

Pārskats par Valsts pētījumu programmas

INFORMĀCIJAS TEHNOLOĢIJU ZINĀTNISKĀ BĀZE

izpildes gaitu 3. projektā 5. etapā (2008.gads):

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

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

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

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

3.1. Signālu rekonstrukcija no ar notikumvadītu ACP iegūtiem datiem, kas kodēti ar impulsu pozicionēšanu uz laika ass, tajā skaitā attīstot pārveidojumus ar signālatkarīgu kodolu.

3.2. Pētījumi adaptīvu signālapstrādes paņēmieni izmantošanai augstas jūtības superplatjoslas stroboskopiskā pārveidotāja parametru uzlabošanā, eksperimentālo paraugu ar jūtību $<50\mu\text{V}$ un joslu $>10\text{GHz}$ izveide un izpēte..

3.3. Asinhronu datu apstrādes sistēmu attīstība (ieskaitot maketa izveidi nestacionāru procesu, kas kodēti ar impulsu pozīcijām uz laika ass, fiksēšanai ciparu formā) izmantojot mikroprocesoru, specializēto mikroshēmu u.c. mūsdienīgas mikrominiaturizēšanas tehnoloģijas.

3.4. Oriģinālu signālapstrādes paņēmieni iesaiste multimodālas biometrijas, siltumstaru pielietojumu un elektroenerģijas pārvades diagnosticēšanas jomās.

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

4. Projekta 5. etapa definēto uzdevumu izpildes rezultāti:

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

4.1. Paveiktie darbi 1.uzdevuma izpildē ir veiksmīgs turpinājums iepriekšējos etapos iesāktiem pētījumiem attiecībā uz signālu rekonstrukciju no tā līmeņu šķērsojuma notikumu nolasēm. Ceturtā etapa ietvaros tika aprakstīta signāla laikformas atjaunošana no tā līmeņu-šķērsojuma nolasēm, izmantojot pamat-splainu filtru ar laikā lēcienveidīgi mainīgu caurlaides joslu. Joslas platumu noteica signāla maksimālā frekvence lokālā laika intervālā, kas ļāva metodi efektīvi pielietot gan stacionāru, gan nestacionāru signālu rekonstrukcijai. Šī etapa ietvaros galvenais jauninājums ir tas, ka pamat-splainu filtra vietā piedāvāts izmantot sinc-veidīgu funkciju filtru ar laikā nepārtraukti mainīgu frekvenču joslu, kas vēl vairāk uzlabo signāla atjaunošanas precizitāti. Metodes apraksts, signālapstrādes piemēri un iegūtie rezultāti apkopoti, iesniegti publicēšanai (R. Shavelis and M. Greitans “Signal-dependent techniques for non-stationary signal sampling and reconstruction”) un prezentēšanai pasaules vadošajā starptautiskā konferencē signālu apstrādes jomā ICASSP 2009 (Taipeja, Taivāna). Rezultātiem ir būtiska zinātniska nozīme, jo tie apraksta signālu ar laikā mainīgu joslas platumu rekonstrukciju, kas līdz šim ir maz pētīts temats neskatoties uz to, ka praktiskas dabas signāli bieži atbilst tieši šādam modelim.

No zinātnisko rezultātu viedokļa atzīmējams ir arī paveiktais delta-izmaiņu diskretizācijas paņēmiena īpašību izpētē un iegūto nolašu apstrādē pielietojot signālatkarīgu transformāciju. Iegūtie rezultāti ir publicēti (M. Greitans and R. Shavelis “Signal-dependent analysis of signals sampled by send on delta sampling scheme”) un prezentēti starptautiskā konferencē SIGMAP 2008 (Porto, Portugāle).

Šī uzdevuma rezultātu tautsaimnieciskā nozīme ir saistīta ar to realizēšanu elektroniskās iekārtās. Ir izveidots delta-izmaiņu analoga-ciparu pārveidotāja makets, kā arī izstrādāts tā specializētas mikroshēmas projekts. Uz pētīto algoritmu pamata var balstīt beztaktētāja elektronisko iekārtu izstrādi, kurām būtu samazināts enerģijas patēriņš. Šī šobrīd ir tautsaimnieciski ļoti aktuāla problēma, kuras risināšana tiek diskutēta pasaules vadošos IKT jomas forumos (piemēram ICT 2008 Event, Liona, Francija).

4.2. Iepriekšējā etapā oriģinālu signālu apstrādes metožu izveides tematika tika veiksmīgi paplašināta arī uz superplatjoslas augstas jūtības sistēmu izveidi. Tika izstrādāta adaptīvā “UD” metode, kas uzlabo pārveidojamo signālu amplitūdu diapazonu, praktiski nepasliktinot signāla/troksņa attiecību (metodes pētījumu rezultāti publicēti žurnālos „Automatic Control and Computer Sciences” un “Electronics and Electrical Engineering”). Šajā pārskata periodā uz statistiskās metodes bāzes izstrādāta cita tipa adaptīvā metode. Atšķirībā no UD metodes, šeit nevis tiek izmantota iepriekšējā fāzes punktā iegūtā informācija par signālu, bet gan tekošajā fāzes punktā iegūtā statistika tiek apstrādāta ar mainīgu “svara koeficientu”, kura vērtība ir atkarīga no statistikā iegūtās informācijas par signāla pieauguma vai krituma straujumu. Galvenais pētījumu zinātniskais nozīmīgums ir tas, ka laikā transformētu signālu apstrādei ir izveidota adaptīvās apstrādes pieeja. Tautsaimnieciskā nozīme saistās ar apskatītās teorijas praktisku izmantošanu stroboscilogrāfijā, reflektometrijā un superplatjoslas radiolokācijas signālu precīzā reģistrācijā. Pārskata periodā ir izstrādāts un izgatavots diskretā stroboskopiskā pārveidotāja eksperimentālais paraugs, kura metroloģiskās pārbaudes uzrādīja pārveidotāja jutību 30 μV (RMS 10 μV).

4.3. Asinhronu datu apstrādes sistēmu attīstīšana projekta 5.etapa galvenokārt ir saistīta ar to struktūras pilnveidi paplašinot sistēmas vadības un datu apstrādes algoritmus, kā arī pielietojot jaunus shematiskos risinājumus. Tas ļauj palielināt sistēmas veikspēju un uzlabot sistēmu energoefektivitāti. Par sasniegtiem rezultātiem ziņots konferencē International Conference on Signals and Electronic Systems ICSES'08 (Krakova, Polija, publikācija pieejama IEEE Xplore datu bāzē). Ar retiem izņēmumiem, pieejamā elementu bāze (mikroprocesori, specializētas mikroshēmas) nav orientēta uz asinhronu metožu algoritmu realizāciju, tāpēc darbi tika veikti divos virzienos: 1) uz vispārēja pielietojuma mikroprocesoru balstītas sistēmas un 2) specializētu mikroshēmu izstrādes projekts. Iepriekšējos programmas izpildes posmos izveidotās asinhronās datu apstrādes sistēmas pieļāva tikai datu pirmapstrādi un ierobežotu datu apjoma uzkrāšanu. Pārskata periodā līdztekus sistēmas veikspējas palielināšanai ir iegūti rezultāti apstrādāto datu pārsūtīšanai uz centrālo mezglu, būtiski nemainot veikspējas un enerģijas patēriņa rādītājus, bet nodrošinot nepieciešamo pārraides ātrumu. Otra uzdevuma daļa saistīta ar specializētās mikroshēmas delta izmaiņu analogs-ciparu pārveidotāja projekta izstrādi. Projekts realizēts Tanner Pro vidē un pārskata periodā analizēta vairāku risinājumu darbība: 1) “lidojošais kondensātors”, 2) paralelizēts “lidojošais kondensātors”, 3) paralelizēts pārveidotājs ar līmeņu nobīdes pastiprinātājiem, 4) pilnībā paralelizēts pārveidotājs ar līmeņu nobīdes pastiprinātājiem. Pārveidotājs satur minimālu skaitu izgatavošanā komplicētu elementu (kondensātori un tranzistoru slēdži) un ir optimāls risinājums augstas ātrdarbības pārveidotāja realizācijai. Pārskata periodā turpināts darbs pie daudzkanālu laika intervālu ciparošanas sistēmas, izmantojot divu skalu saskaņojuma paņēmieni. Par iegūtiem rezultātiem ziņots RTU konferencē (Rīga). Šiem pēdējiem minētiem rezultātiem galvenokārt jāuzsver potenciālā tautsaimnieciskā nozīme, jo specializēto mikroshēmu izstrāde ir viens no svarīgākajiem stūrakmeņiem uz zinātnietilpības rēķina konkurētspējīgu iekārtu radīšanai.

4.4. Šajā etapā projekta ietvaros izstrādājamās oriģinālās signālu apstrādes metodes tika veiksmīgi paplašinātas arī uz multimodālas biometrijas un bezkontakta diagnostikas jomām. IKT izplatība prasa lielāku drošību pievērst personas, kas izmanto pakalpojumu, drošai identifikācijai. Viens no veidiem ir cilvēka autorizācija atpazīstot tā bioloģiskos signālus. Prakse rāda, ka atsevišķus biometrijas datus ir iespējams apmānīt, tāpēc tiek aktīvi strādāts jaunu, kompleksu risinājumu virzienā. Klasisks biometrijas datu avots ir sejas attēls. Projekta ietvaros ir radīts mobilas iekārtas makets, kura attēlus iegūst ar KAC-9628 sensoru, bet apstrādā ar TMS320C6416 signālprocesoru. Algoritms balstās uz *Eigenface* metodi un atpazīšana (izmantojot 10 attēlu lielu datu bāzi) notiek 0.02sek. laikā ar 90% precizitāti (atkarībā no vides faktoriem). Par rezultātiem ziņots konferencē ELECTRONICS'2008 (Kauņa, Lietuva). Otrs virziens ir saistīts ar plaukstu asinsvadu izvietojuma analīzi. Tā priekšrocības ir: 1) pēc asinsvadu informācijas var noteikt vai tas ir dzīvs, 2) grūti izmaināma vai traumējam informācija; 3) grūti viltojams attēls, jo nav redzams redzamajā gaismā, 4) iespējama veidot bezkontakta sistēmu. Ir apskatīti infrasarkanā attēlu iegūšanas paņēmieni, kā arī izveidota specializēta metode, kas balstās uz saskanības intensitātes vektoru analīzi. Iegūtie rezultāti sagatavoti publicēšanai (M.Greitans, M.Pudzis, R.Fuksis "Object analysis in images using complex 2D matched filters") starptautiskā konferencē EUROCON 2009 (Sanktpēterburga, Krievija). Galvenais zinātniskais rezultāts ir attēlu apstrāde ar saskaņojuma intensitātes vektoru palīdzību. Tautsaimnieciskā nozīme saistīta ar virzību uz mobilo, drošu un ātrdarbīgu personu multimodālas biometrijas autorizēšanas iekārtu izveidošanu.

Infrasarkano staru signālu apstrāde ir izmantota arī izveidotajā attālinātās vadības sistēmā, kas darbojas bez atsevišķas elektroniskas komandu pults, bet spēj dekodēt plaukstu kustības. Izveidotais makets nodrošina līdz 8 komandu noraidi 10-20 metru attālumā, kam ir vairākas potenciālas pielietojuma iespējas tautsaimniecībā (piemēram, „gudrajās mājās”). Sistēma aprakstīta publikācijā žurnālā Electronics and Electrical Engineering un par to ziņots konferencē ELECTRONICS'2008 (Kauņa, Lietuva).

Atzīstami rezultāti ir iegūti saistībā ar elektropārvades līniju bezkontakta diagnostiku. Pieeja balstās uz mono-harmoniska signāla sadalīšanu „trīs fāzu” komponentēs. Lai arī šī dekompozīcija nav ne ortogonāla, pat ne lineāri neatkarīga, tomēr tai piemīt interesanta īpašība attiecība uz spriegumu starpībām – tās viennozīmīgi ir noteiktas ar analizējamā signāla amplitūdu un sākuma fāzi. Tas ir nozīmīgs zinātnisks rezultāts, kura pielietojums elektropārvades līniju veidotā lauka analīzē ir ar tautsaimniecisku nozīmi, jo spēj noteikt trīsfāzu līniju disbalansu. Par rezultātiem ir ziņots konferencē ELAMAR 2008 (Zadara, Horvātija) un publicēts konferences rakstos (IEEE Catalog Number CFP08825-PRT)

4.5. Ar projekta 5.etapa izpildi ir saistītas sekojošas publikācijas:

1. R. Fuksis, M. Greitans, E. Hermanis. „Motion Analysis and Remote Control System using Pyroelectric Infrared Sensors”. Electronics and Electrical Engineering, N6, 2008, pp. 72-75.
2. M. Greitans and R. Shavelis „SIGNAL-DEPENDENT ANALYSIS OF SIGNALS SAMPLED BY SEND ON DELTA SAMPLING SCHEME”, Proceedings of the International Conference on Signal Processing and Multimedia Applications „SIGMAP2008” Porto, Portugal, Jul. 2008., pp 125-130.
3. M. Greitans, E. Hermanis, „"Three-phase" Representation of Harmonic Signals for Application to Non-contact Diagnostics of Electric Power Transmission Lines”, Proceedings of the International Symposium ELMAR-2008, Zadar, Croatia, 10-12 of Sep. 2008. pp.427-430.
4. A. Baums, U. Grunde, M. Greitans, „Level-crossing sampling using microprocessor based system”, Proceedings of the International Conference on Signals and Electronic Systems ICSES'08, Krakow, Poland, Sep. 2008
5. E. Beiniers, K. Kruminsh, V. Peterson. The experimental research of digital sampling converter. Automatic Control and Computer Sciences. 2008. Volume 42, Number 1, pp. 58-65.
6. Карклиныш. Модификация статистического метода для обнаружения слабых

- зашумленных сигналов. Автоматика и вычислительная техника.-2008.-№1.- С. 40-44.
7. К Круминьш В Плоциньш О недостаточности критерия в режиме обнаружения сигналов статистическими методами Автоматика и вычислительная техника.-2008.-№4.- С.63-72.
8. В.Карклиньш. Статистический метод регистрации зашумленных сигналов с улучшенными характеристиками. Автоматика и вычислительная техника.-2008.-№5.- С.68-75.
9. A.Lorencs. Digital Signal Processing UD Method and its Statistical Characteristics. Electronics and Electrical Engineering. 2008, No.6, pp. 33-36.
10. V. Pločiņš. Statistical Method Correction Possibilities. Electronics and Electrical Engineering. 2008. No. 2. pp. 29-34.
11. А. Баумс , Н. Зазнова Энергетическая оптимизация встраиваемых систем реального времени и их адаптивность // Автоматика и вычислительная техника 2008 N3, с. 59-73.
12. R.Shavelis, M.Greitans "SIGNAL-DEPENDENT TECHNIQUES FOR NON-STATIONARY SIGNAL SAMPLING AND RECONSTRUCTION" (iesniegta konferencei IEEE the 34th International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP))
13. M.Greitans M.Pudzis, R.Fuksis "OBJECT ANALYSIS IN IMAGES USING COMPLEX 2D MATCHED FILTERS", iesniegta uz *The IEEE Region 8 Conference EUROCON 2009*.
14. I.Homjakovs, M.Greitans, R.Shavelis REAL-TIME ACQUISITION OF WIDEBAND SIGNALS DATA USING NON-UNIFORM SAMPLING, iesniegta uz *The IEEE Region 8 Conference EUROCON 2009*.
15. M.Greitans, E.Hermanis CONSTRUCTION OF GROWTH MODELS USING LINEAR DIFFERENTIAL EQUATIONS, iesniegta uz *The IEEE Region 8 Conference EUROCON 2009*.
16. Э. Бейнер, К. Круминьш. Моделирование и расчет стробируемого балансного компаратора на туннельных диодах. Iesniegts publicēšanai žurnālā Автоматика и вычислительная техника.
17. Э. Бейнер, К. Круминьш. Моделирование и расчет ассиметрии стробируемого балансного компаратора на туннельных диодах. Iesniegts publicēšanai žurnālā Автоматика и вычислительная техника.
- Saistībā ar signālatkarīgas transformācijas metodes izmantošanu saņemts patents: Modris Greitāns (izgudrotājs), Latvijas Republikas patents Nr.13770 „Metode un ierīce signāla laika-frekvences reprezentācijas paaugstinātas izšķirtspējas iegūšanai”, īpašnieks – Elektronikas un datorzinātņu institūts, publicēts LR Patentu valdes oficiālā vēstnesī 20.09.2008.
- Par projekta rezultātiem ziņots sekojošās konferencēs:
1. 12th International Conference ELECTRONICS'2008, Kaunas, Lithuania, 20-22 of May, 2008. (3 prezentācijas)
 2. International Conference on Signals and Electronic Systems ICSES'08, Krakow, Poland, 14-17 of Sep. 2008.
 3. International Symposium ELMAR-2008, Zadar, Croatia, 10-12 of Sep. 2008.
 4. International Conference on Signal Processing and Multimedia Applications „SIGMAP2008” Porto, Portugal, 26-29 of Jul. 2008
 5. RTU 49. starptautiskā zinātniskā konference, Rīga, 2008.gada 13.-15. oktobris
- Par projekta izpildes gaitu 2008.gada 20.oktobrī EDI notika specializēts seminārs (9 prezentācijas).
- Saistībā ar projekta izpildi 2008.gadā bakalaura darbus aizstāvējuši:
- Kaspars Stepānovs “Bezvadu ierīču identifikācija bezvadu tīklā”
- Arturs Seļivanovs: “Elektriskā lauka datu optiskā pārraide”
- Rihards Fuksis: “Siltumstari kā informācijas nesējs attālinātās sistēmās” (izcili)

Konstantīns Taļikovs: "Maztrokšņojoša stroboskopiskā pārveidotāja Y-kanāla vadības bloks" maģistra darbus:

Igors Homjakovs: „Platjoslas signālu datu ieguve reālā laikā” (izcili)

Aivars Ševerdaks: “Bezvadu sakaru pielietojums attālinātai virtuālo instrumentu vadīšanai” (teicami)

Māris Kalbergs: “Mikrokontroliera implementēšana ciparu programējamā integrālā shēmā”.

Divi doktoranti turpina promocijas darba izstrādi:

Rolands Šāvelis “Dažādu signāla diskretizācijas un atjaunošanas paņēmieni izpēte”

Oļegs Ņikišins “Efektīvi optisko attēlu apstrādes algoritmi un to implementācija mikroelektroniskās sistēmās pielietojumiem biometrijā”.

Projekta izpildītājs Uldis Grunde plāno savu zinātnisko darbību saistīt ar promocijas darba sagatavošanu aizstāvēšanai par tēmu "Nestacionāru signālu asinhronas adaptīvas apstrādes sistēmas".

5. Kopsavilkums: Projekts paredz jaunu signālu apstrādes paņēmieni radīšanu, kas kopā ar modernām elektroniskām tehnoloģijām sniegtu risinājumus elektronisko iekārtu funkcionālo iespēju un līdz ar to arī konkurētspējas paaugstināšanai. Projekta pirmajos etapos lielāks akcents tika likts uz signālapstrādes teorijas attīstību. Signālu ciparapstrāde zināmā nozīmē ir „neredzamā tehnoloģija”, jo, lai arī tai ir noteicošā loma gandrīz visu mūsdienu iekārtu (telefoni, fotoaparāti, multimediju atskaņotāji, virtuves sadzīves iekārtas u.c.) iespēju paplašinājumā, tomēr vairums tās lietotājiem pat nav nojausmas, ka tāda ir. Klasiskās teorijas, kas balstās uz Naikvista kritēriju, Šenona teorēmu un Furjē diskreto pārveidojumu, attīstības galvenās idejas balstās uz 1) atteikšanos no vienmērīgas diskretizācijas prasības, 2) Signāla jaudas spektrālā blīvuma sadalījuma formas ņemšanu vērā, 3) Atkāpšanos no stacionaritātes koncepta, apskatot signālus ar laikā mainīgu frekvenču joslas platumu un 4) Atteikšanos no perfekti precīzas apstrādes, meklējot pēc iespējas precīzāka rezultāta ieguvi.

Projekta 5.etapā (2008.gadā) nozīmīgs akcents tika likts uz dažādu eksperimentālo prototipu izveidi, kas demonstrē darbībā (padara redzamākas) izstrādātos signālu apstrādes paņēmienus. Laikā transformētas, adaptīvas signālu apstrādes metodes tiek lietotas stroboskopiskā oscilogrāfa eksperimentālā paraugā, Mono-harmoniska signāla izvirzīšanu „trīs-fāzu” reprezentācijā izmanto elektriskā lauka sensoru sistēmas prototips ar kura palīdzību, ir iespējams bezkontakta veidā diagnosticēt trīsfāzu elektroenerģijas pārvades līnijas. Asinhronu (beztaktētāja) ciparotu signālu apstrādes paņēmieni saistās gan ar izveidoto daudzprocesoru datu apstrādes sistēmu, gan ar izveidoto delta-izmaiņu ACP maketu un specializētās mikroskāmas projektu. Ar interesi ir novērtēta infrasarkanā staru attālinātas vadības demonstrators, kas komandu pārraidei izmanto cilvēka rokas kustības, iztiekot bez elektroniskas pults. Šobrīd aktīvi noris darbs pie infrasarkanā attēlu ieguves un to apstrādes sistēmas, kā arī pie mobilas sejas atpazīšanas iekārtas izveides ar potenciālu pielietojumu biometrijā.

Projekta 5. etapa darba uzdevumu izpildē iegūtie rezultāti ir atspoguļoti 17 publikācijās un par tiem ir ziņots 5 dažādās starptautiskās konferencēs. 2008.gadā ir saņemts viens patents saistībā ar signālu apstrādes idejām, kas pētītas projekta ietvaros. Ir turpināta prakse izpildītāju zināšanas un kompetenci paaugstināt apmeklējot augsta līmeņa apmācības kursus ārzemēs (apmeklēti 4 kursi). Nobeigumā jāatzīmē, ka turpinot jau iepriekšējos etapos iesāktu praksi, projekta izpildē ir iesaistījušies septiņi jauni darbinieki (maģistratūras studenti). Kā tika paredzēts projekta etapu uzsākot, šogad saistībā ar projekta uzdevumiem ir aizstāvēti 4 bakalauru un 3 maģistru darbi. Projekta rezultāti tiek izmantoti divu doktorantu un viena pētnieka promocijas darbu izstrādei.



Projekta Nr.3

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

INFORMATĪVĀ ATSKAITE
PAR PROJEKTA PIEKTĀ ETAPA REALIZĀCIJU
(2008. gada janvāris - decembris)

Atskaite sagatavota: 28.11.2008.g.

IZPILDĪTĀJA līguma uzskaites Nr. 08-VP-1-5

PASŪTĪTĀJA līguma uzskaites Nr. 08-VP-1-5

Programmas koordinators:

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

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

Saturs

1. SIGNĀLATKARĪGU PAŅĒMIENU IZVEIDE PĒC LĪMEŅU-ŠĶĒRSOJUMA UN DELTA-IZMAIŅU PRINCIPA DISKRETIZĒTU SIGNĀLU APSTRĀDEI	4
1.1. Signālu ar laikā mainīgu frekvenču joslas platumu diskretizācija un atjaunošana	4
1.1.1. Zemfrekvenču filtrs ar laikā mainīgu caurlaides joslu	5
1.1.2. Filtra pielietojums signāla atjaunošanai no līmeņu-šķērsojuma nolasēm	6
1.1.3. Signāla momentānās maksimālās frekvences noteikšana	9
1.1.4. Nestacionāru signālu diskretizācijas un atjaunošanas piemēri	11
1.2. Signālatkarīgas transformācijas pielietojums pēc delta-izmaiņu principa diskretizēta signāla apstrādē	15
1.2.1. Delta-izmaiņu diskretizācija	15
1.2.2. Signālatkarīga transformācija	16
1.2.3. Pēc delta-izmaiņu principa diskretizēta signāla apstrādes piemērs	18
LITERATŪRA	19
2. PĒTĪJUMI ADAPTĪVU SIGNĀLAPSTRĀDES PAŅĒMIENU IZMANTOŠANAI AUGSTAS JUTĪBAS SUPERPLATJOSLAS STROBOSKOPISKĀ PĀRVEIDOTĀJA PARAMETRU UZLABOŠANĀ, EKSPERIMENTĀLO PARAUGU AR JUTĪBU <50 MV UN JOSLU >10 GHZ IZVEIDE UN IZPĒTE.	20
2.1. Pētījumi adaptīvu signālapstrādes paņēmieni izmantošanai augstas jutības superplatjoslas stroboskopiskā pārveidotāja parametru uzlabošanā	20
<i>Iespējamie tālākie pētījumi:</i>	23
2.2. Augstas jutības superplatjoslas signālu stroboskopiskā pārveidotāja eksperimentālo paraugu ar jutību <50μV un joslu >10GHz izveide un izpēte	24
2.2.1. „UD” un „UDC” metožu salīdzinājums.	24
2.2.1.1. “UD” metode	24
2.2.1.2. “UDC” metode	25
2.2.2. Stroboskopiskā oscilogrāfa uz „UDC” metodes bāzes projekts.	28
2.2.2.1. Stroboskopiskā oscilogrāfa uz „UDC” metodes bāzes blokshēma	28
2.2.2.2. UD procesa statistiskie raksturojumi	31
2.3. Strobējamā balansa komparatora aprēķina metodika.	33
Ar projektu saistītie rezultāti izklāstīti sekojošās publikācijās:	35
3 ASINHRONU DATU APSTRĀDES SISTĒMU ATTĪSTĪBA IZMANTOJOT MIKROPROCESORU, SPECIALIZĒTO MIKROSHĒMU U.C. MŪSDIENĪGAS MIKROMINIATURIZĒŠANAS TEHNOLOĢIJAS.	37
3.1. Asinhronu datu apstrādes sistēmu struktūras un apstrādāto datu pārraides uz centrālo mezglu pilnveidošana	37
3.1.1. Asinhronu datu apstrādes sistēmas veikspējas palielināšana izmantojot 2 mikroprocesoru struktūru	37
3.1.2. Asinhronu datu apstrādes sistēmas veikspējas palielināšana izmantojot daudzmikroprocesoru struktūru	39
3.1.3. Datu pārraides uz centrālo mezglu datu pilnveidošana	40
3.1.4. Asinhronas datu apstrādes daudzmikroprocesoru sistēmas ar paaugstinātu veikspēju makets	43
3.2. Enerģijas patēriņa minimizēšanas problēma asinhronu datu apstrādes sistēmās.	45
3.3. Signālam sekojošs Send-on-Delta pārveidotājs	46
3.3.1. Pirmais risinājums - “lidojošais kondensātors”	46
3.3.2. Kondensātoru slēguma darbība	46
3.3.3. Pārveidotāja kopshēma un vadības signāli	47
3.3.4. Pārveidotāja darbība un sistematiskās kļūdas	49
3.3.5. Uzlaboti pārveidotāja risinājumi	52

3.3.6. Paralelizēts "lidojošā kondensatora" pārveidotājs	52
3.3.7. Paralelizēts pārveidotājs ar līmeņu nobīdes pastiprinātājiem	54
3.3.8. Pilnībā paralelizēts pārveidotājs ar līmeņu nobīdes pastiprinātājiem.....	55
Literatūra par mikroshēmu izstrādi	56
4. ORIGINĀLU SIGNĀLAPSTRĀDES PAŅĒMIENU IESAISTE MULTIMODĀLAS BIOMETRIJAS, SILTUMSTARU PIELIETOJUMU UN ELEKTROENERĢIJAS PĀRVADES DIAGNOSTICĒŠANAS JOMĀS.....	57
4.1. Siltumstaru pielietošana attālinātas vadības sistēmās.	57
4.2. Elektroenerģijas pārvades diagnostika.....	58
4.2.1. Bezkontakta diagnostikas būtība	59
4.2.2. Datu pārraide	59
4.2.3. Elektropārvades sistēmas elektriskā lauka aprēķini bezgalīgi garai līnijai.....	62
4.2.4. Ierīce elektriskā lauka datu iegūšanai un optiskai datu pārraidei	63
4.2.5. Elektrisko shēmu analīze	64
4.2.6. Raidošās shēmas darbība	64
4.2.7. Uztverošās shēmas darbība	66
4.2.8. Ierīce elektriskā lauka datu bezvadu pārraidei	67
4.2.9. Mērījumi.....	68
4.2.10. Rezultāti	75
4.3. Sejas atpazīšana. Biometrija.	76
4.3.1. Biometrijas uzdevumi.....	76
4.3.2. Sejas atpazīšanas paņēmieni.	77
4.3.3. „Eigenface” sejas atpazīšanas algoritms.....	77
4.3.4. „Eigenfaces” aprēķināšana.....	77
4.3.5. Seju identifikācija.	79
4.3.6. Sejas atpazīšanas sistēmas makets.	80
4.3.6. Turpmākais darbs.	82
4.4. Plaukstu asinsvadu atpazīšana biometrijā	83
4.4.1. Biometrijas sistēmas	83
4.4.2. Plaukstu asinsvadu infrasarkanā attēlu iegūšana.....	83
4.4.3. Eksperimentāli iegūtie attēli	83
4.4.4. Attēlu apstrādes algoritmi	84
4.4.5. Adaptīvā sliekšņoperācija.....	85
4.4.6. Korelācijas vektoru iegūšana ar 2D salāgoto filtru palīdzību	87
4.4.6.1 Problēmas nostādne.....	87
4.4.6.2 Problēmas risinājums	89

PIELIKUMS 1

PIELIKUMS 2

PIELIKUMS 3

PIELIKUMS 4

PIELIKUMS 5

PIELIKUMS 6

PIELIKUMS 7

PIELIKUMS 8

1. Signālatkarīgu paņēmienu izveide pēc līmeņu-šķērsojuma un delta-izmaiņu principa diskretizētu signālu apstrādei

Iepriekšējā etapa ietvaros tika aprakstīta signāla laikformas atjaunošana no tā līmeņu-šķērsojuma nolasēm, izmantojot pamat-splainu filtru ar laikā lēcienveidīgi mainīgu caurlaides joslu. Joslas platumu noteica signāla maksimālā frekvence lokālā laika intervālā, kas ļāva metodi efektīvi pielietot gan stacionāru, gan nestacionāru signālu rekonstrukcijai.

Šī etapa ietvaros pamat-splainu filtra vietā piedāvāts izmantot sinc-funkciju filtru ar laikā nepārtraukti mainīgu frekvenču joslu, kas vēl vairāk uzlabo signāla atjaunošanas precizitāti. Metodes apraksts un signālapstrādes piemēri doti 1.1. nodaļā. Iegūtie rezultāti sagatavoti un iesniegti publicēšanai (R. Shavelis and M. Greitans "Signal-dependent techniques for non-stationary signal sampling and reconstruction") starptautiskā konferencē ICASSP 2009 (Taipei, Taiwan).

Papildus 1.2. nodaļā vēl izpētīts delta-izmaiņu diskretizācijas paņēmiens un iegūto nolašu apstrādes iespējas, pielietojot signālatkarīgu transformāciju. Iegūtie rezultāti publicēti (M. Greitans and R. Shavelis "Signal-dependent analysis of signals sampled by send on delta sampling scheme") un prezentēti starptautiskā konferencē SIGMAP 2008 (Porto, Portugal).

1.1. Signālu ar laikā mainīgu frekvenču joslas platumu diskretizācija un atjaunošana

Saskaņā ar nolašu teorēmu jebkuru frekvenču joslā līdz F_{max} ierobežotu signālu $s(t)$ var atjaunot no tā laikā vienmērīgi izvietotām nolasēm $s(t_n)$, ja diskretizācijas frekvence ir vienāda vai pārsniedz $2F_{max}$ vērtību. Atjaunoto signālu nosaka izteiksme

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(t_n) h(t-t_n), \quad (1.1)$$

kur $h(t)$ ir atjaunošanas filtra impulsa reakcija – klasiski sinc-funkcija

$$h_1(t) = \text{sinc}(2\pi F_{max} t) \quad (1.2)$$

Tā kā nolašu $s(t_n)$ laika momenti $t_n = \frac{n}{2F_{max}}$, tad no (1.2) iegūst

$$h_1(t-t_n) = \text{sinc}(2\pi F_{max}(t-t_n)) = \text{sinc}(2\pi F_{max} t - n\pi) \quad (1.3)$$

Apzīmējot $h_1(t-t_n) = h_1(t, t_n)$, no (1.1) un (1.3) iegūst atjaunotā signāla izteiksmi

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(t_n) h_1(t, t_n) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(t_n) \text{sinc}(2\pi F_{max} t - n\pi) \quad (1.4)$$

Praksē apstrādājamo nolašu skaits N ir galīgs, tāpēc no (1.4) iegūst sākotnējā signāla tuvinājumu

$$\hat{s}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s(t_n) \text{sinc}(2\pi F_{max} t - n\pi) \quad (1.5)$$

Ja apskata nestacionāru signālu ar laikā mainīgu frekvenču joslas platumu $f_{max}(t)$, tad tā diskretizācijas frekvencei saskaņā ar nolašu teorēmu jābūt vismaz $2F_{max}$, kur $F_{max} \geq \max(f_{max}(t))$. Tātad diskretizācijas procesā signāla nestacionaritāte (laikā mainīgs frekvenču joslas platums) tiek ignorēta. Lai to ņemtu vērā, impulsa reakcijas (1.2) vietā piedāvājam izmantot [1]

$$h_2(t, t_n) = \text{sinc}(\Phi(t) - \Phi(t_n)), \quad (1.6)$$

kur

$$\Phi(t) = 2\pi \int_0^t f_{\max}(t) dt \quad (1.7)$$

ir svārstību fāze sinusoīdai, kuras frekvence laikā mainās pēc likuma $f_{\max}(t)$, bet $t \geq 0$. Šajā gadījumā atjaunotais signāls

$$\hat{s}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s(t_n) h_2(t, t_n) = \sum_{n=0}^{N-1} s(t_n) \text{sinc}(\Phi(t) - \Phi(t_n)), \quad (1.8)$$

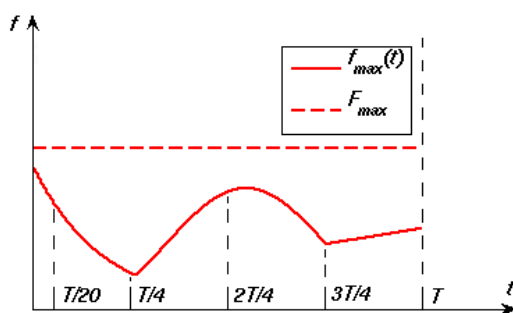
kur nolases $s(t_n)$ tiek ņemtas tajos laika momentos t_n , kad $\Phi(t_n) = n\pi$. Līdz ar to

$$\hat{s}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s(t_n) \text{sinc}(\Phi(t) - n\pi) \quad (1.9)$$

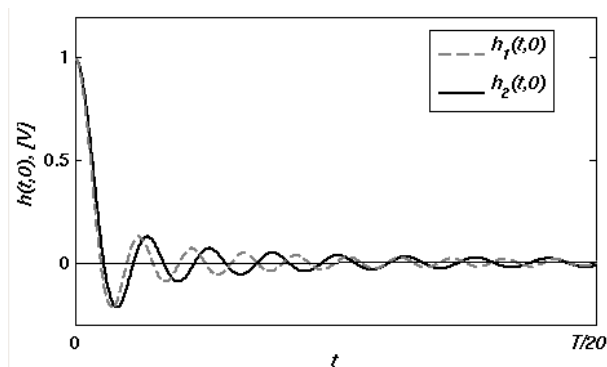
Stacionāra un frekvenču joslā $F_{\max}$ ierobežota signāla gadījumā izteiksmi (1.5) iegūst no (1.9), ja $f_{\max}(t) = \text{const} = F_{\max}$. Nestacionāra signāla gadījumā atjaunošanas filtra impulsa reakcija $h_2(t, t_n)$ ir atkarīga no signāla momentānās frekvenču joslas platuma $f_{\max}(t)$. Savukārt nolašu izvietojums laikā ir nevienmērīgs, un vidējā diskretizācijas frekvence ir mazāka par $2F_{\max}$. Nolašu teorēma šajā gadījumā izpildās lokāli – signāla momentānā diskretizācijas frekvence ir vienāda ar $2f_{\max}(t)$.

1.1.1. Zemfrekvenču filtrs ar laikā mainīgu caurlaides joslu

Salīdzināsim impulsa reakcijas $h_1(t, t_n)$ un $h_2(t, t_n)$. Sākumā izvēlamies laikā mainīgu funkciju $f_{\max}(t)$, kas 1.1. zīmējumā attēlota ar sarkanu nepārtrauktu līniju, ja dots laiks $0 \leq t \leq T$. Impulsa reakciju $h_2(t, t_n)$, ja $t_n = 0$, atrod no izteiksmēm (1.6) un (1.7), bet $h_1(t, t_n)$ – no izteiksmes (1.3), ja $F_{\max} = \text{const} = 1.1 \cdot \max(f_{\max}(t))$. Aprēķinātās impulsa reakcijas ilustrētas 1.2. zīmējumā laika intervālā $0 \leq t \leq T/20$.



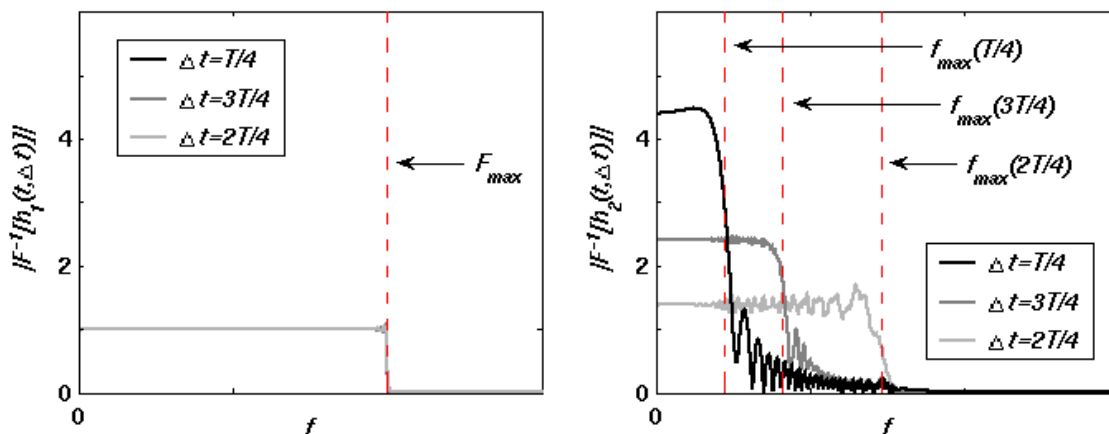
1.1. zīm. Frekvenču $F_{\max}$ un $f_{\max}(t)$ atkarība no laika



1.2. zīm. Impulsa reakcijas $h_1(t)$ un $h_2(t,0)$

No 1.2. zīmējuma redzams, ka $h_2(t,0)$ svārstību frekvence attēlotajā laika intervālā samazinās. Svārstību frekvences maiņu nosaka $f_{\max}(t)$.

Apskatīsim tagad impulsa reakciju $h_1(t-\Delta t)$ un $h_2(t,\Delta t)$ attēlojumus frekvenču apgabalā trim Δt vērtībām $T/4$, $2T/4$ un $3T/4$, kas iegūti ar inverso Furjē transformāciju.



1.3. zīm. Impulsa reakcijām $h_1(t,\Delta t)$ un $h_2(t,\Delta t)$ atbilstošo filtru caurlaides raksturlīknes

Kā redzams, tad impulsa reakcijai $h_1(t,\Delta t)$ atbilstošā filtra caurlaides josla laikā nemainās un ir vienāda ar $F_{\max}$. Savukārt $h_2(t,\Delta t)$ atbilstošā filtra caurlaides josla laikā mainās atbilstoši $f_{\max}(\Delta t)$ vērtībām. To var labi novērot arī 1.4. zīmējumā, kurā parādīts impulsa reakciju attēlojums laika-frekvenču apgabalā, kas iegūts ar īsintervāla Furjē transformāciju. Vietās, kur impulsa reakcijām $h_1(t,\Delta t)$ un $h_2(t,\Delta t)$ ir maksimāla vērtība (laika momentos $t=\Delta t$), atbilstošajā laika-frekvenču attēlojumā parādās vertikāls stabiņš, kura augstums norāda filtra caurlaides joslu laika momentā Δt . Pirmā filtra gadījumā ($h_1(t,\Delta t)$) stabiņa augstums atkarībā no Δt nemainās, tāpēc filtra caurlaides josla ir konstanta un vienāda ar $F_{\max}$. Savukārt otrā filtra ($h_2(t,\Delta t)$) gadījumā stabiņa augstums mainās atbilstoši $f_{\max}(\Delta t)$ vērtībai, līdz ar to var secināt, ka filtra caurlaides josla ir laikā mainīga un vienāda ar $f_{\max}(t)$.

1.1.2. Filtra pielietojums signāla atjaunošanai no līmeņu-šķērsojuma nolasēm

Diskretizējot frekvenču joslā līdz $F_{\max}$ ierobežotu signālu $s(t)$ pēc līmeņu-šķērsojuma principa, iegūst laikā nevienmērīgi izvietotas nolases $s(t_m)$. Lai veiktu signāla atjaunošanu saskaņā ar izteiksmi (1.5), jāatrod laikā vienmērīgi izvietoto nolašu $s(t_n)$ vērtības. Tātad ir jāveic pārveidojums $s(t_m) \rightarrow s(t_n)$, kura rezultātā no līmeņu-šķērsojuma nolasēm iegūst vienmērīgi

diskretizēta signāla nolases ar diskretizācijas frekvenci $2 F_{max}$. Izpildoties nosacījumam [2]

$$\max(\Delta t_m) \leq \frac{1}{2 F_{max}}, \quad (1.10)$$

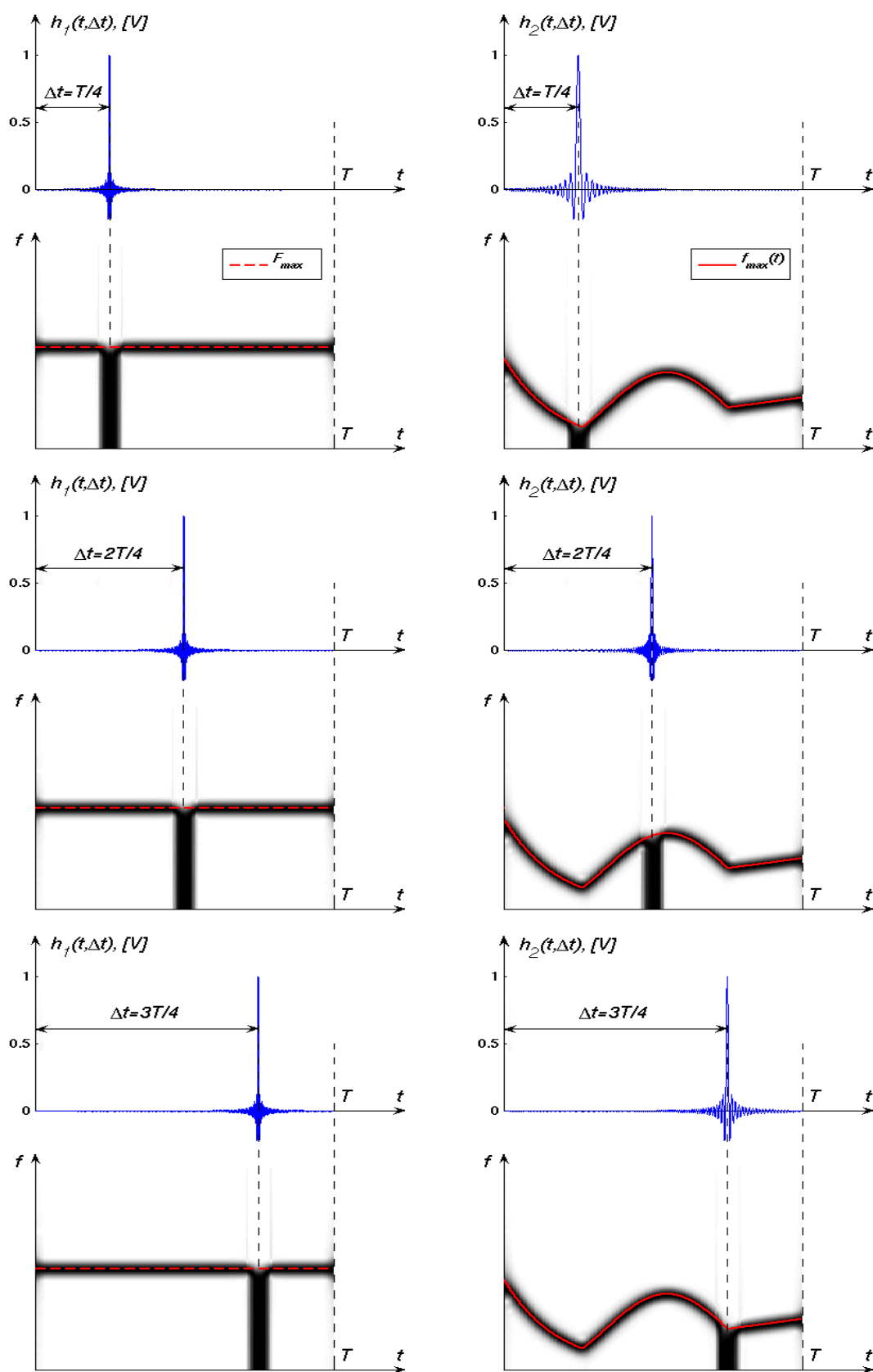
kur $\Delta t_m = t_{m+1} - t_m$, pārveidojums (līdz ar to arī signāla atjaunošana) ir iespējams pēc algoritma (1.11), kura pamatā ir signāla nolašu interpolācija un interpolētā signāla filtrācija.

$$\begin{aligned} \hat{s}_0(t_n) &= \check{s}_{s(t_n)}(t_n) \\ \hat{s}_0(t) &= C[\hat{s}_0(t_n)] \\ \hat{s}_i(t_n) &= \hat{s}_{i-1}(t_n) + \check{s}_{(s-s_{i-1})(t_n)}(t_n) \\ \hat{s}_i(t) &= C[\hat{s}_i(t_n)], \end{aligned} \quad (1.11)$$

Algoritma pierakstā interpolētais signāls apzīmēts ar $\check{s}_{s(t_n)}(t)$, bet kompozīcijas operators

$$C[s(t_n)] = \sum_{n=0}^{N-1} s(t_n) h_1(t, t_n) \quad (1.12)$$

apraksta signāla nolašu konvolūciju ar filtra impulsa reakciju. Pieaugot iterāciju skaitam i , precīzāk



1. zīm. Impulsa reakciju $h_1(t, \Delta t)$ un $h_2(t, \Delta t)$ laika un laika-frekvenču attēlojums

var noteikt $s(t_n)$ vērtības

$$s(t_n) = \lim_{i \rightarrow \infty} \hat{s}_i(t_n) \quad (1.13)$$

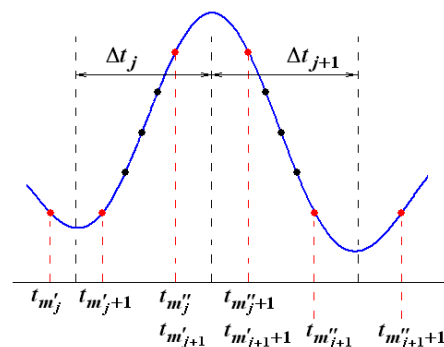
Diskretizējot nestacionāru signālu pēc līmeņu-šķērsojuma principa, nosacījums (1.10) bieži vien neizpildīsies. Vietās, kur signāla izmaiņas būs straujākas (lielāka lokālā maksimālā frekvence), attālumi starp signāla nolasēm būs mazāki un nosacījums (1.10) var tikt izpildīts. Savukārt vietās, kur signāla izmaiņas būs lēnākas (mazāka lokālā maksimālā frekvence), attālumi starp signāla nolasēm būs lielāki un nosacījums (1.10) var neizpildīties. Līdz ar to kompozīcijas operatora (1.12), kas ņem vērā tikai signāla globālo maksimālo frekvenci F_{max} , pielietojums algoritmā (1.11) dos ievērojamu atjaunošanas kļūdu – liela atjaunošanas precizitāte saglabāsies tikai tajās signāla vietās, kurās nosacījums (1.10) izpildīsies.

Lai uzlabotu atjaunošanas kvalitāti, izteiksmē (1.12) impulsa reakcijas $h_1(t, t_n)$ vietā labāk lietot $h_2(t, t_n)$. Tas nozīmē interpolētā signāla filtrāciju ar laikā mainīgas caurlaides joslas filtru, kura nogriešanas frekvence mainās saskaņā ar signāla lokālās maksimālās frekvences vērtību $f_{max}(t)$. Šāda pieeja dos precīzāku atjaunošanas rezultātu, jo nosacījumam (1.10) nevajag izpildīties globāli (ņemot vērā tikai F_{max}), bet gan lokāli (ņemot vērā $f_{max}(t)$). Šajā gadījumā meklējamo nolašu $s(t_n)$ izvietojums laikā būs nevienmērīgs un to noteiks fāzes funkcija $\Phi(t)$, kura iepriekš nav zināma. Tāpēc uzdevums ir noteikt signāla lokālo maksimālo frekvenci $\tilde{f}_{max}(t)$, izmantojot informāciju par signāla līmeņu-šķērsojumiem.

1.1.3. Signāla momentānās maksimālās frekvences noteikšana

Jau iepriekšējā etapa ietvaros tika piedāvāta metode signāla lokālās maksimālās frekvences noteikšanai no līmeņu-šķērsojuma nolasēm. Saskaņā ar to signāls tika dalīts intervālos un noteikta maksimālā frekvence katrā intervālā. Rezultātā tika iegūta gabaliem konstanta frekvenču funkcija, kas aizstāja reālo momentānās maksimālās frekvences funkciju $f_{max}(t)$. Šāda pieeja labi darbojas, ja $f_{max}(t)$ ir lēni mainīga funkcija, bet, ja frekvence mainās strauji, tad var rasties vērā ņemamas kļūdas. Tāpēc gabaliem konstantas funkcijas vietā mēģināsim atrast laikā nepārtrauktu funkciju $\tilde{f}_{max}(t)$, kurai pēc iespējas precīzāk būtu jāsakrīt ar $f_{max}(t)$.

Līdzīgi kā iepriekš, lai atrastu signāla spektra maksimālo frekvenci $\tilde{f}_{max}(t)$, izmantosim sekojošu metodi [1]. Sākot ar pirmo līmeņu-šķērsojuma nolasi (nolases indekss $m=0$) tiek meklēti divi viens otram sekojoši nolašu pāri $s(t_{m'_j})=s(t_{m'_{j+1}})$ un $s(t_{m''_j})=s(t_{m''_{j+1}})$, kur j apzīmē atraduma kārtas numuru, $m''_j > m'_j$ un starpība $m''_j - m'_j$ ir minimāla. Tālāk tiek meklēti nākamie divi nolašu pāri $s(t_{m'_{j+1}})=s(t_{m'_{j+1}+1})$ un $s(t_{m''_{j+1}})=s(t_{m''_{j+1}+1})$, ņemot vērā $m'_{j+1} = m''_j$ (1.5. zīmējums).



1.5. zīm. Signāla momentānās maksimālās frekvences noteikšana

Katram $j=1,2,\dots$ tiek aprēķināts lielums $f(t_j)$ pēc formulas

$$f(t_j) = \frac{1}{2\Delta t_j}, \quad (1.14)$$

kur

$$\Delta t_j = \frac{t_{m''_j} + t_{m''_j+1}}{2} - \frac{t_{m'_j} + t_{m'_j+1}}{2} \quad (1.15)$$

un atbilstošais laika moments

$$t_j = \frac{t_{m''_j} + t_{m''_j+1}}{4} + \frac{t_{m'_j} + t_{m'_j+1}}{4} \quad (1.16)$$

Ja signāls sastāv no vienas harmonikas, tad $f(t_j)$ visām j vērtībām ir viens un tas pats un sakrīt ar harmonikas frekvenci. Ja signāls sastāv no vairākām harmonikām, tad $f(t_j)$ dažādām j vērtībām svārstās ap vidējo lielumu

$$\bar{f} = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J f(t_j), \quad (1.17)$$

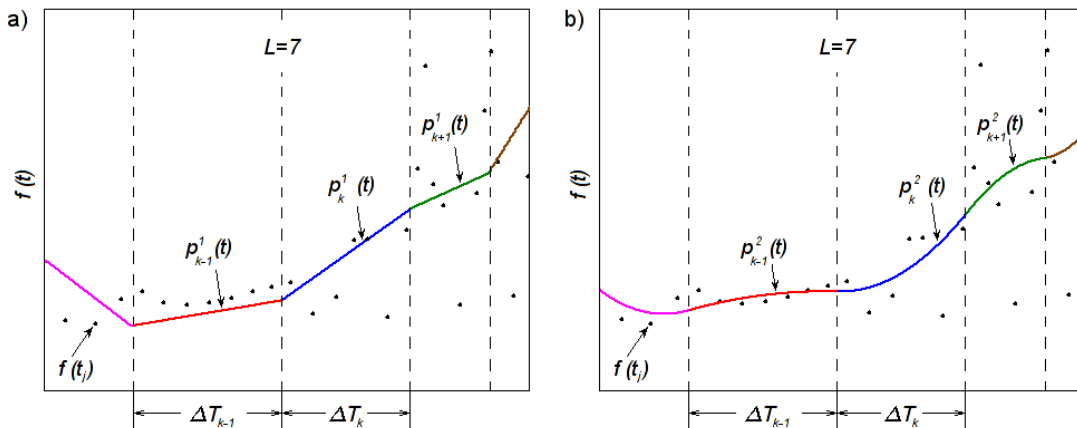
kur J ir kopējais viens otram sekojošu divu pāru atradumu skaits uzdotajā laika intervālā. Pēc eksperimentāliem rezultātiem $\bar{f}$ vērtība aptuveni sakrīt ar signāla maksimālās harmonikas frekvenci, tāpēc momentāno maksimālo frekvenci $\tilde{f}_{max}(t)$ atrod, aproksimējot $f(t_j)$ vērtības ar pa gabaliem atšķirīgiem vienādas kārtas r polinomiem $p_k^r(t)$, izmantojot mazāko kvadrātu metodi. Izvēloties veselu skaitli $L > 1$, laika ass tiek dalīta sekojoši:

$$\Delta T_k : t \in [t_{k \text{ sākuma}}; t_{k \text{ beigu}}], \quad (1.18)$$

kur $k=0,1,\dots$ apzīmē intervāla numuru un

$$t_{k \text{ sākuma}} = \frac{t_{j=kL} + t_{j=kL+1}}{2} \quad \text{un} \quad t_{k \text{ beigu}} = \frac{t_{j=(k+1)L} + t_{j=(k+1)L+1}}{2} \quad (1.19)$$

apzīmē intervāla sākuma un beigu laikus (1.6.zīmējums).



1.6. zīm. Punktu $f(t_j)$ aproksimācija ar pa gabaliem atšķirīgiem pirmās (a) un otrās (b) kārtas polinomiem $p_k^1(t)$ un $p_k^2(t)$

Katram intervālam ΔT_k atrod polinoma $p_k^r(t) = a_{k,r}t^r + a_{k,r-1}t^{r-1} + \dots + a_{k,1}t + a_{k,0}$ koeficientus $a_{k,r}, a_{k,r-1}, \dots, a_{k,1} + a_{k,0}$ tā, lai

- 1) intervāla sākuma un beigu punktos $t_{k \text{ sākuma}}$ un $t_{k \text{ beigu}}$ polinomu $p_{k-1}^r(t)$ un $p_k^r(t)$ un

atbilstoši $p_k^r(t)$ un $p_{k+1}^r(t)$ un to pirmo r atvasinājumu vērtības būtu vienādas

$$\begin{aligned} p_{k-1}^r(t_k \text{ sākuma}) &= p_k^r(t_k \text{ sākuma}) & p_k^r(t_k \text{ beigu}) &= p_{k+1}^r(t_k \text{ beigu}) \\ p_{k-1}^r(t_k \text{ sākuma})^{(1)} &= p_k^r(t_k \text{ sākuma})^{(1)} & p_k^r(t_k \text{ beigu})^{(1)} &= p_{k+1}^r(t_k \text{ beigu})^{(1)} \\ p_{k-1}^r(t_k \text{ sākuma})^{(2)} &= p_k^r(t_k \text{ sākuma})^{(2)} & p_k^r(t_k \text{ beigu})^{(2)} &= p_{k+1}^r(t_k \text{ beigu})^{(2)} \\ &\dots & &\dots \\ p_{k-1}^r(t_k \text{ sākuma})^{(r)} &= p_k^r(t_k \text{ sākuma})^{(r)} & p_k^r(t_k \text{ beigu})^{(r)} &= p_{k+1}^r(t_k \text{ beigu})^{(r)} \end{aligned} \quad \text{un} \quad (1.20)$$

2) izteiksmes (1.21) vērtība būtu minimāla

$$\sum_{j=1}^L (f(t_j) - p_1^r(t_j))^2 + \sum_{j=L+1}^{2L} (f(t_j) - p_2^r(t_j))^2 + \dots + \sum_{j=kL+1}^{(k+1)L} (f(t_j) - p_k^r(t_j))^2 + \dots = \min \quad (1.21)$$

Risinot minimizācijas uzdevumu (1.21) un vienlaikus ņemot vērā (1.20), atrod polinomu $p_k^r(t)$ koeficientus. Savukārt meklētā momentānā maksimālā frekvence

$$\tilde{f}_{\max}(t) = p_k^r(t), \quad \text{ja } t_k \text{ sākuma} \leq t \leq t_k \text{ beigu} \quad (1.22)$$

būs atkarīgā no izvēlētajā skaitļa L , tāpēc galīgo frekvences funkciju labāk iegūt, viduvējot $\tilde{f}_{\max}(t)$, kas iegūtas dažādām L vērtībām.

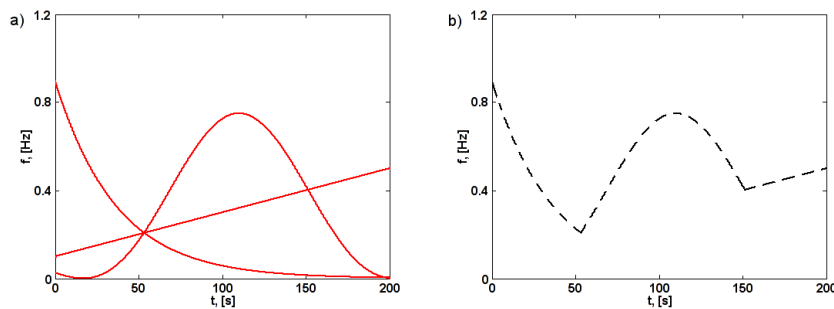
Punktu $f(t_j)$ aproksimācijas piemērs ar pirmās un otrās kārtas polinomiem ($r=1$ un $r=2$) parādīts 1.6. zīmējumā.

1.1.4. Nestacionāru signālu diskretizācijas un atjaunošanas piemēri

Iepriekš nodaļā aprakstītās metodes pārbaudīsim MATLAB-ā (programmas 1.pielikumā), veicot nestacionāra signāla atjaunošanu no tā laikā nevienmērīgi izvietotām nolasēm, kas iegūtas

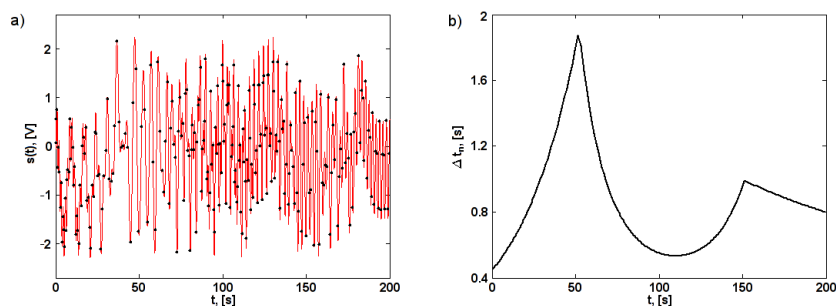
- 1) tajos laika momentos t_n , kad $\Phi(t_n) = n\pi$, un fāzes funkcija $\Phi(t)$ ir zināma,
- 2) līmeņu-šķērsojumu momentos t_m , un fāzes funkcija $\Phi(t)$ nav zināma.

Pirmajā gadījumā izmantosim testa signālu, kas sastāv no trīs harmonikām ar konstantām amplitūdām. Pirmās harmonikas frekvence lineāri pieaug, otrās harmonikas frekvence eksponenciāli dilst, bet trešās harmonikas frekvence laikā mainās pēc kosinusa, kas kāpināts kvadrātā, likuma (1.7. zīmējums).



1.7. zīm. Signālu veidojošo harmoniku frekvenču maiņa laikā (a) un atbilstošā maksimālā momentānā frekvence $f_{\max}(t)$ (b)

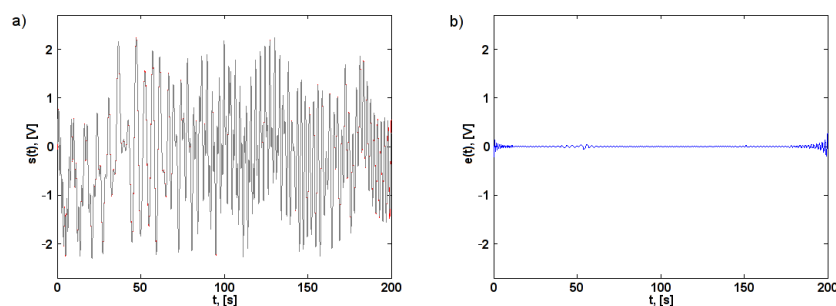
Zinot $f_{\max}(t)$, saskaņā ar (1.7) atrod fāzi $\Phi(t)$ un nosaka signāla diskretizācijas laika momentus t_n . Signāls un tā nolases (melni punkti) attēloti 1.8. zīmējumā.



1.8. zīm. Signāls un tam atbilstošās nolases $s(t_n)$ kā melni punkti (a) un diskretizācijas soļa atkarība no laika (b)

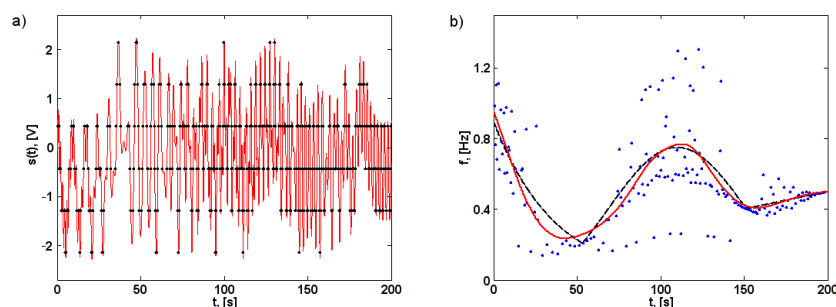
Zīmējumā arī redzama diskretizācijas soļa $\Delta t_n = t_{n+1} - t_n$ atkarība no laika. Samazinoties signāla frekvencei $f_{max}(t)$, palielinās diskretizācijas soļa vērtība, bet frekvencei pieaugot – samazinās. Tātad nolašu izvietojums laikā ir nevienmērīgs un to nosaka signāla momentānā maksimālā frekvence. Rezultātā 200 sekunžu garumā tika iegūtas 260 signāla nolases, kamēr vienmērīgas diskretizācijas gadījumā būtu nepieciešamas vismaz 360 nolases (signāla maksimālā frekvence $F_{max} = 0.9 \geq f_{max}(t)$).

Veicot signāla atjaunošanu saskaņā ar (1.9), var pārliecināties, ka atjaunotais signāls pietiekami precīzi atbilst sākotnējam, neraugoties uz to, ka būtiski ir samazinājies signāla nolašu skaits. Atjaunošanas rezultāts parādīts 1.9. zīmējumā.



1.9. zīm. Atjaunotais signāls $\hat{s}(t)$ (a) un kļūdas signāls $e(t) = s(t) - \hat{s}(t)$ (b)

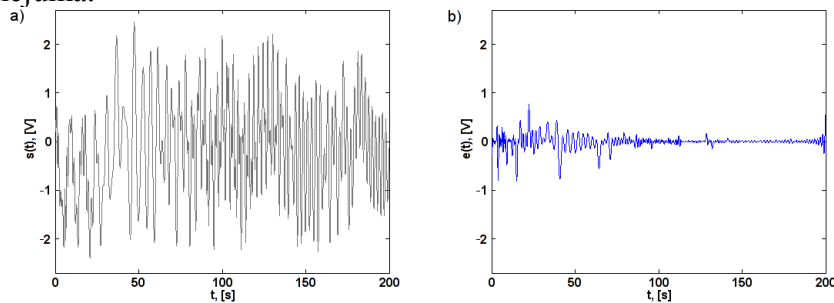
Tagad šo pašu testa signālu diskretizēsim pēc līmeņu-šķērsojuma principa un veiksīm tā atjaunošanu saskaņā ar algoritmu (1.11). Signāls un tā līmeņu-šķērsojuma nolases (melni punkti) attēloti 1.10.a zīmējumā. Diskretizācijai ir izmantoti seši līmeņi un rezultātā iegūtas 446 nolases.



1.10. zīm. Signāls un tam atbilstošās līmeņu-šķērsojuma nolases $s(t_m)$ (a) un signāla frekvences $f_{max}(t)$ un $\tilde{f}_{max}(t)$

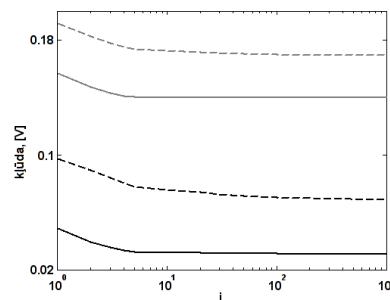
Sākumā atrod punktu $f(t_j)$ vērtības saskaņā ar (1.14), (1.15) un (1.16), lai pēc izteiksmes (1.22) aprēķinātu signāla momentāno maksimālo frekvenci $\tilde{f}_{max}(t)$, kas nepieciešama kompozīcijas operatora (1.12) filtra impulsa reakcijas $h_2(t, t_n)$ aprēķinam saskaņā ar (1.6). Iegūtais rezultāts parādīts 1.10.b zīmējumā, kur ar punktiem attēlotas $f(t_j)$ vērtības, ar svītrlīniju – signāla patiesā

momentānā maksimālā frekvence $f_{max}(t)$, bet ar nepārtrauktu līniju – aprēķinātā frekvence $\tilde{f}_{max}(t)$. Kā redzams, tad $\tilde{f}_{max}(t)$ aptuveni atbilst signāla maksimālās frekvences izmaiņai. Kad ir noteikta $\tilde{f}_{max}(t)$, veic signāla atjaunošanu saskaņā ar (1.11). Rezultāts pēc 10 iterācijām parādīts 1.11. zīmējumā.



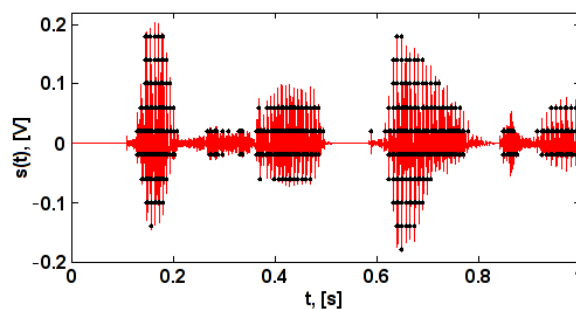
1.11. zīm. Atjaunotais signāls $\hat{s}_{i=10}(t)$ (a) un kļūdas signāls $e(t)=s(t)-\hat{s}_{i=10}(t)$ (b)

Kļūdas signāla efektīvā vērtība $\sqrt{T^{(-1)} \int_{t=0}^T (s(t) - \hat{s}_i(t))^2 dt}$, iterāciju skaitam i pieaugot, samazinās (1.12. zīmējumā nepārtraukta augšējā līnija). Ja signāla atjaunošanai izmanto stacionāru filtru ar laikā nemainīgu caurlaides joslu ar nogriešanas frekvenci F_{max} , tad atjaunošanas precizitāte vietās, kurās nosacījums (1.10) neizpildās, pasliktinās, tāpēc kopējā signāla atjaunošanas kļūda ir lielāka (1.12. zīmējumā pārtraukta augšējā līnija). Palielinot signāla diskretizācijas līmeņu skaitu, atjaunošanas kļūda abos gadījumos samazinās (1.12. zīmējumā apakšējās nepārtrauktā un pārtrauktā līnijas).



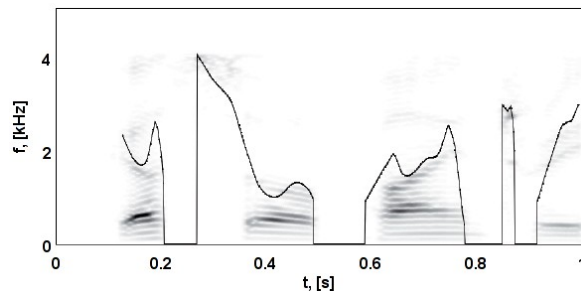
1.12. zīm. Atjaunošanas kļūda atkarībā no iterāciju skaita (svītrlīnijas atbilst stacionāra, bet nepārtrauktās – nestacionāra filtra pielietojumam)

Kā otru testa signālu izmantosim 3.8 sekundes garu runas signālu [1], kas ņemts no TIMIT datu bāzes (/timit/train/dr1/ mtpf0/sx335.wav). Signāla diskretizācijas frekvence ir 16 kHz. Lai iegūtu līmeņu-šķērsojuma nolases, tas tiek interpolēts ar sinc-funkcijām, kā rezultātā signāla spektrs tiek ierobežots līdz 4 kHz. Izmantojot 10 diskretizācijas līmeņus, iegūst 3301 līmeņu-šķērsojuma nolases, kas ir aptuveni 10 reizes mazāk nekā vienmērīgas diskretizācijas gadījumā, ja signālu diskretizē ar 8 kHz frekvenci. Nolašu skaita samazinājumu nosaka kļūdas brīži starp vārdiem (1.13. zīmējums).



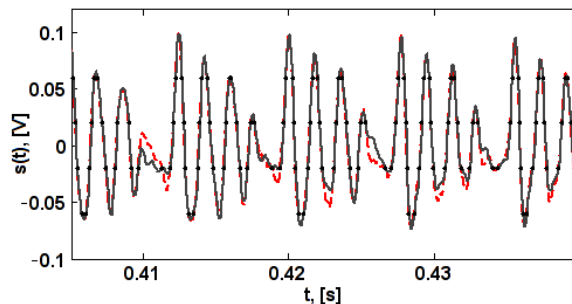
1.13. zīm. Runas signāla fragments un tam atbilstošās līmeņu-šķērsojuma nolases

Veicot signāla atjaunošanu, sākumā atrod tā momentāno maksimālo frekvenci $\tilde{f}_{max}(t)$. Lai novērtētu līknes atbilstību patiesajām frekvenču vērtībām, iegūst vienmērīgi diskretizēta signāla laika-frekvenču attēlojumu, pielietojot īsintervāla Furjē transformāciju. Rezultāts parādīts 1.14. zīmējumā, kurā signāla spektra komponentes ar lielāku jaudu attēlotas tumšākā krāsā. Kā redzams, tad $\tilde{f}_{max}(t)$ (nepārtraukta līnija) labi izseko signāla spektra augstāko frekvenču vērtībām.

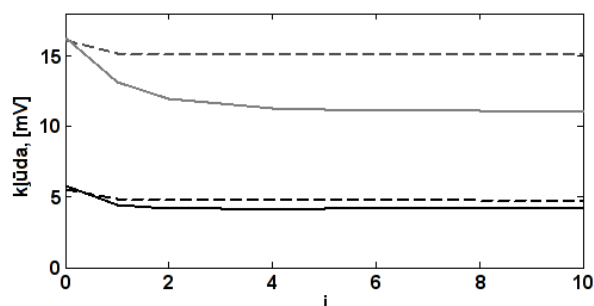


1.14. zīm. Signāla laika-frekvenču attēlojuma salīdzinājums ar aprēķināto $\tilde{f}_{max}(t)$

Pēc $\tilde{f}_{max}(t)$ noteikšanas seko atjaunošanas procedūra, kuras rezultāts pēc 10 iterācijām atsevišķam signāla fragmentam parādīts 1.15. zīmējumā. Atjaunošanas kvalitāte ir atkarīga gan no iterāciju skaita, gan no apstrādājamo nolašu skaita. Samazinot attālumu starp diskretizācijas līmeņiem, pieaug “saķerto” nolašu skaits, un rezultātā palielinās signāla atjaunošanas kvalitāte. Tas parādīts 1.16. zīmējumā, kurā apakšējās divas līknes iegūtas, signālu diskretizējot ar 20 līmeņiem un rezultātā iegūstot 8509 nolases. Svītrlīnijas atbilst stacionāra filtra pielietojumam, kad signāla atjaunošanai izmanto filtru ar laikā nemainīgu 4 kHz caurlaides joslu, bet nepārtrauktās līnijas – nestacionāra filtra pielietojumam ar laikā mainīgu caurlaides joslu atbilstoši $\tilde{f}_{max}(t)$.



1.15. zīm. Sākotnējā (svītrlīnija) un atjaunotā (nepārtraukta līnija) runas signāla fragmenta salīdzinājums pēc 10 iterācijām



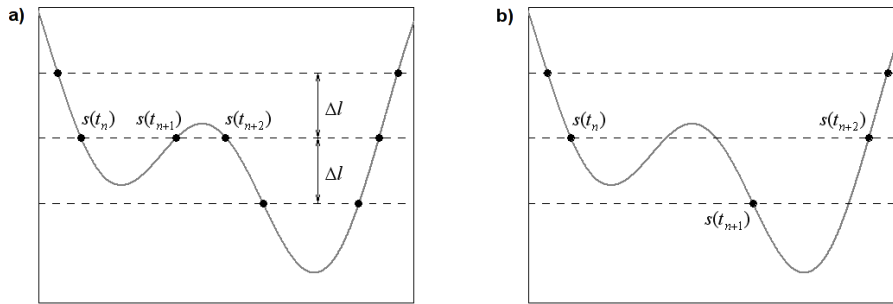
1.16. zīm. Atjaunošanas kļūda atkarībā no iterāciju skaita (svītrlīnijas atbilst stacionāra, bet nepārtrauktās – nestacionāra filtra pielietojumam)

1.2. Signālatkarīgas transformācijas pielietojums pēc delta-izmaiņu principa diskretizēta signāla apstrādē

Līmeņu-šķērsojuma diskretizācijas gadījumā signāla nolases tiek ņemtas laika momentos, kad signāls šķērso kādu no iepriekš uzdotiem sprieguma līmeņiem (1.17.a zīmējums). Tā kā laika intervāls $\Delta t_n = t_{n+1} - t_n$ starp diviem secīgiem viena un tā paša līmeņa šķērsojumiem t_n un t_{n+1} var būt bezgalīgi mazs, tad pēc līmeņu-šķērsojuma principa realizēts analogs-ciparu pārveidotājs reāli nevar nodrošināt visu nolašu “saķeršanu”. Tāpēc labāk izmantot delta-izmaiņu diskretizāciju (1.17.b zīmējums).

1.2.1. Delta-izmaiņu diskretizācija

Delta-izmaiņu diskretizācijas gadījumā katra nākamā signāla nolase tiek ņemta laika momentā, kad signāla izmaiņa no iepriekšējās nolases vērtības sasniedz noteiktu delta sliekšni Δl [3].



1.17. zīm. Līmeņu-šķērsojuma (a) un delta-izmaiņu (b) diskretizācija

Starpība starp divām secīgām delta-izmaiņu nolasēm $s(t_n)$ un $s(t_{n+1})$ ir konstanta un vienāda ar

$$|s(t_{n+1}) - s(t_n)| = \Delta l \quad (1.23)$$

Minimālais attālums $\Delta t_{min} = \min(\Delta t_n)$ ir atkarīgs no Δl un signāla spektrālajām īpašībām. Sinusoidālam signālam $s(t) = A \sin(2\pi f t + \varphi)$ maksimālā stāvuma vērtība ir $A 2\pi f = A\omega$, tāpēc minimālais attālums

$$\Delta t_{min} \geq \frac{\Delta l}{A 2\pi f} = \frac{\Delta l}{A\omega} \quad (1.24)$$

Frekvenču joslā līdz F_{max} ierobežotam signālam ar spektrālo blīvumu

$$P(f) = \begin{cases} A^2, & \text{ja } |f| \leq F_{max} \\ 0, & \text{ja } |f| > F_{max} \end{cases} \quad (1.25)$$

maksimālais stāvums būs sasniedzams, ja visu spektra komponentu fāzes sakrītīs, tāpēc minimālais attālums [4]

$$\Delta t_{min} \geq \frac{\Delta l}{A\omega_{max}^2}, \quad (1.26)$$

kur $\omega_{max} = 2\pi F_{max}$.

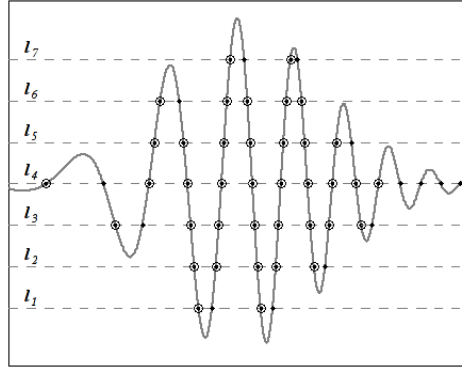
Delta-izmaiņu diskretizācijas procesā iegūto nolašu blīvums mainās atbilstoši signāla spektrālajām īpašībām, bet neatkarīgi no tām nolašu skaitu uz atsevišķiem līmeņiem saista sakarība

$$N_{l_1} = \sum_{k=2}^K (-1)^k N_{l_k}, \quad (1.27)$$

kur l_k ir diskretizācijas līmeņu vērtības, bet N_{l_k} – līmeņa l_k delta-izmaiņu šķērsojumu skaits [4]. Nolašu blīvums sinusoidālam signālam $s(t) = A \sin(2\pi f t + \varphi)$ ir

$$\sigma = 2(K-1)f, \quad (1.28)$$

kur $K \geq 2$ ir šķērsoto līmeņu skaits. Ja $K=1$, tad neatkarīgi no signāla frekvences “saķerto” nolašu skaits būs 1. Gadījuma procesam ar Gausa sadalījumu un spektrālo blīvumu (1.25) nolašu blīvuma aprēķins nav tik acīmredzams. Tāpēc, lai vienkāršotu analīzi, pieņem, ka signāla viens otram sekojoši lokālie ekstrēmi ir ar atšķirīgām zīmēm un svārstās ap nulles līmeni (1.18. zīmējums).



1.18. zīm. Signāls vienkāršotam delta-izmaiņu nolašu (tukši aplīši) blīvuma aprēķinam

Šādam signālam nolašu blīvums ir atkarīgs no joslas platuma F_{max} un līmeņiem l_k [4]

$$E[\sigma] = \frac{4F_{max}}{\sqrt{3}} \sum_{k=2}^{K-1} e^{\frac{-l_k^2}{4A^2F_{max}}} \quad (1.29)$$

1.2.2. Signālatkarīga transformācija

Diskrēta signāla $s(t_n)$ attēlojumam frekvenču apgabalā parasti izmanto transformācijas izteiksmi

$$S(f) = \sum_{n=0}^{N-1} s(t_n) W(f, t_n), \quad (1.30)$$

kur $\{W(f, t_n)\}$ ir transformācijas funkciju kopa. DFT gadījumā kopu veido kompleksas eksponentfunkcijas $\{e^{-j2\pi f t_n}\}$, kuras nav saistītas ar signāla spektrālajām īpašībām [4].

Lai veidotu signālatkarīgas transformācijas funkcijas, var izmantot minimālās dispersijas (MD) filtru, kura frekvenču pārvades funkcija pielāgojas ieejas signāla spektram [4]. Ja doti filtra koeficienti $a_1, a_2, \dots, a_p$, tad izejas signāls laika momentā n

$$y_n = \sum_{k=1}^p a_k x_{n-k} = \mathbf{x}^T(n) \mathbf{a}, \quad (1.31)$$

kur $\mathbf{x}^T(n) = [x_n, x_{n-1}, \dots, x_{n-p+1}]$ un $\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_p]^T$. Izejas signāla dispersija

$$\rho = E\{|y_n|^2\} = \mathbf{a}^H \mathbf{R} \mathbf{a}, \quad (1.32)$$

kur $\mathbf{R} = E\{\mathbf{x}^*(n) \mathbf{x}^T(n)\}$ ir autokorelācijas matrica un $E\{\dots\}$ apzīmē vidējo vērtību. Filtra koeficientus $a_1, a_2, \dots, a_p$ frekvencei f_0 aprēķina tā, lai filtra izejā ieejas signāla spektra komponente f_0 netiktu kropļota, bet pārējo komponentu veidotā izejas signāla dispersija (1.32)

būtu minimāla. Pirmo nosacījumu var rakstīt

$$\sum_{n=1}^p a_n e^{-j2\pi f_0 t_n} = \mathbf{e}^H(f_0) \mathbf{a} = 1, \quad (1.33)$$

kur $\mathbf{e}(f_0) = [e^{-j2\pi f_0 t_1}, e^{-j2\pi f_0 t_2}, \dots, e^{-j2\pi f_0 t_p}]^T$. Lai papildus (1.33) izpildītu arī otro nosacījumu, filtra koeficientus frekvencei f_0 aprēķina pēc formulas [4]

$$\mathbf{a}(f_0) = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{e}(f_0)}{\mathbf{e}^H(f_0) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{e}(f_0)} \quad (1.34)$$

Ievietojot (1.34) izteiksmē (1.32), iegūst MD filtra izejas signāla dispersijas vērtību

$$\rho(f_0) = \frac{1}{\mathbf{e}^H(f_0) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{e}(f_0)}, \quad (1.35)$$

kura rāda ieejas signāla spektrālo komponentu jaudu frekvences f_0 apgabalā. Ja izvēlas vairākas frekvenču vērtības $f_m = m/T$, kur $m = 0, 1, 2, \dots$ un T ir signāla ilgums, un aprēķina MD filtra koeficientus $\mathbf{a}(f_m)$, tad izejas signāla dispersiju vērtības $\rho(f_m)$ var uzskatīt par ieejas signāla spektrālās analīzes rezultātu. Augstākas izšķirtspējas iegūšanai frekvenču soli $\Delta f = 1/T$ samazina vairākas reizes.

Lai aprēķinātu MD filtra koeficientus (1.34), jānosaka signāla autokorelācijas matricu $\mathbf{R}$. Saskaņā ar Vīnera-Hinčina teorēmu autokorelācijas funkcija $R(\tau)$ ir saistīta ar signāla jaudas spektrālo blīvumu $P(f)$

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(f) e^{j2\pi f \tau} df \quad (1.36)$$

Savukārt, lai noteiktu $P(f)$ frekvencēm $\mathbf{f} = [f_0, f_1, \dots, f_{M-1}]$, zinot nolašu $\mathbf{s} = [s_0, s_1, \dots, s_{N-1}]$ vērtības, izmanto DFT

$$\hat{\mathbf{P}}^{(DFT)} = \left| \frac{\mathbf{s} \mathbf{B}^T}{N} \right|^2, \quad (1.37)$$

kur $\mathbf{B}$ ir $M \times N$ matrica, kuras m -tās rindas un n -tās kolonnas elements ir $b_{mn} = e^{-j2\pi f_m t_n}$. Autokorelācijas matricas l -tās rindas un k -tās kolonnas elementu atrod [4]

$$\hat{r}_{lk} = \sum_{m=0}^{M-1} \hat{p}_m^{(DFT)} b_{ml}^* b_{mk} \quad (1.38)$$

Tā kā autokorelācijas matricas $\hat{\mathbf{R}}$ elementu aprēķins nevienmērīgas diskretizācijas gadījumā pēc (1.38) ir tikai aptuvenš, tad jaudas spektrālā blīvuma vērtības $\hat{\mathbf{P}} = [\hat{p}_1, \hat{p}_2, \dots, \hat{p}_M]$, kur $\hat{p}_m = \rho(f_m)$ aprēķinātas saskaņā ar (1.35)

$$\hat{\mathbf{P}} = \frac{1}{\text{diag}(\mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^H)}, \quad (1.39)$$

nedos pārāk precīzu rezultātu. Lai to uzlabotu, autokorelācijas matricas $\hat{\mathbf{R}}$ elementu vērtības iteratīvi atjauno [4]

$$\hat{r}_{lk}^{(i+1)} = \sum_{m=0}^{M-1} \hat{p}_m^{(i)} b_{ml}^* b_{mk}, \quad (1.40)$$

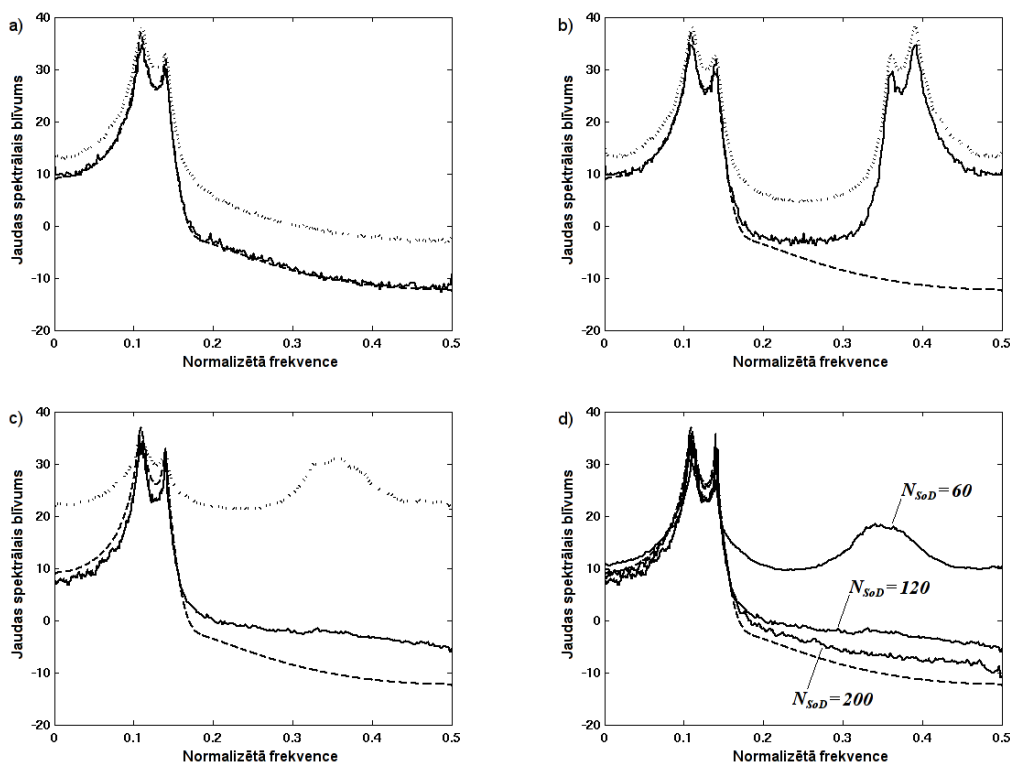
kur

$$\hat{\mathbf{P}}^{(i)} = \frac{\mathbf{s} \mathbf{R}^{(i)-1} \mathbf{B}^H}{\text{diag}(\mathbf{B} \mathbf{R}^{(i)-1} \mathbf{B}^H)}, \quad (1.41)$$

Iterāciju process sākas ar $\hat{\mathbf{P}}^{(0)} = \hat{\mathbf{P}}^{(DFT)}$ un beidzas, kad starpība $\|\hat{\mathbf{P}}^{(i+1)} - \hat{\mathbf{P}}^{(i)}\|$ kļūst pietiekami maza.

1.2.3. Pēc delta-izmaiņu principa diskretizēta signāla apstrādes piemērs

Kā testa signālu izvēlas ARMA (autoregressive moving-average) procesu [4], kura jaudas spektrālā blīvuma funkcija teorētiski ir zināma (1.19 zīmējumā pārtraukta līnija).



1.19. zīm. Jaudas spektrālā blīvuma novērtējums vienmērīgi diskretizētam signālam ar diskretizācijas frekvenci $2F_{max}$ (a) un F_{max} (b) un nevienmērīgi pēc delta-izmaiņu principa diskretizētam signālam, izmantojot 11 līmeņus (c) un 7, 11 un 15 līmeņus (d)

Sākumā tiek iegūts jaudas spektrālā blīvuma novērtējums vienmērīgi diskretizētam signālam, kura maksimālā frekvence $F_{max} = 0.5 \text{ Hz}$ un ilgums 256 s . Ievērojot nolašu teorēmu (diskretizācijas frekvence $2F_{max}$), rezultāts pēc 10 iterācijām (1.40) un (1.41) parādīts ar nepārtrauktu līniju 1.19.a zīmējumā. Punktlīnija atbilst blīvuma novērtējumam (1.39) bez iteratīvas procedūras, kas nedod tik precīzu rezultātu. Ja samazina diskretizācijas frekvenci līdz F_{max} , tad parādās frekvenču uzklāšanās, kas labi redzama 1.19.b zīmējumā.

Ja signālu diskretizē pēc delta-izmaiņu principa, izmantojot 11 līmeņus, tad iegūst 120 nolases (vidējā diskretizācijas frekvence $0.94 F_{max}$). Jaudas spektrālā blīvuma novērtējums bez iterācijām parādīts 1.19.c zīmējumā (punktota līnija), kurā redzama frekvenču uzklāšanās. Pielietojot iteratīvu procedūru, uzklāšanās efekts vājinās un iegūtais rezultāts daudz labāk atbilst patiesajam.

Rezultāts ir arī atkarīgs no apstrādājamo nolašu skaitu, kuram pieaugot, uzlabojas arī spektrālā blīvuma novērtējuma precizitāte. Tas redzams 1.19.d zīmējumā, kurā augšējā nepārtrauktā līnija atbilst 60 delta-izmaiņu nolasēm (7 diskretizācijas līmeņi), vidējā – 120 (11 līmeņi), bet apakšējā – 200 nolasēm (15 līmeņi). Kā redzams, tad signālatkarīgas transformācijas pielietojums ļauj apstrādāt nevienmērīgi diskretizētu signālu, kuram vidējais nolašu skaits sekundē ir būtiski mazāks

par nolašu teorēmā noteikto.

Literatūra

1. R. Shavelis and M. Greitans, “*Signal-dependent techniques for non-stationary signal sampling and reconstruction*”, IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing ICASSP 2009, Taipei, Taiwan, April 2009 (iesniegts publicēšanai).
2. H. G. Feichtinger and K. Gröchening, “*Theory and practice of irregular sampling*”, 1994.
3. M. Miskowicz, “*Send-on-delta concept: An event based data reporting strategy*”, Sensors, Vol. 6, pp. 49-63, 2006. 2006.
4. M. Greitans and R. Shavelis, “*Signal-Dependent Analysis of Signals Sampled By Send-on-Delta Sampling Scheme*”, Proceedings of the International Conference on Signal Processing and Multimedia Applications SIGMAP 2008, Porto, Portugal, July 2008, pp. 125-130.

2. Pētījumi adaptīvu signālapstrādes paņēmieni izmantošanai augstas jutības superplatjoslas stroboskopiskā pārveidotāja parametru uzlabošanā, eksperimentālo paraugu ar jutību <50 μV un joslu >10 GHz izveide un izpēte.

2.1. Pētījumi adaptīvu signālapstrādes paņēmieni izmantošanai augstas jutības superplatjoslas stroboskopiskā pārveidotāja parametru uzlabošanā.

Diskrētā stroboskopijā ir zināmas dažādas pārveidojamo signālu momentāno vērtību mērīšanas metodes, kas atšķiras gan ar savu efektivitāti (pie viena un tā paša strobu skaita nodrošina dažādu signāla/trokšņa attiecību), gan ar tehniskās realizēšanas ērtībām. Pārskata periodā veiktais adaptīvo metožu pētījums bāzēts uz vienas no efektīvākajām signālu stroboskopiskas pārveidošanas metodēm – statistisko metodi. Metodes būtība ir sekojoša. Katrā signāla fāzes punktā signāls n reizes tiek salīdzināts ar strobējamā komparatora (diskriminatora) sliekšni un tiek reģistrēts sliekšņa pārsniegšanas reižu skaits n^+ . Pēc tam signāla momentānā vērtība tiek aprēķināta pēc formulas:

$$u_{2i+1} = u_{2i} + \eta \sigma_1 \Phi^{-1}(\hat{p}_{i+1}) = u_{2i} + \eta \sigma_1 \sqrt{2} \operatorname{erf}^{-1}\left(2 \frac{n_{i+1}^+ + \varepsilon(n^+)}{n} - 1\right) \quad (2.1)$$

kur η ir ar noteiktu mērķi izvēlēta konstante,

u_{2i} - signāla izmērītā momentānā vērtība izvērtes iepriekšējā fāzes punktā (procedūras sākumā $u_{2i} = 0$);

σ_1 – maskējošā trokšņa vidējā kvadrātiskā novirze.

$\hat{p}_{i+1} = \frac{n_{i+1}^+ + \varepsilon(n^+)}{n}$ sliekšņa pārsniegšanas varbūtības novērtējums, kur $\varepsilon(0) = 0.1$;

$\varepsilon(n) = -0.1$; $\varepsilon(n^+) = 0$ visos pārējos gadījumos.

Piezīme: aprēķina formulā (2.1) izmantota funkcija erf^{-1} jo modelēšanas sistēmā MATLAB nav normālā sadalījuma apgrieztās funkcijas aprēķināšanas programmas.

Ja η izvēlēts <1 tad jūkami var uzlabot signāla/trokšņa attiecību $h_2(\eta, n) = \frac{A_2}{\sigma_2}$, kur A_2 ir

pārveidotā signāla amplitūda, σ_2 – pārveidotā trokšņa vidējā kvadrātiskā novirze. Diemžēl pie mazām η vērtībām jūkami tiek kropļota signāla forma. Tāpēc šo paņēmieni var lietot tikai signālu atklāšanas režīmā superplatjoslas radiolokatoros, kur stroboskopiskais pārveidotājs kalpo kā uztvērēša iekārta. Izvēloties $\eta > 1$ noteiktās robežās var uzlabot pārveidotāja dinamisko diapazonu, salīdzinot ar klasisko režīmu, kad $\eta = 1$. Dinamiskā diapazona paplašināšanu ar šo paņēmieni ierobežo signāla formas kropļojumi un σ_2 palielināšanās, kas rodas pie lielām η vērtībām.

Iepriekšējā projekta izpildes gadā tika izstrādāta adaptīvā “UD” metode, kas uzlabo pārveidojamo signālu amplitūdu diapazonu, praktiski nepasliktinot signāla/trokšņa attiecību (metodes pētījumu rezultāti iesniegti iepriekšējā gada VPP atskaitē). Metodes būtība pamatojas uz to, ka, izmantojot iepriekšējā fāzes punktā izmērītā signāla pieaugumu, tiek mainīta “UD” metodes soļa vērtība, tādā veidā “prognozējot” signāla sagaidāmo pieaugumu (vai kritumu) nākošajā fāzes punktā. Metode tādā veidā izmanto pārveidošanas procesā jau iegūto “aprioro” informāciju par signālu un adaptējas atbilstoši signālam turpmākajā pārveidošanas procesā.

Šajā pārskata periodā uz statistiskās metodes bāzes izstrādāta cita tipa adaptīvā metode. Metode neizmanto iepriekšējā fāzes punktā iegūto informāciju par signālu, bet tekošajā fāzes punktā iegūto statistiku apstrādā ar mainīgu “svara koeficientu”, kura vērtība ir atkarīga no statistikā iegūtās informācijas par signāla pieauguma vai krituma straujumu. Saskaņā ar šo principu konstantes η vietā formulā (1) ieviesta no statistikas $\frac{n^+}{n}$ atkarīga nelineāra funkcija $f(n^+)$:

$$u_{2i+1} = u_{2i} + f(n_{i+1}^+) \sigma_1 \sqrt{2} \operatorname{erf}^{-1}(q_{i+1}) \quad (2.2)$$

kur

$$q_{i+1} = 2 \frac{n_{i+1}^+ + \varepsilon(n^+)}{n} - 1$$

Piezīme: arī formulā (2.2) lai izbēgtu no artefaktiem gadījumos kad $n^+ = n$ un $n^+ = 0$ būtu jāreķina $\operatorname{erf}^{-1}(1)$ vai $\operatorname{erf}^{-1}(-1)$, līdzīgi kā formulā (2.1), ir ieviests koriģējošais skaitlis ε . Šī skaitļa lielums ir atkarīgs no konkrētās izvēlētajās nelineārās funkcijas un tās parametriem.

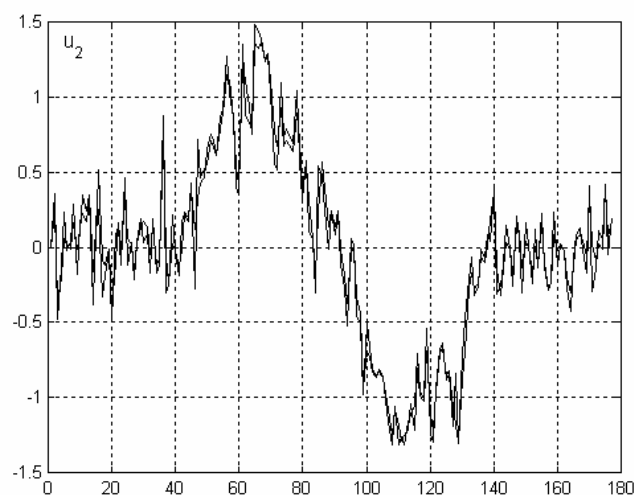
Funkcija $f(n^+)$ tiek izvēlēta ar mainīgu stāvumu tādu, ka pie mazām attiecības $\frac{2n_{i+1}^+}{n} - 1$ vērtībām tas ir minimāls, bet pie lielām – maksimāls. Rezultātā tiek panākts dinamiskā diapazona uzlabojums praktiski nepasliktinot signāla/troksņa attiecību. Šāda pieeja it kā runā pretī “veselajam saprātam”, jo mēs normāli sadalītu troksni apstrādājam ar funkciju, kas neatbilst šīs problēmas formālam risinājumam. Taču šāda pieeja dod pozitīvu efektu un ar to tā sevi attaisno. Pēc būtības jau mūsu agrākais parametra η lietojums ar vērtībām, kas ir < 1 , ir formālās pieejas “pārkāpums”. Taču maza strobu skaita apstākļos tas dod būtisku pozitīvu efektu. (sk., piemēram, К. Круминьш, А. Лоренц, И. Крастина. Преобразование при априорных сведениях относительно зашумленного сигнала статистическим методом в дискретной стробоскопии. *Автоматика и вычислительная техника*. 2003, No. 4. С.3-8).

Kā nelineāro funkciju $f(n^+)$ var lietot dažādas funkcijas, kas atbilst augstāk minētai tās stāvuma izmaiņu prasībai. Kā viena no vienkāršākajām šāda veida funkcijām var kalpot funkcija

$$f(q_i) = 1 + k |q_i|^r \quad (2.3)$$

Piedāvātās metodes efektivitāti var ilustrēt ar sekojošu piemēru. Apskatīsim sinusoidālas monosvārstības ar amplitūdu $A_1=1$, kas maskēta ar normāli sadalītu troksni pie $\sigma_1=1$ pārveidojumu. Pārējie šā piemēra pārveidojuma apstākļi ir sekojoši: strobu skaits katrā fāzes punktā $n = 25$; fāzes punktu skaits uz monosvārstības periodu $n_T = 96$; funkcijas (2.3) parametri $k = 2$; $r = 7$.

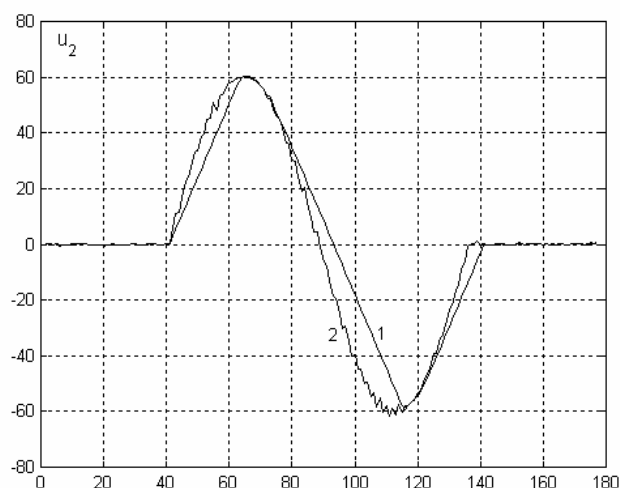
Vispirms ar statistiskās modelēšanas paņēmieni augstāk minētais ar troksni maskētais signāls tika pārveidots ar klasisko statistisko metodi kad $\eta = 1$. Pēc tam šis pats signāls, pie tam lietojot to pašu pseidotroksni, tika pārveidots ar adaptīvo metodi (2.2) lietojot nelineāro funkciju (2.3). Abu pārveidojumu rezultāti attēloti zīmējumā 2.1, kur mazo atšķirību ilustrācijas labad signāli “uzlikti” viens uz otra.



Zīm. 2.1. Divas pārveidotā signāla ar amplitūdu $A_1 = 1$ izvērse, kas “uzliktas” viena uz otras. Viena izvērse - kad signāls pārveidots ar metodi (1) pie $\eta = 1$; otra izvērse - kad signāls pārveidots ar adaptīvo metodi (2.2) pie funkcijas (2.3) parametriem $k = 2$; $r = 7$.

Kā redzams no iegūtiem rezultātiem, vāju signālu (stipri ar troksni maskētu signālu) gadījumā gan klasiskā gan adaptīvā metode uzrāda aptuveni vienādu pārveidojuma signāla/trokšņa attiecību (par to var pārliecināties izdarot speciālus signāla/trokšņa attiecības pētījumus). Tātad vāju signālu gadījumos abas metodes ir līdzvērtīgas.

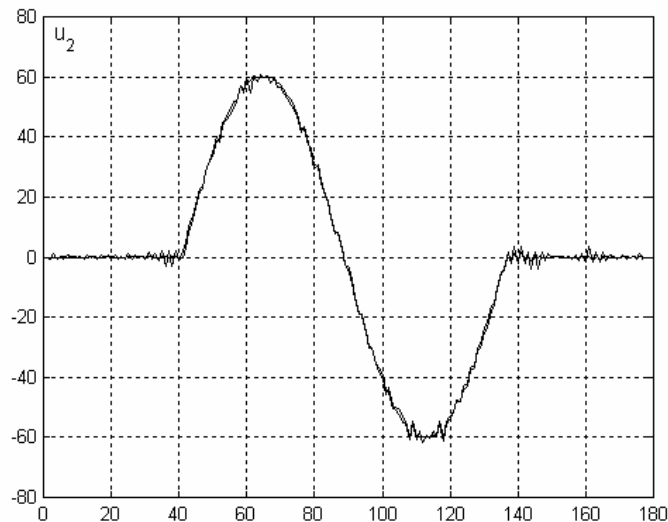
Tagad salīdzināsim abas metodes lielas ieejas signāla amplitūdas gadījumā, piemēram, pie $A_1 = 60$ un pie tā paša maskējošā trokšņa $\sigma_1 = 1$. Ar statistiskās modelēšanas paņēmieni iegūtie rezultāti attēloti zīmējumā 2.2, kur uzskatāmības labad pārveidoto signālu izvērse atkal “uzliktas” viena uz otras. No iegūtiem rezultātiem redzams, ka adaptīvā metode ievērojami mazāk kropļo signāla formu saglabājot to tuvu sinusoidālai. Turpretī ar klasisko statistisko metodi pārveidotā signāla forma ir izteikti zāģveidīga.



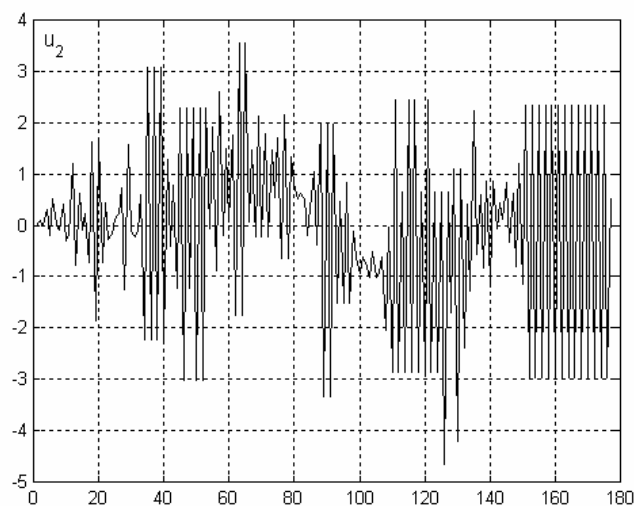
Zīm. 2.2. Divas pārveidotā signāla ar amplitūdu $A_1 = 60$ izvērse, kas “uzliktas” viena uz otras. Viena izvērse - kad signāls pārveidots ar klasisko metodi (2.1) pie $\eta = 1$ (signāls 1); otra izvērse - kad signāls pārveidots ar adaptīvo metodi (2.2) pie funkcijas (2.3) parametriem $k = 2$; $r = 7$ (signāls 2).

Jāsaka, ka kropļojumus klasiskajā metodē pie lielām signālu amplitūdām var novērst palielinot

koeficienta η vērtību. Tā pie $\eta = 2$ signāla ar amplitūdu $A_1 = 60$ pārveidojuma ar metodi (2.1) rezultāts parādīts zīmējumā 2.3. Šajā zīmējumā “uzlikts” arī ar adaptīvo metodi (2.2) iegūtais tādas pašas amplitūdas signāla pārveidojums. Kā redzams, abas metodes lielas amplitūdas gadījumā dod aptuveni līdzvērtīgus rezultātus. Taču apskatīsim tagad, kas pie $\eta = 2$ notiek stipri ar troksni maskētu signālu gadījumā. Tā signāla ar amplitūdu $A_1 = 1$; $\sigma_1 = 1$ un $\eta = 2$ pārveidojuma rezultāts parādīts zīmējumā 2.4. No zīmējuma redzams, ka pārveidotais signāls ir stipri maskēts ar sistēmas “regulēšanās” svārstībām, kas novērojamas pat uz nulles līnijas, tādā veidā ievērojami pasliktinot signāla/trokšņa attiecību un izvērses beigās pārejot nepārtrauktās svārstībās.



Zīm. 2.3. Divas pārveidotā signāla ar amplitūdu $A_1 = 60$ izvērses, kas “uzliktas” viena uz otras. Viena izvērse - kad signāls pārveidots ar metodi (2.1) pie $\eta = 2$ un otra izvērse, kurā tas pat signāls pārveidots ar adaptīvo metodi (2.2) pie funkcijas (2.3) parametriem $k = 2$; $r = 7$.



Zīm. 2.4. Signāla ar amplitūdu $A_1 = 1$ un maskejošo troksni $\sigma_1 = 1$ pārveidojums ar metodi (1) pie $\eta = 2$.

Iespējamie tālākie pētījumi:

a) Tālāko pētījumu gaitā būtu mērķticīgi veidot un izpētīt abu adaptācijas principu apvienojumu tā, lai panāktu maksimālu adaptīvās signālapstrādes efektivitāti.

b) Adaptīvo metožu pielietojums it sevišķi nozīmīgs ir superplatjoslas radiolokacijā, kur

stroboskopisko pārveidotāju lieto kā uztverošo iekārtu. Tā, piemēram, ceļu seguma radiolokatoram ir jāspēj ātri reģistrēt gan vājus, gan lielas amplitūdas signālus un nekāds laiks diapzonu pārslēgšanai “ar roku”, kā tas notiek uz oscilogrāfa laboratorijā, te nav dots. Līdz ar to radiolokators, kurš būs aprīkots ar kādu no signālapstrādes adaptīvām metodēm būs ievērojami konkurētspējīgāks nekā lokators, kas aprīkots ar parastu metodi.

c) Nedrīkst aizmirst, ka ceļu seguma lokators, kas uzlikts uz automobiļa, pārvietojas nepārtraukti. Līdz ar to ik pēc katra stroba faktiski tiks apstrādāts signāls, kas atstarots jau no citas ceļa koordinatas. Tāpēc strobēšanas frekvencei katrā ceļa koordinatas punktā ir jābūt pietiekami augstai lai varētu uzskatīt, ka situācija ceļa segumā lokatoram nepārtraukti pārvietojoties praktiski nav mainījusies. Tas rada izvēlēto metožu tehniskās realizēšanas problēmas un izvirza ātrdarbības prasības datu apstrādes procesoram. Tas ir vēl viens turpmāk veicamo pētījumu lauks – novērtēt metodes no to tehniskās realizēšanas iespēju un ērtības viedokļa.

2.2 Augstas jutības superplatjoslas signālu stroboskopiskā pārveidotāja eksperimentālo paraugu ar jutību $<50\mu V$ un joslu $>10GHz$ izveide un izpēte

EDI Stroboskopijas laboratorijā līdz šim veiktie teorētiskie pētījumi un arī atsevišķie fizikālie eksperimenti ļauj secināt, ka pie pieņemamas iekārtas ātrdarbības (t.i. neveicot ilglaicīgu signālu uzkrāšanu un viduvēšanu) var nodrošināt trokšņu celiņa platumu (noise floor) $<50\mu V$, kam atbilst $RMS <16\mu V$. Pārskata periodā ir izstrādāts un izgatavots diskrētais stroboskopiskais pārveidotājs, kura metroloģiskās pārbaudes uzrādīja pārveidotāja jutību $30\mu V$ ($RMS 10\mu V$). Šajā eksperimentālajā paraugā izmantota pati vienkāršākā (arī tehniskās realizēšanas ziņā) signāla momentāno vērtību mērīšanas metode - “Up-and-down” metode (turpmāk „UD” metode). Tāda pieeja ļāva ātri un vienkārši eksperimentāli pārbaudīt par uzstādītās jutības prasības sasniegšanas iespēju. Vienlaicīgi pārskata periodā tika izstrādāta un izpētīta efektīvāka modificēta “Up-and-down” signālapstrādes metode, kas nosacīti nosaukta par „UDC” metodi.

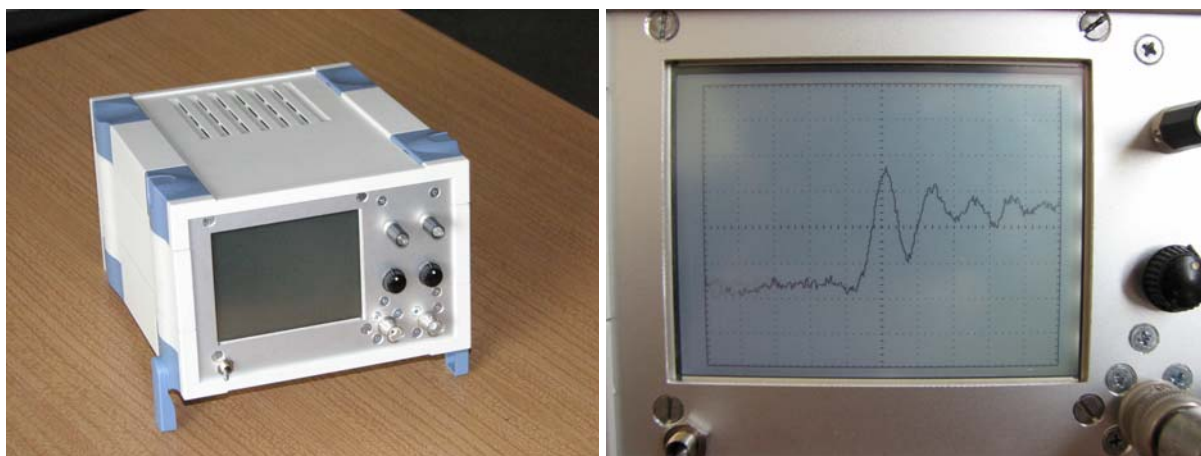


Foto 2.1. Stoboskopiskā oscilogrāfa eksperimentālais paraugs un signāla ar amplitūdu $200\mu V$ oscilogramma, izvērse 100ps/div.

2.2.1. „UD” un „UDC” metožu salīdzinājums.

2.2.1.1. “UD” metode.

„UD” metodes būtība ir sekojoša. Noteiktā signāla fāzes punktā pārveidojamais signāls tiek salīdzināts ar strobējamā diskriminatora sliekšni. Ja signāls pārsniedz sliekšni tad diskriminators pārslēdzas un uz vadības shēmu tiek padots diskrēts signāls “1”. Pēc šī diskrētā signāla saņemšanas vadības shēma palielina strobējamā diskriminatora sliekšni par noteiktu lielumu sauktu par soli s .

Pēc tam šajā pašā pārveidojamā signāla fāzes punktā notiek atkārtota strobēšana un ieejas signāla salīdzināšana ar jauno diskriminatora sliekšni. Ja atkal signāla momentānā vērtība ir lielāka par diskriminatora sliekšni, tad sliekšni palielina par soli s , bet ja tā izrādās mazāka, tad sliekšni samazina par soli s . Saprotais, ka pēc pietiekoši liela strobēšanas operāciju skaita diskriminatora sliekšnis ar precizitāti $\pm s$ būs vienāds ar pārveidojamā signāla momentāno vērtību. Pēc tam nobīdot strobēšanas fāzi par noteiktu diskrētu soli augstāk minēto procedūru atkārto. Rezultātā iegūstam nākošo pārveidojamā signāla momentāno vērtību. Tā kā strobējamā diskriminatora sliekšni maina ar līdzspriegumu tad rezultātā ātri mainīga pārveidojamā signāla momentānās vērtības iegūstam kā secīgi sekojošas attiecīgas līdzsprieguma vērtības. Šīs līdzsprieguma vērtības mēs varam ierakstīt atmiņā, attēlot uz oscilogrāfa vai radiolokatora ekrāna (gadījumā, ja pārveidojamais signāls ir radiolokācijas signāls). Tadā veidā mēs varam gigahercu diapazona signālus transformēt kilohercu vai pat hercu frekvenču diapazonā. Augstāk aprakstītā signāla momentāno vērtību mērīšanas gaita attiecas uz apstākļiem, kad pārveidojamais signāls ir pietiekoši jaudīgs salīdzinājumā ar strobējamā diskriminatora paštroksni. Vairumā gadījumu tas tā arī ir. Taču radioelektronikā un eksperimentālajā fizikā nākas darboties arī ar signāliem, kas ir ļoti vāji un ir ne tikai salīdzināmi ar strobējamā diskriminatora paštroksni, bet pat vājāki par to. Arī tad signālu pārveidošanā ir lietojama augstāk aprakstītā „UD” metode.

Tādā gadījumā pārveidojuma rezultāts ir gadījums process ar noteiktu dispersiju un vidējo vērtību, kas atbilst pārveidojamā signāla momentānajām vērtībām. Aprakstīto „UD” metodes darbību ar troksni maskēta signāla pārveidošanas gadījumā simboliski var aprakstīt sekojošā veidā:

$u_j = U_j + X$ - ar troksni maskētais ieejas signāls;

U_j - ieejas signāla vērtība fāzes punktā $t = t_j$;

X - normāli sadalīts troksnis;

$e_{j,i+1} = e_{j,i} \pm s$ - nākamā sliekšņa vērtība;

$E_j = e_{j,n}$ - mērījuma rezultāts;

$e_{j+1,1} = e_{j,n}$ - nākamā sliekšņa vērtība nākamajā fāzes punktā.

2.2.1.2. „UDC” metode

„UDC” metode darbojas līdzīgi kā „UD” metode ar to atšķirību ka par signāla momentānās vērtības mērīšanas rezultātu uzskata lielumu kas ir vienāds ar signāla dotajā fāzes punktā n strobēšanu rezultātā iegūto n sliekšņu vidējo vērtību. Savukārt nākošajā signāla fāzes punktā par sākotnējo sliekšņa vērtību tiek ņemta iepriekšējā signāla fāzes punkta pēdējā sliekšņa vērtība. Aprakstīto „UDC” metodes darbību ar troksni maskēta signāla pārveidošanas gadījumā simboliski var aprakstīt sekojošā veidā:

$u_j = U_j + X$ - ar troksni maskētais ieejas signāls;

U_j - ieejas signāla vērtība fāzes punktā $t = t_j$;

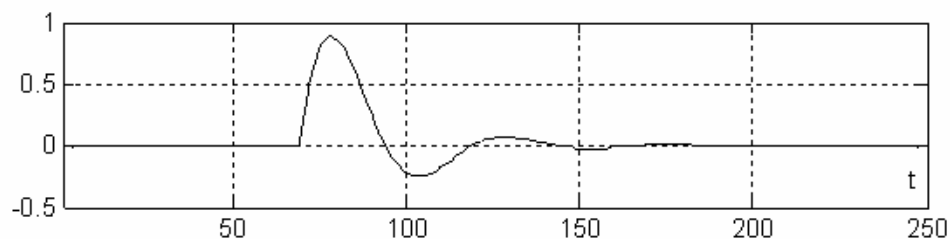
X - normāli sadalīts troksnis;

$e_{j,i+1} = e_{j,i} \pm s$ - nākamā sliekšņa vērtība;

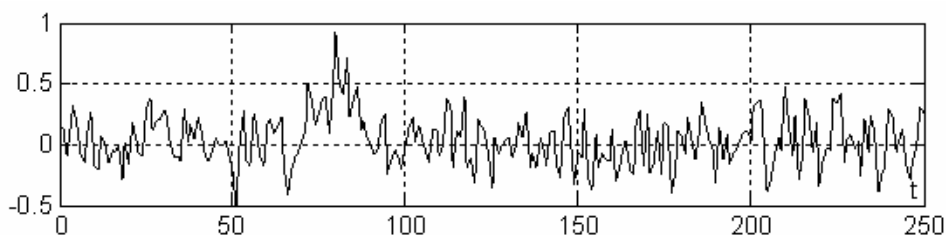
$E_j = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n e_{j,i}$ - mērījuma rezultāts;

$e_{j+1,1} = e_{j,n}$ - sākotnējā sliekšņa vērtība nākamajā signāla fāzes punktā.

„UDC” metodes priekšrocības uzskatāmi var ilustrēt ar signālu pārveidošanas statistiskās modelēšanas palīdzību. Kā piemēru apskatīsim signāla, ar amplitūdu $A_1 = 1$, kas parādīts zīmējumā 2.5, pārveidošanas rezultātus abu metožu gadījumos. Šis signāls, maskēts ar troksni pie $\sigma = 1$ attēlots zīmējumā 2.6.

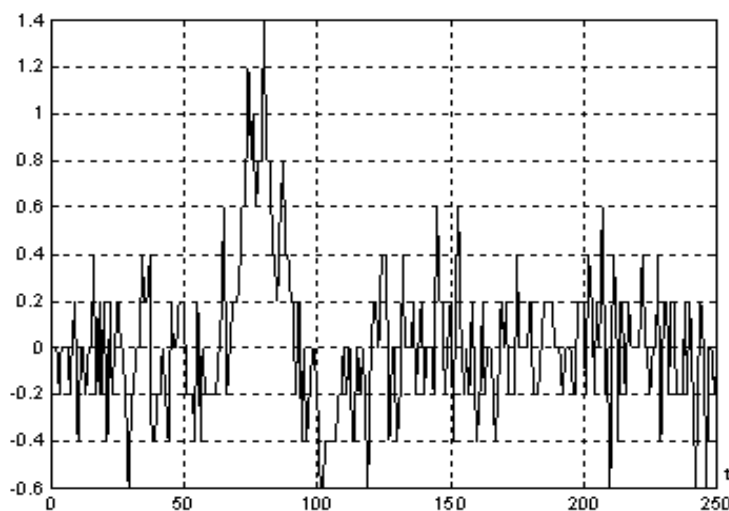


Zīm. 2.5. Pārveidojamais ieejas signāls ar amplitūdu $A_1 = 1$ bez maskējošā trokšņa.



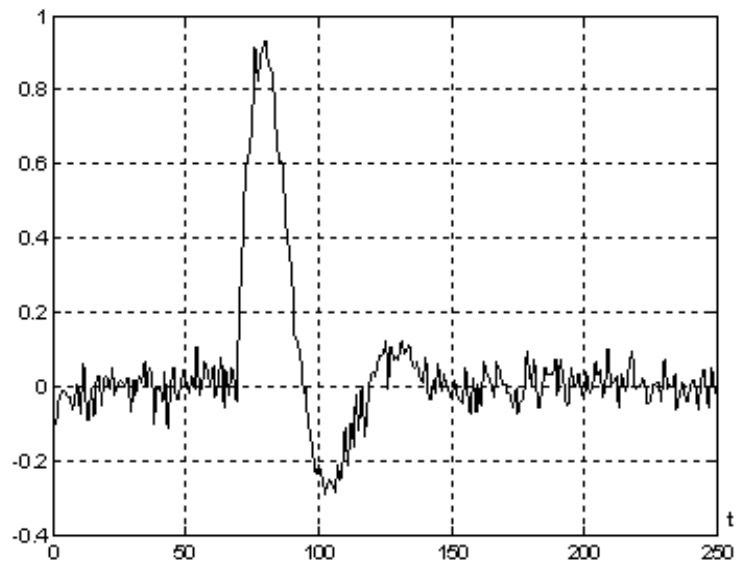
Zīm. 2.6. Pārveidojamais ieejas signāls ar amplitūdu $A_1 = 1$, kas maskēts ar troksni pie $\sigma = 1$.

Ar troksni maskētā signāla pārveidojums ar „UD” metodi pie strobu skaita $n=1000$ attēlots zīmējumā 2.7.



Zīm. 2.7. Ar troksni maskētā signāla pārveidojums ar „UD” metodi.

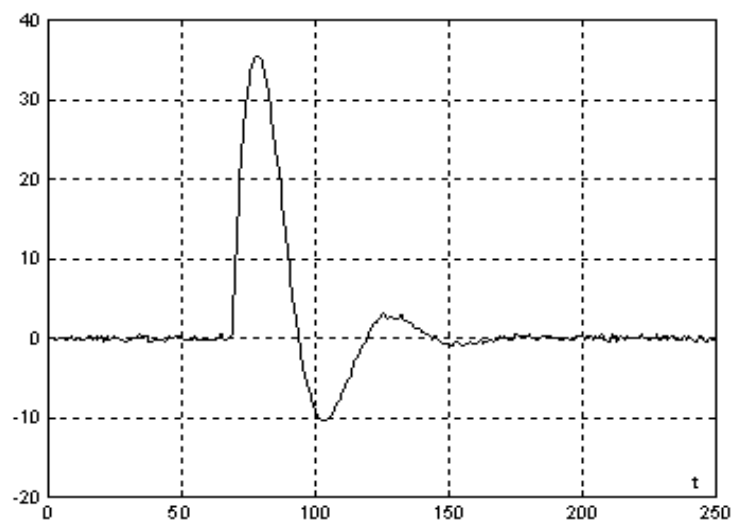
Šī paša ar troksni maskētā signāla pārveidojuma ar „UDC” metodi rezultāts pie strobu skaita $n=1000$ parādīts zīmējumā 2.8.



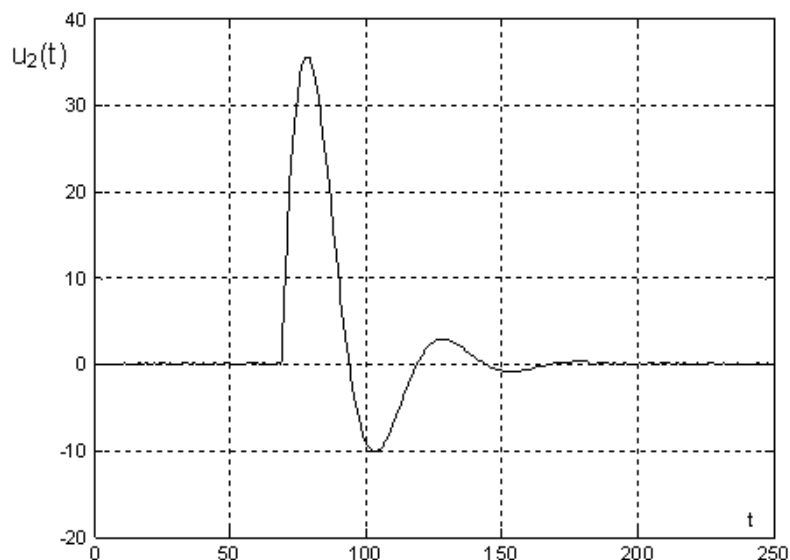
Zīm. 2.8. Ar troksni maskētā signāla pārveidojums ar „UDC” metodi.

Kā redzams no abiem augstāk parādītiem zīmējumiem „UDC” metode pie viena un tā paša strobu skaita uzrāda ievērojami labāku signāla/trokšņa attiecību nekā „UD” metode.

„UDC” metodes priekšrocības, kaut arī ne tik ievērojami, saglabājas arī pie lielākām signālu amplitūdām. Tā, piemēram, signāla ar amplitūdu $A_1=35$, kas maskēts ar troksni $\sigma = 1$ pārveidojumi ar „UD” un „UDC” metodēm parādīti attiecīgi zīmējumos 2.9. un 2.10.



Zīm. 2.9. Lielas amplitūdas signāla pārveidojums ar „UD” metodi.



Zīm. 2.10. Lielas amplitūdas signāla pārveidojums ar "UDC" metodi

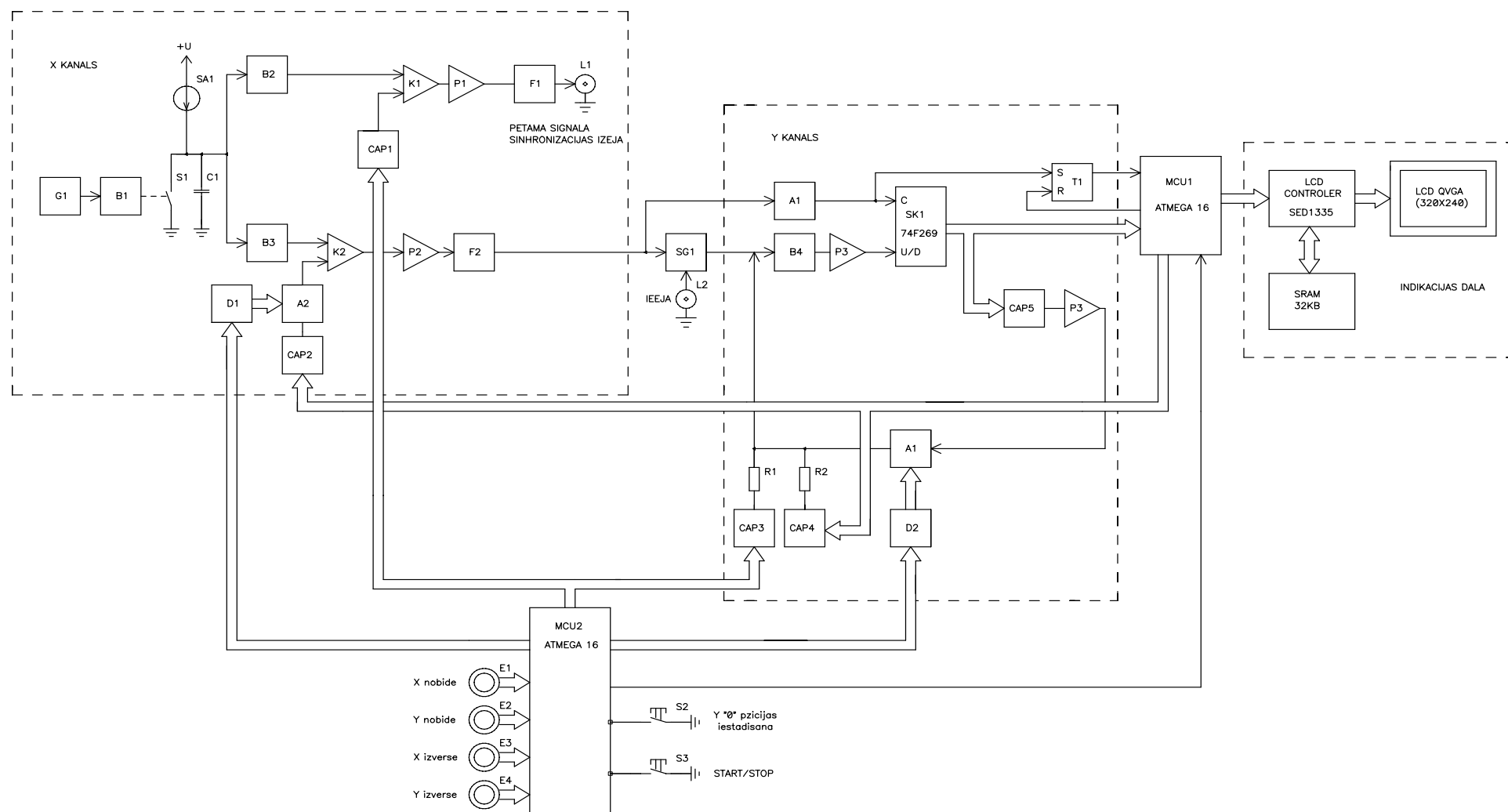
Aprakstīto "UDC" metodes priekšrocību dēļ tika pieņemts lēmums izpētīt šīs metodes tehniskās realizācijas iespējas un metodi pārbaudīt eksperimentāli izgatavojot stroboskopiskā oscilogrāfa eksperimentālo paraugu.

2.2.2. Stroboskopiskā oscilogrāfa uz „UDC” metodes bāzes projekts.

2.2.2.1. Stroboskopiskā oscilogrāfa uz „UDC” metodes bāzes blokshēma.

Pārveidotāja blokshēma attēlota zīmējumā 2.11. Ģenerators G1 strādā ar 500KHz takts frekvenci un ģenerē taisnstūra formas impulsus. Ar bufera B1 palīdzību tiek vadīts elektroniskais slēdzis S1, kurš izlādē kondensatoru C1. Šo kondensatoru pastāvīgi lādē strāvas avots SA1. Šādā veidā iegūstam zāģveida formas signālu ar takts frekvenci 500KHz. Šis zāģveida signāls nonāk uz atsaistošiem buferiem B2 un B3. No bufera B2 signāls nonāk uz komparatoru K1. Komparatorā zāģveida signāls tiek salīdzināts ar atbalsta spriegumu, ko iegūst no ciparu-analoga pārveidotāja CAP1. Mikrokontrolieris MCU2 vada CAP1. Nepieciešamo spriegumu CAP1 izejā iegūst no mikrokontroliera MCU2 iestādot rotācijas impulsu devēju E1, kas kalpo pārveidotā signāla nobīdīšanai pa X asi. Tālāk komparatora signāls nonāk pastiprinātājā P1, kur tas tiek pastiprināts. Ar formētāju F1 tiek formēts signāla platums apmēram puse no perioda. Tālāk signāls no šīs shēmas caur ligzdu L1 tiek padots uz pētāmās shēmas palaišanas ieeju. CAP2 ģenerē pakāpjveida signālu ar takts frekvenci 1Hz. Dati uz CAP2 pienāk no mikrokontroliera MCU1. Pēc tam signāls ar vājinātāja A2 palīdzību var tikt sadalīts uz četriem pārslēdzamiem stāvokļiem. Šie stāvokļi nodrošina četrus izvēršanas diapazonus pa X asi. Izvēršanas diapazonus pārslēdz releji, kurus darbina Darlingtona atslēgas D1. Informācija uz Darlingtona atslēgām pienāk no mikrokontroliera MCU2. Vajadzīgo X izvēršanas diapazonu iestāda ar rotācijas impulsu devēju E3. No vājinātāja A2 šis 1Hz signāls nonāk uz komparatoru K2, kur tas tiek salīdzināts ar 500KHz zāģveida signālu.

Tālāk komparatora K2 izejas signāls nonāk uz pastiprinātāju P2, kur tas tiek pastiprināts. Ar formētāju F2 tiek formēts signāla platums apmēram puse no perioda. Tad signāls tiek padots uz stroboskopiskā pārveidotāja galvu SG1, uz kuras ieeju tiek padots pētāmais signāls. Strobējamā diskriminatorā signāls tiek salīdzināts ar zināmu sliekšni, ko nosaka kompensācijas signāls.



Zīm.2.11. Stroboskopiskā oscilogrāfa uz „UDC” metodes bāzes blokhēma.

No stroba galvas tiek noņemta informācija „0” vai „1” atkarībā no tā vai kompensācijas signāls ir mazāks vai lielāks par pētāmo signālu. Tā ir impulsa „0” un „1” plūsma ar takts frekvenci 500KHz, kuru nosaka takts ģenerators G1. Šis virknes cipariskais kods nonāk buferī B4, kur tiek atsaistīts no stoboskopiskā pārveidotāja galvas SG1. Koda impulsa amplitūda tiek pastiprināta ar pastiprinātāju P3 līdz 5V līmenim. Tālāk šis binārais kods tiek padots uz skaitītāja SK1 virziena ieeju U/D.

Stroba signāls caur aizturi A1 nonāk uz skaitītāja skaitīšanas C ieeju un uz trigeru T1 S ieeju. Trigeris kalpo kā sinhronizators starp pienākošiem datiem un mikrokontroliera MCU1 darbību. Katru reizi, kad pienāk jauni dati, ar strobējamo impulsu palīdzību trigeris izzejā tiek iestādīts „1”. Tas nozīmē, ka mikrokontrolieris MCU1 drīkst paņemt datus no skaitītāja izejas. Mikrokontrolieris MCU1 pieņēmis datus un apstrādājis tos nomet trigeru uzstādījumu. Trigeris ir gatavs atkal pieņemt jaunu uzstādījumu „1” un līdz ar to mikrokontrolieris MCU1 jaunus datus. Šie paši dati nonāk arī uz ciparu-analogo pārveidotāju CAP5. Pastiprinātājs P3 kalpo lai pārvērstu pārveidotāja izejošo strāvu par spriegumu. Pēc tam signāls ar vājinātāja A1 palīdzību var tikt sadalīts uz četriem pārslēdzamiem stāvokļiem. Šie stāvokļi nozīmē oscilogrāfa ieejas signāla amplitūdu (diapazonu pa Y asi) pārslēgšanu. Stāvokļus pārslēdz releji, kurus darbina Darlingtona atslēgas D2. Informācija uz D2 par iestādāmo releju stāvokli pienāk no mikrokontroliera MCU2. Vajadzīgo Y izvēršanas diapazonu iestāda ar rotācijas impulsu devēju E4. Tālāk signāls no A1 nonāk kā kompensācijas signāls uz pārveidotāja galvu SG1. Pie kompensācijas signāla caur rezistoru R1 tiek piesummēts spriegums no ciparu-analogā pārveidotāja CAP3. Šis spriegums kalpo lai attēlojamo signālu bīdītu pa Y asi. Pārveidotājs CAP3 datus saņem no mikrokontroliera MCU2 un signāla nobīdīšana notiek ar rotācijas impulsu devēju E2. Par cik nereti pētāmais signāls ir kopā ar līdzsrāvas komponenti, rodas problēmas signālu atrast uz ekrāna pa Y asi. Problēmas novēršanai shēmā ir ieviests ciparu analogais pārveidotājs CAP4, kurš caur rezistoru R2 piesummē spriegumu kompensācijas spriegumam. Nospiežot pogu S2 tiek padota komanda uz mikrokontrolieri MCU2. Tālāk komanda nonāk uz mikrokontrolieri MCU1, kurš izanalizē situāciju un iestāda attiecīgo spriegumu pārveidotāja CAP4 izejā. Tā pa Y asi tiek iestādīts attēlojamais signāls pa vidu LCD ekrānam. Slēdzis S3 fiksē bildi uz ekrāna.

Dati no mikrokontroliera MCU1 nonāk indikācijas blokā kurš izpildīts uz ekrāna kontroliera SED1335 bāzes. Operatīvajā atmiņā SRAM glabājās tekošie dati, kas tiek atainoti uz LCD ekrāna.

Uz augstāk aprakstītās blokshēmas pamata ir izstrādāta arī stroboscilogrāfa principiālā shēma. Shēmas sarežģītības dēļ tā šajā atskaitē netiek uzrādīta. Izprojektētas arī oscilogrāfa bloku spiestās plates. Oscilogrāfa montāža un regulēšana paredzēta šā gada decembra mēnesī.

Jāatzīmē ka minētā projekta mērķis nav paaugstināt stroboscilogrāfa jutību zem sasniegtā RMS $10 \mu V$ līmeņa bet gan izmantot citas „UDC” metodes priekšrocības: pie mazāka strobu skaita nodrošināt to pašu jutību kā „UD” metodes gadījumā, bet panākt lielākus izvēršanas ātrumus. Lielāki izvēršanas ātrumi ir svarīgi stroboskopiskā pārveidotāja pielietojumos superplatjoslas radiolokācijā.

Kas attiecas uz stroboskopiskā pārveidotāja eksperimentālā parauga frekvenču joslas noteikšanu, mūsu rīcībā nav nepieciešamo tehnisko resursu. Ir nepieciešams kvalitatīvs (ar mazu fāzes troksni) lēcienveida sprieguma formētājs ar lēciena fronti ne sliktāku par 25ps.

2.2.2.2. UD procesa statistiskie raksturojumi

UD process ir stohastisks process, kuru reprezentē gadījumu lielumu $X_1, X_2, \dots, X_n, \dots$ virkne, bet X_n ir gadījumu lielums, kas reprezentē UD procesa rezultātu n -tajā solī. Ja n ir pārskaits, t.i., $n = 2m$, tad pie soļa garuma $s = \Delta\sigma_0$, kur σ_0^2 ir UD procesa primārā dispersija, bet $\Delta \in [0.1; 1]$, UD process pēc n soļiem var nonākt vienā no šādiem stāvokļiem: $X_n \in \{0s, 2s, \dots, 2ms, -2s, -4s, \dots, -2ms\}$. Ja $n = 2m + 1$, tad pēc n soļiem UD process var nonākt vienā no šādiem stāvokļiem: $1s, 3s, \dots, (2m + 1)s, -1s, -3s, \dots, -(2m + 1)s$.

Tā kā UD procesu matemātiski var aprakstīt kā Markova ķēdi pār sanumurējamu stāvokļu kopu, tad UD procesu viennozīmīgi determinē nosacītās varbūtības

$$p_{jk} = P\{X_{n+1} = js \mid X_n = is\} = \begin{cases} \Phi(-i\Delta), & \text{ja } j = i + 1 \\ \Phi(i\Delta), & \text{ja } j = i - 1 \end{cases} \quad (2.4)$$

Varbūtību, ka pēc n soļu izpildes UD process nonāks stāvoklī ls , apzīmēsim ar simbolu $p_l(n)$.

Turpmāk ar simbolu p_{jk}^r apzīmēsim varbūtību, ka r soļos UD process nonāk stāvoklī ks , ja tas startē no stāvokļa js . Autokovariācija UD procesam, vispārīgi runājot, būs atkarīga no vairākiem parametriem: no soļa garuma s , no starta momenta n , no soļu skaita starpības $n_1 - n_2 = r$. Saskaņā ar kovariācijas definīciju

$$\text{cov}(X_n, X_{n+r}) = E[(X_n - EX_n)(X_{n+r} - EX_{n+r})]. \quad (2.5)$$

Tā kā UD procesam pie jebkura n $EX_n = 0$, tad mūsu gadījumā

$$\text{cov}(X_n, X_{n+r}) = E(X_n \cdot X_{n+r}). \quad (2.6)$$

Mūsu galvenā interese par autokovariāciju attiecas uz situāciju, kad UD process pēc zināma soļu skaita n kļūst praktiski stacionārs, t.i., visiem $k \geq 0$

$$p_l(n+k) \approx p_l(n). \quad (2.7)$$

Ja nosacījums (2.7) būs izpildīts pie $n = v$, tad visiem $r > 0$ un visiem $m \geq v$ būs spēkā aptuvena vienādība

$$\text{cov}(X_m, X_{m+r}) \approx \text{cov}(X_v, X_{v+r}). \quad (2.7')$$

Tātad autokovariācija šajā situācijā būs atkarīga (vismaz praktiskā nozīmē) tikai no soļu garuma s un parametra r .

Autokovariācijas aprēķināšanai pie $n = 2m$ un $r = 2k$ izmantojama formula

$$\text{cov}(X_m, X_{m+r}) = \sum_{q=-m}^m p_{2q}(n) 2qs \sum_{\mu=-k}^k p_{2q, 2(q+\mu)}^r 2(q+\mu)s. \quad (2.8)$$

Analoģiska formula uzrakstāma gadījumam, kad UD process noris pa stāvokļiem $\pm(2r + 1)s$, $r = 0, 1, 2, \dots$

Pierādīts, ka UD procesa galarezultāta dispersija σ_l^2 , kuru iegūst pēc n soļiem, ir atkarīga no 3 faktoriem: soļu skaita n , soļu skaita paritātes (n ir pārskaits vai nepārskaits) un koeficienta Δ vērtības. Sekundārās dispersijas σ_l^2 vērtības ar augstu precizitāti izskaitļotas pie nosacījuma, ka UD process ir “praktiski” stacionārs. Ar pēdējo terminu saprotam nosacījumu, ka UD procesam turpinoties, galarezultāta dispersija var izmainīties ne vairāk kā par $10^{-3} \cdot \sigma_0^2$. Šī nosacījuma izpilde UD procesam tiek sasniegta pēc samērā neliela soļu skaita ($n = 14$, ja $\Delta \geq 0.4$), Δ vērtībai pieaugot, praktiskas stacionaritātes moments iestājas vēl agrāk. Tā kā pētījums atklāja, ka sekundārās dispersijas vērtības atkarīgas no soļu skaita paritātes, tad šo lielumu apzīmēšanai izmantojam atšķirīgus simbolus: $\sigma_l^2(\Delta)$ apzīmē dispersijas lielumu gadījumos, kad soļu skaits $n = 2m$, bet $\sigma_1^2(\Delta)$ - gadījumos, kad $n = 2m + 1$.

Ievērojot $\sigma_1^2(\Delta)$, resp. $\sigma_l^2(\Delta)$ nepārtrauktu atkarību no parametra Δ vērtības, pēc mazāko kvadrātu metodes atrasta šo funkciju aproksimācija ar otrās pakāpes polinomiem. Funkcija $\sigma_1^2(\Delta)$ aproksimēta ar polinomu

$$h(\Delta) = -0,038737 + 0,919736 \cdot \Delta - 0,222373 \cdot \Delta^2,$$

bet $\sigma_1^2(\Delta)$ - ar polinomu

$$\overset{\cup}{h}(\Delta) = 0,040241 + 0,314770 \cdot \Delta + 0,662411 \cdot \Delta^2.$$

Aproksimācijas absolūtā kļūda ir robežās no 0,005 līdz 0,014. Papildus aproksimācijas absolūtajām kļūdām izskaitļotas arī relatīvās kļūdas. Δ vērtībām, kuras $\geq 0,4$, aproksimācijas relatīvā kļūda nepārsniedz 0,05, t.i., nepārsniedz 5% no patiesās vērtības. Pie tam relatīvajai kļūdai ir tendence samazināties reizē ar Δ augšanu, jo pie $\Delta = 1$ tā nepārsniedz 0,02 jeb 2% no patiesās vērtības. Šī iemesla dēļ aproksimācijai netika izmantoti trešās pakāpes polinomi, jo inženieriskā interese ir lielāka par dispersijām, kuras rodas pie UD procesa lielām soļu s vērtībām, bet tieši šim diapazonam iegūtais relatīvo kļūdu lielums ir akceptējams.

Aprēķini rāda, ka pie jebkura soļu skaita n stāvokļi $(k + 8)s$ praktiski nav sasniedzami, ja $\Delta \geq 0,5$, jo

$$\sum_{l=8}^n p_l(n) < \frac{0.000000014}{1 - 0.000003398} \quad (2.9)$$

Līdz ar to autokovariācijas aprēķinos sanumurējamas Markova ķēdes vietā, piemēram, pāru skaita soļu gadījumā var izmantot galīgu Markova ķēdi ar pārejas varbūtību matricu $\mathbf{M}_7$ pār stāvokļu kopu $S = \{0s, 2s, 4s, 6s, -2s, -4s, -6s\}$.

$$\mathbf{M}_7 = \begin{pmatrix} \Phi(\Delta) & \frac{1}{2}\Phi(-\Delta) & 0 & 0 & \frac{1}{2}\Phi(-\Delta) & 0 & 0 \\ \Phi(2\Delta)\Phi(\Delta) & \Phi(2\Delta)\Phi(-\Delta) + \Phi(-2\Delta)\Phi(3\Delta) & \Phi(-2\Delta)\Phi(-3\Delta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Phi(4\Delta)\Phi(3\Delta) & \Phi(4\Delta)\Phi(-3\Delta) + \Phi(-4\Delta)\Phi(5\Delta) & \Phi(-4\Delta)\Phi(-5\Delta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_\Delta \Phi(6\Delta)\Phi(5\Delta) & \alpha_\Delta \Phi(6\Delta)\Phi(-5\Delta) + \Phi(-6\Delta)\Phi(7\Delta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Phi(2\Delta)\Phi(\Delta) & 0 & 0 & \Phi(2\Delta)\Phi(-\Delta) + \Phi(-2\Delta)\Phi(3\Delta) & \Phi(-2\Delta)\Phi(-3\Delta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \Phi(4\Delta)\Phi(3\Delta) & \Phi(4\Delta)\Phi(-3\Delta) + \Phi(-4\Delta)\Phi(5\Delta) & 0 \\ 0 & \Phi(-4\Delta)\Phi(-5\Delta) & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha_\Delta \Phi(6\Delta)\Phi(5\Delta) \\ 0 & \alpha_\Delta \Phi(6\Delta)\Phi(-5\Delta) + \Phi(-6\Delta)\Phi(7\Delta) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$\alpha = 1/1 - \Phi(-6\Delta)\Phi(-7\Delta).$

Ja $\Delta = 0,5$, tad $\mathbf{M}_7$ iegūst veidu:

$$\mathbf{M}_7^* = \begin{pmatrix} 0,691462 & 0,154269 & 0 & 0 & 0,154269 & 0 \\ 0 & 0,581758 & 0,407643 & 0,010599 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,911963 & 0,087896 & 0,000141 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,992449 & 0,007551 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,407643 & 0,010599 \end{pmatrix}$$

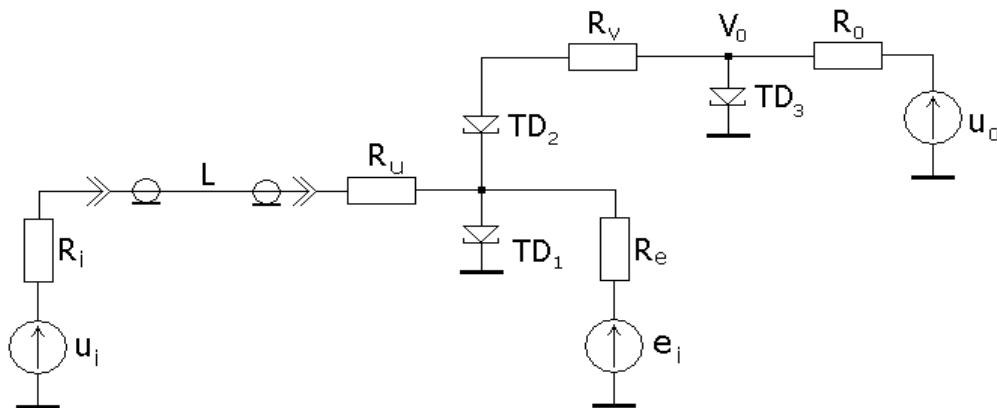
0						
0		0	0	0	0,911963	0,087896
0,000141						
0		0	0	0	0	0,992449
0,007551						

Viegli pārlicināties, ka matrica $\mathbf{M}_7$ pie jebkuras Δ vērtības ir regulāra matrica, t.i., $(\mathbf{M}_7)^k > 0$, ja k ir pietiekami liels naturāls skaitlis. V.Plociņa veiktie skaitļojumi parādīja, ka $(\mathbf{M}_7)^7$ visas rindas ir gandrīz vienādas, ja $\Delta \geq 0,5$. Tas nozīmē, ka UD process pie $\Delta \geq 0,5$ kļūst praktiski stacionārs jau pēc 14 soļiem un $\text{cov}(X_n, X_{n+p})$ aprēķiniem varam izmantot matricu $(\mathbf{M}_7)^1, (\mathbf{M}_7)^2, \dots, (\mathbf{M}_7)^7$ elementu vērtības, lai iegūtu rezultātus ar augstu precizitāti.

2.3. Strobējamā balansa komparatora aprēķina metodika.

Augstas jutības (50 mkV) stroboskopiskajā pārveidotājā tiek lietots balansa komparator (sk. Zīm. 2.12). Balansa princips nodrošina to, ka komparator praktiski nav jutīgs pret strobģeneratora trokšņiem. Šāds shemotehnisks risinājums lielā mērā nodrošina stroboskopiskā pārveidotāja augsto jutību. Protams, bez tam vēl būtisku daļu jutības sasniegšanā nodrošina signālapstrādes metodes.

Kā rādīja eksperimenti un arī komparatora modelēšana, izmantojot firmas *TANNER* modelēšanas programmu *T-Spice*, tika konstatēts, ka pārveidotāja pārejas raksturlienes kāpuma laiks ir minimāls (tātad frekvenču joslas platums maksimāls) pie kaut kādas optimālas strobsignāla ķēdes pretestības R_v vērtības.



Zīm. 2.12. Strobējamā balansa komparatora principiālā shēma.

Šai sakarā tika veikti gan analītiski pētījumi gan arī pētījumi uz komparatora datormodeļa un tika iegūta sekojoša izteiksme pretestības R_v optimālā lieluma aprēķināšanai:

$$R_v = \frac{U_{pp3} - 2p_1 U_{p1}}{p_2 I_{p1}}, \quad (2.10)$$

kur $p_1 = 1,8 - 1,9$; $p_2 = 0,7 - 0,8$.

Komparatorā strobsignālu formē trešā tuneļdiode TD_3 . Šo formētāju palaiž palaišanas

impulss ar amplitūdu U_0 . Tuneļdiode TD_3 pārslēdzas un tādā veidā noformē sprieguma lēcieni ar asu fronti un amplitūdu U_{pp} , kur U_{pp} ir sprieguma kritums uz tuneļdiodes voltampēru (VA) raksturlīknes difūzijas zara pie strāvas lieluma caur tuneļdiodi vienādu ar tuneļdiodes pīķa strāvu. Ja palaišanas impulss pēc TD_3 pārslēgšanās turpina vēl augt, tas dzen darba punktu šai tuneļdiodē pa difūzijas zaru uz augšu. No pusvadītāju fizikas ir zināms, ka nav vēlams pārāk tālu virzīties pa šo zaru uz augšu, jo tas izsauc tuneļdiodes parametru degradāciju. Kā rādīja fizikālie pētījumi un pēc tam arī modelēšanas rezultāti, pie mazām U_0 amplitūdām tuneļdiode slēdzas lēni un rezultātā pieaug pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiks. Līdz ar to rodas jautājums, kādai ir jābūt palaišanas impulsa minimālajai amplitūdai, lai pārejas raksturlīknes kāpuma laiks kaut cik jūtami nepasliktinātos. Analītisku pētījumu rezultātā iegūts, ka palaišanas impulsa darba amplitūdu var aprēķināt pēc šādas formulas:

$$U_0 = 1.15 U_{0\min} = 1.15 \frac{U_{p3} + I_{p3} \left(R_0 - \frac{R_0^2}{R_0 + R_v + R_2 + R_1'} \right)}{1 - \frac{R_0^2}{R_0 + R_v + R_2 + R_1'}}, \quad (2.11)$$

kur

$$R_1' = \frac{R_1(R_u + R_i)}{R_1 + R_u + R_i},$$

$$R_3' = \frac{U_{p3}}{I_{p3}},$$

R_1 un R_2 ir tuneļdiožu TD_1 un TD_2 diferenciālās pretestības VA raksturlīknes sākuma punktā.

Komparatora ieejas ignāla ķēdes pretestības R_u un signāla avota iekšējās pretestības R_i virknes slegums šuntē tuneļdiodē TD_1 . Tas noved pie komparatora nulles līmeņa nobīdes. Stroboskopiskajā pārveidotājā vienlaicīgi ar signāla transformāciju veic arī signāla pastiprināšanu no mikrovoltu diapazona uz milivoltu vai pat voltu diapazonu. Šo pastiprinājumu realizē ar pretestību $k = R_e / R_u$ attiecību. Pie lieliem pastiprinājuma koeficientiem var rasties situācija, ka pie ieejas signāla amplitūdu diapazona $\pm u_i$ atbilstošais izejas signāla diapazons $\pm e_i$ iziet ārpus pārveidotāja barošanas spriegumu diapazona $\pm V$. Tas rada zināmas neērtības pārveidotāja tehniskajā realizācijā un tāpēc rodas jautājums, vai šo nobīdi nevar kompensēt vai vismaz minimizēt mākslīgi ievēdot tuneļdiožu TD_1 un TD_2 asimetriju. Analītisku pētījumu rezultātā ir atrasts, ka tas ir iespējams un nepieciešmo asimetriju var aprēķināt pēc sekojošas formulas:

$$I_{p1} = I_{p2} \frac{R_e(R_u + R_i)}{R_e R_1^* + R_e(R_u + R_i) + R_1^*(R_u + R_i)}, \quad (2.12.)$$

kur

$$R_1^* = \frac{U_1^*}{I_1^*},$$

R_1^* un R_2^* ir tuneļdiodžu pretestības pie strāvām caur tuneļdiodēm, vienādām ar strāvām, kuras atbilst VA raksturlīkņu krītošās (negatīvās) daļas stāvākajam punktam.

Visi analītiski iegūtie rezultāti tika salīdzināti ar datormodelēšanas rezultātiem un uzrādīja labu sakritību. Tas ar lielu ticamību liecina, ka šo aprēķina metodiku varēs izmantot šāda tipa komparatoru projektēšanā.

Līdzīgas izteiksmes R_v un U_0 aprēķināšanai iegūtas arī uzlabotā komparatora, t.i. komparatora ar atbalsta pretstību R_a , gadījumā. Publicēšanai iesniegtajos materiālos šie rezultāti nav atspoguļoti, jo vēl nav izlemts jautājums par uzlabotā komparatora patentēšanu. Kā zināms, publicētus izgudrojumus likums aizliedz patentēt.

Ar projektu saistītie rezultāti izklāstīti sekojošās publikācijās:

1. E. Beiner, K. Kruminsh, V. Peterson. **The experimental research of digital sampling converter.** *Automatic Control and Computer Sciences*. 2008. Volume 42, Number 1, pp. 58-65. (Pētījums saistīts tikai ar VPP.)
2. Карклиньш. **Модификация статистического метода для обнаружения слабых зашумленных сигналов.** *Автоматика и вычислительная техника*. - 2008.-№1.- С. 40-44. (Pētījums saistīts ar grantu 04.1127 tēmu.)
3. К Круминьш В Плоциньш О недостаточности критерия A_2 / σ_2 в режиме обнаружения сигналов статистическими методами *Автоматика и вычислительная техника*. - 2008.-№4.-С.63-72. (Pētījums saistīts ar grantu 04.1127 tēmu.)
4. В.Карклиньш. **Статистический метод регистрации зашумленных сигналов с улучшенными характеристиками.** *Автоматика и вычислительная техника*. - 2008.-№5.-С.68-75. (Pētījums saistīts ar grantu 04.1127 tēmu.)
5. A.Lorencs. **Digital Signal Processing UD Method and its Statistical Characteristics.** *Electronics and Electrical Engineering*. 2008, No.6, pp. 33-36.(Pētījums saistīts ar grantu 04.1127 tēmu.)
6. V. Plociņš. **Statistical Method Correction Possibilities.** *Electronics and Electrical Engineering*. 2008. No. 2. pp. 29-34. (Pētījums saistīts ar grantu 04.1127 tēmu.)
7. Э. Бейнер, К. Круминьш. **Моделирование и расчет стробируемого балансного компаратора на туннельных диодах.** Iesniegts publicēšanai žurnālā *Автоматика и вычислительная техника*. (Pētījums saistīts tikai ar VPP.)
8. Э. Бейнер, К. Круминьш. **Моделирование и расчет асимметрии**

стробируемого балансного компаратора на туннельных диодах. Iesniegts publicēšanai žurnālā *Автоматика и вычислительная техника*. (Pētījums saistīts tikai ar VPP.)

Nolasīts referāts starptautiskā konferencē Kauņā 21.05.2008.: V. Plocish. **Method of Signal – Noise Ratio Maximization.** *The 12th international Conference ELECTRONICS*. (Pētījums saistīts ar granta 04.1127 tēmu.)

3 Asinhronu datu apstrādes sistēmu attīstība izmantojot mikroprocesoru, specializēto mikroshēmu u.c. mūsdienīgas mikrominiaturizēšanas tehnoloģijas.

3.1. Asinhronu datu apstrādes sistēmu struktūras un apstrādāto datu pārraides uz centrālo mezglu pilnveidošana.

Asinhronas datu apstrādes sistēmas struktūras pilnveide ir saistīta ar tālāku sistēmas vadības un datu apstrādes algoritma pilnveidošanu un jaunu shematisko risinājumu pielietošanu, kas ļauj palielināt sistēmas veikspēju un nodrošināt mazu enerģijas patēriņu. Šī pilnveide norit mijiedarbībā starp izmaiņām sistēmas vadības un datu apstrādes algoritmā un shematiskajos risinājumos. Pieejamā elementu bāze (mikroprocesori, specializētas shēmas) ar retiem izņēmumiem, nav orientēta uz līmeņšķērsojuma metodes algoritmu realizācijām. Tāpēc līmeņšķērsojuma metodes algoritmu realizācijām tiek izmantoti vispārlietojamie mikroprocesori, kas ļauj modelēt dažādas vadības un kontroles struktūras.

Iepriekšējos programmas izpildes posmos asinhronās datu apstrādes sistēmas pieļāva tikai datu pirmapstrādi un ierobežotu datu apjoma uzkrāšanu. Tāpēc līdztekus sistēmas veikspējas palielināšanai ir aktuāla tāda apstrādāto datu pārsūtīšanas uz centrālo mezglu risinājumu izvēle, kas būtiski nemainītu veikspējas un enerģijas patēriņa rādītājus, vienlaikus panākot nepieciešamo pārraides ātrumu.

3.1.1. Asinhronu datu apstrādes sistēmas veikspējas palielināšana izmantojot 2 mikroprocesoru struktūru

Apstrādes sistēmas veikspējas palielināšanu ierobežo algoritma uzdevuma secīga izpilde, t.i., uzdevumu izpildes kopīgais laiks, kas izteikts ar mikroprocesora (μP) ciklu skaitu K_p . Izpildes laika samazināšanai algoritma izpilde tiek sadalīta vairākos uzdevumos pēc sekojošiem kritērijiem: katrs uzdevums apstrādā noteiktu algoritma ietilpstošu procesu.

Algoritma pilnveidošana notiek, sadalot vadības un apstrādes procesa izpildi 3 uzdevumos. Uzdevumu skaitu nosaka algoritmā ietilpstošie apakšprocesi: ieejas signāla atsekošana, laika vērtības fiksēšana un nākošā etalonlīmeņu vērtību aprēķins. Sadalīšana uzdevumos notiek tā, ka jebkura uzdevuma uzsākšana nesaistās ar nosacījumiem, kurus izstrādā iepriekšējais uzdevums. Pirmais uzdevums ietver ieejas signāla atsekošanu, kas iekļauj komparatora izeju vērtību apstrādi. Otrais uzdevums ietver laika vērtību fiksēšanu un to saglabāšanu turpmākai apstrādei. Trešais uzdevums ietver nākamā etalonlīmeņu vērtību aprēķinu un to pārsūtīšanu uz etalonlīmeņu avotu. Katra minēta uzdevuma izpilde patērē noteiktu laiku. Pieņemsim, ka C ir ieejas signāla atsekošanas uzdevuma izpildes laiks, M ir laika vērtību fiksēšanas un to saglabāšanas uzdevuma izpildes laiks un R ir etalonlīmeņu vērtību aprēķinu un to pārsūtīšanu uzdevuma izpildes laiks. Uzdevumu izpildes kopīgais laiks viena mikroprocesora gadījumā, kas izteikts ar mikroprocesora (μP) ciklu skaitu, ir:

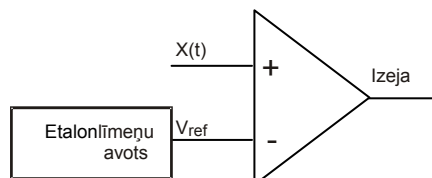
$$K_p = C + R + M,$$

kur K_p ir μP ciklu skaits, kas tiek patērēts uzdevuma veikšanai. Jāatzīmē, ka mērķtiecīgi ir izmantot asinhronā datu apstrādes sistēmā divus μP , kur viens μP izpilda ieejas signāla atsekošanas uzdevumu, etalonlīmeņu vērtības aprēķina un pārsūtīšanas uzdevumu, bet otrs - laika vērtību fiksēšanas un to saglabāšanas

uzdevumu, jo ieejas signāla atsekošanas uzdevumu un etalonlīmeņu vērtības aprēķina un tās pārsūtīšanas uzdevumi. Uzdevumu izpildes kopīgais laiks, kas izteikts ar μP ciklu skaitu, būs:

$$K_p = \max[(C + R); (C + M)]$$

K_p samazināšana ir iespējama samazinot atsevišķo uzdevumu izpildes laikus. To panāk, optimizējot asinhronās datu apstrādes sistēmas shēmu risinājumus. Pielietotais līmeņšķērsojuma metodes realizācijas algoritms izmanto nelielu etalonlīmeņu skaitu $N = 7 \div 15$, kas ļauj vienkāršot etalonlīmeņu vērtības aprēķina un pārsūtīšanas uzdevumu, izmainot shēmas risinājumu. To paveic izmainot zīm.1. attēloto ieejas signāla atsekošanas ierīci. Ieejas signāla atsekošanai ir nepieciešamas vismaz 2



Zīm. 3.1. Ieejas signāla atsekošanas ierīce

šādas ierīces, viena no tām atseko ieejas signālu $X(t)$ attiecībā pret apakšējo etalonlīmeņa vērtību $V_{ref} = r_n^-$, bet otra atseko ieejas signālu attiecībā pret augšējo etalonlīmeņa vērtību $V_{ref} = r_n^+$. Ieejas signāla vērtību nolasa no ierīcēs ieejošo komparatoru izejām kā 2 bitu kodu, kas parādīts tabulā 3.1.

Tabula 3.1

N.p.k.	Ieejas signāls	Komparator 1	Komparator 2
1.	Nav sasniedzis etalonlīmeni r_n^-	0	0
2.	Atrodas starp etalonlīmeņiem r_n^- un r_n^+	1	0
3.	Pārsniedzis etalonlīmeni r_n^+	1	1

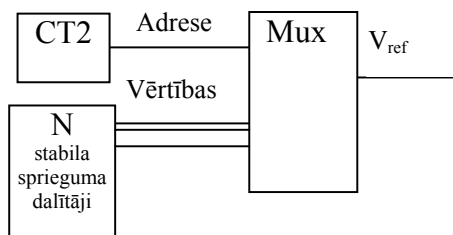
Komparatoru izejām ir iespējami 3 stāvokļi. Stāvoklis, kad ieejas signāla vērtība atrodas starp etalonlīmeņiem r_n^- un r_n^+ , atbilst bināram kodam "10" – komparatora un 2 izeju vērtības atšķiras. Tas ļauj izmantot ieejas signāla analīzei pazīmi

$$F_k = K_1 \oplus K_2,$$

kur K_1 un K_2 ir komparatoru izejas vērtības, samazinot analizējamo bitu skaitu.

Līdz šim vispārpieņemtais etalonlīmeņa shēmas risinājums izmantoja ciparanalogo pārveidotāju (CAP), kas ļauj iegūt 2^n etalonlīmeņa vērtības atbilstoši CAP ierakstītajam n - bitu kodam. Tāds CAP dod vismaz 10-kārtīgu etalonlīmeņa vērtību skaita redundanci, vienlaikus sarežģģjot etalonlīmeņu vērtības aprēķina un tās pārsūtīšanas uzdevumu. Vienkāršotā CAP risinājumā izmanto zīm. 2. attēloto shēmu,

kas ļauj ģenerēt nelielu etalonlīmeņu skaitu $N = 7 \div 15$, kur etalonlīmeņu izvēle notiek ar koda palīdzību. Tas ļauj uzdevuma izpildes programmā aizvietot vairākas mikroprocesora aritmētiskas un pārsūtīšanas komandas ar vienu pārsūtīšanas komandu.



Zīm. 3.2. Vienkāršota etalonlīmeņa avota shēma

Vienkāršotā etalonlīmeņa avota shēma iegūst etalonlīmeni no stabila sprieguma dalītāju vērtībām izmantojot bināro skaitītāju CT2 vai reģistru un analogo multipleksoru Mux. Sprieguma dalītāju vērtību skaits nosaka iespējamo V_{ref} skaitu, ko var izmantot ieejas signāla atsekošanai. Binārā skaitītāja CT2 ieeju vada mikroprocesora izeja. CT2 vai reģistra izejas koda vērtība uzdod adresi, t.i., izvēlas, ko no Mux ieejā padotajām vērtībām padot Mux izejā.

3.1.2. Asinhronu datu apstrādes sistēmas veiktspējas palielināšana izmantojot daudzmikroprocesoru struktūru

Vienkāršākais risinājums ir secīga visa algoritma izpilde, kas ietver visu uzdevumu izpildi, uz viena mikroprocesora. Ierobežoti viena mikroprocesora resursi un veiktspēja ierobežo pārveidojamā ieejas signālu frekvenci, kas nepārsniedz pāris kHz. Veicot algoritma sadalīšanu vairākos uzdevumos, kuru izpilde pārklājas, vienkāršojot etalonlīmeņa avota shēmu un izmantojot pārklājošos uzdevumu izpildei divus mikroprocesorus, pārveidojamā ieejas signāla frekvenci var palielināt līdz 8 kHz etalonlīmeņu skaitam $N = 7$.

Vairākkārtīga nolasāmā ieejas signāla frekvences palielināšana ir iespējama N mikroprocesoru gadījumā, kur N ir etalonlīmeņu skaits, vispārinot iepriekš apskatīto divu mikroprocesoru sistēmas risinājumu. Tad atbilstoši Amdala likumam iegūstamais algoritma izpildes paātrinājums $S_N = \frac{T_1}{T_N}$, kur N ir procesoru skaits, T_1 ir secīga algoritma izpildes laiks, bet T_N ir paralēla algoritma izpildes laiks ar N procesoriem. Maksimālais paralēlisms tiek sasniegts izmantojot ieejas signāla atsekošanai N mikroprocesorus, jo tad katram mikroprocesoram ir tikai 2 etalonlīmeņi, kas nemainās. Uzdevumu izpildes kopīgais laiks, kas izteikts ar μP ciklu skaitu, būs:

$$K_p = \frac{C + M}{N}$$

Izmantojot katram mikroprocesoram tikai 2 etalonlīmeņus, nav nepieciešama veikt to izmaiņas kas skaitītājā dod $R = 0$, jo etalonlīmeņu vērtību aprēķins un pārsūtīšana izpaliek. N procesoru risinājuma gadījumā ieejas signāla vērtībai atbilst komparatoru izeju vērtība $2N$ biti. Izmantojot līdzīgi kā iepriekš bināru operāciju $\oplus$ starp N sekojošiem bitu pāriem, iegūstam N - bitu unitāru kodu. Šo kodu var saspīest aizvietojot to ar bināru kodu, kura garums ir $k = \log_2 N$. Šī binārā koda vērtība uzdod tā procesora adresi k , starp kura etalonlīmeņiem r_n^- un r_n^+ atrodas ieejas signāla vērtība. Ja $k = 0$, tad uzskata, ka ieejas signāla nav, jo ieejas signāla vērtība nesasniedz vismazākā etalonlīmeņa vērtību.

Laika mērīšana notiek, fiksējot taimera vērtību, ja mainās komparatoru izeju koda vērtība salīdzinot ar iepriekšējo vērtību. Pielietojot vienam mikroprocesoram izmantoto laika vērtību fiksēšanas un to saglabāšanas uzdevuma algoritmu ir nepieciešama vienota laika bāze, kas nozīmē, ka ir nepieciešams kopīgs takts ģenerators visiem N mikroprocesoriem. Ja pielieto divu mikroprocesora sistēmā izmantoto laika vērtību fiksēšanas un to saglabāšanas uzdevuma algoritmu, tad papildus N mikroprocesoriem izmanto vēl papildus mikroprocesoru laika vērtību fiksēšanai un to saglabāšanai. Šim mikroprocesoram ir paaugstinātas veiktspējas un datu atmiņas apjoma prasības.

Izmantojot $N+1$ mikroprocesoru sistēmu, un pieņemot, ka laika vērtību fiksēšanas un to saglabāšanas mikroprocesors spēj apstrādāt visus pieprasījumus, sistēmas veiktspēju ierobežos izmantoto komparatoru ātrdarbība. Kā iepriekš minēts N vērtība ir saistīta ar etalonlīmeņu skaitu. Ja etalonlīmeņu skaits ir 7, tad arī mikroprocesoru skaits sistēmā būs $7+1$.

Līdztekus veiktspējas pieaugumam, ko nodrošina sistēmas uzdevumu paralela izpilde, sistēma veic arī komparatoru vērtību izmaiņas, tās pārprogrammējot. Etalonsprigumu vērtību programmēšana var notikt divējādi: 1) izmainot mikroprocesora loģisko adresi sistēmā; 2) mikroprocesoram izmainot komparatoru vērtību pēc komandas saņemšanas no centrālā mikroprocesora.

3.1.3. Datu pārraides uz centrālo mezglu datu pilnveidošana

Ierobežotie sistēmas resursi ļauj veikt tikai datu pirmapstrādi un uzkrāt ierobežotu datu apjomu. Tāpēc aktuāla ir tāda apstrādāto datu pārsūtīšanas uz centrālo mezglu risinājuma izvēle, kas būtiski nemainītu veiktspējas un enerģijas patēriņa radītājus, vienlaikus panākot nepieciešamo pārraides ātrumu. Arī daudzmikroprocesoru sistēmā ir nepieciešams nodrošināt sistēmas sastāvdaļas ar atbilstošiem ievadizvades kanāliem. Pamatā šo kanālu īpašības nosaka izvēlētajā saskarne. Izmantojamo mikroprocesoru izvadu un jaudas patēriņa ierobežojumi nosaka iespējamo saskarņu izvēli. Ievadizvades kanālu organizēšanai var izmantot vadu vai bezvadu risinājumu. Vadu risinājumam vairums MSP430 saimes mikroprocesoru piedāvā RS-232, SPI vai I²C saskarni. RS-232 saskarni ir iespējams pārveidot uz USB saskarni. I²C saskarnes galvenais trūkums ir ierobežotā taktsfrekvence līdz 400 kHz. SPI saskarne nodrošina pienācīgu pārraides ātrumu, bet tā ir vairāk piemērota datu pārraidei uz spiestās plates. Vadu risinājumu kopējais trūkums ir mehāniskais savienojums, kas ierobežo savienoto objektu izvietojumu vai pārvietošanu. Vadu risinājumu pielieto galvenokārt lokālu objektu savietojšanai.

Daudz vienkāršāk ir pielietot bezvadu risinājumus, kas strādā 2.4 GHz frekvenču diapazonā, jo tie ir izmantojami gatavi risinājumi ievadizvades kanālu organizēšanai. Iespējams izmantot arī citus frekvenču diapazonus, taču tiem ir nepieciešama saskaņošana ar frekvenču diapazonus pārraugošo iestādi. Universāla pielietojuma gadījumā ir jāizmanto risinājumi, kas balstās uz standartu IEEE 802.15.4, kā piemēram, ZigBee, kas pieļauj dažādu ražotāju iekārtu savienošana. Izvēloties mazāku nepieciešamo atmiņas apjomu un izmantojamo radiokanālu diapazonu, atsevišķos gadījumos var būt izdevīgi izmantot specifiskus bezvadu tīkla risinājumus kā *Texas Instruments* protokolu [SimpliciTI™](#). Kā parādīts 3.1. tabulā šī protokola pielietošana neizvirza speciālas prasības izmantojamiem radio čipiem un mikroprocesoriem. Tas atļauj sekmīgi izmantot šā protokola realizācijai MSP430x2xx saimes mikroprocesorus ar nelielu izvadu skaitu, mazāku programmas un datu atmiņu.

Tabula 3.2. Universāla un specializēta bezvadu sakaru protokola programmatūras salīdzinājums

Protokola programmatūra	SimpliciTI™	ZigBee
<i>Tīkla īpašības:</i>		
Režģa tīkls	nav	ir
Mezglu skaits	No 2 līdz 30	No 2 līdz simtiem
Savienojumi “divpunkts” un “zvaigzne”	ir	ir
<i>Aparatūra un programmatūra:</i>		
Aparatūra	Jebkurš MSP430 un CC raiduztvērējs vai 8051 SoC	MSP4302418 un CC2420/CC2430
Frekvence un modulācija	Jebkurš TI radio	IEEE 802.15.4 DSSS, 2.4 GHz
Objektkods	Brīva lejupielāde	Brīva lejupielāde
Pirmkods	Brīva lejupielāde	Nav nepieciešams
Translētā koda izmērs MSP430	~4 Kbaiti atkarībā no konfigurācijas	~50-60 Kbaiti atkarībā no konfigurācijas
Savietojamība ar citām iekārtām	nav	iespējama
Kriptēšana	Ir 128 bitu AES	Ir 128 bitu AES

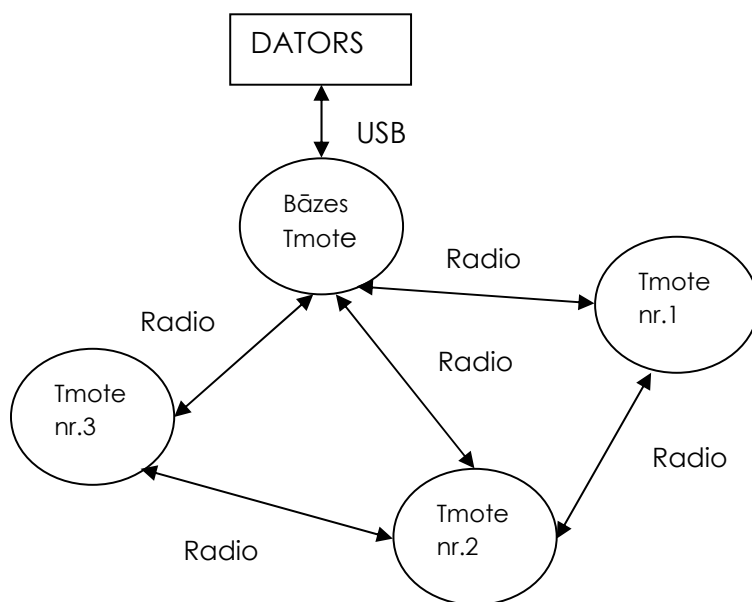
Tehnisko iespēju realizācijas pārbaudei tika izmantoti risinājumi Tmote Sky, kas ir līdzīgs ZigBee un uz [SimpliciTI™](#) balstītā eZ430-RF2500 attīstīšanas rīka mērķplate.

Tmote moduļu pārbaudei tika izmantots *cygwin* izplatīšanas modulis **Boomerang**, kas nāk kopā ar Moteiv's TinyOS-1.x un Java. To var instalēt uz datora ar operētājsistēmu Windows XP bet ne uz datora ar operētājsistēmu Windows Vista.

Tmote moduļu pārbaude notika, izmantojot programmatūru, kas ietilpst *cygwin* izplatīšanas modulī **Boomerang**: programmas *Count*, *Delta* un *Oscilloscope*. *Count* ir sākotnēji ielādēts Tmote atmiņā un, pieslēdzot barošanu, skaita un veic skaitītāja vērtības pārraidi, ieslēdzot dažādu krāsu gaismas diodes.

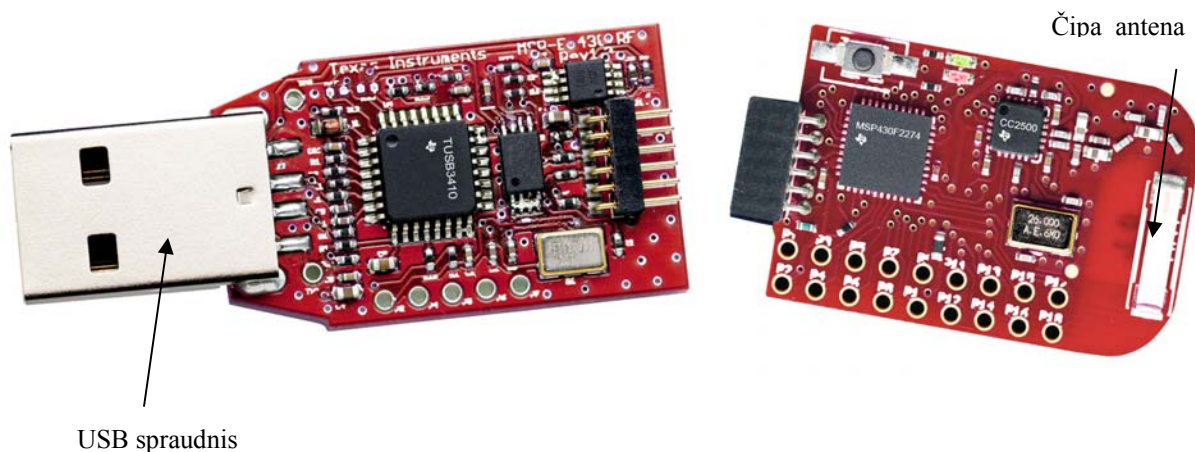
Delta un *Oscilloscope* programmas ieraksta Tmote caur USB no datora. Atbilstoši uz datora atrodas lietojumprogrammas *Trawler* un *Oscope*, kas pieņem un vizualizē *Delta* un *Oscilloscope* programmu atsūtītos datus. *Trawler* pieņem datus no Tmote bāzes stacijas ar programmu *Delta*. *Oscope* pieņem datus no Tmote bāzes stacijas ar programmu *Oscilloscope*. Programma *Delta* vizuāli demonstrē režģa (mesh) tīklu, kura mezgli pārraida vienu sensora nolasītu vērtību. Programma *Oscilloscope* vizuāli demonstrē sadarbību starp bāzes staciju un vienu tīkla mezglu, nosūtot visas viena mezgla sensoru izmērītās vērtības.

Zīm.3. pārbaudītais Tmote Sky sensoru tīkls satur 4 Tmote Sky ierīces, t.i., bāzes mezgls un 3 tīkla mezgli. Bāzes mezgls pieslēgts datora USB portam.



Zīm. 3. Tmote Sky moduļu slēgums

Alternatīvs risinājums ir [SimpliciTi™](#) ir maza patēriņa RF protokols domāts vienkāršiem, maziem RF tīkliem. Tā ir atvērtā koda programmatūra pielietojama TI RF platformām, kas satur MSP430 mikroprocesoru un raiduztvērēju CC1XXX/CC25XX.



Zīm. 4. eZ430-RF2500 attīstīšanas rīka mērķplate

Zīm.4. attēlotā eZ430-RF2500 mērķplate ir bezvadu sistēma, kas pieslēdzama izmantojot USB saskarni, vai izmantojama kā atsevišķa ierīce ar vai bez ārējiem sensoriem. Tā sastāv no 2 daļām. Viena daļa ar USB spraudni pieslēdzama datoram, bet otra satur raiduztvērēja un antenas čipus. Otra plate ir eZ430-RF2500T attīstīšanas rīka baterijas plate. To izmanto kā autonomu ierīci. [SimpliciTi™](#) protokols tika pārbaudīts izmantojot abas attīstīšanas rīka mērķplates un Sensor Monitor Visualizer programmu. Dotā protokola versija ļauj pieslēgt ne vairāk kā 8 ierīces.

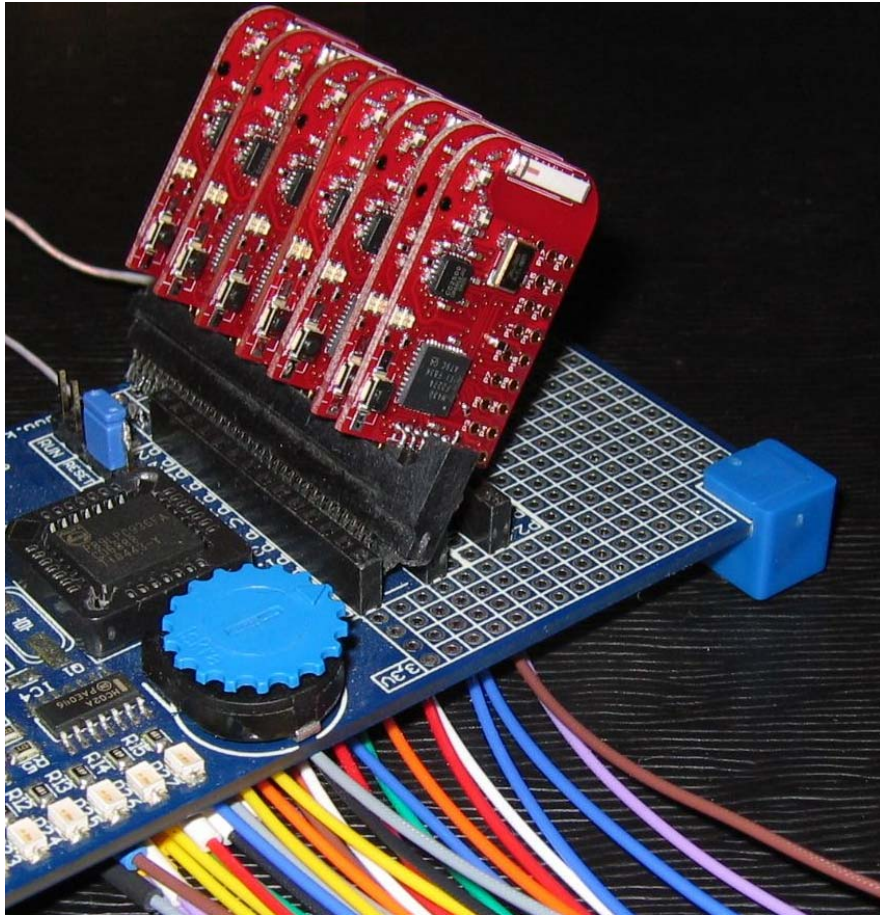
3.1.4. Asinhronas datu apstrādes daudzmikroprocesoru sistēmas ar paaugstinātu veikspēju makets

Asinhronu datu apstrādes sistēmas veikspējas palielināšanas iespēju izpētei tika izveidots daudzmikroprocesoru sistēmas makets, kas attēlots zīm. 5. Tas izmanto septiņus eZ430-RF2500T mikroprocesorus MSP430F2274. Katram mikroprocesoram ir 2 komparatori, kuru izejas ir pievienotas P1 un P4 portiem. Katram mikroprocesora komparatoram ir pieslēgta ieprogrammēta etalonlīmeņu vērtība, kas tiek noteikta, ierakstot komparatora reģistrā noteiktu konstantes vērtību.

Tabula 3.3. Ieprogrammētās etalonlīmeņu vērtības

N.p.k.	Konstantes vērtība + pazīme	Etalonlīmeņu vērtība V
1.	7/16+1	0,2
2.	6/16+1	0,5
3.	5/16+1	0,7
4.	4/16+1	0,9
5.	3/16+1	1,4
6.	2/16+1	1,8
7.	2/16+0	1,9
8.	3/16+0	2,3

Dotajam maketam tika ieprogrammētas sekojošas etalonlīmeņu vērtības, kas parādītas tabulā 3. Mikroprocesoru programmēšanai tika izmantota zīm. 4. attēlotā eZ430-RF2500 attīstīšanas rīka mērķplate. Programmu izstrāde tika veikta ar Texas Instruments integrēto izstrādes vides IAR versiju 4.11. Programmu lāgošanai izmanto JTAG saskarni. Dotajā izpildījumā katram mikroprocesoram ir ieprogrammēta komparatora etalonlīmeņa vērtība. Tika izstrādāts un pārbaudīts programmas variants, kas ļauj mikroprocesoram pašam izvēlēties etalonlīmeņa vērtību atkarībā no mikroprocesora adreses. Piemēram, 7 mikroprocesoru gadījumā adreses kods ir 3 biti. Tas var būt fiksēts (salodēts) vai maināms ar komandas kodu no centrālā mikroprocesora.



Zīm. 3.5. Procesoru MSP430F2274 daudzmikroprocesoru sistēmas makets

Pēc mikroprocesoru programmēšanas procesoru plates tiek pieslēgtas barošanai un uz komparatoru ieejām tiek padots ieejas signāls. Līdzīgi kā etalonlīmeņu vērtības arī komparatoru aizkaves tiek programmētas. Pirmie mērījumi pie maksimālās komparatoru aizkaves parādīja, ka ieejas signāla frekvenci 7 mikroprocesoru gadījumā var palielināt līdz 20 kHz.

[1] A. Baums, U. Greitans, U. Grunde Level-crossing sampling using microprocessor based system, // ICSES 2008, Krakov , pp 20- 26.

3.2. Enerģijas patēriņa minimizēšanas problēma asinhronu datu apstrādes sistēmās.

Viena no asinhrono datu apstrādes sistēmu galvenajām pozitīvajām īpatnībām ir enerģijas patēriņa minimizēšana, automātiski pārejot stāvokļos „*idle*” vai „*sleep*” laika sprīžos, kuros nenotiek informācijas apstrāde, kā arī regulējot frekvenci un spriegumu [2].

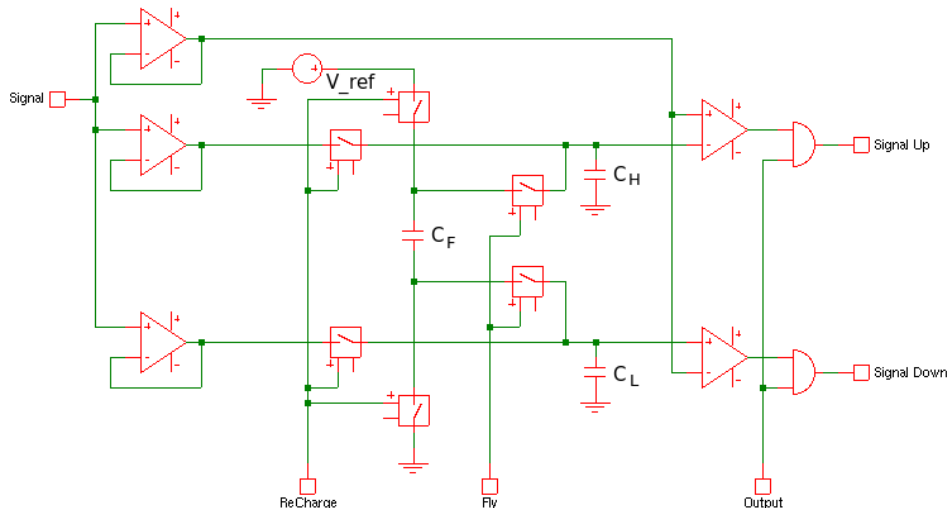
Pētījumos izmantotajiem MSP430 saimes mikroprocesoriem raksturīgs ļoti mazs enerģijas patēriņš, kas aktīvajā režīmā ir $\sim 0,2\text{mA/MHz}$. Tomēr turpmākajā darbā tiek plānota pāreja uz jauno MSP430x5xx mikroprocesoru saimi ar regulējamu enerģijas patēriņu, ar programmu regulējot mikroprocesora kodola barošanas spriegumu V_{CORE} . Iespējamās 4 V_{CORE} vērtības, kas ļauj mikroprocesoram strādāt ar 4 dažādām taktsgeneratora frekvencēm 12, 16, 20 un 25MHz. V_{CORE} baro mikroprocesora atmiņu un digitālo daļu. Ievadizvade un analogā daļa ir pieslēgta barošanas pamatspriegumam DV_{CC} , no kura formē spriegumu V_{CORE} . Divu bitu reģistrs PMMCOREV[1:0] nosaka iespējamo V_{CORE} vērtību. Paredzams, ka MSP430x5xx mikroprocesori būs pieejami 2008. gada beigās, kas ļaus praktiski pielietot izstrādātos enerģijas patēriņu vadības principus.

[2] А. Баумс , Н. Зазнова Энергетическая оптимизация встраиваемых систем реального времени и их адаптивность // АБТ 2008 N3, с. 59-73.

3.3. Signālam sekojošs Send-on-Delta pārveidotājs

3.3.1. Pirmais risinājums - “lidojošais kondensators”

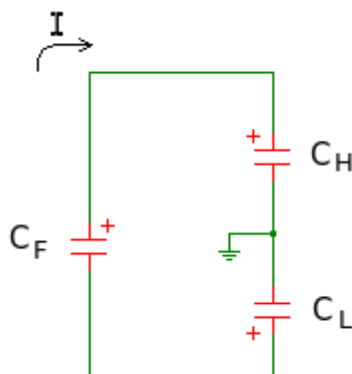
Sistēmas centrālais mezgls ir trīs kondensātori, kurus ar tranzistoru slēdžu palīdzību var pārslēgt vairākos režīmos. Principiālā shēma šādam pārveidotājam dota 3.3. 1. zīmējumā.



Zīmējums 3.3 1: Pirmais risinājums SoD pārveidotājam ar triju kondensātoru slēgumu.

3.3.2. Kondensātoru slēguma darbība

Divi kondensātori C_H un C_L var tikt pieslēgti pie ienākošā signāla, kas ir buferēts ar diviem operacionālajiem pastiprinātājiem. Trešais kondensātors C_F var tikt pieslēgts vai nu pie atbalsta sprieguma avota V_{ref} , vai arī pie abiem pirmajiem kondensātoriem, efektīvi izveidojot izolētu virknes slēgumu. Par tādu virknes slēgumu to var uzskatīt tikai tad, ja pieņem, ka pārējo pieslēgto elementu pretestības ir ļoti lielas un tajos plūstošās strāvas ir pietiekami mazas, lai neiespaidotu kondensātoru slēgumu. Praktiskai realizācijai ir nepieciešami tranzistoru slēdži ar augstu pretestību aizvērtā stāvoklī, kā arī augstomīgas komparātoru ieejas. Abie šie nosacījumi ir izpildāmi, tomēr ir saistīti ar kompromisu attiecībā pret ātrdarbību.



Zīmējums 3.3.2: Abu atbalsta sprieguma kondensātoru un līmeņu nobīdes kondensātoru vienkāršots slēgums.

Kondensātoros notiekošos procesus var sadalīt divos galvenajos ciklos un pārejas posmos starp tiem. Vienkāršota triju kondensātoru slēguma shēma dota 3.3. 2. zīmējumā. Pirms analizēt procesus

katrā galvenajā ciklā, jānovērtē slēguma pamatīpašības:

- kā izriet no slēguma, strāva I caur visiem kondensātoriem ir vienāda, līdz ar to jebkurā brīdī lādiņa izmaiņas visos trijos būs vienādas:

$$I_{C_H} = I_{C_L} = I_{C_F} = I = \frac{\Delta Q}{\Delta t} ,$$

- kad slēgums ir līdzsvarā, strāva neplūst un noslēgtas ķēdes summārais lādiņš $\sum Q = 0$,
- visi trīs kondensātori ir vienādi, kas ir izvēlēts papildus nosacījums lai atvieglotu praktisko realizāciju.

Ņemot augstākminēto vērā, var apskatīt abus darbības ciklus:

1. *Kondensātoru uzlāde.* Kondensātors C_F ir pievienots pie V_{ref} un kondensātori C_H un C_L ir pievienoti pie ieejas signāla. (Šim ciklam atbilstošie apzīmējumi ir ar indeksu 1.) Tagad ir spēkā:

- $U_{F1} = U_{Vref}$ un $Q_{F1} = U_{Vref} * C$;
- $U_{H1} = U_{L1} = U_{Signal}$ un paralēlā slēguma veidotās ķēdes summārais lādiņš $\sum Q = Q_{L1} - Q_{H1} = 0$, jo abi lādiņi izkompensējas un strāva neplūst.

2. *Nobīdes sprieguma izveide.* Kondensātors C_F ir pievienots starp C_H un C_L pozitīvajiem izvadiem, kā tas ir attēlots 3.3. 2. zīmējumā. Tagad, iestājoties līdzsvaram, būs spēkā:

- $U_{F2} = U_{H2} - U_{L2}$;
- $\sum Q = Q_{L2} + Q_{F2} - Q_{H2} = 0$.

Izmantojot to, ka lādiņa izmaiņas ΔQ ir vienādas, var pārrakstīt pēdējo izteiksmi šādi:

$$(Q_{L1} - \Delta Q) + (Q_{F1} - \Delta Q) - (Q_{H1} + \Delta Q) = 0 , \text{ un pēc pārgrupēšanas iegūt: } \\ (Q_{L1} - Q_{H1}) + (Q_{F1} - 3 * \Delta Q) = 0 .$$

Pirmās iekavas, atbilstoši 1. cikla situācijai ir vienādas ar 0, un tādējādi arī otrās iekavas ir vienādas ar 0, kas ļauj atrast lādiņa izmaiņu:

$$\Delta Q = \frac{Q_{F1}}{3} \text{ un attiecīgi atbalsta kondensātoros } C_H \text{ un } C_L \text{ uzstādīto sprieguma nobīdi no}$$

signāla vērtības:

$$\Delta U = \frac{U_{Vref}}{3}$$

Pēc līdzsvara iestāšanās otrajā ciklā kondensātoru C_F atvieno no kondensātoriem C_H un C_L . Tagad komparātoriem ir pievadīti nepieciešamie sprieguma līmeņi, lai detektētu ieejas signāla izmaiņu par vērtību $\pm \Delta U$. Kad ir notikusi līmeņa šķērsošana, sistēma atgriežas pie pirmā cikla izpildes.

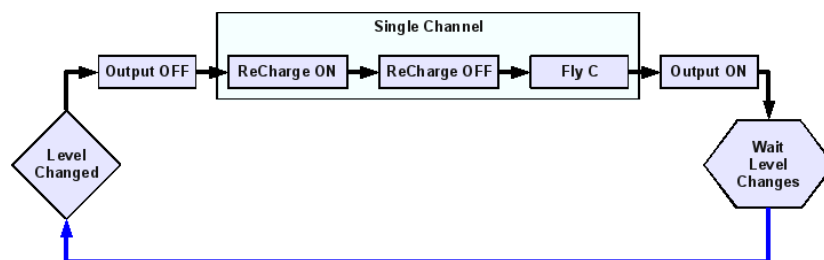
3.3.3. Pārveidotāja kopshēma un vadības signāli

Pārveidotāja kondensātoru slēguma darbību kontrolē vadības signāli, kuriem ir jāveic šādi uzdevumi:

- pārejas procesu laikā jānodrošina traucējumu neesamība pārveidotāja izejā,
- pēc līmeņa šķērsošanas notikuma detekcijas jāveic kondensātoru jauna uzlāde un jāgaida nākamais līmeņa šķērsošanas notikums,

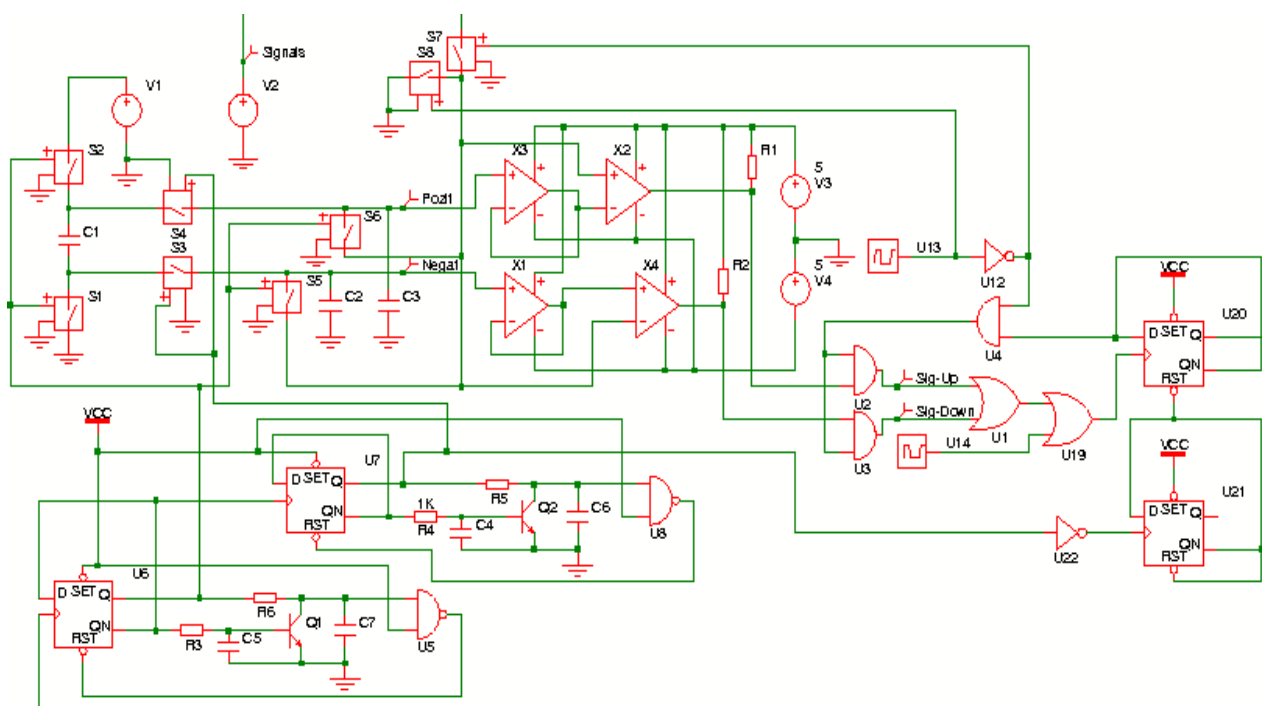
- jānodrošina kondensātoru pārslēgšana bez pārklāšanās,
- jānodrošina pietiekami laika posmi pārejas procesu norimšanai kondensātoros.

Uzskaitītos uzdevumus var attēlot grafiski kā darbības ciklu diagrammu, kas redzama 3. zīmējumā.



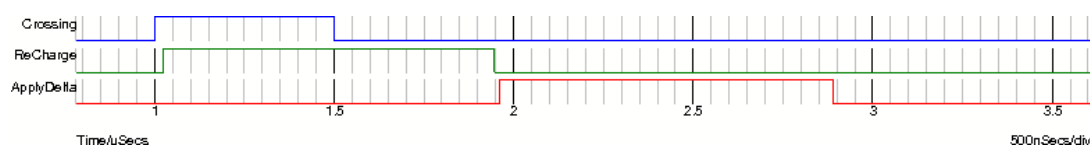
Zīmējums 3.3.3: "Lidojošā kondensatora" pārveidotāja darbības ciklu diagramma.

Ņemot vērā pārveidotāja darbībai nepieciešamos nosacījumus, ir izveidots simulāciju līmeni strādāt spējīgs pārveidotāja modelis, kas bez 3.3.1. zīmējumā attēlotās principiālās shēmas satur nepieciešamos vadības signālu formēšanas blokus. Šī pārveidotāja kopshēma ir dota 4. zīmējumā.



Zīmējums 4: Strādātspējīga "lidojošā kondensatora" Send-on-Delta pārveidotāja principiālā shēma.

Divi D-triģeri U6 un U7 (sk.3.3. 4. zīm.) veic laika posmu formēšanu kondensātoru uzlādei un nobīdes sprieguma izveidei, t.i. iepriekš aprakstītajiem abiem galvenajiem cikliem. Šo vadības signālu laika diagramma attēlota 3.3. 5. zīmējumā.



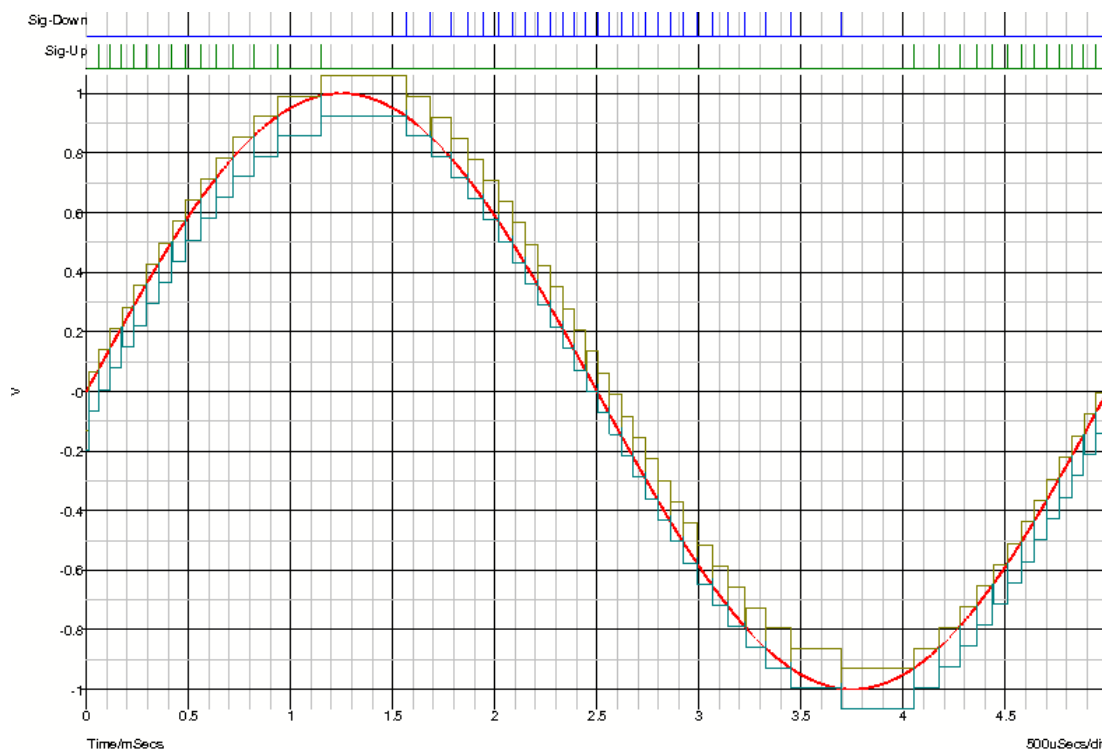
Zīmējums 5: Kondensātoru slēguma vadības signālu laika diagramma.

Kā redzams no laika diagrammas, tad līmeņa šķērsošanas notikums liek pārveidotājam formēt izejas

signālu Crossing, kas ir noteikta garuma impulss. Paralēli tam tiek atsaistīta komparātoru izeja no pārējās shēmas (kas gan nav attēlots laika diagrammā), un veikta vispirms kondensātoru uzlāde (1. cikls) un, pēc nelielas atstarpītes, nobīdes sprieguma izveide (2. cikls). Pēc tam sistēma aktivizē komparātoru izejas un gaida nākamo notikumu.

3.3.4. Pārveidotāja darbība un sistemātiskās kļūdas

Pēc ieslēgšanās pārejas procesu rimšanas tiek atbloķēta pārveidotāja ieeja un izejas un tiek veikta pirmā atbalsta kondensātoru uzlāde. Pēc tās sistēma ir gatava darbam, t.i. līmeņa šķērsojuma uz augšu vai apakšu detektēšanai. Pārveidotāja darbību ilustrē 3.3.6. zīmējums, kurā redzams sinusoidāls ieejas signāls, ap kuru ir sakārtotas taisnstūra formas kastītes, kas rāda uzstādītos līmeņus un to šķērsojuma momentā tiek noraidīts signāls “Sig-Up” vai “Sig-Down” attiecīgi šķērsojuma uz augšu vai uz leju gadījumā.



Zīmējums 3.3. 6: Pārveidotāja darbības ieejas un izejas signālu laika diagramma.

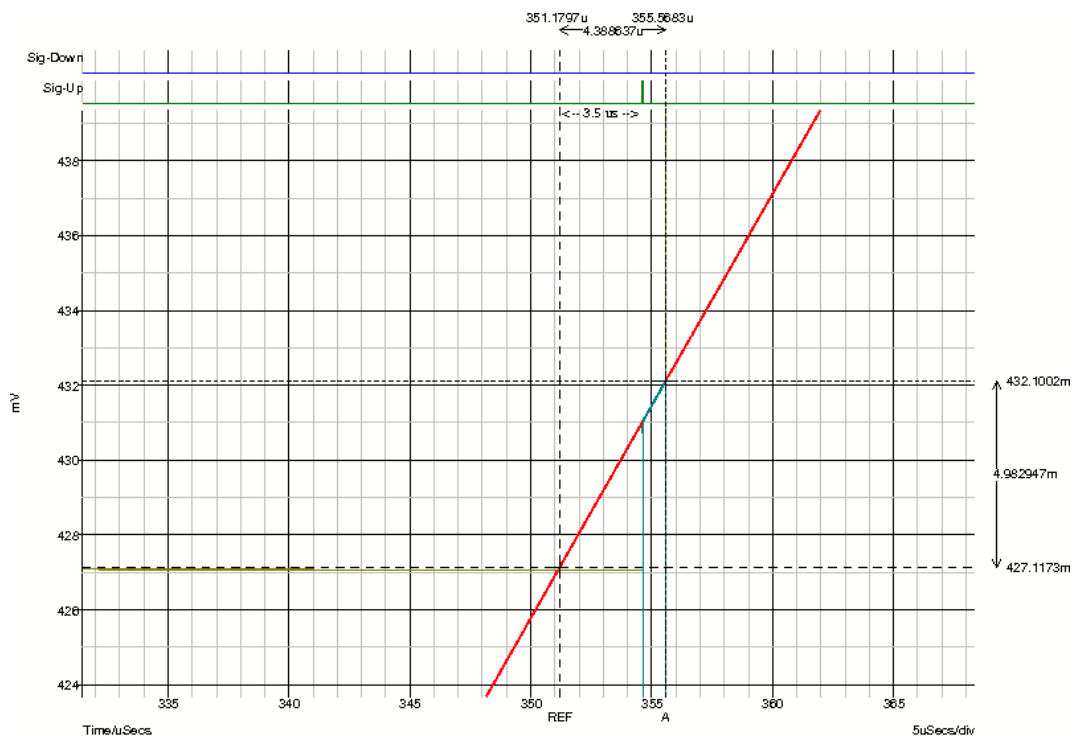
Ieejas signālu apkļauj šķērsojamo līmeņu veidotas kastītes.

Tādā veidā tiek formēta impulsu virkne divos kanālos, kas kopā veido izejas datus. To biežums ir proporcionāls signāla vērtības izmaiņas straujumam. Šādam signāla pārveidotājam piemīt sekojošās īpašības:

- signāls tiek kodēts ar impulsiem – informāciju nes impulsu izvietojums laikā;
- ja signālam piemīt izmaiņas mazākas par $\pm \Delta U$ (piem. troksnis), tad tās netiek noraidītas;
- izejas impulsa polaritātei var atbilst signāla izmaiņas virziens;
- signālam ir jāiekļaujas frekvenču joslā $f \in [f_{min}, f_{max}]$, kura tiks tuvāk apskatīta zemāk;
- signāla absolūtā amplitūda principā nav ierobežota, tomēr praktiskai realizācijai pieejamās tehnoloģijas ierobežo maksimālo amplitūdu dažu voltu diapazonā (to visvairāk nosaka kondensātoru noplūdes strāvas);
- līmeņa lielums $\pm \Delta U$ ir uzstādāms un zināms, bet netiek pārraidīts;

- maiņsprieguma signālam ar $\overline{u} = 0$ līmeņu nobīdes abos virzienos kompensējas.

Pēdējā īpašība ir būtiska šāda pārveidotāja ilgstošai pielietošanai. Tā kā katrā pārveidotāja nostrādes reizē uzstādītie jaunie līmeņi ir balstīti uz momentāno signāla vērtību īsi pēc iepriekšējā līmeņa šķērsošanas notikuma, tad rodas neliela uzstādīto līmeņu nobīde proporcionāli signāla izmaiņu straujumam, kā tas ilustrēts 3.3.7. zīmējumā. Citiem vārdiem sakot – pēc piem. n līmeņu šķērsojumiem uz augšu uzstādītie līmeņi atšķirsies no $n * \Delta U$.



Zīmējums 7: Līmeņu šķērsošanas notikuma tuvplāns. Pārveidotāja modelis ilustrē ievestās kļūdas laika un vērtības domēnos.

Pārveidotāja sistematiskajām kļūdām ir divi galvenie avoti – komparātoru nostrādei nepieciešamais sliekšnis un līmeņa šķērsojuma notikumam sekojošā kondensātoru uzlāde nākamā notikuma gaidīšanai.

Kā redzams 3.3.7. zīmējumā dotajā grafikā, no brīža kad ieejas signāls (sarkanā līnija) šķērso augšējo līmeni (okera līnija) līdz brīdim kad sistēma ir atkal gaidīšanas režīmā pāiet nepilnas 4,5 μs. Izejas signāls “Sig-Up” parādās pēc 3,5 μs. Tas ir atkarīgs no ieejas signāla izmaiņu straujuma, t.i. sarkanās līnijas stāvuma un komparātoru histerēzes lieluma. Jo lielāka būs histerēze un jo mazāks būs signāla stāvums, jo ilgāku laiku pēc patiesās līmeņu šķērsošanas aizkavēsies izejas signāls. Šo sakarību aptuveni var novērtēt pēc šādas formulas:

$$\text{aizkaves laiks } t_{DEL} = \frac{U_{HIST}}{\Delta U / \Delta t} ,$$

kur U_{HIST} - komparātoru histerēzes lielums,

$\Delta U / \Delta t$ - tuvināts signāla atvasinājums šķērsojuma vietā.

No grafika arī redzams, ka pēc komparātoru nostrādes sekojošā kondensātoru kārtējā uzlāde notiek salīdzinoši ātri, t.i. < 1 mikrosekundē. Šis laiks ir atkarīgs no sistēmas darbības parametriem, bet ir nemainīgs pašas darbības laikā un uzliek fiksētu ierobežojumu pārveidotāja ātrdarbībai.

Abu augstāk aprakstīto aizkavju rezultātā jauno šķērsojamo līmeņu uzstādīšana notiek laiciņu pēc iepriekšējā līmeņa šķērsošanas, bet balstās uz ieejas signāla aktuālo vērtību, kura, kā redzams

grafikā, ir izmainījusies par nedaudz vairāk kā U_{HIST} . Lai arī šāda līmeņu nobīdīšanās var šķist ļoti traucējoša, faktiski maiņsprieguma signāliem tā kompensējas un ievieš prognozējami nelielu pārveidotā signāla kropļojumu. Ja to tomēr ir nepieciešams samazināt, tad tas ir veicams ņemot vērā, ka šo līmeņu nobīdi pamatā nosaka komparātoru histerēzes lielums, bet signāla stāvuma izmaiņas to ietekmē salīdzinoši nedaudz.

Pirms novērtēt pārveidojamā signāla frekvenču joslu, jāatzīmē apskatītā sistēmas modeļa specifiskās īpašības. Vairāki shēmas elementi ir simulēti kā tuvināti ideāli, taču praktiskā realizācijā to parametri ar lielu varbūtību būs sliktāki, tādējādi negatīvi ietekmējot reāla prototipa sniegumu. Būtiskākie elementi un parametri ir šādi:

- Tranzistoru slēdži. Simulācijā tika izmantotas lielas pretestības vērtības aizvērtā un mazas – atvērtā stāvoklī. Praksē šādus slēdžus izgatavot ir sarežģīti, bet tādi tiek izmantoti komerciāli pieejamos ACP un pārslēdzamā kondensatora filtros. It īpaši problēmas var radīt pārāk liela pretestība atvērtā stāvoklī ($\sim 1 \text{ k}\Omega$), kas palēnina kondensatoru uzlādi un traucē ātrdarbībai.
- Kondensatori. Problēmas var radīt ne tikai šādu kondensatoru tolerances mikroshēmu izpildījumā, bet jo sevišķi to noplūdes strāvas. Izmantojot mazas kapacitātes ar augstvērtīgu dielektriķa materiālu ir iespējams iegūt šādam pārveidotājam pietiekami mazas noplūdes strāvas ($< 10^{-5} \text{ A/cm}^2$).
- Komparātori. Ar modernām pusvadītāju tehnoloģijām ir iespējams radīt augstas ieejas pretestības ($>> 1 \text{ G}\Omega$) lauktranzistorus, kas šajā gadījumā ir svarīga nepieciešamība.

Pārveidotāja pielietojamo ieejas signāla frekvenču apgabalu nosaka:

- No zemo frekvenču puses – laiks, cik ilgi kondensātoros saglabātā lādiņa izmaiņas ir mazākas par izvēlētu precizitātes kritēriju. Ja kā galējo robežu pieņem -3 dB pārvades koeficientu, kas ir aptuveni vienāds ar 30 % līmeņa samazināšanos, tad var aprēķināt cik ilgā laikā atbalsta spriegums būs tik daudz samazinājies, t.i. noplūdis:

$$\Delta t_{max} \approx \frac{0.3 * U_0 * C_{PLANE}}{j|_{U_0}}, \text{ kas pieejamās tehnoloģijas gadījumā ir } \approx 3,3 \text{ ms.}$$

Tādējādi zemākā pārveidojamā frekvence $f_{min} \approx \frac{1}{2 * \Delta t_{max}} \approx 150 \text{ Hz.}$

- No augsto frekvenču puses – laiks, kurā tiek uzstādīts jaunais līmenis pēc šķērsošanas notikuma. Šī aizkave ieviesīs gan amplitūdas, gan fāzes izmaiņas, tādēļ tai ir grūtāk piekārtot kvantitatīvu kritēriju. Aptuvenis novērtējums ir tāds, ka šai aizkavei nevajadzētu pārsniegt 10 daļu no sinusoidāla signāla perioda. Tādā gadījumā maksimālā frekvence ir:

$$f_{max} \approx \frac{1}{10 * \Delta t_{min}} \approx 100 \text{ kHz ar šajā modelī izmantotajiem vadības signālu garumiem.}$$

Šāda ≈ 3 kārtas plata signāla josla ir jau pieņemams rādītājs, un, kā tiks parādīts nākamajā nodaļā, to ir iespējams uzlabot.

No aprakstītā var secināt, ka šāda pārveidotāja ātrdarbību var uzlabot samazinot komparātoru histerēzi, kā arī ātrāk veicot kondensatoru uzlādes pēc līmeņu šķērsojuma notikuma. Pirmo faktoru var samazināt vairāk nekā tipiskos komparātoru slēgumos būtu pieļaujams, jo tiklīdz ir notikusi līmeņa šķērsošana, komparātoru izejas tiek atslēgtas un signāla fluktuācija pretējā virzienā vairs neko neietekmē. Arī komparātoram pieliktais atbalsta līmenis tiek mainīts uz nākamo, tādējādi nestabilitātes problēmas un oscilācijas tiek lielā mērā padarītas neiespējamās. Vienīgais nosacījums kam ir jābūt nodrošinātam ir tas, ka komparātoru izeja jaunajā stāvoklī noturēsies vismaz tik ilgi, cik ir nepieciešams, lai ciparu loģika atslēgtu komparātoru izeju. Un modernu loģikas elementu gadījumā šis laika sprādis ir ļoti maziņš – zem 5 ns. Otru darbības ātrumu ierobežojošo faktoru arī var samazināt līdz loģikas elementu bāzes maksimālajām iespējām veidojot savādāku pārveidotāja

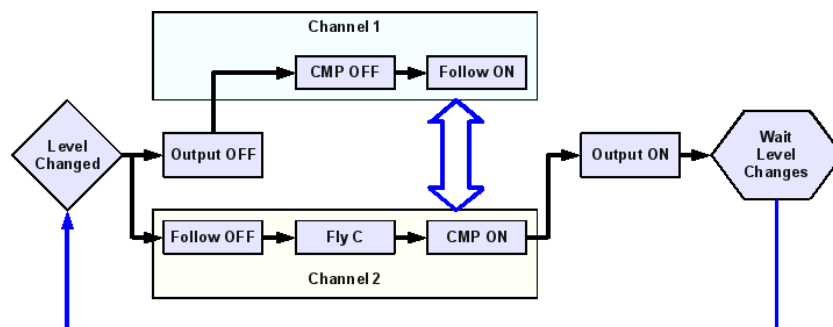
struktūru – it īpaši tādu, kāda ir aprakstīta nākamajā nodaļā zīmējumā.

3.3.5. Uzlaboti pārveidotāja risinājumi

Iepriekšējā nodaļā aprakstītais oriģināla darbības veida asinhronais Send-on-Delta pārveidotājs ilustrēja šādas pieejas iespējas un trūkumus, kas mudināja meklēt iespējamus risinājumus tam piemītošajiem trūkumiem un censties apzināt un izmantot visas tāda risinājuma sniegtās potenciālās priekšrocības. Šajā nodaļā tiks apskatīti vairāki uzlaboti risinājumu varianti. Jāpiezīmē, ka galvenā uzmanība ir vērsta uz darbības paātrināšanu augstāku frekvenču signālu pārveidošanai. Zemāku darba frekvenču sasniegšanai ir vai nu nepieciešami īpaši mazas noplūdes strāvas kondensātori un tā ir materiālzinātnes nevis elektronikas pētījumu joma, vai arī speciāli noplūdes kompensācijas triki, kas ir elektronikas “mākslas” joma.

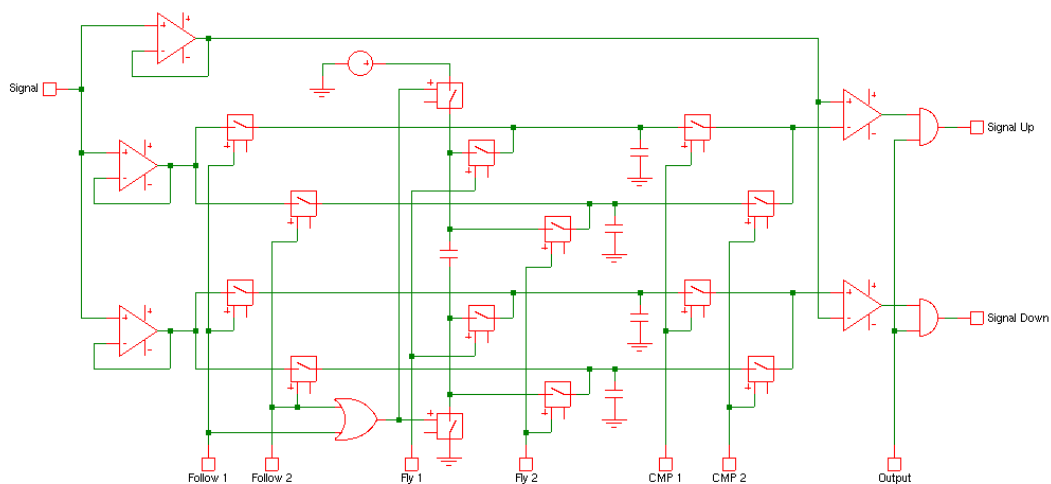
3.3.6. Paralelizēts “lidojošā kondensatora” pārveidotājs

Viens no veidiem kā paātrināt lēna mezgla darbību ir izmantot divus identiskus mezglus, kuri pamīšus tiek pārslēgti starp diviem izpildāmajiem stāvokļiem. Tādā veidā ir iespējams iepriekš 3.3.3. zīmējumā apskatīto “lidojošā kondensatora” strikti sekvenciālo darbības diagrammu pārveidot paralelizētā darbības diagrammā, kāda ir attēlota 3.3.8. zīmējumā.



Zīmējums 3.3.8: Paralelizēta “lidojošā kondensatora” pārveidotāja darbības ciklu diagramma.

Šādā pārveidotājā tiek nodalīta atbalsta kondensatoru uzlāde līdz aktuālajam ieejas signāla līmenim un “lidojošā kondensatora” uzlāde līdz nobīdes spriegumam no līmeņa šķērsošanas notikuma gaidīšanas. Principiālā shēma tādām pārveidotājam dota 3.3. 9. zīmējumā – kā redzams, nepieciešamo elementu un vadības signālu skaits ir palielinājies.

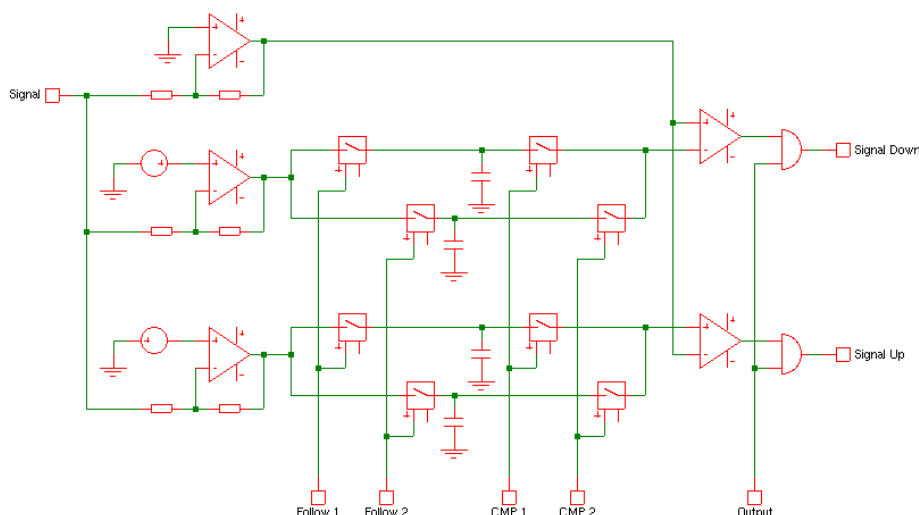


Zīmējums 3.3. 9: Paralelizēta “lidojošā kondensatora” pārveidotāja principiālā shēma.

Uzlabojumi nes mazāku ieguvumu nekā papildus sarežģītība, jo joprojām darbības ātrumu ierobežo lidojošā kondensatora izlāde atbalsta kondensātoros.

3.3.7. Paralelizēts pārveidotājs ar līmeņu nobīdes pastiprinātājiem

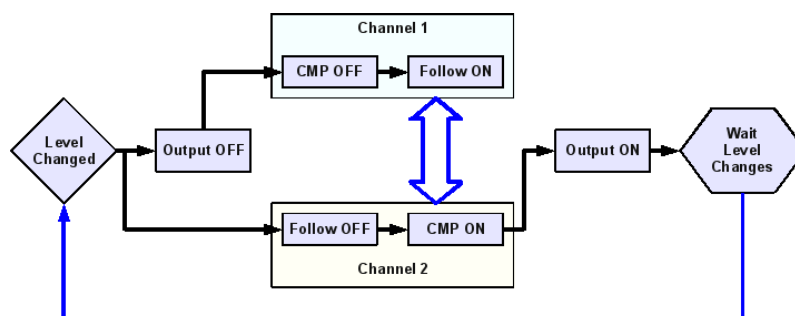
Divi iepriekš apskatītie pārveidotāji balstījās uz “lidojošā kondensatora” darbības principu. Šis kondensators veica vienu konkrētu uzdevumu – izveidoja uz diviem citiem kondensatoriem simetriski lielāku un mazāku spriegumu nekā signāla momentānā vērtība. Šādu sprieguma nobīdi ir iespējams iegūt arī savādāk – ar nobīdītiem invertējošiem pastiprinātājiem, pietam to var veikt nepārtraukti bez īpašiem zudumiem. Send-on-Delta pārveidotāja, kas izmanto šādus nobīdes pastiprinātājus un divus atbalsta kondensatoru pārus, principiālā shēma dota 3.3. 10. zīmējumā.



Zīmējums 3.3.10: Principiālā shēma paralelizētam pārveidotājam ar līmeņu nobīdes pastiprinātājiem.

Tā kā līmeņu nobīdes pastiprinātāji signālu invertē, ir nepieciešams arī invertēt pašu signālu pirms tas tiek pievadīts komparātoriem salīdzināšanai. Arī komparātoru ieejas ir jāpieslēdz otrādāk.

Tāds pārveidotājs nav pakļauts gaidīšanai uz kondensatoru uzlādi, jo tā notiek paralēli ar gaidīšanu uz līmeņa šķērsojuma notikumu, kā tas ilustrēts 3.3.11. zīmējumā dotajā darbības ciklu diagrammā.



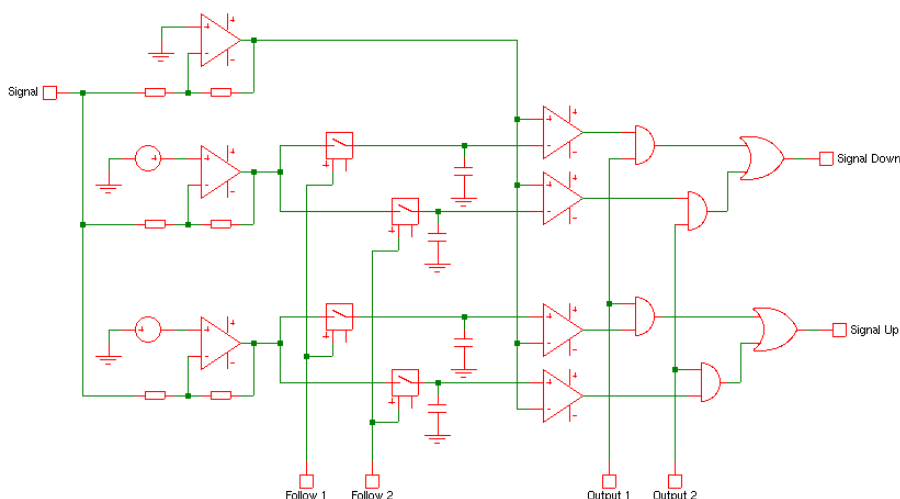
Zīmējums 3.3.11: Darbības ciklu diagramma pārveidotājam ar līmeņu nobīdes pastiprinātājiem.

Lēnākie cikli ir tranzistoru slēdžu atvēršana un aizvēršana, kas, lai arī var tikt veikta krietni ātrāk nekā notiek kondensatoru uzlādes procesi, tomēr ir salīdzinoši lēnāka nekā ciparu loģikas darbības. Vēl darbības ātrumu ierobežo nepieciešamība pēc komparātorā pieslēgšanas pagaidīt kamēr tas nostabilizējas un tikai tad var atkal ieslēgt tā izeju.

Uzlabojumi pret iepriekšējo variantu jau ir būtiski, bet iegūtā izpratne par dažādu darbību ātrumu atšķirību, kā arī vēlme samazināt vadības signālu skaitu noveda pie tālākas pārveidotāja optimizācijas.

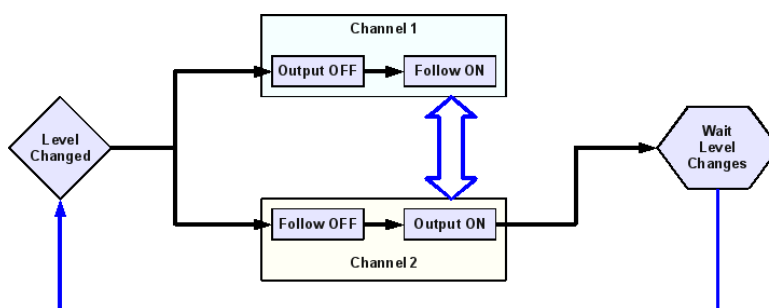
3.3.8. Pilnībā paralelizēts pārveidotājs ar līmeņu nobīdes pastiprinātājiem

Aizstājot lēndarbīgus elementus ar ātrdarbīgākiem elementiem citā shēmas vietā, iespējams izveidot 3.3.12. zīmējumā attēloto pārveidotāju. Kā redzams, tas satur divus pārus ar komparātoriem, kas dod iespēju tos darbināt paralēli un pārslēgt to izejas ar ciparu loģikas palīdzību.



Zīmējums 3.3. 12: Principiālā shēma pilnībā paralelizētam Send-on-Delta pārveidotājam.

Tādējādi katrā darbības ciklā, kā tas redzams 3.3.13. zīmējumā, ir tikai viens nosacīti lēns solis – slēdža atvēršana. Pēc tam uzreiz var aktivizēt jeb atļaut attiecīgā komparātoru pāra izejas, jo tie ir bijuši nepārtrauktā kontaktā ar ieejas un atbalsta spriegumiem un tiem nav nepieciešams nostabilizēšanās laiks, kā tas ir iepriekšējā variantā.



Zīmējums 3.3.13: Darbības ciklu diagramma pilnībā paralelizētam Send-on-Delta pārveidotājam.

Šāds pārveidotājs satur minimālu skaitu izgatavošanā komplicētu elementu (kondensātori un tranzistoru slēdži) un ir optimāls risinājums augstas ātrdarbības pārveidotāja realizācijai.

Literatūra par mikroshēmu izstrādi

Saraksts ar iesakāmo (bet ne visos gadījumos pieejamo) literatūru. Pirmās grāmatas ir pieejamas internetā bez maksas, pārējās – izvilkumu veidā vai nemaz.

- H. Camenzind, *Designing Analog Chips*. Virtualbokworm.com Publishing, 2005.
<http://www.designinganalogchips.com>
- B. Van Zeghbroeck, *Principles of Semiconductor Devices*. 2007.
<http://ece-www.colorado.edu/~bart/book/book/contents.htm>
- P.R. Gray, et al., *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. Wiley, 2001.
- P.G. Jespers, *Integrated Converters: D to A and A to D Architectures, Analysis and Simulation*. Oxford University Press, 2001.
- D. Jones, K. Martin, *Analog Integrated Circuit Design*. Wiley, 1996.

4. Oriģinālu signālapstrādes paņēmieni iesaiste multimodālas biometrijas, siltumstaru pielietojumu un elektroenerģijas pārvades diagnosticēšanas jomās.

4.1. Siltumstaru pielietošana attālinātas vadības sistēmās.

Mūsu piedāvātais komunikācijas paņemiens ir alternatīvs citiem patreiz lietotiem, kas var nodrošināt komandu noraidīšanu bezvadu veidā līdz vairāku desmitu metru attālumam. Ir jāuzsver, ka netiek apskatīta datu pārraide ar noteiktu datu pārraides ātrumu, bet gan informācijas par atsevišķu notikumu nosūtīšanu, kas arī ir ļoti svarīga komunikāciju sastāvdaļa dažādiem attālinātas vadības uzdevumiem, piemēram, “gudrajās mājās”.

Mūsu piedāvājums ir siltumstaru, kā nesēja, izmantošana informācijas pārraidei. Šādā veidā veiktai datu pārraidei piemīt vairākas interesantas iespējas, no kurām jāizceļ iespēja par signāla avotu izmantot cilvēka ķermeņa kustību radīto infrasarkano starojumu. Viens no vairākiem praktiskā pielietojuma piemēriem ir attālinātas vadības sistēma, kas spēj detektēt līdz astoņām dažādām ar cilvēka rokas kustību noraidāmām komandām. Šajā gadījumā, atšķirībā, piemēram, no TV tālvadības pultīm, nav nepieciešama nekāda elektroniska aparātūra infrasarkano staru signāla noraidīšanai, kā arī nav nepieciešami nekādi papildus barošanas avoti (baterijas, akumulatori).

Pētījumu rezultāti par divu PIR sensoru attālinātas vadības sistēmas izveidi ir publicēti: *R. Fuksis, M. Greitans, E. Hermanis „Motion analysis and remote control system using pyroelectric infrared sensors” Electronics and Electrical Engineering, No.6(86), 2008, pp.69-72*, kā arī tie tika prezentēti divpadsmitajā starptautiskajā konferencē “Electronics 2008”, Lietuvā, Viļņā. Prezentācija tika apbalvota ar IEEE Lietuvas pārstāvniecības otro prēmiju par labāko prezentāciju jauno zinātnieku vidū, kas vēl nav ieguvuši doktora grādu. Lai iegūtu sīkāku informāciju, skatīt norādīto publikāciju.

4.2. Elektroenerģijas pārvades diagnostika

Visu elektrisko iekārtu darbībai nepieciešama enerģija – elektroenerģija. Šīs iekārtas tiek izmantotas visās dzīves jomās un bez tām nav iedomājama mūsu turpmākā dzīve, ļoti daudziem – darbs, peļņas avots. Visiem elektropatērētājiem nepieciešama elektroenerģija ar noteiktiem tās parametriem, pie kuriem iekārta darbojas – nominālais spriegums, frekvence, sprieguma veids. Elektroenerģijas kvalitāte būtiski ietekmē gan šo enerģiju patērējošo iekārtu, gan elektroapgādes sistēmas darbības apstākļus, apkārtējo vidi, protams, svarīgāko sastāvdaļu – cilvēku.

Svarīgi izpētīt maiņsprieguma elektroapgādes sistēmu problēmas, iespējamās cēloņus. Šī ir elektroapgādes sistēma, kuras nestabilitāte, problēmas gan tieši, gan netieši iespaido patērētāju. Patērētājs enerģijas kvalitātes izmaiņas var manīt gan gaismekļu nevēlamas darbības izpausmē, gan lietotās aparātūras neparedzētu un nevēlamu blakusefektu veidā, bieži iespējama pilnīga iekārtu disfunkcija.

Lielākās problēmas notiek elektroenerģijas sadales tīkla struktūrā. Parasti tas ir radiāls tīkls ar viļņpusēju barošanu. Šī tīkla darba režīma optimizācijas mērķis ir piegādātās elektroenerģijas parametru minimāla izmaiņa pieļaujamās robežās, taču tas kļūst aizvien grūtāk līdz ar izklīdētās ražošanas pievienošanas struktūrai. Arī patērētāji ir dažādu veidu un patērē atšķirīgus enerģijas daudzumus. Bieži industriālās ražotnes atrodas dzīvojamo māju tuvumā, kas būtiski iespaido elektroapgādes tīkla noslodzi. Garās vidējo spriegumu un zemsprieguma līnijas lauku rajonos ir kritisks punkts kvalitatīvas elektroenerģijas nodrošināšanai šajos rajonos. Ļoti svarīga ir pareiza tīkla sadale un esošā tīkla analīze, ņemot vērā izmaiņas infrastruktūrā, attiecīgo rajonu apbūvē, enerģijas patērētāju veidu. Pēdējos gados parādījis liels daudzums elektropatērētāju, kas izvirza augstas prasības elektroenerģijas kvalitātei, taču vienlaicīgi to arī pasliktina.

Enerģijas kvalitāte pastāvīgi jākontrolē gan patērētāju pusē, gan ražošanas un nodrošināšanas pusē. Parasti parametri izmainās starpposmos. Energosadales tīklam nepārtraukti tiek pieslēgti jauni abonenti. Protams, tiek izmantoti spriegumu pazeminošie transformatori, kas sadala visu tīklu mazākos apakštīklos. Energoapgādes problēmas parasti izpaužas tieši zemspriegumu līnijās. Lielos sadales mezglos uzstādītas ierīces, kas ļauj kontrolēt konkrētus elektroenerģijas parametrus, taču mazākos mezglos šīs ierīces nav uzstādītas, tās ir dārgas un grūti uzstādāmas, nepārtraucot enerģijas padevi. Šī iemesla dēļ nepieciešamas citas kontroles metodes, lai atrastu bojājuma vai enerģijas zudumu, kropļojumu vietu.

Ne vienmēr iespējama bezkontakta diagnostika, kas faktiski ir „skats no malas”, taču bieži, izstrādājot pareizus mērinstrumentus, universālu mērīšanas metodiku un apkopoto datu apstrādi, iespējams vismaz kvantitatīvi raksturot diagnosticējamo sistēmu. Šai sistēmai jābūt alternatīviem izpausmes veidiem vai blakusefektiem, lai pēc šiem alternatīvajiem parametriem noteiktu sistēmas darbību. Netiešā mērījumu tehnika pilnībā neatspoguļo raksturojamo sistēmu, taču bieži satur nepieciešamo informāciju.

Energoapgādes līnijā nodrošinātais spriegums rada elektrisko lauku. Tas ir tieši saistīts ar nodrošināto spriegumu, sniedz tā atspoguļojumu elektriskā lauka veidā. Šo elektrisko lauku iespējams nomērīt bezkontakta ceļā. Tam nepieciešami attiecīgie sensori, kuru nesošo informāciju jāpārveido pārraidāmā informācijā datu apkopošanai.

Elektriskais lauks iespaido jebkuru metāla vadītāju, kas atrodas šajā laukā, tādējādi neļauj kvalitatīvi pārraidīt iegūto elektrosignāla informāciju no sensora uz datu apkopošanas iekārtu klasiskā veidā – pa metāla vadu. Šī problēma rada nepieciešamību pēc pareizas komunikāciju, pārraides sistēmu izmantošanas, nezaudējot nomērīto informāciju pārraides ceļā. Nolēmu izvērtēt dažādu pārraides

veidu izmantošanu, kas ļautu pārraidīt iegūtos datus bez ārējās ietekmes. Praksē tiek veidoti un izmēģināti vairāki varianti – gan tieša datu pārraide pa ekranētu kabeli, gan datu pārraide izmantojot dažādas modulācijas un pārraides vides – pa optisko kanālu, radiopārraide. Svarīgi izvēlēties efektīvāko un lētāko metodi.

4.2.1. Bezkontakta diagnostikas būtība

Bezkontakta diagnostikas priekšrocības ir netraucēta, elektroenerģijas pārvades līniju neiespaidojoša kvalitātes novērtēšanas metode. Tā var tikt izmantota gan energoapgādes uzņēmumu vajadzībām, gan neatkarīgu kvalitātes testu veikšanai bez iepriekšējas saskaņošanas. Metodei ir daži ierobežojumi, piemēram, tā nav pielietojama mežā, vietās, kur no elektropārvades līnijas 50 m attālumā vai mazākā attālumā atrodas industriāli objekti (būves, metāliski priekšmeti), koki, u.c.

Metode iespējama līnijā nodrošinātā sprieguma radītā elektriskā lauka dēļ. To var nomērīt ar sensoru – plakanu kondensatoru. Elektriskais lauks pavājinās, palielinot attālumu no avota. Attiecīgā vietā uzstādot sensoru, ņemot vērā elektriskā lauka avota stipruma iespaidojošos parametrus (vada diametrs, novietojums attiecībā pret zemi, spriegumu līnijā), sensora atrašanās vietu un parametrus, kā arī savstarpējās fāzu nobīdes, ja runā par vairākfāzu elektrolīnijām (divfāzu, trīsfāzu, kā tas ir vairumā gadījumu). Var izveidot teorētisko modeli, kas, ņemot vērā iepriekšminētos parametrus, izskaitļo elektriskā lauka vērtības ideālā gadījumā. Salīdzinot šīs vērtības ar praktiski nomērītajām, iespējams noteikt sprieguma disbalansu, reālo vadu attālumu no zemes konkrētajā vietā, u.c. Uzņemot uztvertā elektriskā lauka vērtību laika atkarību, iespējams novērot elektroenerģijas pārvades kropļojumus (sprieguma lēcienus, iekritumus, pārrāvumus, frekvences nestabilitāti, u.c). Šis modelis veidots programmā Matlab (sk. pielikumu – lauks.m).

Mērījumi tiek veikti perpendikulāri vadu novietojumam, novietojot sensoru noteiktā augstumā virs zemes, un pārvietojot to, tiek uzņemtas elektriskā lauka vērtības dažādās vietās. Lai būtu iespējams iegūt maksimāli daudz informācijas no šiem mērījumiem, tie jāveic vairākās vietās, vienlaicīgi izmantojot vairākas vienādas ierīces un apkopojot datus. Tas dotu informāciju par visu elektropārvades līniju konkrētā laika momentā vai periodā arī ļautu novērtēt nobīdes starp fāzēm.

Darba gaitā pētīti vairāki iekārtas varianti un datu pārraides veidi. Galējais variants dots turpmākā aprakstā.

Mērījumi veikti izveidotā eksperimentālajā līnijā kā arī zem 330 kV līnijas. Apkopotie rezultāti apstiprina iekārtas un metodes darbību.

4.2.2. Datu pārraide

Uzdevums ir kvalitatīvi pārraidīt sinusoidālu signālu, kuras frekvence ir 50 Hz, pa datu pārraides līniju. Pārraidot šādu signālu pēc Koteļņikova teorēmas, nepieciešams izvēlēties diskretizācijas frekvenci vismaz divas reizes lielāku nekā augstākā signāla frekvence. 50 Hz ir pirmā un vienīgā harmonika ideālam sinusoidālajam maiņsprieguma signālam, taču jāņem vērā, ka reālos apstākļos šim signālam uzklājas papildus harmonikas, kas izmaina signāla formu. Novērots, ka pārraidāmajam signālam elektropārvades līnijā dominē arī augstākas nepāra harmonikas – trešā, piektā, septītā harmonika (respektīvi 150, 250, 350 Hz frekvencēs), kuras jāņem vērā, lai efektīvāk raksturotu mērāmo signālu, ierobežojot signāla spektru. Tas nozīmē, ka diskretizācijas frekvence jāizvēlas vismaz

$$F = 2 \cdot f_s = 2 \cdot 350 = 700 \text{ Hz}, \text{ kur } f_s - \text{maksimālā pārraidāmā signāla frekvence.}$$

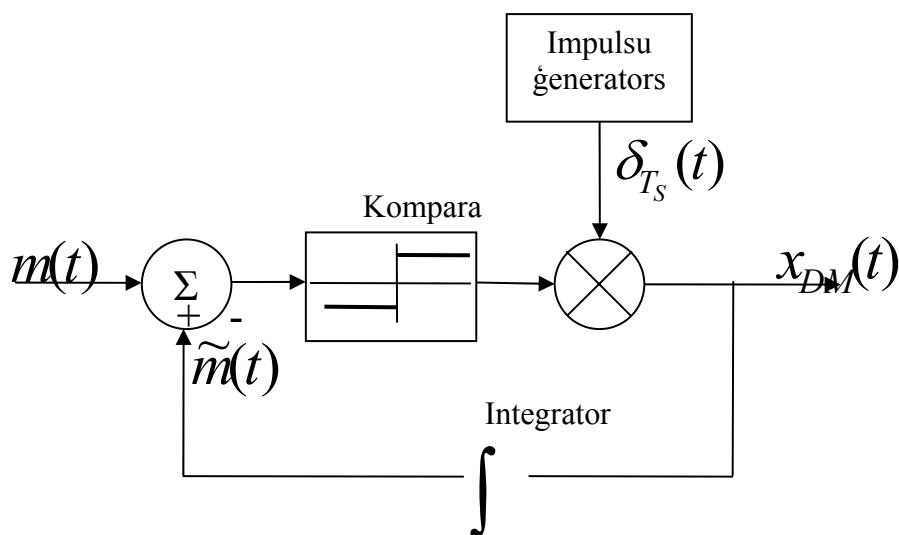
Jāņem vērā, ka diskretizējot signālu ar tikai divreiz lielāku frekvenci, signāla forma būs grūti saprotama.

Jau iepriekš secināts, ka šajā gadījumā nav iespējams izmantot datu pārraidi pa metālisku vadītāju, jo tā būs ļoti kropļota. To esmu pārbaudījis arī eksperimentāli. Signāls ir kropļots un nepārtraukti mainās, „peld”, pakustinot vadu.

Pastāv iespēja izmantot radiopārraidi augstās ~2.4 GHz frekvencēs, taču tādējādi tiek ienesti lieki metāla objekti elektriskā laukā (antena, kaut gan neliela, papildu shēma). Optiskā datu pārraide ir piemērots datu pārraides veids, jo gaismas izplatība nekādā veidā nav atkarīga no zemas frekvences signāla. Izmantoju šādu datu pārraidi, kur analogais signāls tiek pārveidots diskreto impulsu rindā – delta modulāciju.

Delta modulators

Delta modulācija ir metode analogo signālu pārveidošanai diskretā formā. Tās realizācijai nepieciešama vienkārša elektriskā shēma. Pulsa platuma modulācija ir analoga modulācija, tāpat kā amplitūdas modulācija (AM), frekvences modulācija (FM), fāzes modulācija (FaM), leņķa modulācija. Šie modulāciju veidi tieši saistīti ar apkārtējās gaismas ietekmi. Es nevaru nodrošināt pilnīgi melnu pārraides kanālu, tāpēc nevaru lietot šīs modulācijas. Manā gadījumā nepieciešama kāda diskreta modulācija, tāpēc izvēlējos vienkāršāko un piemērotāko modulācijas veidu – delta modulāciju



4.2.2.1.attēls. Delta modulācijas sistēmas blokshēma

Attēlā apskatāma vienkāršākā delta modulācijas darbības shēma. Ieejas jeb modulējamais analogais signāls ir $m(t)$. Šajā gadījumā tas ir sinusoidāls signāls ar papildus trokšņiem (trešā, piektā, septītā harmonika). Analogais signāls tiek padots uz summatoru, taču, tā kā sākuma visas pārējās vērtības ir 0, neizmainīts signāls tiek padots komparatora ieejā. Komparators salīdzina ieejas signāla vērtību ar kādu iestatītu vērtību – šoreiz – 0. Atkarībā no tā, vai ieejas signāls ir lielāks vai mazāks par noteikto vērtību, komparatora izejā iespējamās divas diskretas vērtības. Impulsu ģenerators veido diskreto impulsu virkni izejā.

Delta modulatora izeja raksturojama kā

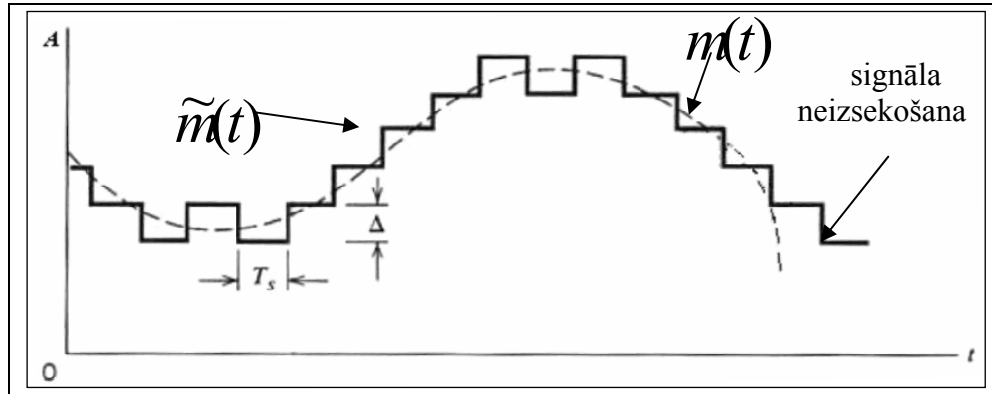
$$x_{DM}(t) = \Delta \operatorname{sgn}[e(t)] \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) = \Delta \sum_{n=-\infty}^{\infty} \operatorname{sgn}[e(nT_s)] \delta(t - nT_s), \text{ kur}$$

$x_{DM}(t)$ - DM izejas signāls;

nT_s - diskreti laika momenti (n =vesels skaitlis);

Δ – pozitīvs impulss.

Delta modulatora izejas signāls ir impulsu virkne, katram impulsam ieņemot pozitīvu (augstāko līmeni) vai nosacīti negatīvu (zemāko līmeni), atkarība no $e(t)$ polaritātes zīmes pēc attiecīgās nolases veikšanas. Integrējot $x_{DM}(t)$, iegūst $\tilde{m}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Delta \operatorname{sgn}[e(nT_s)]$, kas ir analogā signāla $m(t)$ kāpņveida aproksimācija.



Demodulācija

Delta modulēta signāla demodulācija notiek integrējot diskreto impulsu signālu $x_{DM}(t)$, un iegūstot kāpņveida aproksimāciju (attēls) $\tilde{m}(t)$. Lai pilnībā atjaunotu analogo signālu, novēršot diskretos lēcienus $\tilde{m}(t)$ signālā, to izlaiž caur zemo frekvenču filtru, tādējādi iegūstot „plūstošu signālu”.

Lai iespējami precīzāk atjaunotu analogo signālu, jāizmanto pēc iespējas mazāks amplitūdas solis Δ un mazs diskretizācijas solis T_s , lai analogais signāls būtu „izsekojams”. Piemērs (attēls) attēlā.

Lai izvairītos no neizsekošanas, jābūt spēkā šādai nevienādībai:

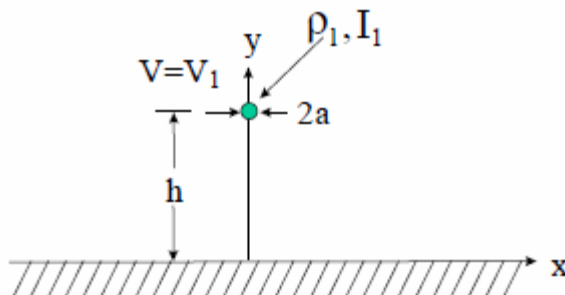
$$\frac{\Delta}{T_s} > \left| \frac{dm(t)}{dt} \right|_{\max},$$

kur Δ – amplitūdas solis, V; T_s – diskretizācijas solis, s

$\frac{dm(t)}{dt}$ – analogā signāla izmaiņas ātrums.

Modulācijai un demodulācijai izmantoju RC ķēdi ideāla integratora vietā, tāpēc atjaunotais signāls jau tā ir “plūstošs”.

4.2.3. Elektropārvades sistēmas elektriskā lauka aprēķini bezgalīgi garai līnijai



2. attēls Gaisvadu elektropārvades līnijas šķērsgriezums

Apskatīts viens bezgalīgi garš vadītājs ar potenciālu $U = U_1$, kurš atrodas $(x,y)=(0,h)$ jeb augstumā h no zemes ($y < 0$). ρ_1 ir nezināmais līnijas lādiņš uz garuma vienību.

Elektriskā lauka aprēķiniem, zeme tiek pieņemta kā ideāls vadītājs.

Skalārais elektriskā lauka potenciāls, ja $y > 0$, var tikt izteikts, kā nezināmais lādiņš pret vienības garumu.

$$V(x,y) = \frac{\rho_1}{2\pi\epsilon_0} \ln \left[\frac{(y+h)^2 + x^2}{(y-h)^2 + x^2} \right], V$$

$$\vec{E}(x,y) = \frac{-\rho_1}{4\pi\epsilon_0} \left[\frac{2(y+h)\vec{u}_y + 2x\vec{u}_x}{(y+h)^2 + x^2} - \frac{2(y-h)\vec{u}_y + 2x\vec{u}_x}{(y-h)^2 + x^2} \right], V/m$$

Šeit $\vec{u}_x$ un $\vec{u}_y$ ir vienības vektori, kas, respektīvi, ir x un y virzieni.

Lai atrastu ρ_1 , jāiestāda $U(0,h-a)=U_1$.

$$\rho_1 \cong \frac{2\pi\epsilon_0 V_1}{\ln(2h/a)}$$

Rezultātā, un ρ_1 vērtība tagad var tikt izmantota $U(x,y)$ un $\vec{E}(x,y)$ aprēķināšanai. Šiem aprēķiniem izstrādāta Matlab programma (lauks.m). Ar šīs programmas palīdzību tiek veikta aproksimācija ar teorētisko līkni.

4.2.4. Ierīce elektriskā lauka datu iegūšanai un optiskai datu pārraidei

Esmu izveidojis ierīci, kas ļauj nomērīt elektriskā lauka stiprumu noteiktā vietā, pārraidīt šos datus bez trokšņiem datu pārraides līnijā līdz datu apkopošanas, glabāšanas ierīcei (voltmetram, osciloskopam u.c.).

Elektriskā lauka mērīšanai izmantoju plakņu kondensatoru. Datu kvalitatīvai pārraidei izveidota optiskā datu pārraides līnija, kas sastāv no VCSEL lāzerdiodes, fotodiodes, pārraides kanāla. Datu pārraidei izmantojot lāzerdiodi, nepieciešama signāla pārveidošana diskrētos impulsos raidītāja galā (modulēšana) un diskrēto impulsu pārveidošana atpakaļ analogā signālā (demodulēšana) uztvērēja galā. Izmantota delta modulācija.

Elektrisko shēmu veidošanai izmantoju programmu P-CAD 2006. Shēmas dotas pielikumā.

Elektriskā lauka mērīšanas ierīces uzbūve

Šī ierīce sastāv no divām elektriskām shēmām –

1. elektriskā lauka detektora, delta modulatora, lāzerdiodes darbinošā – „augšējā” daļa;
2. diskrēto impulsu uztvērēja – fotodiodes – pastiprinātāja, diskrētā signāla uz analogo pārveidotāja – „apakšējā” daļa.

Pārraides kanāls veidots kā gaisa telpa caurules iekšienē, kuras diametrs 50 mm. Caurule mehāniski notur raidītāja daļu paceltu noteiktā attālumā virs zemes un izolē pārraides kanālu no apkārtējās gaismas ietekmes.

Caurule ir daļa no mehāniska statīva, kas veidots vienīgi no polipropilēna. Tā dielektriskā caurlaidība tuva gaisa dielektriskai caurlaidībai $\epsilon_{\text{polipropilēns}} = 1.5$, tādējādi praktiski neiespaido elektrisko lauku. Elektrisko lauku iespaido dažādi metāliski priekšmeti, cilvēka klātbūtne, pat relatīvi neelektrisks materiāls – koks, tāpēc iekārta veidota iespējami mazos izmēros un iespēju robežās izvairoties no jebkādiem elektriskiem vadītājiem.

Statīvs balstās uz trim kājām. Tā apakšā piestiprināta uztvērēja daļa. Gan mehāniskai savienojamībai un nostiprināšanai, gan lāzera stara precīzai raidīšanai uz fotodiodi. Šim nolūkam izprojektēti un izvirpoti polipropilēna korķi.

Datu pārraide no iekārtas „apakšējās” (uztvērēja) daļas līdz gala iekārtai datu attēlošanai realizēta, izmantojot ekranētu vadu. Šajā posmā elektriskais lauks neiespaido datu pārraidi, jo ekranētais vads atrodas ļoti tuvu zemei. Vēlams pat to iezemēt vai ierakt zemē. Tiek pārraidīts jau demodulētais analogais signāls, lai to varētu analizēt gan digitālais osciloskops, gan voltmetrs.

Elektriskā lauka sensors

Kā elektriskā lauka uztverošais sensors izmantots plakņu kondensators. Kondensatoram atrodies elektriskajā laukā, starp tā plaknēm rodas potenciālu starpība, kas izsakāma kā spriegums. Šo spriegumu iespējams nomērīt.

Kondensatora augšējās plātnes diametrs ir 28 mm, tai ir riņķa forma. Apakšējo plātņi veido taisnstūra metāla plāksne, kuras izmēri 50x70 mm. Šai plātnei jābūt relatīvi lielai, lai tā nosegtu un ekranētu elektrisko shēmu. Elektriskā lauka ierīce vēl ir izstrādes stadijā. Ja ekranējošā plātne nespēs pietiekami izolēt ierīci no elektriskā lauka ietekmes, tā būs jāizolē ar alumīnija foliju visapkārt ierīces kastītei, tādējādi radot elektroneitrālu vidi tās iekšienē. Runa ir tikai par „augšējo” daļu, jo tā atrodas

elektriskajā laukā.

4.2.5. Elektrisko shēmu analīze

Elektriskajās shēmās realizēta elektriskā lauka detektora, delta modulatora, diskretā signāla uz analoģo pārveidotāja darbība un lāzerdiodes darbinošās un diskreto impulsu uztvērēja sadarbība. Delta modulatora princips izskaidrots iepriekš. Elektriskās shēmas dotas pielikumā.

4.2.6. Raidošās shēmas darbība

Šo shēmu veidoju programmā P-CAD, kas speciāli paredzēta spiesto plašu veidošanai. Shēmai jābūt maksimāli kompaktai un mazai, lai to neiespaidotu elektriskā lauka spēki. Tā ievietota plastmasas kastītē. Viegli ieslēdzama, maināma potenciometra pretestība shēmas kalibrēšanai un maināms pastiprinājums dažādu elektrisko lauku detektēšanai atkarība no to stipruma.

Galvenie shēmas bloki ir

9. barošanas bloks;
10. „virtuālās zemes” iestatīšanas bloks;
11. mērāmā signāla atsaistīšanas un pastiprināšanas bloks;
12. impulsu ģenerators;
13. triggeris;
14. integrējošais bloks;
15. diskriminatora bloks;
16. lāzerdiodes darbinošā daļa.

Barošanas bloks

Līdzsprieguma avots ir 9V baterija, kurai virknē ieslēgta diode aizsardzībai, gadījumā, ja baterija pieslēgta pretēji paredzētai polaritātei. Ierīces ieslēgšanai paredzēts slēdzis SPPJ3. Paralēli ieslēgta gaismas diode, kas sāk spīdēt jau pie nodrošinātas strāvas 2mA. Strāvu ierobežo rezistors R26. Gaismas diode paredzēta ierīces ieslēgta/izslēgta stāvokļa indicēšanai. Elektrolītiskais kondensators C6 paredzēts barošanas avota trokšņu mazināšanai.

„Virtuālās zemes” iestatīšanas bloks

Šis bloks iestata līdzsprieguma vērtību, kas ekvivalenta barošanas avota sprieguma pusei. Tas panākts izveidojot sprieguma dalītāju ar rezistoriem R23 un R27. Kondensators C8 paredzēts trokšņu samazināšanai. Rezistoru viduspunkts pieslēgts pastiprinātājam U4 seko pastiprinātājs, kas atsaista šo punktu no slodzes, tādējādi slodze neietekmēs šo viduspunktu. Spriegums šajā punktā visu laiku būs konstants. Turpmāk tekstā šo punktu saukšu par „virtuālo zemi”.

Mērāmā signāla atsaistīšanas un pastiprināšanas bloks

Elektriskā lauka sensors – plakņu kondensatora apakšējā plātne savienota ar „virtuālo zemi”, tādējādi nodrošinot ieejas signāla svārstības ap šo iestatīto vērtību. Sensora augšējā plātne pieslēgta rezistoram R24, kas nodrošina ieejas signāla stabilitāti un kapacitatīvo īpašību nomācšanu, un otrā pastiprinātāja U5 neinvertējošai ieejai. Šis pastiprinātājs darbojas, kā neinvertējošs signāla pastiprinātājs. Tas atsaista un pastiprina sensora signālu. Ja ieejas signāls nebūtu atsaistīts, tad sprieguma mērīšana uz kondensatora nebūtu iespējama. Kondensatora pretestība ir ļoti liela, tāpēc arī pastiprinātāja ieejas pretestībai jābūt ļoti lielai, lai neietekmētu uztverto signālu.

Pretestība R1 shēmā apzīmēta kā R25. Tā ir 100 kΩ. Pretestības R2 vietā ieslēgts slēdzis S1, kas pārslēdz pastiprinājumu. Katram stāvoklim seko rezistoru kopums, kas

izrēķināti precīzu pastiprinājuma reižu iegūšanai – 2,3,4,5. Ja slēdzis izslēgts, pastiprinātājs darbojas tikai kā atkārtotājs. Kondensators C10 virknē ar kādu no pretestību kopu veido zemfrekvences filtru.

Rezistors R25 ar kondensatoru C7 veido augstfrekvences filtru ar nogriešanas frekvenci 530 Hz. Augstfrekvences filtra nogriešanas frekvenci izvēlējos eksperimentējot un iegūstot signālu bez trokšņiem, taču nezaudējot svarīgās harmonikas.

Rezistors R20 ielikts pastiprinātāja aizsardzībai. Šinī vietā analogais signāls ir uztvertais elektriskā lauka signāls, ko var pārraidīt, piemēram, pa vara vadu, taču tas tiek spēcīgi iespaidots, šķērsojot elektrisko lauku. Tāpēc nepieciešama modulācija un signāla pārraidīšana modulētā veidā pa kvalitatīvu sakaru kanālu.

Impulsu ģenerators

Impulsu ģenerators nepieciešams precīzu, ātru, periodisku impulsu ģenerēšanai delta modulatora darbināšanai. Netālu pie ģenerators starp barošanas avota spailēm ielodēts kondensators C2, kas slāpē trokšņus, kas var negatīvi ietekmēt ģenerators darbību. Kā impulsu ģenerators tiek izmantots TL NE555D taimeris dažāda impulsu samēra multivibratora slēgumā. Slēgums iegūts no taimera NE555D dokumentācijas.

Impulsu samēru iestāda, mainot R11 un R13 rezistorus, frekvence atkarīga no kapacitātes C4. Impulsu frekvence izvēlēta 15 kHz. Impulsu samērs 0.6.

Rezistors R45 nodrošina bāzes kolektora strāvu.

Trigeris

Tranzistors Q3 darbina trigeri, kas, savukārt, nepieciešams delta modulatoram. Trigeri veido tranzistori Q1 un Q2 kopā ar pretestībām R15, R16, R14.

Potenciometrs R7 iestāda ieejas signālu tādā stāvoklī, lai tas atbilstu salīdzinošajam signālam. Rezistori R1 un R5 veido vienu plecu un rezistori R40 un R6 – otru plecu.

Integrējošais bloks

Pastiprinātājs U1 ir duālais pastiprinātājs – divi pastiprinātāji vienā korpusā. U1:A veic integrēšanu. Tas ir kā summators ar integrēšanas iespēju gan pieskaitot, gan atņemot, ja signāla līmenis samazinās. To veic RC ķēdes R9 un C1, R10, C3. Caur pretestību R3 notiek izejas signāla summēšana ieejā.

Diskriminatora bloks

Šī pastiprinātāja otra daļa U1:B veic diskrētā signāla diskriminēšanu – iestatot noteiktu līmeni caur sprieguma dalītāju, ko veido R21 un R2, ieejas signālu neintegrējošajā ieejā „apgriež” līdz noteiktam līmenim, nogriežot trokšņus. Ar kondensatora C9 palīdzību veido ātrākas diskrētā signāla frontes.

Lāzerdiodes darbinošā daļa

Pastiprinātājs U1 ir rail-to-rail pastiprinātājs TS952ID (sk.fotodiodes pastiprinātāja aprakstā). Tas tiek lietots, lai izejas impulsi būtu maksimāli precīzi un pareizi darbinātu tranzistoru Q6. Tranzistors augsta impulsa līmeņa laikā nodrošina lāzerdiodes spīdēšanu, zema līmeņa jeb nulles sprieguma laikā lāzerdiode nav saslēgta ar zemi – nespīd. Tranzistora lietošana izslēdz pastiprinātāja U1 pārslodzi. Rezistors R46 iestāda lāzerdiodei nepieciešamo darbības strāvu 12mA.

Citi ķēdi raksturojošie parametri

1. Ķēdes strāvas patēriņš = 40 mA (nomērīts ar multimetru)
2. Baterijas

kalpošanas

$$\text{ilgums} = \frac{\text{baterijas energoietilpība}}{\text{strāvas patēriņš}} = \frac{500 \text{mAh}}{40 \text{mA}} = 12.5 \text{h}$$

4.2.7. Uztverošās shēmas darbība

Galvenie shēmas bloki ir

17. fotodiodes pastiprinātājs;
18. impulsu atjaunošanas bloks;
19. integrējošais bloks;
20. barošanas bloks.

Fotodiodes pastiprinātājs

Lāzera stara uztveršanai izmantota silīcija PIN fotodiode SFH-203 FA 5mm LED korpusā. Tās lielākā jūtība ir tieši pie VCSEL lāzerdiodes raidītā viļņa garuma – 850 nm. Tas nozīmē, ka tiks filtrēti apkārtējo gaismas avotu ar citu viļņa garumu trokšņi, un vislabāk tiks uztverti lāzerdiodes raidītie signāli. Svarīgi izmantot pastiprinātāju ar ļoti jūtīgu ieeju – ieejas līmenis sākas praktiski no 0 vērtības un iespējams gandrīz līdz barošanas maksimumam. Manā gadījumā jāuztver ļoti mazs signāla līmenis. Šādus pastiprinātājus sauc par pastiprinātājiem ar „rail-to-rail” (no 0 līdz barošanai) ieeju. Tiek izmantots AD8515 pastiprinātājs..

Raidītā lāzerdiodes signāla uztveršanai fotodiode jāieslēdz speciālā shēmā. Uztvertais signāls sākumā jāpastiprina, jo radītās strāvas izmaiņas fotodiodē ir niecīgas. Tiek izmantots fotodiodes pozitīvais apgabals. Tā ieslēgta tiešā slēgumā. Paraleli diodei pieslēgts šunta rezistors R8, kas fotodiodes kā strāvas avota strāvu pārveido sprieguma kritumā uz šī rezistora. Spriegums tiek padots pastiprinātāja pozitīvajā ieejā un pastiprināts, izmantojot neinvertējošo operāciju pastiprinātāju slēgumu. Pastiprinājums tiek noteikts ar rezistoru R2 un R9 palīdzību. Kondensators C7 darbojas kā augstfrekvenču filtrs.

Impulsu atjaunošanas bloks

Šis pastiprinātājs pastiprina uztverto signālu un ar C5 kondensatora palīdzību veido asus impulsus (augstākās frekvences tiek pastiprinātas vairāk nekā zemās).

Integrējošais bloks

Integrējošais bloks izveidots kā RC filtrs, kas pārveido uztvertos impulsus atpakaļ analogajā pirmsignālā. Ar šādas shēmas palīdzību iespējams no impulsu rindas atjaunot zāģveidīgu kāpjošu, krītošu signālu. RC ķēde veidota ar rezistora R6 un kondensatora C3 palīdzību. Rezistori R7 un R5 un kondensators C2 veido atjaunotā signāla pastiprinātāju, nepastiprinot līdzkomponenti. Tādā veidā izejā ir atjaunotais signāls, kas pacelts par noteiktu līdzkomponenti, lai nodrošinātu signāla pārraidi, izmantojot vienpolāru barošanu. Pastiprinātājs U3 arī ir rail-to-rail TS952ID. Tas ir pietiekoši ātrs impulsu atjaunošanai un tiek pareizi atjaunoti impulsi.

Barošanas bloks

Tiek izmantota vienpolāra barošana. Barošanas blokā ietilpst kronas tipa 9 V baterija, kondensators C1 barošanas trokšņu filtrēšanai, diode D1 (1N4148PL) shēmas aizsardzībai. Uztverošo bloku ieslēdz ar bīdslēdža palīdzību. Diode VD1 ar strāvu ierobežojošo rezistoru R1 kalpo kā indikators.

Sprieguma regulators VR1 nodrošina pastiprinātājam AD8515 5V barošanas spriegumu. Kondensators C8 darbojas kā trokšņu filtrs.

Citi ķēdi raksturojošie parametri

Ķēdes strāvas patēriņš = 20 mA (nomērīts ar multimetru)

$$\text{Baterijas kalpošanas ilgums} = \frac{\text{baterijas energoietilpība}}{\text{strāvas patēriņš}} = \frac{500 \text{ mAh}}{20 \text{ mA}} = 25 \text{ h}$$

4.2.8. Ierīce elektriskā lauka datu bezvadu pārraidei

Lai no uztvērējsensora noraidītu elektropārvades līniju starojuma mērījumus uz savācējiekārtu (datoru) nepieciešams izveidot datu pārraides kanālu, kurš nerada traucējumus, tātad jāizmanto bezvadu datu pārraide vai optiskā līnija.

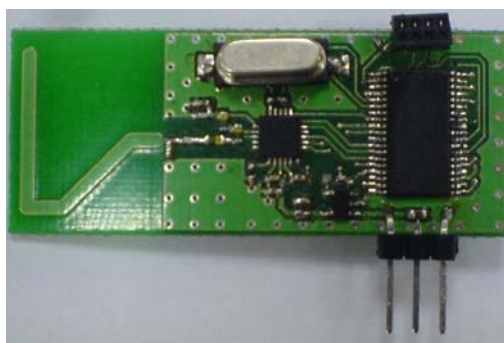
Bezvadu sakaru realizācijai izmantots Nordic Semi raiduztvērējs nRF24L01, kurš darbojas 2.45GHz frekvenču diapazonā ar joslas platumu 2MHz. Pārraides ātrums ir 2Mb/s. Datu paketes garumu un to sūtīšanas biežumu nosaka raiduztvērēja uzstādījumi. Tam arī nepieciešams mikrokontrolieris, kas šajā pielietojumā ir MSP430F2234.

Raidītāja plate sastāv no:

MSP430F2234 mikrokontroliera ar iebūvētu 10bitu ACP;
nRF24L01 raiduztvērēja.

Raiduztvērēja darbību kontrolē mikrokontrolieris nosūtot attiecīgas vadības komandas.

MSP430F2234 iebūvētais 10bitu ACP darbojas ar 5KHz takts frekvenci. Ieejas signāla frekvence ir 50Hz, amplitūda 2,5V. Analogais signāls pēc analogās ciparu apstrādes tiek saglabāts kontroliera atmiņā, kur tālāk pa SPI interfeisu tiek pārsūtīts uz nRF24L01 raiduztvērēja FIFO atmiņu. Nākošais etaps ir datu pakešu formēšana un pārsūtīšana pa bezvadu sakaru kanālu uz datoru. Datu paketes garums 16 biti. Pārraidē tiek realizēta datu pakešu atkārtota pārsūtīšana, gadījumā ja tā nav nosūtīta vai radusies kļūda pārraidē. Šādā veidā tiek mazināta iespēja pazaudēt datus, kas ir ļoti svarīgi, lai iegūtie elektriskā lauka mērījumi būtu precīzi. Atēlā 4.2.5.1. attēlota raidītāja iespiedplate.

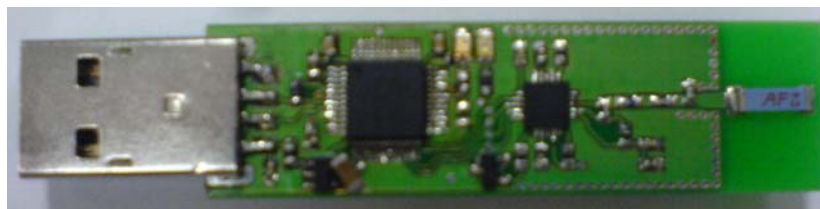


4.2.5.1. attēls. Raidītāja plate.

Savukārt, kad uztvērēja daļā tiek saņemti dati, sakumā tos identificē un tikai tad pārsūta uz datoru. Pārsūtīšanu no nRF24L01 raiduztvērēja realizē FT2232L USB uz SPI pārveidotājs. Uztvērēja daļa tiek vadīta ar programmatūru, kura veidota LabView virtuālo instrumentu programmēšanas vidē. Par pamatu ņemtas FT2232L ražotāja

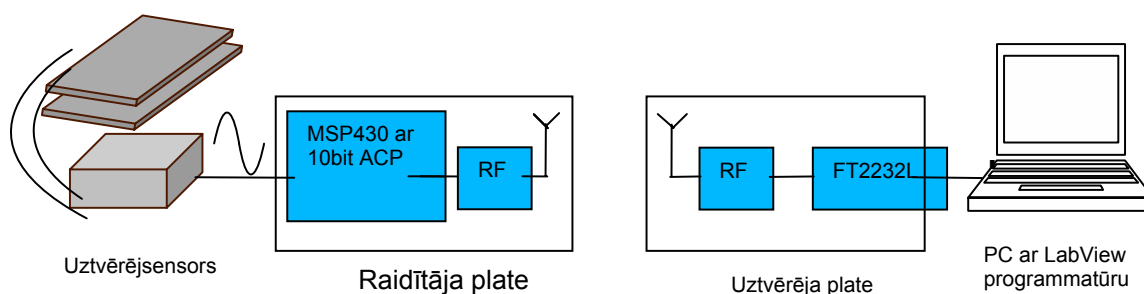
funkcijas, kuras realizē tā sadarbību ar datoru, bet pārējā datu apstrādes un attēlošanas daļa tiek veikta ar izveidoto virtuālā instrumenta programmu.

Pēc datu saņemšanas tie nonāk LabView apstrādes blokā, kur tiek pārveidoti un attēloti lietotājam izmantojot grafiku. Attēlā 4.2.5.2. redzama uztvērēja plate, kura pieslēgta datoram izmantojot USB interfeisu.



4.2.5.2. attēls. Uztvērēja plate ar USB interfeisu.

Praktiski ir izgatavotas divas eksperimentālās iespīeplates raidītāja un uztvērēja daļai. Uzrakstītas programma MSP430F2234 mikrokontrolierim C valodā ACP un nRF24L01 raiduztvērēja vadībai. Savukārt uz datora izveidots grafiskais lietotāja interfeiss datu attēlošanai izmantojot LabView grafisko G programmēšanas vidi. Sistēmas kopējā blokshēma attēlota 4.2.5.1. attēlā.



4.2.5.3. attēls. Datu pārraides realizācijas blokshēma.

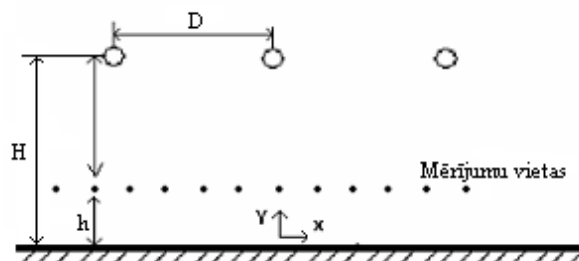
Izgatavotie paraugi tika pārbaudīti reālā darbībā laboratorijas apstākļos, kur pārraides attālums saniedza $\sim 20\text{m}$, bet tiešās redzamības apstākļos līdz 30m . Izveidotās sistēmas kopējais mērķis ir nodrošināt bezvadu datu pārraidi no vairākiem uztvērējiem, lai mērījumi no elektro pārvades līnijām būtu precīzāki. Uz doto brīdi izveidota datu pārraide no viena uztvērēja uz datoru. Realizētā bezvadu datu pārraides sistēma salīdzinot ar optisko sistēmu no shēmtehniskā viedokļa ir vienkāršāka, jo šeit no uztvērējsensora ņemtais signāls pēc pārveidošanas diskrētā formā tiek apstrādāts uzreiz nepārveidojot to atpakaļ uz analogo signālu. Optiskajā līnijā no sensora ņemtais signāls tiek modulēts ar Delta modulatoru tad pārraidīts un vēlāk demodulēts. Līdz ar to lielākais ieguvums ir vienkāršāks un kompaktāks tehniskais risinājums, aizstājot daļu no elektroniskās daļas ar programmatūru uz personālā datora.

4.2.9. Mērījumi

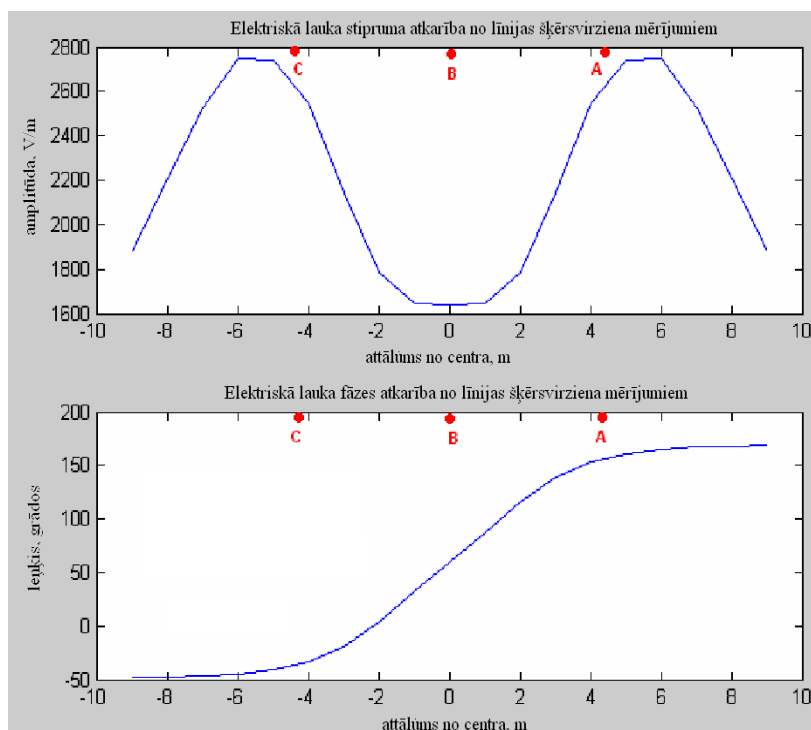
Eksperimentālā līnija

Trīsfāzu līniju bezkontakta diagnostika ir pētīta un skaidrota vairākos rakstos un publikācijās, taču kopīgās iezīmes ir mērītas un analizētas amplitūdu un fāzu līknes atkarībā no attāluma līdz līnijas vadiem. Mērījumu tehnikā parasti izmantoti kondensatoru tipa lauka devēji.

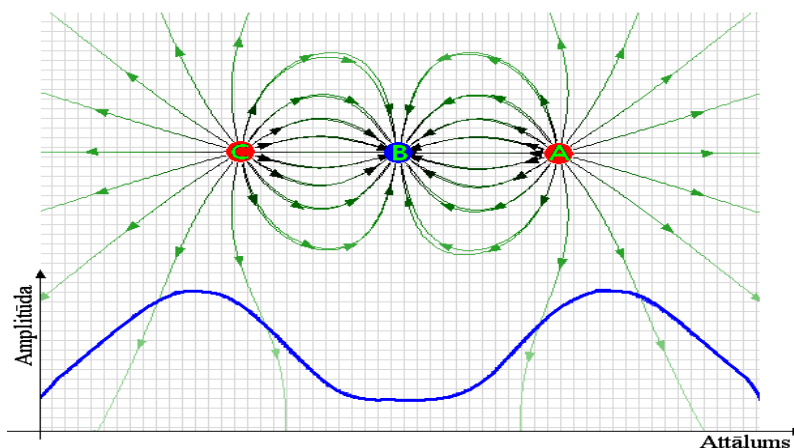
Augstsprieguma līnijās vadi atkarībā viens no otra atrodas dažādos izkārtojumos. Tas iespaido summārā lauka izplatību. Katrs gadījums jāanalizē atsevišķi. Izpētīju vienkāršāko gadījumu, kad trīs dažādu fāzu vadi atrodas vienādā attālumā no zemes H , un starp tiem ir vienāds attālums D . Mērījumi veikti vienādā attālumā no zemes – h .



4.2.6.1.1. attēls. Mēraparatūras izvietojums



4.2.6.1.2. attēls. Elektriskā lauka vertikālās komponentes amplitūdas un fāzes atkarība šķērsvirziena profilam



4.2.6.1.3. attēls. Elektriskā lauka līnijas un amplitūdas raksturlīkne. Elektriskā lauka bilde iegūta, izmantojot programmu Electric Field 2.1.

Lai varētu kontrolēt un iestādīt vajadzīgos spriegumus, bija jātaisa eksperimentālā līnija. Lai tās lauks pie zemiem spriegumiem būtu lielāks par vadītājiem tika ņemtas ūdens caurules, kurām lielāka virsma kā elektrības vadiem. Lai mazāk ietekmētu vadītāju galīgums, caurules ir 6.5 m garas un atrodas tikai 2.2 m augstumā. Pie mērītāja augstuma 1.6 m līnijas galīgums salīdzinot ar bezgalīgu līniju ietekmē ne vairāk kā 10%. Elektriskā lauka aina zem trīsfāzu līnijām ideālā gadījumā tiek attēlota, izmantojot izveidoto Matlab programmu.

Eksperimentālā līnija tika izveidota klajā laukā ar tādu vadu izkārtojumu, kā 4.2.6.1.1 attēlā.

Eksperimentālā līnija sastāv no trīs metāla stieņiem ar diametru 1.1 cm, kam pieslēgtas katram cita fāze. Tā tiek izveidots reālas trīsfāzu līnijas analogs. Mērījumi veikti ar voltmetra metodi dažādos laika momentos. Fāzu spriegumi mainīti ar autotransformatora palīdzību.

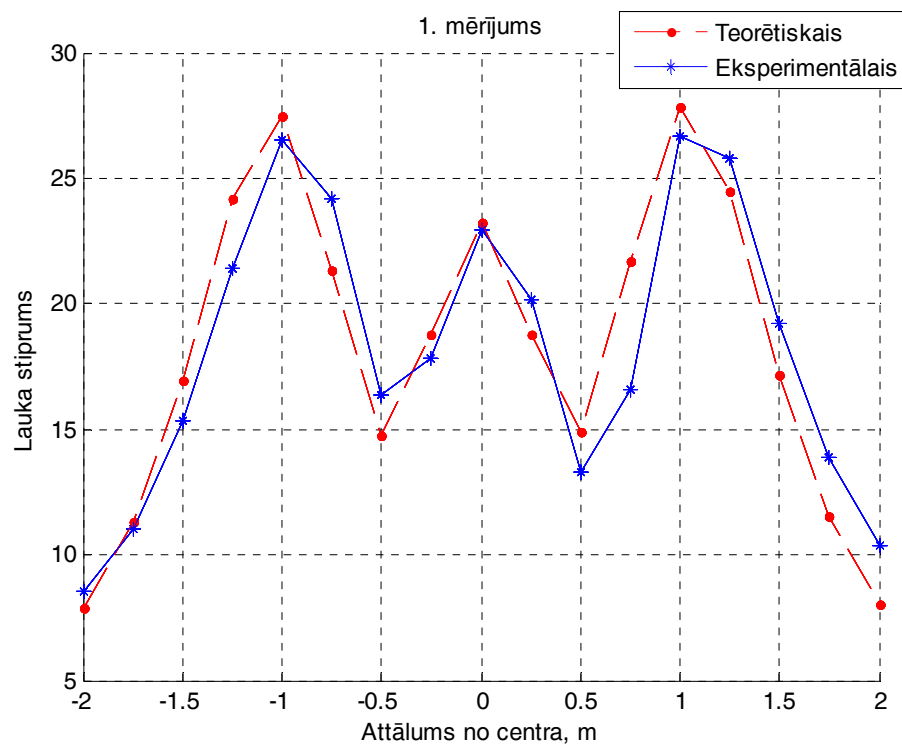
Parametri: $D=1$ m, $H=2,2$ m, $h=1.6$ m, mērījumu solis = 0.25 cm, $\varnothing=0.25$ cm.

Mērījumi eksperimentālajā līnijā

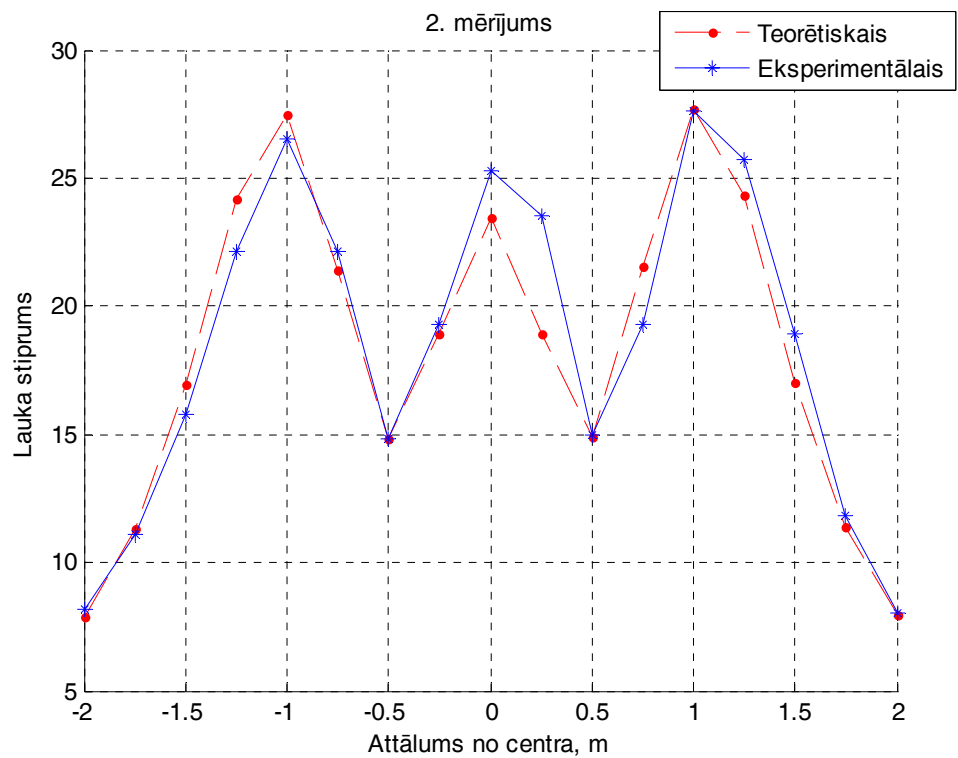
4.2.6.2.1.tabula. Mērījumu dati eksperimentālajā līnijā

Mērījuma numurs	Kreisās fāzes spriegums, V	Centra fāzes spriegums, V	Labās fāzes spriegums, V
1.	228	226	230
2.	228	227	229
3.	204	232	222
4.	228	198	230
5.	225	150	235

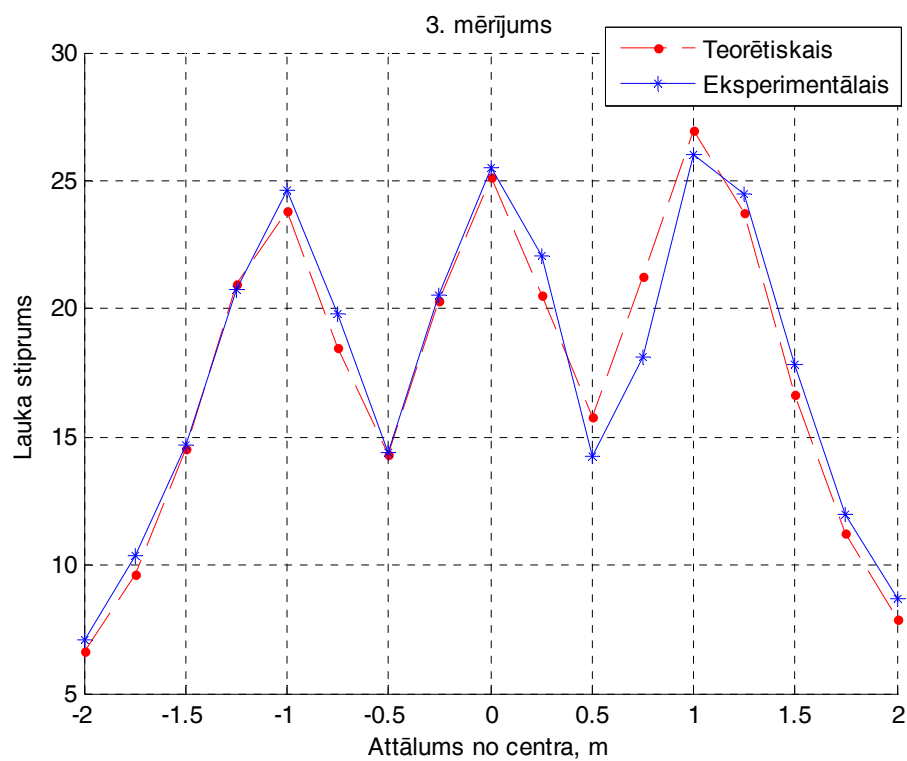
Lauka stiprums dots V/m



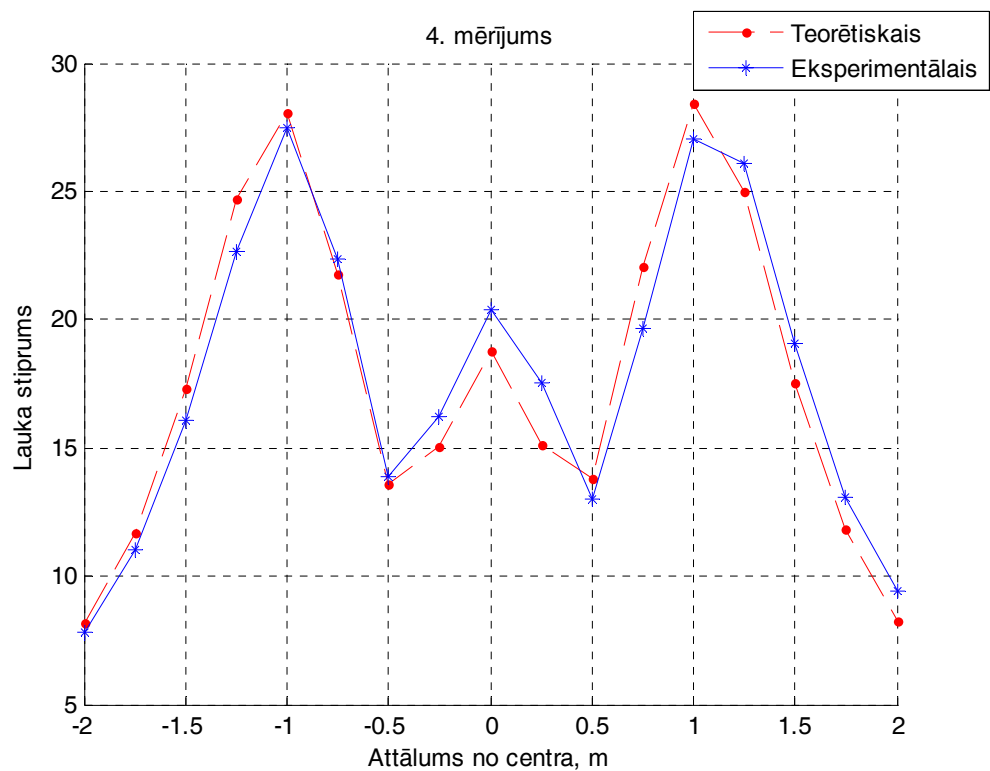
4.2.6.2.2. attēls. Signāla izmaiņas atkarībā no mēraparāta novietojuma (1. mērījums)



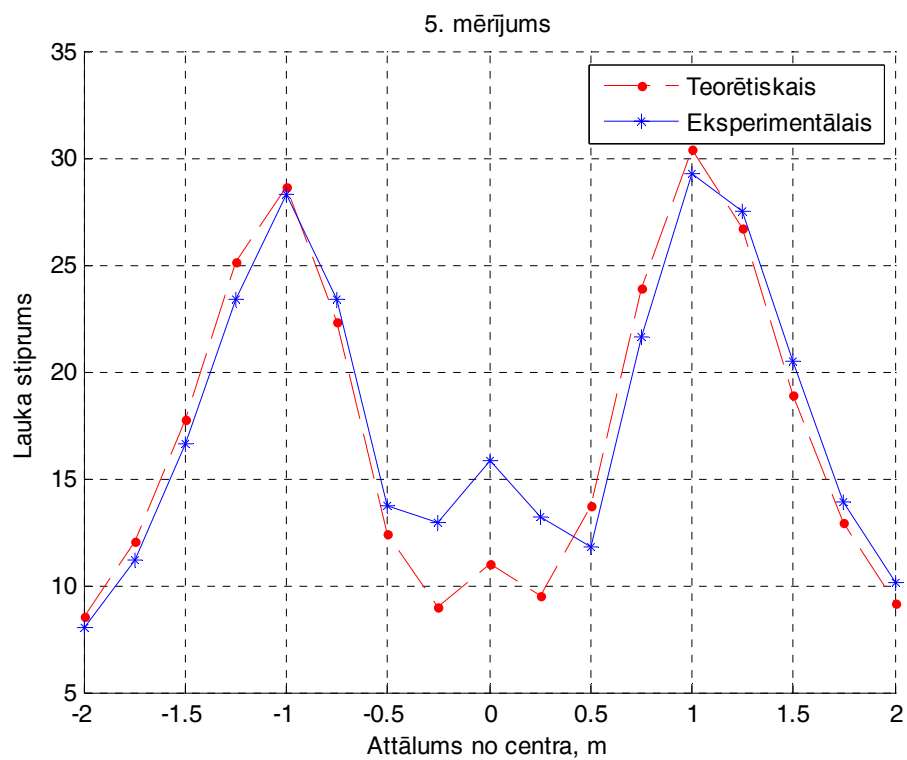
4.2.6.2.3. attēls. Signāla izmaiņas atkarībā no mēraparāta novietojuma (2. mērijums)



4.2.6.2.4. attēls. Signāla izmaiņas atkarībā no mēraparāta novietojuma (3. mērijums)

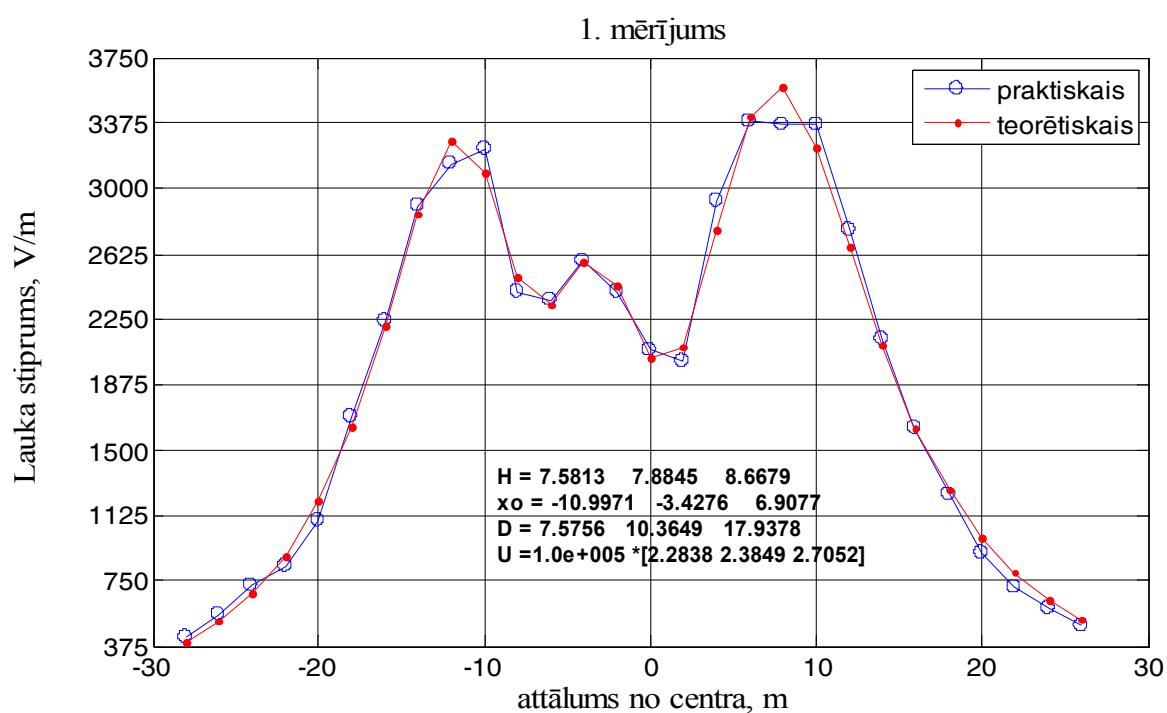


4.2.6.2.5. attēls. Signāla izmaiņas atkarībā no mēraparāta novietojuma (4. mērijums)



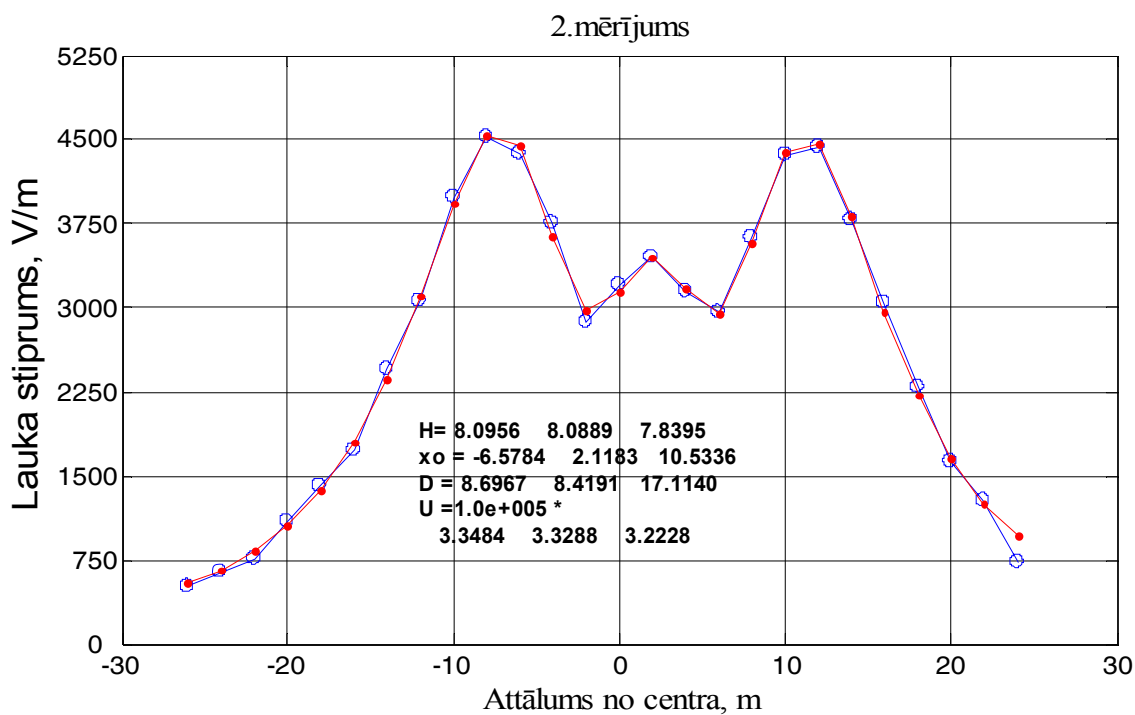
4.2.6.2.6. attēls. Signāla izmaiņas atkarībā no mēraparāta novietojuma (5. mērijums)

Mērījumi reālā 330 kV līnijā Sērenē



4.2.6.3.1. attēls. Signāla izmaiņas atkarībā no mēraparāta novietojuma (1. mērījums)

4.2.6.3.2. attēls. Signāla izmaiņas atkarībā no mēraparāta novietojuma (2. mērījums)



4.2.10. Rezultāti

Eksperimentālā līnija ļauj mainīt spriegumus fāzēs, tādējādi simulējot disbalansu trīsfāžu līnijā. Mērījumu rezultāti apstrādāti Matlabā un salīdzināmi ar teorētisko aproksimāciju. Redzams, ka, ja mērījumus veic ātri un precīzi, mērījumu līknes tiecas uz teorētiskajam aproksimācijām un samazinās, ja samazina kādu fāzi (eksperimentālajā līnijā) un attiecīgi proporcionāls arī nodrošinātajam spriegumam reālajā līnijā. Redzams, ka tie ir līdzīgi, ja mēraparāts kalibrēts. Kalibrējot ierīci, iespējams noteikt spriegumu vērtības vados, ja tie izkārtoti rindā. Iespējams, nākotnē tiks izpētītas arī citas vadu konfigurācijas.

Tā kā spriegumi ir laikā mainīgi un mērījumi veikti katrā punktā atsevišķi ar vienu ierīci, iespējamās nobīdes un kļūdas mērījumos, kas rada kopējās sistēmas (rezultējošo lauku) izmaiņas, nesakrītību ar teorētisko modeli.

Problemātiskā zona datu pārraidei ir spēcīgā elektriskā laukā, piemēram, zem elektropārvades līnijām. Zeme var būt uzskatīta kā labs vadītājs ar nulles potenciālu. Tas nozīmē, ka elektriskā lauka līnijas tieksies no pozitīvo lādiņu puses uz negatīvo vai neitrālo. Tapēc starp zemi un elektropārvades līniju vienmēr pastāv elektriskais lauks. Optisko datu pārraidi tas neiespaido.

Manis izveidotais aparāts sastāv no sensora, VCSEL lāzerdiodes un delta modulatora, kas to darbina, vienā galā, un fotodiodes un pastiprinošās ķēdes otrā sakaru līnijas galā. Sakaru līnija ir tikai tik gara, lai signālu tālāk būtu iespējams raidīt tuvu nulles potenciālam – zemei. Šajā vietā diskrēto signālu pārveido atpakaļ analogā un pārraida līdz mēriekārtai, kas atrodas drošā attālumā no elektriskā lauka avota. Analogā signāla atjaunošana jau fotodiodes shēmā dod iespēju pieslēgt jebkuru mēraparātu. Šis signāls derēs gan diskrētiem mēraparātiem, kas analogo signālu atkal diskretizēs un pārveidos binārā signālā, vai analogiem mēraparātiem, kas spēs uzrādīt, piemēram, sinusoīdas vidējo kvadrātisko vērtību.

Visprecīzākie mērījumi iegūti agrā rīta stundā, kad sprieguma izmaiņas ir ievērojami mazākas nekā dienā. Mērījumi veikti Sērenē zem 330 kV līnijas. Redzams, ka mērījumi ideāli sakrīt ar teorētiskajiem rezultātiem, ja visās fāzēs spriegums ir 330 kV. Ir aprēķināta arī dažāda veida papildinformācija. H - katra vada augstums no zemes, x₀ - nobīde no pieņemtā viduspunkta, D – attālums starp vadiem, U – spriegumi, kas izteikti no elektriskā lauka mērījumiem ar kalibrētu ierīci.

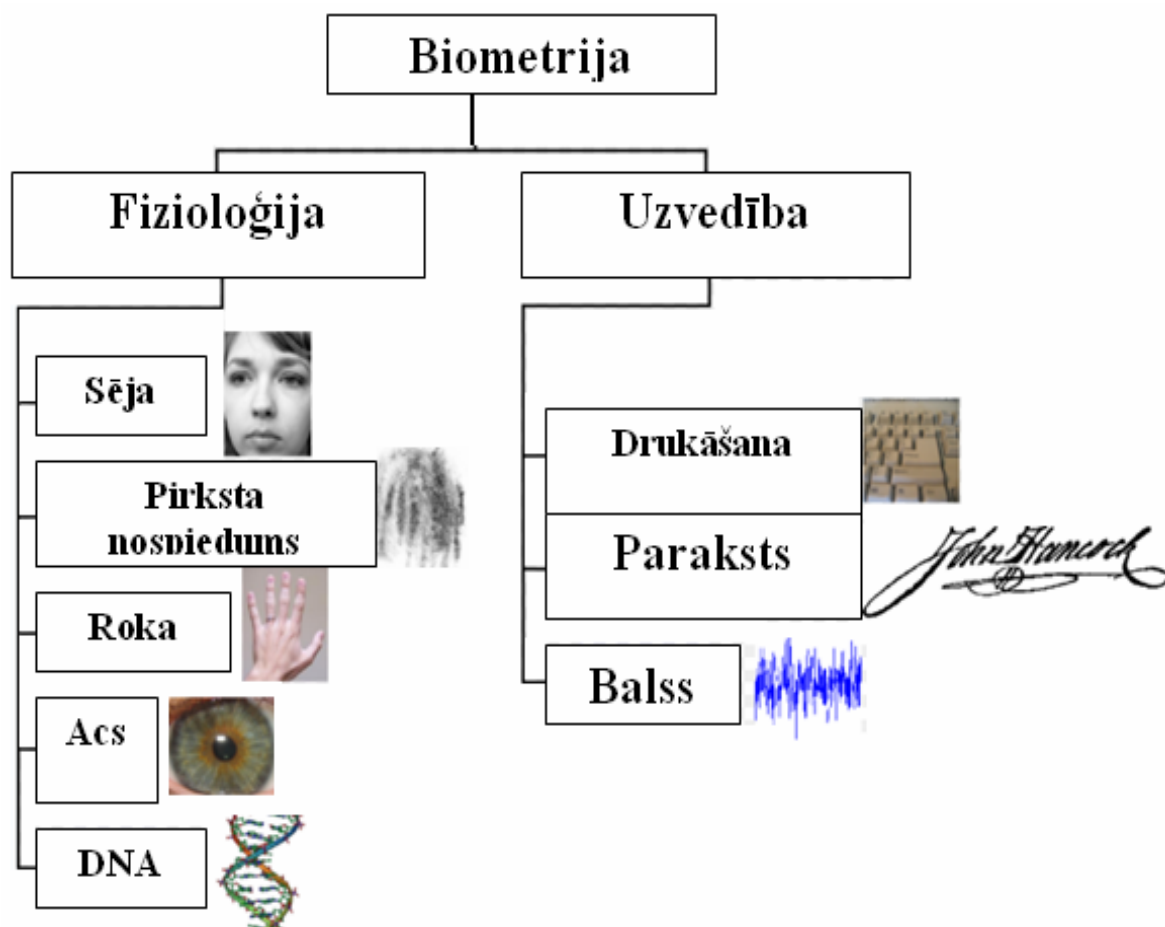
4.3. Sejas atpazīšana. Biometrija.

4.3.1 Biometrijas uzdevumi.

Jēdziens biometrija tiek plaši lietots dažādās zinātnes nozarēs. Šo terminu izmanto bioloģijā, apzīmējot ar to bioloģisko datu savākšanu, sintēzi un analīzi. Bioloģijā to sauc arī par biostatistiku.

Relatīvi nesen biometrijas uzdevumu klāsts bija paplašināts. Pašlaik ar jēdzienu biometrija apzīmē arī metožu, kuras tiek izmantotas cilvēku atpazīšanai, izpēti. Biometriskai atpazīšanai izmanto cilvēka fizioloģiskas, vai uzvedības īpašības.

Cilvēka biometriskas īpašības var sadalīt divas grupās, kas tiek attēlots 4.3.1. zīm.



4.3.1. zīm. cilvēka biometrisku īpašību klasifikācija

Fizioloģiskā cilvēka atpazīšana balstās uz ķermeņa fiziskajām īpašībām. Pirksta nospiedumus visplašāk izmanto cilvēka atpazīšanai jau vairāk, nekā 100 gadus. Relatīvi nesen parādījās tādi virzieni, kā sejas atpazīšana, rokas ģeometrija, acs atpazīšana.

Uzvedības atpazīšana balstās uz cilvēka uzvedības īpašībām. Pirmais un joprojām plaši izmantojams paņēmieni ir paraksts.

Protams, attīstās arī citas biometrijas stratēģijas, bāzētas uz gaita īpašības, tīklenes, rokas un pirkstu asinsvadiem, auss kanāla, sejas termogrammas, DNA, smaržas, rokas un pēdas izmēriem.

4.3.2. Sejas atpazīšanas paņēmieni.

Sejas atpazīšanas sistēma ir paredzēta cilvēka automātiskai atpazīšanai pēc sejas ciparu attēla. Viens no atpazīšanas paņēmieniem balstās uz jaunas sejas un seju datu bāzes salīdzināšanas. Sejas atpazīšanu parasti izmanto drošībās un datora vīzijās sistēmās.

Pastāv trīs galvenie paņēmieni sejas atpazīšanas sistēmas realizācijai:

- Tradicionāls

Daži sejas atpazīšanas algoritmi izdala noteiktus sejas objektus vai īpašības, kurus pēc tām izmanto atpazīšanai. Piemēram, algoritms var analizēt relatīvu objekta pozīciju, izmēru, vai formu. Par objektu šinī gadījumā var uzskatīt acis, degunu, muti un citas sejas daļas. Šīs īpašības tiek izmantotas attēlu ar līdzīgām īpašībām meklēšanai. Daži algoritmi normalizē seju datu bāzi, saspiež to un saglabā tikai to informāciju, kura ir lietderīga detektēšanai.

Populārie atpazīšanas algoritmi ir Eigenface, fisherface, paslēptais Markova modelis un citi.

- 3-D

Trīs-dimensionāla sejas atpazīšana parādījās relatīvi nesen, bet tā ļauj sasniegt iepriekš neredzēto atpazīšanas precizitāti. Šī pieeja izmanto 3-D sensorus, lai dabūt informāciju par sejas formu. Šī informācija ļauj identificēt cilvēku, piemēram, pēc deguna vai zoda formu. Šīs sistēmas liela priekšrocība ir tā, kā viņa nav atkarīga no apgaismošanas apstākļiem. Tā ļauj arī sejas identifikāciju no dažādiem leņķiem.

- Adas struktūras analīze

Šīs paņēmieni atpazīšanai izmanto ādas vizuālas īpašības, piemēram, līnijas, punktus. Izmantojot šo paņēmieni kopā ar 2D atpazīšanu var nozīmīgi palielināt atpazīšanas precizitāti (līdz pat 25%).

Darbā realizētai sejas atpazīšanas sistēmai tiek izvēlēts tradicionāls Eigenface algoritms. Šīs algoritms pieder pie Principal Component Analysis algoritmiem.

4.3.3. „Eigenface” sejas atpazīšanas algoritms.

Sejas atpazīšanas algoritma uzdevums ir salīdzināt ieejas signālu ar seju datu bāzi un klasificēt cilvēku. Ieejas signāls (sejas attēls) ir trokšņains (attēla detektora troksnis, dažādie apgaismošanas apstākļi, sejas pozīcija), tomēr ieejas attēli nav pilnīgi dažādi. Tajos ir īpašības, kuras parādās visos ieejas signālos. Tādus attēlus nosauca „eigenfaces”, seju atpazīšanas gadījumā. Eigenfaces var izrēķināt no seju datu bāzes, izmantojot Principal Component Analysis paņēmienus.

4.3.4. „Eigenfaces” aprēķināšana.

„Eigenfaces” var izrēķināt pēc sekojoša algoritma:

Pieņemsim, kā katrs sejas attēls $f_i(w, h)$ ir div-dimensionāla masīvs. Pārveidosim katru attēlu par vektoru Γ ar izmēru $P = w \cdot h$ un ievietosim to masīvā $S = \{\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3, \dots, \Gamma_M\}$. Aplūkosim algoritma realizāciju seju datu bāzei no 10 attēliem (4.3.2. zīm.).

Datu bāzes vidējo seju var izrēķināt pēc formulas (4.3.3. zīm.):

$$\bar{\Gamma} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \Gamma_i$$

Tagad pieņemsim, kā katra seju datu bāzē atšķiras no vidējas sejas par:

$$\Phi_i = \Gamma_i - \bar{\Gamma}$$

Katrs Φ_i vektors tiek ievietots masīvā $A = \{\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3, \dots, \Phi_M\}$. Kovariācijas matricu var izrēķināt sekojošā veidā:

$$C = A \cdot A^T$$

Mūsu piemērā kovariācijas matricas izmērs ir 10304 x 10304, tas nozīmē, kā ir jāizrēķina 10304 „eigenfaces”. Tas nav efektīvi, jo lielāka attēlu daļa atpazīšanas uzdevumam nav lietderīga. Aprēķinu apjomu var ievērojami samazināt, izrēķinot citu matricu:

$$L = A^T \cdot A$$

No matricas L var izrēķināt 10 (attēlu skaits datu bāzē) īpašvektoru v_i un 10 īpašvērtību. Izveidosim matricu $V = \{v_1, v_2, v_3, \dots, v_M\}$ no matricas L īpašvektoriem, tad matricas C īpašvektori ir matricu A un V lineāra kombinācija:

$$U = A \cdot V$$

Matricas $U = \{u_1, u_2, u_3, \dots, u_M\}$ īpašvektori u_i tiek saukti par „eigenfaces”. Mūsu gadījumā $M = 10$ un tas ir pietiekams sejas atpazīšanai un viņiem ir vislielākās īpašvērtības. „Eigenfaces” tiek attēlotas 4.3.4. zīm.



4.3.2. zīm. Seju datu bāze no 10 fotogrāfijām (5 cilvēki, divas bildes katrām)



4.3.3. zīm. Datu bāzes vidēja seja



4.3.4. zīm. Datu bāzei izrēķinātas „Eigenfaces” ar lielākajām īpašvērtībām

4.3.5. Seju identifikācija.

Jaunas sejas identifikācijas algoritms sastāv no trim soļiem:

Vispirms katrs sejas attēls no datu bāzes tiek uzprojicēts uz „Eigenface” telpu:

$$\Omega_i = U^T \cdot \Phi_i$$

Pēc tam uz „Eigenface” telpu tiek uzprojicēts jaunais sejas attēls:

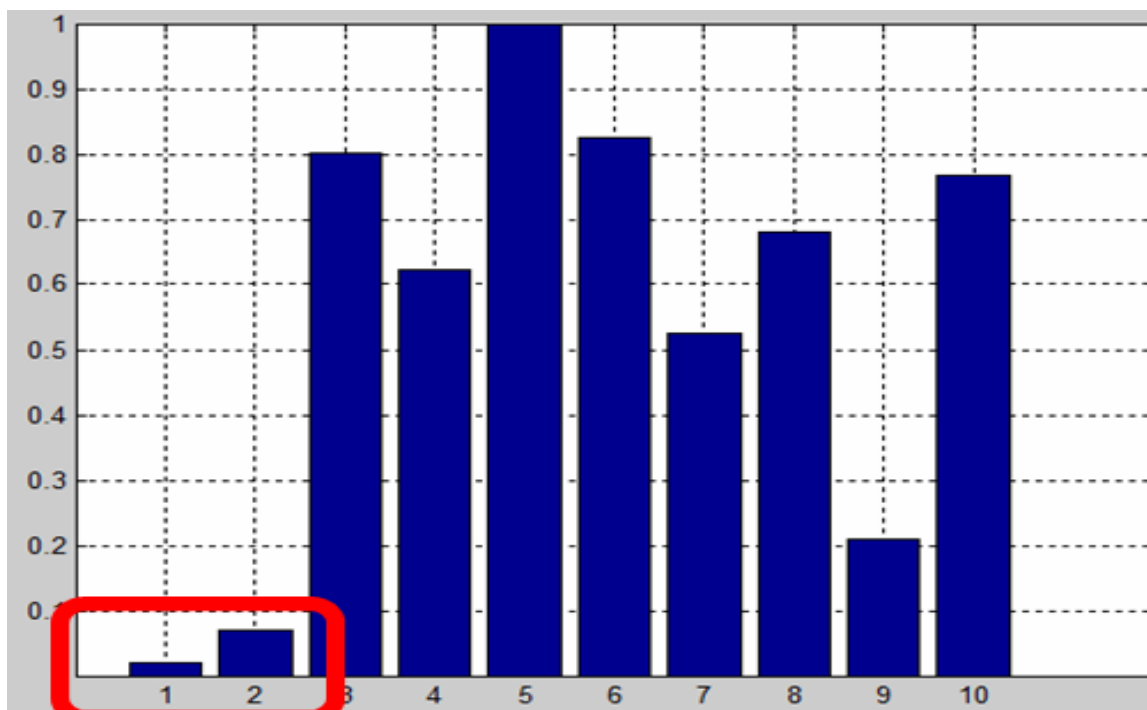
$$\Omega = U^T (\Gamma - \bar{\Gamma})$$

Lai klasificēt jauno seju tiek izrēķināts Euklida attālums starp vektoriem Ω un Ω_i . Lai nodemonstrēt algoritma darbību paņemsim pirmā cilvēka jauno fotogrāfiju 4.3.5. zīm.



4.3.5. zīm. Jaunās fotogrāfijas (pirmais cilvēks no datu bāzes) identifikācija pēc „Eigenface” algoritma

Izrēķinot Euklida attālumu starp jauno seju un datu bāzes fotogrāfijām dabūsim rezultātu, kurš tiek attēlots 4.3.6. zīm. Euklida attālums starp vienā un tā paša cilvēka fotogrāfijām būs minimāls, kas zīmējumā tiek parādīts ar sarkano līniju.



4.3.6. zīm. Euklida attālumu starp jauno seju un datu bāzes fotogrāfijām

Jaunas sejas identifikāciju var panākt izvēlēšoties Euklidā attālumam noteikto (klasifikācijas) sliekšni: ja Euklidā attālums starp jauno fotogrāfiju un attēlu no datu bāzes ir mazāk par šo sliekšni, tad cilvēks ir pazīstams, pretējā gadījumā, nē.

4.3.6. Sejas atpazīšanas sistēmas makets.

Darba gaitā tiek realizēts sejas atpazīšanas sistēmas makets. Maketa blokshēma parādīta 4.3.7. zīm.

Sistēmas galvenais elements ir firmas Texas Instrument ciparu signālu procesors TMS320C6416 (turpmāk tekstā DSP). Sejas atpazīšanas sistēmas parasti tiek realizētas uz datoriem. Tomēr uz DSP bāzētai sistēmai ir dažas priekšrocības:

- Sistēma ir uzdevumam optimizēta
- Samazinās elektroenerģijas patēriņš
- Samazinās ierīces cena
- Sistēma ir portatīva

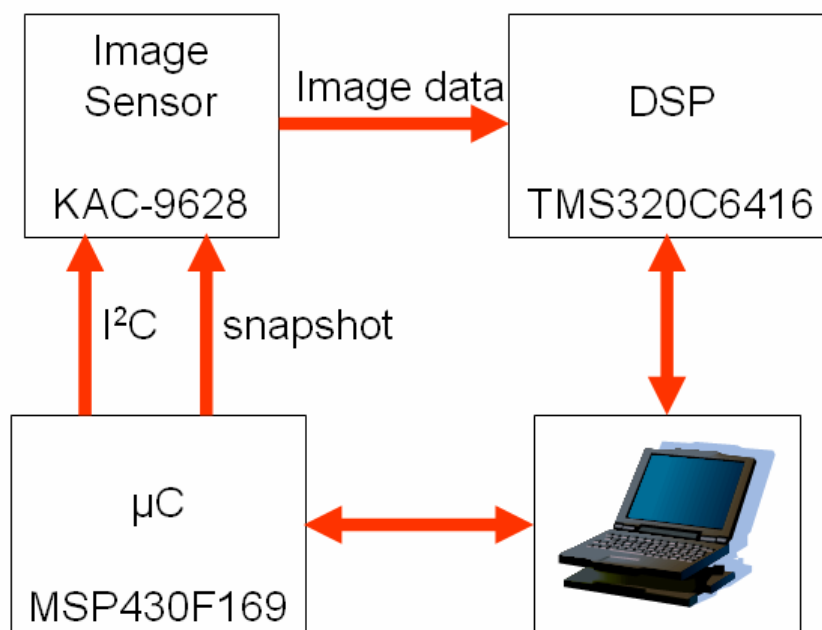
DSP izmantošana seju atpazīšanas sistēmas realizācijai ir inovatīvais moments paveiktajā darba. DSP ir paredzēts „Eigenface” seju atpazīšanas algoritma realizācijai. Seju datu bāze arī tiek saglabāta DSP atmiņā.

Jaunas sejas fotogrāfijas tiek iegūtas no videokameras, kuras galvenais elements ir firmas Kodak attēlu sensors KAC-9628. Sensora ciparu izeja tiek pieslēgta pie DSP, kurš saglabā ciparu informāciju par iegūto attēlu savā atmiņā.

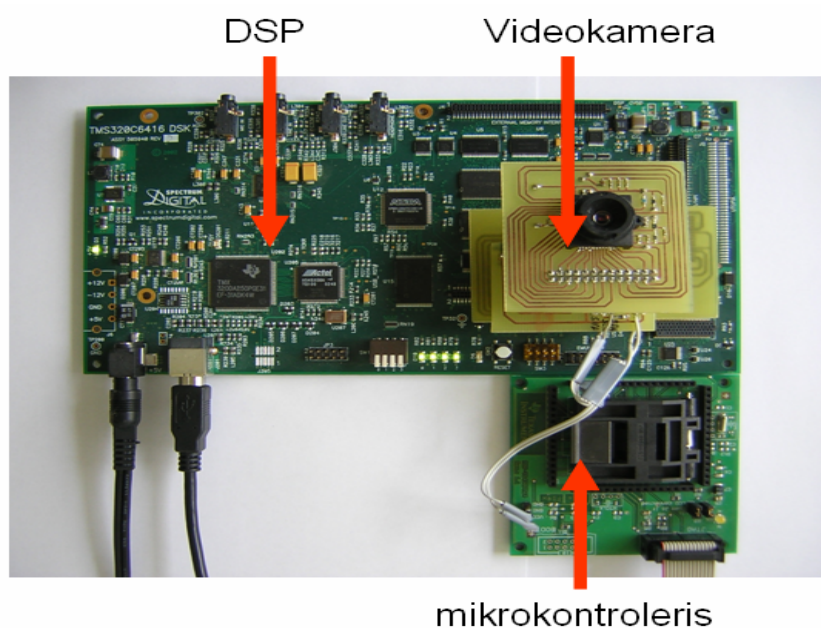
Firmas Texas Instrument mikrokontrolieris MSP430F169 ir paredzēts KAC-9628 sensora programmēšanai. Sensora konfigurācijai tiek izmantots I2C interfeiss.

Pašlaik visa sistēma tiek kontrolēta no datora. Dators arī tiek izmantots rezultātu vizualizācijai.

Sejas atpazīšanas sistēmas makets tiek parādīts 4.3.8. zīm.



4.3.7. zīm. Sejas atpazīšanas sistēmas maketa blokshēma



4.3.8. zīm. Sejas atpazīšanas sistēmas makets

Uzkonstruētas sistēmas galvenie tehniskie parametri:

- TMS320C6416 signālprocesora CPU frekvence ir 1 GHz, kas ļauj nodrošināt sejas atpazīšanu reālajā laikā (piemēram, 0,02 s datu bāzes no 10 attēliem gadījumā).
- TMS320C6416 signālprocesora iekšēja atmiņa ir 1024K-Byte. Viena sejas bilde aizņem 10K-Byte (100x100 pikseļu, 8-bitu kodēšana). Signālprocesora atmiņā var saglabāt datu bāzi no aptuveni 70 bildēm.
- Seju atpazīšanas precizitāte ir aptuveni 90 %, tomēr tā ir atkarīga no daudziem faktoriem (apgaisojums, pozīcija)

4.3.6. Turpmākais darbs.

Nākotnē tiek plānots izveidot, portatīvu, automātisku, no datora neatkarīgu, uz DSP bāzēto sejas atpazīšanas sistēmu. Arī tiek plānots attīstīt sejas atpazīšanas algoritmus. Šo sistēmu tiek plānots apvienot ar citām biometriskas atpazīšanas sistēmām, kas ļaus izveidot multimodālo sistēmu un paaugstināt cilvēka identifikācijas precizitāti.

4.4 Plaukstu asinsvadu atpazīšana biometrijā

Šī etapa ietvaros tika apskatīti attēlu iegūšanas paņēmieni kā arī attēlu apstrādes metodes. Tika izveidota attēlu apstrādes metode, kas paredzēta korelācijas vektoru iegūšanai un analizēšanai. Iegūtie rezultāti sagatavoti un iesniegti publicēšanai (Modris Greitans, Mihails Pudzs, Rihards Fuksis "*Object analysis in images using complex 2D matched filters*") starptautiskā konferencē EUROCON 2009 (St. Petersburg, Russia).

4.4.1 Biometrijas sistēmas

Uzticama identitātes noteikšanas sistēma ir ļoti svarīga dažādu darbību veikšanai, kā piemēram, iekļūšanai ēkās, finansiālu darbību veikšanai, robežu šķērsošanai u.c. Patreiz lietotajām metodēm – parolēm, ID kartēm, pasēm u.c. Ir trūkumi – paroles var aizmirst, karti vai pasi var nozaudēt, vai nozagt, tādēļ rodas nepieciešamība pēc drošas biometrijas ierīces, kas spēs identificēt cilvēku pēc tā bioloģiskajām īpašībām. Protams, arī biometrijas metodes iespējams viltot, kā piemēram, pirkstu nospiedumus.

Mūsu piedāvājums ir izmantot plaukstu asinsvadu izvietojuma diagrammu, lai pēc tās identificētu cilvēku. Personu identificēšanai pēc asinsvadu izvietojuma plaukstā piemīt labas īpašības: 1) pēc asinsvadu informācijas var noteikt objekta dzīvības pazīmes; 2) ir grūti izmainīt un traumēt asinsvadu iekšējo struktūru; 3) ir ļoti grūti viltot šādu asinsvadu attēlu, jo tie redzamajā gaismā nav redzami; 4) ir iespējams izveidot bezkontakta sistēmu, lai ievērotu sanitāros apstākļus.

4.4.2 Plaukstu asinsvadu infrasarkanā attēlu iegūšana

Cilvēka ādai ir kompleksa, daudzslāņu struktūra, kas sastāv no vairākiem komponentiem (šūnas, šķiedras, asinsvadi, nervi u.c.). Optiskie eksperimenti pierāda, ka dažādi komponenti parādās, kad āda tiek apstarota ar dažāda viļņa garuma gaismas avotiem. Tas dod iespēju uzņemt plaukstu asinsvadu attēlus un izmantot tos cilvēka identifikācijā.

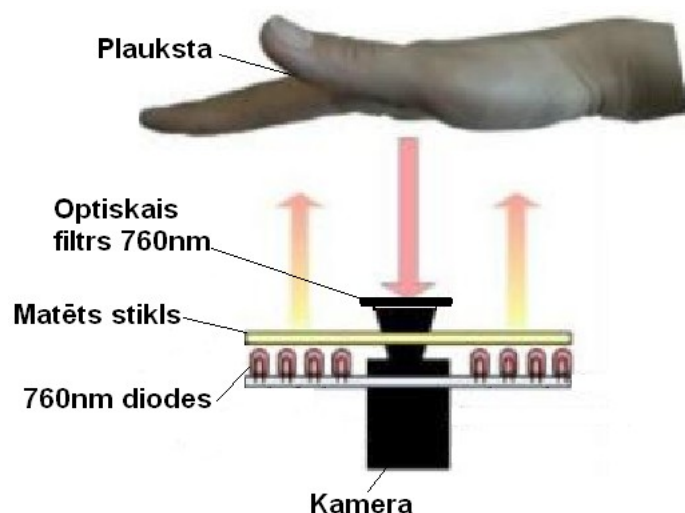
Asinis transportē skābekli ar hemoglobīna palīdzību, kas tajās atrodas; Hemoglobīns kļūst piesātināts ar skābekli, kad skābeklis no plaušām tam pievienojas. Tas kļūst nepiesātināts, kad tas tiek zaudēts ķermeņa palīg trahejās. Īsāk sakot artērijas satur skābekļa piesātinātu hemoglobīnu, bet vēnas, asinsvadi skābekļa nepiesātinātu hemoglobīnu.

Divu veidu hemoglobīnam ir dažādi absorbcijas spektri. Skābekļa nepiesātināts hemoglobīns sevišķi labi absorbē gaismu ar viļņa garumu ap 760 nm, tuvu infrasarkanā staru apgabālā. Kad tiek uzņemts ķermeņa attēls izmantojot tuvu infrasarkanā starojumu, trahejas/asinsvadi būs tumšāki par citām ķermeņa daļām, jo tikai trahejas/asinsvadi absorbē šos starus. Otrkārt artērijas ir dziļāk, tāpēc tās praktiski nevar redzēt.

Tiek lietotas divas vēnu attēlu veidošanas metodes: atstarošanās un pārraides metode. Atstarošanās metodē objekts tiek apgaismots no priekšpuses, bet pārraides metodē objektu apgaismo no aizmugures, sāna vai virsmas ap objektu.

Atstarošanās metodē izstarojošā ierīce un uztverošā ierīce var tikt apvienotas, jo virziens kādā notiek izstarošana un atstarošana ir vienāds. Tomēr pārraides metodē ierīces jālieto atsevišķi, jo mainās izstarošanas un uztveršanas ierīču novietojums.

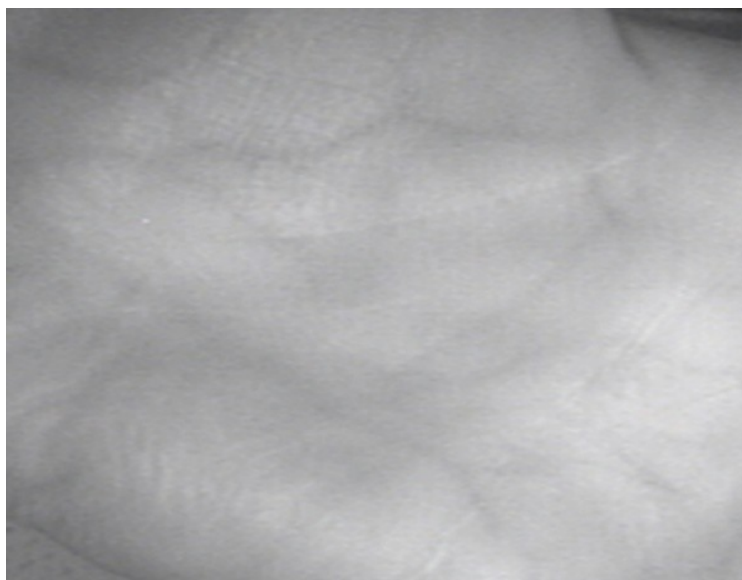
Izmantojot atstarošanās metodi iespējams izveidot mazāku vēnu attēla ieguves sistēmu, kas bezkontakta veidā iegūst un apstrādā infrasarkanā staru plaukstu pamatnes attēlus. Šādas sistēma ir parādīta attēlā 4.4.1.



4.4.1. zīm. Infrasarkanā attēlu iegūšanas sistēma

4.4.3 Eksperimentāli iegūtie attēli

Lai realizētu 4.4.1 attēlā redzamo sistēmu ir nepieciešama laba kamera, kas darbotos infrasarkanajā diapazonā. Attiecīga infrasarkanā kamera nebija pieejama, tādēļ pirmajam eksperimentam, tika izmantota Panasonic videokamera ar nakts redzamības funkciju, lai nodrošinātu jutību infrasarkanajā diapazonā. Eksperimentāli tika pierādīts, ka apstarojot plaukstu ar infrasarkanā gaismu ar viļņa garumu aptuveni 760nm attēlā tiek izdalītas tumšas līnijas, kas reprezentē asinsvadus. Tomēr kameras kvalitātes dēļ attēli ir ļoti trokšņaini, to var redzēt attēlā 4.4.2.

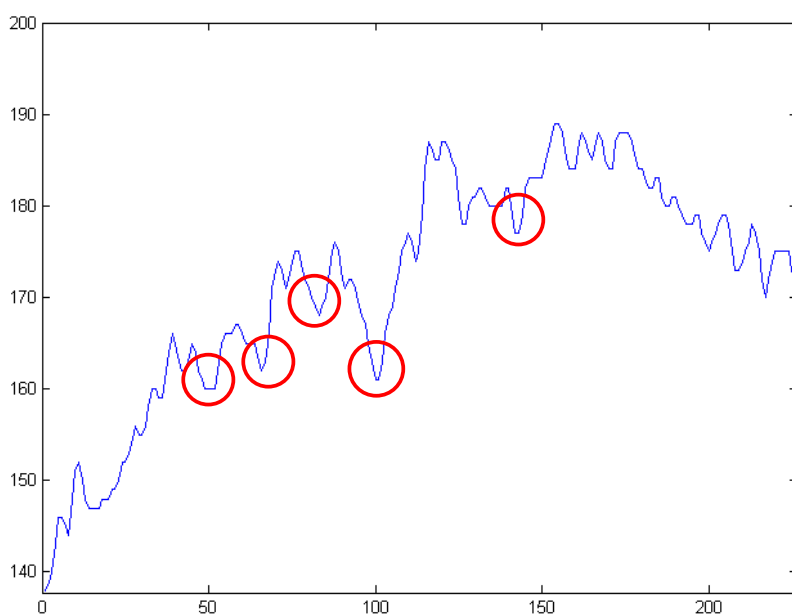


4.4.2. zīm. Iegūtais plauksts attēls infrasarkanā staru diapazonā

Protams, lai sasniegtu labākus rezultātus personu identificēšanā, mums nepieciešami labāki attēli, tas nozīmē, ka ir jāuzlabo sistēma. Nepieciešams izmantot kameru, kas paredzēta darbībai infrasarkanajā diapazonā, līdz ar to iegūtie attēli būs kvalitatīvāki un vieglāk analizējami. Kamera ir pasūtīta un tuvākajā laikā tiks iegūti jauni, kvalitatīvāki plauksts asinsvadu attēli.

4.4.4 Attēlu apstrādes algoritmi

Attēlu apstrādē ir zināmi daudz, dažādi algoritmi atsevišķu detaļu izdalīšanai, viens no vienkāršākajiem ir šķautņu detektēšana, kas meklē straujas intensitāšu izmaiņas attēlā, taču, ja intensitāšu izmaiņas ir pakāpeniskas, kā tas ir mūsu gadījumā, šis algoritms neder. Tādēļ ir jāizvēlas algoritms un jāpielāgo tas tā, lai tas nodrošinātu asinsvadu izdalīšanu. Viens no algoritmiem, kas tiek pielietots medicīnā, attēlu analizēšanai, kas ietver asinsvadus ir divdimensionālie salāgotie filtri. Literatūrā ir apskatīti arī tādi algoritmi kā adaptīvā sliekšņoperācija, Hessian matrica īpašvektoru iegūšanai, pikseļu grupēšana, asinsvadu izsekošana u.c. Lai izmantotu kādu algoritmu sākumā ir jāsaprot, kādas komponentes no iegūtā attēla mūs interesē. Apskatīsim attēla šķērsriezumu kādā patvaļīgi izvēlēta rindā.



4.4.3. zīm. Plaukstas asinsvadu attēla šķērsriezums

Kā redzams no attēla 4.4.3 asinsvadus reprezentē intensitātes iekritieni uz apkārtējā fona. Tas nozīmē, ka iegūtajā attēlā mums ir jāmeklē tieši šādas komponentes. Šādas komponentes var aproksimēt ar gausa līkni. Optimālā filtra izteiksmi var uzrakstīt kā

$$h_{opt}(x) = -\exp(-x^2/2\sigma^2) ,$$

kur x ir punkti, σ definē intensitātes profila platumu. 2D filtra masku iespējams pierakstīt kā

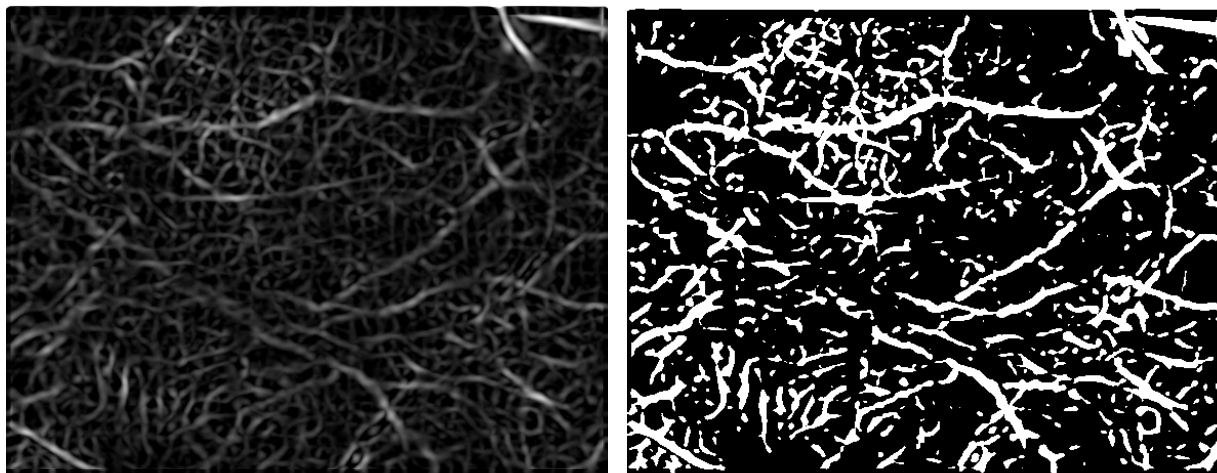
$$K_i(x, y) = -\exp(-x'^2/2\sigma^2) - m_i$$

Tomēr lai šāds salāgots filtrs spētu detektēt asinsvadus dažādās orientācijās, nepieciešams izmantot rotācijas matricu, lai rotētu filtra masku.

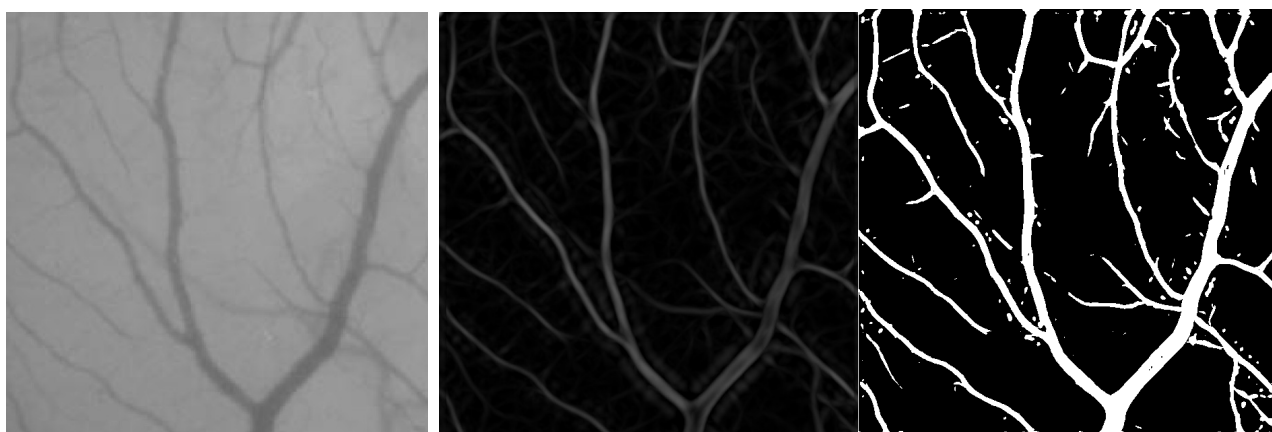
$$r_i = \begin{bmatrix} \cos \theta_i & -\sin \theta_i \\ \sin \theta_i & \cos \theta_i \end{bmatrix}$$

Tika izveidota programma MATLAB vidē, lai pārbaudītu algoritmu uz eksperimentāli iegūtā attēla. Izveidotā filtra maska tiek rotēta 12 leņķos, lai iegūtu rezultējošo attēlu. Rezultāts ir redzams attēlā 4.4.4. Kā redzams, tad algoritms dod diezgan daudz lieko komponentu, kas nepieder

asinsvadu attēlam. Tas ir izskaidrojams ar samērā liela trokšņa klātbūtni attēlā, kas apgrūtina attēlu apstrādes un filtrācijas procesu. Nosakot sliekšni iespējams izveidot bināro attēlu, lai novērtētu rezultātu. Kā redzams, tad šādus attēlus nevaram lietot, ja runa ir par precīzu biometrijas iekārtu. Lai pārliecinātos, vai kvalitatīvāks attēls dos labāku rezultātu, tika izvēlēts testa attēls 4.4.5, tā apstrādes rezultāts redzams blakus attēlos.



4.4.4. zīm. Filtrēšanas rezultātā iegūtais intensitāšu attēls un binārais attēls



4.4.5. zīm. Testa attēls, attēls pēc filtrācijas un binārais attēls

Kā redzams pēc iegūtajiem rezultātiem, šādu algoritmu iespējams izmantot un tas dod labu rezultātu, ja pats analizējamais attēls ir kvalitatīvs.

4.4.5 Adaptīvā sliekšņoperācija

Lai salīdzinātu algoritmus un izvēlētos labāko, tika apskatīta arī adaptīvā sliekšņoperācija. Iegūtajos attēlos asinsvadi parādās kā līnijas, kas ir pēc intensitātes tumšākās par apkārtnējo fonu. Bieži šādas detaļas atdala no fona ar sliekšņoperāciju: uzstāda noteiktu sliekšņa vērtību un pikselus, kuru intensitāte ir zemāka par šo sliekšni, aizvieto ar melniem pikseliem, bet pikselus ar lielāku intensitāti aizvieto ar baltiem. Rezultātā iegūst melnbaltu attēlu, kurā melnie pikseli pieder asinsvadiem un baltie – fonam:



4.4.6. zīm. Adaptīvās sliekšņoperācijas rezultāts

Tālāk šo bildi salīdzina ar datubāzē esošajām un novērtē sakritību. Piemēram, novērtējums var būt atšķirīgu pikseļu skaits pret visu pikseļu skaitu, izteikts procentos. Tālāk izvēlās to rezultātu, kurš visvairāk sakrīt, tātad mazāk atšķirīgu pikseļu.

Metodikā tika saskatīti vairāki trūkumi:

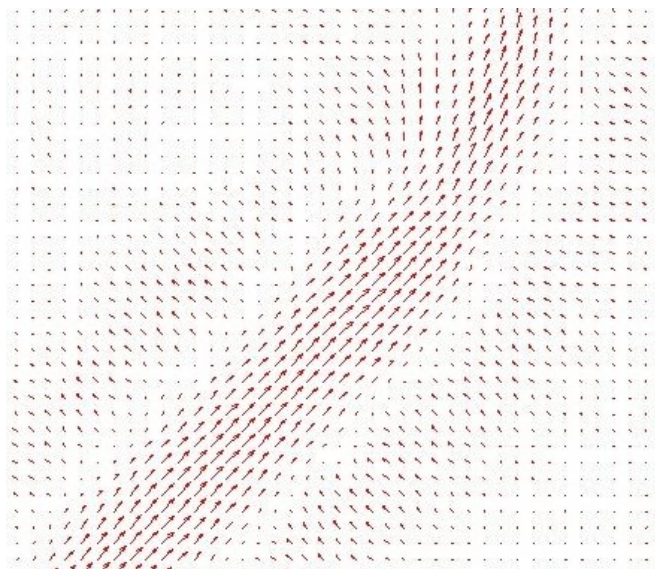
Piemēram, šādu metodiku ir iespējams pielietot tikai tad, ja visā bildē šī sliekšņa vērtība ir viennozīmīga, respektīvi, visā attēlā vienāda. Taču iegūtajos attēlos, infrasarkanajai gaismai atstarojoties no plaukstas, fona intensitāte nav vienmērīga visā attēlā. Rezultātā dažus asinsvadus var 'pazaudēt', bet dažus trokšņus var pieskaitīt asinsvadiem. Šo trūkumu var novērst, pielietojot adaptīvo sliekšņoperāciju, kad sliekšņa vērtību aprēķina no apskatāma pikseļa blakus esošajiem pikseļiem:

$$S_{sl} = \frac{1}{S_D} \cdot \left[\iint_D f(x, y) dx dy \right] + C ,$$

kur S_D – laukums kurā tiek apskatītas pikseļu intensitātes, $f(x,y)$ – analizējamais attēls, C – konstante.

Algoritms ir viegli realizējams, nav nepieciešams veikt sarežģītas matemātiskās operācijas, taču ir ļoti jūtīgs pret tajā esošas konstantes C vērtību, kuru parasti izvēlās atkarīgi no situācijas. Var gadīties, ka šo konstanti izvēlās vienu, bet kādreiz parādīsies nestandarta situācija un ierīce kļūdīsies. Vēl viens trūkums ir iegūtās bildes transformācijas: nobīdes un rotācijas. Ja cilvēks, kuru ir jāidentificē, novietos savu plaukstu nepareizi, piemēram, nedaudz nobīdītu, tad pikseļu izvietojums datubāzes attēlā nebūs tāds pats, ka iegūtajā. Tāpēc adaptīvo sliekšņoperāciju tika nolemts papētīt vēlāk, un apskatīt arī citus algoritmus.

Iegūtie rezultāti tomēr dod tikai skalārus lielumus katrā attēla pikselī. Lai iegūtu papildus informāciju par analizējamajiem objektiem, mūsu gadījumā asinsvadiem tika apskatīts arī algoritms, kas iegūst papildus informāciju no analizējamajiem objektiem. Izmantojot Hessa matricu iespējams iegūt attēla īpašvektorus, kas konkrētā gadījumā dod papildus informāciju par asinsvadu izvietojumu (4.4.7. zīm.).



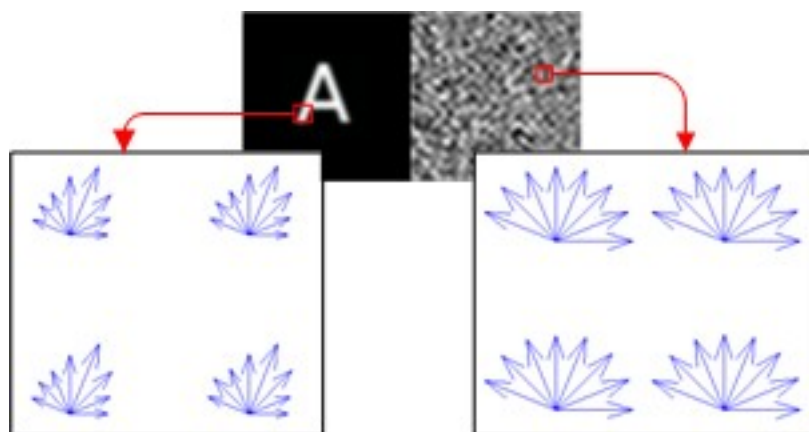
4.4.7. zīm. Īpašvektori, iegūti ar Hessa matricu

Taču šāda operācija ir sarežģītāka par iepriekš apskatītajām un īpašvektori vienmēr var nenorādīt vēlamo asinsvadu virzienu, tādā veidā ieviešot kļūdu algoritmā.

4.4.6 Korelācijas vektoru iegūšana ar 2D salāgoto filtru palīdzību

Iepazīstoties ar iepriekš apskatītajiem algoritmiem radās ideja par jauna algoritma izveidošanu, kas būtu noderīgs arī segmentēšanas procesā. Piedāvātās idejas pamatā ir 2D salāgotā filtrēšana ar kuras palīdzību mēs varam iegūt filtra reakciju katrā attēla pikselī pie visiem izvēlētiem filtra maskas leņķiem.

No tā seko, ka filtrējot, katrā pikselī iegūst vektoru kopu, kur katrs vektors būs orientēts maskas pagrieziena leņķī un tā garums reprezentēs filtra maskas reakciju. Teorētiski, vietā, kur attēlā ir analizējamais objekts un filtra maskas korelācija ar objektu ir vislielākā, vektora garums arī būs vislielākais. Attēlā 4.4.8 redzams testa attēls, kurā parādītas vektoru kopas, signāla un trokšņa gadījumā.



4.4.8. zīm. Vektoru kopas signāla un trokšņa gadījumā

4.4.6.1 Problēmas nostādne

Uzdevums ir no iegūtās vektoru kopas iegūt rezultējošos korelācijas vektorus, katrā pikselī. Piedāvātais algoritms balstās uz šādiem pieņēmumiem:

1. Vektoru kopa signāla gadījumā satur garākus vektorus, kas orientēti objekta virzienā;
2. Vektoru kopa trokšņa gadījumā satur līdzīga garuma vektorus.

Tādēļ algoritmam jāizpilda sekojošas prasības:

1. Perpendikulāri orientētie vektori pavājina viens otru;
2. Līdzīgi vērsti vektori pastiprina viens otru.

Pirmā prasība nodrošina trokšņa apspiešanu, jo trokšņa gadījumā visi vektori ir līdzīga garuma un pa pāriem perpendikulāri. Otrā prasība ir izvirzīta lai pastiprinātu signāla reakcijas un iegūtu garāku korelācijas vektoru. Kā arī jāievēro, ka rezultātā šai metodei jāatgriež vektors.

4.4.6.2 Problēmas risinājums

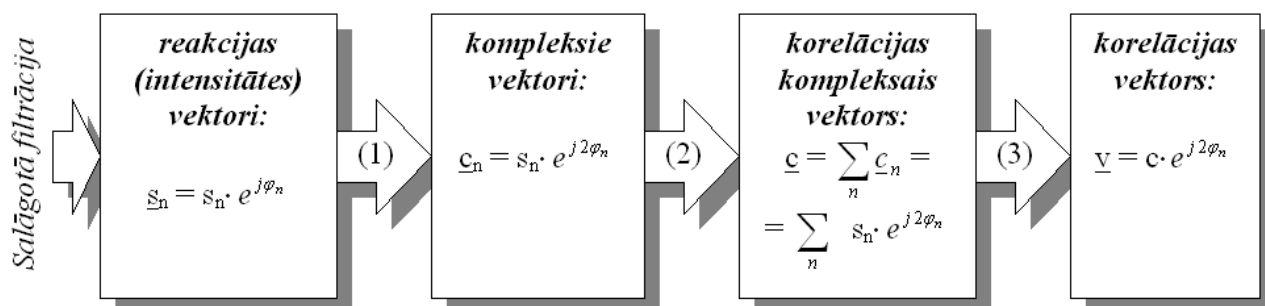
Lai atrisinātu šo problēmu bija nepieciešams izstrādāt tādu matemātisku metodi, kas ļautu perpendikulāriem vektoriem savstarpēji kompensēties, un vektoriem ar līdzīgu virzienu – savstarpēji pastiprināties.

Pamatsdoma ir perpendikulārus vektorus (90°) pārvērst pretējos (180°), pirms saskaitīšanas.

Metodikas algoritms ir šāds:

1. palielina reakcijas vektora $\underline{s}_n$ leņķi (maskas leņķi) 2 reizes un iegūst vektorus, kurus sauc par kompleksi vektoriem $\underline{c}_n$. Līdz ar to perpendikulārie vektori pārvēršas par pretējiem, bet līdzīgi orientēti vektori paliek orientēti līdzīgajos virzienos;
2. saskaita iegūtos kompleksus vektorus $\underline{c}_n$ (rezultātā iegūst korelācijas komplekso vektoru $\underline{c}$, ar dubultotu leņķi);
3. samazina korelācijas kompleksā vektora $\underline{c}$ leņķi 2 reizes (iegūst nepieciešamo korelācijas vektoru $\underline{v}$).

Algoritmu var aprakstīt šādi:



Leņķa dubultošana, kā arī dalīšana ar 2 izrādās pašas sarežģītākās darbības visā algoritmā, jo tās izmanto sekojošas operācijas – sin/cos, arctg, dalīšanu, pacelšanu kvadrātā un kvadratsaknes izvilkšanu:

$$c_2' = \sqrt{\Re(c)^2 + \Im(c)^2} \cdot \left[\cos\left(2 \cdot \arctg \frac{\Im(c)}{\Re(c)}\right) + j \sin\left(2 \cdot \arctg \frac{\Im(c)}{\Re(c)}\right) \right]$$

$$c_{0.5}' = \sqrt{\Re(c)^2 + \Im(c)^2} \cdot \left[\cos\left(0.5 \cdot \arctg \frac{\Im(c)}{\Re(c)}\right) + j \sin\left(0.5 \cdot \arctg \frac{\Im(c)}{\Re(c)}\right) \right]$$

Diemžēl, izvairīties no pedējās (3) operācijas nevar, jo tā ir nelineārā, taču, vispirms, var izvairīties no (1) operācijas: filtrēšanas rezultātu (intensitāti) jāorientē nevis maskas virzienā (leņķis φ_m), bet uzreiz ar dubultotu maskas leņķi ($2\varphi_m$).

$$\underline{c}_n = s_n \cdot e^{j \cdot 2 \varphi_n}$$

Tad veic (2) operāciju:

$$\underline{c} = \sum_n \underline{c}_n = \sum_n s_n \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \phi_n}$$

Un pēc tam samazina leņķi (3).

Tā kā filtrēšanas operāciju, kuras rezultātā iegūst intensitāti sn var izteikt ar formulu:

$$s_n = \iint_D f(x, y) \cdot M(x_0, y_0, x, y, \phi_n) \cdot dx dy$$

jeb dīkrētā attēla gadījumā kā:

$$s_n = \sum_D \sum f(x, y) \cdot M(x_0, y_0, x, y, \phi_n)$$

Tad katru komplekso vektoru $\underline{c}_n$ var aprēķināt šādi:

$$\underline{c}_n = \sum_D \sum [f(x, y) \cdot M(x_0, y_0, x, y, \phi_n)] \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \phi_n}$$

Kur $M(x_0, y_0, x, y, \phi_n)$ – filtra maska, novietota punktā (x_0, y_0) un pagriezta pa leņķi ϕ_n . Formula ļauj atrast vienu komplekso vektoru. Lai atrastu visus, jāveic filtrāciju ar maskām pie visiem vajadzīgiem leņķiem ϕ_n . Un tad tos saskaita kopā, iegūstot komplekso vektoru $\underline{c}$. Šāda filtrācija ir ļoti darbietilpīgs process, jo ir jāveic filtrāciju vismaz pie 8 maskas leņķiem, lai dabūtu precīzu rezultātu. Salāgota filtrācija pie katra no 8 leņķiem pēc būtības ir attēla pikseļu reizinājums ar maskas pikseļiem un to saskatīšana kopā, kas ir jāveic katras bildes pikselim! Tāpēc šis process ir jāvienkāršo.

Summāro komplekso, jeb korelācijas komplekso vektoru $\underline{c}$ atrod pēc formulas:

$$\underline{c}_n = \sum_{\phi_n} \left\{ \sum_D \sum [f(x, y) \cdot M(x_0, y_0, x, y, \phi_n)] \right\} \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \phi_n}$$

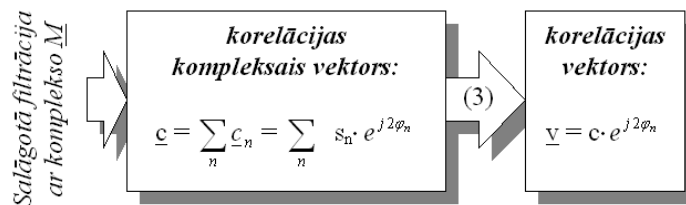
Šo izteiksmi linearitātes dēļ var pārrakstīt šādi:

$$\underline{c}_n = \sum_D \sum \left[f(x, y) \cdot \sum_{\phi_n} M(x_0, y_0, x, y, \phi_n) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \phi_n} \right] = \sum_D \sum [f(x, y) \cdot \underline{M}(x_0, y_0, x, y)]$$

Tagad filtrācija ir jāveic tikai ar vienu komplekso masku $\underline{M}$, divas reizes – ar tās reālo un imagināro daļu. Komplekso masku atrod pēc šīs izteiksmes:

$$\underline{M}(x_0, y_0, x, y) = \sum_{\phi_n} M(x_0, y_0, x, y, \phi_n) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \phi_n}$$

Ar šādiem matemātiskiem pārveidojumiem sākotnēju algoritmu izdevās vienkāršot:



Tālāk tika izpētīta maskas mēroga ietekme uz filtrācijas rezultātiem. Katra maska detektē tikai attēla detaļas, kas ir ar to salāgotas. Lai vienlaicīgi detektēt dažādu izmēru detaļas, tikai piedāvāts vienā kompleksajā maskā apvienot dažādu mērogu maskas pie visiem vajadzīgajiem leņķiem ϕ_n . Līdz ar to:

$$\underline{M}_{\phi_m}(x_0, y_0, x, y) = \sum_m \left[\sum_{\phi_n} M(x_0, y_0, x, y, \phi_n) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \phi_n} \right]$$

Tika eksperimentāli pierādīts, ka viena mēroga maska netraucēs cita mēroga maskai.

1. Pielikums

MATLAB programmas signālu ar laikā mainīgu frekvenču joslas platumu diskretizācijai un atjaunošanai

```
clear all

%signālatkarīga diskretizācija un atjaunošana, zinot fmax(t)
dt=0.01;
t=0:dt:200;
y=cos(2*pi*(0.1*t+0.2/200*t.^2))+0.5*cos(-2*pi*8/log(9)*9.^(1-t/80))+
0.8*cos(2*pi*(t*0.75-280/pi*(0.5*cos(2*pi*t/280-2*40*pi/280)+
1/8*sin(4*pi*t/280-4*40*pi/280)))/3);

f=[]; %trīs komponentu momentānās frekvences
f=[f;0.1+0.4*t/200;1/10*9.^(1-t/80);1/3*(0.5+sin(2*pi*(t-40)/280)).^2];
fmax=max(f); %signāla momentānā maksimālā frekvence

plot(t,fmax)

ff=0; faze2=ff;
for k=1:length(fmax)-1
    ff=ff+fmax(k)*0.01;
    faze2=[faze2,ff];
end;

kk=1.25;
faze2=2*pi*faze2;
L=sinc(kk*faze2);
sig2=sin(kk*faze2);

[sn,ton,txn,uuu]=lvcrossing2(L,100,2,2,0);
tk=ton;
tk=[t(1),ton]; size(tk)

Fatj2=zeros(length(t),length(tk));
fii=0;
for k=1:length(tk)
    Fatj2(:,k)=sinc(kk*faze2-fii)';
    fii=fii+pi;
end;
Fatj=Fatj2;

C=cos(2*pi*(0.1*tk+0.2/200*tk.^2))+0.5*cos(-2*pi*8/log(9)*9.^(1-tk/80))+
0.8*cos(2*pi*(tk*0.75-280/pi*(0.5*cos(2*pi*tk/280-2*40*pi/280)+
1/8*sin(4*pi*tk/280-4*40*pi/280)))/3); %signāla nolases

Satj1=Fatj*C'; %atjaunotais signāls

plot(t,y,tk,C,'.',t,Satj1);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all

%signāla atjaunošana no līmeņu-šķērsojuma nolasēm Sn
[Sn,tn,u]=lvcrossing(200,1e-4,'cos(2*pi*(0.1*t+0.2/200*t.^2))+0.5*cos(-
2*pi*8/log(9)*9.^(1-t/80))+0.8*cos(2*pi*(t*0.75-280/pi*(0.5*cos(2*pi*t/280-
2*40*pi/280)+1/8*sin(4*pi*t/280-4*40*pi/280)))/3)',4,8);

dt=0.1;
t=0:dt:200;
y=cos(2*pi*(0.1*t+0.2/200*t.^2))+0.5*cos(-2*pi*8/log(9)*9.^(1-t/80))+
```

```

0.8*cos(2*pi*(t*0.75-280/pi*(0.5*cos(2*pi*t/280-2*40*pi/280)+
1/8*sin(4*pi*t/280-4*40*pi/280)))/3);

f=[];
f=[f;0.1+0.4*t/200;1/10*9.^(1-t/80);1/3*(0.5+sin(2*pi.*(t-40)/280)).^2];
fmax=max(f);

%fmaks(t) noteikšana
[fup,tup,tint]=fupFn(Sn,tn); %fj(tj) aprēķins (fj=fup, tj=tup)
tup=(tint(:,1)+tint(:,2))/2;

Fs=100; dtt=1/Fs;
tt=tn(1):dtt:tn(end);
ft = zeros(size(tt));
for ma = 15:35 %fj(tj) aproksimācija dažādām ma vērtībām
    ft = ft+Aproksimacija(fup,tup',ma,tt);
end;
ft = ft/21; %vidējošana

plot(t,fmax,'k',tt,ft,'r')

ff=0; faze=ff;
for k=1:length(ft)-1
    ff=ff+ft(k)*1/Fs;
    faze=[faze,ff];
end;

tk=[]; f0=0; kk=1.3; %atrod laika momentus tk
for g=1:length(faze)-1
    if faze(g)<=f0&&faze(g+1)>=f0
        tk=[tk,(f0-faze(g))/(faze(g+1)-faze(g))*(tt(g+1)-tt(g))+tt(g)];
        f0=f0+0.5/kk;
    end;
end;

%fāzes aprēķins
tatj=tn(1):1/10:tn(end);
faze=2*pi*faze*kk;
fazen=interp1(tt,faze,tn,'linear','extrap');
fazet=interp1(tt,faze,tatj,'linear','extrap');
sig=sin(faze);
sign=sin(fazen);
sigt=sin(fazet);

%impulsa reakcijas h(tn,tk) aprēķins
FF=zeros(length(tn),length(tk));
fii=0;
for k=1:length(tk)
    FF(:,k)=sinc(fazen-fii)';
    fii=fii+pi;
end;

C2=interp1(tn,Sn,tk,'linear','extrap'); %signāla interpolācija
C3=C2; %meklējamo nolašu C3(tk) sākumvērtības

Xn2=FF*C3'; %vērtību iteratīvs aprēķins
for k=1:10
    dC=interp1(tn,Sn-Xn2',tk,'linear','extrap');
    C3=C3+dC;
    Xn2=FF*C3';
end;

%impulsa reakcijas h(tatj,tk) aprēķins
Fatj=zeros(length(tatj),length(tk));
fii=0;
for k=1:length(tk)
    Fatj(:,k)=sinc(fazet-fii)';
    fii=fii+pi;
end;

```

```

end;

%atjaunotais signāls
Satj=Fatj*C3';
figure
plot(t,y,tn,Sn,'.',tatj,Satj,tk,C3','o');

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function [funkc] = Aproksimacija(Sn2,tn2,m,t) %funkcija punktu aproksimācijai ar
%gabalveida 1. kārtas polinomiem

itsk = floor(length(tn2)/m);

if itsk < 2
    a = polyfit(tn2,Sn2,1);
    funkc = polyval(a,t);
else
    y=[];
    for k = 1:m*(itsk-2)+1
        y = [y,(tn2(k+m-1)+tn2(k+m))/2];
    end;
    M = length(y);
    y=[0,y,y(end)];

    Sn = Sn2(1:m*itsk);
    tn = tn2(1:m*itsk);

    S = sum(Sn);

    s1 = 0;
    c = S;
    for k = 1:M+1
        a1 = m*(k-1)+1;
        a2 = a1+m-1;
        s2 = sum(Sn(a1:a2));
        s1 = s1+s2;
        c = [c;sum(Sn(a1:a2).*tn(a1:a2))+(y(k+1)-y(k))*(S-s1)-y(k)*s2];
    end;

    sumtn = zeros(M+1,1);
    sumtn2 = sumtn;

    d = m+m*M;
    for k = 1:M+1;
        a1 = m*(k-1)+1;
        a2 = a1+m-1;
        sumtn(k) = sum(tn(a1:a2));
        sumtn2(k) = sum(tn(a1:a2).^2);
        d = [d;sumtn(k)+m*(y(k+1)*(M-k+1)-y(k)*(M-k+2))];
    end;
    Matr = d;

    d = d*y(2);
    d(1) = sumtn(1)+y(2)*m*M;
    d(2) = sumtn2(1)+m*M*y(2)^2;
    Matr = [Matr,d];

    for k = 1:M
        dy = y(k+2)-y(k+1);
        D = [];
        d1 = sumtn(k+1)-m*(y(k+1)-dy*(M-k));
        D = [D;d1];
        for z = 2:k+1
            D = [D;(y(z)-y(z-1))*d1];
        end;

```

```

D = [D;sumtn2(k+1)-2*y(k+1)*sumtn(k+1)+m*(y(k+1)^2+(M-k)*dy^2)];
if k+3 <= M+2
    for z = k+3:M+2
        D = [D;dy*(sumtn(z-1)+m*(y(z)*(M-z+2)-y(z-1)*(M-z+3)))]];
    end;
end;
Matr = [Matr,D];
end;

rez = Matr\c;

b = rez(1);
a = rez(2:end);

for k = 1:M
    b = [b;b(end)+y(k+1)*(a(k)-a(k+1))];
end;

mm = length(tn2)-m*itsk;
if mm > 0
    y(end) = (tn2(m*itsk)+tn2(m*itsk+1))/2;
    Sn = Sn2(m*itsk+1:end);
    tn = tn2(m*itsk+1:end);
    S = sum(Sn);
    St = sum(Sn.*tn);
    sumtn = sum(tn);
    sumtn2 = sum(tn.^2);
    aa = (St-y(M+2)*S-(b(end)+y(M+2)*a(end))*(sumtn-mm*y(M+2)))/(sumtn2-
y(M+2)*(2*sumtn-y(M+2)*mm));
    bb = b(end)+y(M+2)*(a(end)-aa);
    a = [a;aa];
    b = [b;bb];
else
    a = [a;a(end)];
    b = [b;b(end)];
end;

funkc = zeros(size(t));

for k = 1:M+1
    ind = t>=y(k)&t<y(k+1);
    funkc(ind) = a(k)*t(ind)+b(k);
end;

ind = t>=y(M+2);
funkc(ind) = a(M+2)*t(ind)+b(M+2);
end;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function [funkc] = Aproksimacija2(Sn2,tn2,m,t)%funkcija punktu aproksimācijai ar
%gabalveida 2. kārtas polinomiem

itsk = floor(length(tn2)/m);

if itsk < 2
    a = polyfit(tn2,Sn2,2);
    funkc = polyval(a,t);
else
    y=[];
    for k = 1:m:m*(itsk-2)+1
        y = [y,(tn2(k+m-1)+tn2(k+m))/2];
    end;
    M = length(y);
    y=[0,y,y(end)];

```



```

Sn = Sn2(1:m*itsk);
tn = tn2(1:m*itsk);

SM = zeros(M+2,1);
tM = SM;
t2M = SM;
t3M = SM;
t4M = SM;
StM = SM;
St2M = SM;

for k = 1:M+1
    a1 = m*(k-1)+1;
    a2 = a1+m-1;
    SM(k) = sum(Sn(a1:a2));
    tM(k) = sum(tn(a1:a2));
    t2M(k) = sum(tn(a1:a2).^2);
    t3M(k) = sum(tn(a1:a2).^3);
    t4M(k) = sum(tn(a1:a2).^4);
    StM(k) = sum(Sn(a1:a2).*tn(a1:a2));
    St2M(k) = sum(Sn(a1:a2).*(tn(a1:a2).^2));
end;

Ssum = sum(SM);
tsum = sum(tM);
t2sum = sum(t2M);
Stsum = sum(StM);

cc = [Ssum;Stsum];

sk1 = StM(1);
sk2 = SM(1);
for k = 1:M+1
    cc = [cc;St2M(k)+2*(y(k+1)-y(k))*(Stsum-sk1)-(y(k+1)^2-y(k)^2)*(Ssum-
sk2)-2*y(k)*StM(k)+SM(k)*y(k)^2];
    sk1 = sk1+StM(k+1);
    sk2 = sk2+SM(k+1);
end;

sk1 = tM(1);
sk2 = 0;
d = [m+m*M;tsum];
for k = 1:M+1;
    d = [d;t2M(k)+m*((M-k+2)*y(k)^2-(M-k+1)*y(k+1)^2)+2*(y(k+1)*(tsum-sk1)-
y(k)*(tsum-sk2))];
    sk2 = sk1;
    sk1 = sk1+tM(k+1);
end;
Matr = d;

sk1 = t2M(1);
sk2 = 0;
sk3 = tM(1);
sk4 = 0;
d = [tsum;t2sum];
for k = 1:M+1;
    d = [d;t3M(k)+2*(y(k+1)*(t2sum-sk1)-y(k)*(t2sum-sk2))+(tsum-sk4)*y(k)^2-
(tsum-sk3)*y(k+1)^2];
    sk2 = sk1;
    sk1 = sk1+t2M(k+1);
    sk4 = sk3;
    sk3 = sk3+tM(k+1);
end;

```

```

Matr = [Matr,d];

Matr(:,3) = 2*y(2)*Matr(:,2)-Matr(:,1)*y(2)^2;
Matr(1,3) = t2M(1)-y(2)*(m*M*y(2)-2*(tsum-tM(1)));
Matr(2,3) = t3M(1)+y(2)*(2*(t2sum-t2M(1))-y(2)*(tsum-tM(1)));
Matr(3,3) = t4M(1)+(m*M*y(2)^2+4*(t2sum-t2M(1))-4*y(2)*(tsum-tM(1)))*y(2)^2;

sk1 = t2M(1);
sk3 = tM(1);
for k = 1:M
    sk1 = sk1+t2M(k+1);
    sk2 = sk1+t2M(k+2);
    sk3 = sk3+tM(k+1);
    sk4 = sk3+tM(k+2);
    ssk1 = sk1; ssk2 = sk2; ssk3 = sk3; ssk4 = sk4;
    dy = y(k+2)-y(k+1);
    dy2 = y(k+1)^2-y(k+2)^2;
    D = [];
    d11 = t2M(k+1)-y(k+1)*(2*tM(k+1)-y(k+1)*m);
    d12 = 2*dy*(tsum-sk3)+dy2*m*(M-k);
    d1 = d11+d12;
    d21 = t3M(k+1)-y(k+1)*(2*t2M(k+1)-y(k+1)*tM(k+1));
    d22 = 2*dy*(t2sum-sk1)+dy2*(tsum-sk3);
    d2 = d21+d22;
    D = [D;d1;d2];
    for z = 3:k+3
        D = [D;2*(y(z-1)-y(z-2))*d2-d1*(y(z-1)^2-y(z-2)^2)];
    end;
    D(end) = D(end)-2*y(z-1)*d21+d11*y(z-1)^2+t4M(z-2)-y(z-2)*(2*t3M(z-2)-
y(z-2)*t2M(z-2));
    if k+4 <= M+3
        for z = k+4:M+3
            D = [D;2*dy*(t3M(z-2)+2*(y(z-1)*(t2sum-ssk2)-y(z-2)*(t2sum-
ssk1))-(tsum-ssk4)*y(z-1)^2+(tsum-ssk3)*y(z-2)^2)+dy2*(t2M(z-2)+2*(y(z-1)*(tsum-
ssk4)-y(z-2)*(tsum-ssk3))+m*((M-z+4)*y(z-2)^2-(M-z+3)*y(z-1)^2))];
            ssk1 = ssk1+t2M(z-2);
            ssk2 = ssk1+t2M(z-1);
            ssk3 = ssk3+tM(z-2);
            ssk4 = ssk3+tM(z-1);
        end;
    end;
    Matr = [Matr,D];
end;

rez = Matr\cc;

c = rez(1);
b = rez(2);
a = rez(3:end);

for k = 1:M
    c = [c;c(end)-(a(k)-a(k+1))*y(k+1)^2];
    b = [b;b(end)+2*y(k+1)*(a(k)-a(k+1))];
end;

mm = length(tn2)-m*itsk;
if mm > 0
    y(end) = (tn2(m*itsk)+tn2(m*itsk+1))/2;
    ye = y(end);
    Sn = Sn2(m*itsk+1:end);
    tn = tn2(m*itsk+1:end);
    S = sum(Sn);
    St = sum(Sn.*tn);
    St2 = sum(Sn.*(tn.^2));

```

```

sumtn = sum(tn);
sumtn2 = sum(tn.^2);
sumtn3 = sum(tn.^3);
sumtn4 = sum(tn.^4);
aa = (St2-2*ye*St+S*ye^2+(b(end)+2*ye*a(end))*(2*ye*sumtn2-sumtn3-
sumtn*ye^2)+(c(end)-a(end)*ye^2)*(2*ye*sumtn-sumtn2-mm*ye^2))/(sumtn4-
ye*(4*sumtn3-6*ye*sumtn2+4*sumtn*ye^2-mm*ye^3));
bb = b(end)+2*ye*(a(end)-aa);
cc = c(end)-(a(end)-aa)*ye^2;
a = [a;aa];
b = [b;bb];
c = [c;cc];
else
a = [a;a(end)];
b = [b;b(end)];
c = [c;c(end)];
end;

funkc = zeros(size(t));

for k = 1:M+1
ind = t>=y(k)&t<y(k+1);
funkc(ind) = a(k)*t(ind).^2+b(k)*t(ind)+c(k);
end;

ind = t>=y(M+2);
funkc(ind) = a(M+2)*t(ind).^2+b(M+2)*t(ind)+c(M+2);
end;

```

MATLAB programmas signālu ar laikā mainīgu frekvenču joslas platumu diskretizācijai un atjaunošanai

```

clear all

N=512; %punktu skaits
t=0:N-1;

nrealiz=100;
nr=250; %realizāciju skaits (signālu skaits)
yy=[];
for nn=1:nr
y=[0 0 0 0];
e=randn(1,N);
e=[0 0 e];
for k=1:N
y=[y, 2.76*y(end)-3.809*y(end-1)+2.654*y(end-2)-0.924*y(end-3)+e(k+2)-
0.9*e(k+1)+0.81*e(k)];
end;
yy=[yy;y(5:end)]; %signālu masīvs
end;

tt=0:0.01:N;
Satj=zeros(nr,length(tt));

for k=1:length(t); %interpolācija ar sinc funkcijām
Satj=Satj+yy(:,k)*sinc(tt-t(k));
end;

ind=tt>=128&tt<=384;
Satj=Satj(1:nr,ind);

MN=2; %frekvenču soļa dalītājs

```

```

fstep=1/(MN*255);
fn=sort([-fstep:-fstep:-0.5, 0:fstep:0.5]);
ind=fn<=0.15&fn>=-0.15;

Rezult=[];
RezDFT=[];

L=[]; aaa=1;
for kkkk=1:nrealiz;

    while 1>0 %signālu atlase, kuriem nolašu skaits ir noteiktā intervālā
        [z,v,Sn,tn,u]=lvcrossing2(Satj(aaa,:),100,3,110,[-42:6:42]);
        N=length(Sn)
        if N>225||N<175
            aaa=aaa+1; aaa
        else
            aaa=aaa+1; break;
        end;
    end;

    L=[L,N];
    xn=Sn;

    dt=tn(2:end)-tn(1:end-1);
    dt=[dt,sum(dt)/length(dt)];
    Sn=Sn.*dt;
    e=exp(-i*2*pi*fn'*tn);
    b=1/(tn(end)-tn(1))*(abs(Sn*e'/length(1))).^2;
    RezDFT(kkkk,:)=b;

    s1=sum(b(ind));

    ii=1;
    r=[];

    while (ii<11) %R matricas iteratīvs aprēķins
        for n=1:N
            for k=n:N
                r(k,n)=sum(b'.*conj(e(:,k)).*e(:,n));
                if n~=k, r(n,k)=conj(r(k,n));end
            end
        end

        r=r+0.001*eye(size(r)); %transformācijas stabilizācija
        skait=inv(r)*e';
        nn=size(skait);
        c=[];
        for kk=1:nn(2)
            c=[c,e(kk,:)*skait(:,kk)];
        end;

        for kk=1:nn(2)
            skait(:,kk)=skait(:,kk)/c(kk);
        end;
        s=xn*skait;
        b=(s.*conj(s));
        Rezult(15*(kkkk-1)+ii,:)=abs(1./c);
        ii=ii+1;
    end;
end;

rez1=sum(Rezult(1:15:1500,:))/100; %rezultāts pēc atsevišķām iterācijām

```

```
rez2=sum(Rezult(2:15:1500,:))/100;
rez3=sum(Rezult(3:15:1500,:))/100;
rez4=sum(Rezult(4:15:1500,:))/100;
rez5=sum(Rezult(5:15:1500,:))/100;
rez6=sum(Rezult(6:15:1500,:))/100;
rez7=sum(Rezult(7:15:1500,:))/100;
rez8=sum(Rezult(8:15:1500,:))/100;
rez9=sum(Rezult(9:15:1500,:))/100;
rez10=sum(Rezult(10:15:1500,:))/100;
rez11=sum(Rezult(11:15:1500,:))/100;
rez12=sum(Rezult(12:15:1500,:))/100;
rez13=sum(Rezult(13:15:1500,:))/100;
rez14=sum(Rezult(14:15:1500,:))/100;
rez15=sum(Rezult(15:15:1500,:))/100;
rezDFT=sum(RezDFT)/100; % DFT rezultāts
```

2. Pielikums.

Моделирование и расчет стробируемого балансного компаратора на туннельных диодах

Э. Бейнер, доктор вычислительных наук
К. Круминьш, доктор вычислительных наук

*Институт электроники и вычислительной техники
ул. Дзербенес, 14 Рига LV-1006, Латвия
E-mail: beiners@edi.lv*

Путем моделирования и расчетов проводится исследование стробируемого балансного компаратора, выполненного на туннельных диодах, в котором в качестве формирователя стробсигнала используется тоже туннельный диод. Проводится моделирование и расчет оптимального значения сопротивления в цепи стробсигнала и необходимой амплитуды импульса запуска формирователя стробсигнала. Моделирование стробируемого балансного компаратора проведено с помощью программы *T-Spice* фирмы *Tanner*.

Ключевые слова: стробируемый компаратор, балансный компаратор, туннельный диод, стробоскопический преобразователь.

1. Введение.

Стробируемые балансные компараторы (СБК) (стробируемые балансные схемы сравнения) выгодно отличаются тем, что практически нечувствительны к шуму формирователя стробсигнала. Это позволяет создавать стробоскопические преобразователи, обладающие высокой чувствительностью [1]. Довольно большое количество работ посвящено исследованию таких компараторов на элементах сверхпроводниковой квантовой электроники SQUID (superconducting quantum interference device) [2, 3, 4, 5, 6, 7, 8]. Недостатком таких элементов является необходимость их охлаждения до температуры жидкого гелия. Поэтому целесообразным является исследование СБК, построенных на элементах, работающих при комнатной температуре, например СБК на туннельных диодах. Использование туннельных диодов целесообразно и в связи с тем, что современные туннельные диоды по быстродействию не уступают SQUID

элементам.

СБК могут использоваться в разных устройствах электроники и автоматики, в том числе и в дискретных стробоскопических преобразователях сигналов. Именно с таким использованием СБК будет связано наше исследование.

В исследуемом СБК в качестве формирователя стробсигнала используется туннельный диод, переключение которого осуществляется импульсом напряжения запуска с некоторой амплитудой U_0 . Поэтому необходимо найти выражение для расчета этой амплитуды. Кроме того, необходимо знать оптимальное значение сопротивления R_v в цепи стробсигнала. Исследования проводятся путем моделирования и путем аналитических расчетов. Аналитические исследования в общем виде таких сильно нелинейных цепей с реактивными элементами являются очень сложными. Поэтому для облегчения и упрощения аналитических исследований привлекалось компьютерное моделирование СБК. Для моделирования использовалась система *T-Spice* фирмы *Tanner*. Моделирование позволяет нам как бы “подключиться” к любому элементу схемы СБК, а также к любому элементу эквивалентной схемы туннельных диодов и наблюдать протекающие в них процессы. Моделирование показывает, какие токи и какие падения напряжений в схеме имеют существенное значение и их при аналитических исследованиях необходимо учитывать, и какими можно пренебречь. Такой подход позволяет понять процессы, протекающие в схеме и облегчает аналитические исследования. Кроме того, после проведения таких в некоторой степени приближенных расчетов, моделирование позволяет проверить соответствие полученных результатов результатам моделирования.

2. Расчет оптимального значения сопротивления R_v в цепи стробсигнала.

Принципиальная схема СБК приведена на Рис. 1, где TD_1 и TD_2 - туннельные диоды СБК, а TD_3 - стробирующий туннельный диод, формирующий крутой перепад напряжения. Стробирующий туннельный диод запускается импульсом запуска с амплитудой U_0 , подаваемом через резистор R_0 . Стробирующий перепад напряжения через резистор R_v подается на пару последовательно включенных туннельных диодов. В схеме изображен также источник сигнала u_i с внутренним сопротивлением R_i (обычно 50Ω). Входной сигнал через линию передачи L (обычно с волновым сопротивлением 50Ω) подается на резистор R_u входной цепи СБК. В точке соединения туннельных диодов подключен также резистор R_e , через который на СБК подается напряжение компенсации e . В зависимости от соотношения мгновенного значения u_i входного сигнала и напряжения компенсации e_i переключается один или другой туннельный диод. В равновесном состоянии СБК оба диода переключаются с одинаковой вероятностью. В таком

состоянии напряжение компенсации пропорционально мгновенному значению входного сигнала $e_i = u_i R_e / R_u$.

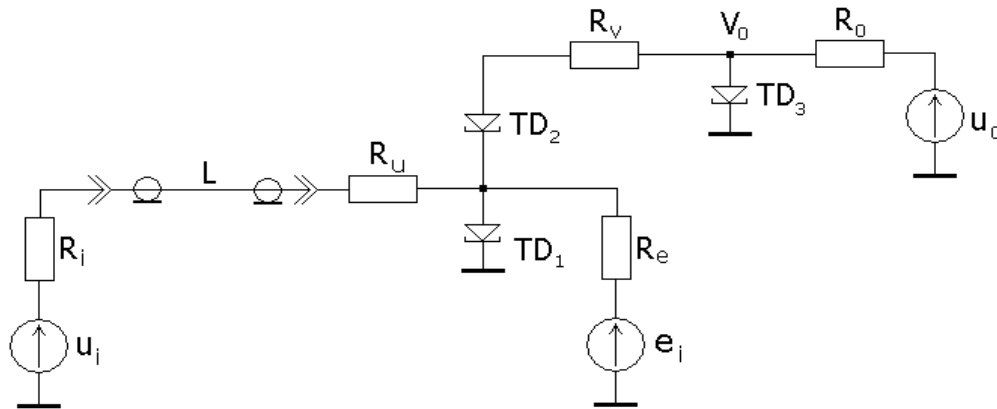


Рис. 1. Исследуемый стробируемый компаратор.

В расчетах и в моделировании использовалась известная эквивалентная схема туннельного диода, приведенная на рис. 2, где $L_s, R_s, C, \varphi(u)$ означает соответственно: паразитную индуктивность, сопротивление растекания, емкость р/п перехода и нелинейную вольтамперную характеристику (ВАХ) туннельного диода. Так как рассматриваемый нами СБК стробируется крутым перепадом напряжения, основной ток будет протекать через емкости р/п перехода.

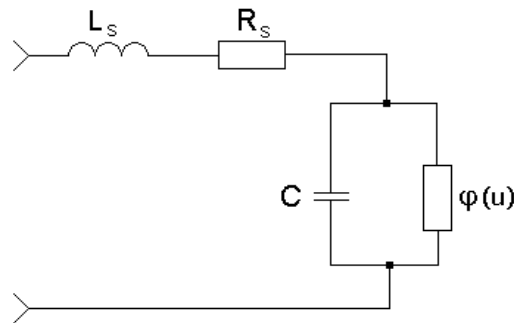


Рис. 2. Используемая в модели и в расчетах эквивалентная схема туннельного диода.

При расчете сопротивления R_v будем исходить из того, что после воздействия стробсигнала рабочая точка туннельных диодов должна переходить с начала вольтамперной характеристики диода на наиболее крутую часть падающей ветви ВАХ. Это требование следует из соображений получения минимального времени нарастания переходной характеристики стробоскопического преобразователя, использующего данный СБК [10]:

$$t_r = 2.2 |R_2| C, \quad (1)$$

где $|R_2|$ - дифференциальное сопротивление падающей ветви ВАХ туннельного

диода в точке, соответствующей падению напряжения в момент воздействия стробирующего перепада напряжения. Координаты наиболее крутой части падающей ветви ВАХ обычно не являются паспортными данными туннельного диода. Экспериментальное определение этих координат также затруднительно, так как эта точка является неустойчивой. Поэтому приходится пользоваться эмпирическими выражениями определения этих координат [11]:

$$U^* = p_1 U_p; \quad I^* = p_2 I_p \quad (2)$$

где U_p и I_p - пиковое напряжение и пиковый ток туннельных диодов. Эти коэффициенты имеют некоторый разброс $p_1 = 1.8 \div 1.9$; $p_2 = 0.7 \div 0.8$.

Для получения максимальной амплитуды стробирующего перепада напряжения необходимо использовать относительно большие значения сопротивления R_0 . Тогда при переключении туннельного диода TD_3 падение напряжения на этом диоде будет равняться напряжению U_{pp} на второй восходящей ветви ВАХ диода на уровне пикового тока. Это значение напряжения можно получить из паспортных данных диода или измерить экспериментально. С учетом того, что в момент воздействия стробирующего перепада напряжения основной ток протекает через емкости туннельных диодов, можем составить следующее уравнение:

$$U_{pp3} = p_2 I_{p1} R_v + 2p_1 U_{p1} \quad (3)$$

При составлении этого уравнения принято, что $I_{p1} = I_{p2}$. Тогда из уравнения (3) получаем следующее выражение для расчета оптимального значения сопротивления R_v в цепи стробсигнала:

$$R_v = \frac{U_{pp3} - 2p_1 U_{p1}}{p_2 I_{p1}} \quad (4)$$

Влияние паразитной индуктивности L_s в нашем приближенном теоретическом анализе не учитывалось ввиду малости последней. Например, у серийно выпускаемых быстродействующих туннельных диодов типа 1И308 индуктивность L_s составляет $0.2 \div 0.3 \text{ нГн}$. Разумеется, при больших индуктивностях падения напряжений могут быть существенными, и тогда такое приближение недопустимо. Не учитывается также действие сопротивлений растекания R_s ввиду малости последних (обычно меньше ома). В расчетах не учитывается также шунтирующее действие сопротивлений R_u и R_e , так как в момент воздействия стробсигнала основной ток протекает через емкости C туннельных диодов. Однако все эти элементы будут учитываться при моделировании СБК для того, чтобы оценить пригодность теоретически полученного результата для практических расчетов СБК.

В конкретном примере для расчета R_v использовались значения коэффициентов p_1 и p_2 компьютерной модели туннельных диодов типа 1И308: $p_1 =$

1,77 и $p_2 = 0,7$. Напряжение U_{pp3} модели туннельного диода TD_3 было равно 0,67 В. Тогда согласно выражению (4) получаем, что оптимальное значение сопротивления равно $R_v = 29,97 \Omega$. Если точные координаты точки I^*, U^* неизвестны, приходится пользоваться приближенным выражением координат со средними значениями эмпирических коэффициентов $p_1 = 1,85$; $p_2 = 0,75$. Тогда в нашем примере получаем $R_v = 25,2 \Omega$.

Для проверки пригодности выражения (4) для практических расчетов проводилось моделирование СБК с помощью программы *T-Spice*. В модели использовались ВАХ, полученные из паспортных данных туннельных диодов типа 1И308. В диодной паре использовались модели диодов 1И308Д со следующими параметрами: $I_{p1} = I_{p2} = 10 \text{ mA}$; $C_1 = C_2 = 0,8 \text{ pF}$; $L_s = 0,2 \text{ nH}$; $R_s = 0,8 \Omega$. В качестве стробирующего использовался более мощный туннельный диод 1И308Ж с параметрами $I_{p3} = 20 \text{ mA}$; $L_s = 0,2 \text{ nH}$; $R_s = 0,8 \Omega$ в одном примере с емкостью $C_3 = 4 \text{ pF}$. В другом примере вышеописанный эксперимент повторялся со стробирующим диодом, имеющим меньшую емкость $C_3 = 1 \text{ pF}$. Величины сопротивлений модели СБК были следующими: $R_u = 47 \Omega$; $R_0 = 360 \Omega$; $R_e = 1 \text{ k}\Omega$, $R_i = 0$. Длительность фронта импульса запуска формирователя стробсигнала была равна 1 ns . В компьютерном эксперименте величины сопротивления R_v менялись в пределах от 18Ω до 33Ω . При каждом установленном R_v на модели определялось время нарастания t_r переходной характеристики стробоскопического преобразователя, использующего данный СБК.

Результаты моделирования приведены на Рис. 3, из которых видно, что при “малых” скоростях нарастания стробсигнала ($C_3 = 4 \text{ pF}$) выбор величины сопротивления R_v не является критичным и R_v может выбираться в пределах от приблизительно 18Ω до 30Ω . При “больших” же скоростях нарастания стробсигнала ($C_3 = 1 \text{ pF}$) выбор величины сопротивления R_v становится весьма критичным и в нашем примере время нарастания переходной характеристики имеет явно выраженный оптимум при $R_v = 29,32 \Omega$. Как видим, полученное выше теоретическое значение R_v хорошо совпадает с результатом моделирования. Расчет R_v с использованием приближенных значений координат точки U_p^*, I_p^* дает $R_v = 25,2 \Omega$, что на 14% меньше оптимального результата, полученного путем моделирования. Следовательно, целесообразно знать точные координаты точки U^*, I^* .

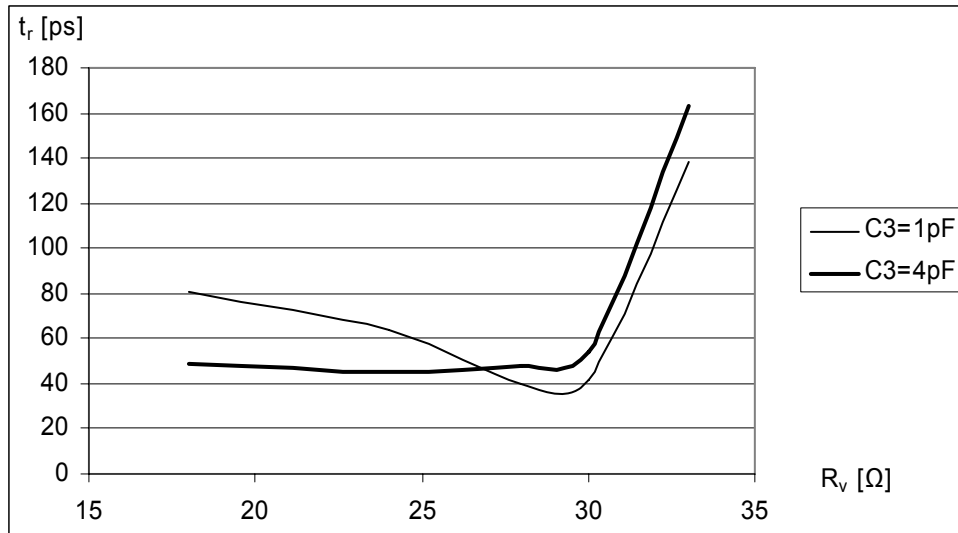


Рис. 3. Зависимость времени нарастания переходной характеристики преобразователя от сопротивления R_v в цепи стробсигнала.

Более высокое значение времени нарастания переходной характеристики преобразователя в диапазоне малых значений R_v при меньшей емкости туннельного диода TD_3 ($C_3 = 1$ pF) объясняется возникновением колебаний в электрической схеме СБК. Причиной этих колебаний являются паразитные индуктивности L_s , малые потери контура из-за малых значений сопротивления R_v и ударное возбуждение контура быстро нарастающим стробирующим перепадом напряжения.

3. Моделирование и расчет амплитуды U_0 импульса запуска формирователя стробсигнала.

Для определения необходимой амплитуды U_0 импульса запуска формирователя стробсигнала путем моделирования проводилось исследование скорости переключения туннельного диода TD_3 в зависимости от амплитуды U_0 при разных значениях сопротивлений и емкостей СБК. В результате такого исследования было установлено, что с увеличением U_0 время переключения туннельного диода TD_3 уменьшается и приблизительно при $U_0 = 1.15 U_{0 \min}$ практически достигает максимальной скорости переключения. Из этого исследования был сделан вывод, что для определения рабочей амплитуды U_0 в каждом конкретном случае необходимо найти $U_{0 \min}$, а U_0 определить как $U_0 = 1.15 U_{0 \min}$.

В теоретическом исследовании будем пренебрегать токами, протекающими через емкости туннельных диодов и падениями напряжений на паразитных индуктивностях диодов. Такое допущение обосновывается тем, что импульс

запуска имеет относительно низкую скорость нарастания напряжения (длительность фронта импульса составляет несколько наносекунд). В таком случае для схемы СБК можем составить следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned} I_1 R_0 + I_1 R'_3 + I_2 R_0 &= U_{0 \min} \\ I_1 R_0 + I_2 (R_0 + R_v + R_2 + R'_1) &= U_{0 \min} \end{aligned} \quad (5)$$

где

$$R'_1 = \frac{R_1 (R_u + R_i)}{R_1 + R_u + R_i} \quad , \quad (6)$$

$$R'_3 = \frac{U_{p3}}{I_{p3}} \quad , \quad (7)$$

R_1 и R_2 – сопротивления туннельных диодов в начале первой восходящей ветви вольтамперной характеристики (можно измерить экспериментально), R'_3 – сопротивление туннельного диода TD_3 в начале процесса переключения, когда падение напряжения на TD_3 равно U_{p3} и ток через диод равен I_{p3} .

При составлении этой системы уравнений не учитывалось шунтирующее действие сопротивления компенсации R_e , так как величина этого сопротивления намного больше сопротивления R_1 и составляет обычно несколько сот или даже несколько тысяч ом.

Решая эту систему уравнений относительно тока I_1 , протекающего через TD_3 и приравнивая этот ток пиковому току I_{p3} , получаем выражение минимально необходимой амплитуды $U_{0 \min}$. Умножая $U_{0 \min}$ на коэффициент 1,15, получаем следующее выражение рабочей амплитуды импульса запуска:

$$U_0 = 1.15 U_{0 \min} = 1.15 \frac{U_{p3} + I_{p3} \left(R_0 - \frac{R_0^2}{R_0 + R_v + R_2 + R'_1} \right)}{1 - \frac{R_0^2}{R_0 + R_v + R_2 + R'_1}} \quad (8)$$

Для оценки точности теоретически полученного результата было проведено исследование минимальной амплитуды $U_{0 \min}$ на модели СБК при разных параметрах элементов модели. Так в примере с ВАХ туннельных диодов типа 1И308 с параметрами $I_{p1} = I_{p2} = 10 \text{ mA}$; $C_1 = C_2 = 4 \text{ pF}$; $I_{p3} = 20 \text{ mA}$; $C_3 = 1 \text{ pF}$; $R_{s1} = R_{s2} = R_{s3} = 0.8 \Omega$; $L_s = 0.2 \text{ nH}$ при значениях сопротивлений $R_0 = 360 \Omega$; $R_u = 47 \Omega$; $R_v = 25 \Omega$; $R_i = 0$; $R_e = 1000 \Omega$ и длительности фронта импульса запуска, равной 1 ns , на модели было получено $U_{0 \min} = 8.75 \text{ V}$. В свою очередь расчет по выражению (8) дал $U_{0 \min} = 8.48 \text{ V}$ (при расчете значения сопротивлений R_1 и R_2 определялись из ВАХ туннельных диодов). Как видим, результаты расчета и моделирования отличаются всего на 3,08%. В другом примере при $I_{p3} = 10 \text{ mA}$; $R_v = 13 \Omega$ и тех же остальных параметрах схемы на модели было

получено $U_{0\min} = 5.25\text{ В}$. Расчет при этих условиях дал $U_{0\min} = 5.08\text{ В}$. Результаты отличаются на 4,4%. Следовательно, в обоих примерах результаты расчета с приемлемой точностью совпадают с результатами моделирования, что в определенной мере свидетельствует о пригодности полученного выражения для практических расчетов СБК. Разумеется, окончательную оценку пригодности всех полученных выше теоретических результатов может дать только физический эксперимент.

4. Выводы:

1. Получены выражения для расчета оптимального сопротивления в цепи стробсигнала и амплитуды запуска формирователя стробсигнала.
2. Проведено моделирование СБК с помощью программы *T-Spice*.
3. Результаты теоретических расчетов достаточно хорошо совпадают с результатами моделирования. Это в определенной мере свидетельствует о том, что теоретически полученные выражения можно будет использовать при практическом проектировании СБК данного типа. Разумеется, окончательную оценку пригодности теоретических результатов может дать только физический эксперимент.

Список литературы:

1. Э. Бейнер, К. Круминьш, В. Петерсон. Экспериментальное исследование дискретного стробоскопического преобразователя сигналов. *Автоматика и вычислительная техника*. – 2008. – No. 1. С. 58-65.
2. V. K. Kornev and V. K. Semenov. The Josephson Goto pair as a basic element of high sensitive samplers. *Extended abstracts of Int. Supercond. Electronics Conf. (ISEC'1987), Tokyo, Japan, 1987, p. 131-134.*
3. I. N. Askerzade, T. V. Filippov, and V. K. Kornev. Fundamental limits on signal and time resolution of the Josephson balanced comparator. *Extended abstracts of Int. Supercond. Electronics Conf. (ISEC'1989), Tokyo, Japan, 1989, p. 553-556.*
4. I. N. Askerzade, T. V. Filippov, and V. K. Kornev. Fundamental limits on signal and time Resolution of the Josephson balanced comparator. *Week Superconductivity, ed. By S. Benacka and M. Kedro, Nova Science Publishers, New York, 1990, p. 167-175.*
5. T. V. Filippov and V. K. Kornev. Sensitivity of the balanced Josephson-junction comparator. *IEEE Trans. Magn.*, v. 27, No. 2, 1991, p. 2452-2455.
6. И. Н. Аскерзаде, В. К. Корнев. Временное разрешение балансного компаратора на безгистерезисных джозефсоновских переходах. *Радиотехника и Электроника*, т. 39, вып. 3, 1994, с.509-513.
7. И. Н. Аскерзаде, В. К. Корнев. Динамка переключения пары Гото туннельных переходов. *Радиотехника и электроника*, т. 39, No 5, 1994, с. 869 -875.

8. И. Н. Аскерзаде. Туннельные джозефсоновские переходы как высокочувствительные компараторы в стробоскопических преобразователях. *Журнал технической физики*, 2000, том 70, вып. 1. С. 68-71.
9. И. Н. Аскерзаде, Refik Samet. Переходная характеристика пары Гото на малых джозефсоновских переходах. *Письма в ЖТФ*, 2008, том 34, вып. 17.
10. Э. Т. Бейнер, К. Я. Круминьш. Время нарастания переходной характеристики стробоскопических преобразователей на туннельных диодах. *Автоматика и вычислительная техника*, 1974, No. 4, с. 84-91.
11. Ф. С. Сидоров. Теория и проектирование ТД-схем. "Советское радио", 1971.

Моделирование и расчет асимметрии стробируемого балансного компаратора на туннельных диодах

Э. Бейнер, доктор вычислительных наук

К. Круминьш, доктор вычислительных наук

Институт электроники и вычислительной техники

ул. Дзербенес, 14 Рига LV-1006, Латвия

E-mail: beiners@edi.lv

Путем моделирования и расчетов проводится исследование стробируемого балансного компаратора, выполненного на туннельных диодах, в котором в качестве формирователя стробсигнала используется тоже туннельный диод. Проводится моделирование и расчет необходимой асимметрии туннельных диодов для получения минимального сдвига нулевого уровня напряжения компенсации. Моделирование стробируемого балансного компаратора проведено с помощью программы *T-Spice* фирмы *Tanner*.

Ключевые слова: стробируемый компаратор, балансный компаратор, туннельный диод, стробоскопический преобразователь.

1. Введение.

Стробируемые балансные компараторы (СБК) выгодно отличаются тем, что практически не чувствительны к шуму формирователя стробсигнала. Это позволяет создавать стробоскопические преобразователи обладающие высокой чувствительностью [1...9]. Экспериментальные исследования такого преобразователя с компаратором на туннельных диодах показали, что из за шунтирующего действия сопротивления в цепи входного сигнала и последовательно включенного с ним внутреннего сопротивления источника сигнала, происходит весьма значительное смещение нулевого уровня преобразователя. Так, если диапазон изменения амплитуд входного сигнала равен $\pm u_i$ то может оказаться, что соответствующий диапазон изменения выходного сигнала $\pm e_i$ из за большого нулевого смещения может оказаться частично или полностью за пределами напряжения питания устройства $\pm V$. Это создает некоторые неудобства в использовании СБК. Поэтому в данной работе проводится исследование возможностей компенсации нулевого смещения путем преднамеренного введения асимметрии туннельных диодов СБК. Аналитические исследования в общем виде таких сильно нелинейных цепей с реактивными элементами являются очень сложными. Поэтому для облегчения аналитических исследований привлекалось компьютерное моделирование с помощью программы

T-Spice фирмы *Tanner*. Моделирование использовалось также и для проверки точности аналитически полученных результатов.

2. Расчет асимметрии туннельных диодов СБК

Принципиальная схема СБК приведена на Рис. 1, где TD_1 и TD_2 - туннельные диоды СБК, а TD_3 - стробирующий туннельный диод, формирующий крутой перепад напряжения. Формирователь стробсигнала запускается импульсом запуска с амплитудой U_0 , подаваемом через резистор R_0 . Стробирующий перепад напряжения через резистор R_v подается на пару последовательно включенных туннельных диодов. В схеме изображен также источник сигнала u_i с внутренним сопротивлением R_i (обычно $50\ \Omega$). Входной сигнал через линию передачи L (обычно с волновым сопротивлением $50\ \Omega$) подается на резистор R_u входной цепи СБК. В точке соединения туннельных диодов подключен также резистор R_e , через который на СБК подается напряжение компенсации e . В зависимости от соотношения мгновенного значения u_i , входного сигнала и напряжения компенсации e_i переключается один или другой туннельный диод. В равновесном состоянии СБК оба диода переключаются с одинаковой вероятностью. В таком состоянии напряжение компенсации пропорционально мгновенному значению входного сигнала $e_i = u_i R_e / R_u$. При преобразовании микровольтовых сигналов одновременно с трансформацией во времени необходимо также усиливать преобразованный сигнал с микровольтового диапазона по крайней мере до милливольтного диапазона. Для этого используется коэффициент усиления преобразователя, определяемый вышеприведенным отношением сопротивлений $k = R_e / R_u$. Сопротивление компенсации R_e и внутреннее сопротивление R_i источника входного сигнала оказывают шунтирующее действие по отношению к туннельному диоду TD_1 , что приводит к смещению нулевого уровня преобразователя. С этим же коэффициентом усиливается также и нулевое смещение преобразователя, что при больших значениях k может достигать высоких уровней напряжения.

В связи с этим предлагается ввести определенную асимметрию туннельных диодов TD_1 и TD_2 , чтобы при входном сигнале $u_i = 0$ нулевое смещение e_0 также равнялось или по крайней мере было бы близко к нулю.

Чтобы решить вопрос преднамеренного введения такой асимметрии, будем исходить из следующего представления о работе СБК. После воздействия стробирующего перепада напряжения рабочая точка туннельных диодов должна переходить с начала вольтамперной характеристики (ВАХ) диода на наиболее крутую часть падающей ветви ВАХ. Это требование следует из соображений получения минимального времени нарастания переходной характеристики

стробоскопического преобразователя, использующего данный СБК [10].

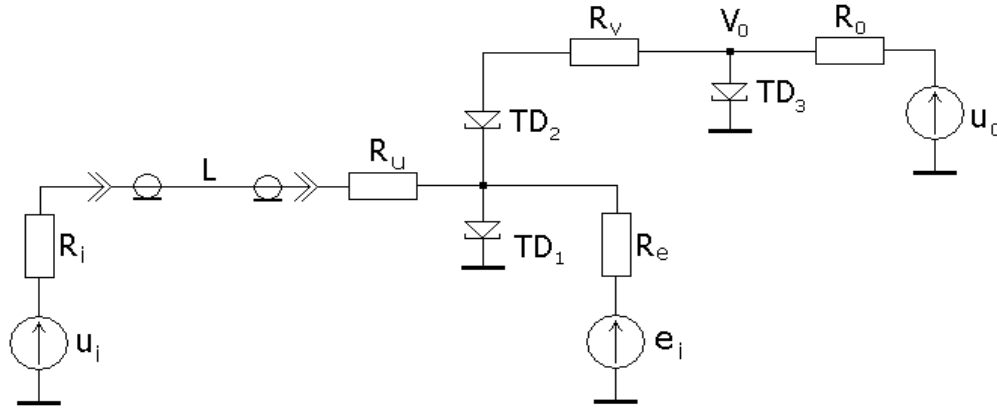


Рис. 1. Исследуемый стробируемый компаратор.

После воздействия стробсигнала, в зависимости от соотношения мгновенного значения сигнала u_i и уровня напряжения компенсации e_i , один из туннельных диодов переключается в высоковольтное состояние, а другой – в низковольтное. Если же входное напряжение равно нулю, то переключение туннельных диодов будет определяться только шунтирующим действием сопротивлений $R_u + R_i$ и, разумеется, уровнем напряжения компенсации e . Туннельные диоды можно представить как пороговые элементы с порогами, пропорциональными пиковым токам диодов: $S_1 = sI_{p1}$; $S_2 = sI_{p2}$. В условиях равновесия схемы напряжение компенсации e должно быть таким, чтобы туннельные диоды переключались с одинаковой вероятностью. В таком состоянии схемы мы можем представить, что токи через туннельные диоды достигают порогов S_1 и S_2 одновременно. Если фронт быстро нарастающего стробирующего напряжения аппроксимировать линейно нарастающей функцией $u(t) = kt$, процесс, протекающий в схеме, можно описать следующей системой уравнений:

$$\begin{aligned} kt - e &= I_1(R_v + R_2^* + R_e) - I_2 R_e \\ e &= -I_1 R_e + I_2(R_e + R_1^*) - I_3 R_1^* \\ 0 &= -I_2 R_1^* + I_3(R_1^* + R_u + R_i) \end{aligned} \quad (1)$$

где

$$R_1^* = \frac{U_1^*}{I_1^*}; \quad R_2^* = \frac{U_2^*}{I_2^*}. \quad (2)$$

R_1^* и R_2^* означают сопротивления туннельных диодов TD_1 и TD_2 соответственно при токах через диоды $I = I^*$. I^* и U^* являются координатами точки наиболее крутой части падающей ветви ВАХ диодов. Эти координаты определяются следующими эмпирическими выражениями [11]:

$U^* = (1.8 \div 1.9)U_p$; $I^* = (0.7 \div 0.8)I_p$, где U_p и I_p - пиковое напряжение и пиковый

ток туннельных диодов.

Из системы уравнений можно найти токи $I_1(t)$ и $I_2(t)$, протекающие через TD_1 и TD_2 (из-за длины эти выражения здесь не приводятся). После этого, приравняв $I_1(t) = S_1$ и $I_2(t) = S_2$, можно найти интервалы времени t_1 и t_2 , через которые токи через диоды достигают порогов S_1 и S_2 (из-за сложности эти выражения здесь также не приводятся). Далее, приравняв $t_1 = t_2$ и выражая из этого равенства e_0 , получаем следующее выражение нулевого смещения преобразователя:

$$e_0 = \frac{s[I_{p1}R_eR_1^* + I_{p1}R_e(R_u + R_i) + I_{p1}R_1^*(R_u + R_i) - I_{p2}R_e(R_u + R_i)]}{R_u} \quad (3)$$

Потребовав, чтобы $e_0 = 0$, находим, что между пиковыми токами туннельных диодов должно выполняться следующее весьма простое соотношение:

$$I_{p1} = I_{p2} \frac{R_e(R_u + R_i)}{R_eR_1^* + R_e(R_u + R_i) + R_1^*(R_u + R_i)} \quad (4)$$

Обычно $R_e \gg R_1^*$ и $R_e \gg R_u$. Тогда выражение (4) упрощается еще более:

$$I_{p1} \sim I_{p2} \frac{R_u + R_i}{R_1^* + R_u + R_i} \quad (5)$$

Пригодность выражения (5) для практических расчетов проверялось на модели СБК со следующей эквивалентной схемой туннельных диодов (См. Рис. 2).

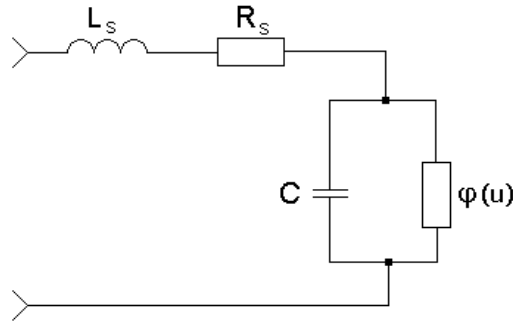


Рис. 2. Эквивалентная схема туннельных диодов использованная в модели СБК

Туннельные диоды имели следующие параметры: $I_{p2} = 10 \text{ mA}$; $I_{p3} = 20 \text{ mA}$; $C_1 = C_2 = 4 \text{ pF}$; $C_3 = 1 \text{ pF}$; $L_s = 0.2 \text{ nH}$; $R_{s1} = R_{s2} = R_{s3} = 0.8 \Omega$; $U_{p1} = U_{p2} = U_{p3} = 0.13 \text{ V}$. ВАХ диодов модели соответствовали ВАХ туннельных диодов типа 1И308. Сопротивления схемы имели следующие значения: $R_u = 40.6 \Omega$; $R_e = 1000 \Omega$; $R_0 = 360 \Omega$; $R_v = 25.2 \Omega$; $R_i = 0$. Амплитуда импульса запуска формирователя стробсигнала $U_0 = 9.9 \text{ V}$. Модель 50 – много тракта передачи сигнала состояла из 91 LC звеньев. При расчетах необходимой ассиметрии туннельных диодов использовались средние значения эмпирических

коэффициентов $p_1 = 1,85$; $p_2 = 0,75$. Тогда при вышеприведенных условиях согласно выражению (4) было получено, что туннельные диоды должны иметь асимметрию $I_{p1} = 0,74 I_{p2} = 7,4 \text{ mA}$.

В компьютерном эксперименте на модели СБК было получено, что при такой асимметрии диодов туннельный диод TD_1 не переключается, если $e = 0,01V$, и переключается, если $e = 0,02V$. Следовательно, равновесное состояние СБК имеет место при $e = e_0$, находящимся где-то между этими значениями напряжений, что достаточно близко к нулю. После этого было увеличено количество звеньев модели линии до 291 и эксперимент повторен. Тогда было получено, что равновесное состояние СБК находится между значениями напряжения компенсации $e = 0,03V$ и $e = 0,04V$, что тоже достаточно близко к нулю. Для сравнения можно отметить, что при равенстве пиковых токов $I_{p1} = I_{p2}$ на модели СБК было получено, что равновесное состояние схемы находится где-то между значениями напряжений $e = 2,05V$ и $e = 2,1V$. Это при коэффициенте усиления преобразователя всего лишь $k = 24,6$. На практике приходится пользоваться и значительно большими коэффициентами усиления, результатом чего будет еще более значительное смещение нулевого уровня. Таким образом, преднамеренное введение асимметрии туннельных диодов TD_1 и TD_2 является эффективным средством для компенсации уровня нулевого сдвига, а полученное выражение (4) с достаточной точностью можно использовать при практическом проектировании СБК выше описанного типа.

3. Расчет сопротивления R_u цепи входного сигнала.

В выражении расчета асимметрии (4) входит значение сопротивления R_u входной цепи СБК. Сопротивление R_u должно быть выбрано такой величины, чтобы входное сопротивление СБК было согласовано с волновым сопротивлением линии L (обычно 50Ω). Однако о таком согласовании можно говорить только за пределами действия стробсигнала, так как во время действия стробсигнала в схеме происходят сложные переходные процессы, во время которых рабочая точка переходит с начала ВАХ туннельных диодов на их падающую ветвь с последующим переключением диодов. И только после окончания воздействия стробимпульса рабочая точка возвращается в исходное положение. В таком состоянии СБК на схему действует только напряжение компенсации e . Однако токи, создаваемые этим напряжением, незначительны. Поэтому, рассматривая эквивалентную схему СБК, туннельные диоды можно заменить омическими сопротивлениями R_1 и R_2 этих диодов в начале ВАХ диодов. Тогда легко получить, что сопротивление R_u в цепи входного сигнала необходимо рассчитывать по следующему выражению:

$$R_u = 50 - \frac{\frac{R_1 R_e}{R_1 + R_e} (R_2 + R_v + \frac{R_3 R_0}{R_3 + R_0})}{\frac{R_1 R_e}{R_1 + R_e} + R_2 + R_v + \frac{R_3 R_0}{R_3 + R_0}} \quad (6)$$

где R_1, R_2, R_3 — дифференциальные сопротивления, туннельных диодов TD_1, TD_2, TD_3 соответственно в начале ВАХ диодов. Для получения одновременно с преобразованием сигнала большого усиления необходимо пользоваться большими значениями R_e . Тогда имеет место соотношение $R_e \gg R_1$. В свою очередь для получения максимальной амплитуды стробирующего перепада напряжения необходимо чтобы $R_0 \gg R_3$. Тогда с учетом вышесказанного выражение (6) несколько упрощается:

$$R_u = 50 - \frac{R_1(R_2 + R_v + R_3)}{R_1 + R_2 + R_v + R_3} \quad (7)$$

4. Выводы.

1. Получены выражения для расчета сопротивления входной цепи СБК и необходимой асимметрии туннельных диодов, обеспечивающей близкое нулю смещение нулевого уровня СБК.
2. Проведено моделирование СБК с помощью программы *T-Spice*.
3. Результаты теоретических расчетов хорошо совпадают с результатами моделирования. В определенной степени это свидетельствует о том, что полученные выражения можно использовать при практическом проектировании СБК данного типа. Разумеется, окончательную оценку пригодности теоретических результатов может дать только физический эксперимент.

Список литературы:

1. Э. Бейнер, К. Круминьш, В. Петерсон. Экспериментальное исследование дискретного стробоскопического преобразователя сигналов. *Автоматика и вычислительная техника*. — 2008. — No. 1. С. 58-65.
2. V. K. Kornev and V. K. Semenov. The Josephson Goto pair as a basic element of high sensitive samplers. *Extended abstracts of Int. SuperconElectronicsConf.(ISEC'1987), Tokyo, Japan, 1987, p. 131-134.*
3. I. N. Askerzade, T. V. Filippov, and V. K. Kornev. Fundamental limits on signal and time resolution of the Josephson balanced comparator. *Extended abstracts of Int. Supercond. Electronics Conf. (ISEC'1989), Tokyo, Japan, 1989, p. 553-556.*
4. I. N. Askerzade, T. V. Filippov, and V. K. Kornev. Fundamental limits on signal and time resolution of the Josephson balanced comparator. *Week Superconductivity, ed. by S. Benacka and M. Kedro, Nova Science Publishers, New York, 1990, p. 167-175.*

5. T. V. Filippov and V. K. Kornev. Sensitivity of the balanced Josephson-junction comparator. *IEEE Trans. Magn.*, v. 27, No. 2, 1991, p. 2452-2455.
6. И. Н. Аскерзаде, В. К. Корнев. Временное разрешение балансного компаратора на безгистерезисных джозефсоновских переходах. *Радиотехника и Электроника*, т. 39, вып. 3, 1994, с. 509-513.
7. И. Н. Аскерзаде, В. К. Корнев. Динамика переключения пары Гото туннельных джозефсоновских переходов. *Радиотехника и электроника*, т. 39, No 5, 1994, с. 869-875.
8. И. Н. Аскерзаде. Туннельные джозефсоновские переходы как высокочувствительные компараторы в стробоскопических преобразователях. *Журнал технической физики*, 2000, том 70, вып. 1. С. 68-71
9. И. Н. Аскерзаде, Refik Samet. Переходная характеристика пары Гото на малых джозефсоновских переходах. *Письма в ЖТФ*, 2008, том 34, вып. 17.
10. Э. Т. Бейнер, К. Я. Круминыш. Время нарастания переходной характеристики стробоскопических преобразователей на туннельных диодах. *Автоматика и вычислительная техника*, 1974, No. 4, с. 84-91.
11. Ф. С. Сидоров. Теория и проектирование ТД-схем. "Советское радио", 1971.

A Statistical Method of Recording Noisy Signals with Improved Characteristics

V. Karklinsh

Institute of Electronics and Computer Technology, ul.Dzerbenes 14, Riga, LV-1006 Latvia

e-mail: krumins@edi.lv

Received August 11, 2008

Abstract—A modification of the statistical method of recording strongly noise-infected signals with improved signal-to-noise ratio and with increased dynamic range and response is investigated.

Key words: detection of signals, statistical processing of signals, stroboscopic transformation

DOI: 10.3103/S0146411608050076

1. INTRODUCTION

A method of recording noisy signals with the use of a stroboscopic transformation was described in [1]. The method is intended for the detection of signals or for the measurement of the parameters of signals, such as amplitude, period, or form.

The essential elements of the method are as follows. A noisy periodic signal $u_1(t)$ enters the input of a stroboscopic discriminator with threshold e_i . It is assumed that the noise has a normal distribution with standard deviation σ_1 . Strobing of the signal is performed in a definite phase t_i corresponding to the instantaneous value of the signal $u_1(t_i)$. Strobing in this phase is repeated in the course of n periods of the signal $u_1(t)$. The number of responses n^+ (number of cases when the threshold is exceeded) of the discriminator is determined and an estimator of the instantaneous value $u_1(t_i)$ is calculated on the basis of this number:

$$u_{2i} = \sigma_1 \Phi^{-1}(\hat{P}_i) + e_i, \quad (1)$$

where $\Phi^{-1}(P_i)$ is a function inverse to the normal distribution and P_i an estimator of the probability of exceedance of the threshold.

The function erf^{-1} is used in calculations to determine $\Phi^{-1}(P)$ thus:

$$\Phi^{-1}(\hat{P}_i) = \sqrt{2} erf^{-1}(r), \quad (2)$$

where

$$r = \frac{2n_i^+ + \varepsilon(n_i^+)}{n} - 1. \quad (3)$$

The term $\varepsilon(n_i^+)$ assumes the following values: $\varepsilon(0) = \varepsilon_1$, $\varepsilon(n) = -\varepsilon_1$ and $\varepsilon(n_i^+) = 0$ in the remaining cases. It is introduced in formula (2) in order that the function $\Phi^{-1}(P)$ not become positive or negative infinity in either case $n_i^+ = n$ or $n_i^+ = 0$. The measurements may be performed in both the tracking mode, once the next measurement cycle establishes a new value of the threshold:

$$e_{i+1} = e_i + u_{2i}, \quad (4)$$

and in a mode with constant threshold (here we usually set $e = 0$). In the case of low signals, the amplitude of which A_1 does not exceed in value $\sigma_1 - 1.5\sigma_1$, both modes are roughly equivalent, while only the tracking mode may be used in the case of high signals.

The method does not lack for a number of drawbacks. First is the fact that it is necessary to use the function $\Phi^{-1}(P)$, which markedly lengthens the recording time by comparison with other methods, chiefly, the “up-and-down” method. This is because of the fact that it is relatively difficult to calculate the function $\Phi^{-1}(P)$ and also because a corresponding value of ε must be selected in each measurement cycle. Moreover, in a number of cases it is desirable to increase the dynamic range of recorded signals without worsening any of the other characteristics. For example, the dynamic range may be expanded by increasing the number of strobing points, but this increases the recording time.

2. MEASUREMENT MODE WITH CONSTANT THRESHOLD

Meanwhile, a modification of the method in which the function $\Phi^{-1}(P)$ is not used is possible. In fact, in many cases it is not necessary to determine the exact form of the recorded signal. Thus, if the operation begins in the detection mode, it will only be necessary to determine the presence or absence of the useful signal in the input noise. The form of the output signal $u_2(t)$ does not play a major role and only the signal-to-noise ratio of the transformation is of importance. The exact form of the output signal is also not needed in those cases when it is necessary to determine the individual parameters of the signal, for example, the amplitude or period. Even in problems that involve determining the form of the signal, the use of the function $\Phi^{-1}(P)$ is justified only in individual cases. Therefore, it may be replaced by another method that makes it possible to eliminate to some extent the drawbacks of the statistical method.

The step polynomial

$$f_p(r) = \sum_j k_j r^j, \quad (5)$$

may be such a function. By varying the number of terms in the polynomial and the values of the coefficients k_j , the polynomial may be used to select the most appropriate approximating function $\Phi^{-1}(P)$, depending on the measurement conditions and measurement tasks.

Let us first consider in more detail the behavior of the polynomial (5) in a measurement mode with constant threshold, both in signal detection and in the determination of the parameters of the signal. The sinusoidal signal

$$u_1(t_i) = A_1 \sin \frac{2\pi}{n_T} i, \quad (6)$$

will be used as the input signal. Here A_1 is the amplitude of the signal and n_T the number of strobing points per signal period T , $i = 0, 1, \dots, n_T$. The amplitude is measured in units σ_1 . The recording quality is estimated by the ratio $h_2 = A_2/\sigma_2$, where A_2 is the amplitude of signal $u_2(t)$ while σ_2 is the standard deviation of the output noise (noise track).

Let us find expressions for the quantities A_2 , σ_2 , and h_2 . In the course of strobing the noise-masked instantaneous value $u_1(t_i)$, any value n_i^+ , beginning with $n_i^+ = 0$ and ending with $n_i^+ = n$ may occur with a certain probability in a series of n stroblings. The probability that in such a series the value of the threshold will be exceeded j times is given as

$$P_{n,j} = C_n^j \Phi(u_{1i})^j (1 - \Phi(u_{1i}))^{n-j}. \quad (7)$$

Thus, the value of the output signal u_{2i} is a function of the random variable n_j^+ . From probability theory it is known that where a variable Y is connected to a discrete random variable X by some functional dependence $Y = \varphi(X)$ and where, moreover, the distribution function of the argument is known, the mathematical expectation of the quantity Y is expressed as

$$m = \sum \varphi(x_i) p_i. \quad (8)$$

In the variant using the function (2) (henceforth, variant 1), we find, in view of (7), that

$$u_{2i} = \sum_{j=1}^{n-1} (\sqrt{2} * b * C_n^j * \Phi(u_{1i})^j * (1 - \Phi(u_{1i}))^{n-j}) + \sqrt{2}(b_1 * (1 - \Phi(u_{1i}))^n + b_2 * \Phi(u_{1i})^n), \quad (9)$$

where

$$b = \operatorname{erf}^{-1}\left(\frac{2j}{n} - 1\right), \quad (10)$$

$$b_1 = \operatorname{erf}^{-1}\left(\frac{2\varepsilon_1}{n} - 1\right), \quad (11)$$

$$b_2 = \operatorname{erf}^{-1}\left(1 - \frac{2\varepsilon_1}{n}\right). \quad (12)$$

An analogous calculation for the function (5) (henceforth, variant 2) yields

$$u_{2i} = \sum f_p\left(\frac{2j}{n} - 1\right) * C_n^j * \Phi(u_{1i})^j * (1 - \Phi(u_{1i}))^{n-j}. \quad (13)$$

The amplitude of the output signal A_2 may be found by means of formula (9) or formula (13):

$$\bar{A}_2 = \max(u_2). \quad (14)$$

Analytic expressions for the quantity σ_2 may be obtained using the expression

$$\sigma_2 = \sqrt{\sum_{j=0}^n (f(x_j) - m)^2 p_j}, \quad (15)$$

where $f(x_j)$ is the function (2) or (5). Substituting these expressions into (15) we obtain for the function (2)

$$\sigma_{2\operatorname{erf}} = \sqrt{\sum_{j=1}^{n-1} (b^2 * 0.5^n * C_n^j)^2 + b_1^2 * 0.5^{n-1}}, \quad (16)$$

(Here it should be noted that $b_1^2 = b_2^2$ and $m = 0$, since the function $\operatorname{erf}^{-1}(r)$ is symmetric relative to the zero point.)

If $f(x)$ is the polynomial (5), we similarly obtain

$$\sigma_{2p} = \sqrt{\sum_{j=0}^n \left(f_p\left(\frac{2j}{n} - 1\right)\right)^2 * C_n^j * 0.5^n}. \quad (17)$$

We find the value of h_2 for both variants. The functions $h_2(n)$ for both variants are presented in Fig. 1 (curve 1 for variant 2, $f_p(r) = r + 0.75r^3 + 0.07r^9$, and curve 2 for variant 1, $\varepsilon_1 = 0.1$). The values of h_2 are greater for variant 2, though the curves are quite close, and in the signal detection mode the existing differences do not play any particularly important role. The advantage of variant 2 lies in a simpler practical implementation and in the rate of the calculations.

In determining the signal amplitude in the mode with constant threshold, it should be kept in mind that the transformation (2) yields an overstated estimate depending on the value of n . This is explained by the nonlinearity of the function $\operatorname{erf}^{-1}(r)$. The distribution $r(A_1 + u_n)$ (u_n representing the noise) is symmetric for any value of A_1 while $\operatorname{erf}^{-1}(r)$ is asymmetric relative to A_1 . That is, the positive half-wave $\bar{A}_2$ is greater than the negative half-wave (or conversely, if the polarity of the input signal is opposite). For the transformation (2) it is impossible to completely eliminate this asymmetry, though it may be reduced to a sufficiently low value by increasing n or, what is the same thing, by averaging r , repeating the strobing cycles at a single phase point of the input signal.

An error in the determination of $\bar{A}_2$ is inherent to variant 2, though an appropriate selection of the parameters of this variant also makes it possible to reduce this error to an acceptable minimum.

The relative error in the determination of the amplitude $\bar{A}_2$ as a function of the values of A_1 and n , calculated by means of formulas (9), (13), and (14), is shown in Fig. 2. Curve 1 corresponds to variant 1 (with $n = 50$); curve 2, to variant 2 ($n = 10$, $f(r) = 0.07r \wedge 9 + 0.75r \wedge 3 + r$); and curve 3, to variant 2 with $n = 25$, $f(r) = 0.07r \wedge 9 + 0.75r \wedge 3 + 1.05r + 0.02$. The procedure used to determine the parameters of the polyno-

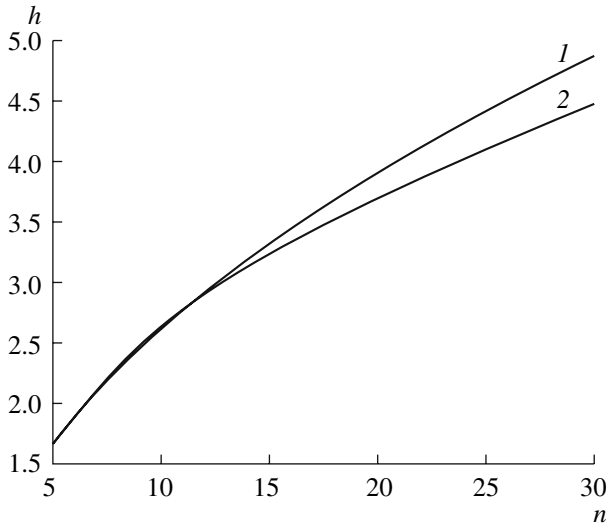
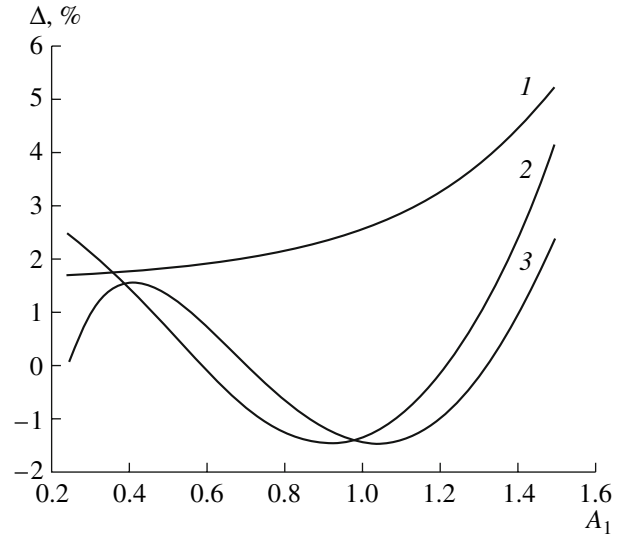
Fig. 1. Dependences $h_2(n)$ in detection mode.

Fig. 2. Relative error of amplitude determination.

mial depend on the desired form of the dependence $\bar{A}_2(A_1)$ and other conditions. This problem will not be discussed in the present study.

From Fig. 2 it is evident that the two variants are roughly equivalent in terms of the attainable precision. From formulas (16) and (17) it follows that $\sigma_2 \approx 0.18$ for variant 1 (with $n = 50$) and that $\sigma_2 \approx 0.44$ for variant 2 (with $n = 10$). By means of five-fold averaging of the scans for variant 2 we obtain $\sigma_2 = 0.44/\sqrt{50/100} \approx 0.18$. Consequently, assuming identical precision, the variants are equivalent with respect to number of stroblings.

3. MEASUREMENTS IN TRACKING MODE

Only the tracking mode may be used in the case of signals with high amplitude ($A_1 > 1.5\sigma_1$) and high rate of growth:

$$u_{2i+1} = u_{2i} + \eta \Delta u_{2i}, \quad (18)$$

where η is a constant. In [2] it is proved that with $A_1 = \sigma_1$, $n = 25$ and $\eta = 0.08$, it is possible to achieve in the detection mode a three-fold increase in h_2 (~12 as against ~4) by comparison with the variant in which $\eta = 1$.

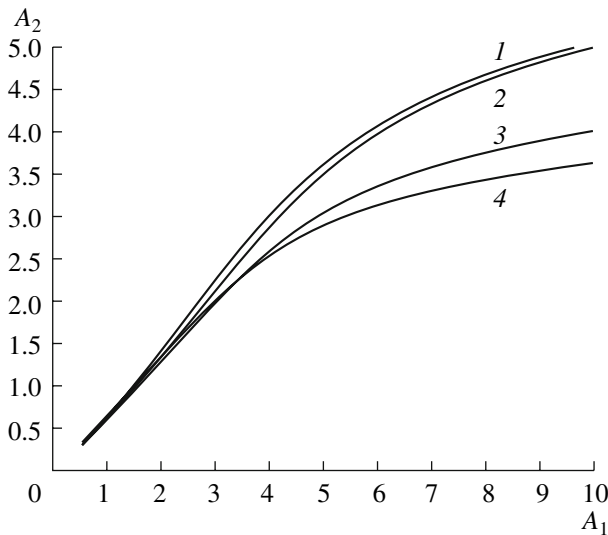
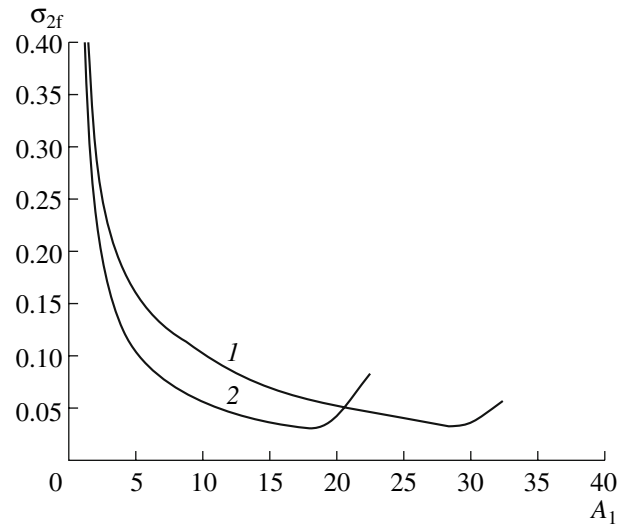
Let us determine the form of the output signal (18). For this purpose it is necessary to calculate the increment in the output signal Δu_{2i} if the increment in the input signal is given as

$$\Delta u_{1i} = A_1 \left(\sin \frac{2\pi}{n_T} (i+1) - \sin \frac{2\pi}{n_T} i \right). \quad (19)$$

By substituting the increment Δu_{1i} into formula (7) in place of u_{1i} , it becomes possible obtain expressions for Δu_{2i} analogous to (9) or (13). Substituting the resulting values of Δu_{2i} into formula (18), we find the form of the output signal u_2 . Its amplitude is determined as

$$\bar{A}_{2f} = \max(u_2). \quad (20)$$

The dependences $A_{2f}(A_1)$ for $\eta = 0.08$ are presented in Fig. 3. (It was established that a value of h that is practically maximal is achieved in both variants.) Curves 1 and 2 (respectively, $n = 25$ and $n = 10$) correspond to variant 2, and curves 3 and 4, to variant 1 (also $n = 25$ and $n = 10$, respectively). Using these dependences it is possible to determine the amplitude A_1 from the measured value A_{2f} despite the fact that the form of the signal u_2 differs strongly from the sinusoidal. This makes it possible to reduce the total number of stroblings (with one and the same precision) by comparison with the variant in which it is necessary to achieve an undistorted form of the output signal. (For this purpose it is necessary to increase the value of η , though simultaneously decrease h_2 .) In the range $A_1 < 4\sigma_1$ the dependence $\bar{A}_{2f}(A_1)$ is practically linear, which is very useful

Fig. 3. Dependences $A_{2f}(A_1)$.Fig. 4. Dependence of error σ_{2f} on amplitude A_1 .

for practical applications. If the nonlinear part of the curves are also used, the range of determination of the amplitude may be expanded to $A_1 \approx 8\sigma_1$.

From Fig. 3 it is evident that the use of a polynomial in place of $\text{erf}^{-1}(r)$ is preferable. First is the greater steepness achieved in the transformation; second, the dependence $A_{2f}(A_1)$ is virtually independent of n , which cannot be said of variant 1.

If the amplitude and form of the signal over a broad range have to be recorded, it will then be necessary to increase the value of the coefficient η (while keeping the value of n_T unchanged). Moreover, it should also be recalled that in this mode the standard deviation σ_2 (noise track) does not fully characterize the recording quality. Thus, distortions that arise in the case of excessive steepness of the transformation of individual segments

of the input signal are not taken into account (the quantity Δu_1 must not exceed the values $\sqrt{2} \text{erf}^{-1}\left(\frac{2\varepsilon}{n} - 1\right)$ or $f_p(\pm 1)$). Greater information is supplied by the normed standard deviation of the form of the output signal from the form of the input signal:

$$\sigma_{2f} = \frac{1}{A_1} \sqrt{\frac{1}{n_T} \sum_{i=1}^{n_T} (u_{1i} - u_{2i})^2}. \quad (21)$$

The latter depends on a large number of parameters ($\sigma_1, n, \eta, \varepsilon_1, n_T$), hence it is difficult to obtain the corresponding analytic expressions. The efficiency of the variants in the mode of recording the form of the signal is compared on the basis of the results of numerical modeling.

An idea of the behavior of the quantity (21) is provided by Fig. 4, which shows the dependences $\sigma_{2f}(A_1)$ for both variants with $n = 10$ and $\eta = 1$. Curve 1 corresponds to variant 2 ($f_p = r + 0.5r \wedge 3 + 2r \wedge 9$), and curve 2, to variant 1. The curves possess a minimum that corresponds to the maximal value of A_1 , above which nonlinear distortions commence.

With these values of the parameters of the polynomial, variant 2 assures a roughly 1.7-fold greater dynamic range, though in this case the quantity σ_{2f} is greater than in variant 1. In addition, it is not possible to specify a concrete value of σ_{2f} above which it becomes unacceptably great, rather this depends on the requirements imposed on the precision of the recording.

4. CONCLUSIONS

With the proposed modification of the statistical method it becomes possible to improve a number of experimental parameters of the method.

An increase (though not very great) in the signal-to-noise ratio of the output signal is achieved in the signal detection mode. Replacement of the function erf^{-1} by the polynomial makes it possible to significantly reduce the time needed for the computations.

In the tracking mode the use of the polynomial makes it possible to expand the dynamic range. If the function erf^{-1} were used for this purpose, it would be necessary to increase the value of ε_1 or η , which would in turn produce an increase in the error and affect the precision of the recording in the lower part of the dynamic range.

It was shown that a value of η that assures a maximally possible signal-to-noise ratio may be used in measurements of the amplitude. Though the output signal is then strongly distorted, in some part of the dynamic range the function $\bar{A}_{2f}(A_1)$ is linear, while in the nonlinear part the steepness of this function is sufficient to assure an upper bound of the measurements of $A_1 \approx 8\sigma_1$.

REFERENCES

1. Kruminsh, K. and Zaytsev, O., Discrete Sampling Transforms of the Signals Masked in the Noise, in *Proc. 1997 Intern. Workshop on Sampling Theory and Applications*, University of Aveiro (Portugal), pp. 103–108.
2. Kruminsh, K., Karklinsh, V., and Plocinsh, V., A Statistical Method of Detection and Transformation of Weak Signals, *Automat Vychisl. Tekh.*, 2006, no. 4, pp. 3–13 [*Autom. Control Comput. Sci.* (Engl. Transl.), no. 8].

О НЕДОСТАТОЧНОСТИ КРИТЕРИЯ A_2/σ_2 В РЕЖИМЕ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ СТАТИСТИЧЕСКИМИ МЕТОДАМИ.

К. КРУМИНЫШ, *доктор вычислительных наук*

В. ПЛОЦИНЫШ, *инженер*

Институт электроники и вычислительной техники

Ул. Дзержинес 14, LV-1006 Рига, Латвия

E-mail: krumins@edi.lv

Аннотация: Путём моделирования и аналитических расчётов иллюстрируется недостаточность критерия A_2/σ_2 при обнаружении стробоскопически преобразованных зашумлённых сигналов сверхширокополосной радиолокации. Для дискретного стробоскопического преобразования используются статистические методы [1] и [2].

Ключевые слова: стробоскопическое преобразование, обнаружение сигналов, статистическая обработка сигналов, фильтрация сигналов

Введение:

Одной из областей применения стробоскопических преобразователей (СП), в том числе и дискретных, является приёмные устройства сверхширокополосной радиолокации. В случае сильно зашумлённых сигналов, когда амплитуда A_1 преобразуемого сигнала сравнима или меньше среднеквадратического отклонения σ_1 маскирующего шума, для стробоскопического преобразования можно использовать статистический метод с постоянным порогом e_i [1]. Так как радиолокационные сигналы являются центрированными сигналами (без постоянной составляющей), то постоянный порог можно установить равным нулю.

Преобразование зашумленного сигнала статистическими методами [1] и [2] происходит следующим образом.

Предположим, что мгновенное значение сигнала, маскированного нормально распределенным шумом, в момент времени t_i равно u_i . Из-за наличия дробового шума входного каскада СП реально наблюдается величина

$$u_{1,i} = u_i + X_1, \quad (1)$$

где X_1 - нормально распределённая случайная величина со средним значением

$$\bar{X}_1 = 0 \quad (2)$$

и дисперсией

$$D_1 = \sigma_1^2. \quad (3)$$

В фазе t_i зашумлённое мгновенное значение сигнала n раз сравнивается с известным порогом $e_i = 0$. Если из n сравнений n^+ раз $u_{1,i}$ превышает порог 0, то вычисляется оценка мгновенного значения сигнала

$$u_{2,i} = \sigma_1 \theta(n^+), \quad (4)$$

где $\theta(n^+)$ зависит от метода преобразования сигнала.

Для метода [1]:

$$\theta(n^+) = \sqrt{\frac{n-2}{n}} \Phi^{-1}(\hat{P}_n), \quad (5)$$

где Φ - функция стандартно-нормального распределения,

Φ^{-1} - обратная ей функция,

$\hat{P}_n = \frac{n^+ + \varepsilon(n^+)}{n}$ - оценка вероятности превышения порога,

$\varepsilon(0) = 0.1$, $\varepsilon(n) = -0.1$ и $\varepsilon(n^+) = 0$ в остальных случаях.

Обозначим в дальнейшем этот метод как метод $\Phi^{-1}(n^+/n)$.

Для метода [2]:

$$\theta(n^+) = \left(\frac{n^+}{n - n^+ + \beta} - 1 \right). \quad (6)$$

Слагаемое $\beta > 0$ введено для того, чтобы в случае, когда $n_i^+ = n$, величина $u_{2,i}$ не обратилась в бесконечность. При расчетах в [2] величина β была принята равной 0.1. Для краткости метод [2] в дальнейшем обозначим как метод n^+/n^- .

После вычисления $u_{2,i}$ проводят сравнение сигнала с порогом в следующей фазе преобразуемого сигнала и аналогичным образом вычисляют оценку мгновенного значения сигнала $u_{2,i+1}$.

Значение средне-квадратического отклонения σ_1 является аппаратным параметром и поэтому считается известной и постоянной величиной. Если входной сигнал отсутствует, то результатом преобразования шума будет случайный процесс с дисперсией D_2 ,

зависящий от количества n операций сравнения сигнала с порогом. Чем больше будет количество n операций сравнения, тем меньше будет дисперсия D_2 .

В качестве зондирующих сигналов в сверхширокополосных радиолокаторах используют максимально короткие радиоимпульсы. Поэтому при исследовании методов в качестве преобразуемого сигнала будем использовать моноколебание гармонического сигнала с амплитудой A_1 :

$$u_i = A_1 \sin \frac{2\pi}{n_T} i, \quad (7)$$

где n_T - количество точек отсчета на период моноколебания, а $i = 1, 2, \dots, n_T$. В результате преобразования входного сигнала мы получим выходной сигнал со средним значением амплитуды A_2 маскированный шумом со средне-квадратичным отклонением σ_2 . В режиме обнаружения зашумленных сигналов качество подавления шума можно характеризовать, например, отношением A_2/σ_2 . В работе [1] было показано, что это отношение выражается следующим образом:

$$h_2 = \frac{A_1 \sqrt{n}}{1.28 \sigma_1}. \quad (8)$$

Предложенный в работе [2] метод обеспечивает более высокое отношение сигнала к шуму h_2 .

В результате преобразования (4) и (6) имеет место следующая зависимость между средним значением выходного сигнала u_2 и мгновенным значением входного сигнала u_1 :

$$u_{2,i} = \varphi(u_{1,i}) = \sum_{j=0}^n \left(\frac{j}{n-j+\beta} - 1 \right) C_n^j \Phi(u_{1,i})^j (1 - \Phi(u_{1,i}))^{n-j}. \quad (9)$$

В свою очередь σ_2 выражается следующим образом:

$$\sigma_2 = \sqrt{\sum_{j=0}^n \left(\frac{j}{n-j+\beta} - 1 - \varphi(0) \right)^2 0.5^n C_n^j}. \quad (10)$$

В связи с тем, что результат преобразования по методу n^+/n^- имеет постоянную составляющую, то отношение сигнала к шуму h_2 выражается следующим образом

$$h_2 = \frac{\varphi(A_1) - \varphi(0)}{\sigma_2}. \quad (11)$$

1. Сравнение методов при обнаружении сигналов по критерию A_2/σ_2 и по критерию превышения порога.

Для обеспечения большого быстродействия радиолокатора необходимо пользоваться малым количеством операций сравнения сигнала с порогом. Поэтому в дальнейшем исследовании выбираем диапазон изменения $n = 4, \dots, 8$.

Проводя вычисления $h_2(n)$ согласно выражению (8) при $\sigma_1 = 1$ и $A_1 = 1$, получаем зависимость, приведенную на рис. 1. (кривая 1). Для сравнения в этом же рисунке приведена зависимость $h_2(n)$ для метода n^+/n^- , полученная согласно выражениям (6), (9), (10) и (11) при тех же условиях (кривая 2).

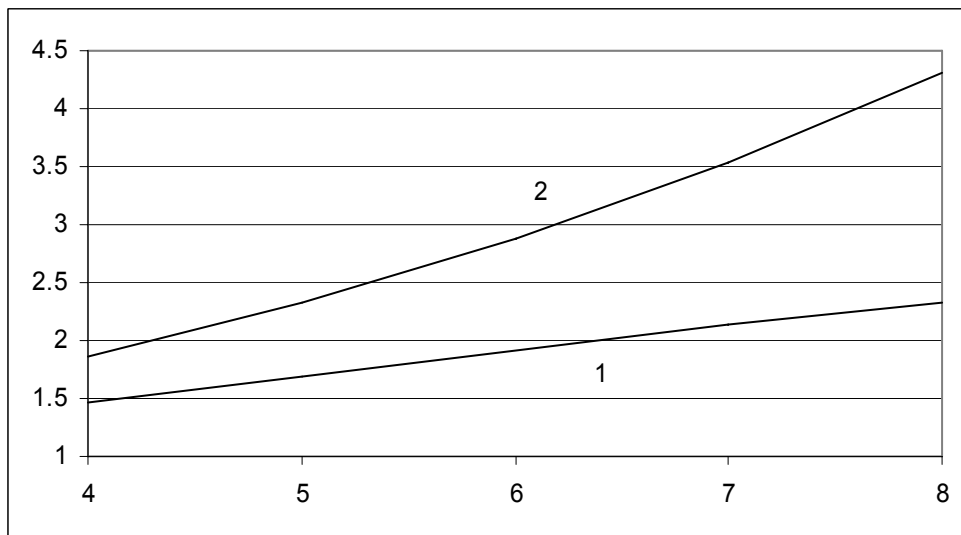


Рис 1. Зависимость отношения амплитуды A_2 преобразованного сигнала к шуму от количества операций сравнения сигнала с порогом. Метод $\Phi^{-1}(n^+/n)$ – кривая 1; метод n^+/n^- – кривая 2.

Из полученных результатов видно что метод n^+/n^- во всём рассмотренном диапазоне n обеспечивает значительно более высокое h_2 , что может облегчить оператору распознавание наличия сигнала в шуме. Однако обнаружение сигналов при столь малом n без дополнительной обработки является практически не возможной. В случае необходимости уверенного обнаружения сигналов без дополнительной фильтрации, необходимо увеличивать n . Исследование эффективности дополнительной обработки стробоскопически преобразованных сигналов в выше указанном диапазоне n будет

приведено в разделе 2.

Для автоматического обнаружения сигнала в шуме можно пользоваться критерием сравнения $u_{2,i}$ с порогом E . Из принципа работы статистических методов при $e_i = 0$ следует, что количество уровней значений, принимаемых выходным сигналом преобразователя, равно $n+1$. Вероятность принятия выходным сигналом значения θ_j равна [3]:

$$\pi_n(j, u_{1,i}) = C_n^j \Phi(u_{1,i})^j (1 - \Phi(u_{1,i}))^{n-j}. \quad (12)$$

Из этого следует, что вероятность превышения преобразованным сигналом порога E , выбранного между соответствующими уровнями θ_j и θ_{j+1} равна:

$$\Omega(E) = \sum_{k=j}^n \pi_n(k, u_{1,i}). \quad (13)$$

Из выражения (13) видно, что эта вероятность не зависит от характеризующих метод преобразования параметров θ_j . Следовательно, оба выше рассмотренные метода, не смотря на различные h_2 , будут обнаруживать сигнал с одинаковой вероятностью. Аналогично можно показать, что вероятность ложной тревоги для обоих методов также будет одинаковой. Это свидетельствует о том, что критерий h_2 является недостаточным для всестороннего сравнения эффективности методов.

2. Сравнение методов при дополнительной фильтрации стробоскопически преобразованных сигналов.

Стробоскопически трансформированные сигналы являются низкочастотными сигналами. Поэтому для дополнительной фильтрации можно использовать цифровую обработку сигналов. Так как форма излучаемого радиолокационного сигнала известна (в нашей модели – гармоническое моноколебание), то для дополнительной фильтрации будем использовать корреляционный фильтр [4, стр. 135]:

$$R_{fm_0}(s) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)m_0(t-s)dt, \quad (14)$$

где

$f(t)$ - входной сигнал,

$m_0(t)$ - известный эталонный сигнал.

Для обеспечения максимального подавления шума корреляционным фильтром

необходимо знать точную форму обнаруживаемого сигнала (эталона). В случае метода $\Phi^{-1}(n^+/n)$ при малом количестве стробирования результат преобразования несколько отличается от точной формы входного сигнала. В случае же метода n^+/n^- эти отличия очень значительны. Для обоих методов эталон можем найти следующим образом. Находим аналитическое выражение результата преобразования моноколебания при некотором выбранном A_1 . Следует отметить, что такой эталон будет наилучшим именно при этой амплитуде обнаруживаемого сигнала. Поэтому амплитуду A_1 выберем, находящуюся на пороге обнаружения и пропуска сигнала. Тогда при амплитудах, близких к этой пороговой амплитуде, мы так же получим улучшение отношения сигнала к шуму. При больших амплитудах входного сигнала оптимальность эталона не имеет существенного значения, так как такие сигналы и так обнаруживаются без затруднений. Форму эталона будем искать при некоторых заданных A_1 , $\sigma_1=1$, n и n_T . Для этого используем результаты исследования [3], согласно которым средние значения результата преобразования статистическими методами выражаются следующим образом:

$$b_i(n, u_i) = \sum_{j=0}^n \pi_n(j) \theta(j), \quad (15)$$

Так как особенностью метода n^+/n^- является то, что результат преобразования имеет постоянную составляющую, то для нахождения эталона положим $u_i = 0$ и вычисляем

$$\theta^*(j) = \theta(j) - b_i(n, 0). \quad (16)$$

В дальнейшем в (15) вводим подстановку $\theta(j) = \theta^*(j)$. Это устраняет постоянную составляющую, не влияя на форму сигнала и на отношение A_2/σ_2 .

Результат преобразования моноколебания методом n^+/n^- является не симметричным. Поэтому для получения эталона $b_i^*(n, u_i)$ необходимо образовать зеркальное отображение функции $b_i(n, u_i)$:

$$b_i^*(n, u_i) = -b_{n_T-i+1}(n, u_{n_T-i+1}). \quad (17)$$

Результат преобразования моноколебания статистическим методом $\Phi^{-1}(n^+/n)$ является симметричным и не содержит нулевую составляющую. Поэтому $b_i(n, u_i)$ без дополнительных операций может использоваться в качестве эталона

$$b_i^*(n, u_i) = b_i(n, u_i). \quad (18)$$

Для метода $\Phi^{-1}(n^+/n)$ эталон весьма мало отличается от формы гармонической функции.

В качестве примера для иллюстрации этого на Рис. 2. изображена разность между синусоидальным моноколебанием с амплитудой $A = 1$ и полученным эталоном при $A_1 = 1$, $\sigma_1 = 1$, $n = 4$ и $n_T = 50$ (при синусоидальной форме эталона эта разность тоже была бы синусоидальной). С увеличением n форма эталона стремится к форме зеркального отображения входного сигнала (в нашем случае - к форме гармонического моноколебания). Следовательно, после обнаружения неискаженную регистрацию входного сигнала можно обеспечить просто увеличением количества n операций сравнения сигнала с порогом.

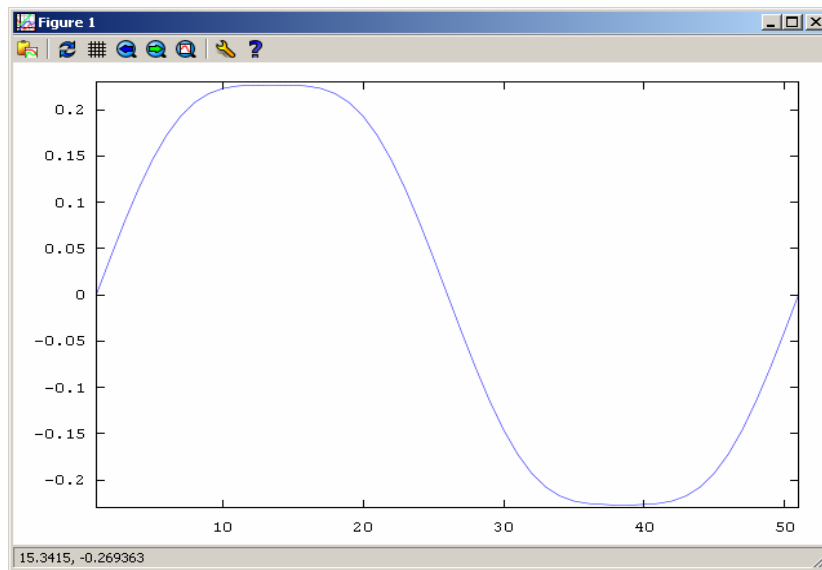


Рис. 2. Разность между синусоидальным моноколебанием и эталоном .

Форма эталона для метода n^+/n^- , полученная при тех же условиях $A_1 = 1$, $\sigma_1 = 1$, $n = 4$ и $n_T = 50$, изображена на Рис. 3. Как видим, полученный эталон сильно отличается от формы гармонического моноколебания.

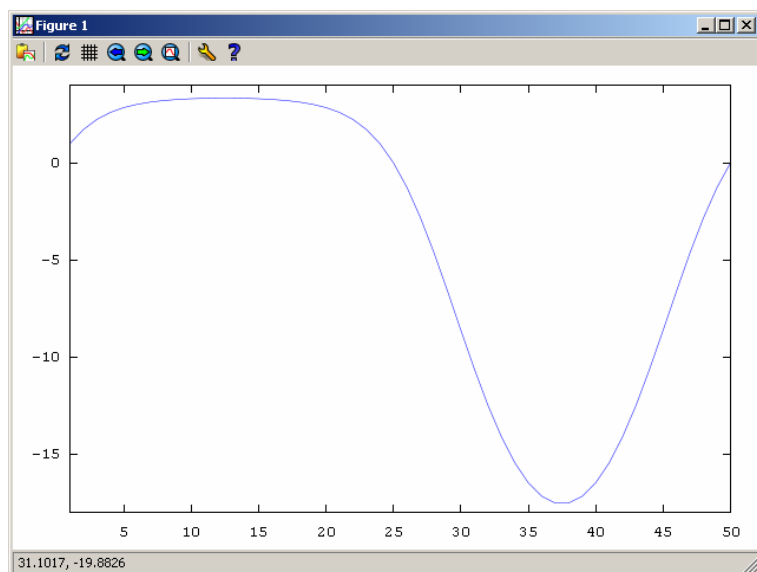


Рис.3. Эталонная функция метода n^+/n^- при $A_1 = 1$, $\sigma_1 = 1$, $n = 4$ и $n_T = 50$.

Для иллюстрации эффективности дополнительной обработки сигнала корреляционным фильтром, рассмотрим пример при $A_1 = 1$, $\sigma_1 = 1$, $n = 4$, $n_T = 50$ и $N = 1550$ - количество точек фазы на всю длину развертки..

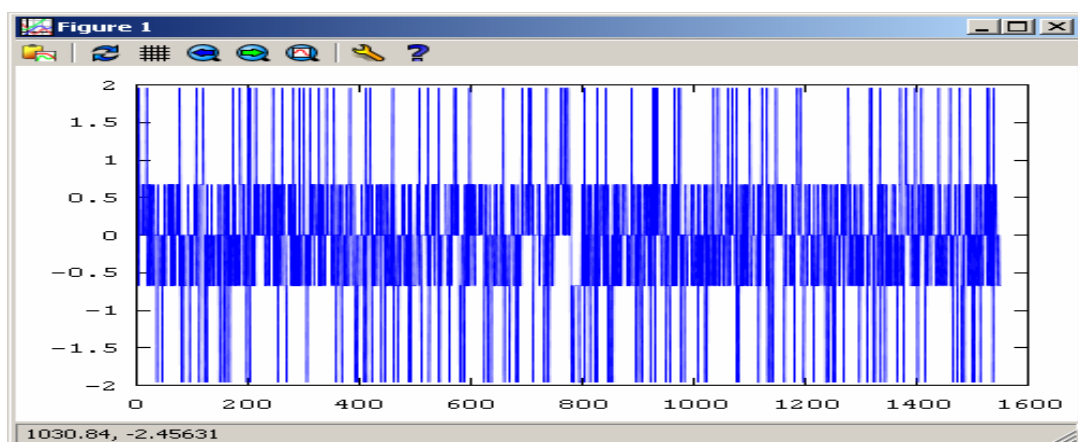


Рис.4. Результат преобразования зашумленного сигнала статистическим методом $\Phi^{-1}(n^+/n)$ при $A_1 = 1$, $\sigma_1 = 1$, $n = 4$, $n_T = 50$ и $N = 1550$.

Результат преобразования такого сигнала методом $\Phi^{-1}(n^+/n)$ изображен на Рис. 4, из которого видно, что наличие сигнала в развертке обнаружить практически невозможно. Результат дополнительной обработки сигнала, изображенного на Рис. 4, корреляционным фильтром приведен на Рис. 5.

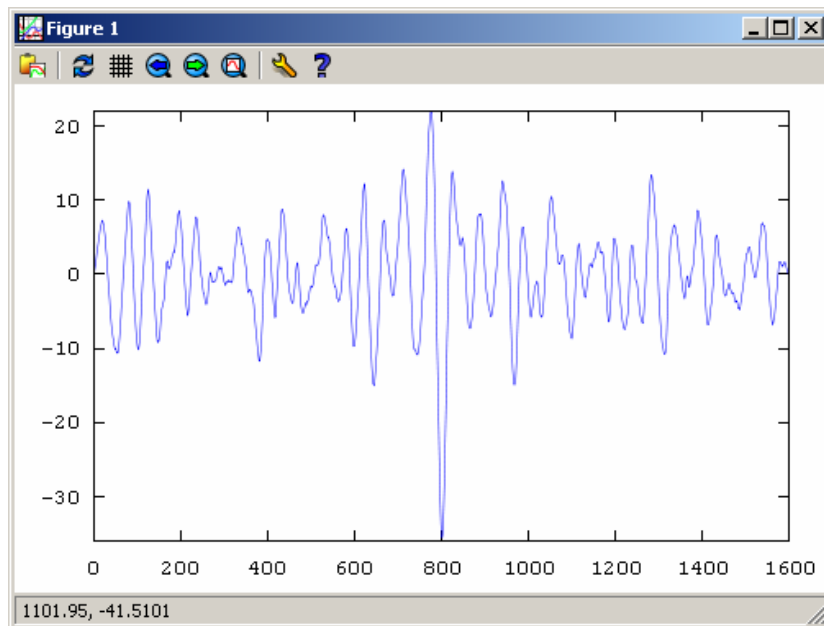


Рис. 5. Результат дополнительной обработки сигнала, изображенного на Рис. 4..

Результат преобразования того же входного сигнала методом n^+/n^- и результат дополнительной обработки приведены соответственно на Рис. 6 и Рис. 7..

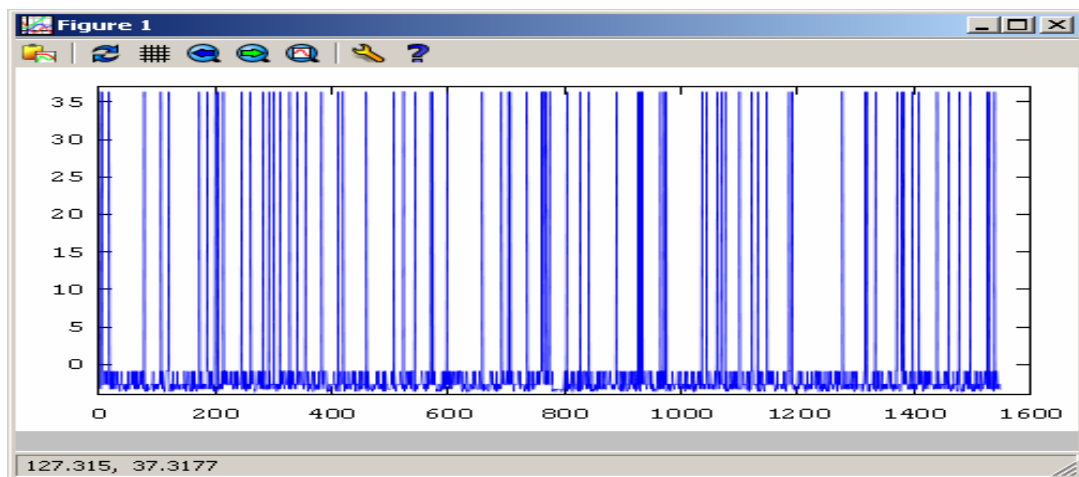


Рис.6. Результат преобразования статистическим методом n^+/n^- зашумленного сигнала при $A_1 = 1$, $\sigma_1 = 1$, $n = 4$, $n_T = 50$ и $N = 1550$.

В данном случае наличие сигнала в развертке (Рис. 6) обнаружить так же практически невозможно.

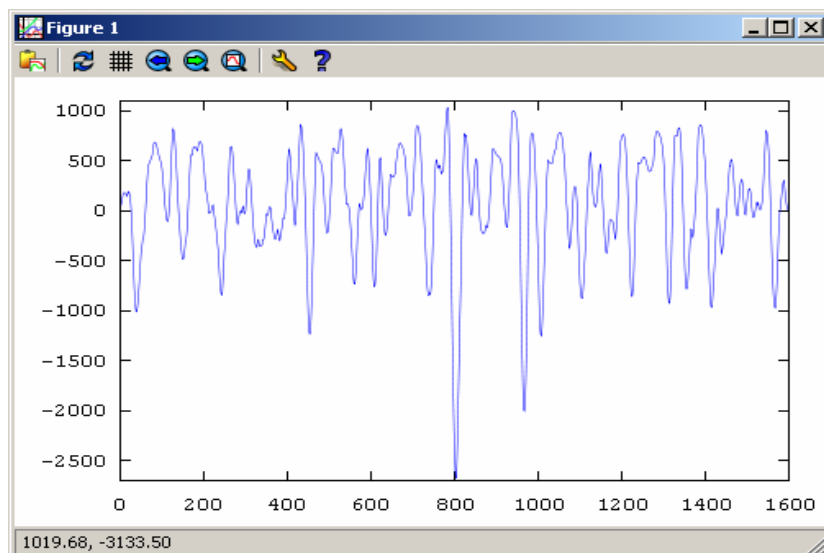


Рис. 7. Результат дополнительной обработки сигнала, приведенного на Рис. 6.

После корреляционной фильтрации наличие сигнала в центре развертки Рис 5 и Рис. 7 обнаруживается весьма отчетливо, хотя справа от сигнала на Рис. 7 наблюдается сигнал ложной тревоги несколько меньшей амплитуды. Следует отметить, что при моделировании обоих методов использовалась одна и та же последовательность случайных чисел. При другой последовательности получилась бы несколько иная картина сигналов. Используя только одну развертку, трудно судить о преимуществе того или другого метода. Поэтому для обоих методов в диапазоне $n = 4, \dots, 8$ были получены значения $h_3 = A_3/\sigma_3$, где A_3 и σ_3 - соответственно амплитуда и средне-квадратическое отклонения шума после дополнительнлй обработки стробоскопически преобразованного сигнала. Оказывается, что метод $\Phi^{-1}(n^+/n)$ при малых значениях n в рассмотренном диапазоне обеспечивает несколько более высокое отношение A_3/σ_3 (см. Рис. 8).

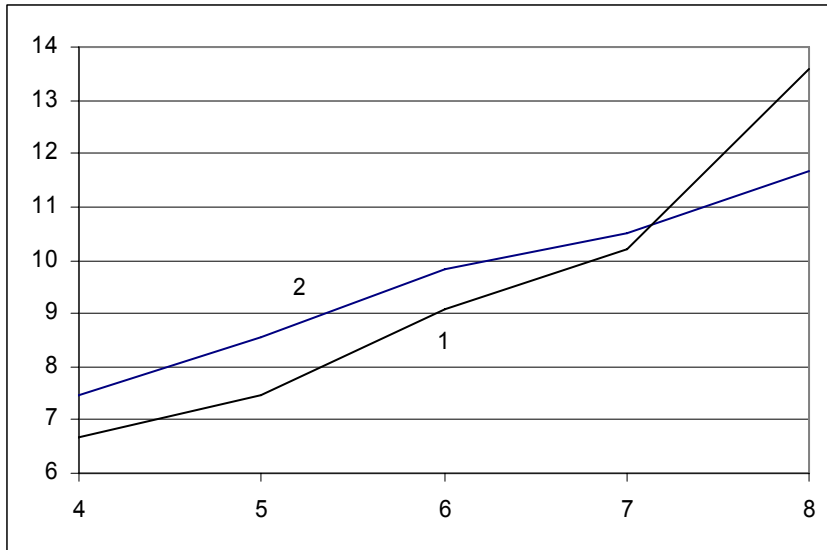


Рис. 8. Зависимость отношения сигнала к шуму после корреляционной фильтрации при $A_1 = 1$, $n = 4, \dots, 8$. Метод n^+/n^- - кривая 1; метод $\Phi^{-1}(n^+/n)$ - кривая 2.

Отметим, что до дополнительной обработки метод n^+/n^- всюду обеспечивал более высокое отношение сигнала к шуму. Из этого следует вывод, что могут существовать методы, обеспечивающие относительно высокое h_2 , но уступающие по h_3 . Этот пример дополнительно характеризует недостаточность критерия A_2/σ_2 для всесторонней характеристики свойств методов обнаружения сигналов.

Оптимальные эталоны для корреляционной фильтрации сигналов в нашем примере были получены при выбранной амплитуде обнаруживаемого сигнала $A_1 = 1$. Как уже отмечалось, для других амплитуд эти эталоны не являются оптимальными. Однако при больших амплитудах входного сигнала оптимальность эталона не имеет существенного значения, так как такие сигналы обнаруживаются и так без затруднений. Последнее подтверждается результатами моделирования зависимости h_3 от A_1 , приведенными на Рис. 9. Для нахождения эталонов в этом исследовании использовалась амплитуда $A_1 = 1$. Остальные условия моделирования: $n = 4$, $n_T = 50$, $A_1 = 0,5 \dots 2,5$.

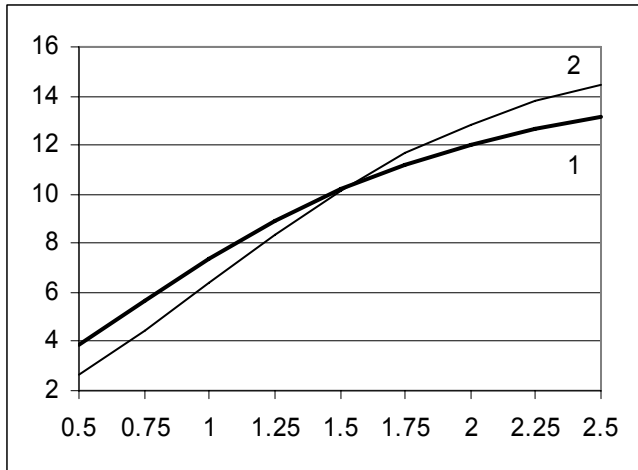


Рис. 9. Зависимость отношения сигнала к шуму от амплитуды входного сигнала после корреляционной фильтрации. Кривая 1 – метод $\Phi^{-1}(n^+/n)$; кривая 2 – метод n^+/n^- .

Как видно из Рис. 9, выбор амплитуды для расчета эталонов особенно существенного значения не имеет.

Выводы.

1. Более высокое отношение A_2/σ_2 какого-либо стробоскопического метода преобразования сигналов может облегчить обнаружение сигналов оператором.
2. При автоматическом обнаружении сигналов путем сравнения u_2 с порогом оба выше рассмотренные метода имеют одинаковую эффективность.
3. Возможны случаи, когда при относительно более высоком A_2/σ_2 отношении A_3/σ_3 может оказаться относительно низким. Это свидетельствует о недостаточности критерия A_2/σ_2 для полной характеристики эффективности метода.
4. При малом количестве операций сравнений сигнала с порогом для обнаружения слабых сигналов корреляционным фильтром более целесообразно пользоваться методом $\Phi^{-1}(n^+/n)$, чем методом n^+/n^- .
5. Преимуществом метода $\Phi^{-1}(n^+/n)$ является то, что точную регистрацию принимаемого сигнала можно обеспечить просто увеличением количества операций сравнений сигнала с порогом. Метод n^+/n^- сильно искажает преобразуемый сигнал при любом n , и поэтому может использоваться только для обнаружения сигналов.

Литература.

- [1] *K.Kruminsh, A.Lorencs, V.Plocinsh. A2 Paradox in Statistical Processing of Weak Signals. Automatic Control and Computer Sciences, Volume 41, Number 1, Jan-Feb 2007, pp. 1-9.*
- [2] *В. Карклиньш. Модификация статистического метода для обнаружения слабых зашумленных сигналов. Автоматика и вычислительная техника, 2008, №1, с. 50-57.*
- [3]. *V. Plocinš. Statistical method correction possibilities. Electronics and Electrical Engineering, 2008, Nr. 2 (82), pp. 29-34.*
- [4]. *Л. А. Вайнштейн, В. Д. Зубаков. Выделение сигналов на фоне случайных помех. Москва, Советское радио, 1960.*

Statistical method of signal – noise ratio maximization

V. Plocinsh

Institute of Electronics and Computer Science,

Dzerbenes st.14, Riga LV-1006, Latvia, phone +371-7-558115; e-mail krumins@edi.lv

Introduction.

In the research [1] is offered an improved modification of the statistical method [2] for noisy signal detection. We shall concentrate on constructing the statistical method that provide given amplitude signal to noise maximum ratio possible, and on applying of such a method for the wider amplitude range.

According to the statistical method [2], discrete stroboscopic transformation of noisy signal proceeds as follows. Let us suppose that instantaneous amplitude of signal concealed by normally distributed noise, in the time point t_i is equal to u_i . Because of the shot noise of the input cascade of the stroboscopic converter (SC), the value

$$U_{li} = u_{li} + X_1, \quad (1)$$

where X_1 – is normally distributed random variable with a mean

$$EX_1 = 0 \quad (2)$$

and standard deviation

$$D_1 X_1 = \sigma_1^2, \quad (3)$$

is substantively observed.

In the time point t_i noisy instantaneous signal value is n times compared with an acquainted threshold e_i . If, out of n times of comparison, U_i exceeds the threshold e_i n^+ times, then an estimation of the signal's momentary value is calculated

$$\hat{U}_i = \sigma_1 \sqrt{\frac{n-2}{n}} \Phi^{-1}(\hat{P}_n) + e_i, \quad (4)$$

where Φ – is function of standard normal distribution,

Φ^{-1} – inverse function,

$\hat{P}_n = \frac{n^+ + \varepsilon(n^+)}{n}$ – estimation of threshold exceedance probability,

n^+ quantity of threshold exceedances,

$\varepsilon(0) = 0.1$, $\varepsilon(n) = -0.1$ and $\varepsilon(n^+) = 0$ – in other cases.

So the common factor $\sqrt{\frac{n-2}{n}}$ in the signal detection mode doesn't have value, and it can be omitted.

After calculation of $\hat{U}_i$, the following value of threshold, equal to

$$e_{i+1} = e_i + \hat{U}_i \quad (5)$$

is set. The signal and threshold are compared again, and instantaneous value of signal in the next phase of the signal is calculated analogically.

The value of the mean quadratic deviation σ_1 is stored parametric variable and that's why it is considered as an acquainted and constant value. If there is no input signal, then the result of such transformation of this noise will be stochastic process with dispersion D_2 that depends on quantity n of signal and threshold comparison operations. The more is quantity n of comparison operations, the smaller is dispersion D_2 . In case of transformation of centric weak signals, there can be set a constant and equal to zero threshold. In that case the result of observation of the instantaneous value can be expressed by the formula

$$\hat{U}_i = \sigma_1 \Phi^{-1}(\hat{P}_n). \quad (6)$$

Transformation of centric and concealed by noise signals takes place in case of receiving weak ultrabroadband radiolocation signals. We shall use harmonic single-oscillation with an amplitude of A_1 as a signal model.

To get quite good signal-noise ratio in the output $h_2 = \frac{\bar{A}_2}{\sigma_2}$, it's necessarily to have a certain quantity n of signal and threshold comparison operations (strobing). The weaker is input signal, the greater quantity of strobing is necessary. To increase the operation speed, it's reasonable to divide the operational mode of radio locator into two parts: the mode of signal detection and the mode of precise registration of signal. In the detection mode signal amplitude – noise peak ratio is important. In the same time one doesn't have to care about the quality of the transformed signal's form and is able to economize quantity of strobes. For that purpose there was offered the method [1] that provides higher ratio of $h_2 = \frac{\bar{A}_2}{\sigma_2}$. The essence of this method is as follows. Instead of $\hat{U}_i$ calculation according to (6) U_i^+ is calculated using the formula

$$U_i^+ = \sigma_1 \left(\frac{n_i^+}{n - n_i^+ + \varepsilon} - 1 \right). \quad (7)$$

Summand $\varepsilon > 0$ is worked in, for, if there's $n_i^+ = n$, the value U_i^+ would not turn into infinity. In the research [1], the value ε is set equal to 0.1. The signal's form in this transformation is very perturbed. But this doesn't matter for the solution of the problem.

The synthesis of method for signal-noise peak ratio. Method for signal-noise peak ratio synthesis.

The question may be, what kind of statistics analyzing n^+/n there should be, to get the maximum possible ratio h_2 if A_1^* and n are given. It's clear, that the method synthesized in such a way will be optimal only if amplitude is A_1^* . That's why it's necessary to test quality of signal detection at wider amplitude range.

For noisy signal optimal transformation synthesis with an amplitude of A_1^* it's necessary to find such $\varepsilon(n^+)$, $0 \leq n^+ \leq n$, under which A_2/σ_2 will be maximal.

Necessitate that average value of input noise transformation is equal to 0 (i.e. the result of centric noise transformation will also be centric). Describe strobing n times in the phase of the input signal $U_1 = A_1^*$, generally, we'd like to state that as the result of transformation the average value will be equal to

$$A_2(A_1^*) = \sigma_1 \sum_{i=0}^n \pi_{ni}(A_1^*) \theta_i, \quad (8)$$

where

$$\pi_{ni}(A_1^*) = C_n^i \Phi^i(A_1^*) (1 - \Phi(A_1^*))^{n-i} \quad (9)$$

$$\theta(i) = \Phi^{-1} \left(\frac{n^+ + \varepsilon(n^+)}{n} \right). \quad (10)$$

In it's turn transformed noise mean quadratic deviation in that case will be:

$$\sigma_2 = \sigma_1 \sqrt{\sum_{i=0}^n \pi_{ni}(0) \theta_i^2}. \quad (11)$$

For the synthesis of the method, the following ratio is of interest:

$$\frac{A_2(A_1^*) - A_2(0)}{\sigma_2}. \quad (12)$$

It's clear, that under such $\theta(i)$, which are extreme points of (12), we will have, $A_2(0) = 0$ and signal-noise

ratio will be maximal.

It's well known that to find extreme points of differentiable function, it's enough to find corresponding derivatives of this function. After partial differentiation for each $\theta(i)$, $0 \leq i \leq n$, we equate the obtained derivatives to zero and will solve the system of equations relating to $\theta(i)$, $0 \leq i \leq n$, and will get the values $\theta(i)$, under which signal-noise peak ratio is obtained.

Let's look upon the following example: $A_1^* = 0.75\sigma_1$ and $n = 5$ (the argumentation, why specifically such A_1^* was chosen, is stated below). In the given example it's necessary to solve the following system of equities:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{0.05978078665}{Z} = 3.125000000 \frac{Y\theta_0}{Z^3} \\ \frac{0.1020018651}{Z} = 1.562500000 \frac{Y\theta_1}{Z^3} \\ \frac{0.6961688571}{Z} = 3.125000000 \frac{Y\theta_2}{Z^3} \\ \frac{2.375697137}{Z} = 3.125000000 \frac{Y\theta_3}{Z^3} \\ \frac{4.053568921}{Z} = 1.562500000 \frac{Y\theta_4}{Z^3} \\ \frac{2.766585141}{Z} = 0.312500000 \frac{Y\theta_5}{Z^3} \end{array} \right. , \quad (13)$$

where

$$Z = \sqrt{H} ,$$

$$H = 0.03125\theta_0^2 + 0.15625\theta_1^2 + 0.31250\theta_2^2 + \\ + 0.31250\theta_3^2 + 0.15625\theta_4^2 + 0.03125\theta_5^2 ,$$

$$Y = 0.0005978078665\theta_0 + 0.01020018651\theta_1 + \\ + 0.06961688571\theta_2 + 0.2375697137\theta_3 + \\ + 0.4053568921\theta_4 + 0.2766585141\theta_5 .$$

As a result of solution we get we get the following values of $\theta(n^+)$ which can be seen at column 2 of Table 1.

It should be pointed out, that in such a way we get the values θ_i as a freely drawn value, each from $\theta(i) \neq 0$. , multiplied by given coefficients. It is easy to understand, for (8) and (11) are homogenous. In the example discussed above $\theta(0) = 1$ was chosen.

Values $\theta(i)$ were found analogically, in the range of $5 \leq n \leq 16$ (see Table 1).

Table 1.

	5	6	7
0	1	1	1
1	0.952948571	0.978898724	0.990481267
2	0.792384157	0.906889988	0.957998306
3	0.244453271	0.66115801	0.847149226
4	-1.625377337	-0.177409744	0.468873408
5	-8.006230454	-3.039047392	-0.82200418
6		-12.80447183	-5.227162725
7			-20.25989859

Table 1 (continuation).

	8	9	10
0	1	1	1
1	0.995694877	0.998050585	0.999116808
2	0.981003514	0.991398146	0.996102891
3	0.930868798	0.968696499	0.985817806

4	0.759782572	0.891226447	0.950719646
5	0.175945687	0.626857566	0.830946122
6	-1.816415219	-0.275309182	0.422215373
7	-8.615406659	-3.353980308	-0.972590586
8	-31.81716918	-13.86003801	-5.732407821
9		-49.71227548	-21.97542711
10			-77.40521834

Table 1 (continuation).

	11	12	13
0	1	1	1
1	0.999599769	0.99981861	0.999917787
2	0.99823397	0.999199611	0.999637235
3	0.993573141	0.99708726	0.998679841
4	0.977667918	0.989878796	0.995412705
5	0.923390868	0.9652797	0.984263507
6	0.738168806	0.881334543	0.946216534
7	0.106092956	0.594869173	0.816380095
8	-2.050884869	-0.382702504	0.373309346
9	-9.411636492	-3.718695221	-1.138682894
10	-34.53042251	-15.10287058	-6.298401823
11	-120.2490344	-53.95171095	-23.90609767
12		-186.5245456	-83.99288865
13			-289.040868

Table 1 (continuation).

	14	15	16
0	1	1	1
1	0.999962738	0.999983111	0.999992345
2	0.999835578	0.999925476	0.999966222
3	0.999401644	0.999728794	0.999877075
4	0.997920827	0.999057613	0.99957286
5	0.992867494	0.996767185	0.998534717
6	0.975622846	0.988951033	0.994992024
7	0.916774965	0.96227818	0.982902473
8	0.715954805	0.871256266	0.941646521
9	0.030649976	0.560641252	0.800859343
10	-2.307973333	-0.499341815	0.320418869
11	-10.28859563	-4.116565873	-1.319098678
12	-37.52270895	-16.46045162	-6.914001556
13	-130.4599387	-58.58433256	-26.00677569
14	-447.611027	-202.3333415	-91.16144091
15		-692.8811524	-313.5036932
16			-1072.253308

Corresponding theoretically calculated signal-noise ratio under $A_1^* = 0.75\sigma_1$ for amplitude of input signal $A_1 = 0.50\sigma_1$, $A_1 = 0.75\sigma_1$, $A_1 = 1.00\sigma_1$, $A_1 = 1.25\sigma_1$ and $A_1 = 1.50\sigma_1$ are stated in the Table 2.

Table 2.

n	0.50	0.75	1.00	1.25	1.50
5	0.97	1.64	2.36	3.05	3.62
6	1.09	1.95	2.93	3.89	4.74
7	1.22	2.29	3.59	4.94	6.16
8	1.34	2.67	4.37	6.23	7.97
9	1.47	3.09	5.30	7.84	10.30
10	1.56	3.56	6.42	9.85	13.29

11	1.73	4.09	7.76	12.36	17.15
12	1.87	4.70	9.36	15.51	22.12
13	2.01	5.38	11.29	19.46	28.55
14	2.16	6.16	13.61	24.41	36.84
15	2.32	7.04	16.41	30.62	47.56
16	2.48	8.04	19.77	38.42	61.42

For reference, there are theoretically calculated signal-noise ratios according to the method [1], but in Table 4 – according the method [2].

Table 3.

n	0.5	0.75	1	1.25	1.5
5	0.81	1.51	2.33	3.18	3.93
6	0.88	1.76	2.89	4.11	5.26
7	0.95	2.03	3.54	5.29	7.00
8	1.03	2.33	4.31	6.76	9.26
9	1.11	2.68	5.24	8.60	12.20
10	1.22	3.07	6.34	10.89	16.00
11	1.34	3.52	7.62	13.71	20.84
12	1.48	4.01	9.11	17.10	26.90
13	1.65	4.56	10.76	21.07	34.27
14	1.84	5.12	12.54	25.53	42.93
15	2.04	5.68	14.32	30.28	52.59
16	2.24	6.19	15.98	35.00	62.74

Table 4

n	0.5	0.75	1	1.25	1.5
5	0.87	1.30	1.70	2.04	2.31
6	0.97	1.46	1.92	2.34	2.68
7	1.05	1.60	2.13	2.62	3.03
8	1.13	1.72	2.32	2.87	3.35
9	1.21	1.84	2.49	3.11	3.65
10	1.28	1.95	2.64	3.32	3.92
11	1.34	2.05	2.78	3.51	4.17
12	1.40	2.14	2.91	3.68	4.40
13	1.45	2.22	3.02	3.84	4.61
14	1.51	2.30	3.13	3.99	4.81
15	1.56	2.37	3.24	4.13	4.99
16	1.61	2.45	3.33	4.26	5.16

From the obtained results we can see, that under chosen amplitude of $A_1^* = 0.75\sigma_1$ and amplitudes of input signal close to A_1^* the synthesized method provides higher signal-noise ratio. For example, under $A_1^* = 0.75\sigma_1$ and $n=16$ the synthesized method provides signal-noise ratio equal to 8.04, the method [1] in the same circumstances has $h_2 = 6.19$, but the method [2] – $h_2 = 2.45$. So an advantage, regarding the signal detection, in one case is 23%, and in the other – 70%. This advantage won't be so seen on the individual involutes, but it's important for the statistical mean. The method [1] provides insignificantly better signal-noise ratio, comparing to the given method, just for moderately high amplitudes of input signal. Although this advantage doesn't have really important practical meaning, for high amplitude signal detection is not technically complicated.

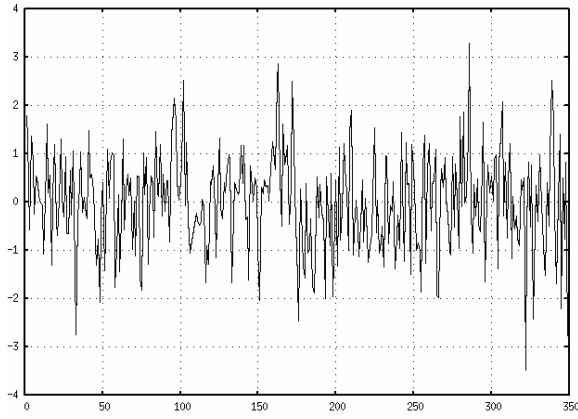


Fig. 1a. Input signal with amplitude of $A_1 = 0.75\sigma_1$.

In general case it can be any positive number, taken as A_1^* , although in this case obtained coefficients θ_i will be optimal specifically for this signal amplitude. On this basis A_1^* was chosen from relatively small $A_1^* = 0.75\sigma_1$, for weak signals detection is especially difficult. As an example on the Fig.1 can be seen input signal concealed by noise with amplitude of $A_1 = 0.75\sigma_1$. As it's seen on the figure, single-oscillation of such amplitude is completely concealed by noise. On the figure 1b is stated the signal, transformed according to the method [1], but on the figure 1c - the signal, transformed according to the method [2]. The other conditions of simulation were as follows: quantity of strobing phase points for the period of single-oscillation $n_T = 50$, involute length $N_T = 350$, input signal location – in the center of involute (phase points from 150 to 200).

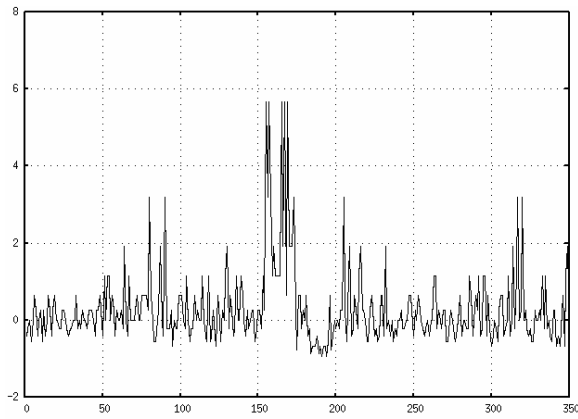


Fig. 1b. The signal transformed by the method [1].

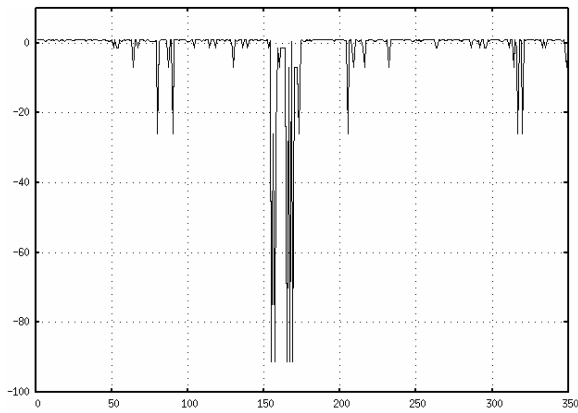


Fig. 1c. The same signal, transformed by the given method.

The synthesized method provides maximum possible signal-noise ratio for each amplitude $A_1 = A_1^*$. That's why the synthesized method can be used for quality estimation of any other signal detection method by the criterion

$$A_2/\sigma_2.$$

In the Table 1 there are also coefficients θ_i for very small quantity of signal and threshold comparison operations. The results of such n don't let to detect small amplitude signals without additional processing of transformed signal. As an additional processing one can use a convolution with an according standard. On the Fig. 2 there can be seen the result of correlation filtration of signal with an amplitude of $A_1 = 0.75\sigma_1$ using $n = 5$ after convolution with a half-wave of harmonic single-oscillation. In the center of the involute the detected signal is clearly seen.

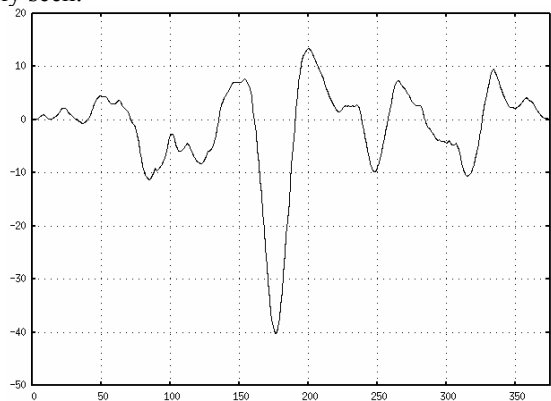


Fig. 2. The result of the convolution of the transformed signal with half-wave of sine using $A_1 = 0.75\sigma_1$, $n = 5$, $n_T = 50$.

Literature References

1. **V. Karklinsh.** A modified statistical method for low level noisy signal detection // AUTOMATIC CONTROL AND COMPUTER SCIENCES. - ALLERTON PRESS, INC, 2008. – Vol. 42, Issue 1. – pp. 50-54.
2. **K. Kruminsh, A.Lorencs and V. Plocinsh.** A2 paradox in the statistical weak signal processing // AUTOMATIC CONTROL AND COMPUTER SCIENCES. - ALLERTON PRESS, INC, 2007. – Vol. 41, Issue 1. – pp. 3-14.

Describes the method of revealing discrete stroboscopic signal masked with noise, which has the highest signal-noise attitude

We describe the method of revealing digital stroboscopic signal masked with noise, which has the highest signal-noise ratio.

Translation from Russian

Annotation:We explain the method for discrete stroboscopic noisy signal detection at signal-noise peak ratio. Harmonic single-oscillation is used as an input signal – the model of ultrabroadband radiolocation signal.

Digital Signal Processing UD Method and Its Statistical Characteristic

A. Lorencs

Institute of Electronics and Computer Science

Dzerbenes st. 14, Riga, LV 1006, Latvia, phone: +371 67558118, e-mail: lorencs@edi.lv

Keywords: UD method, numerable Markov chain, finite homogeneous Markov chain, stationary random process.

Introduction

The range of literature on UD method is very wide. Number of publications on the matter reaches into hundreds. UD method was used for investigating various problems in biology, medicine, pharmacology, toxicology and signal processing [1, 2, 3, 4, 5].

This paper investigates UD method just mathematically and does not link it with any particular application. However the objective of the analysis is to obtain statistical characterisations of the UD procedure (method), taking in account of which may improve filtering interferences of the stroboscopic signal processing.

We consider kind of classical UD method that satisfies the following three conditions:

1. the step length s of UD procedure is the same in both directions;
2. the step length s remains constant at all stages;
3. the perturbing factor distribution is normal with zero mean.

Thus let us consider UD procedure determined by normally distributed random variable X with the mean $EX=0$ and variance $DX=\sigma_0^2$, the step $s=\Delta\sigma_0$, where $0.1 \leq \Delta \leq 1$ and in start position starting point of the coordinate axis is $x_0=0$. At the first step the UD process gets in point $x_1=s$ with probability $P\{X>0\}$ and in point $x_2=-s$ with probability $P\{X\leq 0\}$. If the UD process was in point ks after n steps, then in the step $n+1$ it will get into point $(k+1)s$ with probability $P\{X>ks\}$ or in point $(k-1)s$ with probability $P\{X\leq ks\}$.

So, if the UD process has made exactly n steps, then the probability that process endpoint is ks depends on n and k parity. If n is even number and k is odd then this probability (we denote it $p_k(n,s)$) is equal to zero. If n is odd number and k is even then again $p_k(n,s)=0$. Therefore in the analysis we consider separately instances when $n=2m$ and $n=2m+1$. We designate random variable $X_n(s)$ representing state probability distribution after n -th step of the UD procedure.

Since $P\{X_n(s) = ks\} = p_k(n,s)$, we have $\sum_{k=-n}^{k=n} p_k(n,s) = 1$

and $p_k(n,s) = p_{-k}(n,s)$.

From the last follows that

$$EX_n(s) = 0, \quad DX_n(s) = E(X_n(s))^2 = 2 \sum_{k=1}^n k^2 s^2 p_k(n,s).$$

From description of UD procedure at step $n+1$ follows that mathematically the UD process is represented by numerable simple and homogeneous Markov chain over set of states $S = \{0, 1, -1, 2, -2, 3, -3, \dots\}$ with transition probability matrix $\mathbf{M}_s = (a_{ij})$ and initial distribution $\pi_0 = (1, 0, 0, \dots)$, if the state numbering is done in the above shown sequence and elements a_{ij} are defined by equations:

$$\begin{aligned} a_{12} &= a_{13} = P\{X > 0\}, \\ a_{21} &= P\{X \leq s\}, \quad a_{24} = P\{X > s\}, \\ a_{31} &= P\{X > -s\}, \quad a_{35} = P\{X \leq -s\}, \\ &\dots\dots\dots \\ a_{2k,2k-2} &= P\{X \leq ks\}, \quad a_{2k,2k+2} = P\{X > ks\}, \\ a_{2k+1,2k-1} &= P\{X > -ks\}, \quad a_{2k+1,2k+3} = P\{X \leq -ks\}, \\ k &= 2, 3, 4, \dots \end{aligned}$$

Since the random variable X is distributed according to normal distribution law,

$$P\{X > ks\} = P\left\{\frac{X}{\sigma_0} > k\Delta\right\} = P\left\{\frac{X}{\sigma_0} < -k\Delta\right\} = \Phi(-k\Delta),$$

where Φ is standard normal distribution function.

If the process of UD procedure after the n -th step has got in state ks , then the next two steps will bring the process to state $(k-2)s$ with probability $a_k = \Phi(k\Delta)\Phi((k-1)\Delta)$, to state ks with probability

$b_k = \Phi(k\Delta)\Phi(-(k-1)\Delta) + \Phi(-k\Delta)\Phi((k+1)\Delta)$ and to state $(k+2)s$ with probability $c_k = \Phi(-k\Delta)\Phi(-(k+1)\Delta)$.

Thus UD process, where number of steps is even number, is represented by simple homogeneous Markov chain over set of states $\check{S} = \{0, 2, -2, 4, -4, \dots\}$ with transition probability matrix $\check{M}_s = (b_{ij})$, where state numbering was done in the above shown sequence and elements b_{ij} are defined by equations:

$$\begin{aligned} b_{11} &= \Phi(\Delta), \quad b_{12} = \Phi(0)\Phi(-\Delta), \quad b_{13} = \Phi(0)\Phi(-\Delta), \\ b_{21} &= a_2, \quad b_{22} = b_2, \quad b_{24} = c_2, \\ b_{31} &= a_2, \quad b_{33} = b_2, \quad b_{35} = c_2, \\ &\dots\dots\dots \\ &\dots\dots\dots \\ b_{2k, 2k-2} &= a_{2k}, \quad b_{2k, 2k} = b_{2k}, \quad b_{2k, 2k+2} = c_{2k}, \\ b_{2k+1, 2k-1} &= a_{2k}, \quad b_{2k+1, 2k+1} = b_{2k}, \quad b_{2k+1, 2k+3} = c_{2k}, \\ k &= 2, 3, 4, \dots \end{aligned}$$

In compliance with $\check{M}_s$ elements definitions we can write: $b_{14, 16} = c_{14}$ and $b_{15, 17} = c_{14}$. By dividing rows 14 and 15 of matrix $\check{M}_s$ by $1 - c_{14}$ we obtain matrix whose common elements of first 15 rows and columns represent regular stochastic matrix $M'_s = (b'_{ij})$. Matrix M'_s together with stochastic vector $\pi'_0 = (p'_1, p'_2, \dots, p'_{15})$, where $p'_1 = 1$, represents finite Markov chain, which in several aspects substitutes the numerable Markov chain with transition probability matrix $\check{M}_s$. If $s \geq 0.5\sigma_0$, then we can replace the numerable Markov chain by finite Markov chain over set of states $\{0, 2, -2, 4, -4, 6, -6\}$. In this case matrix M'_s will be replaced by matrix M_s^* embodying common elements of 7 rows and 7 columns of matrix $\check{M}_s$ after dividing elements of rows 6 and 7 by $1 - c_6$.

Raising the matrix M'_s (respectively M_s^*) to the N -th power we obtain matrix whose elements of first 11 rows and columns (respectively elements of the first three rows and columns) will coincide with the corresponding elements of matrix $(\check{M}_s)^N$. Elements of twelfth and thirteenth rows, respectively columns, of matrix $(M'_s)^N$ will differ from the respective elements of matrix $(\check{M}_s)^N$ by coefficient $1/(1 - c_{16})$. Since c_{16} is very small for all $\Delta \geq 1$, the elements of these rows and columns are practically the same as the respective elements of matrix $(\check{M}_s)^N$. The same applies to elements of forth and fifth rows (respectively columns) of matrix $(M_s^*)^N$ when $\Delta \geq 0.5$.

If N is sufficiently big, e.g. $N \geq 20$, then the rows of matrix $(M'_s)^N$ and matrix $(M_s^*)^N$ will be practically equal, and elements of last two columns can be calculated using the fact that the row vectors are stochastic vectors. This circumstance allows for considering the UD process as practically stationary at step number N^* , which in turn

provides that $(M'_s)^{N^*}$, respectively $(M_s^*)^{N^*}$, is sufficiently close to limit matrix.

Variance of the UD process

Regularity of matrices M'_s and M_s^* indicates that UD process stabilises exponentially i.e. it rapidly becomes stationary. We are looking for variance of this process when it is practically stationary.

Definition 1. We call UD process practically stationary after N steps, if $|DX_N(s) - DX_{N+l}(s)| < 10^{-3} \sigma_0^2$ for all $l \geq 0$ and at the same step parity.

Thus the definition 1 requires that N and l both were even or both where odd numbers. Further in the analysis we use lemma, which is easy to prove.

Lemma 1. At every fixed UD process step, $s = \Delta \sigma_0$ and step number $n \geq 6$, an inequality holds as follows:

$$\frac{p_{v+2}(n, s)}{p_v(n, s)} < d_v \Phi(-(v+1)\Delta), \quad (1)$$

where $0 \leq v \leq n-2$, $d_0 = d_1 = 1.66$, $d_2 = d_3 = 1.2$, $d_v = 1$, if $v > 3$.

Taking in account lemma 1 we can write:

$$DX_n = 2 \sum_{v=1}^n p_v(n, s) v^2 s^2 = 2 \sum_{v=1}^m p_v(n, s) v^2 s^2 + 2 \sum_{v=m+1}^n p_v(n, s) v^2 s^2,$$

where $6 \leq m+1 \leq n$.

Further in analysis we assume that $m+1$ is even if n is even number, and $m+1$ is odd if n is odd number. For convenience we denote the sum $\sum_{v=m+1}^n p_v(n, s) v^2$ as $\gamma(\Delta, m, n)$ and, using lemma 1, we look for assessment from above for $\gamma(\Delta, m, n)$.

If $n \geq m+3$, then obviously $\gamma(\Delta, m, n) = p_{m+1}(n, s)(m+1)^2 + p_{m+3}(n, s)(m+3)^2 + \dots + p_n(n, s)n^2$. (2)

Since $m+1 \geq 6$, $\Delta \geq 0.1$ and (see Lemma 1)

$$\frac{p_{m+2k+3}(n, s)(m+2k+3)^2}{p_{m+2k+1}(n, s)(m+2k+1)^2} < (1 + \frac{4}{m+2k+1} + \frac{4}{(m+2k+1)^2}) \Phi(-(m+2k+2)\Delta),$$

$$\text{where } k=0, 1, \dots, \frac{n-m-3}{2}, \quad q(\Delta, m, k) = (1 + \frac{4}{m+2k+1} + \frac{4}{(m+2k+1)^2}) \Phi(-(m+2k+2)\Delta) < 0.432. \quad (3)$$

From (2) and (3) follows that

$$\gamma(\Delta, m, n) < (m+1)^2 p_{m+1}(n, s) \sum_{k=0}^{\infty} (q(\Delta, m, 0))^k = (m+1)^2 p_{m+1}(n, s) \frac{1}{1 - q(\Delta, m, 0)}. \quad (4)$$

The inequality (4) shows that calculating DX_n by formula $2 \sum_{v=1}^m p_v(n, s) v^2 s^2$ we produce error, the absolute value of which is less than $2s^2(m+1)^2 p_{m+1}(n, s) \frac{1}{1 - q(\Delta, m, 0)}$.

In result of calculations using formula (1) and (4) we obtain inequality:

$$2s^2 \gamma(\Delta, 13, n) < 0.000272 \sigma_0^2. \quad (5)$$

By increasing Δ we can obtain the required error assessment at lesser m values.

For instance, if $\Delta \geq 0.5$, $m=7$ will be sufficient for sure.

Further we present values of UD process variances for practically stationary case at various Δ values and step number parities. We denote the secondary variances as $\sigma_1^2(\Delta)$. In case of even (respectively odd) step numbers the results are as follows:

Δ	$\sigma_1^2(\Delta)$	$\sigma_1^2(\Delta)$
0.1	$0.0641\sigma_0^2$	$0.0646\sigma_0^2$
0.2	$0.1333\sigma_0^2$	$0.1333\sigma_0^2$
0.3	$0.2061\sigma_0^2$	$0.2062\sigma_0^2$
0.4	$0.2810\sigma_0^2$	$0.2837\sigma_0^2$
0.5	$0.3613\sigma_0^2$	$0.3679\sigma_0^2$
0.6	$0.4378\sigma_0^2$	$0.4630\sigma_0^2$
0.7	$0.5081\sigma_0^2$	$0.5731\sigma_0^2$
0.8	$0.5677\sigma_0^2$	$0.7026\sigma_0^2$
1.0	$0.6468\sigma_0^2$	$1.0295\sigma_0^2$

Formula (5) shows that by all Δ values ($0.1 \leq \Delta \leq 1$) UD process becomes practically stationary after 16 steps.

Next we present some practically stationary state probability distributions for UD process in case of even step numbers.

n	$p_n(16; 0.1\sigma_0)$	$p_n(16; 0.2\sigma_0)$
0	0.3132	0.4348
2	0.2304	0.2410
4	0.0914	0.0398
6	0.0193	$1.7972 \cdot 10^{-3}$
8	$2.1440 \cdot 10^{-3}$	$1.9221 \cdot 10^{-5}$
10	$1.2147 \cdot 10^{-4}$	$4.0169 \cdot 10^{-8}$
12	$3.4055 \cdot 10^{-6}$	$1.2991 \cdot 10^{-11}$
14	$4.52 \cdot 10^{-8}$	$4.9998 \cdot 10^{-14}$

n	$p_n(16; 0.3\sigma_0)$	$p_n(16; 0.4\sigma_0)$
0	0.5230	0.5929
2	0.2228	0.1978
4	0.0156	0.0058
6	$1.3309 \cdot 10^{-4}$	$7.4137 \cdot 10^{-6}$
8	$8.7703 \cdot 10^{-8}$	$1.5579 \cdot 10^{-10}$
10	$2.5046 \cdot 10^{-10}$	$1.7036 \cdot 10^{-15}$
12	$1.6355 \cdot 10^{-16}$	$2.920 \cdot 10^{-25}$
14	$1.2516 \cdot 10^{-24}$	$2.307 \cdot 10^{-38}$

n	$p_n(16; 0.5\sigma_0)$	
0	0.6508	

2	0.1726	
4	0.0020	
6	$2.855 \cdot 10^{-7}$	
8	$8.968 \cdot 10^{-12}$	
10	$9.650 \cdot 10^{-22}$	
12	$5.255 \cdot 10^{-36}$	

To obtain these probabilities for odd step numbers the following formula may be used:

$$p_{2k+1}(17; \Delta\sigma_0) = p_{2k}(16; \Delta\sigma_0)\Phi(-2k\Delta) + \\ + p_{2k+2}(16; \Delta\sigma_0)\Phi((2k+2)\Delta)$$

In case of odd step numbers the secondary variances $\sigma_1^2(\Delta)$ may be calculated with the required accuracy using formula:

$$\sigma_1^2(\Delta) = 2s^2 \sum_{k=0}^{n-1} p_{2k+1}(n, s)(2k+1)^2 \approx \\ \approx 2s^2 \sum_{k=0}^8 (p_{2k}(16, s)\Phi(-2k\Delta) + \\ + p_{2k+2}(16, s)\Phi((2k+2)\Delta))(2k+1)^2 \quad (6)$$

To make comparison of variances $\sigma_1^2(\Delta)$ and $\sigma_1^2(\Delta)$ convenient, we transform formula (6) as follows:

$$\sigma_1^2(\Delta) \approx 2s^2 [p_2(16, s)(\Phi(0) \frac{p_0(16, s)}{p_2(16, s)} + \Phi(2\Delta) + \\ + 9\Phi(-2\Delta)) + p_4(16, s)(9\Phi(4\Delta) + 25\Phi(-4\Delta)) + \\ + p_6(16, s)(25\Phi(6\Delta) + 49\Phi(-6\Delta)) + \dots + \\ + p_{16}(16, s)(225\Phi(16\Delta) + 289\Phi(-16\Delta))]$$

Comparison of these results with those published in literature [6, 7] shows that our results differ from the secondary variance estimates published in paper [7], which were found using formulas:

$$\sigma_1^2(\Delta) = 0.625s\sigma_0 + 0.25s^2, \\ S = \Delta\sigma_0.$$

To solve efficiently problems of digital signal processing, knowledge of UD process variance alone is not enough. There are also other statistical characteristics of importance. Further research has to deal with issues of UD process covariance specifics. Preliminary analysis suggests that in practically stationary situation at step length $s=0.5\sigma_0$ function $e^{-0.42t-1}\sigma_0^2$ is good approximation for the covariance, where t is shift between step numbers, i.e. $\text{cov}(X_N, X_{N+t}) \approx e^{-0.42t-1}\sigma_0^2$.

References

1. W. J. Dixon. The Up and Down Method for Small Samples. Journal of the American Statistical Association, Vol. 60, No.312, 1965, pp.967-978.
2. Masao Endo, Kazuyuki Hayamizu. Analysis of standard deviation obtained by up and down method. Electrical Engineering in Japan, Vol.106, Issue 2, 1986, pp.38-45.
3. Wei-Da Hao, Y.C.Jenq. Waveform Estimation with Jitter Noise Using Stochastic Up and Down Method. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.43, Issue 2, 1994, pp.200-203.
4. Peter Armitage, Geoffrey Berry, J.N.S.Matthews. Up and Down Method Standard Deviation. In the book: Statistical Methods in Medical Research, Wiley-Blackwell, 2001, 832 p., pp. 40 – 43.
5. Mario Stilianou, Michael Proshan and Nancy Flournoy. Estimating the probability of toxicity at the target dose following an up-and-down design, Statistics in Medicine, 2003, 22, pp. 535-543.
6. К.Круминьш, В. Карклиньш. Модификации метода “Up-and-Down” в режиме обнаружения слабых сигналов сверхширокополосной радиолокации, Автоматика и Вычислительная техника, 2005, No.4, с.70 –77.
7. Л.Н. Попов. Анализ влияния шумовой помехи на статистическую погрешность импульсной системы регулирования релейного типа, Известия высших учебных заведений. Приборостроение, 1970, No.9, с.37-41

3.Pielikums (asinhronu datu apstrāde)

2. Enerģijas patēriņa minimizēšanas problēma sistēmās.

Viena no asinhrono datu apstrādes sistēmu galvenajām pozitīvajām īpatnībām ir enerģijas patēriņa minimizēšana, automātiski pārejot stāvokļos „idle” vai “sleep” laika sprīžos, kuros nenotiek informācijas apstrāde, kā arī regulējot frekvenci un spriegumu [2].

2.1. Pētījumos izmantotajiem MSP430 saimes mikroprocesoriem raksturīgs ļoti mazo enerģijas patēriņš, kas aktīvajā režīmā ir $\sim 0,2\text{mA/MHz}$. Tomēr turpmākajā darbā tiek plānota pāreja uz jauno MSP430x5xx mikroprocesoru saimi ar regulējamu enerģijas patēriņu, ar programmu regulējot mikroprocesora kodola barošanas spriegumu V_{CORE} . Iespējamās 4 V_{CORE} vērtības, kas ļauj mikroprocesoram strādāt ar 4 dažādām taktsģeneratora frekvencēm 12, 16, 20 un 25MHz. V_{CORE} baro mikroprocesora atmiņu un digitālo daļu. Ievadizvade un analogā daļa ir pieslēgta barošanas pamatspriegumam DV_{CC} , no kura formē spriegumu V_{CORE} . Divu bitu reģistrs PMMCOREV[1:0] nosaka iespējamo V_{CORE} vērtību. Paredzams, ka MSP430x5xx mikroprocesori būs pieejami 2008. gada beigās, kas ļaus praktiski pielietot izstrādātos enerģijas patēriņu vadības principus

2.2 Atskaites pirmajā daļā arspoguļotie pētījumi parādīja, ka lai pilnībā izmantotu signālu pārveidošanas līmeņa šķērsojuma metodes priekšrocības, nepieciešams veidot jaunas vienkristāla vairāku kodolu sistēmas ar mazu enerģijas patēriņu MSoC. Šim nolūkam nepieciešami procesoru arhitektūras, mikru arhitektūras un enerģijas patēriņa modeļi un simulēšanas rīki. Pielietojot programmēšanas valodas vai aparatūras aprakstošas valodas, var veidot uzprogrammētus modeļus ar izvēlētām darba slodzēm. Izpildot programmas uz šiem modeļiem, var noteiktu veikspēju un korektumu. Programmētāji var izmantot programmatūras modeļus, lai izstrādātu un pēc tam notestētu programmatūru līdz tam laikam, kad reāla aparatūra būs uzkonstruēta. Kaut arī uzprogrammēts modelis ir lēnāks nekā viņu aparatūras kopija, programmētāji var uzprogrammēt un notestēt tos minūtes vai stundas laikā, nekā gaidīt mēnešus, kamēr reālā aparatūra būs uzkonstruēta.

Ir apgūts procesoru arhitektūras modelēšanas un testēšanas rīks *SimpleScalar*, kuru izveidoja D. Burgers un T. Austins

SimpleScalar stimulators reproducē skaitļošanas ierīces operācijas, izmantojot interpretatoru. Rīka instrukciju interpretatori atbalsta dažas populāras instrukciju kopas, tajā skaitā Alpha, Power PC, x86, un ARM. Mūsu pētījumos tika izmantots SimpleScalar trešās versijas. SimpleScalar rīka sastāvdaļas SimpleScalar ir bezmaksas modelēšanas rīks, kuru var bezmaksas lejupielādēt no Interneta. Ir nepieciešami sekojošie faili: 1) *simplesim.tar.gz* – satur modelētāja pirmkodus, instrukcijas kopas makrodefinīcijas, un testu programmas pirmkodu un bināru kodu; 2) *simpleutils.tar.gz* – satur GNU binārus utilītus, mērķēti uz SimpleScalar arhitektūru. Šīs utilītas ir nepieciešamas, lai uzkompilētu savu SimpleScalar bināru testu programmu; 3) *simpletools.tar.gz* – satur pārmērķētus GNU kompilatoru un bibliotēku pirmkodus, nepieciešamus lai uzkonstruētu SimpleScalar etalonuzdevumu (angl. benchmark) bināru kodu.

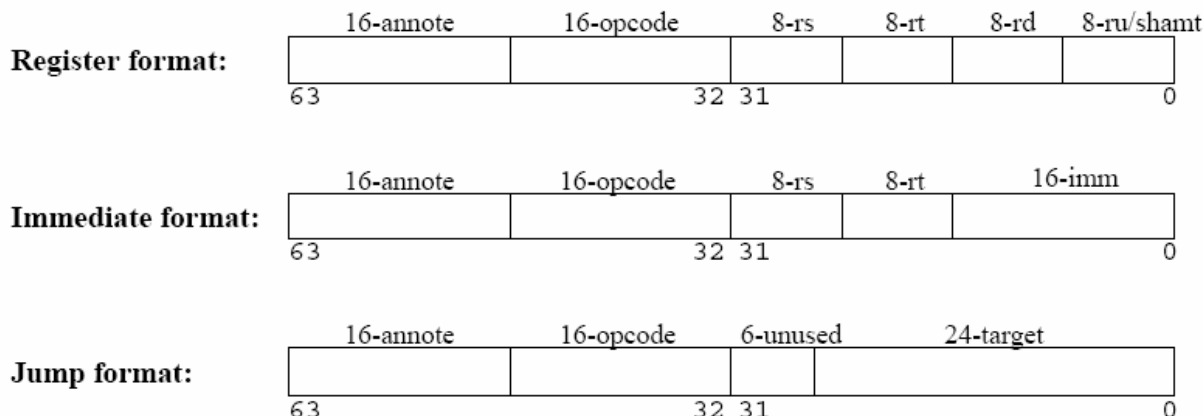
SimpleScalar rīka arhitektūra

Tas ir liels datoru arhitektūras testēšanas rīks, kura arhitektūra tiek atvasināta no MIPS-IV ISA. Šīs rīku komplekts izmanto abas: little-endian un big-endian arhitektūras versijas, lai palielinātu pārnesamību. SimpleScalar ISA semantika ir MIPS superkopa ar sekojošiem nozīmīgām atšķirībām un papildinājumiem:

- Te nav veidotās aizkaves spraugas (angl. architected delay slots): ielādēšanas (loads), saglabāšanas (stores) un vadības kontroles nodošana neizpilda sekojušas instrukcijas.
- Ielādēšanās un saglabāšanās atbalsta divus adresēšanas veidus – priekš visiem datu tipiem – pie tam, kuri ir iekš MIPS arhitektūras. Tas ir: indeksa (reģistrs + reģistrs), un automātiska palielināšana/samazināšana (angl. Auto-increment/decrement).

- Kvadrātsaknes instrukcija, kura realizē kvadrātsaknes izskaitļošanu ar abām vienkārtēju un divkārtēju precizitātēm.
- 64-bitu instrukcijas kodēšanas paplašinājums.

Zīmējuma 1. ir attēloti SimpleScalar instrukciju trīs instrukciju kodēšanas: *reģistrs*, *tūlītējais*, un *lēciens* (angl. *jump*) formāti. Visas SimpleScalar instrukcijas ir 64. bitu garas.

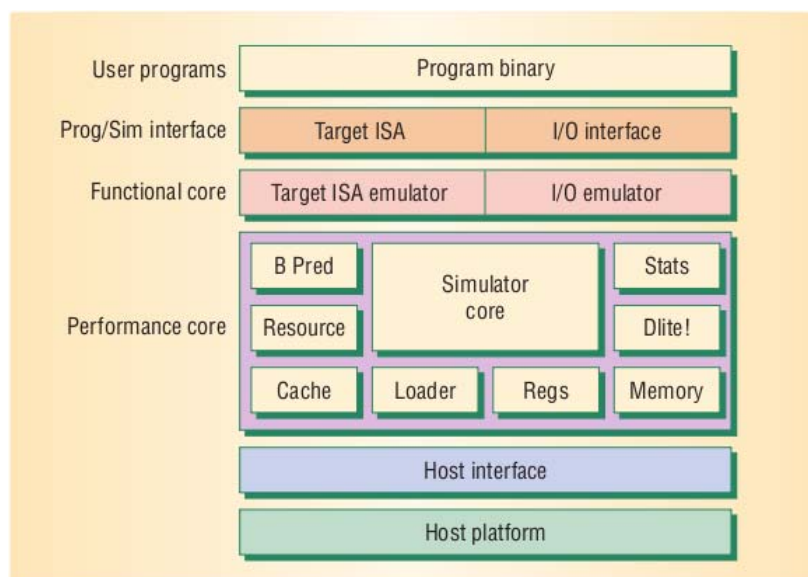


Zīmējums 1. SimpleScalar arhitektūras instrukciju formāti.

Reģistra formāts ir izmantots priekš skaitļošanas instrukcijām. Tūlītējais formāts atbalsta 16 bitu konstanšu iekļaušanu. Lēciena formāts atbalsta 24 bitu lēciena mērķa noteikšanu.

Modelētāja arhitektūra ir aprakstīta iekš */config/machine.def* faila, kurš satur makrodefinīcijas priekš katras instrukcijas instrukcijas kopā. Katra makrodefinīcija apraksta operācijas kodu, vārdu, karodziņus, operanda avotu un galamērķi, un darbības, kurus jāveic darbojoties ar īpatnēju instrukciju.

Zīmējums 2 parāda SimpleScalar aparatūras modeļa uzprogrammētu arhitektūru. Pielikumi izpildās uz šī modeļa, izmantojot speciālu tehniku, saucamu par izpildes-vadāma modelēšana (angl. execution-driven simulation), kura pieprasa instrukcijas kopas emulatora un I/O emulācijas moduļa iekļaušanu. Instrukcijas kopas emulators interpretē katru instrukciju, vēršot aparatūras modeļa darbības caur *callback* interfeisiem, kurus piedāvā interpretators. I/O emulācijas modulis piedāvā modelēšanas programmai piekļuvi pie ārējām ievad-izvad ierīcēm. Katra modeļa centrā, modelēšanas kodola kods nosaka aparatūras modeļa organizēšanu un instrumentāciju. Modelēšanas kodols nosaka galveno modelējošās ierīces ciklu, kurš izpilda vienu iterāciju priekš katras komandas līdz programmas beigšanas. Kā arī vienā līmenī ar modelēšanas kodolu atrodas gan paši modelēšanas moduļi, gan kļūdu atlabetājs (*Dlite! Debugger*). Zemāk atrodas platformas, uz kuras tiek uzinstalēts modelēšanas rīks SimpleScalar, interfeisi un pati platforma (angl. Host).



Zīmējums 2. SimpleScalar programatūras arhitektūra.

SimpleScalar rīka modelēšanas moduļi. SimpleScalar modelēšanas rīks sastāv no daudziem modelēšanas moduļiem, kurus arī var papildināt, uzprogrammējot savus. Modelēšanas moduļi dalās uz grupām:

1) Funkcionālais modelēšanas moduļi: **sim-fast** – visātrākais, vismazāk detalizēts modelēšanas modulis, realizēts `sim-fast.c` failā. Viņš neapņēma laiku, tikai veic funkcionālu modelēšanu – viņš izpilda katru instrukciju secīgi, nemodelējot instrukcijas paralēli; **sim-safe** – arī veic funkcionāla modelēšanas moduļa funkcijas, bet pārbauda pareizu līdzināšanu un piekļuves atļauju uz katru atmiņas atsauci.

2) Kešatmiņas modelēšanas moduļi: **sim-cache** – šis modelēšanas modulis ir ideāls priekš ātras kešatmiņas modelēšanas. Modelējot kešatmiņu ar šo moduli, viņu (kešatmiņu) var uzkonfigurēt tā, kā grib pētnieks, izmantojot argumentus (no komandrindas) `<name>:<nsets>:<bsize>:<assoc>:<repl>`.

sim-cheetah – izpilda to pašu, ko dara **sim-cache** modulis, bet arī ir spējīgs vienā laikā brīdī modelēt vairākas kešatmiņas konfigurācijas. Viņa algoritmu piedāvāja Ragin Sugumar un Santosh Abraham.;

3) Profilēšana **sim-profile** – ir spējīgs ģenerēt detalizētus instrukcijas adrešu un klašu, teksta simbolu, atmiņas piekļuves, zarojuma, un datu segmenta simbolu profilus.

4) Nestandarta (out-of-order) procesora modelēšana: **sim-outorder** – ir vissarežģītāks un visdetalizētākais modelēšanas modulis. Šis modelēšanas modulis atbalsta nestandarta izpildi, bāzētu uz Register Update Unit; **sim-outorder (Wattch)** – ir speciāls modelēšanas modulis, kurš ļauj nomodelēt enerģijas patēriņu, nomainot procesora konfigurāciju.

Zemāk tiek piedāvāts zīmējums 3, ar modelēšanas moduļu aprakstiem uz ātrumiem, uz kuriem tie var strādāt.

Simulator	Description	Lines of code	Simulation speed
sim-safe	Simple functional simulator	320	6 MIPS
sim-fast	Speed-optimized functional simulator	780	7 MIPS
sim-profile	Dynamic program analyzer	1,300	4 MIPS
sim-bpred	Branch predictor simulator	1,200	5 MIPS
sim-cache	Multilevel cache memory simulator	1,400	4 MIPS
sim-outorder	Detailed microarchitectural timing model	3,900	0.3 MIPS

Zīmējums 3. SimpleScalar modelēšanas moduļu ātrdarbība.

Modelēšanas piemēri

Viens no visjaudīgākiem procesoru blokiem ir kešatmiņas bloks. Pieaugot tā apjomam, arī pieaug enerģijas patēriņš, tad nepieciešams noteikt optimālu kešatmiņas izmēru, lai enerģijas patēriņš būtu adekvāts. Piemēram, analoģu signālu apstrādē ir nepieciešams veikt nopietnas matemātiskās aprēķināšanas. Attiecīgi, atrisinot šo uzdevumu arī ir nepieciešams izvēlēties optimālu enerģijas patēriņu. Kā piemēru piedāvāsim, kešatmiņas izmēru konfigurācijas izmaiņas un sekosim līdz enerģijas patēriņa izmaiņām.

Lai atrisinātu šo uzdevumu tika izmantots nestandarta modelēšanas modulis *sim-outorder* no modelēšanas programmas Wattch – tas ir nestandarta programma, kura ir izstrādāta Garvarda inženierijas un lietišķās zinātnes skolā, izstrādātājs – Davids Brooks. Viņš (modelēšanas modulis) ļauj noteikt, kāds būs kopējais procesora enerģijas patēriņš noteiktā konfigurācijā.

Uz PISA (SimpleScalar arhitektūra) konfigurēta modelētāja tika palaistas divas programmas:

- uzprogrammēta C valodas skaitļa π izskaitļošanas programma;
- SPEC'95 etalonuzdevums mākslīga intelekta (MI) programma go.ss;

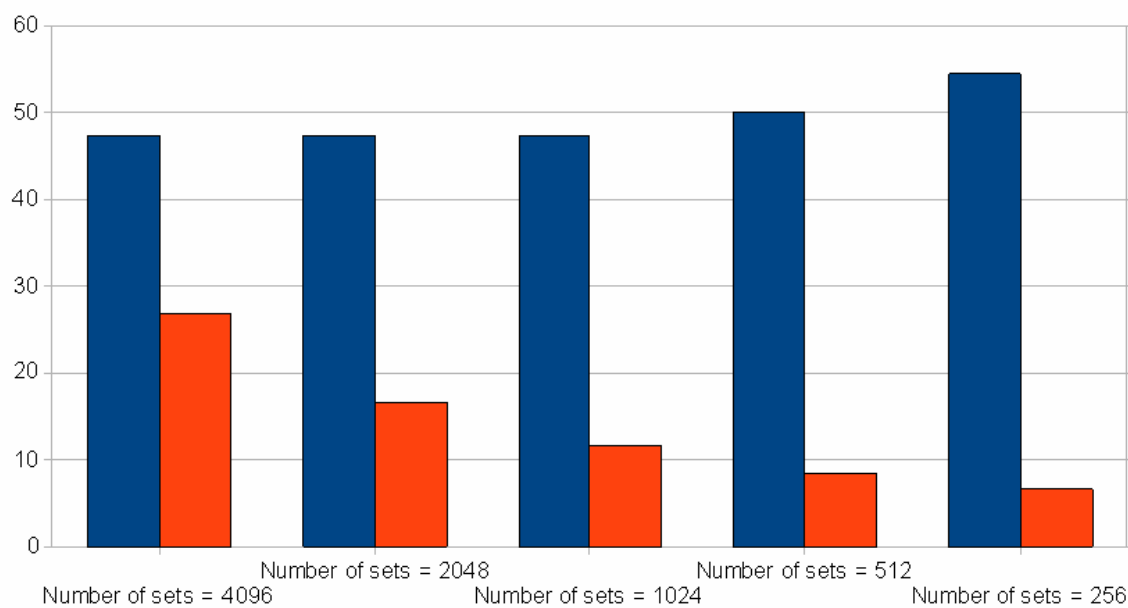
Tika izmainīta pirmā līmeņa datu kešatmiņa (L1 D-cache):

- tika izmainīts tikai kešatmiņas apjoms;
- L1 D-cache pārējie parametri ir fiksēti:
 - Viena bloka izmērs = 32 baiti;
 - Asociatīvitāte = 1 (angl. direct mapped);
 - Aizvietošanas stratēģija = LRU (protams, ja asociatīvitāte ir vieninieks, tad aizvietošanas stratēģija nestrādā);

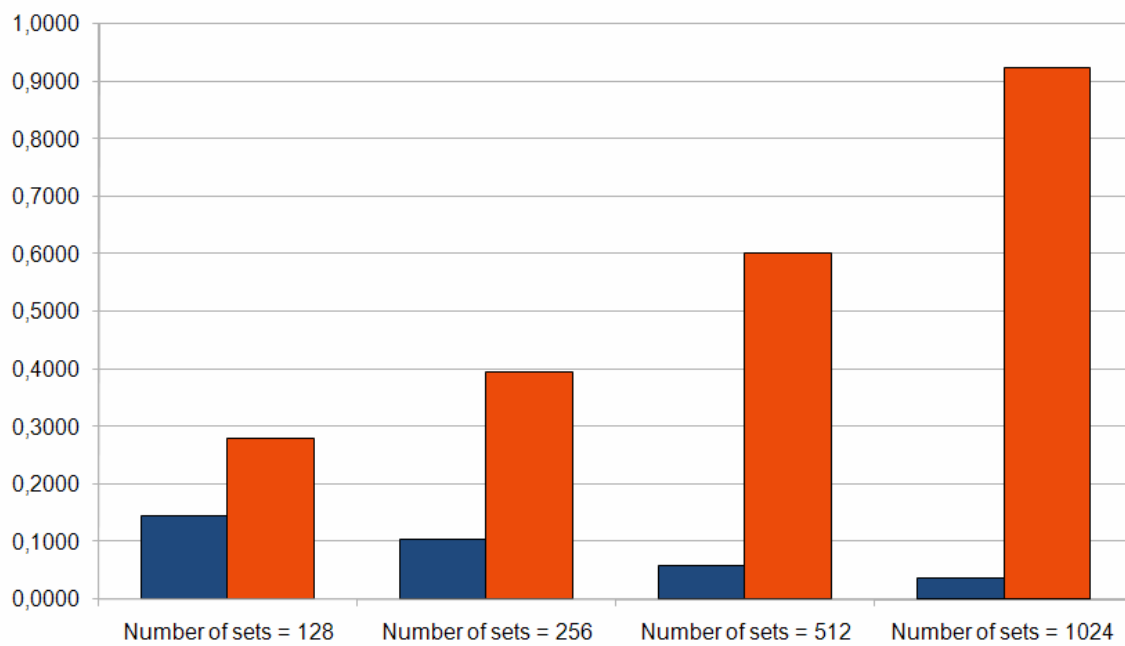
Tika atsekotas sekojošās īpašības:

- skaitļa π izskaitļošanas programmā – pie konkrētiem kešatmiņas izmēriem vidējais L1 D-cache jaudas patēriņš (no Wattch) un kešatmiņas netrāpījumu skaits;
- SPEC'95 MI etalonuzdevumā – pie konkrētiem kešatmiņas izmēriem vidējais L1 D-cache jaudas patēriņš (no Wattch) un kešatmiņas netrāpījumu procents (netrāpījumi/kešatmiņas piekļuves skaits);

Zīmējumā 4 ir apskatītas kešatmiņas ar izmēriem: 4096 KB, 2096 KB, 1096 KB, 512 KB, 256 KB. Modelēšana notika palaižot π skaitļa izskaitļošanas programmu. No rezultātiem ir skaidrs, kā kešatmiņas netrāpījumu skaits (stabiņi zilā krāsā) nesamazinās, palielinoties kešatmiņas apjomam, sākot no 1024 KB, bet vidējais enerģijas patēriņš (stabiņi oranžā krāsā) ļoti stingri pieaug. Tāpēc tālākajai modelēšanai tika paņemti gadījumi, kad L1 D-kešatmiņas apjoms mainās no 128 KB līdz 1024 KB un modelēšanai tika pielietots SPEC'95 MI etalonuzdevums (zīm. 5). Šī gadījumā tika salīdzināts kešatmiņas netrāpījumu procents ar vidējo enerģijas patēriņu.



Zīmējums 4. L1 D-cache modelēšanas rezultāts. Oranža krāsā – enerģijas patēriņa daudzums, zila krāsā mērogošanas netrāpījumu daudzums (netrāpījumi /10).



Zīmējums 3. L1 D-cache modelēšanas rezultāts. Oranža krāsā – mērogošanas enerģijas patēriņa daudzums (enerģija/10), zila krāsā netrāpījumu procents.

Darbā instalēta modelēšanas programma SimpleScalar 3.0. un programma Wattch, kura kopā ar SimpleScalar spējīga modelēt procesora dažādu mezglu enerģijas patēriņu. Kā modelēšanas piemērs tika piedāvāts L1 D-kešatmiņas izmēru iespaids uz vidēju šī kešatmiņas enerģijas patēriņu. Tomēr SimpleScalar ir modificēšanai neērta, jo izmainot modelēšanas iekārtu ir jāprogrammē no jauna modelēšanas modulis. Plašākas iespējas salīdzinājumā ar SimpleScalar ir Virtutech izstrādātajai modelēšanas sistēmai Simics, kuras izmantošana paredzēta turpmākajā darbā.

Darba gaitā tika savākta informācija par citām modelēšanas sistēmām, kurus ir vērts izpētīt. Piemēram, kompānija Virtutech ir izstrādājusi jaunu modelēšanas sistēmu Simics, kurai ir

[2] А. Баумс, Н. Зазнова Энергетическая оптимизация встраиваемых систем реального времени и их адаптивность // АБТ 2008 N3, с. 59-73.

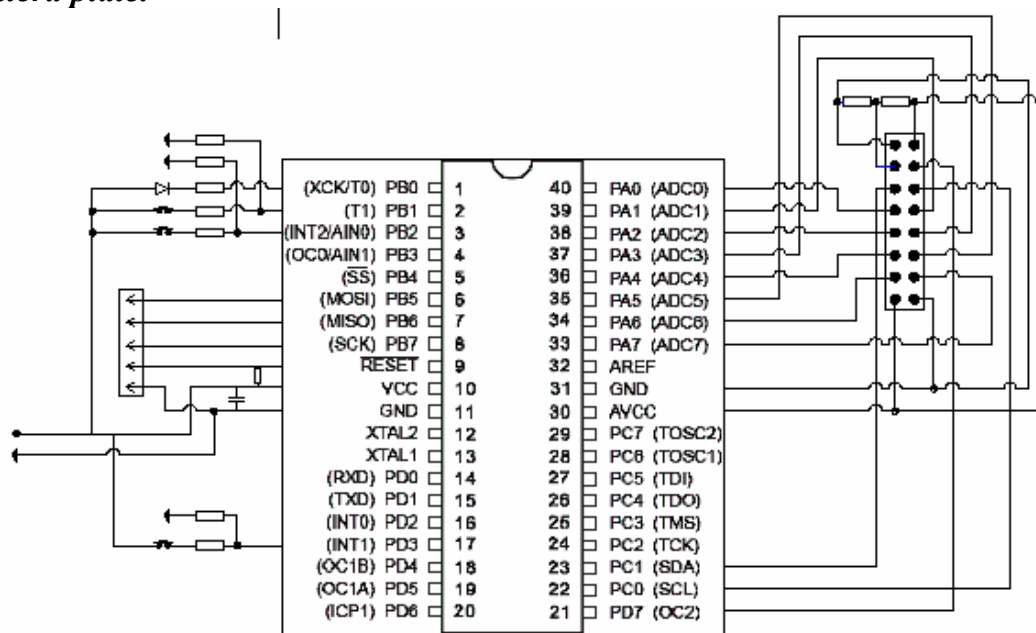
3. Nestacionāru, ar impulsu pozīcijām ciparu formā kodētu procesu, fiksēšana uz laika ass.

Tiek veidota sistēma daudzkanālu impulsu plūsmu fiksēšanas un reģistrēšanas problēmu risināšanai. Apvienojot kanālus ir iespējama impulsu pārklāšana, tāpēc ir nepieciešama impulsu filtrācijas sistēma. Jebkurā sistēmā ir noteiktas aizkaves, jo elementi nepārslēdzas „acumirkli”. Aizkaves dēļ sistēma ir nepieciešama impulsu filtrācija tādā gadījumā, ja ienākošu impulsu frekvence būs lielāka nekā sistēmas maksimālā frekvence. Sistēma tiek plānots divu skalu izmantošana: precīza skala (aiztures līnija) un rupja skala (Greja skaitītājs). Lai sistēma strādātu veiksmīgi ir jāsalāgo divas skolas. Skalu salāgošana ir jāievēro galveno noteikumu: precīzas skalas skaldīšana nedrīkst pārsniegt skaitītāja jaunākas pozīcijas periodu T . Pēdējā daļa tiek apskatīta procesora izmantošanas iespēja sistēmā. Procesora galvenās funkcijas: ģenerē adreses datu ierakstīšanai SRAM atmiņā; pārslēdz atmiņas; apstrādā datus, iegūtus no Greja skaitītāja un aiztures līnijas; vadā kanālu adaptīvo filtru [3].

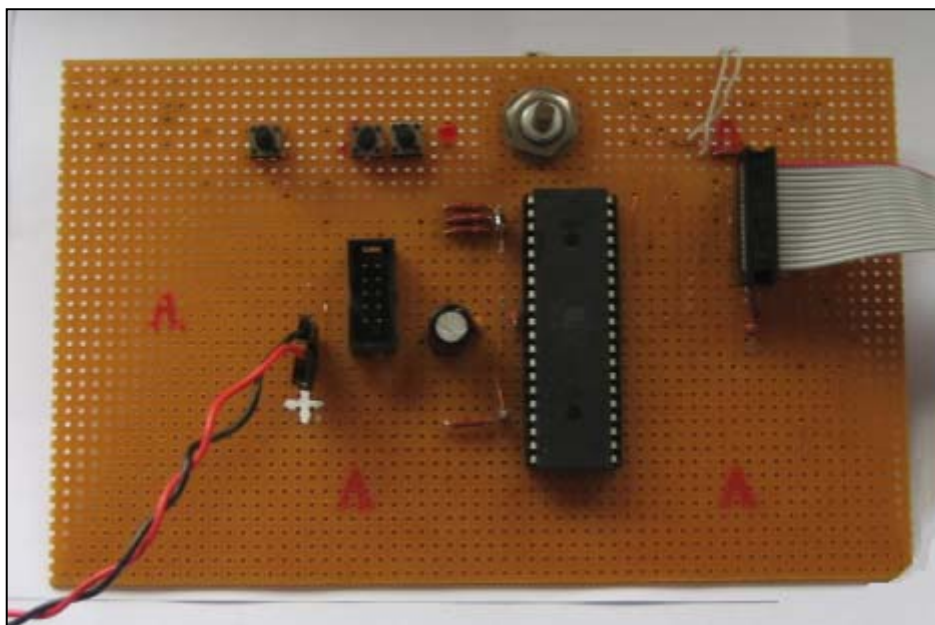
4. Indikācijas un nepārtrauktas barošanas nodrošināšana asinhronu datu apstrādes sistēmās

Realizējot autonomas asinhronu datu apstrādes sistēmas, bez signālu ieguves pārveidošanas un informācijas uzglabāšanas, problēmām, nepieciešams risināt arī operatīvu datu attēlošanas un nepārtrauktas barošanas jautājumus. Lai šos jautājumus risinātu tika izveidots ērti konfigurējams makets sastāvošs no vairākiem moduļiem (drukātajām platēm).

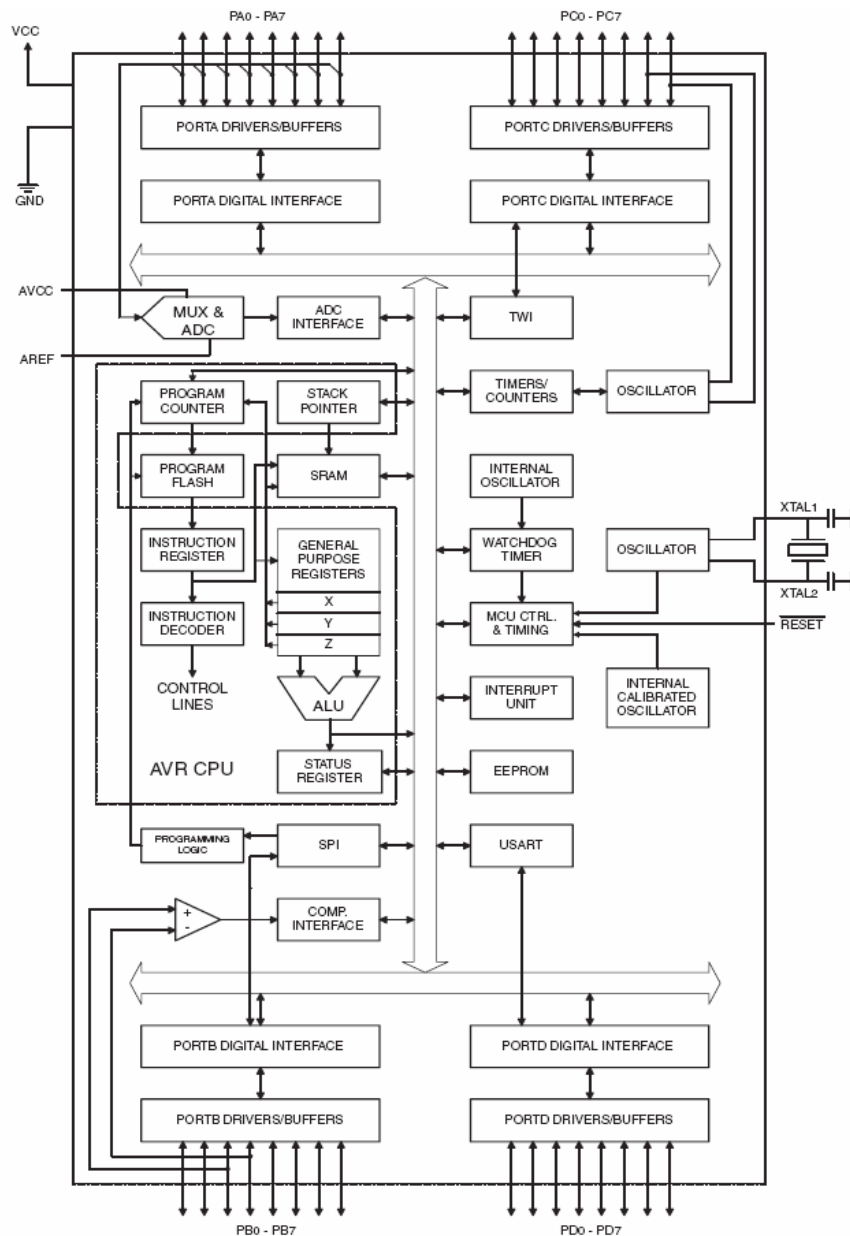
Kontrollera plate.



Kontrollera platē tika izmantots mikrokontroleris Atmega16. Uz plates izvietots arī spraudnis LCD displeja pieslēgšanai, LED displeja pagaismošanas regulētājs, tastatūra programmas vadībai un programmatora spraudnis.



Mikrokontrolleris



Mikrokontrolleris Atmega16 izpilda uzdevumus saistītus ar datu attēlošanu uz LCD displeja, tastatūras komandu nolasīšanu, saglabāšanu un pārraidi uz personālo datoru. di,

Atmega16 tas ir augstās veiktspējas, 8-bit AVR mikrokontrolleris, ar zemu enerģijas patēriņu.

Tas ir uzbūvēts pēc RISC arhitektūras, kas nosaka 131 instrukciju, 32x8 darba reģistrus, 2 ciklu reizinātāju spēj darboties frekvencē līdz 16 Mhz.

Mikrokontrollerī ir iebūvētas 2 energoneatkarīgas programmējamās atmiņas: 16KB Flash atmiņas un 512 Baiti EEPROM, kā arī 1Kbaits iebūvētās SRAM, Flash atmiņa iztur 10,000 ierakstīšanas ciklu, EEPROM 100000 ierakstīšanas ciklu. Kontrollera atmiņā dati saglabājas 20 gadus pie temperatūras 85°C un 100 gadu pie temperatūras 25°C. Ir iespēja aizsargāt datus kontrollera atmiņā uzliekot atbilstošos aizslēgšanas bitus.

Programmēšanu iespēja veikt izmantojot SPI interfeisu.

Ir pieejams JTAG interfeiss, ar kura palīdzību var veikt programmas reālā laika atklūdošanu .

Ārējo elementu pieslēgšanai ir iespējama ar divu vadu programmējamo secīgo interfeisu USART.

Ir pieejama sekojoša perifērija:

Divi 8-bit taimeri/skaitītāji ar atsevišķiem frekvences dalītājiem un salīdzināšanas režīmiem.

Viens 16-bit taimeris/skaitītājs ar frekvences dalītāju un salīdzināšanas režīmiem.
 Reālā laika skaitītājs ar ārējo svārstību ģeneratoru.
 Četri impulsa platuma modulācijas kanāli.
 8-kanālu, 10-bit ACP
 8 asinhronie kanāli
 Pieliets 40 kontaktu DIP korpusu ar 32 ievada-izvada līnijām.

Tastatūra

Tastatūra ir paredzēta mikrokontrollera darba režīmu pārslēgšanai, parametru uzstādīšanai, tādu, ka gads, mēnesis, diena, stundas, minūtes.

Izveidotas sistēmas tastatūra sastāv no 3 pogām, kuri spēj pārslēgt kontrolleri starp sekojošiem darba režīmiem:

1. poga	2. poga	3.poga
Uzspiesta 1. reizi – datuma un laika rediģēšanas režīms.	1.reizi – stundu vērtību rediģēšana	Palielina stundu vērtību
	2.reizi – minūšu vērtību rediģēšana	Palielina minūšu vērtību
	3.reizi – gada vērtību rediģēšana	Palielina gadu vērtību
	4.reizi – mēneša vērtību rediģēšana	Palielina mēnešu vērtību
	5.reizi – dienas vērtību rediģēšana	Palielina dienu vērtību
Uzspiesta 2. reizi – sensora numura rediģēšanas režīms.	Palielina sensora numura vērtību	Samazina sensora numura vērtību

LCD displejs



Lai attēlot datus tika izvēlēts punktu matricas simbolu LCD displejs. Tas spēj attēlot datus divās rindās, 24 kolonnās. burtu raksts ir 5x7 punkti. Datu apmaiņu ar kontrolleri var veikt caur 4-bit vai 8 - bit interfeisu.

Displejā ir iebūvēta LED fona gaisma, kas ļauj uzlabot attēlojamo datu redzamību. Ir iespēja regulēt ekrāna kontrastu un spilgtumu. Displeju barošanas spriegumam ir jābūt diapazonā no 1,7 līdz

- Bija nolēmts, ka vienlaikus uz viena displeja ekrāna tiks attēloti:
- Datums
 - Laiks
 - Sensora kārtas numurs
 - Gaisa temperatūra
 - Relatīvais mitrums
 - Apgaismojums

Beigās tika izvēlēts šāds datu formāts:

D	D	-	M	M	-	Y	Y		H	H	:	M	M	:	S	S							
X	X	X	.	t	X	X	X	C	,	R	h	X	X	X	%	,	E	X	X	X	x	I	x

Izstrādājot ekrāna vadības programmas bloku tika pielietotas sekojošas funkcijas:

c.1) Iztīrīt displeju

RS	R/W	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

Tas attīra visu displeju un uzstāda displeja datu RAM adresi „0” adrešu skaitītājā.

c.2) Atgriezties sākumā

RS	R/W	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
0	0	0	0	0	0	0	0	1	X

X: Vienalga „0” vai „1”

Uzstāda displeja datu RAM adresi „0” adrešu skaitītājā un displejs atgriežas sākuma stāvoklī. Kursora pārvietošanas kreisajā displeja malā (pirmajā rindā, ja divas rindas tiek attēlotas). Displeja datu RAM saturs netiek mainīts.

c.3) Ievada režīms

Lasot un ierakstot datus tas pārvieto kursoru noteiktajā pozīcijā.

RS	R/W	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
0	0	0	0	0	0	0	1	I/D	S

D = 1: Palielināt;

I/D = 0: Samazināt;

S=1: Ekrāna nobīde;

S=0: Ekrāns netiek nobīdīts; I/

S=1	I/D=1	Nobīde ekrānu pa kreisi
S=1	I/D=0	Nobīde ekrānu pa labi

c.4) Displeja vadība

RS	R/W	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
0	0	0	0	0	0	1	D	C	B

D=1: Displejs ieslēgts;

D=0: Displejs izslēgts;

C=1: Kursors ieslēgts;

C=0: Kursors izslēgts;

B=1: Mirgošana ieslēgta;

B=0: Mirgošana izslēgta;

c.5) Kursora vai displeja nobīde

Nemainot DD RAM datus tā var pārvietot kursoru un nobīdīt displeju

RS	R/W	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
0	0	0	0	0	1	S/C	R/L	X	X

S/C	R/L	Apraksts	Adrešu skaitītājs
0	0	Nobīdīt kursoru pa kreisi	AC = AC - 1
0	1	Nobīdīt kursoru pa labi	AC = AC + 1
1	0	Nobīdīt displeju pa kreisi. Kursors seko nobīdei.	AC = AC
1	1	Nobīdīt displeju pa labi. Kursors seko nobīdei.	AC = AC

c.6) Funkcijas uzstāde

RS	R/W	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
0	0	0	0	1	DL	N	F	X	X

X: Vienalga „0” vai „1”;

DL: Uzstāda interfeisa datu garumu;

DL=1: Dati tiek pārraidīti ar 8-bit garumu;

DL=0: Dati tiek pārraidīti ar 4-bit garumu;

N: Uzstāda displeja rindu skaitu;

N=0: Vienas līnijas displejs;

N=1: Divu līniju displejs;

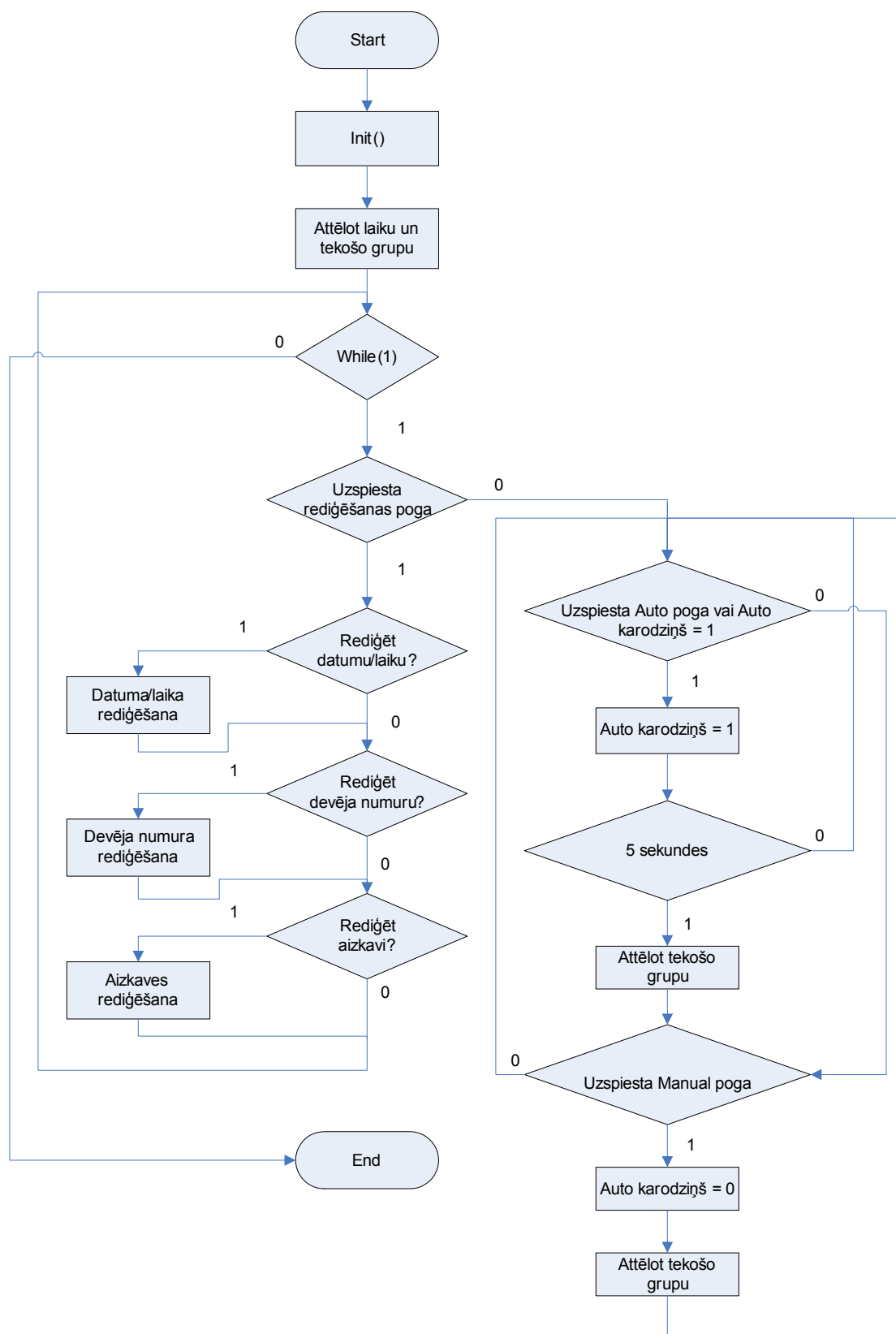
F: Uzstāda burtu rakstu;

F=0: 5x7 punktu burtu raksts;

F=1: 5x10 punktu burtu raksts;

N	F	Displeja līniju skaits	Burtu raksts	Dalīšanas koeficients
0	0	1	5x7 punkti	1/8
0	1	1	5x10 punkti	1/11
1	X	2	5x7 punkti	1/16

Kontrollera darbības algoritms



Palaižot kontrolleri sākumā notiek mainīgo inicializācija un LCD inicializācija. Izpildot to, ekrānā tiek attēloti dati par datumu/laiku un 1. devēju grupu.

Mikrokontroleris aptaujā vadības pogas, lai noteiktu, kāds režīms ir uzstādīts.

Vispār pastāv trīs režīmi:

1. *Normālais režīms*

Šī režīmā tiek mikrokontrolieris reaģē uz pārtraukumu (normālā režīma uzstādīšanas pogas nospiešana). Reakcijas rezultātā uz LCD parādās sekojoša devēju grupa. Ja bija sasniegta pēdēja grupa, tad attēlosies pirmā devēju grupa.

2. *Automātiskais režīms*

Tajā režīmā ierīce maina devēju grupu ik pēc noteikta laika pariešanas. To laiku nosaka lietotājs, uzstādot to rediģēšanas režīmā.

3. *Rediģēšanas režīms:*

Tiek veikta pārbaude, vai ir uzspiesta datuma/laika rediģēšanas poga? Ja jā, tad programma pāriet datuma un laika rediģēšanas režīmā. Citādāk būs veikta pārbaude, vai ir uzspiesta Devēja numura rediģēšanas poga?

Ja poga ir uzspiesta, tad programma pāriet devēja numura rediģēšanas režīmā. Citādāk būs veikta pārbaude, vai ir uzspiesta Aizkaves rediģēšanas poga?

Ja Aizkaves rediģēšanas poga ir uzspiesta, tad programma pāriet aizkaves rediģēšanas režīmā, ja nē tad programma pēc algoritma sāk turpināt pārbaudīt pogu stāvokļus.

- *Datuma/laika rediģēšanas režīms*

Tiek veikta pārbaude, vai ir uzspiesta stundu rediģēšanas poga? Ja poga ir uzspiesta, tad programma pāriet stundu rediģēšanas režīmā. Ja nē, tad tiek veikta pārbaude, vai ir uzspiesta minūšu rediģēšanas poga?

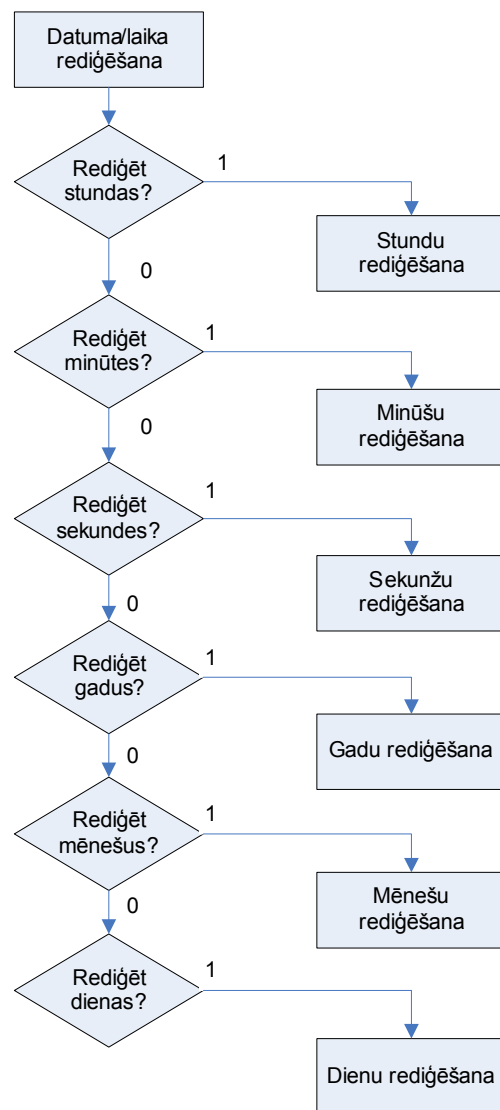
Ja minūšu rediģēšanas poga ir uzspiesta, tad programma pāriet minūšu rediģēšanas režīmā. Ja nē, tad tiek veikta pārbaude, vai ir uzspiesta sekunžu rediģēšanas poga?

Ja sekunžu rediģēšanas poga ir uzspiesta, tad programma pāriet sekunžu rediģēšanas režīmā. Ja nē, tad tiek veikta pārbaude, vai ir uzspiesta gadu rediģēšanas poga?

Ja gadu rediģēšanas poga ir uzspiesta, tad programma pāriet gadu rediģēšanas režīmā. Ja nē, tad tiek veikta pārbaude, vai ir uzspiesta mēnešu rediģēšanas poga?

Ja mēnešu rediģēšanas poga ir uzspiesta, tad programma pāriet mēnešu rediģēšanas režīmā. Ja nē, tad tiek veikta pārbaude, vai ir uzspiesta dienu rediģēšanas poga?

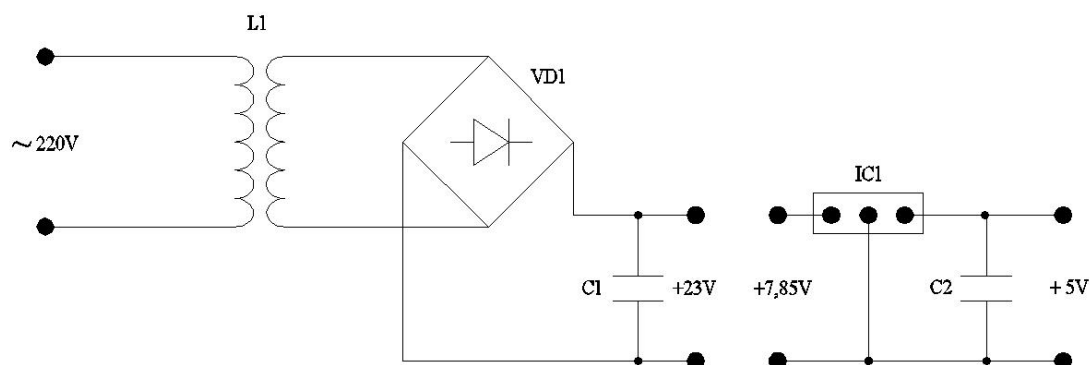
Ja dienu rediģēšanas poga ir uzspiesta, tad programma pāriet dienu rediģēšanas režīmā. Ja nē, tad programma pēc algoritma sāk turpināt pārbaudīt pogu un stāvokļus.



Zīm. Datuma un laika rediģēšanas algoritms.

- *Devēju grupas rediģēšanas režīms*
Šajā režīmā tiek rediģēts devēju grupas numurs. Šī režīms atšķiras no normāla režīma ar to, ka ir iespēja rediģēt katru numura pozīciju, t.i. simtnieki, desmitnieki, vieninieki.
- *Devēju grupas automātiskas nomaiņšanas laika rediģēšanas režīms*
Šajā režīmā ir iespēja rediģēt laiku, pēc kura automātiskā režīmā būs nomainīta devēju grupa.

Barošanas bloks



Barošanas bloks baro visus sensoru sistēmas mezglus. Tas sastāv no transformatora L1, diožu tilta VD1, kondensatoru filtra C1 un C2, un sprieguma stabilizatora IC1. Transformators L1 pārveido maiņstrāvu no 220V uz 15V, dožu tilts VD1 pārveido maiņstrāvu līdzstrāvā, kondensators C1 25V 1000uf darbojas kā filtrs, izlīdzinot spriegumu.

Pārveidojot maiņstrāvu līdzstrāvā spriegums paaugstinās apmēram 1,4 reizēs (precīzāk $\sqrt{2}$ reizēs), tātad pēc kondensatora mēs iegūstam $15 \cdot 1,4 = 21V$.

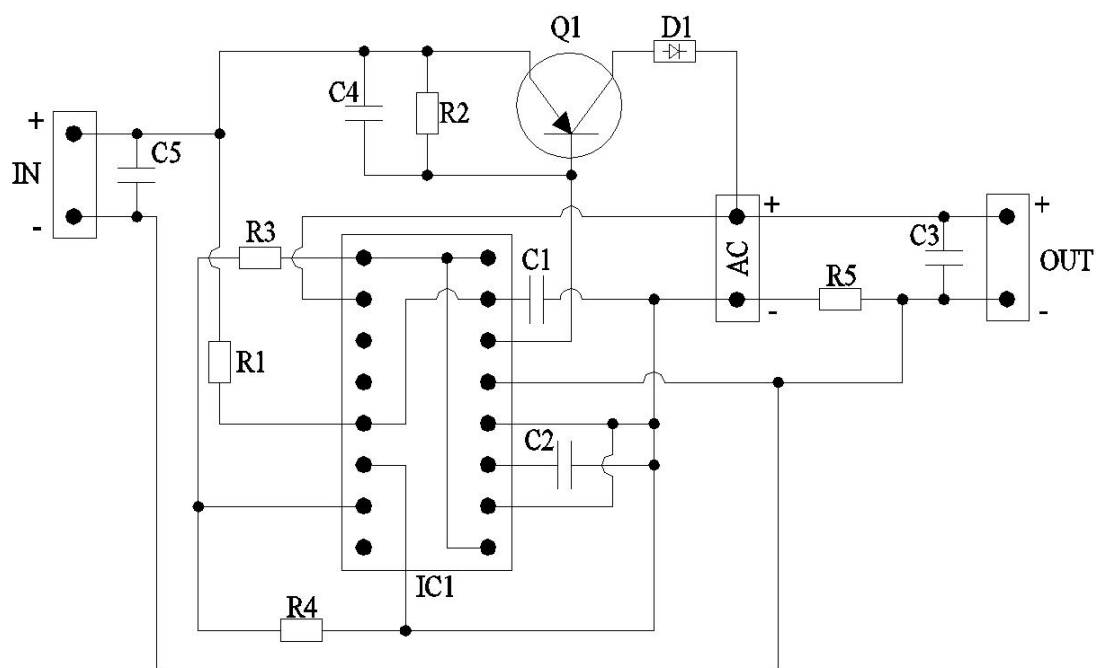
Tā, ka pēc rezerves barošanas sistēmas notiek sprieguma kritums, tās izejā mēs iegūstam 7,85V.

Sprieguma stabilizators IC1 78L05 un kondensators C2 25V 1000uf nodrošina stabilus 5 voltus barošanas bloka izejā.



Rezerves barošana

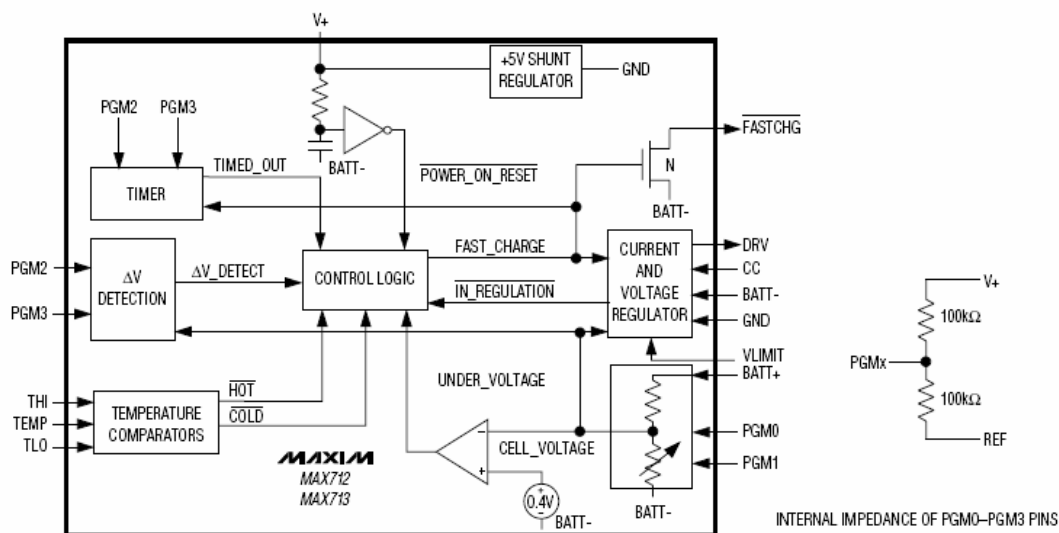
Gadījumā, ja barošana no tīkla pazudīs ir paredzēta pārslēgšana uz rezerves barošanu no akumulatoriem.



Rezerves barošanas sistēma tiek pieslēgta pie barošanas bloka, un veido akumulatoru pierīci ar automātisko uzlādēšanu. Tā ir veidota uz MAX713 integrālās shēmas bāzes.

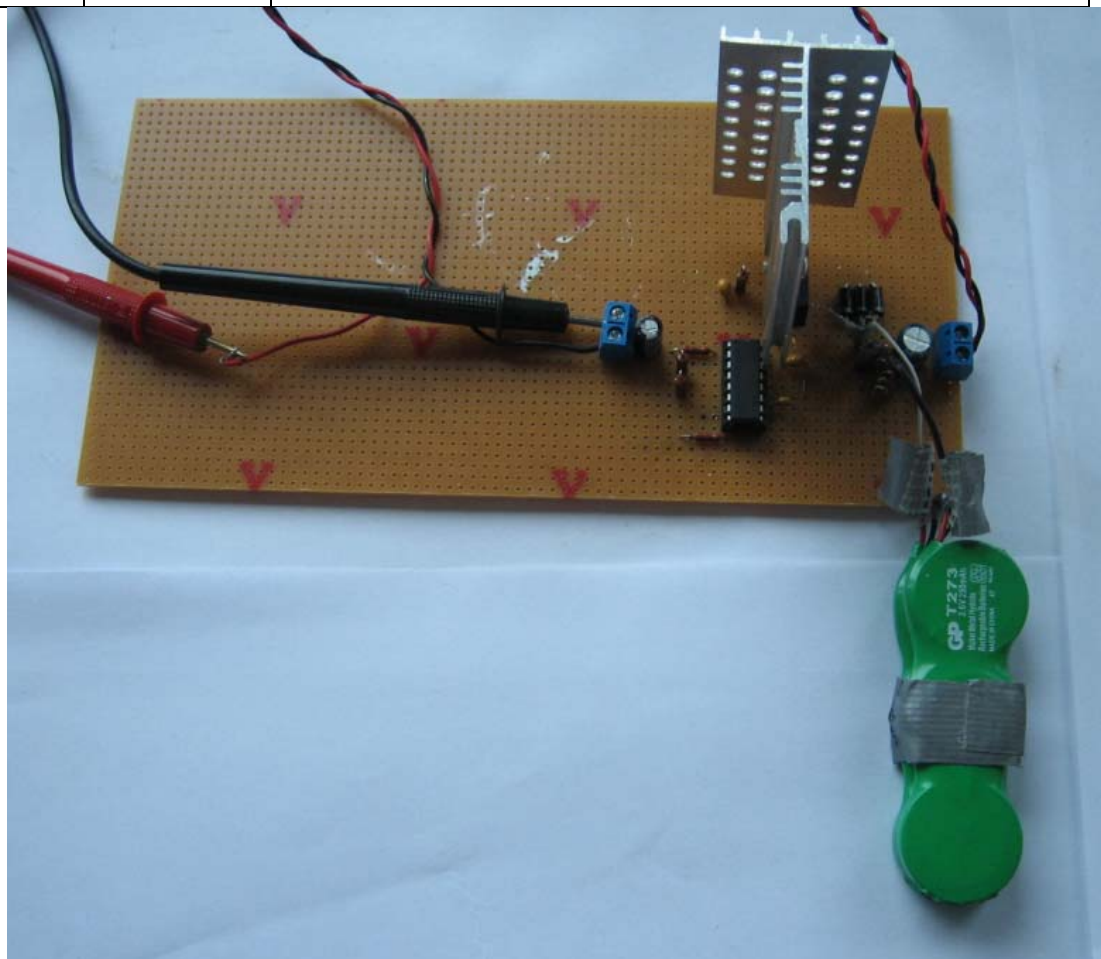
MAX713 mikroshēma var veikt NiMh vai NiCd bateriju ātru uzlādēšanu no līdzstrāvas avota ar spriegumu līdz 1,5V augstāku nekā standarta spriegums. Ta dod iespēju uzlādēt akumulatorus kas sastāv no 1 līdz 16 elementiem. Uzlādēšanas strāva var būt līdz 4 reizēm augstāka nekā akumulatora kapacitāte.

Iebūvētie sprieguma krituma komparators, taimeris, un akumulatora temperatūras komparators ļauj noteikt uzlādēšanas beigas.



Izvadš	Nosaukums	Apraksts
1	VLIMIT	Uzstāda maksimālo elementa spriegumu. Akumulatora izvadš spriegums (BATT+ - BATT-) nepārsniegs VLIMIT x (elementu skaits). Nedrīkst atļaut lai VLIMIT pārsniedz 2.5V. Normālam darbības režīmam VLIMIT un VREF ir jābūt savienotiem kopā.

2	BATT+	Akumulatora + izvads
3, 4	PGM0, PGM1	PGM0 un PGM1 uzstāda akumulatoru skaitu kurus ir jāuzlādē. Savienojot PGM0 un PGM1 ar V+, REF, vai BATT-, vai atstājot kādu no izvadiem atvērtu var uzlikt no 1 līdz 16 akumulatoru uzlādēšanu.
5	THI	Akumulatora temperatūras kontroles izvads. Gadījuma ja spriegums uz TEMP pārsniegs THI, ātrā uzlādēšana beigsies.
6	TLO	Akumulatora temperatūras kontroles izvads. Ātrā uzlādēšana nesāksies, kamēr spriegums uz TEMP izvada nepārsniegs spriegumu uz TLO izvada.
7	TEMP	Temperatūras sensora izvads.
8	FASTCHG	Ātrās uzlādēšanas indikators. Var tikt pieslēgts pie gaismas diodes.
9, 10	PGM2, PGM3	PGM2 un PGM3 uzstād maksimāli laiku, kuru var tikt veikta ātrā uzlādēšana. To var mainīt robežās no 33 minūtēm līdz 264 minūtēm, pievienojot PGM2 un PGM3 pie V+, REF, vai BATT-, vai atstājot tos nesavienotus.
11	CC	Kompensācijas izvads akumulatora strāvas uzlādēšanas regulēšanai.
12	BATT-	Akumulatora – izvads.
13	GND	Sistēmas „Zeme”. Rezistors, uzlikts starp BATT- un GND novēro akumulatora uzlādēšanas strāvu.
14	DRV	Strāvas avots ārējā PNP tranzistora vadībai.
15	V+	MAX713 loģikas regulators, kas uzstādīts uz +5V attiecībā pret BATT- izvadu.
16	REF	2V izvads.



ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ВСТРАИВАЕМЫХ СИСТЕМ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ И ИХ АДАПТИВНОСТЬ.

*А. БАУМС, доктор вычислительных наук, ведущий исследователь
Н. ЗАЗНОВА доктор вычислительных наук исследователь
Институт электроники и вычислительной техники
ул. Дзержбес 14, LV-1006 Рига, Латвия
E-mail: baum@edi.lv*

Статья посвящена решению проблем оптимизации энергопотребления во встраиваемых системах. Во-первых, исследуются проблемы энергопотребления в физических CMOS и обсуждаются различные требования реального времени и различные нагрузочные характеристики. Далее рассматриваются различные методы энергопотребления: DMP, DVS/DFS, AVS и ABB. Анализируются проблемы организации обратной связи и оценки адаптивности для различных встраиваемых систем.

Ключевые слова: встраиваемые системы, потребление энергии, системы реального времени, рабочая нагрузка, обратная связь, адаптивность.

ВВЕДЕНИЕ

Множество современных встраиваемых (embedded) систем предназначено для работы в таких условиях, в которых замена автономных источников питания затруднена (портативные камеры, мобильные телефоны, автомашины, мобильные роботы) или вовсе невозможна (летающие автономные объекты, контроллеры, встроенные в живые организмы). Несмотря на большие инженерно-технические достижения в этой области, не все проблемы решены и научные исследования интенсивно продолжаются.

Необходимость решения задач реального времени в системах, работающих в трудно прогнозируемой внешней среде, вызывает необходимость использования адаптивных методов решения задач и построения адаптивных систем. Другие проблемы связаны с переходом микроэлектроники на нанотехнологический уровень, при котором значительно повышаются токи утечки логических элементов.

Предлагаемая статья имеет обзорно-аналитический характер, ее целью является дать читателям представление о современном состоянии и проблемах создания энергоэкономичных встраиваемых систем реального времени, возможностей, которые открывают для этого адаптивные методы.

Статья состоит из семи разделов. *Первый* раздел «Энергетическая модель CMOS структур» дает представление о тех возможностях, проблемах и ограничениях, которые дает для сокращения энергопотребления регулирование частоты и напряжения в CMOS структурах.

Второй раздел «Требования реального времени и характеристики рабочей нагрузки» дает представление о различных критериях и оценках временных показателей встраиваемых систем и допустимых рабочих нагрузках.

В *третьем* разделе «DPM – динамическое управление мощностью» рассматривается динамическое регулирование потребляемой энергии DPM (Dynamic Power Management), которое, во-первых, является широко используемой методикой в персональных компьютерах без жестких временных ограничений и, во-вторых, в настоящее время

используется в суперскалярных процессорах для управления (переключения) микроструктуры с целью уменьшения энергопотребления.

Четвертый раздел «Динамическое управление напряжением и частотой» (Dynamic voltage and frequency scaling DVS/DFS) посвящен одному из наиболее популярных принципов регулирования энергопитания во встраиваемых системах, построенных на CMOS микроструктурах. Показаны возможности и ограничения реализации на их основе адаптивных систем реального времени.

Пятый раздел « Совместная использование DVS и DPM». .

Показано, что одновременное использование DVS и DPM открывает: 1) возможность учесть при регулировании времени неактивного состояния процессора (sleep mode); 2) использовать регулирование частоты процессора и учесть энергозатраты тех узлов, у которых частота не регулируется; 3) регулировать частоту и напряжение в узлах (доменах) внутри однокристальных микропроцессоров.

Шестой раздел «AVS адаптивное управление напряжением» посвящен перспективному направлению реализации энерго-экономичных встраиваемых структур, в которых путем совместной реализации аппаратной и программной обратной связи облегчается создание систем реального времени без необходимости анализа программных характеристик, таких как (WCET, deadline).

Седьмой раздел «ABB адаптивное масштабирование смещения корпуса» (Adaptive Body Biasing) посвящен проблеме адаптивного регулирования тока утечки CMOS структур путем регулирования напряжения корпусов транзисторов.

1. Энергетическая модель CMOS структур

Энергия, потребляемая микросхемами CMOS, имеет две составляющих [1].

$$P_{tot} = P_{sw} + P_{st} \quad (1)$$

P_{sw} – динамическое потребление, зависящее от напряжения V , частоты f_{sw} и емкостной нагрузки. C_{ef} в микросхеме:

$$P_{sw} \sim C_{ef} V^2 f_{sw} \quad (2)$$

P_{st} – статическое потребление энергии, зависящее от утечки

$$P_{st} \sim VI_{leak}. \quad (3)$$

$$I_{leak} \sim \exp(-qV_T/kT) \quad (4)$$

$$I_{leak} = I_{sub} + I_{ox} \quad (5)$$

I_{sub} – подпороговая утечка, I_{ox} – туннельный ток через изоляцию затвора

$$I_{sub} = K_2 W \exp(-V_{th}/nV_T)(1 - \exp(-qV_T/kT \alpha V/V)) \quad (6)$$

W – ширина затвора, V_{th} – напряжение на затворе, V_T – тепловое (thermal) напряжение,

$$I_{ox} = K_2 W (V/T_{ok})^2 \exp(-\alpha T_{ok}/V) \quad (7)$$

T_{ok} – толщина оксида

статическое потребление энергии P_{st} имеет все большее значение для CMOS технологии ниже 0.1 μm .

Реверсивное смещение корпуса (Reverse body biasing *RBB*) – это технология, которая часто используется для уменьшения мощности утечки прибора. [2] Недостатком *RBB* является необходимость размещения на кристалле дополнительной сети питания для напряжения корпуса. При увеличении реверсивного напряжения V_{bb} напряжение V_{th} растет и ток I_{sub} уменьшается, но ток I_{ox} может увеличиться. Необходимо определить оптимальное значение *RBB* смещения.

2. Требования реального времени и характеристики рабочей нагрузки

2.1. Требования реального времени и рабочая нагрузка являются существенными факторами при разработке встраиваемых систем с оптимальным потреблением энергии. Системы реального времени (SRV) обычно подразделяются на три категории: жесткие (*hard*), мягкие (*soft*) и строгие (*firm*).

В *жестких* СРВ выдерживание временных соотношений абсолютно необходимо. Время выполнения задач в них ограничено абсолютными временными пределами –*дедлайн* (*deadlines* - *D*) и выход за эти пределы может иметь катастрофические последствия.

В *мягких* СРВ выдерживание *дедлайн* является важным, но не критическим. Выполнение мягких задач реального времени должно быть по возможности быстрым, но не ограничено абсолютными пределами, пределы в них являются «мягкими».

В *строгих* СРВ выполнение некоторых задач может быть опущено без катастрофических последствий.

Для оценки *мягких* и *строгих* систем может использоваться вроятность числа превышения пределов или пропуска задач *theline miss ratio*. Для адаптивных системах реального времени с обратной связью в [3], для их оценки используется QoS.

В некоторых многозадачных выполнении одних задач требует жестких временных пределов, а других нет. Для сложных многозадачных встраиваемых систем практически невозможно обеспечить рассмотрение жестких требований для времен выполнения всех задач. Поэтому для таких адаптивных систем реального времени в качестве оптимального критерия предложена близость времени выполнения критичных по времени задач к их оптимальному времени выполнения [4][5]

Для некритичных систем (в том числе и для систем реального времени) в качестве критерия используются и тесты производительности (например, SPEC2000).

2.2. *Рабочая нагрузка* СРВ (*RTS work load*) определяется потоком задач, который может быть *управляема временем* (*time driven*) с периодическим выполнением задач (Рис.1 а), либо *упрвляемыма событиями* (*time driven*) со спорадическим появлением задач и произвольной длительностью времени покоя (*arbitrary long sleep times*) (Рис.1 б), либо смешанным (Рис.1 д).

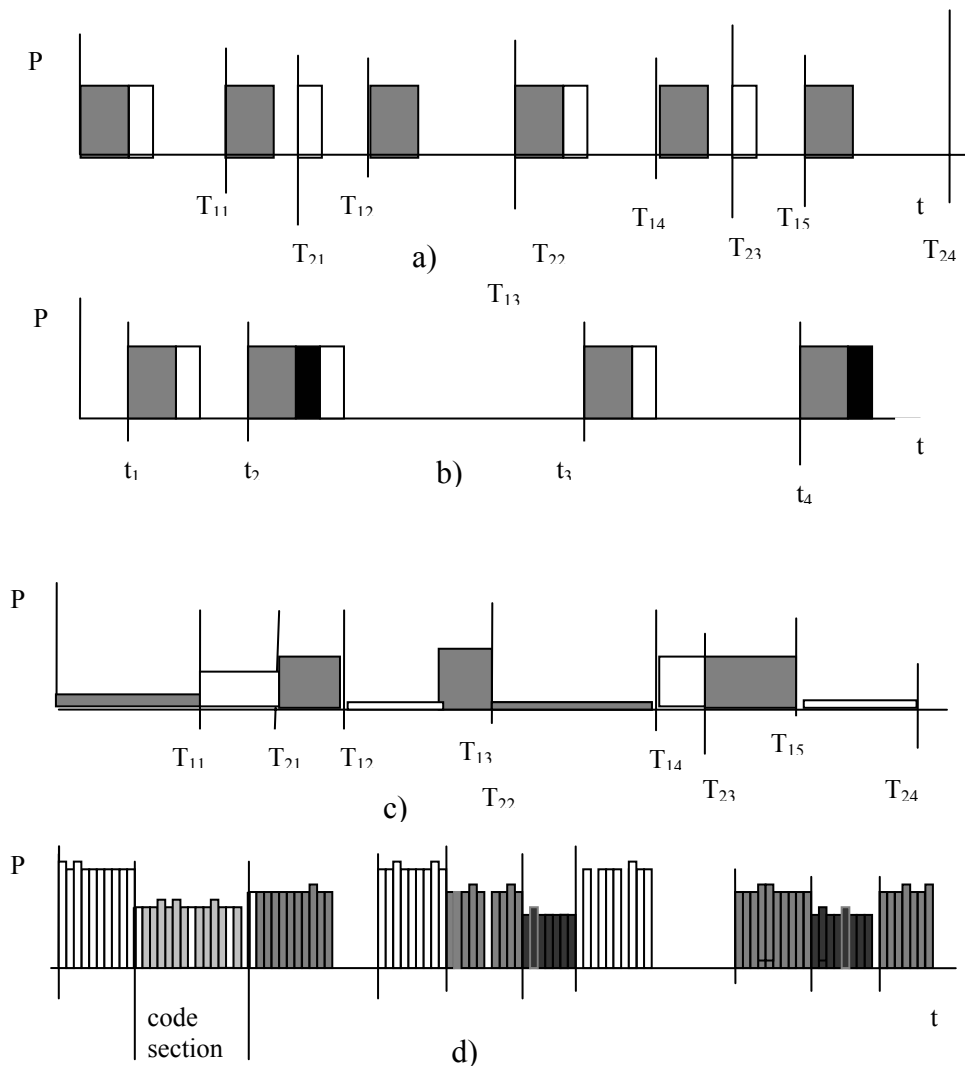


Рис. а) constant realization times $WCET_i = C_i$; and constant power consumption ; б) event driven conditional tasks with constant power consumption, в) two periodic tasks with DVS/EDF scheduling д) coarse-grained workload

При смешанной нагрузке в одной секции кодов выполняется некоторое число задач с одинаковым временем выполнения и потреблением энергии. В некоторые произвольные моменты времени программа переходит на другие условия. Важной характеристикой смешанной рабочей нагрузки является гранулированность секций – отношение числа задач в секции и общее время ее реализации ко времени выполнения одной задачи. Рабочая нагрузка называется грубозернистой (*coarse-grained*), если это отношение велико, и мелкозернистой (*fine-grained*), если это отношение мало.

Для управляемой временем жесткой системы реального времени существует два популярных принципа планирования задач: задача с более ранним временным пределом выполняется первой (*earliest-deadlines first EDF*) и с монотонной реализацией (*rate-monotonic scheduling RMS*)

Условия для EDF и RM планирования n независимых задач i с периодом выполнения $T_i = D_i$ и постоянным временем выполнения в наихудшем случае (*worst case execution times*) $WCET_i = C_i$ были предложены в [6].

Для *RM* планирования, где наивысший приоритет имеет задача со самым коротким T_i , необходимо, чтобы коэффициент использования U был меньше чем $U(n)$: $C_1/T_1 + C_2/T_2 + \dots + C_n/T_n = U \leq U(n) = n (2^{1/n} - 1)$ (8)

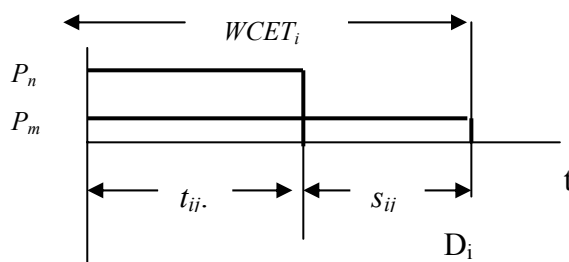
при $n \rightarrow \infty$ $U(n) \rightarrow \ln 2 \approx 0.693$

Для EDF планирования, где наивысший приоритет имеет задача, у которой время окончания выполнения ближе всего к $D_i = T_i$ коэффициент использования U :

$$C_1/T_1 + C_2/T_2 + \dots + C_n/T_n = U \leq 1 \quad (9)$$

Для многозадачных жестких систем реального времени, управляемых событиями, моменты появления задач произвольны, порядок и время реализации определены событиями. Различные задачи и их число могут выполняться различными путями. Предельное время выполнения кластера из n задач определяется самым длинным путем, равным сумме $WCET_i$. Имеется три главных способа минимизации рабочей нагрузки и потребления энергии: использование состояния покоя (*sleep*), *idle*, холостого хода (*idle*) и времени ослабления (*slack time*).

Времени ослабления (*slack time*) $s_{ij} = WCET_i - t_{ij}$ это интервал времени между временем t_{ij} , когда на шаге j задача i выполнялась на номинальном напряжении и частоте, и временем $WCET_i = D_i$ с периодом T_j (Фиг.2.).



Фиг.2. Отображение временных ограничений j -ого периода

Минимизация потребления энергии ΔE_{ij} достигается путем увеличения времени выполнения при снижении напряжения, частоты и мощности P_m :

$$\Delta E_{ij} = P_n t_{ij} - P_m WCET_i \quad (10)$$

Для оптимизации потребления энергии в системах реального времени используется четыре основных метода: динамическое управление мощностью (dynamic power management **DPM**), динамическое масштабирование напряжения и частоты (dynamic voltage-frequency scaling **DVS/DFS**), которое обычно называется только DVS, адаптивное масштабирование напряжения (adaptive voltage scaling **AVS**) и адаптивное смещение на корпусов CMOS транзисторов (adaptive body biasing **ABB**).

3. DPM – динамическое управление мощностью

3.1. Использование динамического управления мощностью DPM делает возможным устанавливать компоненты системы в различные состояния, характеризующиеся различными уровнями производительности и потребления энергии. Процессор может быть в рабочем состоянии или в режиме холостого хода или в режиме покоя, устройства ввода-вывода могут быть DPM выключены, когда они не используются. Политика управления мощностью может быть сформулирована эвристически или решаться как задача стохастической оптимизации с переходами состояний, формируемых на основе истории системы, ограничений мощности и производительности. Описываемая в [7] система управления мощностью использует стохастическую модель с конечным числом состояний. Для предсказания будущего периода холостого хода используется марковская модель [8]. Относительно простой (online) обучающийся алгоритм, базирующийся на вероятностных характеристиках предыдущих холостых периодов предложен в [9]. Для жестких систем реального времени предложены (offline) алгоритмы генерации дерева с планированием DPM [10] [11]. Для DPM в ОС многих компьютеров используется стандарт *ACPI (Advanced Configuration and Power Interface)* [12] is used.

3.2. Другое использование DPM связана с управлением конфигурации микроархитектуры встроенного суперскалярного CMOS процессоров с целью обеспечения оптимального

потребления энергии. Оптимальная микроархитектура зависит от применения и может быть выбрана для различных задач и шагов их выполнения *off-line* или *on-line*. Для грубозернистой адаптации нахождение требуемого решения и обратная связь могут быть организованы через операционную систему, но для тонкозернистой адаптации - только аппаратным путем. В последнем случае различные микроархитектуры для оптимизации быстродействия и потребления энергии могут быть выбраны на различных шагах задачи и решение для адаптации сделано на каждом шаге. [13][14]. Для различных применений и различных фаз выполнения программы с целью минимизации потребления энергии могут использоваться один или более вариантов модификации микроархитектуры суперскалярного процессора: 1) фильтрация инструкций с использованием специальной кэш памяти [14] 2) управление конвейерным регистром [15] 3) оптимизация программных циклов [16][17] 4) управление очередями: входной очередью или очередью загрузки/хранения [18] [19] 5) уменьшение потребления мощности в сверхоперативной памяти за счет иерархии памяти ($L1/L2/L3/M$), в различных банках и различных слотах? [21] [22] [23]

4. DVS/DFS – динамическое масштабирование напряжения и частоты

Динамическое масштабирование напряжения и частоты DVS/DFS для минимизации потребления энергии базируется на характеристиках большей части СРВ:

- рабочая нагрузка нерегулярна и зависит от данных и условий,
- высокая производительность как правило требуется только для небольшой части времени.

Принимая во внимание эти характеристики, *времена ослабления* (slack time) и используя методологию раздела 2. в СРВ может быть получена значительная экономия энергии.

Впервые динамическое масштабирование напряжения (DVS) было исследовано для портативных компьютеров [24] и наилучшие результаты были получены при использовании алгоритма планирования PAST просмотром предыдущего окна без требований реального времени. Далее алгоритмы реального времени с динамическим масштабированием напряжения DVS интенсивно исследовались в [25, 26, 27, 28] других работах.

Проблемы реализации систем реального времени с динамическим масштабированием напряжения:

- программируемое масштабирование напряжения и/или частоты в процессорах управляемое планировщиком ОС,
- оптимальный выбор напряжения и/или частоты в режиме *on-line* для жестких систем реального времени с динамической рабочей нагрузкой (когда время выполнения задач не может быть определено заранее)
- дополнительное время переключения напряжения и/или частоты
- совмещение работы DVS процессора с устройствами реального времени, которые не являются динамически масштабируемыми (ОЗУ, ввод/вывод)
- работа в заранее не прогнозируемых условиях – внешней среде.

Для решения последней проблемы были предложены первые алгоритмы энергосбережения, использовавшие обратную связь, которые базировались на обеспечении средней вычислительной пропускной способности, но не рассматривали ограничений реального времени [29] [30]. Обратная связь используется, чтобы собрать историю предыдущего выполнения каждой задачи для ОС, принимающей решение для будущих задач.

Чтобы обеспечить гарантии реального времени в [31] предлагаются *RT-DVS* алгоритмы: *RT-DVS* алгоритм, сохраняющий цикл (*Cycle-conserving*) и *RT-DVS* алгоритм с просмотром вперед (*Look-Ahead*). При использовании *RT-DVS* алгоритма, сохраняющего цикл, в каждой точке планирования пересчитывается коэффициент использования U с использованием действительного времени от завершающей задачи и $WCET_i$ для других и устанавливается соответствующая частота. Алгоритм может достичь значительной экономии энергии но не дает гарантий жесткого реального времени. *RT-DVS* алгоритм с просмотром вперед старается отсрочить очередную работу насколько возможно и устанавливает такую рабочую

частоту, которая обеспечивает все последующие временные ограничения. Однако и этот алгоритм не может гарантировать условия жесткого реального времени для всех задач. Разделение задачи на две подзадачи T_1 и T_2 , которые могут выполняться с различными частотами f_1 , первой подзадачи, но последняя на максимальной частоте f_m до временного предела *дедлайн* D , является важным принципом для разработки адаптивных жестких СРВ(Fig. 3). Он может быть использован в мульти и однозадачных жестких системах реального времени для оптимальной минимизации потребления энергии [32].

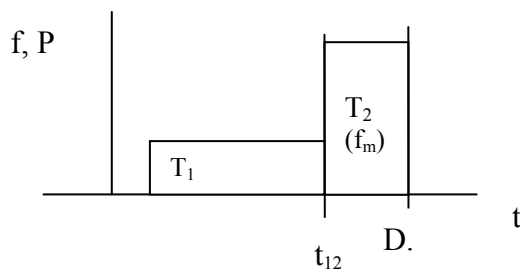


Рис .3. Разделение задачи на две подзадачи T_1 и T_2 .

В [32] [33] были предложены различные адаптивные алгоритмы с обратной связью для оптимального и разделения задач и оценки: t_{12} и f_1 . Простая обратная связь *Simple Feedback* использует расхождение среднее значение времен от предыдущих работ для образования обратной связи к планировщику ОС. Этот алгоритм применим, когда времена выполнения периодических работ остаются приблизительно постоянными.

PID Feedback обратная связь требует DVS от планировщика создание и поддержание многих независимых контроллеров обратной связи (для каждой из задач) . Этот механизм обратной связи становится существенным накладным расходом на встраиваемые системы. Для оптимизированного *PID Feedback DVS* для *EDF* планирования n задач определяется единственная управляющая переменная r равна:

$$r_{ii} = 1/n \sum_i (C_{ij} - t_{ij}) / t_{ij} \quad (11)$$

где j - индекс последнего шага задачи T_i перед контрольной точкой, .

r_{ii} - средняя разность между действительным временем t_{ij} выполнения задачи j и $WCET_i = C_{ij}$. Целью является приблизить r_{ii} к 0.

Расщепление задачи на две или три подзадачи предлагается в [34] Последняя временная зона выполняется на f_{cmax} , а двум другим подзадачам назначается другой коэффициент масштабирования частоты, базирующийся на накопленных значениях s_{ij} и действительном времени выполнения. Для различных рабочих нагрузок использоваться могут применяться частотные установки *Single-Mode*, *Dual-Mode* или *Three-Mode* .

Метод расщепления задач названный ‘мини-макс’ использован также в работе [35] Согласно ‘мини-макс’ первая часть задачи выполняется на минимальной частоте f_{cmin} до критического времени t_{cr} , а вторая часть на максимальной частоте f_{cmax} . Перед реальным выполнением одной или набора задач необходимо оценить $WCET_i$ и максимальное число циклов N_{max} при одних и тех же номинальных частоте и напряжении.

$$t^{cr} = (Df_{cmax} - N_{max}) / (f_{cmax} - f_{cmin}) \quad (12)$$

Использование метода ‘мини-макс’ гарантирует выполнение жестких временных ограничений для одной и нескольких задач и минимизирует потребление энергии [36].

В [37] также предложено разделение планирования жестких задач реального времени на два этапа. Для многозадачных систем на первой фазе, выполняемой *offline*, находится функция $\psi(t)$, которая является достаточным условием возможности планирования. На второй фазе, выполняемой *online*, уровень напряжения устанавливается таким, какой гарантирует, что очередная работа в момент t не превышает $\psi(t)$.

В [38] для планирования периодических задач реального времени используется одна *offline* фаза, чтобы вычислить оптимальную скорость обеспечивающую $WCET_i$, рабочую нагрузку для каждого появления, и две *online* фазы. Первая используется только для уменьшения энергии путем адаптации к действительной задаче, а вторая - чтобы предвидеть раннее завершение будущего выполнения, путем использования информации о средней рабочей нагрузке.

Имеется ряд приобретаемых средств для создания вложенных CPB на основе DVS/DFS: intelXscale, AMD PowerNow, Xilinx DCM, Transmeta Crusore [39].

There are a number off the shelf tools for based embedded system design

5. Совместная использование DVS и DPM.

Для совместного использования DVS и DPM. использования в основном имеются 3 случая.

5.1. Во первом случае, когда в системе реального времени на CMOS процессор с DVS между реализациями задач имеются периодами свободного времени, целесообразно, используя DPM, в период холостого хода переключить процессор в состояние покоя. В [40] для этого предложен метод DVSlack, который с использованием DVS - DPM и обратной связи, позволяет снизить ток утечки и оптимизировать энергопотребление.

5.2. Во втором случае DPM необходимо использовать во встраиваемых системах, содержащих устройства с постоянным потреблением энергии (память, периферийные устройства и т. п.), которые не могут регулироваться, используя DVS. В [41] предлагается алгоритм маломощного планирования с фиксированным приоритетом *LPFPS (low power fixed priority scheduling)*. При использовании ее планировщик динамически варьирует скорость процессора, переводя его в режим холостого хода достаточно долгий интервал времени. В [42] предлагается концепция *RVH (run-time voltage hopping)*, при которой напряжение питания регулируется в каждой задаче для временных слотов. Также в [43] для минимизации потребления энергии в смешанных DVS и DPM системах используется разделение задачи на отдельные временные слоты.

5.3. В третьем случае объединение DVS и DPM используется в доменах микросхемы для кластеров с различными частотами/напряжениями. Доменами могут быть процессоры *processors, EU, DSP, ЦЗУ, интефейсные устройства* и т.п. Домены могут быть отключены, когда они для производительности не нужны, и включены (DPM), когда потребности возрастают. В некоторых доменных структурах напряжение и частота для каждого домена может регулироваться независимо и динамически [44][45][46]. Для выбора энергоэффективную структуру с минимальной критическим соединением на кристалле, в [47] адаптивный метод с учетом рабочей нагрузки. Энергоэффективные DVS-DPM методы для однокристальных мультипроцессоров предложен в [48][49].

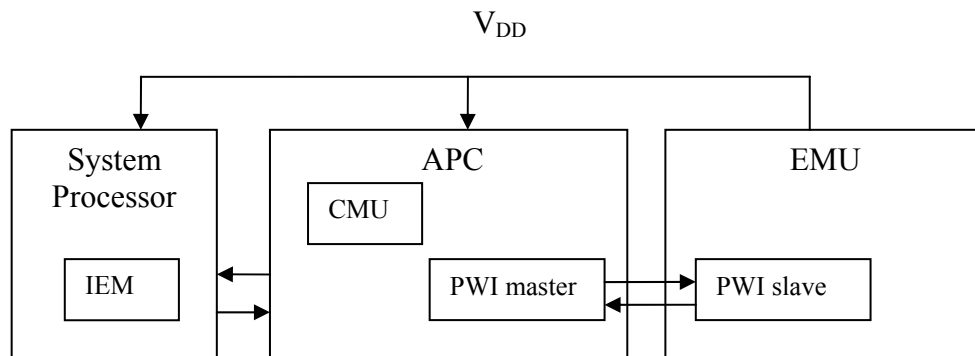
6. AVS адаптивное масштабирование напряжения

Выше упомянутые методы снижения энергопотребления базировались на анализе $WCET$, временных ограничений (D), и различных рабочих нагрузок для одного процессора с максимальными частотой и напряжением питания.

Принцип адаптивного масштабирования напряжения *AVS (adaptive voltage scaling)* базируется на обеспечении реализации критического маршрута сигнала на кристалле.

Критический путь определяется максимальной задержкой сигнала в тактах синхронизации.

Он проходит через множество вентилях, с различной задержкой у каждого [50]. Системы с AVS адаптивно подстраивают напряжение питания к минимальному уровню, обеспечивающему необходимую производительность и при этом отдавая оценки $WCET$ и вариаций рабочей нагрузки [51]. В системах с AVS мониторинг с замкнутой петлей между ожидаемыми и действительными оперативными условиями необходимо реализовывать с аппаратной обратной связью (Фиг. 4.) [52].



APC - Advanced Power Controller ; EMU - Energy Management Unit
 CMU- lock Management Unit; PWI – PowerWise™ Interface;
 IEM – Intelligent Energy Manager

. Фиг. 4. AVS с аппаратной обратной связью

Имеются различные технологии реализации обратной связи в системах с AVS [53] [54] [55] [56].

Фирма National Semiconductor для реализации AVS предлагает средства “Smart power management” [57].

7. АБВ - адаптивное масштабирование смещения корпуса

Мощность утечки может стать сравнимой с динамической мощностью в субмикронной технологии. Метод адаптивного смещения корпуса (*Adaptive body biasing ABB*) подстраивает напряжение смещения корпуса так, чтобы уменьшить потребление энергии утечки во время работы. При использовании АБВ ток утечки уменьшается экспоненциально. В классическом виде действие АБВ состоит в подаче на корпус масштабированного напряжения смещения V_{bb} при постоянном V_{DD} [58].

Аналитическая модель, которая может быть приложена для вычисления регулируемого напряжения питания V_{DD} и напряжения смещения корпуса V_{bb} для оптимального снижения потребления энергии на определенной частоте предложена в [59]. Эта модель и алгоритм планирования, базирующийся на данной комбинации АБВ и DVS для уменьшения динамической мощности, и мощности утечки. Алгоритм выведен и верифицирован с помощью системы моделирования SPICE. Комбинация АБВ и DVS для распределенных встраиваемых систем реального времени предложено также в [60]. Выведены и использованы аналитические выражения для определения оптимального V_{DD} и V_{bb} . Анализируется связь между потреблением энергии и временем выполнения для набора задач с учетом условий определяющих последовательность их реализации в реальном времени [61].

В [62] оценка преимуществ метода АБВ и его сравнение с методом AVS (названном здесь *ASV adaptive supply voltage*) сделана моделированием CMOS микросхем методом Монте-Карло. Результаты моделирования показали, что и АБВ и ASV обеспечивают сходные соотношения: *производительность/мощность*

С точки зрения стоимости АБВ является более дорогим чем AVS, так как АБВ требует дополнительных ресурсов для распределения напряжения смещения корпуса.

Для реализации АБВ в субмикрон CMOS технологии процессоры фирмы Transmeta предлагает средства LongRun2 [63]

Для оптимизации мощности утечки в наноскалярных микросхемах необходимо разработать новые методы [64] [65] [66] [67]

Выводы

Динамическое регулирование DVS/DFS является многообещающим направлением в аналитическом и прикладном исследовании методов обеспечения оптимальных энергетических и временных характеристик встраиваемых систем, несмотря на ограничения, связанные с регулированием только одного параметра – тока переключения CMOS микросхем.

Наилучшие результаты для обеспечения жестких временных ограничений при динамическом DVS/DFS регулировании дает разделение задач на субзадачи, когда начальные задачи выполняются с минимальной частотой, а последние с максимальной.

Для практической реализации энергоэкономичных встраиваемых систем широкие возможности открывает использование методики, которая позволяет переход в различные режимы “sleep”, которые поддерживают почти все современные микропроцессоры.

Совместное использование DVS/DFS и DPM является полезным инструментом для оптимизации энерго и временных требований в встраиваемых системах с внешними и др. Устройствами, в которых регулирование частоты не эффективно, а также в однокристальных многодоменных микросхемах.

Для встроенных систем, в которых применяется метод AVS, отсутствует необходимость предварительного анализа WCET, но их временные ограничения определяются максимальным быстродействием процессора, частота, напряжение и энергопотребление которого могут быть снижены динамически на основе требований реализуемой задачи (используется совместная организация аппаратно-программной обратной связи).

Проблемы оптимизации энергетических и временных показателей встраиваемых систем в субмикронном диапазоне могут быть реализованы с применением метода ABB, однако это связано со сложностями технологии изготовления CMOS структур и в этом направлении продолжается исследовательская работа по созданию микросхем с регулированием напряжения V_T и снижением туннельных токов утечки.

[1] *N.S.Kim et al.* Leakage current: Moores law meets static power// Computer, December 2003, pp. 68-75.

[2] *N. Jayakumar, S. Dhar, S.P. Khatri* A self-adjusting scheme to determine the optimum RBB by monitoring leakage currents// Proceedings of the 42nd annual conference on Design automation, 2005 pp. 43-46.

[3] [Stan02] *C. Lu, J.S. Stankovic, S.H. Son* Feedback control real- time scheduling framework, modeling and algorithms // International Journal Real-Time Systems, v.23. pp.85-126.

[4] *E.D. Jensen* Adaptive real- time distributed computer systems //http// www.realtimeOS.com/index.html.

[5] *H. Wu, B. Ravindran, E.D. Jensen* Energy-efficient, utility accrual scheduling under resource constraints for mobile embedded systems // ACM Trans. on Embedded Computing Systems, 2006, pp. 513-540.

[6] *Liu C.L., Lyland J.W.* Scheduling algorithms for multiprogramming in a real-time environment. //J.ACM 20, Jan. 1973, pp. 45-61.

[7] *G. A. Paleologo, L. Benini, A. Bogliolo, G. De Micheli* [Policy optimization for dynamic power management](#) //Proceedings of the 35th annual conference on Design automation DAC, May 1998, pp.182-187.

[8] *L. Beniny et al.* Policy optimization for dynamic power management // IEEE Transaction on Computer-aided design VLSI, vol. 18. NO. June 1999. pp. 813-823.

[9] *S. Iran, S. Shukla, R. Gupta* Online strategies for dynamic power management in systems with multiple power-saving states// ACM Trans. on Computing Systems, v.2. N3., August 2003, pp.325-346.

- [10] *E.Y. Chung, L. Beniny, G.D. Michel* Dynamic power management using adaptive learning tree // Proc. CAD 1999 pp.274-279.
- [11] *V. Swaminathan, K. Charkabarty* Pruning-based Optimal Device Scheduling for Hard Real-Time Systems// Proceedings of CODES 2002 pp.175-180
- [12] *ACPI* [http:// www.acpi.info/spec3oa.htm](http://www.acpi.info/spec3oa.htm)
- [13] *D.H. Albonesy, et al.* Dynamically tuning processor resources with adaptive processing // Computer, December 2003, pp. 49-58.
- [14] *M.C.Huang, J.Renau, J.Torrellas*, Positional Adaptation of Processors: application to Energy Reduction // Proceedings of the 30th annual international symposium on Computer architecture, 2003, pp.102-119
- [15] *R. I. Bahar, S Manne* Power and energy reduction via pipeline balancing // Proceedings of the 28th annual international symposium on Computer architecture, 2001. pp. 218 – 229.
- [16] *F.Vahid, A. Gordon-Ross*, A self-optimizing embedded microprocessor using a loop table for low power // Proceedings of the international symposium on Low power electronics and design, , 2001- pp.- 219 – 224.
- [17] *J. J. Sharkey,et al*, Instruction packing: reducing power and delay of the dynamic scheduling logic// Proceedings of the international symposium on Low power electronics and design, 2005 August, pp. 30 - 35
- [18] *D. Ponomarev, G. Kucuk, K. Ghose* Reducing power requirements of instruction scheduling through dynamic allocation of multiple datapath resources // Proceedings of the 34th annual ACM/IEEE international symposium on Micro architecture, 2001, , pp. 90 – 101
- [19] *A. Buyuktosunoglu, et al.* Energy efficient co-adaptive instruction fetch and issue // Proceedings of the 30th annual international symposium on Computer architecture, pp. 147 - 156
- [20] *R. Balasubramonian, et al.* Memory hierarchy reconfiguration for energy and performance in general-purpose processor architectures // Proceedings of the 33rd annual ACM/IEEE international symposium on Micro architecture, 2000, pp. 245 – 257
- [21] *D. H. Albonesi* Selective cache ways: on-demand cache resource allocation // Proceedings of the 32nd annual ACM/IEEE international symposium on Micro architecture, 1999 pp. 248 – 259
- [22] *H. Zhou* Adaptive mode control: A static-power-efficient cache design // ACM Transactions on Embedded Computing Systems, 2003. v. 2. pp. 347 – 372
- [23] *M. Zhang, X. Chang, G. Zhang* International Symposium on Low Power Electronics and Design //Proceedings of the international symposium on Low power electronics and design, 2007, August pp. 367-370
- [24] *M. Weiser et al.* scheduling for reduced cpu energy//operating system design implementation, 1994, pp.13-23.
- [25] *t ishihara, h yasuura* voltage scheduling problem for dynamically variable voltage processors // proceedings of the 1998 international symposium on low power electronics and design, 1998, pp. 197 - 202.
- [26] *L. H. Chandrasena, P. Chandrasena, M. J. Liebelt* An energy efficient rate selection algorithm for voltage quantized dynamic voltage scaling // Proceedings of the 14th international symposium on Systems synthesis, 2001,.pp.124-129.
- [27] *B. Mochocky, X.S. Hu, G. Quan* A Realistic Variable Scheduling Model for Real-Time Applications //Proceedings of the 2000 IEEE/ACM international conference on Computer-Aided Design. pp. 726-731.
- [28] *R. Jejurikal, R. Gupta* Energy aware task scheduling with task synchronization for embedded real time systems,// proceedings of the international conference on computers, architecture, and synthesis for embedded system, , 2002. pp. 164-169.
- [29] *T. Pering, T. Burd, R. Brodersen* , The simulation of Dynamic Voltage Scaling algorithms, // ACM ISBN 2000, pp. 76-81.
- [30] *H. Cheto, M. Cheto* Some results of the earliest deadline scheduling algorithm.// IEEE Trans. on Software Eng . v. 15. 1989, October, pp. 1261-1269.
- [31] *10. P. Pillai K.G Shin.* Real-time Dynamic Voltage Scaling for Low-Power Embedded Operating Systems //. Proceedings of the ACM SIGOPS, v.35, ISSUE 5, okt. 2001, pp.89-102.

- [32] *A.Duddani, F.Mueler, Y.Zhu*, Energy-Conserving Feedback EDF Scheduling for Embedded Systems with Real-Time Constraints // Proceedings of the LCTES'02, ACM 2002, pp.213-222.
- [33] *Y.Zhu, F.Mueler* Feedback EDF Scheduling Exploiting Hardware-Assisted Asynchronous Dynamic voltage scaling // Proceedings of the LCTES'05, ACM 2005, pp.203-212.
- [34] *Y Wang, A.M.K. Cheng*. A dynamic-mode DVS algorithm under dynamic workloads // Proc. IEEE-CS Real-Time and Embedded Technology and Applications Symposium, 2005, March pp.1-4.
- [35] *A. Baums* The Real –Time System Energy Consumption Estimation for the Task Dynamic and Statistic Realization Scheduling //Scientific Proceedings of Riga technical university's, Computer Science.s.5.v.20., 2005, pp. 36-41.
- [36] *A.Baums* Multi task real-time system energy consumption using mini-max method // Electronics and Electrical Engineering, N5 (77), 2007., Kaunas Technologija 2007, pp. 61-64.
- [37] *C.M. Krishna, Y-H Lee* Voltage-Clock-Scaling adaptive scheduling techniques for low power in hard Real –Time systems//IEEE Trans. On Computers v.52.N. 12, 2003 December ,pp.1586-1593.
- [38] *H. Audin, D. Mosse, P. Meja-Alvarez* Power- aware scheduling for periodic Real –Time tasks // IEEE Trans. On Computers v.53.N. 5, 2004 May, pp.584-600.
- [40] *Y.Zhu, F. Mueler* DVSleak Combining Leakage Reduction and Voltage Scaling in Feedback EDF Scheduling// LCTES'07, ACM, pp. 31-40.
- [41] *S. Lee , T.Sakurai*, Run-time voltage hopping for low-power real-time systems // Proceedings of the 37th conference on Design automation, , 2000 June, pp.806-809
- [42] *Y. Shin , K. Choi* Power conscious fixed priority scheduling for hard real-time systems, // Proceedings of the 36th ACM/IEEE conference on Design automation, 1999, June 21-25, p p.134-139
- [43] *M. Kim, S.Ha* Hybrid run–time Power Management Technique for real-time Embedded System with Voltage Scalable Processor // Proceedings of the ACM SIGPLAN workshop on Language. Compilers and Embedded Systems citation, 2001, pp. 11-19.
- [44] *G. Semeraro, et al*, Dynamic frequency and voltage control for a multiple clock domain micro architecture // Proceedings of the 35th annual ACM/IEEE international symposium on Micro architecture, , 2002. – P. 356-367
- . [45] *G. Magklis, et al.*, Profile-based dynamic voltage and frequency scaling for a multiple clock domain microprocessor // Proceedings of the 30th annual international symposium on Computer architecture, June 2003, pp. 14 – 27.
- . [46] *Y. Shin, K. Choi, T. Sakurai*, Power optimization of real-time embedded systems on variable speed processors // Proc. Of IEEE//ACM conference Computer –aided design, 2000, pp.365-368.
- . [47] *D. Marculescu* Application adaptive energy efficient clustered architectures // Proceedings of the 2004 international symposium on Low power electronics and design, 2004 August, pp. 344-349.
- . [48] *M. Kondo, H. Sasaki, H. Nakamura* Improving fairness, throughput and energy-efficiency on a chip multiprocessor through DVFS //ACM SIGARCH Computer Architecture News, v. 35., 2007 March.pp.31-38.
- [49] *P. Juang, et al*, Coordinated, distributed, formal energy management of chip multiprocessors. //Proceedings of the international symposium on Low power electronics and design, 2005 August, pp.127-130.
- [50] *R. Gonzales, B. M. Gordon, M. A. Horowitz*, Supply and threshold voltage scaling for low power CMOS // IEEE Journal of solid-state circuits v. 32, N0. 8., august 1997, pp.1210-1216.
- [51] *M. Elgebaly, M. Elg* Efficient adaptive voltage scaling system through on-chip critical path emulation // Proceedings of the 2004 international symposium on Low power electronics and design, 2004August, pp. 375 - 380
- [52] *K. Flautner, D. Flinn, M.Rives* A combined hardware- software approach for low power SoC applying adaptive voltage scaling and intelligent energy management software // DesignCon2003 pp.1-15.
- [53] *L.S.Nielsen, et al*, Low power operation using self-timed circuits and adaptive scaling of the supply voltage// IEEE Trans. on VLSI systems, v.2.No. 4. December 1994, pp.391-394.
- [54] *S. Dhar, D. Maksimović, B. Kranzen* Closed-loop adaptive voltage scaling controller for standard-cell ASICs // Proceedings of the 2002 international symposium on Low power electronics and design

California, USA, 2002, pp. 103 - 107

- [55] *B. Gorjiara, N.r Bagherzadeh, P. Chou* An efficient voltage scaling algorithm for complex SoCs with few number of voltage modes // Proceedings of the 2004 international symposium on Low power electronics and design, August 09 - 11, 2004 , pp. 381 – 386
- [56] *D.Ma, J. Wang, P.Vozqua*, Adaptive on-chip power supply with robust one-cycle control technique // Proceedings of the ISLPED06, 2006 October, pp.394-399.
- [57] http://national.com/powerwise/_avs.html
- [58] *M. Meijer, F. Pessolano, J. Gyvez* Technology exploration for adaptive power and frequency scaling in 90nm CMOS // Proceedings of the 2004 international symposium on Low power electronics// pp. 14 – 19.
- [59] *S.M. Martin, K. Flautner, T. Mogle, D. Blaauw* Combined Dynamic voltage scaling and adaptive body biasing for lower power microprocessors under dynamic workloads, Proc. International conference on Computer Aided Design, 2002, pp.721-725.
- [60] *L. Yan, J. Luo, N. K. Jha* Combined Dynamic Voltage Scaling and Adaptive Body Biasing for Heterogeneous Distributed Real-time Embedded Systems// Proceedings of the 2003 IEEE/ACM international conference on Computer-aided design 2003 November 09 - 13, 2003 pp.30-37.
- [61] *J.W. Tschanz, J.T Kao, S.G Narendra, R.; Nair Antoniadis, D.A.; Chandrakasan, A.P.; De, V.*, Adaptive body bias for reducing impacts of die-to-die and within-die parameter variations on microprocessor frequency and leakage IEEE Journal of Solid-State Circuits, Volume 37, Issue 11, Nov 2002 ,pp. 1396 - 1402
- [62] *T. Chen, S. Naffziger* Comparison of ABB and ASV for improving delay and leakage under presence of process variation // IEEE Transaction on VLSI, vol. 11, NO. 5. October 2003. pp. 888-889.
- [63] <http://www.transmeta.Com/tec/longran2.html>
- [64] *J. Kao, A.P Chandrakasan* Dual-threshold voltage for low- power digital circuits// IEEE Journal of solid-state circuits, v. No.7, 2000 pp. 1009-1018.
- [65] *W.Huang, et al*, Total power optimization through simultaneously multiple V_{DD} multiple V_{TH} assignment and device sizing with stack forcing // Proceedings of the ISLPED04, 2004 August, pp.144-149.
- [66] *A. Agarwal*, Leakage in nano-scalar technologies: mechanism, impact and design considerations // Proceedings of the DAC 2004, 2006 June , pp.6-11.
- [67] *A. Rauchowdhurd, et al.*, Analysis of super cut-off transistors for ultra low power digital circuits // Proceedings of the ISLPED06 2006 October, pp.2-7.

[3]

ANALYSIS OF SOME PROBLEMS AND SOLUTIONS OF REGISTRATION FOR TIME INTERVALS OF MULTICHANNEL SYSTEMS

DAŽU JAUTĀJUMU ANALĪZE UN ATRISINĀJUMI DAUDZKANĀLU SISTĒMAS LAIKA INTERVĀLU REĢISTRĀCIJAS KONSTRUĒŠANAI

V. Zagurskis, A. Morozovs

Atslēgas vārdi : laika- ciparu pārveidojums, laika raksturlīkne, skalu salāgošana, impulsu pārklāšana

1. Ievads

Mūsdienu pasaulē tiek piedāvātas daudzējādas laika intervālu reģistrācijas sistēmas un to risinājumi. Tomēr

vairākumām sistēmām piemīt sekojošas īpašības:

- kanālu skaits, kā likums, nepārsniedz 8 [7], [8],
- sistēmas strādā „loga” režīmā [7], [8].

Dotajā rakstā tiek mēģināts izanalizēt minētas problēmas, to iemeslus un piedāvāt to risinājumus. Rakstā tiks apskatītas sekojošie jautājumi: kanālu pieslēgšanas un apkalpošanas metode, impulsu pārklāšanās problēmas, ienākošu impulsu secību plūsmu filtrācija, kanāla numura saglabāšana, divu skalu salāgošana, procesora iz-

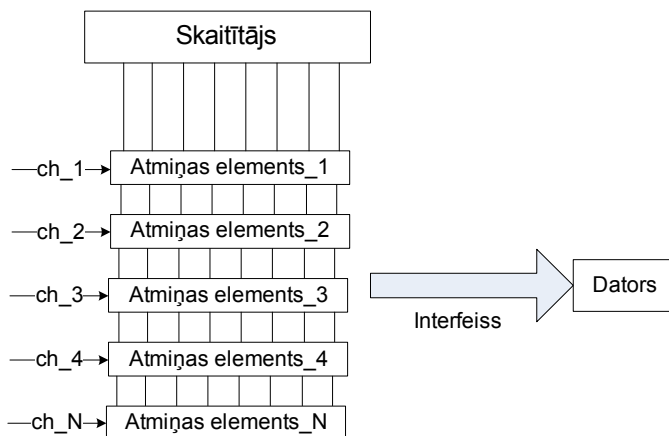
Priekšrocības	Trūkumi
Katra kanāla neatkarīga reģistrācija	Sarežģīta struktūra un realizācija
Katrs kanāls var nodrošināt sistēmas maksimālu izšķirtspēju	Kanālu mijiedarbība.

man-
tošana
struk-
tūrā.
Šis

darbs ir raksta turpinājums, kas publicēts RTU Zinātniskā krājumā 2007 [1].

2. Daudzkanālu sistēma

Daudzkanālu reģistrējošas sistēmas realizācija ir iespējama divos veidos: katra kanāla atsevišķa apkalpošana un kanālu apvienošana vienā vai noteiktas grupas. No sākuma apskatīsim variantu (1. att.), kad katrs kanāls tiek apkalpots atsevišķi.



1. att. Kanālu atsevišķa apkalpošana.

Fig.1. Each channel independent maintenance

Sistēmā ir n kanāli, katrs tiek pieslēgts atmiņai (reģistrs, FIFO atmiņa vai arī RAM). Pie katra atmiņas elementa datu ieejām tiek pieslēgts skaitītājs (vai arī aiztures līnija). Pienākot impulsam, skaitītāja stāvoklis tiek ierakstīts atmiņā. Tādas sistēmas priekšrocības un trūkumi ir sekojoši (1. tabula):

1. tabula

Katra kanāla neatkarīgas apkalpošanas priekšrocības un trūkumi
Each channel independent maintenance preference and deficiency

Mūsu darba mērķis bija testa maketa izveide, tāpēc darbā tika izmantots cits kanālu pieslēgšanas veids – kanālu apvienošana vienā, tālāk tiks apskatīta šī metode (2. att., 2. tabula).

2. tabula

Kanālu apvienošanas priekšrocības un trūkumi

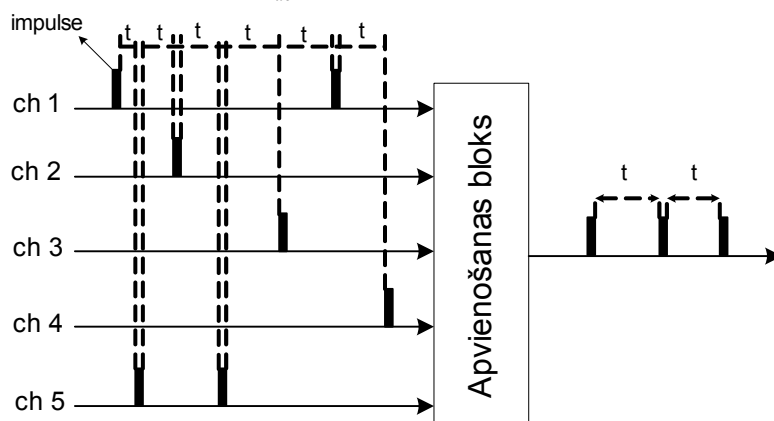
Priekšrocības	Trūkumi
Vienkāršāka struktūra un realizācija. (salīdzinājumā ar pirmo metodi)	Impulsu pārklāšanās
	Kanāla numura saglabāšanas grūtības.

3. Impulsu pārklāšanās.

Ideāla sistēma eksistē tikai teorētiski, bet praktiski katrai sistēmai ir noteikti ierobežojumi. Mūsu gadījumā ierobežojumi ir sekojoši: minimālais impulsa garums un minimālais intervāls starp impulsiem (t_i) (2. att.). Gadījumā, kad sistēmā ir viens kanāls, t_i attiecas tikai uz impulsiem no viena kanāla, bet tā kā mūsu sistēmā ir n -kanāli, t_i ir intervāls starp kaimiņimpulsiem gan vienā kanālā, gan starp kanāliem. Vispārīgā veidā impulsu apvienošana vienā kanālā notiks bez pārklāšanās, ja izpildās sekojošs nosacījums (1):

$$t_i > t_{ab} \quad (1)$$

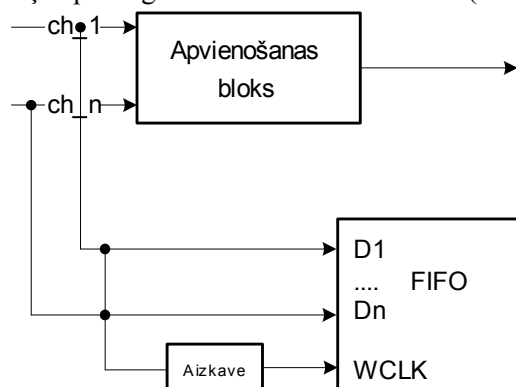
kur t_i - intervāls starp kaimiņu impulsiem, t_{ab} - apvienošanas bloka aizkave.



2. att. Impulsu apvienošana
Fig. 2. Impulse merging

4. Kanāla numura saglabāšana.

Apvienojot impulsus vienā kanālā tiek zaudēta svarīga informācija – kanāla numurs. Pat ja impulsa reģistrācija notiks veiksmīgi, šī informācija būs nelietojama, ja nebūs papildinformācijas par kanāla numuru, no kura tika saņemtie šī dati. No tā visa izriet svarīgs secinājums – kanāla numurs jā saglabā pirms kanālu apvienošanas. Viens no risinājumiem ir atmiņas pieslēgšana tieši katram kanālam (3. att.).



3. att. Kanāla numura saglabāšana Fig. 3. Channel number maintenance

Piedāvātā variantā kanāla numura saglabāšanai tiek izmantota sinhrona FIFO atmiņa. Dati tajā tiek ierakstīti līdz ar takts impulsu WLCK, par ko kalpo impulsi, aizkavēti uz laiku t_d (2).

$$t_d = t_a + t_{ds} + t_{dh} \quad (2)$$

kur t_a – pieejas laiks (data access time, t_{ds} – datu iestādīšana (data setup) un t_{dh} – datu aizkavēšana (data hold).

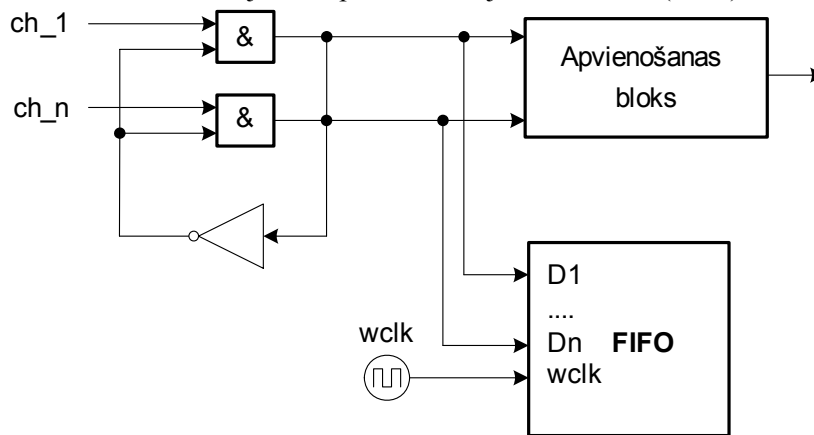
FIFO atmiņas datu ieeju skaitam jābūt vienādam vai lielākam nekā kanālu skaits.

Dotā shēma strādā sekojoši. Pieņemsim, ka n (kanālu skaits) = 8. Impulsi no kanāliem pienāk uz apvienošanas bloku un FIFO atmiņas datu ieejam vienlaicīgi. Gadījumā, ja impulss pienāk pa pirmo kanālu, uz atmiņas datu ieejām izveidosies sekojoša loģisku līmeņu kombinācija: $d1 = 1, d2 = 0, d3 = 0, d4 = 0, d5 = 0, d6 = 0, d7 = 0$. Rezultātā izveidosies pozicionāls kods – 10000000. Vieninieka pozīcija apzīmē kanāla numuru, pa kuru pienāca impulss. Šis kods tiek ierakstīts atmiņā līdz ar WLCK impulsa atnākšanu. Tālāk, ērtākai pārsūtīšanai uz datoru, pozicionālo kodu var pārkodēt binārā.

5. Ienākošu impulsu plūsmu filtrācija.

Kā jau bija pieminēts rakstā pirmajā daļā, projektējamai sistēmai piemīt noteiktie ierobežojumi. Ierobežojumu rašanas iemesls – elementi nepārslēdzas „acumirkli”, tiem ir noteiktas aizkaves un pārslēgšanas laiks. Projektējama sistēma strādā ar nejaušām impulsu plūsmām, tāpēc nav aprioras informācijas par impulsu garumiem, frekvenci, kas varētu atvieglot sistēmas projektēšanu. Gadījumā, ja impulsu garums būs pietiekami garš un impulsu frekvence būs pietiekama, lai ierakstītu pienākošo impulsu atmiņā, impulsu plūsmu filtrācijai nebūs nekādas vajadzības.

Zemāk ir piedāvāts viens no vienkāršākajiem impulsu filtrācijas variantiem (4. att).



4. att. Filtra shēma
Fig. 4. Filter scheme

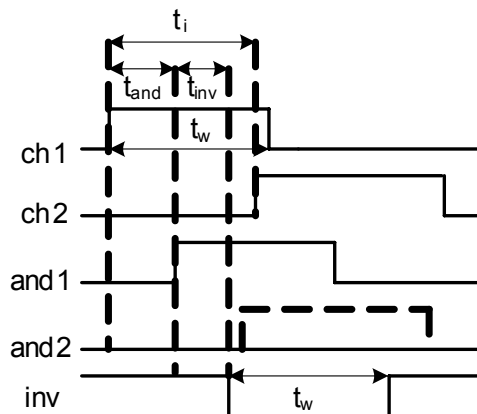
Filtrācijas shēma realizēta sekojoši: katrs kanāls ir pieslēgts loģiskās shēmas „UN” vienai no ieejām. Loģiskās shēmas „UN” izeja ir pieslēgta invertora ieejai. Savukārt invertora izeja pieslēgta loģiskās shēmas „UN” otrai ieejai. Apskatīsim pirmo variantu (5. att.), kad (3):

$$t_i > t_{bs} \quad (3)$$

kur

- $t_{bs} = t_{and} + t_{inv}$
- t_w – impulsa garums, kas tiek mērīts ar 0.5 tā amplitūdas.
- t_i – intervāls starp impulsiem atšķirīgos kanālos.
- t_{and} – signāla izplatīšanas aizkave loģiskā shēmā „UN”.

- t_{inv} – signāla izplatīšanas aizkave loģiskā invertorā.



5. att. Filtrācijas shēmas darbības laika diagramma ($t_w > t_{bs}$)

Fig. 5. Filter scheme working time diagram ($t_w < t_{bs}$)

No laika diagrammas ir redzams, ka iespējami divi varianti.

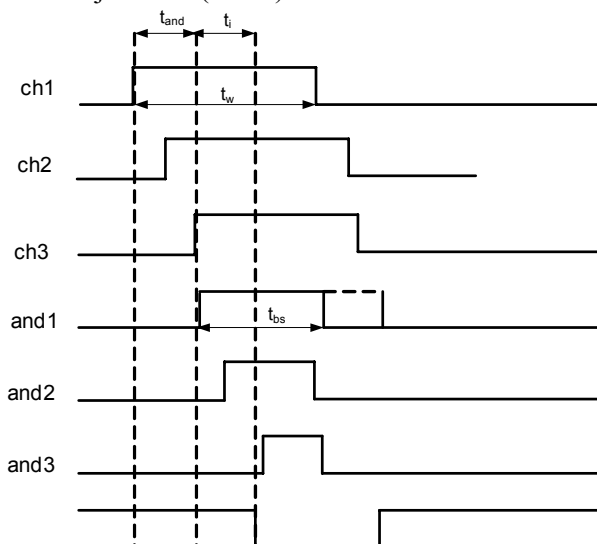
1. Impulsa garums ir lielāks nekā bloķēšanas shēmas aizkave – $t_w > t_{bs}$. Šajā gadījumā kanāli tiks bloķēti uz laiku t_{bs} un impulsa garums (t_w) būs vienāds ar t_{bs} .
2. Impulsa garums ir mazāks nekā bloķēšanas shēmas aizkave – $t_w < t_{bs}$. Kanāli arī tiks bloķēti uz laiku t_{bs} , bet impulsa garums paliks nemainīgs.

Mūsu projektējamā sistēmā tika izmantotas CMOS mikroshēmas. Tas nozīmē, ka aizkaves laiks un pārslēgšanās laiks šīm mikroshēmām apmēram būs vienāds. Vislētākais elements sistēmā ir FIFO atmiņa. FIFO datu pieejas laiks apmēram ir 7 ns. Bet t_{bs} ir vienāds 8 – 10 ns. Augstāk aprakstītā situācijā ir vislielāka varbūtība, ka laika intervāls tiks veiksmīgi ierakstīts.

Apskatīsim otru variantu, kad (4):

$$t_i < t_{bs} \quad (4)$$

Jo vairāk kanālu un lielāka impulsa plūsmas frekvence, jo lielāka iespēja, ka intervāls starp impulsiem būs mazāks nekā filtrācijas shēmas reakcijas laiks (6. att.).



6. att. Filtrācijas shēmas darbības laika diagramma ($t_w > t_{bs}$)

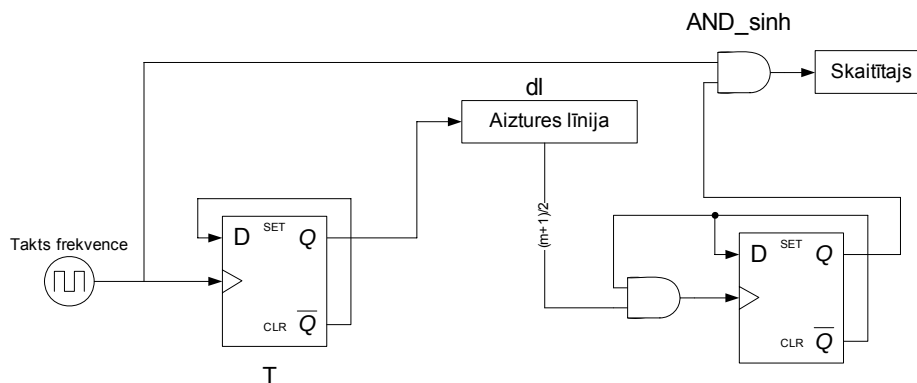
Fig. 6. Filter scheme working time diagram ($t_w < t_{bs}$)

Pa trim kanāliem ar intervālu, mazāku par bloķēšanas shēmas laiku, atnāk viens pēc otra trīs impulsi. Pirmais

impulss atnāk pa pirmo kanālu un pēc laika t_{and} impulss pienāk uz invertora ieeju. Pēc laika t_i kanāli tiek bloķēti uz laiku t_{bs} . Rezultātā uz pirmā kanāla izveidosies impulss ar garumu t_{bs} . Pārējo kanālu impulsu garumi būs mazāki. Tādu impulsu veiksmīgas ierakstīšanas varbūtība būs atkarīga no impulsu garuma un atmiņas pieejas laika. Apvienojot impulsus vienā kanālā, tāda situācija, kā uz diagrammas, pirmā kanāla impulss iekļaus sevī pārējus divus.

6. Skalu salāgojums

Divu skalu izmantošana, ar noteikumu, ka tas ir salāgotas, dot reģistratoram neapšaubāmu priekšrocību. Skalu salāgošanā ir jāievēro galvenais noteikums: precīzas skalas skaldīšana nedrīkst pārsniegt cietas skalas periodu T_g . Skalu salāgošanas metode un realizācija ir piedāvāta zemāk (7. att.):



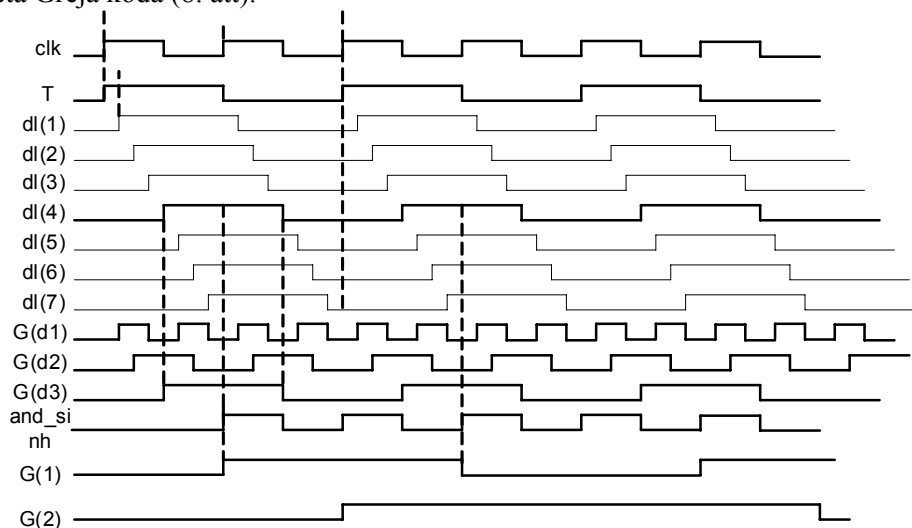
7. att. Skalu salāgošanas shēma

Fig. 7. Scales compatible scheme

Viens no nosacījumiem precīzas skalas veidošanai ir, ka precīzas skalas pozīciju skaitam jābūt (5):

$$dl = 2^{gp} - 1 \quad (5)$$

kur gp – precīzas skalas papildpozīciju skaits. Mūsu gadījumā $dl = 7$, ka rezultātā veidojas precīza skala no 3 pozīcijām, kodēta Greja kodā (8. att).



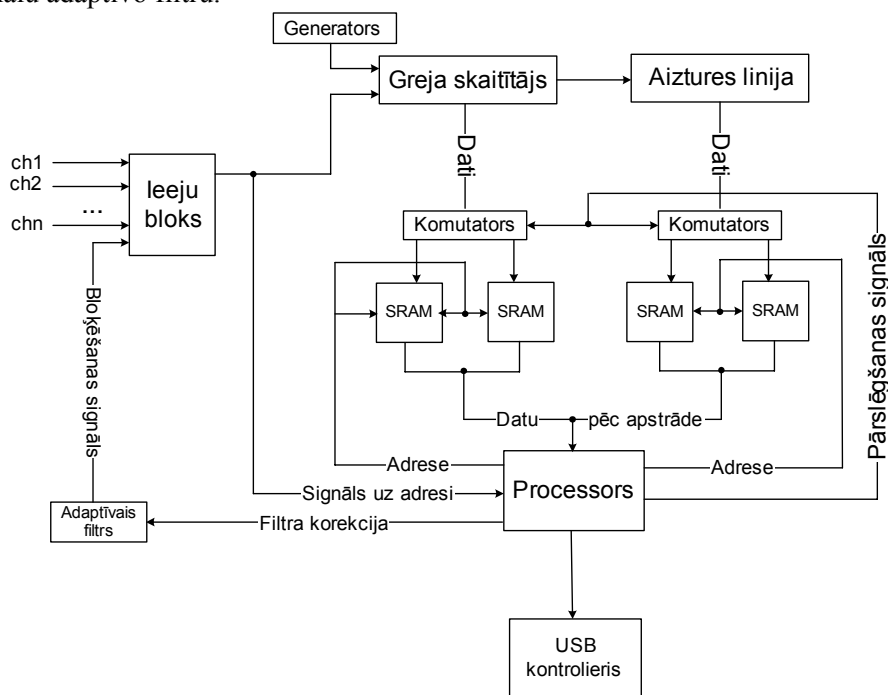
8. att. Skalu salāgošanas shēma laika diagramma

Fig. 8. Scales compatible scheme time diagram

7. Alternatīvas struktūras, pielietojot procesoru.

Neskatoties uz to, ka mūsdienu procesori strādā ar ļoti augstu frekvenci, tie nespēj konkurēt ātrumā ar parasto loģiku, realizētu, piemēram, FPGA matricās. Bet procesoru ir vērts ievest struktūrā kā vadības elementu. Ievadā bija pieminēts, ka mūsdienu TDC nespēj nepārtraukti reģistrēt impulsus. Kaut gan tie nodrošina ļoti augstu izšķirtspēju (līdz 50 ps), reģistrācijas laiks nanosekundes. Tam ir divi iemesli: reģistrētu impulsu saglabāšana un izvadīšana uz datora. Pašlaik nav liela apjoma atmiņu, kas spētu strādāt ar tik lielu frekvenci un pieejas laiku. Tāpat neeksistē metodes un interfeisi, lai pārsūtītu datus ar tik lielu frekvenci. Piedāvātā variantā procesors realizē sekojošas darbības (9. att.):

1. ģenerē adreses datu ierakstīšanai SRAM atmiņā;
2. pārslēdz atmiņas;
3. apstrādā datus, iegūtus no Greja skaitītāja un aiztures līnijas;
4. vadā kanālu adaptīvo filtru.



9. att. Procesora izmantošana reģistratorā

Fig. 9. Processor usage in the system

8. Secinājumi

Laika intervālu projektēšanas gaitā parādījās daudz problēmu, tādas kā kanālu pieslēgšanas veidi reģistratoram, impulsu pārklāšanās, kanāla numura saglabāšana, ienākošo laika intervālu filtrācija, skalu salāgošana.

Apskatot divus kanālu pieslēgšanas veidus (kanālu apvienošana un katra kanāla neatkarīga apkalpošana), tika izvēlēta kanālu apvienošana, jo šis veids ļauj īsā laikā periodā izveidot maketu ar kuru palīdzību tiks veikti nepieciešami eksperimenti.

Apvienojot kanālus parādās nepieciešamība saglabāt kanāla numuru. Kanālu numurus tiek piedāvāts saglabāt atsevišķā atmiņā.

Projektējama sistēma ir paredzēta darbam ar nejaušām laika intervālu plūsmām. Tomēr jebkurā sistēmā ir noteiktas aizkaves, jo elementi nespēj reaģēt „acumirkli”. Tāpēc ir neieciešama ienākošo laika intervālu filtrācija.

Reģistratorā tiek izmantotas divas skalas: precīza skala (aiztures līnija) un rupja skala (Greja skaitītājs). Sekmīgam darbam ir nepieciešams salāgot divas skalas pēc diviem noteikumiem: precīzas skalas skaldīšana nedrīkst pārsniegt skaitītāja jaunākas pozīcijas periodu T un aiztures līnijas pozīciju skaitam jābūt $dl = 2^{gp} - 1$, kur dl – aiztures līnijas pozīciju skaits, gp – aiztures līnijas papildpozīciju skaits, kodētas Grejā kodā.

Pirms procesora izmantošanas sistēmā vispirms ir rūpīgi jāapskata priekšrocības un trūkumus. Galvenā priekšrocība ir, ka ar procesora palīdzību var realizēt ietilpīgas matemātiskas operācijas, bet procesors ļoti apgrūtinās reģistratora darbību un padarīs to sarežģītāku.

9. Literatūra

1. V. Zagurskijs, A. Morozovs, S. Šaranins. System for multichannel registration time characteristics of the random signal flows // Rīgas Tehniskās universitātes zinātniskie raksti. 5.sēr., Datorzinātne. Datorvadības tehnoloģijas. – 32.sēj. (2007), 60.-66.lpp.
2. Скоростные измерительные subsystemы / Артюх Ю.Н., Беспалько В.А., Загурский В.Я., Якубайтис Э.А. – Rīga: Zinātne, 1985. – 185 lpp.
3. Загурский В.Я., Ведин В.Ю. Хронометрическая система анализа временных параметров сигнала. – Rīga: Автоматика и вычислительная техника, 1980. – 70.–77 lpp.
4. Загурский В.Я., Готлиб Г.И. Способ цифрового измерения временных интервалов и устройство для его реализации. – Авт.Свидет. РФ 964869 заявл. 06.04.77 г., опубл. 30.05.82 г., БОИПОТЗ No. 37
5. Загурский В.Я. Многоканальное устройство для измерения временных интервалов и последовательных импульсов. – Авт.Свидет. РФ 834663 заявл. 15.08.79 г., опубл. 30.05.82 г., БОИПОТЗ No. 20.
6. Загурский В.Я., Ведин В.Ю. Многоканальное устройство для измерения временных интервалов и последовательных импульсов. – Авт.Свидет. РФ 1034013, заявл. 19.04.82 г., опубл. 07.08.83 г., БОИПОТЗ No. 29.
7. Time-to-Digital Converter CMOS Integrated Circuit [Elektroniskais resurss] / IMEC – Europe's largest independent research center, 1996. – <http://www.imec.be/esscirc/papers-96/96.pdf>. - Resurss aprakstīts 2008.g. 2.oktobrī.
8. Sub-nanosecond multi-channel time-to-digital converter [Elektroniskais resurss] / Paul Scherer institute, 2000. – <http://num.web.psi.ch/reports/2000/j06.pdf>. - Resurss aprakstīts 2008.g. 14.septembrī.

Valerij Zagurskij, professor

Riga Technical University
Computer Science and Information Technology Faculty
Phone +371 26321545
E-Mail: tikltechn@egle.cs.rtu.lv

Anatolij Morozov, student

Riga Technical University
Computer Science and Information Technology Faculty
Phone +371 28842025
E-Mail: a.morozovs@gmail.com

Projekts tiek finansēts no Valsts pētījumu programmas “Informācijas tehnoloģiju zinātniskā bāze” projektā Nr. 3. “Oriģinālu signālu apstrādes paņēmieni izveide un izpēte konkurētspējīgu IT tehnoloģiju radīšanai”

Valerijs Zagurskijs, Anatolijs Morozovs. Dažu jautājumu analīze un atrisinājums daudzkanālu sistēmas laika intervālu reģistrācijas konstruēšanai.

Darba uzdevums bija problēmu analīze, kas radās laika intervālu reģistratora projektēšanas gaitā. Tā kā tiek plānots izveidot daudzkanālu sistēmu laika intervāli reģistrācijai, vispirms ir jāatrisina, kā pieslēgt kanālus. Tā kā bija izvēlēta kanālu apvienošanas metode, ir jāatrisina daži jautājumi.

Apvienojot kanālus ir iespējama impulsu pārklāšana, tāpēc ir nepieciešama impulsu filtrācijas sistēma. Jebkurā sistēmā ir noteiktas aizkaves, jo elementi nepārslēdzas „acumirkli”. Aizkaves dēļ sistēma ir nepieciešama impulsu filtrācija tādā gadījumā, ja ienākošu impulsu frekvence būs lielāka nekā sistēmas maksimālā frekvence.

Sistēma tiek plānots divu skalu izmantošana: precīza skala (aiztures līnija) un rupja skala (Greja skaitītājs) Lai sistēma strādātu veiksmīgi ir jāsalāgo divas skalas. Skalu salāgošana ir jāievēro galveno noteikumu: precīzas skalas skaidrība nedrīkst pārsniegt skaitītāja jaunākas pozīcijas periodu T. Pēdējā daļa tiek apskatīta procesora izmantošanas iespēja sistēmā. Procesora galvenās funkcijas: ģenerē adreses datu ierakstīšanai SRAM atmiņā; pārslēdz as; apstrādā datus, iegūtus no Greja skaitītāja un aiztures līnijas; vadā kanālu adaptīvo filtru.

Valerij Zagurskij, Anatolij Morozov. Analysis of some problems and solutions of registration for time intervals of multichannel systems.

The purpose of this work – the analysis and the decision of questions connected with working out and designing the system that register time intervals. In the first part of work it is considered two methods of connection of channels: association of channels or independent service of channels. Comparing the basic advantages and lacks of each method, the method of association of channels has been chosen. One of tasks was the breadboard model creation. The chosen method of association of channels allows creating a breadboard model in shorter terms and considerably simplifies sys-

tem, as the breadboard model purpose – the analysis of system general moments.

When associating channels it is necessary to solve some important points. One of them is overlapping of adjacent impulses. A necessary condition for successful association of impulses – $t_i > t_{ab}$, where t_i – an interval between impulses, and t_{ab} – block of association delay. However, as the system is intended for operation with casual streams of time characteristics, the system that filters impulses is required. Necessity of filtering of incoming impulses is required because the chips used in system, has certain delays.

To realize the filtering of impulses, the scheme from logical units “AND” and „NOT” is offered. Two main possibilities of impulses arrival in system are considered. The first variant – $t_i > t_{bs}$, where t_i – an interval between impulses, t_{bs} – the distributing signal delay in filtering system. In this case it's the highest probability of successful time interval registration. The second variant – $t_i < t_{bs}$. In this case it is required to make additional modeling of streams allocation to specify the time interval successful registration probability.

When associating the channels the additional scheme of saving the channel's number is required, because the data of temporarily interval registration without the additional information on channel number, from which they have been received, have no practical value. It is offered to connect expanded memory (FIFO) to save the channel number.

As in the projected logger two scales are used, exact (delay line) and rough (Grey counter), arises necessity of scales coordinating. For successful scales coordination it is necessary to satisfy two conditions: exact scale splitting quantity – $dl = 2^{gp} - 1$, where dl – a delay line position quantity, gp – quantity of additional positions encoded to the Gray code; the second condition – exact scale splitting should be allocated inside T period.

In a final chapter it is considered the processor usage possibility for following operations: record addresses generation in RAM type memory, memory blocks switching, post data from the counter and delay line processing, entering streams filter handling.

Валерий Загурский, Анатолий Морозов. Анализ и решение некоторых проблем в процессе проектирования многоканальной системы регистрации временных интервалов.

Основная цель работы – анализ и решение вопросов и проблем, связанных с проектированием многоканальной системы регистрации временных интервалов. Поскольку системы многоканальная, то первый вопрос, который надо было решить: метод обслуживания каналов. После того как каналы были объединены, необходимо было решить проблему перекрытия импульсов. Идеальная система (мгновенно реагирующая на приходящий сигнал) существует только теоретически, на практике в любой системе есть задержка распространения сигнала. По этой причине необходима фильтрация импульсов в том случае, если частота потока будет выше частоты, с которой может работать система. В проектируемой системе планируется использование двух шкал: точной шкалы (линия задержки) и грубой шкалы (счетчик Грея). Для успешного взаимодействия двух шкал необходимо согласовать (синхронизировать) их взаимную работу. В статье приводится схема объединения и временная диаграмма работы схемы. В последней части статьи рассматривается возможность введения в систему процессора, как координатора работы. Основные функции, которые будет выполнять процессор: постобработка данных со счетчика и линии задержки; подстройка фильтра импульсов, в зависимости от распределения входящего потока; генерация адресов записи в память вида RAM.

Matlab programmas lauks.m kods

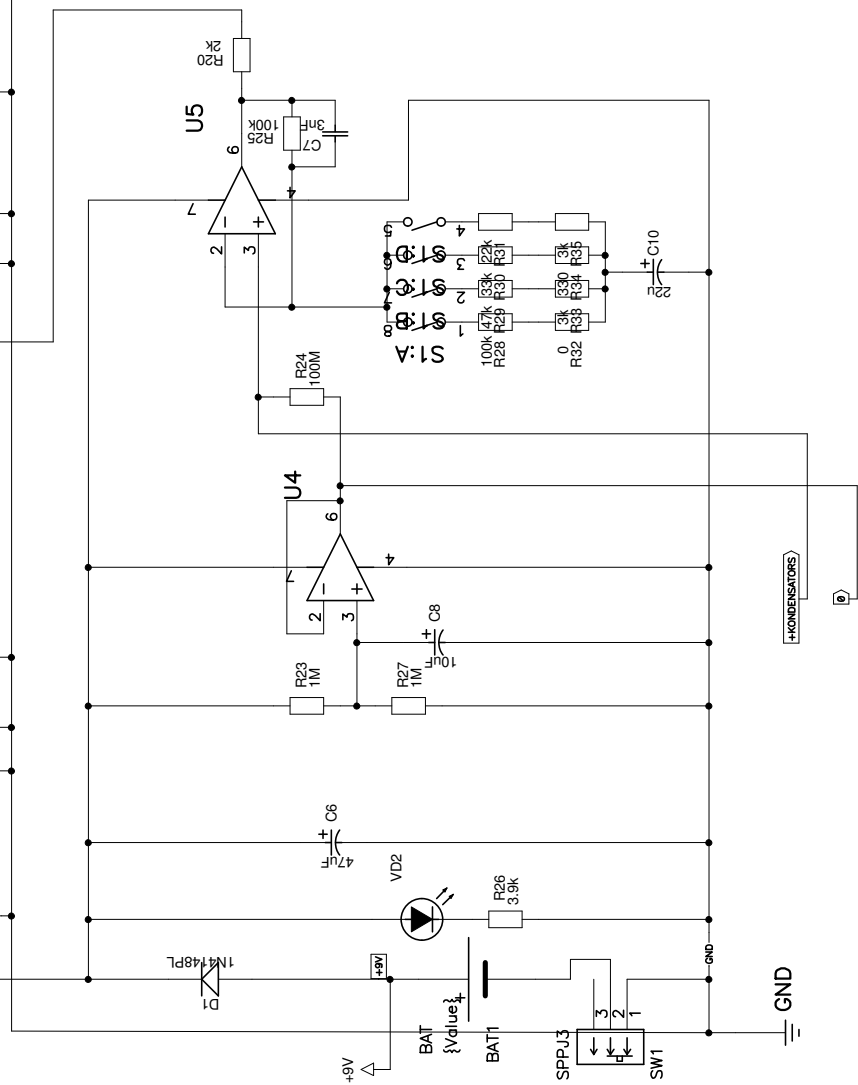
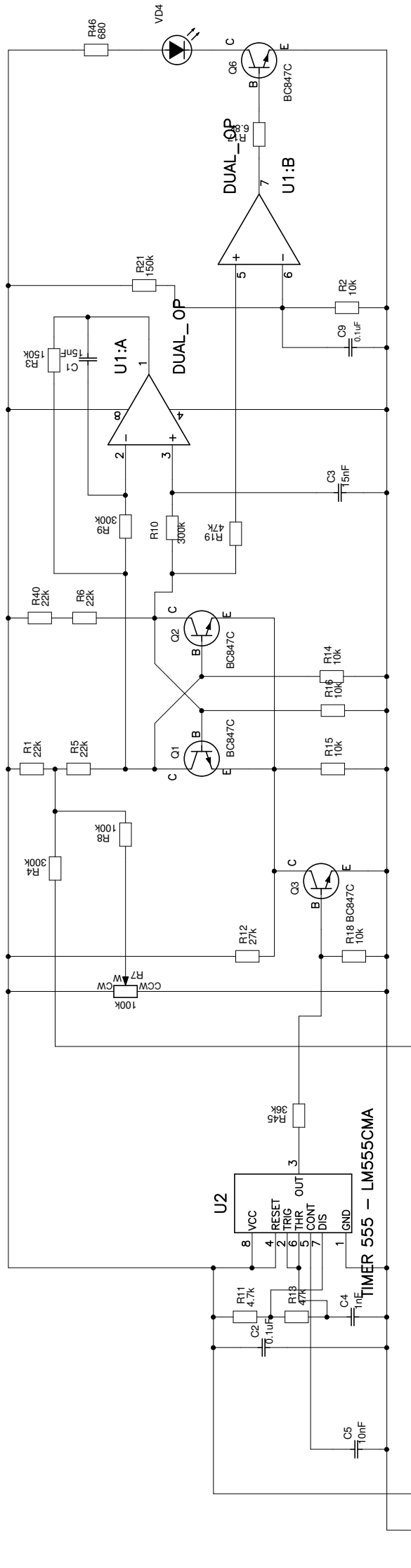
```

%%3-fāzu līnijas E-lauks, ja vadi vienādā augstumā.
t=.0001:.0001:.25;
clear E x fi N L S x X U0 fii fa
%h=input('h=');% augstums, kurā mēra lauku,m
h=4
D=1;% attālums starp drātīm,m
H=2.2;% staba augstums,m
a=.11;% vada diametrs,m
rob=2;
N=17;% VIETU SKAITS
d=2*rob/(N-1); %-----attālums starp mērījumiem
V1=230; V2=230; V3=230; %---pieliktaas faazes
Ro=[V1 V2 V3]/2/log(2*H/a);
for n=1:N
    x=d*(1-n)+rob;
    L1=(h-H)/((h-H)^2+(x-D)^2);L2=(h-H)/((h-H)^2+x^2);L3=(h-H)/((h-
H)^2+(x+D)^2);
    S1=(h+H)/((h+H)^2+(x-
D)^2);S2=(h+H)/((h+H)^2+x^2);S3=(h+H)/((h+H)^2+(x+D)^2);
    L(n,:)=[L1 L2 L3];
    S(n,:)=[S1 S2 S3];
    fi=pi/3;
    U1=Ro(1)*sin(20*pi*t+fi); U2=Ro(2)*sin(20*pi*t+2*pi/3+fi);
    U3=Ro(3)*(sin(20*pi*t+4*pi/3+fi));%
    E(n,:)=U1.*(L(n,1)-S(n,1))+U2.*(L(n,2)-S(n,2))+U3.*(L(n,3)-
S(n,3));
    options =
optimset('MaxFunEvals',96000,'MaxIter',96000,'TolFun',1e-
8,'TolX',1e-8);
    U0(n)=sqrt((Ro(1)*(L(n,1)-S(n,1)))^2+(Ro(2)*(L(n,2)-
S(n,2)))^2+(Ro(3)*(L(n,3)-S(n,3)))^2-...
(Ro(1)*(L(n,1)-S(n,1)))*(Ro(2)*(L(n,2)-S(n,2)))-(Ro(1)*(L(n,1)-
S(n,1)))*(Ro(3)*(L(n,3)-S(n,3)))-(Ro(2)*(L(n,2)-
S(n,2)))*(Ro(3)*(L(n,3)-S(n,3))));
    v=hilbert(E(n,:));fii(n,:)=atan2(imag(v),real(v))-20*pi*t;%
    neizmanto
    fa=max(fii,[],2);%hilberts pareizi darbojas, ja ir vairāk periodu.
end
E=E.*(1+randn(size(E))/100000);
E1_5=E;
%x=-49.5:.5:50;
x=-rob:d:rob;
[X,Y] = meshgrid(x,t(1:10:2500));
figure(11);plot(x,U0,'r--');grid
title('E=f(attālums)')
xlabel('metri')
ylabel('lauka stiprums')

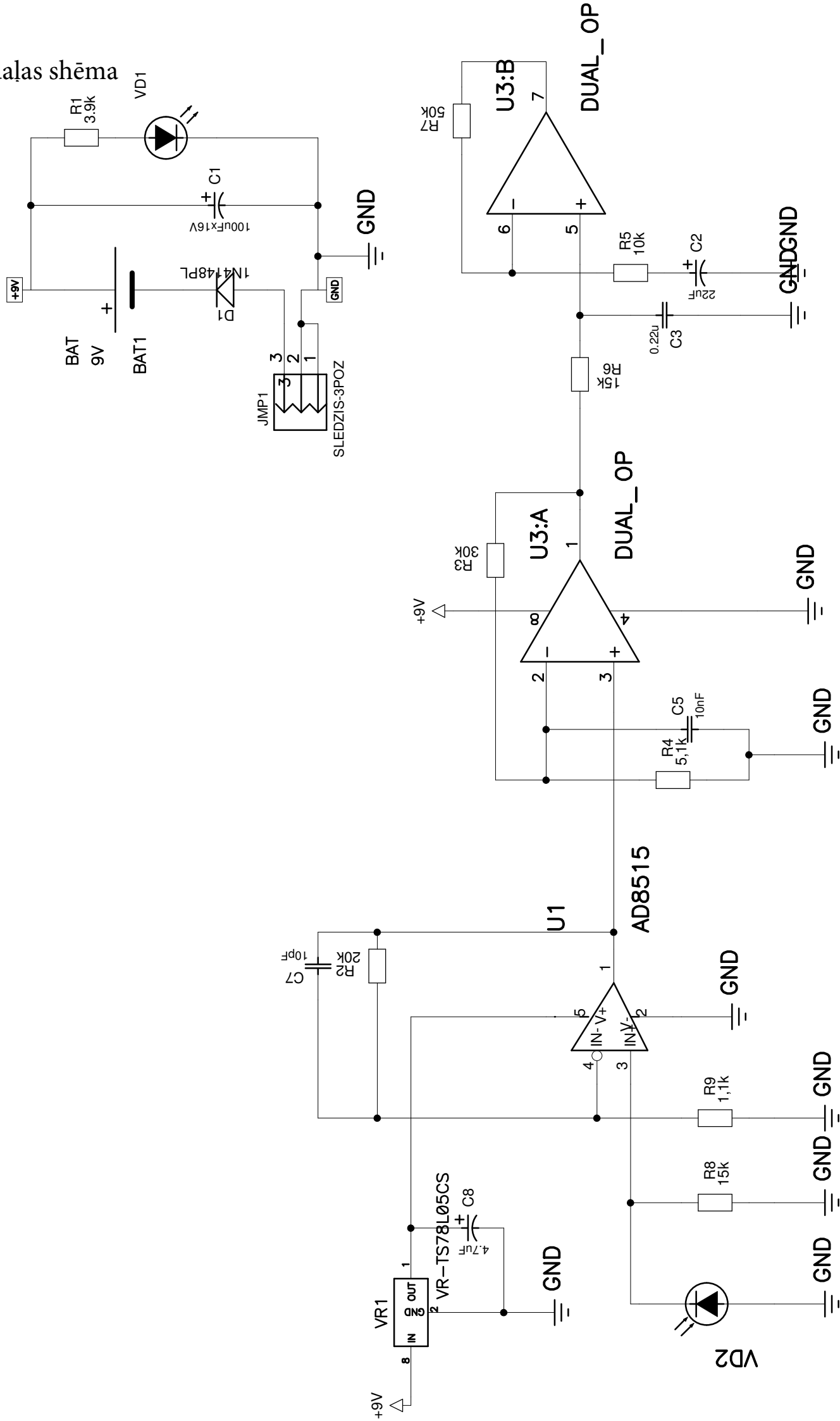
```

5. Pielikums

Raidošās daļas shēma



Uztverošās daļas shēma



SIGNAL-DEPENDENT TECHNIQUES FOR NON-STATIONARY SIGNAL SAMPLING AND RECONSTRUCTION

R. Shavelis, M. Greitans

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

ABSTRACT

The paper describes the processing of non-stationary signals, which takes the advantages offered by the use of signal-dependent techniques in sampling and analysis procedures. The level-crossing approach is exploited for signal sampling, whereby the local sampling density provides information about the local maximum spectral frequency of signal. The proposed method of signal reconstruction is based on filtering with a time-varying bandwidth, the value of which is estimated from the level crossing instants. The results of simulation are presented using speech as an example. The approach developed can be implemented using asynchronous design techniques and could be aimed at application in speech transmission over wireless networks.

Index Terms— Signal-dependent processing, level-crossing sampling, filter with a time-varying bandwidth.

1. INTRODUCTION

The spectral characteristics of signals of practical interest often change with time. Generally, a signal with time-varying spectral bandwidth can be approximated with fewer samples per interval using appropriate non-equidistantly spaced samples than using uniform sampling procedure, where the sampling rate is chosen taking into account the highest signal frequency. Intuitively speaking, the non-stationarity of a signal should be reflected in the process of analog-to digital conversion. For example, let us inspect a signal with high instantaneous frequency regions and low instantaneous frequency in other regions. It is more efficient to sample the low frequency regions at a lower rate than the high frequency regions.

A special class of non-uniform sampling is derived if the sampling process is driven by the signal itself – it is so called signal dependent sampling. Popular types of signal-dependent sampling are zero-crossing, reference signal crossing, level crossing or send-on-delta concepts. Particular attention should be paid to cases, where the local sampling density derives from the local properties of the signal. One of the sampling approaches with such a quality is level-crossing sampling, which will be used further in the paper as a tool for digital data capture from a continuous time signal.

2. LEVEL-CROSSING SAMPLING

The idea of level-crossing sampling (LCS) is based on the principle that samples are captured when the input signal crosses predefined levels. Such a sampling strategy has quite long history and is exploited for various applications [1, 2]. The quantization levels can be located arbitrarily, however, if there is no special reason, the typical solution is to dispose them uniformly along the amplitude range of the signal.

It has been shown that level-crossing sampling has several interesting properties and is more efficient than traditional sampling in many respects [3]. In particular, it can be related to the processing of non-stationary signals, because the local density of samples reflects the local characteristics of the signal [4]. If a waveform is changing rapidly, the samples are spaced more closely, and conversely – if a signal is varying slowly, the samples are spaced sparsely. This property allows tracking of the local maximum frequency in the signal spectrum in order to use it for data analysis. Since the level-crossing sampling scheme provides non-equidistantly spaced samples, appropriate processing methods must be developed.

3. RECONSTRUCTION OF SIGNAL WITH TIME-VARYING BANDWIDTH

There are several methods used for reconstruction of non-uniformly sampled band-limited signals. For correct recovery, they typically require that the maximal length of the gaps between the sampling instants does not exceed the Nyquist [5]. If a signal is non-stationary with time-varying spectral bandwidth, the global satisfying of this requirement is not an appropriate decision, because that provides redundant data. The use of level-crossing sampling scheme can reduce the amount of samples, because the intervals between samples are determined by signal local properties and by the number of quantization levels. The quality of processing can be improved if the recovery procedure takes into account the local bandwidth of the signal [6]. In the following subsections will be discussed proposed idea and methods for reconstruction using filters with time-varying bandwidth and for estimation of local maximum frequency of signal from its level-crossing samples.

3.1. Idea of signal-dependent reconstruction functions

The sampling theorem states that every bandlimited signal $s(t)$ can be reconstructed from its equidistantly spaced samples if the sampling rate equals or exceeds the Nyquist rate $2F_{max}$, where F_{max} is the maximum frequency in the signal spectrum. The reconstruction in time domain can be expressed as

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

where $\hat{s}(t)$ denotes reconstructed signal, N is the number of the original signal samples $s(t_n)$ and $h(t)$ is an appropriate impulse response of the reconstruction filter, classically, sinc-function

$$h_1(t) = \text{sinc}(2\pi F_{max}t) \quad (2)$$

If the signal with time-varying frequency bandwidth $f_{max}(t)$ is considered, then the sampling rate of the signal according to Nyquist must be at least $2F_{max}$, where $F_{max} = \max(f_{max}(t))$. In this case any information about the local spectral bandwidth is ignored during the sampling process. To take it into account, it is proposed instead of $h_1(t)$ to use more general function

$$h_2(t) = \text{sinc}(\Phi(t)), \quad (3)$$

where $\Phi(t) = 2\pi \int_0^t f_{max}(t)dt$ is the phase of the sinusoid, whose frequency changes in time as $f_{max}(t)$. If the signal is stationary and band-limited $f_{max}(t) = \text{const} = F_{max}$, equations (2) and (3) become equivalent. In case of non-constant $f_{max}(t)$ waveform of the reconstruction function $h_2(t)$ and the desired sampling instants t_n such that $\Phi(t_n) = n\pi$ are determined by $f_{max}(t)$. Samples are spaced non-equidistantly and the mean sampling frequency can be less than it is required by Nyquist criterion, which, in this case, should be satisfied rather in local than in global sense.

3.2. Reconstruction algorithm

To reconstruct the non-uniformly sampled signal according to equation (1), the reconstruction procedure involves signal resampling to the equidistantly spaced sampling set $\{t_n\}$ with sampling period $\Delta t = t_n - t_{n-1} = \frac{1}{2F_{max}}$. The estimation of $\hat{s}(t_n)$ is possible according to the simple iterative algorithm [5] the idea of which is to interpolate the sampled band-limited signal $s(t)$ by the sum $\check{s}_{s(t_m)}(t) = \sum_m s(t_m)\psi_m$ and filter it in order to remove high frequencies. Piecewise linear interpolation, which is well suited to level-crossing samples, uses ψ_m consisting of the triangular functions

$$\psi_m(t) = \begin{cases} \frac{t-t_{m-1}}{t_m-t_{m-1}} & \text{for } t_{m-1} \leq t < t_m, \\ \frac{t_{m+1}-t}{t_{m+1}-t_m} & \text{for } t_m \leq t < t_{m+1}, \\ 0 & \text{elsewhere.} \end{cases} \quad (4)$$

It is proved [5] that if the maximum length of the gaps between the sampling instants $\tau_{max} \leq \frac{1}{2F_{max}}$, then every $s(t)$ can be reconstructed from the values $s(t_m)$ of an arbitrary τ_{max} -dense sampling set $\{t_m\}$ iteratively. The recovery algorithm can be written as:

$$\begin{aligned} \hat{s}_0(t_n) &= \check{s}_{s(t_m)}(t_n); \\ \hat{s}_0(t) &= C[\hat{s}_0(t_n)]; \\ \hat{s}_i(t_n) &= \hat{s}_{i-1}(t_n) + \check{s}_{(s-\hat{s}_{i-1})(t_m)}(t_n); \\ \hat{s}_i(t) &= C[\hat{s}_i(t_n)], \end{aligned} \quad (5)$$

where i indicates the number of iteration. The linear operator C denotes filtering as the convolution of samples $s(t_n)$ with impulse response $h_1(t)$ of the filter according to equation (1).

The sampling of non-stationary signal using level-crossing scheme does not ensure the satisfaction of the requirement $\tau_{max} \leq \frac{1}{2F_{max}}$. Direct application of above described algorithm leads to the considerable reconstruction error, therefore two substantial enhancements are introduced to the algorithm described above - performing resampling to the non-equidistantly spaced values and the use of filter with impulse response $h_2(t)$ instead of classical $h_1(t)$. The resampling instants t_n are determined by $\Phi(t)$, which depends on $f_{max}(t)$, that in general case is not known in advance. To solve this problem, an algorithm is developed, which estimates the time-varying instantaneous maximum frequency using information about locations of level-crossings.

3.3. Estimation of instantaneous maximum frequency

The obvious ways to estimate the local bandwidth of the signal is by finding its time-frequency representation (TFR) using, for example, short-time Fourier transform, wavelet transform or Wigner-Ville distribution. These methods are developed for uniformly sampled signals, however, there are some modifications in order to find the TFR of non-uniformly sampled signals [7]. The use of such approach is time consuming, therefore a simpler method is considered that is based on empirical evaluations.

To estimate the function $\hat{f}_{max}(t)$ from samples $s(t_m)$, starting with the initial index value $m = 0$ two pairs of successive level-crossing samples $s(t_{m'_j}) = s(t_{m'_j+1})$ and $s(t_{m''_j}) = s(t_{m''_j+1})$ are found such that $m'_j > m''_j$ and the difference $m'_j - m''_j$ is minimal. Thereafter the next two pairs are found considering that $m'_{j+1} = m''_j$. For each $j = 1, 2, \dots$ the value f_j is calculated as

$$f_j = \left(t_{m''_j} + t_{m''_j+1} - t_{m'_j} - t_{m'_j+1} \right)^{-1} \quad (6)$$

If a single sinusoid is sampled, then $f_j = f_{j+1}$ for all j and it equals the frequency of the sinusoid. If the signal consists of more harmonics, then f_j for different j vary around the average value of $\bar{f} = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J f_j$, where J is the total number of

detected pairs within the observation time of the signal. Experiments show that $\hat{f}$ is close to the frequency of the highest component. The estimate of function of instantaneous maximum frequency $\hat{f}_{max}(t)$ can be obtained by $\{f_j\}$ approximation with polynomials $p_k(t)$

$$\hat{f}_{max}(t) = \alpha \sum_k p_k(t) + \gamma, \quad (7)$$

where α and γ are coefficients increasing frequency value to ensure the estimate exceeds $f_{max}(t)$.

4. APPLICATION TO SPEECH PROCESSING

Speech transmission is one of the most important and common services in telecommunication networks. One of the basic prerequisites for successful speech transmission over data channels is the use of an effective speech encoding technique. It should compress the speech signal at the sender's end and decompress the digital codes to reconstruct the speech with satisfactory quality at the receiver's end. The main concern for system designers is to preserve the best speech quality and at the same time reduce the necessary bit rate of data transmission. To achieve such efficiency more and more sophisticated speech-coding algorithms are used that need more memory and computational load.

On the other hand, it is attractive if electronic devices, which perform speech transmission, can be miniaturized with low power consumption, especially in wireless equipment. A simplified block diagram of the "classical" speech transmission approach is illustrated in Fig. 1a. Speech digitizing is based on clock-driven analog-to-digital (A/D) converter, which is followed by a digital signal processing (DSP) block. As a result, the speech data can be compressed approximately ten times, which considerably diminishes the power consumption of the sender (important for wireless system) as well as the load on the data transmission channel (important for VoIP system).

The algorithm described above can be implemented in an alternative structure of speech processing and transmission system, which is based on event-driven A/D conversion and is proposed in [6]. The block diagram of the system is shown in Fig. 1b. It can be seen that this structure provides substantial simplification of the sender part of the system. Application of the method developed to speech processing is motivated by the properties of speech signals. Within the naturally spoken language, pauses and disfluencies occur quite often, which do not provide useful information from the point of view of speech coding. In classical case they are extracted after the A/D conversion during the speech encoding procedure, while level-crossing sampling based A/D converter simply does not capture samples during pauses. In such a way, it is possible to considerably decrease the data flow on the ADC output without additional data encoding. A slightly different application of the idea of signal encoding using level crossings is

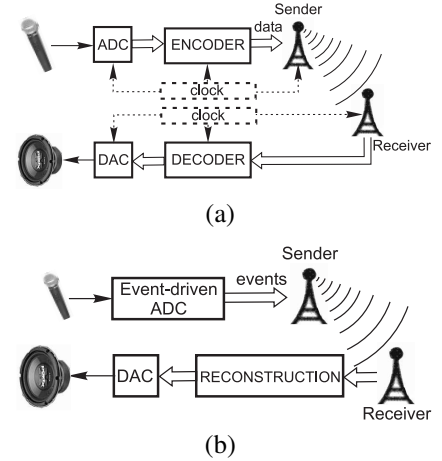


Fig. 1. Different structures of speech transmission systems: (a) traditional clock-based; (b) proposed event-driven.

discussed in [8]. Also in this case, the speech signal is taken as an example for illustration of the method.

5. SIMULATION RESULTS

The performance of the signal-dependent algorithm was tested on a speech signal taken from the TIMIT database (/timit/train/dr1/mtpf0 /sx335.wav; sampling frequency 16 kHz). The signal had been low-pass filtered with a cut-off frequency of 4 kHz, and interpolated by sinc functions to obtain level-crossing samples. Using 10 quantization levels 3301 samples were obtained during 3.8 seconds of the test phrase (mean sampling rate is about 870 samples per second). Uniform sampling at rate of 8 kHz provides 30400 samples. The waveform and the samples captured by LCS are illustrated in Fig. 2a. The time-frequency representation of the signal obtained by STFT is shown in Fig. 2b. The black bold line represents the instantaneous maximum frequency $\hat{f}_{max}(t)$ of the signal estimated according to (7). From the figure follows that the bandwidth of reconstruction filter will vary in the spectral range up to 4 kHz.

After the estimation of $\hat{f}_{max}(t)$ the recovery procedure (5) is applied to carry out filtering with time-varying bandwidth. The reconstructed speech after the 10th iteration is shown in Fig. 3. The result depends on the number of quantization levels as well as on the number of iterations. Fig. 4 shows the dependency of reconstruction error $\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (s(t) - \hat{s}_i(t))^2 dt}$ on the number of iterations i . The grey and black lines illustrate the cases, where 10 and 20 quantization levels are used providing, respectively, 3301 and 8509 level-crossing samples during 3.8 seconds of the test phrase. The solid lines correspond to the proposed recovery procedure with time-varying filtering, while the dashed lines show the reconstruction error obtained by using filter with a

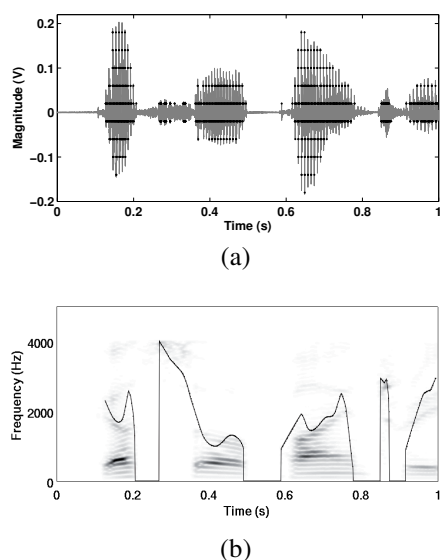


Fig. 2. Fragment of the test speech sentence (samples as black points) (a), and its STFT (black line shows the estimated time-varying maximum frequency) (b).

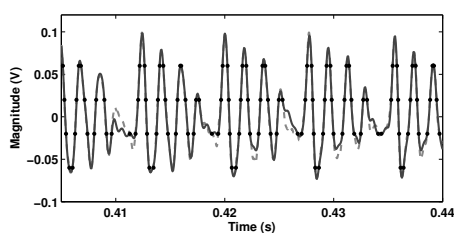


Fig. 3. Reconstructed speech signal (black solid line).

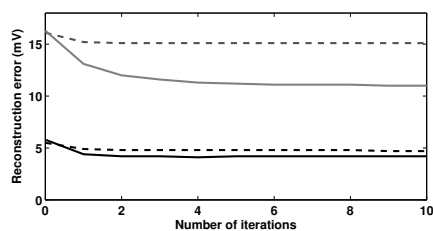


Fig. 4. Dependency of reconstruction error from the number of iterations (the upper and lower lines correspond to 10 and 20 quantization levels respectively)

fixed frequency bandwidth (4 kHz). The error becomes less as the number of iterations increases.

6. CONCLUSIONS

The proposed approach for non-stationary signal processing uses signal dependent techniques: level crossing sampling

for data acquisition and filtering with time-varying bandwidth for signal reconstruction. The information carried by level-crossing samples is employed in two ways – time instants of samples are used to estimate the instantaneous maximum frequency of the signal, while the amplitude values of samples are used in reconstruction algorithm. The reconstruction procedure is based on the use of iterative filtering with time-varying bandwidth filters. The enhancement of classical signal reconstruction approach is made by introducing signal-dependent, "non-stationary" impulse response and re-sampling to the corresponding, nonuniform sampling set.

Speech signal processing is demonstrated as one of the application areas. Simulation results show advantages of proposed method, which are related to the exclusion of pauses and disfluencies from processing before A/D conversion as well as to the possibility of decrease in sampling density. In case of 10 quantization levels audial perception remains good, while the number of samples is reduced 9 times in comparison with standard uniform processing.

7. REFERENCES

- [1] P. Ellis, "Extension of phase plane analysis to quantized systems," *IRE Transactions on Automatic Control*, vol. 4(2), pp. 43–54, 1959.
- [2] M. Miskowicz, "Send-on-delta concept: An event-based data reporting strategy," *Sensors*, vol. 6, pp. 49–63, 2006.
- [3] E. Allier and G. Sicard, "A new class of asynchronous a/d converters based on time quantization," in *Proc. of International Symposium on Asynchronous Circuits and Systems ASYNC'03*, 2003, pp. 196–205.
- [4] M. Greitans, "Processing of non-stationary signal using level-crossing sampling," in *Proc. of the International Conference on Signal Processing and Multimedia Applications SIGMAP'06*, 2006, pp. 170–177.
- [5] H. G. Feichtinger and K. Grochening, "Theory and practice of irregular sampling," 1994.
- [6] M. Greitans and R. Shavelis, "Speech sampling by level-crossing and its reconstruction using spline-based filtering," in *Proceedings of the 14th International Conference IWSSIP 2007*, 2007, pp. 305–308.
- [7] M. Greitans, "Time-frequency representation based chirp-like signal analysis using multiple level crossings," in *Proceedings of the 15th European Signal Processing Conference EUSIPCO 2007*, 2007.
- [8] R. Kumaresan and N. Panchal, "Encoding bandpass signals using level crossings: A model-based approach," in *Audio Engineering Society 123rd Convention*, 2007.

SIGNAL-DEPENDENT ANALYSIS OF SIGNALS SAMPLED BY SEND ON DELTA SAMPLING SCHEME

M.Greitans, R.Shavelis

*Institute of Electronics and Computer Science, 14 Dzerbenes str., Riga, Latvia
modris_greitans@edi.lv, shavelis@edi.lv*

Keywords: Signal driven A/D conversion, send on delta sampling scheme, spectral analysis, signal dependent transformation.

Abstract: Interest in the application of signal driven sampling schemes is increasing as they offer various advantages over traditional sampling. The paper describes the principles and discusses the properties of sampling, which is based on the send-on-delta concept. In such a way, it is possible to decrease the sampling density, and since the samples are placed non-equidistantly it is possible to suppress the distortion due to frequency aliasing. The non-uniform location of samples requires an advanced processing method. The paper discusses the spectral estimation, which is based on the use of a bank of minimum variance filters. To improve the resolution and accuracy, iterative updating of autocorrelation matrix is used. The results of simulations are presented. The use of an iterative algorithm allows correcting spectral estimation even if the mean sampling density is several times less than the Nyquist criterion. The proposed approach can be of interest for distributed wireless data acquisition in remote sensing systems, because it allows the amount of transmitted data to be decreased considerably.

1 INTRODUCTION

Regarding signal sampling procedures, generally, the signal can be approximated with fewer samples per interval using appropriate non-equidistantly spaced samples than using a uniform sampling procedure, where the sampling frequency is defined taking into account only the highest signal component. The problem of processing non-uniformly sampled signals has quite a long history. However it typically deals with cases, where non-uniformity is introduced in a deliberate or deterministic way. Intuitively speaking, the sampling flow has to reflect the local properties of the signal. For example, it is more efficient to sample the low frequency regions at a lower rate than the high frequency regions. A special class of non-uniform sampling is derived if the sampling process is driven by the signal itself this is so called signal dependent sampling. The popular types of signal-dependent sampling are zero crossing, reference signal crossing, level crossing or send-on-delta concepts.

In the paper, sampling based on the send-on-delta

(SoD) concept is employed. The motivation of such a choice is based on three key aspects. Firstly, it is signal dependent sampling, which offers various advantages over traditional uniform sampling (Hauck, 1995). Secondly, this sampling scheme can be simply implemented in hardware, because it guarantees a certain minimal interval between samples. Thirdly, the non-uniformity in sampling provides the possibility of suppressing frequency aliasing (Masry, 1978), and therefore the SoD scheme can be used to reduce the sampling density in comparison with the Nyquist rate. The properties of send-on-delta sampling will be discussed in Section 2.

The reason, why the SoD sampling is not widespread in practice, lies in the fact that such digitized signals can not always be successfully processed using standard algorithms. One of the main processing tasks is the estimation of the signal spectrum. In the case of uniform sampling, the Nyquist criterion determines the minimum sampling rate, which must be fulfilled in order to avoid frequency aliasing. To estimate the spectrum of a non-uniformly sam-

pled signal, an advanced signal processing method is required, especially in the cases where the sampling density can be below the Nyquist criterion. The paper discusses the spectrum estimation method that is based on signal-dependent transform (Greitans, 2005), which uses the minimum variance filter principle and provides spectral estimation with high resolution and accuracy. The algorithm will be described in Section 3, and simulation results will be shown in Section 4.

2 SEND-ON-DELTA SAMPLING

According to the level-crossing (LC) concept the sampling is triggered if the input signal crosses any of the fixed quantization levels (Allier and Sicard, 2003). The principle of LC sampling is illustrated in Figure 1a. The number of samples captured depends on signal itself (Mark and Todd, 1981), (Greitans, 2006). The minimum distance $\Delta t_{min} = \min(\Delta t_n)$, where $\Delta t_n = t_{n+1} - t_n$, between the sampling points t_n can be very small and thus the analog-to-digital (A/D) converter can not ensure all the samples are captured due to the limited performance of electronic components.

2.1 Sampling Scheme

The situation changes in case of send-on-delta sampling scheme, according to which the sampling is triggered if the signal deviates by defined value $\Delta l > 0$, called the threshold, or delta (Miskowicz, 2006). The principle of SoD sampling is shown in Figure 1b. There is a constant difference equal to Δl between consecutive signal values

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

where $s(t_n)$ is a signal sample at the time instant t_n . The threshold Δl determines the resolution of signal observations. The smaller Δl , the higher resolution of input signal tracking.

2.2 Minimum Sampling Interval

Obviously, $N_{LC} \geq N_{SoD}$, where N_{LC} and N_{SoD} are the numbers of samples captured by using respectively LC and SoD sampling schemes. The minimum distance Δt_{min} in case of SoD depends on Δl and on the spectral properties of the signal. For example, if a single sinusoid

$$s(t) = A \sin(2\pi f t + \varphi) \quad (2)$$

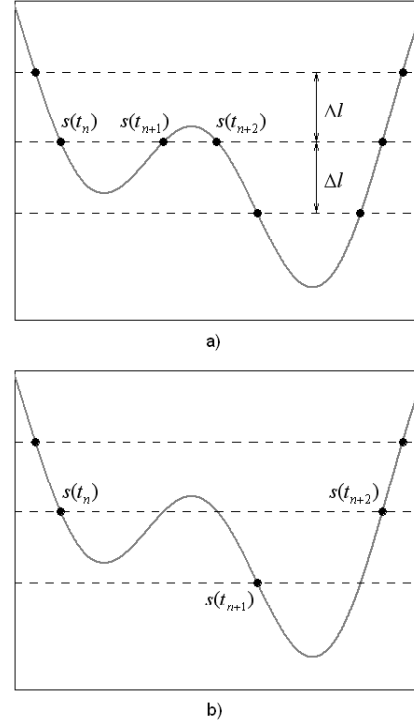


Figure 1: Signal dependent sampling based on a) level-crossing and b) send-on-delta concepts.

is sampled, then the minimum distance, if $\omega = 2\pi f$, is

$$\Delta t_{min} \geq \frac{\Delta l}{2A\pi f} = \frac{\Delta l}{A\omega} \quad (3)$$

as the maximum value of derivative is $A\omega$.

Another example is the signal with constant power spectral density

$$P(f) = \begin{cases} A^2 & \text{for } |f| \leq f_{max} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (4)$$

To achieve the maximum slope of such a signal the phase has to be the same at all frequencies. In this case the iverse Fourier transform is described by *sinc* function:

$$s(t) = 4A\pi f_{max} \text{sinc}(2\pi f_{max} t) \quad (5)$$

To estimate the maximum value of derivative of $s(t)$, lets first look at signal $u(t) = \text{sinc}(t) = \frac{\sin(t)}{t}$. The first and second order derivatives of $u(t)$ are:

$$u'(t) = \frac{t \cos(t) - \sin(t)}{t^2} \quad (6)$$

and

$$u''(t) = \frac{-t^2 \sin(t) - 2t \cos(t) + 2 \sin(t)}{t^3} \quad (7)$$

To estimate the maximum value of (6), we solve the equation

$$u''(t) = 0 \quad (8)$$

From (8) it follows, that $t \neq 0$ and

$$t \cos(t) = \sin(t) - 0.5t^2 \sin(t) \quad (9)$$

Lets say we have the solution of (9) if $t = t_0$, then inserting (9) into (6) gives:

$$u'(t_0) = -0.5 \sin t_0 \quad (10)$$

It means, that the maximum value of $u'(t)$

$$u'(t)_{\max} \leq \frac{1}{2} \quad (11)$$

In turn, the derivative of $s(t)$ can be expressed as

$$s'(t) = 8A\pi^2 f_{\max}^2 (\text{sinc}(t))' = 8A\pi^2 f_{\max}^2 u'(t). \quad (12)$$

From (12) and (11) follows, that the maximum value of $s'(t)$

$$s'(t)_{\max} \leq 4A\pi^2 f_{\max}^2 = A\omega_{\max}^2 \quad (13)$$

and the minimum distance

$$\Delta t_{\min} \geq \frac{\Delta l}{A\omega_{\max}^2}. \quad (14)$$

2.3 Sampling Density

Due to the signal-dependent nature of SoD, the sampling density depends on the statistical characteristics of the signal. If l_k are the values of quantization levels crossed by the signal, then in case of only one quantization level l_1 the number of SoD samples captured will be $N_{l_1} = 1$. In case of two levels l_1 and l_2 the numbers of samples $N_{l_1} = N_{l_2}$ as every next sampling is triggered by crossing the quantization level, which differs from the previous one. If we start the numbering of levels from the lower one, then in case of three levels l_1 , l_2 and l_3 the numbers of samples $N_{l_1} = N_{l_2} - N_{l_3}$ since SoD captures at the second level is also caused by the third level. In general, if there are K quantization levels, then

$$N_{l_1} = \sum_{k=2}^K (-1)^k \cdot N_{l_k} \quad (15)$$

Now let us first discuss the case, when the signal is sampled by level crossing. For a single sinusoid $A \sin(2\pi ft + \phi)$ each quantization level during one period is crossed twice and the sampling density can be expressed as

$$\sigma_{LC} = 2Kf. \quad (16)$$

For a zero mean Gaussian process with power spectral density given by expression (4) the expected value of the sampling density is (Mark and Todd, 1981):

$$E[\sigma_{LC}] = \frac{2f_{\max}}{\sqrt{3}} \sum_{k=1}^K e^{-\frac{l_k^2}{4A^2 f_{\max}^2}}, \quad (17)$$

Now let us analyse the SoD case for both previously chosen signals. For a single sinusoid each quantization level gives two SoD samples during one period. The exception is with the upper and lower levels each giving only one SoD sample per period. Thus, the sampling density can be expressed as

$$\sigma_{SoD} = 2(K-1)f \quad (18)$$

for $K \geq 2$. If $K = 1$, then only one SoD sample will be captured during the whole observation time of the signal. For the Gaussian process the estimation of sampling density is not so obvious. To simplify the analysis, we assume the signal, whose consecutive local extremes are with different signs varying around zero level as shown in Figure 2. The number of quantiza-

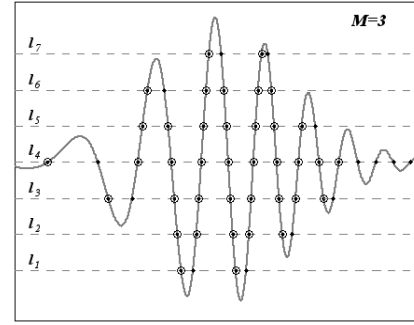


Figure 2: Signal for simplified analysis of SoD sampling density. The black points are LC samples, while the small circles are SoD samples.

tion levels is $K = 2M + 1$ with $2M$ levels placed symmetrically around the zero level. The number of SoD samples captured can be estimated from the number of LC samples for each quantization level. Obviously for the first level we get

$$N_{SoD_{l_1}} = \frac{N_{LC_{l_1}}}{2}. \quad (19)$$

For the second level we get

$$N_{SoD_{l_2}} = \frac{N_{LC_{l_2}} - N_{LC_{l_1}}}{2} + N_{LC_{l_1}} = \frac{N_{LC_{l_2}} + N_{LC_{l_1}}}{2}. \quad (20)$$

And similarly for the M th level we get

$$N_{SoD_{l_M}} = \frac{N_{LC_{l_M}} + N_{LC_{l_{M-1}}}}{2}. \quad (21)$$

The number of SoD samples captured on the zero level equals the number of LC samples on the M th level

$$N_{SoD_{l_{M+1}}} = N_{LC_{l_M}}. \quad (22)$$

The total number of SoD samples captured, assuming that $N_{SoD_{l_m}} = N_{SoD_{l_{K+1-m}}}$, is

$$N_{SoD} = 2(N_{SoD_{l_1}} + \dots + N_{SoD_{l_M}}) + N_{SoD_{l_{M+1}}}. \quad (23)$$

From (21), (22) and (23) follows, that

$$N_{SoD} = 2 \left(N_{LC_{l_1}} + N_{LC_{l_2}} \dots + N_{LC_{l_M}} \right) \quad (24)$$

and considering (17) the sampling density is

$$E[\sigma_{SoD}] = \frac{4f_{max}}{\sqrt{3}} \sum_{k=1}^{\frac{K-1}{2}} e^{-\frac{l_k^2}{4A^2 f_{max}}}. \quad (25)$$

3 SIGNAL DEPENDENT SPECTRUM ANALYSIS

Typically the digital spectral analysis is based on the transformation of the signal samples set $\{x(t_n)\}$ from time to frequency domain by a set of transformation functions $\{W(f, t_n)\}$

$$X(f) = \sum_n x(t_n) W(f, t_n), \quad (26)$$

For example, the discrete Fourier transform is based on the set of exponent functions $\{e^{-j2\pi f t_n}\}$ that are unrelated to the spectral nature of the signal.

In order to construct signal dependent transformation functions an approach using Minimum variance (MV) filter is suggested. The basic idea of the MV filter is to minimize the variance of the signal on the output of a selective filter. The frequency response of such a filter adapts to the spectral components of the input signal on each frequency of interest (Marple, 1987).

Given the filter coefficients $a_1, a_2, \dots, a_p$, the output of the filter at time n is

$$y_n = \sum_{k=1}^p a_k x_{n-k} = \mathbf{x}^T(n) \mathbf{a}, \quad (27)$$

where $\mathbf{x}^T(n) = [x_n, x_{n-1}, \dots, x_{n-p+1}]$ and $\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_p]^T$. The variance of the output signal is determined as

$$\rho = E \left\{ |y_n|^2 \right\} = \mathbf{a}^H \mathbf{R} \mathbf{a}, \quad (28)$$

where $\mathbf{R} = E \left\{ \mathbf{x}^*(n) \mathbf{x}^T(n) \right\}$ is the autocorrelation matrix and $E \left\{ \cdot \right\}$ denotes the expectation operator. The filter coefficients are found to ensure the sinusoidal signal with frequency f_0 passes through the filter designed for this frequency without distortion and the variance (28) for spectral components differing from f_0 is minimal. The first condition can be written as

$$\sum_{n=1}^p a_n e^{-j2\pi f_0 t_n} = \mathbf{e}^H(f_0) \mathbf{a} = 1, \quad (29)$$

where $\mathbf{e}(f_0) = [e^{j2\pi f_0 t_1}, e^{j2\pi f_0 t_2}, \dots, e^{j2\pi f_0 t_p}]^T$. It means that the gain of the filter response on frequency

f_0 is one. In order to satisfy the second requirement under condition (29) the coefficients of the MV filter for the frequency f_0 are determined as (McDonough, 1983):

$$\mathbf{a}_{MV}(f_0) = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{e}(f_0)}{\mathbf{e}^H(f_0) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{e}(f_0)}. \quad (30)$$

Inserting (30) into (28) gives the minimum variance:

$$\rho_{MV} = \frac{1}{\mathbf{e}^H(f_0) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{e}(f_0)}. \quad (31)$$

The value (31) indicates the power of spectral components of the input signal at the frequency f_0 .

The proposed approach assumes that frequency band of spectral analysis is covered by a set of such MV filters. In general, the frequencies of these filters can be chosen arbitrarily. The particular case is if the filter frequencies are located equidistantly and the frequency step is selected equal to the frequency step $\Delta f = \frac{1}{\Theta}$ of the Discrete Fourier transform (DFT), where Θ is observation time of the signal being analyzed. To obtain a high resolution spectral estimation, it is reasonable to select the frequency step several times smaller than the Fourier frequency step.

The expression (31) requires the knowledge of the signal autocorrelation. The Wiener-Khinchin theorem relates it to the power spectral density $P(f)$ via the Fourier transform:

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} P(f) e^{j2\pi f \tau} df \quad (32)$$

In order to obtain $P(f)$ estimate at the frequencies $\mathbf{f} = [f_1, f_2, \dots, f_M]$ from the non-uniformly spaced signal samples $\hat{\mathbf{x}} = [x_1, x_2, \dots, x_N]$ the DFT can be used

$$\hat{\mathbf{p}}^{(DFT)} = \left| \frac{\hat{\mathbf{x}} \mathbf{B}^T}{N} \right|^2, \quad (33)$$

where $\mathbf{B}$ is $M \times N$ matrix whose element in row m and column n is $b_{mn} = e^{-j2\pi f_m t_n}$. The elements of autocorrelation matrix from the spectral estimation can be calculated on the bases of inverse DFT

$$\hat{r}_{lk} = \sum_{m=1}^M \hat{p}_m^{(DFT)} b_{ml}^* b_{mk}. \quad (34)$$

As the signal autocorrelation matrix (34) is rather rough estimate then the resulting PSD function values $\hat{\mathbf{P}} = [\hat{p}_1, \hat{p}_2, \dots, \hat{p}_M]$, where $\hat{p}_m = \rho_{MV}(f_m)$, obtained by (31)

$$\hat{\mathbf{P}} = \frac{1}{\text{diag}(\mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^H)} \quad (35)$$

will not provide precise results.

To increase the precision a special iterative algorithm is used (Liepinsh, 1996), (Greitans, 1997) according to which the $(i+1)$ -th order estimate of signal autocorrelation matrix is updated from i -th order

$\hat{\mathbf{P}}^{(i)}$ estimate in the following way

$$\hat{r}_{lk}^{(i+1)} = \sum_{m=1}^M \hat{p}_m^{(i)} b_{ml}^* b_{mk}. \quad (36)$$

The values $\hat{\mathbf{P}}^{(i)}$ are obtained as

$$\hat{\mathbf{P}}^{(i)} = \left| \frac{\hat{\mathbf{x}} \mathbf{R}^{(i)-1} \mathbf{B}^H}{\text{diag}(\mathbf{B} \mathbf{R}^{(i)-1} \mathbf{B}^H)} \right|^2 \quad (37)$$

considering that the power of the output of the designed MV filter

$$p(f_0) = |\hat{\mathbf{x}} \mathbf{a}_{MV}(f_0)|^2 \quad (38)$$

is interpretable similarly to the power of the output of selective Fourier filter

$$p_{DFT}(f_0) = |\hat{\mathbf{x}} \mathbf{e}^*(f_0)|^2 \quad (39)$$

at the frequency f_0 .

The iteration process begins with the initial PSD values $\hat{\mathbf{P}}^{(0)} = \hat{\mathbf{P}}^{(DFT)}$. The iteration process can be stopped when the difference $\|\hat{\mathbf{P}}^{(i+1)} - \hat{\mathbf{P}}^{(i)}\|$ becomes small.

4 SIMULATION RESULTS

As a test-signal an autoregressive moving-average (ARMA) process with AR coefficients $c(1) = -2.76$, $c(2) = 3.809$, $c(3) = -2.654$, $c(4) = 0.924$ and MA coefficients $d(1) = -0.9$, $d(2) = 0.81$ was used. The PSD function of such signal is given as (Marple, 1987):

$$P_{ARMA}(f) = \frac{1}{2f_{max}} \left| \frac{1 + \sum_{v=1}^V d(v) e^{-j\pi v f / f_{max}}}{1 + \sum_{u=1}^U c(u) e^{-j\pi u f / f_{max}}} \right|^2, \quad (40)$$

and is shown as a dashed line in Figure 3.

To show the potential of the send-on-delta sampling and performance of proposed signal-dependent method, the results were compared with uniformly sampled signal case. The test-signal with $f_{max} = 0.5$ was sampled during 256 seconds and processed with iterative algorithm described in Section 3. The solid line in Figure 3a illustrates the PSD estimate if signal is sampled uniformly at Nyquist rate (256 samples), while the dotted line shows spectrum estimated by the standard minimum variance filter (Capon filter) approach. The plots are the averages of 100 independent realizations (Li and Stoica, 1998). If the sampling rate is reduced two times (128 samples), the frequency aliases appear as shown in Figure 3b.

In order to obtain SoD samples, the uniformly sampled signal (at Nyquist rate) was interpolated by

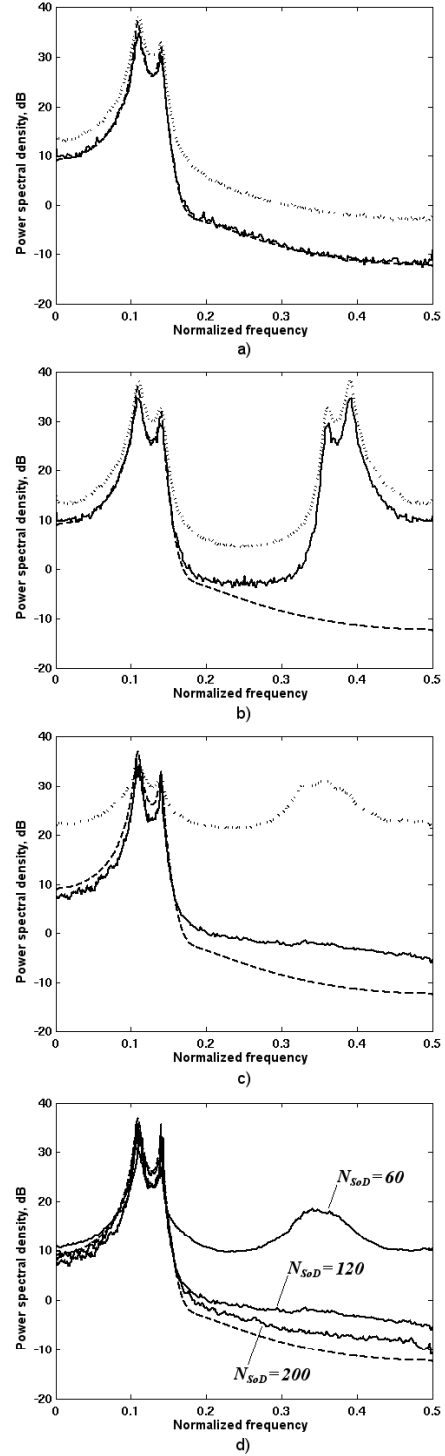


Figure 3: PSD estimates using different sampling schemes: a) uniform at Nyquist rate, b) uniform below Nyquist rate, c) SoD with 11 levels d) SoD with 7, 11 and 15 levels (dashed line - true PSD, dotted line - estimate without iterations and solid line - estimate after the 10th iteration.

sinc functions. To decrease the interpolation error the test-signal with duration of 512 seconds was interpolated and thereafter sampled by SoD from 128 to 384 seconds. Figure 3c demonstrates the case, where the sampling was done using 11 quantization levels. In total 120 samples (the average number for 100 independent realizations) were captured. The dotted line shows PSD estimate obtained by the expression (35) without iterative updating of autocorrelation matrix $\mathbf{R}$. The frequency aliasing is well observable. The iterative procedure improves the result and suppresses aliasing. It is shown in figure by solid line, which illustrates PSD obtained after the 10th iteration. The estimate is quite close to true PSD values and is better than the result obtained in uniform sampling case at Nyquist rate using the standard Capon filter approach.

If the number of SoD quantization levels was decreased to seven then average 60 samples were captured. The results after the 10th iteration are illustrated in Figure 3d. In this case the aliasing is suppressed, but still appears and the PSD estimate does not reach the lower power level of true PSD (-10dB). The obtained result is similar with the PSD estimated by "classical" method (see dotted line in Figure 3a).

5 CONCLUSIONS

The use of send-on-delta sampling provides several interesting features – the local sampling density reflects the local properties of the signal, samples are without quantization errors in amplitude, non-uniform location of sampling instants allows suppression of frequency aliasing that leads to the possibility of processing signals with a reduced sampling density. As was shown in the paper, in contrast to the level-crossing sampling, the SoD scheme guarantees a certain minimal interval between samples, which is a principal factor for practical implementations. However it is done at the expense of decreasing the number of samples.

To deal with non-uniformity and the reduced density of sampling flow, it was proposed to use a processing method, which is based on signal dependent transformation. The shortage of samples can be compensated by the iterative update of the estimation of the autocorrelation matrix. Simulation results show correct spectral estimation even if the sampling density is decreased several times in relation to the Nyquist rate. However it is done at the expense of an increased computation burden, because a linear system of equations has to be solved in each iteration.

In fact, the complexity of the data acquisition phase is transferred to the processing phase. Such

a strategy offers possibilities for distributed wireless data acquisition in remote sensing systems. The signal dependent nature of sampling, the decreased number of samples and the possibility to code data with one bit using position on time axis allow considerably diminish the amount of transmitted data.

REFERENCES

- Allier, E. and Sicard, G. (2003). A new class of asynchronous a/d converters based on time quantization. In *ASYNC'03, Proc. of International Symposium on Asynchronous Circuits and Systems*.
- Greitans, M. (1997). Iterative reconstruction of lost samples using updating of autocorrelation matrix. In *SampTA'97, Proc. of the International Workshop on Sampling Theory and Applications*.
- Greitans, M. (2005). Spectral analysis based on signal dependent transformation. In *TICSP Series Nr.30, Proc. of the 2005 International Workshop on Spectral Methods and Multirate Signal Processing*.
- Greitans, M. (2006). Processing of non-stationary signal using level-crossing sampling. In *SIGMAP'06, Proc. of the International Conference on Signal Processing and Multimedia Applications*.
- Hauck, S. (1995). Asynchronous design methodologies: An overview. In *Proceedings of the IEEE*.
- Li, H. and Stoica, P. (1998). Capon estimation of covariance sequences. In *Circuits, Systems, and Signal Processing*.
- Liepinsh, V. (1996). An algorithm for estimation of discrete fourier transform from sparse data. In *Automatic control and computer sciences*.
- Mark, J. W. and Todd, T. D. (1981). A nonuniform sampling approach to data compression. In *IEEE Transactions on Communications*.
- Marple, S. M. (1987). *Digital spectral analysis with applications*. Prentice Hall.
- Masry, E. (1978). Alias-free sampling: An alternative conceptualization and its applications. *IEEE Transactions on Information Theory*, 24(3):317–324.
- McDonough, R. N. (1983). Application of the maximum-likelihood method and the maximum-entropy method to array processing. In *Nonlinear Methods of Spectral Analysis*.
- Miskowicz, M. (2006). Send-on-delta concept: An event-based data reporting strategy. In *Sensors*.