



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

INFORMATĪVĀ ATSKAITE

PAR PROJEKTA PIRMĀ ETAPA REALIZĀCIJU
(2005. gada augusts - decembris)

Atskaite sagatavota: 15.12.2005

IZPILDĪTĀJA līguma uzskaites Nr. 8

PASŪTĪTĀJA līguma uzskaites Nr. 1-23/58

Programmas koordinators: Prof. I. Biļinskis, LU Elektronikas un datorzinātņu institūts

Projekta vadītājs: Dr. sc. comp. M. Greitāns, LU Elektronikas un datorzinātņu institūts

Saturs

PROJEKTA PIRMĀ ETAPA IZPILDES PAMATOJUMS UN KOPSAVILKUMS.....	3
IEVADS.....	6
1. DASP SIGNĀLAPSTRĀDES PAŅĒMIENU PIELIETOJUMS BEZTAKTĒTĀJA VAI ASINHRONO ELEKTRONISKO IEKĀRTU IZVEIDĒ.....	7
1.1. ASINHRONO (BEZTAKTĒTĀJA) SISTĒMU APSKATS	8
1.1.1. Uz sinhronizācijas principa veidoto sistēmu attīstības ierobežojumi.	8
1.1.2. Asinhronās pieejas atgriešanās	9
1.1.3. Iespējamās ciparu elektronisko sistēmu attīstības tendences tuvākajā nākotnē.	11
1.2. ELEKTRONISKO IEKĀRTU KONKURĒTSPĒJAS PALIELINĀJUMS PIELIETOJOT BEZTAKTĒŠANAS PIEEJU.	11
1.3. DASP PAŅĒMIENU PIEMĒROTĪBA UN POTENCIĀLAIS IEGULDĪJUMS ASINHRONU ANALĪZES SISTĒMU IZVEIDĒ	14
1.3.1. Nevienmērīgi izvietotos laika momentos veikta, signālatkarīga analoga-ciparu pārveidošana	15
1.3.2. Laikā nevienmērīgi izvietotu signāla nolašu apstrāde.	18
2. DASP-ASINHRONO SISTĒMU POTENCIĀLAIS PIELIETOJUMS	20
2.1. MATERIĀLU DIAGNOSTIKA AR AKUSTISKĀS EMISIJAS METODI.....	20
2.2. BIOMEDICĪNA	22
2.3. RADIOASTRONOMIJA	26
2.4. LOKĀCIJA	27
2.4.1. Kustoša objekta lokācija telpā.	27
2.4.2. Kustošu daļiņu ātruma mērīšana (Lāzera-Doplera anemometrija).....	28
2.5. BEZVADU SENSORU TĪKLI	31
2.6. FIZIKĀLĀ ĶĪMIJA.....	33
3. NESTACIONĀRU SIGNĀLU LAIKA-FREKVENČU RAKSTUROJUMU IEGŪŠANA NEVIENMĒRĪGAS DISKRETIZĀCIJAS GADĪJUMĀ AR SIGNĀLATKARĪGU PĀRVEIDOJUMA PALĪDZĪBU.....	34
4. DATORPROGRAMMAS SIGNĀLATKARĪGU ANALOGS-CIPARU PĀRVEIDOJUMU UN AR TIEM IEGŪTO CIPARU SIGNĀLU APSTRĀDES MODELĒŠANAI.....	36
4.1. ANALOGS-CIPARU PĀRVEIDOTĀJU MODELĒŠANA MATLAB VIDĒ	36
4.2. SIGNĀLATKARĪGI DISKRETIZĒTU SIGNĀLU APSTRĀDE.	41
4.2.1. Stacionāri signāli.	41
4.2.2. Nestacionāri signāli.	48
4.2.3. Kopsavilkums.	49
5. ASINHRONAI IDEOLOĢIJAI PIELĀGOTU ALGORITMU IMPLEMENTĀCIJAS PROJEKTS SPECIALIZĒTĀS MIKROSHĒMĀS.....	50
IZMANTOTĀS LITERATŪRAS SARAKSTS.....	56

1. PIELIKUMS ŽURNĀLAM „SAMPLING THEORY AND IMAGE PROCESSING” IESNIEGTĀ PUBLIKĀCIJA
2. PIELIKUMS KONFERENCEI „THE 10TH INTERNATIONAL CONFERENCE ELECTRONICS'2006, KAUNAS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, MAY 23-25, 2006” IESNIEGTĀS TĒZES
3. PIELIKUMS DATORPROGRAMMAS SIGNĀLATKARĪGU ANALOGS-CIPARU PĀRVEIDOJUMU UN CIPARU APSTRĀDES MODELĒŠANAI MATLAB VIDĒ
4. PIELIKUMS SPECIALIZĒTĀS MIKROSHĒMĀS PROJEKTS SIGNĀLATKARĪGI DISKRETIZĒTU DATU NOTIKUMU VADĪTAI SPEKTRĀLAI NOVĒRTĒŠANAI

Projekta pirmā etapa izpildes pamatojums un kopsavilkums

Projekta vispārējais mērķis ir jaunas modernas tehnoloģijas, kas sevī kombinētu signālu apstrādes un elektronikas paņēmienu, izveide un izpēte tā, lai uz tās pamata varētu veidot uz zinātnietilpības rēķina konkurētspējīgas elektroniskās iekārtas.

Kā projekta izpildes pirmā **etapa konkrētais mērķis** tika izvirzīts jaunu signālapstrādes paņēmienu izstrāde un esošo DASP pieejas signālapstrādes metožu attīstīšana ar perspektīvu tās implementēt ciparu elektronikas sistēmās, kuras uzbūvētas pēc asinhronās ideoloģijas principiem.

Projekta izpildes **pamatideja** ir izmantot DASP signālapstrādē uzkrātās zināšanas un pieredzi, saistot tās ar priekšrocībām, kuras ir iespējams gūt veidojot elektroniskās iekārtas pēc asinhroniem principiem. Apvienojot DASP signālapstrādes priekšrocības ar notikumu vadītu sistēmu priekšrocībām ir jāiegūst kvalitatīvs uzlabojums salīdzinājumā ar esošo elektronisko sistēmu izveides paņēmienu.

Pēdējo gadu tendence mikroelektronikā ir iekārtu veiktspējas uzlabošanu galvenokārt veikt ar jaunu mikroelektronikas materiālu iesaisti, kas ļauj izstrādāt arvien ātrāk strādājošus un ietilpīgākus mikroelektronikas mezglus. Tomēr šīs, nosacīti varētu teikt, ekstensīvās attīstības iespējas drīzā nākotnē var kļūt problemātiskas. Tāpēc ir aktuāli strādāt arī pie jaunu paņēmienu attīstības elektronisko sistēmu izveidē, kuru pamatā būtu citi sistēmu uzbūves principi. Nospiedoši lielākā daļa no mūsdienu risinājumiem ir balstīti uz taktimpulsu vadības jeb sinhronisma pieejas. Sistēmām kļūstot arvien sarežģītākām un ietilpīgākām, sinhronisma nodrošināšanai tiek veltīti procentuāli arvien lielāki resursi (līdz pat 30%), kas pēc savas būtības tiek tērēti tieši neattiecoties uz sistēmas konkrētiem veicamiem uzdevumiem. Tā rezultāta palielinās gan enerģijas patēriņš, gan izdalītā siltuma daudzums. Šādi trūkumi nepiemīt asinhroni veidotām jeb beztaktētāja sistēmām. Tur darbojas tikai tās daļas un tikai tajos brīžos, kad tiek veikts konkrēts uzdevums. Kā papildus pozitīvs moments ir jāatzīmē fakts, ka, iztrūkstot taktētāja frekvencei, samazinās arī iekārtu izstarotais elektromagnētiskais starojums, kas var radīt traucējumus citu iekārtu pareizā darbībā. Labi zināms piemērs ir lidmašīnu navigācija pacelšanās un nolaišanās laikā.

Kāpēc līdz šim asinhroni veidotu sistēmu ir maz? Viens no būtiskiem iemesliem tam ir fakts, ka tās ir grūti salāgojamas ar esošiem populārajiem signālapstrādes algoritmiem, kas balstīti uz principu, ka dati ir zināmi un tiek apstrādāti noteiktos, periodiskos laika brīžos, piemēram, klasiskā ciparu filtrēšana, diskretā Furjē transformācija utt. To vietā ir nepieciešams: 1) pielietot signālatkarīgus analogs-ciparu pārveidojumus, 2) izmantot neregulāros laika momentos zināmu signālu apstrādes paņēmienu, 3) izmantot beztaktēšanas paņēmienu datu matemātiskām operācijām.

Līdz šim attīstītās DASP teorijas ideoloģija ir lielā mērā piemērojama jaunajiem pētāmiem nosacījumiem, jo tā darbojas arī ar neregulāros laika momentos iegūtām signāla nolasēm. Tomēr ir divas būtiskas atšķirības: 1) signālatkarīgu ACP gadījumā signāls netiek diskretizēts iepriekš zināmos determinētos brīžos, bet gan tie ir atkarīgi no ieejas signāla formas; 2) līdz šim attīstītā DASP teorija galvenokārt veidota balstoties uz signāla stacionaritātes konceptiem, bet notikumu vadītu sistēmu būtība lielā mērā ir orientēta uz nestacionāru signālu apstrādi.

Projekta etapam izvirzītos uzdevumus nosacīti var iedalīt četros novirzienos:

1. Veikt DASP signālu apstrādes paņēmienu piemērojamības analīzi tehniskās diagnostikas, biomedicīnas, astronomijas, radiolokācijas, fizikālās ķīmijas u.c. nozarēs, apkopot potenciālos ieguvumus, īpašu uzmanību pievēršot attīstāmām asinhronām DASP sistēmām.

2. Izstrādāt un publicēt oriģinālu algoritmu nestacionāru signālu laika frekvenču raksturojumu iegūšanai, kas būtu sekmīgi pielietojams arī gadījumos, kad signāla nolases ir iegūtas nevienmērīgi izvietotos laika momentos.
3. Izveidot nepieciešamo datorprogrammu signālatkarīgu analogs-ciparu pārveidojumu modelēšanai, apzināt to priekšrocības un trūkumus salīdzinājumā ar tradicionālo ACP, izpētīt signālu apstrādes iespējas, iegūtos rezultātus sagatavot publicēšanai.
4. Veikt iestrādes veidojamo asinhrono DASP sistēmu praktiskā realizācijā, apskatīt algoritmu implementācijas paņēmienu specializētajās mikroshēmas.

Atbilstoši darba uzdevumiem, projekta etapa izpildes laikā ir:

1. Veikta analīze potenciālajiem ieguvumiem un elektronisko izstrādājumu konkurētspējas paaugstināšanai, ko varētu dot signālu apstrādes sistēmu veidošana uz asinhronās jeb notikumu vadītas elektronikas un/vai beztaktētāja shēmu veidošanas principiem. Īpaša uzmanība pievērsta DASP signālapstrādes paņēmienu piemērotībai un potenciālajam ieguldījumam jaunu paņēmienu izveidē. Analīzes galvenie rezultāti ir apkopoti projekta etapa atskaites pirmajā nodaļā.
2. Izpētīts iespējamo jaunveidojamo asinhrono DASP sistēmu potenciālais pielietojums vairākās mūsdienās aktuālās jomās, tādās kā: tehniskā diagnostika, biomedicīna, bezvadu sensoru tīkli, lokācijā, radioastronomija un fizikālā ķīmija. Apskatot šobrīd pielietojamos signālu analīzes paņēmienu ir meklēti to ierobežojošie faktori un analizēti iespējamie ieguvumi, ko varētu sniegt alternatīvi risinājumi, kas balstās uz notikumu vadītu analogs-ciparu pārveidošanu, asinhroni veidotu datu apstrādes un pārraides elektroniku, ka arī uz piemērotām ciparu signālu apstrādes metodēm. Pētījumu apskats ir apkopots projekta pirmā etapa atskaites otrajā nodaļā.
3. Izveidota jauna pieeja nestacionāru signālu laika-frekvenču raksturojuma iegūšanai, kas balstās uz signālatkarīgas transformācijas izmantošanu. Izstrādātai metodei piemīt augstāka temporālā un spektrālā izšķiršanas spēja nekā īssintervāla Furjē transformācijai (*Short-time Fourier transform*). Atšķirībā no “vilnīšanasanalīzes (*Wavelet analysis*)” augsta izšķiršanas spēja tiek saglabāta konstanta neatkarīgi no analīzes frekvences, bet atšķirībā no kvadrātiskiem laika-frekvenču sadalījumiem, piemēram, Vignera-Villa sadalījuma (*Wigner-Ville distribution*), apstrādes algoritmi neveido fiktīvās šķērskomponentes (*cross-terms*). Piedāvātā pieeja ir veiksmīgi pielietojama gan laikā vienmērīgi, gan nevienmērīgi diskretizētiem signāliem. Tas nozīmē, ka radītā metode ir svarīgs ieguldījums arī uz asinhroniem principiem organizētu signālu apstrādes sistēmu veidošanā. Jaunizveidotā pieeja ir apkopota rakstā (18 lpp. 9 zīmējumi), kurš ir iesniegts publicēšanai “Sampling Theory in Signal and Image Processing” žurnālā (www.stip.org). Īss kopsavilkums par publikāciju dots atskaites trešajā nodaļā, bet pilns publikācijas teksts pievienots projekta etapa atskaites pielikumā.
4. Izstrādāts programmnodrošinājums dažādu analogs-ciparu pārveidojumu modelēšanai MATLAB vidē. Programmas nodrošina iespēju modelēt gan tradicionālo taktsimpulsu vadītu diskretizāciju, gan vairākus signālatkarīgu pārveidojumu veidus, kuros diskretizācijas laika momentus nosaka: 1) nulles-līmeņa šķērsojums, 2) ACP līmeņu šķērsojums un 3) krustošanās ar atbalsta sinusoidālo signālu. Programmatūras algoritmi aprakstīti atskaites 4.1 nodaļā, pilnie programmu teksti pievienoti atskaites pielikumā. Pētījuma rezultātus paredzēts apkopot publikācijā un prezentēt starptautiskā konferencē “The 10th International Conference ELECTRONICS'2006, Kaunas University of Technology, May 23-25, 2006”. Uzstāšanai iesniegtās tēzes pievienotas atskaites pielikumā.

5. Modelēts ciparu signālu apstrādes paņēmienu pielietojums signālatkarīgas diskretizācijas gadījumiem. Izmantojot gan diskrētās Furjē transformācijas, gan neortogonālas transformācijas pieejas, ir iegūti testa signālu spektrālie novērtējumi. Veikts to salīdzinājums ar rezultātiem, kas sasniedzami “tradicionālā” ACP gadījumos. Modelēšanas rezultāti apkopoti atskaites 4.2 nodaļā. Iesniegtas tēzes starptautiskai konferencē “ELECTRONICS'2006” (Kauņa, Lietuva), kurā plānots uzstāties par signālu apstrādes metožu uzlabošanas iespējām, lai tās pielāgotu ar līmeņu šķērsojuma diskretizāciju iegūtu signāla nolašu apstrādei. Konferencē tēzes pievienotas atskaites pielikumā.
6. Veikti pētījumi un radītas iestrādes notikumu vadītu ACP signālu apstrādes algoritmu implementācijai mikroelektronikas iekārtās. Tā ir būtiska projekta sekmīgas izpildes sastāvdaļa, un tāpēc pie tās tiek strādāts jau sākot ar pirmo etapu. Ir izveidots specializētas mikroskāmas projekta variants, kas signālu spektrālai analīzei izmanto pārveidojuma taisnstūra funkciju bāzē pieeju. Šādā veidā sasniedzamo parametru novērtēšanai ir veikta apstrādes modelēšana MATLAB vidē. Galvenā algoritmu implementācijas doma ir radīt pamatus īpaši maz elektroenerģijas tērējošu sistēmu izveidei, uz kuru bāzes ir iespējams veidot efektīvas un no baterijām ilgstoši darbināmas iekārtas. Pētījumu un izstrāžu gaitā paveiktais ir aprakstīts atskaites piektajā nodaļā, datorprogrammu un specializētās mikroskāmas projekta materiāli ir pievienoti pielikumā.

Projekta pirmajam etapam nospraustie uzdevumi ir pilnībā izpildīti. Paveiktais darbs ir jāuzskata kā laba iestrāde projekta turpmāko etapu sekmīgai norisei, kuros, turpinot teorētiski attīstīt jaunas signālapstrādes pieejas, vairāk uzmanības tiks veltīts arī konkrētu praktiski pielietojamo risinājumu izveidei.

Papildus atskaitē minētajam ir jāatzīmē arī fakts, ka projekta izpildē ir iesaistījušies četri jaunie speciālisti. Trīs no tiem ir jauni diplomēti inženieri, kas tagad ir iestājušies mācīties RTU elektronikas specialitātes maģistratūrā, tādējādi savas apgūtās profesionālās tehniskās zināšanas papildinot ar akadēmisko izglītību. Tas atbilst Valsts pētījumu programmas mērķim par jaunu augstas kvalifikācijas speciālistu sagatavošanu. Pozitīvi vērtējams arī fakts, ka maģistru darba tēmas tiks saistītas ar aktuālu, mūsdienīgu problēmu izpēti.

Ievads.

Valsts pētījumu programma informācijas tehnoloģijās ir vērsta uz IT zinātniskās bāzes radīšanu un turpmāku attīstību, uz kuras pamata būtu iespējams kāpināt Latvijas industrijas konkurētspēju pasaules tirgū. Šī konkrētā programmas projekta vispārīgais mērķis ir oriģinālu signālu apstrādes paņēmienu izstrāde un izpēte, kurus būtu iespējams ieviest modernu elektronisko iekārtu projektēšanā un izveidē, tādejādi radot uz zinātnietilpības rēķina konkurētspējīgus produktus. Projekta pirmā etapa darbi galvenokārt ir vērsti uz jaunu pieeju izpēti elektronisko iekārtu izveidē, no kurām īpašs akcents veltīts uz asinhronas ideoloģijas veidojamām elektroniskām sistēmām un netradicionāliem analogs-ciparu pārveidojumiem ar sekojošu atbilstošu datu apstrādi, tajā skaitā ietverot DASP signālapstrādes pieeju. Pirmā etapā sasniegtie rezultāti ir svarīgas iestrādes, lai turpmākā darbā apvienojot DASP un asinhrono paņēmienu priekšrocības varētu izstrādāt konkrētu konkurētspējīgu elektronisku ciparu signālu apstrādes sistēmu risinājumus. Šajā sakarā ir izveidoti jauni oriģināli ciparapstrādes paņēmieni, kas attīsta līdzšinējo DASP signālapstrādes pieeju, un kuri ir piemēroti implementācijai sistēmās, kas darbojas bez taktimpulsu ģeneratora.

Salīdzinājumā ar taktimpulsu vadāmām sistēmām asinhronās ideoloģijas elektronikai piemīt vairākas būtiskas potenciālas priekšrocības. Šādā veidā var tik veidotas iekārtas ar mazu jaudas patēriņu, kas darbojas pie zemiem barošanas spriegumiem, ir maz trokšņojošas un ar nelielu elektromagnētisko starojumu. Piedevām tās var tik konstruētas tādā veidā, ka tiek pazemināta iekārtu sarežģītība un ražošanas izmaksas. Loģisks ir jautājums: kāpēc līdz šim šādas sistēmas praksē tiek pielietotas reti. Kā vienu no galvenajiem iemesliem var minēt to nesavietojamību ar klasiskiem signālapstrādes algoritmiem, kas balstīti uz principu, ka dati tiek iegūti un apstrādāti zināmos periodiskos laika brīžos. To vietā ir nepieciešams:

1. pielietot notikumu vadītus un/vai signālatkarīgus analogs-ciparu pārveidojumus,
2. veikt signālatkarīgu un/vai neregulāros laika momentos diskretizētu signālu apstrādi,
3. izmantot beztaktēšanas paņēmienus datu matemātiskām operācijām.

Šī projekta ietvaros tiek veikti darbi, lai veidotu oriģinālus paņēmienus un metodes pirmajā un otrajā jomā, izmantotas esošās DASP zināšanas, lai tās pielietotu otrajā jomā, kā arī pētīts citu institūciju veikums un iestrādes trešajā jomā.

Projekta darbības pamatideja ir LU EDI esošās zināšanas un pieredzi, par DASP priekšrocībām salīdzinājumā ar klasisko signālu ciparapstrādi, savienot ar priekšrocībām, ko dod asinhronās elektronikas pielietojums salīdzinājumā ar sinhronām sistēmām, un tādejādi radīt kvalitatīvi jaunus ieguvumus, kas būtu izmantojami uz zinātņu ietilpības rēķina konkurētspējīgu produktu izveidē.

1. DASP signālapstrādes paņēmienu pielietojums beztaktētāja vai asinhrono elektronisko iekārtu izveidē

DASP (*Digital Alias-free Signal Processing*), kuru latviskā tulkojumā varētu saukt par diskrēto signālu apstrādi bez frekvenču uzklāšanās kropļojumiem, ir moderna signālu ciparapstrādes tehnika, kuras priekšrocības lielā mērā nosaka īpašā un elastīgā pieeja laikā nepārtrauktu signālu prezentācijai ciparu formā [1]. Analogs-ciparu signāla pārveidojuma galvenās operācijas ir diskretizācija (signāla vērtību fiksēšana noteiktos laika momentos) un kvantēšana (signāla vērtības noapaļošana tuvākajam ar noteiktu precizitāti definētajam līmenim). Tradicionālā signālu ciparapstrāde operē ar signāla nolasēm vienmērīgi izvietotos laika momentos, kas pielīdzinātas vienmērīgi izvietotiem kvantēšanas līmeņiem. Šāds ciparu signāls ir ērti pierakstāms skaitļu veidā un apstrādājams matemātiskiem algoritmiem, tomēr tam piemīt principiāls ierobežojums, ko nosaka ciparu signāla radītais spektra periodiskums. Lai apstrādātu signālu bez frekvenču pārklāšanās radītajām kļūdām ir nepieciešams, lai oriģinālā signāla maksimālā spektrālā frekvence nepārsniegtu pusi no diskretizācijas frekvences. DASP pieeja paredz signāla vērtību fiksāciju nevienmērīgi izvietotos laika momentos, kā arī to pielīdzināšanu nevienmērīgi izvietotiem kvantēšanas līmeņiem. Šādā veidā ir iespējams izvairīties no ciparu formā pierakstītā signāla spektra periodiskuma un gūt iespēju apstrādāt signālus diskrētā formā daudz plašākā frekvenču diapazonā nekā to pieļauj tradicionālā signālu ciparapstrāde. Nevienmērīgi izvietotu kvantēšanas līmeņu izmantošana ļauj samazināt kvantēšanas troksni un fiktīvu frekvenču pīķu parādīšanos signāla spektrālajā novērtējumā. Tas savukārt dod iespēju sekmīgi apstrādāt signālus plašā dinamiskā diapazonā, izmantojot mazāku kvantēšanas līmeņu (bitu) skaitu.

Līdzšinējā DASP teorijas un pielietojumu attīstība ir balstījusies uz pieeju, ka signāls tiek diskretizēts neregulāros, bet iepriekš zināmos, pēc noteikta algoritma uzdotos laika momentos. Lai panāktu augstu apstrādes rezultātu precizitāti, šiem laika momentiem jātiek ģenerētiem ar lielu precizitāti, stabilitāti un atkarījamību. Tas saistās ar nopietnas uzmanības un resursu pievēršanu elektroniskās iekārtas taktētāja izveidei. Otrkārt jāatzīmē, ka diskretizācijas laika momentu plūsma tiek realizēta neatkarīgi no apstrādājamā signāla laikformas (*waveform*).

Šī Valsts pētījumu programmas projekta mērķis ir izveidot un izpētīt oriģinālus signālu diskrētās apstrādes paņēmienu, kas dotu iespēju radīt uz zinātņu ietilpības rēķina konkurētspējīgas elektroniskās iekārtas un sistēmas. Par perspektīvu diskrēto elektronisko iekārtu izveides paņēmienu var uzskatīt beztaktēšanas (*clock-less*) jeb asinhrono sistēmu pieeju. Potenciāli tai piemīt vairākas priekšrocības salīdzinājumā ar plaši izplatīto ar taktimpulsiem vadīto sistēmu pieeju. Viens no asinhrono sistēmu pielietošanas kavējošiem faktoriem ir to praktiski neiespējamā savietojamība ar tradicionālajiem ciparu signālapstrādes algoritmiem, kas balstīti uz principu, ka dati ir zināmi un tiek apstrādāti (diskretizēti, summēti, reizināti un tml.) ar taktētāja frekvenci noteiktos laika momentos. Tā tas notiek populārākajos ciparu signālu apstrādes algoritmos - gan klasiskajā ciparu filtrēšanā, gan diskrētajā Furjē transformācijā, tajā skaitā atrās Furjē transformācijas (FFT) gadījumā.

Nākamajās atskaites apakšnodaļās tiks apskatītas asinhrono elektronisko sistēmu īpašības, tajās pielietojamo diskrēto signālu apstrādes metožu specifika un DASP teorijas principu piemērotība beztaktētāja iekārtu praktiskā realizācijā.

1.1. Asinhrono (beztaktētāja) sistēmu apskats

Pēc vairākām desmitgadēm, kad taktsimpulsu vadāmas elektroniskās sistēmas ir plaši iekarojušas digitālās elektronikas jomu, šobrīd pasaulē arvien vairāk atjaunojas interese par asinhronās, beztaktētāja, notikumu vadītas uzbūves sistēmām. Šāda veida koncepti pēc savas būtības ir vecāka un anarhiskāka pieeja, un šobrīd ir saskatāmi vairāki nosacījumi kāpēc šī atgriešanās ir pamatota [2].

1.1.1. Uz sinhronizācijas principa veidoto sistēmu attīstības ierobežojumi.

Raksturosim stāvokli ciparu elektronisko sistēmu izstrādē, kur šobrīd dominējošo lomu ieņem taktsimpulsu vadāmas sistēmas. Pēdējo divdesmit gadu laikā praktiski visas veidotas ciparu shēmas ir balstījušās uz sinhrono jeb taktsimpulsu tehnoloģiju. Izveidotās iekārtas tipiski sastāv no vairākiem apakšmezgliem, kuru darbība tiek sinhronizēta ar taktsimpulsu ģenerators palīdzību. Tas nozīmē, ka visi iekārtas mezgli var mainīt savu stāvokli tikai noteiktajos laika brīžos, pēc taktsimpulsa augošām vai krītošām frontēm, kas seko ar vienādu atkārtotā periodu. Vienkāršas operācijas var izpildīties vienā tādā ciklā, sarežģītākās vairākos.

Nenoliedzami, ka sinhronām sistēmām ir piemētas zināmas svarīgas priekšrocības, kuras ilgu gadu garumā ir noteikušas praktiski tikai vienu ceļu pusvadītāju shēmu attīstībai. Tas ir lētums, ātrdarbība un realizācijas vienkāršība atbilstoši konkrētām tehnoloģiju attīstības stadijām. Piedevām sinhronisma ideoloģija ļāva inženieriem viegli kontrolēt un projektēt operāciju izpildes kartību. Taču radot milzīgu ieguldījumu ciparu tehnikas attīstībā sinhronas iekārtas acīm redzami ir sasniegušas zināmas savu iespēju robežas. Mikroelektronikas tehnoloģijās šobrīd tranzistori var apstrādāt datus tik ātri, ka tie var paveikt vairākas operācijas tajā laikā, kas ir nepieciešams signālam, lai tas izplatītos no vienas shēmas daļas uz otru. Sinhronisma princips shēmā var saglabāties tikai tad, ja takts signāls atnāk pie visiem sistēmas elementiem vienlaikus. Tomēr praksē datu pārvietošanās gaitā shēmā rodas dažādas aizkaves, jo taktsimpulsi ir elektriski signāli, kuri pārvietojas pa vadītājiem ar galīgiem ātrumiem. Piemēram, pie dažu megahercu frekvences un dažu milimetru kristāla izmēriem parazītiskās aizkaves var sastādīt vairākas nanosekundes – t.i. takts signāls vienā mikroskāmas daļā var kavēties par 1-3ns salīdzinājumā ar citu mikroskāmas daļu. Līdz ar to pie augstām frekvencēm šādas aizkaves kļūst samērojamas ar takts signāla periodu.

Jāatzīmē, ka aizkavju lielums var mainīties laikā temperatūras un citu ārējo faktoru dēļ. Lai cīnītos ar šīm problēmām tiek ieviesti samērā sarežģīti risinājumi, kas palielina mikroskāmu kristāla gabarītus un patērētas enerģijas daudzumu. Līdz ar to specializēto mikroskāmu risinājumos sinhronitātes nodrošināšanai veltītie resursi sastāda pat līdz 30% no visiem kopējiem resursiem.

Par pat vēl būtiskāku trūkumu nekā fizikālie ierobežojumi, kas attiecas uz taktimpulsu izplatīšanos, ir jāuzskata siltuma izdalīšanās problēma. Svarīgi ir saprast, ka sinhronajās shēmās, kas tiek vadītas ar taktimpulsu ģenerators, visi funkcionālie mezgli enerģiju patērē pastāvīgi, neatkarīgi no tā vai tie konkrētā brīdī pilda vai nepilda noteikto darbību. CMOS tehnoloģija ir ļoti izdevīgs risinājums maza patēriņa iekārtu radīšanā, kuras patērē enerģiju tikai tajā brīdī, kad notiek pārslēģšana no viena stāvokļa uz otru [3]. Strādājot sinhronā režīmā, pārslēģšanos nosaka nevis shēmas izpildāmie uzdevumi vai apstrādājāmie signāli, bet gan sistēmas taktimpulsu ģenerators. Cenšoties radīt ātrdarbīgākas un ražīgākas iekārtas taktimpulsu frekvence tiek paaugstināta, kas noved pie arvien palielināta nelietderīguma enerģijas patēriņā, jo tas tiek tērēts arī tajās vietās un tādos laika brīžos, kad shēmas daļas nepilda nekādas operācijas. Tas nozīmē, ka ir ierobežotas iespējas izmantot jaudīgas ātrdarbīgas mikroskāmas pārnēsājamās iekārtās, kuras barojas no ierobežotu resursu baterijas.

Papildus tam jaudīgām taktimpulsu vadītām shēmām bieži vien ir nepieciešams lietot samērā lielizmēra siltuma aizvadīšanas iekārtas, tādejādi ierobežojot miniaturizētu sistēmu veidošanas iespējas.

Mūsdienu situāciju raksturo fakts, ka līdzšinējā elektronisko sistēmu iespēju un resursu attīstība ir pieradinājusi patērētājus pie arvien un arvien pieaugošiem radītājiem, bet šodienas uz sinhrono ideoloģiju balstītās tehnoloģijas tos spēj realizēt ar arvien lielākām un lielākām grūtībām. Tam par iemeslu ir tas, ka procentuāli arvien mazāka paliek tā sistēmas daļa, kas tieši nodarbojas ar veicamajiem uzdevumiem, bet arvien lielāka paliek tā daļa, kas “apkalpo” to un rūpējas par tās pareizas funkcionēšanas nodrošināšanu. Tas rada jautājumu – vai sinhrono shēmu ekstensīvā attīstība ir vēl aizvien perspektīvākais elektronisko sistēmu attīstības virziens, jeb pienācis laiks lūkoties pēc kvalitatīvi citas paradigmas.

1.1.2. Asinhronās pieejas atgriešanās

Tehnoloģiju attīstība pieprasa arvien funkcionālākas iekārtas, arvien miniaturizētos izmēros (piemēram, mobilas vai cilvēkā implantējamas iekārtas) ar niecīgam prasībām pret enerģijas avota jaudu. Skatoties uz esošiem ciparu shēmu risinājumiem, kā viens no loģiskiem risinājuma variantiem šķiet iespēja izvairīties no shēmu daļām, kas nenodarbojas tieši ar veicamo uzdevumu darbībām. No šī viedokļa taktimpulsu ģenerators izmantošana šķiet neefektīva. Ja jau globālas sinhronizācijas nodrošināšana rada pieaugošas problēmas un piedevām noved pie būtiska enerģijas lieka patēriņa, tad ir lietderīgi apskatīt iespējas atteikties no sinhronitātes koncepcijas un tās vietā censties izmantot asinhrono pieeju. Akadēmiskās aprindās asinhronā ideoloģija ir vienmēr saglabājusi savu nišu kopš 50-tiem gadiem, kad tā radās līdz ar elektronisko iekārtu izveidi. Ir nepareizi asinhrono loģiku uzskatīt kā pretstatu sinhronai loģikai. Precīzāk ir apskatīt sinhrono konstrukciju kā vienu speciālu gadījumu iekārtu izveidē no elektronisko sistēmu dažādiem projektēšanas veidiem. Līdz ar to starp ne-sinhronajiem ciparu elektronikas dizainiem ir iespējami vairāki dažādi paņēmieni, kas viens no otra atšķiras tāpat kā tie savukārt atšķiras no sinhronitātes pieejas [4]. Norādīsim dažus galvenos aspektus kā vairākas bināra veida izvēles:

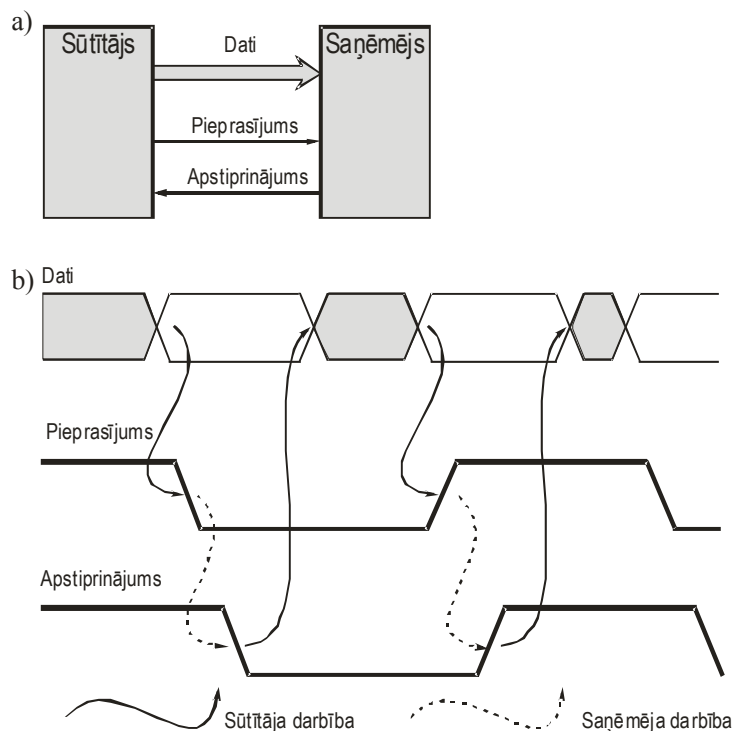
- Divvadu (“divsliežu”) kodēšana vai kopotu datvadu izmantošana:
divvadu gadījumā katrs bits ir saistīts ar diviem vadiem, kuri nodrošina gan datu vērtību, gan sinhronizāciju. Kopotu datvadu gadījumā katram datu bitam ir atsevišķs vads un papildus tiem ir atsevišķi nodalīti vadi sinhronizācijai.
- Līmeņa- vai izmaiņu-jūtīga kodēšana:
līmeņa-jūtīgi mezgli loģisko bitu tipiski reprezentē ar augstu vai zemu sprieguma vērtību. Izmaiņu-jūtīgie mezgli kā informācijas nesēju izmanto signāla izmaiņas no zemā uz augsto līmeni.
- Ātruma-neatkarība vai aizkavju-nejūtīgums:
ātruma-neatkarīgas konstrukcijas ir vienaldzīgas pret shēmas elementu ātrdarbības izmaiņām, bet ir jūtīgas pret informācijas izplatīšana aizkavēm vados. Aizkavju-nejūtīgas iekārtas savukārt ir nejūtīgas pret informācijas plūsmā radušajām aizkavēm.

Par nevainojamāko ciparu shēmu risinājuma izvēli teorētiski var uzskatīt elektroniskās konstrukcijas mezglus, kas veidoti pēc aizkavju-nejūtīguma, divvadu kodējuma un izmaiņu-jūtīguma principiem. Šādam mezglam signāla līmeņa izmaiņas vienā no vadiem liecina par loģiskās “nulles” parādīšanos, bet izmaiņas otrajā vadā signalizē par loģiskā “vieninieka” parādīšanos. Šāda pieeja var nodrošināt pilnīgu aizkavju nejūtīgumu un ir ideāli piemērota realizācijai kristālos tāpēc, ka patvaļīgu neprognozējamu aizkavju rašanās, kas tipiski notiek

mikroshēmu projektu kompilācijas gaitā, nevar ietekmēt shēmas kopējo funkcionalitāti, bet gan var tikai mazināt tās veiktspēju.

Pēdējos gados populārākais starp asinhronu sistēmu veidotajiem ir bijis līmeņu-jūtīgas divvadu kodēšanas pielietojums. Lai aizkavju-nejūtīgumu realizētu arī šādā variantā, ir nepieciešams katrā datu transakcijā veidot “atgriešanās uz nulli” fāzi. Tas pieprasa lielāku enerģijas patēriņu nekā iepriekš aprakstītajā gadījumā. Šīs pieejas priekšrocība savukārt ir loģisko elementu realizācijas vienkāršums salīdzinājumā ar pāreju-jūtīgu transakciju izveidi.

Nozīmīgu vietu asinhronās loģikas projektēšanā ieņem mikrokonveijera pieeja, kas ilustrēta 1.1. zīmējumā. Tā pielieto kopotu datvadu principu kombinācijā ar pāreju-jūtīgu sinhronizācijas protokolu, kurš tiek veikts pēc tā saucamā rokasspiediena principa datu pārraides kontrolēšanai.



1.1. zīm. Asinhrona datu apmaiņa mikrokonveijera gadījumā a) struktūra, b) interfeisa protokols.

Interfeiss starp datu sūtītāju un saņēmēju ir parādīts 1.1.a zīmējumā. Tas sastāv no datu pārnesei paredzētas vadu kopas, kur katram datu bitam ir izdalīts savs vads, un no diviem kontroles vadiem: “Pieprasījums” ar kura pārejas izmaiņām sūtītājs signalizē saņēmējam, ka dati ir derīgi, un “Apstiprinājums” ar kura pārejas izmaiņām saņēmējs signalizē sūtītājam, ka dati ir tikuši izmantoti.

Apmaiņas protokola diagramma ir attēlota 1.1.b zīmējumā. Tā vienkārši definē secību kādā notikumiem ir jāparādās datu pārraides procesā. Būtiski ir atzīmēt, ka šajā secībā nav nekādu robežas nosacījumu attiecībā uz aizkavju ilgumiem starp viens otram sekojošiem notikumiem. Mikrokonveijera notikumu secība ir definēta kā:

1. Sūtītājs sagatavo datus.

2. Sūtītājs izdod “Pieprasījumu”.
3. Saņēmējs nolasa datus.
4. Saņēmējs izdod “Apstiprinājumu”.
5. Sūtītājs var atbrīvot datu vadus.

Ja notikumi tiek izpildīti atbilstoši aprakstītajai secībai, tad mikrokonveijers ir aizkavju nejutīgs. Notikumu kontroles mezgli var tikt relatīvi vienkārši izveidoti ar asinhronās loģikas projektēšanas paņēmienu. Piedevām pēc šāda principa veidoti atsevišķie bloki ir elementāri savienojami sava starpā veidojot arvien kompleksākas elektroniskās sistēmas.

1.1.3. Iespējamās ciparu elektronisko sistēmu attīstības tendences tuvākajā nākotnē.

Asinhrono sistēmu nākotnes prognozēšana ir sarežģīts process, kurā nav iespējams iegūt pilnīgi skaidras vīzijas par ciparu sistēmu attīstību. Tomēr šajā apakšnodaļā centīsimies izteikt vairākus pieņēmumus, kuru realizācija ir iespējama ar lielāku vai mazāku varbūtību. Ir maz ticams, ka šobrīd atjaunojusies interese par asinhrono ideoloģiju izveidi novedīs ne pie kādām izmaiņām elektronikā iekārtu izveides paņēmienu. Tāpat maz ticama ir arī tāda iespēja, ka elektronikā industrija pēkšņi sāks atteikties no sinhrono principu izmantošanas savu ražojumu izveidē un pilnībā pārorientēsies uz asinhronās elektronikā pielietošanu. Vislielākā varbūtība piemīt spriedumiem, kas prognozē, ka jau tuvākajos gados tiks identificētas noteiktas jomas, kurās beztaktētāja risinājumi dos reālas un būtiskas priekšrocības salīdzinājumā ar taktimpulsu vadāmām shēmām. Šīs nišas arvien noteiktāk nonāks asinhronās ideoloģijas izmantotāju ziņā. Tajā pašā laikā paliks ievērojams pielietojumu skaits, kuros sinhronā loģika saglabās savas stabilās pozīcijas. No iepriekš minētajiem faktiem ir acīmredzami, ka asinhrono sistēmu izveidei ir jāorientējas uz pielietojumiem, kas saistīti ar ultra-zemu enerģijas patēriņu, uz uzdevumiem ar ļoti mainīgu resursu noslodzi vai sistēmām, kuru ģeometrisko izmēru un lietoto taktimpulsu frekvenču savstarpējā sakarība ir tāda, ka sinhronizācijas nodrošināšana visos sistēmas punktos ir praktiski neiespējama. Detalizētāks pētījums par asinhronas ideoloģijas pielietošanu elektroniskā iekārtu konkurētspējas palielināšanai ir dots nākamajā apakšnodaļā.

Domājams, ka asinhronā loģika savas nišas sāks iekarot tuvāko dažu gadu laikā. Tas varētu sākties veidojoties arī iekārtām, kurās abas pieejas ir veiksmīgi sakombinētas, tajā skaitā par perspektīvam var uzskatīt tā saucamās GALS (Globāli Asinhronas - Lokāli Sinhronas) sistēmas, kas netiek vadītas ar globāliem taktimpulsiem, bet gan lokāli taktimpulsu ģeneratori darbojas tikai tur un tajos brīžos, kad tas tiešām ir nepieciešams.

1.2. Elektroniskā iekārtu konkurētspējas palielinājums pielietojot beztaktēšanas pieeju.

Globālās sinhronizācijas stratēģija shēmu risinājumos ieviesās 1970-to gadu sākumā, jo tajā laikā tā veiksmīgi atbilda galvenajām projektēšanas prasībām un tehnoloģiskajam potenciālam. Var teikt, ka tajā laikā sinhronizācijas pieeja nodemonstrēja savu konkurētspējīgumu, kas noveda pie asinhrono pieeju, kuras eksistēja elektronikā nozarē kopš 1950-tiem gadiem, samēra straujo izspiešanu no tirgus produktu risinājumiem. Asinhronitātes koncepcija pārsvarā saglabājās un attīstījās akadēmiskās aprindās. Tagad, kad interese par asinhrono ideoloģiju atkal pieaug arī industrijā, ir jāsaprot, ka tās pielietojums konkrētu iekārtu projektos ir atkarīgs nevis no fakta, kā šī tehnoloģija vienkārši ir citādāka un/vai

labāka, bet gan galvenokārt no tās konkurētspējīguma. Tāpēc ir svarīgi skaidri norādīt pamatfaktus uz kuru rēķina asinhrono paņēmienu izmantošana var sekmīgi konkurēt ar esošiem risinājumiem [5].

Sinhronās shēmas darbojas pēc principa, ka dati ir bināri un laiks ir diskrēts ar noteiktu periodisku soli. Asinhronas shēmas saglabā pieņēmumu, ka signāli ir bināri, bet likvidē pieņēmumu, ka laiks ir diskrēts. Tas dod vairākas noteiktas priekšrocības

- 1) Veidojot asinhronās sistēmas **nav vajadzības pēc “sliktākā” gadījuma laika diagrammu analīzes**, kas sinhrono sistēmu pielietojumos nosaka taktsimpulsu ģenerators frekvenci. Būtībā sanāk, ka visai sistēmai ir jāpielāgojas pie tās lēnākā elementa darbības. Asinhrona risinājuma gadījumā katra sistēmas daļa var darboties tik ātri cik tā to spēj izdarīt. Asinhronās sistēmas veikspēja tiek noteikta pēc mezglu vidējās ātrdarbības nevis orientējoties uz sistēmas lēnāko mezglu. Asinhronā loģika ļauj veidot sistēmas, kas nav atkarīgas no dažādu signālu aizkavēm laikā un līdz ar to neprasa resursu ietilpīgus elementus, lai cīnītos ar tām. Papildus tam jāatzīmē fakts, ka atsakoties no taktētāja izmantošanas tiek paaugstināta sistēmas drošība, jo nav jāuztraucas par dažādu traucējumu ietekmi uz taktimpulsiem.
- 2) **Nav jāuztraucas par taktimpulsu nobīdēm**, kas rodas dēļ atšķirībām laika momentos, kuros taktimpulsu frontes parādās dažādās shēmas izvietojuma vietās. Tas kļūst īpaši būtisks pieaugot shēmas elementu kapacitātei un taktsimpulsu frekvencēm. Asinhronās sistēmās nākamais darbības solis var tikt uzsākts momentāni pēc iepriekšējā pabeigšanas bez vajadzības gaidīt uz sekojošo taktsimpulsu. Tas nozīmē, ka iekārtu potenciālā veikspēja var tik paaugstināta.
- 3) **Jaudas patēriņš tiek samazināts**. Šobrīdējās paaudzes lielas kapacitātes un ātrdarbīgās mikroshēmās būtisku lomu aizņem sinhronizācijas nodrošināšanai nepieciešamie elementi. Taktimpulsu ģenerēšanai un to izplatīšanai patērētā jauda var sastādīt ap 30% no visas mikroshēmas tēriņiem. Papildus tam, ka taktimpulsiem ir jādarbojas nepārtraukti, tas pieprasa nepārtrauktu elektrisko jaudas izmantošanu un izdalīšanu siltumā, neatkarīgi no tā, vai konkrētajā laika posmā mikroshēma veic uzdevumus vai ne. Asinhronos risinājumos tukšgaitas brīžos elektroenerģija praktiski netiek tērēta. Šī priekšrocība ir īpaši svarīga no baterijām darbināmām iekārtām, bet var būt nozīmīga arī lielām iekārtām lai samazinātu dzesēšanai lietoto aprīkojumu.
- 4) Asinhronie **shēmu risinājumi ir elastīgāki**, no projektēšanas viedokļa, jo to atsevišķiem mezgliem nav nepieciešams darboties vienā ritmā. Inženieriem ir lielāka brīvība dažādu elementu izvēlē un nomaiņā. Jāatzīmē fakts, ka nomainot kādu vienu sistēmas mezglu ar ātrāku, sinhronas shēmas gadījumā nekāda uzlabojuma nebūs, bet asinhronas shēmas gadījumā vidējā ātrdarbība uzlabosies. Lai uzlabotu sinhrono sistēmu ātrdarbību ir jāpaaugstina taktimpulsu frekvence un visi sistēmas mezgli ir jāsaskaņo ar to.
- 5) Asinhronā ideoloģijā veidotiem risinājumiem piemīt **labāka migrējamība no vienas realizācijas tehnoloģijas uz citu**. Bieži vien produktu prototipi tiek sākti izstrādāt no projektēšanas viedokļa ātrākā, bet no ražošanas viedokļa dārgākā tehnoloģijā. Kad ir gūta pārliecība par produkta veiksmīgumu, ir mērķtiecīgi to pārveidot uz lētāku ražošanas tehnoloģiju. Sinhronu sistēmu gadījumā tas var prasīt gandrīz vai pilnīgu iekārtas pārstrādāšanu, kamēr asinhrona risinājuma gadījumā bez funkcionalitātes traucējumiem var tikt izmantots praktiski esošais risinājums, migrācija vienīgi var atstāt nelielu ietekmi uz veikspējas vidējiem radītājiem.
- 6) Vēl viena asinhrono shēmu priekšrocība ir īpašība, ka tās var būt kā **tilts starp vairākām sinhronām sistēmām, kas darbojas ar dažādām taktsimpulsu frekvencēm**. Tas nozīmē, ka tiek dota iespēja efektīgai ātrdarbīgu mezglu savienošanai ar lēnāk

strādājošiem. Šādā veidā pēc būtības tiek veidotas GALS (globāli asinhronas, bet lokāli sinhronas) konstrukcijas

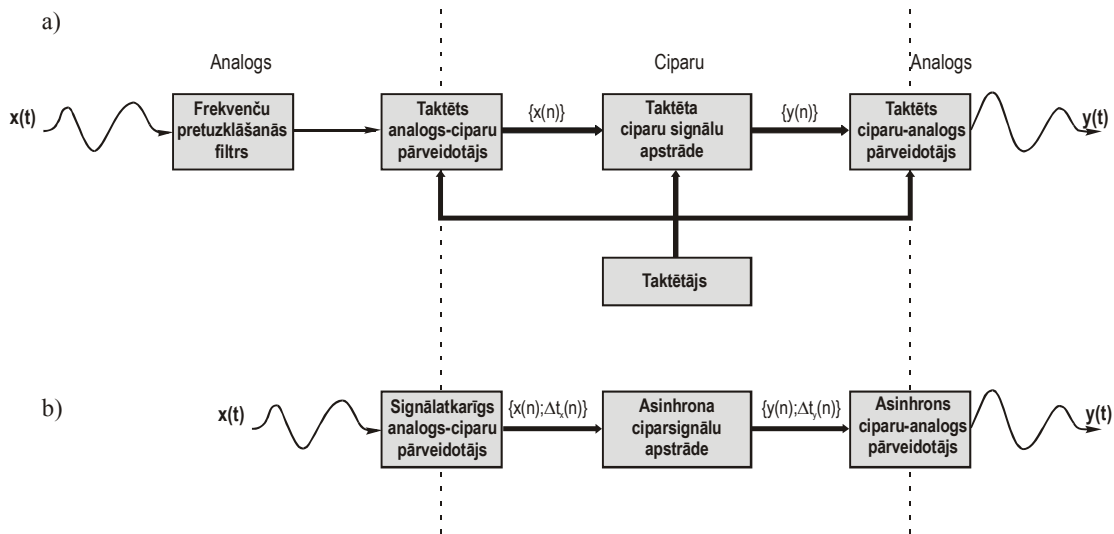
- 7) Interesanta asinhrono sistēmu priekšrocība ir **automātiska spēja adaptēties pie fizikālo apstākļu maiņas**. Iekārtu praktiskajos pielietojumos var mainītos gan to darba temperatūra, gan barošanas spriegumi, gan citi parametri. Asinhronās sistēmas šādos gadījumos tipiski pielāgo savu ātrdarbību un veic operācijas tik ātri cik to atļauj apstākļi. Sinhronās sistēmas visbiežāk darbojas nemainīgi līdz zināmiem ārējo apstākļu nosacījumiem un tad pārtrauc savu darbību pavisam.
- 8) Vēl viena asinhrono risinājumu priekšrocība parādās gadījumos, kad notiek darbošanās ar ārējo signālu ieeju apkalpošanu. Sinhronajās shēmās ārējo signālu notikumi nevar tik apstrādāti nekavējoties, bet tie ir jāsinhronizē ar sistēmas taktimpulsiem. Pirmkārt tiek ieviestas kļūdas ārējo notikumu precīzā fiksēšanā, otrkārt tas var novest pie meta-stabilu stāvokļu izveidošanās. Ar to saprot nestabila līdzsvara izveidošanos, ko piemēram var iegūt savstarpēji sakrustojot divus CMOS invertorus. Šajā gadījumā sistēma meta-stabilā stāvoklī var uzturēties neierobežoti ilgu laika posmu, kas ir pretrunā ar sinhrono ideoloģiju, kura savukārt pieprasa, ka jebkuram elementam ir jābūt galīgam atbildes laikam. Vispārināti var uzskatīt, ka savstarpēji izslēdzošu stāvokļu rašanās var izjaukt sinhrono sistēmu darbību. Asinhronie principi pieļauj neierobežoti ilgu gaidīšanu līdz notikumu norisei un ir labāk salāgojami ar ārējo ieeju signālu apstrādāšanu.
- 9) Asinhronās shēmas **ģenerē ievērojami mazāku elektromagnētisko starojumu un tiek radīti mazāki shēmas pārslēģšanās trokšņi**, jo mezģļu darbības aktivitātes nav koordinētas tādā veidā, lai tās notiktu ar noteiktu precīzu periodiskumu. Taktimpulsu vadāmas iekārtas lieto fiksētu “ritmu”, kas neizbēgami noved pie pietiekami spēcīga radiofrekvenču starojuma ar taktsimpulsu ģeneratora frekvenci un tās augstākām harmonikām. Šāds izstarojums var traucēt citu iekārtu darbību, kas, piemēram, lidmaģīnu navigācijas sistēmu gadījumā var novest pie ļoti nopietnām problēmām. Asinhronām sistēmām nav viena noteikta ritma, tāpēc traucējumu spektrs ir izsmērēts pa visu radio frekvenču diapazonu un katrā frekvencē traucējuma jauda ir ļoti niecīga. Atzīmēšanas vērts ir arī fakts, ka no iespējamās informācijas spiegošanas viedokļa asinhrono sistēmu elektromagnētiskais starojums ir krietni droģāks.

Vadoties no iepriekģ aprakģtģtiem faktiem ir iespējams ieskicēt potenciālās pielietojuma niģas, kurās asinhronas pieejas paņģmienu var cenģties izkonkurētģ šobrģd esoģģas uz sinhrono ideoloģiju veidotģģas sistģmas. Konkrģti tģģ varģtu bģt:

- ļoti maz tģrģģjoģģi bezvadu tģkla sensori,
- implantģjami jeb „valkģjami” biosensori,
- seismiskie instrumenti,
- mobilģģ diagnosticģģjoģģģas sistģmas,
- vides un militģrģģas aizsardģģģbas monitoringa iekģrtas,
- satelģtu orientģti pielietojumi,
- bezkontakta viedkartes,
- u.c.

1.3. DASP paņēmienu piemērotība un potenciālais ieguldījums asinhronu analīzes sistēmu izveidē

Līdz šim tika aprakstīti asinhronās ciparu elektronikas darbības principi un potenciālās priekšrocības, pieņemot, ka visa apstrādājamā informācija par signāliem jau ir izteikta ciparu signālu formā. Kā zināms, praktiski interesējošā informācija par objektiem dabā sākotnēji rodas analoģu (laikā nepārtrauktu) signālu formā. Bieži vien arī apstrādes rezultātu ir nepieciešams izteikt analoģa signāla veidā, lai tas būtu ērti uztverams ar cilvēka maņu orgāniem, piemēram, akustisks signāls. Tāpēc vispārīgā signālu analīzes struktūra sastāv gan no analoģiem, gan ciparu apgabaliem. [6] Tas ir ilustrēts 1.2. zīmējumā, kurā parādīta atšķirība starp ciparu daļas realizāciju balstoties uz sinhroniem (1.2.a zīm.) un asinhroniem (1.2.b zīm.) principiem [7].



1.2. zīm. Signālu apstrādes procesa realizācijas varianti: a) ar globālu sinhronizāciju, b) pašsinhronizējoša (*self-timed*) sistēma

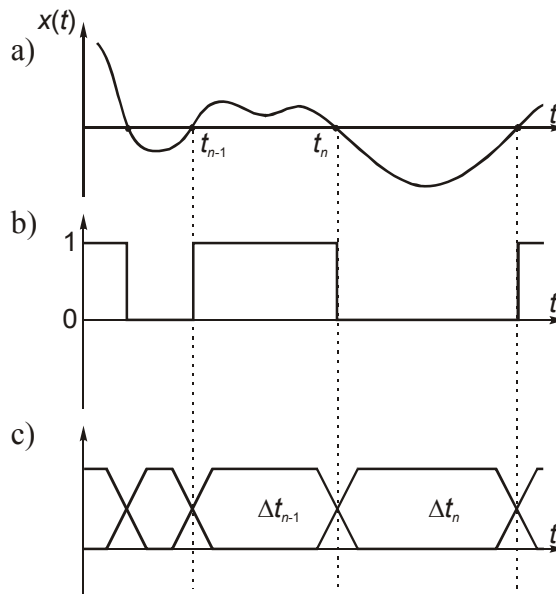
Kā redzams no 1.2. zīmējuma, tad sinhroni veidotai ciparapstrādei, kā ieejas dati kalpo signāla vērtības taktētāja noteiktos laika momentos. Klasiskajā signālu ciparapstrādē ir labi zināms Naikvista kritērijs, kas nosaka nepieciešamo šo laika momentu atkārtosānās periodiskumu, lai informācija par nepārtraukto signālu tiktu saglabāta tā ciparu nolāsēs. Nolašu biežumam ir jābūt vismaz divas reizes augstākam par signāla spektrālā sastāva esošās augstākās komponentes frekvenci. Līdz ar to ir uzlikts ierobežojums uz signāla spektrālās joslas platumu, kā arī noteikta nepieciešamība pēc “frekvencu pretuzklāšanās filtra” lietošanas pirms signāla pārveidošanas no analoģas uz ciparu formu. DASP teorija parāda, ka ir iespējams aplsāpēt frekvencu uzklāšanās efektu, ja signāla diskrtās nolases tiek iegūtas nevienmērīgi (neperiodiski) izvietotos laika momentos. Kā redzams no 1.2.b zīmējuma, tad izmantojot uz asinhroniem principiem veidotu analoģo-ciparu pārveidošanu, signāla informācija tiek kodēta ar signāla vērtībām un laika intervālu lielumiem starp šīm vērtībām, kas ir signāla noteikti un vispārīgā gadījumā ir nekonstantas vērtības. Tādejādi var skaidri redzēt saskarsmes iespēju starp DASP teorijas pieeju un asinhroni veidotu signālu apstrādi, kas no vienas puses ļauj cerēt uz līdz šim radīto DASP paņēmienu veiksmīgu adaptāciju asinhronajai ciparu signālapstrādei, un no otras puses parāda perspektīvu pētījumu apgabalu tālākai DASP pieejas virzībai. Kā būtiskākā atšķirība no līdz šim lietotās DASP pieejas ir jāatzīmē fakts, ka asinhronajā analoģo-ciparu pārveidotājā signāla vērtības netiek iegūtas iepriekš noteiktos un zināmos, lai arī nevienmērīgi izvietotos, laika momentos, bet gan to

atrašanos tādā vai citādā veidā nosaka pats apstrādājamais signāls. Dažādi varianti kā var tikt veidoti beztaktētāja noteikti ACP ir aprakstīti nākamajā apakšnodaļā.

1.3.1. Nevienmērīgi izvietotos laika momentos veikta, signālatkarīga analoga-ciparu pārveidošana

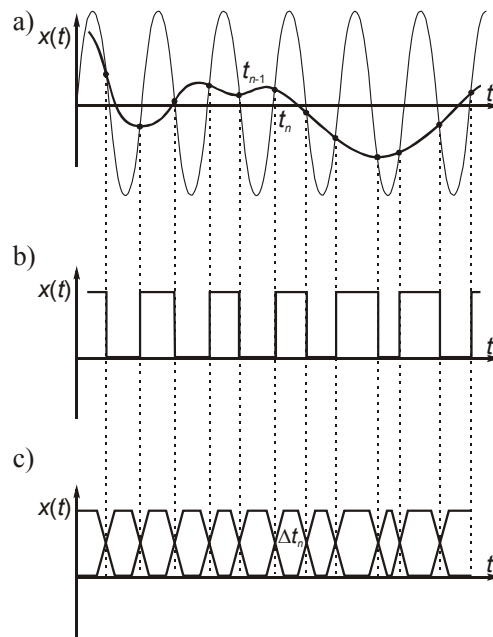
Viens no klasiskās ciparu signālapstrādes stūrakmeņiem ir Naikvista kritērijs. Tas apskata gadījumu, kad signāls ir spektrāli ierobežots, un tas tiek diskretizēts ar vienmērīgu laika momentu plūsmu. Šāda pieeja ir viegli implementējama lietojot taksimpulsus, kuru frekvence ir laikā nemainīga. Pēc būtības varam pieņemt, ka tiek uzskatīts, ka arī signāla spektrālās īpašības saglabājas konstantas. Signālu, kura statistiskie parametri (piemēram, enerģētiskais spektrs vai jaudas spektrālais blīvums) laikā nemainās, sauc par stacionāru signālu. Varam interpretēt, ka klasiskā pieeja ar vienmērīgu diskretizāciju ir orientēta uz frekvenču joslā ierobežotu, stacionāru signālu apstrādi. Tomēr parasti interesējošie praktiskas dabas signāli ir nestacionāri, tātad arī to spektrālās īpašības ir laikā mainīgas. Būtībā var eksistēt arī laika brīži, kad signāla spektrs ir jāuzskata par gandrīz neierobežotu. Kā iepriekš tika minēts, tad viens no sinhrono sistēmu trūkumiem ir nepieciešamība pielīdzināties pēc “sliktākā” gadījuma. Tā arī vienmērīgas diskretizācijas analogs-ciparu pārveidotājs (ACP) ir spiests savu diskretizācijas frekvenci pielāgot “sliktākajam” momentānā spektra gadījumam un uzturēt to tikpat augstu arī pārēja laikā, kad signāla spektrālā josla ir ievērojami šaurāka jeb analizējamā signāla nemaz nav. No tā izriet secinājums, ka uz Naikvista kritēriju balstīts ACP nespēj izmantot savā labā signāla statistisko īpašību maiņu laikā. Piemēram, signāli, kas tiek saņemti no temperatūras vai spiediena devējiem lielāko laika daļu var būt konstanti un būtiskas izmaiņas notikt tikai atsevišķos laika momentos. Savukārt elektrokardiogrammas, Doplera, “čiepstiena” (*chirp*), skaņas signāli ir nestacionāri, kuru spektrālās īpašības var mainīties plašā frekvenču diapazonā, tomēr katrā laika momentā šīs izmaiņas salīdzinājumā ar iepriekšējo ir nelielas.

Lai ņemtu vērā no signāla iegūstamo informāciju par tā statistisko īpašību maiņu, ir nepieciešams atteikties no taksimpulsu vadāma ACP un tā vietā veidot notikumu vadītu un/vai signālatkarīgu analogs-ciparu pārveidotāja struktūru. Viena no vienkāršākajām pieejām ir “nulles-šķērsojuma” (*zero-crossing*) diskretizācija. Tā ir ilustrēta 1.3. zīmējumā.



1.3. zīm. Uz nulles līmeņa šķērsošanas principa balstīts analogs-ciparu pārveidojums. a) notikumu veidošanās, b) un c) ciparu signāla formēšana.

Šajā gadījumā informācija par signālu tiek iegūta fiksējot notikumus, kad signāls šķērso nulles līmeni (1.3.a zīm.). Kā iepriekš tika minēts, tad asinhronai ideoloģijai nav vienas konkrētas realizācijas, bet gan to var veikt ar dažādiem atšķirīgiem paņēmiem. Tā arī šajā gadījumā iegūto notikumu virkne $\{t_n\}$ var tik dažādi prezentēta ciparu signālu formā. Divas no iespējam demonstrētas 1.3.b un 1.3.c zīmējumos, kas atšķiras ar faktu vai informācija par laika momentiem tiek mērīta (kvantēta) jeb kodēta ar pārraides momentu uz laika ass.. Viegli saprast, ka “nulles-šķērsojuma” diskretizācija vairāk orientēta uz signāla laika-frekvenču īpašību fiksēšanu praktiski nesaturot informāciju par signāla vērtību (amplitūdas, jaudas) lielumiem. Šāds pārveidojums var dot labus rezultātus, piemēram, gadījumos, kad analizējamais signāls var tikt uzskatīts par momentāni monoharmonisku un apstrādes uzdevums ir novērtēt tā frekvenci.

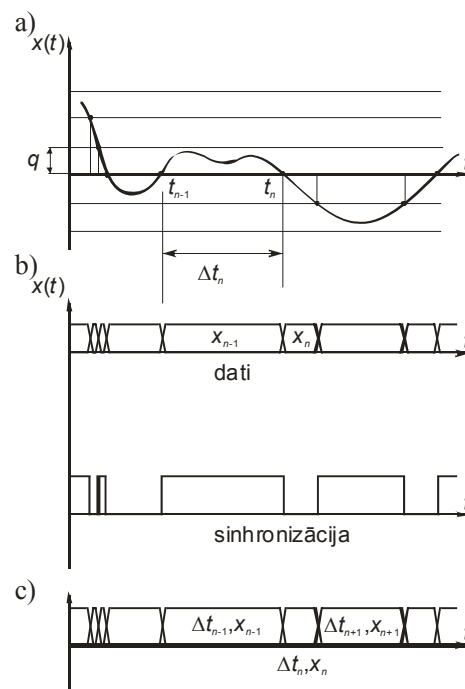


1.4. zīm. Uz krustošanos ar sinusoidālu references signālu principa balstīts analogs-ciparu pārveidojums. a) notikumu veidošanās, b) un c) ciparu signāla formēšana.

Lai ACP rezultātā tiktu fiksēta arī informācija par signāla vērtību lielumiem, “nulles-šķērsojuma” diskretizāciju var modificēt aizstājot konstanto nulles līmeni ar atbalsta funkciju. Vispārīgā gadījumā atbalsta funkcija var tikt izvēlēta pēc dažādiem kritērijiem, tomēr teorijā un praksē, kā interesējošs gadījums tiek apskatīta sinusoīdas-šķērsojuma diskretizācija. Šāds analogs-ciparu pārveidojuma paveids ir attēlots 1.4.zīmējumā. Arī šajā gadījumā iegūtie ciparu signāli var tikt prezentēti dažādos veidos, līdzīgi kā 1.3.b un 1.3.c zīmējumos. Sinuss funkcijas parametru izvēlei kā galvenie tiek noteikti kritēriji, lai tās amplitūda būtu vismaz puse no signāla dinamiskā diapazona lieluma un, lai frekvence būtu vismaz divas reizes augstāka par signālu sastādošo komponentu augstāko frekvenci. Kā šādas pieejas papildus priekšrocību var minēt to, ka signāla laika un amplitūdas maiņas īpašības iespējams kodēt viena vada ciparu signāla formā, kas ir sevišķi ērti gadījumos, kad sistēmas ACP daļa ir attālināta no ciparu apstrādes daļas. Kā trūkumi ir jāatzīmē fakti, ka šāda veida diskretizācijas blīvums ir praktiski neatkarīgs no signāla statistiskām īpašībām un apstrādājamā signāla frekvenču joslas ierobežojuma vēlamība.

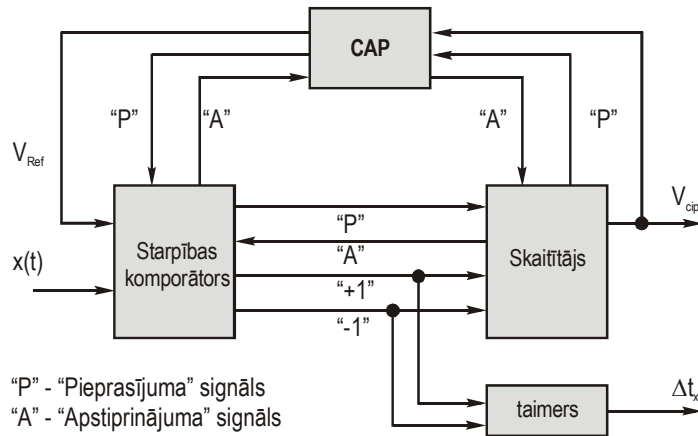
Cita veida “nulles-šķērsojuma” diskretizācijas modifikācija ir saistīta ar vairāku šķērsojuma līmeņu ieviešanu saglabājot nosacījumu, ka tie paliek konstanti [8]. Tādejādi tiek

iegūta “līmeņu-šķērsojuma” diskretizācija, kas ilustrēta 1.5.zīmējumā. Arī šajā gadījumā ACP tiek vadīts tikai no informācijas, ko satur pats signāls, analizējot ieejas signāla vērtības izmaiņas. Tālākai asinhronai ciparu apstrādei tiek nodota informācija par līmeņa lielumu, kas ticis šķērsots, kā arī laika intervāla lielums (šķērsojuma laika moments) attiecībā pret iepriekšējo notikumu. Vispārīgā gadījumā līmeņi signāla dinamiskajā diapazonā var būt izvietoti patvaļīgi, tomēr praktiski pielietojamos gadījumos tie tiek ņemti kā vienmērīgi izvietoti. “Līmeņu-šķērsojuma” diskretizācijas gadījumā informācija par signāla vērtību tiek iegūta nevienmērīgi izvietotos laika momentos, piedevām nolašu blīvums ir atkarīgs no momentānām signāla statistiskajām īpašībām. Jo mazāk laikā mainīgs ir signāls, jo nolašu blīvums ir mazāks. Kā būtisku plusu ir jāatzīmē fakts, ka signālu apstrādei ir iespējams izmantot informāciju par precīzām signāla lieluma vērtībām atšķirībā no tradicionāliem ACP, kur kvantēšanas rezultātā signāla vērtība tiek noapaļota līdz tuvākajam kvantēšanas līmenim katrā taksimpulsa pienākšanas brīdī. Iegūtā pārveidojuma informācija ciparu signālu formā var tik prezentēta dažādos veidos no kuriem divi ir ilustrēti zīmējumos 1.5.b-c.



1.5. zīm. Uz līmeņu šķērsošanas principa balstīts analogs-ciparu pārveidojums. a) notikumu veidošanās, b) un c) ciparu signāla formēšana dažādos veidos.

“Līmeņu-šķērsojuma” diskretizācijas analogs-ciparu pārveidotājs šobrīd jau ir arī realizēts dzīvē specializētas mikroshēmas veidā CMOS 130nm tehnoloģijā [9]. Tas paveikts sadarbībā starp TIMA (*Techniques of Informatics and Microelectronics for Computer Architecture*) laboratoriju no Grenobles (Francija) un ST Microelectronics kompāniju. Izveidotā ACP arhitektūra ir attēlota 1.6. zīmējumā. Radītā ACP dinamiskā diapazona izšķiršanas spēja atbilst 10 efektīvajiem bitiem pie taimera frekvences 1MHz. Maksimālā ieejas signāla frekvence ir 160kHz, kas nozīmē, ka potenciālais pielietojums saistīts ar skaņas signālu apstrādi. ACP patērētā jauda (pie maksimāliem noslodzes nosacījumiem) ir tikai 180μW, kas ir vairākas reizes zemāka nekā citiem zināmiem ACP, kas nodrošina atbilstošus signāla pārveidošanas parametrus. Būtiski atzīmēt, ka signāls-troksnis attiecība šādam ACP ir atkarīga no taimera perioda un nevis no kvantēšanas līmeņu skaita. Tāpēc tā var tikt paaugstināta pēc vajadzības vienkārši samazinot taimera periodu.



1.6. zīm. Līmeņu-šķērsojuma analogs-ciparu pārveidotāja realizācijas struktūra

Izveidotā ACP struktūras darbība balstās uz ideju izejas signāla skaitlisko vērtību V_{cip} konvertēt references signāla līmenī V_{ref} ar ciparu-analoga pārveidotāja palīdzību, un tad to komparatorā salīdzināt ar ieejas signāla momentāno vērtību $x(t)$. Ja starpība ir lielāka par ACP līmeņu kvanta lielumu, tad skaitītāja vērtība tiek izmainīta atbilstoši par “+1” vai “-1” atkarība no tā, vai ieejas signāls ir lielāks vai mazāks par references signālu. Ja salīdzināmo signālu starpība ir mazāka par ACP līmeņu kvantu, tad nekādas darbības nenotiek. Izejas ciparu signāls ir kompozīcija no izejas līmeņa vērtības V_{cip} un taimera izejas vērtības Δt_x , kas ir laika intervāls kopš iepriekšējās V_{cip} izmaiņas brīža. ACP arhitektūra ir asinhrona, taktimpulsu vadība netiek izmantota. Informācijas pārsūtīšana starp starpības komparatoru un skaitītāju tiek kontrolēta ar “pieprasījums” un “apstiprinājums” signālu palīdzību.

1.3.2. Laikā nevienmērīgi izvietotu signāla nolašu apstrāde.

Veidojot elektroniskās ciparu signālu apstrādes iekārtas, kuru darbība tiek kontrolēta un vadīta nevis ar vienmērīgu taktimpulsu plūsmu, bet gan ar notikumu virkni, rodas nepieciešamība aizstāt klasiskās vienmērīgai diskretizācijai paredzētos signālapstrādes algoritmus ar uzlabotākām (*advanced*) metodēm, kuras ir spējīgas sekmīgi apstrādāt laikā nevienmērīgi izvietotas signāla nolasas. Šajā jomā liela nozīme ir DASP teorijai, kas veidojusies vairāk kā trīsdesmit gadu laikā nodarbojoties ar neregulāri diskretizētu signālu apstrādes problēmu pētījumiem.

Vienu otram sekojošu notikumu virkni, kura ir kodēta ar laika intervālu lielumiem starp notikumiem, var transformēt uz laika momentu plūsmu ar sekojošu formulu, uzskatot pirmā apstrādājamā notikuma laika momentu vienādu ar nulli:

$$t_n = t_{n-1} + \Delta t_n .$$

Šādā veidā var iegūt, ka katra ciparu signāla nolase ir noteikta ar skaitļu pāri (x_n, t_n) , kur $x_n = x(t_n)$. Līdz ar to šādi pierakstīti signāli ir apstrādājami ar DASP pieejas metodēm. Tādejādi ir iespējams sasniegt kvalitatīvākus apstrādes rezultātus, nekā tas iegūstams izmantojot klasisko, vienmērīgai diskretizācijai radīto, metožu adaptāciju nevienmērīgām plūsmām. Šādā virzienā galvenokārt ir strādājuši līdzšinējie signālatkarīgu analogs-ciparu pārveidotāju veidotāji. Piemēram, diskrēto Furjē transformāciju, kas definēta noteiktām frekvencēm attiecībā pret vienmērīgas diskretizācijas frekvenci, var vispārināt kā:

$$X(f) = \sum_{n=1}^N x_n \exp(-i2\pi f t_n) ,$$

kas signālatkarīgu ACP gadījumā nedod pietiekami labus rezultātus. Galvenā problēma ir, ka ortogonāla pārveidojuma vietā, kas tiek veikta oriģinālajā DFT algoritmā, šajā gadījumā transformācija bāzes funkcijas kļūst neortogonāls dēļ nevienmērīgās diskretizācijas. Tas tiks ilustrēts arī šīs atskaites ceturtajā nodaļā. Kā viens no interesantiem turpmāko DASP pētījumu novirzieniem, kas vērsts uz potenciālo pielietojumu ar signālatkarīgiem ACP iegūtu signālu apstrādē, ir signālatkarīgu transformāciju izveide un attīstīšana. Šajā virzienā paveiktais darbs aprakstīts atskaites trešajā nodaļā.

Būtiski ir atzīmēt, ka viena no signālatkarīgu ACP interešu grupām ir nestacionāri signāli. Līdz šim DASP pieeja ir lielā mērā orientējusies uz stacionaritātes pieņēmumu izmantošanu. Tāpēc kā interesants turpmāko pētījumu apgabals ir uzskatāms nestacionāru signālu laika-frekvenču raksturojumu iegūšana. Šajā virzienā iegūtie rezultāti iesniegti publicēšanai un pievienoti arī atskaitē.

2. DASP-Asinhrono sistēmu potenciālais pielietojums

2.1. Materiālu diagnostika ar akustiskās emisijas metodi

Akustiskās emisijas (AE) metode tehniskajā diagnostikā balstās uz akustisko signālu reģistrāciju un analīzi, kuru izcelsme ir mikro- vai makro- defektu veidošanās un/vai izplatība dažādos materiālos vai struktūrās [10]. Šie signāli var rasties gan mākslīgi radītas iedarbībā rezultāta, gan struktūras pašerosmes veidā. Galvenie iespējamie cēloņi materiāla iekšējo struktūru izmaiņām ir plaisu rašanās un izplešanās, patvaļīgas struktūras kustības, kristālu saaugumu veidošanās, transformācijas monolītmateriālos, šķiedru lūzumi u.c. Slodzes veids, kas var stimulēt akustisko signālu emisiju var būt mehāniskas, termiskas vai ķīmiskas dabas. AE pieeja šobrīd ir augstākā metode, kura nebojājot (vai nenozīmīgi bojājot) materiālus ļauj kontrolēt defektu veidošanos un struktūru bojājumus to parādīšanās sākumposmos. Mūsdienās akustiskās emisijas metode tiek plaši pielietota, lai kontrolētu rezervuāru stāvokli, cauruļvadu sistēmas, tvertnes, tiltus, tvaiku vadus, traukus zem spiediena, atoma un ķīmiskus reaktorus un citus tehniskus inženieru veidojumus. Pie pielietojuma jomām jāpieskaita arī pētījumi, kas ir saistīti ar akmeņu, kompozīta materiālu vai metālu noguruma novērtēšanu, kā arī ar korozijas progresu. Ar AE tehnoloģijas palīdzību ir iespējams veidot augstas sarežģītības kontroles sistēmas, kuras spēj pārbaudīt rūpniecības aparatūru to normālajā darbā režīmā bez vajadzības apturēt rūpnieciskos procesus.

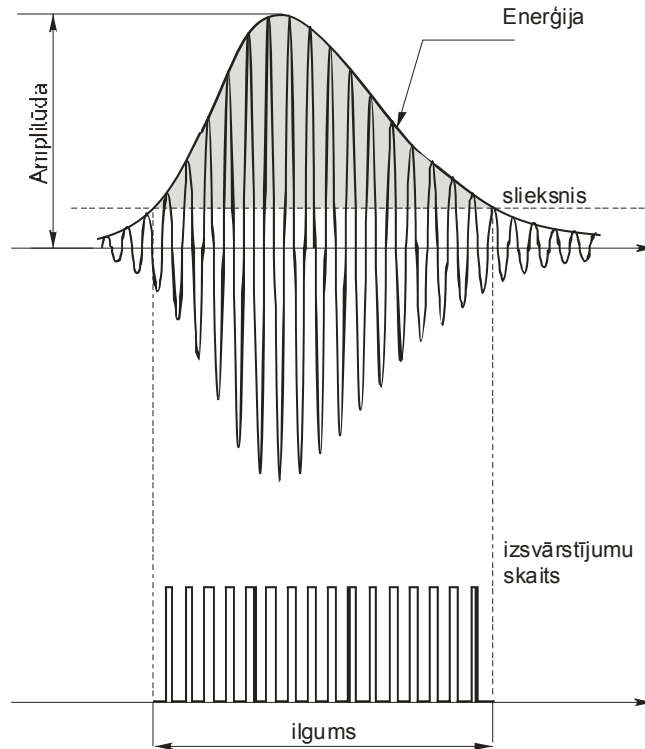
Akustiskās emisijas signālu izcelsmes avots ir plaisu parādīšanās gadījumā materiālā strauji atbrīvojušies enerģija jeb spriegumi, kas rodas materiālam deformējoties (izstiepjoties, saspiežoties) zem slodzes. Ja materiāla atomārās saites tiek salauztas, tad atbrīvotā enerģija izplatās pēc akustikas likumiem. Radušies signāli ir īslaicīgu uzplaisnījumu impulsi (krakšķi), kurus var detektēt ar atbilstošiem sensoriem. Pēc būtības akustisko emisiju var uzskatīt par “skaņu”, kuru izstaro lokālas deformētas zonas materiāla iekšienē. AE signālu analīzes pamatprincips balstās uz pasīvas klausīšanās tehniku, kas nozīmē, ka signālu apstrādes mezgla noslodze ir izteikti nevienmērīga. Tāpēc AE signālu analīzes uzdevums ir uzskatāms kā interesējošs gadījums signālatkarīgu analogs-ciparu pārveidotāju un asinhronās elektronikas analīzes sistēmu pielietojamībai. Izmantotie detektori tipiski ir ar ļoti augstu jutību, kas spēj detektēt pat tādus efektus, ko rada dažu atomu kustība. Līdz ar to AE spēj sniegt ļoti agrīnu informāciju par potenciālu bojājumu rašanos vai deformāciju dažāda veida materiālos vai struktūrās.

Viens no AE analīzes iekārtu nozīmīgiem parametriem ir iekārtu jutības līmenis, kura izvēle nosaka to vai tiek kontrolēta mākslīgas izcelsmes defektu rašanās jeb dabīgas laika gaitā norisošas pārmaiņas. Optimālā gadījumā sensoriem jāvar detektēt visus izplatošos viļņus, kurus izcelsmi iespējams nodalīt signālu ciparu analīzes stadijā.

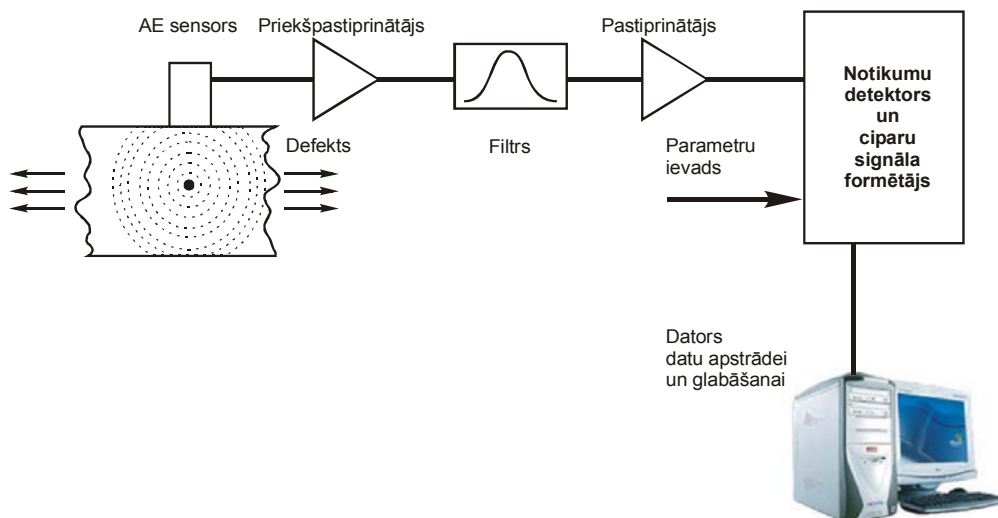
Lai arī šobrīd ir izveidotas dažādas AE iekārtas, tomēr to uzbūvi var raksturot ar samērā tipisku struktūru, kas parādīta 2.1 zīm. AE signāls – “uzplaisnījuma impulss” un tā galveno izmantoto parametru definīcija parādīta 2.1.a zīmējumā. Kad AE sensors detektē signālu, kurš ir lielāks par noteiktu sliekšņa līmeni tiek reģistrēts AE notikums. AE “uzplaisnījuma” amplitūda ir signāla maksimālā vērtība. Notikumu skaits cik reizes signāla forma šķērso sliekšņa (jeb nulles) līmeni sauc par AE uzplaisnījuma numuru. Laika periods starp pirmās svārstības augošas malas un pēdējās svārstības krītošas malas ir AE uzplaisnījuma ilgums. Kā viegli redzēt tad pēc savas būtības signāla raksturojums efektīvi saistās ar dažādu līmeņu šķērsošanas notikumu fiksāciju. 2.1.b zīmējums reprezentē tipisko AE sistēmu. Parasti AE sensori ir ļoti jutīgie pjezoelektriskie sensori. Akustiskās emisijas tradicionālās metodes izmanto tikai AE signālu galvenās īpašības un signālu laika forma tām nav būtiska. Tādēļ sensori ir parasti rezonanses sensori, kuri ir jutīgie tikai noteiktajām frekvencēm Sakara ar to, ka signāls ir ļoti vājš, sensoram seko priekšpastiprinātājs, kas samazina trokšņu ietekmi un novērš vāja signāla iespējamo nefiksēšanu. Pēc tam seko filtrs, lai izvairītos no trokšņiem.

Pirms apstrādes signāli tiek pastiprināti ar galveno pastiprinātāju. Akustiskās emisijas signālu īpašības tiek ierakstītas datorā turpmākai analīzei. Izmeklēšanas gaitas parametri, tādi kā slodze, deformācijas, spiediens, temperatūra, var būt fiksēti kā ieraksta papildinformācija .

a)



b)



2.1. zīm. Tipiska akustiskās emisijas signāla “uzplaiksnījuma” forma (a) un analīzes iekārtas uzbūves struktūra (b).

Kā var redzēt no 2.1 zīmējuma, tad AE metode nodarbojas ar noteiktu signāla notikumu kopas fiksēšanu. Galvenie nosakāmie parametri ir saistīti ar izsvārstījumu (nulles līmeņa šķērsojumu) skaitu “uzplaiksnījuma” impulsā, izsvārstījuma maksimālo (pīķa) vērtību,

signāla impulsa ilgumu un kopējo enerģiju. Materiāla defekta radītā signāla raksturojošie notikumi norit laikā patvaļīgi. Lai iegūtu precīzāku informāciju par defektu ir nepieciešams pēc iespējas precīzāk fiksēt laika notikumus. Izmantojot uz taktētāja principa veidotas sistēmas, precizitātes paaugstināšana ir saistīta ar taktimpulsu frekvences paaugstināšanu. Tas tipiski noved pie shēmas sarežģītības un lielāka resursu patēriņa. Pielietojot asinhronas uzbūves iekārtas, ir iespējams signālus apstrādāt tajos laika momentos, kad tie norisinās. Tādējādi interesējošie AE signāla notikumi tiek fiksēti precīzos laika momentos, kas nozīmē, ka arī parametru raksturojums tiek iegūts ar mazāku kļūdu.

Kā viens no pašreiz eksistējošo AE sistēmu trūkumiem ir jāmin tas, ka tās lielā mērā ir pielietojamas tikai defektu principiālai detektēšanai (“ir” vai “nav”). Kvantitatīvai bojājuma novērtēšanai un materiāla vai mehānisma prognozējamā kalpošanas laika noteikšanai ir nepieciešamas sarežģītākas sistēmas, kas seko līdzī un fiksē AE signāla formas izmaiņas laikā. Lai būtu iespēja lokalizēt defekta atrašanās vietu ir nepieciešams izmantot vairāku sensoru sistēmas. Šie nosacījumi noved pie iekārtu sarežģītības, palielināta enerģijas patēriņa, cenas. Papildus tam jāatzīmē, ka sistēmu darba vides parasti ir trokšņainas, bet AE signāli ir vāji. Tāpēc dažāda veida trokšņu samazināšana ir ļoti nozīmīga akustiskās emisijas metodes kvalitatīvākai pielietošanai. Tam var palīdzēt līmeņu-šķērsojumu analogs-ciparu pārveidotāja izmantošana, kam nepiemīt kvantēšanas troksnis, ar sekojošu uz asinhroniem principiem balstītu ciparu signālu analīzi.

Vienkāršākā variantā akustiskās emisijas analīzes metode tikai reģistrē noteiktus novērojamā impulsa parametrus [11]. No šiem parametriem tiek aprēķināta defektu vai bojājumu eksistence. Tomēr padziļinātai izpētei būtu interesanti piefiksēt informāciju par visu signāla uzplaisnījuma impulsa formu laikā. Tradicionālā analogs-ciparu pārveidojuma ar fiksētu taktimpulsu (pārveidojuma) frekvenci izmantošana noved pie ļoti lielas nelietderīgu datu uzkrāšanas, kas galvenokārt saistīta ar laika posmiem starp uzplaisnījuma impulsiem, jo signāla nolases arī šajos laika momentos tiek ciparotas ar augstu taktfrekvenci un bitu skaitu, ko nosaka nepieciešamā precizitāte AE impulsu analīzei, kad tie parādās. Potenciālu ieguvumu var dod līmeņu šķērsojuma ACP pielietojums, kas šādu nestacionāru signālu gadījumā veidos izteikti nevienmērīgu diskretizāciju, koncentrējot nolases laika reģionos kur eksistē pētāmais signāls. Jāatzīmē, ka šāda analogs-ciparu pārveidotāja pielietojums uzlabo arī tādu parametru kā uzplaisnījuma ilgums un izsvārstījumu skaits impulsā novērtēšanas precizitāti bez papildus resursu iesaistīšanas. Savukārt, ja rodas nepieciešamība uzlabot precizitāti sistēmai, kuras pamatā ir izmantots tradicionālais vienmērīgi taktētais ACP, tad lielākai izšķiršanas laika un frekvenču apgabalos ir nepieciešams palielināt taktētāja frekvenci, lielākai dinamiskā diapazona izšķiršanai ir nepieciešams palielināt kvantēšanas bitu skaitu.

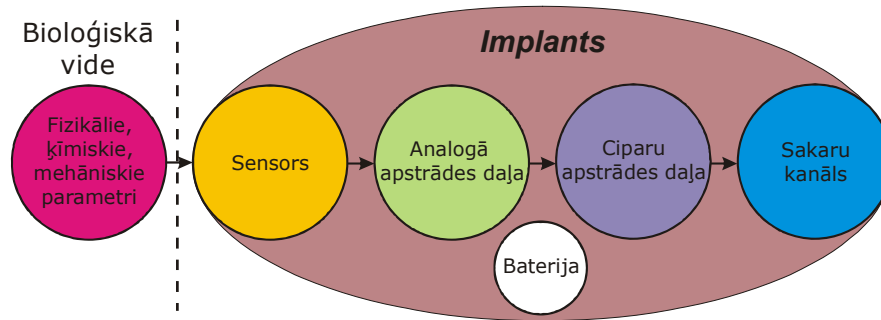
Galvenais iemesls, kāpēc bieži izmanto tikai dažas AE signāla īpašības ir sensoru ierobežojumi, kā arī datu-reģistrācijas resursu un ar tiem saistītās analīzes pieejamības iespējas. Pēdējos gados, sakara ar uzlabojumiem datu reģistrācijas tehnikā tiek veidotas arī sensoru režģu sistēmas, kas fiksējot un salīdzinot signāla laika formas ļauj lokalizēt defekta atrašanās vietu. Šādos gadījumos ieguvums no jaunu netradicionālu asinhroni veidotu ACP principu piesaistes un tālākas signālu apstrādes ar asinhronā veidā veidotu elektronisko shēmu palīdzību var būt īpaši nozīmīgs.

2.2. Biomedicīna

Biosensori, kuru izplatība biomedicīnas pielietojumos, mūsdienās strauji izplatās un attīstās, ir nervu interfeisa tehnoloģija, kas detektē muskuļu vai nervu aktivitāti [12]. Galvenie biosensoru fiksējamie signāli ir saistīti ar muskuļu elektrisko aktivitāti, kā arī ar smadzeņu elektrisko aktivitāti un acu kustību. Biosensoru uzbūve var atšķirties atkarībā no to

potenciālajiem pielietojumiem, tomēr var izdalīt biosensoru galvenās sastāvdaļas, kas shematiski attēlotas 2.2 zīmējumā:

- sensora jeb elektrodiem, kas atrodas uz muskuļa vai nerva;
- analogā apstrādes daļas, kas vājo elektrisko signālu pastiprina un filtrē;
- ciparu daļas, kas analogo signālu pārvērš ciparu signālā un veic tā apstrādi;
- sakaru kanāls, pa kuru tiek pārraidīti iegūtie dati.



2.2. zīm. Biosensora tipiskā struktūrshēma.

Starp sensoru un analogo apstrādes daļu var atrasties papildus sakaru kanāls, tas ir, mūsdienās kardiogrammas uzņemšanai pie cilvēka ķermeņa tiek piestiprināti sensori, pie kuriem ir pieslēgti vadi, kas uztverto vājo signālu pārraida tālāk analogajai apstrādes daļai, kas atrodas pāris metrus attālumā no šiem sensoriem. Tādā veidā starp sensoru un analogo apstrādes daļu veidojas sakaru kanāls. Sensoru uztvertajam elektriskajam signālam piemīt intensitātes, spektrālā rakstura un jaudas kvalitātes rādītāji. Ar šo kvalitātes rādītāju palīdzību var noteikt notiekošos procesus organismā. Šos pašus elektrisko signālu parametrus izmanto smadzenes, lai vadītu organismu. Biosensori var tikt piemēroti jebkuram cilvēkam, arī uz pilnīgi paralizētiem cilvēkiem, jo viņu ķermenī notiek elektriskā aktivitāte, kuru var detektēt.

Pašus biosensorus var iedalīt trīs grupās:

- 1) tradicionālos;
- 2) valkājamos (*wearable*);
- 3) implantējamie (*in-vivo*).

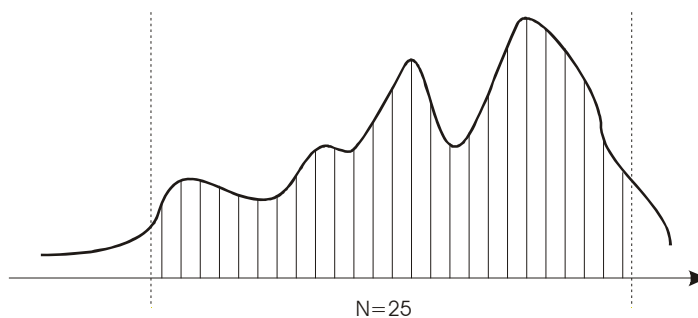
Tradicionālie un valkājami sensori pēc savas uzbūves ir ļoti līdzīgi. Lielākā atšķirība ir sakaru kanālā, kur tradicionālā gadījumā tas tiek izveidots ar vadu tehnoloģijām, bet ikdienas sensoros un implantējamajos sensoros tiek izmantotas bezvadu tehnoloģijas (*wireless*). Tradicionālos sensorus visbiežāk izmanto medicīnas aprūpes iestādēs, lai noteiktu pacienta veselības stāvokli. Uz doto brīdi valkājamus sensorus izmanto cilvēks personiski, lai kontrolētu savu veselības stāvokli, kā piemēru varētu minēt elektroniskos pulksteņus, kas nosaka pulsu. Šai gadījuma informācija netiek pārraidīta, bet tikai attēlota ar decimālo skaitļu palīdzību. Modernā pieeja ikdienā pielietojamiem sensoriem ir, ka nevis lietotājs pats novēro sevi, bet saņemtie dati ar bezvadu sakaru kanālu palīdzību tiek pārraidīti uz iekārtu, kas datus apstrādā un saglabā turpmākai izmantošanai. Šādā veidā ir iespējams kontrolēt ne tikai vienu cilvēka organisma parametru, bet gan vairākus, kā, piemēram, asinsspiedienu, elektroencefalogrammu (EEG), elektrokardiogrammu (ECG), kustību, slīpumu un daudzus citus. Šāda informācija dod pilnīgu priekšstatu par cilvēka veselības stāvokli ne tikai brīdī,

kad viņš ir atnācis pie sava ārstējošā ārsta, bet arī ikdienā. Vispiemērotākais biosensoru veids priekš šādas izmantošanas būtu implantējami sensori, kurus ievietotu zem ādas un tie netraucētu ikdienas darbā.

Tradicionālajā variantā sensori datus apstrādā un laikā nepārtraukti pārsūta attiecīgajai vedējkārtai. Šādā gadījumā sensora patērētā strāva ir liela. Patērētās strāvas lielums var netikt ņemts vērā, ja izmanto tradicionālus sensorus, kur par datu pārraides kanālu kalpo vadi un barošanas spriegums var tikt pievadīts pa vadiem. Ja sensori ir autonomas iekārtas, kas darbojas uz baterijām, tad patērētā strāva ir ļoti būtisks faktors. Tā tas ir valkājamiem un implantējamajiem biosensoriem [13]. Mobilo biosensoru darbības ilgumu var paildzināt izmantojot ietilpīgāku bateriju, izmantojot elektriskās komponentes, kas speciāli izstrādātas, lai patērētu mazu strāvu, vai izmantot kādu citu datu apstrādes un pārraides metodi. Izmantojot ietilpīgāku bateriju nozīme palielināt biosensora izmērus, kas nav ieteicams implantējamajiem sensoriem, kā arī valkājamiem biosensoriem, jo tie var sākt traucēt ikdienas darbā. Speciālu elektronisko komponentu izstrāde, kas ir izstrādātas biosensoru pielietojumiem, šobrīd ir tradicionālā pieeja, kurai tiek tērēti lieli līdzekļi. Tāda pieeja tiek izmantota veidojot modernās biomedicīnas iekārtas. Tomēr pašlaik tikai uz šo pieeju ir nepietiekoši, lai nodrošinātu ilgstošu implantējamo biosensoru darbības laiku. Tāpēc paralēli tam tiek strādāts, lai meklētu principiāli jaunus sensoru uzbūves paņēmienu, kas palīdzētu veidot samazināta patēriņa biomedicīniskās sistēmas.

Datu kompresija.

Kā jau iepriekš bija minēts, tad biosensors satur ciparu apstrādes bloku. Šajā blokā ir analogs-ciparu pārveidotājs (ACP) un mikroprocesors. Mikroprocesors pēc noteikta algoritma spēj sakārtot datus nelielās paketēs, kompresēt un tikai tad pārraidīt. Šādā veidā raidītājs tiek ieslēgts uz īsu brīdi, lai pārraidītu kompresētos datus. Vislielākais strāvas patēriņš ir tad, kad dati tiek pārraidīti, ja tos pārraide nepārtraukti, tad baterijas resursi ātri vien beigsies. Izmantojot datu sakārtošanu paketēs un pārraidīšanu ik pēc noteikta laika, ļauj ietaupīt patērēto strāvu. Šīs metodes trūkums ir tas, ka mikroprocesors, ACP un citas ciparu bloku elektriskās komponentes darbojas pēc noteiktas takts frekvences. Takts ģenerators patērē ap 30% no visa sensora patērētās strāvas. Signāls tiek diskretizēts nepārtraukti (Skat. 2.3 zīm.).

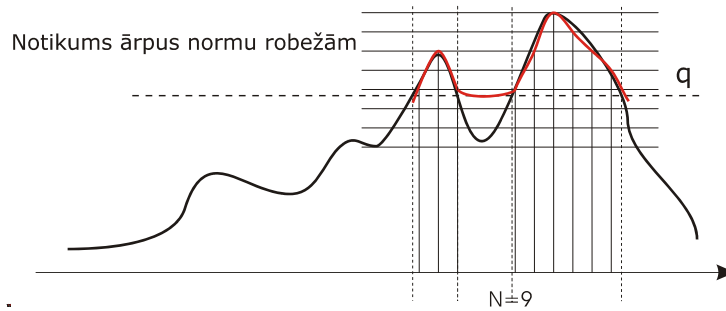


2.3. zīm. Vienmērīgi diskretizēts signāls.

Diskretizējot visu signālu iegūst $N=25$ nolases. Izmantojot kompresiju nolašu skaitu var samazināt 1,5 reizes, tas ir, iegūsim $N=16$ nolases.

Ārpus normu robežām esošs notikums.

Šajā gadījumā dati tiek pārraidīti līdzīgā veidā kā jau bija minēts, tikai šai gadījumā netiek diskretizēts viss signāls, bet gan tikai signāls, kas ir ārpus normālu notikumu robežas, kā tas ir attēlots 2.4 zīmējumā.

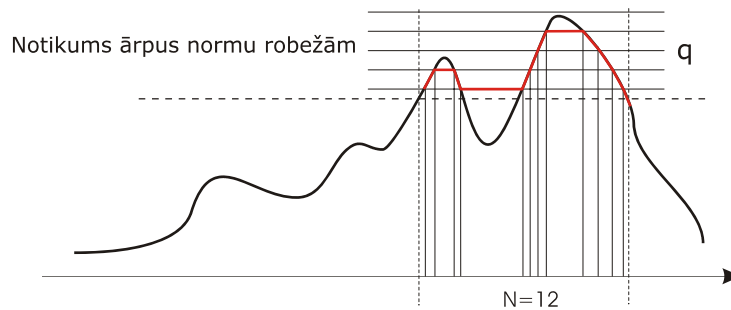


2.4. zīm. Ārpus normu robežām esošā signāla diskretizācija.

Šai gadījumā nolašu skaits ir 9, bet par cik netiek pielietota kompresija, tad arī nolašu daudzums nesamazinās. Ar šo metodi strāvas patēriņš tiek samazināts būtiski, jo tiek samazināts pārraidāmo datu daudzums, jo takts frekvence ACP tiek pievadīta tikai tad, ja ir pienācis notikums ārpus normu robežām. Metodes trūkums – diskretizētajam signālam tiek ieviesti papildus trokšņi ar kvantēšanas ieviešanu. Iekārtas ātrdarbība ir atkarīga no takts ģenerators ātruma.

Asinhronā datu apstrāde.

Izmantojot asinhrono datu apstrādes metodi, var būtiski novērst iepriekš minēto metožu trūkumu. Signāls tiek ciparots, kad ir kāds specifisks notikums un mikrokontrolieris darbojas asinhronā veidā, tas ir, netiek pievadīts takts signāls. Tādā veidā katra elektriskā komponente darbojas ar savu maksimālo ātrumu. Datu ciparošana notiek atkarībā no līmeņiem, kā tas ir parādīts 2.5 zīmējumā.



2.5. zīm. Asinhronais ACP.

Iegūto nolašu daudzums ir nedaudz lielāks salīdzinājumā ar iepriekšējo metodi, bet šajā gadījumā ieguvums ir signāla precizitāte, jo nav kvantēšanas kļūdas, kas ievieš papildus trokšņus. Strāva tiek ietaupīta arī uz vājā signāla pastiprināšanas rēķina, jo ir iespējams nociparot vājāku signālu un iegūt tuvs rezultātus tiem, kas ir iegūstami ar tradicionālo ACP. Tā kā asinhronām sistēmām nav takts ģenerators, tad tiek ietaupīti papildus līdz 30% strāvas. Raidītājs tiek izmantots tikai tajos gadījumos, tad nepieciešam pārraidīt datus. Pārējā laikā tas tiek izslēgts.

2.3. Radioastronomija

Radioastronomija ir nozare, kas šobrīd pārdzīvo ļoti revolucionāras pārmaiņas. Šīs pārmaiņas lielā mērā izsauca un vēl aizvien turpina noteikt jaunu, modernu tehnoloģiju attīstība elektronikā [14]. Būtiska nozīme šeit ir faktam, ka digitālās jeb ciparu tehnoloģijas tiek izmantotas arvien vairāk un vairāk jomās. Lai veiktu radioastronomijas datu ātru un efektīvu apstrādi, dažādās zemeslodes vietās izvietotie teleskopi tiek savstarpēji savienoti ar datu pārraides tīklu palīdzību. Tas nozīmē, ka, lai signālus varētu pārraidīt šajos tīklos, tos noteikti ir nepieciešams pārvērst ciparu formā. Labāku novērojumu rezultātu iegūšanai atsevišķu antenu (“šķīvju”) teleskopi tiek aizstāti ar antenu režģiem. Radioastronomisko novērojumu frekvenču diapazons arī ir būtiski paplašinājies un šobrīd ir jau iespējams veikt novērojumus frekvencēs, kas pārsniedz terahercu.

Kā viens no šo būtisko pārmaiņu, kas notiek saistībā ar radioastronomijā lietotām elektroniskām iekārtām, rezultātiem ir lavīnveida datu informācijas plūsmas pieaugums. Modernie instrumenti spēj savākt datus, kuru apjoms sasniedz 0.5 Tbaitus dienā, un šie instrumenti darbojas pētījumos nepārtrauktā režīmā no dienas dienā. Lai spētu sekmīgi apstrādāt šādus datu apjomus, kā viens no risinājumiem tiek uzskatīts arvien lielāku un lielāku datoru resursu piesaiste radioastronomijas uzdevumu veikšanai. Tiek veidotas jaunas programmatūras un paralēlās skaitļošanas tehnikas sistēmas. Tomēr kā citu alternatīvu veidu ir lietderīgi apskatīt iespēju veikt datu savākšanu, ciparošanu un apstrādi savādākā nekā līdz šim veidā, kurš tipiski ir balstīts uz vienmērīgu, ar taktimpulsu frekvenci noteiktu diskretizāciju. Tradicionālā gadījumā lielā datu plūsma tiek veidota neatkarīgi no tā kāds ir ieejas signāls, un vai tas vispār satur reģistrācijai būtisku informāciju. Ja signāla ciparošanas pamatā izmanto signālatkarīga analogs-ciparu pārveidotāja principus, tad iespējams ievērojami samazināt “nelietderīgās” informācijas daudzumu.

Radioastronomijas novērojumos izmantotais frekvenču diapazons strauji pieaug augsto frekvenču virzienā. Lai veiktu šo RF un mikroviļņu signālu reģistrāciju, ciparošanu un apstrādi, detektētā signāla frekvenču josla vispirms tiek pārbīdīta lejup uz zemo frekvenču apgabalu ar vai bez starpfrekvences palīdzības. Šī lejupkonvertācija ir nepieciešama, lai būtu iespējams veikt signāla analogs-ciparu pārveidošanu. Pieaugot novērojumos izmantotajām frekvencēm, ieaug arī prasība pēc apstrādājamo signālu joslas platuma lieluma. Piemēram, ja astronomisko signālu interesējošā frekvence ir pie desmit gigaherciem, tad izmantotā josla ir apmēram līdz viena gigaherca platumam. Līdz reģistrējošo iekārtu pārejai uz mūsdienīgo ciparu tehniku, radioastronomijā plaši tiek izmantotas tādas iekārtas kā “Mark IV”, kuras ieejas frekvenču josla ir 0.5 Ghz. Signāls šajā iekārtā tiek reģistrēts uz video magnetofona lentām, tāpēc šī iekārtas kopējā josla tiek sadalīta vairākās aptuveni 16MHz platās apakšjoslās, kurās signāls atsevišķi tiek ierakstīts lentā. Pārejot uz signālu analīzi ciparu formā, šobrīd ir pieejami tradicionāli veidoti analogs-ciparu pārveidotāji, kas ļauj konvertēt signālus līdz apmēram 5 GHz platai joslai. Taču jāatzīmē, ka šajā gadījumā pārveidojuma takts frekvence ir apmēram 10GHz un katru sekundi tiek iegūti dati ar aptuveno apjomu 10Gbaiti. Viegli saprast, ka šāda apjoma plūsmas datus ir sarežģīti spēt fiksēt uz datu nesējiem. Tomēr šādas iekārtas potenciāli var tikt sekmīgi pielietotas radioastronomijas analīzes frekvenču diapazonos līdz pat vairākiem desmitiem Gigahercu. Pašreizējās detektoru tehnoloģijas jau veic eksperimentus un veido prototipus uz frekvencēm, kas krietni pārsniedz 100GHz un pat nedaudz terahercu. Konvertējot lejup šādu frekvenču signālus uz zemo frekvenču apgabalu, ir iegūstams signālu joslas platums līdz apmēram 10GHz. Ir skaidrs, ka ļoti nozīmīgi ir jaunu modernu tehnoloģiju izstrādāšana, kas spētu reģistrēt šāda platuma frekvenču joslas signālus ciparu formā. Viens no LU EDI ilgu gadu laikā attīstītās DASP teorijas mērķa apgabaliem ir tieši RF un mikroviļņu signālu apstrāde plašā analīzes joslā, bet pielietojot salīdzinoši zemu vidējo diskretizācijas frekvenci. Iegūstamo rezultātu kvalitāte ir atkarīga no apstrādājamo signālu statistiskajām īpašībām, bet potenciāli sekmīgus rezultātus

var sagaidīt arī gadījumos, kad vidējā diskretizācijas frekvence ir vairākas reizes zemāka nekā apstrādājamā signāla augstākā frekvence. Tas nozīmē, ka arī uz nesējiem reģistrējamo datu apjoms tiktu ievērojami samazināts.

2.4. Lokācija

Lokācijai ir plaša pielietojumu joma un līdz ar to arī ar to saistīto zinātnisko pētījumu tematika pārklāj dažādus aspektus, kas saistīti ar priekšmetu un dažādu citu objektu novērošanu ar radioelektroniskiem paņēmieniem. Lokācijā var tikt izmantoti un, saistībā ar objektu, pētīti gan akustiskie viļņi, gan radiofrekvenču un mikroviļņi, gan gaismas un rentgenstarojums. Lai varētu izmantot signālu apstrāde paņēmienus lokācijas problēmu risināšanai, lokācijas signālu informācija tiek pārvērsta elektriskos signālos, kurus pēc tam savukārt ir iespējams pārveidot ciparu signālu formā. Kā radiolokācijas uzdevumi tiek stādīti novērojamo objektu atrašana, atšķiršana no apkārtnes, atrašanās vietas un kustības ātruma noteikšana, u.c. Pasīva radiolokācija ir dažāda garuma viļņu uztveršana, kurus izstaro pats objekts. Šeit ir iespējama modifikācija, kad novērojamā objektā speciāli tiek ievietots signālu izstarojošs iekārtas mezgls. Aktīvas radiolokācijas gadījumā radara izstarotais vilnis ar antenas palīdzību tiek fokusēts objekta virzienā, un tiek fiksēta un analizēta informācija, ko satur no pētāmā objekta atstarotais vilnis.

Radiolokācijas nozarē izmantoto paņēmienu loks ir ļoti plašs. Šajā atskaites apakšnodalā apskatīsim tikai dažus speciālus gadījumus, kuri ir pierādījuši savu aktualitāti un ir potenciāli interesanti analīzes sistēmu tālākai attīstībai. Mērķis ir meklēt risinājumus, uz kuru pamata būtu iespējams uzlabot iekārtu rādītājus, tātad radīt jaunus konkurētspējīgus produktus.

2.4.1. Kustoša objekta lokācija telpā.

Ar lokāciju saistītās nozarēs ir daudz perspektīvu pielietojumu tādām sistēmām, kas ļauj noteikt objekta atrašanās vietu telpā. Šādas sistēmas tiek veidotas jau šobrīd, un to pielietojums ir samērā plašs, sākot no vienkāršiem, piemēram, ģeogrāfiskas sistēmas, kuras spēj vizualizēt objektu lokalizācijas vietas uz kartes, līdz augstas sarežģītības tādām kā, piemēram [15]:

- invalīdu pārvietošanās palīdzības sistēma,
- personāla navigācija jaunās nepazīstamās apkārtnēs,
- glābšanas ceļu atrašana policijas, ugunsdzēsēju, mediķu un militāristu vajadzībām,
- robotiekārtu navigācija,
- loģistikas ķēžu vadība,
- lielmēroga un efektīva cilvēka-datora interfeisa izveide

Kustošu objektu lokāciju nosacīti var iedalīt divus apakšgadījumos – objekti atrodas ēku un ceļņu iekšpusē vai objekti ir pārvietojas atklātās vidē (tajā skaitā, piemēram, migrējošo putnu kustība gaisā, dabisku vai mākslīgu objektu kustība ūdenī utt.). Tomēr abos šajos novirzienos galvenās īpašības un vēlamās prasības ir kopējas. Būtiski ir arvien vairāk centties uzlabot mērījumu precizitāti, kā arī attīstīt iespēju pēc iespējas efektīgāk automatizēt atrašanās pozīcijas noteikšanas procesu. Papildus tam šobrīdējā tendence ir tāda, ka veidotām lokācijas sistēmām tiek izvirzīta vēl viena papildprasība – pēc iespējas mazāka iekārtas patērēta jauda. Tas it sevišķi aktuāli ir bezvadu risinājumu gadījumos. Piemēram, ja objektu atrašanās vietas fiksēšana tiek balstīta uz principu, kurā tiek izmantots lietotāja akceptēts ekipējums pārvietošanās informācijas izstarošanai, tad šim ekipējumam ir jābūt pēc iespējas

miniatūrākam, tā barošana tipiski notiek no baterijas, kurai jānodrošina pēc iespējas ilgāks darbības laiks bez tās maiņas vai uzlādēšanas.

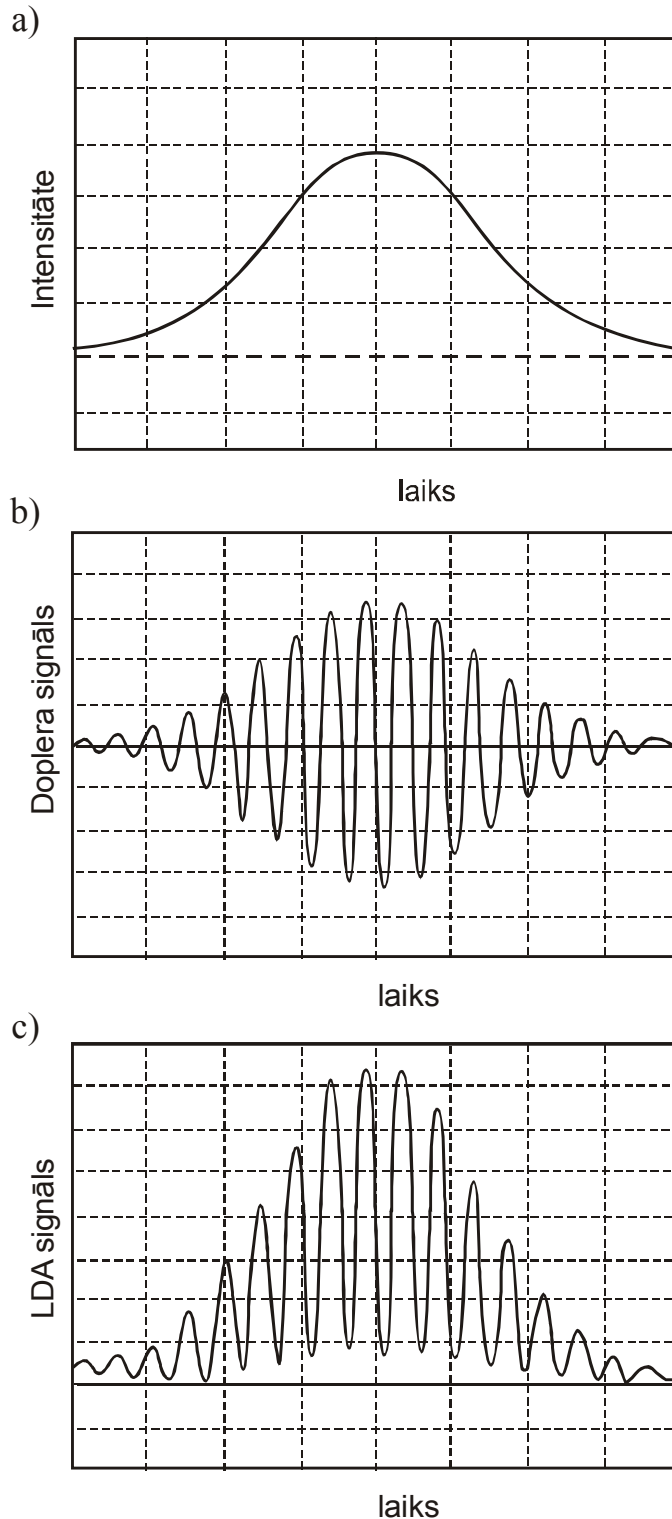
Viens no svarīgiem funkcionalitātes kritērijiem, kas būtiski uzlabo sistēmas efektivitāti un konkurētspēju ir iespēja vienlaicīgi uzturēt vairāku lietotāju lokāciju vai navigāciju. Ja informāciju par katru lietotāju tiek pārraidīta atsevišķi, neatkarīgi no citiem lietotājiem, un pārraide tiek veikta tikai tad, kad notiek pārvietošanās jeb ir fiksēts kāds cits interesējošais notikums, tad veidojas tipiski asinhrona struktūra. Līdz ar to arī sistēmas iekārtu noslodze var kļūt izteikti nevienmērīga. Šīs ir iezīmes, kas saistās ar asinhrono sistēmu konkurētspējīgu pielietojumu, kuru būtiska sastāvdaļa ir no signāla īpašībām atkarīga datu reģistrācija un pārveidošana ciparu formā, ka arī datu pārraides mezgli, kas veidoti pēc principa, ka tie darbojas tikai īsu brīdi tad, kad tas nepieciešams.

Atkarībā no novērojamo objektu iespējamām pārvietošanās ātrumiem mainās arī reģistrējamo signālu spektrālās un citas statistiskās īpašības. Līdz ar to kustoša objekta izstarotais signāls ir tāds nestacionārs signāls, kura momentālais spektrālais saturs ir salīdzinoši “nabadzīgs” (tā ekvivalentās frekvenču joslas platums ir neliels). Kā vienkāršotu modeli var minēt monoharmonisku signālu ar laikā mainīgu frekvenci. Šāda veida nestacionāru signālu apstrādei var efektīvi tikt izmantotas signālatkarīgas transformācijas, kur pārveidojuma kodols adaptējas katram konkrētam laika momentam. Tādejādi ir iespējams paaugstināt iegūstamo rezultātu precizitāti. Signālatkarīga transformācija var tikt veiksmīgi kombinēta ar signālatkarīgu analogs-ciparu pārveidotāju, un šādas kombinācijas izpēte ir viens no projektā veicamajiem darbiem, kas ir iesākts pirmajā etapā un tiks turpināms tālākā projekta izpildes gaitā.

2.4.2. Kustošu daļiņu ātruma mērīšana (Lāzera-Doplera anemometrija)

Viena no veiksmīgi pielietojamām tehnoloģijām, kas tiek plaši izmantota dažādu plūsmu īpašību pētīšanai ir balstīta uz plūsmas daļiņu ātrumu mērīšanas paņēmienu, kas tiek saukts par lāzera-Doplera anemometriju (LDA) [16]. LDA metode rezultātus iegūst analizējot lāzera staru atstarošanās un izkliedes parametrus, kuru cēlonis ir notikumi, kad plūsmas daļiņas šķērso staru interferences apgabalu (riņķus). Lai noteiktu daļiņu ātrumus plūsmā, ar speciāla sensora palīdzību tiek fiksētas no daļiņas atstarotās gaismas stara īpašības, tās pārvēršot elektriskā signālā. Atstarotajai gaismai piemīt raksturīga frekvence, kura norāda plūsmā kustošās daļiņas ātrumu ar kādu tā iziet cauri analīzes apgabalam noteiktā virzienā jeb citiem vārdiem sakot - izkliedētais lāzera stars oscilē ar noteiktu frekvenci, kura ir saistīta ar daļiņas ātrumu.

Ar sensoru detektētais un analīzei pieejamais signāls pēc būtības sastāv no vairākām sastāvdaļām: zemfrekvences fona trokšņa, Doplera frekvences un augstfrekvences komponentēm, kas saistītas ar lāzera staru. Zemfrekvences trokšņa izcelsme var būt saistīta ar citu apkārtējo gaismas avotu ietekmi, mēriekārtu vibrāciju vai ar elektroniskās iekārtās radušiem paštrokšņiem. Parasti šo trokšņu līmenis pieaug samazinoties frekvencei un ir īpaši liels pie frekvencēm zem 2KHz. Doplera signāla intensitāte pieaug sākot no brīža, kad daļiņa ieplūst pētāmajā analīzes apgabalā, līdz brīdim, kamēr tā sasniedz pētāmā apgabala centru. Daļiņai attālinoties prom no centra, tās radītā Doplera signāla intensitāte samazinās. Tā kā lāzera staru interferences apgabala intensitāte ir noteikta ar Gausa sadalījuma likumu, tad arī Doplera signāla intensitāte laikā atbilst šādam sadalījumam (2.6.a zīm.). Atsevišķai daļiņai kustoties šis sadalījums tiek aizpildīts ar modulāciju, kuras frekvence ir atkarīga no daļiņas kustības ātruma. Rezultātā iegūstamie signāla piemēri ir attēloti 2.6.b un c zīmējumos.

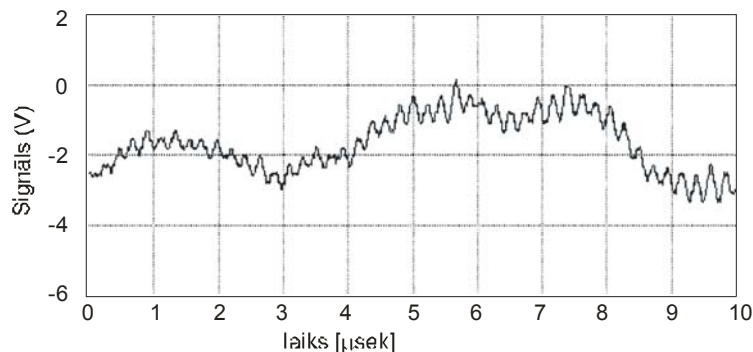


2.6. zīm. Lāzera-Doplera anemometrijas signāla veidošanās: a) pamatviļņa komponente, kas rodas pieaugot un samazinoties izkliedētas gaismas intensitātei pētāmā plūsmas apgabalā; b) komponente, kura rodas Doplera efekta rezultātā un tiek iegūta kombinējoties oriģinālajam un no kustošās daļiņas atstarotajam staram; c) rezultējošais impulsveida “uzplaisnījuma” signāls, kas tiek iegūts fotodetektora izejā.

Lāzera-Doplera anemometrijai ir vairākas būtiskas priekšrocības salīdzinot ar citiem plūsmas analīzes paņēmienu. Piemēram, nav nepieciešams fizisks kontakts ar plūsmām,

kas neizsauc traucējumus, un, kas ļauj pielietot šo metodi arī tādām plūsmām, kuru īpašības nav savienojamas ar sensoru ievietošanu tajās. Tipiskākie gadījumi ir ārkārtīgi augsta temperatūra un/vai spiediens, ķīmiski vai citādi aktīvi kaitīga vide utt. Turklāt lāzera-Doplera metodei piemīt salīdzinoši augsta telpiskā izšķiršanas spēja, ko var vēl vairāk paaugstināt fokusējot vairākus lāzera starus. LDA pozitīvās īpašības jau šobrīd ir padarījušas šo mērīšanas tehnoloģiju par plaši pielietotu tādos uzdevumos kā, piemēram, gaisa plūsmas mērīšana lidmašīnu un citos turbo dzinējos, ar mērķi uzlabot degvielas sadegšanas efektivitāti, samazināt piesārņojumu un troksni; automobiļu formas aptekamības noteikšana; plūsmas īpašību noteikšana cauruļvados un sūkņos; objektu (kuģu, zemūdeņu u.c.) kustības ūdenī analīzei.

Apskatot LDA signāla “uzplaiksnījumu” vizuāli ir samērā viegli novērot gan tā intensitātes maiņu gan tajā esošās svārstības ar Doplera frekvenci. Analizējot signālu ar ciparu signālu apstrādes paņēmienu palīdzību ir būtiski veikt analogs-ciparu pārveidojumu efektīvā veidā un bez papildus kropļojumu ieviešanas. Viens no samērā tipiskiem kropļojuma rašanās cēloņiem ir ACP ieejas signāla diapazona pārsniegšana. Lai gan LDA signāla izskats teorētiski ir vienkāršs, tomēr tā parādīšanās momenti un maksimālās intensitātes vērtības ir gadījuma lielumi, kas var mainīties samēra plašā diapazonā. Līdz ar to, ja ACP, kam ir fiksēts kvantēšanas līmeņu skaits, tiek noskaņots uz plašu diapazonu, tad var tikt zaudēta pārveidotāja jūtība pret vājiem signāla “uzplaiksnījumiem”. Savukārt, palielinot ACP jūtīgumu pret vājiem signāliem (samazinot kvantēšanas līmeņu soli), spēcīgs signāls var pārslogot ACP ieeju, kas noved pie iegūto ciparu datu izkropļojuma. Respektīvi, lietojot tradicionāli taktētu ACP, LDA signāls laika momentos, kad signāla ieejas vērtība pārsniedz ACP maksimālo ieejas līmeni, tiek kodēts ar maksimālo ACP līmeņa vērtību. Tas nozīmē, ka tiek iegūtas “apgrieztas” impulsu galotnes. Šāda veida kropļojums rada papildus fiktīvu harmoniku parādīšanās signāla spektrālajā analizē. Tas ir īpaši traucējoši gadījumos, kad analīzes uzdevums ir precīza frekvenču noteikšana. Frekvences precīzai novērtēšanai labus rezultātus var sasniegt izmantojot notikumu vadītu analogs-ciparu pārveidotāju, pat vienu no tā vienkāršākiem veidiem – “nulles-šķērsošanas” fiksēšanu. Šajā gadījumā signāla dinamiskā diapazona izmaiņām nav noteicošas lomas. Tiesa gan šajā vienkāršotajā gadījumā ir iespējams gūt informāciju tikai par signāla frekvenču lielumiem, bet nav iespējas spriest par intensitātes (amplitūdas) lielumiem. Lai to spētu veikt, efektīvāk ir izmantot analogs-ciparu pārveidotāju, kas balstīts uz līmeņu-šķērsošanas fiksēšanas principu. Jāatzīmē, ka šāda pārveidotāja pielietošana ciparu signālā sniedz informāciju par precīzām signāla vērtībām, bez kvantēšanas kļūdas. Ieejas pārslodzes gadījumā ciparu signāls netiek kropļots ar nepareizām nolasēm.



2.7. zīm. Reālās sistēmās iegūta LDA signāla piemērs. Doplera frekvences un daļiņu ātrumus raksturo signāla augstfrekventākā komponente.

Reāli iegūta LDA signāla piemērs ir parādīts 2.7.zīmējumā. Tā kā novērojamais lāzera-Doplera signāls ir nestacionāras dabas, bet ar samērā “nabadzīgu” spektrālo sastāvu katrā konkrēta laika momentā, tad tā analīzei ir lietderīgi pielietot signālatkarīgus laika-frekvenču raksturojuma pārveidojumus. No iegūtajiem laika-frekvenču raksturojumiem ir nepieciešams novērtēt “uzplaiksnījumu” centrālās frekvences un spektrālo pīķu platumu. No šiem datiem var spriest par pētāmās plūsmas īpašībām.

2.5. Bezvadu sensoru tīkli

Interese par bezvadu sensoru tīkliem ir strauji pieaugoša, un mūsdienās tie tiek uzskatīti par vienu no aktuālākām informāciju tehnoloģiju problēmām [17]. To attīstība sola lielu potenciālu ieguvumu gan militārajos, gan civilajos pielietojumos. Šādi tīkli var tikt lietoti, lai monitorētu apkārtējo vidi, detektētu, klasificētu un lokalizētu objektus, kā arī sekotu to trajektorijas izmaiņām. Sensoru tīkli tiek uzskatīti kā liels skaits atsevišķi izvietotu sensoru mezglu, kas jūt apkārtējo vidi izmantojot dažādas modalitātes, piemēram, akustisko, seismisko, termālo, infrasarkanu u.c. Sensoru mezgliem piemīt spēja komunicēt un sadarboties pa bezvadu datu apmaiņas kanāliem ar centrālo mezglu un/vai sava starpā. Sensoriem bez apkārtņē iegūstamās informācijas savākšanas un noraidīšanas var būt arī spēja to apstrādāt, tādējādi samazinot datu pārraidi uz neinteresējošas informācijas atsijāšanas rēķina. Kā mērķi sensoru mezglu izstrādei tiek uzstādīti, lai tie būtu miniatūri, zemas pašizmaksas un ilgi darboties spējīgi, kas nozīmē, ka tiem jābūt mazam enerģijas patēriņam.

Jau šobrīd pieejamie mazjaudas mikrosensori, enerģijas avoti iegultie mikroprocesori un radiosakaru ierīces ļauj radīt dažādās dalītās detektoru sistēmas, kuras radušas pielietojumus biomedicīnā, vides aizsardzībā, diagnostikā, lauksaimniecībā u.c. Militāros pielietojumus tiek plānots, ka mazcenas, integrētie bezvadu sensoru mezgli var būt ātri izkaisīti no gaisa attālinātos reģionos, lai kontrolētu militārās tehnikas un cilvēku kustību. Sensoru skaits tīklos var variēties lielās robežās sakot no dažiem sensoriem līdz pat vairākiem tūkstošiem. Tomēr problēmu vēl ne tuvu nevar uzskatīt par atrisinātu, tāpēc visā pasaulē notiek aktīvi pētījumi kādā veidā veiksmīgāk sasniegt sensoru mezglu izstrādei izvirzītos mērķis. Mazs enerģijas patēriņš ir apstāklis, kas liek cerēt, ka asinhronās pieejā veidotas elektroniskās sensoru sistēmas spēs būt konkurētspējīgi risinājumi. Lai saprastu asinhronās pieejas potenciālās pielietojuma jomas apskatīsim sīkāk dažas bezvadu sensoru tīklu veidošanās pamatnostādnes.

Zondēšana ir telpā dalīta. Ja precīza interesējošā signāla avota atrašanās vieta nav zināma, tad vairāki telpā sadalīti sensori spēs precīzāk iegūt informāciju nekā viens sensors, kas var atrasties tālu no signāla avota un tiks pakļauts dažādu starptrokšņu iedarbībai. Jāatzīmē, ka sensoru kopas izvietojums telpā praktiski vienmēr ir jāuzskata par nevienmērīgu, tāpēc to datu apstrādei nepieciešamas metodes, kas ņem vērā neregularitātes. Šāda veida metožu izstrādei ir paredzēts veikt lielu uzmanību šī projekta ietvaros.

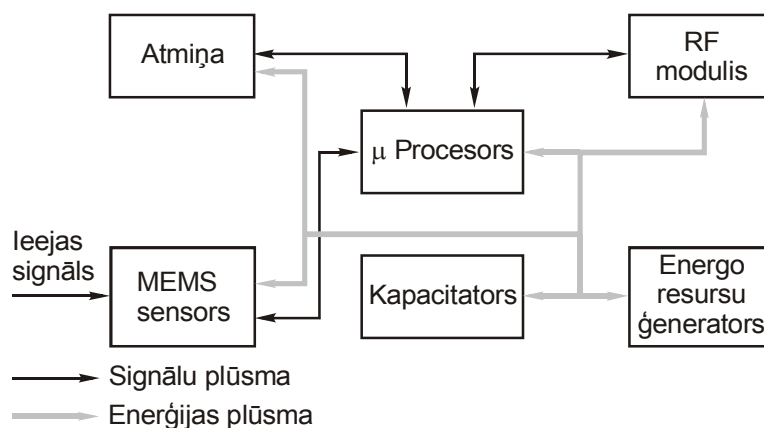
Datu pārraide ir bezvadu. Ar vadiem savienotu sensoru sistēmu realizācija nenoliedzami ir būtiski vienkāršāka un lielā mērā atkrīt barošanas enerģijas nodrošināšanas problēma. Šādas sistēma var tikt veidotas vidēs, kurās eksistē laba infrastruktūra, piemēram, pilsētās vai gar automaģistrālēm, tomēr šādu sistēmu pielietojamība un funkcionalitāte ir ievērojami ierobežota salīdzinot ar bezvadu sistēmām. Kā būtiskākā problēma, kas rodas pārejot uz bezvadu principu, tiek uzskatīta sensora mezgla enerģijas patēriņa nodrošināšana. Ja barošana tiek organizēta no baterijām, tad sensoru „dzīves laiks” bieži tiek saistīts ar laiku cik ilgi baterija spēj nodrošināt nepieciešamo barošanas spriegumu. Šajā situācijā parādās asinhroni veidotu sistēmu priekšrocības. Pirmkārt tās darbojoties var patērēt mazāku jaudu, bet, otrkārt, tās var spēt operēt arī pie pazemināta barošanas sprieguma. Kā minēts pirmajā atskaites nodaļā, tad asinhronas sistēmas situācijās, kad spriegums ir pazeminājies zem pilnvērtīgai

darbībai nepieciešamā līmeņa, nevis zaudē savu funkcionalitāti pilnība, bet gan to veikspēja (darbības ātrums) samazinās pakāpeniski.

Datu apstrāde ir dalīta. Barošanas avota ierobežotā resursa dēļ, tīkla arhitektūra, kad visi iegūtie dati tiek nosūtīti uz centrālo mezglu, ir neefektīva. Otrs iemesls ir, ka, ja tīklā ir vairāki simti vai pat tūkstoši sensoru devēju, tad radio kanāls pie nepārtrauktas pārraides tiek ievērojami pārslogots, kas noved pie būtiskiem traucējumiem datu pārraidē. Ir skaidrs, ka nosūtamo datu daudzums ir jāsamazina un atsevišķos sensoru tīkla mezglos ir jāveic signāla analīze. Signāla analīze pati par sevi arī pieprasa būtiskus enerģijas resursus, tāpēc ir jāpievērš uzmanība kā to sekmīgāk organizēt. Te liela nozīme ir pieejai kā tiek veikts analogs-ciparu pārveidojums. Ja tiek izmantota vienmērīga taktēšana, tad apstrādājama datu daudzums tiek ražots neatkarīgi no tā vai signālā ir interesējošā informācija. Tā vietā daudz efektīvāk ir izmantot signālatkarīgu ACP principus, kas spēj samazināt datu plūsmas kapacitāti, kā arī var ļaut ar vienkāršāku analīzi spēt sakodēt pa bezvadu interfeisu noraidāmos datus.

Ņemot vērā iepriekš paustos apsvērumus pasaulē jau tiek veiktas vairākas iestrādes bezvadu sensoru tīklu uzbūvē, kas meklē alternatīvas tradicionāliem uz sinhronismu un vienmērīgu diskretizāciju balstītiem paņēmienu. Ir radīti pirmie tādas mikrosistēmu prototipi, kuri ietver sevī asinhronas ciparu elektronikas shēmas, kas barojas nevis no baterijas, bet gan no apkārtesošiem pieejamiem enerģijas resursiem [18]. Kā piemērs 2.8 zīmējumā ir parādīta Francijā izstrādāta bezvadu sensora mezgla struktūra. Asinhronai tehnoloģijai ir priekšrocības, kas ļauj ievērojami samazināt sensoru sistēmu enerģijas patēriņu. Enerģijas ģenerators ļauj sistēmai barot pašai sevi, un tādā veidā palielināt sensoru mezgla dzīves ilgumu. Asinhronā tehnoloģija ļauj vienkāršā veidā organizēt sistēmas, kurās sensoru aktivitāte var būt ļoti niecīga un gadījuma rakstura. Pati par sevi aizkavju nejutīgas ķēdes var operēt pie ļoti zemiem spriegumiem. Tā kā asinhronām sistēmām nav centrāla taktimpulsa ģenerators, shēmas elementi patērē enerģiju tikai tad, kad tie operē.

No apkārtņē esošiem resursiem enerģija var tik iegūta izmantojot elektromagnētisko starojumu, temperatūras svārstības un/vai diferenci, vibrāciju vai kustību. Labs piemērs tam ir pulksteņu industrija, kas ražo pulksteņus, kuri darbojas izmantojot tikai iegūstamo kinētisko enerģiju.



2.8. zīm. Asinhroni organizēta un bez baterijas barota sensora mezgla prototipa uzbūves struktūra.

2.6. Fizikālā ķīmija

Fizikālās ķīmijas būtība ir saistīta ar vielu ķīmiskās struktūras un īpašību analīzi, izmantojot fizikālās metodes. Kā divi plaši pielietoti paņēmienu var tikt minēti kodolu magnētiskā rezonanse un elektronu paramagnētiskā rezonanse. Kā jau liecina paši nosaukumi, tad analīzes ideja ir balstīta uz struktūras rezonanses frekvenču novērtēšanu, kas pēc būtības ir ļoti tuvs uzdevums signālu spektrālai analīzei. Galvenie centieni ir iegūt pēc iespējas precīzākas spektra vērtības plašā frekvenču joslā. Svarīgs ir arī dinamiskā diapazona lielums, jo bieži vien rezonanses parādība var tikt nomākta ar trokšņiem. Savukārt izšķiršanas spējai ir jāspēj nodrošināt divu tuvu esošo spektrālo komponentu atdalīšana. Ir būtiski atzīmēt svarīgu rezonanses spektru īpašību – tie raksturojas ar plašā frekvenču intervālā izvietotiem izteikti šauriem spektrāliem pīķiem. No signālu apstrādes viedokļa šādus nosacījumus var raksturot kā gadījumu, kas signāla ekvivalents joslās platums ir vairākkārtīgi mazāks par signāla kopējo joslas platumu. Šāda veida situācija ir ļoti labvēlīga sekmīgai DASP signālapstrādes pielietošanai. Kā viens no tuvinājumiem signālu apstrādei var tikt pieņemts modelis, ka signāls ir sastāvošs no diskrētām komponentēm un trokšņa.

Lai sasniegtu augstu izšķiršanas spēju plašā frekvenču diapazonā, klasiskās pieejas gadījumā, kas izmanto vienmērīgu diskretizāciju, ir nepieciešams analogs-ciparu pārveidojumu veikt ar augstu takts frekvenci, jo analīzes frekvenču diapazons ir ierobežots ar pusi no ACP takts frekvences lieluma, un ciparu signāla kodēšanai pielietot lielu bitu skaitu. Savukārt DASP signālapstrāde spēj veikt analīzi paplašinātā frekvenču diapazonā, kas nav ierobežota ar ACP takts frekvenci un pieļauj zemu vidējo nolašu ņemšanas biežumu. Otrkārt, ja DASP pieeju papildina ar signālatkarīgu analogs-ciparu pārveidojumu, kura vērtību precizitāte nav saistīta ar ciparu signāla kodējuma bitu skaitu, tad ir iespējams uzlabot arī rezonanses spektrālo novērtējumu precizitāti, saglabājot nelielu apstrādājamo datu daudzumu.

Nenoliedzami šī joma ir jāuzskata par interesantu asinhrono DASP sistēmu potenciālo pielietojumu nišu, un projekta turpinājumā ir jāveic dziļāki pētījumi un modelēšana konkrētu jaunveidojamu risinājumu praktiskai pielietojamībai.

3. Nestacionāru signālu laika-frekvenču raksturojumu iegūšana nevienmērīgas diskretizācijas gadījumā ar signālatkarīgu pārveidojuma palīdzību.

Projekta izpildes etapa laikā ir izveidota jauna pieeja nestacionāru signālu laika-frekvenču raksturojuma iegūšanai, kas balstās uz signālatkarīgas transformācijas izmantošanu. Izstrādātai metodei piemīt augstāka temporālā un spektrālā izšķiršanas spēja nekā īssintēzes Furjē transformācijai (*Short-time Fourier transform*). Atšķirībā no “vilkānānālīzes (*Wavelet analysis*) augsta izšķiršanas spēja tiek saglabāta konstanta neatkarīgi no analīzes frekvences, bet atšķirībā no kvadrātiskiem laika-frekvenču sadalījumiem, piemēram Vignera-Villa sadalījuma (*Wigner-Ville distribution*), apstrādes algoritmi neveido fiktīvās šķērskomponentes (cross-terms). Piedāvātā pieeja ir veiksmīgi pielietojama gan laikā vienmērīgi, gan nevienmērīgi diskretizētiem signāliem. Tas nozīmē, ka radītā metode ir svarīgs ieguldījums arī uz asinhroniem principiem organizētu signālu apstrādes sistēmu veidošanā. Jaunizveidotā pieeja ir apkopota rakstā (18 lpp., 9 ilustrācijas), kurš ir iesniegts publicēšanai “Sampling Theory in Signal and Image Processing” žurnālā (www.stip.org). Pilns publikācijas teksts pievienots 1. pielikumā. Šajā atskaites apakšnodaļā īsumā tiks izklāstītas galvenās tēzes:

1. Ja signāla statistiskās īpašības laika gaitā mainās, tad šādus signālus uzskata par nestacionāriem. Tādi ir lielākā daļa no praksē sastopamajiem signāliem [19]. Savukārt, bieži vien signālu apstrādei pielietojamās metodes balstās uz signāla stacionaritātes konceptiem. Ir grūti sekmīgi veikt nestacionāru signālu analīzi, izmantot paņēmienu, kas pieņem signāla stacionaritāti, kā tas piemēram ir Furjē transformācijas gadījumā. Nestacionāru signālu apstrādei ir jāveido speciālas metodes, kas ņem vērā signāla raksturojumu izmaiņas laikā.
2. Trīs galvenās pieejas nestacionāru signālu laika-frekvenču raksturojumu iegūšanai, kas praksē tiek pielietotas visbiežāk, ir īssintēzes Furjē transformācija (*Short-time Fourier transform*), “vilkānānālīze (*Wavelet analysis*) [20] un kvadrātiskie laika-frekvenču sadalījumi (*joint or quadratic time-frequency distribution*) [21]. Katrai no tiem ir savas „vājas vietas”, konkrēti:
 - īssintēzes Furjē transformācijai laika un frekvenču izšķiršanas spēja ir saistīta savā starpā tādejādi, ka palielinot temporālo izšķiršanu samazinās spektrālā izšķiršana un otrādi. Līdz ar to nav iespējams vienlaicīgi iegūt augstas izšķiršanas spējas laika-frekvenču raksturojumus.
 - Vignera-Villa sadalījums dod labas izšķiršanas spējas rezultātus gadījumos, kad signāls sastāv no tikai vienas komponentes. Ja signāls satur vairākas komponentes, tad dēļ nelineāras kodola dabas laika-frekvenču raksturojumos parādās viltus šķērskomponentes. Ar modifikāciju palīdzību iespējams samazināt šo nevēlamo efektu, taču tas tipiski pasliktina izšķiršanas spēju. Otrkārt kvadrātiskā laika-frekvenču sadalījuma pieeja nav pielietojama nevienmērīgi diskretizētu signālu gadījumos, jo jāzina signāla vērtības vienādos laika brīžos turp un atpakaļ no analīzes laika brīža.
 - Vilkānānālīzes galvenais trūkums ir izšķiršanas spējas maiņa atkarībā no signāla frekvences - temporālā izšķiršana pazeminās, bet spektrālā izšķiršana palielinās, samazinoties signāla frekvencei. No otras puses temporālā izšķiršana uzlabojas, bet spektrālā samazinās, paaugstinoties signāla frekvencei. Tas noved pie “skaistām” matemātiskām struktūrām, bet neatbilst signālu dabiskajai uzbūvei.

3. Ir grūti sekmīgi apstrādāt nevienmērīgi diskretizētus signālus ar samazinātu nolašu blīvumu, izmantojot paņēmienu, kas veidoti pieņemot, ka signāls tiek diskretizēts atbilstoši Naikvista kritērijam.
4. Pētījumu un jaunas pieejas izstrādes galvenā ideja ir radīt metodi, kas saglabātu iepriekš minēto, tradicionālo laika-frekvenču raksturojumu metožu pozitīvo, bet minimizētu to trūkumus. Piedāvām metodei ir jāspēj labi apstrādāt signāla nolases arī gadījumos, kad tās izvietotas nevienmērīgi un to blīvums ir mazāks par to, ko nosaka Naikvista kritērijs.
5. Izveidotā pieeja balstās uz signālatkarīgu transformāciju, kas pārveidojuma bāzes funkcijas adaptē signāla momentānām spektrālām īpašībām katrā laika analīzes punktā. Literatūrā līdzīgi principi ir nosaukti par daudzsološiem, it sevišķi nestacionāru signālu analīzē, jo ja signāla statistiskie parametri laikā mainās, tad ir mērķtiecīgi laika gaita mainīt arī pārveidojumu kodolu [22]. Piedāvātai metodei ir saglabāta līdzība ar ģintervāla Furjē transformāciju, lai signāla rekonstrukciju būtu iespējams veikt vienkāršā veidā ar inversās Furjē transformācijas palīdzību.
6. Publikācijā ir demonstrēti modelēšanas rezultāti, kas ļauj secināt, ka izveidotā pieeja nodrošina augstu temporālo un spektrālo izšķiršanas spēja visā signāla frekvenču diapazonā vienādi, tā neveido fiktīvas šķērskomponentes un samazina trošņveidīgu artefaktu parādīšanos laika-frekvenču raksturojumos. Piedāvātā pieeja ir veiksmīgi pielietojama gan laikā vienmērīgi, gan nevienmērīgi diskretizētiem signāliem tajā skaitā gadījumos, kad diskretizācijas blīvums ir mazāks par Naikvista kritērija noteikto, ja signāla momentānais efektīvais joslas platums ir mazāks par kopējo analīzes joslas platumu.

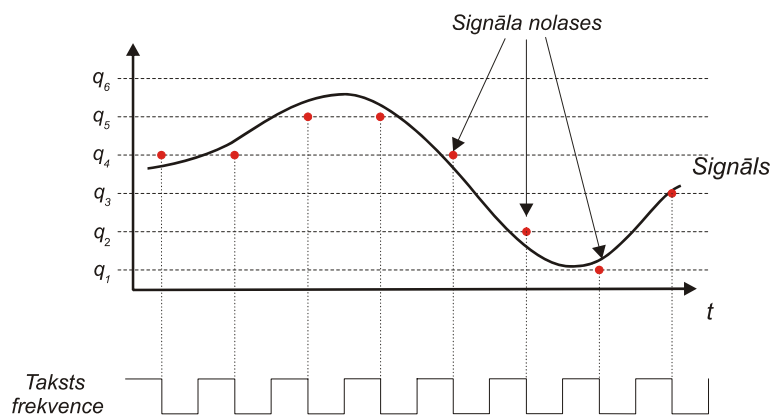
4. Datorprogrammas signālatkarīgu analogs-ciparu pārveidojumu un ar tiem iegūto ciparu signālu apstrādes modelēšanai.

4.1. *Analogu-ciparu pārveidotāju modelēšana MATLAB vidē*

Mūsdienās teorētisko rezultātu pārbaudi pirms to realizācijas praktiskās iekārtās ir pieņemts veikt ar datoru modelēšanas palīdzību. Tas ļauj izvairīties no liekiem laika un līdzekļu tēriņiem, kas rodas jaunas pieejas uzreiz realizējot aparatūrā. Tādā gadījumā, ja ir ieviesusies kāda nepilnība, tad tas prasa papildus ieguldījumus, lai tās novērstu. Attīstoties datortehnikai, to arvien vairāk sāk pielietot matemātiskos aprēķinus dažādu procesu modelēšanai. Šodien inženierzinātnēs plaši tiek pielietota MATLAB programmēšanas vide, kurā ir iespējams efektīvi organizēt aprēķinus un ērti vizualizēt rezultātus. Izmantojot šo vidi, projekta etapa izpildes laikā ir izveidoti vairāku gan tradicionālo, gan netradicionālo analogu-ciparu pārveidotāju (ACP) modeļi. Pie tradicionāliem modeļiem pieder ACP ar vienmērīgu diskretizācijas soli, bet pie netradicionāliem risinājumiem:

- 1) ACP ar nevienmērīgu diskretizācijas soli,
- 2) ACP ar līmeņu-šķērsojošo diskretizāciju,
- 3) ACP ar sinusoīdu-šķērsojošo diskretizāciju,
- 4) ACP ar nulles līmeņa šķērsojošo diskretizāciju.

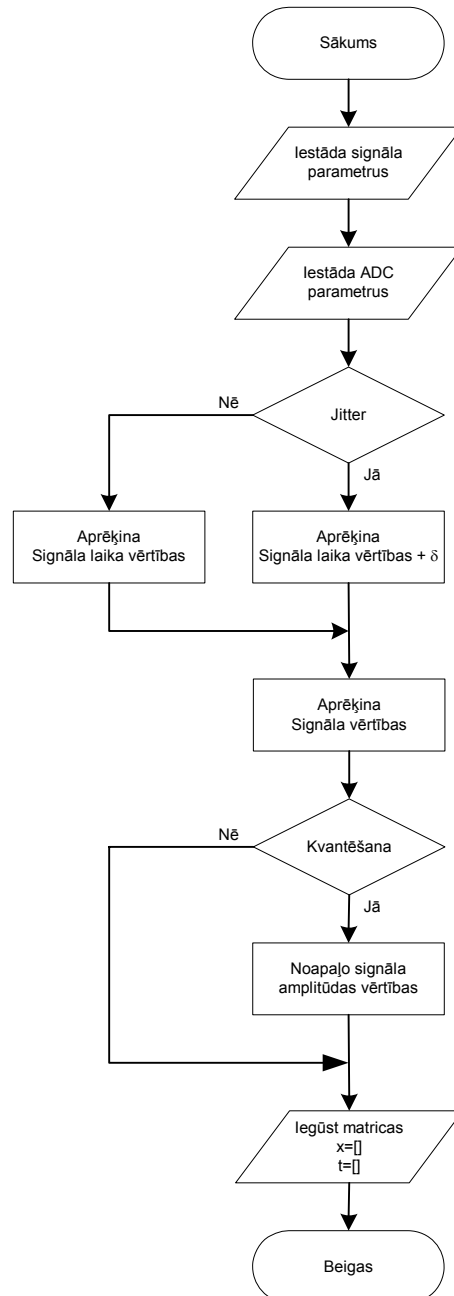
Regulārās diskretizācijas ACP darbības princips ir samērā vienkāršs. ACP ieejā ir analogs signāls, kurš tiek diskretizēts pēc atbalsta takts frekvences pārejas frontes (Skat. 4.1 zīm.). Pienākot taktij tiek noteikta ieejas signāla vērtība, bet par cik arī signāla amplitūda ACP ir diskrēta, tad šī amplitūda tiek noapaļota uz tuvāko vērtību atkarībā no tā cik bitu kodēšana tiek izmantota ACP. Ja ir 8 bitu ACP, tad iegūst 256 līmeņus uz kuriem signāla amplitūda var tikt noapaļota. Izmantojot 10 bitu ACP iegūst 1024 līmeņus, tātad jo augstāks ir bitu skaits un augstāka ir takts frekvence, jo precīzāk var aprakstīt ieejas signālu. 4.1. zīmējumā ir labi redzams reālais signāls un diskretizētais signāls, kas atzīmēts ar gaišākiem punktiem. Kā var redzēt šie gaišie punkti atšķiras no reālā signāla. Šo efektu sauc par kvantēšanas kļūdu.



4.1. zīm. Tradicionālā ACP darbības algoritms.

Papildus tam reāliem takts frekvences ģeneratoriem piemīt nestabilitāte (*jitter*), kas nozīmē, ka reāli ACP netiek veikts vienmērīgi izvietotos laika momentos. Iepriekš pieminētie trūkumi ir divi galvenie iemesli kāpēc ciparotais signāls var būt kroplots.

Izmantojot MATLAB vidi ir izveidota programma, kas modelē gan ideālu analogs-ciparu pārveidojumu, gan var ņemt vērā arī iepriekš aprakstītos kļūdu cēloņus. Detalizēts programmas algoritms ir attēlots 4.2. zīmējumā.

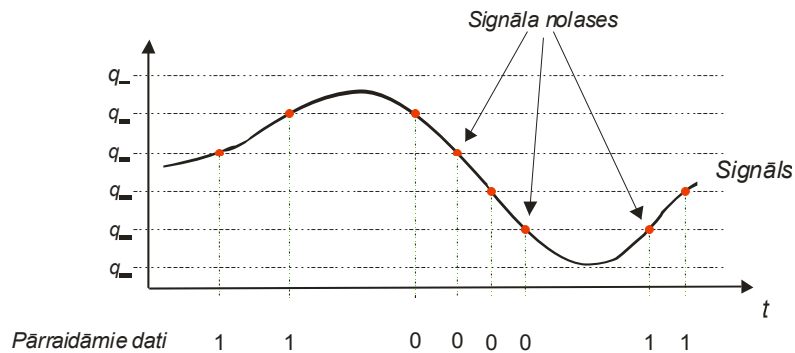


4.2. zīm. Tradicionāla analogs-ciparu pārveidotāja modelēšanas algoritms.

Pirmie bloki nodrošina signāla un ACP parametru ievadīšanu. Var ievadīt sekojošus signāla parametrus: signāla frekvenci, amplitūdu, frekvences pieaugumu (nestacionāriem signāliem) un signāla sākuma fāzi. Pie ACP parametriem var ievadīt kvantēšanas bitu skaitu,

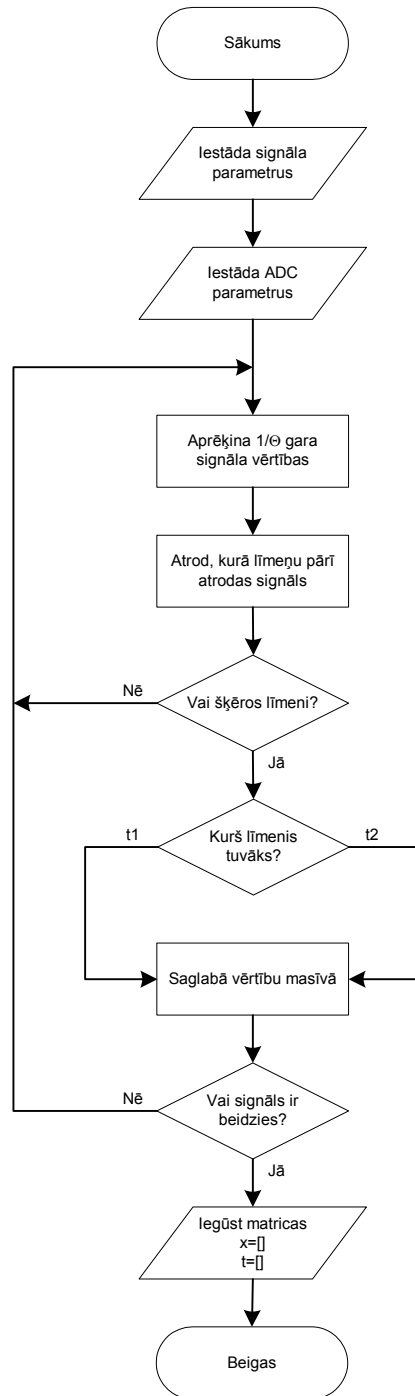
diskretizācijas frekvenci un diskretizācijas frekvences nestabilitāti. Atkarībā no ievadītā diskretizācijas frekvences nestabilitātes parametra tiek aprēķināti laika momenti nolāsēm. Ja diskretizācijas frekvences nestabilitātes parametru ievada lielāku, tad diskretizācijas frekvence ir nestabila un otrādi. Nākošā blokā tiek aprēķināts pētāmā signāla amplitūdas vērtības. Atkarībā no ievadīto kvantēšanas bitu skaita signāls vienmērīgi tiek sadalīts līmeņos un signāla amplitūdas vērtības tiek noapaļotas uz tuvāko iegūto vērtību. Šajā punktā ir iegūts diskretizēts signāls ar iepriekš noteiktiem kvantēšanas līmeņiem. Pilns MATLAB modelēšanas datorprogrammas teksts ir pievienots 3. pielikumā.

Līmeņa-šķērsojošā ACP darbības princips atšķiras no iepriekš aprakstītā. Šim ACP nav nepieciešama takts frekvence, lai diskretizētu signālu. Signāls tiek diskretizēts pēc līmeņiem, kurus šķērso pētāmais signāls (Skat. 4.3. Zīm.). Izmantojot šo diskretizāciju tiek iegūtas precīzas signāla amplitūdas vērtības, bet tām atbilstošās laika momentu vērtības ir izvietotas nevienmērīgi pa laika asi. Līmeņa-šķērsojošās diskretizācijas nolases laiku var iegūt izmantojot taimeru, kas mēra notikuma laiku, bet ir gadījumi, kad laika vērtību zināšana nav nepieciešama, piemēram, signāla jaudas novērtēšanai.



4.3. zīm. Līmeņa-šķērsojošā ACP darbības princips.

Izmantojot iepriekš aprakstīto pieeju ir izstrādāts līmeņa-šķērsojošā ACP modelēšanas algoritms (Skat. 4.4. zīm.), ar kura palīdzību tiek imitēta līmeņa-šķērsojošā ACP darbība.

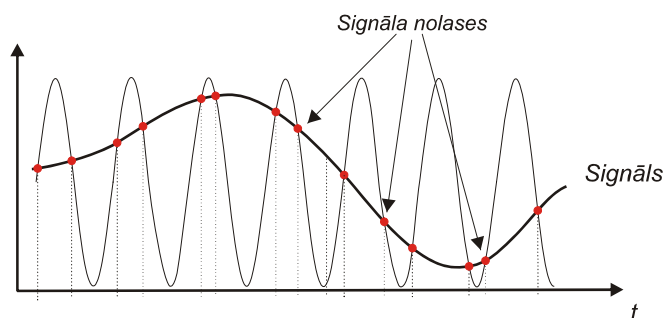


4.4. zīm. Līmeņu-šķērsojošā analogs-ciparu pārveidotāja modelēšanas algoritms.

Tāpat kā tradicionālajā ACP no sākuma tiek ievadīti signāla un ACP pārveidotāja parametri. Signāla parametri ir tie paši, bet līmeņa-šķērsojošā ACP parametri ir: līmeņu bitu skaits un parametrs, kas norāda cik precīzi rēķināt signāla vērtību, lai atrastu pētāmā signāla un līmeņa krustpunktu. Pēc ievadītajiem datiem tiek aprēķinās $1/\Theta$ garš signāls un noteikta pirmās vērtības atrašanās vieta. Tā kā šī signāla vērtība nešķērso nevienu līmeni, tad tiek ņemta nākošā signāla vērtība, aprēķinātā tās atrašanās vieta un salīdzināta ar iepriekšējo. Ja jaunā vērtība atrodas citā līmeņu pāri, tad tas nozīmē, ka signāls ir šķērsojis līmeni. Attiecīgi tiek pārbaudīts kura no signāla amplitūdas vērtībām ir tuvākā līmeņa vērtībai un rezultāts tiek

saglabāts masīvā. Tālāk tiek pārbaudīts vai šī bija pēdējā signāla vērtība, ja nē, tad viss cikls izpildās vēlreiz, kamēr viss signāls tiek diskretizēts pēc līmeņa-šķērsojošās metodes. Pilns MATLAB programmas teksts ir atrodams 3. pielikumā.

Pēc iepriekš pieminētā algoritma darbojas arī sinusoīdas-šķērsojošais ACP un nulles līmeņa šķērsojošais ACP. Sinusoīdas-šķērsojošais ACP nav līmeņu, bet gan atbalsta sinusoīda (Skat. 4.5. Zīm.). Nolases tiek iegūtas pētāmajam signālam šķērsojot atbalsta signālu.



4.5. zīm. Sinusoīdas-šķērsojošā ACP darbības princips.

Izmantojot šādu metodi atbalsta sinusoīdai ir jābūt ar augstāku amplitūdu nekā pētāmais signāls, pretējā gadījumā netiks diskretizēts viss signāls, bet tikai tā daļa, kur būs signālu krustošanās.

Nulles-līmeņa-šķērsošanas ACP balstās uz līmeņu-šķērsojošo ACP, tikai vairāku līmeņu vietā tiek ievadīta nulles vērtība.

Izmantojot ACP iegūtais ciparu signāls ir attiecīgi jāapstrādā vai jāpārraida kādai citai iekārtai, kas to apstrādās. Liela nozīme ir pārraidāmo datu daudzumam. Izmantojot tradicionālo ACP pārraidāmo datu daudzums ir atkarīgs no takts frekvences un bitu skaita. Jo augstāka ir ACP takts frekvence un bitu skaits, jo pārraidāmo datu daudzums ir lielāks. Pielietojot līmeņu-šķērsojošo diskretizāciju pārraidāmais datu daudzums ir atkarīgs ne tikai no līmeņu skaita un pārraidītajām laika vērtībām, ja tās tiek pārraidītas, bet arī no paša signāla. Ja izmaiņas signāla forma ir mazas, tad pārraidāmo datu daudzums arī samazinās. Līmeņu vērtības var pārraidīt divos veidos:

- 1) pārraida visu bitu skaitu, kas noved pie lielu pārraidāmo datu daudzuma;
- 2) pārraida tikai līmeņu izmaiņu.

Otrajā gadījumā līmeņi tiek kodēti un pārraida tikai līmeņu izmaiņu. Pārraida „1”, ja šķērso augšējo līmeni un „0”, ja šķērso apakšējo līmeni (Skat. 4.3. Zīm.). Šādā veidā var samazināt pārraidāmo datu daudzumu. Arī laika informācijas kodēšanai ir iespējami dažādi risinājumi:

1) ja nolašu pārraides laiks ir viennozīmīgi saistīts ar nolases iegūšanas momentu, tad var tikt izmantota kodēšana uz laika ass. Tas nozīmē ka signālu apstrādes mezglā ir iespējams restaurēt precīzu informāciju par nolases diskretizācijas brīdi pēc tās noraidīšanas laika attiecība pret citām nolasēm.

2) ACP mēra diskretizācijas momenta laiku ar noteiktu precizitāti un pārraida to kopā ar informāciju par līmeņiem. Tas palielina pārraidāmo datu daudzumu.

Sinusoīdas-šķērsojošam ACP laika informācija nav nepieciešama, jo ir zināms atbalsta signāla frekvence. Kā papildus informāciju var nosūtīt atbalsta signāla sākuma fāzi. Uztverošai iekārtai ir atbalsta sinusoīdas signāla ģenerators, kas ģenerē tādu pašu sinusoīdu pēc kuras var noteikt laika momentus.

Visu iepriekš aprakstīto metožu modelēšanas rezultāti ir apkopoti nākošā nodaļā, kā arī visu algoritmu realizācija MATLAB vidē ir atrodama 3. pielikumā.

4.2. Signālatkarīgi diskretizētu signālu apstrāde.

Izmantojot analogs-ciparu pārveidotāju modelēšanas rezultātā iegūtās signāla nolases, tika analizēti un pētīti gan stacionāru, gan nestacionāru signālu ciparu apstrādes raksturojumi.

4.2.1. Stacionāri signāli.

Stacionāri signāli ir signāli, kuru statistiskās īpašības nemainās laikā, kā piemēru var minēt sinusoidu ar konstantu frekvenci. Nestacionāriem signāliem statistiskās īpašības mainās laikā, piemēram, frekvences modulēts signāls. Izmantojot dažādus signālu veidus ir pētītas dažādu ACP modeļu raksturīgākās iezīmes kopsakarība ar pielietoto signālu apstrādes algoritmu.

Izvēlētā un rezultātos attēlotā testa-signāla signāla parametri ir:

- 1) signāla frekvence: 0,2345Hz;
- 2) signāla amplitūda: 1V
- 3) ACP bitu skaits: 2;

No iegūtajām ACP vērtībām ir iegūts uz DFT balstīts signāla spektra novērtējums, izmantojot sekojošu formulu:

$$s(f) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=1}^N x(t_n) \cdot e^{-j2\pi f t_n} \right| \quad (4.1)$$

kur $s(f)$ – signāla spektrālais novērtējums;

N – signāla analīzes garums, s;

n – kārtas skaitlis 1, 2, 3, ..., N;

$x(t_n)$ – signāla nolases laika momentā t_n ;

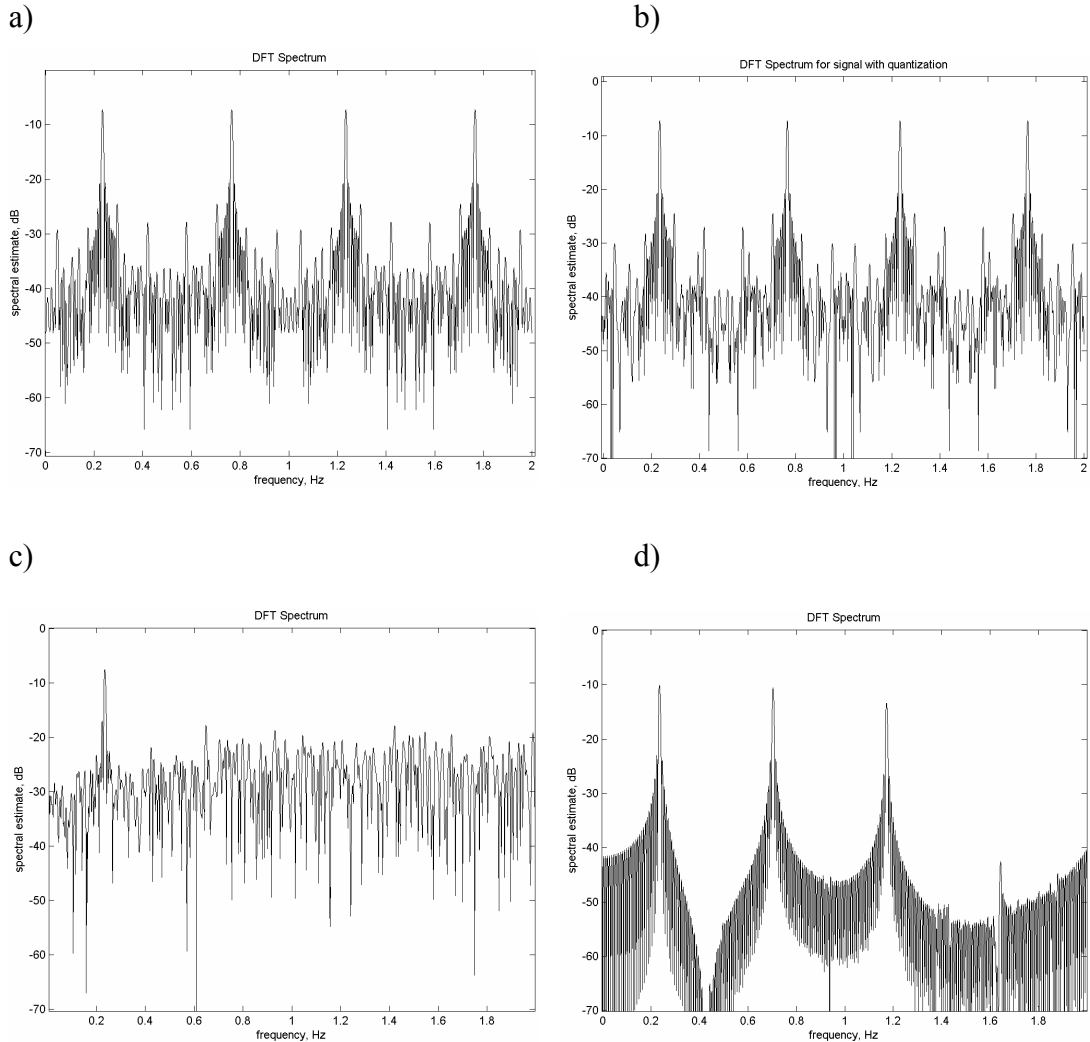
f – pētāmo frekvenču diapazons, Hz;

t – nolases laika moments, s.

Izmantojot uz DFT balstītu signāla spektra novērtējuma metodi, var iegūt signāla spektra novērtējumu ne tikai signāliem ar vienmērīgu diskretizāciju, bet arī signāliem ar nevienmērīgu diskretizāciju. ACP ar vienmērīgu diskretizāciju un 2 bitu kvantēšanu iegūtās nolases apstrādājot uz DFT balstīta signāla spektra novērtējumu iegūst spektrālo novērtējumu (Skat. 4.6.a Zīm.). Pēc šī grafika var spriest par ACP ieejas signālu. Pirmais pīķis norāda uz sinusoidāla signāla klātbūtni, kura atkārtotā frekvence ir ap 0,23Hz. SFDR (*Spurious free dynamic range*) ir ap 20dB. Pīķu atkārtotā radusies, jo starp tiem pašiem diskretajiem signāla punktiem var novilkt vēl vairākas sinusoidas ar augstākām frekvencēm.

Pievienojot šim ACP reālu takts frekvenci, kurai ir neliela nestabilitāte, rezultāti mazliet atšķiras (Skat. 4.6.b Zīm.). Reālās sistēmās ar 2 bitu kvantēšanu SFDR attiecība ir vēl zemāks, tas ir, ap 16dB. Tāpat piemīt signāla frekvenču pārklāšanās, tāpēc pielieto zemfrekvences filtru, lai varētu analizētu tikai to apgabalu, kur nav signālu spektrālās atkārtotā, tas ir, līdz 0.5Hz.

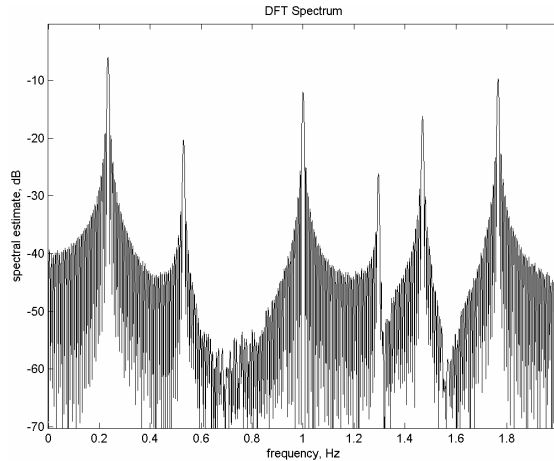
Pielietojot nevienmērīgu diskretizāciju signālu pārklāšanās izsmērējās visā frekvenču diapazonā (Skat. 4.6.c Zīm.). Izmantojot šādu pieeju ir iespējams signālu pētīt daudz plašākā frekvenču diapazonā, kas šai gadījumā ir 2Hz. Protams, ka nevienmērīgai diskretizācijai ir arī savi trūkumi. SFDR ir ap 10dB. Līmeņa-šķērsojošā ACP iegūtā signāla nolases apstrādājot un iegūstot signāla spektrālo novērtējumu var secināt, ka pie tiem pašiem signāla parametriem ir uzlabojusies SFDR attiecība, kas ir ap 30dB (Skat. 4.7.d zīm.).



4.7. zīm. Stacionāra signāla spektrālais novērtējums ar a) tradicionālo 2 bitu ACP un vienmērīgu diskretizāciju, b) reālu ACP, c) ACP ar nevienmērīgu diskretizāciju, d) līmeņa-šķērsojošo ACP.

Arī šajā gadījumā parādās signālu frekvenču uzklāšanās efekts, jo pētāmais signāls ir periodisks un ar līmeņu šķērsojošo ACP iegūtās nolases laika ir izvietotas samēra regulāri. Ja apstrādā neperiodisku, sarežģītu signālu, tad nolases laikā sadalās nevienmērīgāk un signāla spektrālā novērtējumā neparādās signāla atkārtošanās.

Sinusoīdas-šķērsojošā gadījumā SFDR attiecība ir nedaudz augstāka ap 35dB (Skat. 4.8. zīm.). Tāpat ir novērojama signāla atkārtošanās, ja gan atbalsta sinusoīda, gan pētāmais signāls ir periodisks, jo nolases laikā veidojas regulāri atkārtojoties to izvietojumam.



4.8. zīm. Stacionāra signāla spektrālais novērtējums iegūts ar sinusoīdas-šķērsojošo ACP.

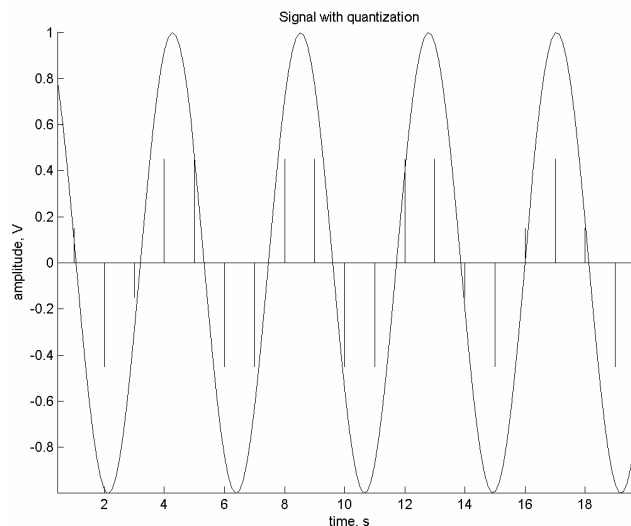
4.2.1.1. ACP ieejas signāla pārspriegums.

Praksē sastopami gadījumi, kad ieejas signāls var pārsniegt ACP maksimālo ieejas līmeni. Protams, ilgstoša šāda veida ACP darba nav pieļaujama, jo var novest pie ACP iziešanas no ierindas. Lai iegūtu informāciju, kas notiek ar diskretizēto signālu ir izveidotie divi modeļi:

- 1).tradicionālajam ACP;
- 2) līmeņa - šķērsojošam ACP;

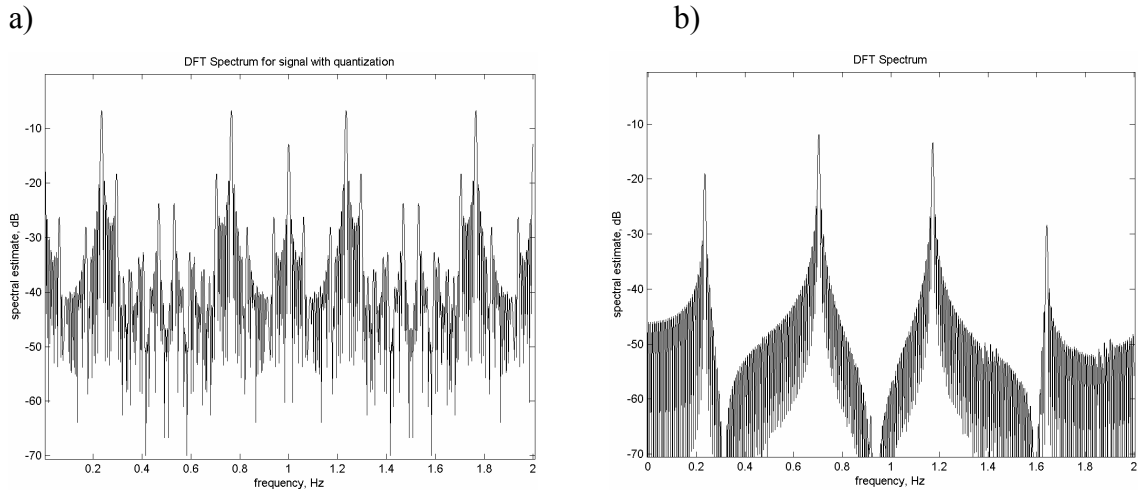
Par ieejas signālu ir izvēlēts stacionārs sinusoidāls signāls, kura amplitūda ir 1V, bet ACP maksimālais ieejas spriegums ir 0,5V. Ir izvēlēta tā pati 2 bitu kvantēšana un signāla frekvence ir 0,2345Hz.

ACP ieejas signālu un ACP izejas diskretizēto signālu var redzēt 4.9. zīm.



4.9. zīm. Signāls ACP ieejā un signāls ACP izejā.

Signāla spektrālais novērtējums pie šādiem nosacījumiem ir līdzīgs kā tradicionālajam ACP ar normālu ieejas signāla amplitūdu. Atšķirība ir SFDR attiecībā. Kad signāls pārsniedz ACP ieejas maksimālo sprieguma vērtību SFDR attiecība ir ap 11dB (Skat. 4.10. a zīm.).



4.10. Zīm. Stacionāra signāla spektrālais novērtējums iegūts ar a) tradicionālo ACP, b) līmeņa-šķērsojošo ACP.

Tāpat ir novērojams frekvenču uzklāšanās efekts, jo starp tiem pašiem diskretizētajiem punktiem var novilkt sinusoīdas arī ar citām augstākām frekvencēm. Līdzīgi novērojumi ir arī izmantojot līmeņa-šķērsojošo ACP (Skat. Zīm. 4.10. b). SFDR attiecība ir divreiz augstāka, tas ir, ap 25dB.

Salīdzinot 4.10a un 4.10.b zīmējumus var redzēt, ka, ja ir nepieciešams noteikt ieejas signāla frekvenci, tad līmeņu-šķērsojošā ACP izmantošana dod labākus rezultātus, jo SFDR attiecība ir augstāka. Tas nozīmē, ja signāls sastāv no vairākām harmoniskām, tad pie mazas SFDR attiecības ir grūti atšķirt vai tā ir signāla īstā vai viltus komponente. Izmantojot tradicionālo ACP ir jāpalielina bitu skaitu, lai iegūtu labāku SFDR attiecību. Tātad ar līmeņa-šķērsojošo ACP ir iespējams iegūt tos pašus rezultātus nekā tradicionālā ACP ar mazāk bitu skaitu. Tas noved pie tā, ka pārraidāmo datu daudzums samazinās.

4.2.1.2. Signāls sastāv no divām harmoniskām komponentēm.

Biomedicīna ar vien vairāk ir sastopama veselības aprūpē. Ar dažādu biosensoru palīdzību tiek mērīts nervu, muskuļu elektriskā aktivitāte. Parasti derīgais signāls ir modulēts ar kādu apkārtējās vides zemfrekventu signālu (troksni), kas nenes informāciju sevī. Pētāmais signāls ir augstākas frekvences nekā apkārtējās vides troksnis, kas parasti ir zem 50Hz. Ja pielietoto zemfrekvences filtru, kas nogriež frekvences zemākas par 50Hz, tad var gadīties, ka kādu derīgo signālu arī zaudē. Lai šādas situācijas nerasto un iegūtu precīzāku informāciju, tiek diskretizēts viss signāls, bet tas noved pie tā, ka ir nepieciešams ACP ar lielu bitu skaitu, kas iekārtu uzreiz sadārdzina.

Šai sadaļā ir pētīts kādu rezultātus var sasniegt izmantojot līmeņa-šķērsojošo ACP salīdzinājumā ar tradicionālo ACP. Pētāmais signāls sastāv no divām sinusoidālām komponentēm. Viena sinusoīda ir ar 0.05Hz frekvenci un otra ar 0.45Hz frekvenci. Signālu amplitūdas attiecīgi 1V un 0,2V (Skat. Zīm. 4.11.). Datu diskretizēšanai tiek pielietots 4 bitu ACP. Signāls tiek iegūts pēc formulas 4.2, kas apraksta divu sinusoidālu signālu summu.

$$s(t) = Um_1 \cdot \sin(2\pi f_1 t + \varphi_1) + Um_2 \cdot \sin(2\pi f_2 t + \varphi_2). \quad (4.2)$$

kur $s(t)$ – pētāmais signāls;

Um_1 – pirmā signāla amplitūda, 1V;

Um_2 – otrā signāla amplitūda, 0,2V;

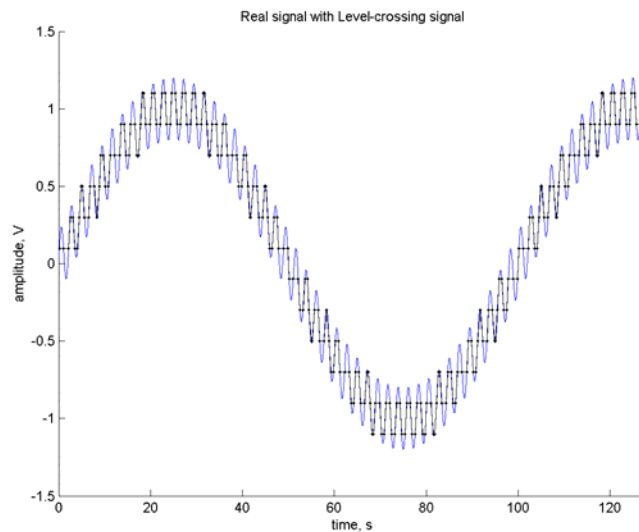
f_1 – pirmā signāla frekvence, 0.01Hz;

f_2 – otrā signāla frekvence, 0.45Hz;

t – laiks, s;

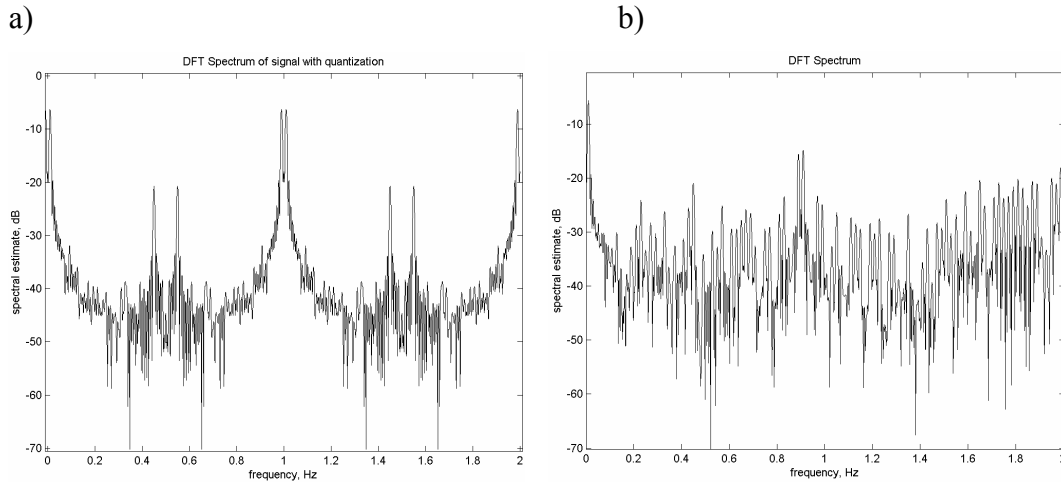
φ_1 – pirmā signāla fāze, 0 rad;

φ_2 – otrā signāla fāze, 0 rad.



4.11. Zīm. ACP ieejas signāls, kas sastāv no divu sinusoīdu summas.

Izmantojot uz DFT balstītu signāla spektrālo novērtējumu tradicionālais ACP salīdzinājumā ar līmeņu-šķērsojošo ACP dod labākus rezultātus, tas ir, tradicionālā ACP spektrālā novērtējumā (Skat 4.12.a Zīm.) ir novērojama divu harmonisko signālu esamība. Mēģinot atrast šīs divas komponentes līmeņa-šķērsojošā ACP spektrālajā novērtējumā var redzēt, ka signāls, kuram ir lielāka amplitūda ir redzams, bet signāls, kuram ir mazā amplitūda ir paslēpies trokšņos. Tas izskaidrojams ar to, ka DFT ir paredzēts regulāriem laika momentiem, bet šai gadījumā līmeņa-šķērsojošam ACP ir neregulāri laika momenti, kas arī noved pie trokšņu līmeņa pieaugšanu. Lai iegūtu pareizus rezultātus ir jāizmanto cita metode, kas var tikt pielietota gadījumos, kad ir neregulāri laika momenti.



4.12. zīm. Salikta signāla spektrālais novērtējums. a) iegūts ar tradicionālo ACP. b) iegūts ar līmeņa-šķērsojošo ACP.

Viena no šādām metodēm ir neortogonālie pārveidojumi, kuri balstās uz sekojošas matricas izveidošanu:

$$\begin{bmatrix} \cos(2\pi f_1 t_1) & \sin(2\pi f_1 t_1) & \cdots & \cos(2\pi f_n t_1) & \sin(2\pi f_n t_1) \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ \cos(2\pi f_1 t_n) & \sin(2\pi f_1 t_n) & \cdots & \cos(2\pi f_n t_n) & \sin(2\pi f_n t_n) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

t_k – signāla vērtība nolašu laika momenti;

f_n – frekvence;

Pielietojot neortogonālo pārveidojumu pieeju, tiek atrasti signāla izvīzījuma koeficienti matricas (4.3) funkciju rindā. Ja pieņemam, ka frekvences f_n ir zināmas, tad varam aprēķināt izvīzījuma koeficientus.

Ar datorprogrammas palīdzību tika aprēķinātas signāla komponentu amplitūdu vērtības signāla modelim (4.2) pie zināmām frekvencēm, tas ir, pie 0,01Hz un 0,45Hz. Eksperiments ir atkārtots vairākas reizes un iegūta ir vidējā kvadrātiskā kļūda Δ , kas parāda cik liela ir kļūda starp ieejas signāla īsto un aprēķināto amplitūdas vērtībām. Rezultāti ir apkopoti 4.1. tabulā. Kļūda ir novērtēta, izmantojot ACP ar dažādu bitu skaitu. Kā var redzēt tabulā, tad tradicionālā ACP rezultāti uzlabojas, palielinot bitu skaitu. Izmantojot līmeņa-šķērsojošo ACP amplitūdas kļūda ir ļoti maza un tā praktiski nemainās. Tātad var pielietot līmeņu-šķērsojošo ACP ar mazāku bitu skaitu un iegūt tuvus rezultātus kā ar tradicionālo ACP, kuram ir ap 10 bitiem. Šāda pieeja ļauj samazināt pārraidāmo datu daudzumu un samazināt iekārtas izmaksas.

Tabula 4.1.

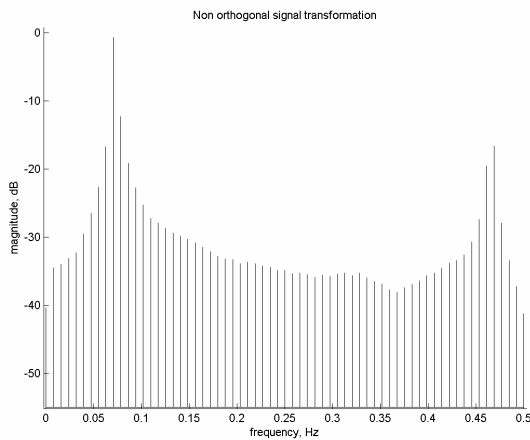
Signāla parametri

	Vienmērīga diskretizācija		Nevienmērīga diskretizācija		Līmeņa šķērsojošais		Jitter	
	1	0.2	1	0.2	1	0.2	1	0.2
Signāla amp., V	1	0.2	1	0.2	1	0.2	1	0.2
Signāla f., Hz	0.01	0.45	0.01	0.45	0.01	0.45	0.01	0.45

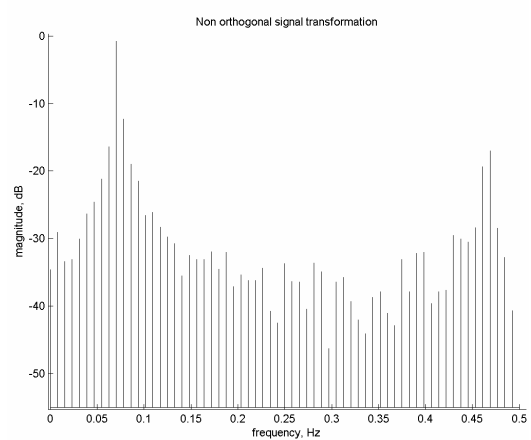
ACP bitu skaits	Vidējā kvadrātiskā kļūda Δ .							
	0,2351	0,3372	0,1313	0,2466	$17,25 \cdot 10^{-4}$	$5,70 \cdot 10^{-4}$	0,2140	0,3338
2	0,066	0,073	0,0264	0,0287	$10,72 \cdot 10^{-4}$	$1,64 \cdot 10^{-4}$	0,0595	0,0724
4	0,013	0,010	$5,15 \cdot 10^{-3}$	$7 \cdot 10^{-3}$	$9,94 \cdot 10^{-4}$	$1,05 \cdot 10^{-4}$	$9,68 \cdot 10^{-3}$	$8,8 \cdot 10^{-3}$
6	$2,59 \cdot 10^{-3}$	$1,61 \cdot 10^{-4}$	$1,31 \cdot 10^{-3}$	$1,65 \cdot 10^{-3}$	$9,94 \cdot 10^{-4}$	$8,69 \cdot 10^{-5}$	$1,77 \cdot 10^{-3}$	$1,23 \cdot 10^{-3}$
8	$1,23 \cdot 10^{-4}$	$1,38 \cdot 10^{-4}$	$8,94 \cdot 10^{-5}$	$9,87 \cdot 10^{-5}$			$7,15 \cdot 10^{-5}$	$6,71 \cdot 10^{-5}$
12	$9,63 \cdot 10^{-6}$	$7,32 \cdot 10^{-6}$	$6,37 \cdot 10^{-6}$	$5,03 \cdot 10^{-6}$			$4,45 \cdot 10^{-6}$	$3,9 \cdot 10^{-6}$
16								

Tā kā pētāmais signāls ir ierobežots frekvenču diapazonā un ierobežots laikā, tad pielietojot neortogonālās transformācijas pieeju var aprēķināt ieejas signāla vērtības arī pie nezināmām vienmērīgi izvietotām frekvencēm (Skat. 4.13 zīm.). Ieejas signāls šajā gadījumā nedaudz atšķiras no iepriekšējā, tas ir, signālu frekvences ir 0.071875Hz un 0.46563Hz.

a)



b)

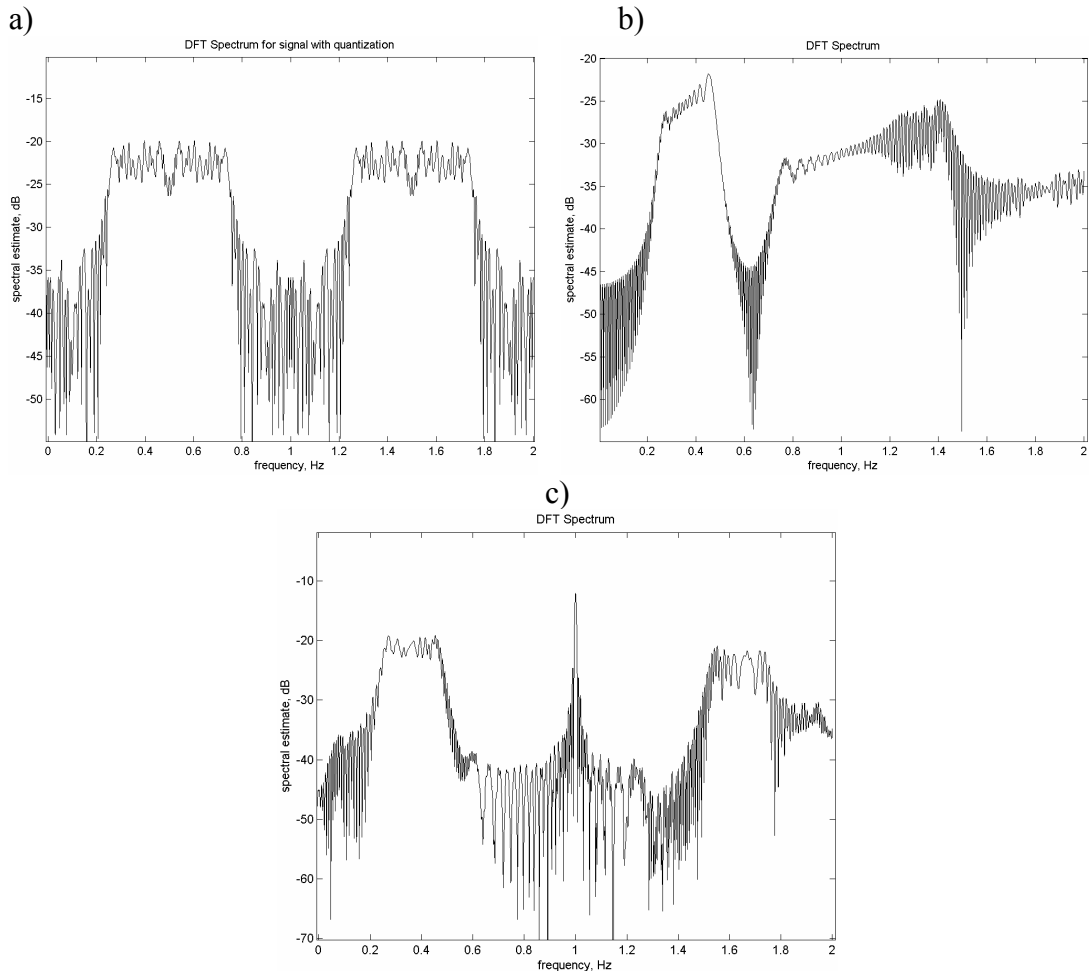


4.13. zīm. Ar neortogonāla pārveidojuma palīdzību iegūts signāla spektrs. a) līmeņa-šķērsojošais ACP b) tradicionālais ACP.

Kā var redzēt gan 4.13.a, gan 4.13.b zīmējumā var izšķirt, ka ieejas signāls sastāv no divām harmoniskām svārstībām un tie praktiski neatšķiras. No tā varam secināt, ka līmeņu-šķērsojoša ACP pielietošana ir jākombinē ar atbilstošu apstrādes paņēmienu izmantošanu, kas ņem vērā faktu, ka nolases var būt laika izvietotas nevienmērīgi. Tādā gadījumā ir iespējams iegūt labākus rezultātus nekā ar tradicionālo ACP.

4.2.2. Nestacionāri signāli.

Par nestacionāru signālu ir izvēlēta sinusoīda, kuras frekvence mainās laikā. Tāpat kā ar stacionāru signālu, nestacionārais signāls tiek diskretizēts ar visiem ACP modeļiem. Signāla spektrālajā novērtējumā, kas iegūts ar reālu ACP, ir redzams, ka pētāmā signāla frekvence pieaug no 0.23Hz līdz 0.5Hz (Skat. 4.14. a zīm.).



4.14. zīm. Nestacionāra signāla spektrālais novērtējums iegūts ar a) reālu ACP, b) līmeņa-šķērsojošo ACP, c) sinusoīdas-šķērsojošo ACP.

SFDR attiecība ap 8dB. Tāpat kā stacionāra signāla gadījumā ir novērojams signāla frekvenču uzklāšanās efekts. Pielietojot līmeņa-šķērsojošo ACP šis efekts vairs nav novērojams (Skat. 4.14. b Zīm.), jo signāla diskretizācijas nolases ir neregulāras. SFDR attiecība ir augstāka un tā ir ap 20dB.

Pielietojot sinusoīdas-šķērsojošo ACP SFDR attiecība ir ap 15dB. Ir novērojama signāla pārklāšanās, bet pie daudz austākām frekvencēm.

4.2.3. Kopsavilkums.

Ir apskatīti vairāki veidu ACP, un, apstrādājot ar iepriekš izveidoto ACP modelēšanas programmu iegūtus ciparu signālus, ir iegūti rezultāti par dažādu pārveidotāju iespējamām priekšrocībām un trūkumiem. Nevienu no ACP veidiem nevar uzskatīt par pārāku par otru. Katrai no metodēm ir savas priekšrocības un trūkumi. Tradicionālam ACP, lai diskretizētu signālu, ir nepieciešams takts signāls, kas noved pie papildus resursu izmantošanas. Lai iegūtu labus rezultātus ir nepieciešams liels bitu skaits un līdz ar to arī liels pārraidāmo datu daudzums. Metodes priekšrocība ir, ka tā ir plaši pielietota sinhronās sistēmas un uz šo dienu ir visplašākās datu apstrādes iespējas. Līmeņu-šķērsojošam ACP nav nepieciešams taktimpulsu signāls un to var pielietot asinhronās sistēmās. Apstrādājot sarežģītus signālus iegūst labāku SFDR attiecību ar mazāk bitu skaitu nekā tradicionālajam ACP. Kā trūkumu var minēt, vēl neizpētītās iespējas apstrādāt diskretizētos signālus, kā arī atbilstošu apstrādes metožu nepieciešamību Pārraidāmo datu daudzums ir atkarīgs no paša signāla un pielietojuma. Ja nepieciešams zināt arī nolašu laika momentu vērtības, tad pārraidāmo datu daudzums palielinās. Ja nepieciešams pārraidīt tikai informāciju par līmeņiem, tad var iztikt ar dažiem bitiem. Sinusoīdas-šķērsojošam ACP ir ļoti līdzīgi parametri kā līmeņu-šķērsojošam ACP, bet kā priekšrocību var minēt, ka nav nepieciešams pārraidīt laika vērtības, jo kā atbalsta signāls tiek izmantots sinusoidāls signāls ar noteiktiem parametriem. Uztverošā galā var būt tāds pats ģenerators, kurš ģenerē tādu pašu signālu un pēc tam nosaka laika momentus, kuros atrodas nolases. Tomēr problēmas var radīt abu signālu nobīdes frekvenču nestabilitātes dēļ. Lai to risinātu ir nepieciešama sinhronizācijas sistēma, kas savukārt sarežģī veidojamo iekārtu.

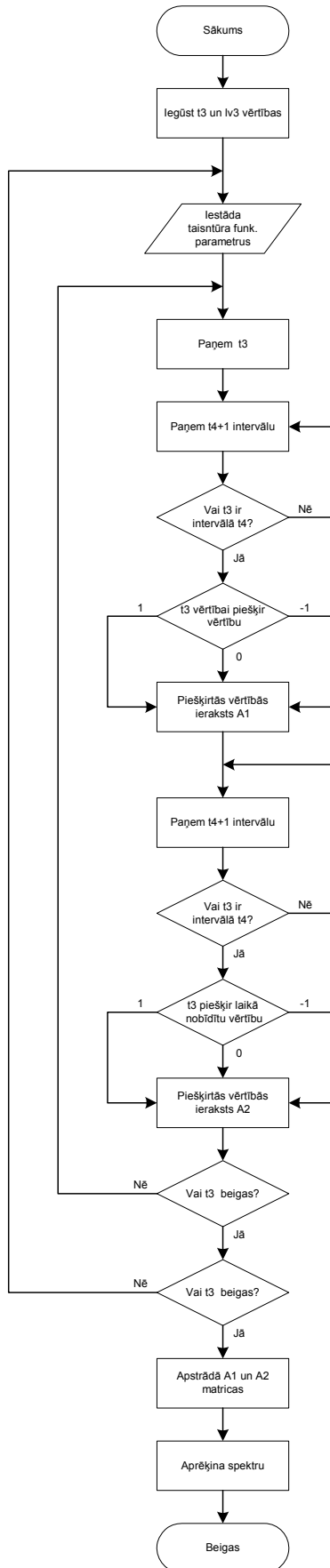
5. Asinhronai ideoloģijai pielāgotu algoritmu implementācijas projekts specializētās mikroshēmās.

Blakus jaunu teorētisku rezultātu ieguvei, jaunradāmo signālapstrādes algoritmu izstrādes mērķis ir to praktiska pielietojamība. Šajā sakarā ir izdalāmi divi novirzieni: 1) algoritmi tiek izmantoti datorprogrammās veicot apstrādi uz datora vai mikroprocesora, 2) algoritmi tiek implementēti elektroniskās shēmās un/vai specialās mikroshēmās. Šī nodaļa veltīta paveiktajam otrajā novirzienā.

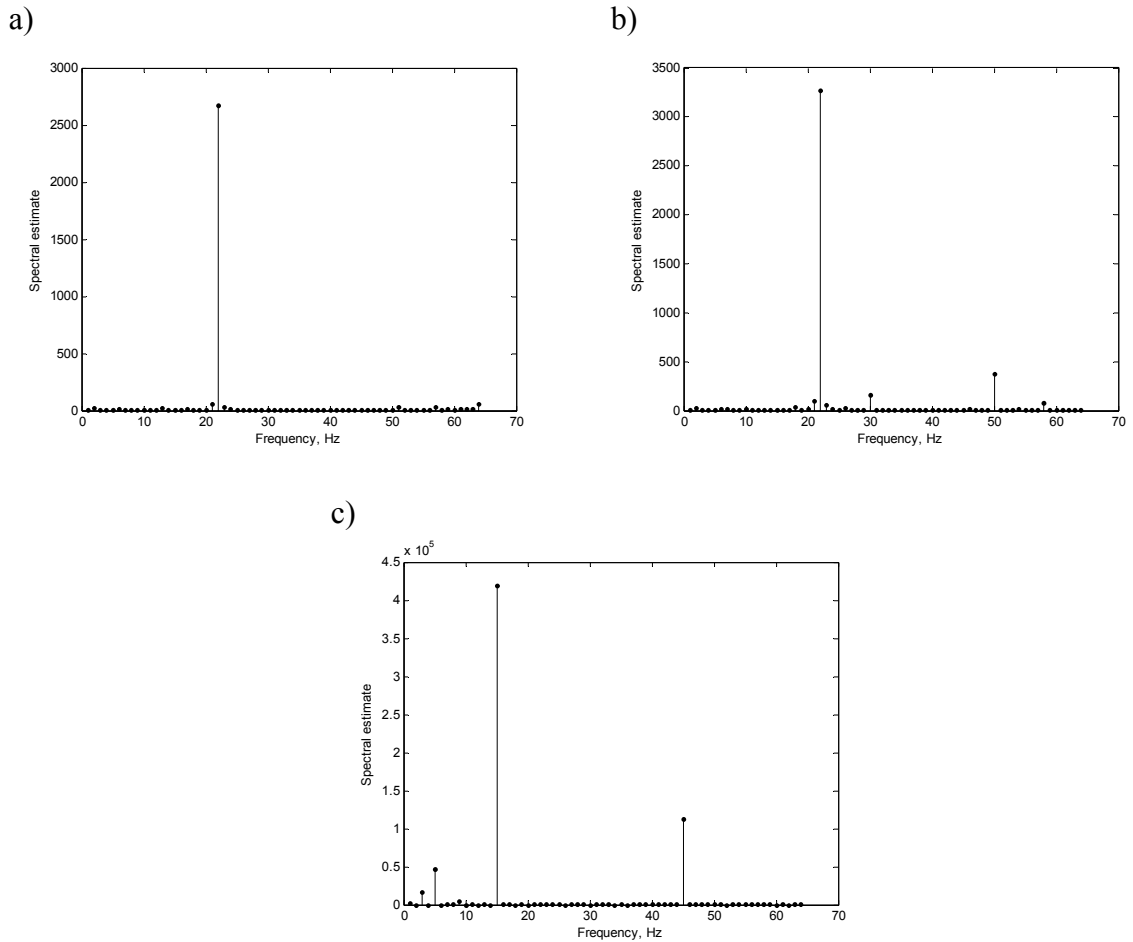
Pētījumi un iestrādes notikumu vadītu ACP signālu apstrādes algoritmu implementācijai mikroelektronikas iekārtās ir būtiska projekta sekmīgas izpildes sastāvdaļa, un tāpēc pie tās tiek strādāts jau sākot ar pirmo etapu. Ir izveidots specializētas mikroshēmas projekta modelis, kas signālu spektrālai analīzei izmanto pārveidojuma taisnstūra funkciju bāzē pieeju [23-25]. Pamatideja ir šādā veida apstrādāt ar signālatkarīgu analoģs-ciparu pārveidojumu iegūtus datus. Kā pirmais piemērs ir izvēlēta līmeņu-šķērsošanas diskretizācija, kam tiek izmantota izveidotā un 4.1 nodaļā aprakstītā MATLAB modelēšanas programma. Ar taisnstūra bāzes funkcijām veiktu spektrālo novērtējumu sasniedzamo parametru analīze ir veikta MATLAB vidē. Modelēšanas programmas teksts pievienots 4.pielikumā. Līmeņu-šķērsošanas ACP iegūto nolašu apstrādes algoritms ar taisnstūra bāzes funkcijām ir parādīts 5.1 zīmējumā. Monoharmoniskam stacionāram signālam iegūstamie rezultāti pie dažādām signāla frekvencēm ir attēloti 5.2 zīmējumā, kur parādīts arī salīdzinājums ar tradicionāla ACP gadījumu.

Iegūtie rezultāti ļauj spriest, ka šādu algoritmu realizācija speciālās mikroshēmās var būt interesanta. Kā redzams no 5.2.a un 5.2.b zīmējumu salīdzinājuma, tad pirmajā gadījumā analīzes rezultāti ir nedaudz labāki, jo nolašu neregularitātes dēļ neparādās frekvenču uzklāšanās efekta viltus komponentes. To izcelsme ir fakts, ka taisnstūra funkciju spektrs pēc savas būtības ir bezgalīga harmoniku rinda ar samazinošos amplitūdu vērtībām. Šis moments spēlē negatīvu lomu tajā gadījumā, ja ieejas signāla trešā harmonika atrodas analizējamo frekvenču joslā, kā tas parādīts 5.2.c zīmējumā. Lai iegūtu precīzākus rezultātus ir nepieciešams veikt papildus korekciju iegūtajiem koeficientiem, tomēr tas sarežģī veidojamo apstrādes sistēmas specializēto mikroshēmu.

Signālu diskretās apstrādes mērķis ne vienmēr ir pilnas spektrālās analīzes iegūšana, un izstrādātās pieejas pielietojumi var variēt atkarība no analizējamo frekvenču skaita. Piemēram, datu komunikācijās pārraide var notikt uz atsevišķām iepriekš definētam frekvencēm un tādos gadījumos arī analīzes frekvences ir iepriekš noteiktas. Galvenā apskatīto principu (signālatkarīgs ACP kombinācijā ar beztaktētāja elektronikā veidotu apstrādi) implementācijas doma ir radīt pamatus īpaši maz elektroenerģijas tērējošu sistēmu izveidei, uz kuru bāzes ir iespējams veidot efektīvas un no baterijām ilgstoši darbināmas iekārtas.

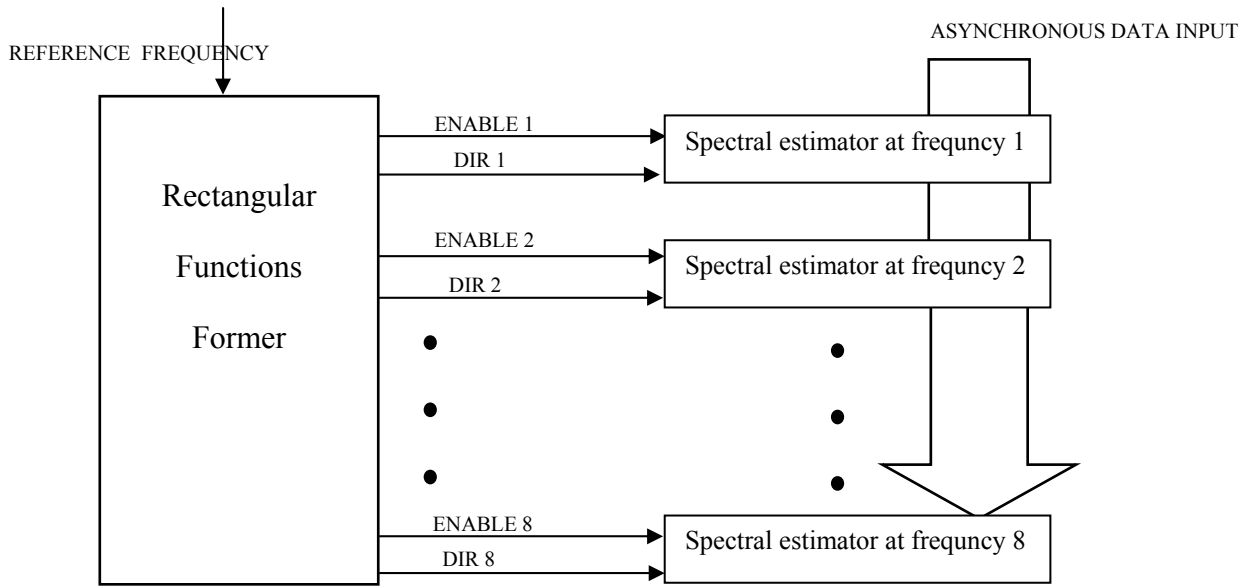


5.1. zīm. Programmas algoritms signāla nevienmērīgās diskretizācijas spektra iegūšanai ar kvadrātveida funkcijām.



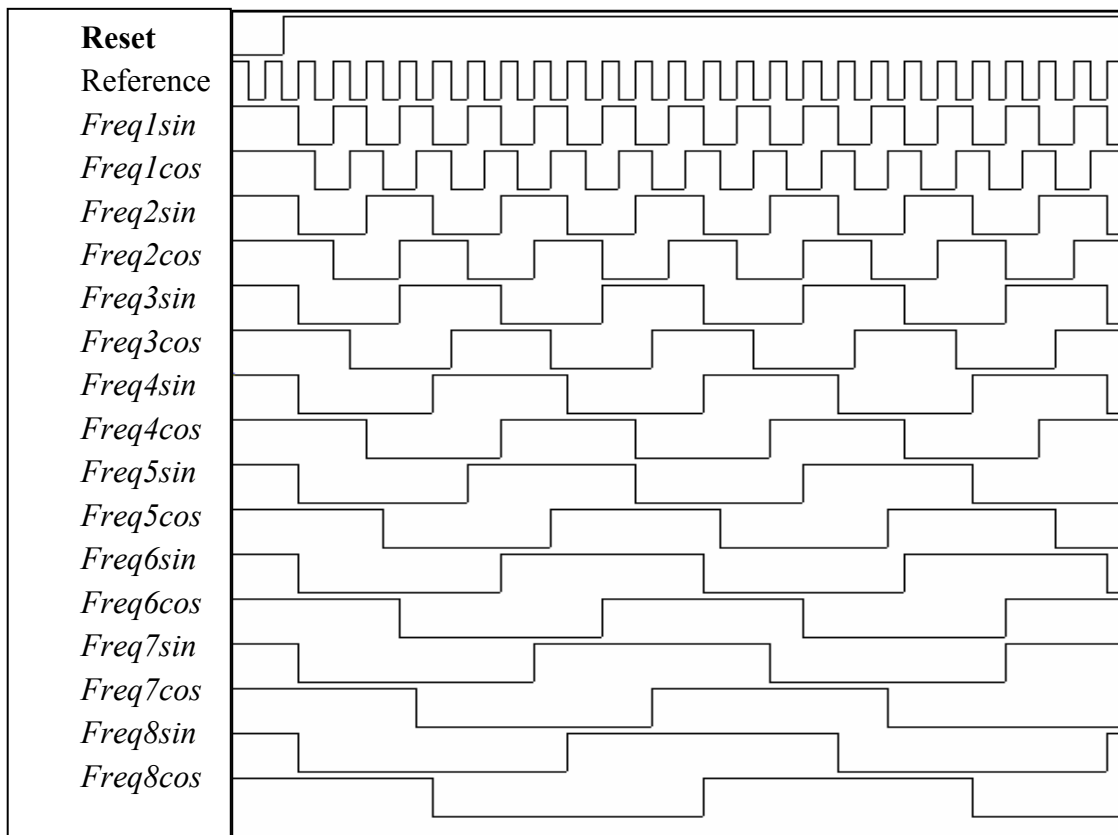
5.2. zīm. Ar taisnstūra funkciju palīdzību iegūtais spektrālais novērtējums sinusoidāla signāla 128sek. garai realizācijai: a) līmeņu-šķērsojuma diskretizācija, signāla frekvence 21,87/128 Hz b) tas pats signāls tradicionāli diskretizēts, c) līmeņu-šķērsojuma diskretizācija, signāla frekvence 15/128 Hz.

MAX+plus II vidē ir izveidots specializētas mikroshēmas projekts, kura uzbūves struktūra parādīta 5.3 zīmējumā. Analīze tiek veikta vienlaicīgi uz 8 frekvencēm, kas atbilst no 1 līdz 8 periodiem apstrādes intervālā un, kas satur „+1”, „0”, „-1” vērtības.



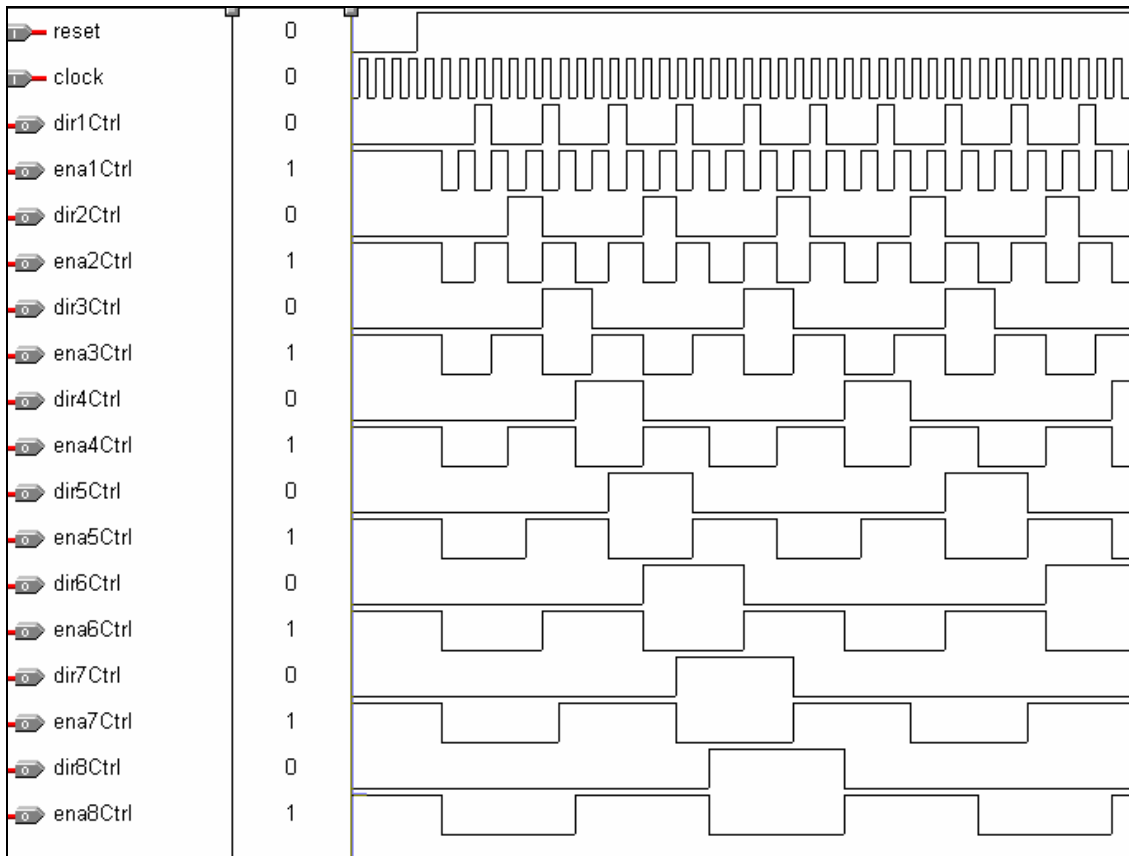
5.3. zīm. Signālatkarīgi diskretizētu datu beztaktētāja organizēta apstrādes struktūra.

Katrai analīzes frekvencei, izmantojot referenes signālu, vispirms tiek ģenerētas divas atbilstošas frekvences meandra veida funkcijas, kas pēc būtības ir savstarpēji vienādas, bet nobīdītas laikā par $\frac{1}{4}$ no funkcijas perioda. Tās parādītas 5.4 zīmējumā.



5.4. zīm. Analīzes izejas funkciju laika diagrammas.

„Reset” komanda ļauj sinhronizēt visu frekvenču funkciju ģenerēšanas sākumu. Tālākā formētājā šīs funkcijas tiek pārveidotas tādā veidā, lai ar to palīdzību būtu iespējams veikt trīslīmeņu operācijas ar datiem: „+1” – pieskaitīt datus akumulatoram, „0” – ignorēt datus, „-1” – atņemt datus no akumulatora. Šo signālu laika diagrammas parādītas 5.5 zīmējumā.



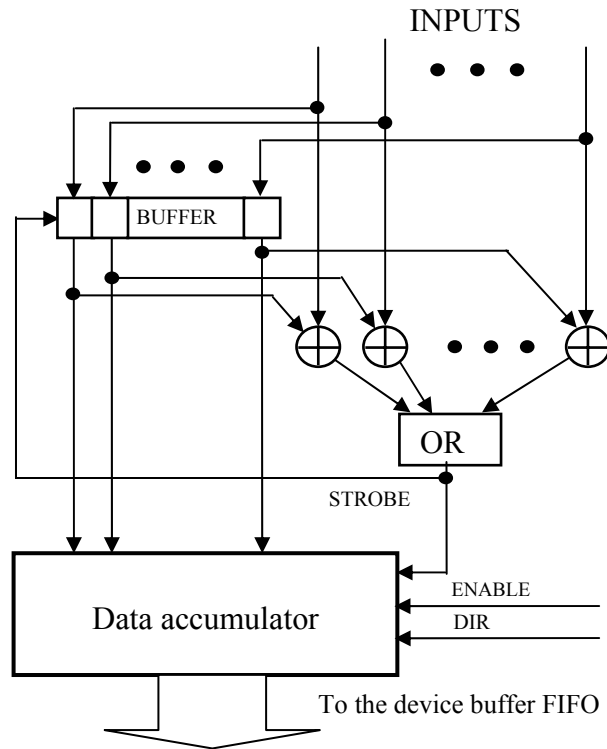
5.5. zīm. Signāli spektrālo novērtējumu datu akumulatoru vadībai.

Spektrālo novērtējumu datu akumulatoru struktūra attēlota 5.6 zīmējuma. Kā redzams, tad datu apstrādes ritms netiek taktēts, bet gan tikai pienākot jauniem datiem izstrādājas notikuma impulss „STROB”, kas liek veikt darbības ar akumulatoru. „STROB” impulsa vietā var tikt izmantots atbilstošs signāls no līmeņu-šķērsošanas ACP, kas signalizē par jaunu notikumu. Datu akumulators ar kārtas numuru *i* veic operācijas ar ieejas datiem, kuru būtību nosaka taisnstūra funkciju formētāja signāla vērtības pēc sekojoša algoritma:

```

if Freq_i_sin = 1 and Freq_i_cos = 0 -> accumulator adds input data;
if Freq_i_sin = 0 and Freq_i_cos = 1 -> accumulator subtracts input data;
if Freq_i_sin = 1 and Freq_i_cos = 1 -> accumulator do nothing;
if Freq_i_sin = 0 and Freq_i_cos = 0 -> accumulator do nothing;
    
```

Šādu vadību nodrošina kontroles signāli „DIR”, kas nosaka akumulatora darbību pieskaitīt vai atņemt, un „ENABLE”, kas maskē „STROBES” signāla darbību, tādā veidā vēl vairāk iekonomējot elektrības patēriņu.



5.6. zīm. Uz datu akumulatora balstīta spektrālās vērtības novērtētāja uzbūve.

Pilnīgāka informācija par specializētās mikroshēmas projektu, ieskaitot ALTERA mikroshēmas projektu AHDL valodā ir atrodama 4. pielikumā.

Izmantotās literatūras saraksts

- [1] Bilinskis I., Mikelsons A. Randomized Signal Processing // Prentice-Hall, 1992.
- [2] S.B. Furber The Return of Asynchronous Logic
http://www.cs.man.ac.uk/async/background/return_async.html
- [3] Garside J D, "A CMOS Implementation of an Asynchronous ALU", Proc. of the IFIP Working Conference on Asynchronous Design Methodologies, Manchester, England, 1993.
- [4] Scott Hauck, Asynchronous Design Methodologies: An Overview, Proceedings of the IEEE, Vol. 83, No. 1, pp. 69-93, January, 1995
- [5] E. Sutherland, J. Ebergen, “Asynchronous chips improve computer performance by letting each circuit run as fast as it can”, Sun microsystems, 2002.
- [6] D. Kinniment, A. Yakovlev, B. Gao, “Synchronous and Asynchronous A-D Conversion”, IEEE Transactions on VLSI Systems, Vol. 8, Nr 2, pp. 217-220, April 2000.
- [7] Aeschlimann F., Allier E., Fesquet L., Renaudin M. “SPEctral Analysis of Level Crossing Sampling Scheme”, Published in International Workshop on Sampling theory and application (SAMPTA’05), Samsun, Turkey, July 10-15, 2005
- [8] N. Sayiner, H.V. Sorensen, T.R. Viswanathan, “A Level-Crossing Sampling Scheme for A/D Conversion”, IEEE Transactions on Circuits and Systems II, Vol. 43, Nr 4, pp. 335-339, April 1996.
- [9] Marc Renaudin (Group leader), Concurrent Integrated Systems (CIS), TIMA – Annual Report 2004: Research Activities - CIS, 2004
- [10] T. Kishi, M. Ohtsu & S. Yuyama eds. *Acoustic Emission - Beyond the Millennium*, Elsevier Science Ltd., 2000
- [11] Miinshiou Huang, Liang Jiang, Peter K. Liaw, Charlie R. Brooks, Rodger Seeley, and Dwaine L. Klarstrom, Using Acoustic Emission in Fatigue and Fracture Materials Research, JOM, vol. 50, no. 11, November 1998
- [12] M. Chaplin, C. Bucke, “Enzyme Technology”, Cambridge University Press, 1990.
- [13] E. Jovanov, A. Milenkovic, C. Otto, P. C de Groen, “A wireless body area network of intelligent motion sensors for computer assisted physical rehabilitation”, J Neuroengineering Rehabil, 2005.
- [14] Advanced radio astronomy in Europe, <http://www.radionet-eu.org/>
- [15] AETHER WIRE & LOCATION, INC. Low-Power, Miniature, Distributed Position Location and Communication Devices Using Ultra-Wideband, Nonsinusoidal Communication Technology, Semi-Annual Technical Report, ARPA Contract J-FBI-94-058, July 1995
- [16] Laser Doppler Anemometry, Department of Physics and Astronomy - Vrije Universiteit Amsterdam,
<http://www.nat.vu.nl/envphysexp/REAL%20Experiments/LDA%20exp/LDA.html>
- [17] D.Estrin, L.Girod, G.Pottie, M.Srivastava, Instrumenting the world with wireless sensor networks, ICASSP, 2001
- [18] Yasser Ammar, Aurelien Buhrig, Marcin Marzencki, Benoit Charlot, Skandar Basrour, and Marc Renaudin, Wireless sensor network node with asynchronous architecture and

vibration harvesting micro power generator, Joint sOc-EUSAI conference, Grenoble, October 2005

[19] Akay M. (editor). Time frequency and wavelets in biomedical signal processing , IEEE Press, 1998

[20] Chui C. K. Wavelet Analysis and its Applications // Boston, MA: Academic Press, 1992.

[21] Cohen L. Time-Frequency Distributions-A review // Proc. IEEE, vol 77, no. 7, 1989. – P. 941-980.

[22] Baraniuk R.G., Jones D.L. A signal-dependent time-frequency representation: Optimal kernel design , IEEE Trans.Signal Proc., vol 41, no. 4, April 1993. – pp.1589-1602

[23] Beauchamp, K. G. Walsh Functions and Their Applications. London: Academic Press, 1975.

[24] L. J. Ulman “Computation of the Hadamard transform and the R-transform in ordered form”, IEEE Trans. Comput. (Corresp.), Vol. C-19, Apr 1970, pp. 359-360

[25] Tzafestas, S. G. Walsh Functions in Signal and Systems Analysis and Design. New York: Van Nostrand Reinhold, 1985

Pielikums Nr.1

**ŽURNĀLAM „SAMPLING THEORY AND IMAGE PROCESSING” IESNIETĀ
PUBLIKĀCIJA**

Signal dependent STFT-like Time-Frequency analysis applicable for non-uniform sampling

Modris Greitans

Institute of Electronics and Computer Science, University of Latvia
14 Dzerbenes str., Riga, LV1006, LATVIA
modris.greitans@edi.lv

Abstract

The problem addressed in this paper is the time-frequency representation of signals. Short-time Fourier transform, Wigner-Ville or joint time-frequency distribution and wavelet transform are the classical approaches used to analyze non-stationary signals. An enhancement of non-stationary signal processing has been developed, based on the signal dependent adaptation of transformation functions to the local statistical characteristics of signals. The main advantages of the proposed approach are increased resolution, suppressed side-loops and cross-terms as well as applicability for non-equidistantly spaced samples. The Introduction of non-uniformity in sampling flows allows the satisfactory processing of non-stationary signals even in cases where the sampling density is below the Nyquist rate.

Key words and phrases : Time-frequency analysis, non-stationary signal, short-time Fourier transform, signal dependent transformation.

2005 IEEE Signal processing society classification EDICS — DSP-TFSR

1 Introduction

The majority of widely used spectral estimation methods typically assume two main considerations - first, the signal is stationary, and second, the signal is equidistantly sampled at the Nyquist sampling rate. Statistical characteristics of signals of practical interest often change with time [1]. To deal with the non-stationarity of real data, the spectral analysis is usually accommodated by a windowing approach. The lack of uniformly spaced samples and insufficient sampling density are typically addressed by methods that fill out the data in some way. At the same time, the following two conditions have to be considered. Firstly, it has been quite difficult to satisfactorily handle non-stationary signals using conceptualizations based on stationarity. Secondly, it has been quite difficult to satisfactorily process signals sampled non-uniformly with a density

lower than Nyquist using conceptualizations based on the Shannon theorem. The objective of this paper is to demonstrate an advanced approach to both of these problems. The method featured is based on the idea of adapting the spectral transformation to the local statistical characteristics of the signal. In addition, the proposed algorithm is developed to take into account the sampling time instants regardless of how they are spaced.

It is important to point out that time-frequency analysis often deals with signals for which the instantaneous bandwidth is considerably narrower than the whole bandwidth of analysis [2]. As examples can be quoted chirps, Doppler signals, frequency tracking etc. The required rate of uniform sampling is defined taking into account the signal's spectral components at all moments in time. Such an approach is required, for example, if discrete Fourier transform (DFT) is applied to the signal samples, because DFT is based on stationarity concept and does not take account of when the signal components of different frequencies come into play. However, to sample signals at their global Nyquist rate, is not always a cost-effective approach for non-stationary signals. To explain this fact let us take as an example a synthesized test-signal, which consists of two components. The first one is a frequency modulated signal in the middle frequency region. The modulation law corresponds to two periods of sinus function. The amplitude of this component is constant and equivalent to one unit. The second component is a descending chirp, which diminishes from high to low frequency region. The amplitude of the second component is changing in conformity with a Gaussian shape. The maximal value of the chirp amplitude is one unit. The structure of the test-signal can be expressed by the following formula:

$$x(t) = \exp\left(j\left(2\pi f_m t + \Delta f_m T_m \left(\sin\left(\frac{2\pi t}{T_m} + \phi\right) - \sin\phi\right)\right)\right) + \exp\left(-2\left(\frac{\alpha(t-\Theta/2)}{\Theta}\right)^2\right) \exp\left(j2\pi\left((f_m + \Delta f_m)t - \frac{\Delta f_m}{\Theta}t^2\right)\right), \quad (1)$$

where f_m is the middle frequency of signal, Δf_m is deviation of modulation frequency, T_m is period of modulation, ϕ is phase of modulation, Θ is duration of chirp and α is reciprocal of the standard deviation for Gaussian distribution. In the presented example $f_m = 0$, $\Delta f_m = 0.4$, $T_m = 256$, $\phi = \pi/2$, $\Theta = 512$ and $\alpha = 2.5$. The frequency traces of test-signal components are shown in Figure 1.

The spectral nature of test-signal can be simply characterized on the bases of DFT as

$$S_{DFT}(f_k) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=1}^N x(t_n) \exp(-j2\pi f_k t_n) \right|^2. \quad (2)$$

The Figure 2 illustrates FFT based spectral estimation result obtained from uniformly spaced test-signal samples with sampling frequency $f_{sampl} = 1$ that corresponds to the Nyquist rate. It is obvious that, from a global point of view,

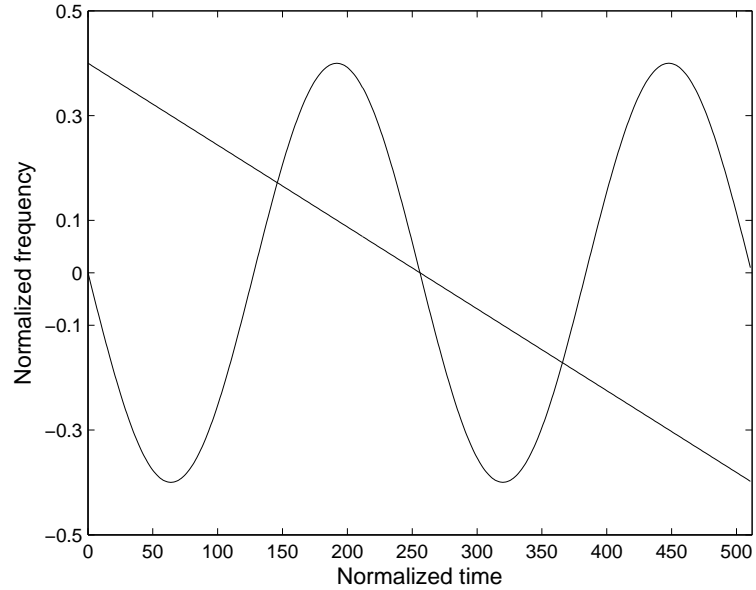


Figure 1: Frequency traces of test-signal.

the signal occupies the whole spectral bandwidth. However, from the model of synthesized signal, see equation (1), we know that at each time moment there are only two discrete components in the spectrum. It leads to the assumption that for time-frequency analysis of non-stationary signal the global Nyquist rate requirement is not always needed. A dilemma arises: on the one hand the global signal bandwidth defines the sampling frequency according to Nyquist, while on the other hand the signal regions where the bandwidth is narrower accommodate a lower sampling density. The general rule for uniform sampling has to be noted: if the signal is sampled below the Nyquist rate, the spectral analysis result has corrupting artifacts – so called "aliases". The solution to this problem can be based on the use of a non-uniform sampling technique. The correct application of it suppresses the frequency aliasing and allows the processing of samples with a density below the Nyquist rate [3].

2 Time-frequency representations of non-stationary signal

The time-frequency representation (TFR) of signal is characterized by points on a time-frequency gram. For practical applications it is assumed that a finite duration of signal is observed in limited frequency range. [4]. Most often

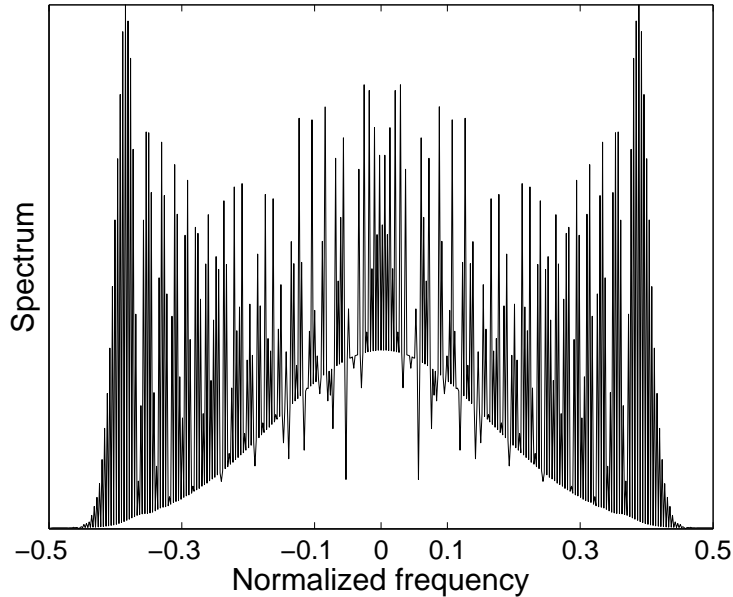


Figure 2: DFT based spectral estimation of test-signal uniformly sampled at Nyquist rate.

used approaches for TFR calculations are based on Short-time Fourier transform (STFT), joint time-frequency distribution (for example Wigner-Ville) and wavelet transform (WT).

2.1 Short-time Fourier transform based analysis

The classical method for analyzing non-stationary signals is short-time Fourier transform. It was proposed by Gabor in 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 can be calculated. In its general form, the discrete-time continuous-frequency STFT can be stated as

$$X_{STFT}(f, \tau) = \sum_n x(t_n) w^*(t_n - \tau) \exp(-j2\pi f t_n), \quad (3)$$

where $w(t)$ is a time window and \cdot^* denotes the complex conjugates. Such expression of STFT has no strict conditions regarding how the sampling time instants t_k are distributed. If a signal is time limited to Θ and band limited to Ω , it is convenient for STFT to use a uniformly spaced time-frequency grid with

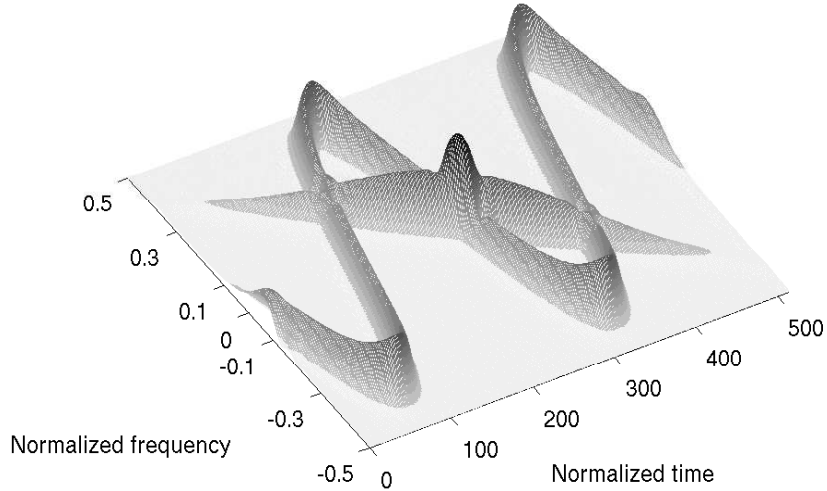


Figure 3: STFT based time-frequency representations of test-signal uniformly sampled at Nyquist density.

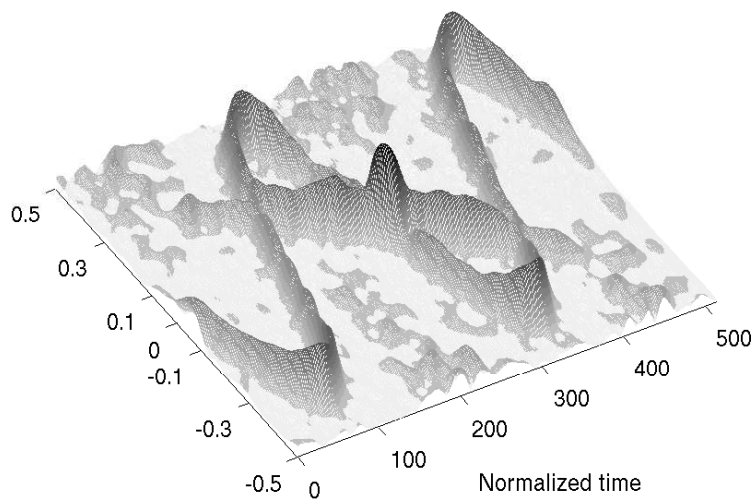
frequency step $\frac{1}{\Theta}$ and time step $\frac{1}{2\Omega}$. In this case TFR can be calculated as

$$TFR_{STFT}(m, k) = \frac{1}{N} \left| \sum_n^N x_n w^*(t_n - k/2\Omega) \exp(-j2\pi t_n m/\Theta) \right|, \quad (4)$$

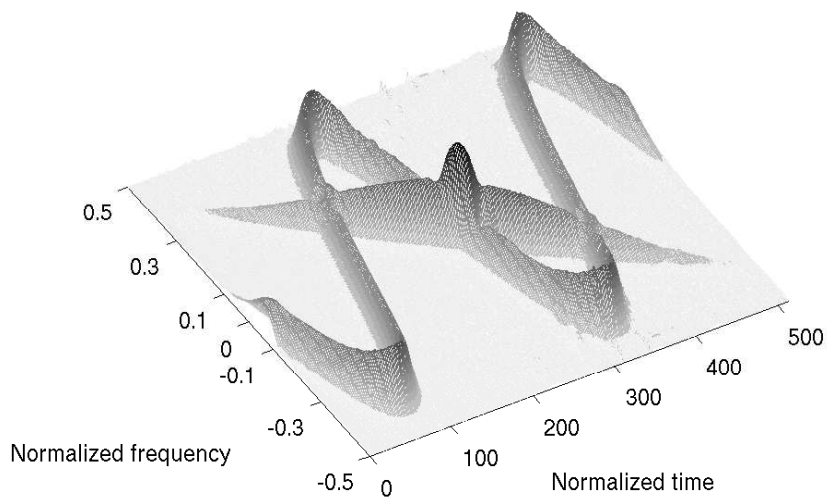
where $x_n = x(t_n)$ and N is a number of signal samples within time interval Θ . Figure 3 shows time-frequency representations of test-signal ($\Omega = 0.5$) obtained by expression (4) for two cases: a) signal is sampled uniformly at Nyquist rate with sampling frequency $F_{sampling} = 2\Omega = 1$, and b) signal is sampled non-uniformly with the same density $\frac{N}{\Theta} = 1$. The additive sampling principle is used to obtain samples at non-equidistantly spaced time instants:

$$t_n = t_{n-1} + \mu + \sigma\tau_n, \quad (5)$$

where μ and σ are mean value and standard deviation of sampling intervals respectively, while τ_n are values of zero mean random process with the variance equal to one. One can observe from Figure 3 that non-uniformity in sampling process causes appearance of noise-like artifacts into TFR graph. The reason is the loosening of the orthogonality of the transformation functions $\exp(-j2\pi t_n m/\Theta)$ if $\{t_n\}$ are not placed uniformly within interval Θ . One of the possibilities of how to improve TFR from non-uniformly sampled signals obtained on the bases of STFT is to use the so called non-orthogonal transform [3]



(a)



(b)

Figure 4: STFT based time-frequency representations of test-signal nonuniformly sampled at Nyquist density: (a) classical approach, (b) nonorthogonal transform approach.

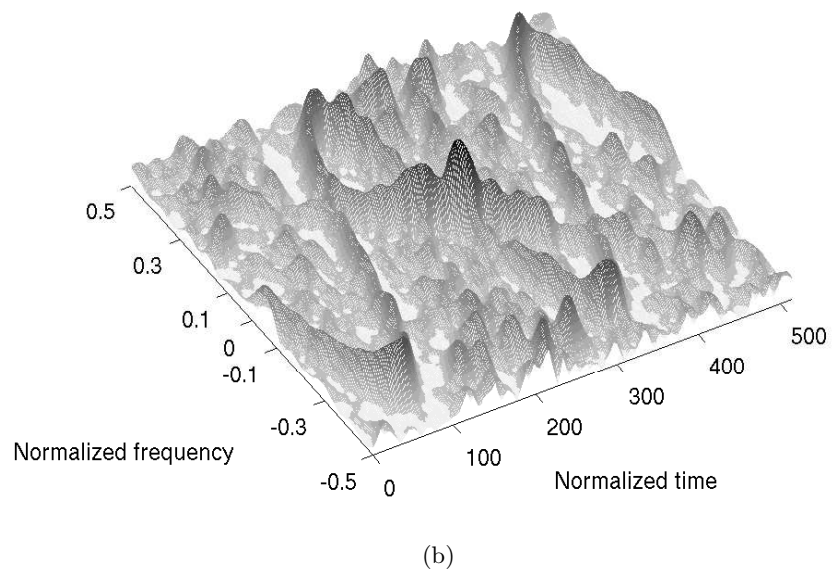
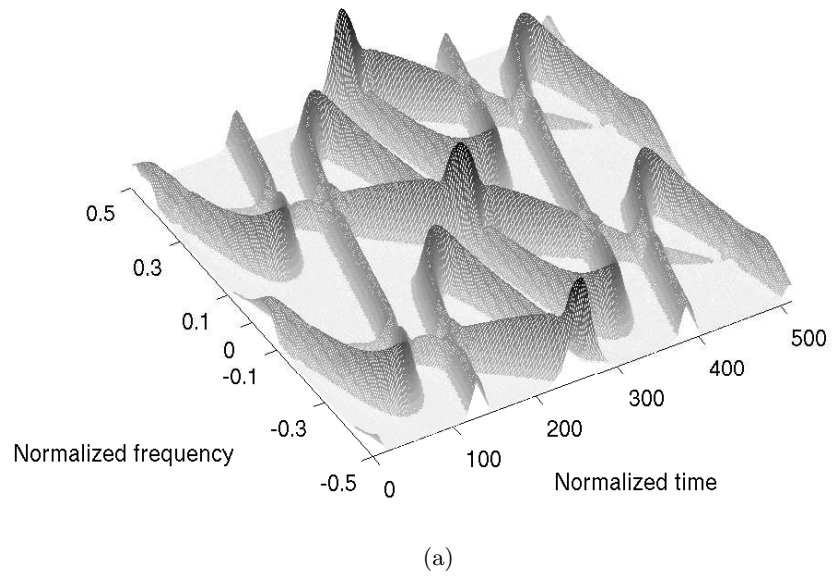


Figure 5: STFT based time-frequency representations of test-signal sampled at half of Nyquist density : (a) uniform sampling, (b) non-uniform sampling.

instead of formula (4). In this case, the matrix $E_{nm} = \exp(-j2\pi t_n m / \Theta)$, $n = \overline{1, N}$, $m = \overline{1, M}$ is replaced by another matrix, which is calculated in the following way:

$$G = (EE^T)^{-1}E, \quad (6)$$

where \cdot^T and \cdot^{-1} denotes the transpose and the inverse matrix respectively. The time-frequency representation in this case is expressed as:

$$TFR_{NO-STFT}(m, k) = \frac{1}{N} \left| \sum_n^N x_n w^*(t_n - k/2\Omega) G_{nm} \right|. \quad (7)$$

The result is illustrated in the Figure 4. It is clear that the presence of noise-like artifacts is suppressed and TFR looks very similar to the TFR obtained from uniformly spaced data in Figure 3a. The expression (6) of matrix \mathbf{G} calculation imposes certain restrictions on the dimensions of the matrix \mathbf{E} . The number of signal samples N has to be equal or greater than number of frequencies of analysis M . Taking into account the bandwidth and the frequency step $\frac{1}{\Theta}$ of analysis, the above-mentioned condition means that signal has to be sampled with the same density as is required in the uniform sampling case using the Nyquist criterion. We can not estimate TFR using formula (7) in the case, when the signal is undersampled. For the test-signal example in question, it means that $N < \Theta$.

What happens if the signal is sampled below the Nyquist rate is illustrated in Figure 5. Similarly, as in Figure 3, the TFR results for both sampling schemes are demonstrated. Figure 5a shows the clearly visible frequency aliasing effect in the case of uniform sampling. The applying of nonuniform sampling suppress aliasing, however, in this case, results in noise-like artifacts being presented, instead of exact aliasing artifact.

In addition, the 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 [5].

2.2 Alternatives to the STFT

To overcome the difficulties with the resolution limitation of short time Fourier transform, several alternative time-frequencies analysis approaches have been developed. The two most popular of them are a wavelet transform and a joint (quadratic) time-frequency distributions (for example, Wigner-Ville function) [5],[6] and [7].

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

$$WT(a, \tau) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int x(t) h^* \left(\frac{t - \tau}{a} \right) dt, \quad (8)$$

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 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 techniques use a scaling profile such that frequency resolution decreases at high frequencies, while 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. In addition, the time- and scale-sampling grid should usually be considerably oversampled, in order to get the best performance of WT analysis. This oversampling introduces redundancy in the time-scale representation.

Discrete-time variant of WT based time-frequency representation can be expressed as

$$TFR_{WT}(m, k) = \left| \frac{1}{\sqrt{f_0/f}} \sum_{n=1}^N x(t_n) h^* \left(\frac{t_n - k/2\Omega}{f_0/f} \right) dt \right|. \quad (9)$$

In general, this expression can operate with both uniformly, and non-uniformly sampled signal series. The time-frequency representations estimated from data sampled with Nyquist density are shown in Figure 6. It illustrates the disappearance of temporal resolution in low frequency region and diminished spectral resolution in high frequency region. The non-uniformity of sampling instants introduce additional noise-like artifacts. If sampling density is decreased twice, the TFR result becomes considerably worse.

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

$$WVD(f, \tau) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} x(t + \tau) x^*(t - \tau) \exp(-j2\pi ft) dt. \quad (10)$$

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 [5],[7]. A discrete form of the Wigner-Ville distribution (WVD) can be expressed as

$$TFR_{WVD}(m, k) = 2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t_n - k/2\Omega) x^*(t_n + k/2\Omega) \exp(-j4\pi t_n m/\Theta). \quad (11)$$

Note the necessity to know signal values at time instants $\tau + t_n$ and $\tau - t_n$ for all n . That leads to the opportunity to apply WVD expression (11) only for equidistantly spaced samples. Moreover, to avoid the distortion due to frequency aliasing, the signal has to be sampled with doubled Nyquist frequency for real valued signal. The WVD of uniformly sampled test signal is illustrated in Figure 7. The appearance of cross-terms are due to the quadratic kernel of

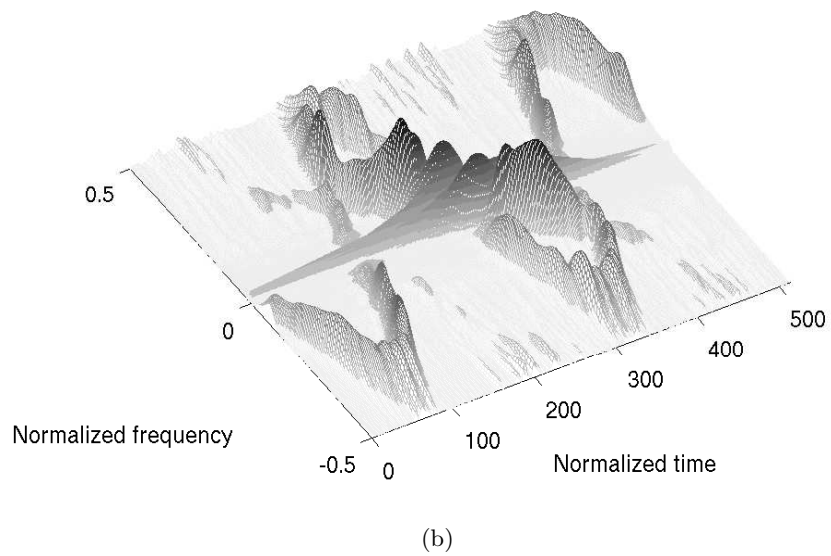
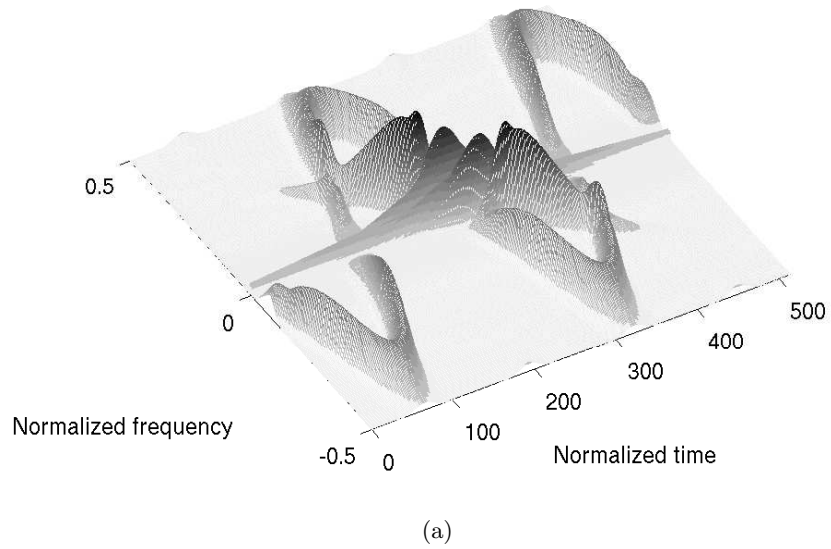


Figure 6: Wavelet transform based time-frequency representations of test-signal sampled at Nyquist density: (a) uniform sampling, (b) non-uniform sampling.

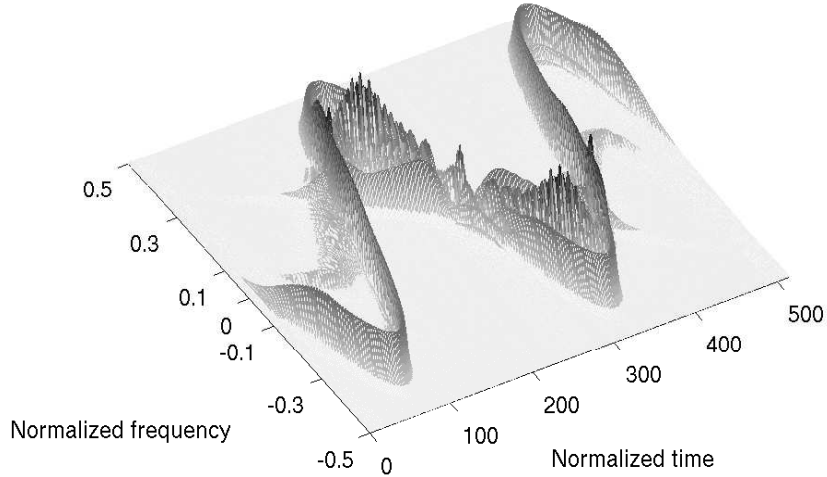


Figure 7: Pseudo (Hamming smoothing window is used) WVD based time-frequency representations of test-signal uniformly sampled at double Nyquist density.

WVF and nonlinearity property of it. In order to mitigate the deleterious effects of cross-terms, a variety of modified kernels have been introduced. One way to remove these cross-terms is by smoothing the time-frequency plane, but this will be at the expense of decreased resolution in both time, and frequency [7]. A promising approach of how to suppress cross-terms and improve resolution is the use of signal-depended kernels [8].

3 Proposed approach

The goal of the method developed in this paper is the elimination of STFT drawbacks: limited resolution, noise-like artifacts due to non-uniform sampling, existence of side-loops if rectangular window is used. On the other hand the valuable features of STFT, such as applicability to arbitrarily distributed samples and the possibility of processing signals in a frequency range wider than half of the Nyquist rate, have to be kept. To attain the above mentioned achievements of time-frequency analysis, the essence is in the use of a method, which provides high-resolution spectral estimations from a very short signal series. The basic premise of the proposed approach is to expand the signal dependent spectral analysis method described in [9] to obtain time-frequency representations

of non-stationary signals.

The discrete-time STFT transformation at each point (f, τ) on time-frequency gram can be considered as a multiplication of a signal value vector \mathbf{x} by a windowed exponential function value vector $\mathbf{c}(f, \tau)$. If it is assumed that $c_n = \{w^*(t_n - \tau)\exp(-j2\pi ft_n)\}$, then

$$X_{STFT}(f, \tau) = \mathbf{c}\mathbf{x}. \quad (12)$$

Expression (12) can be interpreted as signal filtering. The "filter coefficients" c_n are signal independent and in the STFT case they are not related to the instantaneous spectral nature of the signal.

The proposed approach retains similarities with the expression (12), but proposes the adaptation of "filter coefficients" to the local statistical characteristics of the signal. The estimation of "filter coefficients" is based on satisfying two rules. The first is that the frequency, for which the filter is designed, has to pass through the filter without distortion, while the second condition requires the minimization of the output signal variance for all others frequencies. It is shown in [11] that the frequency response of such a filter depends on the statistical characteristics of the input signal on each frequency of analysis. In common with STFT it is assumed that the statistical characteristics of the signal do not change considerably within certain time interval T_s . The time frequency representation of proposed signal dependent transformation (SDT) can be expressed as:

$$TFR_{SDT}(f, \tau) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n:(t_n-\tau) \in T_s} x(t_n) a_n^{(\tau)}(f) \right|, \quad (13)$$

where $\{a_n^{(\tau)}(f)\}$ is a set of "filter coefficients" for time moment τ and frequency f of interest. It is shown in [11] that the coefficients of minimum variance filter are determined as

$$a_n(f) = \frac{\sum_k (\mathbf{R}^{-1})_{k,n} \exp(-j2\pi ft_k)}{\sum \sum_{n,k} (\mathbf{R}^{-1})_{k,n} \exp(-j2\pi f(t_n - t_k))}, \quad (14)$$

where $(\mathbf{R}^{-1})_{i,k}$ is an element of inverse signal auto-correlation matrix $R_{ik} = R(t_i - t_k)$.

To obtain TFR of signal, the frequency band of time-frequency analysis have to be covered by a set of above described filters. In general, the frequencies $\{f_m\}$ of the filters as well as time instants $\{\tau_k\}$ of analysis can be chosen arbitrarily. The particular case is obtained if the filter frequencies are located equidistantly with a Fourier frequency step $\Delta f = \frac{1}{\Theta}$ and time instants are distributed uniformly with Nyquist period $\Delta\tau = \frac{1}{2\Omega}$. The use of such a grid is reasonable from a practical point of view, because, in this case, the signal reconstruction can be done by inverse STFT.

The adaptation of transformation functions to the statistical characteristics of signal is based on the use of a signal auto-correlation matrix in calculations. It is exploitable directly only if information about the signal auto-correlation function or power spectral density function is available. In the absence of a priori knowledge of statistical characteristics of the signal, the adaptation can be applied by an iterative procedure [12],[13]. The first step is to estimate the values of the auto-correlation matrix from signal samples $x(t_n)$ using direct and inverse DFT:

$$R(\tau_k) = \frac{1}{N} \sum_m \left| \sum_n x(t_n) \exp(-j2\pi \frac{m}{\Theta} t_n) \right|^2 \exp(j2\pi \frac{m}{\Theta} \tau_k). \quad (15)$$

Then estimate obtained is put into the formula (14) and minimum variance filter coefficients are calculated. Now the spectral estimation can be obtained according to the expression (13) as:

$$P(m) = \left| \sum_n x(t_n) a_k(m) \right|^2. \quad (16)$$

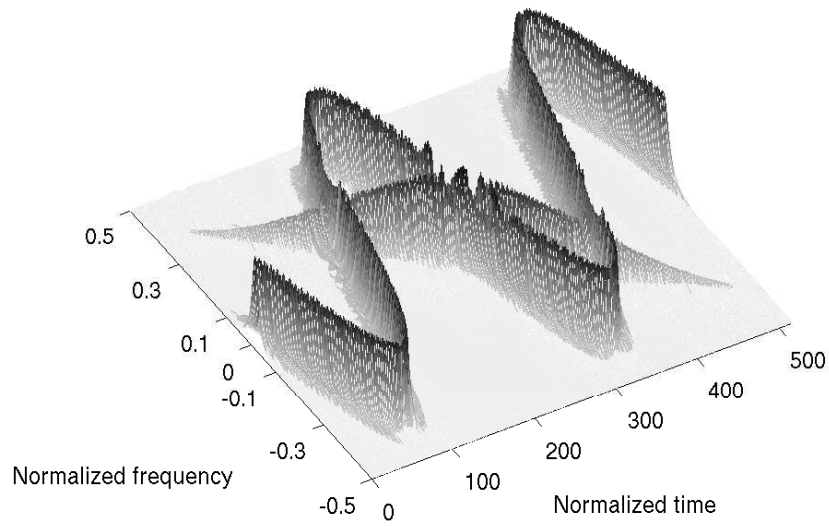
The quality of analysis result depends on how accurate the values of auto-correlation matrix are known. To improve spectral estimation the matrix \mathbf{R} has to be updated. It can be done by performing the following operation:

$$R_{ik} = \sum_m P(m) \exp(j2\pi m / \Theta (t_i - t_k)). \quad (17)$$

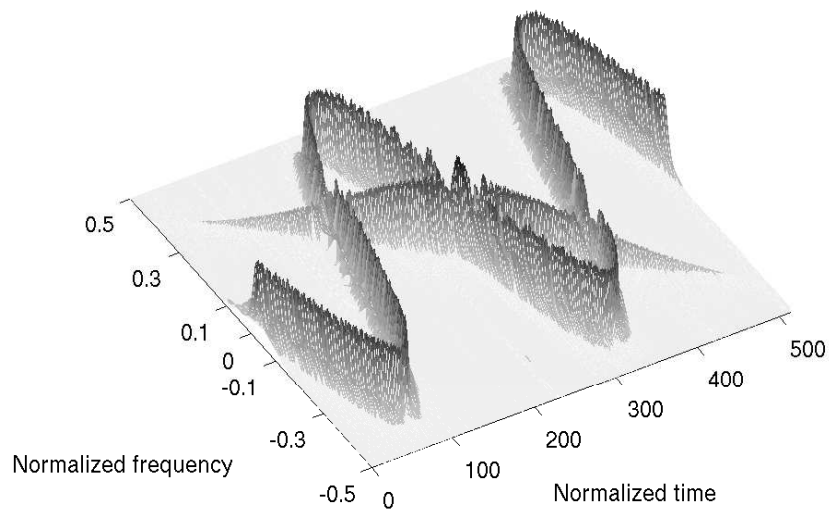
Thus an iterative procedure is derived, because improved matrix \mathbf{R} can be used further to improve coefficients \mathbf{a} and spectral estimate \mathbf{P} .

4 Simulation results

The performance of the proposed signal dependent time-frequency analysis has been simulated on the basis of above described test-signal. First of all let us compare the developed algorithm with "classical" methods - STFT, wavelet transform and Wigner-Ville distribution. For that the 512 test-signal samples uniformly spaced at Nyquist rate has been used. At the each time moment of the analysis τ , only signal samples falling within time interval $[\tau - 5, \tau + 5]$ have been processed. It means that, in this case, the local statistical characteristics have been obtained from 11 samples. The Number of iterative updates of the auto-correlation matrix does not exceed 10. The time-frequency representation obtained is illustrated in Figure 8a. Both, temporal and spectral resolutions are higher as in TFR of STFT (Figure 3), unlike the Wavelet analysis (Figure 6a). The spectral resolution is constant within the whole frequency range of analysis, there are no additional cross-terms in contradistinction with WVD (Figure 7).

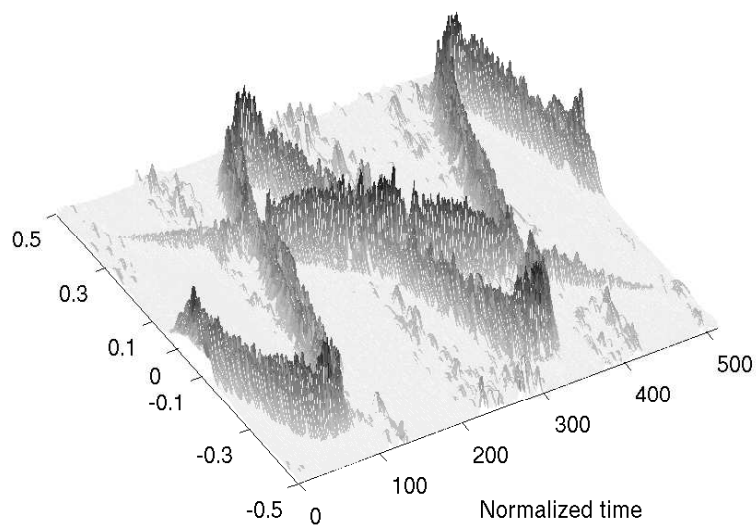


(a)

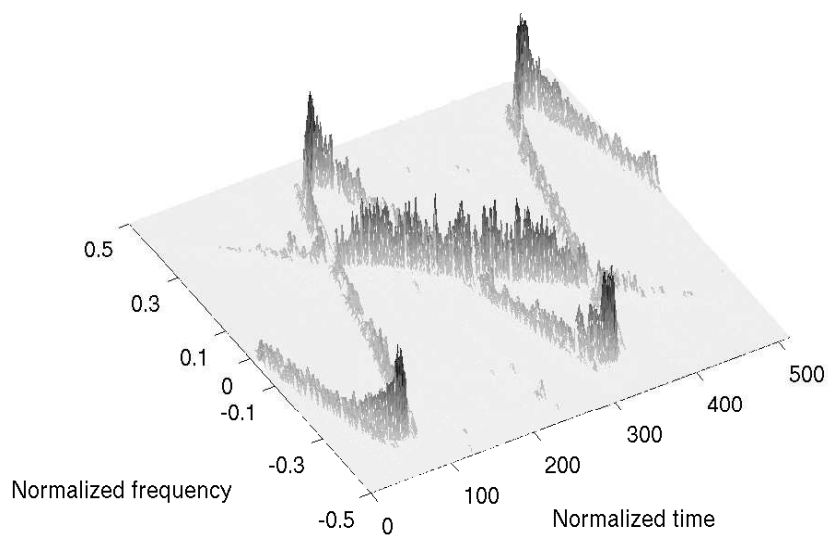


(b)

Figure 8: TFR obtained by proposed signal-dependent algorithm in the case when test-signal sampled with Nyquist density: (a) uniform sampling, (b) non-uniform sampling.



(a)



(b)

Figure 9: TFR obtained by proposed signal-dependent algorithm in the case when test-signal is sparsely sampled with density one half of Nyquist rate: (a) only signal samples used for calculation, (b) additional information about auto-correlation employed.

Next, the test-signal sampled non-uniformly with Nyquist density has been processed. Discussing the classical TFR methods, it was noticed that the introduction of non-uniformity in the sampling process leads to the appearance of additional noise-like artifacts (See the Figure 4a for STFT and Figure 6b for Wavelet analysis). Figure 8b shows TFR obtained by signal-dependent algorithm in the case where 512 test-signal samples are located non-equidistantly. Both test-signal components are visible without any corruption by spurious terms. That means that the transformation matrix of the proposed approach is adapted to the statistical characteristics of signal, taking into account also the information about the sampling time instants. The method proposed in this paper is well applicable to the arbitrary distribution of signal samples. The benefit gained from that feature is the possibility to use sampling point flows with a density below the Nyquist rate. To investigate the performance of the algorithm under such conditions, the time-frequency representation of sparsely sampled test-signal has been calculated. The results are illustrated in Figure 9. If the sampling density is decreased to half of the Nyquist rate and 256 samples are available for processing, the TFR (Figure 9a) obtained retains the capability of clearly detecting frequency changes in both test-signal components, although some noise-like artifacts do appear.

In general, the developed signal-dependent algorithm can work without any a priori information about signal auto-correlation, as had been assumed in the previous simulation examples. In practice, there can be digital signal processing systems, where some additional knowledge, about the expected statistical characteristics of signal, is known in advance - for example, the power spectral density of data transmission channels. The proposed algorithm is well suited to take advantage of this information. Figure 9b demonstrates a case where the same 256 sparsely sampled signal samples are processed, but additional information about signal auto-correlation is employed. Obviously, the TFR result is improved significantly.

5 Conclusions

The most often used algorithms for the time-frequency representation of non-stationary signal has been investigated, paying particular attention to the case, where the signal is sampled non-uniformly. Simulation results allow the comparison of the results obtained and to determine the advantages and limitations of "classical" methods. An alternative approach has been suggested, which is based on signal dependent transformation. The algorithm developed retains similarities to the short-time Fourier transform, but avoids STFT drawbacks. The main advantage of the proposed signal dependent approach is the increased resolution. It is achieved by adapting the transformation functions to the local spectral characteristics of the signal. Simulation results have shown that

proposed method provides narrow frequency peaks, permitting more precise frequency identification enhancing the ability to determine frequency changes at any time instant. In addition it has no problems with side-loops and cross-terms and it preserves the relative amplitudes of multicomponent signals thereby overcoming drawback of high-resolution spectral estimation methods that are based on auto-regressive model of signal[10].

The applicability to arbitrarily distributed samples makes the developed algorithm useful for processing non-uniformly sampled signals in cases where the sampling density is less than the Nyquist rate. The shortage of samples mainly influences the magnitudes of frequency peaks, whilst the resolution of time-frequency representation and the ability to determine frequency tracking remain. Information about the instantaneous statistical characteristics of a signal can be simply introduced into calculations and gives the possibility improving the results of the analysis. This capability is particularly valuable for sparsely sampled signals.

The similar nature of the result of the proposed transformation with the short time Fourier transform provides the simplicity of signal reconstruction - the inverse STFT can be used for that.

References

- [1] M. Akay, Ed., *Time frequency and wavelets in biomedical signal processing*, IEEE Press, 1998.
- [2] N. N. Brueller, N. Peterfreund, and M. Porat, "Non-stationary signals: optimal sampling and instantaneous bandwidth estimation," in *Proc. of the IEEE-SP International Symposium on Time-Frequency and Time-Scale Analysis*, Pittsburgh, USA, Oct. 1998, pp. 113–115.
- [3] I. Bilinskis and A. Mikelsons, *Randomized Signal Processing*, Prentice-Hall, 1992.
- [4] M. Greitans, "Advanced processing of nonuniformly sampled non-stationary signals," *Electronics and electrical engineering - Kaunas: Technologija*, ISSN 1392-1215, vol. 59, no. 3, pp. 42–45, 2005.
- [5] F. Hlawatsch, G. F. Boudreaux-Bartels, "Linear and quadratic time-frequency signal representations," in *IEEE Signal Proc. Mag.*, vol 9, pp. 21–67, April 1992.
- [6] C. K. Chui, *Wavelet Analysis and its Applications*, Boston, MA: Academic Press, 1992.
- [7] L. Cohen, "Time-Frequency Distributions-A review," in *Proc. Of the IEEE*, vol 77, no. 7, pp. 941–980, 1989.

- [8] R. G. Baraniuk and D. L. Jones, “A signal-dependent time-frequency representation: Optimal kernel design,” *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 41, no. 4, pp. 1589–1602, April 1993.
- [9] M. Greitans, “Spectral analysis based on signal dependent transformation”, in *Proc. of the 2005 International Workshop on Spectral Methods and Multirate Signal Processing SMMSP 2005*, Riga, Latvia, Jun. 2005, pp. 179–184.
- [10] S. L. Marple Jr., *Digital spectral analysis with applications*, Prentice-Hall, 1987.
- [11] R. N. McDonough, “Application of the maximum-likelihood method and the maximum-entropy method to array processing,” in *Nonlinear Methods of Spectral Analysis*, S. Haykin, Ed., chapter 6. Springer-Verlag, New York, 2 edition, 1983.
- [12] M. Greitans, “Iterative reconstruction of lost samples using updating of autocorrelation matrix,” in *Proceedings of the International Workshop SampTA '97*, Aveiro, Portugal, Jun. 1997, pp. 155–160.
- [13] M. Greitans, “Multiband signal processing by using nonuniform sampling and iterative updating of autocorrelation matrix,” in *Proceedings of the 2001 International Conference on Sampling Theory and Application*, Orlando, Florida, USA, May 2001, pp. 85–89.

Pielikums Nr.2

**KONFERENCEI „THE 10TH INTERNATIONAL CONFERENCE
ELECTRONICS'2006, KAUNAS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, MAY 23-25,
2006” IESNIEGTĀS TĒZES**

Enhanced digital signal processing of signal-dependently sampled data

Modris Greitans, Igors Homjakovs

Institute of Electronics and Computer Science,
14 Dzerbenes str., Riga, LV1006, LATVIA

Abstract

Asynchronous or clock-less circuits, which were introduced in the mid 50s, receive now increasing interest. Their promising advantages comparing with widely distributed synchronous systems are able to play a major role in future development of electronics. One of the factors which delay the wide spread of the asynchronous systems is their incompatibility with classical clock-driven analog to digital converters, as well as with signal processing algorithms, which are based on the principle that information is acquired and processed in uniformly distributed time instants. The recent advance in the development of a signal-dependent sampling and processing is presented and achieved advantages in comparison with standard approaches are discussed. Level-crossing sampling has been used as example for signal digitizing. The performance of digital signal processing is simulated using MATLAB. We identify opportunities of signal-dependent systems as a good solution for low-powered, reduced-sized, low noise and cost-effective devices.

Key words: digital signal processing, asynchronous electronic, clock-less systems, signal-dependent sampling.

Abilities and application of level-crossing sampling in digital signal processing.

Modris Greitans, Maris Kalbergs

Institute of Electronics and Computer Science,
14 Dzerbenes str., Riga, LV1006, LATVIA

ABSTRACT

The problem of increasing the performance of electronics is often discussed in literature. Typically the solution is linked with raising the clock frequency that leads to the necessity of employing new nanomaterials. However such scenario has its boundaries and alternative approaches should be searched. One of them is design of asynchronous or clock-less circuits, which are not limited by clock frequency and have several other advantages – low power consumption, low electromagnetic interference etc. Currently the application of asynchronous systems in digital signal processing is restricted due to the fact that it requires new principles of analog-to-digital conversion. Instead of clock-driven sampling the event-driven or signal-dependent sampling have to be constructed. Presented paper discusses the abilities of level-crossing based analogue to digital conversion. Such approach has no quantization errors, but sampling points are spaced non-uniformly. It can be considered, that the problem of fast and high bit rate ADC is transformed to the precise measurement of time intervals and to the appropriate processing of non-uniformly sampled signals. The application of level-crossing sampling to the analysis of stationary and non-stationary signals is demonstrated. The simulation results show that at the same bit rate the use of level-crossing approach can provide better results than traditional ADC.

Key words: analog to digital conversion, asynchronous electronics, digital signal processing, event-driven systems, level-crossing sampling, non-uniform sampling

Pielikums Nr.3

**DATORPROGRAMMAS SIGNĀLATKARĪGU ANALOGS-CIPARU
PĀRVEIDOJUMU UN CIPARU APSTRĀDES MODELĒŠANAI MATLAB VIDĒ.**


```

%*****
%*****
% Limenju-shkjersojoshais ACP modelis
%*****
%*****

close all;
clear all;

amp=1; %amplituda, V
a=0.2345;% saakumfrekvence, Hz
b=0.001;% frekvences pieaugums, Hz/s
%qbit=2; % kvanteeshanas bitu skaits, gab
ph=0; % faze, rad
TH=128; % signaala garums
dt=512;
%lv=linspace(-amp,amp,2.^qbit);
lv=[-1 -0.75 -0.25 0.25 0.75 1];

%*****
%*****
% ACP modelis
%*****
%*****

lv3=[];
t3=[];
for xx=0:TH-1; % Signaals tiek sadaliits 128 mazos gabalinjos
    t=linspace(xx, xx+1, dt);
    f=b*t+a;
    U=amp*sin(2*pi*f.*t+ph); % katram mazajam gabalinjam tiek
    apreekjinaatas signaala vertiibas
    hold on;
    plot(t, U);
    for jj=1:dt;
        for ii=1:length(lv)-1;
            if ((U(jj)>=lv(ii)) && (U(jj)<lv(ii+1)))
                if jj==1
                    lv2=lv(ii);
                    lv21=lv(ii+1);
                else
                    end;
                if ((U(jj)>=lv2) && (U(jj)<lv21))

            else
                if (U(jj)<lv2) % krusto apaksheejo liiniju
                    if U(jj)>lv2
                        elseif lv2==U(jj)
                            t3=[t3 t(jj)]; %(kk*M)
                            lv3=[lv3 lv2];
                            lv2=lv(ii);
                            lv21=lv(ii+1);
                            break;
                        else
                            hiv=(U(jj-1)/lv2)-1;
                            lov=(lv2/U(jj))-1;
                            if hiv>lov
                                t3=[t3 t(jj-1)];
                                lv3=[lv3 lv2];
                                lv2=lv(ii);
                                lv21=lv(ii+1);
                            end
                        end
                    end
                end
            end
        end
    end
end

```

```

        break;
    else
        t3=[t3 t(jj)];
        lv3=[lv3 lv2];
        lv2=lv(ii);
        lv21=lv(ii+1);
        break;
    end;
end;
else % krusto augsheejo liiniju. Signaala
virziens augosh
    if U(jj)<lv21
    elseif U(jj)==lv21
        t3=[t3 t(jj)];
        lv3=[lv3 lv21];
        lv2=lv(ii);
        lv21=lv(ii+1);
        break;
    else
        hiv=(U(jj)/lv21)-1;
        lov=(abs(lv21)/abs(U(jj)))-1;
        if hiv>lov
            t3=[t3 t(jj-1)];
            lv3=[lv3 lv21];
            lv2=lv(ii);
            lv21=lv(ii+1);
            break;
        else
            t3=[t3 t(jj)];
            lv3=[lv3 lv21];
            lv2=lv(ii);
            lv21=lv(ii+1);
            break;
        end;
    end;
end;
end;
end;
    U2=U(jj);
    lv2=lv(ii);
    lv21=lv(ii+1);
end;
end;
end;
hold on;
plot (t3, lv3, '-r');
set(gca, 'xlim', [0 TH]);
title('Signal');
xlabel('time, s');
ylabel('amplitude, V');

%*****
%*****
% signaala apstraade
%*****
%*****

f2=-2+1/128/8:1/128/8:2; % peetaamo frekvenchu diapazons
sm=(1/length(t3)).*lv3*exp(-2*pi*j*t3'*f2); % uz DFT baltiits spektra
noverteejums
figure;

```

```
plot(f2, 20*log10(abs(sm)));  
title('DFT Spectrum');  
xlabel('frequency, Hz');  
ylabel('magnitude, dB');
```

```

%*****
**
% sinusoid-crossing ADC
% sinusoidas-shkjeersojoshais ACP
%*****
**
clear all;
close all;

%*****
**
% Ieejas signaala parametri
%*****
**

amp=1; % amplituuda, V
b=0.2345; % saakumfrekvence, Hz
a=0.001; % frekvences pieaugums, Hz/s
ph=0; % faaze, rad
TH=128; %horizontaalo punktu skaits
dt=512;

%*****
**
% ACP modelis
%*****
**
lv3=[];
t3=[];
for xx=0:TH-1
    t=linspace(xx, xx+1, dt);
    f=a*t+b; % frekvence, Hz
    U=amp*sin(2*pi*f.*t+ph); % peetaamais signaals
    ref=2*amp*sin(2*pi*1.*t+ph); % references signaals
    plot(t,U);
    title('Signal');
    xlabel('time, s');
    ylabel('amplitude, V');
    hold on;
    plot(t, ref, 'r');
    dif=ref-U;
    lv=[min(dif) 0 max(dif)];
    %figure;
    %plot(t, dif);
    for jj=1:dt;
        for ii=1:length(lv)-1;
            if ((dif(jj)>=lv(ii)) && (dif(jj)<lv(ii+1)))
                if jj==1
                    lv2=lv(ii);
                    lv21=lv(ii+1);
                else
                    end;
                if ((dif(jj)>=lv2) && (dif(jj)<lv21))

            else
                if (dif(jj)<lv2) % krusto apaksheejo liiniju
                    if dif(jj)>lv2
                        elseif lv2==dif(jj)
                            t3=[t3 t(jj)];
                            lv3=[lv3 lv2];
                            lv2=lv(ii);

```

```

        lv21=lv(ii+1);
        break;
    else
        hiv=(dif(jj-1)/lv2)-1;
        lov=(lv2/dif(jj))-1;
        if hiv>lov
            t3=[t3 t(jj-1)];
            lv3=[lv3 ref(jj-1)];
            lv2=lv(ii);
            lv21=lv(ii+1);
            break;
        else
            t3=[t3 t(jj)];
            lv3=[lv3 ref(jj)];
            lv2=lv(ii);
            lv21=lv(ii+1);
            break;
        end;
    end;
end;
else % krusto augsheejo liiniju. Signaala virziens
augosh
    if dif(jj)<lv21
    elseif dif(jj)==lv21
        t3=[t3 t(jj)];
        lv3=[lv3 ref(jj)];
        lv2=lv(ii);
        lv21=lv(ii+1);
        break;
    else
        hiv=(dif(jj)/lv21)-1;
        lov=(abs(lv21)/abs(U(jj))-1);
        if hiv>lov
            t3=[t3 t(jj-1)];
            lv3=[lv3 ref(jj-1)];
            lv2=lv(ii);
            lv21=lv(ii+1);
            break;
        else
            t3=[t3 t(jj)];
            lv3=[lv3 ref(jj)];
            lv2=lv(ii);
            lv21=lv(ii+1);
            break;
        end;
    end;
end;
end;
    lv2=lv(ii);
    lv21=lv(ii+1);
end;
end;
end;

hold on;
plot (t3, lv3, '.-c');

%*****
**
% Signaala apstraade

```

```
%*****  
**  
  
f2=-2+1/128/8:1/128/8:2; %peetaamo frekvenjchu diapazons  
sm=(1/length(t3)).*lv3*exp(-2*pi*j*t3'*f2); % uz DFT balstiits spekra  
noveerteeejums  
figure(3);  
plot(f2(1:length(f2)), 20*log10(abs(sm(1:length(sm)))));  
title('DFT Spectrum');  
xlabel('frequency, Hz');  
ylabel('magnitude, dB');
```

```

%*****
**
% Tradicionalais ACP
%*****
**

close all;
clear all;

%*****
**
% Ieejas signaala parametri
%*****
**
clc;
amplitude=input('ievadiet signaala amplituudu: '); % 1 Amplitude, V
stac=input('vai signals ir stacionars? (ja/ne): ', 's');
if stac=='ne'
    b=input('ievadiet signala sakumfrekvenci, Hz: '); % 0.2345
    saakumfrekvence, Hz
    a=input('ievadiet signala frekvences pieaugumu, Hz/s: '); % 0.0001
    frekvences pieaugums, Hz/s
else
    a=0;
    b=input('ievadiet signala frekvenci, Hz: ');
end;

phase=input('Ievadiet signaala fazi, rad: '); % 0 faze, rad
bitcount=input('Ievadiet ACP bitu skaitu: '); % 2 ACPbitu skaits, ADC bit
count
N=input('Ievadiet signaala garumu: '); % 128 Punktu skaits
fs=input('Ievadiet diskretizācijas frekvenci, Hz: '); % 1
Diskretizācijas frekvence, Hz
dt=input('Ar kaadu precizitaati atrast punktu: ');%1024;
nonregular=input('Diskretizācija vienmerīga? (ja/ne): ', 's');
if nonregular=='ne'
    mi=input('Ievadiet diskretizācijas soli: ');% 1 neregulaars
    disretizācijas solis
    sig=input('Takts frekvences nestabilitate: '); % 0.01 - prieksh
    jitter, 0.5 - neregulaars diskretizācija
else
    mi=input('Ievadiet diskretizācijas soli: '); %1
    sig=0;
end;

%*****
**
% ACP modelis
%*****
**

t=linspace(0,N,dt);
tn=[];
for xx=1:N % veido masiivu neregularajai diskretizacijai
    tn2=xx-1+mi+((rand(1)*2*sig)-sig);
    tn=[tn tn2];
end;

ff=a*t+b; % Frequency, Hz
f=a*tn+b;
up=amplitude*cos(2*pi*ff.*t+phase);

```

```

u=amplitude*cos(2*pi*f.*tn+phase);
figure;
u2=reshape([zeros(1,N); u; zeros(1,N)], [1, 3*N]);
t3=1:128;
t2=reshape([t3; t3; t3], [1, 3*N]);
line(t2, u2);
hold on;
plot(t,up, 'g');
set(gca, 'xlim', [0 N]);
title('Signal without quantization');
xlabel('time, s');
ylabel('amplitude, V');

figure;
plot(t,up); % Drawing singnal
set(gca, 'xlim', [0 N]);
title('Real Signal');
xlabel('time, s');
ylabel('amplitude, V');
hold on;
levelcount=(2^bitcount); % Quantization levels
q=2*amplitude/levelcount;
uq=round(((u-min(u))/(max(u)-min(u))+1/levelcount/2)*levelcount); %ADC
uq(uq>levelcount)=levelcount;
uq=(uq/levelcount-1/levelcount/2)*(max(u)-min(u))+min(u);
plot(tn, uq, '-r');
figure;
u2=reshape([zeros(1,N); uq; zeros(1,N)], [1, 3*N]);
t2=reshape([t3; t3; t3], [1, 3*N]);
%plot(t2, u2, '.');
line(t2, u2, 'color', 'r');
hold on;
plot(t,up, 'g');
set(gca, 'xlim', [0 N]);
title('Signal with quantization');
xlabel('time, s');
ylabel('amplitude, V');

%*****
**
% Datu apstraade
%*****
**

frfft=-0.5+1/N:1/N:0.5; % FFT peetaamo frekvenchu diapazons
fr=-2+1/N/8:1/N/8:2; % peetaamo frekvenchu diapazons

fs=fft(u); % ieguust spektru izmantojot FFT
fs=fftshift(fs);
figure;
plot(frfft, 20*log10(abs(fs)));
hold on;
fsq=fft(uq);
fsq=fftshift(fsq);
plot(frfft, 20*log10(abs(fsq)), 'r');
title('FFT Spectrum');
xlabel('frequency, Hz');
ylabel('magnitude, dB');

t=1:128;

```



```
sm=(1/length(t)).*u*exp(-j*2*pi*t'*fr); % uz DFT baltiits spektra
noverteejums signaalam bez kvanteeshanas
figure;
plot(fr(1:length(fr)), 20*log10(abs(sm(1:length(sm)))));
title('DFT Spectrum for signal without quantization');
xlabel('frequency, Hz');
ylabel('magnitude, dB');
sm=(1/length(t)).*uq*exp(-j*2*pi*t'*fr); % uz DFT baltiits spektra
noverteejums kvanteetam signaalam
figure;
plot(fr(1:length(fr)), 20*log10(abs(sm(1:length(sm)))),'r');
title('DFT Spectrum for signal with quantization');
xlabel('frequency, Hz');
ylabel('magnitude, dB');
```

```

%*****
**
% Nulles-limenja ACP
%*****
**

close all;
clear all;

%*****
**
% Ieejas signaala parametri
%*****
**

amp=1; %amplituda, V
a=0.2345;% saakumfrekvence, Hz
b=0;% frekvences pieaugums, Hz/s
ph=0; % faze, rad
TH=128; % signaala garums
dt=512;

%*****
**
% Datu apstraade
%*****
**

lv3=[];
t3=[];
for xx=0:TH-1; % Signaals tiek sadaliits 128 mazos gabalinjos
    t=linspace(xx, xx+1, dt);
    f=b*t+a;
    U=amp*sin(2*pi*f.*t+ph); % katram mazajam gabalinjam tiek
    apreekjinaatas signaala vertiibas
    lv=[min(U) 0 max(U)];
    hold on;
    plot(t, U);
    title('Signal');
    xlabel('time, s');
    ylabel('amplitude, V');

    for jj=1:dt;
        for ii=1:length(lv)-1;
            if ((U(jj)>=lv(ii)) && (U(jj)<lv(ii+1)))
                if jj==1
                    lv2=lv(ii);
                    lv21=lv(ii+1);
                else
                    end;
                if ((U(jj)>=lv2) && (U(jj)<lv21))

            else
                if (U(jj)<lv2) % krusto apaksheejo liiniju
                    if U(jj)>lv2
                        elseif lv2==U(jj)
                            t3=[t3 t(jj)]; %(kk*M)
                            lv3=[lv3 lv2];
                            lv2=lv(ii);
                            lv21=lv(ii+1);
                            break;

```

```

else
    hiv=(U(jj-1)/lv2)-1; %lv(ii);
    lov=(lv2/U(jj))-1; %lv(ii)
    if hiv>lov
        t3=[t3 t(jj-1)];
        lv3=[lv3 lv2];
        lv2=lv(ii);
        lv21=lv(ii+1);
        break;
    else
        t3=[t3 t(jj)];
        lv3=[lv3 lv2];
        lv2=lv(ii);
        lv21=lv(ii+1);
        break;
    end;
end;
else % krusto augsheejo liniju. Signaala virziens
augosh
    if U(jj)<lv21
    elseif U(jj)==lv21
        t3=[t3 t(jj)];
        lv3=[lv3 lv21];
        lv2=lv(ii);
        lv21=lv(ii+1);
        break;
    else
        hiv=(U(jj)/lv21)-1; %lv(ii);
        lov=(abs(lv21)/abs(U(jj))-1);
        if hiv>lov
            t3=[t3 t(jj-1)];
            lv3=[lv3 lv21];
            lv2=lv(ii);
            lv21=lv(ii+1);
            break;
        else
            t3=[t3 t(jj)];
            lv3=[lv3 lv21];
            lv2=lv(ii);
            lv21=lv(ii+1);
            break;
        end;
    end;
end;
end;
    U2=U(jj);
    lv2=lv(ii);
    lv21=lv(ii+1);
end;
end;
end;
hold on;
plot (t3, lv3, '.-r');

%*****
**
% Datu apstraade
%*****
**

```

```
f2=-2+1/128/8:1/128/8:2;%  
sm=(1/length(t3)).*lv3*exp(-2*pi*j*t3'*f2);  
figure;  
plot(f2, 20*log10(abs(sm)));  
title('DFT Spectrum');  
xlabel('frequency, Hz');  
ylabel('magnitude, dB');
```

Pielikums Nr.4

**SPECIALIZĒTĀS MIKROSHĒMAS PROJEKTS SIGNĀLTKARĪGI
DISKRETIZĒTU DATU NOTIKUMU VADĪTAI SPEKTRĀLAI NOVĒRTĒŠANAI**

```

%*****
% Spektra apreekinaasana, izmantojot kvadrātveida funkcijas
%*****
*
clear all;
close all;
run level_crossing; %Sartee programmu,kuraa iegutas signaala
%nevienmeeriigaas diskretizācijas nolases
A1=[]; %Formee masiivu taisnstūrveida signalam ar veertiibaam +1; -1;0
A2=[]; %Formee masiivu par pi/2 nobiidiitam taisnstūrveida signalam ar
%veertiibaam +1; -1;0
A3=[]; %Izveidotais kvadrātveida funkciju masiivs
A4=[]; %Par pi/2 nobiidiitais kvadrātveida funkciju masiivs
%*****
%Datu apstraade
%*****
*
for x=[4:4:TH*2]; %Nosaka signaala garuma robežas un soli
    A1=[]; %Iztiira masiivu,lai var uzkraat jaunas veertiibas
    A2=[]; %Iztiira masiivu,lai var uzkraat jaunas veertiibas
    for t4=[t3]; %Definee diskreetaa signaala laika nolases
        for n=1:x; %Nosaka cikla atkaartoshanaas reizu skaitu
            if (t4>=(TH/x)*(n-1)&(t4<((TH/x)*n)); %Paarbauda,vai nolase
                %ir shajaas robezaas
                if (0==mod(n,2)); %Ja daliijums peec modulha 2 ir 0,
                    A=0; %atbilsoshaa veertiiba ir 0
                    break;
                else
                    if (1==mod(n,4)); %Ja daliijums peec modula 4 ir 1,
                        A=1; %atbilsoshaa veertiiba ir 1
                        break;
                    else
                        A=-1;%Ja nav neviena no ieprieksheejajaam,tad A=-1
                        break;
                    end;
                end;
            end;
        end;
    end;
    A1=[A1,A]; %Uzkraaj iegutaas veertiibas masiivaa A1
    for n=1:x; %Nosaka cikla izpildes reizu skaitu par pi/2 nobiidiitajai
        %kvadrātveida funkcijai
        if (t4>=(TH/x)*(n-1)&(t4<((TH/x)*n)); %Paarbauda, vai nolase
            %ir shaaaas robezaas
            if (1==mod(n,2)); %ja daliijums peec modulha 2 ir 1,
                A=0; %atbilsoshaa veertiiba ir 0
                break;
            else
                if (0==mod(n,4)); %Ja daliijums peec modulha 4 ir 0,
                    A=1; %atbilsoshaa veertiiba ir 1
                    break;
                else
                    A=-1;%Ja nav neviena no ieprieksheejajaam,tad A=-1
                    break;
                end;
            end;
        end;
    end;
    A2=[A2,A]; %Uzkraaj iegutaas veertiibas masiivaa A2
end;
A3=[A3;A1]; %Uzkraaj iegutaas A1 masiiva veertiibas masiivaa A3
A4=[A4;A2]; %Uzkraaj iegutaas A2 masiiva veertiibas masiivaa A4

```

```
end;
Q1=lv3*A3'; %Sareizina diskreetaa signaala amplituudas veertiibas ar
      %kvadroatveida fukcijas veertiibaam
Q2=lv3*A4'; %Sareizina diskreetaa signaala amplituudas veertiibas
      %ar par pi/2 nobiidiitaam kvadroatveida fukcijas veertiibaam
Q11=(Q1).^2; %Celh katru ieguta vektora veertiibu kvadraataa
Q22=(Q2).^2; %Celh katru ieguta vektora veertiibu kvadraataa
sum=Q11+Q22; %Sasumme abus kvadraataa celtos vektorus
figure;
stem(sum, '.', 'k');
xlabel('Frequency, Hz');
ylabel('Spectral estimate');
```

Project Information

c:\bulb\altera\modris\former2\former.rpt

MAX+plus II Compiler Report File

Version 9.01 07/30/98

Compiled: 12/09/05 15:29:06

Copyright (C) 1988-1998 Altera Corporation

Any megafunction design, and related net list (encrypted or decrypted), support information, device programming or simulation file, and any other associated documentation or information provided by Altera or a partner under Altera's Megafunction Partnership Program may be used only to program PLD devices (but not masked PLD devices) from Altera. Any other use of such megafunction design, net list, support information, device programming or simulation file, or any other related documentation or information is prohibited for any other purpose, including, but not limited to modification, reverse engineering, de-compiling, or use with any other silicon devices, unless such use is explicitly licensed under a separate agreement with Altera or a megafunction partner. Title to the intellectual property, including patents, copyrights, trademarks, trade secrets, or maskworks, embodied in any such megafunction design, net list, support information, device programming or simulation file, or any other related documentation or information provided by Altera or a megafunction partner, remains with Altera, the megafunction partner, or their respective licensors. No other licenses, including any licenses needed under any third party's intellectual property, are provided herein.

***** Project compilation was successful

Untitled

** DEVICE SUMMARY **

Chip/ POF Utilized	Device	Input Pins	Output Pins	Bidir Pins	LCs	Shareable Expanders	%
former %	EPM7064SLC44-5	2	16	0	44	0	68
User Pins:		2	16	0			

Device-Specific Information:
 c:\buls\altera\modris\former2\former.rpt
 former

***** Logic for device 'former' compiled without errors.

Device: EPM7064SLC44-5

Device Options:

```
Turbo Bit           = ON
Security Bit        = OFF
Enable JTAG Support = ON
User Code           = ffff
```

	R	R	R									d	d	
	E	E	E									i	i	
	S	S	S									r	r	
	E	E	E		r		c					7	4	
	R	R	R		e		l					C	C	
	V	V	V	V	G	s	G	o	G	t	t			
	E	E	E	C	N	e	N	c	N	r	r			
	D	D	D	C	D	t	D	k	D	l	l			

	/	6	5	4	3	2	1	44	43	42	41	40		
#TDI		7											39	dir5Ctrl
RESERVED		8											38	#TDO
RESERVED		9											37	dir6Ctrl
GND		10											36	dir8Ctrl
RESERVED		11											35	VCC
RESERVED		12											34	ena7Ctrl
#TMS		13											33	ena6Ctrl
RESERVED		14											32	#TCK
VCC		15											31	dir1Ctrl
RESERVED		16											30	GND
RESERVED		17											29	ena8Ctrl
		18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28		

		R	R	d	d	G	V	e	e	e	e	e		
		E	E	i	i	N	C	n	n	n	n	n		
		S	S	r	r	D	C	a	a	a	a	a		
		E	E	2	3			1	2	3	4	5		
		R	R	C	C			C	C	C	C	C		
		V	V	t	t			t	t	t	t	t		
		E	E	r	r			r	r	r	r	r		
		D	D	l	l			l	l	l	l	l		

N.C. = Not Connected.
 VCC = Dedicated power pin, which MUST be connected to VCC.
 GND = Dedicated ground pin or unused dedicated input, which MUST be connected to GND.
 RESERVED = Unused I/O pin, which MUST be left unconnected.

^ = Dedicated configuration pin.
 + = Reserved configuration pin, which is tri-stated during user mode.
 * = Reserved configuration pin, which drives out in user mode.
 PDn = Power Down pin.

@ = Special-purpose pin.

= JTAG Boundary-Scan Testing/In-System Programming or Configuration Pin.
The JTAG inputs (TMS, TCK, TDI) should be tied to VCC when not in use.

& = JTAG pin used for I/O. When used as user I/O, JTAG pins must be kept stable before and during configuration. JTAG pin stability prevents accidental loading of JTAG instructions.

Device-Specific Information:
 c:\buls\altera\modris\former2\former.rpt
 former

** RESOURCE USAGE **

Logic Array Block	Logic Cells	I/O Pins	Shareable Expanders	External Interconnect
A: LC1 - LC16	0/16(0%)	1/ 8(12%)	0/16(0%)	0/36(0%)
B: LC17 - LC32	14/16(87%)	3/ 8(37%)	0/16(0%)	12/36(33%)
C: LC33 - LC48	16/16(100%)	8/ 8(100%)	0/16(0%)	16/36(44%)
D: LC49 - LC64	14/16(87%)	8/ 8(100%)	0/16(0%)	10/36(27%)

Total dedicated input pins used: 2/4 (50%)
 Total I/O pins used: 20/32 (62%)
 Total logic cells used: 44/64 (68%)
 Total shareable expanders used: 0/64 (0%)
 Total Turbo logic cells used: 44/64 (68%)
 Total shareable expanders not available (n/a): 0/64 (0%)
 Average fan-in: 3.00
 Total fan-in: 132

Total input pins required: 2
 Total fast input logic cells required: 0
 Total output pins required: 16
 Total bidirectional pins required: 0
 Total reserved pins required: 4
 Total logic cells required: 44
 Total flipflops required: 44
 Total product terms required: 60
 Total logic cells lending parallel expanders: 0
 Total shareable expanders in database: 0

Synthesized logic cells: 0/ 64 (0%)

**** last edition 09/12/2005 ***** not tested in nature *****

FORMER for Special function controlling adder/subtractor with enable control

*****%
 SUBDESIGN former

(***** this is a device input/output declaration *****%

```

clock      :INPUT;  -- input clock
reset      :INPUT;  -- reset
dir1Ctrl  :OUTPUT; -- direction control for add/substr 1
ena1Ctrl  :OUTPUT; -- enable control for add/substr 1
dir2Ctrl  :OUTPUT; -- direction control for add/substr 2
ena2Ctrl  :OUTPUT; -- enable control for add/substr 2
dir3Ctrl  :OUTPUT; -- direction control for add/substr 3
ena3Ctrl  :OUTPUT; -- enable control for add/substr 3
dir4Ctrl  :OUTPUT; -- direction control for add/substr 4
ena4Ctrl  :OUTPUT; -- enable control for add/substr 4
dir5Ctrl  :OUTPUT; -- direction control for add/substr 5
ena5Ctrl  :OUTPUT; -- enable control for add/substr 5
dir6Ctrl  :OUTPUT; -- direction control for add/substr 6
ena6Ctrl  :OUTPUT; -- enable control for add/substr 6
dir7Ctrl  :OUTPUT; -- direction control for add/substr 7
ena7Ctrl  :OUTPUT; -- enable control for add/substr 7
dir8Ctrl  :OUTPUT; -- direction control for add/substr 8
ena8Ctrl  :OUTPUT; -- enable control for add/substr 8
)

```

VARIABLE ***** device internal nodes *****%

```

frelq[1..0] :DFF; -- freq 1 generation
frelq[2..0] :DFF; -- freq 2 generation
frelq[3..0] :DFF; -- freq 3 generation
frelq[4..0] :DFF; -- freq 4 generation
frelq[5..0] :DFF; -- freq 5 generation
frelq[6..0] :DFF; -- freq 6 generation
frelq[7..0] :DFF; -- freq 7 generation
frelq[8..0] :DFF; -- freq 8 generation

```

BEGIN ***** the device logic diagram *****%

-- Simultaneous start is provided by the 'reset' signal

```

frelq[].clrn = reset;
frelq[1].clrn = reset;
frelq[2].clrn = reset;
frelq[3].clrn = reset;
frelq[4].clrn = reset;
frelq[5].clrn = reset;
frelq[6].clrn = reset;
frelq[7].clrn = reset;
frelq[8].clrn = reset;

```

-- Main part of the node for freq generation is synchronous counter

```

frelq[0].clk = clock;
frelq[1..0].clk = clock;
frelq[2..0].clk = clock;
frelq[3..0].clk = clock;
frelq[4..0].clk = clock;
frelq[5..0].clk = clock;
frelq[6..0].clk = clock;
frelq[7..0].clk = clock;

```

-- Freq 1 generation and creating the 'direction' and 'enable' signals for add/sub

```

frelq[0].d = !frelq[0].q;
frelq[1].d = !frelq[1].q;
frelq[1].clk = ena1Ctrl;
dir1Ctrl = frelq[1];
!ena1Ctrl = frelq[0];

```

-- Freq 2 generation and creating the 'direction' and 'enable' signals for

**** last edition 09/12/2005 ***** not tested in nature *****

FORMER for Special function controlling adder/subtractor with enable control

*****%
add/sub

```
fre2q[0].d = !fre2q[1].q;
fre2q[1].d = fre2q[0].q;
fre2q[2].d = !fre2q[2].q;
fre2q[2].clk = ena2Ctrl;
dir2Ctrl = fre2q[2];
!ena2Ctrl = fre2q[0];
-- Freq 3 generation and creating the 'direction' and 'enable' signals for
add/sub
```

```
fre3q[0].d = !fre3q[2].q;
FOR i IN 1 TO 0 GENERATE
    fre3q[i+1].d=fre3q[i].q;
END GENERATE;
```

```
fre3q[3].d = !fre3q[3].q;
fre3q[3].clk = ena3Ctrl;
dir3Ctrl = fre3q[3];
!ena3Ctrl = fre3q[0];
```

```
-- Freq 4 generation and creating the 'direction' and 'enable' signals for
add/sub
```

```
fre4q[0].d = !fre4q[3].q;
FOR i IN 2 TO 0 GENERATE
    fre4q[i+1].d=fre4q[i].q;
END GENERATE;
```

```
fre4q[4].d = !fre4q[4].q;
fre4q[4].clk = ena4Ctrl;
dir4Ctrl = fre4q[4];
!ena4Ctrl = fre4q[0];
```

```
-- Freq 5 generation and creating the 'direction' and 'enable' signals for
add/sub
```

```
fre5q[0].d = !fre5q[4].q;
FOR i IN 3 TO 0 GENERATE
    fre5q[i+1].d=fre5q[i].q;
END GENERATE;
```

```
fre5q[5].d = !fre5q[5].q;
fre5q[5].clk = ena5Ctrl;
dir5Ctrl = fre5q[5];
!ena5Ctrl = fre5q[0];
```

```
-- Freq 6 generation and creating the 'direction' and 'enable' signals for
add/sub
```

```
fre6q[0].d = !fre6q[5].q;
FOR i IN 4 TO 0 GENERATE
    fre6q[i+1].d=fre6q[i].q;
END GENERATE;
```

```
fre6q[6].d = !fre6q[6].q;
fre6q[6].clk = ena6Ctrl;
dir6Ctrl = fre6q[6];
!ena6Ctrl = fre6q[0];
```

```
-- Freq 7 generation and creating the 'direction' and 'enable' signals for
add/sub
```

```
fre7q[0].d = !fre7q[6].q;
FOR i IN 5 TO 0 GENERATE
    fre7q[i+1].d=fre7q[i].q;
END GENERATE;
```

```
fre7q[7].d = !fre7q[7].q;
fre7q[7].clk = ena7Ctrl;
dir7Ctrl = fre7q[7];
!ena7Ctrl = fre7q[0];
```

```
-- Freq 8 generation and creating the 'direction' and 'enable' signals for
add/sub
```

```
MAX+plus 11 9.0 File: FORMER.TDF Date: 12/13/05 12:22:31 Page 26
%*** last edition 09/12/2005 ***** not tested in nature *****
FORMER for Special function controlling adder/substractor with enable
control
*****%
fre8q[0].d = !fre8q[7].q;
FOR i IN 6 TO 0 GENERATE
    fre8q[i+1].d=fre8q[i].q;
END GENERATE;
fre8q[8].d = !fre8q[8].q;
fre8q[8].clk = ena8Ctrl;
dir8Ctrl = fre8q[8];
!ena8Ctrl = fre8q[0];

-- end of program
END;
```