijas starptautiskā dienesta observatorijām "RĪGA-1884". Šo metožu pielietošana apstrādājot sinhronos lokācijas aiztures un amplitūdu mērījumus no satelīta GFO-1 atstarotajiem signāliem, deva iespēju trīs reizes samazināt attālumu mērījumu vidējo kvadrātisko kļūdu.

Iegūto rezultātu apkopojums dod iespēju iezīmēt tālāko pētījumu virzienus, kurus, ja ņem par pamatu tagad sasniegto, ir vērts turpināt nākotnē:

- algoritmu izstrāde laikā sakārtotu secību pāru, lokācijas aigture plus kāds enerģētiskā parametra vērtējums, veivlet-fraktālai apstrādei;
- algoritmu izstrāde fāzes telpas un haotisko atraktoru reprodukcijai intervālu nestacionārajām secībām lāzerlokācijā. Tas pieļauj datu kompresiju un tāda formāta izveidošanu, kurš atvieglo attēlu atpazīšanas teorijas metožu pielietojumu apstrādē;
- veivlet bāzu izstrāde, kuras būtu orientētas uz lāzerlokācijas informācijas vairākdimensiju apstrādi.

## LITERĀTURES SARAKSTS

1. Мэйтлэнд А., Данн М. Введение в физику лазеров / Пер. с англ.; под ред. С.И. Анисимова. - М.: Наука, 1978. - 408 с.
2. Батраков А.С., Бутусов М.М., Гречка Г.П. и др. Лазерные измерительные системы / Под ред. Д.П. Лукьянова - М.: Радио и связь, 1981. - 456 с.
3. Schneider M., Egger D., Wilson P., Nottarp K. Laser ranging to artificial Earth satellites and to the Moon. Present capabilities and trends. // Int. Geosci and Remote sens. symp. (IGARSS'82). - Munich June 1-4. - Digest. - New York: 1982. - Vol. 1. - P. Tr 5.4/1 - Tr 5.4/6.
4. Alley C.O. Laser ranging to retro-reflectors on the Moon as a test of theories of gravity // Quantum Opt. Exp. Gravity and Meas. Theory.- Proc. NATO Adv. Study Inst. - Bad Windsheim. - New York, London, 1983. - P. 429-495.
5. Economou G.A., Mackey D.L.C., Stanley A.S. Precision long-range Laser Ranging System // Proc. Soc. Photo-Opt. Instrum. Eng. - 1978. - Vol. 134. - P. 140-150.
6. Degnan J.J. Airborne laser ranging system for monitoring regional crustal deformation // Inf. Geosci and Remote Sens. Symp. (IGARSS'81). - Washington D.C., 1981, Digest. - New York: Vol. 1. - P. 234-244.
7. Stephenson P.S. Frequency and Time Interval Analyzer Measurement Hardware // Hewlett Packard Journal 1989, Febr. pp 35-41.
8. Ковальский Е. Ядерная электроника. М.: Атомиздат, 1972, 360 с.
9. Потапов А.В., Чернявский А.Ф. Статистические методы измерений в экспериментальной физике. / Под. ред. А.Ф. Чернявского. - М.: Атомиздат, 1980. - 264 с.
10. Голд Б., Рейдер Ч. Цифровая обработка сигналов. М.: Сов. Радио, 1973, - 368 с.
11. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978, - 848 с.
12. Калитеевский Н.И. Волновая оптика: учебное пособие для университетов. М.: Высшая школа, 1978, 383 с.
13. Волохатюк В.А., Кочетков В.М., Красовский Р.Р. Вопросы оптической локации. М.: Сов. радио, 1971. - 256 с.
14. Воробьев В.И. Оптическая локация для радиоинженеров / Под ред. проф. В.П. Васильева. - М.: Радио и связь, 1983. - 176 с.
15. Yu. Artyukh, A. Ribakov, V. Vedin. Modulation Domain Analyzer of the DASP-Lab System. // Proceeding of the 1997 International Workshop on Sampling Theory and Application, June, 1997, Aveiro, Portugal, p.379-383.
16. Артюх Ю.Н. Анализатор сигналов в модуляционной области с пикосекундной разрешающей способностью // АВТ.- 1998.- N2. -С. 3-12.
17. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику. Часть 1. Случайные процессы. - М.: Наука, 1976. - 496 с.
18. Перцев А.Н., Писаревский А.Н. Одноэлектронные характеристики ФЭУ и их применение. - М.: Атомиздат, 1971.
19. Большаков И.А. Статистические проблемы выделения потока сигналов из шума. - М.: Сов. радио, 1969. - 464 с.
21. Ахманов С.А., Дьяков Ю.Е., Чиркин А.С. Введение в статистическую радиофизику и оптику. - М.: Наука, 1981. - 640 с.
21. Гальярди Р.М., Карп Ш. Оптическая связь / Пер. с англ.; под ред. А.Г. Шереметьева. - М.: Связь, 1978. - 424 с.
22. Bar-David I. Communication under the Poisson regime // IEEE Trans. Inform. Theory. - 1969. - Vol. IT-15, No 1. - P. 31-37.

23. Gatti E., Donati S. Optimum signal processing for distance measurement with lasers // *Applied Optics*. - 1971. - Vol. 10, No 11. - P. 2446-2451.
24. Федосеев В.И., Широков Ф.В. Обнаружение и оценка положения источника сигнала, модулирующего пуассоновское случайное поле // *Изв. ВУЗов: Радиофизика*. - 1975. - Т.18, No 2. - с. 246-252.
25. Сосулин Ю.Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. - М.: Сов. радио, 1978. - 320 с.
26. Melbert J. Signal processing for optimum timing in the presence of noise // *IEEE International symposium on circuits and systems proceedings*. - New York: 1980. - Vol. 1. - P. 1129-1132.
27. Пахолков Г.А., Кашинов В.В., Пономаренко Б.В. Вариационный метод синтеза сигналов и фильтров. - М.: Радио и связь, 1981. - 233 с.
28. Колмогоров А.Н., Фомин С.В. Элементы теории функций и функционального анализа. - М.: Наука, 1981. - 544 с.
29. Рыбаков А.С. Интегральные параметры временного положения импульсных сигналов и их оценивание // Тез. докл. семинара. Статистические методы оценивания в теории и практике обработки сигналов и полей. Воронеж. - 1983.- С. 135-137.
30. Claasen T.A.C.M, Mecklenbrauker W.F.G Time-Frequency signal analysis by mean of the Wigner distribution // *ICASSP 81 Proc*. - New York, 1981. - Vol. 1-3, P. 69-72.
31. Flandrin P., Escudie B. An interpretation of the Pseudo-Wigner- Ville distribution // *Signal Processing*. - 1984. - Vol. 6, No 1. - P. 27-36.
32. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. - М.: Радио и связь, 1981. - 416 с.
33. Беннет Д.А. Определение задержки импульса при наличии искажений // *ТИИЭР*. - 1977. - Т. 65, No 7. - С. 103 -104.
34. Прохоров Ю.В., Розанов Ю.А. Теория вероятностей. Основные понятия. Предельные теоремы. Случайные процессы. - М.: Наука, 1967. - 496 с.
35. Воронов А.А. Основы теории автоматического управления: Автоматическое регулирование непрерывных линейных систем. - М.: Энергия, 1980. - 312 с.
36. Конторович М.И. Операционное исчисление и процессы в электрических цепях. - М.: Сов.радио, 1975. - 320 с.
37. Папулис А. Теория систем и преобразований в оптике / Пер. с англ.; под ред. В.И.Алексеева. - М.: Мир, 1971. - 496 с.
38. Рыбаков А.С. Измерение моментов функций формы импульсных сигналов // *Аналого-дискретные преобразования сигналов*. Рига: Зинатне. - 1982. - Вып. 6. - С. 208-223.
39. Рыбаков А.С. Фазовая задержка импульсных сигналов и ее измерение // *Аналого-дискретные преобразования сигналов*. Рига: Зинатне. - 1982. - Вып. 6. - С. 224-238.
40. Gedcke D.A., McDonald W.J. Design of the constant fraction of pulse height trigger for optimum time resolution // *Nuclear instruments and methods*. - 1965. - Vol. 58, P. 253-260.
41. Рыбаков А.С. Формирование временных отметок для цифрового хронографического преобразователя сигналов // Тез. докл. конф. Методы и микроэлектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов. - Рига: 1983. - Т.1. - С. 134-137.
42. Тихонов В.И., Миронов М.А. Марковские процессы. - М.: Сов. радио, 1977. - 488 с.
43. Артюх. Ю.Н. Возможности метода цифровой хронографии в задачах

- временного АЦ-преобразования // Тез. докл. конф. Методы и микроэлектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов. - Рига: 1983. - Т.1. - С. 126-129.
44. Артюх Ю.Н. Каскадные структуры цифровых хронографов // Тез. докл. конф. Методы и микроэлектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов. - Рига: 1983. - Т.1. - С. 130-133.
45. Рыбаков А.С. Выбор формы весовой функции для хронографических преобразователей на основе интегральной весовой выборки значений эталонных сигналов // Тез. докл. конф. Методы и микроэлектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов. - Рига: 1986. - Т.3. - С. 731-734.
46. Малашин М.С., Каминский Р.П., Борисов Ю.Б. Основы проектирования лазерных локационных систем: Учеб. пособие для ВУЗов, М.: Высшая школа, 1983. - 207 с.
47. Артюх Ю.Н., Рыбаков А.С. Преобразования, обратные хронографическим, и их использование в задачах временной селекции импульсных сигналов // Тез. докл. конф. Методы и микроэлектронные средства цифрового преобразования и обработки сигналов. - Рига: 1983. - Т.1. - С. 138-141.
48. Cottini C., De Lotto I., Dotti D., Gatti E., Vaghi F. *Energ. Nucl. Milan*, 1965, V.14, p.705.
49. Querzola B. High accuracy distance measurement by two-wavelength pulsed laser sources // *Applied Optics*. - 1979. - Vol.18, No 17. - P. 3035-3047.
50. Митяшев Б.Н. Определение временного положения импульсов при наличии помех. - М.: Сов. радио, 1962. - 199 с.
51. Данилевич В.В., Чернявский А.Ф. Временные измерения в физическом эксперименте. - М.: Энергоатомиздат, 1984. - 104 с.
52. Артюх Ю.Н. Прецизионное таймирование событий, основанное на многократных измерениях пролонгированного входного сигнала. *АВТ*, № 4, 1997, с.34-41.
53. Yu. Artyukh, A. Rybakov, V. Vedin. A new Approach to High Performance Continuous Time Interval Counting. // *Proceeding of the XI Polish National Conference "Application of Microprocessors in Automatic Control and Measurements"*, October, 1998, Warsaw, Poland, p. 139-143.
54. Yu. Artyukh, V. Bepal'ko, A. Rybakov, V. Vedin. Advanced Time Interval Counter & Analyzer Based on EET-method Application. // *Proceeding of the 1999 International Workshop on Sampling Theory and Application*, August 11-14, 1999, Loen, Norway, p.194-197.
55. Рыбаков А.С. Использование амплитудно-временных гистограмм для восстановления аналоговых сигналов после нерегулярной дискретизации // *АВТ*.- 1997.- N1. -С. 31-43.
56. Bilinskis I., Mikelsons A. *Randomized signal processing*. - London: Prentice-Hall, 1992. - 329 P.
57. Тихонов В.И. *Статистическая радиотехника*. - 2е изд., перераб. и доп. - М.: Радио и связь, 1982. - 624 с.
58. Huber P.J. Robust estimation of a location parameter // *Ann. Math. Stat.* - 1964. - Vol. 35. - P. 73-104.
59. Кассам С.А. Робастные методы обработки сигналов. Обзор // *ТИИЭР*. - 1985. - Т. 73, No 3. - С. 54-110.
60. Рыбаков А.С. Использование метода наименьших квадратов при оценивании параметров временного положения случайных импульсов в хронографических системах // Тез. докл. конф. Методы и микроэлектронные средства цифрового

- преобразования и обработки сигналов. - Рига: 1986. - Т.3. - С. 727-730.
61. Рыбаков А.С. Оценивание временного положения импульсных сигналов на основе цифровой обработки хронографических отсчетов // Методы и средства преобразования информации. - Рига: 1988. - Вып. 8. - С. 80-97.
62. Артюх Ю.Н., Рыбаков А.С. Преобразователь код-момент времени // Авторское свидетельство СССР N 970685 - Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки. - 1982, N40.
63. Артюх Ю.Н., Рыбаков А.С. Преобразователь код-момент времени // Авторское свидетельство СССР N 1034176 - Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки. - 1983, N29.
64. Акимов П.С., Кубасов А.Н. Ранговое обнаружение оптического сигнала // Изв. вузов СССР: Радиоэлектроника. - 1977. - Т. 20, No 7. - С.29-35.
65. Акимов П.С., Кубасов А.Н., Миначева А.В. Оценка качества обнаружения слабого оптического сигнала // Изв. вузов СССР: Радиоэлектроника. - 1979. - Т. 22, No 4. - С.61 - 67.
66. Рыбаков А.С. Преобразователь код-временной интервал для систем импульсной лазерной дальнометрии // Изв. АН ЛатвССР.- 1980. - N12. - С.113-119.
67. Артюх Ю.Н., Рыбаков А.С., Вурцель И.Я. Преобразователь код-временной интервал // Авторское свидетельство СССР N 822348 - Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки. - 1981, N14.
68. Рыбаков А.С. О программной коррекции нелинейности шкалы интерполяторов в системах компьютерной хронографии// АВТ.- 1993.- N3. -С. 67-72.
69. Рыбаков А.С. Обработка гистограмм при статистической идентификации интерполяторов для компьютерных хронографов// АВТ.- 1995.- N3.- С. 3-14.
70. Артюх Ю.Н., Арнит М.А., Беспалько В.А., Ведин В.Ю., Лапушка К.К., Рыбаков А.С. Информационно-измерительная система СОМТИС для импульсной лазерной локации // Приборы и техника эксперимента.- 1993. - N6. - С.196-197.
71. Рыбаков А.С. Программная эмуляция аппаратных измерительных средств систем компьютерной хронографии лазерно-локационных сигналов // Труды международного семинара "Информационные технологии и системы для компьютерного исследования, управления и контроля динамических объектов (INFOTEN 93)".- Рига, 1993 г. - С.40-43.
72. Таусенд К., Фохт Д. Проектирование и программная реализация экспертных систем на персональных ЭВМ Пер. с англ / Предисловие Г.С.Осипова М.: Финансы и статистика, 1990. - 320 с.
73. Фор. А. Восприятие и распознавание образов / Пер. с фр. А.В.Серединского; под ред. Г.П.Катыса.- М.: Машиностроение, 1989.- 272с.
74. Goupillaud P., Grossmann A, Morlet J. Cycle-octave and related transforms in seismic signal analysis// Geoexploration. - 1984-1985. - Vol.N23. - P. 85-102.
75. Daubechies I. Ten lectures on Wavelets.- SIAM Philadelphia, 1992.
76. Daubechies I., Orthonormal Bases of compactly Supported Wavelets// Comm. Pure. Appl. Math. 1988., Vol. 41, P. 909-996.
77. Chui C.H. An Introduction to Wavelets// Wavelet Analysis and its Application, Academic Press, Harcourt Brace Jovanovich, Publisher, 1992.
78. Mallat S. A Theory for Multiresolution Signal Decomposition: The Wavelet Representation//, Proc. IEEE Trans on Pattern Analysis. and Machine. Intelligence ., Vol. 11, No 7, 1989.
79. Mandelbrot B.B. Fractals: Form, Chance and Dimension. - San Francisco: Freeman,

1977.

80. Sharma A.B. Receiver Design for Laser Ranging to Satellites// IEEE Trans. on Instrument. and Measurment. - 1981. – Vol. IM-30, No 1 - P. 3-7.
81. Кравченко Н.И., Литовченко В.М., Прокопов А.В. Методы и средства контроля параметров лазерных дальномерных систем для измерения расстояний до спутников // Зарубежная радиоэлектроника. -1989. - No 5. - С.59 - 72.
82. Kielek W.A. Influence of defecting system of the accuracy of laser pulse range meters // Euromeas-77. Eur. Conf. Precise Elect. Meas., Univ. Sussex. - London. -1977. - P. 44-46.
83. Maier M.R., Sperr P. On the construction of a fast constant fraction trigger with integrated circuits and application to various photomultiplier tubes // Nuclear instruments and methods. - 1970. - vol. 87, No 1. - P. 13-18.
84. McDonald W.J., White D.C.S. Triple constant-fraction discriminator // Nuclear instruments and methods. - 1974. -Vol. 119. - P. 527-532.
85. Bedwell M.O., Paulus T.J. A versatile constant fraction 100 MHz discriminator // IEEE Trans. on nuclear sciens. - 1978. - Vol. NS-25, No 1. - P. 86-92.
86. Александров А.А., Мокроусов В.А., Пятков Ю.В. Формирователь временной привязки к фронту импульсов полупроводниковых детекторов // ПТЭ. - 1982. - No 4, С. 122-124.
87. Smith M., Barnwell T. Exact Reconstruction Techniques for Tree-Structured Subband Coders// IEEE Trans. on ASSP, v. ASSP-34, No.3, June 1986.
88. Рыбаков А.С. Кратно-масштабный анализ сигналов при исследовании точности компьютерных хронографов // АВТ.- 1999.- N6. -С. 24-33.
89. Рыбаков А.С. Вейвлет-декомпозиция и фрактальный анализ при обработке результатов совместных измерений задержки и амплитуды лазерно-локационных сигналов // АВТ.- 2001.- N3. -С. 14-24.
90. Yu. Artyukh, V. Bepal'ko, K. Lapushka, A. Rybakov, V. Vedin. Selective time interval counter for SLR applications. // Mitteilugen des Bundesamtes fuer Kartographie und Geodaesie, Band 11. "Proceeding of 11th International Workshop on Laser Ranging. Deggendorf, September 21-25, 1998", Vol.2, p. 510-515. Verlag des Bundesamtes fuer Kartographie und Geodaesie, Frankfurt am Main, 1999.