



Projekta Nr.3
**"Oriģinālu signālu apstrādes paņēmieni izveide un
izpēte
konkurētspējīgu IT tehnoloģiju radīšanai"**

INFORMATĪVĀ ATSKAITE

PAR PROJEKTA TREŠĀ ETAPA REALIZĀCIJU
(2006. gada jūlijs - decembris)

Atskaite sagatavota: 28.12.2006

IZPILDĪTĀJA līguma uzskaites Nr. 1

PASŪTĪTĀJA līguma uzskaites Nr. 1

Programmas koordinators: Dr.habil.sc.comp. I. Biļinskis, Valsts aģentūra
„Elektronikas un datorzinātņu institūts”

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

Saturs

PROJEKTA TREŠĀ ETAPA IZPILDES PAMATOJUMS UN KOPSAVILKUMS	3
1. SIGNĀLA REKONSTRUKCIJAS PAŅĒMIENU IZSTRĀDE NO LĪMEŅU-ŠĶĒRSOJUMA NOLASĒM	9
1.1. VIENMĒRĪGI DISKRETIZĒTA SIGNĀLA REKONSTRUKCIJA	9
1.2. SINC-FUNKCIJAS UN KUBISKĀ PAMAT-SPLAINA SALĪDZINĀJUMS	10
1.3. SIGNĀLA ATJAUNOŠANA NO TĀ LĪMEŅU-ŠĶĒRSOJUMA NOLASĒM AR ASIMETRISKIEM PAMAT-SPLAINIEM	11
1.4. ATJAUNOTĀ SIGNĀLA KOREKCIJA	13
1.4.1. Korekcijas precizitātes novērtējums	15
1.4.2. Ar asimetriskiem splainiem atjaunota signāla korekcija	15
1.4.3. Atjaunotā signāla vērtību ierobežošana.....	17
1.5. IEGŪTO REZULTĀTU NOVĒRTĒJUMS UN SECINĀJUMI	20
2. NESTACIONĀRU SIGNĀLU APSTRĀDES METOŽU ATTĪSTĪŠANA NEVIENMĒRĪGI DISKRETIZĒTIEM SIGNĀLIEM, UZMANĪBU PIEVĒRŠOT REĀLU MULTIMEDIJU SIGNĀLU ANALĪZEI	22
2.1 LAIKA-FREKVENČU RAKSTUROJUMI NEVIENMĒRĪGAS DISKRETIZĀCIJAS GADĪJUMĀ	22
2.1.1. Īssintervāla Furjē transformācijas pieeja	22
2.1.2. Vilnīša analīzes pieeja	24
2.1.3. Vignera sadalījuma funkcija	24
2.2 RUNAS SIGNĀLA ATJAUNOŠANA	25
3. SIGNĀLAPSTRĀDES ALGORITMU IMPLEMENTĀCIJA LABVIEW VIDĒ	29
3.1. LĪMEŅU-ŠĶĒRSOJUMA ANALOGS-CIPARU PĀRVEIDOTĀJA REALIZĀCIJA.....	30
3.1.1. Laikā vienmērīgi izvietotu signāla nolašu iegūšana	30
3.1.2. Signāla nolase no faila.....	31
3.1.3. Līmeņu-šķērsojuma nolašu iegūšana	32
3.2. SIGNĀLA ATJAUNOŠANAS REALIZĀCIJA	35
4. GSM DAUDZKANĀLU MODEĻA IZSTRĀDE	38
4.1 DAUDZKANĀLU SIMULĀCIJAS MODEĻA APRAKSTS	38
4.2 ACP BITU SKAITA IZVĒLE	39
4.3 IDEĀLA KANĀLA SIMULĀCIJA	40
4.4 TROKŠŅAINA KANĀLA SIMULĀCIJA	42
5. ASINHRONU DATU APSTRĀDES SISTĒMU MODEĻU VEIDOŠANA UZ VISPĀRĒJA PIELIETOJUMA MIKROPROCESORU UN SPECIALIZĒTU MIKROSHĒMU BĀZES	44
5.1. ASINHRONU DATU APSTRĀDES SISTĒMU MODEĻA IZSTRĀDE	44
5.2. ASINHRONU DATU APSTRĀDES SISTĒMU MODEĻA EKSPERIMENTĀLA PĀRBAUDE.....	47
IZMANTOTĀS LITERATŪRAS SARAĶSTS	53

1. PIELIKUMS. IZSTRĀDĀTĀS DATORPROGRAMMAS.

2. PIELIKUMS. IZSTRĀDĀTĀS BLOKU DIAGRAMMAS.

3. PIELIKUMS. PUBLIKĀCIJA KONFERENCES RAKSTOS, INTERNATIONAL CONFERENCE ON SIGNAL PROCESSING AND MULTIMEDIA APPLICATIONS, „SIGMAP2006” M. GREITANS, „PROCESSING OF NON-STATIONARY SIGNAL USING LEVEL-CROSSING SAMPLING”, SETUBAL, PORTUGĀLE, AUGUSTS 7-10, 2006., LPP. 170-177.

4. PIELIKUMS. M. GREITANS, “ON DISCRETE WIGNER-VILLE DISTRIBUTION IN NON-UNIFORM SAMPLING CASE” PIETIEKTA UZ *THE 7TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON SAMPLING THEORY AND APPLICATIONS*, 1-5 JUNE 2007, THESSALONIKI, GREECE.

5. PIELIKUMS. M. GREITANS AND R. SHAVELIS, “SPLINE-BASED SIGNAL RECONSTRUCTION ALGORITHM FROM MULTIPLE LEVEL CROSSING SAMPLES” PIETIEKTA UZ *THE 7TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON SAMPLING THEORY AND APPLICATIONS*, 1-5 JUNE 2007, THESSALONIKI, GREECE.

Projekta trešā etapa izpildes pamatojums un kopsavilkums

1. 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.

2. Projekta mērķis: Oriģinālu signālu diskrētās apstrādes paņēmienu 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 3. etapa „Darba uzdevumā” definētie uzdevumi:

3.1. Uzlabotu signāla rekonstrukcijas paņēmienu, metožu un algoritmu izstrāde, kas ņem vērā līmeņu-šķērsojuma analogs-ciparu pārveidojuma īpatnības un īpašības.

3.2. Nestacionāru signālu apstrādes metožu attīstīšana nevienmērīgi diskretizētiem signāliem, uzmanību pievēršot reālu multimediju signālu analīzei.

3.3. Projektā radīto signālapstrādes algoritmu implementācija LabVIEW vidē - iespēju izpēte un realizācijas piemēri.

3.4. Asinhronu datu apstrādes sistēmu modeļu veidošana uz vispārēja pielietojuma mikroprocesoru un specializēto mikroshēmu bāzes.

4. Projekta 3. etapa definēto uzdevumu izpildes rezultāti:

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

4.1. Paveiktie darbi 1.uzdevuma izpildē ir mērķtiecīgs turpinājums iepriekšējā etapā iesāktam.

2. etapā tika izveidota metode signāla rekonstrukcijai no līmeņu šķērsojuma notikumu nolasēm izmantojot asimetriskas sinc-funkcijas, kuru parametri tiek noteikti atkarībā no nolašu laika momentiem. Praktiskas dabas signālu lokālās īpašības var mainīties daudz straujāk nekā notiek sinc-funkcijas rimšana. Tāpēc šajā etapā sinc-funkciju pieeja ir aizstāta ar trešās kārtas pamat-splainiem. Izpētīti rezultāti, ko iegūst, ja atjaunotā signāla izteiksmi nosaka signāla nolašu un atbilstošu trešās kārtas asimetrisku pamat-splainu reizinājumu summa (trešās kārtas pamat-splainiem tiek piemēroti noteikti mēroga koeficienti). Ir veikta frekvencē un amplitūdā mainīgu testa signālu rekonstrukcija un piedāvāts atjaunotā signāla korekcijas paņēmiens, izmantojot Bezira kvadrātiskos splainus. Apskatītās metodes trūkums ir tās aprēķinu laikietilpīgums. Tāpēc šajā projekta izpildes etapā ir apzināts arī cits uzlabots signāla rekonstrukcijas paņēmiens, kas ir daudz ātrāks no aprēķinu viedokļa un balstās uz ideju par laikā mainīgas caurlaides joslas trešās kārtas pamat-splainu filtru izmantošanu. Par šo metodi tiek gatavota publikācija, kas pieteikta prezentēšanai un publicēšanai starptautiskā konferencē “Sampling Theory and Applications SampTA'07” (Saloniki, Grieķija). Viens no jaunās pieejas stūrakmeņiem ir signāla lokālās maksimālās frekvences novērtēšana atkarībā no signāla nolašu laika momentiem. Tas ir svarīgs nākamā etapa risināms uzdevums. Iegūto rezultātu zinātniskā nozīmība saistās ar oriģinālas idejas izvirzīšanu par nesimetriskiem splainiem un to pielietojumu signālatkarīgi diskretizētiem ciparu signāliem. Īpaši interesanta var izrādīties pieeja par signāla rekonstrukciju ar splainiem, kas laikā maina savu caurlaides joslas platumu. Tautsaimnieciskā nozīme pamatojas uz faktu, 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. Izmantojot iepriekšējos etapos iegūtos rezultātus nevienmērīgi diskretizētu nestacionāru signālu apstrādē, šajā etapā ir attīstīts nestacionāru signālu apstrādes modelis, kas balstās uz līmeņu-šķērsojuma diskretizāciju. Konferencē „Signal processing and multimedia applications SIGMAP'06” (Setubal, Portugāle) sniegta prezentācija, kura izraisīja dalībnieku interesi ar savu oriģinālo pieeju multimediju signālu apstrādei. Kā praktiska pielietojuma piemērs ir izvēlēts skaņas signālu apstrāde. LŠ-ACP darbības emulēšana ir veikta izmantojot datu reģistrācijas karti ATS460 ar augstu diskretizācijas frekvenci un 14-bitu izšķiršanu, apstrādei atstājot tikai LŠ-ACP atbilstošas vērtības. Izmantojot LŠ-ACP pieeju iespējams samazināt skaņas signāla sekmīgai atjaunošanai nepieciešamo nolašu skaitu. Atjaunotā signāla kvalitāte novērtēta gan audiāli, gan skaitliski no modelēšanas rezultātiem.

Papildus minētajam ir izveidoti četri paņēmieni Vignera-Villes sadalījuma (VVS) novērtēšanai signālam no tā nevienmērīgi izvietotām nolasēm. Vienkāršākais no tiem balstās uz nolašu nevienmērīguma ignorēšanu, taču tas dod samērā lielus izkropļojumus. Otrais paņēmiens saistīts ar signāla pārdiskretizēšanu ar tiešās-inversās transformācijas pāra palīdzību uz vienmērīgi izvietotiem laika momentiem, no kuriem iespējams aprēķināt VVS ar klasiskiem paņēmienu. Trešās pieejas pamatā ir signāla interpolācija, kā divus efektīvus veidus apskatot nolašu savienošānu ar polinomu palīdzību un frekvenču joslā ierobežotu interpolāciju ar laikā nobīdītām sinc funkcijām. Ceturtā piedāvātā pieeja ir īpaši interesanta un balstās uz signāla nolašu „pārkoordinēšanu” no laika koordinātes uz savstarpējo attālumu koordināti. Iegūtie rezultāti tiek apkopoti un pieteikti publicēšanai un prezentēšanai konferencē „*Sampling Theory and Applications '07*” (Saloniki, Grieķija).

Rezultātu zinātnisko nozīmību nosaka fakts, ka līdz šim Vignera-Villes sadalījuma iegūšana ciparu signāliem tiešā veidā ir iespējama tikai vienmērīgi diskretizētiem signāliem. Izmantojot piedāvātās pieejas, VVS metode, kas dod augstas izšķiršanas rezultātus vienkompontes signāliem, var tik izmantota arī saistībā ar signālatkarīgu diskretizāciju. Šāda kombinācija ir interesanta un noteikti prasa tālākus pētījumus. Rezultātu praktisko nozīmību nosaka fakts, ka reālas dabas signāli pēc savas būtības ir nestacionāri.

4.3. Daļa no izstrādātiem signālapstrādes algoritmiem ir implementēti LabVIEW, kur dažādu aplikāciju radīšanai izmanto nevis programmas kodu ar simbolu rindām, bet gan ikonas bloku diagrammu veidošanai. Izmantojot LabVIEW piedāvātās iespējas, izveidots signāla līmeņu-šķērsojuma ACP, kuram lietotājs var uzdot sprieguma līmeņus, un signāla atjaunošanas bloks, kas veic signāla rekonstrukciju no iegūtajām līmeņu-šķērsojuma nolasēm. Izveidotais ACP realizēts, sākumā ieejas analogo signālu vienmērīgi diskretizējot ar signālu ciparotāju ATS460, un tālāk, veicot laikā vienmērīgi izvietoto nolašu apstrādi ar mērķi iegūt signāla līmeņu-šķērsojuma nolases. Saglabātās nolases vēlāk var izmantot dažādās LabVIEW programmās, pirms tam tās iesūtot nolašu masīvā no faila, kurā tās saglabātas. Izmantojot LabVIEW vidē radītos programblokus, ir veikta reāla runas signāla līmeņu-šķērsojuma diskretizācija un atjaunošana no iegūtajām nolasēm. Veicot rekonstrukciju, atjaunotais signāls tiek rēķināts diskrētos vienmērīgi izvietotos laika momentos un saglabāts audio formātā vēlākai tā atskaņošanai. Rezultātā tiek iegūti trīs audio faili, no kuriem viens ir sākotnējais runas signāls, bet pārējie divi ir veiksmīgas tā rekonstrukcijas no astoņu un sešpadsmit līmeņu šķērsojumu notikumu nolasēm. Paveiktā mērķis ir novērtēt, cik labi un ātri ir iespējams atjaunot runas signālu, jo konkurētspējīga rezultāta gadījumā priekšroku varētu dot nevis vienmērīgai, bet gan līmeņu-šķērsojuma diskretizācijai. Tas ļauj pielietot efektīvas signāla kodēšanas metodes saglabājamās vai pārraidāmās informācijas daudzuma samazināšanai.

Papildus tam rezultātu zinātniskā un tautsaimnieciskā nozīme balstās uz to, ka LabVIEW vidē izveidotās programmas ir pārnesamas iestrādei programmējamā loģikā FPGA,

izmantojot LabVIEW FPGA moduli. Loģikā vairāki procesi var norisināties paralēli un neatkarīgi viens no otra, un šajā ziņā LabVIEW grafiskā programmēšanas vide ir ideāli piemērota šādu procesu izstrādei.

4.4. Turpinot iepriekšējos projekta etapos iesāktos darbus, kuru mērķis ir virzība uz jaunradīto signālu apstrādes pieeju praktisko realizāciju elektroniskās iekārtās, šajā projekta etapā rezultāti ir sasniegti divos svarīgos novirzienos: 1) realizācija ar universālu mikroprocesoru palīdzību un 2) iestrādes specializēto mikroshēmu izveidei.

Pirmajā novirzienā, atbilstoši iepriekšējā projekta etapā demonstrētajai idejai par asinhronu datu apstrādes sistēmu energo ekonomiskuma potenciālu, ir:

- IZanalizētas iespējas kā ar šobrīd pieejamiem līdzekļiem iespējams veidot asinhronas datu apstrādes sistēmas (ADAS) uz plaša pielietojuma mikroprocesoru bāzes,
- izvēlēta ADAS struktūra, uz kuras pamata veikt pirmā aparatūrā realizējamā maketa izstrādi,
- iegādātas nepieciešamās elektroniskās komponentes un mikroprocesora pielietojumu izstrādātāja rīkkopa (*Development Kit*), kas satur procesoru programmēšanas iekārtu un vidi,
- uz iepriekš minētā pamata ir izveidots ADAS makets, uzsākta mikroprocesora programmēšana, notiek maketa darbības testēšana,
- iegūtie rezultāti tiek apkopoti publikācijā, kura tiks pieteikta uz prezentāciju konferencē „Electronics'2007” (Kauņa, Lietuva) un publicēšanai žurnālā „*Electronics and Electrical Engineering*”

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, piemēram: spalgu malu mednieku šāvieni fiksācija, motorzāģu rēkoņas fiksācija, automašīnu darbības fiksācija neatļautās izgāztuvēs.

Otrā novirzienā, kas saistīts ar specializēto mikroshēmu izveidi, ir turpināti iepriekšējos etapos iesāktie pētījumi, kas balstās uz taisnstūra funkciju pielietojumu telekomunikāciju signālu demodulācijā. Uz jau izveidotā GSM signālu apstrādes beztaktētāja sistēmas modeļa pamata ir veikta datormodelēšana, kas simulē vienlaicīgu vairākavotu datu pārraidi trokšņainā vidē. Signālu apstrāde veidota ar taisnstūrfunkcijām, ko iespējams efektīvi implementēt specializētās mikroshēmās. Šobrīd iegūtie rezultāti parāda, ka līmeņu-šķērsojuma pieeja spēj veiksmīgi darboties vienkanāla gadījumā, tomēr palielinot vienlaicīgi darbojošos kanālu skaitu ir problēmas, ja tiek izmantots nelielu (septiņi) līmeņu skaits. Rezultātu nozīmība slēpjas faktā, ka pielietojot piedāvāto sistēmas modeli principā ir iespējams datu pārraidi veikt ar līdz pat vairāku simtu reižu lielāku caurlaidību, nekā to nosaka esošais GSM standarts. Tomēr, lai objektīvi novērtētu risinājumu praktisko pielietojamību ir jāveic papildus pētījumi un modelēšana, iespējams nākamajos etapos ir lietderīgi apskatīt un izanalizēt šādas pieejas pielietojamību citu ciparu modulāciju izmantošanas gadījumos.

5. Kopsavilkums: Projekts ir vērsts uz jaunu signālu apstrādes paņēmienu radīšanu, kas kopā ar modernajām elektroniskām tehnoloģijām piedāvātu risinājumus uz zinātņu ietilpības rēķina konkurētspējīgu elektronisko iekārtu ražošanai. Projekta pirmajos etapos tika uzsākti pētījumi un 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. Tika apzinātas asinhronu elektronisko sistēmu priekšrocības – pazemināts enerģijas patēriņš, samazināta siltuma izdalīšana, automātiska adaptācija pie fizikālo apstākļu maiņas, neliels elektromagnētiskais izstarojums u.c. Taču, lai signālu apstrādes sistēmās varētu gūt labumu no šīm priekšrocībām, ir nepieciešams analogs-

ciparu pārveidojumu vadīt nevis kā klasiskajā gadījumā ar taktsimpulsiem, bet gan ar pašu signālu. Līmeņu-šķērsojuma analogs-ciparu pārveidotājā signāla nolases tiek ņemtas tajos laika momentos, kad signāls šķērso kādu no uzdotiem sprieguma līmeņiem. Diskretizācijas rezultātā vispārīgā gadījumā iegūst laikā nevienmērīgi izvietotas signāla nolases. Līdz ar to rodas nepieciešamība radīt atbilstošas apstrādes metodes. Iepriekšējos etapos tika aplūkoti un modelēti veidi kā beztaktētāja režīmā iespējams veikt analogs-ciparu pārveidojumus, izpētītas līmeņa-šķērsojuma diskretizācijas īpašības. Ir apzinātas iespējas iegūto signālu apstrādei pielietot esošās nevienmērīgi diskretizētu signālu apstrādei radītās metodes, kā arī izveidots oriģināls signālu rekonstrukcijas algoritms balstīts uz sinc funkciju izmantošanu. Tā kā signāla lokālās īpašības var mainīties visai strauji, tad sinc-funkcijas tās lēnās rimšanas dēļ šajā etapā ir aizstāta ar strauji rimstošām – trešās kārtas pamatsplainiem. Perspektīva ir jauna ideja par splainu filtru izmantošanu, kuru caurlaides joslas platums ir laikā mainīgs. Idejas sekmīguma pamatā ir precīza signāla lokālā frekvenču joslas platuma novērtēšana no tā līmeņu šķērsojumu laika momentu vērtībām. Šajā virzienā pašlaik ir uzsākti pētījumi un tiek veidota publikācija.

Iepriekšējā etapā notika darbs pie nevienmērīgi diskretizētu nestacionāru signālu analīzes, kas šajā etapā ir būtiski papildināts ar pētījumiem par Vignera-Villes sadalījuma aprēķināšanu nevienmērīgi diskretizētam signālam. Piedāvātas četras pieejas.

Samērā liels akcents projekta ietvaros ir uz jaunradāmo oriģinālo ciparu signālu apstrādes paņēmienu saistību ar to realizāciju praktiskos risinājumos. Izmantojot otrajā etapā izveidotās pamatprocedūras signalapstrādes veikšanai LabVIEW vidē, šajā etapā jau ir realizēti vairāki runas signāla apstrādes algoritmi. Tiek plānots LabVIEW vidē izveidotās programmas pārnest uz programmējamo loģiku FPGA, izmantojot specializētu moduli, jo FPGA vairāki procesi var norisināties paralēli un neatkarīgi viens no otra.

Veiksmīgi darbi virzījušies saistībā ar vispārēja pielietojuma mikroprocesoru izmantošanas iespēju izpēti asinhronu datu apstrādes sistēmu radīšanai. Šobrīd tiek veidots un programmēts sistēmas makets uz Philips 8051 procesora bāzes. Tālāko darbu mērķis ir veidot tādas asinhronas signālu uztveršanas, pārveidošanas, datu apstrādes, notikumu fiksācijas un pārraides sistēmas, kuras: praktiski nepatērē enerģiju laikā starp notikumiem; atsāk darboties (ieslēdzas), ieejas signālam sasniedzot iepriekš uzdotu ieejas signāla sliekšni; spēj adaptēties apkārtējās vides fona izmaiņām; spēj analizēt un filtrēt ieejas signālus, atmetot tos, kas neatbilst sistēmas uzdevumam- nefiksējot tos atmiņā un neieslēdzot pārraides ierīci; ir miniatūras, lētas un aizsargātas pret kaitīgu vides un klimata iedarbībām.

Turpināti darbi saistībā ar taisnstūra funkciju izmantošanu un specializētu mikroshēmu projektēšanu. Attīstīts GSM sistēmas modelis apskatot vairākavotu vienlaicīgu datu pārraidi trokšņainā vidē. Pie šādiem nosacījumiem ir radušās problēmas izmantojot neliela skaita līmeņu šķērsojuma diskretizāciju. Turpmāk plānots apskatīt citus ciparu modulācijas veidus jeb sarežģītāku pieeju specializēto mikroshēmu implementācijā.

Konkrētais projekta trešā etapa izpildes mērķis bija iepriekšējos etapos radīto konkurētspējīgu asinhrono sistēmu risinājumu ideju un iestrāžu attīstīšana no vienas puses turpinot teorētiskus pētījumus, bet no otras puses virzoties uz praktisku maketu darbības pētīšanu.

Strādājot pie mērķa sasniegšanai nospraustajiem uzdevumiem ir iegūti sekojoši **galvenie** rezultāti:

- Izveidota pieeja nevienmērīgi diskretizētu signālu rekonstrukcijai ar asimetriskiem splainiem. Izpētītas šīs pieejas priekšrocības un trūkumi..
- Piedāvāti uzlabojumi rekonstrukcijai ar splainiem gadījumam, kad signāla nolases iegūtas kā noteiktu līmeņu šķērsojuma notikumi. Izvirzītas pamatidejas algoritmam, kas splainu frekvenču caurlaides joslu adaptīvi pieskaņotu signāla lokālam nolašu blīvumam.
- Izveidoti četri paņēmienu Vignera-Villes sadalījuma novērtēšanai gadījumos, kad signāla nolases ir zināmas nevienmērīgi izvietotos laika momentos. Veikta to modelēšana un salīdzināšana.

- LabVIEW grafiskās programmēšanas vidē realizēts līmeņu-šķērsojuma diskretizācijas modelis, asimetrisku sinc funkciju atjaunošanas algoritms, asimetrisku splainu algoritms.
- Izmantojot LabVIEW vidi un izstrādātās programmas veikta modelēšana reālu skaņas signālu apstrādei, kas diskretizēti pēc līmeņu-šķērsojuma principa.
- Izveidots makets asinhronas datu apstrādes sistēmai uz vispārēja pielietojuma mikroprocesoru bāzes. Uzsākta tā programmēšana un sistēmas darbības izpēte.
- GSM telekomunikāciju signālu apstrādes ar taisnstūra funkcijām datormodelēšanas rīku kopa papildināta ar gadījumu, kad tiek veikta vienlaicīga vairākvotu datu pārraide trokšņainā vidē.

• Projekta 3. etapa darba uzdevumu izpildē iegūtie rezultāti ir vai tiks izmantoti sekojošu publikāciju un konferenču prezentāciju veidošanā:

1. M. Greitans. “Processing of Non-Stationary Signal Using Level-Crossing Sampling”, Proceedings of the International Conference on Signal Processing and Multimedia Applications „SIGMAP2006” Setubal, Portugal, Aug. 2006., pp 170-177.
2. A. Baums, M.Greitans, U.Grunde „Development of asynchronous data processing system using general-purpose microprocessor,” līdz 30.12.2006 tiks pieteikts publicēšanai žurnālā „ELECTRONICS AND ELECTRICAL ENGINEERING” (ISSN 1392-1215) un prezentēšanai konferencē „ELECTRONICS'2007, the 11th international conference”, Kaunas University of Technology.
3. M. Greitans and R. Shavelis, “Spline-based signal reconstruction algorithm from multiple level crossing samples” pieteikta uz *The 7th International Conference on Sampling Theory and Applications*, 1-5 June 2007, Thessaloniki, Greece.
4. M. Greitans, “On Discrete Wigner-Ville distribution in non-uniform sampling case” pieteikta uz *The 7th International Conference on Sampling Theory and Applications*, 1-5 June 2007, Thessaloniki, Greece.

Apkopojot iepriekš rakstīto var apgalvot, ka projekta trešajam etapam nospraustie uzdevumi ir pilnībā izpildīti. Paveiktais darbs no vienas puses ir loģisks iepriekšējos etapos paveiktā turpinājums, bet no otras puses tas dod iespēju konkretizēt uzdevumus nākamā etapā veicamajiem pētījumiem un izstrādēm. Kā svarīgus veicamos uzdevumus projekta ceturtajā etapā var minēt:

- Ar LŠ-ACP diskretizēta signāla rekonstrukcijas paņēmienu izveide, kas balstās uz laikā mainīgu splainu filtru izmantošanu: 1) signāla spektra maksimālās frekvences noteikšana lokālā laika apgabalā, zinot nolašu laika momentus; 2) iteratīvā signāla atjaunošanas algoritma stabilitāte un konverģences noteikšana.
- Skaņas signālu apstrādes sistēmu modelēšana, ja signāla nolases iegūtas ar signālatkarīgas diskretizācijas paņēmienu.
- Augstas jūtības super-platjoslas signālu pārveidošanas un apstrādes metožu izstrāde ar potenciālu pielietojumu radaru sistēmu jomā.
- LabVIEW veidotu algoritmu pārnese uz FPGA, tehnoloģijas iespēju izpēte.
- Jauktu signālu (analogi + ciparu) specializēto mikroshēmu projektēšanas ar kompānijas *Tanner* projektēšanas rīkkopu iespēju apguve
- Uz vispārēja pielietojuma mikroprocesora veidotas asinhronas datu apstrādes sistēmas darbības izpēte, tās mikrominiaturizēšanas iespējas.
- Projekta izpildes laikā iegūto rezultātu prezentēšana starptautiskās konferencēs un publicēšana LZP sarakstā iekļautajos zinātniskajos žurnālos (izdevumos)

Nobeigumā gribu atzīmēt, ka turpinot jau iepriekšējos etapos iesāktu praksi, projekta izpildē ir iesaistījušies trīs jauni darbinieki – RTU beidzis elektronikas maģistrs, LU Datorzinātņu otrā kursa maģistrants un Rīgas Tehniskās Koledžas elektronikas nodaļas absolvents, kas pašlaik turpina mācības RTK datorzinību nodaļā. Tas atbilst Valsts pētījumu programmas mērķim par jaunu augstas kvalifikācijas speciālistu sagatavošanu. Pozitīvi

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

vērtējams arī fakts, ka projekta izpildītāju maģistru darba tēmas tiek saistītas ar aktuālu, mūsdienīgu problēmu izpēti.

1. SIGNĀLA REKONSTRUKCIJAS PAŅĒMIENU IZSTRĀDE NO LĪMEŅU-ŠĶĒRSOJUMA NOLASĒM

Līmeņu-šķērsojuma analogs-ciparu pārveidotājā signāla nolases tiek ņemtas tajos laika momentos, kad signāls šķērso kādu no uzdotiem sprieguma līmeņiem. Diskretizācijas rezultātā vispārīgā gadījumā iegūst laikā nevienmērīgi izvietotas signāla nolases, kuru skaits ir atkarīgs no paša signāla īpašībām. Problēma ir izstrādāt metodes, ar kuru palīdzību iespējams veikt signāla rekonstrukciju tā, lai atjaunotais signāls pēc iespējas mazāk atšķirtos no sākotnējā.

Projekta iepriekšējā etapā tika apskatīta signāla atjaunošana ar simetriskām un asimetriskām sinc-funkcijām, kuru parametrus noteica atkarībā no lokāliem signāla nolašu blīvumiem. Šajā etapā sinc-funkcijas to lēnās rimšanas dēļ aizstāj ar asimetriskiem trešās-kārtas pamat-splainiem. Rezultātā signāla atjaunošana kļūst lokalizētāka ar vairākām no tā izrietošām priekšrocībām.

Nodaļas sākumā dota neliela informācija par vienmērīgi diskretizēta signāla atjaunošanu un veikts sinc-funkcijas un trešās kārtas pamat-splaina salīdzinājums. Tālāk seko metodes apraksts signāla rekonstrukcijai no līmeņu-šķērsojuma nolāsēm ar asimetriskiem trešās-kārtas pamat-splainiem un sniegts iegūto rezultātu novērtējums un secinājumi.

1.1. Vienmērīgi diskretizēta signāla rekonstrukcija

Saskaņā ar Šenona-Koteļņikova teorēmu frekvenču joslā $[-f_{\max}, f_{\max}]$ ierobežotu signālu $s(t)$ iespējams precīzi atjaunot no tā vienmērīgi izvietotām nolāsēm $s(nT)$ pēc formulas :

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s(nT) \cdot \text{sinc}(\omega_0(t - nT)), \quad (1.1)$$

kur $\omega_0 = 2\pi f_{\max}$, bet $T = \frac{1}{2f_{\max}}$ – signāla diskretizācijas solis. Ierobežota skaita N nolašu gadījumā atjaunotais signāls

$$\hat{s}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s(nT) \cdot \text{sinc}(\omega_0(t - nT)) \quad (1.2)$$

no sākotnējā $s(t)$ var atšķirties, jo izmantoto nolašu skaits ir galīgs.

Izteiksmēs (1.1) un (1.2) funkcija **sinc** ir ideāla filtra impulsa reakcija. Filtra pārvades funkcija

$$\dot{K}(f) = \begin{cases} T, & \text{ja } f \leq f_{\max} \\ 0, & \text{ja } f > f_{\max} \end{cases} \quad (1.3)$$

un impulsa reakcija

$$h(t)_{\text{id}} = F^{-1}[\dot{K}(f)] = \text{sinc}(2\pi f_{\max} t) \quad (1.4)$$

ilustrēti 1.1. zīmējumā ar zilu raustītu līniju. Ja ideāla filtra vietā izmanto trešās kārtas pamat-splainu filtru ar impulsa reakciju

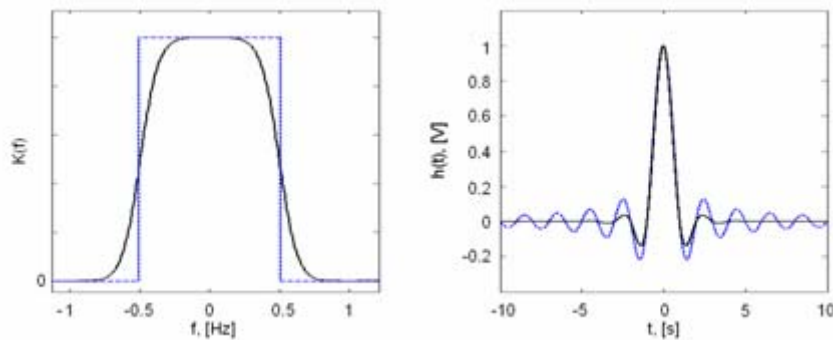
$$h(t)_{p-s} = \eta^3(t) = -\frac{6\alpha}{(1-\alpha^2)} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \alpha^{|k|} \beta^3(t-k), \quad (1.5)$$

kur $\alpha = \sqrt{3} - 2$ un $\beta^3(t)$ ir trešās kārtas B-splains, tad atjaunotā signāla izteiksme būs:

$$\hat{s}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s(nT) \cdot \eta^3\left(\frac{t-nT}{T}\right) \quad (1.6)$$

Zīmējumā 1.1. ar melnu līniju parādīta kubiskā pamat-splainu filtra pārvades funkcija un impulsa reakcija. Pieaugot pamat-splaina kārtai, tas arvien vairāk sāk līdzināties sinc-funkcijai un robežgadījumā [1]:

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \eta^m(t) = \text{sinc}(\pi t) \quad (1.7)$$



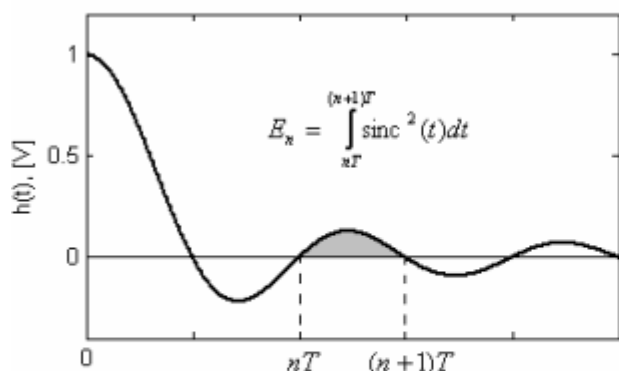
1.1. zīm. Ideāla (ar zilu raustītu līniju) un kubiskā pamat-splainu filtra pārvades funkcijas $K(f)$ un impulsa reakcijas $h(t)$

1.2. Sinc-funkcijas un kubiskā pamat-splaina salīdzinājums

Tagad atradīsim atjaunotā signāla vērtību saskaņā ar (1.2) laika momentā $t_1 \in (kT, (k+1)T)$:

$$\hat{s}(t_1) = \sum_{n=0}^k s(nT) \cdot \text{sinc}(\omega_0(t_1 - nT)) + \sum_{n=k+1}^{N-1} s(nT) \cdot \text{sinc}(\omega_0(t_1 - nT)) \quad (1.8)$$

Izteiksmē (1.8) pirmais saskaitāmais ņem vērā visas signāla nolases, kas izvietotas pa kreisi no t_1 , bet otrais – pa labi no t_1 . Tā kā sinc-funkcija ir dilstoša, tad atjaunotā signāla momentāno vērtību $\hat{s}(t_1)$ vislielākā mērā nosaka laika momentam t_1 tuvāk izvietotās nolases. Attālākās nolases maz ietekmē $\hat{s}(t_1)$, tāpēc ir lietderīgi noskaidrot, cik lielu enerģiju sinc-funkcija satur laika intervālā $[nT, (n+1)T)$ (1.2. zīm.).



1.2. zīm. Sinc-funkcijas enerģija E_n laika intervālā $[nT, (n+1)T)$

Sinc-funkcijas un kubiskā pamatsplaina enerģiju salīdzinājums

n	$\frac{E_n}{E_{\text{sinc}}}, \%$	$\frac{E_n}{E_{\text{p-s}}}, \%$
0	90.28	97.77
1	4.71	2.08
2	1.65	0.15
3	0.83	$1.07 \cdot 10^{-2}$
4	0.50	$7.68 \cdot 10^{-4}$
5	0.34	$5.51 \cdot 10^{-5}$
6	0.24	$3.96 \cdot 10^{-6}$
428	$5.52 \cdot 10^{-5}$	0
999	$1.01 \cdot 10^{-5}$	0

Saskaņā ar Parsevala teorēmu sinc-funkcijas pilnā enerģija ir:

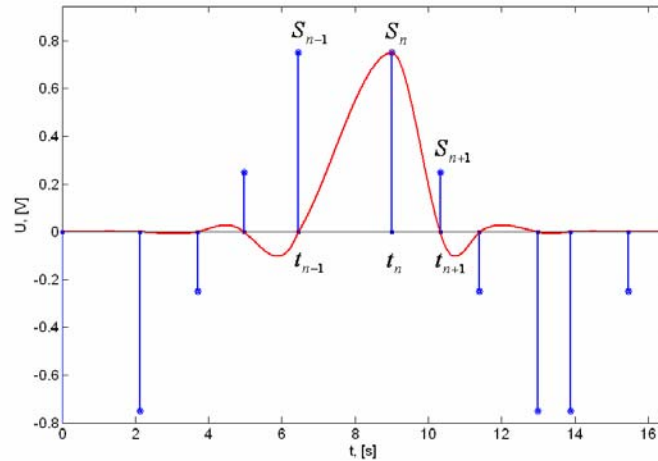
$$E_{\text{sinc}} = \int_{-\infty}^{+\infty} h^2(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |K(2\pi f)|^2 df = \int_{-f_{\text{max}}}^{+f_{\text{max}}} T^2 df = T^2 \cdot 2f_{\text{max}} = T \quad (1.9)$$

Ja sinc-funkciju apskata tikai pozitīvām laika vērtībām, tad pilnā enerģija būs uz pusi mazāka. Tagad atradīsim, kādu daļu no pilnās enerģijas funkcija satur katrā no laika intervāliem $[nT, (n+1)T)$, $n = 0, 1, 2, \dots$. Tā kā integrāļa $\int_{nT}^{(n+1)T} \text{sinc}^2(t) dt$ vērtību analītiski noteikt nevar, tad to aprēķina aptuveni, izmantojot skaitliskās integrēšanas metodes. Iegūtie rezultāti uzrādīti augstāk redzamajā tabulā, kur $\frac{E_n}{E_{\text{sinc}}}$ atbilst sinc-funkcijai, bet $\frac{E_n}{E_{\text{p-s}}}$ – trešās kārtas pamatsplainam. Tātad, ja veic atjaunotā signāla vērtības aprēķinu brīvi izvēlētā laika momentā, tad sinc funkciju gadījumā varētu izmantot 429 pa labi un tikpat daudz pa kreisi no šī laika momenta izvietotās nolases. Tas nozīmē, ka izteiksmē (1.8) katra summas zīme saturētu 429 saskaitāmos. Savukārt trešās kārtas pamatsplainu gadījumā šis nolašu skaits būtu daudz mazāks – tikai sešas nolases. Tāpēc pēc līmeņu šķērsojuma principa diskretizētu signālu labāk būtu atjaunot ar zemāku kārtu pamatsplainiem, kas nodrošinātu labāku signāla lokālo īpašību ņemšanu vērā, veicot tā rekonstrukciju.

1.3. Signāla atjaunošana no tā līmeņu-šķērsojuma nolasēm ar asimetriskiem pamatsplainiem

Pēc līmeņu šķērsojuma principa diskretizēta signāla nolases laikā ir izvietotas nevienmērīgi, tāpēc atjaunotā signāla izteiksmi rakstīsim:

$$\hat{s}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s(t_n) \cdot \kappa_n^3(t - t_n) \quad (1.10)$$



1.3. zīm. Asimetriska trešās kārtas pamat-splaina $\kappa^3(t)$ piemērs

Izteiksmē (1.10) $\kappa_n^3(t)$ apzīmē nolasei $s(t_n)$ atbilstošu trešās kārtas asimetrisku pamat-splainu (1.3. zīm.), kuru dažādos laika intervālos apraksta atšķirīgi trešās kārtas pamat-splaini $\eta^3(t)$:

$$\kappa_n^3(t) = \sum_{m=-5}^6 \left[\eta^3 \left(\frac{t - t_{n-m} - \Delta t_{n-m} \cdot m}{\Delta t_{n-m}} \right) \cdot \Pi_{n-m} \right], \quad (1.11)$$

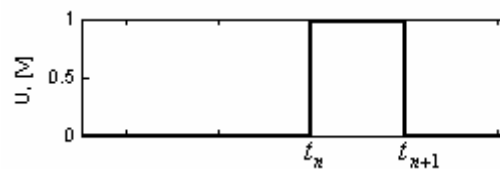
kur

$$\Delta t_n = t_{n+1} - t_n, \quad (1.12)$$

bet

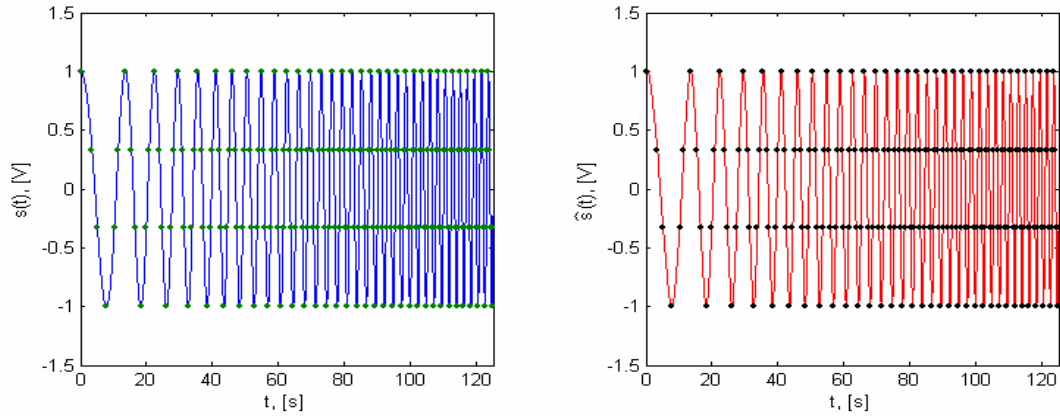
$$\Pi_n = 1(t - t_n) - 1(t - t_{n+1}) \quad (1.13)$$

kā divu vienības lēcienu funkciju starpība parādīta 1.4. zīmējumā.

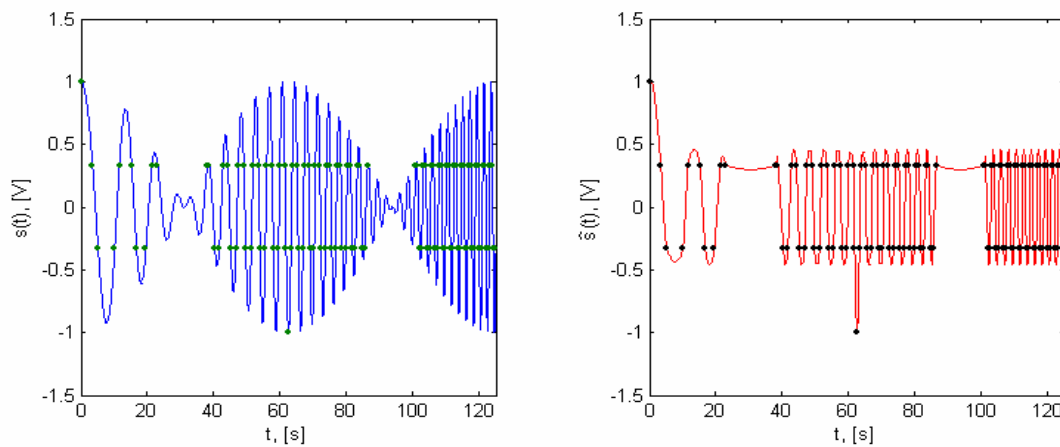


1.4. zīm. Funkcijas Π_n grafiks

Tagad veiksīm frekvences un amplitūdas modulētu signālu rekonstrukciju no to līmeņu-šķērsojuma nolāsēm saskaņā ar (1.10). Zīmējumos 1.5. un 1.6. sākotnējie signāli $s(t)$ parādīti ar zilu krāsu, to līmeņu šķērsojuma nolases ar punktiem, bet atjaunotie signāli $\hat{s}(t)$ ar sarkanu krāsu.



1.5. zīm. Frekvencē modulēts sākotnējais un atjaunotais signāli $s(t)$ un $\hat{s}(t)$



1.6. zīm. Frekvencē un amplitūdā modulēts sākotnējais un atjaunotais signāli $s(t)$ un $\hat{s}(t)$

Kā redzams, tad 1.5. zīmējumā frekvences modulēts signāls ir atjaunots aptuveni precīzi, savukārt 1.6. zīm. atjaunotais signāls no sākotnējā atšķiras ievērojami tajos laika intervālos, kurus ierobežojošas divas secīgas līmeņu-šķērsojuma nolases atrodas uz viena un tā paša sprieguma līmeņa. Lai palielinātu 1.6. zīm. redzamā atjaunotā signāla līdzību ar sākotnējo, tiek veikta tā korekcija, izmantojot Bezira kvadrātiskos splainus.

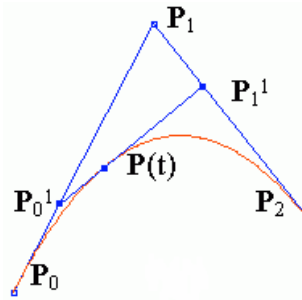
1.4. Atjaunotā signāla korekcija

Veiksim atjaunotā signāla korekciju, izmantojot Bezira kvadrātisko splainus [2]. Ja ir uzdoti trīs punkti P_0 , P_1 un P_2 (1.7. zīm.), tad

$$P_0^1(t) = (1-t)P_0 + tP_1 \quad (1.14)$$

$$P_1^1(t) = (1-t)P_1 + tP_2 \quad (1.15)$$

un



1.7. zīm. Bezira kvadrātiskais splains

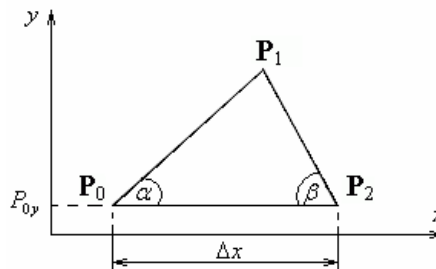
$$P(t) = (1-t)P_0 + tP_1 = (1-t)^2 P_0 + 2(1-t)tP_1 + t^2 P_2, \quad (1.16)$$

kur $t \in [0,1]$. Ja katru punktu apraksta tā divas koordinātas (x, y) , tad $P(t)$ ordinātas $P_y(t)$ maksimālā vērtība ir:

$$P_{y \max} = \frac{1}{2} P_{0y} + \frac{1}{2} P_{1y} \quad (1.17)$$

kuru atrod, pielīdzinot atvasinājumu $P'(t)$ nullei un pieņemot $P_{0y} = P_{2y}$.

Tagad atradīsim $P_{y \max}$ vērtību, ja uzdotas $P_{0y} = P_{2y}$, Δx , α un β vērtības (1.8. zīm.). Taišņu P_0P_1 un P_1P_2 krustpunktu P_1 atrod, atrisinot lineāru vienādojumu sistēmu



1.8. zīm. Trijstūra konstrukcija

$$\begin{cases} y_1 = k_1 x + b_1 \\ y_2 = k_2 x + b_2 \end{cases}, \quad (1.18)$$

kur y_1 un y_2 ir katrai taisnei atbilstošais vienādojums. No (1.18) iegūst:

$$P_{1y} = P_{0y} + \frac{\Delta x}{k_1^{-1} - k_2^{-1}} \quad (1.19)$$

No (1.17) un (1.19) iegūst:

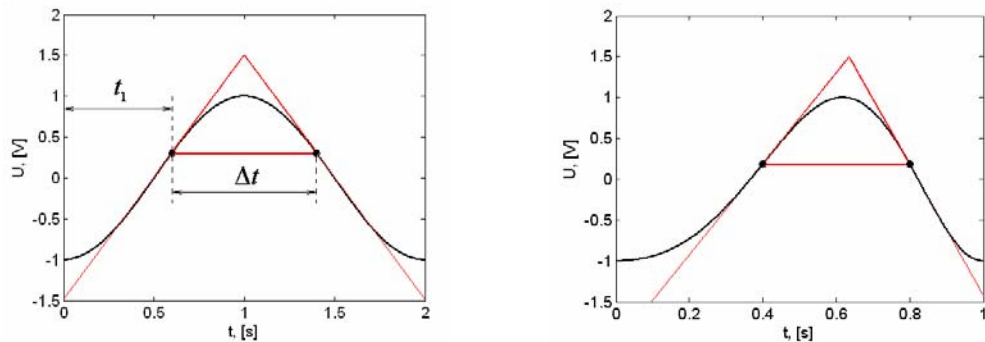
$$P_{y \max} = \frac{1}{2} P_{0y} + \frac{1}{2} P_{0y} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta x}{k_1^{-1} - k_2^{-1}} = P_{0y} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta x}{k_1^{-1} - k_2^{-1}} \quad (1.20)$$

kur $k_1 = \operatorname{tg} \alpha$ un $k_2 = -\operatorname{tg} \beta$.

1.4.1. Korekcijas precizitātes novērtējums

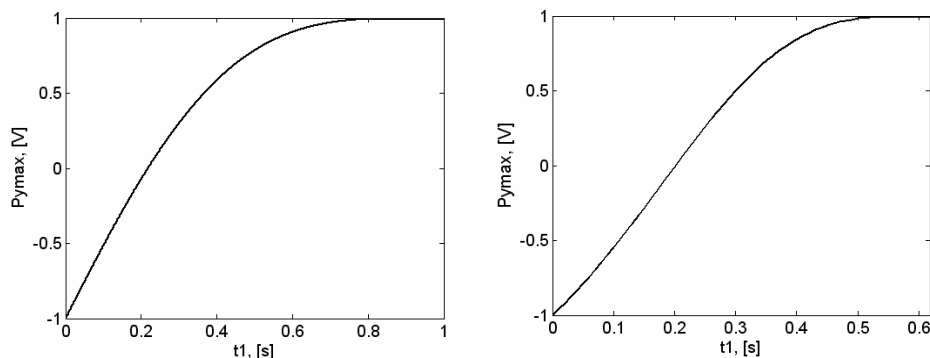
Tagad par piemēru ņemsim harmonisku signālu un novērtēsim saskaņā ar (1.20) veikto aprēķinu precizitāti. Dotie signāli $y = -\cos(2\pi(b + at)t)$, ja $b = 0.5\text{Hz}$, $a = 0$ un $b = 0.5\text{Hz}$, $a = 0.5\text{Hz} \cdot \text{s}^{-1}$ 1.9. zīm. parādīti ar melnu līniju. Izvēlamies noteiktu laika momentu $t_1 \in \left(0, \frac{\sqrt{b^2 + 2a - b}}{2a}\right)$ un velkam caur punktiem $y(t_1)$ un $y(t_2)$, kur $t_2 = \frac{\sqrt{b^2 - 4a((b + at_1)t_1 - 1)} - b}{2a}$, pieskares, veidojot trijstūri. Pieskaru virziena koeficienti ir $k_1 = y'(t_1) = 2\pi(b + 2at_1)\sin(2\pi(b + at_1)t_1)$ un $k_2 = y'(t_2) = -k_1 \frac{(b + 2at_2)}{(b + 2at_1)}$, kurus liek izteiksmē (1.21).

$$P_{y_{\max}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{t_2 - t_1}{k_1^{-1} - k_2^{-1}} - \cos(2\pi(b + at_1)t_1) \quad (1.21)$$



1.9. zīm. Kosinusoidāls signāls ar konstantu un lineāri augošu frekvenci

$P_{y_{\max}}$ atkarība no t_1 parādīta 1.10. zīmējumā. Kā redzams, tad $P_{y_{\max}}$ vērtība tuvojas vieniniekam, kas ir patiesā dotā signāla maksimālā vērtība, ja t_1 tuvojas signāla ekstrēma punktam.



1.10. zīm. Bezira kvadrātiskā splaina maksimuma punkta $P_{y_{\max}}$ atkarība no t_1

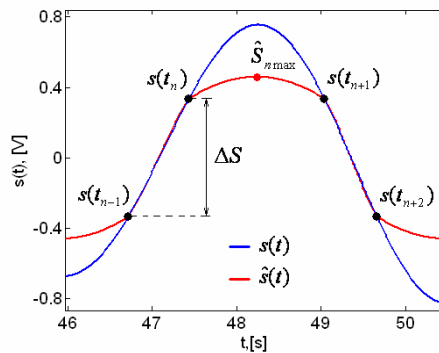
1.4.2. Ar asimetriskiem splainiem atjaunota signāla korekcija

Tagad veiksīm 1.6. zīm. redzamā atjaunotā signāla $\hat{s}(t)$ korekciju starp divām nolasēm $s(t_n) = s(t_{n+1})$ pēc formulas:

$$\hat{s}_{corr}(t) = C \cdot (\hat{s}(t) - s(t_n)) + s(t_n) = (1 - C) \cdot s(t_n) + C \cdot \hat{s}(t), \quad (1.22)$$

kur koeficientu C iegūst, izmantojot izteiksmi (1.20) un atjaunotā signāla maksimālo vērtību $\hat{S}_{n\max}$ (1.11. zīm.) laika intervālā (t_n, t_{n+1}) .

$$C = \frac{P_{y\max} - P_{0y}}{\hat{S}_{n\max} - s(t_n)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\hat{S}_{n\max} - s(t_n)} \cdot \frac{t_{n+1} - t_n}{k_1^{-1} - k_2^{-1}} \quad (1.23)$$



1.11. zīm. Sākotnējais un atjaunotais signāli $s(t)$ un $\hat{s}(t)$

Paliek jautājums, kā noteikt izteiksmē (1.23) ietilpstošos stāvuma koeficientus k_1 un k_2 . Viens no vienkāršiem aprēķina paņēmieniem varētu būt, izmantojot signāla nolases $s(t_{n-1})$ un $s(t_{n+2})$, taču šajā gadījumā (1.11. zīm.) jāizpildās nosacījumam:

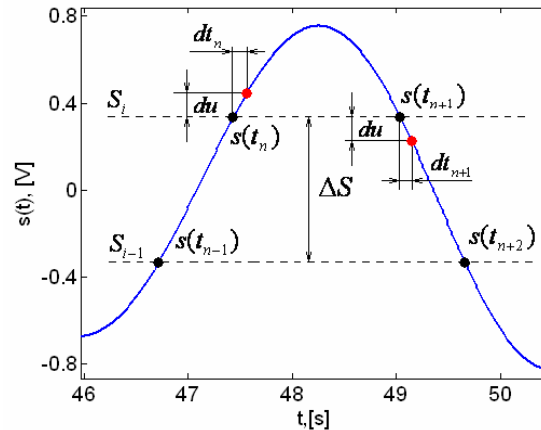
$$s(t_{n-1}) \neq s(t_n) = s(t_{n+1}) \neq s(t_{n+2}) \quad (1.24)$$

Koeficientus atrod:

$$k_1 = \frac{s(t_n) - s(t_{n-1})}{t_n - t_{n-1}} = \frac{\Delta S}{\Delta t_{n-1}} \quad \text{un} \quad k_2 = \frac{s(t_{n+2}) - s(t_{n+1})}{t_{n+2} - t_{n+1}} = -\frac{\Delta S}{\Delta t_{n+1}}, \quad (1.25)$$

kur ΔS ir sprieguma līmeņu solis. Viegli saprotams, ka šādā veidā noteiktās k_1 un k_2 vērtības tuvosies signāla atvasinājuma vērtībām, ja ΔS samazināsies. Tas savukārt palielinās diskrēto sprieguma līmeņu un attiecīgi nolašu skaitu, tāpēc stāvuma koeficientu noteikšanas precizitāte ir visai ierobežota, ko nosaka ΔS . Otrs precīzāks k_1 un k_2 noteikšanas paņemiens bez nosacījuma (1.24) varētu būt sekojošs. Veicot signāla līmeņu šķērsojuma diskretizāciju, signālam šķērsojot kādu no līmeņiem S_i , tiek izveidots jauns sprieguma līmenis $S_i \pm du$, kur zīmi pirms du nosaka tas, vai signāls šajā brīdī pieaug vai samazinās (1.12. zīm.). Fiksējot laika momentus, kad signāls šķērso līmeņus $S_i \pm du$, koeficientus k_1 un k_2 atrod:

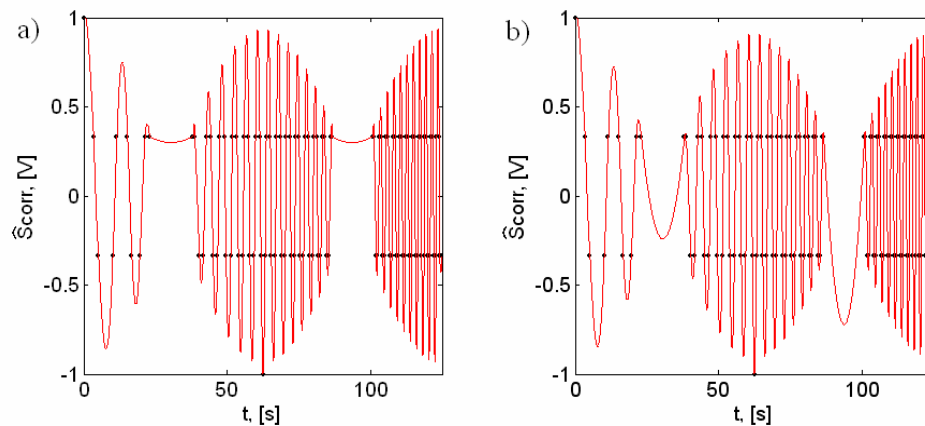
$$k_1 = \frac{du}{dt_n} \quad \text{un} \quad k_2 = -\frac{du}{dt_{n+1}} \quad (1.26)$$



1.12. zīm. Sprieguma līmeņu $S_i \pm du$ šķērsojumu fiksēšana

Šajā gadījumā du vērtība varētu būt pietiekami maza, lai aptuveni precīzi noteiktu signāla pieskaru stāvuma koeficientus laika momentos t_n un t_{n+1} . Turklāt, ja laiks starp nolasēm tiek mērīts ar taimeru, tad pēc (1.26) aprēķinātās k_1 un k_2 vērtības var būt tikai diskrētas, jo diskrēts ir nomērītais laiks dt_n un dt_{n+1} .

Atjaunotā signāla korekcijas piemērs. Veicot 1.6. zīm. redzamā atjaunotā signāla $\hat{s}(t)$ korekciju, iegūst 1.13. zīm. ilustrētos signālus $\hat{s}_{corr}(t)$, kas iegūti, izmantojot (1.25) vai attiecīgi (1.26). Kā redzams, tad $\hat{s}_{corr}(t)$ no sākotnējā $s(t)$ atšķiras ievērojami mazāk nekā $\hat{s}(t)$. No zīmējuma pirmā grafika arī redzams, ka atjaunotais signāls labots netiek, ja neizpildās nosacījums (1.24), kas savukārt tiek darīts otrajā grafikā.

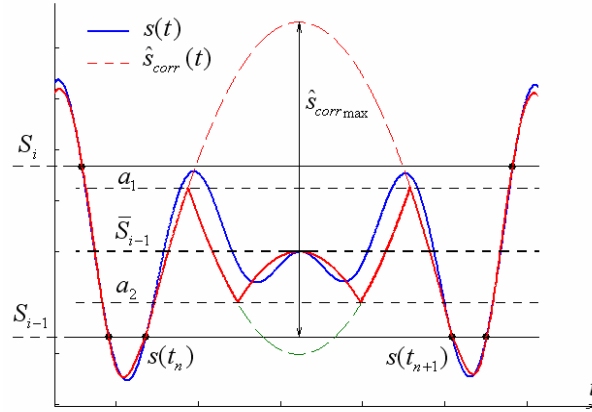


1.13. zīm. Atjaunotā signāla $\hat{s}(t)$ izkorigētais signāls $\hat{s}_{corr}(t)$ pēc a) (1.25) vai b) (1.26)

Vēl otrajā grafikā redzams, ka atjaunotais signāls pēc korekcijas laika intervālā no 85 līdz 100s pārsniedz pieļaujamo sprieguma līmeni, jo signāla atvasinājuma absolūtās vērtības nolašu laika momentos ir pārāk lielas salīdzinot ar laika intervālu starp šīm nolasēm. Tas nozīmē, ka signāls šajā laika intervālā varētu saturēt lokālus ekstrēmu punktus.

1.4.3. Atjaunotā signāla vērtību ierobežošana

Lai ierobežotu atjaunotā korigētā signāla vērtības pieļaujamā vērtību apgabalā, tiek piedāvāts sekojošs paņēmiens (1.14. zīm.).



1.14. zīm. Atjaunotā koriģētā signāla vērtību ierobežošana

No 1.14. zīm. redzams, ka $\hat{s}_{corr}(t)$ pārsniedz pieļaujamo sprieguma līmeņa S_i vērtību, tāpēc, tam sasniedzot a_1 , signāls tiek aizstāts ar tā spoguļattēlu. Tālāk redzams, ka iegūtais spoguļattēls (attēlā ar zaļu raustītu līniju) pārsniedz pieļaujamo S_{i-1} vērtību, tāpēc, tam sasniedzot līmeni a_2 , spoguļattēlu atkal aizstāj ar tam atbilstošu spoguļattēlu. Tā tas var turpināties vairākas reizes atkarībā no $\hat{s}_{corr\ max}$ vērtības laika intervālā starp t_n un t_{n+1} . Paliek jautājums, kā izvēlēties a_1, a_2, a_3, \dots vērtības:

- izvēlamies līmeņiem a_1, a_2, a_3, \dots atbilstošās $1 > d_1 > d_2 > d_3 > \dots$ vērtības, kas norāda, cik reizes $|a_j - \bar{S}_{i-1}|$, kur $j = 1, 2, 3, \dots$, atšķirsies no $\frac{S_i - S_{i-1}}{2} = S_i - \bar{S}_{i-1}$, tātad

$$d_j = \frac{|a_j - \bar{S}_{i-1}|}{S_i - \bar{S}_{i-1}};$$

- izvirzām nosacījumu, lai koriģētā signāla vērtība pēc ierobežošanas laika momentā, kas sakrīt ar tā maksimuma punktu $\hat{s}_{corr\ max}$ pirms ierobežošanas, būtu vienāda ar

$$\bar{S}_{i-1} = \frac{S_i + S_{i-1}}{2}.$$

Zinot d_j , var atrast a_j vērtības:

$$a_j = \bar{S}_{i-1} - (-1)^j d_j (S_i - \bar{S}_{i-1}) \quad (1.27)$$

Tagad veiksīm analīzi. Pieņemsim, ka pietiek ar vienu a_1 vērtību, lai koriģētais signāls būtu gan ierobežots, gan izpildītos otrs izvirzītais nosacījums. Tādā gadījumā

$$a_1 + a_1 - \bar{S}_{i-1} = 2a_1 - \bar{S}_{i-1} = 2(\bar{S}_{i-1} + d_1(S_i - \bar{S}_{i-1})) - \bar{S}_{i-1} = \bar{S}_{i-1} + d_1(S_i - S_{i-1}) = \hat{s}_{corr\ max}$$

$$d_1 = \frac{\hat{s}_{corr\ max} - \bar{S}_{i-1}}{S_i - S_{i-1}} \quad (1.28)$$

Tagad pieņemsim, ka ar vienu a_1 nepietiek, jo $\hat{s}_{corr\ max}$ ir pārāk liels, toties pietiek ar a_1 un a_2 vērtībām. Šajā gadījumā

$$a_1 + a_1 - a_2 + \bar{S}_{i-1} - a_2 = \dots = \bar{S}_{i-1} + (d_1 + d_2)(S_i - S_{i-1}) = \hat{s}_{corr\ max}$$

$$d_1 + d_2 = \frac{\hat{s}_{corr\ max} - \bar{S}_{i-1}}{S_i - S_{i-1}} \quad (1.29)$$

Vispārīgā gadījumā

$$d_1 + d_2 + d_3 + \dots = \frac{\hat{S}_{corr \max} - \bar{S}_{i-1}}{S_i - S_{i-1}} \quad (1.30)$$

Sākumā izvēloties d_j vērtības, nosacījums (1.30) praktiski nekad neizpildīsies, tāpēc atrod mazāko j_{\min} vērtību, kurai

$$\begin{cases} \frac{\hat{S}_{corr \max} - \bar{S}_{i-1}}{S_i - S_{i-1}} \leq \sum_{j=1}^{j_{\min}} d_j, & \text{ja } j_{\min} = 1 \\ \sum_{j=1}^{j_{\min}-1} d_j < \frac{\hat{S}_{corr \max} - \bar{S}_{i-1}}{S_i - S_{i-1}} \leq \sum_{j=1}^{j_{\min}} d_j, & \text{ja } j_{\min} > 1 \end{cases} \quad (1.31)$$

Kad ir atrasts j_{\min} , aprēķina jaunās d'_j vērtības pēc formulas:

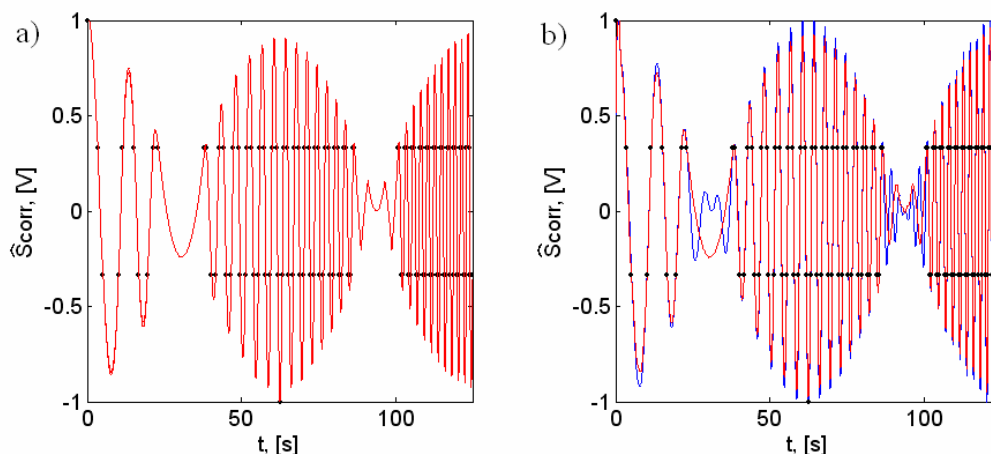
$$d'_j = \frac{\hat{S}_{corr \max} - \bar{S}_{i-1}}{(S_i - S_{i-1}) \sum_{j=1}^{j_{\min}} d_j} \cdot d_j \quad (1.32)$$

Acīmredzot $d'_j \leq d_j$, kas izriet no (1.31), turklāt d'_j vērtībām izpildās nosacījums (1.30):

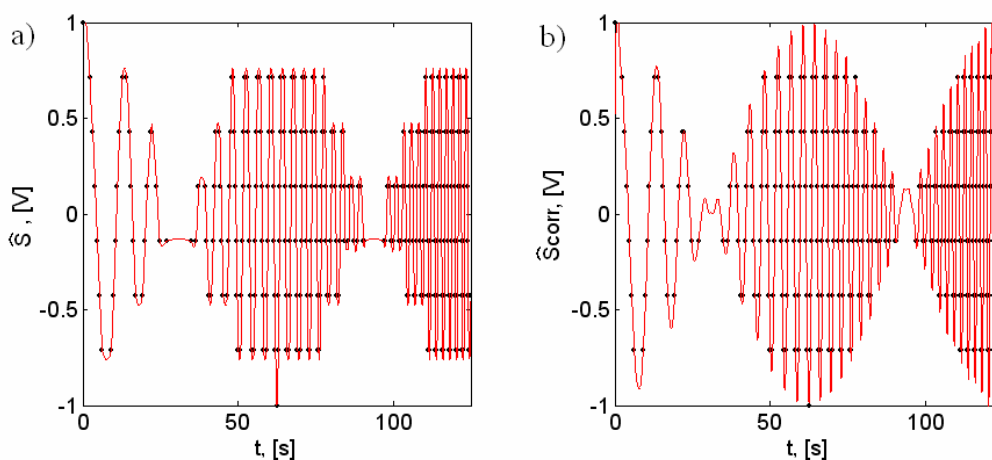
$$\sum_{j=1}^{j_{\min}} d'_j = \sum_{j=1}^{j_{\min}} \left[\frac{\hat{S}_{corr \max} - \bar{S}_{i-1}}{(S_i - S_{i-1}) \sum_{j=1}^{j_{\min}} d_j} \cdot d_j \right] = \frac{\hat{S}_{corr \max} - \bar{S}_{i-1}}{(S_i - S_{i-1}) \sum_{j=1}^{j_{\min}} d_j} \sum_{j=1}^{j_{\min}} d_j = \frac{\hat{S}_{corr \max} - \bar{S}_{i-1}}{(S_i - S_{i-1})}$$

Zinot d'_j , aprēķina a_j vērtības pēc formulas (1.27), d_j vietā liekot d'_j . Skaitlis j_{\min} norāda, cik reizes atjaunotais koriģētais signāls $\hat{S}_{corr}(t)$ tiks “lauzts un atspoguļots”, lai to ierobežotu vērtību apgabalā $(S_{i-1}; S_i)$. Tā kā šādu “lūzumu” rezultātā atjaunotā signāla spektrā parādās augstas harmonikas, tad to filtrē ar filtru, kura caurlaides josla aptuveni sakrīt ar sākotnējā signāla spektra platumu. Rezultātā atjaunotais signāls lūzuma punktos tiek noapaļots.

Pielietojot aprakstīto ierobežošanas paņēmienu 1.13. zīmējumā pa labi ilustrētajam signālam, iegūst 1.15. zīm. redzamo rezultātu.



1.15. zīm. Koriģētais atjaunotais signāls (sarkanā krāsā) pēc ierobežošanas a) pirms filtrēšanas un b) pēc filtrēšanas salīdzinājumā ar sākotnējo signālu (zilā krāsā)



1.16. zīm. Atjaunotais signāls a) pirms korekcijas un b) pēc korekcijas un ierobežošanas no astoņu līmeņu šķērsojumu notikumu nolāsēm

Kā redzams no 1.15. zīm., tad atjaunotais signāls pēc visām korekcijām rezultātā visai labi atbilst sākotnējam signālam turklāt jāatzīmē, ka rekonstrukcijai izmantotas 109 līmeņu-šķērsojuma nolases. Apskatītā signāla spektra maksimālā frekvence ir 0.5 Hz, tāpēc vienmērīgas diskretizācijas gadījumā būtu nepieciešamas 125 nolases sekmīgai signāla atjaunošanai. Palielinot līmeņu skaitu līdz astoņi, iegūto līmeņu-šķērsojuma nolašu skaits ir 288, bet atjaunotie signāli pirms un pēc korekcijas parādīti 1.16. zīmējumā. Tātad pieaugot līmeņu skaitam, atjaunošanas rezultāts uzlabojas, kas ir visai likumsakarīgi.

1.5. Iegūto rezultātu novērtējums un secinājumi

Šajā nodaļā tika apskatīta signāla rekonstrukcija no tā līmeņu-šķērsojuma nolāsēm, izmantojot asimetriskus strauji rimstošus trešās kārtas pamat-splainus. Tika veikta frekvencē un amplitūdā modulētu divu signālu atjaunošana. Balstoties uz iegūtajiem rezultātiem, piedāvāti atjaunotā signāla korekcijas paņēmieni, kas ļauj būtiski uzlabot atjaunošanas kvalitāti. No korekcijas viedokļa interesantāks šķita otrais signāls, kas bija modulēts gan amplitūdā, gan frekvencē, tāpēc kļūdas signālu $\varepsilon(t) = s(t) - \hat{s}(t)$ efektīvās vērtības ε_{ef} , kas attiecinātas pret paša signāla $s(t)$ efektīvo vērtību s_{ef} , ir salīdzinātas tikai otrajam signālam zemāk redzamajā tabulā.

Atjaunotā signāla kļūdas novērtējums pēc atjaunošanas, pēc atjaunošanas un korekcijas un pēc atjaunošanas, korekcijas un ierobežošanas

$\frac{E_{\text{sk}}}{S_{\text{sk}}}, \%$ līmeņu sk. (nolašu sk.)	pēc atjaunošanas	pēc korekcijas	pēc korekcijas un ierobežošanas
4 (109 nolasēs)	51	38	20
8 (288 nolasēs)	16	7	5

No tabulas redzams, ka pēc atjaunotā signāla korekcijas un ierobežošanas, kļūdas signāls tiešām samazinās. Tas pats notiek arī tad, ja palielina sprieguma līmeņu skaitu diskretizācijas veikšanai, bet tad jāreķinās ar nolašu skaita pieaugumu. Signāla rekonstrukcijai pie salīdzinoši maza līmeņu-šķērsojuma nolašu skaita veiksmīgi var izmantot papildus informāciju par signāla aptuvenajām atvasinājuma vērtībām nolašu laika momentos.

Apskatītās metodes priekšrocības:

- samērā precīzi un ātri var atjaunot signālu, turklāt rezultāts uzlabojas, palielinot līmeņu skaitu;
- atjaunotā signāla vērtību brīvi izvēlēta laika momentā nosaka tikai sešas pa labi un pa kreisi no šī laika momenta izvietotās signāla nolasēs, kas dod iespēju radīt reāla laika signāla atjaunošanas sistēmas.

Apskatītās metodes trūkumi:

- atjaunošanas rezultāts pasliktinās, ja vairākas secīgas līmeņu-šķērsojuma nolasēs ir ar vienādu vērtību;
- atjaunotais signāls starp divām secīgām līmeņu-šķērsojuma nolasēm ir gluds, tāpēc sākotnējā signāla straujās izmaiņas un novirzes no vidējās vērtības šajā intervālā paliks neievērotas.

Lai novērstu minētos trūkumus, ir apzināts cits signāla atjaunošanas paņēmiens, pie kura tiks strādāts nākamā etapa ietvaros. Iepriekšējā etapā tika apskatīti iteratīvi signāla atjaunošanas algoritmi no laikā nevienmērīgi izvietotā nolasēm, ja maksimālais attālums starp jebkurām divām secīgām nolasēm nepārsniedza Naikvista soli. Diskretizējot signālu pēc līmeņu-šķērsojuma principa, attālums starp nolasēm bieži vien pārsniegs maksimāli pieļaujamo vērtību, kas atkarīgs no signāla lokālām īpašībām un izmantotā līmeņu skaita. Ja ar loga funkcijas palīdzību novērtē lokālo maksimālo frekvenci signāla spektrā dažādos īsos laika intervālos, tad nonāk pie secinājuma, ka tā mainās (nestacionāram signālam). Lokālā maksimāla frekvence loģiski nevar pārsniegt globālo. Tas nozīmē, ka signālu noteiktā laika intervālā var atjaunot iteratīvi pat tad, ja maksimālais attālums starp nolasēm pārsniedz globālo Naikvista soli, bet nepārsniedz lokālo. Tāpēc signāla atjaunošanai šajā laika intervālā jāizmanto filtrs ar mazāku caurlaides joslu, kuru nosaka, zinot nolašu laika momentus. Jo precīzāk tiks noteikta caurlaides josla, jo labāks ir sagaidāms atjaunošanas rezultāts. Konkurētspējīga rezultātā gadījumā priekšroku varētu dot nevis vienmērīgai, bet gan līmeņu-šķērsojuma diskretizācijai. Tas ļautu samazināt nolašu skaitu un pielietot efektīvas signāla kodēšanas metodes ar mērķi samazināt saglabājamās vai pārraidāmās informācijas daudzumu.

2. Nestacionāru signālu apstrādes metožu attīstīšana nevienmērīgi diskretizētiem signāliem, uzmanību pievēršot reālu multimediju signālu analīzei

Dabā sastopamie praktiskas dabas signāli pārsvarā ir ar laikā mainīgām spektrālām īpašībām, tātad nestacionāri [9]. Kā biežāk ikdienas dzīvē sastopamos var minēt multimediju signālus. Šajā projekta izpildes etapā ir uzsākts darbs, kas orientējas uz skaņas un runas signālu apstrādi balstoties uz paņēmienu, kas var būt izmantojami elektronisko datu apstrādes beztaktētāja sistēmu veidošanām.

2.1 Laika-frekvenču raksturojumi nevienmērīgas diskretizācijas gadījumā

Izmantojot iepriekšējos etapos iegūtos rezultātus nevienmērīgi diskretizētu nestacionāru signālu apstrādē, šajā etapā ir attīstīts nestacionāru signālu apstrādes modelis, kas balstās uz līmeņu-šķērsojuma diskretizāciju. Konferencē „Signal processing and multimedia applications SIGMAP'06” (Setubal, Portugāle) sniegta prezentācija, kura izraisīja dalībnieku interesi ar savu oriģinālo pieeju multimediju signālu apstrādei. Publikācijas teksts ir pievienots 3.pielikumā.

2.1.1. Īssintervāla Furjē transformācijas pieeja

Vēsturiski pirmais piedāvātais veids kā analizēt nestacionārus signālus ir īssintervāla Furjē transformācija (*STFT*). Tā ir bāzēta uz Furjē transformācijas. Pamatideja ir ieviest laika logu, kurš tiek bīdīts gar aplūkoto signālu [10]. Matemātiskā izteiksme šai transformācijai ir sekojoša

$$STFT(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)w^*(t - \tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (2.1)$$

kur, $w^*(t - \tau)$ ir laika logs un zvaigzne apzīmē kompleksi saistīto lielumu. Patvaļīgas diskretizācijas gadījumā, kad nolašu skaits ir galīgs $x_n = x[t_n]$, kur $n = \overline{1, N}$ (N ir nolases skaits laikā intervālā θ), *STFR* var būt izteikta sekojoši

$$STFT[k, m] = \left| \sum_{n=1}^N x_n w^* \left(\frac{k}{2\Omega} - t_n \right) \exp \left(\frac{-j2\pi_n m}{\theta} \right) \right| \quad (2.1)$$

kur, Ω ir signāla spektra platumu un m nosaka vienmērīgu soli frekvenču apgabalā.

Algoritmu modelēšanai un rezultātu ilustrācijai ir izveidots speciāls testa signāls, kas pirmajā pusē lineāri samazina savu frekvenci no 0.25 normalizētām vienībām līdz 0.05, bet otrajā to atkal palielina atpakaļ līdz 0.25. Izmantots līmeņu-šķērsojuma analogs-ciparu pārveidojums ar 7 līmeņiem. Novērojuma laiks ir 256 normalizētas laika vienības, kas veido 536 līmeņa šķērsojuma notikumus, jeb nolases.

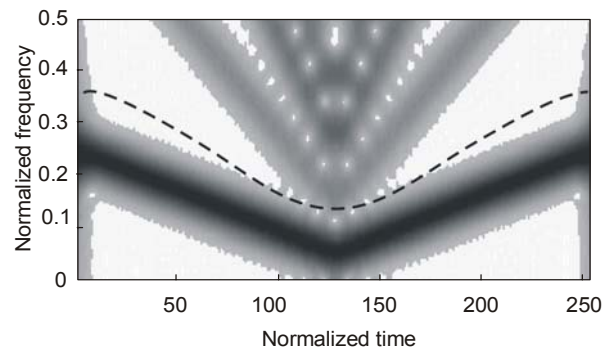
2.1 zīmējumā parādīts ar diskreto STFT iegūtais laika-frekvenču raksturojums. No tā var ievērot, ka papildus īstajai signāla komponentei, parādās arī artefakti uz frekvencēm kas atbilst signāla frekvences augstākajām harmonikām. Tas ir zināms fakts, kura izskaidrojums ir saistīts ar līmeņa šķērsojuma diskretizācijas īpatnību.

Lai novērstu artefaktus, kuri ir saistīti ar to, ka $\exp(-j2\pi t_n m / \theta)$ pie nevienmērīgi izvietotiem t_n momentiem nedod ortogonālu transformāciju, ir izmantota neortogonāla transformācija. Tas nozīmē to, ka aprēķinos matrica $E_{nm} = \exp(-j2\pi t_n m / \theta)$ ($n = \overline{1, N}; m = \overline{1, M}$) ir aizvietota ar matricu $\mathbf{G} = (\mathbf{E}\mathbf{E}^T)^{-1} \mathbf{E}$, kur \mathbf{E}^T ir transponēta matrica un $()^{-1}$ apzīmē inverso matricu. Ar šo modificēto STFT metodi iegūtais signāla raksturojums ir parādīts 2.2. zīm. Tajā redzams, ka artefakti ir novērsti, izņemot signāla apgabalus kuros ir zema lokālā frekvence. Tas ir viegli izskaidrojams ar faktu, ka šajos apgabalos līdz ar zemu lokālo signāla frekvenci ir zems arī nolašu blīvums. Tas noved pie nestabilas matricas inversijas, kas izpaužas kā artefaktu parādīšanās uz praktiski visām frekvencēm šajā laika reģionā.

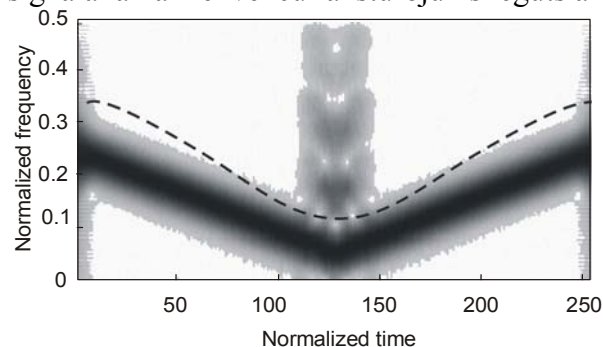
Lai novērstu šo nevēlamo iespaidu ir izveidota oriģināla pieeja, kas seko līdzī signāla lokālajam nolašu blīvumam un attiecīgi no tā pārreķina informāciju par lokālo signāla augstāko frekvenci ar sekojošas izteiksmes palīdzību:

$$\Omega_a(t) = \min\left(\frac{N_w(t)}{2R_\Delta T_w} + \Omega_\Delta, \Omega\right) \quad (2.3)$$

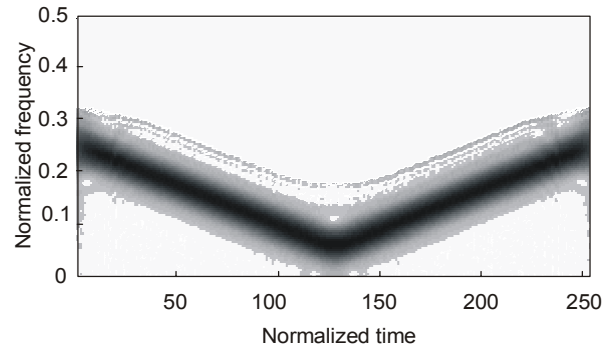
Šādā veidā ir iespējams samazinoties nolašu blīvumam, samazināt arī analīzes frekvenču skaitu matricā, un tādējādi nodrošināt stabilu matricas inversiju visos nestacionāra signāla laika apgabalos, ja signāla nolases tiek iegūtas ar līmeņu-šķērsojuma diskretizāciju. Iegūtais laika-frekvenču raksturojums ilustrēts 2.3. zīmējumā.



Zīm. 2.1 Testa signāla laika-frekvenču raksturojums iegūts ar klasisko STFT.



Zīm. 2.2 Testa signāla laika-frekvenču raksturojums iegūts ar modificēto STFT.



Zīm. 2.3 Testa signāla laika-frekvenču raksturojums iegūts ar oriģināli izstrādāto pieeju.

2.1.2. Vilniša analīzes pieeja

Pazīstama STFT problēma ir sakarība starp izšķirtspēju pēc laika un frekvencēm. Loga garuma paplašināšana uzlabo frekvenču izšķiršanu, bet tajā pašā laikā samazina laicisko izšķirtspēju. Lai novērstu šāda veida problēmu, var tikt pielietota vilnišanalīze.

Laikā nepārtraukta signāla vilništransformācija ir izteikta ar integrāli

$$WT(t, a) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h^* \left(\frac{t - \tau}{a} \right) d\tau \quad (2.4)$$

kur a ir mērogošanas faktors un $h(t)$ ir analīzes vilniša funkcija. Mērogošanas faktors ir saistīts ar frekvencēm ar sakarību $a = \frac{f_0}{f}$. Vilnišiem piemīt tāda īpatnība, ka frekvenču izšķirtspēja samazinās pie lielām frekvencēm un izšķiršana laikā samazinās pie mazām frekvencēm.

Diskrētā signāla gadījumā, vilnišanalīze var būt izteikta ar summas formulu

$$WT[k, m] = \left| \frac{1}{\sqrt{f_0 \theta / m}} \sum_{n=1}^N x[t_n] h^* \left(\frac{k / 2\Omega - t_n}{f_0 \theta / m} \right) \right| \quad (2.5)$$

Šī izteiksme ir spēkā gan vienmērīgi, gan nevienmērīgi novietotam nolasēm.

2.1.3. Vignera sadalījuma funkcija

Viena no plaši pielietotām pieejām laika-frekvenču signāla reprezentācijā ir Vignera sadalījuma integrālis, kurš ir sastāvdaļa kopējai laika-frekvenču pārveidošanas pieejai.

Vignera integrālis laika nepārtrauktai funkcijai ir

$$WVD(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x \left(t + \frac{\tau}{2} \right) x^* \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \exp(-j2\pi f \tau) d\tau \quad (2.6)$$

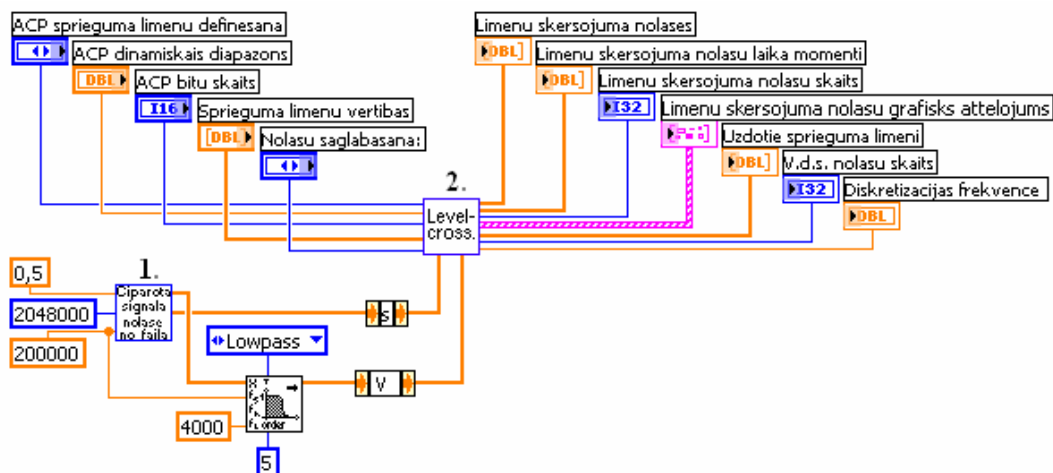
Par kodolu, mūsu gadījumā sauc $\exp(-j2\pi f \tau)$. Šis integrālis dod lielu izšķiršanas spēju laikā un frekvencēm mono-komponentu signāliem. Tomēr, papildus interferences produkti var parādīties, ja signālam ir vairākas komponentes. Lai cīnīties ar šo efektu, ir izstrādātas

citas kodola funkcijas, bet tas tipiski noved pie izšķirtspējas samazināšanas gan laikā gan frekvencēm.

Projekta 3.etapā ir veikti darbi lai izveidotu četri paņēmieni Vignera-Villes sadalījuma (VVS) novērtēšanai signālam no tā nevienmērīgi izvietotām nolasēm. Vienkāršākais no tiem balstās uz nolašu nevienmērīguma ignorēšanu, taču tas dod samērā lielus izkropļojumus. Otrais paņēmieni saistīts ar signāla pārdiskretizēšanu ar tiešās-inversās transformācijas pāri palīdzību uz vienmērīgi izvietotiem laika momentiem, no kuriem iespējams aprēķināt VVS ar klasiskiem paņēmieniem. Trešās pieejas pamatā ir signāla interpolācija, kā divus efektīvus veidus apskatot nolašu savienošānu ar polinomu palīdzību un frekvenču joslā ierobežotu interpolāciju ar laikā nobīdītām sinc funkcijām. Ceturtā piedāvātā pieeja ir īpaši interesanta un balstās uz signāla nolašu „pārkoordinēšanu” no laika koordinātes uz savstarpējo attālumu koordināti. Iegūtie rezultāti tiek apkopoti un pieteikti publicēšanai un prezentēšanai konferencē „*Sampling Theory and Applications '07*” (Saloniki, Grieķija).

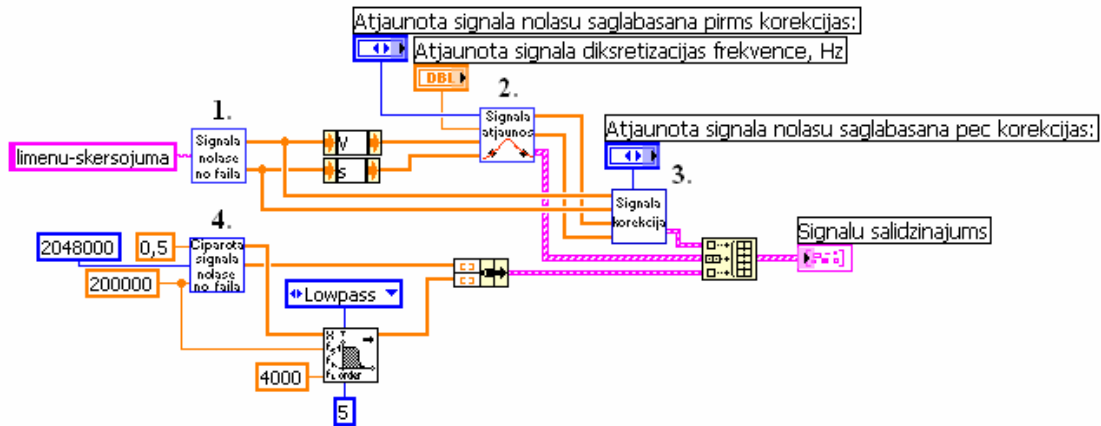
2.2 Runas signāla atjaunošana

Lai pārbaudītu signāla atjaunošanas precizitāti, izmantojot asimetriskus trešās kārtas pamat-splainus, veiksīm reāla runas signāla rekonstrukciju no tā līmeņu šķērsojumu notikumu nolasēm. Sākumā ieejas analogo signālu diskretizē ar 200 kHz lielu frekvenci, izmantojot signālu ciparotāju ATS460, un iegūtās nolases saglabā uz datora cietā diska. Tālāk šīs nolases apstrādā, pirms tam tās no faila iesūtot nolašu masīvā, un iegūst signāla līmeņu-šķērsojuma nolases. Realizācija LabVIEW vidē ilustrēta 2.4. zīmējumā.



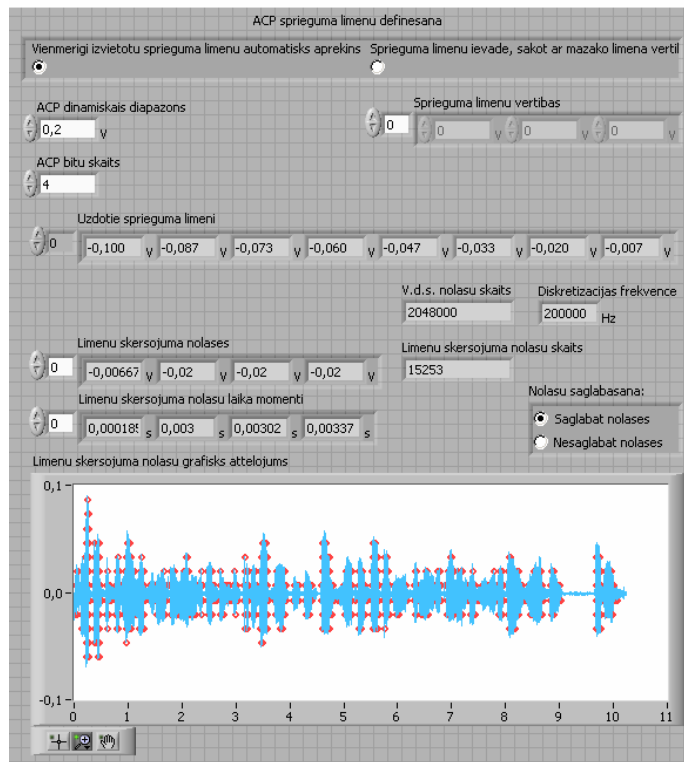
2.4. zīm. Runas signāla līmeņu-šķērsojuma diskretizācijas realizācija LabVIEW vidē

Vienmērīgi diskretizēta signāla nolasi no faila realizē pirmais bločiņš, norādot ciparotāja uzstādītos parametrus signāla diskretizācijas brīdī. Tālāk signāls tiek filtrēts ar zemfrekvenču Batervorta filtru un padots uz otro bločiņu, kurā atkarībā no lietotāja uzstādītiem parametriem iegūst signāla līmeņu-šķērsojuma nolases. Tās saglabā uz datora cietā diska vēlākai apstrādei. Desmit sekunžu gara runas signāla līmeņu-šķērsojuma diskretizācijas rezultāts attēlots 2.6. zīmējumā. Kā redzams, tad iegūtas ir 15253 līmeņu-šķērsojuma nolases, kas ir aptuveni piecas reizes mazāk nekā vienmērīgas diskretizācijas gadījumā, ja signālu diskretizē ar 8 kHz lielu frekvenci. Tātad ieguvums nolašu skaita ziņā ir acīmredzams.

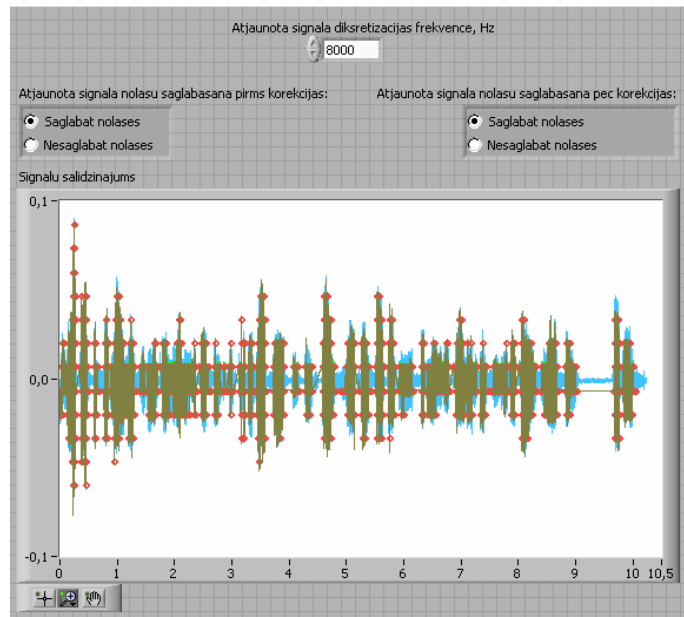


2.5. zīm. Runas signāla atjaunošanas realizācija LabVIEW vidē

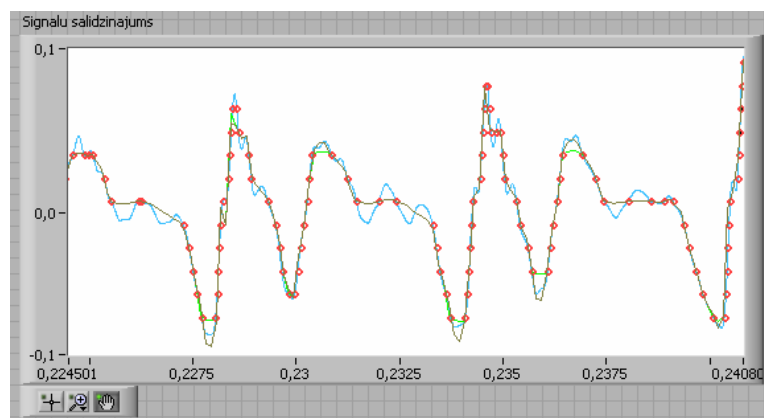
Kad ir iegūtas signāla līmeņu-šķērsojuma nolases, tā atjaunošanu veic saskaņā ar izteiksmi (1.10). Signāla rekonstrukcijas realizācija LabVIEW vidē ilustrēta 2.5. zīm., bet atjaunošanas rezultāts redzams 2.7. zīmējumā. Pirmais blociņš (2.5. zīm.) nolasa līmeņu-šķērsojuma nolases no faila un iesūta nolašu masīvā. Otrais blociņš veic signāla atjaunošanu, izmantojot asimetriskos pamat-splainus. Trešais blociņš veic atjaunotā signāla korekciju, izmantojot Bezira kvadrātiskos splainus. Savukārt ceturtais blociņš nolasa sākotnējo runas signālu no faila ar mērķi vizuāli novērtēt atjaunošanas rezultātu.



2.6. zīm. Runas signāla līmeņu-šķērsojuma diskretizācijas rezultāts LabVIEW vidē



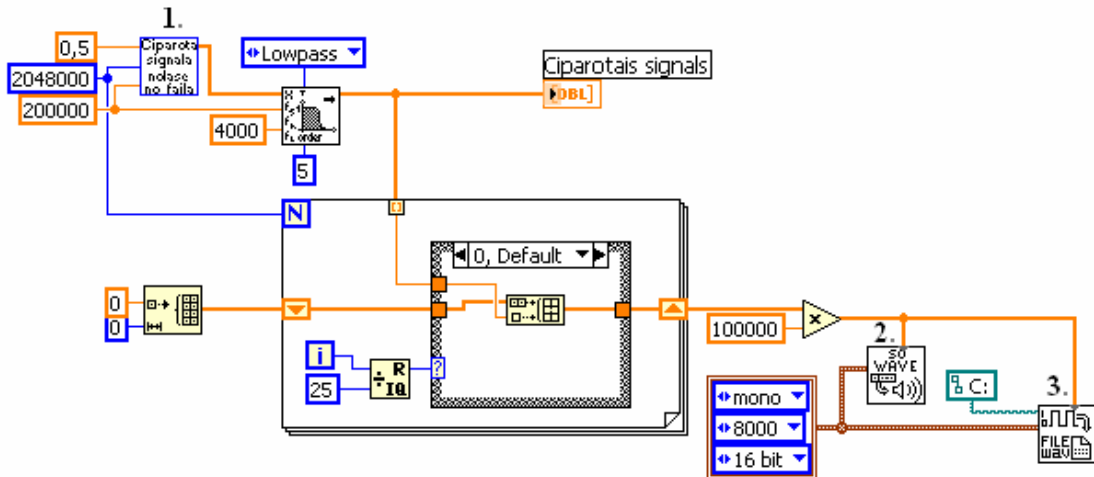
2.7. zīm. Sākotnējais (zilā krāsā) un atjaunotais runas signāli



2.8. zīm. Sākotnējais (zilā krāsā) un atjaunotais runas signāli

Runas signāls ir atjaunots vienmērīgi izvietotos laika momentos ar diskretizācijas frekvenci 8 kHz, lai pēc tam to var atskaņot un saglabāt audio formātā. Kā redzams no 2.8. zīm., tad atjaunošanas rezultāts pasliktinās, ja vairākas secīgas līmeņu-šķērsojuma nolases atrodas uz viena un tā paša sprieguma līmeņa. Turklāt atjaunotais signāls starp divām secīgām līmeņu-šķērsojuma nolāsēm vienmēr ir gluds, tāpēc sākotnējā signāla straujās izmaiņas un novirzes no vidējās vērtības šajā intervālā paliek neievērotas. Tas atstāj lielu iespaidu uz atjaunotā runas signāla kvalitāti.

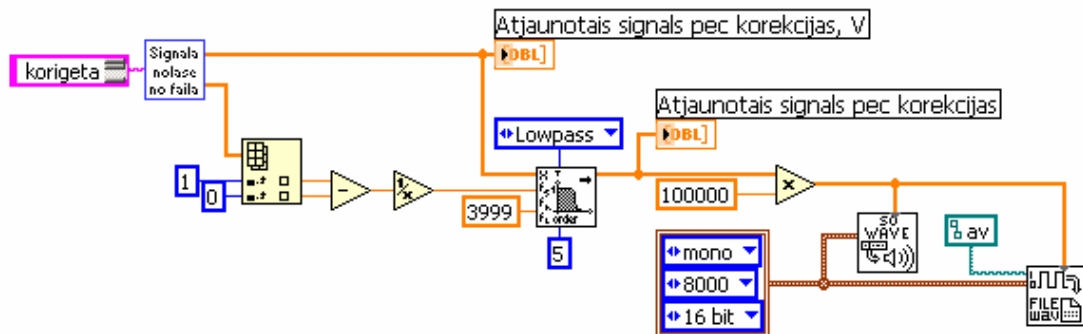
Lai salīdzinātu sākotnējā un atjaunotā runas signālu skanējumus, tos abus saglabā audio formātā. Sākotnējā signāla saglabāšanu veic 2.9. zīm. attēlotā LabVIEW vidē realizētā bloku diagramma.



2.9. zīm. Sākotnējā runas signāla atskaņošana un saglabāšana audio formātā

Pirmais blociņš realizē signāla nolasi no faila, otrais blociņš nodrošina signāla atskaņošanu, bet trešais – signāla saglabāšanu audio formātā vēlākai tā atskaņošanai. Tā kā signāls sākotnēji tika diskretizēts ar 200 kHz lielu frekvenci, tad tā atskaņošanai tiek ņemta katra 25. nolase, kas atbilst signāla diskretizācijas frekvencei 8 kHz, pieņemot, ka maksimālā frekvence signāla spektrā nepārsniedz 4 kHz.

Atjaunotā signāla saglabāšanu realizē 2.10. zīm. redzamā bloku diagramma. Šajā gadījumā saglabātas tiek visas no faila nolasītās nolases, jo atjaunotā signāla diskretizācijas frekvence ir 8 kHz.



2.10. zīm. Atjaunotā runas signāla atskaņošana un saglabāšana audio failā

Rezultātā ir iegūti divi audio faili *OrigSpch.wav* un *RecSpch.wav*, no kuriem pirmais ir sākotnējais signāls, bet otrais – atjaunotais signāls. Tos atskaņo, izmantojot kādu no audio failu atskaņošanas programmām.

3. SIGNĀLAPSTRĀDES ALGORITMU IMPLEMENTĀCIJA LABVIEW VIDĒ

LabVIEW (*Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*) ir grafiska programmēšanas valoda, kas dažādu aplikāciju radīšanai izmanto nevis programmas kodu ar simbolu rindām, bet gan ikonas bloku diagrammu veidošanai [3]. LabVIEW ir izstrādāts ar mērķi šādu uzdevumu veikšanai:

- ✓ nodrošināt datora sasaisti ar dažādiem instrumentiem,
- ✓ saņemt, uzkrāt, analizēt un noraidīt nomērītos datus,
- ✓ izstrādāt programmas grafiskā vidē,
- ✓ nodrošināt efektīvu lietotāja interfeisu.

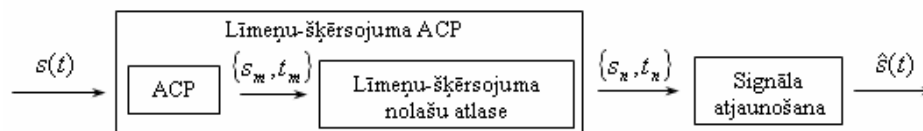
LabVIEW programmas tiek sauktas par virtuālajiem instrumentiem (VI), jo to izskats un darbība imitē reālus instrumentus, piemēram, osciloskopus un multimetrus. Katrs VI izmanto funkcijas, kas veic dažādas operācijas ar lietotāja ievadītajiem vai no citiem avotiem iegūtajiem datiem. Rezultātā iegūto informāciju var izvadīt lietotājam vizuālai apskatei vai arī saglabāt uz datora cietā diska. VI satur trīs komponentes:

- 1) Priekšējo paneli, kas veic lietotāja interfeisa funkcijas. Tas atgādina reāla instrumenta priekšējo paneli ar visiem slēdžiem, pogām, displeju un citām kontrolēm un indikatoriem.
- 2) Bloku diagrammu, kas satur programmas grafisko kodu VI funkcionalitātes nodrošināšanai. Bloku diagrammu veido zemāku līmeņu virtuālie instrumenti, iebūvētās funkcijas, konstantes un programmas izpildi kontrolējošās struktūras. Diagrammas atsevišķie elementi tiek savienoti ar vadiem, lai norādītu ceļu datu plūsmai starp elementiem.
- 3) Ikonu un savienojumu rāmi, kas identificē un atšķir doto VI no citiem virtuālajiem instrumentiem.

Viena no LabVIEW priekšrocībām ir tā, ka izveidotās programmas ir iespējams ātri iestrādāt programmējamā loģikā FPGA (*Field-Programmable Gate Array*), izmantojot LabVIEW FPGA moduli. Loģikā vairāki procesi var norisināties paralēli un neatkarīgi viens no otra, un šajā ziņā LabVIEW grafiskā programmēšanas vide ir ideāli piemērota šādu procesu izstrādei.

Tālāk apskatīsim dažas LabVIEW piedāvātās iespējas un izveidosim 3.1. zīm. redzamo sistēmu, kuru veido:

- līmeņu-šķērsojuma ACP, kas realizē analogā ieejas signāla $s(t)$ līmeņu-šķērsojuma diskretizāciju,
- signāla atjaunošanas bloks, kas veic signāla rekonstrukciju no tā līmeņu-šķērsojuma nolasēm $\{s_n, t_n\}$.



3.1. zīm. Signāla līmeņu-šķērsojuma diskretizācija un analogās formas atjaunošana

3.1. Līmeņu-šķērsojuma analogs-ciparu pārveidotāja realizācija

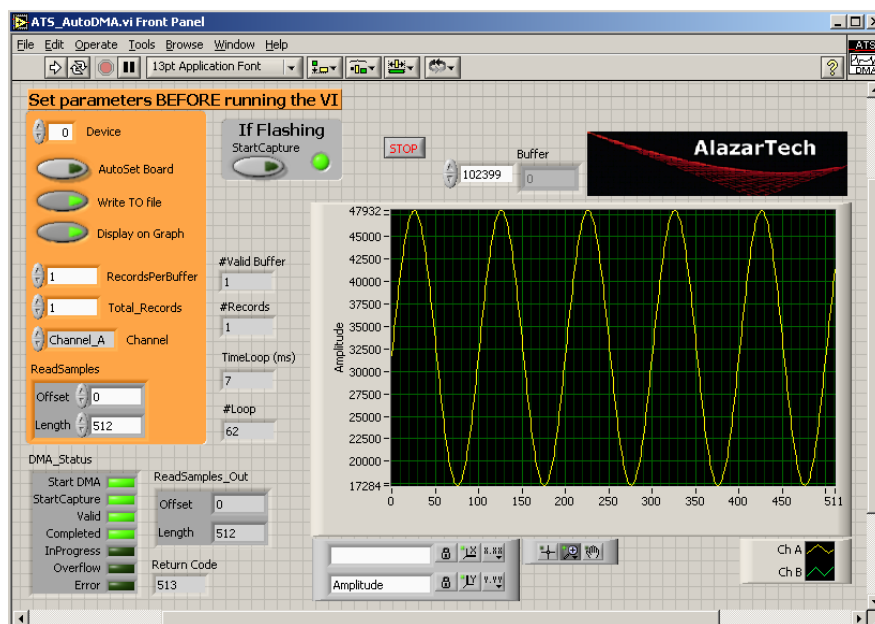
Līmeņu-šķērsojuma ACP realizēsim pēc sekojoša principa. Sākumā ieejas analogo signālu diskretizēsim ar signālu ciparotāju ATS460, iegūstot laikā vienmērīgi izvietotas signāla nolases $\{s_m, t_m\}$, un tālāk, veicot šo nolašu apstrādi, iegūsim signāla līmeņu-šķērsojuma nolases $\{s_n, t_n\}$.

3.1.1. Laikā vienmērīgi izvietotu signāla nolašu iegūšana

Iepriekš tika jau atzīmēts, ka LabVIEW ir labi piemērots datora sasaistei ar dažādiem instrumentiem, kurus izmanto reālu signālu iegūšanai no ārpusaules. Viens no instrumentiem ir ATS460 (3.2. zīm.), kas ir divkanālu augstas izšķirtspējas (14 bitu) signālu ciparotājs (diskretizācijas frekvence līdz pat 125 MHz), kuram savienojumu ar datoru nodrošina PCI kopne. Lai karti veiksmīgi varētu pielietot dažādās LabVIEW programmās, tai līdzīgi nāk virtuālo instrumentu bibliotēka ATS-VI, kas satur vairākus viegli lietojamus augsta līmeņa VI. Viens no bibliotēkas virtuālajiem instrumentiem, *ATS_AutoDMA.vi*, paredzēts ieejas analogā signāla vienmērīgai diskretizēšanai un iegūto nolašu attēlošanai un saglabāšanai uz datora cietā diska. Virtuālā instrumenta priekšējais panelis redzams 3.3. zīmējumā.

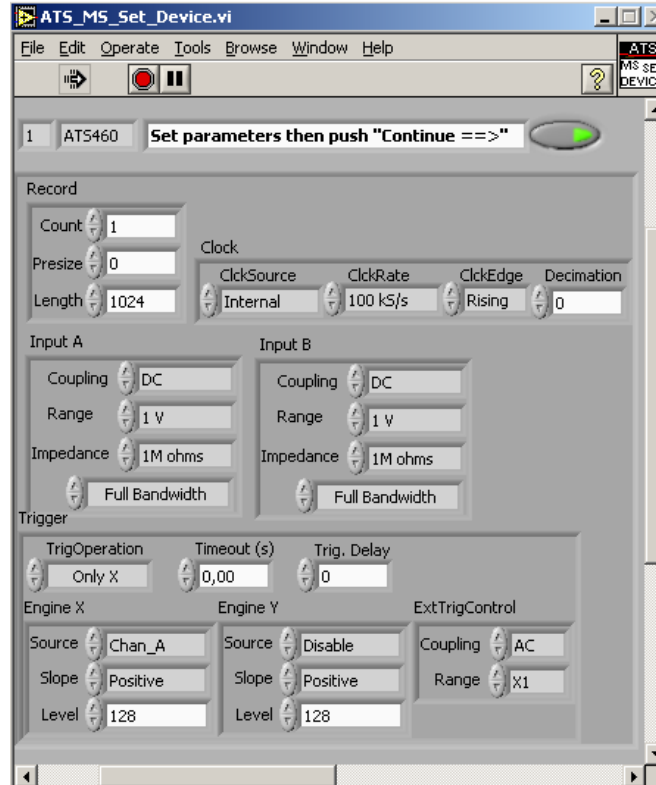


3.2. zīm. Signālu ciparotājs ATS460



3.3. zīm. *ATS_AutoDMA.vi* priekšējais panelis

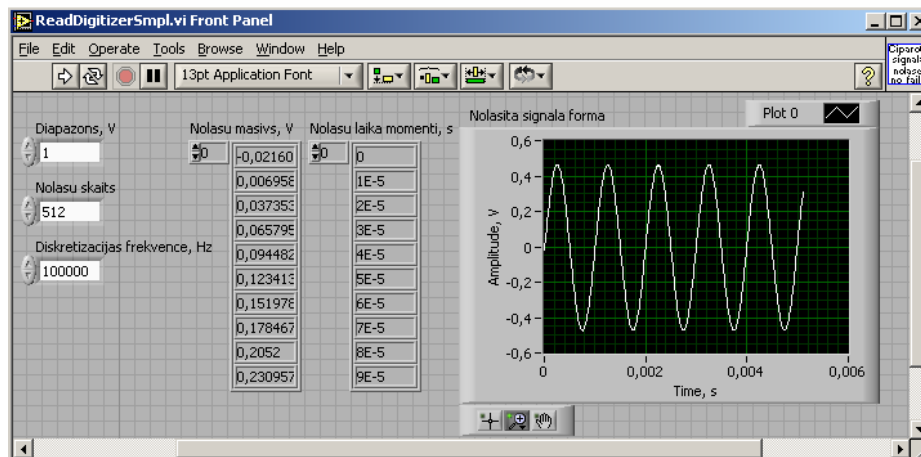
Startējot VI, parādās ciparotāja uzstādīšanas logs (3.4. zīm.), kurā uzdod signāla diskretizācijas frekvenci, nolasāmo nolašu skaitu, kanāla amplitūdu diapazonu un citus parametrus. Pēc ievadīto parametru apstiprināšanas, atveras jauns logs, kurā norāda faila nosaukumu signāla nolašu saglabāšanai. Saglabātās nolases pēc tam apstrādā un iegūst līmeņu-šķērsojuma nolases, izmantojot virtuālos instrumentus *ReadDigitizerSmpl.vi* un *LvCr.vi*, kuru darbība tiks paskaidrota tālāk.



3.4. zīm. Ciparotāja parametru uzstādīšana

3.1.2. Signāla nolase no faila

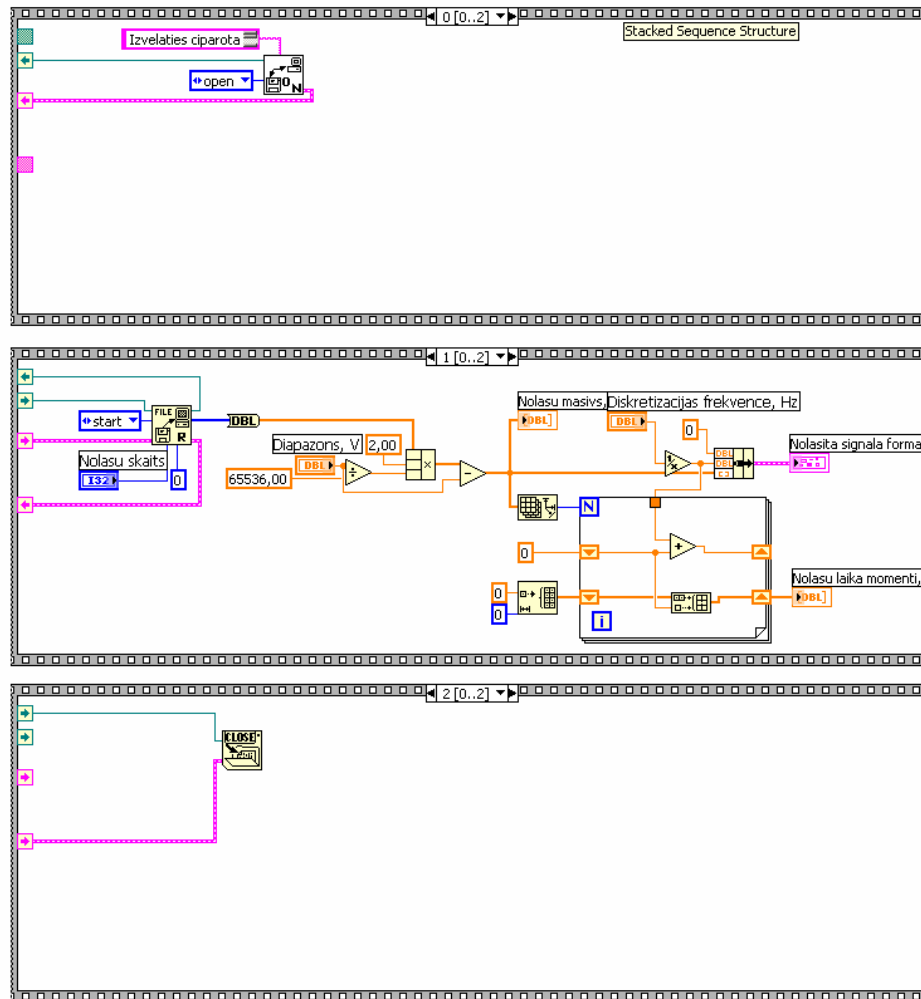
Saglabātās signāla nolases vēlāk var izmantot dažādās LabVIEW programmās. Pirms veikt to apstrādi, nolases no faila iesūta nolašu masīvā, ko veic virtuālais instruments *ReadDigitizerSmpl.vi* (3.5. zīm.).



3.5. zīm. *ReadDigitizerSmpl.vi* priekšējais panelis

Zinot signāla diskretizācijas frekvenci f un pieņemot pirmās nolases laika momentu $t_0 = 0$, formē masīvu $[t_0, t_1, t_2, \dots, t_m, t_{m+1}, \dots, t_{M-1}]$, kur $t_m = \frac{m}{f}$ ir nolasei s_m atbilstošais laika moments, bet M – nolašu skaits. *ReadDigitizerSmpl.vi* bloku diagramma parādīta 3.6. zīm. To veido secību struktūra, kas sastāv no trīs apakšdiagrammām, kuras izpildās secīgi viena pēc

otras. Pirmā apakšdiagramma atver lietotāja izvēlēto nolašu failu un izveido tā norādes numuru. Otrā apakšdiagramma realizē datu nolasi no faila un nolašu un tām atbilstošo laika momentu masīvu formēšanu. Savukārt trešā apakšdiagramma aizver iepriekš atvērto failu.

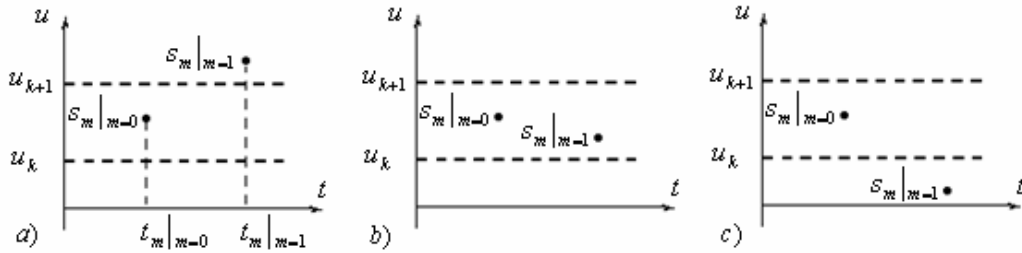


3.6. zīm. ReadDigitizerSmpl.vi bloku diagramma

3.1.3. Līmeņu-šķērsojuma nolašu iegūšana

Diskretizējot signālu pēc līmeņu-šķērsojuma principa, nolases tiek ņemtas tajos laika momentos, kad signāls šķērso kādu no iepriekš definētiem sprieguma līmeņiem $\{u_k\}$, $k = 0, 1, 2, \dots$. Ja katra līmeņa kodēšanai izmanto a bitus, tad $k = 0, 1, 2, \dots, 2^a - 1$. Tā kā signāls pirms tam ir diskretizēts vienmērīgi, tad līmeņu-šķērsojuma nolases $\{s_n, t_n\}$ iegūst no $\{s_m, t_m\}$, sākumā atrodot to k vērtību, kurai $s_m|_{m=0} \in [u_k, u_{k+1})$. Tālāk ir iespējami trīs gadījumi (3.7. zīm.):

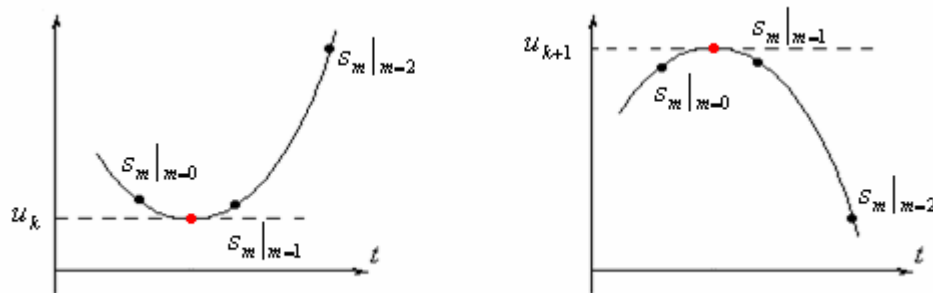
- $s_m|_{m=1} \geq u_{k+1}$;
- $s_m|_{m=1} \in (u_k, u_{k+1})$;
- $s_m|_{m=1} \leq u_k$.



3.7. zīm. Nolases s_{m+1} iespējamie izvietojumi attiecībā pret s_m

Ja izpildās *a* vai *c*, tad fiksēta tiek pirmā līmeņu-šķērsojuma nolase $s_n|_{n=0} = u_{k+1}$ vai attiecīgi $s_n|_{n=0} = u_k$ un tai atbilstošais laika moments $t_n|_{n=0} = t_m|_{m=1}$. Tālāk skatās trešās nolases $s_m|_{m=2}$ izvietojumu attiecībā pret $s_m|_{m=1}$, kur atkal ir iespējami trīs varianti.

Ja izpildās *b* gadījums, tad vērā tiek ņemta arī trešā nolase $s_m|_{m=2}$, jo var gadīties (3.8. zīm.), ka signāls starp $t_m|_{m=0}$ un $t_m|_{m=1}$ tomēr sasniedz līmeņus u_k vai u_{k+1} . Tātad, ja $s_m|_{m=0} > s_m|_{m=1} < s_m|_{m=2}$ un $s_m|_{m=1}$ no u_k atšķiras necīgi vai arī $s_m|_{m=0} < s_m|_{m=1} > s_m|_{m=2}$ un $s_m|_{m=1}$ no u_{k+1} atšķiras necīgi, tad fiksēta tiek pirmā līmeņu-šķērsojuma nolase $s_n|_{n=0} = u_k$ vai attiecīgi $s_n|_{n=0} = u_{k+1}$ un tai atbilstošais laika moments $t_n|_{n=0} = t_m|_{m=1}$.

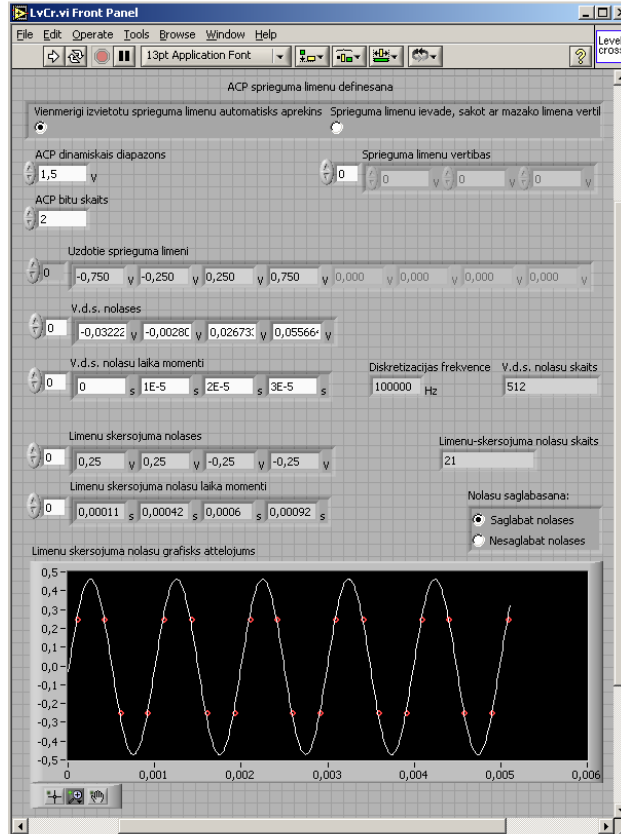


3.8. zīm. Signāla iespējamais līmeņu u_k vai u_{k+1} šķērsojums

Jo lielāka būs ciparotāja diskretizācijas frekvence, jo precīzāk šādā veidā tiks iegūtas līmeņu-šķērsojuma nolases, ko veic virtuālais instruments *LvCr.vi*. Tā priekšējais panelis redzams 3.9. zīm., bet bloku diagramma dota 2. pielikumā. Izmantojot VI priekšējo paneli, lietotājs var izvēlēties starp:

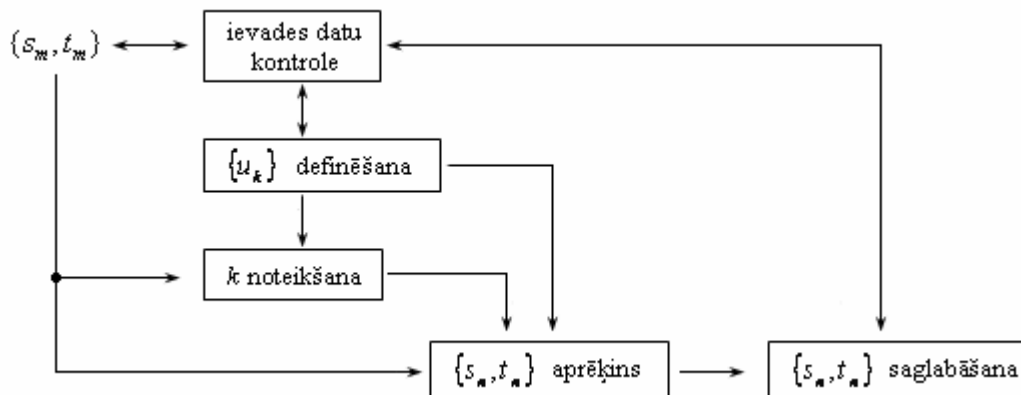
- automātisku sprieguma līmeņu aprēķinu, norādot līmeņu-šķērsojuma ACP amplitūdu diapazonu un bitu skaitu līmeņu kodēšanai, vai
- pašrocīgu patvaļīgi izvēlētu sprieguma līmeņu ievadīšanu sākotnēji tukšā skaitļu masīvā.

Vēl var norādīt, vai iegūtās līmeņu-šķērsojuma nolases saglabāt vai nesaglabāt uz datora cietā diska. Diskretizējamo signālu un iegūtās līmeņu-šķērsojuma nolases pēc tam var aplūkot arī grafiski (piemērā 3.9. zīm. ir redzams sinusoidāla signāla līmeņu-šķērsojuma diskretizācijas rezultāts).



3.9. zīm. *LvCr.vi* priekšējais panelis

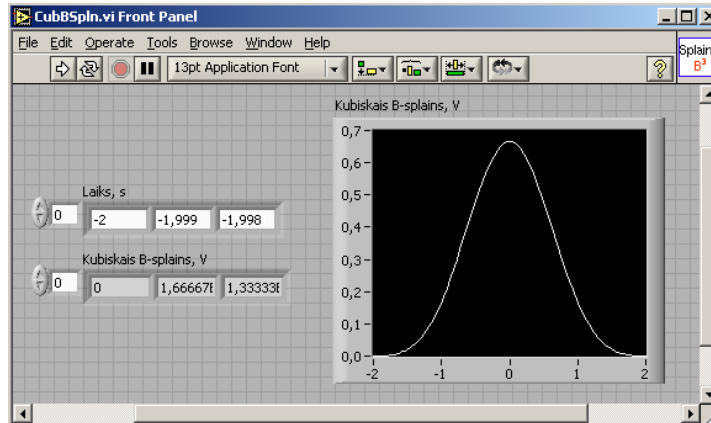
LvCr.vi bloku diagramma vienkāršoti ilustrēta 3.10. zīmējumā. Sākumā lietotājs uzdod ACP sprieguma līmeņus $\{u_k\}$. Tālāk, zinot $s_m|_{m=0}$ un $\{u_k\}$, tiek atrasts starta līmeņa indekss k . Tad, izmantojot laikā vienmērīgi izvietotās signāla nolases $\{s_m, t_m\}$ un atrasto k vērtību, sākas līmeņu-šķērsojuma nolašu $\{s_n, t_n\}$ aprēķins, kuras saglabā lietotāja izvēlētā failā uz datora cietā diska. Lai VI darbotos bez kļūdām, lietotāja ievadītie dati tiek kontrolēti. Tiek pārbaudīts, vai ACP ieejai tiek padotas vienmērīgi diskretizēta signāla nolases, vai ir uzdoti ACP sprieguma līmeņi un vai ir norādīts faila nosaukums līmeņu-šķērsojuma nolašu saglabāšanai.



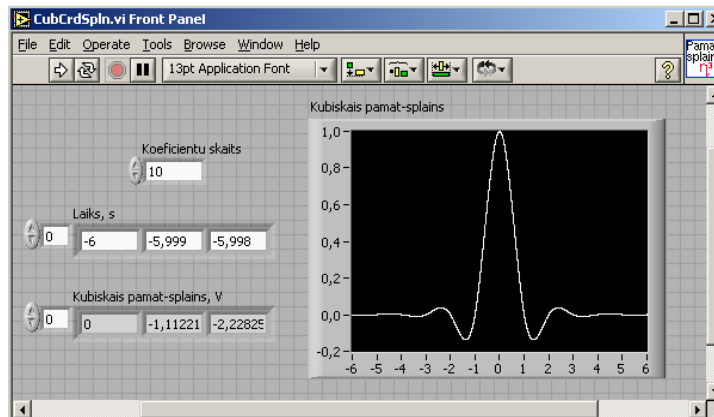
3.10. zīm. *LvCr.vi* bloku diagrammas vienkāršots attēlojums

3.2. Signāla atjaunošanas realizācija

Signāla atjaunošanu realizē saskaņā ar izteiksmi (1.10). Asimetrisko pamat-splainu aprēķinam nepieciešams izmantot simetriskus trešās kārtas pamat-splainus, kuru aprēķinam savukārt izmanto kubiskos B-splainus. Tāpēc sākumā izveido B-splainu un pamat-splainu funkciju ģeneratorus (3.11. un 3.12. zīm.), kuru bloku diagrammas dotas 2. pielikumā.



3.11. zīm. Kubiskā B-splaina ģeneratora *CubBSpln.vi* priekšējais panelis



3.12. zīm. Kubiskā pamat-splaina ģeneratora *CubCrdSpln.vi* priekšējais panelis

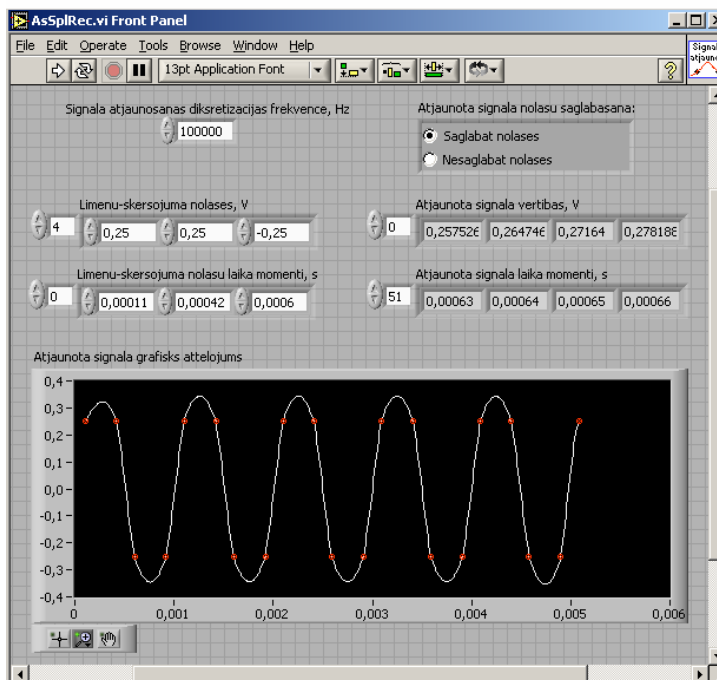
Kubiskā pamat-splaina izteiksmē (1.5) summas zīme satur bezgalīgi daudz saskaitāmos. To vērtības samazinās, pieaugot $|k|$, kura maksimālo vērtību uzdod, izmantojot *CubCrdSpln.vi* priekšējo paneli. Piemēram, ja $|k|_{\max} = 10$ (3.12. zīm.), tad

$$\eta^3(t) = -\frac{6\alpha}{(1-\alpha^2)} \sum_{k=-10}^{10} \alpha^{|k|} \beta^3(t-k) \quad (3.1)$$

Tā kā $\eta^3(t)|_{|k|_{\max}=10}$ praktiski neatšķiras no $\eta^3(t)|_{|k|_{\max}>10}$, tad nav ieteicams izvēlēties $|k|_{\max} > 10$, jo tas tikai palielinās $\eta^3(t)$ aprēķinu laiku.

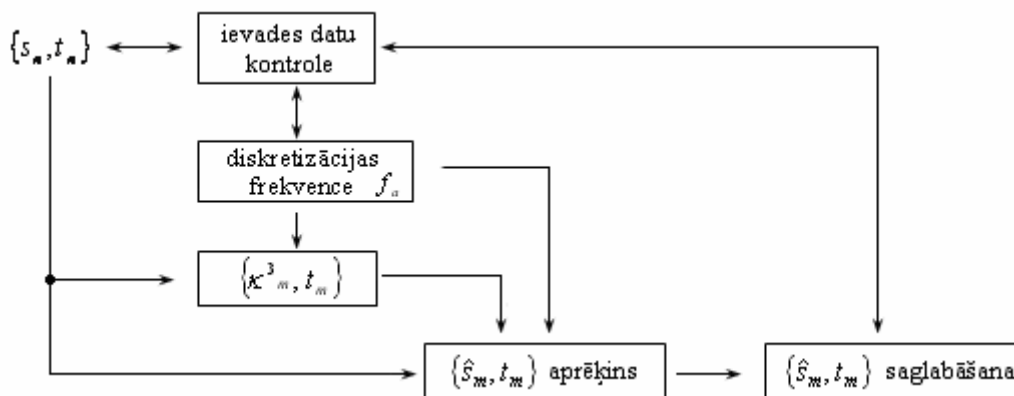
Kad ir gatavs kubiskā pamat-splaina ģenerators, veido signāla atjaunošanai paredzēto virtuālo instrumentu *AsSplRec.vi*, kura priekšējais panelis redzams 3.13. zīmējumā, bet bloku diagramma dota 2. pielikumā. Izmantojot VI priekšējo paneli, lietotājs var:

- uzdot atjaunojamā signāla diskretizācijas frekvenci,
- saglabāt atjaunoto signālu uz datora cietā diska.



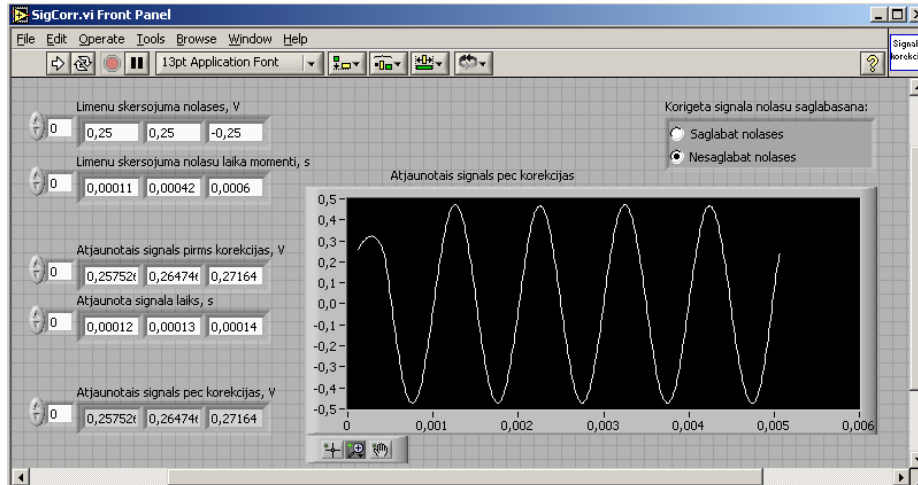
3.13. zīm. Signāla atjaunošanas *AsSplRec.vi* priekšējais panelis

AsSplRec.vi bloku diagramma vienkāršoti ilustrēta 3.14. zīm. Sākumā lietotājs uzdod atjaunojamā signāla diskretizācijas frekvenci f_a , kas nozīmē to, ka signāls tiks rēķināts vienmērīgi izvietotos laika momentos $\{t_m\}$, kur $t_m - t_{m-1} = \frac{1}{f_a}$. Tālāk, zinot līmeņu-šķērsojuma nolases $\{s_n, t_n\}$, tiek rēķināti katrai nolasei atbilstošie trešās kārtas asimetriskie pamat-splaini $\kappa^3(t_m)$, kurus summējot kopā iegūst atjaunotā signāla vērtības $\hat{s}(t_m)$.



3.14. zīm. *AsSplRec.vi* bloku diagrammas vienkāršots ilustrējums

Pēc rekonstrukcijas veic atjaunotā signāla korekciju, ko realizē virtuālais instruments *SigCorr.vi*. Tā priekšējais panelis redzams 3.15. zīmējumā., bet bloku diagramma dota 2. pielikumā. No piemēra (3.15. zīm.) redzams, ka pēc korekcijas atjaunotā signāla amplitūda ir pieaugusi (salīdzinājumā ar 3.13. zīm. redzamo signālu) un vairāk atbilst sākotnējam signālam (3.9. zīm).



3.15. zīm. Signāla korekcijas *SigCorr.vi* priekšējais panelis

Rezultātā radīts virtuālo instrumentu klāsts, kas nodrošina:

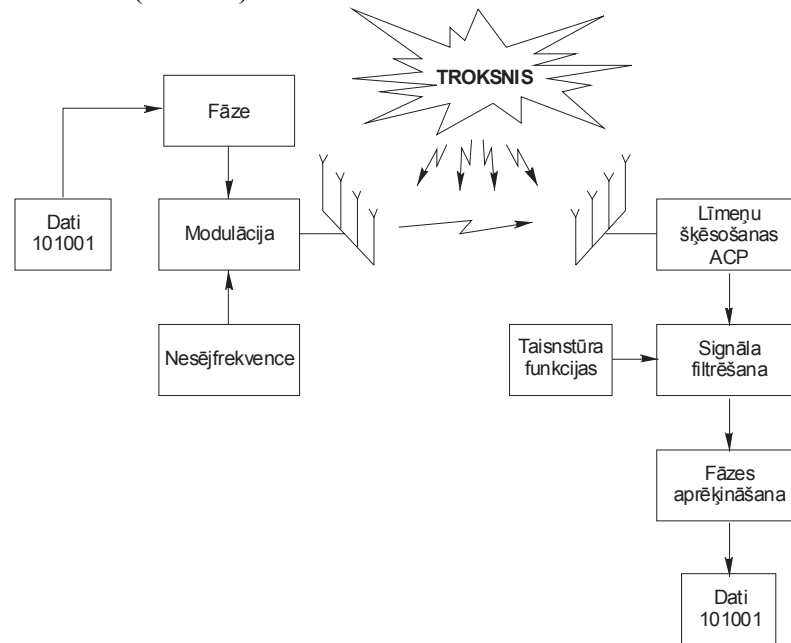
- signāla diskretizāciju ar ciparotāju ATS460,
- līmeņu-šķērsojuma nolašu aprēķinu no laikā vienmērīgi izvietotām signāla nolasēm,
- signāla atjaunošanu no līmeņu-šķērsojuma nolasēm ar trešās kārtas asimetriskiem pamat-splainiem.

Izstrādātos instrumentus var pielietot praktiski, piemēram, runas signāla līmeņu-šķērsojuma diskretizācijai un rekonstrukcijai ar mērķi pārbaudīt signāla atjaunošanas metožu precizitāti.

4. GSM daudzkanālu modeļa izstrāde

4.1 Daudzkanālu simulācijas modeļa apraksts

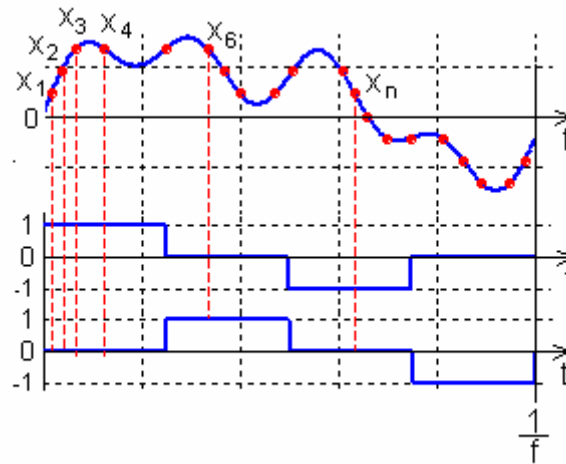
Darbs tiek turpināts no iepriekšējā posma, kad tika izstrādāts vienkanāla GSM modelis, kas izmanto līmeņu šķērsošanas ACP un signāla fāzi nosaka ar taisnstūra funkcijām, kurām ir vienāds samērs un kuras pieņem vērtības +1 un -1. Simulācijā izmantotā GSM signāla frekvence ir 890,2 MHz. Attālums starp blakus kanāliem ir 200 kHz un viena simbola pārraides ilgums ir 3,6 μs [4]. Simulācijas laikā tiek uzģenerēts GSM signāls, kurš satur 20 bitus (attiecīgi, ja tiek ģenerēti vairāki kanāli, katrs kanāls satur 20 bitu informāciju, pie tam atšķirīgu). Signāls tiek pārraidīts un uztverot diskretizēts ar līmeņu šķērsošanas ACP. Tiek iegūtas diskretas signāla nolases no kurām ar taisnstūra funkciju palīdzību tiek izfiltrēts interesējošā kanāla signāls un noteikta šī signāla fāzes izmaiņa. Atkarībā no fāzes izmaiņas tiek noteikti pārraidītie biti (zīm 4.1).



Zīm. 4.1 Beztaktētāju sistēmas daudzkanālu modeļa shēma

Iepriekšējais modelis darba gaitā tika uzlabots, tika veikta uztvertā signāla fāzes korekcijas uzlabošana, kā arī uzlabota tika viena signāla izfiltrēšana no vairāku signālu summas. Lai izfiltrētu no vairāku signālu summas vienu signālu, izveidotajā GSM simulācijā tiek izmantots taisnstūra funkciju ģenerators, kurš ģenerē atbilstošas frekvences taisnstūra funkciju (zīm 4.2). Ja nepieciešams iegūt informāciju no 7 kanāla, tad, zinot, ka pirmā kanāla frekvence ir 890,2 MHz, ģeneratoram nepieciešams uzģenerēt divas taisnstūra funkciju ar frekvenci 891,6 MHz, kur otra taisnstūra funkcija ir nobīdīta fāzē par $\frac{\pi}{2}$. Zīm 4.2 ir parādīts viens taisnstūra funkcijas ar frekvenci 891,6 MHz periods. Diskretizētā signāla nolases x_1, x_2, \dots, x_n tiek salīdzinātas ar divu taisnstūra funkciju laika vērtībām un atkarībā no nolases atrašanās vietas tai tiek piešķirta vērtība ± 1 vai 0. Tā, piemēram, nolasei x_1 tiks piešķirta vērtība +1 un 0, bet nolasei x_6 0 un 1 vērtības. Šādi tiek izfiltrēts vajadzīgais signāls no visiem pārraidītajiem signāliem. Pēc tam piešķirtās vērtības vektors tiek sareizināts ar attiecīgo diskretizētā signāla amplitūdas vektoru, tādējādi iegūstos divus skaitļus, kurus

izdalot un no dalījuma paņemot arctg, iegūst signāla fāzes vērtību attiecīgajā logā. Pēc aprēķina veikšanas logs tiek bīdīts pa laika asi un iepriekš apskatītās darbības tiek atkārtotas, iegūstot fāzes izmaiņas līkni.

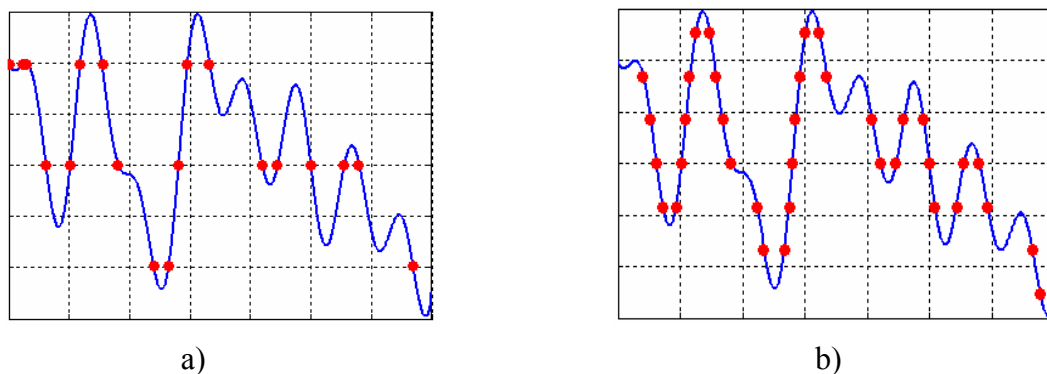


Zīm 4.2 Signāla izfiltrēšana un fāzes noteikšana

Tika arī apskatīts variants, kad kā filtrējošo funkciju izmanto nevis taisnstūra funkciju ar vienādu samēru un vērtībām ± 1 un 0, bet gan funkciju ar vērtībām $+1 -1$ un 0, kur attiecība starp $+1$ un 0 ir 1:3, bet attiecība starp $+1$ un -1 ir 1:1. Šādu filtrējošo taisnstūra funkciju apskatīja tādēļ, ka tai ir mazāk harmoniku spektrā (attiecīgi iztrūkst 3, 9, 15...harmonikas) [5] un, iespējams, tādēļ tā varētu labāk izfiltrēt interesējošo signālu. Šis uzlabojums fāzes noteikšanā ieviesa nelielus uzlabojumus, tādēļ tālāk simulācijas tiek veiktas ar taisnstūra funkcijām, kurām ir nevienāds samērs.

4.2 ACP bitu skaita izvēle

Veicot uztvertā signāla diskretizāciju, svarīgi ir pareizi izvēlēties līmeņu šķērsošanas ACP līmeņu skaitu. Jo lielāks līmeņu skaits tiks izmantots, jo precīzāk būs iespējams izfiltrēt no uztvertā signāla vajadzīgo kanālu un noteikt signālā fāzes izmaiņu. Tas tādēļ, jo pie maza līmeņu skaita, piemēram 2 bitu līmeņiem, uztvertais signāls tiks diskretizēts tikai maksimālās amplitūdas punktos un viduspunktā. Zīm. 4.3 a. ir imitēts GSM signāls ar 5 kanāliem. Ar zilo līniju attēlots uztvertais, analogais signāls, bet ar sarkanajiem punktiem – nolases, kuras iegūtas signālu diskretizējot ar līmeņu šķērsošanas ACP. Kā redzams, signāls tiek diskretizēts lielākajos amplitūdas izliekums punktos, kā arī viduspunktā, bet netiek ņemti vērā salīdzinoši mazākie signāla izliekumi, kuri arī nes svarīgu informāciju par katru kanālu (signālu). No šīm nolasēm rēķinot fāzes izmaiņu vienam no pieciem signāliem, iegūtais rezultāts būs ļoti kļūdainais, jo liela daļa no informācijas par pārraidīto signālu būs zaudēta veicot diskretizāciju (katram kanālam ir sava fāzes izmaiņa, ko nosaka nosūtāmo bitu virkne). Palielinot ACP bitu skaitu

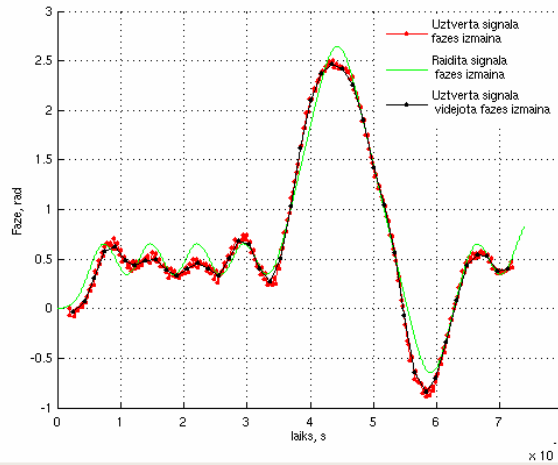


Zīm. 4.3 Uztvertā signāla diskretizācija a) ar 2 bitu līmeņiem b) ar 3 bitu līmeņiem

(zīm. 4.3 b) signāls tiek pilnīgāk diskretizēts, kā rezultātā arī informāciju par viena kanāla signāla fāzes izmaiņu var iegūt precīzāk. Zīm 4.5 a redzama uztvertā signāla fāze pirmā kanāla signālam (pavisam tiek izmantoti 7 kanāli, kuru signālu amplitūdas ir vienāds), kurš diskretizēts, izmantojot 4 bitu ACP. Ja izmanto 3 bitu ACP (zīm 4.5b), fāzes izmaiņas līkne nogludinās, taču ideāla kanāla gadījumā BER saglabājas 0. Ja izmanto 2 bitu ACP, signāla fāzi noteikt pareizi nav iespējams un BER svārstās robežās no 0,3 līdz 0,5, atkarībā no signāla jaudas un kanālu izvietojuma frekvenču spektrā. Aptuvenas fāzes svārstības ir nosakāmas, taču fāzes raksturlīkne ir nobīdīta pa laika asi, tādējādi liedzot iespēju precīzi noteikt bitu vērtības. Izvēloties ACP bitu skaitu, jāņem vērā fakts, ka kanālā ir troksnis un uztvertie signāli var būt ar dažādām jaudām, kas fāzes noteikšanu ievērojami apgrūtina. Tādēļ ieteicams izmantot ACP ar 4 bitu diskretizācijas līmeņiem.

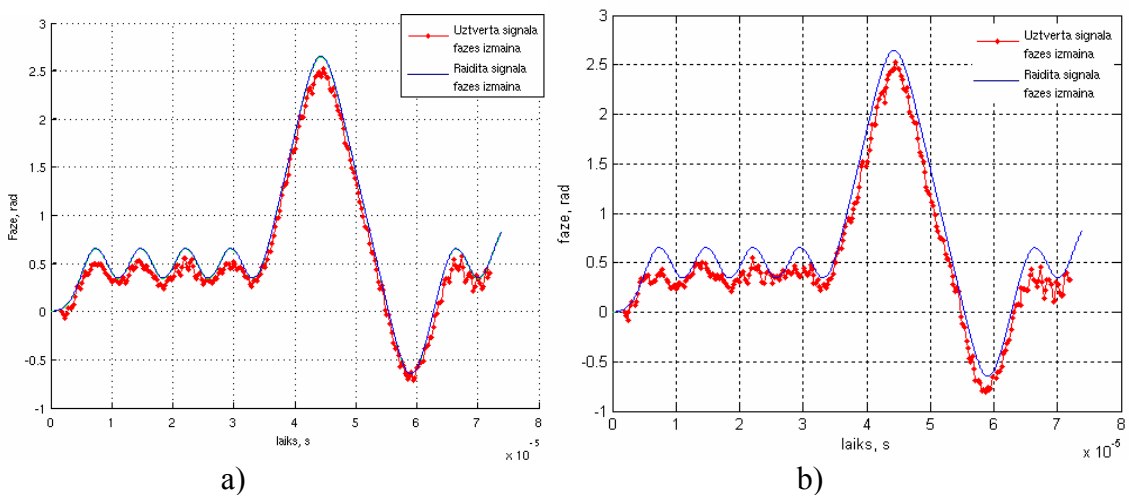
4.3. Ideāla kanāla simulācija

Vairāku simulāciju gaitā tika konstatēts, ka visefektīvāk ar līmeņu šķērsošanas ACP diskretizētā signāla fāze tiek atpazīta, ja loga platums, ar kuru izgriež signālu, ir vienāds ar viena pārraidītā simbola garumu (vai arī veselu skaitu vairāku simbolu garumu). Ņemot mazāku loga platumu, fāzes izmaiņā parādās papildus kropļojumi, kuri būtiskas izmaiņas fāzes noteikšanā neievieš, taču, ja pārraidīto simbolu secība ir 1100110011, var rasties problēmas ar bitu atpazīšanu dēļ nelielās fāzes izmaiņas svārstību amplitūdas (zīm.4.4). Ja turpretī loga platumu palielina par veselu skaitu simbola garuma (divi simbola garumi), fāzes noteikšana uzlabojas. Palielinot simbola garumu, samazinās bitu pārraides ātrums, kas nav vēlams. Tādēļ jācenšas šādu variantu neizmantojot. Ja loga platums būs izvēlēts pārāk liels, zudīs saikne fāzes izmaiņai viena simbola robežās, tādēļ ieteicams izvēlēties loga garumu vienādu ar simbola garumu. Loga pārvietošanas solim jābūt vienādam ar filtrējamā signāla veselu skaitu fāzē nemainīgu pusviļņu garumu summu. Simulāciju gaitā tika secināts, ka nav iespējams iegūt informāciju no diskretizētā signāla, ja izvēlas raidīt secīgi vairākos kanālos pēc kārtas (piemēram 12 līdz 17 kanāls). Raidot vairākos kanālos pēc kārtas, izfiltrētā signāla fāze tiek nobīdīta. Tas tādēļ, ka notiek signālu pārklāšanās un blakus kanāli ietekmē viens otru. Ja tiek izmantoti viens aiz otra sekojoši kanāli, BER ir 0.4 līdz 0.5. Kanāliem vienam no otra jābūt nobīdītam vismaz par 600 kHz, taču vēlams, lai attālums tomēr būtu lielāks. Pārraidot datus nav vēlams izmantot vienādu attālumu starp kanāliem (piemēram 2000 kHz). Tas būtu, ja izmanto 1, 11, 21, 31, 41, 51 un 61 kanālus. Uztvertās fāzes izmaiņas līkne ir līdzīga kā 4.4 zīm.



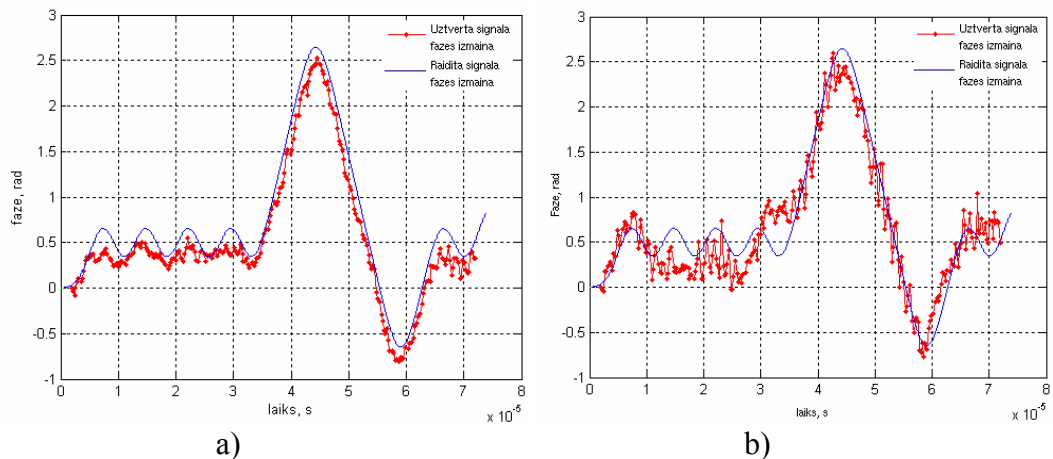
zīm. 4.4 Signāla fāzes izmaiņa ar samazinātu loga garums

Iegūstot uztvertā signāla fāzes līkni, daži biti būs kļūdaini noteikti, ja tiks pievienots troksnis. Taču bez trokšņa BER ir 0. Šāda aina veidojas tādēļ, ka kanālus nobīdot pa vienādu skaitu frekvences vienību un sasummējot, daļa no informācijas var tikt dzēsta dēļ tā, ka veidojas stāvokļi, kad atsevišķie kanālu signāli ir pretējās fāzēs un summējot dzēšas. Pie tam nav būtiski, kāds attālums ir starp atsevišķiem kanāliem, svarīgi, lai tas nebūtu vienāds. Ja signāla fāzei ir lielas izmaiņas, tas ir, ja tiek pārsūtīti vairāki vieninieki vai nulles pēc kārtas, tad kanālu izvietojuma regularitātei nav nozīmes. Taču reālās sistēmās nav zināms, kāda informācija tiks pārraidīta, tādēļ minētā darbība nav ieteicama. Pārraidot informāciju pa vairākiem kanāliem, ieteicams izvēlēties neregulāru kanālu izvietojumu. Tad, sasummējot kanālus, atsevišķie kanālu signāli nonāks pretējās fāzēs. Zīm. 4.5 a attēlota raidītā un uztvertā signāla fāzes izmaiņa, ja loga platums ir vienāds ar simbola garumu un kanāli izvietoti neregulāri (tiek izmantoti 1. 5. 13. 21. 23. 34. un 52. kanāli). Visu signālu amplitūdas ir vienādas. Pie tam tiek izmantots 4 bitu ACP. Signāls tiek izfiltrēts no 7 signālu summas. Kā redzams no grafika, fāze tiek gandrīz ideāli atjaunota un BER ir 0. Nelieli fāzes kropļojumi rodas tādēļ, ka, signālu diskretizējot, nav iespējams pilnīgi precīzi to atjaunot, neizmantojot bezgalīgi daudz līmeņus, kā rezultātā neliela informācija par signālu tiek zaudēta.



zīm. 4.5 Fāzes izmaiņa pie nevienmērīga kanālu izvietojuma
a) ar 4 bitu ACP b) ar 3bitu ACP

Reālās sistēmās līdz uztvērējam nenonāks visi raidītie signāli ar vienādu jaudu. Kāds no signāliem tiks vairāk vājināts ārēju faktoru ietekmē. Ja visus parametrus atstāj iepriekšējos, izņemot signālu amplitūdu, kuru katram kanālam uzdod savādāku un cenšas no uztvertā signāla izfiltrēt kanālu ar vismazāko jaudu tad, izmantojot 3 bitu ACP un 4 kanālus, kuri novietoti viens no otra dažādā attālumā, BER ir 0 (zīm.4.6). Signāla jaudu attiecība ir 0 4 6 un 2 dB. Ja kāda kanāla jauda būs 10 dB un vairāk, BER palielinās līdz 0.5 (mēģinot noteikt fāzes izmaiņu signālam ar vismazāko jaudu, t.i. 0 dB). Tas tādēļ, ka kanāli, kuru jaudas ir mazas, uztvertajā signālā arī radīs nelielas svārstības, kuras, signālu diskretizējot ar mazu līmeņu skaitu, neņems vērā un tādējādi tiks zaudēta informācija par pārraidītajiem signāliem ar mazām jaudām. Palielinot līmeņu skaitu, var palielināt uztvertā signāla atsevišķu kanālu jaudu izkliedi. BER atkarību no signāla jaudas stipri ietekmē kanālu skaits sistēma. Ja, piemēram, izmanto divus vai trīs kanālus, jaudu atšķirība var būt līdz 12 dB (pie nosacījuma, ka kanāli atrodas vismaz 2 MHz attālumā vien no otra), turpretī izmantojot 7 kanālus, atšķirībai starp atsevišķu signālu jaudām nevajadzētu būt lielākai par 5 – 6 dB, pie tam kanāliem jābūt novietotiem pietiekami tālu vienam no otra. Zīm 4.6b attēlota uztvertā signāla fāzes izmaiņas raksturlīkne, ja tiek izmantoti 1. 13. 19. 33. 39. 26. un 5. kanāli. Jaudu sadalījums pa kanāliem ir 0 5 2 1 1 3 6 dB. Tiek izmantots 4 bitu ACP. BER šajā gadījumā ir 0.2. Šeit gan jāņem vērā fakts, ka kanāls ar vislielāko jaudu atrodas vistuvāk pirmajam kanālam, kura fāzes izmaiņa tiek noteikta. Taču, ja piekto kanālu nomaina ar četrdesmit trešo un atsevišķu kanālu jaudas līmeņus atstāj iepriekšējos, BER kļūst vienāds ar 0.



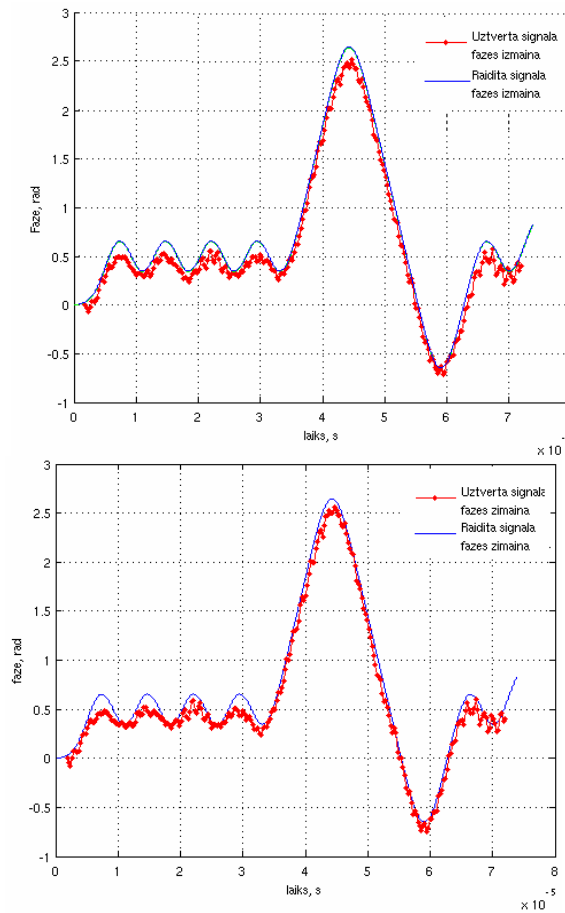
Zīm. 4.6 Fāzes izmaiņa izmantojot dažādas signālu jaudas un kanālu skaitu
 a) 0, 4, 6, 2 dB un 3 bitu ACP b) 0 5 2 1 1 3 6 dB un 4bit ACP

Tātad raidot, ir svarīgi pareizi novērtēt attālumu starp kanāliem. Ja, uztverot signālu, starp atsevišķiem kanāliem var veidoties lielas jaudu atšķirības, vēlams katru kanālu izvietot tālu vienu no otra (apmēram 2 MHz attālumā).

4.4 Trokšņaina kanāla simulācija

Pievienojot kanālam platjoslas troksni, uztveramais signāls tiek izkropļots un rodas grūtības ar bitu atpazīšanu. Simulējot kanālu ar troksni, tiek izvēlēts 4 bitu ACP. Kanālu izvietojums pa frekvenču asi ir nevienmērīgs (tiek izmantoti 1. 5. 13. 21., 23. 34. un 52. kanāli). Ja troksnis ir neliels (SNR ir 65 dB), fāze tiek atjaunota nekļūdīgi un BER ir 0. Pie tik maza trokšņa līmeņa nav svarīgi, kādu ACP izmanto – 3 vai 4 bitu. Palielinot trokšņa jaudu līdz SNR 16,23 (zīm. 4.7a) un izmantojot 4 bitu diskretizācijas līmeņus, BER joprojām

saglabājas 0. Arī pie trim bitu līmeņiem BER saglabājas vienāds ar 0, lai gan trokšņi uztvertā signāla fāzes izmaiņas līknē stipri palielinās. Ja troksni palielina līdz SNR 6,7 dB, ber joprojām saglabājas 0 (zīm 4.7b), lai gan fāzes svārstības nedaudz vairāk nolīdzinās (izmaiņas ir niecīgas). Kā redzams, izmantojot līmeņu šķērsošanas diskretizāciju un fāzes noteikšanu ar



Zīm. 4.7 Fāzes izmaiņa ar pievienotu balto troksni a)SNR 16.23 dB b)SNR 6,7 dB

taisnstūra funkcijām, iegūtie rezultāti ir salīdzinoši labi. Jāņem vērā, ka simulācijas ar troksni netiek veiktas signāliem ar dažādu kanālu jaudām. Ja izmantotu dažādas kanālu jaudas, trokšņa vērtībai vajadzētu būt mazākai par mazākā signāla jaudu. Pretējā gadījumā fāzes izmaiņu mazas jaudas signāla noteikt būs neiespējami.

Turpmākajā darba gaitā nepieciešams izpētīt izstrādātā daudzkanālu GSM modeļa fāzes noteikšanas precizitāti, palielinot trokšņa jaudu, kā arī izmantojot dažādas kanālu jaudas un dažādus kanālu skaitus. Nepieciešams arī izpētīt, kā fāzes noteikšanu ietekmē šaurjoslas troksnis. Pašreizējās simulācijas tiek veiktas ar balto troksni. Interesanti būtu apskatīt arī interferences radīto ietekmi.

5. Asinhronu datu apstrādes sistēmu modeļu veidošana uz vispārēja pielietojuma mikroprocesoru un specializētu mikroshēmu bāzes

5.1. Asinhronu datu apstrādes sistēmu modeļa izstrāde

Asinhronu datu apstrādes sistēmu veidošanas galvenais uzdevums ir specializētu energo ekonomisku sistēmu izstrāde, kas paredzētas maz varbūtīgu gadījuma rakstura procesu/notikumu monitoringam.

Šādas sistēmas var tikt izmantotas: dabas aizsardzības problēmu mobilos risinājumos lauku apstākļos, kur nav iespējama stacionāras elektroenerģijas piegāde (kravas automašīnu iebraukšanas fiksācija neatļautās izgāztuvēs; motorzāģu rēkoņas fiksācija; spalgu malu mednieku šāvīnu fiksācija). Tās var tikt lietotas arī kā stacionāri vai mobili indikatori paaugstināta skaņas līmeņa fiksācijai pilsētās (mūzikas vai lidmašīnu motoru rēkoņa, šaudīšanās).

Nepieciešams veidot tādas asinhronas signālu uztveršanas, pārveidošanas, datu apstrādes, notikumu fiksācijas un pārraides sistēmas [6], kuras:

- praktiski nepatērē enerģiju laikā starp notikumiem;
 - atsāk darboties (ieslēdzas), ieejas signālam sasniedzot iepriekš uzdotu ieejas signāla sliekšni;
 - spēj adaptēties apkārtējās vides fona izmaiņām;
 - spēj analizēt un filtrēt ieejas signālus, atmetot tos, kas neatbilst sistēmas uzdevumam - nefiksējot tos atmiņā un neieslēdzot pārraides ierīci;
- ir miniatūras, lētas un aizsargātas pret kaitīgu vides un klimata iedarbībām.

Asinhronu sistēmu veidošanai veiktie pētījumi

- ieejas signālu robežparametru novērtējums;
- enerģijas taupības režīmu novērtējums;
- signālu apstrādes algoritmu izstrāde enerģijas taupības režīmā.

Pētījumu veikšanai tika izmantoti Philips 89PLC900 saimes mikrokontrolieri [7]. To izvēli noteica sekojoši apstākļi:

1. mikroprocesoru saime izmanto 80C51 tipa arhitektūru, kas spēj nodrošināt asinhronu datu apstrādi;
2. 89PLC900 mikrokontrolieru niecīgie izmēri un mazais enerģijas patēriņš [8];
3. atbilstība pielietojumam - daudzi mikrokontrolieri satur 1-2 8-bitu ciparanalogos pārveidotājus (CAP) un 1-2 komparatorus.

Izmantotā aparatūra un programmatūra

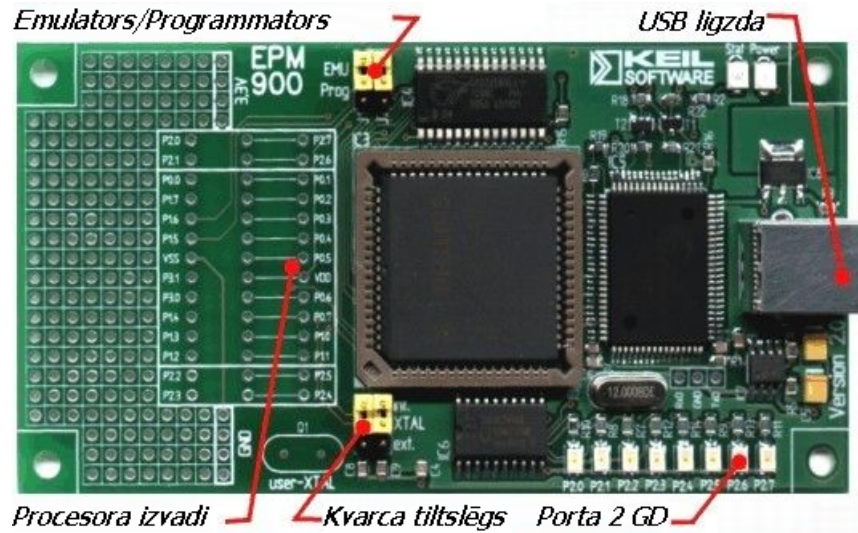
Pētījumos tika izmantotas plātes EPM900 un MCB900 ar mikroprocesoriem P89LPC936 un P89LPC932.

EPM900 plate

EPM900 plate, kas parādīta 1. attēlā, ir iebūvētas emulēšanas un zibatmiņas programmēšanas ierīce Philips P89LPC9xx saimes mikrokontrolieriem. EPM900 tieši

pieslēdzas programmu izstrādes sistēmas $\mu Vision$ atklūdotājam un nodrošina pilnīgu lietotāja programmas izpildes kontroli.

Izstrādājamo sistēmu ar plakānu kabeli un atbilstošiem saspraudņiem pievieno EPM900 emulatora plates procesora izvadiem.



1. attēls EPM900 emulatora plate

EPM900 plati konfigurē ar tiltslēdžiem $J1$, $J2$ un $XTAL$, izvēloties emulēšanas vai programmēšanas režīmu

Emulēšanas režīms

Emulēšanas režīmu izvēlas novietojot tiltslēdžus $J1$ and $J2$ pozīcijā *Emu*. šajā režīmā EPM900 darbojas kā emulators. Barošanas spriegumu (3.3 volti) no EPM900 padod uz emulējamās ierīces barošanas izvadu.

Emulēšanas režīms bez barošanas

Novietojot tiltslēdži $J1$ pozīcijā *Emu* un noņemot tiltslēdži $J2$ lai atvienotu barošanas spriegumu (3.3 volti) no EPM900 barošanas. Kad $J2$ ir noņemts, emulējamās ierīces barošanas izvads nav savienots ar EPM900 3.3V barošanas avotu.

Takts ģenerators izvēle

LPC9xx mikrokontrolieri izmanto vairākus takts ģenerators avotus. $XTAL$ tiltslēdži ļauj izvēlēties iekšējo (int.) vai ārējo (ext.) takts ģenerators. Ja izvēlas ārējo (ext.) takts ģenerators tad papildus ir jāuzliek kvarca rezonators Q1 (user-XTAL) uz EPM900 plates.

Programmēšanas režīms

Lai izmantotu EPM900 zibatmiņas programmēšanai ir nepieciešams:

- 1) pieslēgt ierīci EPM900 programmēšanas ligzdai;
- 2) konfigurēt EPM900 plati programmēšanai, novietojot tiltslēdžus $J1$ and $J2$ pozīcijā *Prog*;
- 3) konfigurēt $\mu Vision$ zibatmiņas utilitūs EPM900 platei, izmantojot $\mu Vision$ izvēlnes *Project — Options for Target — Debug*. Izvēlas *EPM900 LPC Emulator/Programmer*.

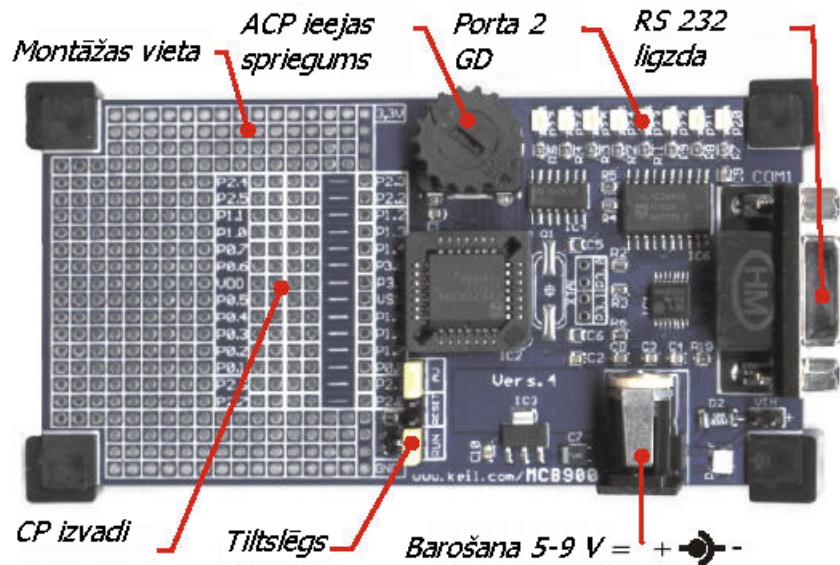
- 4) uzklikšķināt *Settings* taustiņu lai atvērtu *Configure EPM900 Emulator* dialoga logu;
- 5) izveidot programmu un ierakstīt to zibatmiņā ar *μVision*.

MCB900 plate

MCB900 plate, kas parādīta 2. attēlā, ir prototipa plate P89LPC932 mikrokontrolierim, ko var savienot ar datora virknes portu, lai izmantotu *Keil μVision* integrēto izstrādes vidi un atklūdotāju. MCB900 plates darbināšanai ir nepieciešama barošana un virknes kanāls ar datoru.

MCB900 platei ir nepieciešams ārējs 5-9 voltu līdzstrāvas barošanas avots, kas spēj nodrošināt 300-400mA. 3.3 voltu barošanu uz plates nodrošina sprieguma regulātors IC3.

Uz MCB900 plates atrodas P89LPC932 (vai P89LPC935) mikrokontrolieris (mikroshēma IC2), kas ir augstas veiktspējas ierīce ar mazu izvadu skaitu. Uz plates nav ārējā takts ģeneratora kvarca rezonatora, bet tam ir paredzēta vieta Q1.



2. attēls MCB900 plate

Aparatūras konfigurēšana

MCB900 ir tiltslēdži *Run* un *Reset*, ko izmanto lai mainītu plates konfigurāciju. MCB900 plate var strādāt sekojošos režīmos:

- *Flash Magic*, kas atļauj programmēt uz mikroshēmas P89LCP935 vai P89LPC932 esošo zibatmiņu, lietojot programmu *Flash Magic*;
- *μVision/ISD51*, kas ļauj veikt sistēmas atklūdošanu izmantojot programmu *ISD51*;
- palaišanas (*User Run*), kas ļauj MCB900 izpildīt mikroshēmas P89LCP935 vai P89LPC932 zibatmiņā ierakstīto lietojumprogrammu.

Sekojoša tabula parāda tiltslēdžu stāvokli katram režīmam.

Tiltslēdži	Flash Magic	<i>μVision/ISD51</i>	<i>User Run</i>
<i>RUN</i> (Fixed 3.3V on VDD)	Noņemts	Noņemts	Uzlikts
<i>RESET</i> (via COM Port)	Uzlikts	Uzlikts	Noņemts

Indikācijas gaismas diodes

Uz MCB900 plates ir barošanas (Power) gaismas diode (GD) un astoņas GD, kas savienotas ar Porta 2 izejām. GD izmanto testējot lietojumprogrammu.

Potenciometrs

Uz MCB900 plates ir potenciometrs, ko var izmantot mainīga ieejas sprieguma nodrošināšanai analogajai ieejai AN12.

Virknes ports

MCB900 ir virknes UART kā P89LPC935/932 sastāvdaļa. Mikroshēmu IC1 MAX3221 izmanto, lai pārvērstu loģiskos signālus uz RS-232 sprieguma līmeņiem. UART izmanto, lai sazinātos ar datoru programmējot and atklūdojot.

MCB900 virknes portam ir standarta 3-vadu interfeisa konfigurācija (Rx, Tx, Gnd). Līnijas DTR un RTS var izmantot plates pārstatīšanai.

Keil μ Vision LPC Studio integrētā izstrādes vide

EPM900 ietver μ Vision LPC Studio izstrādes programmatūru, kas satur visus nepieciešamos līdzekļus mazu lietojumprogrammu izstrādei, tai skaitā C++ kompilatoru, saišu redaktoru, atklūdotāju un zibatmiņas programmēšanas rīkus.

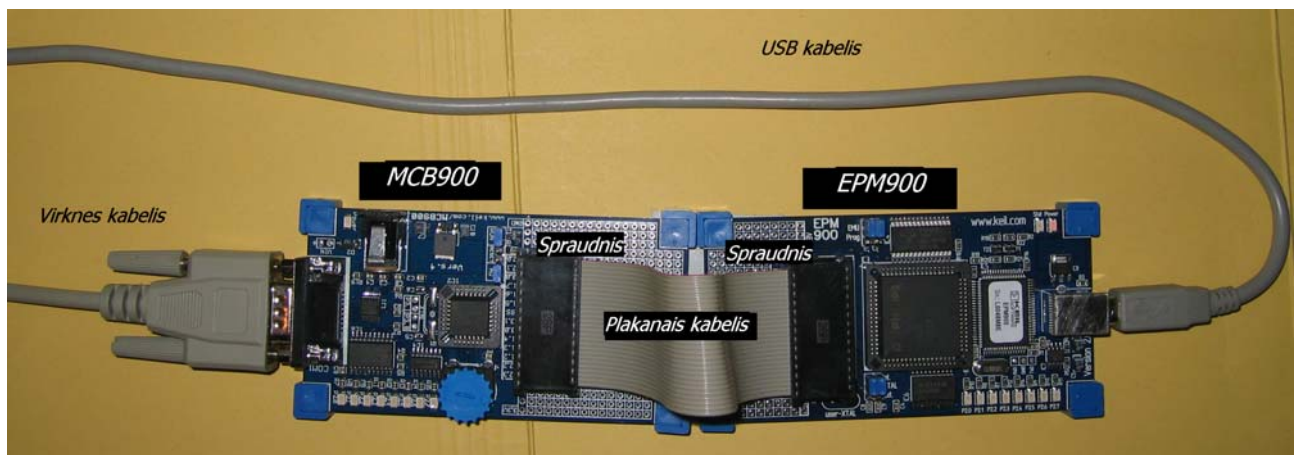
Programmu atklūdošana

Pēc EPM900 plates un interfeisa konfigurēšanas un savienošanas ar izstrādājamo sistēmu var palaist μ Vision atklūdotāju un uzsākt pārbaudīt izstrādāto lietojumprogrammu uz pieslēgtās aparatūras.

5.2. Asinhronu datu apstrādes sistēmu modeļa eksperimentāla pārbaude

Makets

Modeļa eksperimentālai pārbaudei tika izstrādāts programmatūras projekts, izmantojot μ Vision LPC Studio izstrādes programmatūru, kas tika eksperimentāli pārbaudīts uz maketa izveidota no platēm EPM900 un MBC900, skatīt 3. attēlu.



3. attēls. Makets modeļa pārbaudei

Makets ir pieslēgts ar USB kabeli datoram. Programmas izstrādāšanai izmanto

µVision LPC Studio, kas atrodas uz datora. Programmas testēšanai un atklūdošanai pielieto EPM900 atklūdotāju. Pēc testēšanas programmas saturs tiek ierakstīts MCB mikroprocesora zibatmiņā, izmantojot EPM900 programmēšanas režīmu.

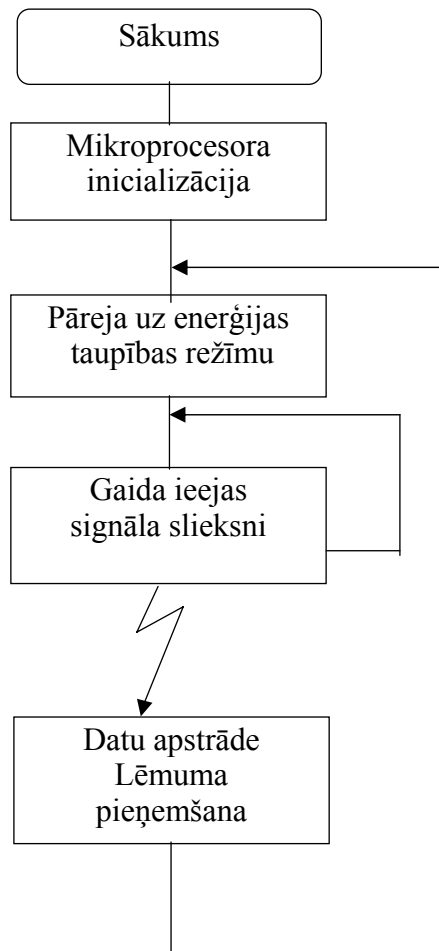
Lietojumprogrammas algoritms

Izstrādājot lietojumprogrammu ņemts vērā, ka pielietojamiem mikroprocesoriem ir četri enerģijas taupības režīmi:

3. aktīvs - enerģijas patēriņš ir maksimālais;
4. tukšgaita - strādā tikai perifērijas ierīces;
5. izslēgts - apstādināts sistēmas takts ģenerators, bet atsevišķu funkciju izpilde var tikt atļauta, tai skaitā analogo komparatoru un ciparanalogu pārveidotāju darbība;
6. pilnīgi izslēgts - pilnībā atslēgtas visas mikroprocesora ierīces, tai skaitā analogie komparatori.

Šeit atslēgšana nozīmē, ka mikroprocesora iekšienē tiek atslēgtas atsevišķas ierīces, bet saglabājas barošanas spriegums uz mikroprocesora barošanas izvada.

Mikroprocesora enerģijas patēriņa līmeņa pazemināšanas iespēju ierobežo nepieciešamība saglabāt ieslēgtus analogos komparatorus, kas spēj atjaunot normālo darbības režīmu.



4. attēls. Lietojumprogrammas algoritms

Programmas algoritms ir parādīts 4. attēlā. Algoritma pamatā ir ideja, ka normāli programma nestrādā un mikroprocesors atrodas enerģijas taupības režīmā. Pāreju uz enerģijas taupības režīmu veic lietojumprogramma. Atgriešanos no mikroprocesora enerģijas taupības

reģīma uz aktīvo reģīmu izsauc noteikti pārtraukuma signāli. Piemēram, analogā komparatora izejas augsta līmeņa signāls izsauc pārtraukumu, kas izraisa pāreju no izslēgta reģīma uz aktīvo reģīmu. Šī pārejas iespēja no aktīvā reģīma uz izslēgta reģīma un otrādi ļauj izveidot datu apstrādes sistēmu, kas praktiski nepatērē enerģiju laikā starp notikumiem.

Līdztekus enerģijas taupības reģīmiem papildus enerģijas samazināšanu var panākt, samazinot sistēmas takts ģenerators frekvenci. To veic programma, iesūtot sistēmas reģistrā veselu skaitļa vērtību no 1 līdz 255, ar ko izdala sistēmas takts ģenerators frekvenci pareizinātu ar 0,5.

Lietojumprogrammas izpilde

Lietojumprogrammas blokshēma ir parādīta 5. attēlā. Normāli mikroprocesors gaida, t.i., atrodas enerģijas taupības reģīmā. Mikroprocesora programmas izpilde tiek uzsākta, izpildoties noteiktam uzdotam nosacījumam. Mūsu gadījumā uzdotais nosacījums ir ieejas signāla sliekšņa lielums. Ja ieejas signāls pārsniedz uzdoto slieksni, tad analogā komparatora izejā ir augsts līmenis, kas izsauc izeju no “Gaida”, atsākot programmas darbību. Pēc programmas izpildes, ja ieejas signāls nav sasniedzis uzdoto slieksni, mikroprocesora programma izslēdz visus mikroprocesora mezglus, izņemot analogos sprieguma komparatorus un ciparanalogu pārveidotājus.

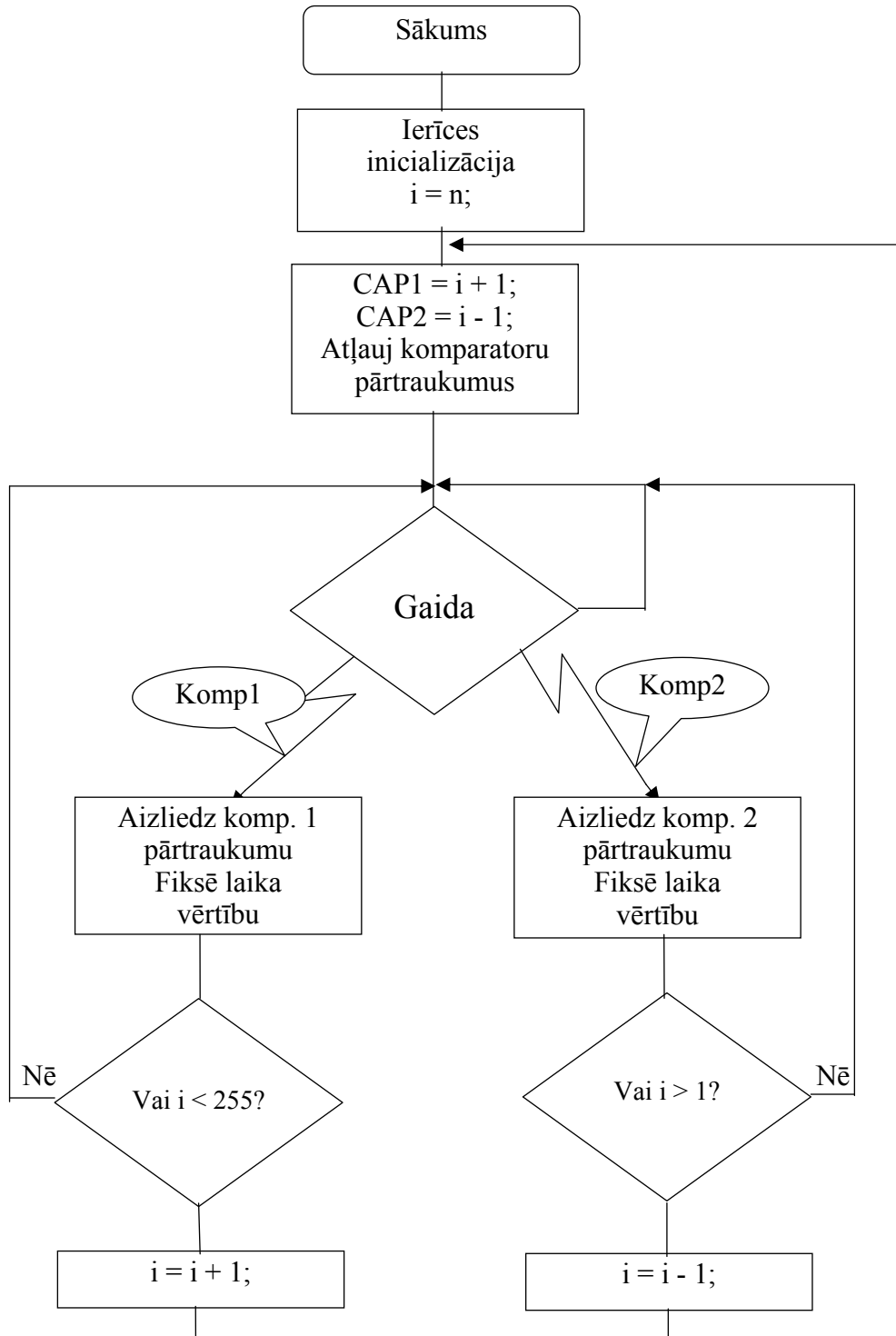
Lietojumprogramma veic sekojošas darbības:

- atsāk darboties (ieslēdzas), ieejas signālam sasniedzot iepriekš uzdotu ieejas signāla slieksni;
- pieaugošam signālam izmanto vienu ciparanalogu pārveidotājus (CAP) un komparatoru un dilstošam signālam izmanto otru CAP un komparatoru;
- ieejas signālu padod uz komparatora ieeju un salīdzina ar CAP izejas signālu;
- signāliem sakrītot, tiek fiksēta taimera vērtība t_1 ;
- uzstāda jaunu CAP vērtību un, tai sakrītot ar ieejas signāla vērtību, tiek fiksēta taimera vērtība t_2 ;
- taimera izejā tiek formēts impulss, kura garums ir $\Delta t = t_2 - t_1$;
- pāriet uz nākošo ciklu.

Lietojumprogrammas tuvāka izpēte parādīja, ka pāreja no stāvokļa “Gaida” uz aktīvo reģīmu notiek ar aizkavi. Tas ir saistīts ar mikroprocesora īpašību – 255 takts periodu aizkavi iekšējam takts ģeneratoram vai 1024 takts periodu aizkavi ārējam takts ģeneratoram, pārejot no enerģijas taupības reģīma “Izslēgts” uz reģīmu “Aktīvs”. Šī aizkave ir nepieciešama takts ģenerators frekvences stabilizēšanai. Izmantojot 11 MHz ārējo takts ģeneratoru aizkave būs 94 μ s, bet 7,4 MHz iekšējam takts ģeneratoram aizkave būs 35 μ s.

Iekšējais takts ģenerators veic laika mērījumus ar pielaidi $\pm 1,0\%$. Tāpēc iespējams, ka laika mērījumu veikšanai būs jāizmanto ārējs takts ģenerators ar kvarca rezonatoru.

Veicot analogo ieejas signālu mērījumus, barošanas avotam ir jānodrošina atbilstoša barošanas sprieguma stabilitāte.



5. attēls. Lietojumprogrammas blokshēma

Rezultāti

Veicot patērējamās strāvas mērījumus atkarībā no takts ģenerators frekvences pie barošanas sprieguma 3,0V, tika iegūti sekojoši rezultāti.

1. tabula. Strāvas patēriņš atkarībā no režīma un takts ģenerators frekvences

Enerģijas taupības režīms	Takts frekvences dalītājs	Strāvas patēriņš 32 kHz ārējam takts ģeneratoram μA	Strāvas patēriņš 11,09 MHz ārējam takts ģeneratoram μA	Strāvas patēriņš 7,4 MHz iekšējam takts ģeneratoram μA
Aktīvs (f_{TG})	0	88	6780	4000
Aktīvs ($f_{TG}/20$)	10	67	1410	540
Aktīvs ($f_{TG}/200$)	100	66	1150	380
Aktīvs ($f_{TG}/510$)	255	66	1140	370
Tukšgaita (f_{TG})	0	73	3610	2120
Tukšgaita ($f_{TG}/20$)	10	65	1090	440
Tukšgaita ($f_{TG}/200$)	100	64	930	360
Tukšgaita ($f_{TG}/510$)	255	64	920	350
Izslēgts	x**	55	55	55
Izslēgts, komp.*	x**	69	69	69
Pilnīgi izslēgts	x**	1	1	1

Paskaidrojumi tabulai: * - Izslēgts, komp. - nozīmē ka komparators ir ieslēgts;
 ** - x – nozīmē, ka takts ģenerātors ir izslēgts un takts frekvences dalītāja vērtības neietekmē strāvas patēriņu.
 Novērtējot signālu pārveidotāja parametrus tika iegūtas sekojošas robežvērtības:

2. tabula. Signāla pārveidošanas robežparametri

Parametrs	Vērtība
Ieejas signāla mērījuma kļūda	± 5 mV
Dinamiskais ieejas signāla diapazons	0 – 2,55 V
Laika mērīšanas kļūda	83 ns
Laika mērīšanas diapazons	696 s

Secinājumi:

- optimālais mikroprocesora enerģijas taupības režīms ir “ Izslēgts, komp.”, kas nodrošina minimālo strāvas patēriņu pie ieslēgta komparatora;
- aizkave mikroprocesora pārejai no režīma “Izslēgts” uz režīmu “Aktīvs” 11 MHz ārējam takts ģeneratoram aizkave ir 94 μs , bet 7,4 MHz iekšējam takts ģeneratoram ir 35 μs ;
- precīzu laika mērījumu veikšanai ir jāizmanto ārējs takts ģenerators ar kvarca rezonātoru;
- analogo ieejas signālu mērījumiem ir jāizmanto stabilizēts barošanas sprieguma avots.

Turpmāko pētījumu ietvaros jārisina sekojoši uzdevumi:

- ieejas signālu uztveršanas, analīzes un filtrēšanas algoritmu izstrāde;
- datu pārraide sistēmas ietvaros;
- sistēmas adaptācijas algoritmu izstrāde, lai pielāgotos apkārtējās vides fonam;
- enerģijas taupības režīma piemeklēšana, lai autonomas barošanas avots spētu nodrošināt sistēmas elementu darbību vismaz vairākus mēnešus.

Izmantotās literatūras saraksts

- [1] A. Aldroubi, M. Unser, M. Eden, Cardinal spline filters: Stability and convergence to the ideal sinc interpolator // *Signal Process.* – 1992. – Vol. 28. – pp. 127-138.
- [2] An Interactive Introduction to Splines / Bezier spline curves. –<http://www.ibiblio.org/e-notes/Splines/Bezier.htm>
- [3] Cory L. Clark, “LabVIEW Digital Signal Processing”, McGraw-Hill, 2005. – 205 p
- [4] Michel Mouly, Marie – Bernadette Pautet (1992), *The GSM System for Mobile Communications.*
- [5] I.Bilinski, Yu.F.Borovik and A.Mikelson (1982) “Use of rectangular periodic functions for computing discrete Fourier transforms”, *Autom. Control Comput. Sci.*, 2 81-86 (in Russian).
- [6] S.M. Kuo, B.H.Lee, W.Tian, *Real-Time Digital Signal Processing*, 2006, J. Wiley & Sons, pp. 646.
- [7] Philips Semiconductors UM10116, P89LPC933/934/935/936 User manual, Rev.02, 9 June 2005, Netherlands.
- [8] Philips Semiconductors AN10367, Power management for LPC900 family, Rev.01, 29 March 2006, Netherlands
- [9] M. Akay, Ed., *Time-frequency and wavelets in biomedical signal processing*, *IEEE Press*, 1998.
- [10] D. Gabor, D (1946). Theory of communications. *Journal of the IEE*, 93(3) pp.429-457.

1. PIELIKUMS. IZSTRĀDĀTĀS DATORPROGRAMMAS.

DATORPROGRAMMA SIRNĀLA LĪMEŅU-ŠĶĒRSOJUMA UN APTUVENO ATVASINĀJUMA VĒRTĪBU IEGŪŠANAI *MATLAB* VIDĒ

```

function [Sn,tn,K,U]=lvcrossing3(S,Fs,N,R,u) %S-diskretizējamais signāls
                                        %Fs-diskretizācijas frekvence
if nargin < 5                            %LvCr ACP bitu skaits
    u(1)=-R/2; u(2^N)=R/2;                %LvCr ACP amplitūdu diapazons
    for k=2:2^N-1                          %u-pašdefinēti sprieguma līmeņi
        u(k)=u(k-1)+R/(2^N-1);           %Sn-LvCr nolases
    end;                                    %tn-nolašu laika momenti
end;                                       %K-atvasinājumu vērtības
                                        %U-sprieguma līmeņi

du=0.001; ul=u; U=sort([-1000000,u,1000000]);

for k=1:length(u)
    u=[u u(k)+du u(k)-du];
end;

u=sort([-1000000,u,1000000]);
tt=[]; uu=[]; tn=[]; Sn=[]; K=[]; t=0;

for k=1:length(u)-1
    if S(1)==u(k)
        uu=[uu, S(1)]; tt=[tt, t];
        p=k; break;
    elseif S(1)<u(k+1)
        p=k; break;
    end;
end;

dt=1/Fs;
t=0:dt:length(S)*dt-dt;

for k=1:length(t)-2
    if S(k+1)>=u(p+1)
        tt=[tt, t(k+1)]; uu=[uu, u(p+1)];
        p=p+1;
    elseif S(k+1)>S(k)&&S(k+2)<S(k+1)&&u(p+1)-S(k+1)<1e-4
        tt=[tt, t(k+1)]; uu=[uu, u(p+1)];
    elseif S(k+1)<S(k)&&S(k+2)>S(k+1)&&S(k+1)>u(p)&&S(k+1)-u(p)<1e-4
        tt=[tt, t(k+1)]; uu=[uu, u(p)];
    elseif S(k+1)<=u(p)
        if S(k+1)==u(p)||S(k)>u(p)
            tt=[tt, t(k+1)]; uu=[uu, u(p)];
        end;
        if p>1&&S(k+1)~u(p);
            p=p-1;
        end;
    end;
end;

m=length(S);
if S(m)>=u(p+1)
    tt=[tt, t(m)]; uu=[uu, u(p+1)];
elseif S(m)<=u(p)
    if S(m)==u(p)||S(m-1)>u(p);
        tt=[tt, t(m)]; uu=[uu, u(p+1)];
    end;
end;

for k=1:length(uu)-1
    for n=1:length(ul)
        if uu(k)==ul(n)

```

```

        K=[K, (uu(k+1)-uu(k))/(tt(k+1)-tt(k))];
        Sn=[Sn,ul(n)];tn=[tn,tt(k)];
        break;
    end;
end;
end;

for n=1:length(ul)
    if uu(length(uu))==ul(n)
        K=[K, (uu(k)-uu(k-1))/(tt(k)-tt(k-1))];
        Sn=[Sn,ul(n)];tn=[tn,tt(k)];
        break;
    end;
end;
end;

```

DATORPROGRAMMA SIRNĀLA ATJAUNOŠANAI AR ASIMETRISKIEM TREŠĀS KĀRTAS PAMAT-SPLAINIEM MATLAB VIDĒ

```

function [t,Satj]=AsSplRec(Sn,tn,Fs) %Sn-LvCr nolases
                                     %tn-nolašu laika momenti
t=tn(1):1/Fs:tn(length(tn)); Satj=[]; %Fs-atjaunojamā signāla disk. frekv.
                                     %t-atjaunotā signāla laiks
dt=0; %Satj-atjaunotais signāls
for k=1:length(tn)-1
    dt(k)=tn(k+1)-tn(k);
end;

Sn=[0 0 0 0 0 Sn 0 0 0 0 0]; S=0;

for k=1:length(tn)-1
    if k==length(tn)-1
        tt=t(t>=tn(k)&t<=tn(k+1));
    else
        tt=t(t>=tn(k)&t<tn(k+1));
    end;
    for m=-6:5
        S=S+Sn(k+m+6)*CardSpl((tt-tn(k)-dt(k)*(m+1))/dt(k),-10:10);
    end;
    Satj=[Satj,S];
    S=0;
end;
end;

```

DATORPROGRAMMA ATJAUNOTĀ SIGNĀLA KOREKCIJAI UN IEROBEŽOŠANAI MATLAB VIDĒ

```

function Saps = SignCor(S,t,Sn,tn,U,K,d) %S-atjaunotais signāls
                                     %t-signāla laiks
if nargin<6 %Sn-LvCr nolases
    for k=2:length(tn)-2 %tn-LvCr nolašu laika momenti
        if Sn(k-1)~=Sn(k)&&Sn(k)==Sn(k+1)&&Sn(k+1)~=Sn(k+2)
            k1=(Sn(k)-Sn(k-1))/(tn(k)-tn(k-1));
            k2=(Sn(k+2)-Sn(k+1))/(tn(k+2)-tn(k+1));
            P1=1/2*(tn(k+1)-tn(k))/(1/k1-1/k2);
            ind=t>=tn(k)&t<tn(k+1);
            if length(S(ind))~=0;
                m=abs(P1/(max(abs(S(ind)-Sn(k)))));
                S(ind)=(S(ind)-Sn(k))*m+Sn(k);
            end;
        end;
    end;
    end; %U-sprieguma līmeņi
    end; %K-atvasinājuma vērtības
    Saps=S; %d-proporcionalitātes koeficienti
else

```



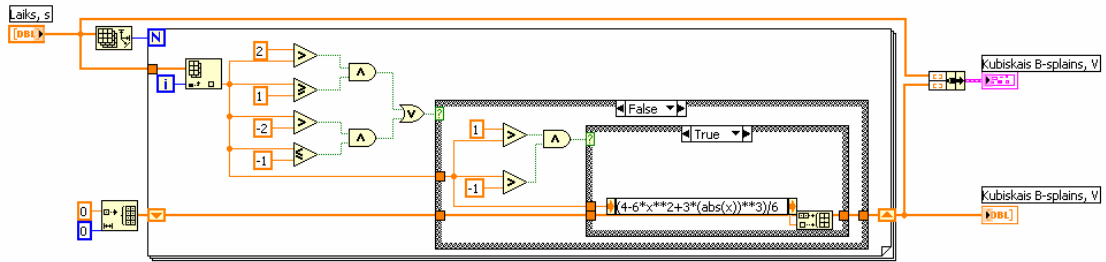
```

for k=1:length(tn)-1
    if Sn(k)==Sn(k+1)
        for n=1:length(U)
            if Sn(k)==U(n)
                break;
            end;
        end;
        P1=1/2*(tn(k+1)-tn(k))/(1/K(k)-1/K(k+1));
        ind=t>=tn(k)&t<tn(k+1);
        if length(S(ind))~=0;
            m=abs(P1/(max(abs(S(ind)-Sn(k)))));
            S(ind)=(S(ind)-Sn(k))*m+Sn(k);
            if P1>0&&P1>U(n+1)-U(n)||P1<0&&P1<U(n-1)-U(n)
                if P1>0
                    du=(U(n+1)-U(n))/2; vid=U(n)+du;
                else
                    du=(U(n)-U(n-1))/2; vid=U(n)+du;
                    S(ind)=2*Sn(k)-S(ind);
                end;
                Smax=max(S(ind)); limit=(Smax-vid)/2/du;
                for m=1:length(d)
                    if sum(d(1:m))>limit
                        dd=limit/sum(d(1:m))*d(1:m); break;
                    end;
                end;
                aa=dd*du+vid; a=aa(1); s=S(ind);
                for h=2:m
                    a=[a, a(h-1)+aa(h-1)+aa(h)-2*vid];
                end;
                for h=m:-1:1
                    ind2=s>=a(h);
                    s(ind2)=2*a(h)-s(ind2);
                    S(ind)=s;
                end;
                if P1<0
                    S(ind)=2*Sn(k)-S(ind);
                end;
            end;
        end;
    end;
end;
Saps=S;
end;

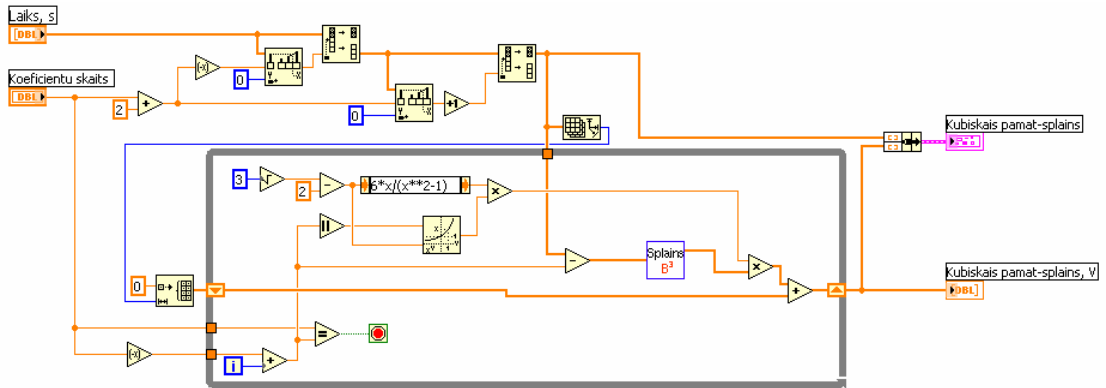
```

2. PIELIKUMS. IZSTRĀDĀTĀS BLOKU DIAGRAMMAS.

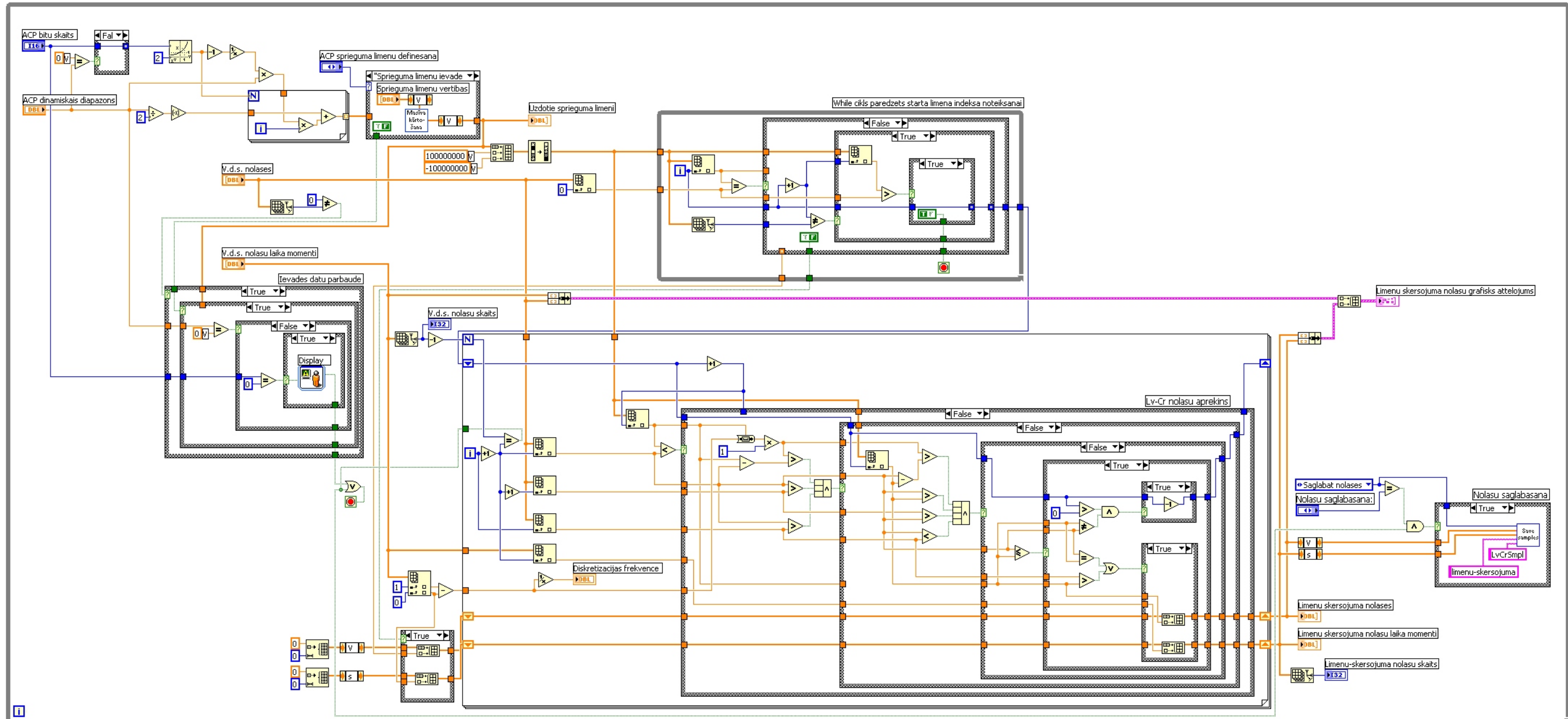
KUBISKĀ B-SPLAINU ĢENERATORA BLOKU DIAGRAMMA *CubBSpln.vi*



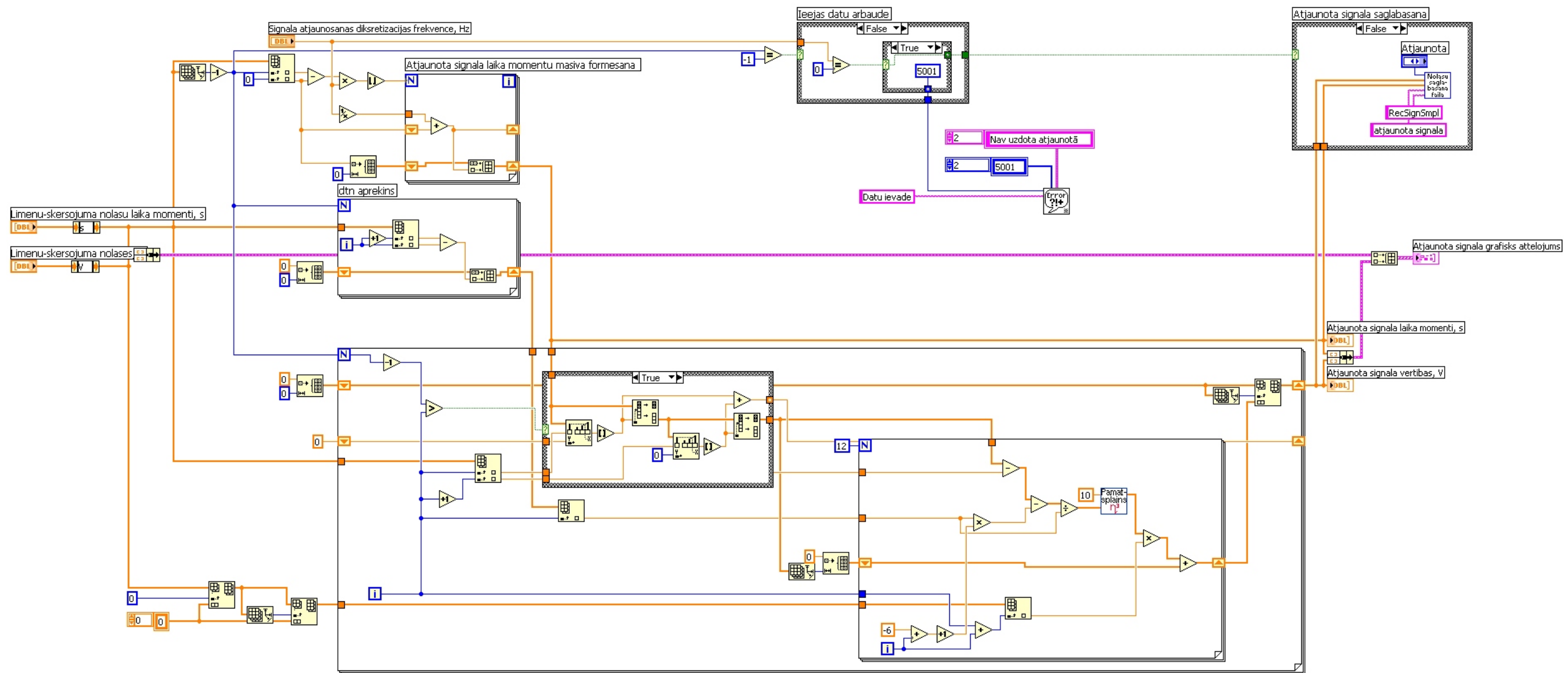
KUBISKĀ PAMAT-SPLAINU ĢENERATORA BLOKU DIAGRAMMA *CubCrdSpln.vi*



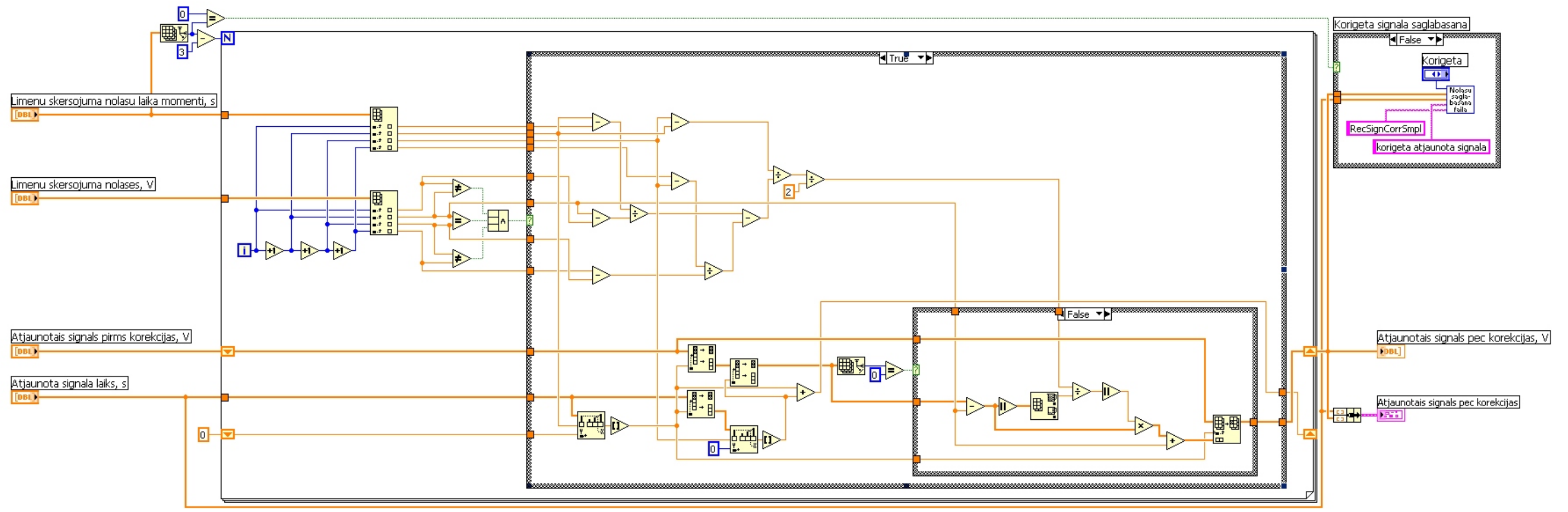
BLOKU DIAGRAMMA SIGNĀLA LĪMEŅU-ŠĶĒRSOJUMA DISKRETIZĀCIJAI *LvCr.vi*



BLOKU DIAGRAMMA SIGNĀLA ATJAUNOŠANAI AR ASIMETRISKIEM TREŠĀS KĀRTAS PAMAT-SPLAINIEM *AsSplRec.vi*



BLOKU DIAGRAMMA ATJAUNOTĀ SIGNĀLA KOREKCIJAI SigCorr.vi



3. PIELIKUMS. PUBLIKĀCIJA KONFERENCES RAKSTOS, INTERNATIONAL CONFERENCE ON SIGNAL PROCESSING AND MULTIMEDIA APPLICATIONS, „SIGMAP2006” M. GREITANS. „PROCESSING OF NON-STATIONARY SIGNAL USING LEVEL-CROSSING SAMPLING”, SETUBAL, PORTUGĀLE, AUGUSTS 7-10, 2006., LPP. 170-177.

PROCESSING OF NON-STATIONARY SIGNAL USING LEVEL-CROSSING SAMPLING

Modris Greitans

Institute of Electronics and Computer Science

14 Dzerbenes str., Riga, LV1006, LATVIA

Email: modris_greitans@edi.lv

Keywords: Clock-less design, non-stationary signal, level-crossing sampling, time-frequency representation.

Abstract: The spectral characteristics of multimedia signals typically vary with time. Preferably, the sampling density of them would comply with instantaneous bandwidth of signal. The paper discusses the level-crossing sampling principle, which provides such capability for analog-to-digital conversion. As the captured samples are spaced non-uniformly, the appropriate digital signal processing is required. The non-stationary signal is characterized by time-frequency representation. Its classical approaches are inspected for applicability to analyze the data obtained by level-crossing sampling. Several enhancements of short-time Fourier transform approach are proposed, which are based on the idea to minimize the reconstruction error not only at sampling instants, but also between them with the same accuracy. Additional benefits are gained if the instantaneous spectral range of analysis is complied with local sampling density: artifacts are removed, complexity of calculations is decreased. The performance of algorithms is demonstrated by simulations. Presented research can be attractive for clock-less designs, which receive now an increasing interest. Their promising advantages can play a significant role in future electronics' development.

1 INTRODUCTION

Conventional digital signal processing techniques often consider the stationarity of a signal within a frame of analysis. It is assumed that the statistical characteristics of signal do not change with time. The concept of stationarity provides the possibility of fixing the sampling rate (it should be at least twice as high as the maximum signal frequency), as well as of constructing effective processing methods, for example the Discrete Fourier transform (DFT). However, natural signals typically are time-varying, and they can be a mixture of events localized both in time and frequency (Akay, 1998).

Intuitively speaking, the non-stationarity of a signal should be reflected in the process of analog-to-digital (A/D) conversion. For example, let us inspect a signal with high instantaneous frequency regions and low instantaneous frequency in other regions. It is more efficient to sample the low frequency regions at a lower rate than the high frequency regions. Consequently, with appropriate non-equidistantly spaced samples one might approximate a signal with fewer samples per interval than in the uniform sampling case, where sampling frequency is defined taking into

account only the highest signal component. Two conclusions follow: non-uniform sampling is the natural choice for the discrete representation of a non-stationary signal, and the non-uniformity of sampling process has to be caused by the local properties of signal.

The work presented in this paper is based on the idea of abandoning traditional clock-driven A/D conversion and the uniform digital signal processing, which typically follows it. Instead of that, a clock-less structure of data processing system is suggested, where the A/D conversion is signal-driven. To illustrate the difference, the processing chains of both approaches are illustrated in the Fig.1. Let us emphasize the key benefits of the asynchronous electronics: lower power consumption, absence of the clock screw, reduced heat elimination, lower EMI, automatic adaptation to physical properties, etc. (Hauck, 1995). The popular types of signal-dependent sampling are based on zero-crossing, reference signal crossing, level-crossing or send-on-delta concepts. Each of them has its own advantages and limitations, however joint features are: the signal samples can be spaced non-uniformly, local sampling density depends on local properties of signal, and it is impos-

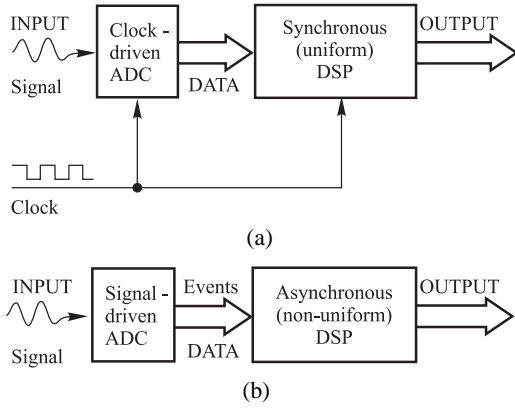


Figure 1: Structures of DSP system based on different paradigm: synchronous (a), asynchronous (b).

sible to determine the sampling time instants in advance. The paper discusses digital signal processing if the level-crossing sampling scheme is used to capture digital data from a continuous time signal.

2 LEVEL-CROSSING SAMPLING

The principle of uniform sampling is illustrated in Fig.2a: sampling is driven by an external clock with fixed period T_{sampl} that gives the equidistantly spaced samples. The level-crossing sampling (LCS) scheme is based on the principle that samples are captured when the continuous time input signal crosses predefined levels. Typically, the quantization levels are uniformly disposed along the amplitude range of the signal as is shown in Fig.2b.

Such a sampling strategy is not new and has been known at least since the late 1950s (Ellis, 1959). Various terms are used to name it: event-based sampling, level-crossing sampling, magnitude-driven sampling, and sometimes, sampling in the amplitude domain. The variety of existing terminology shows that it is really a generic concept adapted to a broad spectrum of technology and applications. It has been shown that level-crossing sampling has several interesting properties and is more efficient than traditional sampling in many respects (E. Allier and Renaudin, 2003). Classical A/D conversion implements clock-driven sample-and-hold (S/H) operation, which is followed by quantization operation. Considering an ideal clock and an ideal S/H, anyway there is imprecision of conversion due to the limited number of quantization bits L . The Signal-to-(quantization)Noise Ratio (SNR) of classical ADC can be expressed as

$$SNR_{dB} = 1,76 + 6,02L, \quad (1)$$

and it depends only on the resolution of the converter.

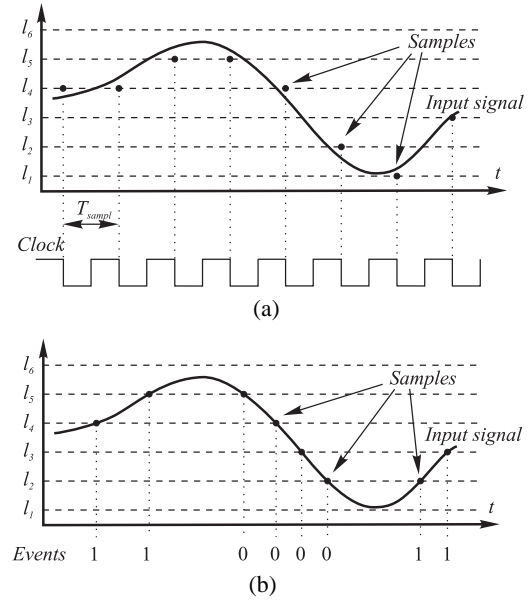


Figure 2: Analog-to-Digital conversion: clock-driven (a) vs. signal-driven level-crossing sampling case (b).

In the level-crossing based A/D converter, since a sample is taken only when a level is crossed, the amplitude value of the sample is exact. Due to the fact that samples are spaced non-equidistantly, the application of LCS often requires that the time instant of the sample also be known. In practice, the time interval is measured by a timer that quantizes the time with certain resolution T_{timer} . The SNR in this case can be estimated as (E. Allier and Renaudin, 2003):

$$SNR_{dB} = 10 \log \left(\frac{3P_x}{P_{x'}} \right) + 20 \log \left(\frac{1}{T_{\text{timer}}} \right), \quad (2)$$

where P_x is power of the random input signal, and $P_{x'}$ is power of it's derivative. In this case SNR does not depend on the number of quantization levels, but depends on the properties of the input signal and on the precision of the timer. Signal-to-noise ratio can be improved simply by decreasing T_{timer} .

The goal of the proposed paper is to explore the use of the level-crossing sampling technique for analysis of a non-stationary signal. In this context, the evaluation of the local sampling density can play a significant role, because it is connected with the local statistical characteristics of a signal. If a signal is changing rapidly, the samples are spaced closer, and conversely - if a signal is varying slowly, the samples are spaced sparsely. The variability of waveform is linked with spectral content, and thereby the local sampling density can be used to estimate the instantaneous maximum frequency of signal.

If the input signal is single sinusoid

$$x(t) = A \sin(2\pi f_0 t + \varphi), \quad (3)$$

where A is the amplitude, f_0 - the frequency and φ - the initial phase, the sampling density can be expressed as

$$\sigma = 2R_{\Delta}f_0, \quad (4)$$

where R_{Δ} is the total number of different levels crossed by the signal.

Determining the sampling density of a broadband process is not as elementary as for a mono-harmonic signal. Analytically it is investigated for band-limited Gaussian process with zero mean and constant spectral density

$$P_x(f) = \begin{cases} S & |f| \leq f_{UP} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}. \quad (5)$$

The expected number of level l_0 crossings per time unit can be expressed as (Mark and Todd, 1981)

$$E[\sigma_{l_0}] = \frac{2f_{UP}}{\sqrt{3}} \exp\left(\frac{-l_0^2}{4Sf_{UP}}\right). \quad (6)$$

To calculate the sampling density, it is necessary to sum up the sampling instants of all the quantization levels l_k

$$E[\sigma] = \sum_{k=1}^{2^L-1} \sigma_{l_k}. \quad (7)$$

One more of the main parameters describing the sampling process is the time interval between two adjacent samples $\Delta t_n = t_{n+1} - t_n$. The mean value of the interval is tied with sampling density as $|\Delta t_n| = \frac{1}{\sigma}$. The exact Δt_n values can be estimated analytically only for special cases, i.e., for the mono-harmonic signal (3). If the signal crosses the level l_k at the time instant t_n and the level l_{k+1} at the time instant t_{n+1} , the Δt_n can be calculated as

$$\Delta t_n = \frac{1}{2\pi f_0} \left| \left(\arcsin\left(\frac{l_k}{A}\right) - \arcsin\left(\frac{l_{k+1}}{A}\right) \right) \right|. \quad (8)$$

Around extremes the signal crosses the same level twice and the distance between crossings is

$$\Delta t_n = \frac{1}{\pi f_0} \left(\frac{\pi}{2} - \arcsin\left(\frac{|l_{min} \mid max|}{A}\right) \right). \quad (9)$$

If Δt_n cannot be estimated analytically, the upper and lower bounds of time interval can be evaluated based on the signal parameters. The minimum distance is determined as

$$T_{min} \geq \frac{\Delta l_{min}}{max(|x'(t)|)}, \quad (10)$$

where Δl_{min} is the minimal distance between two quantization levels, and $x'(t)$ is first derivative of the signal. The case, where the signal crosses the same level twice, is distinct, because $\Delta l = 0$ and T_{min} can

reach zero. The upper bound of Δt_n is infinity, because the level-crossing sampling might not be triggered if the signal waveform is located between two consecutive quantization levels. To avoid this, the distance between quantization levels has to be less than the amplitude of the signal.

In addition, the following facts should be noted - if a signal waveform has some regularities, the sample flow has the same regularities as well. This effect often leads to a problem that the methods, which are derived for deliberately non-uniform sampling, do not always work satisfactorily for a particular case - level-crossing sampling, which provides signal-dependent non-uniform data. The level-crossing based analog-to-digital conversion is asynchronous in the sense that it does not have the clock that determines the positions of samples. That leads to a drastic change in the standard signal and data processing and initiates a new research area - asynchronous signal processing.

3 CLASSICAL TFRs AND NON-UNIFORM SAMPLING

The non-stationary signal is characterized by time-frequency representation (TFR). As the signal samples captured according to the level-crossing principle are spaced non-uniformly, the appropriate digital signal processing is required. In this section, the applicability of classical TFR approaches to analyze LCS data is inspected. The time-frequency representation is characterized by points on a time-frequency gram. For practical applications it is assumed that a finite duration Θ of bandlimited to Ω signal is observed. The traditional approaches for TFR calculations are based on Short-time Fourier transform (STFT) (Gabor, 1946), joint time-frequency distribution (Cohen, 1995) and wavelet transform (WT) (Chui, 1992).

3.1 Short-time Fourier transform

The classical method for analyzing non-stationary signals is short-time Fourier transform. It was proposed by Gabor (Gabor, 1946). STFT is based on the well known Fourier transform. The basic idea of STFT is to introduce a time window, which is moved along the signal, and in such a way the time indexed spectrogram of $x(t)$ is defined as

$$STFT(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)w^*(t-\tau) \exp(-j2\pi f\tau)d\tau, \quad (11)$$

where $w(t)$ is a time window and $*$ denotes the complex conjugates.

In the case of finite number of discrete samples $x_n = x(t_n)$, $n = \overline{1, N}$ (N is a number of samples

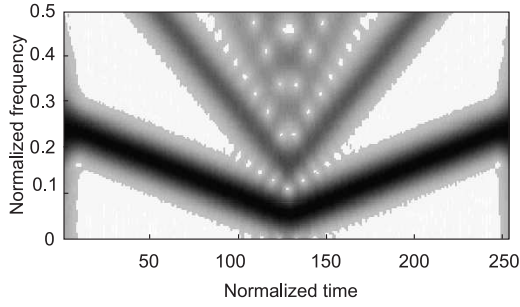


Figure 3: STFT based time-frequency representation of test-signal sampled by crossing 7 levels.

within time interval Θ), the STFT based TFR on the uniformly spaced time-frequency grid with frequency step $\frac{1}{\Theta}$ and time step $\frac{1}{2\Omega}$ can be calculated as

$$\begin{aligned} TFR_{STFT}(k, m) &= \left| \sum_{n=1}^N x_n w^*(k/2\Omega - t_n) \exp(-j2\pi t_n m / \Theta) \right|. \end{aligned} \quad (12)$$

The expression (12) uses the general form of DFT, in which the restriction, that requires the uniform spacing of samples $x_n = nT$, can be ignored. To examine what happens if this expression is used for analysis of level-crossing samples, the single chirp (parameters of it will be described in the Section 6) is chosen as a test-signal. The Fig.3 illustrates the fact that in addition to the true component, spurious components appear at the higher odd harmonics. These artifacts are due to the use of LCS approach for signal with regularities in the waveform. The additional source of artifacts can be the absence of the orthogonality of transformation functions $\exp(-j2\pi t_n m / \Theta)$ if t_n are not placed uniformly.

A well-known problem inherent in STFT is the inverse relationship between time and frequency resolutions. Extension of the window's $w(t)$ length improves the frequency resolution, but at the same time degrades the temporal selectivity. To overcome this difficulty of short time Fourier transform, alternative methods of time-frequency analysis have been developed. The two most popular of them are a wavelet transform and a Wigner-Ville distribution.

3.2 Wavelet transform

The wavelet transform of a continuous-time signal $x(t)$ is defined as

$$WT(t, a) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h^* \left(\frac{t-\tau}{a} \right) d\tau, \quad (13)$$

where a is the scaling factor and $h(t)$ is the so-called analyzing wavelet. The time-frequency version is obtained by making the substitution $a = f_0/f$. The

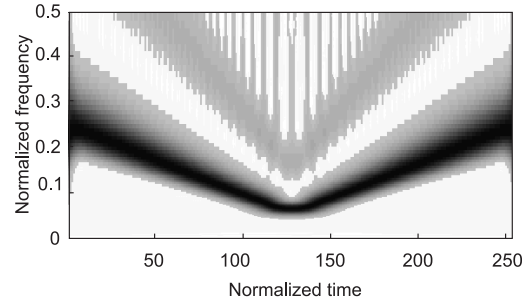


Figure 4: WT based time-frequency representation of test-signal sampled by crossing 7 levels.

analysis can be viewed as a filter bank comprising bandpass filters with bandwidths proportional to frequency. The multi-resolution nature of wavelet analysis leads to some limitations. Wavelet transform uses a scaling profile such that frequency resolution decreases at high frequencies, and temporal resolution decreases at low frequencies. While this choice of scaling leads to nice mathematical structures and algorithms, there is no physical reason to assume that it corresponds to natural structure behavior. For discrete WT, in order to get the best performance of analysis, the time- and scale-sampling grid often should be considerably over-sampled, that introduces the redundancy in the TFR.

The general form of time-frequency representation based on discrete wavelet transform can be expressed as

$$\begin{aligned} TFR_{WT}(k, m) &= \left| \frac{1}{\sqrt{f_0 \Theta / m}} \sum_{n=1}^N x(t_n) h^* \left(\frac{k/2\Omega - t_n}{f_0 \Theta / m} \right) \right|. \end{aligned} \quad (14)$$

Such a notation enables the processing of both uniformly and non-uniformly sampled data. The nice mathematical feature of WT for equidistantly spaced samples states: for any k and $a = 2^m$ ($k, m \in \mathbb{Z}$) the $\{h(t_h)\}_{(m,k)}$ is a subset of one discrete wavelet, which is uniformly sampled at the sampling frequency of the signal. In the case of non-equidistantly spaced samples this property is lost, because the values of wavelet $h(t)$ have to be calculated at different points set $\{t_h\}_{(m,k)}$ for each scaling factor a (or frequency of analysis $f = f_0/a$). Due to this fact, the computation complexity of WT in the non-uniform sampling case considerably exceeds the complexity of the uniform sampling case.

The time-frequency representation obtained by (14), if level-crossing sampling is used, is demonstrated in Fig.4. It shows the reduction of the temporal resolution in the low frequency region and diminished spectral resolution in the high frequency region. The additional artifacts appear as well.

3.3 Wigner-Ville distribution

Time-frequency analysis, based on the use of Wigner-Ville function, is defined as

$$WVD(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau. \quad (15)$$

It provides high-resolution representation in time and in frequency for mono-component signals. However, if the signal consists of several subcomponents, additional interference or cross-terms appear due to the quadratic nature of kernel and non-linear properties of it. In order to mitigate this deleterious effect, a variety of modified kernels have been introduced. One way to remove the interference is by smoothing the time-frequency plane, but this will be at the expense of decreased resolution in both time, and frequency. A promising approach of how to suppress cross-terms and improve resolution is the use of signal-dependent kernels (Baraniuk and Jones, 1993).

A discrete form of the Wigner-Ville distribution (WVD) can be expressed as

$$TFR_{WVD}(k, m) = 2 \left| \sum_{n=1}^N x(k/2\Omega + t_n) x^*(k/2\Omega - t_n) \cdot \exp(-j4\pi t_n m / \Theta) \right|. \quad (16)$$

The necessity of knowing signal values at time instants $\tau + t_n$ and $\tau - t_n$ for all $n = \overline{1, N}$ leads to the fact that the expression (16) can be used only for uniform and specifically regular sampling series. Therefore it is impossible to use the WVD approach for processing data captured by the level-crossings.

4 ENHANCEMENTS OF DFT

It can be concluded from the discussion above, that the most useful approach for practical applications using the level-crossing sampling is based on STFT. However it has to be enhanced and adjusted to the LCS to suppress the presence of spurious components.

The key operation of discrete STFT is the DFT algorithm, which is applied to the windowed signal samples. Thus the STFT enhancement can be reduced to the development of DFT-like methods, which take into account LCS features. The level-crossing sampling principle provides not only samples at certain events, but also the rule that the signal between two sampling instants does not cross any quantization

level. This information can be exploited in the processing. The proposed idea is to minimize the error between the original signal and that reconstructed by the Fourier series, not only at sampling time instants, but also between them with the same accuracy. The problem lies in the fact that the reconstruction error can be obtained only at the time moments in which the signal samples are known.

Basing on the Fourier series the signal waveform can be reconstructed from its spectral estimates by the following formula

$$\hat{x}(t) = \sum_m X_m \exp(j2\pi t f_m), t \in [0, \Theta], \quad (17)$$

where X_m are Fourier coefficients at frequencies $f_m = m/\Theta$. If the original continuous-time signal is $x(t)$, the reconstruction error is

$$\varepsilon(t) = x(t) - \hat{x}(t), \quad (18)$$

and the following minimization task

$$\int_0^\Theta |\varepsilon(t)|^2 dt \rightarrow \min \quad (19)$$

can be established on the understandings, that the signal values are known only at sampling points, and the reconstructed signal is defined by (17). The problem (19) has to be resolved with respect to the coefficients $\{X_m\}$. Two approaches can be considered: the first one is based on setting up the continuous time signal by interpolation of known samples, while the second approach, which minimizes the continuous time reconstruction error, is based on the interpolation of error samples.

4.1 Signal interpolation

If signal samples $\{x_n\}$ are interpolated within the time interval $[0, \Theta]$, the problem (19) can be rewritten as

$$\int_0^\Theta \left| \tilde{x}(t) - \sum_m X_m \exp(j2\pi t f_m) \right|^2 dt \rightarrow \min, \quad (20)$$

where $\tilde{x}(t)$ is the interpolated signal. To find the minimum, all the individual derivatives of X_m have to be considered as being equal to zero. Taking into account that $\{\exp(j2\pi f_m t)\}$ is a set of orthogonal functions into interval $[0, \Theta]$ if frequencies $f_m = m/\Theta$, after some algebra the following formula for $X_m^{(x)}$ ($^{(x)}$ denotes that signal samples are interpolated) estimation can be obtained:

$$X_m^{(x)} = \frac{1}{\Theta} \int_0^\Theta \tilde{x}(t) \exp(-j2\pi t f_m) dt. \quad (21)$$

The expression (21) is similar to the formula for the calculation of the Fourier series coefficients for signal $\tilde{x}(t)$.

Signal interpolation can easily be done by connecting the samples with polynomials $p_n^k(t)$ of order k as $\tilde{x}(t) = \sum_n p_n^k(t)$, or a band-limited interpolation can be performed using a sum of time-shifted sinc functions.

If signal samples are interpolated with zero-order polynomials (piece-wise constant line changing value at midpoints between samples):

$$\begin{aligned} X_m^{(x_0)} &= \sum_{n=1}^N x_n \int_{\frac{t_n+t_{n-1}}{2}}^{\frac{t_n+t_{n+1}}{2}} \exp(j2\pi f_m t) dt \\ &= \frac{j}{2\pi f_m} \sum_{n=1}^N x_n \exp(j2\pi f_m t_n) \\ &\quad \cdot (1 - \exp(-j2\pi f_m \Delta t'_n)), \end{aligned} \quad (22)$$

where $\Delta t'_n = (t_{n+1} - t_{n-1})/2$, $t_0 = 0$, $t_{N+1} = \Theta$.

For piece-wise linear interpolation the polynomial $p_n^1(t) = \alpha_n(t - t_n) + x_n$ can be used, where $\alpha_n = \Delta x_n / \Delta t_n$, $\Delta x_n = x_n - x_{n-1}$, $\Delta t_n = t_n - t_{n-1}$, which gives:

$$\begin{aligned} X_m^{(x_1)} &= X_m^{(x_0)} + \frac{1}{(2\pi f_m)^2} \sum_{n=1}^N \alpha_n \exp(j2\pi f_m t_n) \\ &\quad \cdot (1 - \exp(-j2\pi f_m \Delta t_n)) + \frac{j}{2\pi f_m} \sum_{n=1}^N \alpha_n \Delta t_n \\ &\quad \cdot \exp(j2\pi f_m t_n) \exp(-j2\pi f_m \Delta t_n). \end{aligned} \quad (23)$$

Band-limited interpolation of samples can be described as:

$$\tilde{x}^{(sinc)}(t) = \sum_{k=0}^K c_k \text{sinc}(2\Omega t - k). \quad (24)$$

In this case DFT transform gives:

$$X_m^{(sinc)} = \sum_{k=0}^K c_k \exp(-j\pi f_m k / \Omega), \quad (25)$$

where c_k are coefficients that can be found from a linear equation system

$$x_n = \sum_{k=0}^K c_k \text{sinc}(2\Omega t_n - k). \quad (26)$$

Such an approach, besides the complexity of DFT, also requires the solution of linear system with N equations and with $K + 1$ unknowns. Interpolation by sinc functions can be effectively done for the stationary signal and if the gaps between samples do not exceed $1/2\Omega$. In this case the appropriate width of function can be fixed. However, for the non-stationary signal, the sinc functions should be stretched and time-shifted in accordance with instantaneous signal bandwidth and local sampling density.

4.2 Error interpolation

Like the interpolation of signal samples, the continuous-time reconstruction error function $\tilde{\varepsilon}(t)$ can be constructed from its values $\varepsilon_n = x_n - \hat{x}_n$, and the problem (19) can be interpreted as minimization of area under the function $|\tilde{\varepsilon}(t)|^2$.

Using zero-order polynomial interpolation the minimization task becomes:

$$\sum_{n=1}^N \left| x_n - \sum_m X_m^{(\varepsilon_0)} \exp(j2\pi f_m t_n) \right|^2 \Delta t'_n \rightarrow \min. \quad (27)$$

After the derivation and some algebra the solution can be expressed in the matrix form:

$$\mathbf{X}^{(\varepsilon_0)} = \mathbf{\Psi} \mathbf{x} (\mathbf{\Phi} \mathbf{\Psi}^T)^{-1}, \quad (28)$$

where $\phi_{mn} = \exp(j2\pi f_m t_n)$, $\psi_{mn} = \phi_{mn} \Delta t'_n$, and \cdot^T, \cdot^{-1} denotes the transpose and inverse operation of matrix respectively.

The first-order polynomial interpolation of error samples provides the problem, which looks like a sum of two zero-order interpolation tasks:

$$\frac{1}{2} \left(\sum_{n=1}^{N-1} |\varepsilon_n|^2 \Delta t_n + \sum_{n=2}^N |\varepsilon_n|^2 \Delta t_{n-1} \right) \rightarrow \min. \quad (29)$$

The solution is similar to the expression (28):

$$\mathbf{X}^{(\varepsilon_1)} = (\mathbf{\Psi}' \mathbf{x}' + \mathbf{\Psi}'' \mathbf{x}'') (\mathbf{\Phi}' \mathbf{\Psi}'^T + \mathbf{\Phi}'' \mathbf{\Psi}''^T)^{-1}, \quad (30)$$

where $\mathbf{\Phi}'$, $\mathbf{\Psi}'$, \mathbf{x}' and $\mathbf{\Phi}''$, $\mathbf{\Psi}''$, \mathbf{x}'' matrices are formed from $\mathbf{\Phi}$, $\mathbf{\Psi}$, \mathbf{x} by using indexes $n' = 1, N - 1$ and $n'' = 2, N$ respectively.

5 PROPOSED APPROACH

The proposed approach is based on the same time windowing principle as in the STFT case. However, instead of general DFT more sophisticated methods are used, which have been described in the Section 4. Enhanced algorithms have increased mathematical complexity, particularly the error interpolation case, because the solving of linear system with N equations and M unknowns is required. M represents a number of frequencies in the Fourier series. The equation system can be solved correctly, if the number of samples is equal or greater than the number of frequencies. The greater the N/M ratio, the higher the stability of the solution. It has been shown, that, using the level-crossing sampling approach, the number of samples depends on the signal properties. Relationships between the local sampling density and the instantaneous upper spectral frequency of signal have

been derived. Performing the time-frequency analysis, these interdependencies can be exploited from an other point of view. The bandwidth of analysis can be limited using information about the local sampling density. The number of frequencies, as well as the dimensions of matrices vary with the time. For simulations, which will follow in the next section, the analysis bandwidth is selected as a minimum value of two frequencies: total bandwidth Ω or highest signal frequency estimated from the sampling density:

$$\Omega_a(t) = \min \left(\frac{N_w(t)}{2R_\Delta T_w} + \Omega_\Delta, \Omega \right), \quad (31)$$

where $N_w(t)$ is the number of signal samples in the time interval with length T_w , and Ω_Δ is necessary to ensure the coverage of actual signal bandwidth. The frequencies of analysis are $f_m = m/\Theta : |f_m| \leq \Omega_a$.

6 SIMULATION RESULTS

The computer simulation has been carried out to demonstrate the performance of approaches, which have been developed for time-frequency analysis of data captured by level-crossings. As a test-signal a chirp has been selected, which in the first half of observation diminishes from middle frequency to low frequency region (down to the normalized frequency 0.05), while in the second half rises back to the normalized frequency 0.25. Seven quantization levels have been placed equidistantly to cover the input range of the test-signal. The observation time is $\Theta = 256$, and 536 samples in total are obtained.

Time-frequency representations calculated by STFT and WT approaches have been already illustrated in the Section 3 (see Fig.3 and Fig.4). Let us inspect the enhanced algorithms, which are based on interpolation (expressions (22) and (23)). Fig.5 shows TFR obtained in the case, where time windowed test-signal samples are interpolated by zero-order polynomials. The spurious components are attenuated, however the presence of them is still observable. If the first-order polynomials are used for interpolation, the result is slightly improved, but the complexity of calculations is higher. Fig.6 shows time-frequency representation of test-signal if error samples are interpolated by zero-order polynomials (28). The spurious harmonics are completely suppressed, however other artifacts are observable in the time region, where the frequency of chirp is low. Reduction of the instantaneous frequency results in the decreasing of local sampling density. As the grid of temporal analysis and length of time window $w(t)$ are fixed, the number of the significant samples can fall below the number of frequencies of analysis. Such a situation causes the problem of

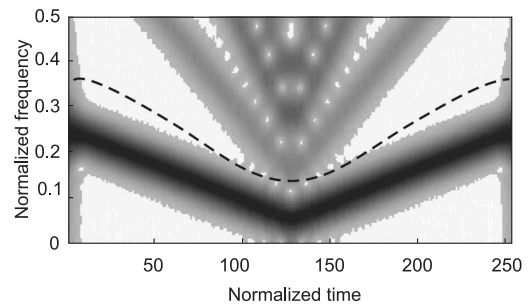


Figure 5: STFT approach in combination with zero-order interpolation of signal samples (dashed line shows instantaneous bandwidth estimate from local sampling density).

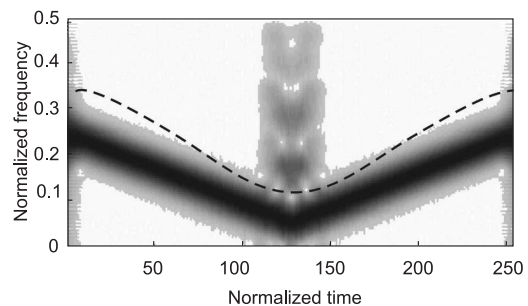


Figure 6: STFT approach in combination with zero-order interpolation of error samples (dashed line shows instantaneous bandwidth estimate from local sampling density).

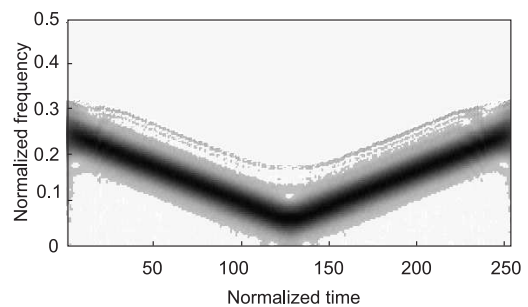


Figure 7: TFR of test-signal if approach of varying the range of analysis is used.

matrix inversion quality and leads to the appearance of artifacts. The use of interpolation by first-order polynomials does not have an impact on this effect.

To improve the quality of TFR in the region, where sampling density is low, the bandwidth of analysis has been cut down according to the expression (31). The estimated bandwidth of signal is illustrated in Fig.6 and Fig.5 by dashed line ($\Omega_\Delta = 0.1$). The coherence between the sampling density of a signal and the frequency range of an analysis gives several benefits - the stability of the algorithm is increased, the complexity of calculations is decreased and the presence of artifacts is eliminated. Fig.7 demonstrates the

time-frequency representation obtained by the algorithm based on the expression (28) in the case, where the number of analysis frequencies are varied according to the sampling density. The chirp can be tracked without any presence of artifacts.

7 CONCLUSION

The processing of non-stationary signal using level-crossing sampling approach has been investigated. On the one hand, such a sampling strategy provides several interesting properties - signal to quantization noise ratio does not depend on the number of quantization bits, local sampling density reflects the instantaneous bandwidth of signal, etc. On the other hand, the captured samples are placed non-uniformly and that requires rethinking of the processing methodology. The classical approaches of time-frequency analysis have been discussed. Time-frequency representations have been obtained using general forms of them, which are suitable also for processing of non-uniformly sampled signals. The simulation shows that the main drawback of STFT is the appearance of spurious components, while wavelet transform gives low spectral resolution at high frequencies and low temporal resolution at low frequencies.

Several enhancements have been proposed, which are based on the idea of minimizing the error between the original signal and that reconstructed by the Fourier series, not only at sampling time instants, but also between them with the same accuracy. The problem lies in the fact that the original signal values are known only at sampling instants. One solution is based on the consideration, that the continuous time signal is constructed by interpolation of known signal samples. The expressions for zero-order and first order polynomial interpolation as well as for band-limited interpolation with sinc functions have been established. The other approach is to interpolate the error samples in the same manner.

Simulation results show the improvement of TFRs if enhanced algorithms are used instead of classical ones. Additional benefits can be gained if the bandwidth of analysis is varied along the time axis according to changes in local sampling density: the artifacts are removed, the complexity of calculations can be decreased. The common drawback of STFT based methods is restrictions on the resolution. Extension of the windows $w(t)$ length improves the frequency resolution but at the same time degrades the temporal selectivity. To overcome this rule, the signal-dependent transformation described in (Greitans, 2005) can be used. Due to the limited size of the paper, this method is not discussed above, however the TFR obtained by signal-dependent algorithm is shown in the Fig.8 for

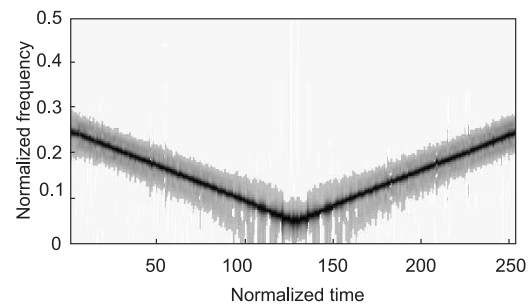


Figure 8: TFR of test-signal if signal-dependent transformation is used.

the illustration. The increased resolution is achieved by adapting the transformation functions to the local spectral characteristics of the signal. As it is being done in an iterative way, the mathematical complexity is higher than for STFT based algorithms.

The proposed approach of processing non-stationary signals using level-crossing sampling is attractive for clock-less designs, which are now receiving increasing interest. Their advantages can play a significant role in future electronics' development.

REFERENCES

- Akay, M., editor (1998). *Time frequency and wavelets in biomedical signal processing*. IEEE Press.
- Baraniuk, R. G. and Jones, D. L. (1993). A signal-dependent time-frequency representation: Optimal kernel design. *IEEE Trans. Signal Proc.*, 41(4):1589–1602.
- Chui, C. K. (1992). *Wavelet Analysis and its Applications*. Academic Press, Boston, MA.
- Cohen, L. (1995). *Time-frequency analysis*. Prentice-Hall.
- E. Allier, G. Sicard, L. F. and Renaudin, M. (2003). A new class of asynchronous a/d converters based on time quantization. In *Proc. of International Symposium on Asynchronous Circuits and Systems ASYNC'03*, pages 196–205, Vancouver, Canada.
- Ellis, P. H. (1959). Extension of phase plane analysis to quantized systems. *IRE Transactions on Automatic Control*, AC(4):43–59.
- Gabor, D. (1946). Theory of communication. *Journal of the IEE*, 93(3):429–457.
- Greitans, M. (2005). Spectral analysis based on signal dependent transformation. In *Proc. of the International Workshop on Spectral methods and multirate signal processing*, pages 179–184, Riga, Latvia.
- Hauck, S. (1995). Asynchronous design methodologies: An overview. *Proc. of the IEEE*, 83(1):69–93.
- Mark, J. W. and Todd, T. D. (1981). A nonuniform sampling approach to data compression. *IEEE Trans. on Comm.*, 29(1):24–32.

4. PIELIKUMS. M. GREITANS, "ON DISCRETE WIGNER-VILLE DISTRIBUTION IN NON-UNIFORM SAMPLING CASE" PIETEIKTA UZ *THE 7TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON SAMPLING THEORY AND APPLICATIONS*, 1-5 JUNE 2007, THESSALONIKI, GREECE.

On Discrete Wigner-Ville distribution in nonuniform sampling case

Modris Greitans

Institute of Electronics and Computer Science, LATVIA

E-mail: modris_greitans@edi.lv

Extended abstract

The signals of practical interest are typically non-stationary. It means that their statistical characteristics are changing with time. The spectral nature of such signals can not be illustrated by a function, which depends only on one argument – frequency. Instead, the non-stationary signal has to be illustrated by a joint time–frequency representation (TFR) [1].

The classical method for analyzing non-stationary signals is short-time Fourier transform (STFT). However, the problem with the STFT lies in the inverse relation between the time and frequency resolutions. Extension of the window’s length improves the frequency resolution but worsens the temporal selectivity. To overcome these difficulties with the resolution limitation, several alternative time-frequency analysis approaches have been developed. The two most popular of them are a wavelet transform (WT) and a Wigner-Ville distribution (WVD) [2, 3].

If the processing of signals is performed in a digital way, the non-stationary nature of signal can produce non-uniformity in the sampling process. That necessitates the estimation of time-frequency representation from a set of non-equidistantly spaced samples. Typically, the discrete versions of classical time-frequency analysis methods assume the uniformity in sampling procedure, however there are also extensions of discrete STFT and discrete WT for non-uniformly sampled signal case [4]. The situation with WVD is different due to the specific form of this transformation. Even in a uniform sampling case, which is well covered in literature [5, 6, 7], the discrete WVD used to produce results corrupted by aliasing, if the signal to be analyzed, is not analytic. The ex-

tensions of discrete Wigner-Ville distribution for the case, where non-equidistantly spaced signal samples are processed, has not been studied in depth.

For continuous time and frequency variables the Wigner-Ville distribution for signal $x(t)$ is defined as

$$W_x(t, f) \equiv \int_{-\infty}^{\infty} x(t+\tau/2)x^*(t-\tau/2) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau. \quad (1)$$

The main advantage of WVD is high spectral and temporal resolutions of time-frequency representation. The drawback, due to its quadratic kernel and nonlinearity property, is an appearance of additional cross-terms if the signal contains several components. The necessity of knowing signal values $x(t+\tau/2)$ and $x(t-\tau/2)$ at selected time moment of analysis leads to an opportunity to directly extend the expression (1) for discrete time signals only if samples are spaced equidistantly or in a specifically regular way.

The paper proposes and discusses several ways of obtaining WVD-based time-frequency representations of signal from its arbitrarily spaced samples $\{x(t_n)\}$. The simplest approach is to ignore the non-uniformity of sampling flow and relocate the signal samples on a uniform grid assuming $x(n) = x(t_n)$. Such simplification allows the use of the standard formulation of discrete WVD:

$$W(n/f_s, f) = \frac{2}{f_s} \sum_{k=-N/2+1}^{N/2-1} x(n+k)x^*(n-k) \cdot \exp(-j4\pi f(n/f_s)). \quad (2)$$

The second extension is based on the idea of resampling the signal from a non-uniform grid to a uniform one on the basis of a pair of direct and inverse discrete transformations. As an example, the General

DFT and IDFT can be taken. Also in this case, after re-sampling from non-uniformly spaced samples $\{x(t_n)\}$ to uniform spaced $\{x(n)\}$ the calculation of the TFR can be based on the expression (2).

More advanced methods can be derived if the technique of signal interpolation is involved. The interpolated signal $\tilde{x}(t)$ can easily be obtained by connecting the samples with polynomials $p_n^k(t)$ of the order k as $\tilde{x}(t) = \sum_n p_n^k(t)$, or a band-limited interpolation can be performed using a sum of time-shifted sinc functions. After signal interpolation, the TFR can be obtained on the basis of the equation (1) using substitution $x(t) = \tilde{x}(t)$.

A different way of building the algorithm for WVD calculation is based on the idea of remapping information about the signal from the t to the τ argument. It means that in a new representation the signal is defined by values $\tau_{mn} = t_m - t_n$ and $y_{mn} = x_m x_n$. The WVD is calculated by applying Fourier transform to the values located in the fixed surrounding interval of the time moments of analysis.

The performance of the proposed methods is demonstrated by computer simulations. The chirp with the time-varying amplitude is chosen as a test-signal. Time-Frequency representations obtained by the different approaches for calculation of the discrete Wigner-Ville distribution are illustrated. Results are compared at different sampling densities.

CONCLUSIONS. The various extensions of Wigner-Ville distribution are discussed for estimating time-frequency representation of discrete signal in the case of arbitrary spaced samples. They differ with their complexity and with the quality of results.

The simplest way - to ignore the non-uniformities in sampling flow and relocate the samples on a uniform grid, typically leads to the distortion of TFR. Distortion becomes particularly significant in cases when non-uniformity of sampling flow is considerable or when the sampling period after "uni-formatting" is higher than is required by the Nyquist criterion.

The signal re-sampling approach, which is based on the use of direct and inverse transforms, provides improved result. The "new" sampling grid is uniform and it is formed taking into account the highest spectral frequency in the signal. Problems arise if the number of "new", uniformly spaced samples is

greater than the number of original samples.

More advanced result can be obtained if the signal interpolation is performed before calculation of WVD. Such approach increases the complexity of the algorithms. In this case, to obtain the TFR without artifacts, the time intervals of the original sampling flow have to comply with the Nyquist limit.

The proposed approach based on the remapping of signal samples from the time to the time difference domain is noticeable. It can be quite successfully used also in cases where the signal is sampled non-uniformly with a lower density than it is required by the Nyquist criterion.

References

- [1] M. Akay, Ed., *Time frequency and wavelets in biomedical signal processing*, IEEE Press, 1998.
- [2] C. K. Chui, *Wavelet Analysis and its Applications*, Boston, MA: Academic Press, 1992.
- [3] L. Cohen, "Time-Frequency Distributions-A review," in *Proc. Of the IEEE*, vol 77, no. 7, pp. 941-980, 1989.
- [4] M. Greitans, "Adaptive STFT-like Time-Frequency analysis from arbitrary distributed signal samples," in *Proc. of the Int. Conf. on Sampling Theory and Application SampTA'05*, Samsun, Turkey, July 2005, (published on CD).
- [5] T. Claasen and W. Mecklenbrucker, "The Wigner distribution—a tool for time-frequency signal analysis; Part II: discrete-time signals," *Philips J. Res.*, vol. 35, no. 4/5, pp. 276-300, 1980.
- [6] J. O'Neill and W. Williams, "Shift covariant time-frequency distributions of discrete signals," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 47, no. 1, pp. 133-146, Jan. 1999.
- [7] M. S. Richman, T. W. Parks and R. G. Shenoy, "Discrete-time, discrete-frequency, time-frequency analysis," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 46, no. 6, pp. 1517-1527, Jun. 1998.

5. PIELIKUMS. M. GREITANS AND R. SHAVELIS, "SPLINE-BASED SIGNAL RECONSTRUCTION ALGORITHM FROM MULTIPLE LEVEL CROSSING SAMPLES" PIETIEKTA UZ *THE 7TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON SAMPLING THEORY AND APPLICATIONS*, 1-5 JUNE 2007, THESSALONIKI, GREECE.

Spline-based signal reconstruction algorithm from multiple level crossing samples

Modris Greitans and Rolands Shavelis

Institute of Electronics and Computer Science,

LATVIA

E-mail: shavelis@edi.lv

Abstract

Commonly used analog-to-digital converters sample signals uniformly. The sampling rate is determined by maximal frequency in signal spectrum. In the general case the spectral content of the majority of signals encountered in our everyday life changes over time. The main idea behind level-crossing sampling is to take advantage of the characteristics of the input signal in order to minimize activity, power consumption and hardware complexity of the circuit that performs the digitizing [1].

For level-crossing sampling quantization levels are uniformly disposed along the amplitude range of the signal. A sample is captured only when the analog input signal crosses one of these levels. This means that in general samples are not uniformly spaced out in time and the sampling density depends on the signal's local properties. The amplitude of the captured sample is precise, but the time elapsed since the previous sample is measured by a local timer. The paper describes the process of reconstructing the signal waveform using its level-crossing samples.

Several signal reconstruction methods are developed for non-uniform sampling case [2], [3], [4]. The use of them typically limits the maximal length of the gaps between the sampling points. Simple iterative reconstruction algorithms are based on approximating methods that use families of functions called partitions of unity [5]. The idea is to interpolate the sampled bandlimited signal and filter it in order to remove high frequencies outside the origi-

nal signal bandwidth. Further the difference between the original sampling values and those of the previous approximation is used and an additive correction is generated, which leads to improved approximation. Using the partition of unity consisting of the triangular functions (well suited for level-crossing samples) leads to a piecewise linear interpolation of the signal. It is proved that if the maximal gap of the sampling set doesn't exceed the Nyquist criterion, then every bandlimited signal can be completely reconstructed from its sampling values iteratively using an ideal filter [5]. If the signal is sampled by level-crossings the maximal gap can exceed the Nyquist criterion depending on the signal's local properties and the number of quantization levels, making an exact reconstruction impossible. To overcome this obstacle, information about the signal's local sampling density, which is provided by level-crossings, is used.

As an example the signal with time varying spectral content is discussed. Performing a Fourier transform on such a signal multiplied by a window function, which is nonzero for only a short period of time, allows the determination of the local maximal frequency in the signal spectrum during this time interval. To estimate the global maximal frequency the length of the window function has to be equal to the duration time of the signal. Obviously the local maximal frequency can not exceed the global maximal frequency. Therefore iterative signal reconstruction in a local time interval is possible even if the maximal gap between the sampling points in this interval

exceeds the Nyquist criterion for the whole of the duration of the signal. To reconstruct the signal successfully the local maximal gap should not exceed the local Nyquist criterion, and a filter with corresponding bandwidth has to be used. The problem is to estimate the local maximal frequency using information about sampling moments in order to determine the local filter bandwidth.

For uniform sampling a reconstruction filter bandwidth can be determined from the signal sampling rate, because it corresponds to the maximal frequency in the signal spectrum. A similar approach can be used for estimating the local filter bandwidth. A defined number of successive samples is selected and the average sampling density for this time interval is calculated. In order to reduce the influence of big differences between the lengths of the gaps, they are sorted in ascending order and only the values from the middle part are used to estimate the average sampling density. Thereafter, a local filter bandwidth for a chosen time interval can be estimated on the basis of the sampling density obtained. Where the signal changes slowly, a small number of samples are captured and an average sampling density is lower making the filter bandwidth narrower. To improve the localization properties of complete reconstruction, the proposed algorithm uses the cardinal splines of the third order instead of a slowly decreasing sinc-function, which corresponds to ideal filtering.

The performance of the proposed algorithm is demonstrated on the basis of two different test-signals. The first one is a chirp with constant amplitude, while the second is a chirp with time varying amplitude. The results obtained by the iterative reconstruction using spline filters with adapting bandwidths show that the proposed method is quite successful. In addition to good accuracy, it offers fast reconstruction of the signal since the cardinal spline filter impulse response has to be calculated only once. To ensure even better results, it is worth developing more precise filter bandwidth estimation methods in the future. Speech signal processing can be cited as one of the potential application areas of the proposed algorithm. The level-crossing sampling technique reduces the number of samples and leads to effective

signal coding approaches.

REFERENCES

- [1] E. Allier, G. Sicard, L. Fesquet, M. Renaudin, "A New Class of Asynchronous A/D Converters Based on Time Quantization," Ninth IEEE International Symposium on Asynchronous Circuits and Systems, 2003.
- [2] K. Gröchening, H. Schwab, "Fast Local Reconstruction Methods for Nonuniform Sampling in Shift Invariant Spaces," SIAM Journal on Matrix Analysis and Applications, Vol. 24, No. 4, pp. 899-913, 2003.
- [3] A. Aldroubi, H. Feichtinger, "Exact Iterative Reconstruction Algorithm for Multivariate Irregularly Sampled Functions in Spline-Like Spaces: The L^p -Theory," Proceedings of the American Mathematical Society, Vol. 126, No. 9, pp. 2677-2686, 1998.
- [4] H.G. Feichtinger, K. Gröchening, "Theory and practice of irregular sampling," 1994.
- [5] T. Werther, "Reconstruction from irregular samples with improved locality", 1999.