



**Projekta Nr.3**

**“Oriģinālu signālu apstrādes paņēmieni izveide un  
izpēte konkurētspējīgu IT tehnoloģiju radīšanai”**

INFORMATĪVĀ ATSKAITE  
PAR PROJEKTA CETURTĀ ETAPA REALIZĀCIJU  
(2007. gada janvāris - decembris)

**Atskaite sagatavota:** 30.11.2007

**IZPILDĪTĀJA** līguma uzskaites Nr. 07-VP-1

**PASŪTĪTĀJA** līguma uzskaites Nr. 07-VP-1

**Programmas koordinators:**

Dr.habil.sc.comp. I. Biļinskis, „Elektronikas un datorzinātņu institūts”

**Projekta vadītājs:** Dr. sc. comp. M. Greitāns, „Elektronikas un datorzinātņu institūts”

# Saturs

## PROJEKTA CETURTĀ ETAPA IZPILDES PAMATOJUMS UN KOPSAVILKUMS . 4

### 1. SIGNĀLA REKONSTRUKCIJAS PANĒMIENA IZVEIDE IZMANTOJOT SPLAINVEIDĪGUS FILTRUS AR LAIKĀ MAINĪGU RAKSTURLĪKNI ..... 9

1.1. Signāla atjaunošanas uzdevums .....	9
1.2. Dalīšana intervālos un maksimālās frekvences noteikšana .....	11
1.3. Intervālu apvienošana .....	12
1.4. Signāla atjaunošanas algoritms .....	14
1.5. Modelēšanas rezultāti .....	16

### 2. SKAŅAS SIGNĀLU APSTRĀDES SISTĒMU MODELĒŠANA, JA SIGNĀLA NOLASES IEGŪTAS AR SIGNĀLATKARĪGAS DISKRETIZĀCIJAS PANĒMIENU .....

2.1. Pamatideja.....	20
2.2. Signāla atjaunošanas rezultāti .....	21
Literatūra.....	23

### 3. AUGSTAS JUTĪBAS SUPERPLATJOSLAS SIGNĀLU PĀRVEIDOŠANA – METODES UN APARATŪRA..... 25

3.1. Ievads .....	25
3.2. Signālu atklāšanas un pārveidošanas metodes .....	26
3.2.1 “Up-and-down” metode .....	26
3.3. Diskrētā stroboskopiskā pārveidotāja jutības un frekvenču joslas fizikālie pētījumi .....	27
3.4. 50 $\mu$ V jutības stroboskopiskais pārveidotājs.....	31
3.4.1. Principiālās shēmas darbības apraksts .....	33
3.4.2. Stroboskopiskā pārveidotāja jutības metroloģiskā pārbaude .....	37
3.5. Augstas jutības pārveidotāja frekvenču joslas iespējas .....	38
3.5.1. Pārveidotāja frekvenču iespēju pētījuma nostādne .....	40
3.5.2. Apsvērumi par strobsignāla ķēdes pretestības $R_p$ izvēli .....	42
3.5.3. Pētījumi ar datormodelēšanas palīdzību .....	43
3.5.4. Diskriminatora shematiskais uzlabojums un tā pētījumi ar datormodelēšanas palīdzību .....	45
3.6. Ar “u-d” metodi pārveidota trokšņa autokorelācijas funkcija .....	47
3.6.1. Signālapstrādes „u-d” procedūras statistiskā analīze .....	48
3.6.2. UD procedūra kā Markova ķēde .....	49
3.6.3. UD procedūras rezultātu dispersijas atlikuma locekļu novērtējums.....	52
3.6.4. Dispersiju novērtējumi.....	56
3.6.5. Noslēguma piezīmes.....	56
3.7. Statistiskā metode .....	61
3.8. Statistiski pārveidotu signālu filtrācija ar korelācijas metodi .....	62
3.9. Adaptīvās metodes – jauna pieeja diskrētajā stroboskopijā.....	64
3.9.1. “Up-and-down” metodes adaptīvajā mērīšanas režīmā .....	64

### 4. DALĪTAS SISTĒMAS NESTACIONĀRU (NEATKĀRTOJOŠO) PROCESU PĀRVEIDOŠANAS ARHITEKTŪRAS UN APSTRĀDES ALGORITMU IZVEIDE.. 71

4.1. Pašreizējas situācija .....	71
4.2. Struktūras darbības princips.....	72
4.2.1. Vispārējais darbības princips .....	72
4.2.2. „UN” mikroshēma .....	73
4.2.3. D-trigera mikroshēma.....	74
4.2.4. „VAI” mikroshēma .....	74
4.2.5. FIFO atminas mikroshēma .....	76

4.3. Skalu saskaņošana.....	77
4.4. Vājas un cietas skalas mijiedarbība .....	78
4.5. Tālākie plāni .....	81
Literatūra.....	82
<b>5. SPECIALIZĒTO MIKROSHĒMU VEIDOŠANAS IESPĒJU IZPĒTE IZMANTOJOT LABVIEW FPGA MODULI UN TANNER PROJEKTĒŠANAS RĪKKOPU.....</b>	<b>83</b>
5.1. Programmējāmās loģikas izmantošana signālapstrādē .....	83
5.2. FPGA programmēšanas līdzības un atšķirības starp LabVIEW, HDL un specializētām blokskēmām.....	84
5.3. Pieejamās iekārtas FPGA programmēšanai LabVIEW vidē .....	85
5.4. LabVIEW FPGA moduļa versijas 1.1 iespējas.....	86
5.5. Tanner projektēšanas rīkkopas lietošana ASIC izstrādē.....	88
5.6. Novērtējums par LabVIEW FPGA un Tanner rīkkopas risinājumu pielietojamību tālākajā etapā un turpmāk veicamajiem uzdevumiem.....	90
<b>6. UZ VISPĀRĒJA PIELIETOJUMA MIKROPROCESORA VEIDOTAS SISTĒMAS DARBĪBAS IZPĒTE, TĀS MIKRO MINIATURIZĒŠANAS IESPĒJAS.....</b>	<b>92</b>
6.1. AGS izmantotie pamatprincipi .....	92
6.1.1. AGS pilnveidošana.....	93
6.1.2. AGS realizācijas ierobežojumi.....	96
6.2. AGS arhitektūras ierobežojumu salīdzinošā analīze .....	99
6.2.1. Mērījumi.....	99
6.2.2. AGS algoritma pilnveidošana, pārejot uz MSP 430 .....	102
6.2.3. AGS funkcionālās struktūras izvēle .....	103
6.2.4. AGS realizācija .....	104
6.2.5. AGS ierobežojumu mazināšana .....	105
6.3. Rezultāti .....	106
6.4. Secinājumi .....	106
Literatūra.....	107

## Projekta ceturrtā etapa izpildes pamatojums un kopsavilkums

Pārskats par Valsts pētījumu programmas

### INFORMĀCIJAS TEHNOLOĢIJU ZINĀTNISKĀ BĀZE

izpildes gaitu 3. projektā 4. etapā (2007.gads):

**”Oriģinālu signālu apstrādes paņēmieni izveide un izpēte konkurētspējīgu IT tehnoloģiju radīšanai”.**

Programmas mērķis: Veidot Latvijas informātikas industrijas zinātnisko bāzi, dot būtisku ieguldījumu (pētījumus un izstrādes) jaunāko informācijas tehnoloģiju radīšanā, attīstībā un piemērošanā Latvijas vajadzībām, sagatavot augstākās kvalifikācijas speciālistus un iepludināt tos Latvijas IT darba tirgū, kāpināt Latvijas IT industrijas konkurētspēju pasaulē, izstrādāt valsts nozīmes informatizācijas projektu zinātnisko pamatu tautsaimniecības problēmu risināšanai, palielināt Latvijas zinātnieku konkurētspēju ES projektu izcīnīšanā IT jomā.

Projekta mērķis: Oriģinālu signālu diskrētās apstrādes paņēmieni izveide un to darbības izpēte, kas integrācijā ar modernām elektroniskām tehnoloģijām dod iespējas rast aktuālu IT problēmu risinājumus un ļauj veidot uz zinātņu ietilpības rēķina konkurētspējīgas elektroniskās iekārtas.

#### 3. Projekta 4. etapa „Darba uzdevumā” definētie uzdevumi:

3.1. Signāla rekonstrukcijas paņēmiena izveide izmantojot splainveidīgus filtrus ar laikā mainīgu raksturlīkni.

3.2. Skaņas signālu apstrādes sistēmu modelēšana, ja signāla nolases iegūtas ar signālatkarīgas diskretizācijas paņēmieni.

3.3. Augstas jūtības super-platjoslas signālu pārveidošanas un apstrādes metožu izstrāde ar potenciālu pielietojumu radaru sistēmu jomā.

3.4. Dalītas sistēmas nestacionāru (neatkārtojošos) procesu pārveidošanas arhitektūras un apstrādes algoritmu izveide.

3.5. Specializēto mikroshēmu veidošanas iespēju izpēte, izmantojot LabVIEW FPGA moduli un Tanner projektēšanas rīkkopu.

3.6. Uz vispārēja pielietojuma mikroprocesora veidotas asinhronas datu apstrādes sistēmas darbības izpēte, tās mikrominiaturizēšanas iespējas.

3.7. Projekta izpildes laikā iegūto rezultātu prezentēšana starptautiskās konferencēs un publicēšana LZP sarakstā iekļautajos zinātniskajos žurnālos (izdevumos).

#### 4. Projekta 4. etapa definēto uzdevumu izpildes rezultāti:

(uzdevuma darbu saturs, izpildes rezultāti, to zinātniskā un tautsaimnieciskā nozīmība)

4.1. Paveiktie darbi 1.uzdevuma izpildē ir veiksmīgs turpinājums iepriekšējos etapos iesāktiem pētījumiem attiecībā uz signālu rekonstrukciju no tā līmeņu šķērsojuma notikumu nolāsēm. Trešā etapa ietvaros tika apskatīta signāla laikformas atjaunošana izmantojot asimetriskus trešās kārtas pamat-splainus. Šī etapa ietvaros ir attīstīta efektīvāka metode, kas balstās uz pamat-splainu filtra izmantošanu ar laikā mainīgu caurlaides joslu, adaptējoties atjaunojamajam signālam. Šāds paņemiens ir veiksmīgi pielietojams gan stacionāru, gan nestacionāru signālu rekonstrukcijai. Referāts par izstrādāto metodi ir prezentēts starptautiskā konferencē “Sampling Theory and Applications SampTA'07” (Tesalonīke, Grieķija) un publicēts konferences CD. Viens no jaunās pieejas stūrakmeņiem ir signāla dalīšana lokālos intervālos un maksimālās frekvences novērtēšana tajos atkarībā no signāla nolašu laika momentiem. Precizitātes uzlabošanai ir piedāvāta intervālu garumu un lokālās maksimālās frekvences korekciju paņemiens. Metode ir implementēta konkrēta algoritmā un iegūti

modelēšanas rezultāti. Iegūto rezultātu zinātniskā nozīmība saistās ar oriģinālas idejas izvirzīšanu par nesimetriskiem splainiem un to pielietojumu signālatkarīgi diskretizētiem ciparu signāliem. Tālākā darbā jācenšas pieeju par signāla rekonstrukciju ar splainiem, kas laikā maina savu caurlaides joslas platumu sekmīgi realizēt arī elektroniskā aparatūrā. Tautsaimnieciskā nozīme pamatojas ar to, ka uz šāda veida algoritmiem var balstīt beztaktētāja elektronisko iekārtu izstrādi, piedevām korekti atjaunotu signālu tālāk var apstrādāt ar klasiskām signālapstrādes metodēm, kas paredzētas vienmērīgi diskretizētiem signāliem.

4.2. Runas signāla pārraide pa bezvadu tīkliem tiek plaši izmantota komunikācijās. Tradicionālās sistēmās pirms sūtīšanas ciparu signāls tiek apstrādāts (kodēšana, datu kompresija), lai samazinātu pārraidāmo datu daudzumu, saglabājot uztvertā signāla kvalitāti uztvērēja daļā. Šī mērķa sasniegšanai tiek izmantoti sarežģīti signālapstrādes algoritmi, kuru pielietojums prasa arvien lielākus aprēķinu resursus. Projekta ietvaros veikto pētījumu rezultātā ir piedāvāta alternatīva runas signālu apstrādes sistēma, kas pamatojas uz ideju diskretizēt signālu ar zemu redundances rādītāju. Tādā veidā ciparu signāla kodēšana un kompresija tiek aizstāta ar signālatkarīgu analogs-ciparu pārveidotāju, kura izejas datu plūsma ir laikā mainīga un atkarīga no ieejas runas signāla īpašībām. Ir izveidots modelis, kas ņem vērā runas signālu īpatnības – starpskaņu pārtraukumus un pauzes starp vārdiem, kā arī runas signāla kvazistacionāro dabu. Iegūtie rezultāti prezentēti un publicēti starptautiskā konferencē “14th International Conference on systems, Signals and Image Processing IWSSIP 2007 and 6th EURASIP Conference Focused on Speech and Image Processing, Multimedia Communications and Services EC-SIPMCS 2007” (Maribora, Slovēnija).

Saistībā ar minēto ir turpināts arī iepriekšējā etapā veiktais darbs nevienmērīgi diskretizētu nestacionāru signālu analīzē un par iegūtiem rezultātiem referēts Sampling Theory and Applications SampTA'07” (Tesalonike, Grieķija) konferencē un Eiropas signālu apstrādes nozares galvenajā konferencē „15th European Signal Processing Conference EUSIPCO 2007” (Poznaņa, Polija), kur piedāvātā oriģinālā ideja par nestacionāru signālu laika-frekvenču reprezentācijas novērtējumu izmantojot līmeņa šķērsojuma diskretizācijas pieeju izpelņījis lielu interesi.

Rezultātu zinātnisko nozīmību nosaka ideja par runas signālu ciparošanu veidā, kurā tiek iegūti dati ar zemu redundanci. Idejas realizācija praktiskās sistēmās, var dot tautsaimniecisku labumu, jo šādā veidā ir iespējams vienkāršot datu kodēšanas un saspiešanas daļu, kas īpaši noderīga var būt bezvadu runas signālu pārraides sistēmās.

4.3. Šajā etapā projekta ietvaros izstrādājamās oriģinālās signālu apstrādes metodes tika veiksmīgi paplašinātas arī uz superplatjoslas augstas jutības sistēmu izveidi. Pamatideja ir izmantot signālu transformāciju laikā ar vienlaicīgu signālapstrādi pašā pārveidošanas procesā, kā arī veikt laikā transformētā signāla papildus apstrādi ar mērķi iegūt maksimālu signāla/trokšņa attiecību pie minimāla iztvērumu (strobu) skaita. Pētījumi tika virzīti divos saistītos virzienos – efektīvu signālu pārveidošanas metožu attīstīšana un to shēmu tehnikas risinājumi. Daļa no pētījumu rezultātiem ir publicēti žurnālā Automatic Control and Computer Sciences un vēl vairākas publikācijas tiek gatavotas. Kā viens no galvenajiem rezultātiem ir minams stroboskopiskā pārveidotāja (SP) eksperimentālais paraugs ar jutību 50  $\mu\text{V}$  (RMS 16 $\mu\text{V}$ ). Iekārtas frekvenču josla ir novērtēta kā salīdzināma ar testsignāla fronti 50 ps. Papildus tam ir izpētītas iespējas SP jutības paaugstināšanai superplatjoslas radiolokācijas vajadzībām signālu atklāšanas režīmā pielietojot konvolūciju ar etalonsignālu. Izmantojot adaptīvo principu ir radīta jauna signālapstrādes metodika, kas būtiski paplašina pārveidojamo signālu dinamisko diapazonu.

Paveikto darbu galvenā zinātniskā nozīme ir ieguldījums signālu atklāšanas un pārveidošanas metožu teorijas attīstībā, matemātisko modeļu un analītisko izteiksmju iegūšana. Rezultātu tautsaimniecisko nozīmību nosaka to plašais pielietojums, ko var iedalīt divās sadaļās: 1) Signālu nekropļota pārveidošana stroboscilogrāfijā, reflektometrijā un superplatjoslas radiolokācijas signālu precīzā reģistrācijā; 2) Superplatjoslas radiolokācijas signālu atklāšana, kas pie stipri ar troksni maskētiem signāliem pārveidotāja ieejā nodrošina

maksimāli augstu signāla/trokšņa attiecību pārveidotāja izejā, toties pieļauj signāla formas kropļojumus.

4.4. Nejašu impulsu plūsmu daudzkanālu reģistrācijas problēma joprojām pasaulē nav pilnīgi atrisināta. Pastāv dažādu ražotāju pārveidotāji, kas plaši pieejami tirgu. Piemēram, firmas ACAM ražojums multifunkcionālais laiks-cipars pārveidotājs TDC-GPX, kas strādā vairākos režīmos un diviem kanāliem nodrošina 10 pikosekunžu izšķirtspēju. Otrs piemērs ir kompānijas Agilent Technologies ražojums TC840. Pārveidotājs strādā divpadsmit kanālu režīmā ar 50 pikosekunžu izšķirtspēju. Tomēr šiem pārveidotājiem ir daži svarīgi ierobežojumi: kaimiņimpulsu intervāls salīdzinājumā ar izšķirtspēju ir vairākas kārtas zemāks, pārveidotāji strādā start-stop režīmā, kanālu skaits ierobežots (parasti ap 10 kanāliem). Tika apskatīti vairāki pieejamie laiks-cipars pārveidotāju patenti ar mērķi iegūt informāciju par to, kas līdz šim laikam izdarīts, un tika stādīts uzdevums izveidot sistēmu, kas piedāvātu jaunu šīs problēmas risinājumu ar vairākām priekšrocībām.

Etapā izpildes laikā ir radīta jaunās sistēmas struktūra un aprakstīti tās darbības pamatprincipi. Izpētītas iespējas izmantoto divu skalu mijiedarbības problēmas risināšanai. Par iegūtiem rezultātiem ziņots un RTU 48. starptautiskā zinātniskā konferencē (Rīgā) un tiks publicēts RTU Zinātniskos rakstos. Turpmākajā gaitā plānota maketa izveide uz CMOS tehnoloģijas bāzes eksperimentu veikšanai, sistēmas pārbaudei un „vājo punktu” noteikšanai, pagaidām nemērķējot uz augstu (ps) izšķiršanas precizitāti. Atkarībā no eksperimentu rezultātiem būs iespējams spriest par to praktisko nozīmību un iespējām rast modernu tehnoloģiju izmantošanu, kas spēj izveidot aiztures līniju ar izšķirtspēju 10ps.

4.5. LabVIEW grafiskā programmēšanas vide un tās izmantošana signālapstrādes algoritmu implementācijai tika apskatīta iepriekšējā etapā. Loģisks tālāko pētījumu solis, kas tika darīts 4.etapā, bija iespēju izpēte efektīvai LabVIEW programmu pārnesi no personālā datora uz programmējamo loģiku – FPGA (Field-Programmable Gate Array). Izpētes gaitā tika novērtētas FPGA programmēšanas līdzības un atšķirības starp LabVIEW, HDL un specializētām blokshēmām, apskatītas pieejamās iekārtas FPGA programmēšanai LabVIEW vidē, kā arī izanalizētas LabVIEW FPGA moduļa versijas 1.1 iespējas. Ierobežotās iespējas programmatūras un tehnisko risinājumu klāstā, kā arī šīs metodikas nepietiekamā kapacitāte interesējošo algoritmu realizācijai noveda pie lēmuma turpmāk vairāk koncentrējoties uz iespējām algoritmus aprakstīt HDL valodā un ar sintēzes rīku palīdzību tos realizēt universālās FPGA mikroshēmās un ASIC prototipos.

Otra uzdevuma daļa saistījās ar Tanner rīkkopas izmantošanas iespēju izpēti. Tas ir programmu komplekts, kas ļauj veikt analogu un jaukta signāla pielietojuma-specifisku mikroshēmu – ASIC (Application-Specific Integrated Circuit) – izstrādi, realizējot sistēmas koncepciju augsti integrētā, miniatūrā un energoefektīvā formā. Ja ar FPGA var realizēt vienīgi cipariski strādājošus algoritmus, tad ASIC var saturēt gan šo ciparisko daļu, gan analogo daļu, kas sasaista signālapstrādes daļu ar reālajiem fizikālajiem signāliem. Sekmīgu rezultātu sasniegšanai ir nepieciešams iegūt un apgūt kāda konkrēta ražotāja mikroshēmu ražošanas tehnoloģijai paredzētu projektēšanas elementu bibliotēku un dizaina noteikumus. Izmantojot EURO PRACTICE servisu kā visatbilstošākā pēc sniegtajām iespējām un izmaksām ir izvēlēta AMI Semiconductor 0.5 μm C05-A komplimentārā metāla-oksīda-pusvadītāja tehnoloģija. Par šīs tehnoloģijas izmantošanu ir noslēgts konfidencialitātes nolīgums (NDA) un dizaina komplekta bibliotēkas ir uzstādītas un pielāgotas esošai Tanner tools versijai. Izmantojot AMIS C05-A dizaina komplektu tika uzsākta Tanner rīkkopas apguve pēc S-Edit lietošanas pamācības un iepazīstoties ar dizaina komplektam līdzīgu nākušajiem piemēriem. Rīkkopas apguve turpinājās ar piedalīšanos EURO PRACTICE rīkotā divu dienu ievada un apmācības seminārā “Mixed Signal ASIC Design Training” (Erlangena, Vācija).

Rezultātiem galvenokārt jāuzsver potenciālā tautsaimnieciskā nozīme, jo specializēto mikroshēmu izstrāde ir viens no svarīgākajiem stūrakmeņiem uz zinātnietilpības rēķina konkurētspējīgu iekārtu radīšanai.

4.6. Darbs 4.etapā tika turpināts, pamatojoties uz iepriekšējos 2006.gada etapos iegūtajiem rezultātiem, risināt asinhronas datu apstrādes problēmas saistītas ar maz varbūtīgu gadījuma rakstura notikumu monitoringu un energoekonomiju. Galvenā uzmanība tika veltīta skaņas signāla analogciparu pārveidošanai, izmantojot līmeņa šķērsojuma metodi. Ir izveidotas divas asinhronu datu apstrādes sistēmas (ADAS) uz vispārēja pielietojuma mikroprocesoru bāzes tās realizējot ar P89LPC936 un MSP430x2013 mikroprocesoriem. Par pirmo no tām tika ziņots starptautiskā konferencē “11th International Conference “ELECTRONICS’2008” (Kauna, Lietuva), kā arī ir publikācija žurnālā „*Electronics and Electrical Engineering*”. Izveidotais datu apstrādes algoritms nosaka ADAS modeļa funkcionālo struktūru, tajā ietilpstošo aparatūru un programmatūru, kas nodrošina sistēmā ietilpstošo sastāvdaļu asinhronu mijiedarbību, ieejas signālu nolasi, izmantojot līmeņa šķērsojuma metodi, un patērējamās jaudas vadību. Eksperimentālie pētījumi parāda, ka ADAS pielietojumi uz P89LPC900 pamata ir ierobežoti ieejas signālu frekvencēm līdz 3,5 kHz. Augstāku frekvenču (līdz 10 kHz) ieejas signāla nolasei un apstrādei ir nepieciešama lielāka veiktspēja, ko var nodrošināt MSP430 saimes  $\mu$ P. Tas arī ir galvenais tālāko darbu virziens. Jāatzīmē, ka MSP430 saimes  $\mu$ P izmantošana ļauj efektīvi izmantot enerģijas taupības režīmu pie dīkstāves.

Iegūto rezultātu nozīmīgumu nosaka fakts, ka ar šādu pieeju veidotas sistēmas var tikt izmantotas dažādās tautsaimniecības nozarēs, kur nepieciešami mobili risinājumi lauku apstākļos, kur nav iespējama stacionāras elektroenerģijas piegāde.

4.7. Ar projekta 4.etapa izpildi ir saistītas sekojošas publikācijas:

1. R.Shavelis. Signal Reconstruction from Multiple Level Crossings Using Asymmetric Constructing Functions. *Electronics and Electrical Engineering*. – Kaunas: Technologija, Vol. 77, No. 5, pp. 57-60.

2. R.Shavelis. Sampling and Waveform Reconstruction of Signals on The Basis of Minimax Approach. Proceedings of the “2007 Workshop on Digital Alias-free Signal Processing” (WDASP’07), Apr. 2007, London, UK, pp. 57-61.

3. M.Greitans. Time-Frequency Analysis of Non-uniformly Sampled Signals. Proceedings of the “2007 Workshop on Digital Alias-free Signal Processing” (WDASP’07), Apr. 2007, London, UK, pp. 24-30.

4. M.Greitans, R.Shavelis. Spline-based signal reconstruction algorithm from multiple level crossing samples. 7th International Conference SampTA 2007, Thessaloniki, Greece, June 2007, (on CD).

5. M.Greitans, R.Shavelis. Speech sampling by level-crossing and its reconstruction using spline-based filtering. 14th International Conference IWSSIP 2007, Maribor, Slovenia, June 2007, pp.305-308.

6. M.Greitans. Discrete Wigner-Ville distribution in nonuniform sampling case, 7th International Conference SampTA 2007, Thessaloniki, Greece, June 2007, (on CD).

7. M.Greitans. Time-Frequency Representation Based Chirp-Like Signal Analysis Using Multiple Level Crossings. 15th European Signal Processing Conference EUSIPCO 2007, Poznań, Poland, September 3-7, 2007, pp.2254-2258.

8. K.Kruminsh, A.Lorencs, V.Plocinsh. *A2 Paradox in Statistical Processing of Weak Signals*, Automatic Control and Computer Sciences, Vol. 41, N 1, pp.1-9.

9. V. Plociņš, *Statistical method correction possibilities*, *Electronics and Electrical Engineering*. – Kaunas: Technologija, (akceptēts publicēšanai).

10. Э. Бейнер, К. Круминьш, В. Петерсон, *Экспериментальное исследование дискретного стробоскопического преобразователя сигналов*, Автоматика и вычислительная техника (tikš publicēts 2008.gada 1.numurā)

11. V. Karklinsh, K. Kruminsh, *Correlation filtration of statistically transformed signals*, Automatic Control and Computer Sciences, Vol. 41, N 5, pp. 289-293.

12. V. Zagurskis, A. Morozovs, S. Šaranins Daudzkanālu reģistrācijas metode nejaušu signālu plūsmas laika raksturlīknēm, RTU Zinātniskie raksti (pieņemts publicēšanai 2008.gada martā).

13. A.Baums Multi task real-time system energy consumption using mini-max method // Electronics and Electrical Engineering, N5 (77), 2007., Kaunas Technologija 2007, pp. 61-64.

14. A.Baums, M. Greitans, U.Grunde Development of asynchronous data processing system by using general-purpose microprocessors, // Electronics and Electrical Engineering, N6 (78), 2007., Kaunas Technologija 2007, pp. 21-24

15. M.Liepins. Processing of threshold-crossing sampled GSM signal on the rectangular function basis. Proceedings of the "2007 Workshop on Digital Alias-free Signal Processing" (WDASP'07), Apr. 2007, London, UK, pp. 62-65.

5. Kopsavilkums: Projekts ir vērst uz jaunu signālu apstrādes paņēmieni radīšanu, kas kopā ar modernajām elektroniskām tehnoloģijām piedāvātu risinājumus uz zinātņu ietilpības rēķina konkurētspējīgu elektronisko iekārtu ražošanai. Projekta pirmajos etapos tika veiktas iestrādes, kuru pamatā ir ideja līdzšinējās zināšanas un pieredzi DASP (*Digital Alias-free Signal Processing*) signālu apstrādes jomā saistīt ar beztaktētāja elektronisko iekārtu projektēšanas principiem. Lai iegūtu asinhronu elektronisko sistēmu priekšrocības – pazemināts enerģijas patēriņš, samazināta siltuma izdalīšana, automātiska adaptācija pie fizikālo apstākļu maiņas, neliels elektromagnētiskais izstarojums u.c. ir nepieciešams analogs-ciparu pārveidojumu vadīt nevis kā klasiskajā gadījumā ar taktsimpulsiem, bet gan ar pašu signālu. Šādas diskretizācijas rezultātā vispārīgā gadījumā iegūst laikā nevienmērīgi izvietotas signāla nolases. Līdz ar to rodas nepieciešamība radīt atbilstošas apstrādes pieejas, kas jau ir ticis darīts iepriekšējos projekta etapos. Šajā etapā kā perspektīva ir pētīta jauna ideja par splainu filtru izmantošanu, kuru caurlaides joslas platums ir laikā mainīgs. Tālākā darbā jācenšas šo pieeju sekmīgi realizēt arī elektroniskā aparatūrā, sākot ar vienkāršākiem risinājumiem.

Aktīvi turpināts darbs saistībā ar runas signālu apstrādi un pārraidi. Izveidots modelis, kas efektīvi ņem vērā runas īpatnības – starpskaņu un starpvārdu pauzes, kā arī to, ka runas signālu īsos intervālos var uzskatīt par kvazistacionāru. Atbilstoši šim modelim, izmantojot signālatkarīgu analogs-ciparu pārveidojumu tiek ievērojami vienkāršota signāla kodēšanas un kompresijas daļa, līdz ar to padarot šādu pieeju interesantu mobilo iekārtu risinājumiem.

Veiksmīgi turpinājušies darbi saistībā ar vispārēja pielietojuma mikroprocesoru izmantošanas iespēju izpēti asinhronu datu apstrādes sistēmu radīšanai. Izveidots uzlabots (salīdzinājumā ar maketu uz Philips 8051 bāzes) makets izmantojot MSP430 procesorus. Attiecībā uz izstrādājamo sistēmu mikrominiaturizēšanas problēmu ir izpildīti divi uzdevumi – pētītas iespējas, kā efektīvā veidā veidot nepieciešamās specializētās ciparu mikroshēmas FPGA tehnoloģijā, un iesākts apgūt (ieskaitot apmācības kursu) Tanner rīkkopu analogu un jaukta signāla shēmu realizācijai augsti integrētā, miniaturā un energoefektīvā formā.

Atbilstoši VPP nostādņēm 2007.gadā ir paplašinātas jomas, kurās ar oriģināliem signālu apstrādes paņēmieniem tiek plānots iegūt konkurētspējīgus rezultātus. Kā viena no tām ir augstas jutības super-platjoslas signālu pārveidošanas un apstrādes metožu izstrāde ar potenciālu pielietojumu radaru sistēmu jomā. Šobrīd notiek darbs pie eksperimentālā parauga izpēti, kas izmantojot oriģinālu apstrādes pieeju nodrošinātu jutību 50  $\mu$ V pie signāla joslas līdz aptuveni 10GHz. Otra joma, uz kuru ir paplašināta darbība ir nejaušu impulsu plūsmu daudzkanālu reģistrācija. Ir radīta sistēmas struktūra, kuru plānots nākamajā posmā eksperimentāli pārbaudīt un novērtēt tās konkurētspējīgumu.

Projekta 4. etapa darba uzdevumu izpildē iegūtie rezultāti 2007.gadā ir atspoguļoti 15 publikācijās un par tiem ir ziņots 6 dažādās starptautiskās konferencēs, tajā skaita Eiropas signālu apstrādes asociācijas galvenajā pasākumā EUSIPCO2007. Ir rasta iespēja divus no projekta izpildītājiem komandēt uz augsta līmeņa apmācības kursiem. Nobeigumā jāatzīmē, ka turpinot jau iepriekšējos etapos iesākto praksi, projekta izpildē ir iesaistījušies divpadsmit jauni darbinieki (tajā skaitā 2 doktoranti, 5 maģistranti un 4 bakalauranti). Saistībā ar projekta izpildi nākamajā gadā varētu tikt aizstāvēti 4 bakalauru un 3 maģistru darbi.



# 1. Signāla rekonstrukcijas paņēmiena izveide izmantojot splineveidīgus filtrus ar laikā mainīgu raksturlīkni

Iepriekšējā etapa ietvaros tika apskatīta signāla laikformas atjaunošana no tā līmeņu-šķērsojuma nolasēm, izmantojot asimetriskus trešās kārtas pamat-splainus. Šī etapa ietvaros tiek piedāvāta labāka metode, kas balstās uz pamat-splainu filtra izmantošanu ar laikā mainīgu caurlaides joslu, adaptējoties atjaunojamajam signālam. Metode ir efektīvi pielietojama gan stacionāru, gan nestacionāru signālu rekonstrukcijai. Iegūtie rezultāti publicēti un prezentēti konferencē *SampTA 2007* (Saloniki, Grieķija).

## 1.1. Signāla atjaunošanas uzdevums

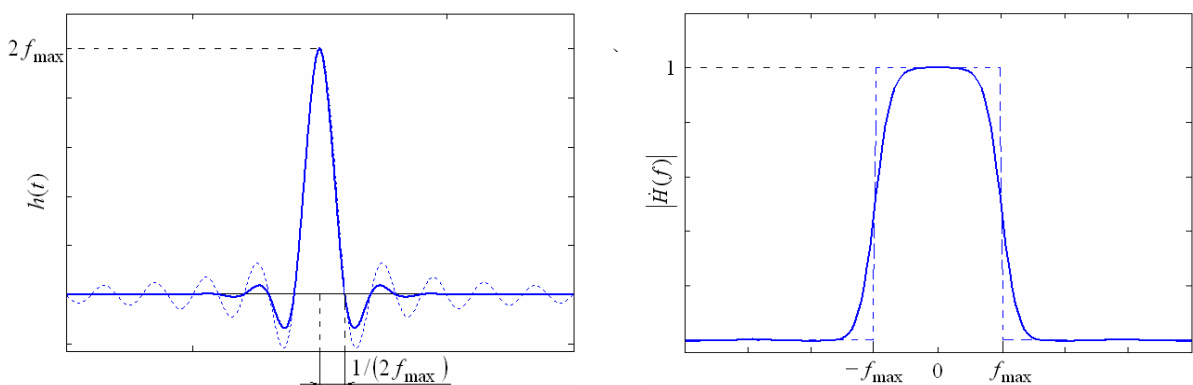
Saskaņā ar Šenona-Koteļņikova teorēmu jebkuru frekvenču joslā ierobežotu signālu  $s(t) \in B^2_{f_{\max}}(R)$  var atjaunot no tā laikā vienmērīgi izvietotām nolasēm  $s(t_n)$ , ja diskretizācijas frekvence  $f_s \geq 2f_{\max}$ , kur  $f_{\max}$  ir maksimālā frekvence signāla spektrā. Ierobežota skaita  $N$  nolašu gadījumā atjaunoto signālu  $\hat{s}(t)$  var rakstīt

$$\hat{s}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s(t_n)h(t-t_n), \quad (1.1)$$

kur  $h(t)$  ir atjaunošanas filtra impulsa reakcija. Ja  $f_s = 2f_{\max}$ , tad ideāla filtra impulsa reakciju apraksta *sinc*-funkcija ar samērā ilgu rimšanas laiku. Ja  $f_s > 2f_{\max}$ , tad ideāla filtra vietā var izmantot straujāk rimstošas impulsa reakcijas filtru. Šajā darbā tiks izmantots kubiskā pamat-splaina filtrs, kuram  $h(t)$  nosaka izteiksme

$$h(t) = \eta^3(t) = \frac{6\alpha}{\alpha^2 - 1} \sum_{k=-10}^{10} \alpha^{|k|} \beta^3(t-k), \quad (1.2)$$

kur  $\alpha = \sqrt{3} - 2$  un  $\beta^3(t)$  ir trešās kārtas B-splains [1, 2]. *Sinc*-funkcijas un kubiskā pamat-splaina attēlojumu salīdzinājums laika un frekvenču apgabalos parādīts 1.1. zīmējumā.



1.1. zīm. *Sinc*-funkcijas (svītrlīnija) un kubiskā pamat-splaina (nepārtraukta līnija) salīdzinājums a) laika apgabalā un b) frekvenču apgabalā

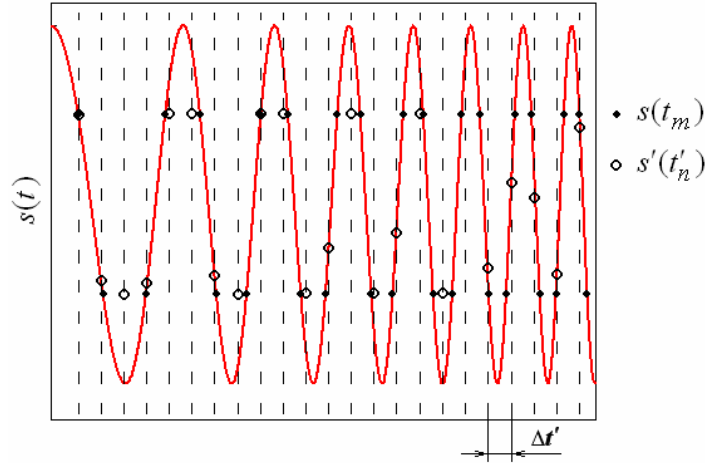
Kā redzams, tad pie vienādiem galvenās vāles platumiem laika apgabalā, iegūst atšķirīgas filtru caurlaides joslas frekvenču apgabalā.

Līmeņu-šķērsojuma diskretizācijas gadījumā dotas ir laikā nevienmērīgi izvietotas nolases  $s(t_m)$ , tāpēc izteiksme (1.1) signāla atjaunošanai šajā gadījumā nevar lietot. Izvirzām

uzdevumu no  $s(t_m)$  atrast laikā vienmērīgi izvietotas nolases  $s'(t'_n)$  tā, lai izpildītos sekojošais [3]:

$$s'(t'_n) = s(t'_n) \text{ un } \Delta t' = t'_n - t'_{n-1} \leq \frac{1}{2f_{\max}} \quad (1.3)$$

Zinot  $s(t'_n)$ , sākotnējo signālu atrod no izteiksmes (1.1),  $t_n$  vietā liekot  $t'_n$ . Ideja ilustratīvi parādīta 1.2. zīmējumā.



1.2. zīm. Signāla (sarkanā līnija) līmeņu-šķērsojuma nolases  $s(t_m)$  un nezināmās laikā vienmērīgi izvietotās nolases  $s'(t'_n)$

Izmantojot iteratīvu algoritmu [4, 5], nolases  $s'(t'_n)$ , apmierinot nosacījumus (1.3), var atrast, ja maksimālais attālums starp divām secīgām līmeņu-šķērsojuma nolāsēm  $\tau_{\max} = \sup_m (t_{m+1} - t_m)$  nepārsniedz pieļaujamo vērtību  $\frac{1}{2f_{\max}}$ . Šis nosacījums

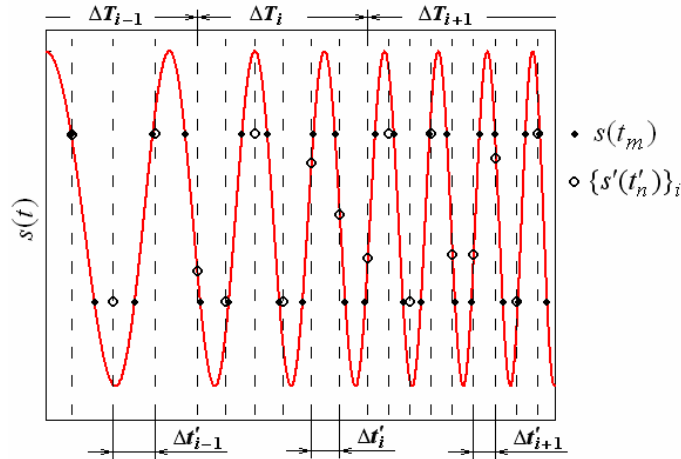
nestacionāriem signāliem līmeņu-šķērsojuma diskretizācijas gadījumā bieži vien neizpildās – tas atkarīgs no signāla laikā mainīgām īpašībām un diskretizācijas līmeņu skaita. Lai problēmu atrisinātu, tiek ņemts vērā fakts, ka nestacionāram signālam frekvenču joslas platums dažādos laika intervālos var būt atšķirīgs. Tāpēc signāls pa laika asi tiek dalīts vairākos secīgos intervālos  $\Delta T_i$ , kuri savā starpā nepārklājas un  $T = \sum_{i \in Z} \Delta T_i$ , kur  $T$  apzīmē

signāla ilgšanas laiku no pirmās līmeņu-šķērsojuma nolases līdz pēdējai un  $i = 1, 2, \dots$  apzīmē intervāla kārtas numuru. Intervālā  $\Delta T_i$  frekvenču joslas platums nestacionāram signālam dažādām  $i$  vērtībām var būt atšķirīgs, tāpēc ar  $f_{\max}^{(i)}$  apzīmēsim maksimālo frekvenci signāla spektrā dotajā laika intervālā  $\Delta T_i$ . Tā kā līmeņu-šķērsojuma nolašu laika momenti  $t_m$  ir atkarīgi no signāla īpašībām, tad  $f_{\max}^{(i)}$  var aptuveni noteikt, ņemot vērā šos laika momentus. Atjaunošanas uzdevums ir atrast laikā vienmērīgi izvietotas signāla nolases  $\{s'(t'_n)\}_i$  katrā intervālā  $i$  tā, lai izpildītos sekojošais:

$$\{s'(t'_n)\}_i = \{s(t'_n)\}_i \text{ un } \Delta t'_i = t'_{n_i} - t'_{n_i-1} \leq \frac{1}{2f_{\max}^{(i)}} \quad (1.4)$$

Nosacījums (1.4) atšķiras no (1.3) ar to, ka tas ir pierakstīts nevis visam signālam ( $T$ ), bet tikai nelielam tā fragmentam ( $\Delta T_i$ ). Tajos laika intervālos, kur signāls straujāk mainās,  $f_{\max}^{(i)}$

būs lielāks un attiecīgi  $\Delta t'_i$  būs mazāks. Šāda situācija ilustrēta 1.3. zīmējumā, kur signāls pa laika asi ir sadalīts trīs daļās. Pirmā intervāla  $i-1$  diskretizācijas solis  $\Delta t'_{i-1} > \Delta t'_i > \Delta t'_{i+1}$  ir lielāks nekā otrajam un trešajam intervāliem  $i$  un  $i+1$ , jo signāla frekvence lineāri pieaug un attiecīgi palielinās līmeņu-šķērsojuma nolašu skaits.

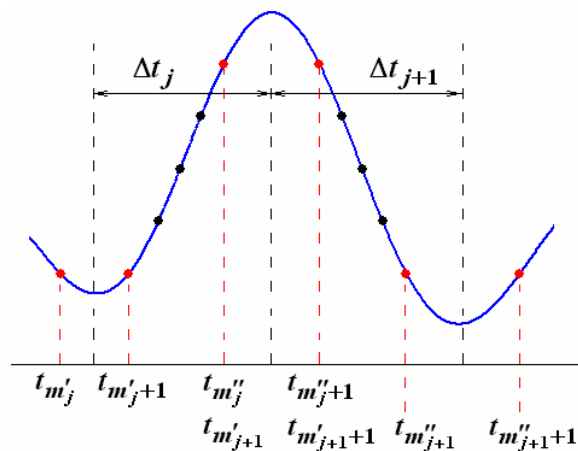


1.3. zīm. Signāla (sarkanā līnija) līmeņu-šķērsojuma nolases  $s(t_m)$  un nezināmās intervālos laikā vienmērīgi izvietotās nolases  $\{s'(t'_n)\}_i$

Nākamajās apakšnodaļās tiks dotas metodes lielumu  $\Delta T_i$ ,  $f_{\max}^{(i)}$  un  $\{s'(t'_n)\}_i$  noteikšanai.

## 1.2. Dalīšana intervālos un maksimālās frekvences noteikšana

Lai atrastu signāla spektra maksimālo frekvenci  $f_{\max}^{(i)}$ , izmantosim sekojošu metodi [3]. Sākot ar pirmo līmeņu-šķērsojuma nolasi (nolases indekss  $m = 0$ ) tiek meklēti divi viens otram sekojoši nolašu pāri  $s(t_{m'_j}) = s(t_{m'_j+1})$  un  $s(t_{m''_j}) = s(t_{m''_j+1})$ , kur  $j$  apzīmē atraduma kārtas numuru,  $m''_j > m'_j$  un starpība  $m''_j - m'_j$  ir minimāla. Tālāk tiek meklēti nākamie divi šādu nolašu pāri  $s(t_{m'_j+1}) = s(t_{m'_j+1+1})$  un  $s(t_{m''_j+1}) = s(t_{m''_j+1+1})$ , ņemot vērā  $m'_j+1 = m''_j$  (1.4. zīmējums).



1.4. zīm. Signāla momentānās maksimālās frekvences noteikšana

Katram  $j = 1, 2, \dots$  tiek aprēķināta signāla “momentānā maksimālā frekvence” pēc formulas

$$f_j = \frac{1}{2\Delta t_j} = \frac{1}{t_{m'_j} + t_{m''_{j+1}} - t_{m'_j} - t_{m'_{j+1}}}, \quad (1.5)$$

kur  $\Delta t_j = \frac{t_{m''_j} + t_{m''_{j+1}}}{2} - \frac{t_{m'_j} + t_{m'_{j+1}}}{2}$ . Ja signāls sastāv no vienas harmonikas, tad  $f_j$  visām  $j$  vērtībām ir viens un tas pats un vienāds ar harmonikas frekvenci. Ja signāls sastāv no vairākām harmonikām, tad  $f_j$  dažādām  $j$  vērtībām svārstās ap vidējo lielumu

$$\bar{f} = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J f_j, \quad (1.6)$$

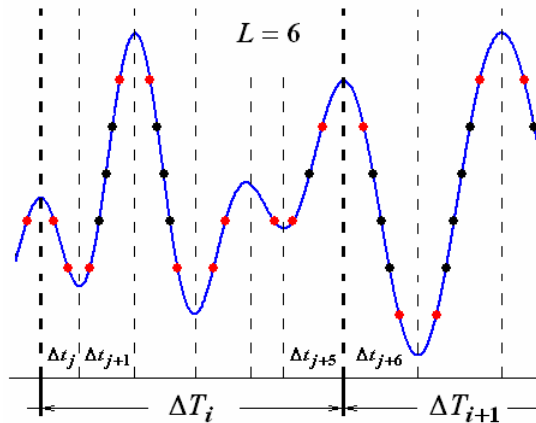
kur  $J$  ir pilnais viens otram sekojošu divu pāru atradumu skaits uzdotajā laika intervālā. No eksperimentāliem rezultātiem noteiktā  $\bar{f}$  vērtība aptuveni sakrīt ar signāla maksimālās harmonikas frekvenci. Ņemot to vērā, signāls pa laika asi izvēlētai  $L$  vērtībai tiek dalīts sekojoši:

$$\Delta T_i : t \in \left[ \frac{t_{m'_{1+(i-1)L}} + t_{m'_{1+(i-1)L+1}}}{2}; \frac{t_{m''_{iL}} + t_{m''_{iL+1}}}{2} \right], \quad (1.7)$$

bet  $f_{\max}^{(i)}$  tiek rēķināts saskaņā ar izteiksmi (1.6):

$$f_{\max}^{(i)} = \frac{1}{L} \sum_{j=1+(i-1)L}^{iL} f_j \quad (1.8)$$

Šāds signāla dalījums pa laika asi, ja  $L = 6$ , ilustratīvi parādīts 1.5. zīmējumā.



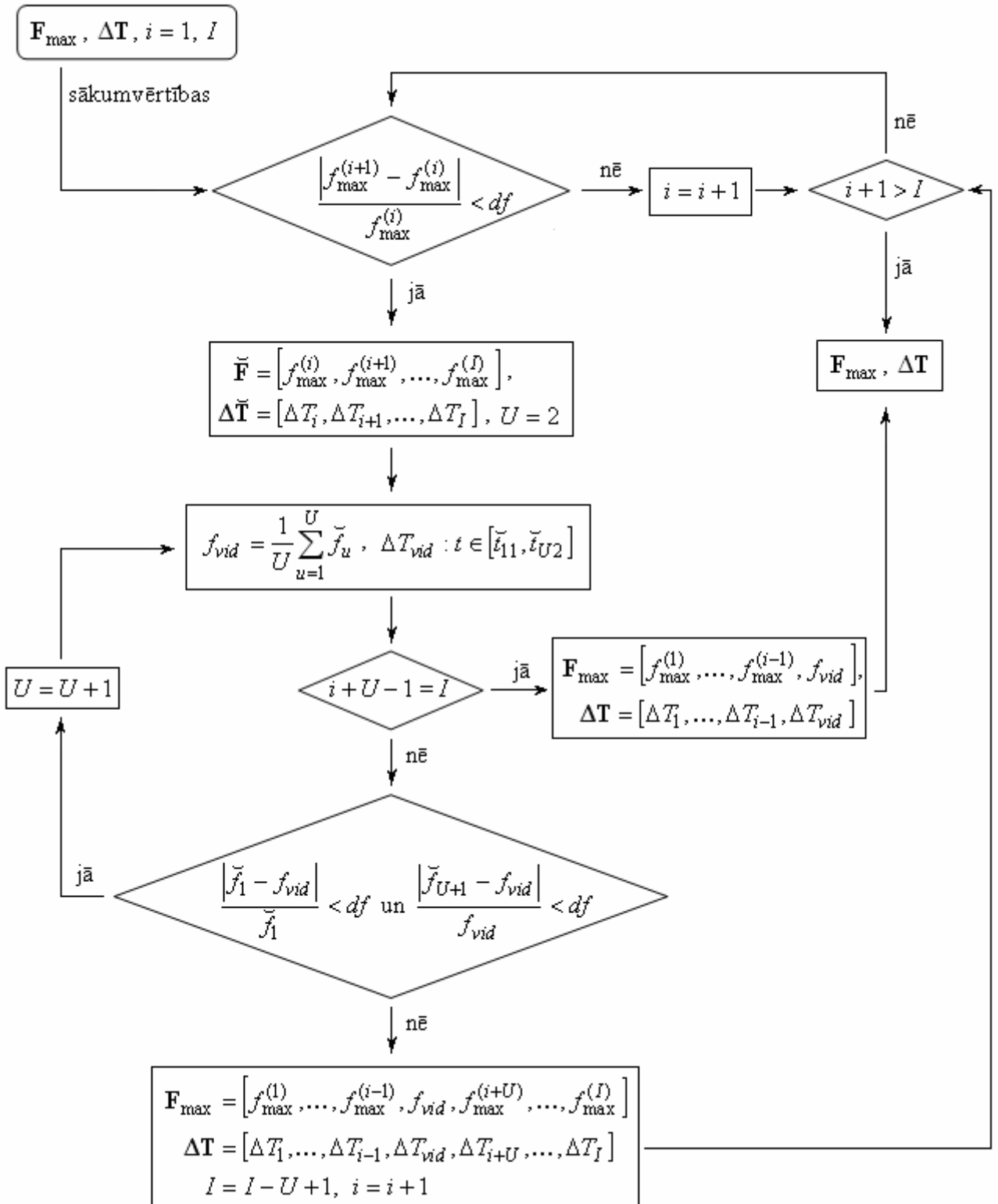
1.5. zīm. Signāla dalījums intervālos  $\Delta T_i$  pa laika asi

No attēla redzams, ka signāla dalījums intervālos ir atkarīgs gan no  $L$ , gan no paša signāla. Jo lielāks būs  $L$ , jo garāki intervāli, savukārt, jo straujāk mainās signāls, jo īsāki būs intervāli izvēlētai  $L$  vērtībai. Tādējādi tiek nodrošināts tas, ka signālu katrā intervālā  $\Delta T_i$  var uzskatīt par kvazistacionāru, ļaujot veikt tā atjaunošanu katrā intervālā, izmantojot stacionāriem signāliem piemērotu rekonstrukcijas algoritmu.

### 1.3. Intervālu apvienošana

Nestacionāra signāla spektrālais sastāvs ilgstoši var nemainīties, tāpēc lietderīgi ir

apvienot dažus blakus esošos laika intervālus  $\Delta T_i$  vienā, izmantojot 1.6.zīmējumā parādīto algoritmu.



1.6.zīm. Algoritms intervālu apvienošanai

Zīmējumā lietotie apzīmējumi  $t_{i1}$  un  $t_{i2}$  saskaņā ar izteiksmi (1.7) nosaka intervāla

$\Delta T_i : t \in [t_{i1}, t_{i2}]$  sākuma un beigu laiku. Algoritma pamatā ir blakus esošo intervālu frekvenču  $f_{\max}^{(i)}$  un  $f_{\max}^{(i+1)}$  vērtību salīdzināšana. Ja tās maz atšķiras (sliksni nosaka  $df$ ), tad intervāli  $\Delta T_i$  un  $\Delta T_{i+1}$  tiek apvienoti, un atbilstošo visa intervāla maksimālo frekvenci nosaka  $f_{\max}^{(i)}$  un  $f_{\max}^{(i+1)}$  vidējā vērtība. Atkarībā no apstrādājamā signāla algoritma izpildes rezultātā frekvenču  $f_{\max}^{(i)}$  dažādo vērtību skaits var samazināties, bet tām atbilstošo laika intervālu ilgums – palielināties.

#### 1.4. Signāla atjaunošanas algoritms

Frekvenču joslā ierobežota signāla  $s(t) \in B_{f_{\max}}^2(R)$  vienkāršs atjaunošanas algoritms [4, 5] balstās uz tā nolašu  $s(t_m)$  interpolāciju un interpolētā signāla filtrēšanu, vājinot liekās spektra komponentes, kas neiekļaujas sākotnējā signāla spektrā. Signāla interpolāciju apraksta izteiksme

$$\tilde{s}_{s(t_m)}(t) = \sum_{m \in Z} s(t_m) \psi_m, \quad (1.9)$$

kur  $\tilde{s}(t)$  apzīmē interpolēto signālu, bet  $\psi_m$  lineāras interpolācijas gadījumā ir trīsstūrveida funkcija:

$$\psi_m = \begin{cases} (t - t_{m-1}) / (t_m - t_{m-1}), & \text{ja } t_{m-1} \leq t < t_m \\ (t_{m+1} - t) / (t_{m+1} - t_m), & \text{ja } t_m \leq t < t_{m+1} \\ 0, & \text{citur} \end{cases} \quad (1.10)$$

Ir pierādīts [4], ja  $\tau_{\max} = \sup_m (t_{m+1} - t_m) \leq \frac{1}{2f_{\max}}$ , tad katru  $s(t)$  var atjaunot no tā nevienmērīgi izvietotām nolasēm  $s(t_m)$  jebkurai  $\tau_{\max}$ -blīvai nolašu secībai  $\{t_m\}_{m \in Z}$  pēc sekojoša iteratīva algoritma:

$$\begin{aligned} s_0(t) &= C(\tilde{s}_{s(t_m)}(t)) \\ s_a(t) &= s_{a-1}(t) + C(\tilde{s}_{(s-s_{a-1})(t_m)}(t)), \end{aligned} \quad (1.11)$$

kur  $a > 0$  apzīmē iterācijas numuru,  $s(t) = \lim_{a \rightarrow \infty} s_a(t)$  un lineārais operators  $C : s \rightarrow s * \text{sinc}_{f_{\max}}$  apzīmē signāla kompozīciju ar filtra impulsa reakciju, ko šajā gadījumā apraksta *sinc*-funkcija. Algoritmu (1.11) var pierakstīt, izmantojot meklējamās laikā vienmērīgi izvietotās signāla nolases  $s'(t'_n)$ :

$$\begin{aligned} s'_0(t'_n) &= \tilde{s}_{s(t_m)}(t'_n) \\ s_0(t) &= C(s'_0(t'_n)) \\ s'_a(t'_n) &= s'_{a-1}(t'_n) + \tilde{s}_{(s-s_{a-1})(t_m)}(t'_n) \\ s_a(t) &= C(s'_a(t'_n)), \end{aligned} \quad (1.12)$$

kur  $s'(t'_n) = \lim_{a \rightarrow \infty} s'_a(t'_n)$ , lineārais operators

$$C(s'_a(t'_n)) = \sum_{n=0}^{N-1} s'_a(t'_n) \cdot h(t-t'_n), \quad (1.13)$$

impulsa reakcija

$$h(t) = \text{sinc}_{f_{\max}} = \frac{\sin(2f_{\max}\pi t)}{2f_{\max}\pi t} \quad (1.14)$$

un attālums starp nolasēm

$$\Delta t' = t'_n - t'_{n-1} = \frac{1}{2f_{\max}} \quad (1.15)$$

Tā kā *sinc*-funkcija ir lēni dilstoša un nav piemērota nestacionāru signālu atjaunošanai no to līmeņu-šķērsojuma nolasēm, tad tās vietā izvēlamies trešās kārtas pamat-splainu. Šajā gadījumā signāla atjaunošana ir iespējama saskaņā ar (1.12), ja  $\tau_{\max} \leq \frac{1}{4f_{\max}}$ , filtra impulsa reakcija  $h(t) = \eta^3(4f_{\max}t)$  un tai atbilstošais attālums starp nolasēm ir  $\Delta t' = \frac{1}{4f_{\max}}$ .

Iepriekš tika jau atzīmēts, ka algoritma (1.12) pielietojums nestacionāru signālu atjaunošanai no to līmeņu-šķērsojuma nolasēm  $s(t_m)$  nav efektīvs, jo attālums starp nolasēm  $\Delta t_m = t_{m+1} - t_m$  atsevišķās signāla vietās var pārsniegt pieļaujamo vērtību  $\frac{1}{4f_{\max}}$  (trešās kārtas pamat-splainu filtra gadījumā). Sadalot signālu pa laika asi intervālos  $\Delta T_i$  un zinot  $f_{\max}^{(i)}$ , ir iespējama signāla atjaunošana izvēlētajā intervālā  $i$  pat tad, ja  $\frac{1}{4f_{\max}^{(i)}} \geq \tau_{\max}^{(i)} > \frac{1}{4f_{\max}}$ , jo  $f_{\max} \geq f_{\max}^{(i)}$ . Tāpēc signāla atjaunošanas algoritmu rakstīsim līdzīgi kā (1.12), tikai šajā gadījumā tas tiks pierakstīts intervālam ar kārtas numuru  $i$ :

$$\begin{aligned} \{s'_0(t'_n)\}_i &= \{\tilde{s}_{s(t_m)}(t'_n)\}_i \\ \{s_0(t)\}_i &= C(\{s'_0(t'_n)\}_i) \\ \{s'_a(t'_n)\}_i &= \{s'_{a-1}(t'_n) + \tilde{s}_{(s-s_{a-1})(t_m)}(t'_n)\}_i \\ \{s_a(t)\}_i &= C(\{s'_a(t'_n)\}_i), \end{aligned} \quad (1.16)$$

kur  $a > 0$ ,  $\{s(t'_n)\}_i = \lim_{a \rightarrow \infty} \{s'_a(t'_n)\}_i$  un  $\{s(t)\}_i = \lim_{a \rightarrow \infty} \{s_a(t)\}_i$ . Lineārais operators  $C$  šajā gadījumā apzīmē signāla nolašu  $\{s'_a(t'_n)\}_{i-1, i, i+1}$  kompozīciju ar filtra impulsa reakciju  $h_i(t) = \eta_i^3(t) = \eta^3(4f_{\max}t)$ , kurai atbilstošais laika solis

$$\Delta t'_i = \frac{1}{4f_{\max}^{(i)}} \quad (1.17)$$

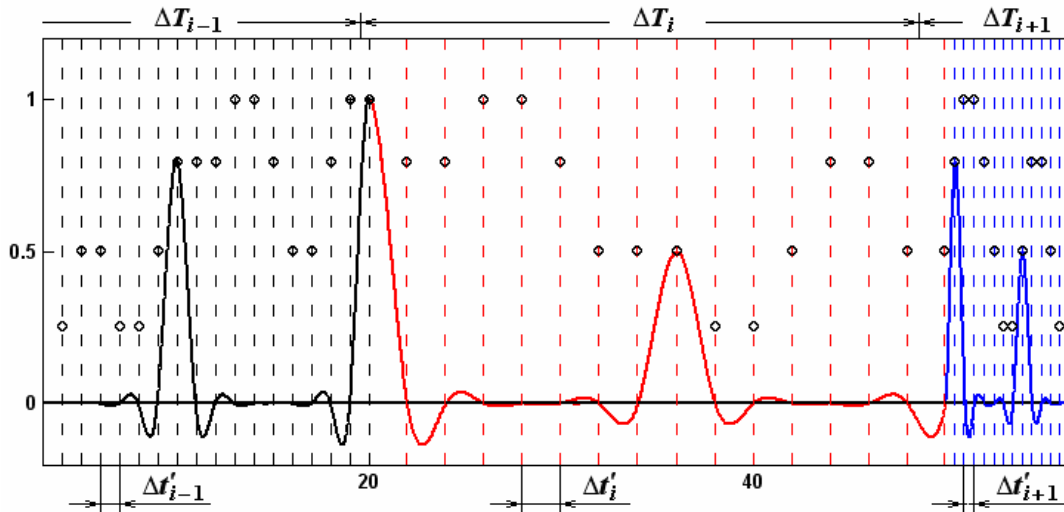
Zinot  $\Delta T_i$  un  $\Delta t'_i$ , laikā vienmērīgi izvietoto nolašu laika momenti intervālā  $i$  tiek atrasti sekojoši:

$$\begin{aligned}
t'_{n_i=0} &= t'_{N_{i-1}} + \Delta t'_i; \\
t'_{N_{i-1}} &\in \Delta T_i \text{ un } t'_{N_{i-1}-1} \in \Delta T_{i-1}; \\
t'_{n_i+1} &= t'_{n_i} + \Delta t'_i,
\end{aligned}
\tag{1.18}$$

kur  $n_i = 0, 1, 2, \dots, N_i - 1$  apzīmē nolases indeksu intervālā  $\{s'(t'_n)\}_i$ . Kompozīcijas operatoru  $C$  intervālam  $i$  nosaka izteiksme

$$\begin{aligned}
C(\{s'(t'_n)\}_i) &= \sum_{r=1}^6 s'(t'_{N_{i-1}-r}) \cdot \eta_i^3(t - t'_{N_{i-1}} + (r-1)\Delta t'_i) + \sum_{n_i=0}^{N_i-1} s'(t'_{n_i}) \cdot \eta_i^3(t - t'_{n_i}) + \\
&+ \sum_{n_{i+1}=0}^4 s'(t'_{n_{i+1}}) \cdot \eta_i^3(t - t'_{N_{i-1}} + (1+n_{i+1})\Delta t'_i),
\end{aligned}
\tag{1.19}$$

kur pirmais saskaitāmais ņem vērā intervāla  $i-1$  pēdējās sešas nolases, bet trešais saskaitāmais ņem vērā intervāla  $i+1$  pirmās piecas nolases [3]. Šie divi saskaitāmie nepieciešami, lai atjaunotā signāla precizitāte saglabātos intervāla sākumā un beigās. Šī iemesla dēļ ir arī svarīgi izvēlēties strauji rimstošas impulsa reakcijas filtru, jo meklējamo laikā vienmērīgi izvietoto nolašu  $\{s'(t'_n)\}_i$  skaits  $N_i$  intervālā  $i$  var būt ļoti mazs. Tāpēc *sinc*-funkcijas vietā tiek izmantots kubiskais pamat-splains  $\eta_i^3(t)$ , kura rimšanas laiks nosaka, cik nolases tiek ņemtas no intervāliem  $i-1$  un  $i+1$  izteiksmē (1.19). No kompozīcijas operatora  $C$  ilustratīvā skaidrojuma 1.7. zīmējumā redzams, ka intervālos  $\Delta T_{i-1}$ ,  $\Delta T_i$  un  $\Delta T_{i+1}$  tiek izmantoti atšķirīgu platumu pamat-splaini, bet uz robežas starp intervāliem tie ir asimetriski.



1.7. zīm. Kompozīcijas operatora  $C$  ilustratīvs skaidrojums

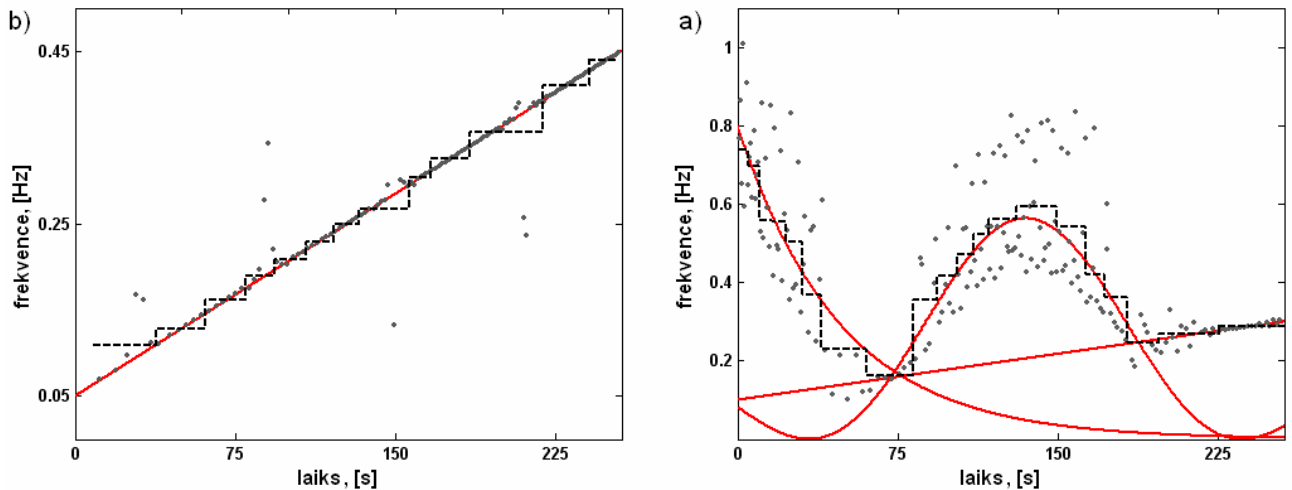
Stacionāram signālam spektrālais sastāvs laikā nemainās, tāpēc  $f_{\max}^{(i)} = f_{\max}$  visām  $i$  vērtībām un tā dalīšana intervālos nav nepieciešama. Tas nozīmē, ka algoritms (1.12) ir labi piemērots stacionāra signālu atjaunošanai no tā līmeņu-šķērsojuma nolasēm. Savukārt piedāvātais algoritms (1.16) ļauj atjaunot arī nestacionāru signālu ar laikā mainīgu spektrālo sastāvu, izmantojot filtru ar signālam adaptīvu caurlaides joslu.

## 1.5. Modelēšanas rezultāti

Piedāvātais algoritms tika pielietots gan testa signālu, gan reāla runas signāla



atjaunošanai no tā līmeņu-šķērsojuma nolasēm. Algoritma simulācijai MATLAB vidē izmantotās programmas dotas 9. pielikumā. Šajā apakšnodaļā tiks parādīti divu testa signālu atjaunošanas rezultāti. Pirmais signāls sastāv no vienas harmonikas ar laikā mainīgu amplitūdu un lineāri augošu frekvenci (1.8.a zīm.). Otrais testa signāls sastāv no trīs harmonikām ar konstantām amplitūdām. Pirmās harmonikas frekvence lineāri pieaug, otrās harmonikas frekvence eksponenciāli dilst, savukārt trešās harmonikas frekvence laikā mainās pēc kosinusa, kas kāpināts kvadrātā, likuma (1.8.b zīm.).

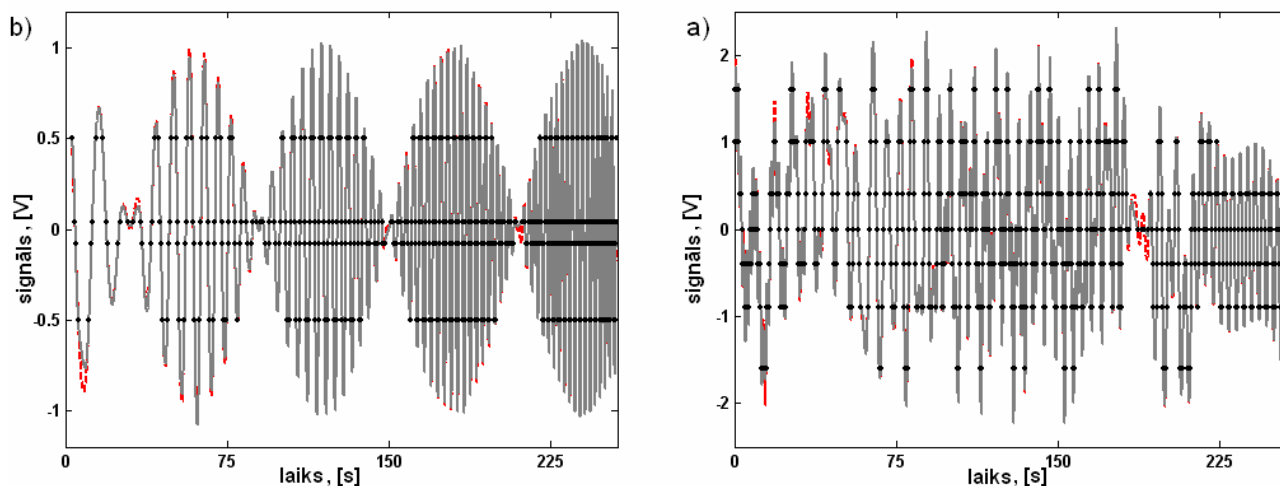


1.8. zīm. Signāla patiesā momentānā frekvence (sarkana līnija), noteiktās momentānās maksimālās frekvences  $f_j$  (pelēki punkti) un atbilstošās intervālu maksimālās frekvences

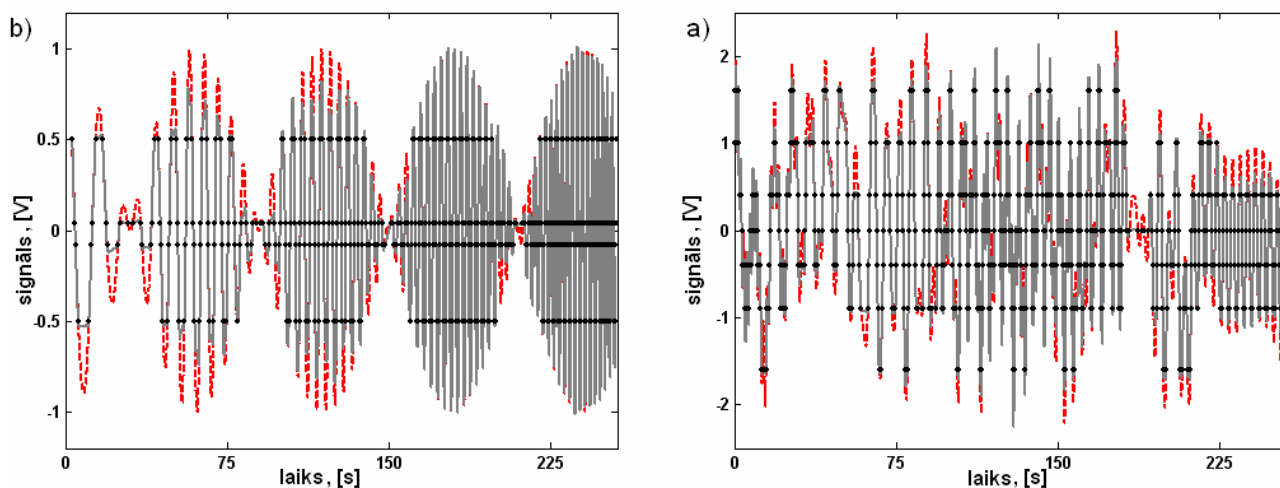
$f_{\max}^{(i)}$  (melna svītrlīnija) a) pirmajam testa signālam un b) otrajam testa signālam.

Abi testa signāli tika diskretizēti, izmantojot atbilstoši četrus un septiņus diskretizācijas līmeņus, iegūstot 423 un 615 līmeņu-šķērsojuma nolases. Lai signālu sadalītu intervālos  $\Delta T_i$ , sākumā tika atrastas tā momentānās maksimālās frekvences  $f_j$  saskaņā ar (1.5). Tālāk, pirmajam testa signālam izvēloties  $L = 6$ , bet otrajam  $L = 7$  un izmantojot izteiksmes (1.7), (1.8) un intervālu apvienošanas algoritmu, tika noteikti  $\Delta T_i$  un  $f_{\max}^{(i)}$ . Iegūtie rezultāti redzami 1.8. zīmējumā, kur ar pelēkiem punktiem parādītas  $f_j$  vērtības, bet  $f_{\max}^{(i)}$  kā gabaliem konstanta funkcija ar svītrlīniju. Redzams, ka pirmais testa signāls ir sadalīts 13, bet otrais – 19 intervālos, turklāt noteiktās  $f_{\max}^{(i)}$  vērtības labi izseko signāla maksimālās frekvences izmaiņai. Novērojama arī intervālu garumu samazināšanās, pieaugot signāla frekvencei, kā arī dažu blakus esošo intervālu apvienošana.

Kad ir noteikti  $\Delta T_i$  un  $f_{\max}^{(i)}$ , var veikt signāla atjaunošanu saskaņā ar (1.16). Rezultāts pēc 100 iterācijām abiem testa signāliem parādīts 1.9. zīmējumā. Sākotnējais signāls attēlots ar sarkanu svītrlīniju, atjaunotais signāls ar pelēku nepārtrauktu līniju, savukārt līmeņu-šķērsojuma nolases ar melniem punktiem. Kā redzams, tad atjaunotais signāls labi sakrīt ar sākotnējo.



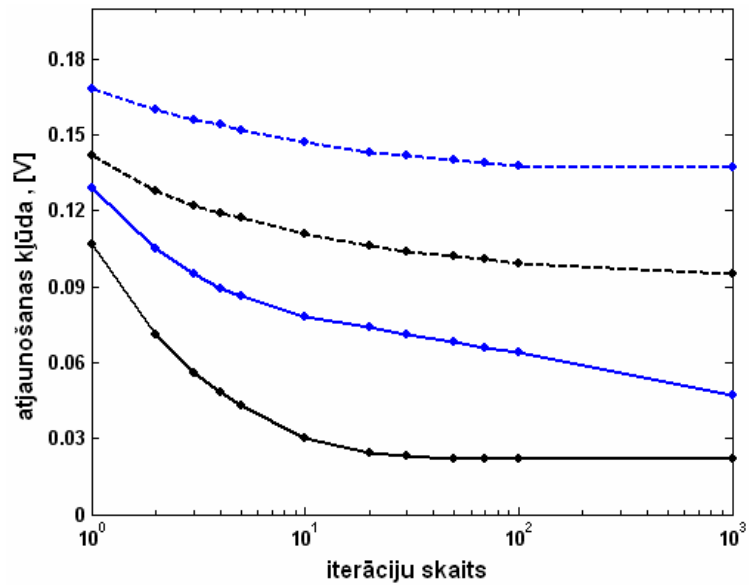
1.9. zīm. Atjaunošanas rezultāts pēc 100 iterācijām, izmantojot adaptīvu rekonstrukcijas algoritmu: a) pirmais testa signāls un b) otrais testa signāls



1.10. zīm. Atjaunošanas rezultāts pēc 100 iterācijām, izmantojot vienkāršu rekonstrukcijas algoritmu: a) pirmais testa signāls un b) otrais testa signāls

Izmantojot vienkāršo rekonstrukcijas algoritmu (1.12), kuram signāls intervālos dalīts netiek, atjaunošanas rezultāts ir mazāk precīzs (1.10. zīm.), jo attālums starp līmeņušķērsojuma nolasēm pārsniedz atļauto vērtību, kuru nosaka signāla maksimālā frekvence visā tā garumā. Atjaunošanas precizitāte saglabājas tikai tur, kur attālumi starp nolasēm nepārsniedz šo pieļaujamo vērtību.

Atjaunošanas kļūda atkarībā no algoritmu iterāciju skaita abiem testa signāliem parādīta 1.11. zīmējumā.



1.11. zīm. Atjaunošanas kļūda atkarībā no iterāciju skaita

Svītrlīnijas atbilst vienkāršam, bet nepārtrauktas – adaptīvam rekonstrukcijas algoritmam, savukārt melnās līnijas atbilst pirmajam, bet zilās – otrajam testa signālam. Kā redzams, tad ar adaptīvo algoritmu atjaunošanas kvalitāte būtiski palielinās.

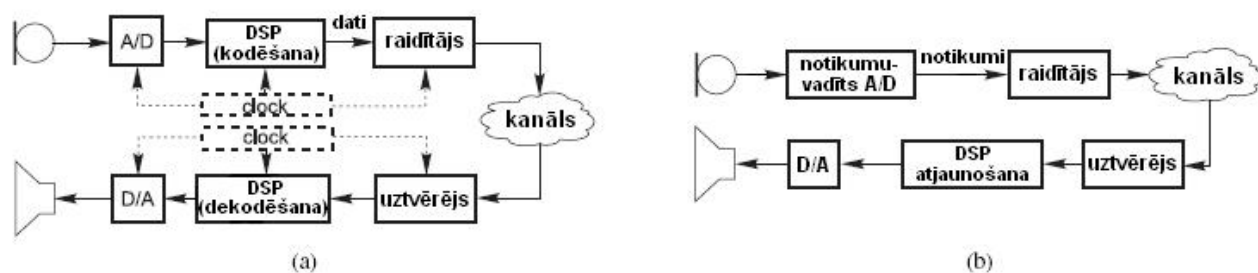
Ņemot vērā to, ka runas signālu īsos intervālos var uzskatīt par kvazistacionāru, adaptīvā algoritma potenciālais pielietojums ir saistīts ar runas signāla atjaunošanu no tā līmeņu-šķērsojuma nolasēm, kas tiek apskatīts nākamajā nodaļā.

## 2. Skaņas signālu apstrādes sistēmu modelēšana, ja signāla nolases iegūtas ar signālatkarīgas diskretizācijas paņēmieni

Runas signāla pārraide pa bezvadu tīkliem tiek plaši izmantota komunikācijās. Pirms sūtīšanas signāls parasti tiek apstrādāts (kodēšana, datu kompresija). Viens no apstrādes mērķiem ir samazināt pārraidāmo datu daudzumu, saglabājot uztvertā signāla kvalitāti uztvērēja daļā. Šī mērķa sasniegšanai tiek izstrādāti sarežģīti signālapstrādes algoritmi, kuru pielietojums prasa arvien lielākus aprēķinu resursus.

### 2.1. Pamatideja

Klasiska runas signāla pārraides bloku diagramma parādīta 2.1.a zīmējumā. Signāla ciparošanu veic takts-impulsu vadāms analogs-ciparu pārveidotājs. Aiz tā seko signālapstrādes bloks, kurā tiek realizēta signāla kompresija (līdz pat desmit reizēm), kas ievērojami samazina raidītāja patērēto enerģijas daudzumu un pārraides kanāla noslodzi. To pašu tikai daudz vienkāršāk var panākt, izmantojot signāl-vadītu analogs-ciparu pārveidotāju. Piedāvātā bloku diagramma parādīta 2.1.b zīmējumā [6]. Atteikšanās no takts-impulsu vadības ļauj sistēmu veidot asinhronu ar visām tās priekšrocībām – samazinātu enerģijas patēriņu, siltuma izdalīšanos un elektromagnētisko starojumu, kā arī spēju adaptēties ārējo fizikālo apstākļu maiņai.

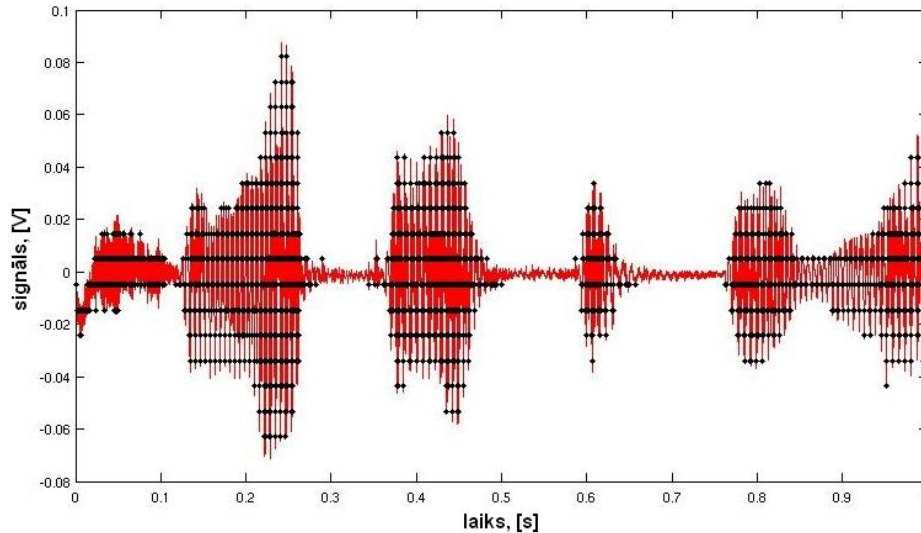


2.1.zīm. Runas signāla dažādas pārraides struktūras: a) klasiska takts-impulsu vadāma un b) piedāvātā signāl-vadāma

Tātad pamatideja ir atteikties no takts-impulsu vadāma ACP un tā vietā izmantot signāl-vadītu ACP, kurš šajā gadījumā balstās uz līmeņu-šķērsojuma diskretizācijas principu. Piedāvātā struktūra var sekmīgi tikt pielietota runas signāla pārraidei, pateicoties signāla raksturīgajai īpašībai –kvazistacionaritātei, kas nozīmē to, ka signālu īsos laika intervālos (līdz 20 ms) var uzskatīt par aptuveni stacionāru ar praktiski nemainīgu spektrālo sastāvu [7].

## 2.2. Signāla atjaunošanas rezultāti

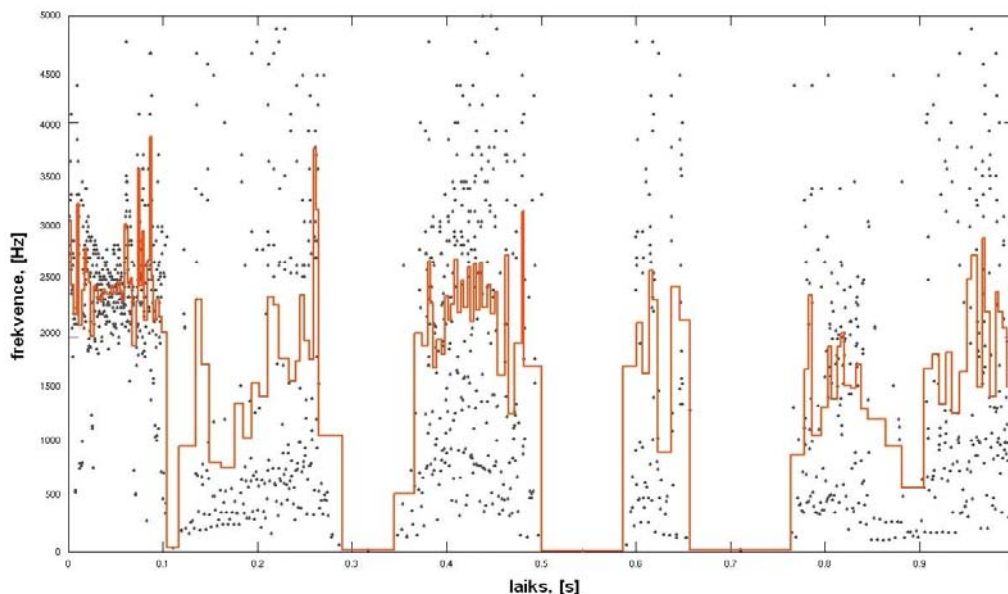
Pirmajā nodaļā piedāvātais signālu atjaunošanas algoritms tika pielietots 10 sekunžu gara runas signāla rekonstrukcijai. Iegūtie rezultāti publicēti un prezentēti konferencē *IWSSIP 2007* un *EC-SIPMCS 2007* (Maribora, Slovēnija). Signāla līmeņu-šķērsojuma nolases tika iegūtas, apstrādājot ar 200 kHz frekvenci diskretizētu (signālu ciparotājs ATS460) un frekvenču joslā līdz 4 kHz ierobežotu runas signālu. Zīmējumā 2.2. var apskatīt signāla vienas sekundes garu fragmentu un iegūtās 16 diskretizācijas līmeņu šķērsojuma nolases.



2.2. zīm. Runas signāls (sarkanā krāsā) un tā līmeņu-šķērsojuma nolases (melni punkti)

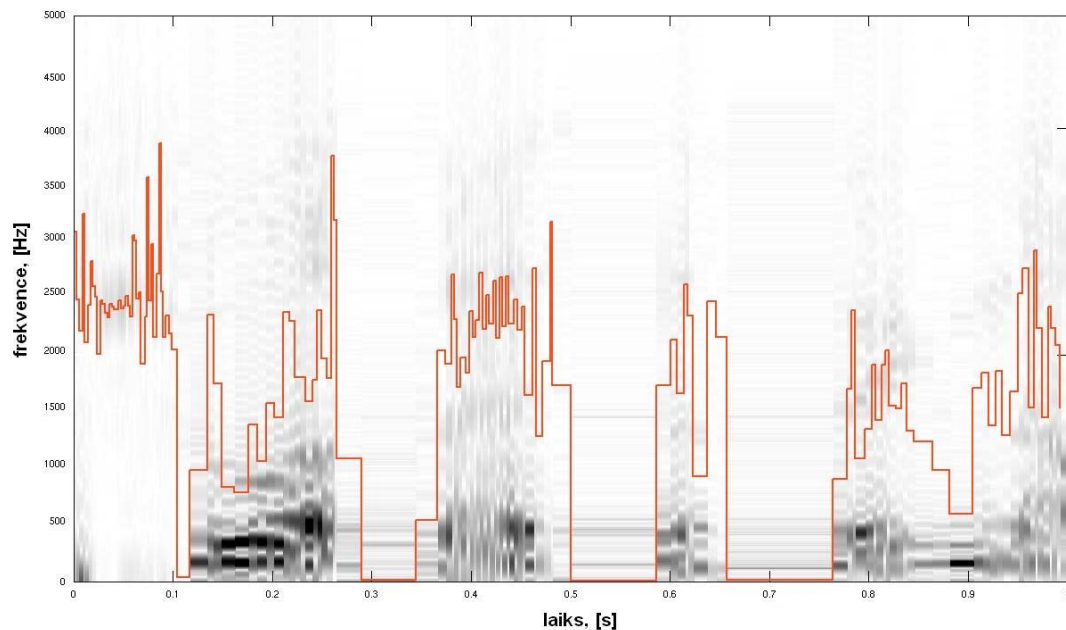
Desmit sekunžu garam runas signālam tika iegūtas 21480 līmeņu-šķērsojuma nolases, kas ir aptuveni četras reizes mazāk nekā vienmērīgas diskretizācijas gadījumā, ja signālu diskretizē ar 8 kHz frekvenci. Nolašu skaita samazinājumu nosaka klusuma brīži starp vārdiem.

Veicot signāla atjaunošanu, sākumā tika atrastas momentāno maksimālo frekvenču  $f_j$  vērtības. Tālāk, izvēloties  $L=11$ , signāls tika sadalīts intervālos  $\Delta T_i$  un noteikti intervāliem atbilstošie signāla frekvenču joslas platumi  $f_{\max}^{(i)}$ . Iegūtais rezultāts parādīts 2.3. zīmējumā.

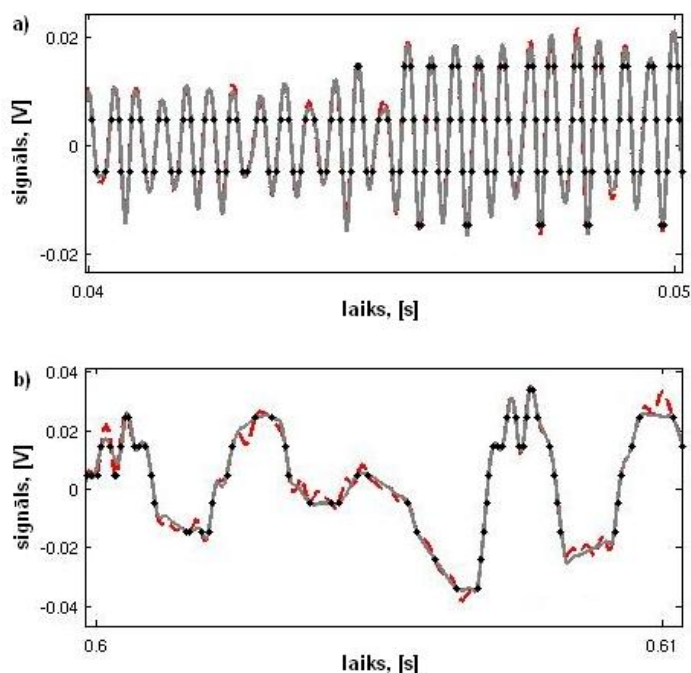


2.3. zīm. Noteiktās signāla momentānās maksimālās frekvences  $f_j$  (melni punkti) un tiem atbilstošie frekvenču joslu platumi  $f_{\max}^{(i)}$  (sarkana līnija)

Lai novērtētu  $f_{\max}^{(i)}$  precizitāti, tika iegūts signāla laika-frekvenču attēlojums, pielietojot īsintervāla Furjē transformāciju. Iegūtais rezultāts parādīts 2.4. zīmējumā, kurā signāla spektra komponentes ar lielāku jaudu redzamas tumšākā krāsā. Kā redzams, ka atbilstība ir visai laba. Ja aprēķinātais  $f_{\max}^{(i)}$  kādā intervālā ir mazāks nekā tas ir redzams no laika-frekvenču reprezentācijas, tad tas nozīmē, ka augstāko frekvenču komponentu jauda ir pārāk maza, lai pie izvēlēta diskretizācijas līmeņu skaita tās piefiksētu. Tas labi redzams arī 2.5.b zīmējumā, kurā mazas amplitūdas augstākās svārstības netiek atjaunotas signāla rekonstrukcijas procesā.



2.4. zīm. Signāla laika-frekvenču novērtējuma, pielietojot īsintervāla Furjē transformāciju, salīdzinājums ar aprēķinātajām signāla frekvenču joslas platumu  $f_{\max}^{(i)}$  vērtībām (sarkanā krāsā)



2.5. zīm. Atjaunotā signāla (pelēka līnija) salīdzinājums ar sākotnējo (sarkana svītrlīnija) dažādos laika intervālos: a) lielāka atjaunošanas precizitāte un b) mazāka atjaunošanas precizitāte

Lai salīdzinātu sākotnējā un atjaunotā signāla skanējumu, signāls tika aprēķināts vienmērīgi izvietotos laika momentos ar 8 kHz diskretizācijas frekvenci. Klausoties atjaunoto signālu, teikto varēja ļoti saprast. Palielinot diskretizācijas līmeņu skaitu un attiecīgi iegūstot vairāk līmeņu-šķērsojuma nolases, atjaunošanas kvalitāte no skanējuma viedokļa īpaši neuzlabojās.

Nākotnē runas signāla vienkāršotu rekonstrukcijas paņēmieni varētu realizēt arī praktiski, izpildot algoritma tikai vienu iterāciju. Tas nozīmē, ka līmeņu-šķērsojuma nolases sākumā tiktu interpolētas un tālāk iegūtais signāls tiktu filtrēts ar mainīgas caurlaides joslas filtru. Interpolācijai varētu izmantot kāpņveida funkciju, kas ir gabaliem konstanta, tādējādi samazinot sistēmas sarežģītību no praktiskās realizācijas puses. Lai pārliecinātos par šāda rekonstrukcijas paņēmiena efektivitāti, tika veikta arī jau iepriekš apskatītā runas signāla atjaunošana MATLAB vidē. Tā kā rekonstruētais signāls audiāli bija ļoti saprotams, tad viens no turpmākajiem darbiem nākotnē būs pēc līmeņu-šķērsojuma principa diskretizētu signālu atjaunošanas praktiskā realizācija.

## Literatūra

1. Aldroubi, A., Unser, M., Eden, M. *Cardinal spline filters: Stability and convergence to the ideal sinc interpolator*. Signal Process., Vol. 28, pp. 127-138, 1992.
2. Unser, M., Aldroubi, A., Eden, M. *B-Spline Signal Processing: Part I-Theory*. IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 41, pp. 821-833, 1993.
3. Greitans, M., Shavelis, R. *Spline-based signal reconstruction algorithm from multiple level crossing samples*. 7<sup>th</sup> International Conference SampTA 2007, Thessaloniki, Greece, June 2007.
4. Feichtinger, H. G., Gröchening, K. *Theory and practice of irregular sampling*. 1994.
5. Werther, T. *Reconstruction from irregular samples with improved locality*. Master's thesis, University of Vienna, December 1999.

6. Greitans, M., Shavelis, R. *Speech sampling by level-crossing and its reconstruction using spline-based filtering*. 14<sup>th</sup> International Conference IWSSIP 2007, Maribor, Slovenia, June 2007.
7. Huang, X., Acero, A., Hon, H. *Spoken Language Processing: A Guide to Theory, Algorithm and System Development*. Prentice Hall, 2001



### 3. Augstas jutības superplatjoslas signālu pārveidošana – metodes un aparātūra.

**Mērkis:** Izstrādāt augstas jutības platjoslas signālu pārveidošanas metodes un aparātūras eksperimentālo paraugu ar jutību  $50\mu V$ .

#### **Uzdevumi:**

1. Izstrādāt un izpētīt signālu atklāšanas un pārveidošanas metodes.
2. Izstrādāt augstas jutības signālu pārveidošanas iekārtas eksperimentālo paraugu.

#### 3.1. Ievads

Tēmas saturs attiecas uz signālapstrādes jomu, kurā tiek izmantota superplatjoslas signālu transformācija laikā ar vienlaicīgu signālapstrādi pašā pārveidošanas procesā, kā arī ar laikā transformētā signāla papildus apstrādi ar mērķi nodrošināt galarezultātā maksimālu signāla/trokšņa attiecību pie minimāla iztvērumu (strobu) skaita. Tā kā laikā transformētais signāls ir relatīvi zemfrekvents tad šajā papildus apstrādē var lietot visai efektīvas cipariskās signālapstrādes metodes un tādā veidā nodrošināt ievērojami augstāku signāla/trokšņa attiecību. Signālapstrādes problēmu, atkarībā no rezultātu pielietojuma, var sadalīt divas sadaļās:

8. Signālu nekropļota pārveidošana, kuras pielietojums ir stroboscilogrāfija, reflektometrija un superplatjoslas radiolokācijas signālu precīzā reģistrācija.

9. Superplatjoslas radiolokācijas signālu atklāšana, kas pie stipri ar troksni maskētiem signāliem pārveidotāja ieejā nodrošina maksimāli augstu signāla/trokšņa attiecību pārveidotāja izejā, toties pieļauj signāla formas kropļojumus.

Patreizējais pasaules elektronikas tehnoloģiju attīstības līmenis labākajiem sērijveida ražojumiem, tādiem kā firmas *Tektronix* stroboskopiskais pārveidotājs CSA 803A ar pārveidotāja galvām SD20, SD24, SD26, SD32 nodrošina pārveidotāja paštrokšņa vidējo kvadrātisko novirzi (RMS)  $450 - 750\mu V$  (vienīgi galva SD22 uzrāda RMS  $180\mu V$ ). Firmas *Agilent* pārveidotājs DSO81004B pie frekvenču joslas 10 GHz uzrāda RMS vienādu ar  $342\mu V$ . Firmas *ELTESTA* pārveidotājs UDS-2012 pie joslas 12 GHz uzrāda RMS  $1000\mu V$ . RMS ir aparāta metroloģisks parametrs. Reāli strādājot ar pārveidotāju svarīgāks rādītājs ir trokšņu celiņa platums, kas nosaka tās minimālās signālu amplitūdas, ko vēl var reģistrēt ar šo pārveidotāju. Tāpēc tieši trokšņu celiņa platums raksturo aparāta praktisko jutību. Par trokšņu celiņa platumu uzskata trīskāršu RMS. Līdz ar to augstāk minēto aparātu jutība šādā praktiskā lietojuma izpratnē ir trīs reizes sliktāka nekā aparātu tehniskajās pasēs uzrādītā RMS skaitliskā vērtība. Mūsu laboratorijā līdz šim veiktie teorētiskie pētījumi un arī atsevišķie fizikālie eksperimenti ļauj secināt, ka pie pieņemamas iekārtas ātrdarbības (t.i. neveicot ilglaicīgu signālu uzkrāšanu un viduvēšanu) var nodrošināt trokšņu celiņa platumu  $50\mu V$ , kam atbilst RMS  $16\mu V$ . Šeit gan jāatzīmē, ka firma Hypress bija izstrādājis stroboskopisko pārveidotāju PSP-1000 (vēlāk pārveidotāju SO-1005) uz supravadošu (Džozefsona) elementu bāzes ar jutību  $50\mu V$ . Diemžēl šis izstrādājums neguva plašu atzinību un pielietojumu, jo, kā zināms, Džozefsona elementi darbojas tikai pie šķidrā hēlija temperatūras. Tas prasīja pārveidotājā lietot šķidrā hēlija rezervuāru, ko laiku pa laikam jāuzpilda. Visa iekārta kopumā bija dārga, smaga un tās ekspluatācija neērta. Mūsu projekta viena gada darba gala produkts ir jaunas signālu atklāšanas un pārveidošanas metodes, kā arī pārveidotāja eksperimentālais paraugs, kas demonstrē platjoslas signāla pārveidošanas iespēju

pie trokšņu celiņa platuma  $50\mu V$  (jeb RMS  $16\mu V$ ).

Pētījumi augstas jutības sasniegšanai tika virzīti kompleksi divos saistītos virzienos – shēmu tehnikas risinājumu veidā un efektīvu signālu pārveidošanas metožu attīstīšanas virzienā. Daļa mūsu pētījumu rezultātu ir jau publicēti (В. Карклиньш, К. Круминьш. Корреляционная фильтрация статистически преобразованных сигналов. Автоматика и вычислительная техника. – 2007. – No. 5. – С. 70-76). Par tiem atskaitē sniedzam tikai konspektīvu pārskatu, jo ar pilnu pētījuma saturu var iepazīties attiecīgajā publikācijā. Daļa mūsu pētījumu rezultātu ir pieņemti publicēšanai. Par tiem arī sniedzam konspektīvu izklāstu, bet pilnu pētījuma materiālu pievienojam šīs atskaites pielikumā, tādā formā, kādā tas iesniegts publicēšanai, norādot attiecīgo žurnālu. Jaunākie pētījumu rezultāti, kas vēl nav noformēti publicēšanai, izklāstīti atskaitē pilnā apjomā. Pilnā apjomā atskaitē izklāstīti arī tie pētījumu rezultāti, kurus mūsaprāt vajadzētu izvērtēt no patentēšanas viedokļa un līdz ar to šo rezultātu publicēšana pagaidām nav pieļaujama.

## **3.2. Signālu atklāšanas un pārveidošanas metodes**

### **3.2.1 “Up-and-down” metode**

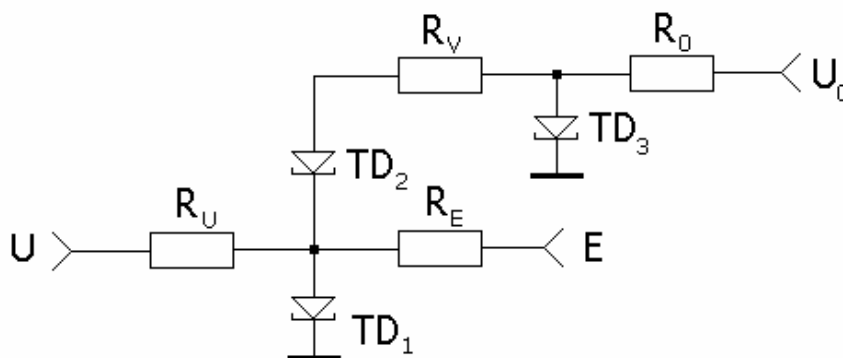
Uz doto momentu visvairāk izpētītā signālapstrādes metode diskrētajā stroboskopijā ir tā saucamā “Up and down” metode (turpmāk “u-d” metode). Metodes būtība ir sekojoša. Noteiktā signāla fāzes punktā pārveidojamais signāls tiek salīdzināts ar strobējamā diskriminatora sliekšni. Ja signāls pārsniedz sliekšni tad diskriminators pārslēdzas un uz vadības shēmu tiek padots diskrēts signāls “1”. Pēc šī diskrētā signāla saņemšanas vadības shēma palielina strobējamā diskriminatora sliekšni par noteiktu lielumu sauktu par soli  $s$ . Pēc tam tajā pašā pārveidojamā signāla fāzes punktā notiek atkārtota strobēšana un ieejas signāla salīdzināšana ar jauno diskriminatora sliekšni. Ja atkal signāla momentānā vērtība ir lielāka par diskriminatora sliekšni tad sliekšni palielina par soli  $s$ , bet ja tā izrādās mazāka, tad sliekšni samazina par soli  $s$ . Saprotams, ka pēc pietiekoši liela strobēšanas operāciju skaita diskriminatora sliekšnis ar precizitāti  $\pm s$  būs vienāds ar pārveidojamā signāla momentāno vērtību. Pēc tam nobīdot strobēšanas fāzi par noteiktu diskrētu soli augstāk minēto procedūru atkārto. Rezultātā iegūstam nākošo pārveidojamā signāla momentāno vērtību. Tā kā strobējamā diskriminatora sliekšni maina ar līdzspriegumu tad rezultātā ātri mainīga pārveidojamā signāla momentānās vērtības iegūstam kā secīgi sekojošas attiecīgās līdzsprieguma vērtības. Šīs līdzsprieguma vērtības mēs varam ierakstīt atmiņā, attēlot uz oscilogrāfa ekrāna vai uz radiolokatora ekrāna (gadījumā, ja pārveidojamais signāls ir radiolokācijas signāls). Tadā veidā mēs varam gigahercu diapazona signālus transformēt kilohercu vai pat hercu frekvenču diapazonā.

Augstāk aprakstītā signāla momentāno vērtību mērīšanas gaita attiecas uz apstākļiem, kad pārveidojamais signāls ir pietiekoši jaudīgs salīdzinājumā ar strobējamā diskriminatora paštroksni. Vairumā gadījumu tas tā arī ir. Taču radioelektronikā un eksperimentālajā fizikā nākas darboties arī ar signāliem, kas ir ļoti vāji un ir ne tikai salīdzināmi ar strobējamā diskriminatora paštroksni, bet pat vājāki par to. Arī tad signālu pārveidošanā ir lietojama augstāk aprakstītā “u-d” metode, tikai tad ar troksni maskēta signāla momentāno vērtību mērīšanas procedūra ir sarežģītāka. Šajā gadījumā pārveidojuma rezultāts ir gadījumprocess ar noteiktu dispersiju un ar vidējo vērtību, kas atbilst pārveidojamā signāla momentānajām vērtībām. „U-d” metodes teorētiskā izpēte tika veikta jau agrāk un šo metodi var uzskatīt par visvairāk izpētīto signālu stroboskopiskās pārveidošanas metodi. Savukārt šajā projektā tika veikta „u-d” metodes eksperimentālā izpēte kopā ar tuneļdiožu balansa shēmas izpēti, kura kalpo kā galvenais stroboskopiskā pārveidotāja tehniskos raksturojumus (jutību un frekvenču joslu) noteicošais mezgls. Šo eksperimentālo pētījumu rezultātu konspektīvs izklāsts ir sekojošs (pilnu rezultātu izklāstu, kas iesniegts kā raksts „ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ДИСКРЕТНОГО СТРОБОСКОПИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СИГНАЛОВ” publicēšanai žurnālā AVT (sk. Pielikumā).

### 3.3. Diskrētā stroboskopiskā pārveidotāja jutības un frekvenču joslas fizikālie pētījumi

Pēc darbības principa izšķir analogos un diskrētos stroboskopiskos pārveidotājus (SP). Analogajos SP tiek izmantoti ar šauru impulsu strobējami ventiļi ar Šotki diodēm. Šajos SP jaudīgs strobimpulss, kas summējas ar relatīvi vāju ieejas signālu, atver Šotki diodi un strobimpulsa platuma laikā uzlādē uzkrājošo kondensatoru. Rezultātā uz šā kondensatora iegūst līdzspriegumu, kas ir proporcionāls ieejas signāla momentānajai vērtībai strobēšanas brīdī. Parbīdot strobimpulsu attiecībā pret pārveidojamo signālu un procedūru atkārtot iegūst laikā transformētu ieejas signālu. Šādi SP ir ar visai zemu jutību sakarā ar to, ka jaudīgā strobimpulsa troksnis summējas ar relatīvi vāju pārveidojamo signālu un tādā veidā maskē signālu. Vairākos elektronikas un eksperimentālās fizikas uzdevumos ir nepieciešams novērot un reģistrēt vājus platjoslīgus signālus, kuru amplitūda ir salīdzināma vai pat mazāka par analogo SP maskejošā trokšņa vidējo kvadrātisko novirzi. Perspektīvs risinājums vāju platjoslīgu signālu reģistrācijai ir diskrētie SP ar balansa shēmu pielietojumu strobējamajos diskriminatoros. Diskrēto SP ar balansa shēmām atšķirīgums pastāv tajā apstākļī, ka jaudīgais strobimpulsu vienādā mērā iedarbojas uz abiem balansa shēmas pleciem, kā rezultātā balansa shēmas sliedzsnis ir ļoti maz atkarīgs no strobimpulsu amplitūdas un tādā arī no strobimpulsu trokšņiem. Rezultātā SP trokšņu īpašības iznāk atkarīgas tikai no salīdzināšanas shēmas elementu paštrokšņa.

Uz doto momentu visvairāk izpētītā balansa shēma stroboskopiskā režīmā ir shēma, kas sastāv no divām virknē slēgtām tuneļdiodēm (Goto pāris), kuru strobē ar trešo tuneļdiodi.



Balansa shēma ar divām virknē slēgtām tuneļdiodēm  $TD_1$  un  $TD_2$  un trešo tuneļdiodi  $TD_3$  kā strobimpulsu formētāju.

Stroboskopiskās pārveidošanas režīmā šī shēma darbojas sekojošā veidā. Pārveidojamā signāla noteiktā fāzes punktā uz trešo tuneļdiodi  $TD_3$  caur rezistoru  $R_0$  tiek padota relatīvi lēna (apmēram 1-2 ns) strobējošā fronte  $U_0$ . Līdzko strāva caur tuneļdiodi  $TD_3$  sasniedz pīķa strāvas vērtību  $I_{p3}$  tuneļdiode pārslēdzas un noformē strobējošo sprieguma lēcieni ar asu fronti un amplitūdu  $V$ . Šis sprieguma lēcieni caur rezistoru  $R_V$  tiek padots uz virknē slēgtajām tuneļdiodēm  $TD_1$  un  $TD_2$ . Strobējošā lēciena amplitūda  $V$  ir tāda, ka pēc lēciena padošanas pārslēgties spēj tikai viena no virknē slēgtajām tuneļdiodēm. Tas, kura no tuneļdiodēm pārslēgsies ir atkarīgs no ieejas signāla momentānās vērtības  $U_i$  un kompensācijas signāla  $E_i$  samēra. Ja kompensācijas signāla vērtību  $E_i$  piemeklējam tādu, ka

pie vairākkārtīgas strobēšanas tuneļdiodes  $TD_1$  un  $TD_2$  pārslēdzas ar vienādu varbūtību, tad izpildās sekojoša sakarība:

$$E_i = \frac{R_E}{R_u} U_i, \quad (1)$$

t.i. notiek ieejas signāla momentānās vērtības  $U_i$  mērīšana ar pastiprinājuma koeficientu  $k = \frac{R_E}{R_u}$ .

Augstāk minētās balansa shēmas trokšņu teorētisks pētījums tika veikts jau agrāk un tika iegūta sekojoša ekvivalentā ieejas trokšņa vidējās kvadrātiskās novirzes izteiksme:

$$\sigma_1 = R_U \sqrt{\frac{qI_p}{C(R_1 - R_2)}}, \quad (2)$$

kur  $I_p$  - virknē slēgto tuneļdiodu pīķa strāva,

$C$  - tuneļdiodu kapacitāte,

$R_1$  un  $R_2$  - tuneļdiodu diferenciālās pretestības attiecīgi uz raksturlīknes pirmā un otrā (negatīvā) zara,

$q$  - elektrona lādiņš.

Jāatzīmē, ka trokšņu celiņa platums tāda stroboskopiskā pārveidotāja izejā ir atkarīgs arī no kompensācijas signāla soļa  $s$ , ar kādu notiek shēmas paštrokšņa izsekošana. Augstāk aprakstīto stroboskopisko pārveidotāju var uzskatīt par impulsu automātiskās regulēšanas sistēmu, kura darbojas pēc „u-d” metodes principa. Teorētiski iegūta šāda stroboskopiskā pārveidotāja izejas trokšņa vidējās kvadrātiskās novirzes izteiksme:

$$\sigma_2 = \sqrt{0.625\sigma_1 s + 0.25s^2}. \quad (3)$$

Līdz ar to, izmantojot izteiksmes (2) un (3) pie zināmiem  $I_p$ ,  $C$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  un pie dotā  $s$ , varam teorētiski aprēķināt attiecīgā stroboskopiskā pārveidotāja izejas trokšņa vidējo kvadrātisko novirzi, vai arī pie pieprasītās vidējās kvadrātiskās novirzes varam aprēķināt nepieciešamo kompensācijas signāla soli.

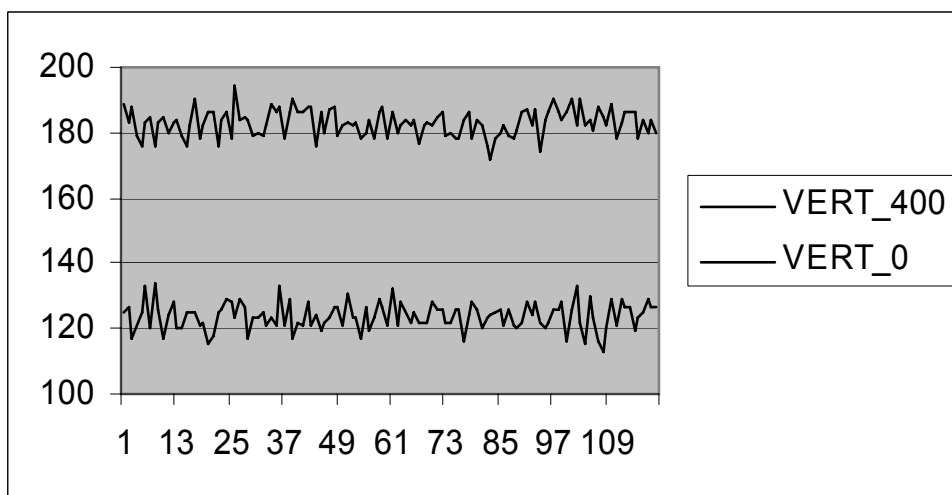
Augstāk minētie teorētiskie rezultāti līdz šim nebija eksperimentāli pārbaudīti. Tāpēc fizikālo pētījumu vajadzībām tika izstrādāts stroboskopiskais pārveidotājs ar mikroprocesora vadību, kas sajūgts ar datoru pārveidoto signālu reģistrācijai. Fizikālajā eksperimentā balansa shēmā tika izmantotas tuneļdiodes 1И308Б ar pīķa strāvu  $I_p = 5 \text{ mA}$  un pīķa spriegumu  $U_p = 110 \text{ mV}$ . Saskaņā ar rokasgrāmatas datiem šīm tuneļdiodēm ir kapacitāšu izkliede  $C = 0.7 \div 2.0 \text{ pF}$ . Izmērītā diferenciālā pretestība  $R_1$  šīm diodēm bija  $7.5 \Omega$ . Voltampēru raksturlīknes krītošā zara diferencialā pretestība  $R_2$  tika aprēķinata pēc sekojošas formulas:

$$R_2 \approx -\frac{7.8U_p^{0.7}}{I_p}. \quad (4)$$

Līdz ar to mūsu gadījumā iznāk, ka  $R_2 \approx -42 \Omega$ . Pretestība  $R_u$  konkrētajā eksperimentā bija izvēlēta  $R_u = 47 \Omega$ . Ievietojot augstāk minētās vērtības  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $I_p$ ,  $R_u$  un vidēju

kapacitātes vērtību  $C = \frac{C_{\min} + C_{\max}}{2}$  izteiksmē (2) iegūstam, ka teorētiski ekvivalentā ieejas trokšņa vidējā kvadrātiskā novirze ir  $\sigma_1 = 162.7 \mu V$ . Kā jau bija minēts, izejas trokšņa vidējā kvadrātiskā novirze ir atkarīga arī no izsekošanas soļa  $s$ . Visa iekārta veidoja automātiskās regulēšanas sistēmu, kas darbojās pēc „u-d” metodes principa.

„Y” kanāla kalibrēšanai vispirms uz SP ieeju tika padots spriegums  $U_1 = 0 V$  un tika pierakstīts stroboskopiskā pārveidotāja trokšņu celiņš. Pēc tam uz SP ieeju tika padots spriegums  $U_1 = 400 \mu V$  un atkal tika pierakstīts trokšņu celiņš (sk. zemāk esošo zīm.).



Stroboskopiskā pārveidotāja trokšņu celiņa pieraksti „Y” kanāla kalibrēšanai. Attālums starp trokšņu celiņiem  $U_1 = 400 \mu V$ .

Katram trokšņu celiņa pierakstam tika aprēķināta vidējā vērtība  $E'(t)$  un  $E''(t)$  nosacītās vienībās un pēc tam tika noteikts „u-d” soļu skaits, kas nepieciešams, lai izsekotu šādam sprieguma pieaugumam. Rezultātā tika iegūts, ka viena soļa vērtība ir  $s = 6.13 \mu V$ . Pēc tam katram trokšņu celiņa pierakstam tika aprēķināta trokšņa vidējā kvadrātiskā novirze. Tika iegūts, ka  $\sigma_2' = 25.75 \mu V$  un  $\sigma_2'' = 28.81 \mu V$ . Uzskatot atšķirības starp šīm vērtībām par eksperimenta statistisko izkliedi, kā SP trokšņa vidējā kvadrātiskā novirze tika ņemta šo rezultātu vidējā vērtība, kas ir vienāda ar  $\sigma_2 = 27.28 \mu V$ . Tālāk, lai salīdzinātu fiziskā eksperimentā iegūto  $\sigma_2$  vērtību ar teorētiski aprēķināto  $\sigma_2$ , solis  $s = 6.13 \mu V$  un  $\sigma_1 = 162.7 \mu V$  tika ievietoti izteiksmē (3) un iegūta dotā SP trokšņu celiņa teorētiskā vidējā kvadrātiskā novirze  $\sigma_{teor} = 25.15 \mu V$ . Līdz ar to varam uzskatīt, ka teorētiski aprēķinātā trokšņa vidējā kvadrātiskā novirze  $\sigma_{teor} = 25.15 \mu V$  pietiekoši labi sakrīt ar fizikālā eksperimenta rezultātu  $\sigma_2 = 27.28 \mu V$ .

Lai pārbaudītu tālākas SP trokšņu samazināšanas un tātad SP jutības paaugstināšanas iespējas, solis  $s$  tika samazināts līdz vērtībai  $s = 0.7 \mu V$  un trokšņu mērīšanas eksperiments atkārtots līdzīgi kā iepriekš. Pie šāda soļa teorētiskā  $\sigma_2$  vērtība ir vienāda ar  $\sigma_2 = 8.4 \mu V$ .

Savukārt eksperimentāli tika iegūts  $\sigma_2 = 7.9 \mu V$ . Uzskatām, ka arī šis rezultāts pietiekoši labi sakrīt ar teoriju, lai to varētu pielietot augstas jutības stroboskopisko pārveidotāju projektēšanā. Bez tam eksperiments parāda, ka iegūt stroboskopiskā pārveidotāja jutību  $50 \mu V$ , kā tas tika prognozēts projekta pieteikumā, ir pilnīgi reāli.

Bez jutības otrs svarīgs stroboskopiskā pārveidotāja tehniskais rādītājs ir pārejas raksturlienes kāpumlaiks, kas viennozīmīgi ir saistīts ar stroboskopiskā pārveidotāja frekvenču joslu. Arī šis rādītājs uz augstāk minētās laboratorijas iekārtas tika pārbaudīts eksperimentāli un iegūtie rezultāti salīdzināti ar teoriju. Saskaņā ar agrāk iegūtiem teorētiskiem rezultātiem, SP pārejas raksturlienes kāpumlaiks tuneļdiožu balansa shēmas gadījumā ir izsakāms šādi:

$$t_r \approx 2.2 |R_2| C \quad (5)$$

Mūsu gadījumā pie  $|R_2| = 42 \Omega$  un  $C = 1.35 pF$  iegūstam  $t_r \approx 125 ps$ , kas atbilst pārveidotāja frekvenču joslai:

$$F = \frac{0.35}{t_r} = 2.8 GHz. \quad (6)$$

Lai eksperimentāli noteiktu dotā pārveidotāja pārejas raksturlienes kāpumlaiku un tam atbilstošo frekvenču joslu, tika izmantots testa signāla formētājs П1-12, kas saskaņā ar pases datiem formē sprieguma lēcieni ar kāpumlaiku  $\tau_r \leq 50 ps$ . Ja ir zināms testsignāla kāpumlaiks  $\tau_r$ , tad pētāmā pārveidotāja pārejas raksturlienes kāpumlaiku  $t_r$  var noteikt pēc formulas:

$$t_r = \sqrt{t_\Sigma^2 - \tau_r^2}, \quad (7)$$

kur  $t_\Sigma$  - pārveidojuma rezultāta summārais kāpumlaiks.

Lai noteiktu  $t_\Sigma$  tika veikta SP izvērse kalibrēšana. Šai sakarā kādā izvērse punktā tika izdarīts testsignāla pieraksts. Pēc tam testsignāls tika aizkavēts par zināmu laika intervālu  $\Theta$  un veikts otrs pieraksts. Pēc tam pārveidojuma rezultāta kāpumlaiks tika aprēķināts pēc formulas:

$$t_\Sigma = \frac{n_\Sigma}{n_T} \Theta \quad (8)$$

kur  $n_\Sigma$  - izvērse diskreto punktu skaits, kas atbilst pārveidojuma rezultāta kāpumlaikam pēc līmeņiem 0,1 – 0,9;

$n_T$  - kopējais izvērse punktu skaits.

Kalibrētā aizkave  $\Theta$  tika realizēta ar koaksiālā kabeļa nogriežņa palīdzību, kura garums tika izvēlēts izejot no vēlamās aizkaves lieluma. Saskaņā ar literatūras datiem koaksiālā kabeļa ar polietilēna izolāciju aizkave ir 5 ns/m.

Pēc izvērse kalibrēšanas tika iegūts pārveidojuma rezultāta aprēķinātais kāpumlaiks  $t_\Sigma = 134 ps$ . Lai precīzi aprēķinātu paša pārveidotāja pārejas raksturlienes kāpumlaiku, mums būtu precīzi jāzina testsignāla kāpumlaiks  $\tau_r$ . Mūsu gadījumā ir zināms tikai tas, ka  $\tau_r \leq 50 ps$ . Tāpēc par dotā pārveidotāja pārejas raksturlienes kāpumlaiku, izmantojot formulu (7), varam teikt tikai to, ka tas noteikti ir robežās  $t_r = 124 \div 134 ps$ , kam saskaņā ar sakarību (6) atbilst frekvenču josla  $F = 2.6 \div 2.8 GHz$ . Kā redzam, eksperimentāli noteiktais SP pārejas raksturlienes kāpumlaiks ir visai tuvs teorētiski aprēķinātajam, kas liecina par

teorijas piemērotību augstāk minētā tipa SP projektēšanai arī no frekvenču īpašību viedokļa.

Līdz ar to eksperimentāli ir pārbaudīti teorētiski iegūtie rezultāti un secināts, ka šo teoriju ar pietiekamu precizitāti var izmantot diskrēto SP projektēšanā, kuri darbojas pēc „u-d” metodes principa un kuros lieto augstāk minēto tuneļdiožu balansa shēmu. Bez tam eksperimentāli ir parādīts, ka ir reāli šāda tipa pārveidotājos nodrošināt trokšņu celiņa platumu  $50 \mu V$  ( $\sigma_2 = 16 \mu V$ ).

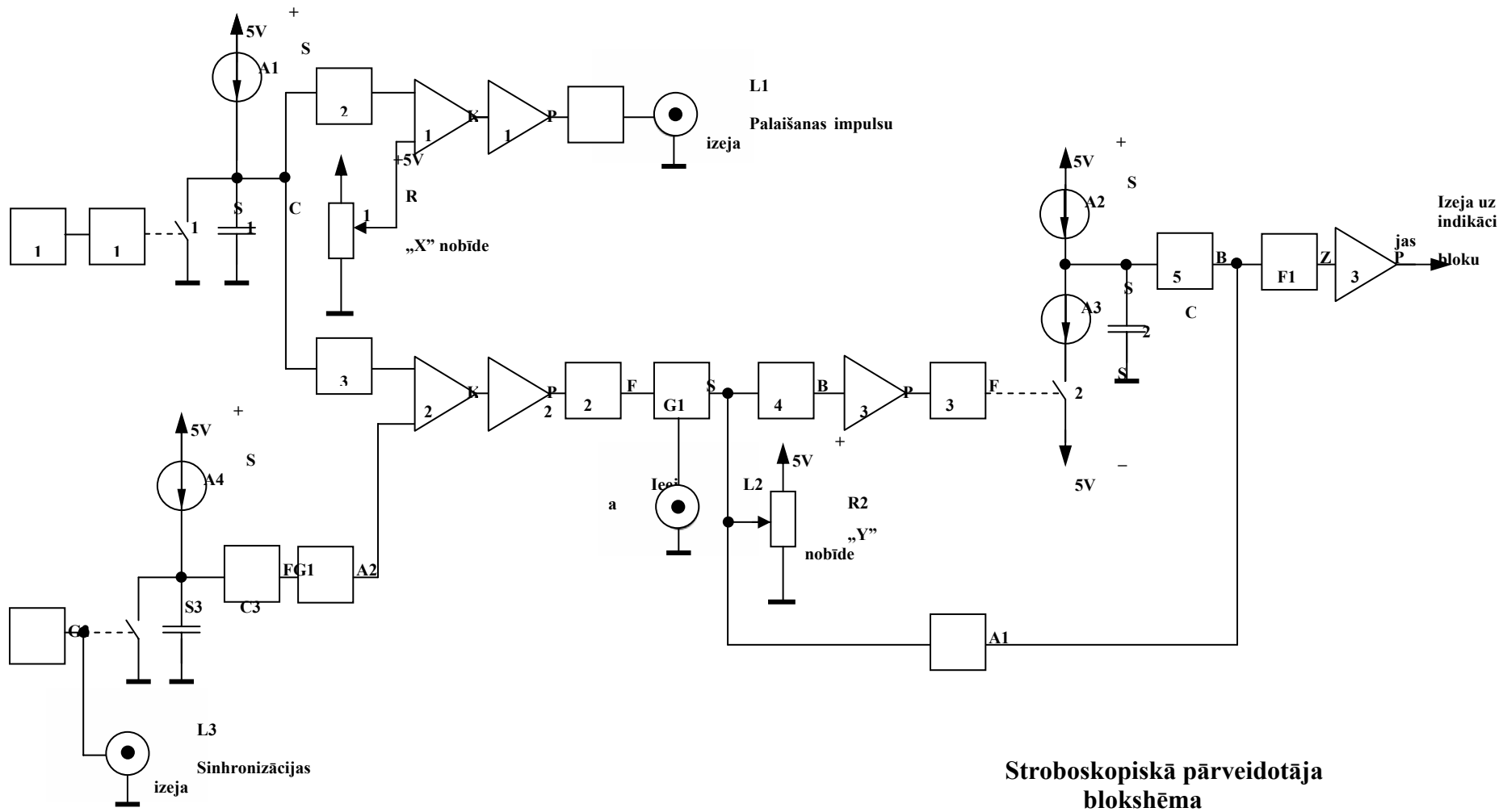
### **3.4. $50\mu V$ jutības stroboskopiskais pārveidotājs**

Pamatojoties uz augstāk aprakstītajiem pētījumu rezultātiem, tika izstrādāts stroboskopiskais pārveidotājs ar jutību  $50 \mu V$  (RMS  $16 \mu V$ ). Pārveidotājs darbojas pēc „u-d” metodes principa. Zemāk sniedzam šī pārveidotāja blokshēmas un principiālās shēmas aprakstu.

Pārveidotāja blokshēma attēlota tālāk sekojošajā zīmējumā. Ģenerators G1 strādā ar 1MHz takts frekvenci un formē taisnstūra formas impulsus. Ar bufera B1 palīdzību tiek vadīts elektroniskais slēdzis S1, kurš izlādē kondensatoru C1. Šo kondensatoru pastāvīgi lādē strāvas avots SA1. Šādā veidā iegūstam zāģveida formas signālu ar takts frekvenci 1MHz. Šis zāģveida signāls nonāk tālāk uz atsaistošiem buferiem B2 un B3. No bufera B2 signāls tiek padots uz komparatoru K1. Tur šis zāģveida signāls tiek salīdzināts ar atbalsta spriegumu U1, ko ieregulē ar potenciometru R1 un kurš kalpo pārveidotā signāla nobīdīšanai pa X asi. Tālāk komparatora signāls nonāk pastiprinātājā P1, kur tiek pastiprināts. Ar formētāju F1 tiek formēti  $0.5 \mu s$  plati impulsi, kas caur ligzdu L1 tiek padoti uz pētāmās shēmas palaišanas ieeju.

Ģenerators G2 strādā ar 50Hz takts frekvenci un ģenerē taisnstūra formas signālu, kas tiek padots caur ligzdu L3 uz indikācijas bloku un kalpo tam par sinhronizācijas signālu. No ģeneratora G2 tiek vadīts arī slēdzis S3, kurš izlādē kondensatoru C3. Šo kondensatoru pastāvīgi lādē strāvas avots SA4. Šādā veidā iegūstam zāģveida formas signālu ar takts frekvenci 50Hz. Ģenerētais signāls nonāk fāzu griezējā FG1, kur tiek apgriezts par 180 grādiem. Pēc tam signāls ar vājinātāju A2 palīdzību tiek dalīts uz trīs pārslēdzamiem stāvokļiem. Šie stāvokļi ir izvēršanas diapazoni pa X asi. No vājinātāja šis 50Hz signāls nonāk uz komparatoru K2, kur tiek salīdzināts ar 1MHz zāģveida signālu. Tālāk komparatora signāls nonāk uz pastiprinātāju P2. Formētājs F2 formē signālu ar platumu  $0.5 \mu s$ . Tad signāls tiek padots uz stroboskopiskā pārveidotāja galvu SG1, uz kuras ieeju tiek padots pētamais signāls. Stroboskopiskajā pārveidotājā signāls tiek pārvērsts par „0” un „1” sēriju ar takts frekvenci 1MHz kuru nosaka takts ģenerators G1. Šis virknes binārais signāls nonāk buferī B4. Tālāk signāls tiek pastiprināts pastiprinātājā P3. Ar formētāju F3 binārajam signālam tiek formēts platumus puse no perioda. Tad binārais nolasīšanas signāls tiek padots uz slēdzi S2, kurš vada strāvas avotu SA3. Ar strāvas avotu SA2 pastāvīgi tiek lādēts kondensators C2, bet ar strāvas avotu SA3 kondensators C2 tiek izlādēts tikai tad, kad uz slēdzi S2 pienāk binārais signāls ar vērtību „1”. Sprieguma vērtība, ko iegūst strāvas avotu SA2 un SA3 viduspunktā tiem mijiedarbojoties vienam uz otru, tiek uzkrāta kondensatorā C2. Maiņspriegums uz kondensatora ir stroboskopiski pārveidotais signāls, kas caur buferi B5 tiek padots uz filtru ZF1. Filtrs ZF1 ir zemfrekvences filtrs. Pēc bufera B5 signāls nonāk vājinātājā A1, ar kura palīdzību tiek veikta signāla pakāpjveida nodalīšana un padošana atpakaļ uz stroboskopiskā pārveidotāja galvu SG1 kur tas kalpo kā kompensācijas jeb “u-d” signāls. Ar vājinātāja A1 palīdzību iegūstam pārslēdzamus vertikālā pastiprinājuma diapazonus. Ar potenciometru R2 tiek iestādīts vertikālās nobīdes līmenis.

Ar pastiprinātāju P3 stroboskopiski pārveidotais signāls tiek pastiprināts, invertēts un padots uz otru shēmas daļu, kur to var indicēt ar jebkuru tipveida indikācijas moduli





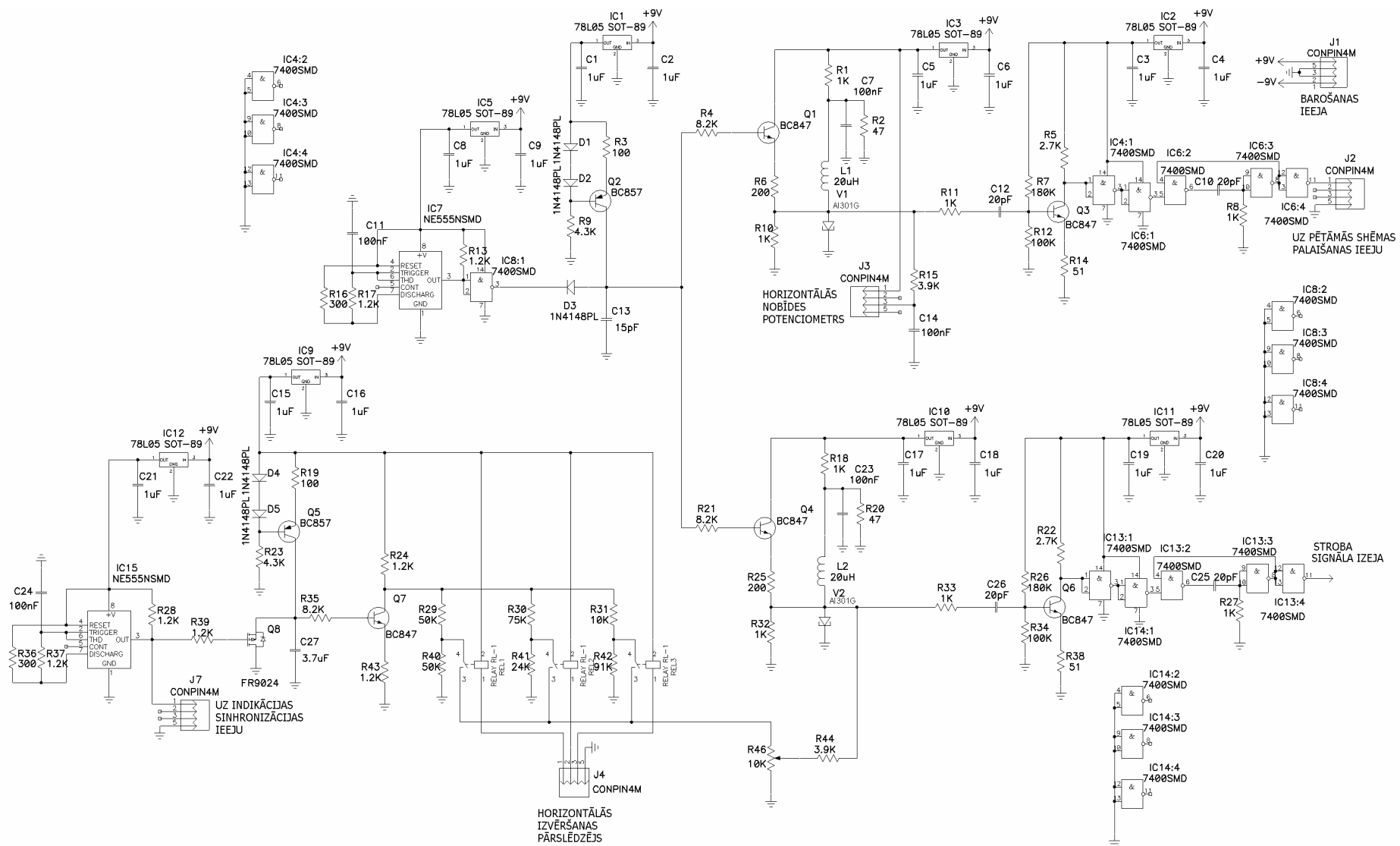
### 3.4.1. Principiālās shēmas darbības apraksts

Principiāla shēma parādīta zemāk esošajos zīm. 1 un zīm. 2. Takts ģenerators G1 izpildīts uz mikroshēmas IC7 NE555. 1MHz takts frekvenci nosaka R16, R17 un C11. R13 ir kā slodzes pretestība mikroshēmas IC7 izejai, kas ir ar atvērtu kolektoru. IC8:1 (74HC00) kalpo kā papildus buferis. Parējie elementi IC8:2, IC8:3, IC8:4 netiek izmantoti un šo elementu ieejas tiek iezemētas. Ģenerators tiek barots ar 5V spriegumu, kas pienāk no stabilizatora IC5 (78L05), C8 un C9 ir filtra kondensatori. Strāvas avots, kurš ir zāģa ģenerātorā pamatā, uzbūvēts uz diodēm D1, D2, rezistoriem R3, R9, un tranzistora Q2. Tas tiek barots ar 5V spriegumu, kas pienāk no stabilizatora IC1 (78L05). C1 un C2 ir filtra kondensatori. Rezistors R3 nosaka tranzistora Q2 kolektora strāvu. Kondensators C13 tiek lādēts ar šo strāvas avotu un uz šī kondensatora veidojas signāls ar zāģveida formu. Kad IC8:1 izejā parādās „0”, tad caur diodi D3 kondensators C13 izlādējas. IC8:1 kalpo kā slēdzis, kurš izlādē kondensatoru C13. Tādā veidā iegūstam zāģa ģenerātoru ar takts frekvenci 1MHz. Signāls caur buferi, kurš ir izpildīts uz rezistoriem R4, R6, R10 un tranzistora Q1 nonāk komparatorā. Caur spraudni J3 tiek pieslēgts potenciometrs, ar kura palīdzību tiek padots horizontālas nobīdes spriegums. Komparatorā zāģveida signāls tiek salīdzināts ar horizontālās nobīdes spriegumu. Komparators izpildīts uz rezistoriem R1, R2, kondensatora C7, droseles L1 un tuneļdiodes V1 un tiek barots ar 5V spriegumu, kas pienāk no stabilizatora IC3 (78L05). C5 un C6 ir filtra kondensatori. Rezistori R1 un R2 veido sprieguma dalījumu tuneļdiodes V1 darba punktam. Nobīdes spriegums pa X asi tiek piesummēts caur rezistoru R15. Pēc komparatora veidojas impulss kura aizkaves fāze ir atkarīga no tā, kādu spriegumu padod ar potenciometru. Kondensators C7 ir filtra kondensators. Caur rezistoru R11 un kondensatoru C12 impulss nonāk pastiprinātājā. Pastiprinātājs izpildīts uz rezistoriem R5, R7, R12, R14 un tranzistora Q3. Rezistori R7 un R12 kalpo kā sprieguma dalītājs, kas nepieciešams darba punkta iestādīšanai tranzistoram Q3. Q3 tiek barots ar 5V spriegumu, kas pienāk no stabilizatora IC2 (78L05). C3 un C4 ir filtra kondensatori. Tā kā pastiprinātājs invertē signālu tad ar IC4:1 (74HC00) signāls tiek vēlreiz invertēts. Parējie elementi IC4:2, IC4:3, IC4:4 netiek izmantoti un šo elementu ieejas tiek iezemētas. Uz IC6:1, IC6:2, IC6:3 (74HC00), R8 un C10 ir izpildīts impulsa formētājs, kurš formē signālu ar platumu pusi no perioda. Talāk signāls caur fāzu griezēju, kas ir izpildīts uz IC6:4 (74HC00) mikroshēmas, tiek padots uz pētāmās shēmas palaišanas ieeju caur spraudni J2.

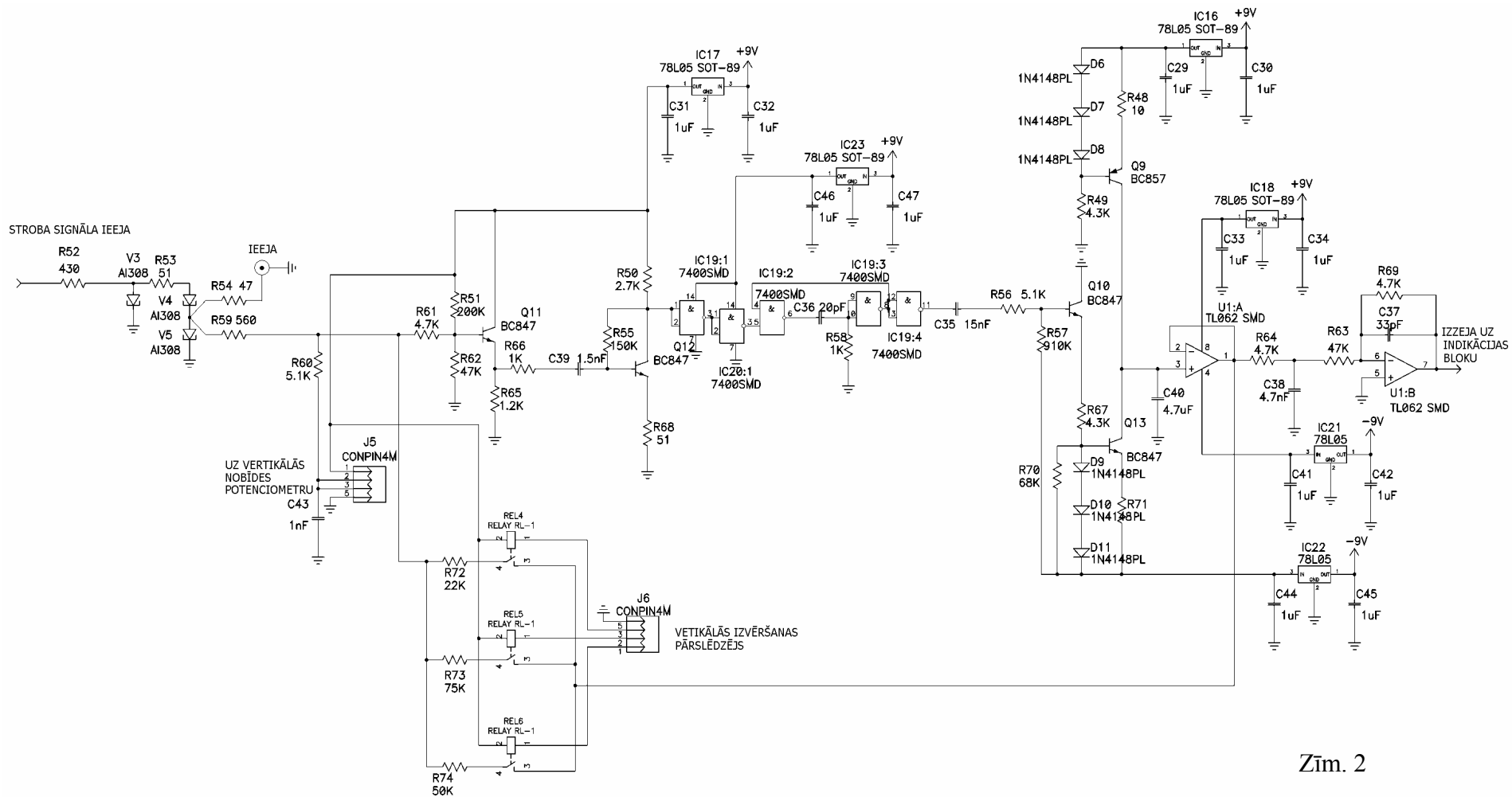
Takts ģenerators G2 izpildīts uz mikroshēmas IC15 (NE555). 50Hz takts frekvenci nosaka R36, R37 un C24. R28 ir slodzes pretestība mikroshēmas IC15 izejai, kas ir ar atvērtu kolektoru. Izejas signāls tiek padots uz J7, kur tiek pieslēgts indikācijas bloka sinhronizācijas ieejai. Ģenerators IC15 (NE555) tiek barots ar 5V spriegumu, kas pienāk no stabilizatora IC9 (78L05). C15 un C16 ir filtra kondensatori. Q8 kalpo kā slēdzis. Strāvas avots, kurš ir zāģveida signāla ģenerātorā pamatā uzbūvēts uz diodēm D4, D5, rezistoriem R19, R23, un tranzistora Q5. Rezistors R19 nosaka tranzistora Q5 kolektora strāvu. Tranzistors Q5 tiek barots ar 5 V spriegumu, kas pienāk no stabilizatora IC9 (78L05). C15 un C16 ir filtra kondensatori. Kondensators C27 tiek lādēts ar šo strāvas avotu un uz šī kondensatora veidojas zāģveida formas signāls. Ģenerators IC15 (NE555) caur pretestību R39 vada elektronisko slēdzi Q8, kurš izlādē kondensatoru C13. Tādā veidā iegūstam zāģveida signāla ģenerātoru ar takts frekvenci 1MHz. Signāls caur fāzu griezēju, kurš ir izpildīts uz rezistoriem R35, R43, R24 un tranzistora Q7, nonāk uz vājinātāju, kuram ir trīs stāvokļi. Tādā veidā iegūstam izvērsi pa „X” asi, ko nosaka rezistoru R29 un R40, R30 un R41, R31 un R42 attiecības. Uz pretestībām R46 un R44 ir izpildīts potenciometrs, kas kalibrē izvērsi pa „X” asi.

Caur R21 uz buferi Q4 nonāk signāls no ģenerātorā IC7 (NE555). Signāls tiek padots uz komparatoru, ko veido R18, R20, V2, C23, L2. Komparators tiek barots ar 5V spriegumu, kas

pieņāk no stabilizatora IC10 (78L05). C17 un C18 ir filtra kondensatori. Tuneļdiodes V2 darba punktu nosaka R18 un R20 sprieguma dalījums. Izvērses spriegums pa X asi tiek piesummēts R15. Pēc komparatora veidojas impulss, kura fāze ir atkarīga no tā, kādu spriegumu padod ar potenciometru R46. Caur rezistoru R33 un kondensatoru C26 impulss nonāk pastiprinātājā. Tas izpildīts uz rezistoriem R22, R26, R34, R38 un tranzistora Q6. Rezistori R26, R34 kalpo kā sprieguma dalītājs, kas nepieciešams tranzistora Q6 darba punkta iestādīšanai. Tā kā pastiprinātājs signālu invertē, tad ar IC13:1 (74HC00) signāls tiek vēlreiz invertēts. Uz IC13:1, IC13:2, IC13:3 (74HC00), R27 un C25 ir izpildīts impulsa formētājs, kurš formē signālu ar platumu pusi no taktsfrekvences perioda. Impulsa formētājs tiek barots ar 5V spriegumu, kas pieņāk no stabilizatora IC11 (78L05). C19 un C20 ir filtra kondensatori. Turpmāk signāls caur fāzu griezēju, kas ir izpildīts uz mikroshēmas IC13:4 (74HC00), caur pretestību R52 tiek padots uz stroba galvu, kura izpildīta uz tuneļdiodes V3, V4, V5 un pretestības R53. Stroba ieejā pieņāk pētāmais signāls, bet caur R59 tiek nolasīts binārais salīdzināšanas rezultātu signāls. Tam tiek piesummēts „Y” nobīdes signāls no ligzdas J5. Tas tiek ieregulēts ar ligzdai J5 pieslēgto potenciometru. C43 ir filtra kondensators. Šiem signāliem no ligzdas J6 caur vājinātāju tiek piesummēts „Y” ass izvērses signāls. Vājinātājs izpildīts uz pretestībām R72, R73 un R74 un relejiem REL4, REL5 un REL6. Caur ligzdu J6 tiek pieslēgts trīs stāvokļu diapazonu vertikālas izvērses slēdzis. No vājinātāja signāls pieņāk uz stroba izeju. Summārais signāls caur R61 pieņāk uz buferi, kas izpildīts uz tranzistora Q11 un pretestībām R62, R51, R65. Caur R66 signāls nonāk uz kondensatora C39, kas filtrē nevajadzīgas signāla komponentes pirms tas nonāk uz pastiprinātāja. Tas ir izpildīts uz pretestībām R55, R50, R68 un tranzistora Q12 un tiek barots ar 5V spriegumu, kas pieņāk no stabilizatora IC17 (78L05). C31 un C32 ir filtra kondensatori. Tā kā pastiprinātājs invertē signālu tad ar IC19:1 (74HC00 signāls ) tas tiek vēlreiz invertēts. Arī fāzu griezējs tiek barots ar 5V spriegumu, kas pieņāk no stabilizatora IC11 (78L05). C19 un C20 ir filtra kondensatori. Uz IC19:1, IC19:2, IC19:3 (74HC00), R58 un C36 ir izpildīts impulsa formētājs, kurš formē signālu ar platumu pusi no perioda. Turpmāk signāls caur fāzu griezēju, kas ir izpildīts uz IC19:4 (74HC00) caur R56 tiek padots un slēdzi Q10, kas komutē strāvas avotu Q13. Uz Q9 ir izpildīts vēl viens strāvas avots, kas lādē C40 kondensatoru gadījumā, kad slēdzis Q10 ir atslēgts. Strāvas avots uz Q9 tiek barots ar 5V spriegumu, kas pieņāk no stabilizatora IC11 (78L05). C29 un C30 ir filtra kondensatori. Pretējā gadījumā, Q13 izlādē C40. Rezultātā iegūstam kompensācijas signālu, kas caur buferi U1:A (TL062) tiek padots atpakaļ uz „Y” ass vājinātāju. Bufera U1:A (TL062) izejā signāls caur filtru, ko veido R64 un C38, tiek padots uz pastiprinātāju U1:B (TL062). Buferis U1:A (TL062) tiek barots ar 5V spriegumu, kas pieņāk no stabilizatora IC11 (78L05). C33 un C34 ir filtra kondensatori. Kondensators C37 ir filtra kondensators. Pastiprinājumu nosaka R63 un R69 attiecība. Pastiprinātāja izejas signāls tiek invertēts un to var indicēt ar jebkuru sērijveida indikācijas moduli.

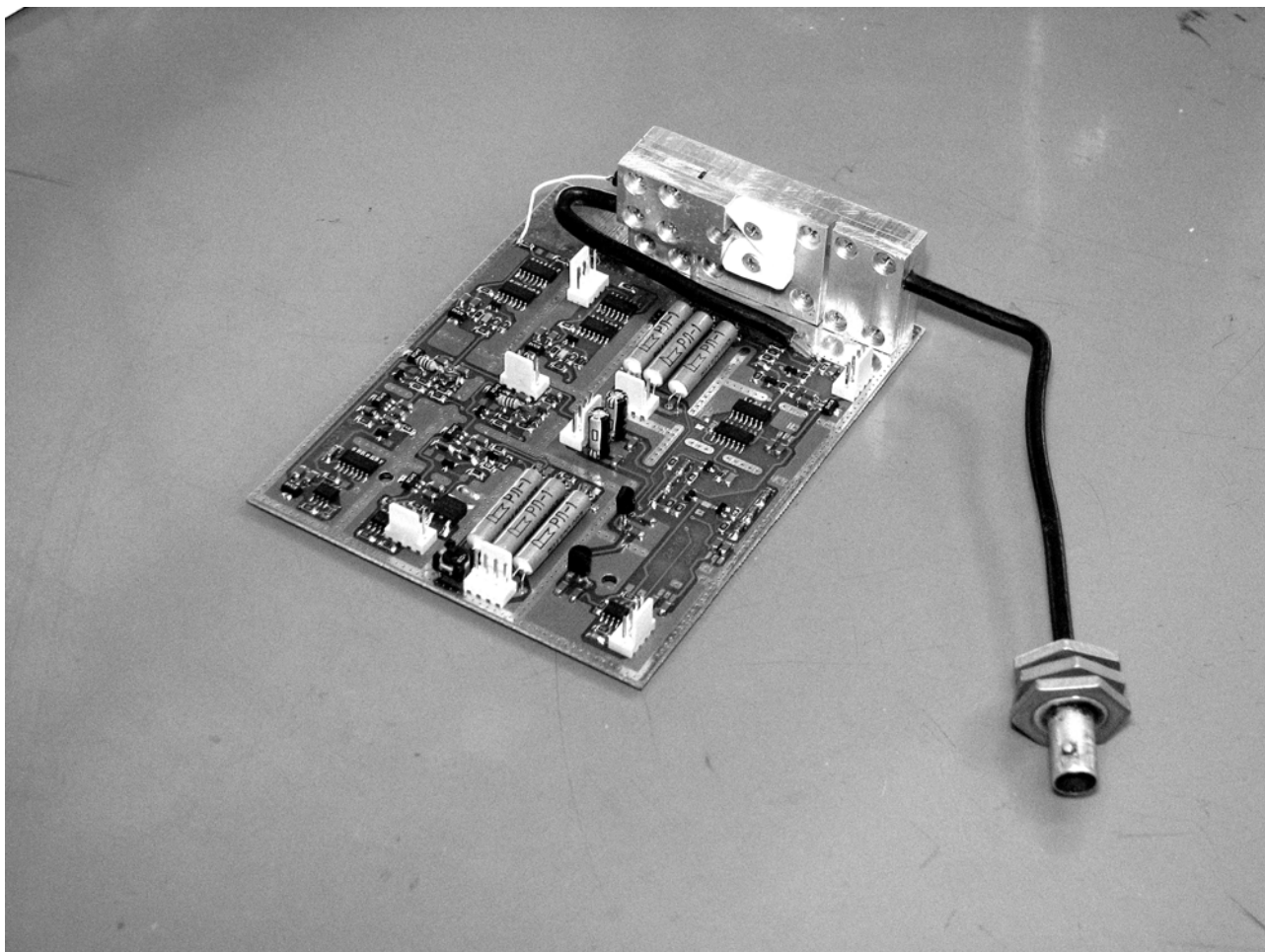


Zīm. 1



Zīm. 2

Ilustrācijai zemāk dotajā fotogrāfijā parādīta pārveidotāja montāžas plate ar pārveidotāja galvu uz tās (alumīnija korpusā). Visi supraaugsto frekvenču procesi notiek pārveidotāja galvā. Tāpēc visa parējā shēmas daļa ir relatīvi zemfrekventa (impulsu frontes nav īsākas par 1-2 ns), kas atvieglo tās izgatavošanas tehnoloģiju.

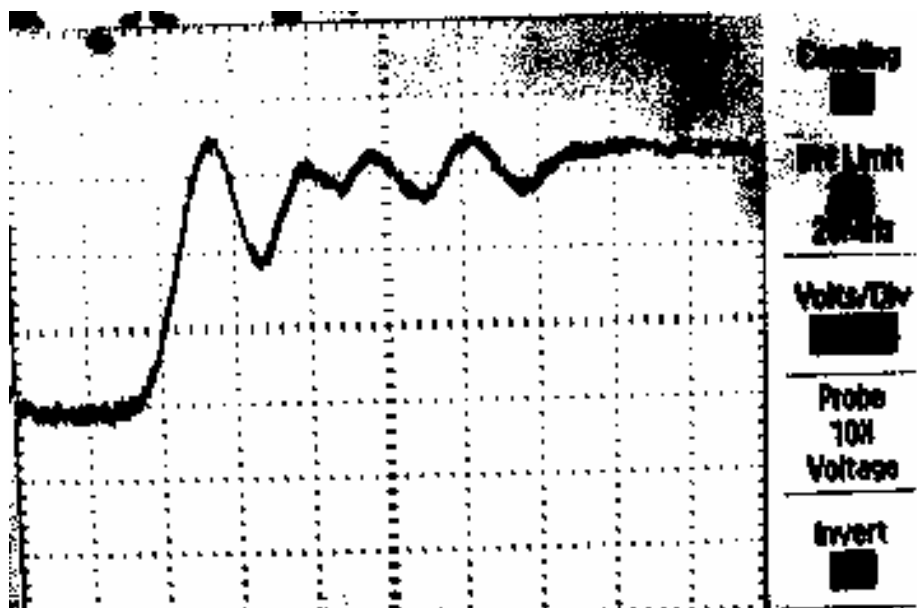


50  $\mu V$  jutības stroboskopiskā pārveidotāja montāžas plate ar pārveidotāja galvu uz tās  
(alumīnija korpusā)

#### 3.4.2. Stroboskopiskā pārveidotāja jutības metroloģiskā pārbaude

Lai pārbaudītu SP jutību tika lietota metodika līdzīga kā aprakstīts augstāk fizikālajos eksperimentos. Pārveidotāja izejā ar voltmetru B7-38 tika izmērīts pārveidotāja izejas līdzspriegums, kas atbilst nulles spriegumam tā ieejā. Tad caur vājinātāju ķēdi ar summāro vājinājumu 50 dB uz pārveidotāja ieeju tika padots 200 mV līdzspriegums un ar voltmetru izmērīts pārveidotāja izejas spriegums. Ar šādu operāciju ieguvām pārveidotāja Y kanāla kalibrējumu. Pēc tam pārslēdzot voltmetru efektīvās vērtības mērīšanas režīmā izmērijām trokšņu celiņa efektīvo vērtību, kas ir dotā pārveidotāja RMS. Tika iegūts RMS vienāds ar 16  $\mu V$ , kas atbilst trokšņu celiņa platumam 50  $\mu V$ .

Pārveidotāja jutības ilustrācijai zemāk ir parādīta 633  $\mu\text{V}$  lēcienveida testsignāla oscilogrammas fotogrāfija. No fotogrāfijas ir redzams, ka pārveidotājs kvalitatīvi reģistrē signālus, kuru amplitūda ir salīdzināma un pat mazāka par rūpnieciski ražoto pārveidotāju trokšņu celiņa platumu. Tas nozīmē, ka ar šādiem pārveidotājiem tik vājš signāls vispār nebūtu redzams.



633  $\mu\text{V}$  lēcienveida testsignāla oscilogramma

Svārstības pārejas procesā rodas no trīs vājinātāju virknes slēguma parazitisko efektu dēļ. Tas fakts, ka šādas svārstības ar doto pārveidotāju ir redzamas liecina par pārveidotāja plašo frekvenču joslu. Lai pārveidotāja frekvenču joslu noteiktu precīzi, ir jānosaka pārejas raksturlienes kāpumlaiks. Savukārt lai to noteiktu ir jāzina lēcienveida testsignāla kāpumlaiks. Mūsu gadījumā no testsignāla formētāja tehniskās pasas datiem ir zināms tikai tas, ka testsignāla kāpumlaiks nav lielāks par 50 ps. Lai precīzi noteiktu testsignāla kāpumlaiku un tālāk mūsu pārveidotāja pārejas raksturlienes kāpumlaiku ir nepieciešams stroboskopiskais oscilogrāfs (kaut arī mazas jutības) ar frekvenču joslu vismaz 20 GHz.

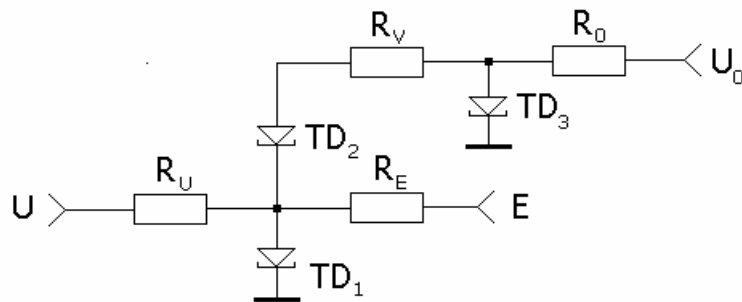
### **3.5. Augstas jutības pārveidotāja frekvenču joslas iespējas**

Dotā projekta ietvaros eksperimentāli tika pētītas augstas jutības stroboskopiskā signālu pārveidotāja uz tuneļdiodeņu diskriminatora bāzes trokšņu un frekvenču īpašības vidējas ātrdarbības tuneļdiodeņu gadījumā. Strobosignāla formētājā arī izmantota tuneļdiode ar mērķi, lai tālākā perspektīvā iespējamais ražotājs visu mezglu varētu izgatavot vienotā tehnoloģijā kā superaugsto frekvenču (SAF) mikroshēmu. Kā zināms, šodienas tehnoloģijas ļauj izgatavot mikroshēmas ar

tuneļdižu virknes slēgumiem [1], kā tas nepieciešams šajā gadījumā.

Šo pētījumu mērķis bija eksperimentāli pārbaudīt teorētiski izvirzīto hipotēzi par virknē slēgto tuneļdižu balansa shēmas diskriminatora trokšņu neatkarību no strobignaļa formētāja trokšņiem, kā arī pārbaudīt teorētiski iegūto izteiksmju piemērotību signālu pārveidotāja trokšņu un pārejas raksturlīknes kāpumlaika aprēķināšanai. Eksperimentālajā pētījumā tuneļdiodes ar vidēju ātrdarbību tika izvēlētas tādēļ, ka šādu diodžu gadījumā to ekvivalentās shēmas ir tuvākas teorētiskajos pētījumos izmantotajiem modeļiem.

Pētījumu rezultātā tika konstatēts, ka virknes slēguma tuneļdižu balansa shēmu (sk. Zīm. 1), neskatoties uz tuneļdižu nedaudz atšķirīgu noslogojumu, var uzskatīt par praktiski balansētu un tāpēc pret strobģeneratora trokšņiem nejūtīgu. Tieši šis apstāklis nodrošina pārveidotāja ievērojami zemāku paštrokšņu līmeni, t.i., augstāku jutību.



Zīm. 1 Pētījumos izmantotā diskriminatora principiālā shēma.

Eksperimentāli tika pārbaudīts, ka šādos diskriminatoros ekvivalentā trokšņa sprieguma efektīvo vērtību var aprēķināt (un tāpat izmantot pārveidotāju projektēšanā) pēc sekojošas teorētiski iegūtas izteiksmes:

$$\sigma_1 = R_u \sqrt{\frac{qI_p}{C(R_1 - R_2)}}, \quad (1)$$

kur

$R_u$  - diskriminatora ieejas pretestība,

$I_p$  - tuneļdižu pīķa strāva,

$C$  - tuneļdižu kapacitāte,

$R_1$  - diferenciālā pretestība uz tuneļdižu voltampēru raksturlīknes pirmā zara,

$R_2$  - diferenciālā pretestība uz tuneļdižu voltampēru raksturlīknes otrā (negatīvā) zara,

$q$  - elektrona lādiņš.

Savukārt pārveidotāja trokšņu celiņa vidējo kvadrātisko novirzi var aprēķināt pēc izteiksmes

$$\sigma_2 = \sqrt{0.625\sigma_1 s + 0.25s^2}, \quad (2)$$

kur

$\sigma_1$  - pārveidotāja ekvivalentā ieejas trokšņa sprieguma vidējā kvadrātiskā novirze,

$s$  - signāla (un tāpat arī trokšņa) izsekošanas solis.

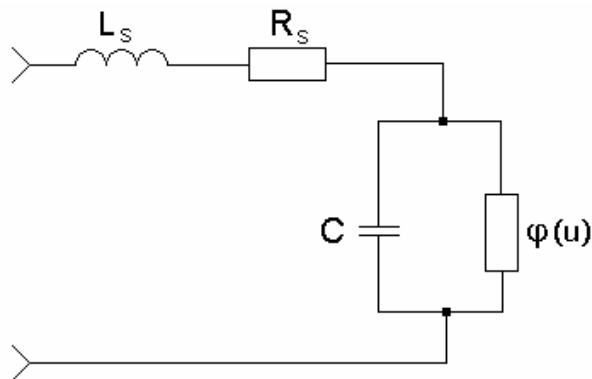
Eksperimentāli tika arī pārbaudīts, ka šādu pārveidotāju pārejas raksturlīkņu kāpumlaiku var aprēķināt (un tātad izmantot pārveidotāju projektēšanā) pēc šādas izteiksmes:

$$t_r \approx 2.2|R_2|C. \quad (3)$$

Šī izteiksme iegūta teorētiski izmantojot vienkāršotu tuneļdiodes ekvivalento shēmu, kurā no pilnās ekvivalentās shēmas parazitiskiem elementiem vērā ņemta tikai tuneļdiodes kapacitāte  $C$ . Ir viegli saprotams, ka šādu vienkāršotu ekvivalento shēmu var pamatoti lietot tikai tādos gadījumos, kad tuneļdiodes kapacitātes iespaids uz tās ātrdarbību ir ievērojami lielāks par pārējo parazitisko elementu iespaidu, respektīvi gadījumos, kad tuneļdiodes kapacitāte ir relatīvi liela. Tie ir vidējas un, protams, arī mazas ātrdarbības tuneļdiožu gadījumi.

### 3.5.1. Pārveidotāja frekvenču iespēju pētījuma nostādne

Augstas ātrdarbības tuneļdiožu gadījumā ievērojamu iespaidu uz tās pārslēgšanās procesu sāk atstāt tuneļdiodes parazitiskā induktivitāte  $L_s$  un izkliedes pretestība  $R_s$ . Šādos gadījumos pārejas procesu analīzē jālieto precīzāka tuneļdiodes ekvivalentā shēma, kas parādīta zīm. 2.



Zīm. 2. Tuneļdiodes ekvivalentā shēma

Tā kā šādas visai komplicētas diskriminatora elementu ekvivalentās shēmas gadījumā signālu pārveidotāja frekvenču īpašību teorētiskā analīze ir ļoti sarežģīta, tad pētījums tika veikts ar datormodelēšanas metodi, izmantojot firmas *TANNER* modelēšanas programmu *T-Spice*. Diskriminatora datormodelī rezistori un shēmas elementu starpsavienojumi tika pieņemti par bezinduktīviem, jo, pielietojot mikro un nanotehnoloģijas, šos elementus var realizēt pietiekoši kvalitatīvi. Diskriminatora modelī balansa shēmā tika izmantoti sērijveida tuneļdiožu 1И308Д šās sērijas labāko tuneļdiožu parametri:  $I_p = 10 \text{ mA}$ ,  $C_1 = C_2 = C = 0.8 \text{ pF}$ ,  $L_s = 0.2 \text{ nH}$ . Šāds pētījums ļauj noskaidrot, kādu pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpumlaiku  $t_r$  un attiecīgi frekvenču joslu  $F$  var cerēt sasniegt, izmantojot vienas no ātrākajām sērijveida tuneļdiodēm. Tuneļdiožu modelī voltampēru raksturlīknes aproksimācijai tika izmantota diodes 1И308Д pasē dotā raksturlīkne. Rezultātā tuneļdiodes modeļa negatīvā pretestība tika iegūta  $R_2 = 20 \Omega$ .



Voltampēru raksturlīknes pīķa sprieguma  $U_p$  vērtība no tuneļdiodes pasēs datiem ir  $U_p = 130 \text{ mV}$ . Tuneļdiodes ekvivalentajā shēmā ietilpst arī izkliedes pretestība  $R_s$ , kuras vērtība diodes pasē netiek uzdots. Tāpēc šīs pretestības lielums tika aprēķināts pēc šādas literatūrā dotas sakarības:

$$R_s = R_2 / p, \quad (4)$$

kur parametrs  $p$  germanija tuneļdiožu gadījumā ir  $p = 26$ . Līdz ar to mūsu piemērā iegūstam, ka  $R_s = 0.8 \Omega$ .

Diskriminatora ieejas pretestība  $R_u$  tika izvēlēta  $R_u = 47 \Omega$  ar tādu aprēķinu, lai tā kopā ar TD1 voltampēru raksturlīknes pirmā zara diferenciālo pretestību maza signāla apstākļos (t.i. raksturlīknes sākumpunktā) sastādītu salāgotu pretestību ar 50 omīgu signāla traktu. Savukārt pretestība  $R_E$  tika izvēlēta pietiekoši liela  $R_E = 1 \text{ k}\Omega$ , lai tā nešuntētu TD1 un lai vienlaicīgi iegūtu pietiekoši lielu signāla pastiprinājumu, kā tas reālajos pārveidotājos arī tiek darīts.

Strobģeneratora tuneļdiodes TD3 modelī tika izmantota jaudīgākas sērijveida tuneļdiodes 1И308Ж pasē dotā voltampēru raksturlīkne un sekojoši pasē dotie diodes parametri:  $I_p = 20 \text{ mA}$ ,  $C = 1 \div 4 \text{ pF}$ ,  $L_s = 0.2 \text{ nH}$  un  $R_s$  saskaņā ar formulu (4)  $R_s = 0.4 \Omega$ . Strobģeneratora palaišanas ķēdē pretestība  $R_0$  tika izvēlēta pietiekoši liela  $R_0 = 360 \Omega$ , lai strobsignālu formējošā diode TD3 pārslēgtos ar maksimālo amplitūdu. t.i., lai sprieguma lēcienš  $V$  uz diodes būtu vienāds ar amplitūdu  $U_{pp}$ , kas atbilst sprieguma kritumam uz diodes voltampēru raksturlīknes difūzijas zara pie strāvas caur diodi tās pīķa strāvas līmenī. Mūsu piemērā šis spriegums bija  $U_{pp} = 680 \text{ mV}$ . Strobsignāla formētājs tika palaists ar relatīvi „lēnu” palaišanas impulsa fronti, vienādu ar  $t_0 = 1 \text{ ns}$  pie impulsa amplitūdas  $U_0 = 10 \text{ V}$ . Praksē palaišanas impulsa frontes garums nav kritisks un var būt arī lielāks. Tomēr jāņem vērā apstākļi, ka pie pārāk garām palaišanas impulsa frontēm nevēlamu iespaidu var atstāt strobsignāla fāzu troksnis (jitter). Fāzu trokšņa negatīvā iedarbība izpaužas kā pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpumlaika palielināšanās un tātad kā pārveidotāja frekvenču joslas sašaurināšanās.

Attiecībā uz pretestības  $R_p$  izvēli no izteiksmes (3) ir secināms, ka tās optimālajai vērtībai ir jābūt tādai, lai pēc strobsignāla ar amplitūdu  $V$  iedarbības darba punkts pārietu uz tuneļdiožu TD1 un TD2 voltampēru raksturlīkņu negatīvā zara stāvāko daļu, kas nodrošina minimālu negatīvās pretestības  $R_2$  vērtību un tātad arī minimālu pārejas raksturlīknes kāpumlaiku  $t_r$ . Tādā gadījumā, pie nosacījuma, ka, ja nerēķinātos ar tuneļdiožu TD1 un TD2 parazītisko induktivitāšu  $L_s$  iespaidu, pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpumlaikam, saskaņā ar izteiksmi (3), mūsu piemērā vajadzētu būt  $t_r = 35 \text{ ps}$ , kam atbilst pārveidotāja frekvenču josla  $F = 10 \text{ GHz}$ . Savukārt attiecībā uz pārveidotāja jutību jeb paštrokšņiem projekta iepriekšējā pusgadā eksperimentāli tika noskaidrots, ka šāda pārveidotāja ekvivalentā trokšņa sprieguma vidējo kvadrātisko novirzi var aprēķināt pēc teorētiski iegūtās izteiksmes (1). Mūsu piemērā ievietojot izteiksmē (1) atbilstošos  $I_p$ ,  $R_2$  un  $C$  lielumus iegūstam, ka šāda pārveidotāja ekvivalentā ieejas trokšņa sprieguma vidējā kvadrātiskā novirze būs  $\sigma_1 = 438 \mu\text{V}$ . Projekta pirmajā pusgadā eksperimentāli tika pārbaudīts, ka pārveidotāja izejā trokšņu celiņa vidējā kvadrātiskā novirze  $\sigma_2$  ir aprēķināma pēc izteiksmes (2). Eksperimentāli tika arī pārbaudīts, ka

nav nekādu tehniska rakstura problēmu pielietot pat zem  $1 \mu V$  mazus signāla izsekošanas soļus, kas nodrošina pietiekoši augstu pārveidotāja jutību. (Projekta pirmajā pusgadā fizikālais eksperiments tika veikts ar  $s = 0.7 \mu V$  lielu signāla izsekošanas soli). Ja mēs uzdodam kā vēlamu pārveidotāja jutību (trokšņu celiņa platumu)  $50 \mu V$ , tad mūsu piemērā pie ekvivalentā trokšņu sprieguma vidējās kvadrātiskās novirzes  $\sigma_1 = 438 \mu V$  nepieciešamais signāla izsekošanas solis saskaņā ar izteiksmi (3) būs  $s = 1 \mu V$ . Tātad izmantojot doto diskriminatora shēmu un minētās sērijveida tuneļdiodes, teorētiski būtu iespējams sasniegt pārveidotāja frekvenču joslu  $F = 10 GHz$  ja vien mēs varētu nerēķināties ar tuneļdiožu parazitiskajām induktivitātēm un jutību (trokšņu celiņa platumu)  $3\sigma_2 = 50 \mu V$ . Šo induktivitāšu iespaids pētījumam tad arī tika veikts ar datormodelēšanas metodi, pielietojot modelēšanas programmu *T-Spice*.

### 3.5.2. Apsvērumi par strobsignāla ķēdes pretestības $R_v$ izvēli

Lai rastu priekšstatu par pretestības  $R_v$  iespaidu un izvēli, apskatīsim bezinduktīvu (t.i., daļēji idealizētu) diskriminatora ekvivalentās shēmas modeli. No pārveidotāja pārejas raksturlienes kāpumlaika formulas (3) izriet, ka, lai nodrošinātu minimālu pārejas raksturlienes kāpumlaiku, ir nepieciešams, lai pēc strobsignāla iedarbības diskriminatora tuneļdiožu darba punkts pārietu uz tuneļdiožu voltampēru raksturliķņu negatīvā zara stāvāko daļu, kur tuneļdiodes negatīvā diferenciālā pretestība  $R_2$  ir minimāla. Šī punkta koordinātes  $U^*$  un  $I^*$  ir aprēķināmas pēc šādām empīriskām izteiksmēm:

$$\begin{aligned} U^* &= (1.8 \div 1.9)U_p, \\ I^* &= (0.7 \div 0.8)I_p. \end{aligned}$$

Strobģeneratora palaišanas impulsa  $U_0$  fronte iedarbojoties uz tuneļdiodi TD3, caur to pieaug strāva ar palaišanas impulsa frontes ātrumu. Sasniedzot strāvai caur tuneļdiodi tās pīķa strāvas vērtību notiek lēcienveidīga tuneļdiodes pārslēģšanās no sprieguma  $U_p$  uz spriegumu  $U_{pp}$ . Pie šādiem lēcienveida sprieguma izmaiņas ātrumiem sprieguma kritumus uz tuneļdiodēm TD1 un TD2 nosaka kapacitatīvais dalītājs C1 un C2. Tā kā šīs kapacitātes ir izvēlētas vienādas, tad arī sprieguma kritumi uz tuneļdiodēm būs vienādi. Šajā brīdī pretestībai  $R_v$  ir jānodrošina, lai sprieguma kritumi uz tuneļdiodēm TD1 un TD2 atbilstu voltampēru raksturliķņu koordinātēm  $U^*$  un  $I^*$ . Šis nosacījums izpildīsies, ja

$$2p_1U_p + p_2I_pR_v = V \quad (5)$$

Izsakot no šī vienādojuma pretestību  $R_v$  iegūstam tās optimālās vērtības izteiksmi:

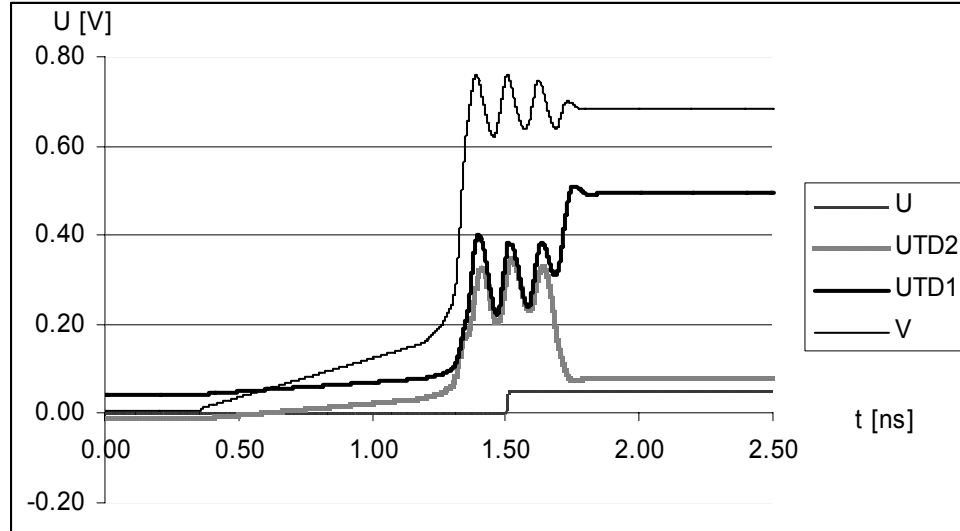
$$R_v = \frac{V - 2p_1U_p}{p_2I_p} \quad (6)$$

Ievietojot šajā izteiksmē parametru  $p_1$  un  $p_2$  vidējās vērtības  $p_1 = 1.85$  un  $p_2 = 0.75$ , iegūstam, ka mūsu piemērā pretestības  $R_v$  optimālai vērtībai ir jābūt  $R_v = 25 \Omega$ .

Tā kā strobsignāla ķēdē ir slēgtas induktivitātes, kapacitātes un negatīvās pretestības, tad ir zināms, ka pie noteiktiem apstākļiem ķēdē var sākties svārstības, kas var atstāt iespaidu uz pārejas raksturlīkni, palielinot tās kāpumlaiku. Svārstību ierosināšanās ir atkarīga arī no ierosmes signāla trieciena, t.i., no strobsignāla  $V$  frontes – jo ātrāka fronte, jo lielākas svārstību ierosmes iespējas. Visa augstāk minētā rezultātā var iznākt, ka pilnās tuneļdiožu ekvivalentās shēmas gadījumā optimāla ir pavisam cita pretestības  $R_v$  vērtība nekā tas izriet no izteiksmes (6). Rodas arī jautājums par strobējošās diodes optimālu ātrdarbību, ko nosaka tās kapacitāte  $C_3$ . Tomēr ir skaidrs, ka pretestības  $R_v$  optimālā vērtība pilnas ekvivalentās shēmas gadījumā nevar būt mazāka par to, ko dod izteiksme (6). Pie tam ir zināms, ka diskriminatora darbības nodrošināšanai tā nedrīkst būt lielāka par  $2|R_2|$ . Jautājums par pretestības  $R_v$  optimālu izvēli un kapacitātes  $C_3$  iespaidu tika pētīts ar datormodelēšanas palīdzību.

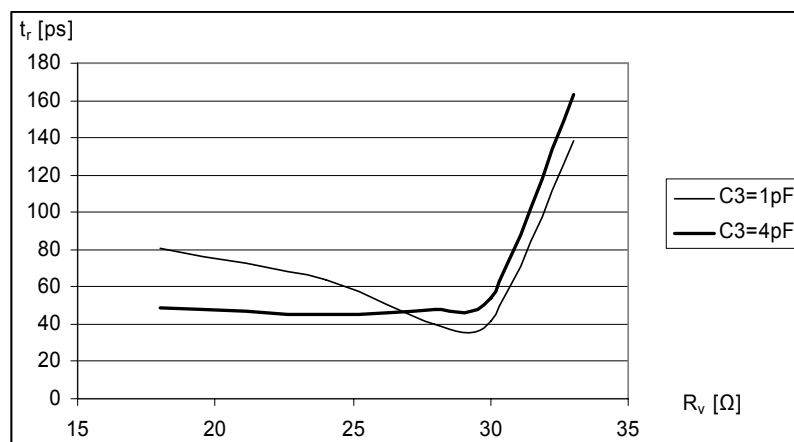
### 3.5.3. Pētījumi ar datormodelēšanas palīdzību

Lai izpētītu diskriminatora un tātad arī atbilstošā stroboskopiskā signālu pārveidotāja frekvenču īpašības, tika veikti sekojoši pētījumi: tika uzņemta uz augstāk minētā diskriminatora bāzes veidotā stroboskopiskā pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpumlaika atkarība no strobsignāla ķēdes pretestības  $R_v$  pie dažādām strobsignālu formējošās diodes kapacitātēm  $C_3$ . Diskriminatora datormodelis darbojās šādi. Strobsignāla formētāja palaišanas impulsam ar amplitūdu  $U_0 = 10 V$  un fronti  $t_0 = 1 ns$  iedarbojoties caur pretestību  $R_0$  uz strobsignālu formējošo tuneļdiodi TD3, strāva caur TD3 pieaug līdz tās pīķa strāvas vērtībai  $I_p = 20 mA$ . Sasniedzot šo vērtību TD3 lēcienveidīgi pārslēdzas (mūsu modelī ar fronti 25 pikosekundes), formējot sprieguma lēcieni  $V$  atbilstoši voltampēru raksturlīknes sprieguma  $U_{pp}$  vērtībai. Tā kā palaišanas impulsa spriegums vēl turpina augt līdz  $U_0 = 10 V$ , darba punkts slīd pa TD3 difūzijas zaru, formējot strobējošā signāla amplitūdu vienādu ar 700 mV. Tuneļdiožu TD1 un TD2 darba punktu uz voltampēru raksturlīknes negatīvo zaru pārmet strobsignāla asā fronte. Šis shēmas stāvoklis ir nestabils un atkarībā no ieejas sprieguma  $U$  momentānās vērtības un kompensācijas sprieguma  $E$  samēra viena no tuneļdiodēm TD1 vai TD2 pārslēdzas augstvoltīgā stāvoklī, bet otras tuneļdiodes darba punkts atgriežas uz voltampēru raksturlīknes pirmā zara. Atkarībā no pretestības  $R_v$  lieluma un arī no formējošās tuneļdiodes kapacitātes  $C_3$  lieluma TD1 un TD2 pārslēgšanās notiek ar ātrāk vai mazāk ātri rimstošām svārstībām (sk. Zīm. 3).



Zīm. 3. Svārstības diskriminatorā, pārslēdzoties tuneļdiodei pie  $R_v = 18 \Omega$ ,  $C_3 = 1 \text{ pF}$ .

Zīmējumā redzams strobssignāls – sprieguma lēcieni ar svārstībām un lielāko amplitūdu, ieejas signāls – sprieguma lēcieni ar mazāko amplitūdu un svārstīgiem pārejas procesiem tuneļdiodei TD1 un TD2, vienai no tuneļdiodei pārslēdzoties un otrai atgriežoties zema sprieguma stāvoklī. Kā pārveidotāja ieejas signāls tika padots 50 mV liels sprieguma lēcieni. Pārbīdot strobēšanas fāzi attiecībā pret ieejas signālu un katrā fāzes punktā piemēklējot ar kompensācijas spriegumu  $E$  shēmas līdzsvara stāvokli tika uzņemtas pārveidotāja pārejas raksturlīknes pie dažādām  $R_v$  un  $C_3$  vērtībām. Modelēšanā tika konstatēts, ka, jo lēnāk rimst svārstības, jo ilgāk diskriminatoris ir jutīgs pret ieejas signāla iedarbību. Rezultātā lielāks ir arī pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpumlaiks  $t_r$ .



Zīm. 4. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpumlaika  $t_r$  atkarība no  $R_v$  un  $C_3$ .

No pētījumu rezultātiem (sk. Zīm. 4) redzams, ka:

1. Lai sasniegtu minimālo pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpumlaiku pie katras  $C_3$  vērtības, ir jāpiemeklē optimālā strobsignāla ķēdes pretestība  $R_v$ .

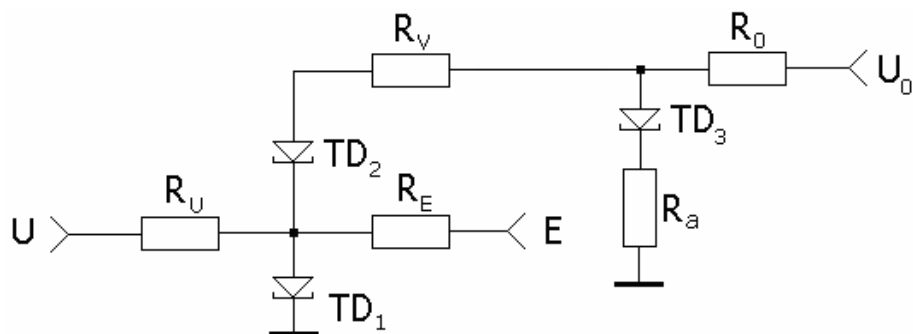
2. Ir zināms, ka strobsignāla ķēdes optimālā pretestība nevar būt mazāka, kā to dod formula (5) un nevar būt lielāka par  $2 |R_2|$ .

3. Pie optimālām  $R_v$  vērtībām pārveidotāja modeļa pārejas raksturlīknes kāpumlaiks ir aptuveni par 15-30% lielāks nekā teorētiskais ideālā gadījumā, kad var nerēķināties ar parazītisko induktivitāšu  $L_s$  iespaidu.

4. Jautājums par optimālo  $R_v$  vērtību teorētisku aprēķināšanu pie dotā  $C_3$  paliek atklāts. Pagaidām optimālos  $R_v$  pie katriem konkrētiem  $R_2$ ,  $C$ ,  $I_p$ ,  $C_3$ ,  $L_s$  un  $R_s$  var noskaidrot tikai ar datormodelēšanas palīdzību.

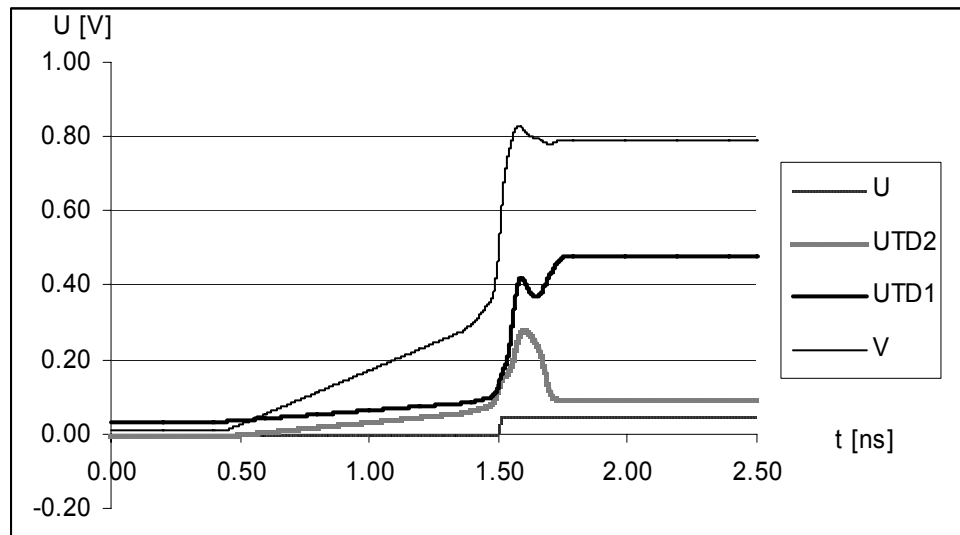
#### 3.5.4. Diskriminatora shematiskais uzlabojums un tā pētījumi ar datormodelēšanas palīdzību

No augstāk izklāstītajiem diskriminatora modelēšanas rezultātiem ir skaidrs, ka, lai mazinātu parazītisko induktivitāšu  $L_s$  nevēlamo iespaidu uz pārejas raksturlīknes kāpumlaiku, ir jāpalielina omiskie zudumi strobsignāla ķēdē. To var izdarīt, palielinot strobsignāla ķēdes pretestību  $R_v$  maksimāli tuvu tās robežvērtībai  $2 |R_2|$ . Taču, palielinot  $R_v$  pieaug arī sprieguma kritums uz  $R_v$  un samazinās sprieguma kritums uz TD1 un TD2 virknes slēgumu. Rezultātā darba punkts uz tuneļdiodes TD1 un TD2 raksturlīknēm pēc strobsignāla iedarbības nonāk uz negatīvā zara tuvu pīķa strāvas vērtībai, kur diferencālā negatīvā pretestība ir relatīvi liela. Kā jau zinām no pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpumlaika izteiksmes (3) tad, palielinoties  $R_2$ , tieši proporcionāli palielinās arī  $t_r$ . Rezultātā ieguvumu no pārejas procesa svārstību slāpēšanas dzēs zaudējums, ko rada diferencālās pretestības  $R_2$  palielināšanās sprieguma krituma uz  $R_v$  dēļ. Lai atrisinātu šo pretrunu, pētījuma autori piedāvā sekojošu līdz šim speciālajā literatūrā neapraktītu risinājumu: diskriminatora principiālā shēma tiek papildināta ar pretestību  $R_a$  strobsignālu formējošās tuneļdiodes TD3 ķēdē tā, kā tas ir parādīts zīm. 5. Ērtības labad tā nosaukta par atbalsta pretestību.



Zīm. 5. Diskriminatora principiālā shēma ar atbalsta pretestību  $R_a$ .

Tehniskā jauninājuma ideja ir sekojoša: palaišanas impulsa  $U_0$  fronteī iedarbojoties uz strobsignāla formēšanas diodi TD3 caur diodi plūstošā strāva rada uz atbalsta pretestības  $R_a$  sprieguma kritumu  $U_a$ , kas vienlaicīgi pieaug ar sprieguma kritumu uz tuneļdiodes TD3. Strāvai caur tuneļdiodi TD3 sasniedzot tās pīķa strāvu, tuneļdiode pārslēdzas formējot strobējošo lēcīenu, kā aprakstīts augstāk. Taču tagad šis sprieguma lēcīens ir pacelts uz sprieguma krituma  $U_a$  līmeņa. Rezultātā sprieguma kritumiem summējoties, darba punkts uz tuneļdiōžu TD1 un TD2 voltampēru raksturlīknēm tiek pārvietots tālāk voltampēru raksturlīknes krītošajā daļā, kur negatīvā diferencialā pretestība  $R_2$  ir minimāla. Līdz ar to šāda risinājuma rezultātā iegūstam, ka, neskatoties uz  $R_v$  palielināšanu, tiek uzlabots diskriminatora diōžu darba režīms, vienlaicīgi slāpējot parazitiskās pārejas procesa svārstības. Rezultātā tiek samazināts pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpumlaiks. Ar uzlaboto diskriminatora principiālo shēmu tika veikts šāds datormodelēšanas eksperiments. Pie strobsignālu formējošās diodes minimālās kapacitātes  $C_3 = 1 \text{ pF}$ , pretestības  $R_v = 30 \Omega$  un pretestības  $R_a = 6 \Omega$  tika uzņemta pārveidotāja pārejas raksturlīkne un noteikts tās kāpumlaiks. Rezultātā tika iegūts  $t_r = 39 \text{ ps}$ , kas ir tikai par 4 pikosekundēm vairāk nekā ideālā gadījumā teorētiski iespējamais ( $t_r = 35 \text{ ps}$ ). Iespējams, ka, piemeklējot optimālos  $R_v$  un  $R_a$ ,  $t_r$  tiktu samazināts līdz teorētiski iespējamam. Kā redzam no zīmējuma 6, tad pārejas procesa svārstības diskriminatorā ar atblsta pretestību  $R_a$  un lielu  $R_v$  ir gandrīz pilnīgi slāpētas, salīdzinājumā ar zīm. 3.



Zīm. 6. Pārejas procesi dskriminatorā ar atbalsta pretestību  $R_a = 6 \Omega$  un strobsignāla ķēdes pretestību  $R_v = 30 \Omega$  pie  $C_3 = 1 \text{ pF}$ .

Rezultātā ir iegūts sekojošais:

- Tiek iegūts signālu pārveidotāja pārejas raksturlīknes minimāls kāpumlaiks un tātad maksimālā frekvenču josla.
- Diskriminatora var strādāt ar maksimāla ātruma strobsignālu formējošām tuneļdiōdēm, nebaidoties par pārejas procesa svārstību trieciēna ierosmi.

Secinājumi:

1. Kā redzam no pētījuma, balansa shēmas diskriminators ir ļoti jutīgs pret strobsignāla ķēdes parazitisko induktivitāšu ietekmi uz pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpumlaiku un tātad uz pārveidotāja frekvenču joslu.
2. Lai sasniegtu maksimālo frekvenču joslu, strobsignāla ķēdē ir jānodrošina pēc iespējas mazākas parazitiskās induktivitātes. To var nodrošināt, diskriminatoru izpildot kā specializētu SAF mikroshēmu.
3. Signālu stroboskopiskajam pārveidotājam ar piedāvāto diskriminatoru SAF mikroshēmas izpildījumā var prognozēt frekvenču joslu 10 GHz un jutību (trokšņu celiņa platumu)  $50 \mu V$ . Salīdzinājumam varam minēt pasaules vadošo firmu pārveidotāju jutību pie līdzīgas frekvenču joslas:
  - Firmas *Tektronix* pārveidotājs CSA 803 ar pārveidotāja galvu SD22 uzrāda paštrokšņa vidējo kvadrātisko novirzi (RMS) vienādu ar  $180 \mu V$ , t.i., trokšņu celiņa platumu  $540 \mu V$  pie frekvenču joslas 12,5 GHz.
  - Firmas *Agilent* pārveidotājs DSO81004B uzrāda paštrokšņa vidējo kvadrātisko novirzi (RMS) vienādu ar  $342 \mu V$ , t.i., trokšņu celiņa platumu  $1026 \mu V$  pie frekvenču joslas 10 GHz.

Piezīme: Piedāvātais diskriminators risinājums ar atbalsta pretestību  $R_a$  ir shematiski jauns un ar pozitīvu efektu. Līdz ar to būtu jāapsver šāda tehniskā risinājuma patentēšanas jautājums.

Literatūra.

[1] Q. Liu, S. Sutar, A. Seabauch. Tunnel diode/transistor differential comparator. International Journal of High Speed Electronics and Systems(IJHSES). August 25, 2004. World Scientific Publishing Company.

### **3.6. Ar “u-d” metodi pārveidota trokšņa autokorelācijas funkcija**

Ar jebkuru metodi stroboskopiski pārveidota signāla gadījumā var veikt pārveidojuma rezultāta papildus signālapstrādi ar mērķi uzlabot signāla/trokšņa attiecību. Par cik stroboskopiski transformētais signāls ir zemfrekvents, tad šādai papildapstrādei ir piemērojamas visai efektīvas cipariskās signālapstrādes metodes. Visos šajos signālu papildapstrādes gadījumos ir nepieciešams zināt stroboskopiski pārveidotā trokšņa autokorelācijas funkciju. Izmantojot autokorelācijas funkcijas analītiskās izteiksmes mēs varam salīdzināt dažādu pārveidoto signālu papildapstrādes metožu efektivitāti. Šeit jāatzīmē, ka esam ieguvuši interesantus statistiskās modelēšanas rezultātus (ko pagaidām vēl neesam publicējuši). Šie rezultāti rāda, ka ne vienmēr metode, kas uzrāda augstāko signāla/trokšņa attiecību pārveidotāja izejā, dos arī augstāko signāla/trokšņa attiecību pēc papildus signālapstrādes. Lai šādā skatījumā varētu salīdzināt dažādas signālu pārveidošanas metodes, katrai no tām mums ir nepieciešams zināt stroboskopiski pārveidotā trokšņa autokorelācijas funkcijas. “u-d” metodes gadījumā ir izdevies atrast normēto autokorelācijas funkciju, izmantojot statistiskās linearizācijas metodi un Brauna kustības Lanževēna vienādojumu. Tika iegūta šāda normētās autokorelācijas funkcijas izteiksme:

$$r(\tau) = \exp[-k_s |\tau|],$$

kur

$$k_s = \frac{2s}{\sqrt{2\pi\sigma_1 T}} - \text{statistiskās linearizācijas koeficients,}$$

$s$  - trokšņa izsekošanas solis,

$T$  – strobēšanas periods.

Šī izteiksme labi apraksta gadījumprocesu pie nosacījuma, kad  $s \ll \sigma_1$ , bet uzrāda visai ievērojamu kļūdu, ja  $0.1\sigma_1 \leq s \leq 1.0\sigma_1$ . Šī kļūda traucē objektīvi salīdzināt dažādas signālu pārveidošanas metodes pēc papildus signālapstrādes. Projekta izpildē notika autokorelācijas funkcijas meklējumu “u-d” metodes gadījumā pie nosacījuma  $0.1\sigma_1 \leq s \leq 1.0\sigma_1$ . Pētījumu rezultātā ir atrasta procedūra kā aprēķināt pārveidotāja izejas trokšņa dispersiju. Diemžēl šis rezultāts ir uzskatāms tikai par starprezultātu ceļā uz nosprausto mērķi – ar “u-d” metodi pārveidota trokšņa autokorelācijas funkciju pie augstāk minētiem soļu lielumiem. Šī pētījuma izklāsts ir sekojošs.

### 3.6.1. Signālapstrādes „u-d” procedūras statistiskā analīze.

Dots gadījumlielums  $X$ , kas sadalīts pēc normālā sadalījuma likuma ar dispersiju  $DX = \sigma^2$  un vidējo vērtību  $EX = 0$ . Dots UD procedūras soļa garums  $s = \Delta \sigma$ , kur  $0,1 \leq \Delta \leq 1$ .

Gadījumprocesu, ko veido UD procedūras realizācija ar fiksētām parametru  $\sigma$  un  $\Delta$  vērtībām  $n$  soļos apraksta ar zemāk definētu gadījumlielumu virkni  $X_1, X_2, \dots, X_n$ .

Pirmā soļa izpildi apraksta gadījumlielums  $X_1$  ar vērtību kopu  $\{s, -s\}$  un varbūtībām  $p_1(1) = P\{X > 0\} = \Phi(0)$  un  $p_{-1}(1) = P\{X \leq 0\} = \Phi(0)$ , t.i.,  $p_1(1) = P\{X_1 = s\}$  un  $p_{-1}(1) = P\{X_1 = -s\}$ . UD procedūras divu soļu izpildi apraksta gadījumlielums  $X_2$ , kura vērtību kopa ir  $\{-2s, 0s, 2s\}$ . Šī gadījumlieluma varbūtību sadalījumu nosaka vienādības:

$$p_{-2}(2) = P\{X_2 = -2s\} = P\{X_1 = -s\} \cdot P\{X_2 = -2s | X_1 = -s\} = p_{-1}(1) \cdot P\{X \leq -s\} = \Phi(0) \cdot \Phi(-\Delta),$$

$$p_0(2) = P\{X_1 = -s\} \cdot P\{X_2 = 0s | X_1 = -s\} + P\{X_1 = s\} \cdot P\{X_2 = 0s | X_1 = s\} = p_{-1}(1) \cdot P\{X > -s\} + p_1(1) \cdot P\{X \leq s\} = \Phi(0) \cdot \Phi(\Delta) + \Phi(0) \cdot \Phi(\Delta),$$

$$p_2(2) = P\{X_1 = s\} \cdot P\{X_2 = 2s | X_1 = s\} = p_1(1) \cdot P\{X > s\} = \Phi(0) \cdot \Phi(-\Delta).$$

Ja soļu skaits  $n=2m$ , tad gadījumlieluma  $X_n$  vērtību kopa ir  $\{-2ms, -2(m-1)s, \dots, -2s, 0s, 2s, \dots, 2ms\}$ ; turpretī, ja  $n=2m+1$ , tad  $X_n$  vērtību kopa ir  $\{s, -s, 3s, -3s, \dots, (2m+1)s, -(2m+1)s\}$ . Pieņemot, ka  $X_{n-1}$  varbūtību sadalījums  $p_l(n-1) = P\{X_{n-1} = l \cdot s\}$  jau definēts,  $X_n$  varbūtību sadalījumu definē vienādības:

$$p_l(n) = P\{X_n = l \cdot s\} = p_{l-1}(n-1) \cdot P\{X > (l-1) \cdot s\} + p_{l+1}(n-1) \cdot P\{X \leq (l+1) \cdot s\} = p_{l-1}(n-1) \cdot \Phi(-(l-1)\Delta) + p_{l+1}(n-1) \cdot \Phi((l+1)\Delta), \text{ kur}$$

$$l \in \{0, 2, -2, \dots, 2m, -2m\}, \text{ ja } n=2m, \text{ un } l \in \{1, -1, 3, -3, \dots, 2m+1, -(2m+1)\}, \text{ ja } n=2m+1.$$

Piezīme. Ja  $l+1 > n-1$ , resp.  $l-1 < -(n-1)$ , tad  $P_{l+1}(n-1) = 0$ , resp.  $p_{l-1}(n-1) = 0$ .



### 3.6.2. UD procedūra kā Markova ķēde

Ja UD procedūras soļu skaits  $n=2m$ , tad atbilstošā stohastiskā procesa pilnīgu aprakstu varam iegūt ar vienkāršu Markova ķēdi, kuras pārejas varbūtības nosaka divu soļu izpilde, startējot no dotā stāvokļa  $l \cdot s = 2ks$  (pārskaita soļu gadījumā), resp.  $l \cdot s = (2k+1)s$  (nepārskaita soļu gadījumā).

Ja UD process nonācis stāvoklī  $l \cdot s = 2ks$ , tad ar divu sekojošu soļu palīdzību tas var nonākt vienā no trim stāvokļiem: stāvoklī  $2ks$ , stāvoklī  $(2k-2)s$  un stāvoklī  $(2k+2)s$ . Pārejas varbūtības šajos gadījumos aprēķināmas pēc formulām:

$$p_{2k, 2k} = \Phi(-2k\Delta) \cdot \Phi((2k+1)\Delta) + \Phi(2k\Delta) \cdot \Phi(-(2k-1)\Delta),$$

$$p_{2k, 2k-2} = \Phi(2k\Delta) \cdot \Phi((2k-1)\Delta),$$

$$p_{2k, 2k+2} = \Phi(-2k\Delta) \cdot \Phi(-(2k+1)\Delta).$$

Ja soļu skaits  $n$  ir nepārskaitlis, tad secīgu divu soļu izpilde dos stāvokli, kas izsakāms formā  $(2k+1)s$ . Šajā gadījumā Markova ķēdei jāsakākas ar sākumsadalījumu  $\pi_0$ , definējot to kā stohastisku vektoru  $(1/2, 1/2, 0, 0, 0, \dots)$ , pie nosacījuma, ka ķēdes stāvokļu sakārtojums ir  $s, -s, 3s, -3s, \dots$ . Pārejas varbūtības divu secīgu soļu izpildes gadījumā uzdodamas ar vienādībām:

$$p_{2k+1, 2k+1} = \Phi(-(2k+1)\Delta) \cdot \Phi((2k+2)\Delta) + \Phi((2k+1)\Delta) \cdot \Phi(-2k\Delta),$$

$$p_{2k+1, 2k-1} = \Phi((2k+1)\Delta) \cdot \Phi(2k\Delta),$$

$$p_{2k+1, 2k+3} = \Phi(-(2k+1)\Delta) \cdot \Phi(-(2k+2)\Delta).$$

Tagad pieņemsim, ka UD procedūras soļu skaits  $n$  ir pārskaitlis un arī  $l$  vērtības ir pārskaitļi. Saglabājam nosacījumu, ka  $p_l(n) = p_{-l}(n) = 0$ , ja  $l > n$ . Tādā gadījumā katram pārskaitlim  $l$  spēkā vienādība  $p_l(n) = p_{-l}(n)$ . Šī īpašība viegli pierādāma ar indukciju pēc  $n$ .

Vēl pierādāmas šādas lemmas.

Lemma 1.  $EX_n = 0$ .

Lemma 2. Visiem  $l \geq 0$ , visiem  $n \geq 2$

$$p_l(n+2) = p_{l-2}(n) \cdot \Phi(-(l-2)\Delta) \cdot \Phi(-(l-1)\Delta) + p_l(n) \cdot (\Phi(l\Delta) \cdot \Phi(-(l-1)\Delta) + \Phi(-l\Delta) \cdot \Phi((l+1)\Delta)) + p_{l+2}(n) \cdot \Phi((l+2)\Delta) \cdot \Phi((l+1)\Delta).$$

Lemma 3. Visiem  $l \geq 0$  un visiem  $h$ ,  $0 < h \leq 0,1$

$$\frac{\Phi(-(l+1)\Delta)}{\Phi(-l\Delta)} < e^{-l(\Delta^2 - h\Delta) - (\Delta^2 - h^2)/2}$$

Lemma 4. Visiem  $l \geq 0$

$$\Phi(-(l+2)\Delta) / \Phi(-(l+1)\Delta) < \Phi(-(l+1)\Delta) / \Phi(-l\Delta).$$

Lemma 5. Visiem  $l$ ,  $2 \leq l \leq n$ ,

$$p_l(n) / p_{l-2}(n) < C_1 \cdot \Phi(-(l-1)\Delta), \text{ kur}$$

$C_2 = 1,66, C_4 = 1,2, C_l < 1, \text{ ja } l \geq 6; \text{ ja } \Delta \geq 0,5, \text{ tad } C_2 = C_4 = 1.$

Tā kā  $EX_n = 0$  (skat. Lemmu 1), tad

$$DX_n = 2 \sum_{l=2}^{2m} p_l(n) s^2, \quad (1)$$

kur  $p_l(n)$  atkarīgs no  $\Delta$  vērtības. Simbolu  $\Delta$  mēs neuzrādām atklāti, lai nesarežģītu formulu pierakstu.

UD procedūras inducēto stohastisko procesu  $X_1, X_2, \dots, X_n$  atzīsim par stacionāru (praktiskā nozīmē), ja

$$|DX_{n^*} - DX_{n^*+1}| < 0,01.$$

Aplūkojamā stohastiskā procesa stabilizācija izriet no tā, ka bezgalīgās Markova ķēdes aizstāšana ar galīgu pie jebkura stāvokļu skaita  $v \geq 7$  dod regulāru Markova ķēdi. Patiešām, ja stāvokļus  $0s, 2s, -2s, 4s, -4s, \dots, 2ms, -2ms$  sakārtosim šādā secībā:

$0s, 2s, 4s, \dots, 2ms, -2s, -4s, \dots, -2ms$ , tad pārejas varbūtību matrica  $M_v, v=2m+1$ , iegūs šādu blokveida izskatu

$$A_{m+1, m+1} \quad B_{m+1, m}$$

$$C_{m, m+1} \quad D_{m, m} .$$

Ja ar “+” apzīmēsim matricas pozitīvos elementus, tad

$$A_{m+1, m+1} = \begin{matrix} + + 0 & \dots & 0 \\ + + + 0 & \dots & 0 \\ 0 + + + 0 & \dots & 0 \\ \dots & & \\ \dots & & \\ \dots & & \\ 0 0 & \dots & 0 + + + \\ 0 0 & \dots & 0 0 + + \end{matrix} ;$$

$$B_{m+1, m} = \begin{matrix} + 0 0 & \dots & 0 \\ 0 0 & \dots & 0 \\ 0 0 & \dots & 0 \\ \dots & & \\ \dots & & \\ \dots & & \\ 0 0 & \dots & 0 \end{matrix} ;$$

$$C_{m, m+1} = \begin{matrix} + 0 0 & \dots & 0 \\ 0 0 & \dots & 0 \\ 0 0 & \dots & 0 \\ \dots & & \\ \dots & & \end{matrix}$$

$$\begin{array}{r}
\text{.....} \\
00 \text{ ..... } 0 ; \\
D_{m,m} = \quad \quad \quad ++0 \text{ ..... } 0 \\
\quad \quad \quad ++ + 0 \text{ ..... } 0 \\
\quad \quad \quad 0 ++ + 0 \text{ ..... } 0 \\
\text{.....} \\
\text{.....} \\
\text{.....} \\
00 \text{ ..... } 0 ++ + \\
00 \text{ ..... } 00 ++ .
\end{array}$$

Ja  $m=3$ , t.i.  $v = 7$ , tad matricu  $M_7$

$$\begin{array}{r}
M_7 = \quad A_{11} \quad A_{12} \text{ ..... } A_{17} \\
\quad A_{21} \quad A_{22} \text{ ..... } A_{27} \\
\text{.....} \\
\text{.....} \\
\quad A_{71} \quad A_{72} \text{ ..... } A_{77}
\end{array}$$

definē vienādības:

$$\begin{array}{l}
A_{11} = \Phi(\Delta); A_{12} = \Phi(0) \cdot \Phi(-\Delta); A_{13} = A_{14} = 0; A_{15} = \Phi(0) \cdot \Phi(-\Delta); A_{16} = A_{17} = 0; \\
A_{21} = \Phi(2\Delta) \cdot \Phi(\Delta); A_{22} = \Phi(-2\Delta) \cdot \Phi(3\Delta) + \Phi(2\Delta) \cdot \Phi(-\Delta); A_{23} = \Phi(-2\Delta) \cdot \Phi(-3\Delta); \\
A_{24} = A_{25} = A_{26} = A_{27} = 0; \\
A_{31} = 0; A_{32} = \Phi(4\Delta) \cdot \Phi(3\Delta); A_{33} = \Phi(-4\Delta) \cdot \Phi(5\Delta) + \Phi(4\Delta) \cdot \Phi(-3\Delta); A_{34} = \Phi(-4\Delta) \cdot \Phi(-5\Delta); \\
A_{35} = A_{36} = A_{37} = 0; \\
A_{41} = A_{42} = 0; A_{43} = \Phi(6\Delta) \cdot \Phi(5\Delta) \cdot C; A_{44} = [\Phi(-6\Delta) \cdot \Phi(7\Delta) + \Phi(6\Delta) \cdot \Phi(-5\Delta)] \cdot C; A_{45} = A_{46} = A_{47} \\
= 0; \\
A_{51} = \Phi(2\Delta) \cdot \Phi(\Delta); A_{52} = A_{53} = A_{54} = 0; A_{55} = \Phi(-2\Delta) \cdot \Phi(3\Delta) + \Phi(2\Delta) \cdot \Phi(-\Delta); A_{56} = \Phi(-2\Delta) \cdot \Phi(- \\
3\Delta); \\
A_{57} = 0; \\
A_{61} = A_{62} = A_{63} = A_{64} = 0; A_{65} = \Phi(4\Delta) \cdot \Phi(3\Delta); A_{66} = \Phi(-4\Delta) \cdot \Phi(5\Delta) + \Phi(4\Delta) \cdot \Phi(-3\Delta); \\
A_{67} = \Phi(-4\Delta) \cdot \Phi(-5\Delta); \\
A_{71} = A_{72} = A_{73} = A_{74} = A_{75} = 0; A_{76} = \Phi(6\Delta) \cdot \Phi(5\Delta) \cdot C; A_{77} = [\Phi(-6\Delta) \cdot \Phi(7\Delta) + \Phi(6\Delta) \cdot \Phi(- \\
5\Delta)] \cdot C;
\end{array}$$

kur  $C = 1 / 1 - \Phi(-6\Delta) \cdot \Phi(-7\Delta)$ .

Analoģiskā veidā definēsim matricu  $M_{15}$ :

$$\begin{array}{r}
M_{15} = \quad B_{11} \quad B_{12} \text{ ..... } B_{1,15} \\
\quad B_{21} \quad B_{22} \text{ ..... } B_{2,15} \\
\text{.....} \\
\text{.....} \\
\text{.....} \\
\quad B_{15,1} \quad B_{15,2} \text{ ..... } B_{15,15} ,
\end{array}$$

ar elementiem

$$\begin{aligned}
& B_{11} = \Phi(\Delta); B_{12} = \Phi(0) \cdot \Phi(-\Delta); B_{13} = B_{14} = B_{15} = B_{16} = B_{17} = B_{18} = 0; B_{19} = \Phi(0) \cdot \Phi(-\Delta); \\
& B_{1,10} = B_{1,11} = B_{1,12} = B_{1,13} = B_{1,14} = B_{1,15} = 0; \\
& B_{21} = \Phi(2\Delta) \cdot \Phi(\Delta); B_{22} = \Phi(-2\Delta) \cdot \Phi(3\Delta) + \Phi(2\Delta) \cdot \Phi(-\Delta); B_{23} = \Phi(-2\Delta) \cdot \Phi(-3\Delta); \\
& B_{24} = B_{25} = B_{26} = B_{27} = B_{28} = B_{29} = B_{2,10} = B_{2,11} = B_{2,12} = B_{2,13} = B_{2,14} = B_{2,15} = 0; \\
& B_{31} = 0; B_{32} = \Phi(4\Delta) \cdot \Phi(3\Delta); B_{33} = \Phi(-4\Delta) \cdot \Phi(5\Delta) + \Phi(4\Delta) \cdot \Phi(-3\Delta); B_{34} = \Phi(-4\Delta) \cdot \Phi(-5\Delta); \\
& B_{35} = B_{36} = B_{37} = B_{38} = B_{39} = B_{3,10} = B_{3,11} = B_{3,12} = B_{3,13} = B_{3,14} = B_{3,15} = 0; \\
& B_{41} = B_{42} = 0; B_{43} = \Phi(6\Delta) \cdot \Phi(5\Delta); B_{44} = \Phi(-6\Delta) \cdot \Phi(7\Delta) + \Phi(6\Delta) \cdot \Phi(-5\Delta); B_{45} = \Phi(-6\Delta) \cdot \Phi(-7\Delta); \\
& B_{46} = B_{47} = B_{48} = B_{49} = B_{4,10} = B_{4,11} = B_{4,12} = B_{4,13} = B_{4,14} = B_{4,15} = 0; \\
& B_{51} = B_{52} = B_{53} = 0; B_{54} = \Phi(8\Delta) \cdot \Phi(7\Delta); B_{55} = \Phi(-8\Delta) \cdot \Phi(9\Delta) + \Phi(8\Delta) \cdot \Phi(-7\Delta); \\
& B_{56} = \Phi(-8\Delta) \cdot \Phi(-9\Delta); B_{57} = B_{58} = B_{59} = B_{5,10} = B_{5,11} = B_{5,12} = B_{5,13} = B_{5,14} = B_{5,15} = 0;
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& B_{81} = B_{82} = B_{83} = B_{84} = B_{85} = B_{86} = 0; B_{87} = \Phi(14\Delta) \cdot \Phi(13\Delta) \cdot C; \\
& B_{88} = [\Phi(-14\Delta) \cdot \Phi(15\Delta) + \Phi(14\Delta) \cdot \Phi(-13\Delta)] \cdot C; B_{89} = B_{8,10} = B_{8,11} = B_{8,12} = B_{8,13} = B_{8,14} = B_{8,15} =
\end{aligned}$$

0;

$$\begin{aligned}
& B_{91} = \Phi(2\Delta) \cdot \Phi(\Delta); B_{92} = B_{93} = B_{94} = B_{95} = B_{96} = B_{97} = B_{98} = 0; B_{99} = \Phi(- \\
& 2\Delta) \cdot \Phi(3\Delta) + \Phi(2\Delta) \cdot \Phi(-\Delta); \\
& B_{9,10} = \Phi(-2\Delta) \cdot \Phi(-3\Delta); B_{9,11} = B_{9,12} = B_{9,13} = B_{9,14} = B_{9,15} = 0;
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& B_{15,1} = B_{15,2} = B_{15,3} = B_{15,4} = B_{15,5} = B_{15,6} = B_{15,7} = B_{15,8} = B_{15,9} = B_{15,10} = B_{15,11} = B_{15,12} = B_{15,13} \\
& = 0;
\end{aligned}$$

$$B_{15,14} = \Phi(14\Delta) \cdot \Phi(13\Delta) \cdot C; B_{15,15} = [\Phi(-14\Delta) \cdot \Phi(15\Delta) + \Phi(14\Delta) \cdot \Phi(-13\Delta)] \cdot C;$$

$$\text{kur } C = 1 / 1 - \Phi(-14\Delta) \cdot \Phi(-15\Delta).$$

### 3.6.3. UD procedūras rezultātu dispersijas atlikuma locekļu novērtējums

Pieņemsim, ka iepriekš aprakstītais UD process norisinās uz koordinātu sistēmas x ass ar soli s, kura garumu nosaka vienādība  $s = \Delta \cdot \sigma_0$ . Šeit ar  $\sigma_0$  apzīmēta UD procesa determinējošā gadījumlīkuma X standartnovirze, bet parametra  $\Delta$  vērtības pieder intervālam  $[0, 1; 1]$ .

UD process sākas koordinātu ass sākumpunktā, t.i., punktā  $x = 0$ . Pēc n soļiem UD process var atrasties vienā no šādiem punktiem:

- a)  $x_1 = s, x_2 = 3s, \dots, x_{(n-1)/2} = ns, x_{-1} = -s, x_{-2} = -3s, \dots, x_{-(n-1)/2} = -ns$  (ja n ir nepārskaitlis);
- b)  $x_0 = 0s, x_1 = 2s, \dots, x_{n/2} = ns, x_{-1} = -2s, \dots, x_{-n/2} = -ns$  (ja n ir pārskaitlis).

Ja UD process n soļos nonāk koordinātu ass punktā  $x = ls$ , tad šī notikuma varbūtība tiek apzīmēta ar  $p_l(n)$ . Tā kā  $p_{-l}(n) = p_l(n)$ , tad rezultāta dispersija  $\sigma_1^2$  nepārskaitļa n gadījumā aprēķināma pēc formulas:

$$\sigma_1^2 = 2 \sum_{l=0}^m (2l+1) s^2 p_{2l+1}(n), \quad \text{kur}$$

$$m = (n-1)/2.$$

Ja n ir pārskaitlis, tad

$$\sigma_1^2 = 2 \sum_{l=1}^m 4l^2 s^2 p_{2l}(n), \quad \text{kur}$$

$$m = n/2.$$

Tā kā bezgalīgu Markova ķēdi (ķēdi ar sanumurējamu stāvokļu skaitu) vēlamies aprakstīt ar galīgu Markova ķēdi, kuras stāvokļu skaits nepārsniedz 15, tad nepieciešams novērtēt to sekundārās dispersijas daļu, ko sastāda “atmestie” locekļi. Ja parametrs  $\Delta$  pieder intervālam  $[0,1; 0,2)$ , tad bezgalīgo Markova ķēdi aizstāsim ar galīgu, kuras stāvokļu skaits ir 15. Sākumā pieņemsim, ka UD procesa soļu skaits  $n$  ir pārskaitlis ar ļoti lielu vērtību. Tādā gadījumā ārpus galīgās Markova ķēdes (vispārīgi runājot) paliks stāvokļi 16s, -16s, 18s, -18s, ..., ns, -ns. Šo stāvokļu veidoto sekundārās dispersijas daļu apzīmēsim ar  $\gamma^2(\Delta_1, 14)$ . Acīmredzami,

$$\gamma^2(\Delta_1, 14) = 2 \sum_{l=8}^{n/2} 4l^2 s^2 p_{2l}(n). \quad (2)$$

No iepriekš pierādītā (skat. Lemmu 5) seko, ka

$$p_{14}(n) < 1,66 \cdot 1,2 \cdot \Phi(-\Delta) \cdot \Phi(-3\Delta) \cdot \Phi(-5\Delta) \cdot \Phi(-7\Delta) \cdot \Phi(-9\Delta) \cdot \Phi(-11\Delta) \cdot \Phi(-13\Delta) \cdot 0,5 < 0,000032, \quad (3)$$

kur  $\Delta = \Delta_1$ .

Acīmredzami, novērtējums (3) spēkā jebkurai  $\Delta$  vērtībai, kas apmierina nosacījumu  $0,1 \leq \Delta$ . Šajā analīzes etapā mūs interesējoša  $\Delta$  vērtība no augšas tiek ierobežota ar skaitli 0,2.

Tā kā visiem  $l$ ,  $8 \leq l \leq n/2 - 1$ , ir spēkā nevienādība

$$4(l+1)^2 p_{2l+2}(n) / 4 l^2 p_{2l}(n) < (1 + 2/l + 1/l^2) \Phi(-(2l+1)\Delta), \quad (4)$$

tad  $\gamma^2(\Delta_1, 14)$  pie jebkura  $n > 22$  varam novērtēt no augšas ar sakarību

$$\gamma^2(\Delta_1, 14) < 8 \cdot s^2 \sum_{k=0}^{\infty} 64 p_{16}(n) \cdot q^k, \quad \text{kur}$$

$$q = (1 + 2/8 + 1/64) \Phi(-1,7).$$

Izmantojot  $p_{16}(n)$  augšējo novērtējumu  $p_{14}(n) \Phi(-1,5)$  un aizvietojojot  $\Phi(-1,7)$  ar aptuveno vērtību 0,0445655 un  $\Phi(-1,5)$  ar aptuveno vērtību 0,0668072, dabūsim, ka

$$\gamma^2(\Delta_1, 14) < 34,20529 s^2 \cdot p_{14}(n) \sum_{k=0}^{\infty} 0,05641^k \leq 36,25016 s^2 \cdot p_{14}(n).$$

No šejienes un nevienādības (3) seko, ka

$$\gamma^2(\Delta_1, 14) < 0,00116 s^2. \quad (5)$$

Tālāk novērtēsim  $\gamma^2(\Delta_2, 10)$ , pieņemot, ka  $0,2 \leq \Delta_2 < 0,3$  un  $s = \Delta_2 \cdot \sigma$ . Saskaņā ar definīciju

$$\gamma^2(\Delta_2, 10) = 2 \sum_{l=6}^{n/2-1} 4l^2 s^2 \cdot p_{2l}(n).$$

Balstoties uz iepriekš izmantoto metodiku, dabūsim  $\gamma^2(\Delta_2, 10)$  augšējo novērtējumu šādā formā:

$$\gamma^2(\Delta_2, 10) < 2 \cdot 4 \cdot 36 \cdot p_{12}(n) \cdot s^2 \cdot \sum_{k=0}^{\infty} ((1 + 2/6 + 1/36) \cdot \Phi(-2,6))^k. \quad (6)$$

Izmantojot nevienādību  $p_{12}(n) < p_{10}(n) \cdot \Phi(-2,2)$  un aizstājot  $\Phi(-2,6)$  ar aptuveno vērtību 0,0139034, iegūsim novērtējumu

$$\gamma^2(\Delta_2, 10) < 4,00418 \cdot p_{10}(n) \cdot s^2 \cdot \sum_{k=0}^{\infty} 0,0063444^k. \quad (7)$$

Tā kā pie  $\Delta = 0,2$

$$p_{10}(n) < 1,66 \cdot 1,2 \cdot 36 \cdot \Phi(-0,2) \cdot \Phi(-0,6) \cdot \Phi(-1) \cdot \Phi(-1,4) \cdot \Phi(-1,8) \leq 0,000052907,$$

tad no nevienādības (7) tieši seko nevienādība

$$\gamma^2(\Delta_2, 10) < 0,000213201 \cdot s^2. \quad (8)$$

Tagad novērtēsim  $\gamma^2(\Delta_3, 10)$  pie nosacījuma, ka  $0,3 \leq \Delta_3 < 0,4$  un  $s = \Delta_3 \cdot \sigma$ . Saskaņā ar mūsu pieņēmumu par  $\Delta$  vērtību varam rakstīt:

$$\gamma^2(\Delta_3, 10) < 2 \cdot 4 \cdot 36 \cdot p_{12}(n) \cdot s^2 \cdot \sum_{k=0}^{\infty} ((1 + 2/6 + 1/36) \Phi(-3,9))^k. \quad (9)$$

Aizstājot formulā (9)  $p_{12}(n)$  ar  $p_{10}(n) \cdot \Phi(-3,3)$ ,  $\Phi(-3,3)$  un  $\Phi(-3,9)$  ar atbilstošām tuvinātajām vērtībām, dabūsim novērtējumu:

$$\gamma^2(\Delta_3, 10) < 0,1392340 \cdot s^2 \cdot p_{10}(n).$$

No šejienes un  $p_{10}(n)$  novērtējuma

$$p_{10}(n) < 1,66 \cdot 1,2 \cdot \Phi(-0,3) \cdot \Phi(-0,9) \cdot \Phi(-1,5) \cdot \Phi(-2,1) \cdot \Phi(-2,7) < 0,000000289 \text{ seko, ka}$$

$$\gamma^2(\Delta_3, 10) < 0,0000004 \cdot s^2. \quad (10)$$

Tālāk pieņemsim, ka  $0,4 \leq \Delta_4 < 0,6$  un  $s = \Delta_4 \cdot \sigma$ . Novērtēsim  $\gamma^2(\Delta_4, 8)$ , lietojot iepriekš aprakstīto metodiku. Dabūsim, ka

$$\gamma^2(\Delta_4, 8) < 2 \sum_{l=5}^{\infty} 4l^2 p_{2l}(n) \cdot s^2 < 2 \cdot 4 \cdot 25 \cdot \Phi(-9\Delta_4) p_8(n) \cdot s^2 \sum_{k=0}^{\infty} ((1 + 2/5 + 1/25) \Phi(-11\Delta_4))^k. \quad (11)$$

Skaitļojumi pēc formulas (11) pie  $\Delta_4=0,4$  dod rezultātu:

$$\gamma^2(\Delta_4, 8) < 0,0000000730269 \cdot s^2 \cdot 1,000012297 = 7,3027797 \cdot 10^{-8} \cdot s^2. \quad (12)$$

Visbeidzot novērtēsim  $\gamma^2(\Delta_5, 6)$  pie nosacījuma, ka  $0,6 \leq \Delta_5 \leq 1$  un  $s = \Delta_5 \cdot \sigma$ . Dabūsim, ka

$$\gamma^2(\Delta_5, 6) < 2 \cdot 4 \cdot 16 \cdot p_6(n) \Phi(-7\Delta_5) \cdot s^2 \sum_{k=0}^{\infty} ((1 + 2/4 + 1/16)\Phi(-9\Delta_5))^k \quad (13)$$

Veicot skaitļojumus pie  $\Delta_5 = 0,6$ , dabūsim, ka

$$\gamma^2(\Delta_5, 6) < 128 \cdot 0,00000665 \cdot \Phi(-4,2) \cdot s^2 \sum_{k=0}^{\infty} 1,5625 \Phi(-5,4) < 1,136 \cdot 10^{-8} s^2. \quad (14)$$

Tālāk izdarīsim  $\gamma^2(\Delta, \mu)$  vērtējumus, pieņemot, ka UD procesa soļu skaits  $n$  ir nepārskaitlis. Tad saskaņā ar iepriekš pierādīto visas varbūtības  $p_{2l}(n) = 0$ ; atšķirīgas no nulles būs vienīgi varbūtības  $p_1(n), p_{-1}(n), p_3(n), p_{-3}(n), \dots, p_n(n), p_{-n}(n)$ . Turpmākajos aprēķinos pieņemsim, ka  $n > 22$  un  $0,1 \leq \Delta \leq 1$ . Atbilstoši mūsu metodikai pie  $\Delta$  vērtībām no intervala  $[0,1; 0,2)$  dabūsim, ka

$$\gamma^2(\Delta_1, 14) = 2 \sum_{l=7}^{\infty} (2l+1)^2 p_{2l+1}(n) s^2 < 2 \cdot 15^2 \Phi(-14\Delta_1) p_{13}(n) s^2 \sum_{k=0}^{\infty} ((1+4/15+4/225)\Phi(-16\Delta_1))^k. \quad (15)$$

Lai novērtētu  $\gamma^2(\Delta, 10)$  pie nosacījuma, ka  $0,2 \leq \Delta'_2 < 0,4$ , izmantosim formulu

$$\gamma^2(\Delta'_2, 10) = 2 \sum_{l=5}^{\infty} (2l+1)^2 p_{2l+1}(n) s^2 < 2 \cdot 11^2 \Phi(-10\Delta'_2) p_9(n) s^2 \sum_{k=0}^{\infty} ((1+4/11+4/121)\Phi(-12\Delta'_2))^k. \quad (16)$$

$\Delta$  vērtībām no intervala  $[0,4; 0,6)$  atlikuma locekļa izskaitļošanai izmantosim formulu

$$\gamma^2(\Delta'_3, 8) = 2 \sum_{l=4}^{\infty} (2l+1)^2 p_{2l+1}(n) s^2 < 2 \cdot 9^2 \Phi(-8\Delta'_3) p_7(n) s^2 \sum_{k=0}^{\infty} ((1+4/9+4/81)\Phi(-10\Delta'_3))^k. \quad (17)$$

Visbeidzot, lai novērtētu dispersijas atlikumu  $\Delta$  vērtībām no intervala  $[0,6; 1]$ , izmantosim formulu

$$\gamma^2(\Delta'_4, 6) = 2 \sum_{l=3}^{\infty} (2l+1)^2 p_{2l+1}(n) s^2 < 2 \cdot 7^2 \Phi(-6\Delta'_4) p_5(n) s^2 \sum_{k=0}^{\infty} ((1+4/7+4/49)\Phi(-8\Delta'_4))^k. \quad (18)$$

No formulas (15):

$$\gamma^2(\Delta_1, 14) \leq \gamma^2(0,1; 14) < 5,4248069 \cdot 10^{-4} s^2.$$

No (16):  

$$\gamma^2(\Delta'_2, 10) \leq \gamma^2(0, 2; 10) < 1,2814934 \cdot 10^{-3} \text{ s}^2$$

No (17):  

$$\gamma^2(\Delta'_3, 8) \leq \gamma^2(0, 4; 8) < 5,299199 \cdot 10^{-6} \text{ s}^2$$

No (18):  

$$\gamma^2(\Delta'_4, 6) \leq \gamma^2(0, 6; 6) < 7,3537657 \cdot 10^{-6} \text{ s}^2.$$

### 3.6.4. Dispersiju novērtējumi

Iepriekšējās nodaļas analīze rāda, ka sanumurējamas Markova ķēdes aizstāšana ar Markova ķēdi, kuru reprezentē pārejas varbūtību matrica  $M_{15}$ , resp.  $M_{11}$ , resp.  $M_7$ , dos sekundārās dispersijas novērtējumā kļūdu, kas mazāka par 0,0012. Skaitļojumi pie  $\Delta=0,1$ ;  $\Delta=0,2$ ;  $\Delta=0,3$ ;  $\Delta=0,4$ ;  $\Delta=0,5$ ;  $\Delta=0,6$ ;  $\Delta=0,7$ ;  $\Delta=0,8$  dod matricas  $(M_{15})^{22}$ , attiecīgi matricas  $(M_7)^{12}$ , kuras pievienotas pielikumā.

Izmantojot šo matricu pirmās rindas elementus, varam izskaitļot sekundārās dispersijas  $\sigma_1^2$  vērtības ar kļūdu, kas mazāka par 0,01 (pārskaitļa soļu gadījumā), kad  $n \geq 44$ , resp.  $n \geq 24$ . Iegūstam šādus rezultātus iepriekš minētajām  $\Delta$  vērtībām:

$$\sigma_1^2(0,1) = 6,410 \cdot \text{s}^2; \sigma_1^2(0,2) = 3,333 \cdot \text{s}^2; \sigma_1^2(0,3) = 2,290 \cdot \text{s}^2; \sigma_1^2(0,4) = 1,756 \cdot \text{s}^2; \sigma_1^2(0,5) = 1,445 \cdot \text{s}^2; \sigma_1^2(0,6) = 1,216 \cdot \text{s}^2; \sigma_1^2(0,7) = 1,037 \cdot \text{s}^2; \sigma_1^2(0,8) = 0,887 \cdot \text{s}^2.$$

Salīdzinot  $(M_{15})^{22}$  ar  $(M_{15})^{44}$  pie  $\Delta=0,1$  un  $\Delta=0,2$ , redzam, ka  $\sigma_1^2$  atbilstošās vērtības atšķirsies tikai trešajā zīmē aiz komata. Pie lielākām  $\Delta$  vērtībām ( $\Delta \geq 0,4$ ) šī atšķirība būs vēl mazāka. Lai no Markova ķēdes, kas reprezentē UD procedūru ar soļu skaitu  $n = 2m$ , iegūtu dispersiju UD procedūrai pie soļu skaita  $n = 2m+1$ , izlietosim sekojošu vienādību:

$$p_l(n+1) = p_{l-1}(n) \cdot \Phi(-(l-1) \Delta) + p_{l+1}(n) \cdot \Phi((l+1) \Delta), \quad (19)$$

kur  $n = 2m$ ,  $l = 2k+1$ .

Tātad, ņemot matricas  $(M_{15})^{22}$  pirmo rindu un pielietojot vienādību (19), dabūsim  $p_l(2m+1) \cdot$  visiem  $l \in \{1, -1, 3, -3, \dots, 2m+1, -(2m+1)\}$ .

Ievērosim interesantu ainu: pie  $n = 2m$   $\sigma_1^2$  vērtības atšķiras no  $DX_{n+1}$  vērtībām, kas atbilst vienām un tām pašām  $\Delta$  vērtībām. Turklāt šīs atšķirības būtiski pārsniedz skaitļojumu kļūdas vērtību. Pie tam jāievēro apstākļi, ka šīs atšķirības pastāvēs pie visiem pietiekami lieliem  $n$ . Ja šos rezultātus salīdzinām ar literatūrā publicētiem sekundārās dispersijas novērtējumiem, tad redzēsim, ka šeit iegūtie nozīmīgi atšķiras no attiecīgo autoru dotajiem, kuri izskaitļojami pēc formulas:

$$\begin{aligned} \sigma_1^2 &= 0,625 \cdot s \cdot \sigma_0 + 0,25 \text{ s}^2, \\ s &= \Delta \cdot \sigma_0 \end{aligned} \quad (20)$$

### 3.6.5. Noslēguma piezīmes

Šis pētījums parāda, ka sekundārās dispersijas  $\sigma_1^2$  faktiskās vērtības par vairākām simtdaļām atšķiras no tām, kuras sniedz formula (20); faktiskās ir mazākas.

Pārsteidzošs ir fakts, ka  $\sigma_1^2(\Delta)$  vērtības UD procesa stacionārā režīma situācijā atšķiras, ja soļu skaita paritātes ir atšķirīgas. Piemēram, ja soļu skaits  $n$  vienāds ar 44,  $\sigma_1^2(0,1) = 6,410 \text{ s}^2$ , bet, ja  $n = 45$ , tad  $\sigma_1^2(0,1) = 6,461 \text{ s}^2$ . Ja  $n = 25$  un  $\Delta = 0,6$ , tad  $\sigma_1^2(0,6) = 1,286 \text{ s}^2$ , bet pie  $n = 24$   $\sigma_1^2(0,6) = 1,216 \text{ s}^2$ . Jāatzīmē, ka soļu skaita  $n$  palielinājums šo



atšķirību nemaina.

Pētījumu vēlams turpināt, lai iegūtu informāciju par autokovariācijas funkciju un, iespējams, par korelācijas intervala garumu. Pētījumā iegūtais materiāls pietiekams, lai noformētu divas publikācijas.

M7<sup>12</sup>  
Delta=0.6

[[.6998511,.1494283,.6461320e-3,.7160796e-8,.1494283,.6461320e-3,.7160796e-8]  
[.6998511,.1494311,.6461677e-3,.7161878e-8,.1494256,.6460964e-3,.7159715e-8]  
[.6998511,.1494366,.6462378e-3,.7164007e-8,.1494201,.6460263e-3,.7157585e-8]  
[.6998511,.1494509,.6464218e-3,.7169596e-8,.1494058,.6458423e-3,.7151998e-8]  
[.6998511,.1494256,.6460964e-3,.7159715e-8,.1494311,.6461677e-3,.7161878e-8]  
[.6998511,.1494201,.6460263e-3,.7157585e-8,.1494366,.6462378e-3,.7164007e-8]  
[.6998511,.1494058,.6458423e-3,.7151998e-8,.1494509,.6464218e-3,.7169596e-8]]

Delta=0.7

[[.7419767,.1288219,.1897129e-3,.1127926e-9,.1288219,.1897129e-3,.1127926e-9]  
[.7419767,.1288223,.1897146e-3,.1127960e-9,.1288216,.1897112e-3,.1127893e-9]  
[.7419767,.1288231,.1897187e-3,.1128040e-9,.1288208,.1897070e-3,.1127813e-9]  
[.7419767,.1288257,.1897320e-3,.1128297e-9,.1288182,.1896937e-3,.1127555e-9]  
[.7419767,.1288216,.1897112e-3,.1127893e-9,.1288223,.1897146e-3,.1127960e-9]  
[.7419767,.1288208,.1897070e-3,.1127813e-9,.1288231,.1897187e-3,.1128040e-9]  
[.7419767,.1288182,.1896937e-3,.1127555e-9,.1288257,.1897320e-3,.1128297e-9]]

Delta=0.8

[[.7785035,.1106981,.5017320e-4,.1091929e-11,.1106981,.5017320e-4,.1091929e-11]  
[.7785035,.1106981,.5017327e-4,.1091935e-11,.1106981,.5017312e-4,.1091923e-11]  
[.7785035,.1106983,.5017349e-4,.1091953e-11,.1106979,.5017290e-4,.1091904e-11]  
[.7785035,.1106987,.5017433e-4,.1092025e-11,.1106975,.5017206e-4,.1091832e-11]  
[.7785035,.1106981,.5017312e-4,.1091923e-11,.1106981,.5017327e-4,.1091935e-11]  
[.7785035,.1106979,.5017290e-4,.1091904e-11,.1106983,.5017349e-4,.1091953e-11]  
[.7785035,.1106975,.5017206e-4,.1091832e-11,.1106987,.5017433e-4,.1092025e-11]]

Delta=0.9

[[.8103616016,.9480734608e-1,.1185307501e-4,.6407644741e-14,.9480734608e-1,.1185307501e-4,.6407644741e-14]]

[.8103616019,.9480735067e-1,.1185307772e-4,.6407651575e-14,.9480734155e-1,.1185307232e-4,.6407637914e-14]  
[.8103616017,.9480736771e-1,.1185308782e-4,.6407677118e-14,.9480732449e-1,.1185306220e-4,.6407612370e-14]  
[.8103616016,.9480744714e-1,.1185313490e-4,.6407796124e-14,.9480724503e-1,.1185301513e-4,.6407493359e-14]  
[.8103616019,.9480734155e-1,.1185307232e-4,.6407637914e-14,.9480735067e-1,.1185307772e-4,.6407651575e-14]  
[.8103616017,.9480732449e-1,.1185306220e-4,.6407612370e-14,.9480736771e-1,.1185308782e-4,.6407677118e-14]  
[.8103616016,.9480724503e-1,.1185301513e-4,.6407493359e-14,.9480744714e-1,.1185313490e-4,.6407796124e-14]]

M15^22  
Delta=0.1

[[.3131979,.2304003,.9139311e-1,.1933866e-1,.2144021e-2,.1214642e-3,.3405548e-5,.4521799e-7,.2304003,.9139311e-1,.1933866e-1,.2144021e-2,.1214642e-3,.3405548e-5,.4521799e-7]  
[.3131276,.2344079,.9465221e-1,.2040213e-1,.2306683e-2,.1334714e-3,.3829974e-5,.5216269e-7,.2263517,.8819402e-1,.1831631e-1,.1990704e-2,.1103744e-3,.3021996e-5,.3908764e-7]  
[.3129109,.2384513,.9803897e-1,.2153073e-1,.2482750e-2,.1467335e-3,.4308975e-5,.6018335e-7,.2221816,.8499215e-1,.1731448e-1,.1843461e-2,.9994380e-4,.2669261e-5,.3358561e-7]  
[.3125298,.2426064,.1016288,.2275314e-1,.2677337e-2,.1616949e-3,.4861262e-5,.6964803e-7,.2178035,.8172735e-1,.1631508e-1,.1699631e-2,.8997543e-4,.2340058e-5,.2858190e-7]  
[.3119524,.2469500,.1055079,.2410446e-1,.2897018e-2,.1789493e-3,.5512673e-5,.8107980e-7,.2131218,.7834047e-1,.1530202e-1,.1557062e-2,.8032348e-4,.2029349e-5,.2399024e-7]  
[.3111290,.2515603,.1097777,.2562852e-1,.3150379e-2,.1993019e-3,.6299425e-5,.9523332e-7,.2080283,.7477233e-1,.1426104e-1,.1414085e-2,.7088891e-4,.1734064e-5,.1976061e-7]  
[.3099875,.2565162,.1145576,.2738049e-1,.3448737e-2,.2238545e-3,.7272745e-5,.1132087e-6,.2024010,.7096448e-1,.1318010e-1,.1269564e-2,.6162119e-4,.1453021e-5,.1587482e-7]  
[.3084563,.2618208,.1199089,.2939856e-1,.3801332e-2,.2536174e-3,.8484089e-5,.1361961e-6,.1961930,.6691577e-1,.1206448e-1,.1124754e-2,.5262480e-4,.1189690e-5,.1237696e-7]  
[.3131276,.2263517,.8819402e-1,.1831631e-1,.1990704e-2,.1103744e-3,.3021996e-5,.3908764e-7,.2344079,.9465221e-1,.2040213e-1,.2306683e-2,.1334714e-3,.3829974e-5,.5216269e-7]  
[.3129109,.2221816,.8499215e-1,.1731448e-1,.1843461e-2,.9994380e-4,.2669261e-5,.3358561e-7,.2384513,.9803897e-1,.2153073e-1,.2482750e-2,.1467335e-3,.4308975e-5,.6018335e-7]  
[.3125298,.2178035,.8172735e-1,.1631508e-1,.1699631e-2,.8997543e-4,.2340058e-5,.2858190e-7,.2426064,.1016288,.2275314e-1,.2677337e-2,.1616949e-3,.4861262e-5,.6964803e-7]  
[.3119524,.2131218,.7834047e-1,.1530202e-1,.1557062e-2,.8032348e-4,.2029349e-5,.2399024e-7,.2469500,.1055079,.2410446e-1,.2897018e-2,.1789493e-3,.5512673e-5,.8107980e-7]  
[.3111290,.2080282,.7477233e-1,.1426104e-1,.1414085e-2,.7088891e-4,.1734064e-5,.1976061e-7,.2515603,.1097777,.2562852e-1,.3150379e-2,.1993019e-3,.6299425e-5,.9523332e-7]  
[.3099875,.2024010,.7096448e-1,.1318010e-1,.1269564e-2,.6162119e-4,.1453021e-5,.1587482e-7,.2565162,.1145576,.2738049e-1,.3448737e-2,.2238545e-3,.7272745e-5,.1132087e-6]  
[.3084563,.1961930,.6691577e-1,.1206448e-1,.1124754e-2,.5262480e-4,.1189690e-5,.1237696e-7,.2618208,.1199089,.2939856e-1,.3801332e-2,.2536174e-3,.8484089e-5,.1361961e-6]]

(M15^22)^2  
Delta=0.1

[[.3130813,.2303663,.9144284e-1,.1937276e-1,.2151773e-2,.1222258e-3,.3439509e-5,.4589545e-7,.2303663,.9144284e-1,.1937276e-1,.2151773e-2,.1222258e-3,.3439509e-5,.4589545e-7]  
[.3130813,.2304830,.9153648e-1,.1940303e-1,.2156366e-2,.1225622e-3,.3451310e-5,.4608708e-7,.2302495,.9134925e-1,.1934251e-1,.2147188e-2,.1218901e-3,.3427741e-5,.4570446e-7]  
[.3130811,.2306020,.9163208e-1,.1943396e-1,.2161061e-2,.1229062e-3,.3463385e-5,.4628331e-7,.2301304,.9125380e-1,.1931169e-1,.2142516e-2,.1215483e-3,.3415766e-5,.4551023e-7]  
[.3130808,.2307259,.9173164e-1,.1946618e-1,.2165956e-2,.1232651e-3,.3475990e-5,.4648828e-7,.2300063,.9115449e-1,.1927963e-1,.2137661e-2,.1211933e-3,.3403337e-5,.4530877e-7]  
[.3130803557,.2308573001,.9183731477e-1,.1950041336e-1,.2171157581e-2,.1236467874e-3,.3489402139e-5,.4670652509e-7,.2298746274,.9104920577e-1,.1924567243e-1,.2132520090e-2,.1208175988e-3,.3390191626e-5,.4509585796e-7]  
[.3130797038,.2309991509,.9195151108e-1,.1953742624e-1,.2176785984e-2,.1240600164e-3,.3503933948e-5,.4694316690e-7,.2297323956,.9093556554e-1,.1920904102e-1,.2126978479e-2,.1204129035e-3,.3376040861e-5,.4486682961e-7]  
[.3130787980,.2311547693,.9207691740e-1,.1957810202e-1,.2182975648e-2,.1245147734e-3,.3519938222e-5,.4720399823e-7,.2295762475,.9081093162e-1,.1916889516e-1,.2120909388e-2,.1199700020e-3,.3360565955e-5,.4461657545e-7]  
[.3130775800,.2313254147,.9221458280e-1,.1962278906e-1,.2189780734e-2,.1250151256e-3,.3537561432e-5,.4749146462e-7,.2294048894,.9067430530e-1,.1912492095e-1,.2114266492e-2,.1194855974e-3,.3343654829e-5,.443433703e-7]  
[.3130812842,.2302495111,.9134925109e-1,.1934251268e-1,.2147187619e-2,.121890629e-3,.3427741330e-5,.4570445698e-7,.2304829599,.9153647777e-1,.1940302993e-1,.2156366464e-2,.1225621707e-3,.3451309818e-5,.4608708421e-7]  
[.3130811132,.2301303513,.9125379731e-1,.1931168560e-1,.2142515772e-2,.1215482587e-3,.3415766136e-5,.4551022988e-7,.2306020195,.9163207743e-1,.1943395709e-1,.2161061082e-2,.1229062139e-3,.3463384980e-5,.4628330871e-7]  
[.3130808122,.2300062853,.9115449444e-1,.1927963442e-1,.2137661124e-2,.1211932853e-3,.340337223e-5,.4530877760e-7,.2307259096,.9173163697e-1,.1946618434e-1,.2165955787e-2,.1232651264e-3,.3475989767e-5,.4648827507e-7]  
[.3130803556,.2298746274,.9104920577e-1,.1924567243e-1,.2132520090e-2,.1208175987e-3,.3390191626e-5,.4509585796e-7,.2308573001,.9183731477e-1,.1950041336e-1,.2171157581e-2,.1236467873e-3,.3489402139e-5,.4670652509e-7]  
[.3130797038,.2297323956,.9093556554e-1,.1920904101e-1,.2126978479e-2,.1204129035e-3,.3376040861e-5,.4486682961e-7,.2309991510,.9195151108e-1,.1953742625e-1,.2176785984e-2,.1240600165e-3,.3503933948e-5,.4694316690e-7]  
[.3130787980,.2295762475,.9081093162e-1,.1916889516e-1,.2120909389e-2,.1199700022e-3,.3360565955e-5,.4461657545e-7,.2311547692,.9207691740e-1,.1957810202e-1,.2182975648e-2,.1245147734e-3,.3519938222e-5,.4720399823e-7]  
[.3130775801,.2294048896,.9067430537e-1,.1912492095e-1,.2114266493e-2,.1194855976e-3,.3343654831e-5,.4434333706e-7,.2313254149,.9221458286e-1,.1962278907e-1,.2189780736e-2,.1250151257e-3,.3537561434e-5,.4749146465e-7]]

M15^22  
Delta=0.2

[[.4348487991,.2409506542,.3980852759e-1,.1797158181e-2,.1922071695e-4,.4016880423e-7,.1299109163e-10,.4999821994e-15,.2409506542,.3980852759e-1,.1797158181e-2,.1922071695e-4,.4016880423e-7,.1299109163e-10,.4999821994e-15]  
[.4348486925,.2411702889,.3988420681e-1,.1802654675e-2,.1930720329e-4,.4042510491e-7,.1310687015e-10,.5061715860e-15,.2407310371,.3973292641e-1,.1791672225e-2,.1913448618e-4,.3991360205e-7,.1287601616e-10,.4938455813e-15]  
[.4348483356,.2414085227,.3996637635e-1,.1808628076e-2,.1940129584e-4,.4070433490e-7,.132324251e-10,.5129446913e-15,.2404928624,.3965101847e-1,.1785734131e-2,.1904125015e-4,.3963805339e-7,.1275199971e-10,.4872493049e-15]  
[.4348475977,.2416869777,.4006252719e-1,.1815625214e-2,.1951165003e-4,.4103234033e-7,.1338200393e-10,.5209409749e-15,.2402145299,.3955540837e-1,.1778809978e-2,.1893266646e-4,.3931765759e-7,.1260810819e-10,.4796185486e-15]  
[.4348461911,.2420334537,.4018233110e-1,.1824354845e-2,.1964953515e-4,.4144296536e-7,.1356871690e-10,.5310127761e-15,.2398682866,.3943663478e-1,.1770219418e-2,.1879815504e-4,.3892153306e-7,.1243067512e-10,.4702432966e-15]  
[.4348435337,.2424851851,.4033880964e-1,.1835775759e-2,.1983028011e-4,.4198256652e-7,.1381489251e-10,.5443526571e-15,.2394169959,.3928210332e-1,.1759061320e-2,.1862378561e-4,.3840933452e-7,.1220203678e-10,.4582198071e-15]  
[.4348384720,.2430923282,.4054962931e-1,.1851197254e-2,.2007497480e-4,.4271552137e-7,.1415076938e-10,.5626640933e-15,.2388106930,.3907499322e-1,.1744140517e-2,.1839123712e-4,.3772858620e-7,.1189957238e-10,.4424165849e-15]  
[.4348287478,.2439222455,.4083876008e-1,.1872412162e-2,.2041280038e-4,.4373206047e-7,.1461943513e-10,.5984268795e-15,.2379823887,.3989288844e-1,.1723887442e-2,.1807674500e-4,.3681234224e-7,.1149510097e-10,.4214743665e-15]  
[.4348486925,.2407310371,.3973292641e-1,.1791672225e-2,.1913448618e-4,.3991360205e-7,.1287601616e-10,.4938455813e-15,.2411702889,.3988420681e-1,.1802654675e-2,.1930720329e-4,.4042510491e-7,.1310687015e-10,.5061715860e-15]  
[.4348483356,.2404928624,.3965101847e-1,.1785734131e-2,.1904125015e-4,.3963805339e-7,.1275199971e-10,.4872493049e-15,.2414085227,.3996637635e-1,.1808628076e-2,.1940129584e-4,.4070433490e-7,.132324251e-10,.5129446913e-15]]

[4348475977,2402145299,3955540837e-1,1778809978e-2,1893266646e-4,3931765759e-7,1260810819e-10,4796185486e-15,2416869779,4006252719e-1,1815625214e-2,1951165003e-4,4103234033e-7,1338200393e-10,5209409749e-15]  
[4348461911,2398682866,3943663478e-1,1770219418e-2,1879815504e-4,3892153306e-7,1243067512e-10,4702432966e-15,2420334537,4018233110e-1,1824354845e-2,196495315e-4,4144296536e-7,1356871690e-10,5310127761e-15]  
[4348435337,2394169959,39028210332e-1,1759061320e-2,1862378561e-4,3840933452e-7,1220203678e-10,4582198071e-15,2424851851,4033889964e-1,1835775759e-2,1983028011e-4,4198256652e-7,1381489251e-10,5643526571e-15]  
[4348384720,2388106930,3927499322e-1,1744140517e-2,1839123712e-4,3772858620e-7,1189957238e-10,4424165849e-15,2420932382,40549621e-1,1851197254e-2,2007497480e-4,4271552137e-7,1415076938e-10,5626460933e-15]  
[4348287478,2379823887,3879298844e-1,1723887442e-2,1807674500e-4,3681234224e-7,1149510097e-10,4214734665e-15,2439222455,4083876008e-1,1872412162e-2,2041280038e-4,4373260647e-7,1461943513e-10,5884268795e-15]

M15^22  
Delta=0.3

[[5229850095,2227983129,1557600031e-1,1330945553e-3,8770284262e-7,2504623811e-11,1635501124e-17,1251649751e-25,2227983129,1557600031e-1,1330945553e-3,8770284262e-7,2504623811e-11,1635501124e-17,1251649751e-25]  
[[5229850094,2228058909,1557716549e-1,1331120731e-3,8772202599e-7,2505521620e-11,1636459367e-17,1252848000e-25,2227907350,1557483517e-1,1330770384e-3,8768366117e-7,2503726152e-11,1634543148e-17,1250452059e-25,2228058909,1557716549e-1,1331120731e-3,8772202599e-7,2505521620e-11,1636459367e-17,1252848000e-25]  
[[5229850087,2228149794,1557856297e-1,1331330841e-3,8774503550e-7,2506598580e-11,1637608965e-17,1254285836e-25,2227816464,1557343780e-1,1330560311e-3,8766605866e-7,2502649760e-11,1633394574e-17,1249016377e-25]  
[[5229850084,2228276371,1558050931e-1,1331623482e-3,8777708530e-7,2508098812e-11,1639210649e-17,1256289669e-25,2227689894,1557149183e-1,1330267774e-3,8762862848e-7,2501151060e-11,1631795639e-17,1247018316e-25]  
[[5229850060,2228470445,1558349367e-1,1332072225e-3,8782623573e-7,2510399877e-11,1641667949e-17,1259365248e-25,2227495833,1556850839e-1,1329819301e-3,8757952921e-7,2498854052e-11,1629345626e-17,1243958048e-25]  
[[5229850000,2228781732,1558828093e-1,1332792132e-3,8790509853e-7,2514092887e-11,1645613330e-17,1264306768e-25,2227184577,1556372363e-1,1329100128e-3,8750080560e-7,2495172050e-11,1625419993e-17,1239058024e-25]  
[[5229849837,2229288399,1559607397e-1,1333964246e-3,8803353133e-7,2520109669e-11,1652045733e-17,1272372574e-25,2226678004,1555593745e-1,1327930023e-3,873727537e-7,2489185382e-11,1619041640e-17,1231105790e-25]  
[[5229849393,2230115761,1560880267e-1,1335879247e-3,8824345485e-7,2529950946e-11,1662579011e-17,1285606243e-25,2228580896,1554322758e-1,1326020529e-3,8716387545e-7,2479426749e-11,1608656682e-17,1218183774e-25]  
[[5229850094,2227907350,1557483517e-1,1330770384e-3,8768366117e-7,2503726152e-11,1634543148e-17,1250452059e-25,2228058909,1557716549e-1,1331120731e-3,8772202599e-7,2505521620e-11,1636459367e-17,1252848000e-25]  
[[5229850087,2227816464,1557343780e-1,1330560311e-3,8766605866e-7,2502649760e-11,1633394574e-17,1249016377e-25,2228149794,1557856297e-1,1331330841e-3,8774503550e-7,2506598580e-11,1637608965e-17,1254285836e-25]  
[[5229850084,2227689894,1557149183e-1,1330267774e-3,8762862848e-7,2501151060e-11,1631795639e-17,1247018316e-25,222876371,1558050931e-1,1331623482e-3,8777708530e-7,2508098812e-11,1639210649e-17,1256289669e-25]  
[[5229850060,2227495833,1556850839e-1,1329819301e-3,8757952921e-7,2498854052e-11,1629345626e-17,1243958048e-25,2228470445,1558349367e-1,1332072225e-3,8782623573e-7,2510399877e-11,1641667949e-17,1259365248e-25]  
[[5229850000,2227184577,1556372363e-1,1329100128e-3,8750080560e-7,2495172050e-11,1625419993e-17,1239058024e-25,2227184577,1556372363e-1,1329100128e-3,8750080560e-7,2514092887e-11,1645613330e-17,1264306768e-25]  
[[5229849837,2226678004,1555593745e-1,1327930023e-3,873727537e-7,2489185382e-11,1619041640e-17,1231105790e-25,2229288399,1559607397e-1,1333964246e-3,8803353133e-7,2520109669e-11,1652045733e-17,1272372574e-25]  
[[5229849393,2228580896,1554322758e-1,1326020529e-3,8716387545e-7,2479426749e-11,1608656682e-17,1218183774e-25,2230115761,1560880267e-1,1335879247e-3,8824345485e-7,2529950946e-11,1662579011e-17,1285606243e-25]]

M15^22  
Delta=0.4

[[5929367081,1977604607,5763771441e-2,7413696679e-5,1557904438e-9,1703574900e-16,2920292520e-26,2307401636e-39,1977604607,5763771441e-2,7413696679e-5,1557904438e-9,1703574900e-16,2920292520e-26,2307401636e-39]  
[[5929367080,1977606738,5763786192e-2,7413734503e-5,1557919860e-9,1703607527e-16,2920400711e-26,2307567005e-39,19776062475,5763756687e-2,7413658849e-5,1557889015e-9,1703542270e-16,2920184322e-26,2307236268e-39]  
[[5929367081,1977609668,5763806476e-2,7413786520e-5,1557941070e-9,1703652399e-16,2920549508e-26,2307794428e-39,1977599545,5763736402e-2,74133606837e-5,1557867807e-9,1703497401e-16,2920035537e-26,2307008866e-39]  
[[5929367080,1977614696,5763841286e-2,7413875785e-5,1557977466e-9,1703729403e-16,2920804853e-26,2308184726e-39,1977594517,5763701592e-2,7413517566e-5,1557831410e-9,1703420400e-16,2919780207e-26,2306618628e-39]  
[[5929367081,1977624185,5763906967e-2,7414044206e-5,1558046136e-9,1703874685e-16,292082139e-39,1977585029,5763635913e-2,7413349155e-5,1557762744e-9,1703275128e-16,2919298511e-26,2305882460e-39,1977624185,5763906967e-2,7414044206e-5,1558046136e-9,1703874685e-16,292082139e-39]  
[[5929367079,1977642483,5764033646e-2,7414369051e-5,1558178589e-9,1704154922e-16,2922215970e-26,2310341796e-39,1977566728,5763509231e-2,7413024315e-5,1557630300e-9,1702994937e-16,2918369476e-26,2304462746e-39]  
[[5929367080,1977677876,5764278657e-2,7414997337e-5,1558434772e-9,1705469695e-16,2924013661e-26,2313090376e-39,1977531337,5763264235e-2,7412396074e-5,1557374159e-9,1702453077e-16,2913965297e-26,2301717898e-39]  
[[5929367076,1977746339,5764752608e-2,7416212740e-5,1558930368e-9,1705745644e-16,2927492297e-26,2318410929e-39,1977462874,5762790310e-2,7411180864e-5,1556878723e-9,1701405090e-16,2913099068e-26,2296412063e-39]  
[[5929367080,1977602475,5763756687e-2,7413658849e-5,1557889015e-9,1703542270e-16,2920184322e-26,2307236268e-39,1977606738,5763786192e-2,7413734503e-5,1557919860e-9,1703607527e-16,2920400711e-26,2307567005e-39]  
[[5929367081,1977599545,5763736402e-2,7413606837e-5,1557867807e-9,1703497401e-16,2920035537e-26,2307008866e-39,1977609668,5763806476e-2,74133606837e-5,1557941070e-9,1703652399e-16,2920549508e-26,2307794428e-39]  
[[5929367080,1977594517,5763701592e-2,7413517566e-5,1557831410e-9,1703420400e-16,2919780207e-26,2306618628e-39,1977614696,5763841286e-2,7413875785e-5,1557977466e-9,1703729403e-16,2920804853e-26,2308184726e-39]  
[[5929367081,1977585029,5763635913e-2,7413349155e-5,1557762744e-9,1703275128e-16,2919298511e-26,2305882460e-39,1977624185,5763906967e-2,7414044206e-5,1558046136e-9,1703874685e-16,292082139e-39]  
[[5929367079,1977566728,5763509231e-2,7413024315e-5,1557630300e-9,1702994937e-16,2918369476e-26,2304462746e-39,1977642483,5764033646e-2,7414369051e-5,1558178589e-9,1704154922e-16,2922215970e-26,2310341796e-39]  
[[5929367080,1977531337,5763264235e-2,7412396074e-5,1557374159e-9,1702453077e-16,291652978e-26,2301717898e-39,1977677876,5764278657e-2,7414997337e-5,1558434772e-9,1704696959e-16,2924013661e-26,2313090376e-39]  
[[5929367076,1977462874,5762790310e-2,7411180864e-5,1556878723e-9,1701405090e-16,2913099068e-26,2296412063e-39,1977746339,5764752608e-2,7416212740e-5,1558930368e-9,1705745644e-16,2927492297e-26,2318410929e-39]]

M15^22  
Delta=0.5

[[6508220155,1725828576,2005849725e-2,2855238477e-6,8968548849e-13,9650738427e-23,5255213208e-37,0,1725828576,2005849725e-2,2855238477e-6,8968548849e-13,9650738427e-23,5255213208e-37,0]  
[[6508220157,1725828630,2005849888e-2,2855239010e-6,8968552692e-13,9650747911e-23,5255225072e-37,0,1725828525,2005849566e-2,2855237945e-6,8968545016e-13,9650728937e-23,5255201346e-37,0]  
[[6508220156,1725828715,2005850148e-2,2855239875e-6,8968558929e-13,9650763346e-23,5255244367e-37,0,1725828437,2005849302e-2,2855237079e-6,8968538766e-13,9650713515e-23,5255182050e-37,0]  
[[6508220156,1725828898,2005850708e-2,2855241720e-6,8968572233e-13,9650796215e-23,5255285466e-37,0,1725828255,2005848744e-2,2855235234e-6,8968525462e-13,9650680640e-23,5255140945e-37,0]  
[[6508220150,1725829313,2005851979e-2,2855245918e-6,8968602559e-13,9650871156e-23,5255379194e-37,0,1725827836,2005847469e-2,2855231029e-6,8968495122e-13,9650605675e-23,5255047210e-37,0]  
[[6508220151,1725830273,2005854904e-2,2855255574e-6,8968672205e-13,9651043255e-23,5255594380e-37,0,1725828800,2005844546e-2,2855221380e-6,8968425485e-13,9650433586e-23,5254832037e-37,0]  
[[6508220153,1725832472,2005861618e-2,2855277735e-6,8968832128e-13,9651438415e-23,5256088513e-37,0,1725824680,2005837833e-2,2855199216e-6,8968265558e-13,9650038440e-23,5254337934e-37,0]  
[[6508220152,1725837523,2005877033e-2,2855328631e-6,8969199353e-13,9652345847e-23,5257223239e-37,0,1725819629,2005822416e-2,2855148319e-6,8967898346e-13,9649131063e-23,5253203336e-37,0]  
[[6508220157,1725828525,2005849566e-2,2855237945e-6,8968545016e-13,9650728937e-23,5255201346e-37,0,1725828630,2005849888e-2,2855239010e-6,8968552692e-13,9650747911e-23,5255225072e-37,0]  
[[6508220156,1725828437,2005849302e-2,2855237079e-6,8968538766e-13,9650713515e-23,5255182050e-37,0,1725828715,2005850148e-2,2855239875e-6,8968558929e-13,9650763346e-23,5255244367e-37,0]  
[[6508220156,1725828255,2005848744e-2,2855235234e-6,8968525462e-13,9650680640e-23,5255140945e-37,0,1725828898,2005850708e-2,2855241720e-6,8968572233e-13,9650796215e-23,5255285466e-37,0]  
[[6508220150,1725827836,2005847469e-2,2855231029e-6,8968495122e-13,9650605675e-23,5255047210e-37,0,1725829313,2005851979e-2,2855245918e-6,8968602559e-13,9650871156e-23,5255379194e-37,0]  
[[6508220153,1725826880,2005844546e-2,2855221380e-6,8968425485e-13,9650433586e-23,5254832037e-37,0,1725830273,2005854904e-2,2855255574e-6,8968672205e-13,9651043255e-23,5255594380e-37,0]  
[[6508220153,1725824680,2005837833e-2,2855199216e-6,8968265558e-13,9650038440e-23,5254337934e-37,0,1725832472,2005861618e-2,2855277735e-6,8968832128e-13,9651438415e-23,5256088513e-37,0]  
[[6508220152,1725819629,2005822416e-2,2855148319e-6,8967898346e-13,9649131063e-23,5253203336e-37,0,1725837523,2005877033e-2,2855328631e-6,8969199353e-13,9652345847e-23,5257223239e-37,0]]

### 3.7. Statistiskā metode

Statistiskā metode tika attīstīta vēlāk nekā “u-d” metode. Metode izmanto aprioro informāciju par dotā stroboskopiskā pārveidotāja ekvivalentā ieejas trokšņu sprieguma efektīvo vērtību, kas katram konkrētam aparātam ir nosakāma un nemainīga. Metode filozofiski balstās uz atziņas, ka jebkuras aprioras informācijas prasmīga izmantošana veicina nospraustā mērķa sasniegšanu.

Statistiskā metode ir paredzēta stipri ar troksni maskētu signālu pārveidošanai. Metodes būtība ir sekojoša. Pie kaut kāda sliekšņa vērtības  $e_i$  ar troksni maskētais signāls tiek salīdzināts ar šo sliekšni  $n$  reizes un tiek fiksēts sliekšņa pārsniegšanas gadījumu skaits  $n^+$ .

Pēc tam izejot no iegūtās attiecības  $n^+/n$  un dotā  $\sigma_1$  tiek izrēķināts signāla momentānās

vērtības novērtējums  $\hat{U}_i$ . Tad sliekšnis tiek pārnest uz izrēķināto momentāno vērtību, tiek nobīdīta strobēšanas fāze attiecībā pret pārveidojamo signālu, tiek atkārtoti savākta statistika

$n^+/n$  un izrēķināta signāla nākošā momentānā vērtība. Dotā projekta ietvaros veiktie pētījumi ir parādījuši, ka vāju signālu gadījumā, kad ieejas signālu amplitūda nepārsniedz maskējošā trokšņa vidējo kvadrātisko novirzi  $\sigma_1$  sliekšni var uzturēt konstantu nezaudējot signālu atklāšanas un reģistrācijas efektivitāti.

Ar šādiem specifiskiem gadījumiem mēs sastopamies superplatjoslas radiolokācijā, kur diskrētos stroboskopiskos pārveidotājus var izmantot kā uztvērējiekārtas. Tāpēc pētījumi dotā porojekta ietvaros ir adaptēti šim diskrēto stroboskopisko pārveidotāju pielietojumam. Superplatjoslas radiolokatori tiek pielietoti ceļu segumu lokācijā dažādu anomāliju (piemēram izskalojumu zem ceļa seguma) atklāšanai, būvkonstrukciju kvalitātes kontrolei celtniecībā, dažādu zemē ieraktu objektu meklēšanai (tai skaitā nemetālisku), arheoloģijā, kriminalistikā, militārajā tehnikā u.c. Nereti šādos pielietojumos var izdalīt divus relatīvi atšķirīgus radiolokatora darbības režīmus – signālu atklāšanas režīmu un signālu precīzas reģistrācijas režīmu. Signālu atklāšanas režīmā ir svarīgi panākt maksimālu signāla amplitūdas un trokšņa attiecību pie pēc iespējas mazāka strobu skaita, pat pieļaujot signāla formas kropļojumus. Šāda kopējā strobu skaita samazināšana ir svarīga radiolokatora ātrdarbības nodrošināšanai. Tātad ar mazu strobu skaitu signāls tiek atklāts un tikai pēc tam tiek reģistrēts precīzi. Signāla precīzu reģistrāciju var veikt izvēršes pietiekoši daudz reižu atkārtojot un viduvējot, līdz tiek panākta pietiekoši augsta signāla/trokšņa attiecība.

Jau agrāk pirms šī projekta uzsākšanas maza strobu skaita apstākļos tika atklāts statistiskās metodes paradokss, kas tika nosaukts par “A2” paradoksu /К. Круминьш, А. Лоренц, В. Плоциньш. А2 парадокс в статистической обработке слабых сигналов. Автоматика и вычислительная техника. 2007, Nr. 1, С. 3-14/. Saskaņā ar šo paradoksu pārveidotāja izejas signāla amplitūda  $A_2$  pie maza iztvērums skaita ( $n = 5 - 30$ ) nav vienāda ar ieejas signāla amplitūdu  $A_1$  un tikai pie liela strobu skaita  $A_2$  tiecas uz  $A_1$ . Pie noteiktiem nosacījumiem  $A_2$  var būt gan lielāka, gan mazāka par  $A_1$  šī paradoksa radītās kļūdas dēļ. Tātad A2 paradokss izpaužas kā ieejas signāla mērīšanas sistemātiskā kļūda, kas traucē signāla precīzu reģistrāciju. Lai šo kļūdu mazinātu tika piedāvāta t.s. koriģētā statistiskā metode, kas zināmā mērā samazināja sistemātisko kļūdu ieejas signāla amplitūdu diapazonā  $A_1 = 0.25 - 1.0\sigma_1$  /К. Круминьш, А. Лоренц, В. Плоциньш. А2 парадокс в статистической обработке слабых сигналов. Автоматика и вычислительная техника. 2007, Nr. 1, С. 3-14/. Dotā projekta ietvaros izstrādāta kombinētā statistiskā metode, kas nodrošina praktiski ideālu sistemātiskās kļūdas korekciju amplitūdu diapazonā

$A_1 = 0.25 - 1.5\sigma_1$ . Šis metodes pētījumu rezultāti ir noformēti un iesniegti publicēšanai žurnālā „*ELECTRONICS AND ELECTRICAL ENGINEERING*”. Publicēšanai iesniegtais pētījums „Statistical method correction possibilities” pievienots šīs atskaites Pielikumā.

### 3.8. Statistiski pārveidotu signālu filtrācija ar korelācijas metodi

Stroboskopiski transformētie signāli ir zemfrekventi signāli. Tāpēc tos var papildus apstrādāt ar dažādām jaudīgām cipariskās signālapstrādes metodēm lai tālāk uzlabotu signāla /trokšņa attiecību. Tā kā viens no perspektīviem diskrētās stroboskopijas pielietojumiem ir superplājoslas radiolokācija, tad dotā projekta ietvaros tika veikts korelācijas filtra pielietošanas efektivitātes pētījums signālu atklāšanai ar statistisko metodi. Statistiskā metode izvēlēta tā iemesla dēļ, ka statistiskās metodes gadījumā pārveidojuma rezultāts, atšķirībā no „u-d” metodes, praktiski ir delta-korelēts, kas nodrošina efektīvāku filtrāciju.

Korelācijas filtra pielietošana superplājoslas radiolokācijas gadījumā ir pateicīga tāpēc, ka mums ir zināma radiolokatora izstarotā signāla forma, informāciju par ko var glabāt korelācijas filtra atmiņā kā etalonu. Korelācijas filtra pielietošanas efektivitāte tika pētīta iztvērumu skaita gadījumiem  $n > 10$  un galējā gadījumā, kad katrā signāla fāzes punktā ir tikai viena salīdzināšanas ar sliksni operācija t.i.  $n=1$ . Iztvērumu skaita diapazons  $n = 2-10$  netika pētīts analītiski, jo šajā diapazonā signālu pārveidošanas sakarības ir visai sarežģītas mazā iztvērumu skaita radītā A2 paradoksa dēļ. Taču pētījumi, kas tika izdarīti dotā projekta ietvaros ar statistiskās modelēšanas palīdzību parādīja, ka arī šajā specifiskajā iztvērumu skaita diapazonā korelācijas filtra pielietojums uzlabo signālu atklāšanas efektivitāti. Šis korelācijas filtra pielietošanas pētījums ir publicēts žurnālā „Автоматика и вычислительная техника”. 2007, №5, с. 70-76.

Šī pētījuma galvenie rezultāti ir sekojoši. Analītiski ir atrasts un ar statistiskās modelēšanas palīdzību parbaudīts, ka gadījumā kad  $n=1$  korelācijas filtra izejā signāla/trokšņa attiecību var aprēķināt pēc formulas:

$$h_3 = \frac{\bar{A}_3 \sqrt{0.5n_T}}{A_0 \pi},$$

kur

$n_T$  - mērāmo fāzes punktu skaits uz radiolokācijas signāla modeļa – harmoniskas monosvārstības periodu,

bet  $A_3$  tiek aprēķināta saskaņā ar formulu

$$\bar{A}_3 = \frac{2\pi}{n_T} \sum_{i=0}^{n_T} r_i U_{0i},$$

kur savukārt

$$U_{0i} = A_0 \sin \frac{2\pi}{n_T} i,$$

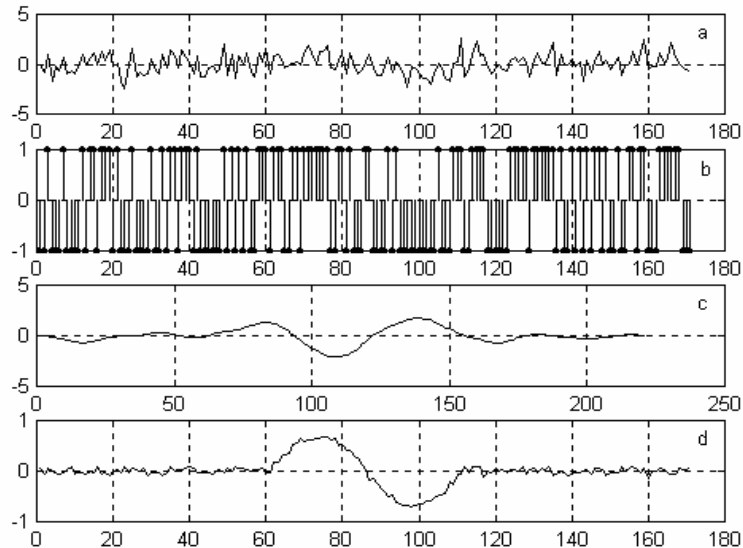
$$i = 1, 2, \dots, n,$$

$A_0$  - etalonsignāla amplitūda.

Ar pietiekamu precizitāti signāla/trokšņa attiecību var rēķināt arī pēc šādas vienkāšākas formulas:

$$h_{n=1} = \frac{0.51A_1\sqrt{n_T}}{\sigma_1}.$$

Ilustrācijai sekojošā zīmējumā sniedzam ar troksni stipri maskēta signāla pārveidojuma un tā filtrācijas rezultātu pie  $n=1$ .



Ar troksni maskētas monosvārstības atklāšanas un precīzas reģistrācijas secība pie  $A_1 = 1$ ,  $\sigma_1 = 1$ ,  $n_T = 96$ :

- a – ar troksni maskētais ieejas signāls;
- b – stroboskopiski pārveidotais signāls;
- c – konvolūcijas rezultātā iegūtais signāls;
- d – viduvētais signāls.

Gadījumos, kad  $n > 10$  viegli pārliecināties, ka konvolūcijas signāla amplitūda šajā gadījumā izsakāma sekojoši:

$$\bar{A}_3 = A_0 A_1 \pi,$$

pie nosacījuma, ka signāls  $U_3$  tiek reizināts ar normējošo koeficientu  $2\pi/n_T$ .

Analītiskajā pētījumā ir iegūta trokšņa vidējās kvadrātiskās novirzes pēc konvolūcijas filtra izteiksme:

$$\sigma_3 = \frac{A_0 \sigma_2 \pi \sqrt{2}}{\sqrt{n_T}}.$$

Ja  $n \geq 10$ , tad  $\sigma_2$  aprēķināšanai ar pietiekamu precizitāti var izmantot sakarību:

$$\sigma_2(n) = \frac{1.28\sigma_1}{\sqrt{n}}.$$

Tad iegūstam šādu signāla/trokšņa attiecību konvolūcijas filtra izejā:

$$h_{n \gg 1} = \frac{0.55 A_1 \sqrt{nn_T}}{\sigma_1} .$$

Analizējot šo izteiksmi redzam, ka trokšņa samazināšanu vienādi ietekmē kā  $n$ , tā arī  $n_T$  palielināšana. Bez tam, salīdzinot signāla/trokšņa attiecības izteiksmes pie  $n=1$  un pie  $n>10$  ir redzams, ka abos gadījumos pie vienāda kopējā salīdzināšanas operāciju kopējā skaita trokšnis tiek slāpēts praktiski ar vienādu efektivitāti.

### 3.9. Adaptīvās metodes – jauna pieeja diskrētajā stroboskopijā

Ir vispārzināms, ka jebkuras aprioras informācijas saprātīga izmantošana veicina plānotā mērķa sasniegšanu. Tā, piemēram, elektrotehnikā, ja mūsu mērķis ir pēc iespējas precīzāk izmērīt kādu spriegumu, mēs vienmēr izmantojam aprioro informāciju par izmēramā sprieguma iespējamo diapazonu. Ja mēs zinām, ka mērāmā sprieguma vērtība nav lielāka par 1 V, mēs lietojam voltmetru ar skalas vērtību 1 V un iegūsim daudz augstāku mērījuma precizitāti nekā mērot uz 100 V skalas.

Radiolokācijā kā aprioro informāciju izmanto izstarotā impulsa formu kā etalonu. Uztverot ar trokšņiem stipri maskētu atstaroto signālu un pēc tam pielietojot tā konvolūciju ar etalonu, var iegūt ievērojami augstāku radiolokatora signālu atklāšanas varbūtību.

Diskrētajā stroboskopijā kā aprioro informāciju var izmantot pārveidotāja ekvivalentā ieejas trokšņu sprieguma dispersiju, kas katram konkrētam aparātam ir konstanta un zināma. Izmantojot šo informāciju signālu pārveidošanā ar tā saucamo statistisko metodi var iegūt noteiktu efektu. To esam pētījuši jau agrāk un par ko rakstījuši vairākās publikācijās. Jaunākie statistiskās metodes pētījumu rezultāti sniegti šajā atskaitē.

Šajā projektā piedāvājam jaunas signālu pārveidošanas metodes, ko esam nosaukuši par **adaptīvajām metodēm**. Tajās kā apriorā informācija tiek izmantota tā informācija, ko par signālu iegūstam pašā mērīšanas procesā no mērījumiem signāla iepriekšējos fāzes punktos. Par adaptīvām šīs metodes mēs esam nosaukuši tāpēc, ka metodes signāla mērīšanas laikā maina signāla izsekošanas soli (adaptējas) atkarībā no iepriekš izmērītajām signāla vērtībām.

Diskrētajā stroboskopijā esam izstrādājuši vairākas signālu mērīšanas un pārveidošanas metodes, kurās sliekšnis seko signālam. Katrai no tām ir savas priekšrocības un trūkumi. Adaptīvo signālu mērīšanas un pārveidošanas principu var pielietot katrai no šīm metodēm un iegūt vairāk vai mazāk atšķirīgu pozitīvu efektu.

Šajās adaptīvajās metodēs kā aprioro informāciju var izmantot viena, divu vai pat vairāk iepriekšējo signāla fāzes punktu mērīšanas rezultātus. Dotajā pētījumā tiks izklāstīti rezultāti adaptīvai metodei, kura izmanto signāla tekošā fāzes punkta un iepriekšējā fāzes punkta mērījumu rezultātus.

#### 3.9.1. "Up-and-down" metodes adaptīvajā mērīšanas režīmā

Diskrētajā stroboskopijā signāla momentāno vērtību mērīšana vienmēr notiek salīdzinot mērāmo signālu ar zināmu sliekšni. Atkarībā no tā, kā tiek izmainīts sliekšnis un kā tiek izmantoti salīdzināšanas rezultāti, mēs iegūstam dažādas signālu mērīšanas un pārveidošanas metodes. Kā senāko un tehniski visvienkāršāk realizējamo ir jāatzīmē tā saucamo "up-and-down" metodi (turpmāk tekstā "ud"). Saskaņā ar šo metodi pārveidojamais signāls  $u_i$  uzdotajā fāzes punktā  $t_i$  tiek salīdzināts ar zināmu sliekšni  $e_i$  un atkarībā no salīdzināšanas rezultāta sliekšnis tiek izmainīts par diskrētu soli  $s$  šādā veidā:

$$e_{i+1} = e_i + s * \text{sign}(u_i - e_i)$$



(1)

Pēc tam tajā pašā ieejas signāla fāzes punktā mērāmā signāla momentānā vērtība tiek salīdzināta ar jauno sliekšni  $e_{i+1}$  un atkal tiek iegūts salīdzināšanas rezultāts. Pēc pietiekoši liela salīdzināšanu un sliekšņa izmaiņu skaita iegūst izmērītu signāla momentāno vērtību ar precizitāti  $\pm s$ . Parbīdot signāla mērīšanas fāzi un līdzīgā veidā atkārtojot procedūru, iegūst laikā transformētu signālu kā ieejas signāla izmērīto momentāno vērtību secību. Ja ieejas signāls ir maskēts ar troksni, kā tas ir radiolokācijā un arī vāju signālu oscilogrāfijā, tad šāda signāla pārveidojuma rezultāts arī ir vairāk vai mazāk maskēts ar troksni. Tas, cik stipri pārveidojuma rezultāts ir maskēts ar troksni, ir atkarīgs no soļa  $s$  lieluma. Jo mazāks ir solis, jo mazāka pārveidotāja izejā ir trokšņa vidējā kvadrātiskā novirze. Tādā veidā samazinot signāla izsekošanas soli  $s$  mēs varam itkā neierobežoti celt pārveidotāja jutību. Diemžēl soļa samazināšana ievērojami palielina signāla mērīšanas laiku. Ja lielāks signāla mērīšanas un pārveidošanas laiks fizikālos pētījumos laboratorijas apstākļos īpaši netraucē, tad radiolokācijā tas ievērojami pazemina radiolokatora darbības efektivitāti. Lūk kāpēc ir svarīgi attīstīt metodes, kas nodrošina pietiekamu signāla/trokšņa attiecību vāju signālu pārveidošanā un vienlaicīgi nodrošina pietiekoši lielu dinamisko diapazonu spēcīgu signālu gadījumos. Tieši šeit, kā tālāk redzēsim, adaptīvā principa pielietojums dod ievērojamu efektu.

Izmantojot adaptīvo algoritmu sliekšņa vērtību nosaka šādi:

$$e_{i+1} = e_i + \alpha(e_i - E_{i-1}),$$

kur  $E_{i-1}$  - signāla izmērītā vērtība iepriekšējā fāzes punktā (klasiskās „u-d” metodes gadījumā  $E_i = e_i$ ),

$\alpha$  - adaptācijas koeficients.

Lai novērtētu šāda algoritma efektivitāti, tika izpētīts „u-d” metodes spēja ar pēc iespējas mazākiem kropļojumiem reģistrēt signālus noteiktā amplitūdu diapazonā. Kā ieejas signāls tika izmantots superplatjoslas radiolokācijas signāla modelis – harmoniska monosvārstība ar amplitūdu  $A_1$ . Kā maskējošais troksnis tika izmantots normāli sadalīts aditīvs troksnis ar vidējo kvadrātisko novirzi  $\sigma_1 = 1$ . Pārveidojuma kropļojumi pie dažādām ieejas signāla amplitūdām tika novērtēti ar pārveidotā signāla vidējo kvadrātisko novirzi  $\sigma_f$  no ieejas signāla viena tā perioda robežās. Tika izvēlēts tāds solis  $s$ , lai pie  $A_1 = 1$ , izejas signāla amplitūdas kritums (pieļaujamais amplitūdas kropļojums) būtu  $A_2 \cong 0.99A_1$ . Pārējie parametri šajā pētījumā ņemti sekojoši: strobēšanas punktu skaits uz vienu sinusa periodu  $n_T = 48$ , salīdzināšanas operāciju skaits vienā punktā  $n = 25$  un adaptācijas koeficients  $\alpha = 0.8$ . Pētījumā tika salīdzināti rezultāti klasiskās „u-d” metodes un tās modifikāciju „udc” un „udm” gadījumos pie dažādām  $A_1$  vērtībām bez adaptīvā algoritma izmantošanas un izmantojot adaptīvo algoritmu (apzīmēts attiecīgi kā „ud $\alpha$ ”, „udc $\alpha$ ” un „udm $\alpha$ ”).

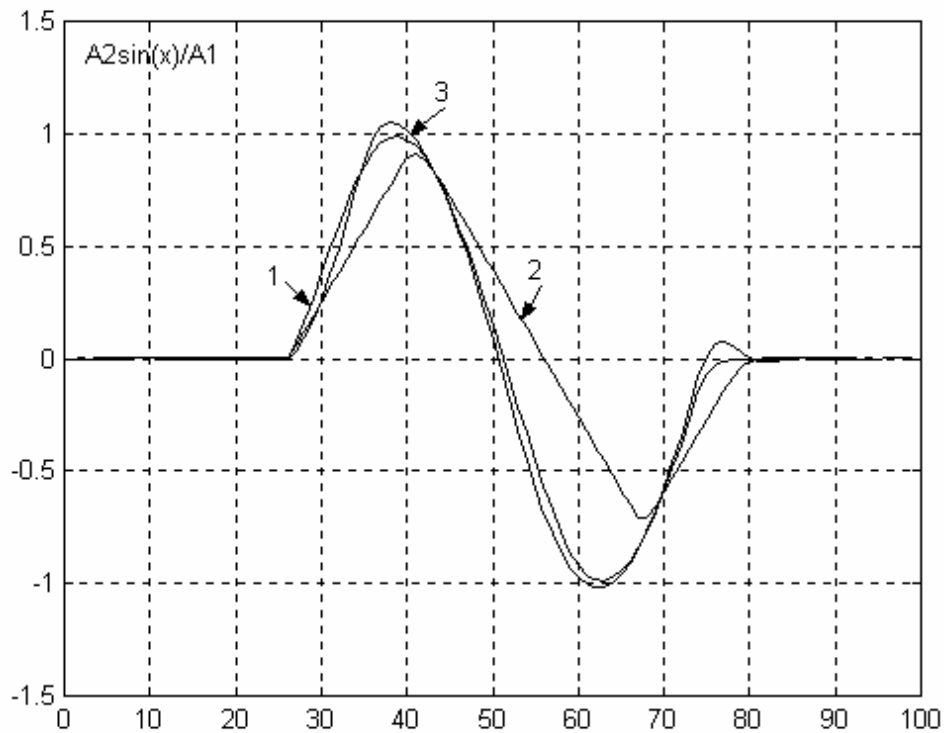
Zemāk ievietotā tabulā ir redzami pētījuma rezultāti

Tabula 1.

$A_1$	$\sigma_f$					
	$ud$	$uda$	$udc$	$udca$	$udm$	$udma$
1	0.0319	0.0597	0.0120	0.0591	0.0320	0.0416
5	0.0271	0.0408	0.0110	0.0589	0.0267	0.0431
10	0.0467	0.0470	0.0419	0.0572	0.0244	0.0479
15	0.2068	0.0635	0.1592	0.0653	0.1671	0.0620
20		0.0969		0.0904		0.0922
25		0.0644		0.0798		0.0640
30		0.1813		0.1563		0.1433

No tabulas redzams, ka adaptīvais algoritms visām metodēm ļauj ievērojami paplašināt dinamisko diapazonu (apm. 2 reizes).

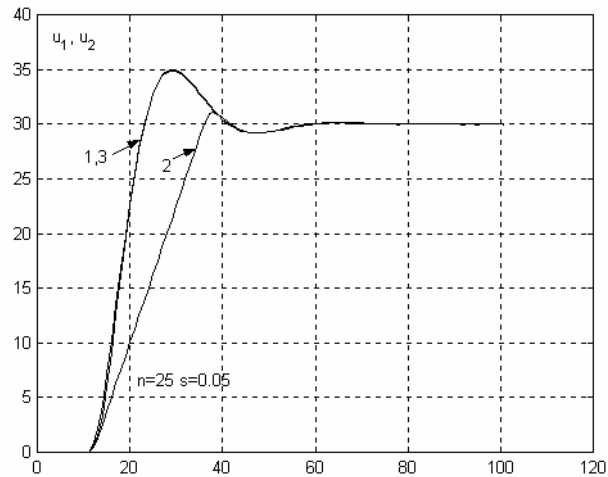
Ilustrācijai 1. zīm. ir parādīti viduvētie izejas signāli udm metodei pie  $A_1 = 10$  (1. līkne),  $A_1 = 20$  (2. līkne) un izejas signāls udm metodei, izmantojot adaptīvo algoritmu, pie  $A_1 = 20$  (3. līkne). Visas līknes ir normētas attiecībā pret  $A_1$ . Arī citām augstāk minētām metodēm attiecīgās līknes vizuāli būtiski neatšķiras.



1. zīm.

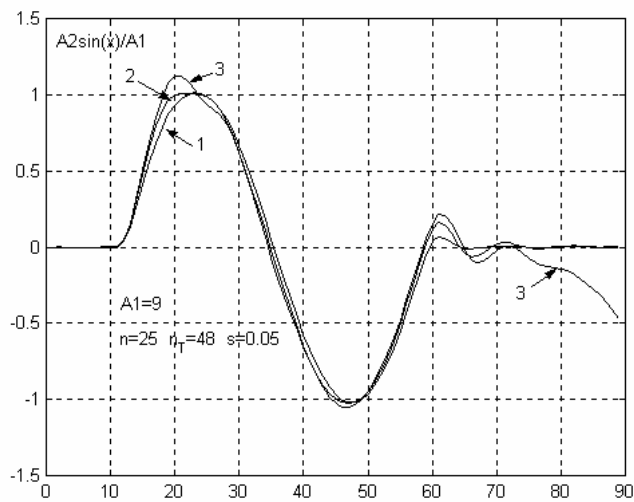
Izejas signālu forma udm un udma metodēm.

2.zīm. ir attēlota 2. kārtas sistēmas pārejas raksturlīknes reģistrācija, izmantojot  $ud$  un  $uda$  metodes. Zīmējumā ar 1 ir apzīmēts pārveidojamais signāls, ar 2 – signāls, iegūts ar  $ud$  metodi, bet ar 3 – signāls, iegūts ar  $uda$  metodi. Kā redzams, pēdējā gadījumā kropļojumi ir niecīgi.



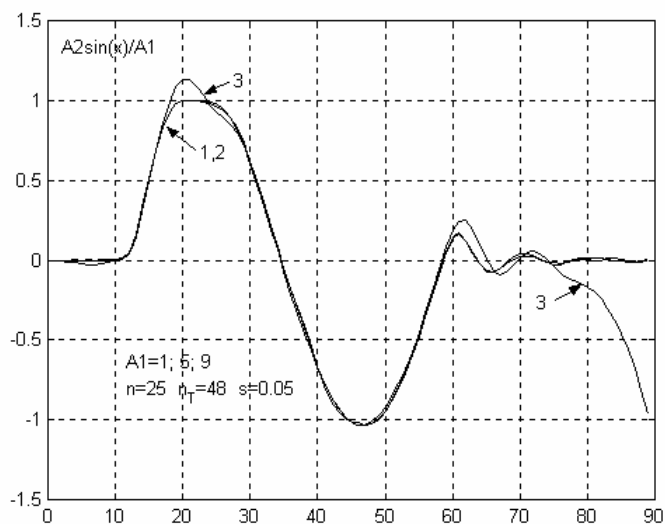
2. zīm.  
Pārejas raksturlienes reģistrācija.

Kas attiecas uz parametra  $\alpha$  ietekmi uz pārveidojuma kropļojumiem, tad tie ir līdzīgi kā sistēmai ar pozitīvu atgriezenisko saiti.



3. zīm. Pārveidoto signālu forma pie dažādām  $\alpha$  vērtībām.

3.zīm. ir attēloti pārveidotie sinusoidālie signāli  $udm\alpha$  metodei pie  $\alpha = 0.8$  (1. līkne),  $\alpha = 1.1$  (2. līkne) un  $\alpha = 1.2$  (3. līkne). Palielinoties  $\alpha$  vērtībai virs  $0.8 \div 0.9$  tiek jūtami kropļota ieejas signāla forma, bet pie  $\alpha = 1.2$  sistēma kļūst nestabila.



4. zīm. Signāla formas kropļojumi pie  $\alpha = 1.2$ .

4. zīm ir redzams, ka pie  $\alpha = 1.2$  bez tam ir kropļota arī forma jebkuras amplitūdas ieejas signāliem. Ievērojami sašaurinās arī ieejas amplitūdu diapazons.

Adaptīvais algoritms augstāk minētām metodēm tika pārbaudīts arī t.s. signālu atklāšanas režīmā, kad svarīgi ir tikai noteikt signāla klātbūtni, bet formas kropļojumiem nav nozīmes. Šajā režīmā atklāšanas efektivitāti raksturo ar signāla/trokšņa attiecību  $h = A_2 / \sigma_2$ , kur  $\sigma_2$  ir pārveidotā trokšņa vidējā kvadrātiskā novirze.

Pārbaudei tika izvēlēts piemērs:  $n = 5, n_T = 48, \alpha = 0.8$ . Rezultāti ir sakopoti tabulā.

Tabula 2.

$A_1$	$h$					
	$ud$	$uda$	$udc$	$udca$	$udm$	$udma$
0.75	4.07	4.53	4.08	4.40	3.79	4.22
1	5.36	5.80	5.39	5.81	5.06	5.40

Redzams, ka adaptīvais algoritms signālu atklāšanas režīmā signāla/trokšņa attiecību palielina nedaudz. Galvenais adaptīvā algoritma ieguvums ir dinamiskā diapazona paplašināšana.

Adaptīvo principu var pielietot arī statistiskās metodes gadījumā. Var parādīt, ka šajā gadījumā metodes efektivitāte ir līdzīga kā „u-d” metodes gadījumā.

Ir salīdzinātas adaptīvā  $ud$  metode un adaptīvā statistiskā metode attiecībā uz formas kropļojumiem. Salīdzināšana tika veikta pie vienām un tām pašām  $A_1, h_2$  un  $n$  vērtībām, t.i. arī pie vienādām  $\sigma_2$  vērtībām. Kā zināms,  $ud$  metodei (pie pietiekoši maza soļa  $s$ )  $\sigma_{2ud}$  izsakās šādi:

$$\sigma_{2ud} = \sqrt{0.625s\sigma_1}. \quad (1)$$

Savukārt statistiskai metodei ir zināmas formulas  $\sigma_2(n)$  aprēķināšanai tikai pie konstantas, vienādas ar nulli sliekšņa vērtības:

$$\sigma_{20st} = \sqrt{d_1 + d_0}, \quad (2)$$

kur

$$d_1 = \sum_{i=2}^n (\sqrt{2} \operatorname{erf} \operatorname{inv}(\frac{2(i-1)}{n} - 1))^2 * 0.5^n * C_n^{i-1}, \quad (3)$$

$$d_0 = 0.5^{n-1} (\sqrt{2} \operatorname{erf} \operatorname{inv}(\frac{0.2}{n} - 1))^2. \quad (4)$$

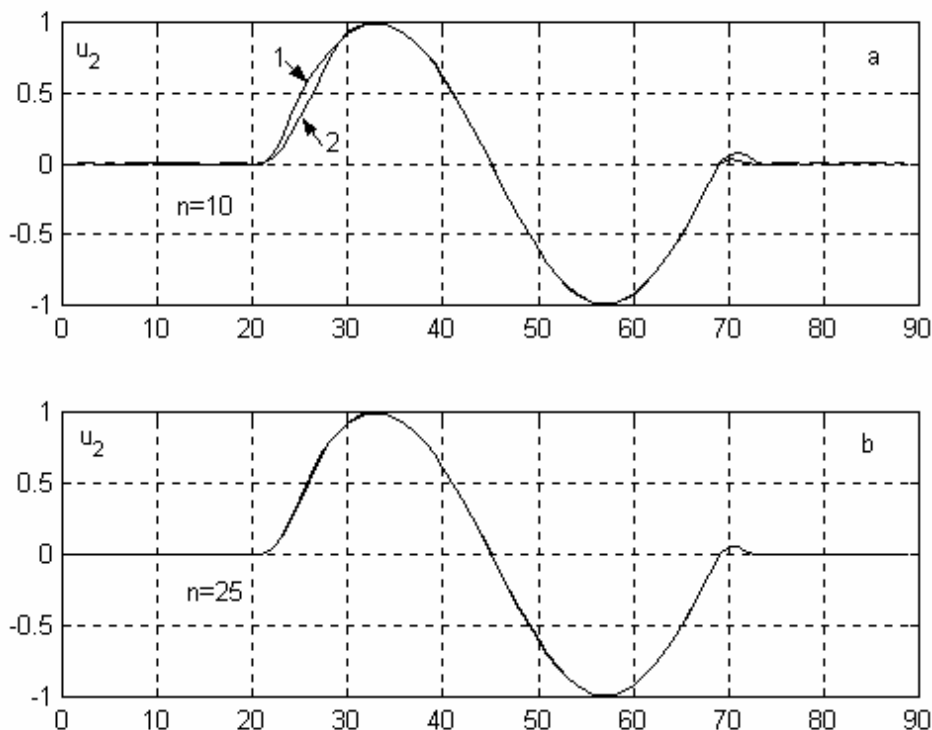
Sekošanas režīmā (sliexnis seko ieejas signāla vērtībai) trokšņa vidējā kvadratiskā vērtība  $\sigma_{21st}$  pie viena un tā paša  $n$  ir lielāka. Reāli izmantojamo  $n$  vērtību diapazonā aptuveni (ar kļūdu ~2%) var pieņemt, ka

$$\sigma_{21tr} = \frac{n+1}{n} \sigma_{20tr}. \quad (5)$$

Pielīdzinot (1) un (5), var atrast soļa  $s$  vērtību, pie kuras  $h_{2ud} = h_{2st}$ :

$$s = \frac{1.6(n+1)}{n\sigma_1} \sigma_{20st}^2. \quad (6)$$

Zemāk dotajā zīmējumā a) ir parādīta izejas signāla forma *uda* metodei (1. līkne) un adaptīvai statistiskai metodei (2. līkne) pie  $n = 10$ ,  $n_T = 48$ ,  $A_1 = 60$  un  $\alpha = 0.8$ . Redzams, ka statistiskai metodei izejas signāls ir vairāk kroplots. Taču augot  $n$  vērtībai (pie tā paša  $n_T$ ) atšķirības samazinās un pie  $n = 20 \div 25$  praktiski izzūd (sk. zīm. b). Tādējādi, lietojot statistisko metodi ir jāizvēlas pietiekoši liels  $n$ . Ja tas nav iespējams, tad priekšroka dodama *uda* metodei.



Formas kroplējumi *uda* un statistiskai metodei pie  $n=10$  ( a. zīm.) un  $n=25$  ( b.zīm.).

**Piezīme:** Adaptīvās metodes ir jaunas informācijas tehnoloģijas diskrētajā

stroboskopijā un tās dod ievērojamu pozitīvu efektu. Tāpēc būtu jāizvērtē šo metožu patentēšanas jautājums.

Secinājumi:

1. Izstrādāta metode A2 paradoksa radītās sistemātiskās kļūdas praktiski ideālai korekcijai.
2. Izpētītas iespējas SP jutības paaugstināšanai superplatjoslas radiolokācijas vajadzībām signālu atklāšanas režīmā pielietojot konvolūciju ar etalonsignālu. Iegūtas anlītiskās izteiksmes SP projektēšanas vajadzībām.
3. Izstrādāts stroboskopiskā pārveidotāja eksperimentālais paraugs ar jutību  $50\mu V$  (RMS  $16\mu V$ ). Iekārta uzrāda arī platu frekvenču joslu, salīdzināmu ar konkrētā testsignāla fronti 50 ps.
4. Uz otras eksperimentālās iekārtas pārbaudīta teorētisko rezultātu sakritība ar fizikālo eksperimentu „u-d” metodes un konkrēta strobējamā diskriminatora gadījumā. Eksperiments apstiprina teorētisko rezultātu piemērotību SP projektēšanā.
5. Izmantojot adaptīvo principu dotā projekta ietvaros radīta jauna signālapstrādes metodika.
6. Adaptīvais princips ir pielietojams visās zināmajās diskrētās stroboskopijas metodēs.
7. Adaptīvā principa izmantošana būtiski paplašina pārveidojamo signālu dinamisko diapazonu.
8. Dinamiskā diapazona paplašināšana it sevišķi nozīmīga ir superplatjoslas radiolokācijā, kur ātri jāreģistrē gan spēcīgi gan vāji signāli.
9. Adaptīvo metožu pētījums dotajā projektā ir veikts ar statistiskās modelēšanas palīdzību.

Pāni turpmākiem pētījumiem:

1. Izstrādāt diskriminatora ar atbalsta pretestību aprēķina metodiku.
2. Izstrādāt  $50\mu V$  jutības pārveidotāja eksperimentālo paraugu pielietojot progresīvāku signālapstrādes metodi – *udc* metodi.
3. Izstrādāt adaptīvā principa pielietojuma diskrētajā stroboskopijā teoriju.

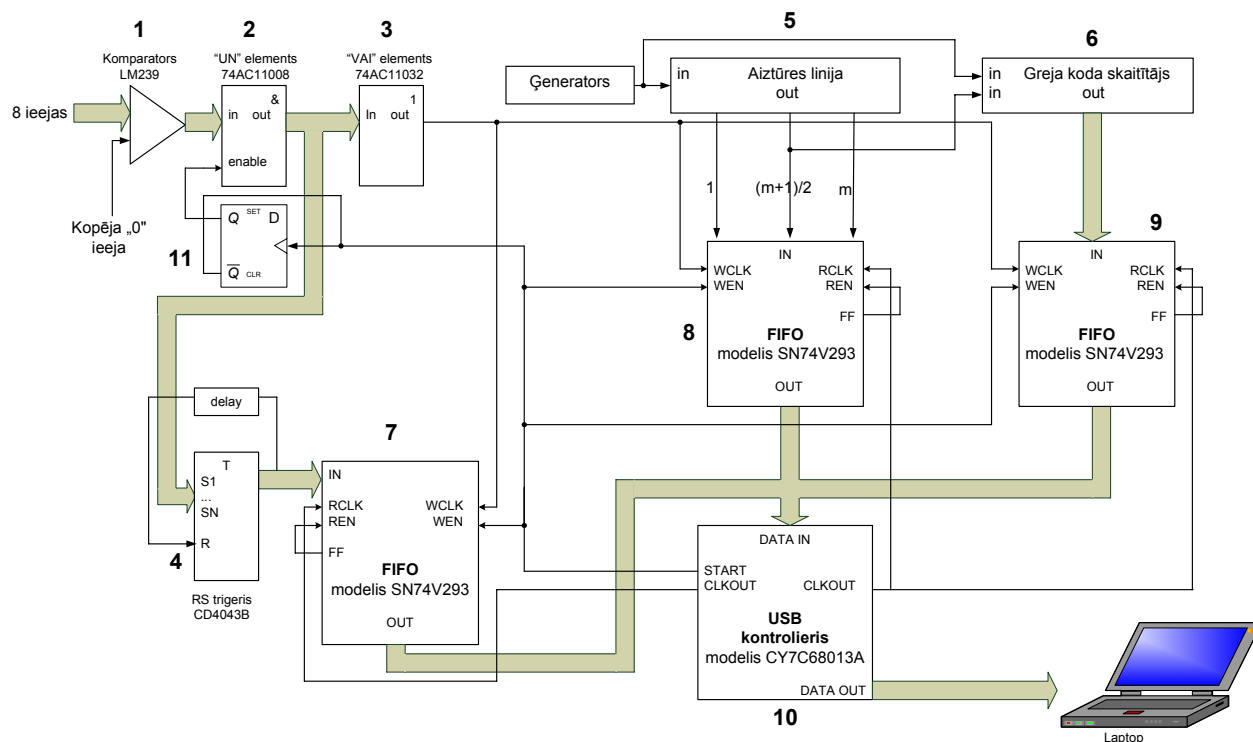
## **4. DALĪTAS SISTĒMAS NESTACIONĀRU (NEATKĀRTOJOŠO) PROCESU PĀRVEIDOŠANAS ARHITEKTŪRAS UN APSTRĀDES ALGORITMU IZVEIDE.**

### ***4.1. Pašreizējas situācija***

Nejaušu impulsu plūsmu daudzkanālu reģistrācijas problēma joprojām pasaulē nav pilnīgi atrisināta. Pastāv dažādu ražotāju pārveidotāji, kas plaši pieejami tirgu. Piemēram, firmas ACAM ražojums multifunkcionālais laiks-cipars pārveidotājs TDC-GPX, kas strādā vairākos režīmos un diviem kanāliem nodrošina 10 pikosekunžu izšķirtspēju. Šis pārveidotājs ir integrēts vienā nelielā mikroshēmā. Otrs piemērs ir kompānijas Agilent Technologies ražojums TC840. Pārveidotājs strādā divpadsmit kanālu režīmā ar 50 pikosekunžu izšķirtspēju. Tomēr šiem pārveidotājiem ir daži svarīgi ierobežojumi: kaimiņimpulsu intervāls salīdzinājumā ar izšķirtspēju ir vairākas kārtas zemāks, pārveidotāji strādā start-stop režīmā, kanālu skaits ierobežots (parasti ap 10 kanāliem).

Darbā gaitā tika apskatīti vairāki pieejami laiks-cipars pārveidotāju patenti. Bet jāatzīst, ka patentos dota minimāla informācija, tāpēc ļoti grūti izdarīt kaut kādus secinājumus. Laiks-cipars pārveidotāju patenti tika apskatīti ar mērķi iegūst informāciju par to kas līdz šim laikam izdarīts. Mēs uzzinājām, ka, lai arī pastāv vairāki laiks-cipars pārveidotāju veidi, mūsu projektēta sistēma piedāvā jauno šīs problēmas risinājumu.

## 4.2. Struktūras darbības princips.



1. attēls. Sistēmas kopēja struktūra.

### 4.2.1. Vispārējais darbības princips

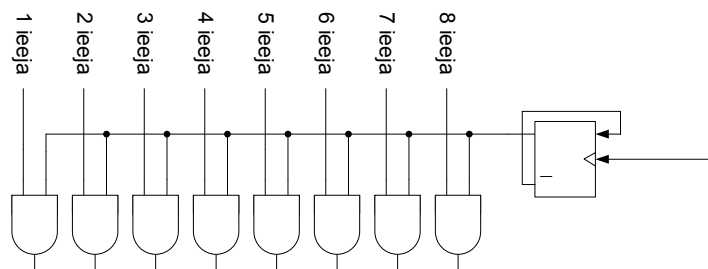
Struktūras strādā sekojoši. Kad sistēma ir pieslēgta caur USB interfeisu un ir gatava darbam, USB kontrolieris (10) ar signālu no izejas START atbloķē mikroshēmu „UN” (2) un ieejas kanāli ir atvērti. Uz komparatora (1) ieejam tiek padota nejauša impulsu secība. Komparators saformē impulsus un padot tos uz mikroshēmas „UN” ieejam. Mikroshēma „UN” ļauj bloķēt impulsu pienākšanu. Tas tiek darīts ar gredzenveidīga D trigera (11) palīdzību, kura ieeja D ir pieslēgta izejai  $\overline{Q}$  un takts ieeja C ir pieslēgta pie FIFO mikrosihēmu izejam  $\overline{FF}$  (7, 8, 9) un USB kontroliera (10) START izejas. Tālāk no mikroshēmas „UN” impulsi tiek padoti uz mikroshēmas „VAI” ieejam (3) un RS trigera mikrosihēmas S (4) ieejam. Impulsi, kas tiek savākti uz vienas līnijas pēc elementa „VAI” nonāk uz FIFO atmiņas mikrosihēmu (7, 8, 9) WCLK ieejām un dati no RS trigera, aiztūres līnijas (5) un Greja koda skaitītāja(6) tiek ierakstīti FIFO atmiņā (aiztūres līnijas un Greja koda skaitītāja darbības princips, mijiedarbība un sinhronizācija būs aprakstīta zemāk). Kad FIFO atmiņas ir pilnas, signāls no izejas  $\overline{FF}$ , pienākot uz D trigera (11) ieeju, bloķē kanālus un, pienākot uz FIFO mikrosihēmas ieeju REN atļauj datu norakstīšanu. Dati tiek norakstīti pienākot takts impulsiem no USB kontroliera izejas CLKOUT pie FIFO mikrosihēmas takts ieejam RLCK.



## 4.2.2. „UN” mikroshēma

Elements „UN” dot iespēju bloķēt vai atbloķēt struktūras ieejas kanālus. Ir gadījumi, kad sistēma nav gatava jauno impulsu reģistrācijai, piemēram, momentā, kad notiek pieslēgšana datoram caur USB interfeisu vai arī, kad sistēmas atmiņas bloki ir aizpildīti. Pēdējais gadījums ir iespējams sākotnējā maketā, jo visas struktūras ātrdarbība ir atkarīga no atmiņas un interfeisa ātrdarbības, bet šis gadījums tiks apskatīts zemāk.

Ieeju bloķēšanai/atbloķēšanai tika izmantotas divas mikroshēmas 74AC11008 ar pozitīvu loģiku. Katrai mikroshēmai ir četras divkāršas ieejas. Kad uz gredzenveidīgo D-trigери uz C ieeju pienāk signāls, uz Q izejas parādās loģiskais „1” (ja trigерis no sakuma bija „0” stāvoklī) un shēma ir vaļa. Nākamais pienākošais uz C ieeju signāls bloķēs shēmu. Bloķēšanas/atbloķēšanas signāls tiks sūtīts no USB kontroliera un FIFO atmiņas.

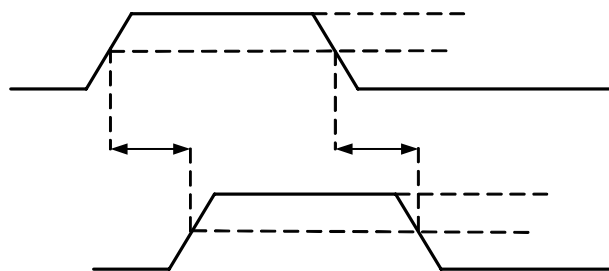


2. attēls. Ieeju bloķēšanas/atbloķēšanas shēma.

No 1. tabulas ir skaidri redzams, ka lai „UN” mikroshēma paspētu noreagēt uz pienākošu impulsu, impulsam jābūt vismaz 6.2 ns garam.

Tabula 1. „UN” mikroshēmas pārslēgšanas laiks pie  $V_{CC} = 5\text{ V}$ .

Parametrs	No (ieejas)	Uz (izeju)	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$			vienība
			min	tip	max	
$t_{PLH}$	A vai B	Y	1.5	4.3	6.2	ns
$t_{PHL}$			1.5	5.6	5.9	



3. attēls. Shēmas „UN” laika diagramma.

$V_{CC}$  – mikroshēmas barošanas spriegums

$V_{OH}$  – maksimālais spriegums izejā (loģiskais „1”)

$V_{OL}$  – minimālais spriegums izejā (loģiskais „0”)

### 4.2.3. D-trigera mikroshēma

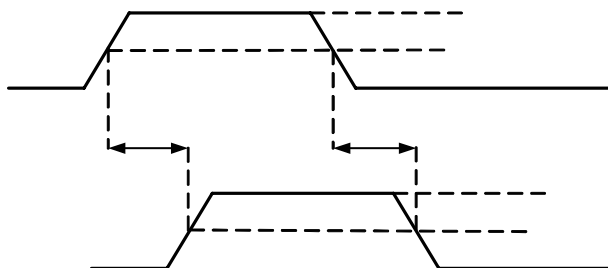
Gredzenveida D-trigeris ir konstruēts no mikroshēmas 74AC11074. Ja trigera sākumstāvoklis ir „0” stāvoklis tad uz izejas Q būs „0”, un uz  $\bar{Q}$  izejas „1”. Šis „1” tiek padots uz D ieeju un kad uz CLK ieeju pienāk taktsimpulss uz trigera Q izejas parādās „1”. Nākamais taktsimpulss uzstāda uz Q izejas „0” utt.

Tabula 2. D trigera mikroshēmas pārslēgšanas laiks no ieejas uz izejas pie  $V_{CC} = 5\text{ V}$ .

Parametrs	No (ieejas)	Uz (izeju)	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$			vienība
			min	tip	max	
$f_{\text{max}}$			125	150	150	MHz
$t_{\text{PLH}}$	CLK	Q vai $\bar{Q}$	1.5	5.4	7.5	ns
$t_{\text{PHL}}$			1.5	5	6.9	

Tabula 3. D trigera aizkaves laiki pie  $V_{CC} = 5\text{ V}$ .

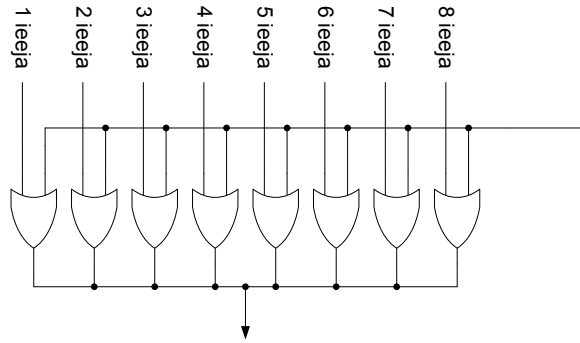
	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$		Vienība
	min	max	
$f_{\text{clock}}$ takts frekvence	0	125	MHz
$t_w$ impulsa ilgums	4	-	ns
$t_{\text{SU}}$ iestādīšanas laiks pirms takts impulsa	3.5	-	ns
$t_{\text{SU}}$ aizkavēšanas laiks pēc takts impulsa	0	-	ns



4. attēls. D trigera pārslēgšanas laika diagramma.

### 4.2.4. „VAI” mikroshēma

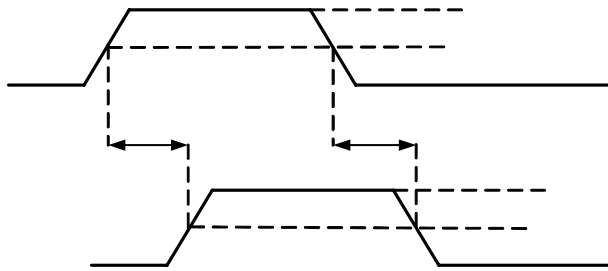
Nākamais elements „VAI” ir pieredzēts impulsu savākšanai no visiem kanāliem. Sistemā kanālu apvienošanai tika izmantotas 2 mikroshēmas 74AC11032, kurām ir četras divkāršas ieejas un četras izejas. Mikroshēmas katra loģiska „VAI” elementa viena no divām ieejām pieslēgta vienam no ieejas kanālam, bet otra – kopējai ieejai.



5. attēls. Kanālu apvienošana uz vienas līnijas.

Tabula 4. „VAI” mikroshēmas pārslēgšanas laiks pie  $V_{CC} = 5\text{ V}$ .

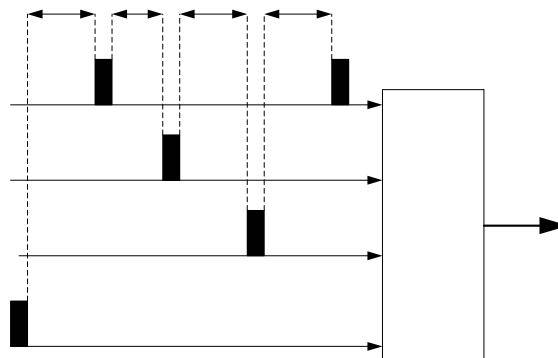
Parametrs	No (ieejas)	Uz (izeju)	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$			vienība
			min	tip	max	
$t_{PLH}$	A vai B	Y	1.5	4.3	6.2	ns
$t_{PHL}$			1.5	5.6	5.9	



6. attēls. Shēmas „VAI” laika diagramma.

Savākt impulsus uz vienas līnijas ir vienkārši, bet radās problēma, ka impulsi var pārklāties un uz shēmas „VAI” izejas parādīsies viens garš impulss. Lai izslēgtu šo problēmu jābūt minimālam intervālam starp kaimiņimpulsiem. No 2. tabulas ir redzams, ka minimālais intervāls ir mikroshēmas maksimālais reakcijas laiks – 6.2 ns.

Tā tad  $t_{INT} \geq 6.2\text{ ns}$



7. attēls. Minimālais intervāls starp kaimiņimpulsiem.

#### 4.2.5. FIFO atmiņas mikroshēma

Darbā tika izmantota sinhronas FIFO atmiņas mikroshēmas SN74V23 ar atmiņas organizāciju  $131072 \times 9$ . Mikroshēma spējīga strādāt ar frekvenci 166 MHz, kas mums apmierina. Neskaitot ieejas/izejas DATA IN/DATA OUT, sistēmā papildus mēs izmantojam sekojošas ieejas/izejas :

1.  $\overline{WEN}$  – datu ieraksta atļauja,
2.  $\overline{REN}$  – datu nolases atļauja,
3.  $WCLK$  – datu ieraksta takts
4.  $RCLK$  – datu nolases takts,
5.  $\overline{FF}$  – karogs, informējošais, ka FIFO ir aizpildīta,
6.  $\overline{EF}$  – karogs, informējošais, ka FIFO ir tukša.

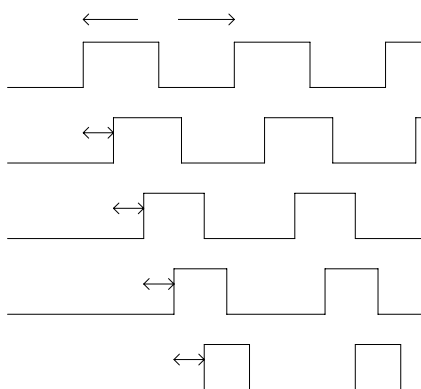
Lai dati tika ierakstīti FIFO  $\overline{WEN}$  ieejā jābūt zēmam signāla līmenim. Dati no ieejas DATA IN būs ierakstīti ar nākamū  $WCLK$  taktu.  $\overline{EF}$  izejā parādīsies zēms signāla līmenis pēc diviem  $RCLK$  taktīm. Kad FIFO ir pilnā,  $\overline{FF}$  izejā parādās zēms signāla līmenis pēc diviem  $WCLK$  taktīm un nākamie ieraksta operācijas tiks ignorētas. Kad FIFO ir pilnā, pēc pirmās datu nolases un diviem  $WCLK$  taktīm  $\overline{FF}$  izejā parādās augsts potenciāls. Pēc tam, kad no atmiņas tiek nolasīti pēdējie dati,  $\overline{EF}$  izejā parādās zēms signāla un nākamās nolases operācijas tiek ignorētas.  $\overline{REN}$  tiek ignorēts, kamēr FIFO ir tukša.

Ka redzams no 1.att. RS trigeria, aiztures līnijas un Greja koda skaitītāja izejas ir pieslēgtas pie FIFO atmiņas DATA IN ieejam. Par  $WCLK$  takts signālu kalpo impulsi, savāktie uz „VAI” elementa vienā līnijā. Pēc tam kad FIFO ir pilna,  $\overline{FF}$  izejā zēma līmeņa signāls bloķē ieejas kanālu. Pēc tam sakas datu nolasīšana caur USB kontrolieru. Par  $RCLK$  signālu kalpo kontroliera impulsi no CLKOUT izejas (48 MHz).

### 4.3. Skalu saskaņošana

Divu skalu mijiedarbībai vienā sistēmā ir nepieciešams atrisināt skalu savstarpējas darbības problēmu. Šeit ir iespējami divi risinājumi. Pirmais, ir aizkaves līniju palaišana pēc impulsa ģenerators signāla frontes. Otrais, ir palaišana pēc Greja skaitītāja jaunākas pozīcijas signāla frontes. Jāņem vērā to, ka otrā gadījumā impulsa ģenerators kļūdai būs piesummēta arī skaitītāja jaunākas pozīcijas trigeru kļūda, kas palielinās aizkaves līniju palaišanas laika kopējo kļūdu.

Kā piemēru aplūkosim impulsa ģenerators un 4-bitu aizkaves līniju saskaņošanas diagrammu 1. attēlā.



7. attēls. 4-bitu aizkaves līniju un impulsa ģenerators saskaņošanas diagramma

$n$ -bitu aizkaves līniju un impulsa ģenerators saskaņošanas nosacījums:

$$\sum_{j=1}^n \tau_{ALn \uparrow} + \frac{T_{IG}}{2} > T_{IG} > \sum_{j=1}^n \tau_{ALn \uparrow} \quad (1)$$

kur  $T_{IG}$  – impulsa ģenerators periods;

$\tau_{ALn \uparrow}$  – aizkaves līniju  $n$ -pozīcijas signāla pārejas laiks no zemā uz augsto līmeni.

Ņemot vērā aizkaves līniju elementu pārejas laika nepastāvīgumu (pieņemsim, ka impulsa ģenerators ir stabils):

$$\sum_{j=1}^n \tau_{ALn \uparrow \min} + \frac{T_{IG}}{2} > T_{IG} > \sum_{j=1}^n \tau_{ALn \uparrow \max} \quad (2)$$

kur  $T_{IG}$  – impulsu ģeneratora periods;

$\tau_{ALn \uparrow min}$  – aizkaves līniju  $n$ -pozīcijas signāla minimālais pārejas laiks no zemā uz augsto līmeni;

$\tau_{ALn \uparrow max}$  – aizkaves līniju  $n$ -pozīcijas signāla maksimālais pārejas laiks no zemā uz augsto līmeni.

Ideālā gadījumā, ja pārejas laiks no zemā līmeņa uz augsto ir pastāvīgs un ir vienāds visiem aizkaves līniju elementiem, saskaņošanas nosacījumu var izteikt šādi:

$$T_{IG} = (n + 1) \times \tau_{AL \uparrow} \quad (3)$$

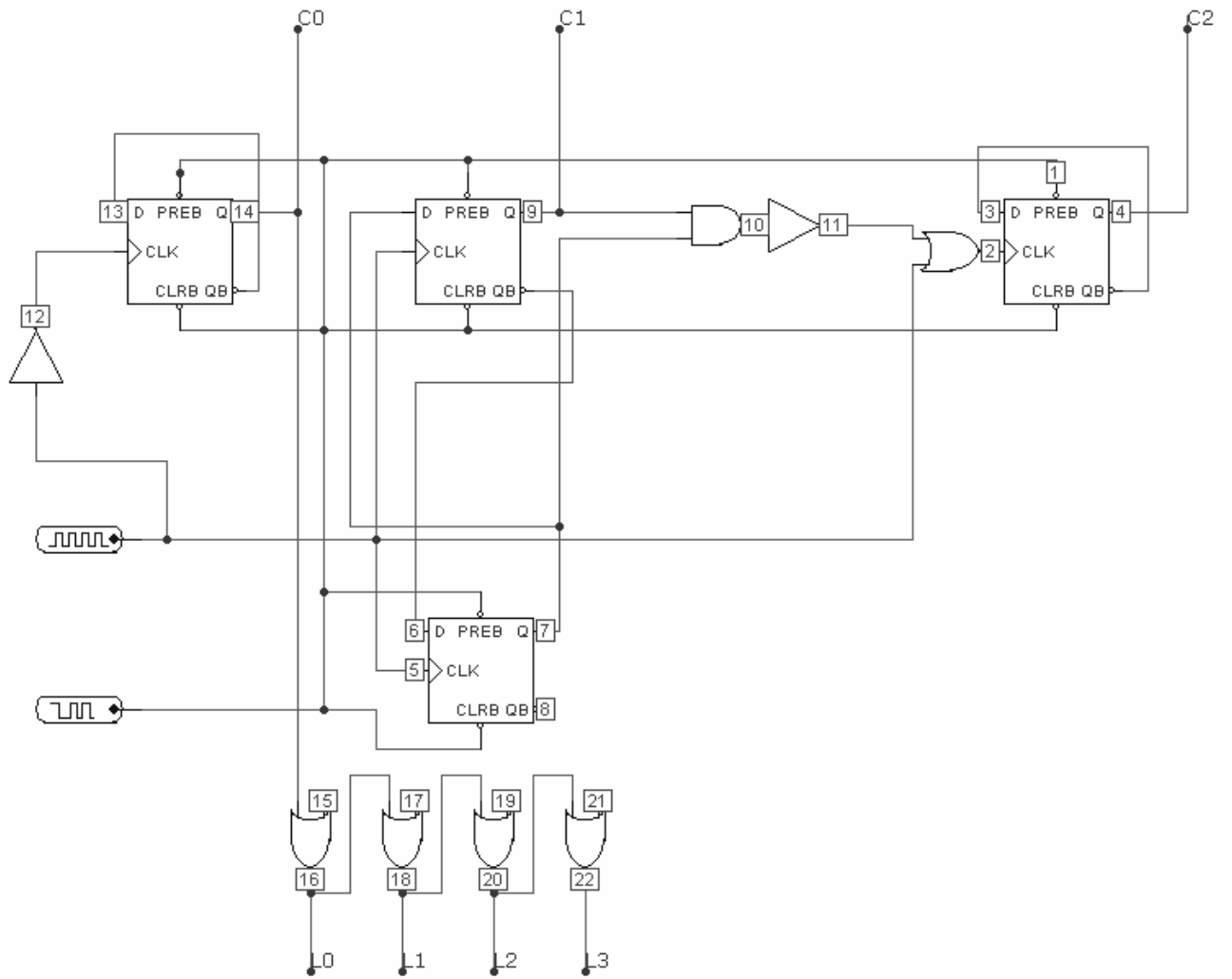
kur  $T_{IG}$  – impulsu ģeneratora periods;

$\tau_{AL \uparrow}$  – aizkaves līniju signālu pārejas laiks no zemā uz augsto līmeni.

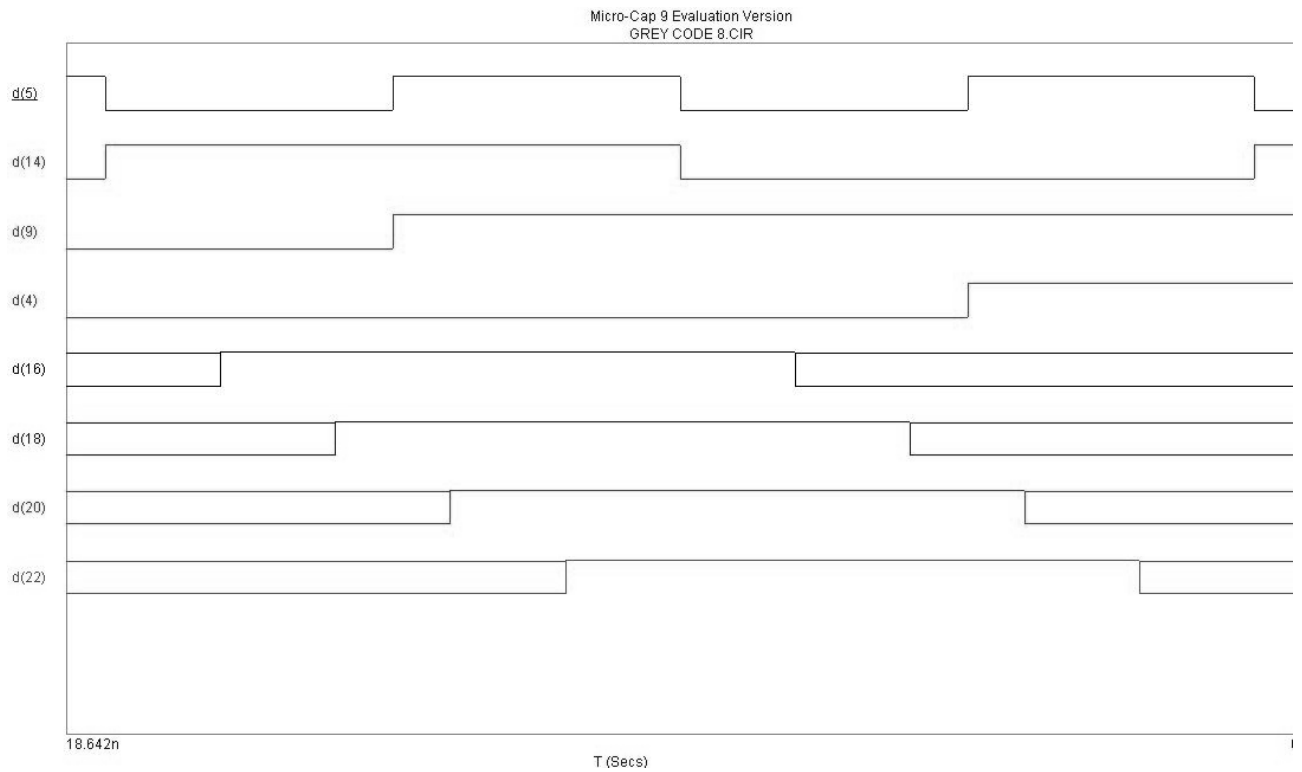
Vāja un cieta skala mijiedarbība un sinhronizācija.

#### **4.4. Vājas un cietas skalas mijiedarbība**

Uz dotas shēmas attēlots 3-bitu Greja koda skaitītājs ar iespēju palielināt bitu skaitu līdz 16 bitiem un vairāk, un 4-bitu aiztures līnija, kuru arī var paplašināt. Aiztures līnijas palaišana notiek kopa ar Greja skaitītāju ar aizskāvi uz  $\frac{1}{4}$  no skaitītāja jaunāka bita. Tas tiek darīta ar mērķi lai skaitītāja un aiztures līnijas bitu pārslēgšanas momenti nesakristu. Izmantotas Greja skaitītāja izejas – C0, C1, C2. Aiztures līnijas izmantotas izejas – L0, L1, L2, L3



8. attēls. Greja koda un aiztures līnijas mijiedarbība.



9. attēls. Greja koda un aiztures līnijas darbības laika diagramma.

Diagrammas paskaidrojums:

d(5) – takts signāls,

d(14) – skaitītāja 0. bits,

d(9) – skaitītāja 1. bits,

d(4) – skaitītāja 2. bits,

d(16) – aiztures līnijas 0. bits,

d(18) – aiztures līnijas 1. bits,

d(20) – aiztures līnijas 2. bits,

d(22) – aiztures līnijas 3. bits,



## **4.5. Tālākie plāni**

Plānota maketa galvenais uzdevums ir sistēmas pārbaude un vāju punktu noteikšana. Maksimāla frekvence, ar kuru var strādāt izvēlētās KMOP mikroshēmas ir 100-125 MHz. Tas ir pietiekami īslaicīgam risinājumam, lai veiktu eksperimentus. Praktiski pielietot sistēmu ar tādu ātrdarbību nav jēgas, jo eksistējoši laiks-cipars pārveidotāji strādā daudzātrāk. Bet, pēc tam, kad būs gatavs makets un tiks veikti visi nepieciešami eksperimenti, mēs plānojam pariet uz pikosekunžu izšķirtspēju.

Protams, ka sasniegt tik augstu izšķirtspēju uz CMOS mikroshēmām neizdosies. Būs jāmeklē citas tehnoloģijas, kā piemēra FPGA matricas. Piemēram, ir jau izveidota aizstūrēs līnija ar izšķirtspēju 10 ps. Tas nozīme, ka ir elementu bāze, ar kuras palīdzību mēs varam sasniegt tik pikosekunžu izšķirtspēju. Bet galvenā grūtība ir projektēt tādu sistēmu, jo Latvija, pagaidām, nav iespējas izveidot tādu plati vai mikroshēmu.

## **Literatūra**

1. V. Zagurskijs, R. Safins, A. Morozovs, S. Šaranins „System for multichannel registration time characteristics of the random signal flow”, RTU 48<sup>th</sup> International Scientific Conference, Riga, 11-13 October 2007.
2. Twenty-first European Solid-State Circuits Conference, *A 10 ps resolution 1.6 ns tuning range CMOS delay line for clock deskewing in data recovery systems*, Lille – France 19- 21 September 1995 – 54-60 lpp.
3. Time-to-digital-converter, patent No US 6501706 B1, Date of Patent 31 December 2002.
4. High Resilution Time-to-digital converter, patent No US2003/0098731 A1, Date of Patent 29 May 2003.
5. <http://www.acam.de/index.php?id=22&L=0>
6. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-7119EN.pdf>

## **5. Specializēto mikroshēmu veidošanas iespēju izpēte izmantojot LabVIEW FPGA moduli un Tanner projektēšanas rīkkopu.**

LabVIEW grafiskā programmēšanas vide un tās izmantošana signālapstrādes algoritmu implementācijai tika apskatīta iepriekšējā etapā. Pārliecinoties par LabVIEW piemērotību izstrādāto algoritmu realizācijai personālajā datorā, loģisks solis tālākiem pētījumiem bija izpētīt iespējas efektīvai LabVIEW programmu pārnei no personālā datora uz programmējamo loģiku – FPGA (*Field-Programmable Gate Array*), kas noteiktos apstākļos spēj veikt konkrētas apstrādes darbības ar daudz lielāku ražīgumu un mazāku enerģijas patēriņu nekā datori. Balstoties uz publiski pieejamo informāciju par LabVIEW FPGA moduļa iespējām, kā paredzami izpildāms mērķis tika izvēlēts ar šī moduļa palīdzību implementēt līmeņu-šķērsojumu diskretizēta signāla atjanošanas algoritmu FPGA mikroshēmā. Izstrādes gaitā atklājās, ka informācija, uz kuru balstoties tika pieņemts lēmums veikt šo pētījumu, bija nepilnīga un neobjektīva.

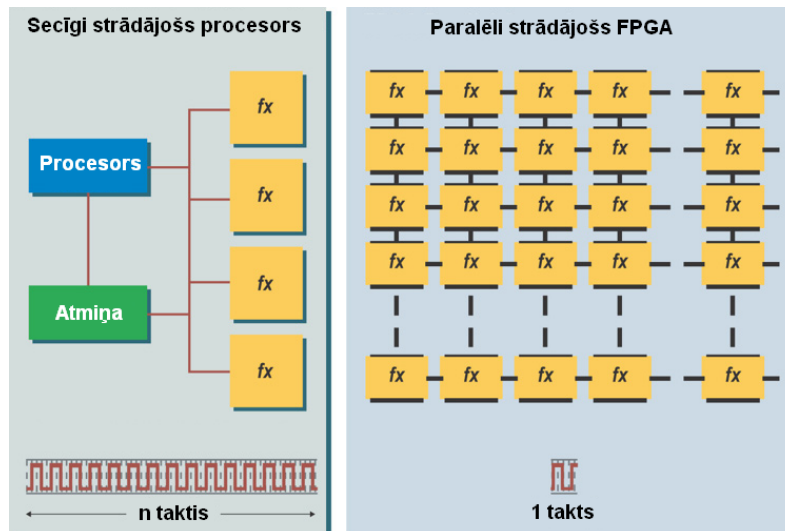
Tanner rīkkopa ir programmu komplekts, kas ļauj veikt analogu un jaukta signāla pielietojuma-specifisku mikroshēmu – ASIC (*Application-Specific Integrated Circuit*) – izstrādi. Tas ir apjomīgs un komplicēts darbs, kas dod iespēju realizēt sistēmas koncepciju augsti integrētā, miniatūrā un energoefektīvā formā, un tas var atspēkot specializētas mikroshēmas izstrādes negatīvos faktorus – laika patēriņu un izmaksas. Ja ar FPGA var realizēt vienīgi cipariski strādājošus algoritmus, tad ASIC var saturēt gan šo ciparisko daļu, gan analogo daļu, kas sasaista signālapstrādes daļu ar reālajiem fizikālajiem signāliem. Darba mērķis ir apgūt ASIC izstrādi lai radītu iespēju realizēt strādājošā prototipā sistēmu, kas balstīta uz projekta gaitā citos pētījumos izstrādātajiem algoritmiem un risinājumiem.

Nodaļas sākumā dota neliela informācija par programmējamās FPGA loģikas nozīmi signālapstrādes kontekstā. Tai seko izklāsts par LabVIEW grafiskās programmēšanas paradigmas līdzībām un atšķirībām no klasiski izmantotajām FPGA programmēšanas metodēm – slēgumu blokshēmām un iekārtu apraksta valodām – HDL (*Hardware Description Language*). Tālāk tiks aplūkotas patreiz pieejamās iekārtas šīs metodoloģijas praktiskai realizācijai, kā arī faktisko LabVIEW FPGA moduļa iespēju teorētisks un praktisks apskats pieejamajai moduļa versijai. Tālākajās apakšnodaļās tiks apskatīta Tanner rīkkopa, vispirms izklāstot veiktos sagatavošanās un izpētes darbus, turpinot ar rezultātiem un secinājumiem. Nodaļa noslēgsies ar novērtējumu par LabVIEW FPGA un Tanner rīkkopas risinājumu pielietojamību pētījuma tālākajā etapā un turpmāk veicamajiem uzdevumiem.

### **5.1. Programmējamās loģikas izmantošana signālapstrādē**

Programmējamā FPGA loģika, atšķirībā no datoriem un mikroprocesoriem, nevis secīgi izpilda programmas aprakstītās darbības, bet tiek pati kā tāda ieprogrammēta, t.i. tajā tiek izveidots fiksēts funkcionāls izkārtojums, un tā spēj veikt reizē daudzas darbības. FPGA darbības principiālā atšķirība no mikroprocesoriem noved gan pie būtiskām priekšrocībām, gan būtiskiem trūkumiem atkarībā no veicamā uzdevuma.

Izplatīta un pateicīga FPGA mikroshēmu pielietošanas joma ir reālā-laika signālapstrādes sistēmas, kur viena vai vairākas programmējamās loģikas mikroshēmas paralēli izpilda fiksētus algoritmus vienlaicīgi apstrādājot lielu datu plūsmu reālajā laikā. Bieži šajos gadījumos pat ļoti ātrdarbīgs personālais dators netiktu galā ar šādu uzdevumu.



5.1. zīm. Klasiska procesora un programmējamās loģikas darbības salīdzinājums.

Interesanta FPGA izmantošanas iespēja ir beztaktētāju sistēmās, kad signāla apstrāde tiek veikta tikai signāla esamības laikā. Tomēr, pat ja pati FPGA spētu visas darbības veikt vienā ciklā, tad daudziem algoritmiem ir specifiski nepieciešami vairāki takts cikli un tādēļ beztaktētāju sistēmas izveide ir apgrūtināta.

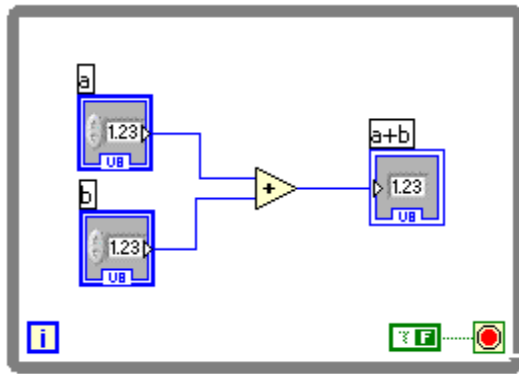
## 5.2. FPGA programmēšanas līdzības un atšķirības starp LabVIEW, HDL un specializētām blokshēmām

Šī pētījuma kontekstā bija nepieciešams radīt izpratni par tiem faktoriem, kas var ļaut vai neļaut realizēt interesējošos signālapstrādes algoritmus specializētā FPGA mikroshēmā kā programmēšanas līdzekli izmantojot LabVIEW. Šim nolūkam tika salīdzinātas līdz šim izmantotās FPGA programmēšanas metodes ar LabVIEW bāzētajiem risinājumiem.

Ja LabVIEW ir tikai un vienīgi grafiska programmēšanas vide, tad FPGA mikroshēmas ir programmējamas gan grafiski ar slēgumu shēmām, gan tekstuāla koda formā ar, piemēram, VHDL vai Verilog iekārtu apraksta valodām. Speciāliem mērķiem arī iekš LabVIEW programmas ir iespējams iekļaut tekstuāla koda blokus (VHDL bloks FPGA moduļa gadījumā) vai jau nokompilētas C valodā rakstītas bibliotēkas, tomēr šāda iespēja ir sarežģīta un ierobežota un nevar tikt izmantota par programmas izstrādes pamatu.

Galvenās līdzības LabVIEW bloku diagrammām un FPGA programmēšanai ar slēgumu shēmām ir sekojošas:

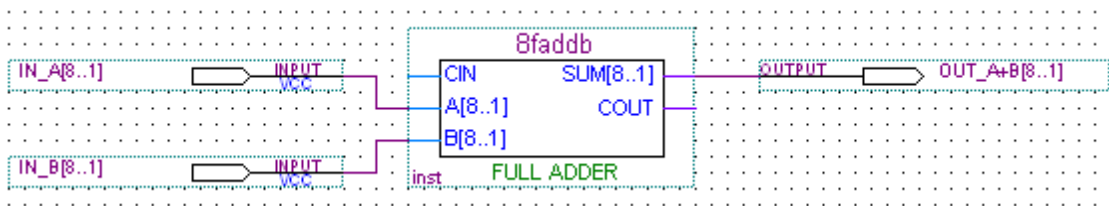
- sistēmu veido bloki un tos savienjoši vadi
- bloki viena cikla laikā no ieejas signāliem formē izejas signālu
- vadi var nest mainīgos un to kopas – loģiskos “0” un “1” bitus vai arī bitu masīvus
- var saturēt apakšblokus, kas paši ir vesela programma
- tiek lietoti ieejas un izejas porti
- procesi var noritēt paralēli



```

1 LIBRARY ieee ;
2 USE ieee.std_logic_1164.all ;
3 USE ieee.std_logic_signed.all ;
4
5 ENTITY adder IS
6 PORT ( CIN      : IN   STD_LOGIC ;
7       X, Y      : IN   STD_LOGIC_VECTOR(7 DOWNTO 0) ;
8       SUM       : OUT  STD_LOGIC_VECTOR(7 DOWNTO 0) ;
9       COUT      : OUT  STD_LOGIC ) ;
10 END adder ;
11
12 ARCHITECTURE Behavior OF adder IS
13     SIGNAL Summa : STD_LOGIC_VECTOR(8 DOWNTO 0) ;
14 BEGIN
15     Summa <= ('0' AND X) + ('0' AND Y) + CIN ;
16     SUM <= Summa(7 DOWNTO 0) ;
17     COUT <= Summa(8) ;
18 END Behavior ;

```



5.2. zīm. Vienkāršs summātors diviem 8 bitu skaitļiem trijos pieraksta veidos: LabVIEW bloku diagramma (augšā pa kreisi), VHDL valoda (augšā pa labi) un FPGA slēgumu shēma (apakšā).

Tomēr starp abām grafiskajām programmēšanas vidēm ir daudzas būtiskas atšķirības. Galvenās cēlonis vairumam šo atšķirību ir tas, ka LabVIEW ir pilnīgi “parasta” programmēšanas vide, tikai grafiskā realizācijā, t.i. tajā ir pieejamas visas tās darbības un mainīgo tipi kas visās citās populārājās tekstuālajās programmēšanas vidēs, kā C, Pascal, Fortran, Basic, Python utml. Tās visas ir savos pamatos līdzīgas, jo ir paredzētas radīt programmas izpildei uz datoru procesoriem. Un LabVIEW tapšanas gaitā šo teksta programmēšanas valodu iespējas ir pārnestas uz grafisku vidi, mantojot daudzas pozitīvas īpašības kā, piemēram, koda nemainību dažādas precizitātes skaitļiem un atbrīvojoties no daudzām negatīvajām īpatnībām kā, piemēram, nepieciešamību dot mainīgajiem nosaukumu.

Savukārt grafiskā vide FPGA programmēšanai ar slēgumu shēmām ir radusies specifiski šim mērķim un ir cieši saistīta ar FPGA mikroshēmu reālo uzbūvi un darbības principiem, kuri, kā redzams zīmējumā 5.1., ir absolūti atšķirīgi no datoru procesoru darbības principiem.

Vēl viena ļoti svarīga atšķirība apskatītajām metodēm ir iespējās veikt koda atklūdošanu. Gan teksta veidā radīto HDL kodu, gan no specializētās blokshēmas sintezēto kodu ir iespējams simulēt – izpildīt to darbību speciālā emulatorā uz personālā datora un tam nav nepieciešama fiziska ierīce ar FPGA mikroshēmu. Tas ļauj izstrādāt programmatūru neatkarīgi no tehniskās puses, kā arī strādāt vairākiem cilvēkiem paralēli pie vienas problēmas. LabVIEW FPGA modulis nespēj veikt simulāciju vienu pašu – vienīgi komplektā ar konkrētu tās pašas firmas ražotu FPGA bāzētu iekārtu ir iespējams veikt koda simulāciju datorā, tomēr datu ievade un izvade tiek veikta tikai caur konkrēto iekārtu. Ja iekārtas nav – nav iespējams pārbaudīt, vai izveidotais kods ir pareizs un funkcionēt spējīgs.

### 5.3. Pieejamās iekārtas FPGA programmēšanai LabVIEW vidē

Lai praktiski realizētu LabVIEW vidē radīto kodu FPGA bāzētā sistēmā, ir nepieciešams ne tikai FPGA programmatūras modulis, bet arī speciāli šiem mērķiem paredzētas, šīs pašas firmas ražotas datu ieguves kartes vai kontroliera moduļi. Elektronikas

nozārē ar “FPGA” saprot šīs programmējamās mikroshēmas kā tādas, taču firma National Instruments šī vispārīgā termina nozīmi ir sašaurinājusi līdz dažiem saviem produktiem. Ar šo tiek nomaskēts tas apstāklis, ka, ja ar HDL valodu vai blokshēmām var radīt programmu plašam FPGA mikroshēmu klāstam, tad LabVIEW FPGA modulis, lai arī tiek pozicionēts kā līdzeklis ērtai koda izstrādei priekš “FPGA”, patiesībā ir tikai programmatūras atblasts dažām konkrētām ierīcēm.

Neskatoties uz reālo iespēju un nepieciešamību nesakritību ar plānotajām aktivitātēm nepieciešamo, tika aplūkota iespēja pielāgoties konkrētajam piedāvājumam un, ja kāda no pieejamajām National Instruments FPGA-bāzētajām datu ieguves kartēm nodrošinātu pētījumā interesējošo risinājumu izpēti, iegādāties attiecīgo karti.

Pieņemot, ka kāda no piedāvātajām ierīcēm būtu adekvāta, tika noskaidrotas to cenas, kuras bija vēl viens faktors lai atteiktos no šīs metodes tālākas pielietošanas. Visi datu ieguves karšu modeļi sadalās divās grupās pēc tajos iebūvēto FPGA mikroshēmu loģikas elementu apjoma:

- 1 miljons loģikas ventiļu jeb aptuveni 11 tūkstoši loģikas šūnu,
- 3 miljoni loģikas ventiļu jeb aptuveni 32 tūkstoši loģikas šūnu.

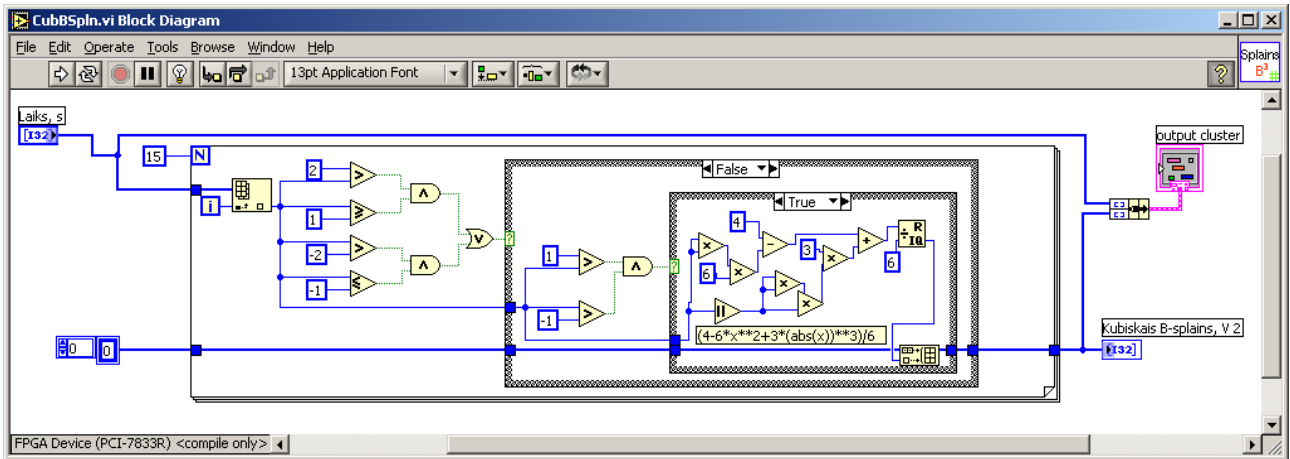
Tika apskatīts, vai lētākā pieejamā (22. maijā ~ Ls 1430,00 ) datu ieguves karte NI PCI-7830R ar 1 milj. loģikas ventiļu spētu veikt mūs interesējošās signālapstrādes darbības.

#### **5.4. LabVIEW FPGA moduļa versijas 1.1 iespējas**

Projekta izpildei pieejamā programmatūras moduļa versija ir 1.1, kas, kā šajā pētījumā tika konstatēts, ir ar pārāk ierobežotām funkcijām efektīvai signālapstrādes algoritmu implementācijai FPGA iekārtās. Firma, kas ir izstrādājusi šo programmatūru un tehniskās iekārtas – National Instruments – ir aktīvi strādājusi pie LabVIEW FPGA moduļa iespēju tālākas attīstīšanas, taču projekta ceturtajā etapā veicamā uzdevuma – LabVIEW veidotu algoritmu pārnesei uz FPGA – nepieciešamais datu tipu atbalsts ir pieejams tikai pašā jaunākajā moduļa versijā 8.5.

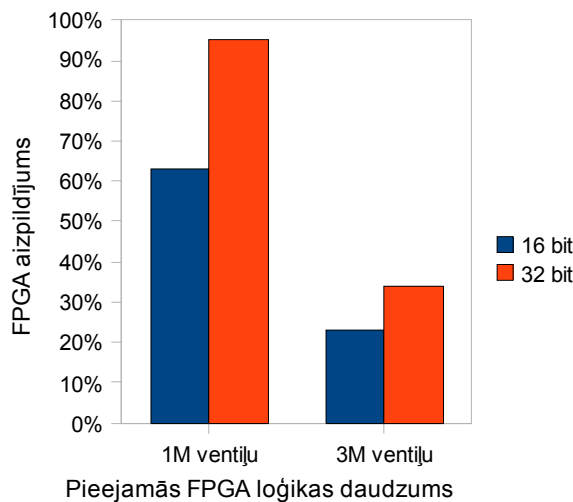
Ja nav pieejami nedz fiksētā, nedz peldošā punkta mainīgo tipi, tad visos signālapstrādes algoritmos jāpāriet uz signāla un citu mainīgo momentāno vērtību izteikšanu ar veseliem skaitļiem, kas, pirmkārt, rada palielinātas kļūdas, it īpaši mainīgā vērtībai izmainoties par vairākām lieluma kārtām, un otrkārt – ievieš papildu sarežģījumus matemātisko darbību, tādu kā dalīšana, realizācijai.

Lai pārveidotu darbam FPGA vidē gatavu virtuālo instrumentu, kas radīts LabVIEW vidē priekš personālajiem datoriem, to, atkarībā no algoritmu kompleksitātes, var nākties arī faktiski izstrādāt no jauna. Tā kā šajā darbā vēlamais scenārijs ir tāds, ka FPGA vidē tiek iestrādāts gatavs, iepriekš izveidots virtuālais instruments ar minimālām izmaiņām, tad no trešajā etapā LabVIEW vidē izstrādātās līmeņu-šķērsojuma ciparotāja un signāla atjaunotāja sistēmas tika piemeklēts tāds virtuālā instrumenta bloks, kuru ar minimāliem pārveidojumiem varēja sagatavot priekš izpildīšanas FPGA vidē. Viens no pielāgotajiem blokiem ir kubisko B-splainu aprēķina bloks, kas dots zīmējumā 5.4. Izmaiņas ir skārušas gan datu tipus, gan dalīšanas operāciju, kas aizstāta ar aritmētisku dalīšanu veselās daļās ar atlikumu, kas tiek atmests. Arī splaina aprēķināto punktu skaits ir samazināts līdz 16.



5.4. zīm. Kubisko B-splainu aprēķina algoritms LabVIEW vidē, kas adoptēts FPGA moduļa noteiktajām prasībām datu tipiem un matemātiskajām darbībām. Koda izpildes mērķis – FPGA ierīce PCI-7833R – norādīta kreisajā apakšējā stūrī.

Tā kā neviena National Instruments ražotā FPGA iekārta nebija pieejama, tad nevarēja pārbaudīt kā pielāgotais algoritms strādā, tikai pārliecināties, ka tā sagatavošana ievietošanai FPGA mikroshēmā ir pēc formāliem kritērijiem veiksmīgi paveikta un uzziņāt, cik liels programmējamās loģikas apjoms tiks izmantots.



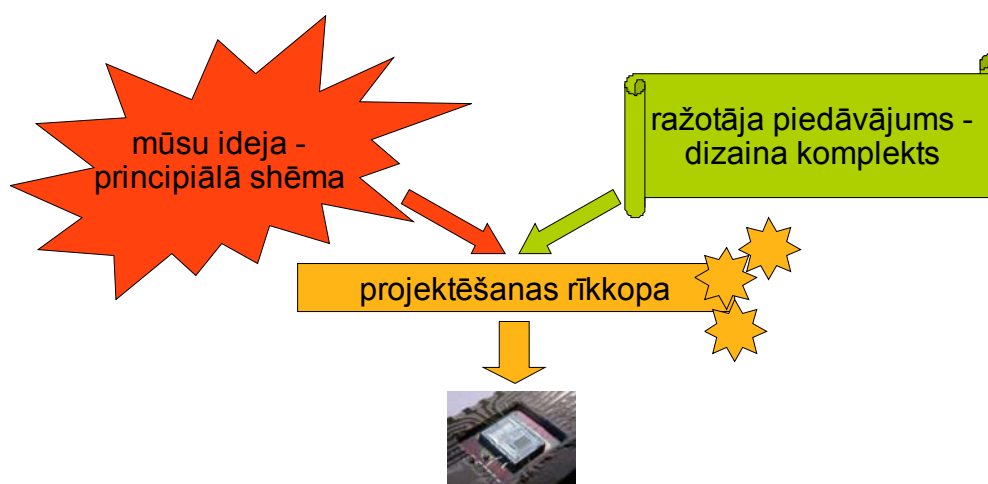
5.5. zīm. FPGA aizpildījums kubiskā B-splaina algoritmam 16 un 32 bitu precizitātēs.

Iegūtie rezultāti, kas attēloti zīmējumā 5.5., uzrādīja, ka šāda metode ir augstā mērā neefektīva, jo jau tikai daļa no visa interesējošā signālapstrādes algoritma aizpilda teju visu pieejamo FPGA loģikas daudzumu. Precizitātes samazināšana no 32 uz 16 bitiem atbrīvo lielu daļu no loģikas ventiļiem, taču tas tik un tā nav pietiekami visam algoritmam.

## 5.5. Tanner projektēšanas rīkkopas lietošana ASIC izstrādē

Izstrādes process, vienkāršoti, sastāv no shēmas ievades, simulācijas, fiziskās izvietojšanas, atkārtotas simulācijas un intensīvām dizaina noteikumu pārbaudēm (DRC – *Design Rules Check*).

Šis izstrādes process savij kopā izstrādes autora, t.i. mūsu ideju un vēlmes ar kāda konkrēta ražotāja piedāvātajām iespējām un zināšanām, kā tas attēlots zīmējumā 5.6., un līdzeklis kas veic šo informāciju saplūšanu un reālā produkta radīšanu ir projektēšanas rīkkopa.



5.6. zīm. ASIC izstrādes procesa kopējā struktūra.

Tanner rīkkopa nodrošina visu izstrādes soļu veikšanu ar attiecīgām programmām:

- S-Edit – principiālās shēmas ievadei,
- T-Spice – analogai simulācijai,
- W-Edit – simulācijā iegūto viļņformu analīzei,
- L-Edit – fiziskās izvietojšanas programma un tās galvenie apakškomponenti:
  - interaktīvai dizaina noteikumu pārbaudei,
  - principiālās shēmas vadītai izvietojšanai,
  - faktiskās shēmas ieguvei no fiziskā izvietojuma,
  - izvietojuma un principiālās shēmas salīdzināšanai,
- HiPer Verify – detalizētai submikrona mēroga dizaina noteikumu pārbaudei.

Bez projektēšanas rīkkopas ir nepieciešams iegūt un apgūt kāda konkrēta ražotāja mikroshēmu ražošanas tehnoloģijai paredzētu projektēšanas elementu bibliotēku un dizaina noteikumus. Izmantojot EURO PRACTICE servisu kā visatbilstošākā pēc sniegtajām iespējām un izmaksām ir izvēlēta AMI Semiconductor 0.5  $\mu\text{m}$  C05-A komplimentārā metāla-oksīda-pusvadītāja tehnoloģija. Par šīs tehnoloģijas izmantošanu ir noslēgts konfidencialitātes nolīgums (NDA) un dizaina komplekta bibliotēkas ir uzstādītas un pielāgotas uzstādītajai Tanner tools versijai. Pateicoties dalībai EURO PRACTICE organizācijā, EDI kā pētniecības



iestādei ir pieejams plašs tehnoloģiju klāsts no dažādām pusvadītāju rūpnīcām bez papildus maksas.

Galvenie argumenti šīs tehnoloģijas izvēlei, neskaitot samērīgās izmaksas, bija:

- iespēja lietot gan 3.3V, gan 5V ieejas un izejas spriegumus,
- iespēja izmantot bipolārus tranzistorus,
- precīzu kondensātoru un rezistoru pieejamība.

Izmantojot AMIS C05-A dizaina komplektu tika uzsākta Tanner rīkkopas apguve pēc S-Edit lietošanas pamācības un iepazīstoties ar dizaina komplektam līdzī nākušajiem piemēriem. Komplikētības dēļ tika izpētīti tikai mūs interesējošie piemēri no visiem pieejamajiem. Rīkkopas apguve turpinājās ar piedalīšanos EURORACTICE rīkotā divu dienu ievada un apmācības seminārā “Mixed Signal ASIC Design Training” Erlangenā, Vācijā, ko rīkoja Fraunhofer IIS institūts kopā ar EDA Solutions – Tanner EDA oficiālo pārstāvi Vācijā.

Seminārā izdevās ne tikai iegūt kontaktus ar cilvēkiem, kas veic minēto dizaina komplektu izstrādi un adaptāciju Tanner programmām, bet arī noskaidrot vairākus jautājumus, kas bija ļoti noderīgi tālākās rīcības izvēlei.

Pirmais jautājums, ar kuru jau saskārāmies uzstādot dizaina komplektu AMIS C05-A tehnoloģijai, ir datu formātu atšķirības. EURORACTICE piegādātās bibliotēku versijas, kas ir paredzētas Tanner S-Edit versijām 10 un 11, nav tieši lietojamas ar EDI uzstādīto, citas EURORACTICE nodaļas piegādāto S-Edit versiju 12.11. Ir iespējams tās manuāli pārveidot uz jauno formātu ar speciālu S-Edit 11 versiju, ko mēs jau bijām izdarījuši, taču tāds risinājums nevar garantēt dizaina komplekta pareizu funkcionēšanu, ko mēs arī novērojām strādājot ar gatavajiem piemēriem. Līdz 2007. gada beigām EURORACTICE ir paredzējusi izstrādāt un izsūtīt saviem biedriem atjaunotas dizaina komplektu versijas, tādēļ tas būtiski neiespaidos mūsu plānus.

Otrs, būtiskāks apstākļis ir tas, ka C05-A tehnoloģijas dizaina komplektam nav bibliotēkas komponenta fiziskā izvietojuma un principiālās shēmas salīdzināšanai, t.s. LvS – Layout versus schematic. Tas ir nepieciešams lai pārliecinātos ka uzprojektētā mikroshēma faktiski satur tādu pašu principiālo elektrisko shēmu un nav radušies nevēlami blakusefekti un parazitiskie savienojumi. Bez tā var iztikt, ja ir pieredze mikroshēmu izstrādē. Dizaina komplekti tiek izgatavoti pēc konkrētiem pasūtījumiem, un EURORACTICE klientam, kas bija pasūtījis C05-A tehnoloģiju, LvS nebija nepieciešams. No tā var secināt arī to, ka šī nav īpaši populāra tehnoloģija, kas lika mums pārskatīt savu izvēli attiecībā uz to, kuru tehnoloģiju apgūt. Mums līdzīgās situācijās viena no populārākajām tehnoloģijām ar visplašāko atbalstu ir AMIS C035-A, kas, lai arī ir nedaudz dārgāka par katru mikroshēmas mm<sup>2</sup>, tomēr elementu blīvums ir lielāks un ļauj izmantot mazāku silīcija laukumu izkompensējot izmaksas.

Abu tehnoloģiju būtiskākās atšķirības ir:

C05-A ir, bet C035-A nav pieejami gatavi bipolārie tranzistori – pastāv iespēja tos radīt pašiem L-Edit programmā manuāli izvietojot vajadzīgos slāņus, bet tāda veidojuma darbība un ilgtspēja nav droši paredzama. Tāda eksperimentēšana ir ļoti dārga.

Analoģiski, 0.35 μm tehnoloģijā nevar radīt mikroshēmu stabilai darbībai pie 5 V

barošanas sprieguma, kā tas ir iespējams ar 0.5  $\mu\text{m}$  tehnoloģiju.

Mūsu vajadzībām 5 V darbība ir vēlama, bet nav obligāti nepieciešama. Tā kā ieejas signālu var samazināt ar sprieguma dalītāju palīdzību, pats ieejas signāls var pārsniegt 3.3 V un tas ir pieņemams risinājums. Arī bipolārie tranzistori nav neizbēgama nepieciešamība, kaut arī tie var dot labākus rezultātus un atvieglot sistēmas analogās daļas izstrādi. Daudzās mūsdienu mikroshēmās visa analogā daļa ir izstrādāta komplimentārā metāla-oksīdāpusvadītāja tehnoloģijā un nodrošina tādus pašus vai pat labākus parametrus nekā bipolāro tranzistoru mikroshēmas.

Augstāk izklāstītie apstākļi lika pārskatīt tehnoloģijas izvēli par labu AMIS C035-A.

Trešais jautājums, kas arī ietekmē tālākās rīcības izvēli, ir saistīts ar Tanner rīkkopas shēmas simulācijas sistēmu T-Spice. Tā kā SPICE simulācija ir balstīta uz analogiem elementu darbības modeļiem, tad ar tās palīdzību ir apgrūtināta ciparu sistēmu simulācija – tā ir iespējama, bet ir nesamērīgi apjomīga un laikietilpīga. Kā norādīja gan vairāki semināra dalībnieki, gan pats semināra vadītājs – Tanner EDA oficiālais pārstāvis Vācijā – tipiskais ciparu loģikas apjoms, ko var sekmīgi simulēt ir ap 1000 ventiļiem (*gates*) jeb tranzistoriem. Tādā apjomā var ietilpt neliels ievades/izvades kontrolieris piemēram analogi-ciparu pārveidotājam, bet ne signālapstrādes bloki.

Noskaidrojot šajā gadījumā tipiski pielietotos risinājumus, kā arī ņemot vērā, ka EDI kā EURORACTICE biedram varētu būt iespēja tikai par ikgadējo uzturēšanas maksu iegūt visa Mentor Graphics programmnodrošinājuma licences, optimālais variants ir izmantot Mentor Graphics Leonardo Spectrum sintēzes rīku. Tam ir pieejamas nepieciešamās AMIS C035-A tehnoloģijas bibliotēkas un ar tā palīdzību var no VHDL koda, kas apraksta kompleksu ciparu loģiku (t.s. signālapstrādes blokus), izveidot ventiļu līmeņa shēmu, kuru ar L-Edit palīdzību iekļauj kopējā sistēmā.

Vēl viens ieguvums no semināra ir jauna SPICE simulācijas modeļu bibliotēka, kuru Tanner EDA ir izstrādājusi speciāli priekš Tanner rīkkopas. Tā sola paātrināt simulācijas procesu un labāk atbalstīt vairākkodolu procesorus, ar kādu ir aprīkota arī EDI Tanner rīkkopas darbstacija.

## **5.6. Novērtējums par LabVIEW FPGA un Tanner rīkkopas risinājumu pielietojamību tālākajā etapā un turpmāk veicamajiem uzdevumiem**

Ierobežotās iespējas programmatūras un tehnisko risinājumu klāstā, kā arī LabVIEW FPGA metodikas nepietiekamā kapacitāte interesējošo algoritmu realizācijai noveda pie lēmuma atteikties no tālākiem darbiem ar šo metodi, tā vietā vairāk koncentrējoties uz iespējam algoritmus aprakstīt HDL valodā un ar sintēzes rīku palīdzību tos realizēt universālās FPGA mikroshēmās un ASIC prototipos. Tāda pieeja, lai arī prasa apgūt salīdzinājumā ar LabVIEW daudz sarežģītāku izstrādes līdzekli kā, piemēram, VHDL valodu, nepiesaistīs šī projekta izpildi vienas konkrētas firmas piedāvājumiem un dos iespēju izstrādātās mikroshēmas ērtāk iekļaut citās sistēmās.

Savukārt Tanner rīkkopa ir labi piemērota mūs projekta kontekstā interesējošu specializētu mikroshēmu izstrādei, taču tās vājā vieta ir nespēja automatizēti radīt ciparu loģikas blokus, kam ir nepieciešams programmnodrošinājums no cita ražotāja. Tas arī krietni palielina veicamā darba apjomu un laiku lai apgūtu izmantojamo programmatūru. “Mixed Signal ASIC Design Training” seminārs deva daudz būtiskas informācijas par problēmām un risinājumiem veicot šādus darbus, kā arī par gaidāmajiem jaunumiem un iespējam paātrināt ASIC izstrādi un samazināt prototipu izmaksas.

Galvenie tālāk veicamie darbi ir, pirmkārt, veikt tehnoloģijas nomaiņu no AMIS C05-

A uz C035-A, kā arī iegūt Tanner S-Edit aktuālajai versijai atbilstošas un pārbaudītas elementu bibliotēkas, otrkārt, ja iespējams, iegūt Mentor Graphics Leonardo Spectrum rīkkopu un tai vajadzīgās tehnoloģiju bibliotēkas. Treškārt, lielā darba apjoma dēļ meklēt iespēju palielināt iesaistītos cilvēkresursus, iespējams, pārdalot projektā iesaistīto darbinieku pienākumu sadali. Tad būtu iespējams līdz pēdējā etapa beigām apgūt rīkkopas lietošanu un realizēt līdz galam vismaz vienu specializētas mikroshēmas projektu.

## **6. Uz vispārēja pielietojuma mikroprocesora veidotas sistēmas darbības izpēte, tās mikro miniaturizēšanas iespējas**

Darbs 2007.g. tiek turpināts pamatojoties uz iepriekšējā 2006g. iegūtajiem rezultātiem, risinot asinhronas datu apstrādes problēmas saistītas ar maz varbūtīgu gadījuma rakstura notikumu monitoringu un energoekonomiju [1]. Galvenā uzmanība tiek veltīta skaņas signāla analogciparu pārveidošanai, izmantojot līmeņa šķērsojuma metodi [2]. Tiek veidotas divas asinhronu datu apstrādes sistēmas uz vispārēja pielietojuma mikroprocesoru bāzes (turpmāk tekstā AGS - Asynchronous General-Purpose Microprocessor System) modeļa izstrādi un tā realizāciju, izmantojot vispārēja pielietojuma mikroprocesorus P89LPC936 un MSP430x2013. Izveidotais AGS modelis balstās uz izstrādātā datu apstrādes algoritma. Datu apstrādes algoritms nosaka AGS modeļa funkcionālo struktūru, tajā ietilpstošo aparatūru un programmatūru, kas nodrošina sistēmā ietilpstošo sastāvdaļu asinhronu mijiedarbību, ieejas signālu nolasi, izmantojot līmeņa šķērsojuma metodi, un AGS patērējamās jaudas vadību.

### **6.1. AGS izmantotie pamatprincipi**

Asinhronais mijiedarbības princips ļauj atsevišķām AGS sastāvdaļām (funkcionāliem blokiem) strādāt autonomi un sadarboties tikai tad, ja ir pieprasījums pēc sadarbības. Tas dod iespēju pieslēgt un atslēgt AGS funkcionālos blokus barošanas spriegumam, un izmantot tikai tos AGS funkcionālos blokus, kas dotajā brīdī ir nepieciešami noteiktu funkciju veikšanai. Piemēram, veicot ieejas signālu nolasi, ir jābūt ieslēgtiem analogajiem komparatoriem, to etalonspriegumu avotiem un taimeriem, bet pārējie bloki var būt izslēgti. Pēc ieejas signālu nolases taimerus var izslēgt. Funkcionālo bloku pieslēgšanu un atslēgšanu veic atbilstoša AGS programmas sadaļa.

Ieejas signālu nolasi veic AGS programma, izmantojot līmeņa šķērsojuma metodi. Metodes izvēli nosaka tās spēja izmantot AGS resursus tikai tad, kad tas ir nepieciešams, un spēja samazināt savācamo datu daudzumu. Ja ieejas signāls nepārsniedz uzdoto sākuma etalonlīmeni, tad dati netiek vākti un visi AGS funkcionālie bloki ir izslēgti, izņemot analogos komparatorus un etalonsprieguma avotus. Programmas izmantošana ieejas signālu nolasei dod iespēju izveidot elastīgu un nolasiņumu laikā izmaināmu līmeņa šķērsojuma metodi. Tomēr programmas izmantošana ierobežo AGS iespējas nolasīt ieejas signālus augstākām frekvencēm pie lielāka līmeņu skaita.

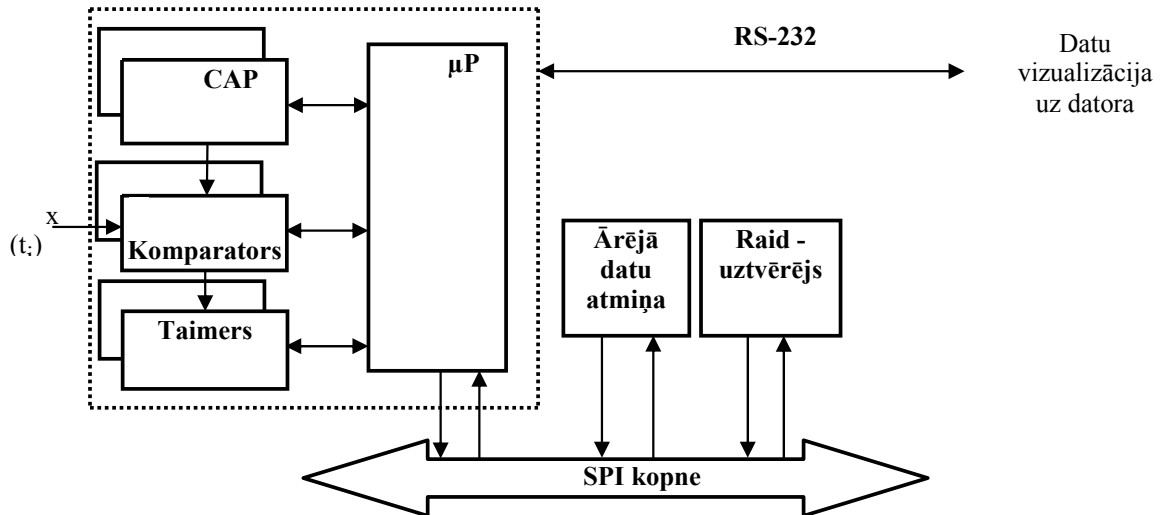
AGS patērējamās jaudas vadība notiek, izmantojot uz asinhrono mijiedarbības principu un līmeņa šķērsojuma metodes īpašības, ar mērķi, cik vien iespējams, samazināt to laiku, kad AGS strādā aktīvā režīmā un enerģijas patēriņš ir maksimālais. AGS patērējamās jaudas vadību veic, atslēdzot neizmantojamos AGS funkcionālos blokus un pieslēdzot tos brīžos, kad ir nepieciešams. Šeit barošanas sprieguma atslēgšana nozīmē, ka AGS iekšienē tiek atslēgtas atsevišķas ierīces, bet saglabājas barošanas spriegums uz mikroprocesora barošanas izvada. AGS patērējamo jaudu būtiski nosaka sistēmas takts ģenerators frekvence un takts ģenerators apstādināšanas biežums.

AGS modeļa pilnveidošanas mērķis ir AGS veikspēja palielināšana, kas ļautu palielināt apstrādājamo ieejas signālu frekvenci līdz 8 kHz pie līmeņu skaita 7 un vienlaikus samazināt enerģijas patēriņu. AGS pilnveidošana ietver datu apstrādes algoritmu pilnveidošana un atbilstošas izmaiņas AGS struktūrā. Pilnveidojot datu apstrādes algoritmu, tajā papildus tika ieslēgti lēmuma pieņemšanas un datu pārraides bloki, kuri nodrošina savākto un apstrādāto datu analīzi un brīdinājuma ziņojuma nosūtīšanu, ja tā nepieciešamība izriet no datu analīzes rezultātiem. Vienlaikus tika veikta izveidotās AGS arhitektūras ierobežojumu (ierobežojošie faktori - datu atmiņa apjoms, programmu atmiņas apjoms,

veiktspēja, enerģijas patēriņš) izpēte un novērtēšana, lai atrastu vispiemērotāko risinājumu. Šī izvērtēšana ļāva secināt, ka AGS modeļa pilnveidošanas mērķa sasniegšanai ir nepieciešama cita mikroprocesoru bāze.

### 6.1.1. AGS pilnveidošana

#### AGS struktūra



3. zīm. Pilnveidotā AGS struktūra

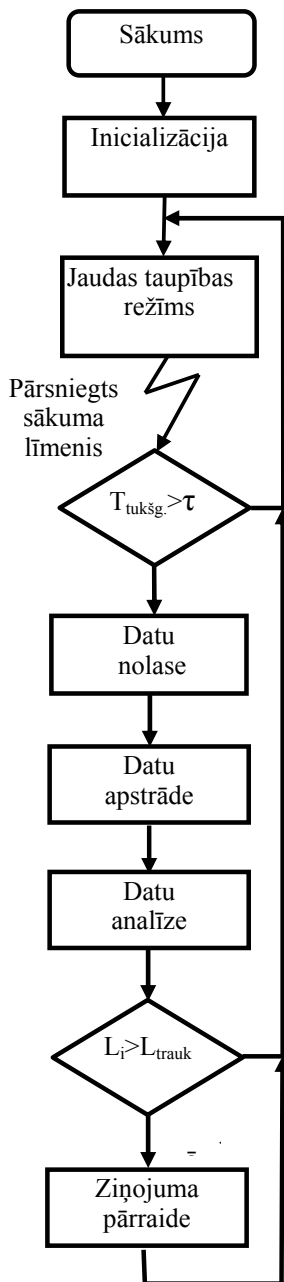
1. zīm. ir attēlota pilnveidotā AGS struktūra. Tajā ietilpst divi analogie komparatori, divi ciparanalogie pārveidotāji (CAP), divi taimeri, mikroprocesors ( $\mu P$ ), ārējā datu atmiņa un raiduztvērējs, kas ar sērijas kopni SPI pieslēgti  $\mu P$ . Ieejas signāls pienāk uz komparatoru ieejām un tiek salīdzināts ar etalonlīmeņa apakšējo un augšējo vērtību. Ciparanalogos pārveidotājus izmanto etalonlīmeņa formēšanai, CAP1 formē etalonlīmeņa augšējo vērtību  $r^+$  augošām ieejas signāla vērtībām. CAP2 formē etalonlīmeņa apakšējo vērtību  $r^-$  dilstošām ieejas signāla vērtībām, Ierīces CAP1 izeja ir pieslēgta komparatora1 etalonlīmeņa ieejai. Ierīces CAP2 izeja ir pieslēgta komparatora2 etalonlīmeņa ieejai. Komparatora1 izejā stāvoklis izmainās, ja augošā ieejas signāla vērtība pārsniedz etalonlīmeņa augšējo vērtību  $r^+$ . Komparatora2 izejā stāvoklis izmainās, ja dilstoša ieejas signāla vērtība nokrītas zem etalonlīmeņa apakšējās vērtību  $r^-$ . Mikroprocesors  $\mu P$  kontrolē komparatoru izeju stāvokļus. Izmainoties vienai no izejām, tiek fiksēta taimera vērtība, tiek noteikts izmaiņu virziens un abas vērtības tiek saglabātas atmiņas buferī. Tad tiek izrēķinātas jaunas etalonlīmeņa vērtības, kas tiek iesūtītas CAP1 un CAP2 reģistros. Pēc tam atmiņas bufera saturs caur sērijas kopni SPI tiek nosūtīts uz ārējo datu atmiņu. Raiduztvērēju izmanto brīdinājuma ziņojuma pārraidei.

Atmiņas bufera saturu var nosūtīt uz datoru apstrādei un vizualizācijai. Nosūtīšanai uz datoru izmanto sērijas saskarni RS-232. Dators apstrādā pārsūtīto teksta datni ar Excel programmu.

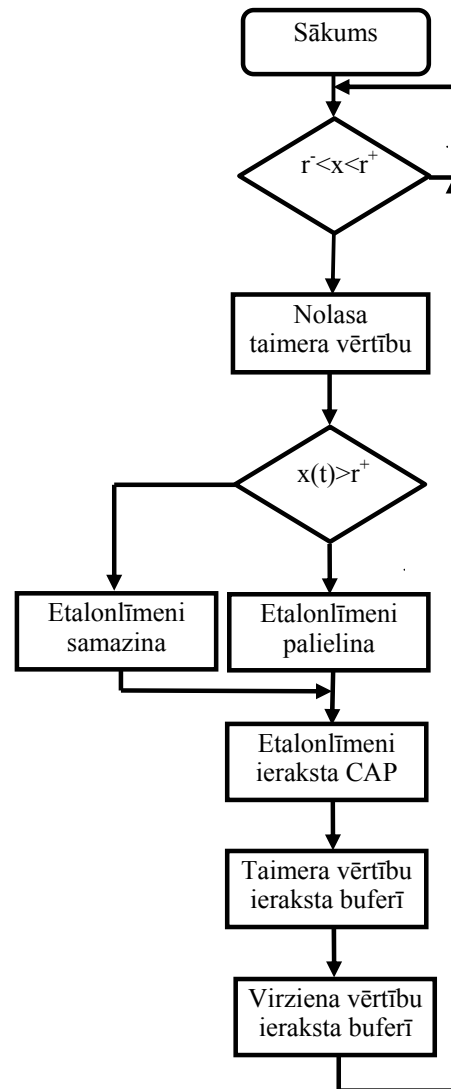
#### AGS darbības algoritms

AGS darbība balstās uz 2. zīm. attēloto algoritmu. Algoritms satur 6 galvenos blokus, kas ietver sistēmas inicializāciju, jaudas taupības režīmu, datu nolasi, datu apstrādi, datu analīzi un ziņojuma pārraidi. Inicializācijas bloks sagatavo AGS darbību. Tas notiek konfigurējot komparatorus, CAP, taimeri, datu apmaiņas saskarnes, ziņojuma pārraides ierīci,

u.c. ierīces. Jaudas taupības režīma bloks nodrošina enerģijas taupības režīmu, kad AGS ieejā pienākošais ieejas signāls nepārsniedz uzdoto sākuma līmeni. AGS pārslēdzas uz enerģijas taupības režīmu katreiz, kad ieejas signāls neizmainās virs sākuma līmeņa vērtības laika intervālā  $\tau$ . Enerģijas taupības režīmā tikai komparatoriem un CAP pienāk barošana, jo komparatori salīdzina ieejas signālu ar sākuma etalonlīmeni, kas ir CAP izejās. Datu nolasi uzsāk pēc AGS pārslēgšanās uz aktīvo režīmu, ko veic programma. Datu nolasei seko datu apstrāde, kas pārveido nolasītās taimeru vērtības laika intervālos. Datu analīze veic iegūto mērījumu rezultātu salīdzināšanu ar paraugiem, kas glabājas atmiņā. Ja iegūto mērījumu rezultātu sakritība ar paraugiem sasniedz uzdoto ticamības līmeni, tad ziņojuma pārraides bloks noraida brīdinājuma ziņojumu. Pretējā gadījumā, kā arī pēc ziņojuma pārraides, AGS pārslēdzas uz enerģijas taupības režīmu.



2. zīm. AGS darbības algoritma shēma



3. zīm. Datu nolases algoritma shēma

3. zīmējumā ir parādīta datu nolases algoritma shēma, kas parāda datu nolases

programmas sarežģītības pakāpi, jo tā ietver pārsūtīšanas, loģiskās, aritmētiskās u.c. komandas. Komandu izpilde prasa noteiktu procesora laika patēriņu, kas atkarīgs no izpildamo komandu skaita.

### Datu nolases nosacījumi

Datu nolasei izmantojamās līmeņa šķērsojuma metodes pamatā ir nosacījums, ka divi laikā sekojoši mērījumi ir dažādi, ja signāla izmaiņu virziens saglabājas:

$$x(t_n) \neq x(t_{n+1}) \quad (1)$$

kur  $n = 1 \div N$  ( $N$  ir iepriekš noteikto līmeņu vērtību skaits). Šo nosacījumu izmanto, lai noteiktu signāla izmaiņu virziena zīmi. Parasti divu sekojošo uzdoto etalonlīmeņu vērtību starpība ir konstanta. Vispārīgā gadījumā tā var mainīties atkarībā no iepriekšējās signāla nolases vai arī tikt izvēlēta no iepriekšnoteiktas etalonlīmeņa vērtību kopas. šāda pieeja ļauj pielāgot etalonlīmeņa vērtību izmaiņas ieejas signāla izmaiņām. Ieejas signāla atsekošanai izmanto etalonlīmeņa vērtības  $r_n^+$  un  $r_n^-$ , kur  $r_n^+$  ir etalonlīmeņa augšējā vērtība un  $r_n^-$  ir etalonlīmeņa apakšējā vērtība. Programma atseko ieejas signālu  $x(t_n)$  tā, lai saglabātos sakarība:

$$r_n^- < x(t_n) < r_n^+ \quad (2)$$

Laika brīžos, kad izpildās nosacījums  $x(t_n) = r_n^-$  (3) vai  $x(t_n) = r_n^+$  (4), notiek ieejas signāla nolase kā tas redzams 3. zīmējumā. Pie ieejas signāla nolases tiek fiksēts un saglabāta laika brīža vērtība, kad izpildās nosacījums (3) vai (4) un tiek saglabāta nosacījuma pazīme kā loģiskā vērtība “0”, izpildoties nosacījumam (3), un kā loģiskā vērtība “1”, izpildoties nosacījumam (4). Pēc signāla nolases sakarība (2) tiek atjaunota, izmainot etalonlīmeņa augšējā un apakšējo vērtību. Tādējādi ieejas signāla vērtību izmaiņas tiek atsektas pēc katras nolases. Ikviena būtiska ieejas signāla izmaiņa, pēc kuras nesaglabājas sakarība (2) izsauc etalonlīmeņa vērtību izmaiņas. Līmeņa šķērsojuma metodi pielieto AGS pārslēgšanai no izslēgtas barošanas režīma uz aktīvo režīmu. Pārslēgšana uz aktīvo režīmu notiek, ja ieejas signāla vērtība sasniedz etalonlīmeņa sākuma vērtību. Ieejas signāla vērtībai sasniedzot etalonlīmeņa sākuma vērtību notiek pārtraukums, kura apstrāde ļauj uzmodināt un pieslēgt barošanu AGS sastāvdaļām. Atšķirībā no literatūrā aprakstītajām līmeņa šķērsojuma metodēm piedāvātā metode atšķiras ar etalonlīmeņa vērtību aprēķināšanas veidu. Klasiskā pieeja pieļauj, ka katram  $n$ :

$$(r_n^+) - (r_n^-) = q, \quad (5)$$

kur  $q$  ir etalonlīmeņa vērtību izmaiņu solis. Tad nākošā  $n+1$  etalonlīmeņa vērtības var aprēķināt izmantojot vispārēju sakarību:

$$(r_{n+1}^\pm) = (r_n^\pm) \pm q, \quad (6)$$

kur aritmētiskās darbības izvēli nosaka signāla izmaiņas virziens. Izmaiņu solis  $q$  tiek pieskaitīts augoša signāla gadījumā, bet izmaiņu solis  $q$  tiek atņemts dilstoša signāla gadījumā. Tas ir tipisks veids, kā aprēķina etalonlīmeņa vērtības gadījumos, kad līmeņa šķērsojuma metode tiek realizēta ar aparātūras palīdzību. AGS risinājums pieļauj daudz lielāku elastību, aprēķinot etalonlīmeņa vērtības, kas ļauj (6) pārrakstīt sekojoši:

$$(r_{n+1}^\pm) = f(n \pm 1), \quad (7)$$

kur  $f(n \pm 1)$  ir funkcija, kas noteikta vērtībām  $n = 1 \div N$  un apmierina nosacījumu:

$$q \leq f(n \pm 1) \leq Nq, \quad (8)$$

kur  $q$  ir mazākais pieļaujamais izmaiņu solis. Tas būtībā ir etalonlīmeņa vērtību aprēķins ar mainīgu izmaiņu soli  $q$ . Vienādība (7) kopā ar nosacījumu (8) ļauj adaptēt etalonlīmeņa vērtību aprēķinu atbilstoši ieejas signāla izmaiņām, ņemot vērā ieejas signāla izmaiņu ātrumu.

### 6.1.2. AGS realizācijas ierobežojumi

Sākotnēji AGS prototipa izveidei izmantoja Philips P89PLC936 mikrokontrolieri. Tas bija piemērots ieejas signāla nolasei, izmantojot līmeņa šķērsojuma metodi, jo mikrokontrolieris satur divus CAP, divus komparatorus un divus taimerus. Tāpat mikrokontrolierim ir iekšējais 7,373 MHz takts ģenerators. Tas viss kopā ļauj izveidot AGS prototipu neizmantojot nekādus papildus elementus. Philips P89PLC936 mikrokontrolierim ir pilnveidota jaudas patēriņa vadība ar 3 enerģijas taupības režīmiem. Programmatūra ieejas signāla nolasēm, izmantojot līmeņa šķērsojuma metodi, un enerģijas taupīšanai ir uzrakstīta C valodā. Programmatūras ielādes koda apjoms ir 2 kilobaiti. Ieejas signāla nolases glabājas atmiņā kā pāris  $\{t_n, \alpha_n\}$ , kur  $t_n$  ir taimera vērtība un  $\alpha_n$  ir loģiskais mainīgais, kurš norāda ieejas signāla izmaiņas virzienu. Mikroprocesora P89PLC936 enerģijas patēriņa vadība ļauj pārslēgt to enerģijas taupības režīmā, saglabājot barošanu komparatoriem un CAP. Laika aizkave, kas nepieciešama lai mikroprocesors pārslēgtos no enerģijas taupības režīma uz aktīvo režīmu ir robežās no 35 līdz 94  $\mu$ s atkarībā no takts ģeneratora frekvences un izvēlēta takts ģeneratora – iekšējā vai ārējā.

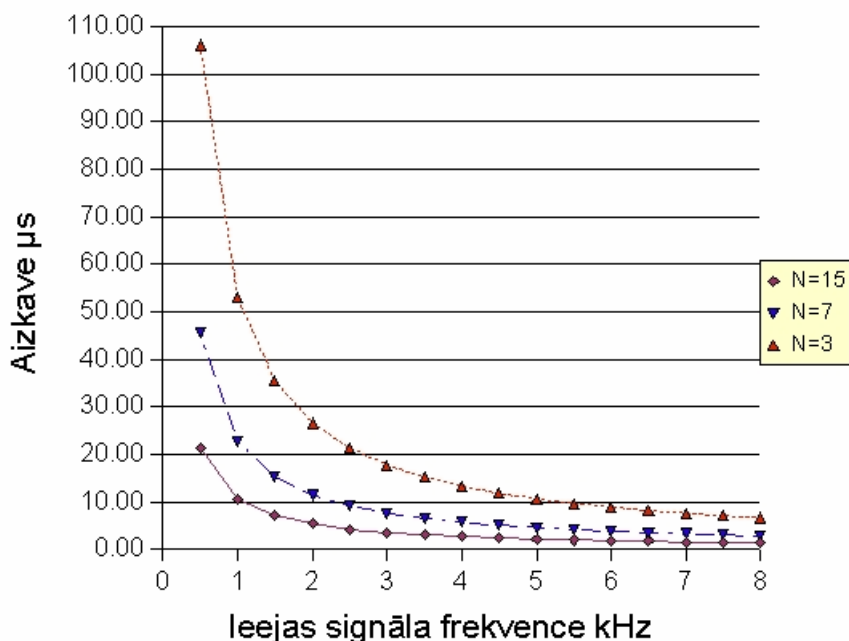
AGS prototipa veiktspēju raksturo pieļaujamā maksimālā ieejas signāla frekvence un etalonlīmeņu skaits ko AGS ir spējīgs apstrādāt. AGS prototipa veiktspēju var izteikt ar maksimālo aizkaves vērtību  $\delta_{\max}$  starp mērījumiem. Lielāka aizkaves vērtība raksturo mazāku veiktspēju. Sakarība starp etalonlīmeņu skaitu  $N$ , maksimālo signāla frekvenci  $f_{\max}$  un maksimālo aizkaves vērtību  $\delta_{\max}$  ir sekojoša:

$$\delta_{\max} = 1/(2\pi f_{\max} N), \quad (9)$$

kur maksimālā aizkaves vērtība  $\delta_{\max}$  nosaka laika intervālu, kas nepieciešams, lai AGS sagatavotos nākošās nolases ciklam. Veicot ieejas signāla nolasi ar programmu,  $\delta_{\max}$  ir atkarīgs no to komandu virknes garuma, ko izmanto signāla vērtības nolasei un nākošās nolases cikla sagatavošanai.

Izmantojot dažādas etalonlīmeņu skaita  $N$  vērtības, 4. zīm. ir attēlotas aizkaves  $\delta_{\max}$  vērtības atkarībā no ieejas signāla maksimālajām frekvencēm  $f_{\max}$ . Attēlotās līknes nosaka AGS pielietojamības robežas atkarībā no  $N$  un  $f_{\max}$ .





4. zīm. Aizkaves  $\delta_{\max}$  atkarība no ieejas signāla frekvencēm  $f_{\max}$  pie dažādiem  $N$

Ieejas signāla nolasei izmantojamās programmas izpildes laika vērtībai, izteiktai mikrosekundēs, ir vienmēr jāatrodas apgabalā pa kreisi no līknes. Aizkaves vērtība mikrosekundēs nedod pilnīgu priekšstatu par programmas radīto aizkavi. Tāpēc mikrosekunžu vietā izmanto takts ģenerators ciklu skaitu.

P89PLC936 mikroprocesora ciklā ieiet 2 takts ģenerators (TG) cikli. Komandu vairumam izpildei ir nepieciešami 1 vai 2  $\mu\text{P}$  cikli. Taimera takts cikls sakrīt ar  $\mu\text{P}$  ciklu. Tāpēc divu taimera mērījumu starpība ir vienāda ar izpildīto  $\mu\text{P}$  ciklu skaitu. Tāpēc ir jēga izteikt maksimālās aizkaves vērtības ar  $\mu\text{P}$  ciklu skaitu. Izmantojot (9),  $K_c$  izsakās kā:

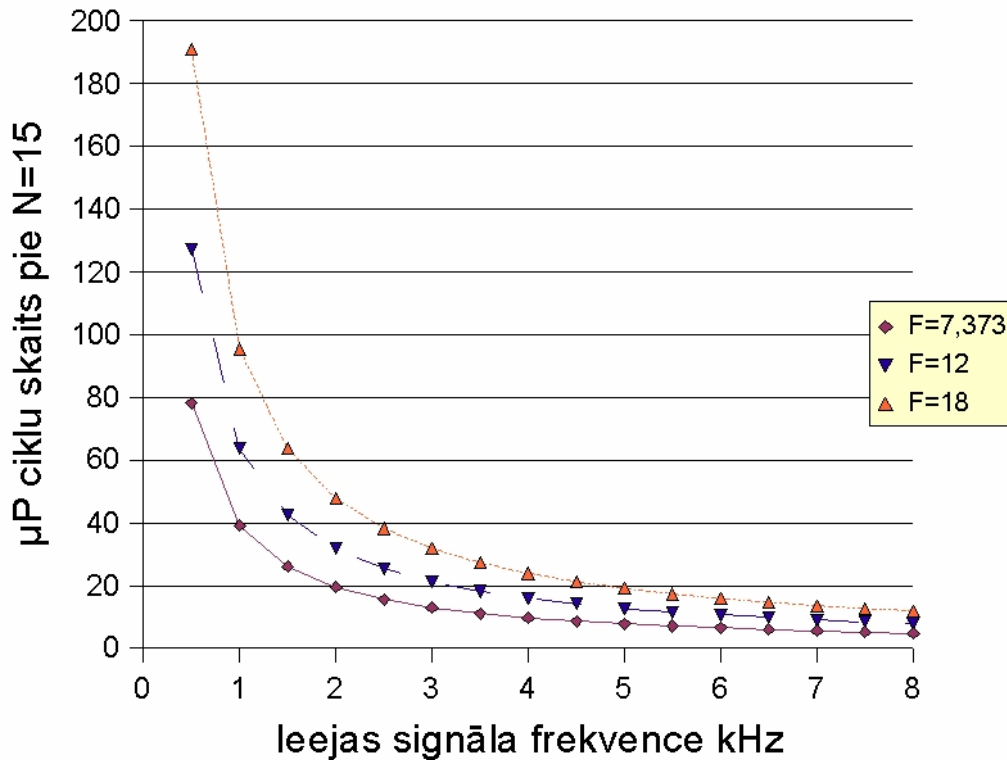
$$K_c = \delta_{\max} f_{\mu\text{P}} / 2, \quad (10)$$

kur  $K_c$  ir  $\mu\text{P}$  ciklu skaits, kas ietilpst  $\delta_{\max}$  atkarībā no mikroprocesora frekvences.

AGS var tikt izmantota ieejas signāla nolasēm, ja programmas izpildes laiks apmierina nosacījumu:

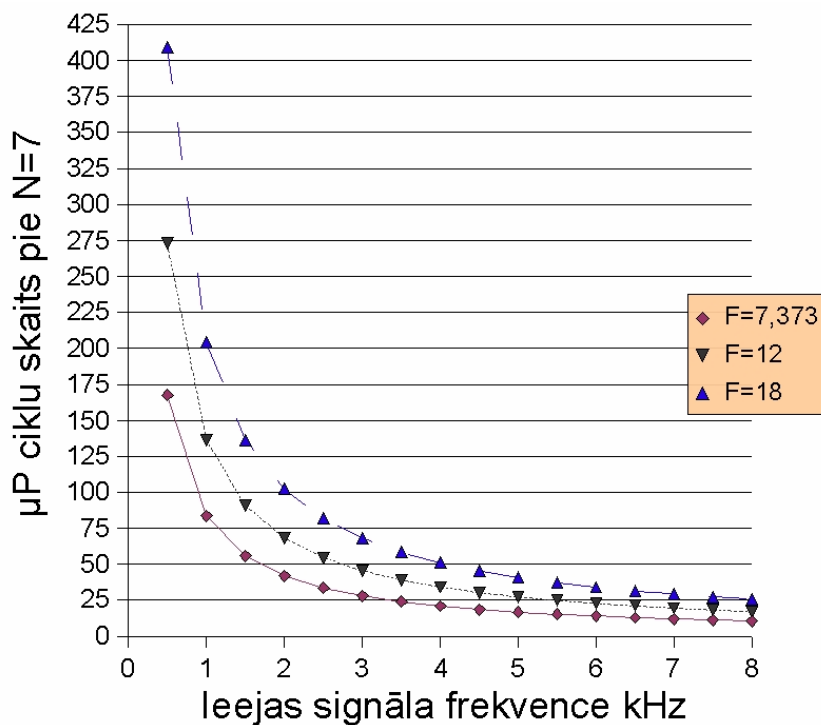
$$K_p < K_c, \quad (11)$$

kur  $K_p$  ir ieejas signāla nolasēm nepieciešamais programmas laiks, kas izteikts  $\mu\text{P}$  ciklos. Programmas pašreizējai versijai ieejas signāla nolasei nepieciešamais programmas izpildes laiks ir 60  $\mu\text{P}$  cikli. Izmantojot dažādas TG frekvences (7,373 MHz, 12 MHz, 18 MHz) 5. zīm. ir attēlotas aprēķinātās vērtības  $K_c$ , atkarībā no ieejas signāla maksimālajām frekvencēm  $f_{\max}$  pie  $N=15$ .  $K_p$  vērtības, kas atrodas apgabalā pa kreisi no līknēm apmierina nosacījumu (11).



5. zīm. μP ciklu skaita atkarība no ieejas signāla frekvencēm  $f_{\max}$  pie dažādām TG frekvencēm un  $N=15$

No 5. zīmējuma redzams, ka izmantojot iekšējo takts ģeneratoru un līmeņu skaitu  $N=15$  ieejas signāla frekvencei ir jābūt mazākai par 1 kHz, lai izpildītos programmas izpildes ilguma nosacījums 60 μP cikli. Izmantojot augstākas TG frekvences, var nolasīt ieejas signālu ar augstāku frekvenci, bet tā nepārsniedz 2 kHz.



6. zīm.  $\mu\text{P}$  ciklu skaita atkarība no ieejas signāla frekvencēm  $f_{\max}$  pie dažādām TG frekvencēm un  $N=7$

Kā redzams 6. zīm., samazinot līmeņu skaitu no 15 uz 7, ievērojami pieaug nolasāmā ieejas signāla frekvenču diapazons pie 60  $\mu\text{P}$  cikliem, kas iekšējā takts ģenerators frekvencei ir līdz 1,5 kHz un augstākām TG frekvencēm ar ārējo rezonatoru sasniedz 3.5 kHz. Lai panāktu vēl lielākas frekvences ieejas signāla nolasi ir vēl vairāk jāsamazina līmeņu skaits. Tā 3 līmeņu gadījumā ir iespējama 8kHz ieejas signāla nolase, izmantojot AGS ar 18 MHz frekvences TG ar ārējo rezonatoru.

## 6.2. AGS arhitektūras ierobežojumu salīdzinošā analīze

AGS veiktspējas izvērtējums liecina, ka P89LPC900  $\mu\text{P}$  nespēj nodrošināt nepieciešamo veiktspēju. Bez tam P89LPC900 ir liels aizkaves laiks, ieslēdzot takts ģenerators. Jaudas patēriņa ziņā līdzvērtīga, bet citos parametros pārāka ir  $\mu\text{P}$  MSP430 saime, ar ko sekmīgi var aizvietot  $\mu\text{P}$  saimi P89LPC900.

1. tab.

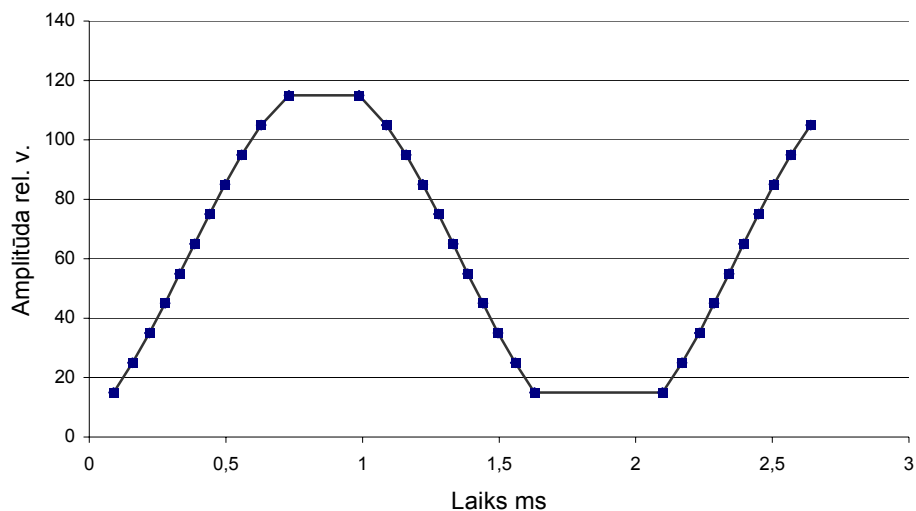
Mikroprocesors	Arhitektūra	Vārda garums (biti)	Minimālais komandas cikls (ns)	Pārejas laiks no izslēgta uz ieslēgtu TG ( $\mu\text{s}$ )	Iekšējā TG frekvence (MHz)	Darba spriegums (V)
P89LPC900	8052	8	111	35	7,373	2,4 – 3,6
MSP430xx	RISC	16	66,5	1	0,4 – 16	1,8 – 3,6

saimi P89LPC900 var sekmīgi pielietot tur, kur TG ieslēgšanās laika ilgums nav kritisks, jo ieslēgšanās aizkaves dēļ tiek zaudēta ieejas dati.

MSP430 būtiskās priekšrocības, kas parādītas 1.tab., ir lielāks vārda garums, mazāks komandas cikla laiks, mazāks laiks TG pārejai no izslēgta uz ieslēgtu stāvokli, lielāka iekšējā TG frekvence un lielāks darba sprieguma diapazons. Bez tam MSP430 SPI kopnes ātrums ir ievērojami lielāks, kas ļaus veikt datu buferatmiņas satura savlaicīgu pārsūtīšanu uz ārējo datu atmiņu. Jāņem vērā, ka MSP430 pielietošana prasa ārējos analogos komparatorus un ārējos CAP.

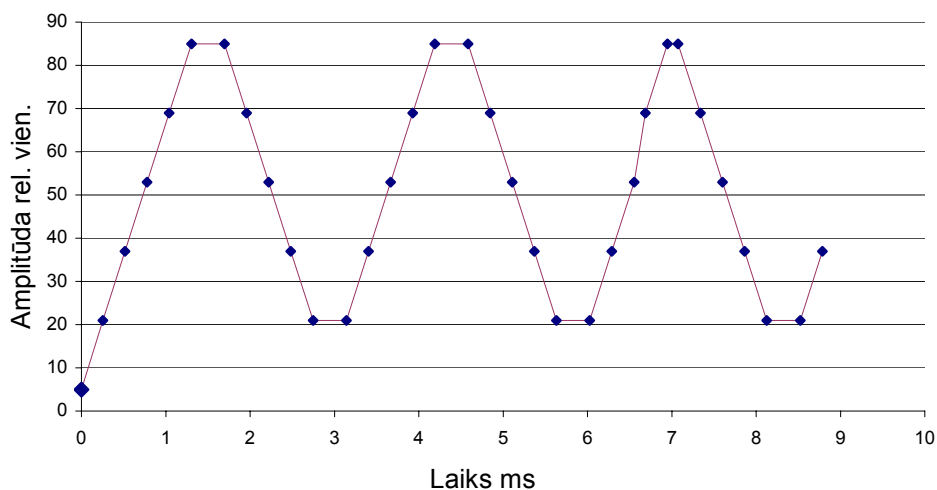
### 6.2.1. Mērījumi

Mērījumos tika izmantots P89LPC936 mikroprocesors ar iekšējo takts ģenerators. Barošanas spriegums – 3,3V. Par ieejas signāla avotu tika izmantots ģenerators Agilent 33220A. Mērījumi tika veikti pie dažādām ieejas signāla amplitūdām un frekvencēm, izmantojot dažādu etalonlīmeņu skaitu. Parasti par ieejas signālu tika izmantots sinusoidāls signāls. Nolasījumi tika uzkrāti mikroprocesora buferatmiņā un pa virknes saskarni nosūtīti uz datoru apstrādei un vizualizācijai.



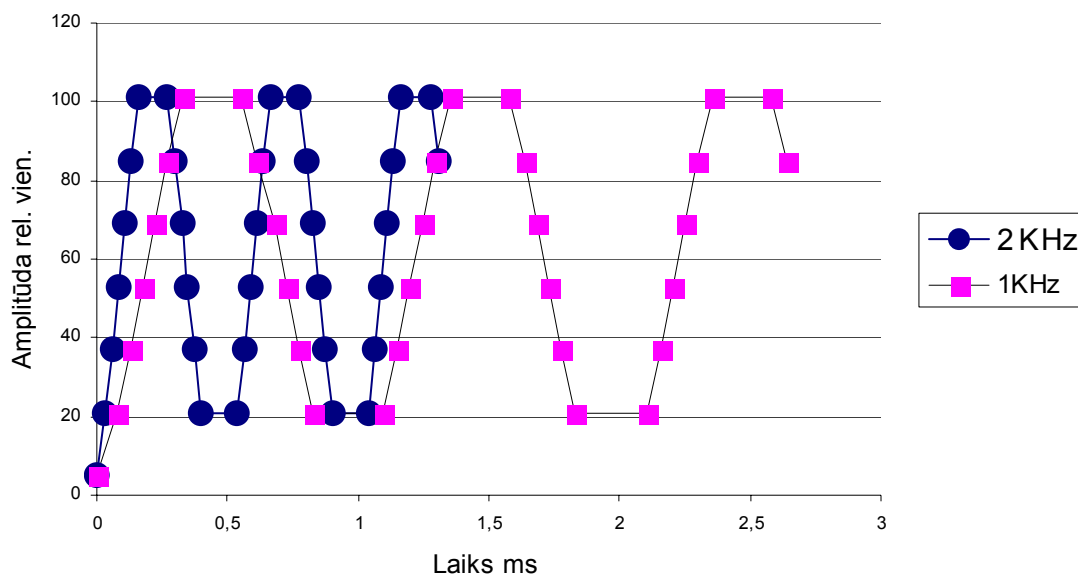
7. zīm. 0,5 kHz ieejas signāla nolase 16 līmeņu gadījumam

7. zīm. attēlots, ka mērījumi apstiprina veiktos aprēķinus par nolasāmo ieejas signālu frekvences augšējo robežu atkarībā no līmeņu skaita. Tā 16 līmeņu nolasi bija iespējams nodrošināt tikai 0,5 kHz ieejas signālam.



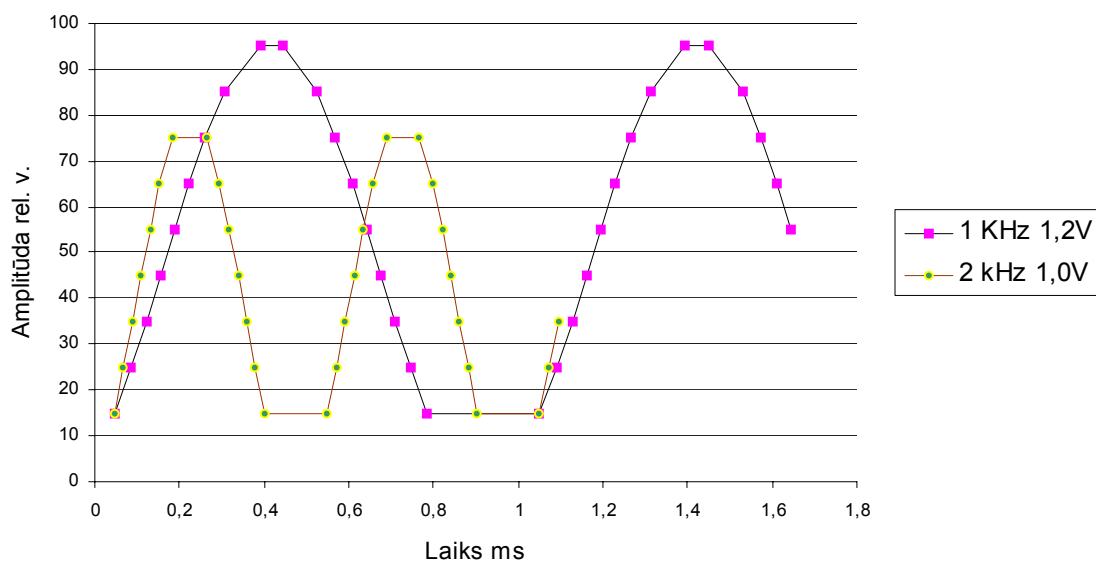
8. zīm. 330 Hz trīsstūrveidīga ieejas signāla nolase 5 līmeņu gadījumam

330 Hz trīsstūrveida signāla nolase, 8. zīm., parāda labu linearitāti, izņemot 3. periodu, kur parādas kropļojumi. Atkārtotajiem mērījumiem kropļojumi saglabājās. Buferatmiņas apjoma dēļ nebija iespējams nolasīt vēl lielāku periodu skaitu.



9. zīm. Sinusoidālu ieejas signālu nolases 6 līmeņu gadījumam

9. zīm. attēlotās signālu nolases ir ieejas signāliem ar vienādu amplitūdu 1,0 V, kas samērā precīzi atspoguļojas zīmējumā. Taču līmeņu skaits ir samazināts līdz 6, lai būtu iespējams nolasīt 2 kHz ieejas signālu.



10. zīm. Sinusoidālu ieejas signālu nolases 7 un 9 līmeņu gadījumiem

Dažādas frekvences un amplitūdas ieejas signālu nolases ir attēlotas 10. zīm. Redzams, nolase parāda atbilstošas atšķirības gan signālu frekvencē, gan amplitūdā.

Zīmējumos precīzi reproducētas veikto mērījumu vērtības, lai būtu pareizs priekšstats par ieejas signāla nolāsēm. Tāpēc nolasītās vērtības ir parādītas atbilstoši uzstādītajiem līmeņiem un to skaitam.

## 6.2.2. AGS algoritma pilnveidošana, pārejot uz MSP 430

Pielietojot mikroprocesorus MSP 430, izstrādātais datu apstrādes algoritms tiek pilnveidots, lai vienkāršotu izpildāmās funkcijas, kas ļautu samazināt dažādo pārbažu skaitu un saīsinātu programmas izpildes laiku. Vienlaikus tas ļauj nodalīt AGS veicamās funkcijas un izpildīt tās paralēli.

AGS algoritma pilnveidošanas mērķis ir AGS veikspējas palielināšana, kas ļautu palielināt apstrādājamo ieejas signālu frekvenci līdz 8 kHz pie līmeņu skaita 15. 3. zīmējumā attēlotais AGS algoritms ietver ieejas signāla atsekošanu, laika vērtības fiksēšanu, kad ieejas signāls sasniedz vienu no 2 uzdotajām etalonlīmeņu vērtībām, jauna etalonlīmeņu vērtības  $r_n^+$  un  $r_n^-$  aprēķinu, izmērītā signāla apstrādi. Katra AGS algoritma sastāvdaļa ir process, kas lielākā vai mazākā mērā pārklājas ar pārējiem procesiem. Iepriekš šo procesu realizācijai izmantoja vienu mikroprocesoru, kur šie procesi tika realizēti secīgi. Tas būtiski palielināja AGS algoritma izpildes cikla laiku, kas ierobežoja AGS iespējas nolasīt ieejas signālus augstākām frekvencēm pie lielāka līmeņu skaita.

Izmantotā līmeņa šķērsojuma metode atļauj izšķirt signāla izmaiņas, kas ir vienādas vai pārsniedz etalonlīmeņa vērtību izmaiņu soļa lielumu  $q$ . Mazākas signāla izmaiņas netiek pamanītas. Ja ir nepieciešams izšķirt mazākas lokālas izmaiņas, tad ir jāsamazina soļa lielums  $q$ . Lieluma  $q$  samazināšana izsauc maksimālās aizkaves vērtības  $\delta_{\max}$  samazināšanos, kas prasa palielināt mikroprocesora veikspēju. Veicot ieejas signāla nolasi ar programmu,  $\delta_{\max}$  ir atkarīgs no to komandu virknes garuma, ko izmanto signāla vērtības nolasei un nākošās nolases cikla sagatavošanai.

Secīgi realizējamā AGS algoritmā izpildes cikla laiks ir:

$$T_{AGS} = t_{atsek} + t_{sl} + t_{fiks} + t_{apstr}, \quad (12)$$

kur  $t_{atsek}$  ir signāla atsekošanai nepieciešamais laiks;  $t_{sl}$  ir jauna etalonlīmeņu vērtības aprēķinam nepieciešamais laiks;  $t_{fiks}$  ir laika intervālu vērtības fiksēšanai un saglabāšanai nepieciešamais laiks;  $t_{apstr}$  ir izmērītā signāla apstrādei nepieciešamais laiks.

Pārveidojam AGS algoritmu tā, ka tas sastāv no 3 procesiem. Pirmais process ietver ieejas signāla atsekošanu un jauna etalonlīmeņu vērtības aprēķinu. Otrais process ietver laika vērtības fiksēšanu un trešais process ietver izmērīto laika intervālu apstrādi. Algoritma procesu pārveide notiek tā, ka jebkura procesa uzsākšana nav saistīta ar iepriekšējā procesa beigām. To panāk procesus, nodalot viena no otra un uzdodot nosacījumus procesu uzsākšanai.

Pirmais process ietver:

- uzdoto ieejas signāla nosacījuma izpildīšanās pārbaudi
- izpildīšanās pārbaudes rezultātu analīzi
- sliekšņa sasniegšanas notikuma pazīmju uzstādīšanu
- jauna signāla sliekšņa aprēķinu.

Otrais process ietver:

- sliekšņa sasniegšanas notikuma pazīmju pārbaudi
- pazīmju pārbaudes rezultātu analīzi
- taimera vērtības nolasīšanu
- notikuma pazīmes un taimera vērtības nosūtīšanu.

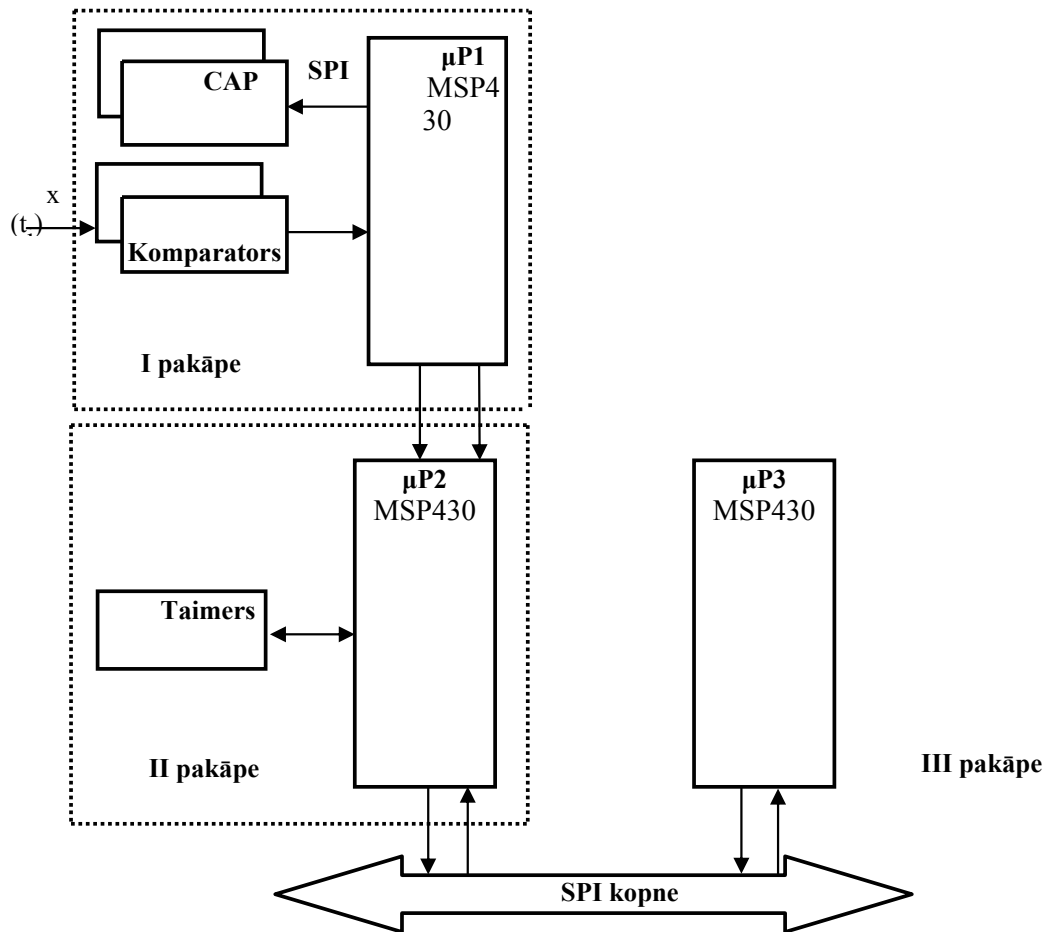
Trešais process ietver:

- notikuma pazīmes un taimera vērtības saņemšanu
- ieejas signāla atjaunošanu
- signāla apstrādi.

AGS algoritma procesi izveido 3 pakāpju konveijeru, kuru darbība pārklājas laikā. Līdz ar to realizējamā AGS algoritmā izpildes cikla laiks būtiski tiek samazināts.

### 6.2.3. AGS funkcionālās struktūras izvēle

AGS funkcionālās struktūras izvēli nosaka pārveidotā AGS algoritma procesi. Katram no 3 procesiem tiek piekārtots mikroprocesors, kura programma veic atbilstošā procesa izpildi. Visvienkāršākā gadījumā visi mikroprocesori ir vienādi. Ja ir nepieciešams, tad izmērīto laika intervālu apstrādei ir jāizmanto lielākas veiktspējas mikroprocesors ar lielāku atmiņu.



11. zīm. AGS funkcionālā struktūra

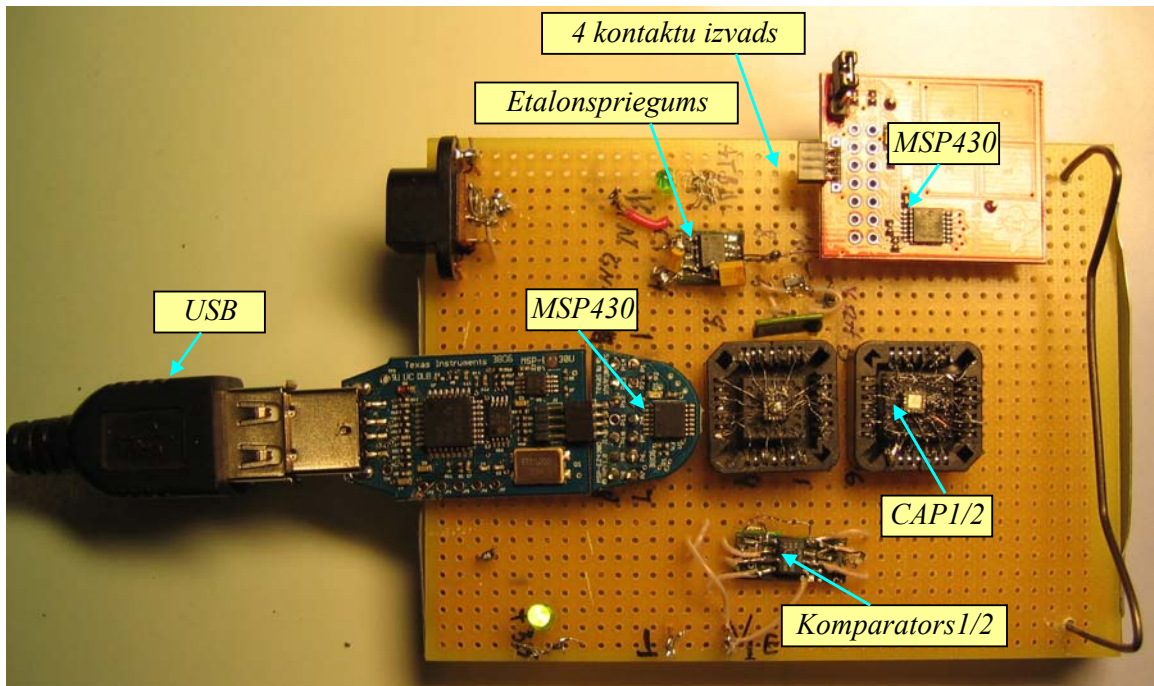
1. zīm. attēlotā AGS funkcionālā struktūra satur 3 pakāpes. I pakāpe veic ieejas signāla atsekošanu un jauna etalonlīmeņu vērtības aprēķinu. Tā satur 2 ciparanalogos pārveidotājus (CAP), 2 komparatorus un mikroprocesoru ( $\mu$ P) MSP430x2013. Doto mikroprocesoru raksturo spēja acumirkļi ( $1\mu$ s laikā) pārslēgties no enerģijas taupības režīma uz darba režīmu.

II pakāpe veic laika vērtības fiksēšanu, saņemot pieprasījumu no I pakāpes. Pieprasījumu saņem pa II pakāpes  $\mu$ P porta 2 ieejām, kas savienotas ar I pakāpes  $\mu$ P porta 2 izejām. II pakāpe satur  $\mu$ P MSP430x2013 un tajā ietilpstošo taimeru.

III pakāpe veic izmērīto laika intervālu apstrādi, saņemot informāciju no II pakāpes pa SPI kopni.

## 6.2.4. AGS realizācija

2. zīm. attēlotais AGS realizācijas makets satur I un II pakāpi. Tiek izmantotas  $\mu\text{P}$  MSP430x2013 maketa plates ar 4 kontaktu izvadu programmēšanai. MSP430x2013 programmēšanai izmanto pie USB porta pieslēdzamu izstrādes rīku EZ430-F2013. CAP1 un CAP2 barošanai



12. zīm. AGS skaņošanas makets, izmantojot  $\mu\text{P}$  MSP430x2013

tiek atsevišķi formēts etalonspriegums. CAP1/2 ir 2 12-bitu CAP, kas izvietoti vienā QFN 16 izvadu mikroshēmā. CAP ciparu kods tiek ievadīts pa SPI kopni. CAP pieļaujamais pārraides ātrums ir līdz 50 Mbit/s. Līdzīgi arī komparatori1/2 ir 2 komparatori, kas izvietoti vienā TSSOP 8 izvadu mikroshēmā.  $\mu\text{P}$  MSP430x2013 ir 14 izvadu TSSOP mikroshēma, kas pieejama arī 16 izvadu QFN izpildījumā. To programmēšanai izmanto integrētus izstrādes vides līdzekļus **IAR Embedded Workbench Kickstart**. Programmējamo mikroprocesoru pieslēdz pie personālā datora USB porta ar USB portam pieslēdzamu izstrādes rīku EZ430-F2013, kas ļauj veikt  $\mu\text{P}$  programmas ierakstu  $\mu\text{P}$  zibatmiņā un arī lāgot  $\mu\text{P}$  programmu. Ieejas signāls pienāk no mikroфона pastiprinātāja.

1. tabulā ir attēlotas šajā izstrādē izmantotās  $\mu\text{P}$  MSP430x2013 izvadu funkcijas, jo izvadi ir programmējami un to funkcijas mainās atkarībā no pielietojuma. Kā redzams 9 un 10 izvads tiek izmantots  $\mu\text{P}$  programmas ierakstam un programmas lāgošanai.



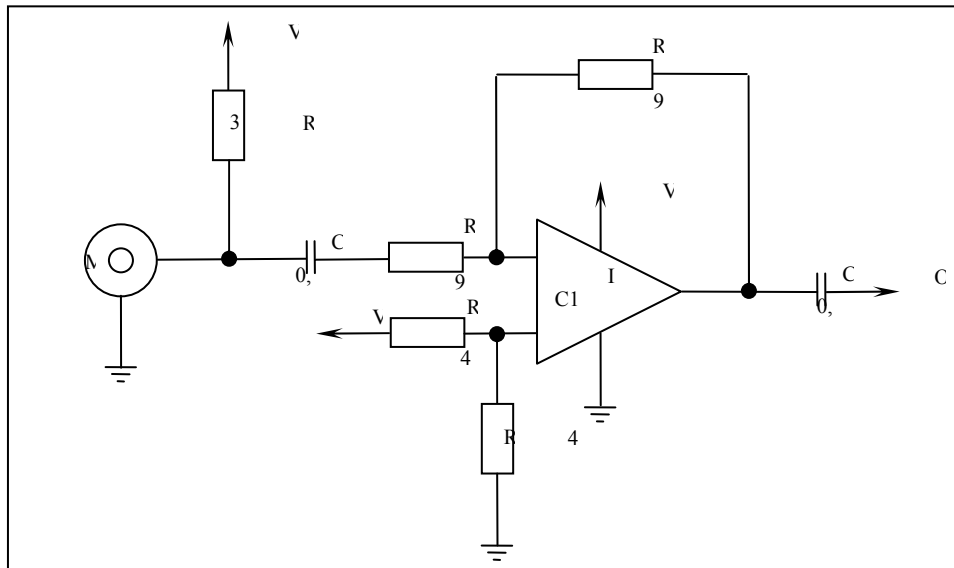
1. tabula  $\mu$ P1 MSP430x2013 izvadu funkcijas

Izvads	Nosaukums	Funkcija
1	Vcc	Barošana
2	P1.0	<i>(izeja) CAP barošanas vadība</i>
3	P1.1	<i>(izeja) CAP sinhr. vadība</i>
4	P1.2	<i>(ieeja) Dati COMP1</i>
5	P1.3	<i>(ieeja) Dati COMP2</i>
6	P1.4	<i>(izeja) Ieejas signāls pieaug</i>
7	P1.5	SPI clock in/out
8	P1.6	SPI data out
9	P1.7	<i>(izeja) Ieejas signāls samazinās</i>
Izvads	Nosaukums	Funkcija
10	RST	SPY-BI-WIRE test data
11	TEST	SPY-BI-WIRE test clock
12	XOUT	Kvarca rezonatora pieslēgums
13	XIN	Kvarca rezonatora pieslēgums
14	Vss	Zeme

### 6.2.5. AGS ierobežojumu mazināšana

Izmantotie  $\mu$ P MSP430x2013 ir 16 bitu RISC ar 16 MIPS veikspēju pie 16 MHz takts frekvences. Taču minētajai veikspējai pie 3,3V sprieguma ir 4,2mA liels strāvas patēriņš. Tajā pat laikā  $\mu$ P MSP430x2013 pie 2,2V sprieguma un 1MIPS veikspējas ir 0,22mA liels strāvas patēriņš. Sekojoši ir pilnībā jāizmanto izvēlētās funkcionālās struktūras priekšrocības enerģijas patēriņa mazināšanai. Pareizi izvēloties maksimālo aizkavi  $\delta_{\max}$  un etalonlīmeņa vērtību izmaiņu soļa lielumu  $q$ , var optimizēt enerģijas patēriņu, izmantojot  $\mu$ P atbilstošu spriegumu un taktsfrekvenci, kā arī pārslēdzot neizmantojamos  $\mu$ P enerģijas taupības režīmā.

## Kondensatora tipa mikroфона pastiprinātājs



13. zīm. Mikroфона pastiprinātāja principiālā shēma

13. zīm. Attēlotā pastiprinātāja shēma sastāv no mikroфона MK1 un integrētās shēmas UA741. Shēmā rezistors R1 ierobežo strāvu, kura ir vajadzīga mikroфона MK1 barošanai. Kondensators C1 nobloķē līdzstrāvu, un padod audiosignālu pastiprinātāja ķēdē. Ieejas pretestība R2 un atgriezeniskās saites pretestība R5 uzdod pastiprināšanas koeficientu 100, kuru var tikt aprēķināta pēc (13):

$$\text{Pastiprināšanas\_koef} = \frac{R5}{R2} \quad (13)$$

Pretestības R3 un R4 veido sprieguma dalītāja ķēdi, lai būtu iespējams barot UA741 no vienas polaritātes sprieguma barošanas avota, divas polaritātes sprieguma barošanas avota vietā. Kondensators C2 nobloķē līdzstrāvu no pastiprinātāja ķēdes un padod audiosignālu uz pastiprinātāja izeju.

### 6.3. Rezultāti

Pamatota līmeņa šķērsojuma metodes realizācija ar mainīgu soli starp etalonlīmeņiem, kas ļauj pielāgot etalonlīmeņa izmaiņas ātrumu ieejas signāla izmaiņām.

Aprēķini ļauj noteikt un mērījumi apstiprina, ka AGS pielietojumi ar  $\mu\text{P}$  saimes P89LPC900 ir ierobežoti ieejas signālu frekvencēm līdz 3,5 kHz, strādājot ar 18 MHz takts ģenerators frekvenci pie līmeņu skaita  $N=7$ . Iekšējais takts ģenerators pieļauj ieejas signālu nolases līdz 2 kHz frekvencei, kas ir labāk nekā to nosaka aprēķini.

Izveidots AGS skaņošanas makets, izmantojot divus  $\mu\text{P}$  MSP430x2013.

### 6.4. Secinājumi

Ieejas signālu nolašu analīze apstiprina līmeņa šķērsojuma metodes realizācijas

iespēju ar  $\mu$ P saimes P89LPC900 AGS programmu.

Augstāku frekvenču, līdz 10 kHz, ieejas signāla nolasei un apstrādei ir nepieciešama lielākas veiktspējas AGS, kas izmanto MSP430 saimes  $\mu$ P.

MSP430 saimes  $\mu$ P izmantošana ļauj reāli izmantot enerģijas taupības režīmu pie dīkstāves.

## **Literatūra**

1. A.Baums Multi task real-time system energy consumption using mini-max method // Electronics and Electrical Engineering, N5 (77), 2007., Kaunas Technologija 2007, pp. 61-64.
2. A.Baums, M. Greitans, U.Grunde Development of asynchronous data processing system by using general-purpose microprocessors.// Electronics and Electrical Engineering, N6 (78), 2007., Kaunas Technologija 2007, pp. 21-24
3. Allier E., Goulier J., Sicard G., Dezzani A., André E., Renaudin M. A 120 nm Low Power Asynchronous ADC // International Symposium on Low Power Electronics and Design ISLPED'05. - 2005. - P. 60 – 65.
4. Texas Instruments SLAU-144C, MSP430x2xx Family User guide, 2007.