EIROPAS REĢIONĀLĀS ATTĪSTĪBAS FONDS

EGULDĪJUMS TAVĀ NĀKOTNĒ

EIROPAS SAVIENĪBA

Darbības programma: “Uzņēmējdarbība un inovācijas” ;
Prioritātes numurs un nosaukums: 2.1.“Zinātne un inovācijas”
Pasākuma numurs un nosaukums: 2.1.1. “Zinātne, pētniecība un attīstība”
Aktivitātes numurs un nosaukums: 2.1.1.1.aktivitāte "Atbalsts zinātnei un pētniecībai"

PROJEKTS Nr. 2010/0307/2DP/2.1.1.1.0/10/APIA/VIAA/078

Projekta nosaukums: ” Augstas jutības superplatjoslas radiolokācijas tehnoloģija” (LoTe)

Līguma noslēgšanas datums: 10.12.2010.g.

Projekta sākuma datums: 01.01.2011.g.

Projekta beigu datums: 31.12.2013.g.

EIROPAS REĢIONĀLĀS ATTĪSTĪBAS FONDA saņēmējs: Elektronikas un datorzinātņu institūts (EDI)

ZINĀTNISKĀ PĒTĪJUMA PROGRESU APLIECINOŠA DOKUMENTĀCIJA

Pārskata numurs Nr.5. par periodu no 01.01.2012.g līdz 30.04.2012.g.

Projekta zinātniskais vadītājs: Dr.sc.comp. Kārlis Krūmiņš

Projekta izpildītāju saraksts:
Vad pētn. Dr.sc.comp. Elmārs Beiners
Vad pētn. Dr.habil.sc.comp. Ēvalds Hermanis
Pētn. Dr.sc.comp. Valdis Kārkliņš
Pētn. Dr.sc.comp. Vladimirs Aristovs
Zin.asist. Arturs Seļivanovs
Zin.asist. Vilnis Pētersons
El.inž. Nikolajs Agafonovs
Progr.inž. Tamāra Laimiņa
Progr.tehn. Valdemārs Plociņš
Montāžas darbu atslēdznieks Uldis Jansons
Zin.asist. Gatis Šūpols /Profesionāla rakstura darbs bez atlīdzības/
Bakalaura studiju students Jānis Verze /Brīvprātīgais darbs bez atlīdzības/
Bakalaura studiju students Kaspars Plečkens /Brīvprātīgais darbs bez atlīdzības/

Saturs

Anotācija **2**

Ievads **2**

Rezultātu kopsavilkums **3**

1. $15\ \mu V$ radiolokatora uztvērējiekārtas signālu pārveidošanas adaptīvo metožu efektivitātes izpēte. 3

2. Strobējamā balansa komparatora SBK2 dinamikas izpēte pie garākam palaišanas impulsa frontēm un nolasīšanas impulsa platuma izmaiņu izpēte atkarībā no SBK2 darba režīmiem. 4

3. Potenciālā izgudrojuma par nulles līmeņa nobīdes kompensāciju apraksta daļas sastādīšana. 6

4. Tranzistoru komparatora dinamikas uzlabojuma iespēju izpēte. 6

5. Elpošanas radiolokatora fizikālie eksperimenti viena punkta metodei. 7

6. Mērķa nobīdes radītās atstarotā lokācijas signāla modulācijas ietekmes uz pārveidotā signāla galveno komponenti pētījums. 8

7. Datu masīva izveidošana signālapstrādes algoritmu pārbaudei. 9

8. Lietotāja grafiskā interfeisa veidošana Qt izstrādes vidē stroboskopiskā pārveidotāja datu attēlošanai, glabāšanai un apstrādei. 11

9. Stroboskopiskā pārveidotāja galvas mehāniskās konstrukcijas izgatavošana 14

Secinājumi: **14**

Turpmākie darbi: **15**

Pielikums 1. ..... **16**

15mkV radiolokatora uztvērējiekārtas signālu pārveidošanas adaptīvo metožu efektivitātes izpēte **16**

Pielikums 2. ..... **27**

Strobējamā balansa komparatora SBK2 dinamikas izpēte pie garākam palaišanas impulsa frontēm un nolasīšanas impulsa platuma izmaiņu izpēte atkarībā no SBK2 darba režīmiem **27**

Pielikums 3. ..... **32**

СОХРАНЕНИЕ ЗАКОНА ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ UWB ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА В ПЕРВОЙ ГЛАВНОЙ КОМПОНЕНТЕ **32**

Pielikums 4 ..... **40**

Извлечение информации из СШП импульсного сигнала с использованием преобразования Карунена-Лоэва **40**

Pielikums 5 ..... **46**

Stroboskopiskā pārveidotāja galvas mehāniskās konstrukcijas izgatavošana **46**

Anotācija

Pārskata periodā (01.01.2012 – 30.04.2012) tika veiktas sekojošas aktivitātes: veikta 15 mkV radiolokatora signālu pārveidošanas adaptīvo metožu efektivitātes izpēte, strobējamā balansa komparatora SBK2 dinamikas izpēte pie garākām palaišanas impulsa frontēm un nolasīšanas impulsa platuma izmaiņu izpēte atkarībā no SBK2 darba režīmiem, potenciālā izgudrojuma par nulles līmeņa nobīdes kompensāciju apraksta sastādīšana, tranzistoru komparatora dinamikas uzlabojuma izpēte, elpošanas radiolokatora fizikālie eksperimenti viena punkta metodei, mērķa nobīdes radītās atstarotā lokācijas signāla modulācijas ietekmes uz pārveidotā signāla galveno komponenti pētījums, datu masīva izveidošana signālapstrādes algoritmu pārbaudei, lietotāja grafiskā interfeisa veidošana Qt izstrādes vidē stroboskopiskā pārveidotāja datu attēlošanai, glabāšanai un apstrādei, stroboskopiskā pārveidotāja galvas mehāniskās konstrukcijas izgatavošana.

Ievads

Viens no galvenajiem radiolokatora efektivitātes rādītājiem ir tā ātrdarbība, kas rāda, piemēram, cik garu ceļa gabalu vienā laika vienībā radiolokators var kvalitatīvi pārbaudīt. Tā kā komparatora tipa radiolokatoriem signāla vienas momentānās vērtības izmērīšanai principā ir nepieciešamas vairākas signāla salīdzināšanas operācijas ar uzdoto slieksni, tad radiolokatora darba efektivitātes palielināšanai ļoti būtisks jautājums ir nepieciešamība atrast tādu minimālo salīdzināšanas operāciju skaitu n pie kura vēl tiek nodrošināta radiolokatora uzdotā jutība (mūsu gadījumā 15 mkV) un uzdotais dinamiskais diapazons (mūsu gadījuma 25 mV). Tieši tāpēc pārskata periodā tika veikti pētījumi par adaptīvo metožu pielietošanas izpēti un iegūtās efektivitātes novērtējumu. Veikti pētījumi par adaptīvās α -„up-and-down" metodes un adaptīvās s - metodes efektivitāti un īpašībām.

Pārskata periodā turpinājās arī strobējamā balansa komparatora SBK2 dinamikas pētījumi piesaistot tos izgudrojuma apraksta sastādīšanai un izgudrojuma patentēšanai. Tā kā darba grupai vairs nav pieejama *Tanner SPICE* datorprogramma tika ielikts liels darbs šo modelēšanas uzdevumu pārnešanai sākumā uz *SIMetrix/SIMPLIS* programmatūru un vēlāk uz *Ngspice* programmatūru. Abas minētās programmas ir mazāk efektīvas nekā *Tanner SPICE* toties tās ir pieejamas bez maksas.

Turpināti arī pētījumi par komparatora uz tranzistoru bāzes dinamikas uzlabošanas iespējām. Šie pētījumi ir attaisnojami ar to, ka tranzistori, kā elektronikas aktīvie elementi, ir stipri lētāki un mazāk deficīti nekā tuneļdiodes.

Viens no iespējamiem augstas jutības radiolokatora pielietojumiem ir elpošanas kustības lokācija. Šai sakarā, izmantojot projekta ietvaros izgatavoto eksperimentālo iekārtu, tika veikti elpošanas lokācijas fizikālie eksperimenti. Izdarīti secinājumi šāda veida radiolokatora tālākai uzlabošanai.

Turpināti arī pētījumi par galveno komponenšu metodes pielietojumu elpošanas (vai arī jebkuras cita veida kustības) detektēšanu lokācijā. Galveno komponenšu metode, atšķirībā no elpošanas lokācijas viena punkta metodes un divu punktu metodes, neprasa precīzi uzdot attālumu līdz novērojamam objektam. Līdz ar to šī metode būtu efektīva izdzīvojušo cilvēku meklēšanai ēku gruvešos vai lavīnu nogruvumos. Daļa no iegūtajiem rezultātiem, tai skaitā arī iepriekšējos etapos iegūtie rezultāti, iesniegti publicēšanai žurnālā *"Вісник Радіотехніка та телекомунікації"*.

Rezultātu kopsavilkums

1. $15\ \mu V$ radiolokatora uztvērējiekārtas signālu pārveidošanas adaptīvo metožu efektivitātes izpēte.

1.1 Adaptīvā s metode.

Tika pētīta uz „up-and-down" metodes bāzēta adaptīvā metode - s metode ar mērķi noskaidrot minimāli nepieciešamo salīdzināšanas operāciju (strobu) skaitu radiolokatora $15\ \mu V$ jutības nodrošināšanai pie ekvivalentā ieejas trokšņa vidējās kvadrātiskās novirzes $\sigma_1 = 271\ \mu V$.

Kā zināms, „up-and-down" metodē katra ar troksni maskētā ieejas signāla momentānā vērtība $U_{1i} = u_{1i} + X_i$ tiek noteikta n strobēšanu ciklā saskaņā ar formulu:

$$e_{ij} = e_{ij-1} + s\ \mathrm{sgn}(U_{1i} - e_{ij-1}), \quad j = 1,2,...,n\ , \tag{1}$$

kur s ir solis, bet e - signāls pārveidotāja izejā. Par mērījuma rezultātu tiek pieņemts lielums e_{in} .

Stroboskopiskā pārveidojuma kropļojumus nosaka solis s, ieejas trokšņa vidējā kvadrātiskā vērtība σ_1, strobēšanu skaits n, kā arī pārveidojamā signāla pieaugums starp blakus esošām momentānām vērtībām.

Lai vienlaicīgi nodrošinātu mazus kropļojumus un iespējami mazu n vērtību, s metodē tiek izmantots mainīgs solis, balstoties uz ieejas signāla stāvuma novērtējumu pārveidojamās momentānās vērtības apkārtnē, izmantojot lielumu

$$w_i = \sum_{j=1}^{n} \frac{1}{n} \mathrm{sgn}\ (U_{1i} - e_{ij-1}), \tag{2}$$

kas ir atkarīgs no signāla stāvuma. Soļa vērtība nākamajam ciklam tiek aprēķināta kā funkcija no w tekošajā ciklā:

$$s_{i+1} = s_0 \cdot (1 + k\ |w_i|^r\ ) \tag{3}$$

kur s_0 ir soļa sākuma vērtība, bet k un r - koeficienti. Variējot šos lielumus, var nodrošināt uzdotās izejas trokšņa, nelineāro kropļojumu un dinamiskā diapazona prasības.

Pētījuma rezultātā ir atrasts, ka ar šo adaptīvo metodi nepieciešamo radiolokatora jutību $15\ \mu V$ pie dinamiskā diapazona $64\ dB$ var nodrošināt ar minimālo strobu skaitu katrā fāzes punktā $n = 25$ Pārējie s metodes parametri šādā gadījumā ir sekojoši: $s_0 = 0.6\ \mu V, k = 350\ , r = 6$. Salīdzinājumam varam atgādināt, ka pielietojot klasisko „up-and-down" metodi nepieciešamais strobu skaits $15\ \mu V$ jutības nodrošināšanai bija $n = 2040$. Tātad, pielietojot adaptīvo metodi esam panākuši 81.6 reizes augstāku radiolokatora ātrdarbību!

Pētījumu rezultātā ir konstatēta sekojoša šīs adaptīvās metodes īpatnība: neskatoties uz to, ka metode nodrošina pārveidotāja jutību $15\ \mu V$ kā arī nepieciešamo dinamisko diapazonu 64 dB (mūsu gadījumā tas atbilst UWB signāla amplitūdai $25\ mV$), signāla formas kropļojumi pie mazām amplitūdām ir visai ievērojami. Tā harmoniskas monosvārstības UWB signālam ar amplitūdu $A_1 = \sigma_1 = 271\ \mu V$ formas kropļojumi vidējās kvadrātiskās novirzes izpratnē sastāda $\sigma_f = 0.31$. Savukārt pie ieejas signāla maksimālās amplitūdas $A_1 = 25\ mV$ signāla formas kropļojumi ir tikai $\sigma_f = 0.035$. Tas ir jauns un līdz šim neaprakstīts efekts nelineāro sistēmu teorijā kad signāla formas kropļojumi pie mazām signāla amplitūdām ir ievērojami lielāki nekā pie lielām. Šai sakarā nākošajā projekta etapā tiek plānota adaptīvo metožu modifikācija un izpēte ar mērķi uzlabot mazas amplitūdas signālu reģistrācijas precizitāti. Sīkāk ar izpētes rezultātiem var iepazīties Pielikumā 1.

1.1. Adaptīvā α „up-and-down" metode

Bez augstāk minētās adaptīvās s metodes pārskata periodā tika veikts pētījums par pietiekamo salīdzināšanas operāciju skaitu arī adaptīvajai α „up-and-down" metodei. Metode izmanto informāciju, kas iegūta par signāla pieaugumu iepriekšējā fāzes punktā:

$$e_{i+1,0} = e_{i,n} + \alpha\left(u_{2,i} - u_{2,i-1}\right), \tag{4}$$

kur

$u_{2,i}$ - signāla momentānās vērtības mērījuma rezultāts i-ajā fāzes punktā,

$e_{i,n}$ - sliekšņa vērtība i-ajā fāzes punktā pēc n salīdzināšanas operācijām,

$e_{i+1,0}$ - sākotnējā sliekšņa vērtība $i+1$-ajā fāzes punktā,

α - adaptācijas koeficients.

Veiktie pētījumi parādīja, ka nepieciešamais salīdzināšanas operāciju skaits, pie kura tiek nodrošināta 15 μV jūtība un 25 mV dinamiskais diapazons, ir $n = 700$ pie s = 0.004917 un $\alpha = 0.9$.

Jāatzīmē, ka atšķirībā no augstāk minētās adaptīvās s metodes, adaptīvā α „up-and-down" metode pie minimālā salīdzināšanas operāciju skaita mazas amplitūdas signālu pārveido ar stipri mazākiem kropļojumiem.

Detalizētu metodes pētījumu skat. Pielikumā 1.

2. Strobējamā balansa komparatora SBK2 dinamikas izpēte pie garākam palaišanas impulsa frontēm un nolasīšanas impulsa platuma izmaiņu izpēte atkarībā no SBK2 darba režīmiem.

Neparedzētu apstākļu dēļ projekta grupai vairs nav pieejama firmas Tanner shēmu modelēšanas maksas programma SPICE. Tāpēc projekta izpildītāji ir spiesti lietot kādu no bezmaksas programmām, piemēram, SIMetrix/SIMPLIS programmu. Šai sakara šajā sistēmā tika sastādīts strobējamā balansa komparatora SBK2 modelis un veicot modelēšanu tika konstatēts sekojošais:

Programma pieļauj shēmas nelineāro elementu voltampēru raksturlīknes aproksimēt vai nu ar polinomu vai uzdot tās ar gabaliem lineāru nogriežņu aproksimāciju. Mūsu rīcībā esošie rīki pieļauj aproksimācijas polinomam maksimālo pakāpi vienādu ar 6. Mēģinājumi aproksimēt tuneļdiožu voltampēru raksturlīknes ar sestās pakāpes polinomu izrādījās neveiksmīgi – aproksimācija iznāk neprecīza un kropla. Līdz ar to tādā veidā iegūtie modelēšanas rezultāti būs apšaubāmi. Ilustrācijai Zīm. 1. ir parādīta līdz šim modelēšanas sistēmā Tanner SPICE lietotā TD voltampēru raksturlīknes aproksimācija ar taisnes nogriežņiem (līkne 1) un aproksimācija ar sestās pakāpes polinomu (līkne 2).

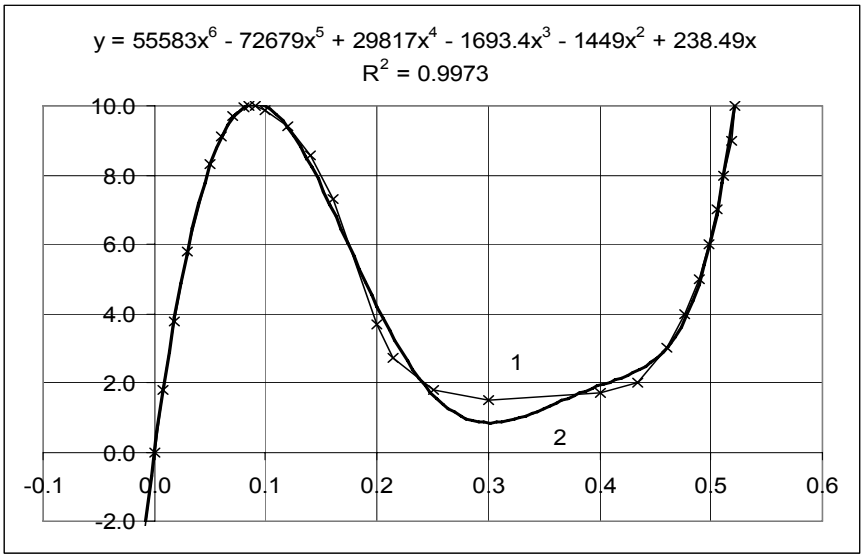
Tika veikts arī mēģinājums tuneļdiožu voltampēru raksturlīknes aproksimēt ar taisnes nogrižņiem līdzīgi kā tas tika darīts modelēšanas sistēmā Tanner SPICE. Arī šis mēģinājums izrādījās neveiksmīgs - modelēšanas programma SIMetrix/SIMPLIS nepieņem tik lielu nelineāro elementu lineāro posmu skaitu un izdod paziņojumu: „The total number of PWL topologies has exceeded the set limit" (gabaliem lineāro posmu skaits pārsniedz pieļaujamo limitu). Tātad dotā modelēšanas sistēma ir pārāk primitīva un nepieļauj stipri nelineāru un pietiekami precīzi (ar daudziem lineāriem posmiem) aproksimētu elektronisko shēmu modelēšanu.

Sistēmai SIMetrix/SIMPLIS ir arī citi trūkumi. Piemēram: Modelēšanas rezultāti ir pieejami tikai grafiskā veidā. Skaitliskie rezultāti gan tiek ierakstīti failā, taču fails nav atkodējams. Sistēmas dokumentācijā par failu formātu ir rakstīts sekojošais: „The simulation data is stored in a binary data file. The format is proprietary to SIMetrix and is not compatible with SPICE 'raw' files". Tātad kods ir firmas SIMetrix īpašums un nav savietojams ar SPICE "neapstrādātiem" failiem. Diemžēl projekta izpildes vajadzībām pētījumu rezultāti ir nepieciešami ne tikai grafiskā veidā, bet arī skaitliskā formā, pie tam ar visai augstu precizitāti. Dotā bezmaksas programmatūra to nenodrošina.

Secinājums: Bezmaksas modelēšanas sistēma SIMetrix/SIMPLIS nav piemērota projekta rūpnieciskā pētījuma veikšanai.

Lai izietu no situācijas tika izvēlēta cita bezmaksas programma - *Ngspice* un šajā sistēmā sastādīts strobējamā balansa komparatora SBK2 datormodelis. Veicot modelēšanu tika konstatēts sekojošais:

- *Ngspice* īpatnība ir tāda, ka tā nav spējīga rezultātu failā attēlot strāvas. Strāvu attēlošanai tās ir jāpārveido proporcionālos spriegumos. Kaut arī strāvu modelēšanu šī programmas īpatnība pieļauj, tā tomēr ir zināma neērtība darbā ar programmu.



Zīm. 1. Ar taisnes nogriežņiem aproksimētā tuneļdiodes voltampēru raksturlīkne (līkne 1) un aproksimācija ar sestās kārtas polinomu (līkne 2).

- Programma modelēšanas rezultātus ir spējīga rakstīt diska failā, bet nespēj tos attēlot grafiski. Tāpēc ir nepieciešams uzrakstīt programmu, kas šos datus no diska faila ielasa programmā, kura datus ļauj attēlot grafiski, piemēram, *Microsoft Excel*. Tas nozīmē, ka pēc katra pārejas procesa datus jāielasa *Microsoft Excel,* lai iegūtu modelēšanas rezultātus grafiskai attēlošanai. Garu pārejas procesu gadījumā šis process prasa daudz laika – pat līdz 30 minūtēm un reizēm pat vairāk uz vienu pārejas procesu. Rezultātā šāda bezmaksas programmatūra ir ievērojami mazāk efektīva nekā licencētā *Tanner SPICE,* kas šo pašu darbu paveic dažās sekundēs.
- Projektā solīto minimumu izpildīsim arī šādos apstākļos.

Lai noskaidrotu cik garas palaišanas impulsa frontes ir pieļaujamas stroboskopiskā pārveidotāja projekta uzdevumā noteiktā pārejas raksturlīknes kāpuma laika 100 ps sasniegšanai, notika komparatora SBK2 dinamikas izpēte pie palaišanas impulsa frontēm 0,5 ns; 1,0 ns; 2,0 ns un 4,0 ns. Izpēte veikta ar datormodelēšanas programmas *Ngspice* palīdzību. Komparatora datormodelī izmantotas 1И308Д sērijas tuneļdiožu voltampēru raksturlīknes. Tuneļdiožu kapacitātes izvēlētas dotajā sērijā minimāli iespējamās C1=C2=0,8 pF, parazītiskās induktivitātes Ls=0,3 ns, voltampēru raksturlīkņu pīķa strāvas izvēlētas asimetriskas Ip1=8,1 mA; Ip2=10 mA lai nodrošinātu pēc iespējas zemāku pārveidotāja "nulles" līmeni.
Iegūti sekojoši rezultāti:

- Pie palaišanas impulsa frontes garumiem Tr=0,5 un 1,0 ns stroboskopiskā pārveidotāja pārejas

raksturlīknes kāpuma laiki kā pozitīvam tā negatīvam testsignālam praktiski ir vienādi un pietiekoši plašā pretestību Rv diapazonā (Rv=22 – 26 Om) praktiski nemainīgi.

- Pie palaišanas impulsa frontes garumiem Tr=2,0 un 4,0 ns stroboskopiskā pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiki pozitīvam un negatīvam testsignālam ir atšķirīgi – pozitīvam testsignālam kāpuma laiks samazinās, negatīvam – palielinās.
- Pie palaišanas impulsa frontes garumiem Tr=2,0 un 4,0 ns stroboskopiskā pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiki pozitīvam un negatīvam testsignālam un pietiekoši plašā pretestību Rv diapazonā (Rv=20 – 24 Om) praktiski ir nemainīgi.
- Pie visiem apskatītajiem palaišanas impulsa frontes garumiem stroboskopiskā pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiki nepārsniedz projektā uzdoto kāpuma laiku 100 ps. Tātad palaišanas impulsa frontes garumi ir pieļaujami līdz pat 4,0 ns.

Nolasīšanas impulsa platuma izmaiņu izpēte atkarībā no SBK2 darba režīmiem tika pētīta pie maksimālās pozitīvās un maksimālās negatīvās testsignāla amplitūdas Uie=50 mV un Uie=-50 mV, kas caur testsignāla formētāja iekšējo pretestību Ri=50 Om nodalās uz pārveidotāja dinamiskajam diapazonam atbilstošo vērtību 25 mV. Salīdzinājumam pētījums veikts arī pie testsignāla amplitūdas Uie=0,0 mV. Iegūtie skaitliskie rezultāti parādīti Tab. 5, kur Tno nozīmē nolasīšanas impulsa platumu pie TD1 nostrādāšanas, bet Tne – pie TD1 nenostrādāšanas. No iegūtajiem rezultātiem redzams, ka visā ieejas signāla amplitūdu un polaritātes diapazonā TD1 nostrādāšanas gadījumos impulsu platumi Tno ir ievērojami mazāki (Tno=33-76 ps) nekā TD1 nenostrādāšanas gadījumos (Tne=297-301 ps), kas arī bija ar šo eksperimentu jāpierāda.

Secinājumi:

- Pie visiem apskatītajiem ieejas spriegumiem nolasīšanas impulsa platums TD1 nenostrādāšanas gadījumā ir praktiski nemainīgs. TD1 nostrādāšanas gadījumā impulsa platums Tno mainās nenozīmīgi.
- Visā pārveidotāja iespējamo ieejas signāla amplitūdu diapazonā komparatora SBK2 nolasīšanas impulsa platumi TD1 nostrādāšanas un TD1 nenostrādāšanas gadījumos ir pietiekoši atšķirīgi un viegli separējami.

3. Potenciālā izgudrojuma par nulles līmeņa nobīdes kompensāciju apraksta daļas sastādīšana.

Precizēts izgudrojuma nosaukums: “Komparatora tipa stroboskopiskais pārveidotājs”. Sastādīts izgudrojuma apraksts uz 4 lapām, pretenzijas – 1 lapa, zīmējumi – 2 lapas, kopsavilkums – 1 lapa, kopsavilkuma tulkojums angļu valodā – 1 lapa. Uzrakstīts pieteikums patenta piešķiršanai. Viss dokumentu komplekts ir gatavs iesniegšanai Latvijas Republikas Patentu valdē un tiks iesniegts Latvijas patenta piešķiršanai līdzko ar VIAA būs saskaņota patenta pieteikuma nodevas apmaksas kārtība.

4. Tranzistoru komparatora dinamikas uzlabojuma iespēju izpēte.

Veikts pētījums komparatora taktēšanai pa emitera ķēdi. Rezultātā iegūts liels pārveidotāja uz šāda komparatora bāzes dinamiskais diapazons – 0,8V. Dinamisko diapazonu ierobežo tikai takts impulsa amplitūda, kas dotajā eksperimenta bija 0,8 V. Modelī atsevišķos eksperimentos tika sasniegts dinamiskais diapazons pat 1,1 V (fizikālos eksperimentos pagaidām gan tikai 0,3 V. Salīdzinājumam, taktējot pa kolektoru bija iegūts dinamiskais diapazons tikai 0,2 V, jo šādā slēgumā signālam ir jābūt vairākas reizes mazākam par takts impulsa amplitūdu.

Stroboskopiskā pārveidotāja jutību nosaka trokšņu celiņa platums. Pie tam jutību var paaugstināt izvērses viduvējot, jo troksnis ir nekorelēts. Viduvējot izvērses 8 reizes tika iegūta jutība 500 mkV.

Veikts arī pētījums par ieejas signāla pievadīšanas ķēdes ietekmi uz pārveidotāja dinamiku. Pievadot signālu diferenciāli tika novēroti signāla nelineārie kropļojumi (signāla formas kropļojumi). Pievadot signālu uz komparatora viena pleca, bet kompensāciju uz otra pleca, nelineārie kropļojumi netika novēroti. Tas liecina par šāda veida slēguma augstāku linearitāti.

Veikts pētījums arī par takts signāla (strobsignāla) frontes garuma ietekmi uz stroboskopiskā pārveidotāja frekvenču joslu. Iegūtie rezultāti: pie frontes garuma 2 ns iegūta pārveidotāja frekvenču josla 1,5 GHz; pie frontes garuma 200 ps iegūta frekvenču josla 2,5 GHz; pie frontes garuma 100 ps iegūta frekvenču josla 3,5 GHz. Tas nozīmē ka stroboskopiskajam pārveidotājam uz šādu komparatoru bāzes ir nepieciešami augstas kvalitātes strobsignāla formētāji ar strobsignāla frontes garumu ne sliktāku par 100 ps pie amplitūdas 2,5 – 3,0 V. Tehniski tā ir visai smaga problēma. Tāpēc nākošajā projekta etapā ir plānots veikt izpēti par pārveidotāja frekvenču joslas paplašināšanu ar signālapstrādes metodēm.

5. Elpošanas radiolokatora fizikālie eksperimenti viena punkta metodei.

Lai veiktu elpošanas radiolokatora fizikālos eksperimentus vispirms tika samontēta un noregulēta stroboskopiskā pārveidotāja galva ar iepriekšējos projekta etapos izpētīto komparatoru SBK1. Lai varētu kontrolēt pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiku vispirms tika kalibrēta pārveidotāja izvērse. Kā aizkaves etalons izvērses kalibrēšanai izmantots noteikta garuma īsi slēgta koaksiālā kabeļa nogrieznis. Fizikālo eksperimentu gaitā tika konstatēts, ka sākotnēji izprojektētajā pārveidotāja galvas variantā atbalsta pretestības Ra planārajam rezistoram (korpuss 1206 ar ģeometriskiem izmēriem 3,1 mm x1,5 mm x 0,55 mm) ir pārāk liela parazītiskā induktivitāte. Lai samazinātu parazītisko induktivitāti tika izvēlēts vēl mazāku izmēru planārais rezistors Ra=3 Om korpusā 0402 ar izmēriem 1,0x0,5x0,35mm. Tika konstatēts ka ar šādu izmēru rezistoru varam sasniegt stroboskopiskā pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiku ne lielāku par 100 ps.

Stroboskopiskā pārveidotāja vadības procesora programmatūra tika izstrādāta tā lai stroboskopiskais pārveidotājs pēc tā ieslēgšanas automātiski centrētu atstaroto signālu pa Y-asi. Pēc tam programma automātiski meklē atstarotā signāla raksturīgo fāzes punktu, kurā tiek apturēta izvērse un iestādīts strobēšanas process. Strobēšanas procesa laikā šajā fāzes punktā nepārtraukti tiek mērīta atstarotā signāla momentānā vērtība. Tā kā cilvēka elpošanas rezultātā mainās attālums no raidītāja un uztvērēja antenu plaknes līdz objektam, tad attiecīgi mainās arī atstarotā signāla aizkave. Savukārt aizkaves izmaiņu rezultātā šajā fiksētajā izvērses punktā mainās signāla momentānā vērtība. Līdz ar to objekta elpošanas mehāniskā kustība modulē mērāmo atstarotā signāla momentāno vērtību un tādā veidā attēlo elpošanas mehāniskā procesa norisi laikā – zīmē objekta elpošanas līkni (skat. Foto 1). Lai novērstu temperatūras dreifa vai objekta nelielas pārvietošanās ietekmi, fāzes punkta meklēšana notiek automātiski ik pēc noteikta laika intervāla, ko programmatiski var mainīt. Dotajā elpošanas lokatora realizācijā raksturīgā fāzes punkta meklēšanas algoritms ir uzbūvēts tā, ka programma šo punktu meklē pēc atstarotā signāla stāvākās vietas (pārliekuma punkta). Vairākkārtīgi fizikālie eksperimenti kā arī programmas uzlabošanas mēģinājumi parādīja, ka programma daudzos gadījumos atrod viltus punktu un tādā veidā nojauc elpošanas lokatora darbību. Tas ir izskaidrojams ar to, ka atstarotais signāls nav ideāls un satur parazītiskos uzklājumus. Sakarā ar to, ir pieņemts lēmums projekta nākošajā izpildes posmā elpošanas lokatoram izmantot kādu citu raksturīgā fāzes punkta meklēšanas algoritmu kā arī uzlabot atstarotā signāla kvalitāti no parazītisko uzklājumu viedokļa.

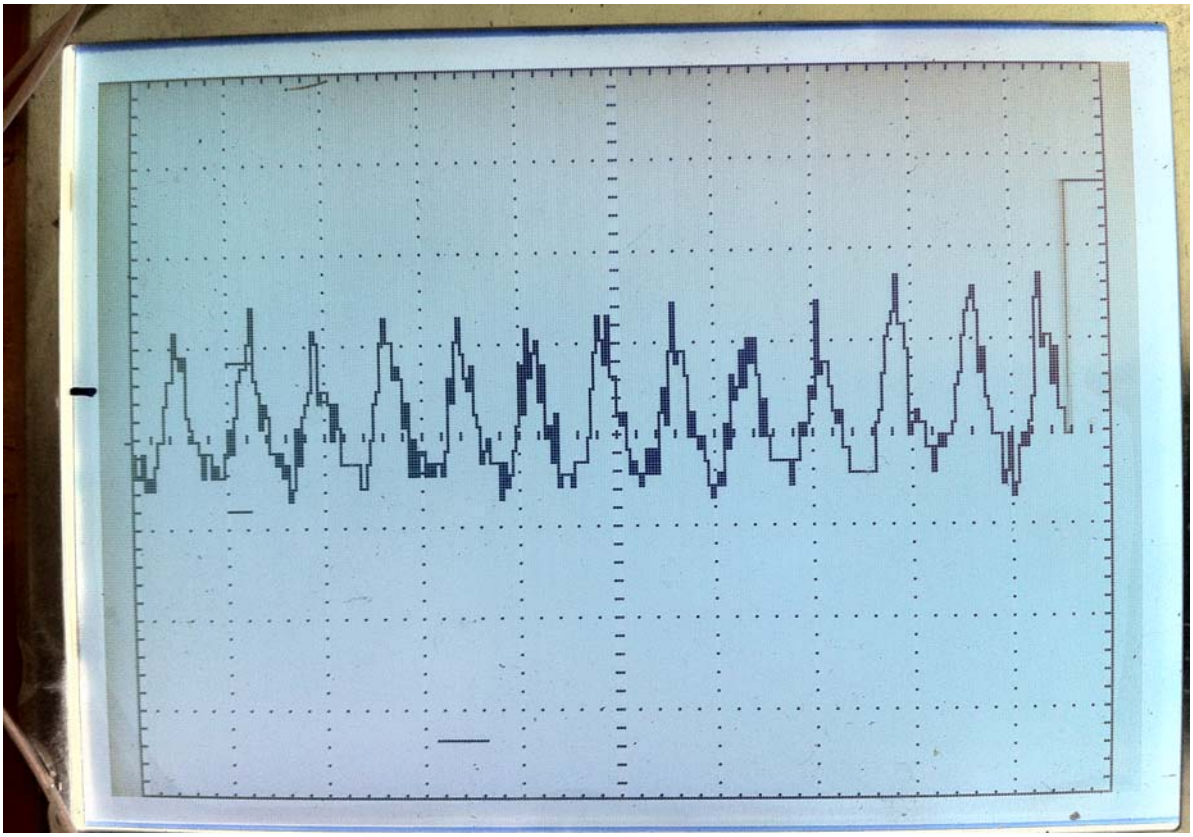
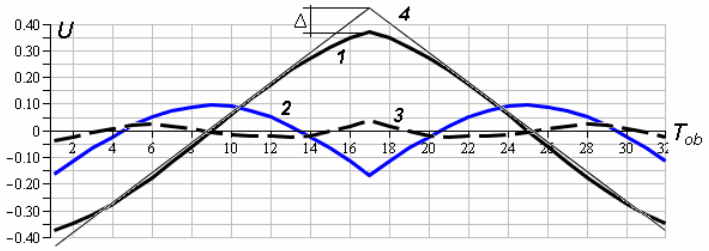


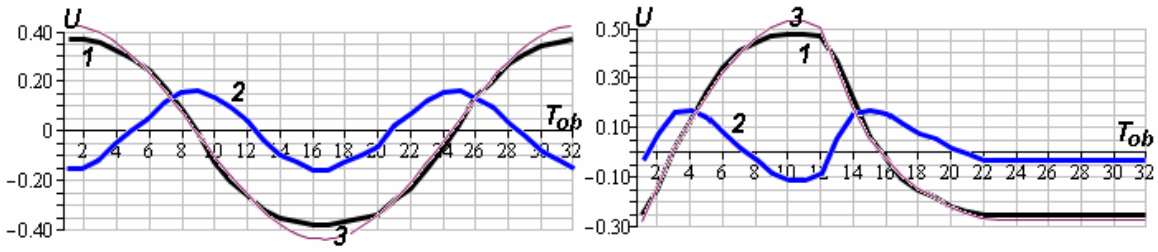
Foto 1. Elpošanas mehāniskās svārstības elektriskais pieraksts ar lokācijas viena punkta metodi.

6. Mērķa nobīdes radītās atstarotā lokācijas signāla modulācijas ietekmes uz pārveidotā signāla galveno komponenti pētījums.

Kā jau iepriekšējā izpētes etapā tika secināts, galveno komponenšu metodes pielietojums (Karunena Loeva pārveidojums) ļauj būtiski samazināt koordinātu asu skaitu atstarotajam no kustīga objekta signālam (piemēram, krūšu kurvja kustības signālam). Tā sākotnējam koordinātu skaitam n=256 var pretstatīt 5 galvenas komponentes pie pārveidojuma vidējās kvadrātiskās kļūdas ne lielākas par 10%. Tāpēc ir svarīgi izpētīt atstarotā signāla aizkaves modulācijas uz pirmo galveno komponenti ietekmi. Tas dotu atbildi uz jautājumu, vai pirmo galveno komponenti var izmantot aizkaves modulācijas reģistrācijai un pie kādiem nosacījumiem. Šis jautājums tika pētīts pie sekojošiem modulācijas nosacījumiem: lineāra modulācija; kosinusveida modulācija; cilvēka elpošanas veida modulācija. Pētījuma rezultāti parādīti Zīm. 2. un 3.



Zīm. 2. Lineāras aizkaves modulācijas salīdzinājums (lauztā taisnes nogriežņu funkcija 4) ar rezultātiem izmantojot vienu galveno komponenti: pirmo galveno komponenti – līkne 1; otro galveno komponenti – līkne 2 un trešo galveno komponenti – līkne 3.



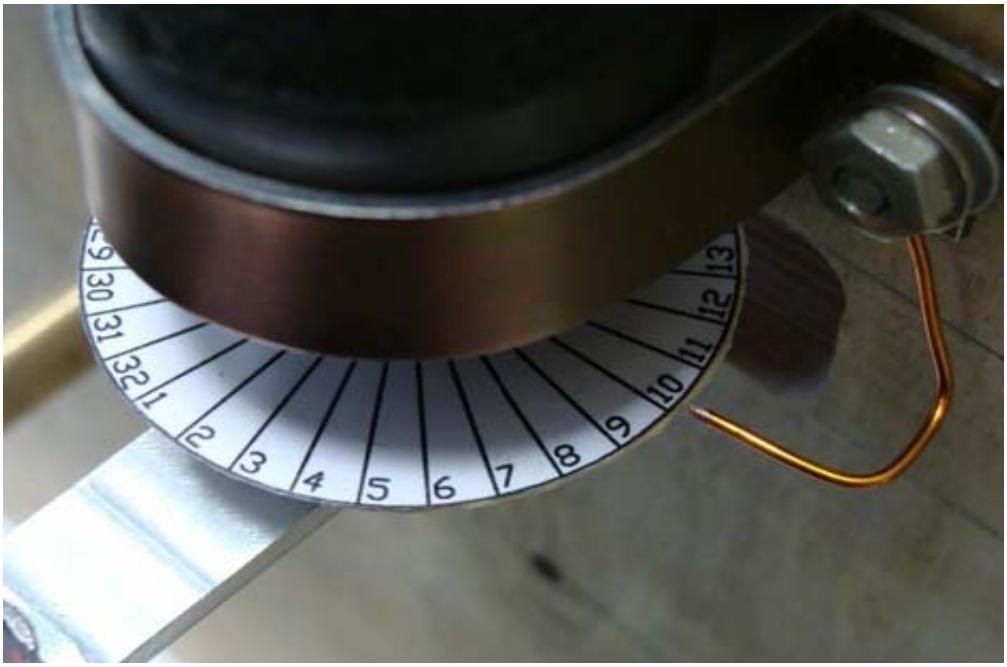
Zīm. 3. Oriģinālās kosinusa formas modulācijas (līkne 3 zīmējuma kreisajā pusē) un cilvēka elpošanas funkcijas (līkne 3 zīmējuma labajā pusē) salīdzinājums ar rezultātiem izmantojot vienu galveno komponenti: pirmo galveno komponenti – līkne 1 un otro galveno komponenti – līkne 2.

No iegūtiem rezultātiem varam secināt, ka:

- Pirmā galvenā komponente satur galveno informāciju par procesu;
- Kļūda izmantojot pirmo galveno komponenti dažādu modulācijas funkciju gadījumā nepārsniedz 13%.

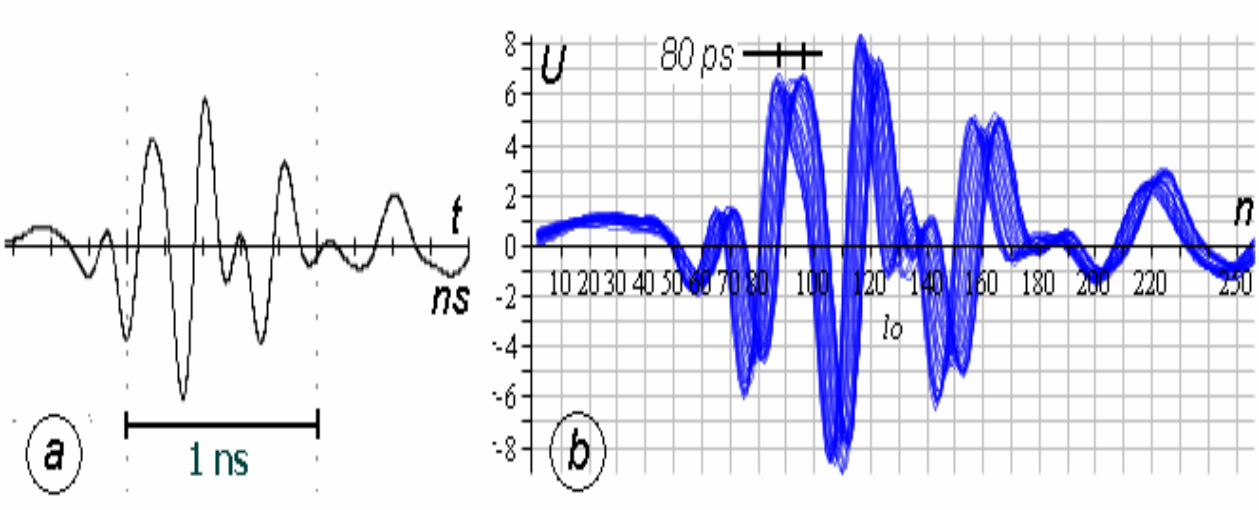
7. Datu masīva izveidošana signālapstrādes algoritmu pārbaudei.

Pētījums veikts stacionāru atstarotāju aizvietojot ar cilvēka elpošanu imitējošu maketu. Šai sakarā tika izveidots no cilvēka elpošanu imitējošā maketa atstaroto signālu masīvs, kas tālāk tika izmantots apstrādei ar augstāk minēto pārveidojumu. Elektrisko signālu reģistrācijai reālā laikā tika izmantos 6GHz oscilogrāfs DPO 70604. Elpošanas imitācijas maketam tika izveidota speciāla pozīciju skala (Zīm. 4.).



Zīm. 4. Elpošanas imitācijas maketa pozīciju izvēles skala.

Pilns sinusoidālas formas laika funkcijas elpošanas cikls tika sadalīts 32 pozīcijās. Atbilstošās realizācijas veido izejas datu matricu $\mathbf{A}=[a_{i,j}]$ (i=1,2,...256);(j=1,2,...32). Makets tika iestādīts tā, ka atstarojošās virsmas maksimālā amplitūda sastādītu 12 mm, kas atbilst atstarotā signāla novirzei par 80 ps. Radiolokatora raidītāja izstarotā signāla centrālā frekvence bija 3,5 GHz. Šādas frekvences signālam nobīde laikā par 80 ps atbilst fāzes nobīdei $\Delta\varphi=0{,}56\pi$. Cilvēka elpošanu imitējošais makets atradās telpā, kur, līdzīgi kā reālos apstākļos, bez "elpojošā" atstarotāja atradās arī citi, taču nekustīgi, atstarotāji ("mirdzošie" punkti). Ilustrācijai viena atstarotā signāla realizācija (a) un visa atstaroto signālu ansambļa pieraksts (b) parādīti Zīm. 5.



Zīm. 5. Viena atstarotā signāla realizācija (a) un atstaroto signālu ansambļa, kas sastāv no 32 atsevišķām realizācijām pieraksts (b) vienam elpošanas ciklam.

Iegūtie rezultāti ļāva izdarīt sekojošus secinājumus:

- Pirmā galvena komponente arī reāla elpošanas signāla gadījumā varēs tikt izmantota atstarotā signāla aizkaves analīzei.
- Pētījums parādīja, ka šādā veidā aprēķinātās funkcijas kļūda nepārsniedz 20%, kas vairumā gadījumu ir pilnīgi pieņemami.

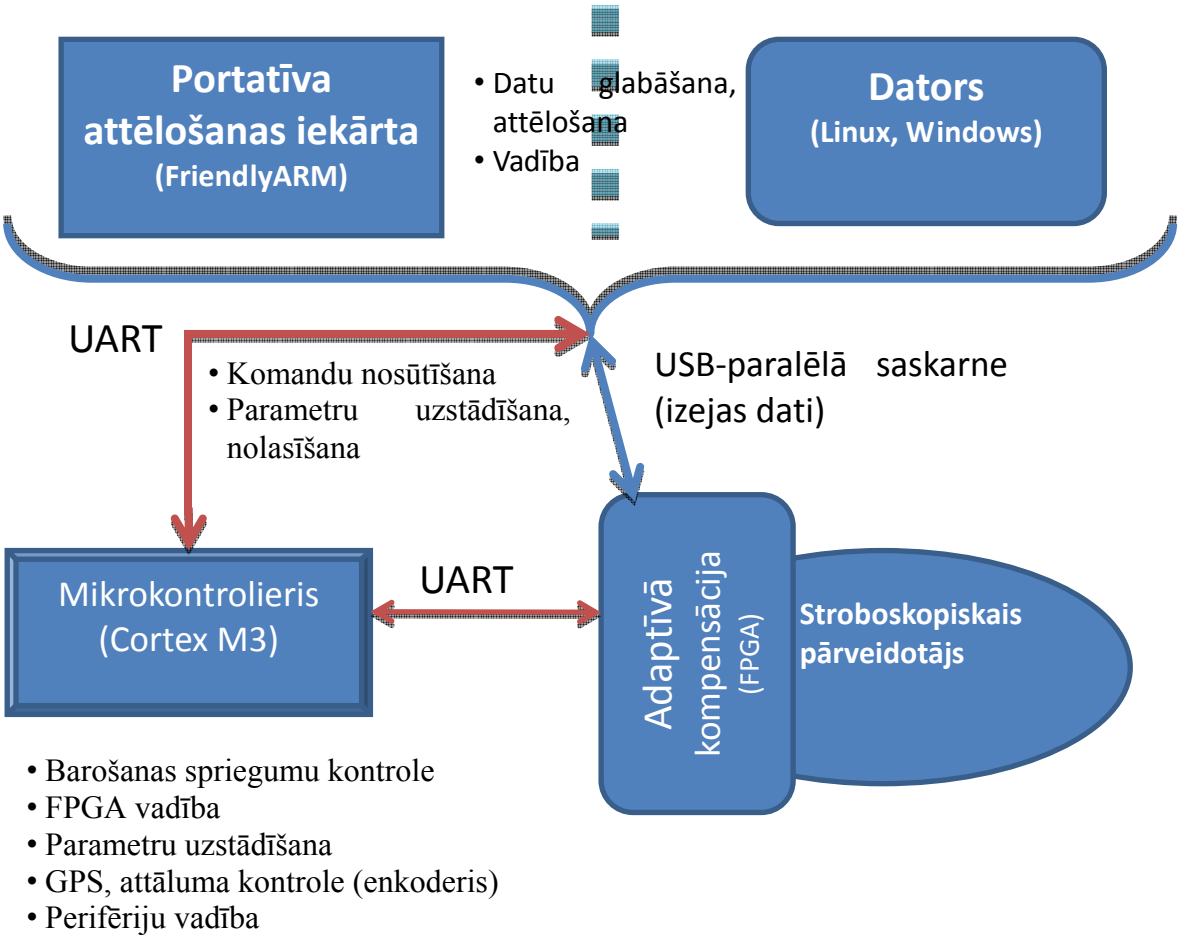
Pētījuma 6. un 7. rezultāti noformēti kā publikācija un iesniegti publicēšanai žurnālā *"Автоматика и вычислительная техника"* (Sk. Pielikumu 3).
Daļa no iegūtajiem rezultātiem, tai skaitā arī iepriekšējos etapos iegūtie rezultāti, iesniegti publicēšanai žurnālā *"Вісник Радіотехніка та телекомунікації"* (sk. Pielikumu 4).

8. Lietotāja grafiskā interfeisa veidošana Qt izstrādes vidē stroboskopiskā pārveidotāja datu attēlošanai, glabāšanai un apstrādei.

Stroboskopiskā pārveidotāja kontrolei, parametru uzstādīšanai, datu glabāšanai, attēlošanai un apstrādei tiek izmantotas ciparu iekārtas. Stroboskopiskā pārveidotāja datu ieguvi un priekšapstrādi sākotnēji paredzēts veikt ar mikrokontroliera palīdzību datu nosūtīšanai un saņemšanai uz apstrādes un attēlošanas iekārtu izmantojot UART jeb virknes saskarni, kuras maksimālais pārraides ātrums ir aptuveni 90KB/s. Secināts, ka šāds pārraides ātrums ir nepietiekams stroboskopiskā pārveidotāja datu nosūtīšanai, jo augsta dinamiskā diapazona un ātrdarbības nodrošināšanai nepieciešams lielāks datu pārraides ātrums. Palielinot datu pārraides ātrumu, iespējams efektīvāk izmantot stroboskopiskā pārveidotāja potenciālu kvalitatīvākai signāla attēlojuma ieguvei.

Radiolokatora datu savstarpējās apmaiņas sistēmas blokshēma sniedz sistēmas kopskatu un galveno bloku funkciju pārskatu (skatīt Att. 1.). Piedāvātais risinājums nodrošinātu pietiekamu datu pārraides ātrumu stroboskopiskā pārveidotāja datu pārsūtīšanai, kā arī nodrošinātu ērtu tā vadību no datora vai portatīvas datu attēlošanas iekārtas. Sistēma sastāv no stroboskopiskā pārveidotāja ar adaptīvo kompensāciju, ko paredzēts realizēt ar FPGA mikroshēmas palīdzību, no mikrokontroliera, kas, sazinoties ar programmējamās loģikas mikroshēmu, vada stroboskopisko pārveidotāju un uzdot tā parametrus, darba režīmus. Mikrokontrolieris paredzēts arī barošanas sprieguma kontrolei, GPS vadībai un attāluma kontrolei (ceļa devēja datu apstrādei), kā arī citu perifēriju vadībai. Mikrokontroliera un programmējamās loģikas datu apmaiņai paredzēts lietot virknes saskarni, jo pārsūtāmo datu apjoms ir neliels. Stroboskopiskā pārveidotāja datu ieguves, attēlošanas un apstrādes iekārtas, kas var būt gan dators, gan portatīva attēlošanas iekārta, piemēram, FriendlyARM platforma (skatīt Att. 2.), sasaistei ar radiolokatora aparatūru paredzēts izmantot virknes datu pārraidi komunikācijai ar vadības mikrokontrolieri (komandu nosūtīšanai un parametru uzstādīšanai, nolasīšanai) un USB-paralēlo datu pārraidi komunikācijai ar programmējamās loģikas (stroboskopiskā pārveidotāja) bloku. USB-paralēlā datu pārraide spēj nodrošināt līdz 1.5MB/s lielu pārraides ātrumu.

USB-paralēlās datu pārraides nodrošināšanai paredzēts izmantot FTDI firmas integrālo mikroshēmu FT2232. Jāveic paralēlās saskarnes atbalsta programmas izveide programmējamai loģikai, kā arī jāveic datorprogrammas izstrāde šādas saskarnes atbalsta nodrošināšanai. Nepieciešams izstrādāt datorprogrammu, kas nodrošina komunikāciju ar FT2232 mikroshēmu ar D2XX bibliotēkas palīdzību. Sākts darbs pie D2XX bibliotēkas pievienošanas attēlošanas programmai QT vidē.



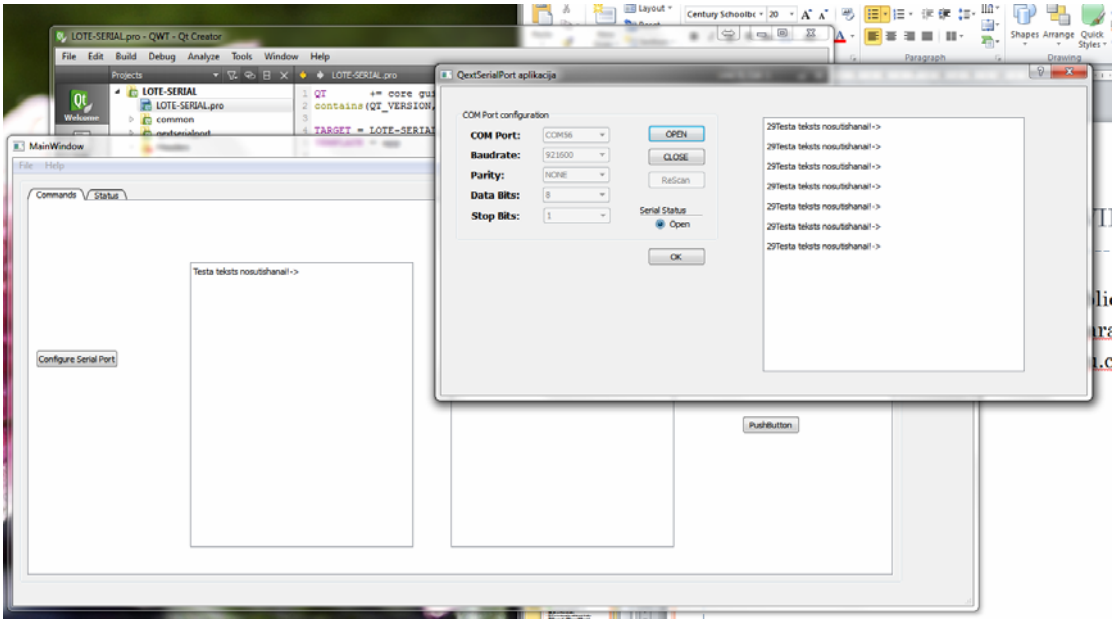
1. att. Radiolokatora datu savstarpējās apmaiņas sistēma

Kā alternatīvu datoram paredzēts izmantot portatīvu iekārtu vadības un datu apstrādes un attēlošanas nodrošināšanai, veidojot radiolokatoru kā iegulto sistēmu. Šim nolūkam paredzēts izmantot FriendlyARM (skatīt 1. Att.) iekārtu ar ARMv6 arhitektūras procesoru un LCD displeju. Arī šai iekārtai ir vairākas virknes un USB saskarnes papildiekārtu pieslēgšanai.



2. Att. Portatīva iekārtu vadības un datu apstrādes platforma FriendlyARM

Datorprogrammas izveidei tika izvēlēta QT programmēšanas vide (skatīt 3. Att.), kas paredzēta programmu izstrādei dažādām operētājsistēmām – Windows, Linux, Symbian, Maemo u.c. Programma tiek izstrādāta Windows vidē, taču paredzēts to portēt arī Linux Embeded operētājsistēmai datu apstrādei un attēlošanai uz portatīvās iekārtas FriendlyARM.



3. Att. Datu attēlošanas programmas izstrāde QT vidē

Datorprogrammas izstrādei paredzēti šādi izstrādes soļi:

- Grafiskā kontroles loga izveide
- QExtSerialPort bibliotēkas izpēte, konfigurēšana (virknes saskarnei)
- QWT tehnisko grafiku attēlošanas bibliotēkas izpēte, implementācija
- D2XX bibliotēka FTDI čipam (USB-paralēlai saskarnei)
- Portēšana Windows un Linux platformām

Grafiskā kontroles loga izstrāde sevī ietver programmas pamata failu sistēmas izveidi - QT projekta veidošanu, programmas inicializāciju, galvenā grafiskā loga dizaina un funkciju izstrādi. Programmas redzamā daļa - galvenais logs sastāv no vairākām "lapām". Atdalīta konfigurācijas pogu lapa, kurā lietotājs uzstādām nepieciešamos parametrus iekārtas komunikācijai, kā arī stroboskopiskā pārveidotāja parametrus. Nākamais logs ir indikācijas logs, kur redzami uzstādītie parametri un iekārtas statusi - pieslēguma statuss, problēmu logs u.c. Galvenā loga kods sastāv no failiem mainwindow.h, mainwindow.cpp un mainwindow.ui. Šajos failos notiek grafiskās vides - logu, izvēlņu, pogu, indikācijas elementu - savienošana un funkcionalitātes piešķiršana.
Virknes saskarnes atbalsta nodrošināšanai tika testētas vairākas bibliotēkas, no kurām izvēlēta QExtSerialPort bibliotēka. Šī bibliotēka nodrošina komunikācijas izveidi starp datu savākšanas iekārtu un stroboskopiskā pārveidotāja sistēmu. Tiek atbalstītas nepieciešamās darbības ar virknes saskarni - parametru uzstādīšana (porta izvēle, ātruma uzstādīšana, paritātes un bitu skaita izvēle, kā arī stop bitu skaits), porta atvēršana un aizvēršana, datu nolasīšana un nosūtīšana. Parametru uzstādīšanai un porta atvēršanai/aizvēršanai izstrādāts izsaucams dialoga logs. Virknes saskarnei nepieciešamās funkcijas

izveidotas comConfigDialog.c un comConfigDLG.h failos. Komunikācijai tiek izmantots "Event driven" režīms, kas nodrošina datu saņemšanu un nosūtīšanu bez aizkaves. Kā tikko saņemts datu baits, tas tiek ierakstīts atmiņā. Kad saņemts iepriekš uzstādītais baitu skaits, saņemtais datu masīvs tiek padots apstrādei un attēlošanai.

Saņemto datu grafiskai attēlošanai tiek izmantota QWT bibliotēka, kas ir paredzēta tehnisko grafiku attēlošanai un ierīču vadībai. Iespējami dažādi datu attēlošanas veidi un stili – tas atkarīgs no pielietojuma. Piemēram, elpošanas detektora datu masīvs tiks attēlots, papildinot iepriekšējo bildi, taču, vienkārši novērojot ieejas signālu, jāattēlo katrs datu bloks.

Tiek turpināts darbs pie lietotāja grafiskās vides izstrādes. Nākamajā laika periodā tiks uzlabota datu attēlošana, pievienota datu saglabāšanas funkcija un vairākas datu apstrādes funkcijas, kā arī tiks turpināts iesāktais darbs USB-paralēlās saskarnes nodrošināšanai. Izstrādātās programmas pašreizējā versija ar panākumiem jau testēta arī Linux vidē.

9. Stroboskopiskā pārveidotāja galvas mehāniskās konstrukcijas izgatavošana

Izgatavota, samontēta un eksperimentāli pārbaudīta stroboskopiskā pārveidotāja galvas mehāniskā konstrukcija (skat. Pielikumu 5)

Secinājumi:

- Adaptīvo metožu pielietojums 15 mkV pārveidotājā ļauj būtiski samazināt salīdzināšanas operāciju skaitu. Ja klasiskās “up-and-down” metodes gadījumā nepieciešamais salīdzināšanas operāciju skaits bija n=2040, tad adaptīvās α - “up-and-down” metodes gadījumā tas ir gandrīz trīs reizes mazāks n=700.
- Vēl mazāku salīdzināšanas operāciju skaitu n=25 pie jutības 15 mkV un dinamiskā diapazona A1=25 mV nodrošina adaptīvā s-metode. Diemžēl šī metode rada nepieļaujami lielus nelineāros kropļojumus pie mazām pārveidojamā signāla amplitūdām. Tas prasa metodes tālāku izpēti un modifikāciju.
- Strobējamo balansa komparatoru dinamikas kā arī citu īpašību pētījumi ir ļāvuši radīt izgudrojumu ar nosaukumu “Komparatora tipa stroboskopiskais pārveidotājs”.
- Strobējamā balansa komparatora SBK2 pētījumi rāda, ka ir iespējama komparatora stāvokļa nolasīšana nenoslogojot tuneļdiodi TD1.
- Strobējamā komparatora uz tranzistoru bāzes dinamikas pētījumi rāda, ka pie reālām strobsignāla frontēm (T0=2 ns) stroboskopiskā pārveidotāja frekvenču josla būs ar visai zemu augšējo frekvenci – 1,5 GHz. Lai sasniegtu joslu 3,5 GHz nepieciešams strobsignāla frontes garums ne garāks par 100 ps pie amplitūdas 2,5 – 3,0 V.
- Elpošanas lokatora fizikālie eksperimenti parādīja, ka viena punkta metodei ir nepieciešams uzlabot lokācijas signāla kvalitāti ka arī nepieciešams uzlabot piesaistes pie raksturīgā fāzes punkta algoritmu.
- Iegūts, ka elpošanas lokācijā izmantojot tikai galveno komponenti, iespējams panākt rezultāta kļūdu 13% robežās. Iegūtie rezultāti rāda, ka ir lietderīgi turpināt metodes pētījumus.

Turpmākie darbi:

- 15 mkV radiolokatora adaptīvo metožu uzlabošana signāla formas kropļojumu pie mazām signāla amplitūdām samazināšanai.
- 15 mkV radiolokatora signālu atklāšanas metožu efektivitātes izpēte.
- Strobējamo balansa komparatoru stāvokļa nolasīšanas ķēdes ietekmes uz komparatora dinamiku izpēte un balansa komparatora SBK2 tuneļdiožu optimālās asimetrijas noteikšana.
- Stroboskopiskā pārveidotāja projektēšana un izgatavošana elpošanas lokācijas signālu apstrādei ar galveno komponenšu metodi.
- Raksturīgā fāzes punkta meklēšanas algoritma izmaiņas un izpēte elpošanas lokatora viena punkta metodei un antenu pārveide signālu kvalitātes uzlabošanai.
- Stroboskopiskā pārveidotāja uz tranzistoru komparatora bāzes frekvenču joslas paplašināšanas ar signālapstrādes metodēm iespēju izpēte.
- Stroboskopiskā pārveidotāja vadības bloka, portatīvās attēlošanas iekārtas un datora komunikācijas, savstarpējās sadarbības sistēmas izstrāde. Ceļa devēja shēmas izstrāde.
- Radiolokatora UWB antenu salīdzinošā analīze.
- Ar trokšņiem maskētu signālu ansambļu formēšana galveno komponenšu metodes pielietojumam elpošanas lokācijā.

Pielikums 1.

15mkV radiolokatora uztvērējiekārtas signālu pārveidošanas adaptīvo metožu efektivitātes izpēte

Adaptīvā s metode.

Tika pētīta uz „up-and-down" metodi (tālāk *ud*) balstīta adaptīvā, t.s. s metode, kas tika piedāvāta darbā [1], taču līdz šim sīkāki pētījumi šajā virzienā nav veikti. Šī metode ļauj nodrošināt nepieciešamo trokšņa vidējo kvadrātisko vērtību σ_2 stroboskopiskā pārveidotāja izejā, plašu dinamisko diapazonu, kā arī pietiekami mazu strobēšanas operāciju skaitu. Ar dinamisko diapazonu (*dd*) tiek saprasts pārveidojamā signāla u_1 amplitūdu diapazons, kurā pārveidotā signāla u_2 nelineārie kropļojumi nepārsniedz noteiktu vērtību.

Kā zināms, *ud* metodē katra ar troksni maskētā ieejas signāla momentānā vērtība $U_{1i} = u_{1i} + X_i$ tiek noteikta n strobēšanas operāciju ciklā:

$$e_{ij} = e_{ij-1} + s \operatorname{sgn}(U_{1i} - e_{ij-1}), \quad j = 1,2,...,n \ , \tag{1}$$

kur s ir solis, bet e - signāls stroboskopiskā pārveidotāja kompensatora izejā. Par mērījuma rezultātu tiek pieņemts lielums

$$u_{2i} = e_{in} \ . \tag{2}$$

Pārveidojuma troksni σ_2 nosaka solis s un ieejas trokšņa vidējā kvadrātiskā vērtība σ_1 (sk. [2]):

$$\sigma_2 = \sqrt{0.625\,\sigma_1\, s + 0.25\, s^2} \ . \tag{3}$$

Savukārt *dd* platumu nosaka kā s vērtība, tā arī strobēšanas operāciju skaits ciklā. No vienas puses, solim ir jābūt pietiekoši mazam, lai nodrošinātu mazu izejas troksni. Taču pie maza soļa pieaug nepieciešamais strobēšanas operāciju skaits, lai nodrošinātu vajadzīgo *dd* vērtību.

Tāpēc s metodē tiek izmantots mainīgs solis, balstoties uz ieejas signāla stāvuma novērtējumu pārveidojamās momentānās vērtības apkārtnē. Šim nolūkam var izmantot lielumu

$$w_i = \sum_{j=1}^{n} \operatorname{sgn}(U_{1i} - e_{ij-1}), \tag{4}$$

kas ir proporcionāls stroboskopiskā pārveidotāja diskriminatora nostrādāšanu skaitam ciklā un kas savukārt ir atkarīgs no signāla stāvuma. Soļa vērtība nākamajam ciklam tiek aprēķināta kā funkcija no w tekošajā ciklā:

$$s_{i+1} = s_0 \ f(w_i), \tag{5}$$

kur s_0 ir soļa sākuma vērtība.

Šajā pētījumā tika apskatīts s metodes speciālgadījums, kad

$$f(w_i) = 1 + k|w_i|^r, \tag{6}$$

kur k un r ir koeficienti. Pētījuma mērķis bija atrast tādus k un r, kas nodrošinātu nepieciešamās σ_2 un *dd* vērtības pie iespējami mazāka strobēšanas operāciju skaita, t.i. pie iespējami mazāka stroboskopiskam pārveidojumam nepieciešamā laika.

Mēģinājums atrast analītiskas izteiksmes, kas saistītu s, σ_2, n un *dd* sastopas ar lielām matemātiskām grūtībām. Mainīga soļa gadījumā formulu (3) nevar izmantot, nav izmantojama arī darbā [3] piedāvātā pieeja, kuru var pielietot tikai pie samērā mazām n vērtībām. Tāpēc minētā

uzdevuma risināšanai tika izmantota statistiskā modelēšana.

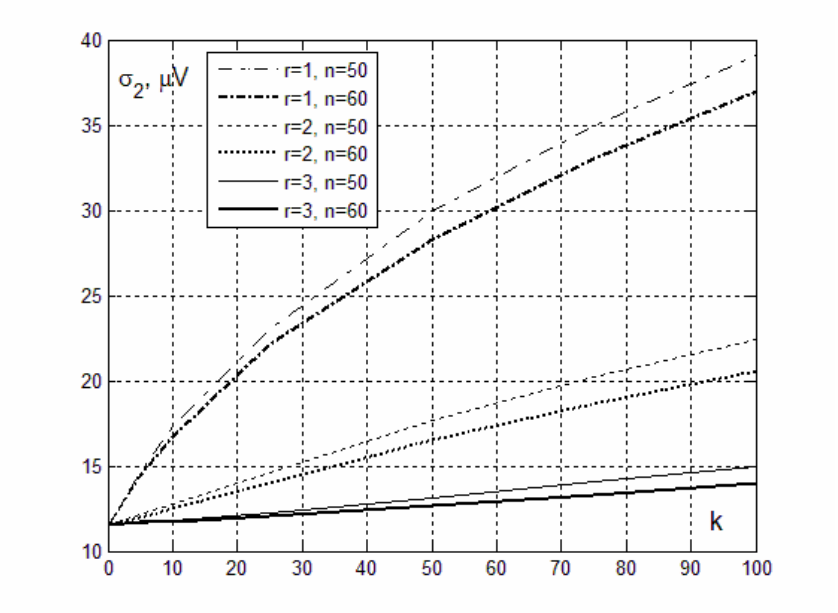
Modelēšanas eksperimentos tika pieņemts, ka $\sigma_1 = 271\ \mu V$. Uzdotā σ_2 vērtība bija 15 μV, pie dd augšējās robežas ($25mV$) pārveidojuma nelineārie kropļojumi $\sigma_{fn} \le 0.05$. Tie tika aprēķināti pēc formulas

$$\sigma_{fn}(A_1) = \frac{1}{A_1}\sqrt{\frac{1}{n_T}\sum_{i=1}^{n_T}(u_{1i} - u_{2i})^2}\ , \qquad (7)$$

kur A_1 ir pārveidojamā signāla amplitūda, n_T - iztvērumu skaits, rēķinot uz signāla periodu. Tika pieņemts, ka $n_T = 50$. Kā pārveidojamais signāls tika izmantota sinusa monosvārstība

$$u_{1i} = A_1 \sin\frac{2\pi}{n_T} i, \quad i = 1, 2, ..., n_T\ . \qquad (8)$$

Tika meklētas sakarības $\sigma_2 = f(\sigma_1, s_0, k, n, r)$ pie dažādām parametru vērtībām. Mērķis bija atrast tādas s_0, k, r kombinācijas, kuras pie dotās n vērtības apmierinātu prasības attiecībā pret σ_2 un dd. Viena no šādām sakarībām ir attēlota 1.zīm., no kurienes redzams, ka izvēloties $n = 50$, izejas trokšņa vidējo kvadrātisko vērtību $\sigma_2 = 15\ \mu V$ var nodrošināt pie $r = 1,\ k \approx 6.5$; $r = 2,\ k \approx 28$; $r = 3,\ k \approx 100$. Līdzīgas atkarības tika iegūtas arī pie citām n vērtībām.

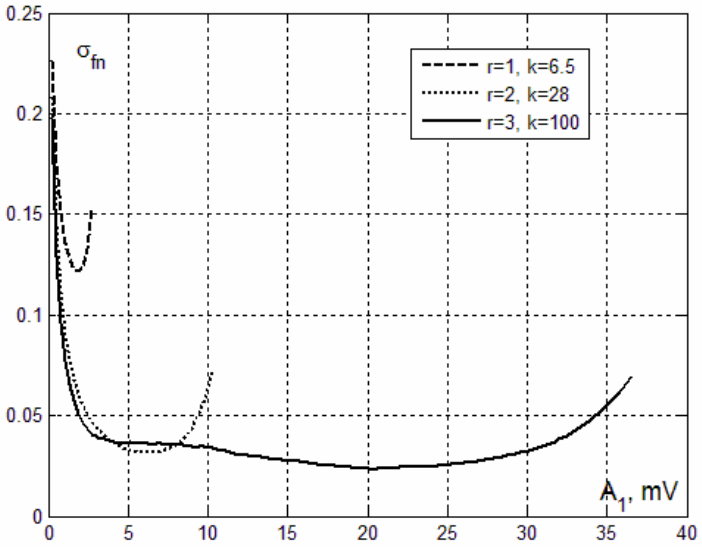


1. zīm. $\sigma_2 = f(\sigma_1, s_0, k, n, r)$ atkarības pie $s_0 = 0.73\ \mu V$.

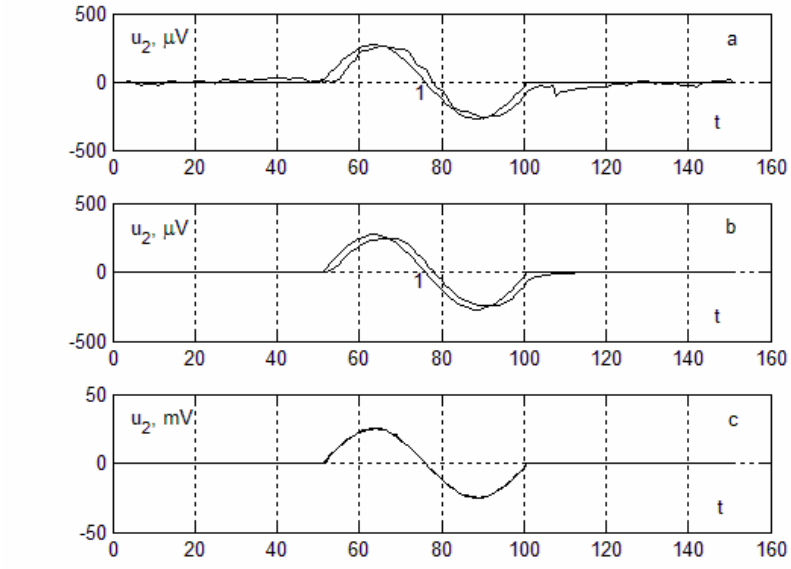
2. zīm. ir attēlotas attiecīgās $\sigma_{fn}(A_1, r, k)$ atkarības pie $n = 50$. Redzams, ka tikai pie $r = 3, k = 100$ var nodrošināt vajadzīgo dd platumu. Pie $n = 25$ uzdotās σ_2 un dd vērtības tiek nodrošinātas pie $s_0 = 0.596\ \mu V, k = 350, r = 6$.

3a. un 3b.zīm. ir attēloti pārveidotie signāli ($r = 3, k = 100, n = 50$) pie $A_1 = \sigma_1$, t.i. $271\ \mu V$. Līknes 1 atbilst pārveidojamam ieejas signālam. 3a. zīm. parādīta vienreizēja signāla u_2 izvērse, bet 3b. zīm. – viduvētais u_2 signāls. Redzams, ka pārveidojuma rezultātā izejas signāls ir ar nedaudz mazāku amplitūdu un tiek aizkavēts fāzē attiecībā pret ieejas signālu. Šie kropļojumi ir jo lielāki, jo mazāka ir nepieciešamā σ_2 vērtība. Augot pārveidojamā signāla amplitūdai, gan amplitūdas kritums, gan aizkave samazinās. 3c. zīm. ir redzams pārveidotais signāls pie $A_1 = 25\ mV$. Pie šādas amplitūdas signāla kropļojumi ir nenozīmīgi,

pārveidotā signāla un ieejas signāla forma praktiski sakrīt un kā redzams no 2.zīm., attiecīgā σ_{fn} vērtība sastāda ne vairāk kā 0.03.



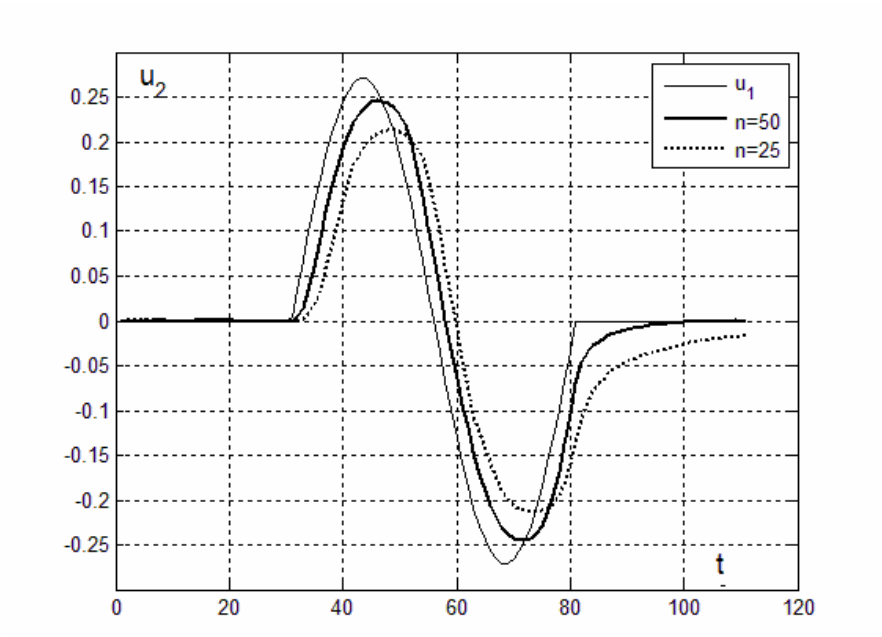
2. zīm. $\sigma_{fn}(A_1, r, k)$ atkarības.



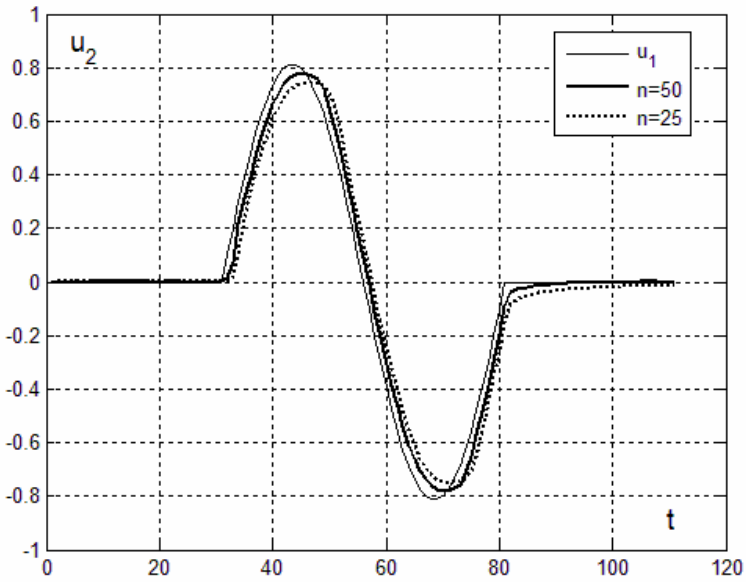
3. zīm. Pārveidotie signāli pie n=50, r=3, k=100. a - $A_1 = 271\ \mu V$, vienreizēja izvērse; b - $A_1 = 271\ \mu V$, viduētas izvērses; c - $A_1 = 25\ mV$, vienreizēja izvērse.

Vislielākie nelineārie kropļojumi rodas pie mazām A_1 vērtībām. 4.zīm. lielākā mērogā ir parādīti pārveidotie viduvētie signāli pie $n = 50$ un $n = 25$ un ieejas signāla amplitūdas $A_1 = 271\ \mu V$. Redzams, ka ir samazinājusies pārveidotā signāla amplitūda, kas sastāda attiecīgi 0.92 un 0.79 no ieejas signāla amplitūdas, ir ievērojama pārveidotā signāla fāzes nobīde, kas palielinās, samazinoties n vērtībai. Taču, palielinoties ieejas signāla amplitūdai, pārveidotā signāla kropļojumi strauji samazinās, kā tas ir

redzams no 5.zīm. Jau pie $A_1 \approx 1.2 \div 1.5\, mV$ pārveidotā signāla amplitūda tikai par dažiem procentiem atšķiras no ieejas signāla amplitūdas, un σ_{fn} vērtība ir tuva 0.05.

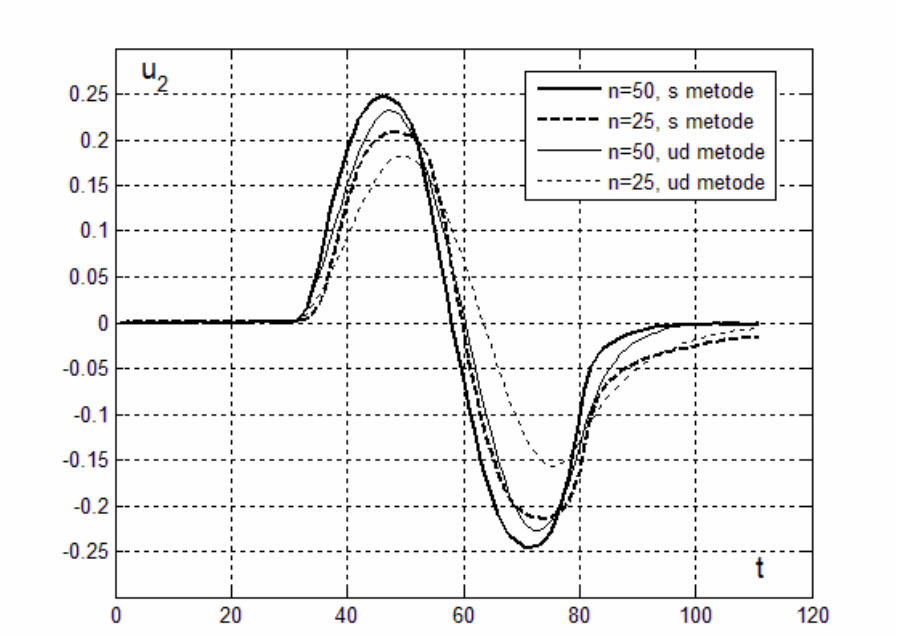


4. zīm. Pārveidotie signāli pie $A_1 = 271\ \mu V$; $n = 50$ (treknā līnija) un $n = 25$ (raustītā līnija) pie attiecīgām augstāk minētām s_0, k, r vērtībām.



5. zīm. Pārveidotie signāli pie $A_1 = 813\ \mu V$.

Salīdzināsim kropļojumus ar *ud* metodi un *s* metodi pārveidotiem signāliem pie vienādām n vērtībām. Lai pie $\sigma_1 = 271\ \mu V$ pārveidotāja izejā nodrošinātu $\sigma_2 = 15\ \mu V$, pārveidojums ar *ud* metodi saskaņā ar (3) jāveic ar soli $2.44\ \mu V$. Kā redzams no 6.zīm., pie vienādām n vērtībām *s* metode nodrošina mazākus pārveidotā signāla kropļojumus. Augot pārveidojamā signāla amplitūdai *s* metodes priekšrocības tikai palielinās.



6. zīm. Ar *ud* metodi un *s* metodi pārveidoto signālu vidējā vērtība pie $A_1 = 271\ \mu V$.

Novērtēsim, ar kādu ātrumu spētu pārvietoties ceļu segumu kontrolei paredzēts UWB lokators ar stroboskopisko pārveidotāju, kas darbojas pēc aprakstītā algoritma Ātrumu V var aprēķināt pēc formulas

$$V = \frac{\Delta s\ c\ T_z}{2\ l\ n\ n_T\ T_s\ \sqrt{\varepsilon}}\ , \qquad (9)$$

kur Δs ir lokatora pieļaujamā pārvietošanās vienas izvērses laikā, c - gaismas ātrums, T_z - zondējošā signāla (sinusa monosvārstība) periods, l - maksimālais zondēšanas dziļums, T_s - strobējošā signāla atkārtošanās periods, ε - grunts dielektriskā caurlaidība. Ja pieņem, ka $\Delta s = 0.05\ m, T_z = 0.5\ ns, l = 1\ m, n = 25,$ $n_T = 50,\ \varepsilon = 16$ (mēreni mitra grunts), tad $V = 0.98\ m/s$ vai $3515\ m/h$.

LITERATŪRA.
1. V.Karklinsh, K.Krumins Adaptive Methods in the Discrete Stroboscopic Signal Conversion. Automatic Control and Computer Sciences, 2010, vol.44, #5, pp.266-271.
2. Попов Л.Н. Анализ влияния шумовой помехи на статистическую погрешность импульсной системы регулирования релейного типа. Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 1970, №9, с. 27-41.
3. A. Lorencs. Digital Signal Processing UD Method and its Statistical Characteristics. Electronics and Electrical Engineering. Kaunas: Technologija, 2008, No.6(86), pp. 33-36.

Adaptīvā α -"up-and-down" metode.

Pētīta adaptīvā α -"up-and-down" metode ar mērķi noskaidrot minimālo salīdzināšanas operāciju (strobu) skaitu, pie kura var nodrošināt jūtību σ_2<=15 μV (RMS) un dinamisko diapazonu $A^* \geq 25\ mV$ pie ekvivalentā maskējošā trokšņa $\sigma_1 \approx 271\ \mu V$. Modelēšanas ērtību labad pārrēķinot σ_2 un A^* relatīvās vienībās attiecībā pret $\sigma_1 = 1$, iegūstam $\sigma_2 \leq 15/271 = 0.05535... \approx 0.055$ un $A^* \geq 25000/271 = 92.25... \approx 93$. A^* noteikšanai izmantosim kritēriju

$$\sigma_f = \frac{std(u_2 - u_1)}{A}, \tag{1}$$

kur u_1 - monosvārstība ar amplitūdu A, kas uzdota n_T punktos uz periodu,

u_2 - signāla u_1 pārveidojuma rezultāts.

Iepriekšējā pārskata periodā kā signāla pieļaujamais kropļojums tika pieņemts $\sigma_f \le c = 0.05$. Sakarā ar to, ka monosvārstības kropļojumi var iesniegties tālāk par monosvārstības periodu, kropļojumu faktora σ_f novērtēšanai tika izmantots izvērses intervāls ar garumu $2n_T$. Pārrēķinot kropļojumu kritēriju $c = 0.05$ uz divkāršotu intervālu $2n_T$, iegūstam atbilstošu kritērija vērtību

$$c_1 = c/\sqrt{2} \approx 0.0353. \tag{2}$$

"up-and-down" metode ir formalizējama šādi.

Apzīmēsim atkārtojama pārveidojamā signāla u_1 vērtību i-ajā fāzes punktā ir $u_{1,i}$.

Trokšņa dēļ šajā fāzes punktā ir novērojams signāls $U_{1,i,j} = u_{1,i} + X_{i,j}$, kur $X_{i,j}$ - strandartnormāli sadalīts gadījumlielums. Tā kā radiolokācijas signāls ir centrēts (ar vidējo vērtību 0), sākotnējo sliekšņa vērtību $e_{1,0}$ ir mērķtiecīgi izvēlēties $e_{1,0} = 0$. Uzdodam sliekšņa izmaiņas soļa vērtību s un salīdzināšanas operāciju skaitu n.

Tad "up-and-down" procedūras sliekšņa izmaiņas ir aprakstāmas ar izteiksmēm:

$$e_{i,j} = e_{i,j-1} + s \cdot sign\left(U_{1,i,j} - e_{i,j-1}\right) \tag{3}$$

un

$$e_{i+1,0} = e_{i,n}. \tag{4}$$

Par signāla vērtības i-ā fāzes punkta mērījuma rezultātu saskaņā ar "up-and-down" metodi uzskata procedūras pēdējo sliekšņa vērtību $u_{2,i} = e_{i,n}$. Kā zināms, samazinot "up-and-down" procedūras soli s, uzlabojas pārveidotāja jūtība (samazinās σ_2) un palielinot salīdzināšanas operācijas skaitu n, paplašinās dinamiskais diapazons $A*$. Lai nodrošinātu radiolokatora maksimālu ātrdarbību, ir jāsameklē tāds minimālais salīdzināšanas operāciju skaits n un solis s, pie kuriem tiek nodrošinātas uzdotās prasības ($\sigma_2 \le 15\ \mu V$ un $A* \ge 25000\ mV$). Atgādinām, ka projekta izpildes iepriekšējā etapā "up-and-down" metodei augstāk minēto prasību izpildei tika atrasts minimālais operācijas skaits n=2040 pie soļa $s = 1.33\ \mu V$.

Saskaņā ar α adaptācijas principu [1] izteiksme (4) tiek pārveidota sekojošā formā:

$$e_{i+1,0} = e_{i,n} + \alpha\left(u_{2,i} - u_{2,i-1}\right). \tag{5}$$

Kā redzams no formulas (5), α adaptācija izmanto informāciju par signāla pieaugumu iepriekšējā fāzes punktā.

Pētījumā jāatrod solis, pie kura ar izvēlēto n un alfa izejas troksnis ir nedaudz mazāks par 0.055. Šim nolūkam tika sastādīta programma, kas automātiski meklēja tādu soli, kas apmierina uzdotās σ_2 prasības. Pēc tam tika mainīta pārveidojamā signāla amplitūda, kontrolēts formas kropļojumu koeficients σ_f un meklēta tāda amplitūda A, pie kuras $\sigma_f(A)$ nepārsniedz c_1.

Pie salīdzināšanas operāciju skaita n=1300 un α vērtībām

$\alpha \in \{0.0;\ 0.1;\ 0.2;\ 0.3;\ 0.4;\ 0.5;\ 0.6;\ 0.7;\ 0.8;\ 0.9;\ 1.0;\ 1.1;\ 1.2\}$ tika iegūti rezultāti, kas parādīti Tab. 1.

Tab. 1.

alfa	s	s2	sf(A*)	A*
0	0.004844	0.054896	0.0331	59
0.1	0.004832	0.054882	0.0326	65
0.2	0.004802	0.054993	0.028	71
0.3	0.004835	0.054903	0.0286	81
0.4	0.004847	0.054849	0.0341	95
0.5	0.004819	0.054836	0.0322	109
0.6	0.00487	0.054957	0.0326	129
0.7	0.004806	0.054869	0.0348	147
0.8	0.00483	0.054916	0.0347	163
0.9	0.00479	0.05495	0.0349	171
1.0	0.004823	0.05487	0.0338	157
1.1	0.004837	0.054848	0.0312	135
1.2	0.004798	0.054931	0.0341	109

No iegūtajiem rezultātiem tika izdarīts prognozējošs aprēķins, kura rezultātā kā nākamais pārbaudāmais salīdzināšanas operāciju skaits bija n=700. Pie šāda operāciju skaita arī tika veikts nākošais pētījums. Iegūtie rezultāti parādīti Tab. 2.

Tab. 2.

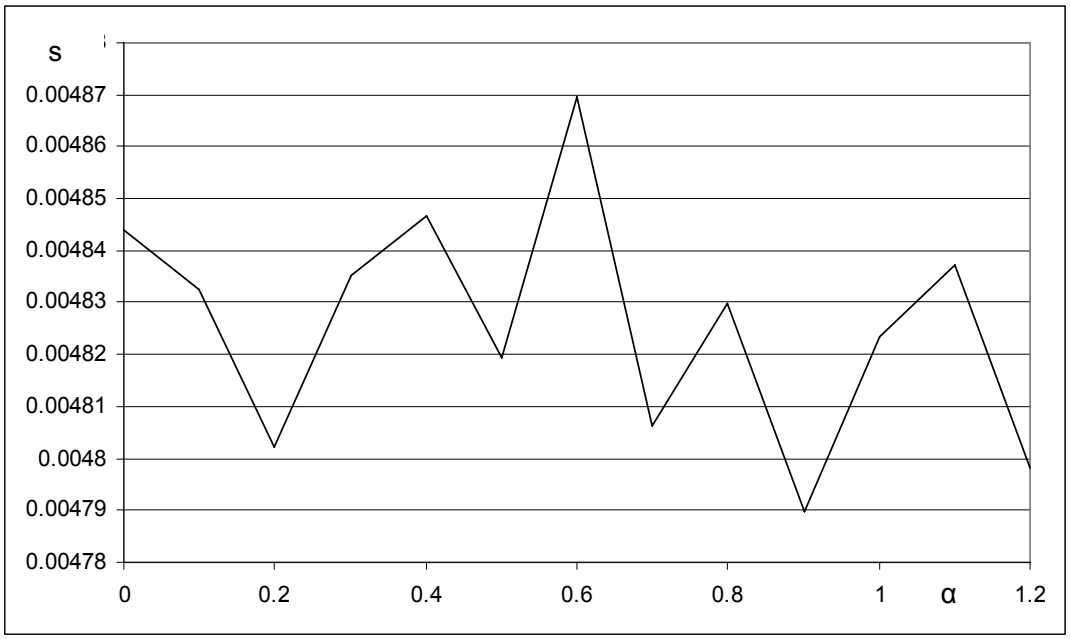
alfa	s	s2	sf(A*)	A*
0	0.004772	0.054806	0.025672	29
0.1	0.005122	0.054857	0.026146	35
0.2	0.005004	0.054866	0.029361	39
0.3	0.00498	0.054936	0.034437	45
0.4	0.005089	0.05492	0.035057	53
0.5	0.004796	0.054899	0.031204	57
0.6	0.004828	0.054865	0.035186	69
0.7	0.004586	0.054903	0.034776	75
0.8	0.004726	0.054815	0.034229	85
0.9	0.004917	0.054998	0.03388	93
1	0.004737	0.05486	0.033563	83
1.1	0.004796	0.054857	0.035101	73

No iegūtajiem rezultātiem tika izdarīts secinājums, ka pie $\alpha = 0.9$, $s = 0.004917$ ar pietiekamu precizitāti ir sasniegts minimālais salīdzināšanas operāciju skaits n=700. Salīdzinājumam varam atgādināt, ka pielietojot „up-un-down" metodi, minimālais operāciju skaits bija n=2040. Tātad, pielietojot adaptīvo α -„up-un-down" metodi, esam panākuši 2.9 reizes augstāku radiolokatora ātrdarbību.

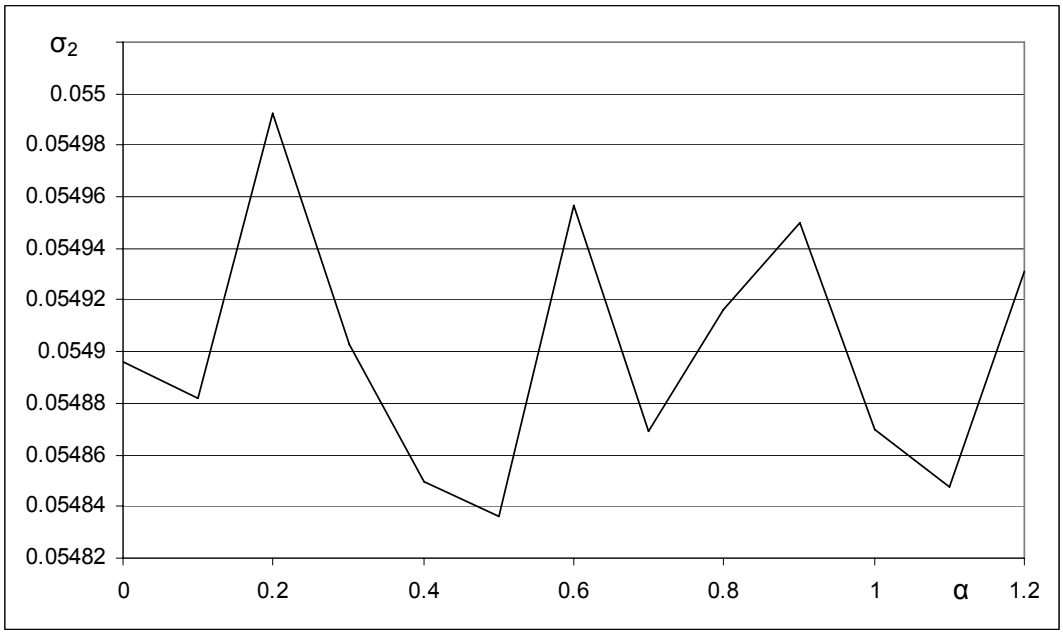
Augstāk veiktie pētījumi ļauj izdarīt sekojošus secinājumus:

- palielinot adaptācijas koeficienta α vērtību, lai sasniegtu uzdoto pārveidotāja jūtību, ir nepieciešams samazināt sliekšņa izmaiņas soli s (skat. Zīm. 1 pie n=1300 un Zīm. 5 pie n=700);
- sastādītā programma ļauj atrast soli, pie pietiekoši mazas σ_2 izkliedes (skat. Zīm. 2 pie n=1300 un Zīm. 6 pie n=700);
- iegūtie rezultāti ļauj secināt, ka optimālā adaptācijas koeficienta α vērtība gan pie n=1300, gan pie n=700 ir $\alpha = 0.9$ (skat. Zīm. 3 pie n=1300 un Zīm. 7 pie n=700);

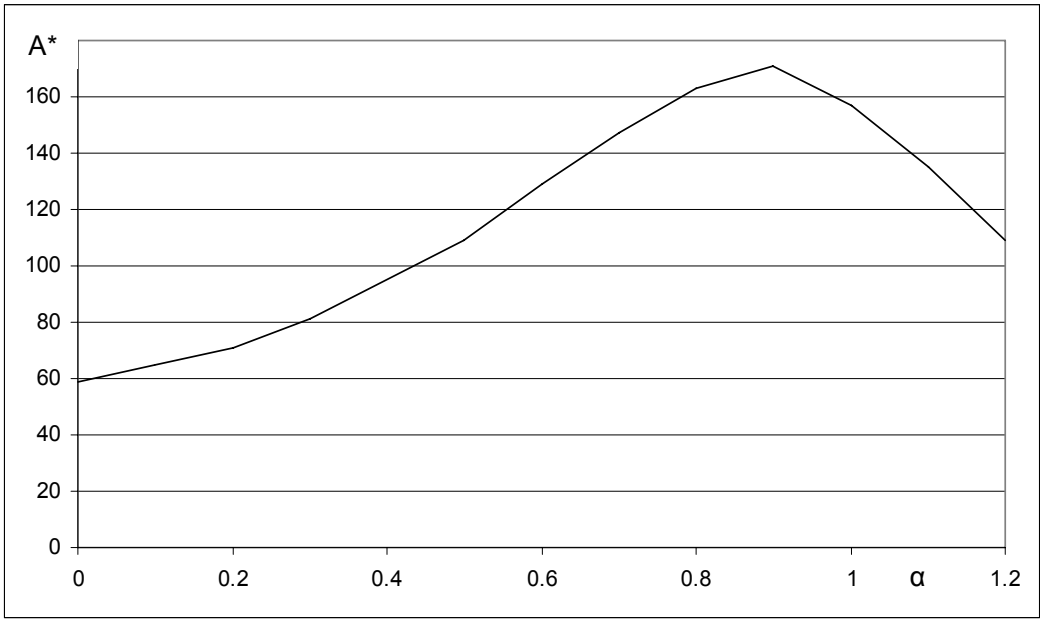
- programma paredz piemeklēt $A*$ tikai pa diskrētām vērtībām. Pie nākamās pārbaudāmās A vērtības $\sigma_f(A)$ jau pārsniedza c_1. Tāpēc $\sigma_f(A*)$ ir nedaudz mazāks par c_1 (skat. Zīm. 4 pie n=1300 un Zīm. 8 pie n=700).



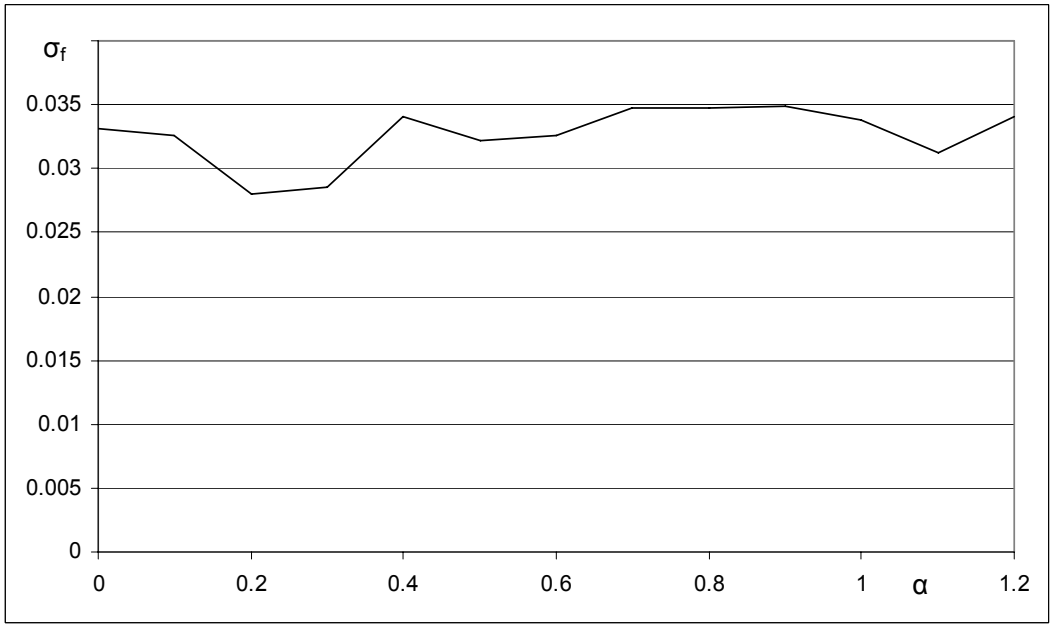
Zīm. 1. Atrastās soļa vērtības, atkarībā no α pie n=1300.



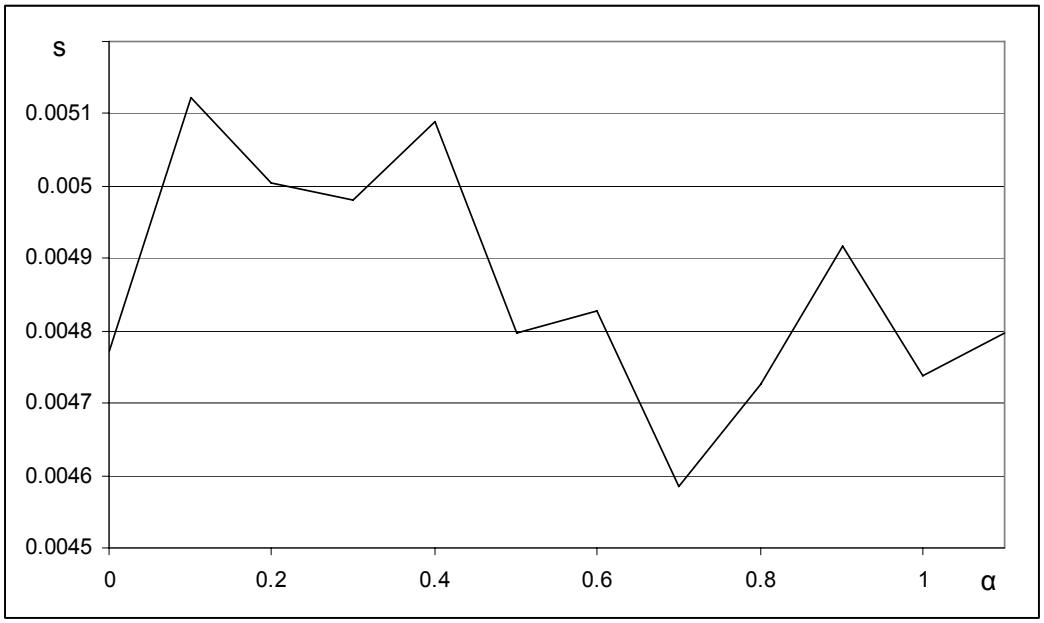
Zīm. 2. Izejas troksnis, kas atbilst atrastajam solim, atkarībā no α pie n=1300.



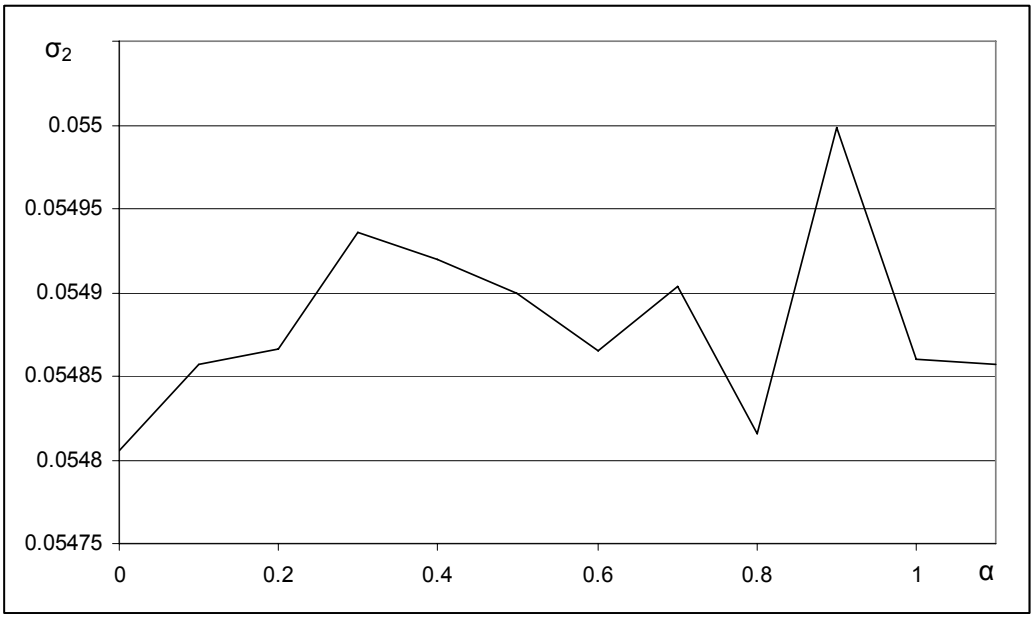
Zīm. 3. A^*, atkarībā no α pie n=1300.



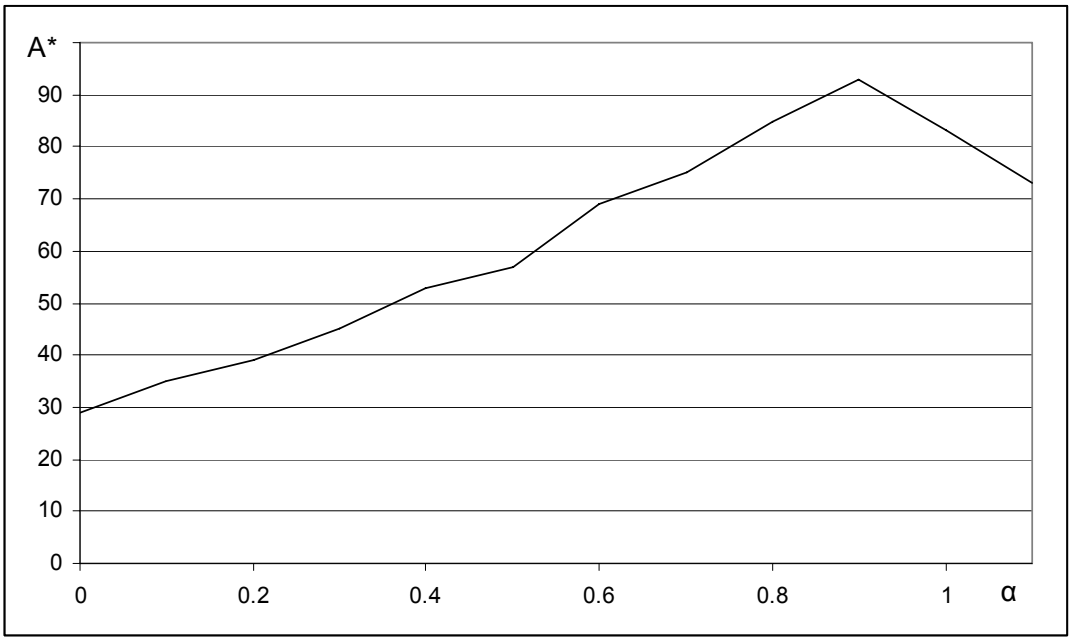
Zīm. 4. σ_f, atkarībā no α pie n=1300.



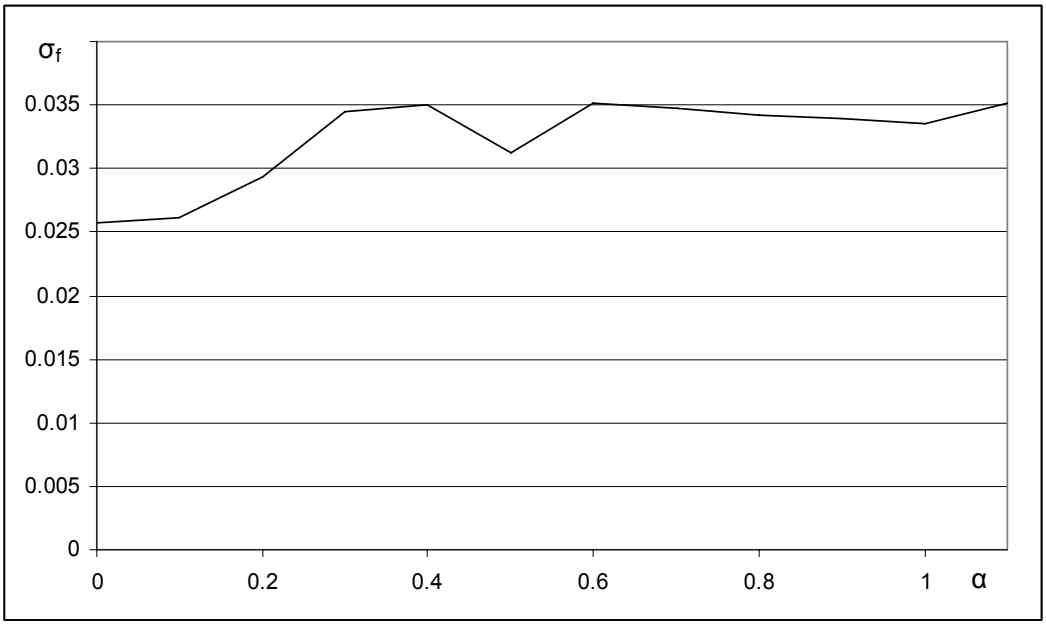
Zīm. 5. Atrastās soļa vērtības, atkarībā no α pie n=700.



Zīm. 6. Izejas troksnis, kas atbilst atrastajam solim, atkarībā no α pie n=700.



Zīm. 7. A^*, atkarībā no α pie n=700.



Zīm. 8. σ_f, atkarībā no α pie n=700.

[1] V. Karklin'sh and K. Krumin'sh. „Adaptive methods in discrete stroboscopy". Automatic Control and Computer Sciences, Volume 44, Number 5 / October 2010, pp. 266-271

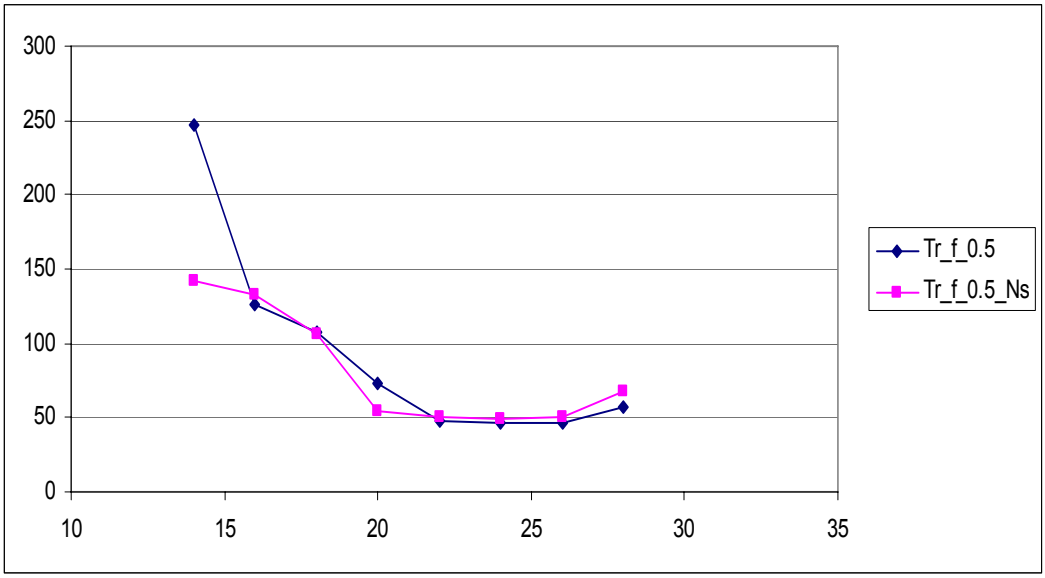
Pielikums 2.

Strobējamā balansa komparatora SBK2 dinamikas izpēte pie garākam palaišanas impulsa frontēm un nolasīšanas impulsa platuma izmaiņu izpēte atkarībā no SBK2 darba režīmiem

Strobējamā balansa komparatora SBK2 dinamikas izpēte pie garākām palaišanas impulsa frontēm tika veikta pie frontēm Tr=0,5 ns; 1,0 ns; 2,0 ns un 4,0 ns ar mērķi noskaidrot pie cik garām frontēm komparators nodrošina projekta uzdevumā noteikto pārejas raksturlīknes kāpuma laiku ne lielāku par 100 ps. Kāpuma laika atkarība no pretestības Rv strobsignāla ķēdē pie frontes Tr=0,5 ns kā pozitīvam tā negatīvam testsignālam skaitliski parādīta Tab. 1 un grafiski Zīm. 1.

Tab. 1.

Rv	Tr_f_0.5	Tr_f_0.5_Ns
9	Nestabils	Nestabils
14	247	142
16	126	133
18	107	106
20	73	54
22	48	50
24	46	49
26	47	51
28	57	68
30	Nestrādā	Nestrādā



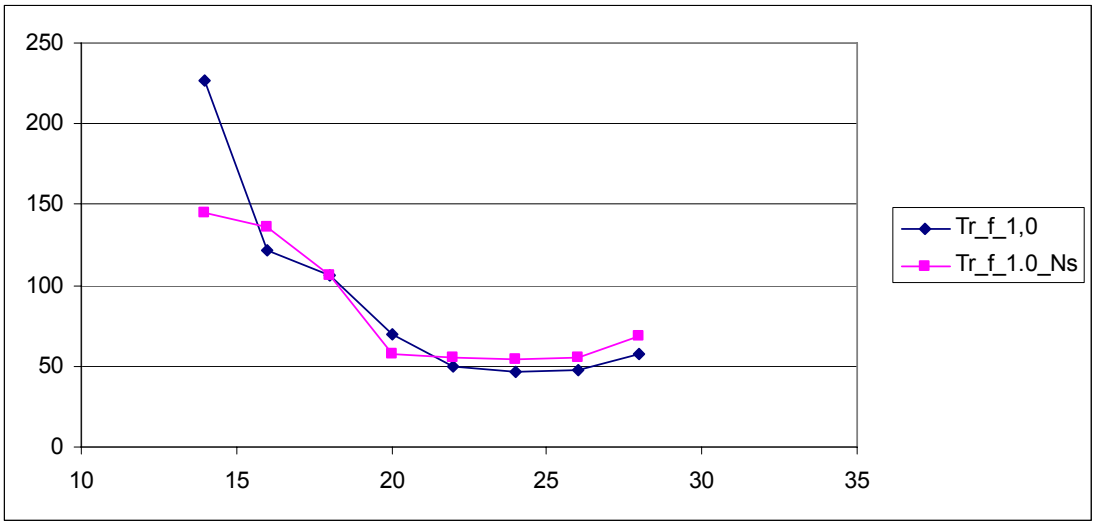
Zīm. 1. Stroboskopiskā pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no komparatora SBK2 pretestības Rv strobsignāla ķēdē pie palaišanas impulsa frontes garuma Tr=0,5 ns pozitīvam (Tr_f_0,5) un negatīvam (Tr_f_0,5_Ns) testsignālam.

Kā redzams no iegūtajiem rezultātiem abos testsignāla gadījumos pretestības Rv vērtību diapazonā Rv=22 Om – 26 Om pārejas raksturlīknes kāpuma laiks praktiski ir nemainīgs un abu polaritāšu testsignāliem vienāds aptuveni 50 ps.

Kāpuma laika atkarība no pretestības Rv strobsignāla ķēdē pie frontes Tr=1,0 ns kā pozitīvam tā negatīvam testsignālam skaitliski parādīta Tab. 2 un grafiski Zīm. 2. Abos testsignāla gadījumos pretestības Rv vērtību diapazonā Rv=22 Om – 26 Om pārejas raksturlīknes kāpuma laiks praktiski ir nemainīgs un abu polaritāšu testsignāliem vienāds aptuveni 50 ps.

Tab. 2.

Rv	Tr_f_1,0	Tr_f_1.0_Ns
9	Nestabils	Nestabils
14	227	145
16	122	136
18	106	106
20	70	58
22	50	55
24	47	54
26	48	55
28	58	69
30	Nestrādā	Nestrādā

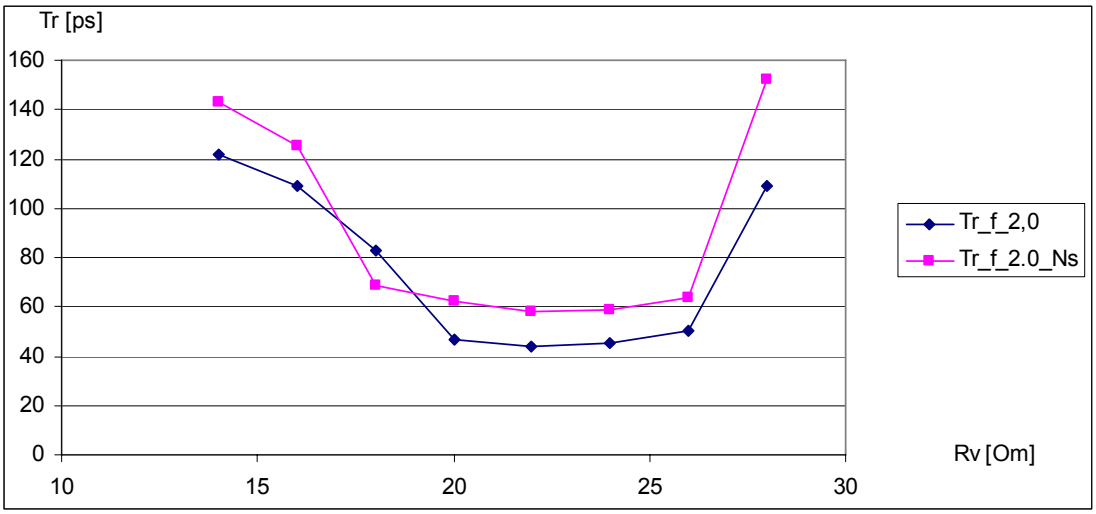


Zīm. 2. Stroboskopiskā pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no komparatora SBK2 pretestības Rv strobsignāla ķēdē pie palaišanas impulsa frontes garuma Tr=1,0 ns pozitīvam (Tr_f_1,0) un negatīvam (Tr_f_1,0_Ns) testsignālam.

Kāpuma laika atkarība no pretestības Rv strobsignāla ķēdē pie frontes Tr=2,0 ns kā pozitīvam tā negatīvam testsignālam skaitliski parādīta Tab. 2 un grafiski Zīm. 3. Abos testsignāla gadījumos pretestības Rv vērtību diapazonā Rv=22 Om – 26 Om pārejas raksturlīknes kāpuma laiks praktiski ir nemainīgs un abu polaritāšu testsignāliem vienāds aptuveni 50 ps.

Tab. 3.

Rv	Tr_f_2,0	Tr_f_2.0_Ns
9	Nestabils	Nestabils
14	122	143
16	109	125
18	83	69
20	47	62
22	44	58
24	45	59
26	50	64
28	109	152
30	Nestrādā	Nestrādā



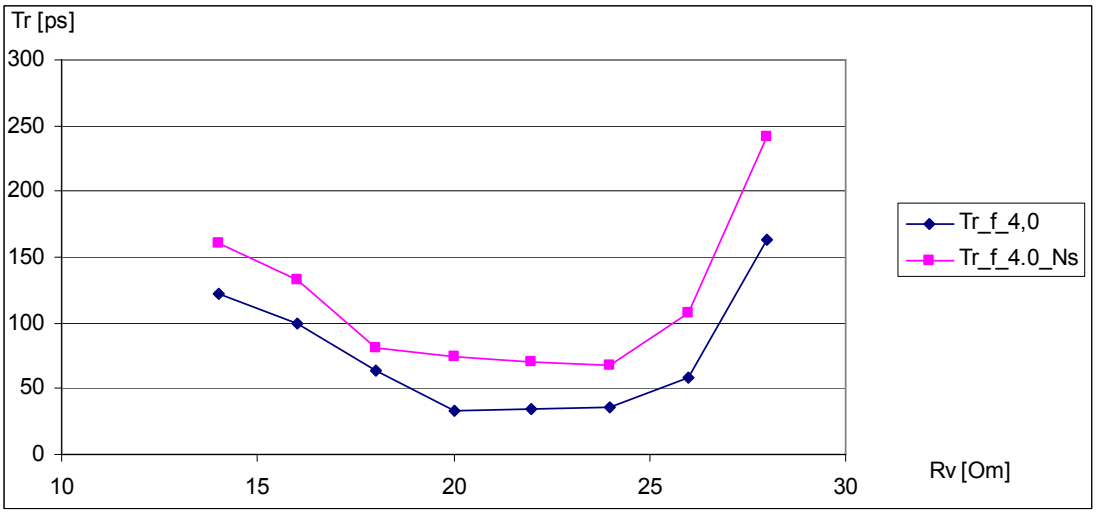
Zīm. 3. Stroboskopiskā pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no komparatora SBK2 pretestības Rv strobsignāla ķēdē pie palaišanas impulsa frontes garuma Tr=2,0 ns pozitīvam (Tr_f_2,0) un negatīvam (Tr_f_2,0_Ns) testsignālam.

Kāpuma laika atkarība no pretestības Rv strobsignāla ķēdē pie frontes Tr=2,0 ns kā pozitīvam tā negatīvam testsignālam skaitliski parādīta Tab. 3 un grafiski Zīm. 3. Abos testsignāla gadījumos pretestības Rv vērtību diapazonā Rv=20 Om – 26 Om pārejas raksturlīknes kāpuma laiki praktiski ir nemainīgi taču atšķirīgi: pozitīvajam testsignālam minimālais kāpuma laiks sastāda 44 ps, negatīvajam – 58 ps.

Kāpuma laika atkarība no pretestības Rv strobsignāla ķēdē pie frontes Tr=4,0 ns kā pozitīvam tā negatīvam testsignālam skaitliski parādīta Tab. 4 un grafiski Zīm. 4. Abos testsignāla gadījumos pretestības Rv vērtību diapazonā Rv=20 Om – 24 Om pārejas raksturlīknes kāpuma laiki praktiski ir nemainīgi taču atšķirīgi: pozitīvajam testsignālam minimālais kāpuma laiks sastāda 33 ps, negatīvajam – 68 ps.

Tab. 4.

Rv	Tr_f_4,0	Tr_f_4.0_Ns
9	Nestabils	Nestabils
14	122	161
16	99	133
18	64	81
20	33	75
22	34	71
24	36	68
26	59	107
28	163	241
30	Nestrādā	Nestrādā



Zīm. 4. Stroboskopiskā pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no komparatora SBK2 pretestības Rv strobsignāla ķēdē pie palaišanas impulsa frontes garuma Tr=4,0 ns pozitīvam (Tr_f_4,0) un negatīvam (Tr_f_4,0_Ns) testsignālam.

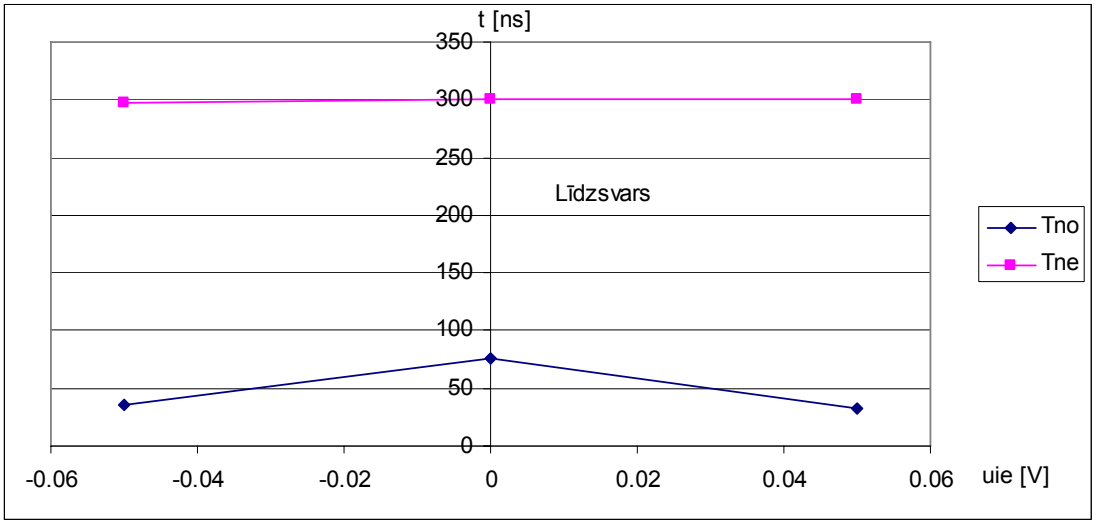
Secinājumi:

- Pie palaišanas impulsa frontes garumiem Tr=0,5 un 1,0 ns stroboskopiskā pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiki kā pozitīvam tā negatīvam testsignālam praktiski ir vienādi un pietiekoši plašā pretestību Rv diapazonā (Rv=22 – 26 Om) praktiski nemainīgi.
- Pie palaišanas impulsa frontes garumiem Tr=2,0 un 4,0 ns stroboskopiskā pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiki pozitīvam un negatīvam testsignālam ir atšķirīgi – pozitīvam testsignālam kāpuma laiks samazinās, negatīvam – palielinās.
- Pie palaišanas impulsa frontes garumiem Tr=2,0 un 4,0 ns stroboskopiskā pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiki pozitīvam un negatīvam testsignālam un pietiekoši plašā pretestību Rv diapazonā (Rv=20 – 24 Om) praktiski ir nemainīgi.
- Pie visiem apskatītajiem palaišanas impulsa frontes garumiem stroboskopiskā pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiki nepārsniedz projektā uzdoto kāpuma laiku 100 ps. Tātad palaišanas impulsa frontes garumi ir pieļaujami līdz pat 4,0 ns.

Nolasīšanas impulsa platuma izmaiņu izpēte atkarībā no SBK2 darba režīmiem tika pētīta pie maksimālās pozitīvās un maksimālās negatīvās testsignāla amplitūdas Uie=50 mV un Uie=-50 mV, kas caur testsignāla formētāja iekšējo pretestību Ri=50 Om nodalās uz pārveidotāja dinamiskajam diapazonam atbilstošo vērtību 25 mV. Salīdzinājumam pētījums veikts arī pie testsignāla amplitūdas Uie=0,0 mV. Iegūtie skaitliskie rezultāti parādīti Tab. 5, kur Tno nozīmē nolasīšanas impulsa platumu pie TD1 nostrādāšanas, bet Tne – pie nenostrādāšanas. No iegūtajiem rezultātiem redzams, ka visā ieejas spriegumu diapazonā TD1 nostrādāšanas gadījumos impulsu platumi Tno ir ievērojami mazāki (Tno=33-76 ps) nekā TD1 nenostrādāšanas gadījumos (Tne=297-301 ps), kas arī bija ar šo eksperimentu jāpierāda. Uzskatāmības labad šie rezultāti parādīti grafiski Zīm. 5.

Tab. 5.

Uie	Tno	Tne
-0.05	36	297
0	76	300
0.05	33	301



Zīm. 5. SBK2 nolasīšanas impulsa platumu izmaiņas atkarībā no SBK2 darba režīmiem: pie Uie=-50 mV (zīmējuma kreisajā pusē) un pie Uie=50 mV (zīmējuma labajā pusē).

Secinājumi:

- Pie visiem apskatītajiem ieejas spriegumiem nolasīšanas impulsa platums TD1 nenostrādāšanas gadījumā ir praktiski nemainīgs. TD1 nostrādāšanas gadījumā impulsa platums Tno mainās nenozīmīgi.
- Visā pārveidotāja iespējamo ieejas signāla amplitūdu diapazonā komparatora SBK2 nolasīšanas impulsa platumi TD1 nostrādāšanas un TD1 nenostrādāšanas gadījumos ir pietiekoši atšķirīgi un viegli separējami.

СОХРАНЕНИЕ ЗАКОНА ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ UWB ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА В ПЕРВОЙ ГЛАВНОЙ КОМПОНЕНТЕ

М. Грейтанс, *доктор технических наук*
Институт электроники и вычислительной техники
ул. Дзербенес 14, LV-1006 Рига, Латвия
E-mail: modris_greitans@edi.lv

В. Аристов, *доктор технических наук*
Институт электроники и вычислительной техники
ул. Дзербенес 14, LV-1006 Рига, Латвия
E-mail: vladimirs.aristovs@edi.lv

На примере обработки модельных и реальных сигналов, представляющих сверхширокополосные импульсы, отражённые от простой цели и от макета, имитирующего дыхание человека, исследована возможность использования первой главной компоненты (преобразования Карунена-Лоэва) для выявления закона фазовой модуляции отражённого сигнала. Экспериментально показано, что при малых перемещениях цели траектория движения первой главной компоненты с точностью не хуже 20% повторяет оригинальный закон фазовой модуляции отражённого сигнала.

Ключевые слова : биорадиолокация, регистрация дыхания человека, преобразование Карунена-Лоэва, главная компонента.

1. Введение

Во многих сферах применения сверхширокополосной (UWB) импульсной радиолокации информация в отражённом сигнале заложена во временной задержке Δt отражённого сигнала (или фазовом сдвиге $\Delta\varphi$).

В зависимости от целей применения и используемой центральной частоты задержка может быть в пределах от долей наносекунды до нескольких десятков наносекунд. Однако наибольший интерес представляет изменение задержки в пределах времени периода T центральной частоты зондирующего сигнала $\Delta t \le T$. В переходе на фазу – это задержка в пределах $0 \div 2\pi$ радиан. В работе [1] показано, что при фазовом сдвиге сигнала в пределах $\Delta\varphi \le 0,7\pi$ первая главная компонента, полученная с применением преобразования Карунена Лоэва, содержит в себе практически всю информацию ($\approx 80\%$) о фазовом сдвиге отражённого импульса. Поэтому представляет интерес изучение вопроса – насколько поведение первой главной компоненты повторяет закон изменения фазы отражённого сигнала. О каком законе изменения фазы отражённого сигнала и соответствующего образа идёт речь?

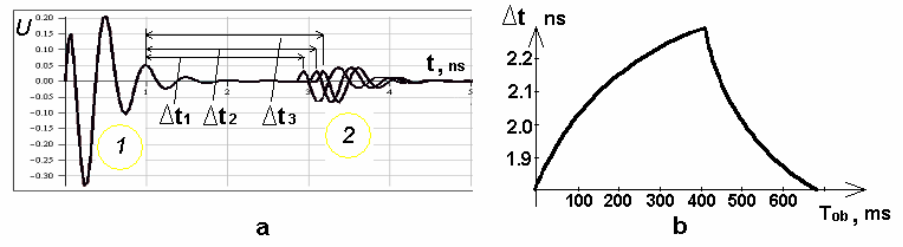


Рис.1. К пояснению закона модуляции фазы (задержки) отраженного сигнала: a-положение отражённого сигнала через равные промежутки времени наблюдения T_{ob} и соответствующие время задержки Δt; b – функция времени задержки от времени наблюдения.

Частота повторения зондирующих импульсов составляет от сотен KHz до десятков MHz, но, как правило, в приёмнике локатора используется стробоскопический преобразователь, который позволяет понизить частоту следования выходных импульсов до сотен Hz – единиц KHz. Для исследования полного цикла дыхания человека, продолжительностью около 3 sec достаточным будет интервал наблюдения 100 ms (Рис.1.b).

За модель отражённого сигнала взят импульс, описываемый функцией:

$$u(t) = A(e^{-\alpha(t-\psi)} - e^{-(\alpha+\beta)(t-\psi)})Cos(w_0(t-\psi)), \quad (1)$$

где: α, β -постоянные нарастания и затухания огибающей радиоимпульса с частотой заполнения w_0; ψ - временной сдвиг сигнала, подчиняющийся некоторому закону изменения в зависимости от времени наблюдения T_{ob}.

Исследование проводилось для ансамблей сигналов содержащих по N= 32 реализации. Каждый ансамбль имел свой закон изменения временного сдвига ψ. Таковыми законами были выбраны:

1 – линейный (Рис.2.a). $$\psi_L(T_{ob}) = \begin{cases} kT_{ob}, & T_{ob} \le T_{obm}/2 \\ -kT_{ob} + T_{obm}, & T_{ob} > T_{obm}/2 \end{cases}; \quad (2)$$

2 – косинусный (Рис.2.b). $\psi_C(T_{ob}) = Cos(\Omega T_{ob})$; (3)

3 – дыхания здорового человека [2] (Рис2.c). $\psi_{BR}(T_{ob}) = \Psi(T_{ob})$,

где: T_{obm} - максимальное время наблюдения, за которое кривая закона проходит полный цикл; Ω - некоторая частота, для которой соблюдается условие $1/\Omega = T_{obm}$; $\Psi(T_{ob})$ - функция аппроксимирующая реальный закон дыхания. При среднеквадратичной ошибке аппроксимации равной 1,5% она может быть выражена полиномом шестой степени:

$$\Psi(T_{ob}) = 2{,}54 - 3{,}57\,T_{ob} + 2{,}87\,T_{ob}^2 - 0{,}39\,T_{ob}^3 + 0{,}02\,T_{ob}^4 - 0{,}0005\,T_{ob}^5 + 0{,}000005\,T_{ob}^6 \quad (4)$$

Виды используемых законов представлены на Рис.2

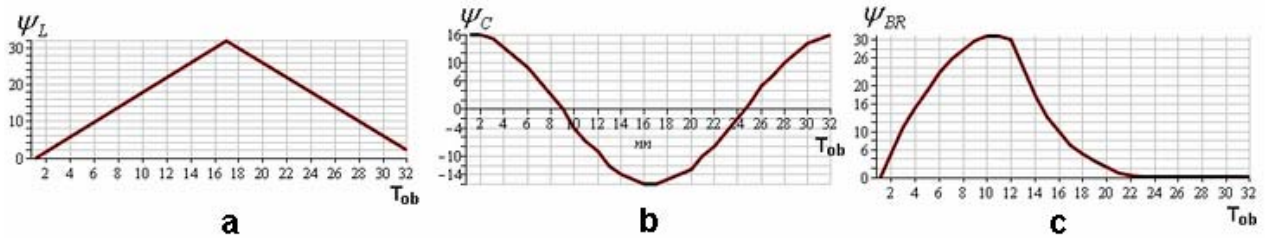


Рис.2. Законы модуляции задержки отражённого сигнала, используемые при моделировании: a – линейный; b – косинусный; c – дыхания здорового человека.

2. Обработка модельного сигнала с использованием преобразования Карунена-Лоэва

Как отмечалось в работах [1,3], для сигнала сверхширокополосного радара возможно применение преобразования Карунена-Лоэва (анализа главных компонент) для: а) сокращения размерности исходного дискретизированного сигнала; б) выделения наиболее информативных главных компонент, содержащих большую часть информации об изменении задержки или амплитуды отражённого сигнала. Если исходный сигнал после дискретизации представляется в виде n-мерного вектора $\mathbf{x}=[x_1 x_2 \ldots x_n]^t$, то после применения преобразования Карунена-Лоэва тот же вектор можно представить в новой системе координат в виде m-мерного вектора $\mathbf{y}=[y_1 y_2 \ldots y_m]^t$, где m□ n. Преобразование осуществляется посредством матрицы **W**, образованной из собственных векторов обучающего ансамбля исходных реализаций [4]: $\mathbf{y}=\mathbf{W}^t\mathbf{x}$. В геометрическом смысле преобразование поворачивает исходную n-мерную систему координат, в которой представлены вектора сигналов, на некоторый абстрактный угол. В получающейся новой системе координат при заданной среднеквадратичной ошибке ε^2 те же вектора представляются при существенно меньшем количестве отсчётов. Например, применительно к СШП импульсным сигналам [1], при значении $\varepsilon^2 \le 10\%$ исходное пространство с размерностью n=256 может быть заменено новым пространством с размерностью m=5÷10. Для упрощения построения алгоритма принятия решения о наличии фазовой модуляции отраженного сигнала, осуществляемого либо оператором, либо автоматом, желательно оставить 1-2 главные компоненты в преобразованном сигнале. При фазовом сдвиге отраженного сигнала равном 2π для центральной частоты траектория движения двумерного образа представляет собой окружность. При уменьшении фазового сдвига траектория вырождается в дугу, по которой можно сделать вывод о наличии малых перемещений облучаемой цели. По поведению первой главной компоненты можно судить о законе модуляции сдвига отражённого сигнала.

Обработка модельных и реальных сигналов с использованием преобразования Карунена-Лоэва производилась по следующему алгоритму:

—формирование массива данных, представляющего матрицу **A**, 32 вектора которой представляют дискретизированные на n=256 отсчётов реализации сигнала. $\mathbf{A}=[a_{i,j}]$ (i=1,2,...256; j=1,2,...32);

—обработка матрицы данных с целью нахождения ковариационной матрицы $\mathbf{C}=[c_{i,j}]$ (i=1,2,...256; j=1,2,...256);

—обработка ковариационной матрицы с целью нахождения её собственных значений λ и собственных векторов **e**;

—анализ величин собственных значений и предварительное принятие решения о достаточности m главных компонент;

—перевод исходных реализаций сигнала в новую систему координат с размерностью m;

—анализ поведения первой главной компоненты при движении цели и сравнение закона этого поведения с исходным законом;

—вывод о степени приближения траектории главной компоненты к кривой исходного закона движения цели.

Независимо от моделируемого закона фазового сдвига максимальная его величина была принята равной $0{,}6\pi$. При этом ожидаемая траектория движения двумерного образа при линейном законе модуляции есть дуга 95° [1]. После нахождения ковариационных матриц для ансамблей сигналов для моделей с законами модуляции (2, 3, 4) были определены

распределения их собственных значений, которые характеризуют дисперсию разброса амплитуд векторов образов на соответствующих осях новой системы координат. На Рис. 3-А представлены эти распределения для m=10.

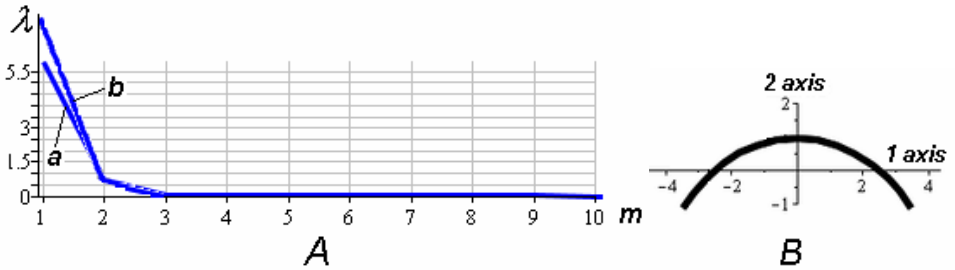


Рис.3. А-Распределение собственных значений ковариационных матриц, соответствующих ансамблям сигналов со следующими законами изменения фазы отражённого сигнала: a) линейным (2); b) дыхания здорового человека (4). В- Траектория движения двумерного образа в новой системе координат.

Из рисунка видно, что основная дисперсия разброса амплитуд при максимальном фазовом сдвиге сигала равном $0{,}6\pi$ сосредоточена вдоль первой и второй новых осей. Это же подтверждается расчетами: $\sum_{i=1}^{256}\lambda_i = 0{,}069$; $\sum_{i=1}^{2}\lambda_i = 0{,}067$. Из чего следует, что доля дисперсий на первых двух осях составляет 97% от общей дисперсии. В случае отбрасывания всех осей кроме первой, для которой $\lambda_1 = 0{,}060$, погрешность составит 0,009/0,069=0,13 (или 13%). С использованием только одной главной компоненты были найдены траектории её перемещения в зависимости от времени наблюдения и сравнение полученных кривых с исходными законами фазовых изменений отражённого сигнала. Результаты сравнения для линейного закона модуляции приведены на Рис. 4.

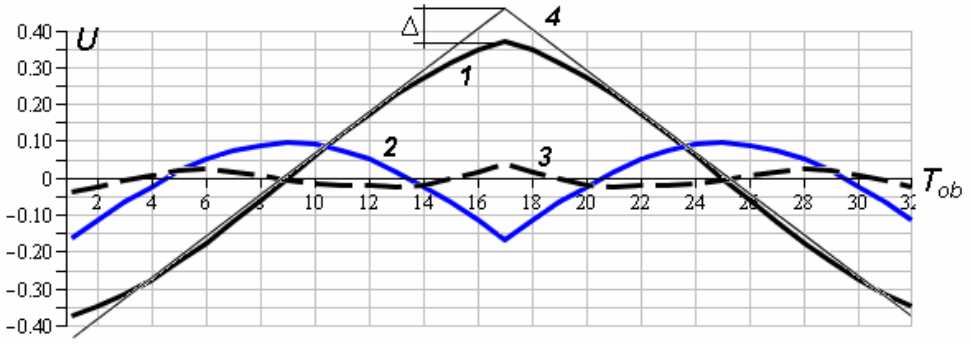


Рис.4. Сравнение оригинального линейного закона модуляции (кривая 4) с таковыми, полученными при использовании одной компоненты: 1-первой главной компоненты; 2 – второй главной компоненты; 3 – третьей главной компоненты.

Как следует из результата, наблюдается хорошее соответствие оригинальной кривой с таковой, полученной с использованием 1-й главной компоненты. Отклонение Δ не превышает 13%. Отклонение траектории 1-й главной компоненты от оригинальной линии имеет максимальное значение на тех участках, где и 2-я и 3-я компоненты имеют максимальные значения амплитуды. И наоборот – там где и вторая и третья главные компоненты имеют значения близкие к нулю, наблюдается минимальное отклонение. Это хорошо согласуется с 3-х мерным предствлением образов. Однако, траектории ни 2-й, ни 3-й и ни последующих главных компонент не повторяют форму исходного закона модуляции.

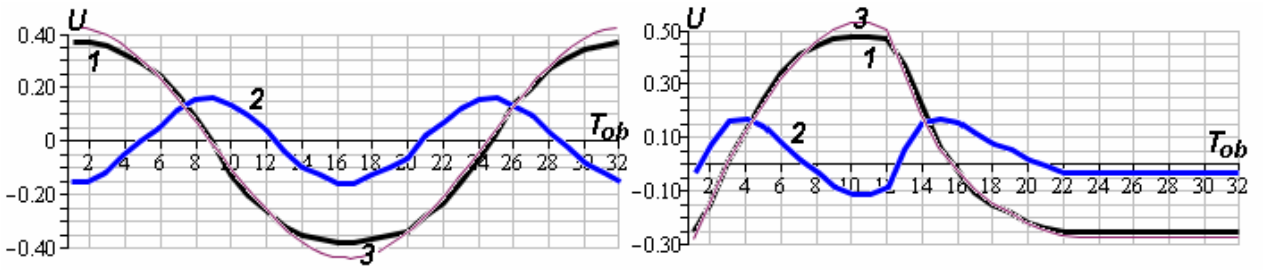


Рис.5. Сравнение оригинального косинусного закона модуляции (левый рисунок-3) и закона дыхания здорового человека (правый рисунок-3) с таковыми, полученными при использовании одной компоненты: 1-первой главной компоненты; 2 – второй главной компоненты.

Аналогичные результаты, показывающие, что поведение первой главной компоненты совпадает с законом фазового сдвига отражённого сигнала, получены и для косинусного закона модуляции и для закона дыхания здорового человека (Рис.5).

3. Обработка реального сигнала с использованием преобразования Карунена-Лоэва

Для получения реального сигнала, моделирующего сигнал от дышащего человека, был спроектирован и изготовлен макет. Он представляет плоскую сменную пластину (обычно деревянную или металлическую), совершающую возвратно поступательные движения по направлению, совпадающему с направлением на антенную систему локатора. Конструкция выполнена таким образом, что законом колебания пластины является синусоида, наиболее часто применяемая как простая модель дыхания. В макете возможна регулировка амплитуды колебаний в пределах 10 – 25 mm и частоты колебаний в пределах 0,5 – 3 Hz. Внешний вид макета представлен на Рис.6-а.



Рис.6. Внешний вид макета дыхания (а) и шкалы номера позиции пластины (b)

Макет крепится на подставке, установленной на тумбочке. Поэтому облучаемый обьект представляет множество простых целей, входящих в зону облучения. Предварительно производилась калибровка локатора. При этом в качестве цели использовалась деревянная или металлическая пластина. При оптимальном согласовании входного сопротивления антенны и выходного сопротивления передатчика отражённый сигнал представлял 1,5—2 периода центральной частоты 3,5 GHz[1]. Отражение же от макета, как совокупности ряда блестящих

точек, представляет сложный растянутый сигнал (Рис.7-a). В качестве приёмного устройства использовался широкополосный (6 GHz) осциллограф реального времени DPO 70604.

На Рис.7-a представлена осциллограмма отражённого от макета дыхания сигнала . Для формирования массива данных, соответствующих набору из 32 реализаций от макета дыхания, взятых через равные промежутки времени наблюдения T_{ob}, использовалась специальная шкала на оси двигателя макета дыхания (Рис.6-b). Каждой позиции шкалы соответствовало определённое положение пластины макета. Исходя из конструкции макета дыхания, траектория всех позиций описывает синусоиду с начальной фазой, определяемой углом фиксирования шкалы. Для каждой позиции записывался сигнал, совокупность которых составила матрицу данных. На Рис.7-b представлены все 32 реализации данного ансамбля. Максимальный размах колебания пластины был равен 12 mm, что эквивалентно сдвигу сигнала 80ps. Для центральной частоты спектра сигнала равной 3,5 GHz максимальный фазовый сдвиг $\Delta\varphi$ равен $0{,}56\pi$.

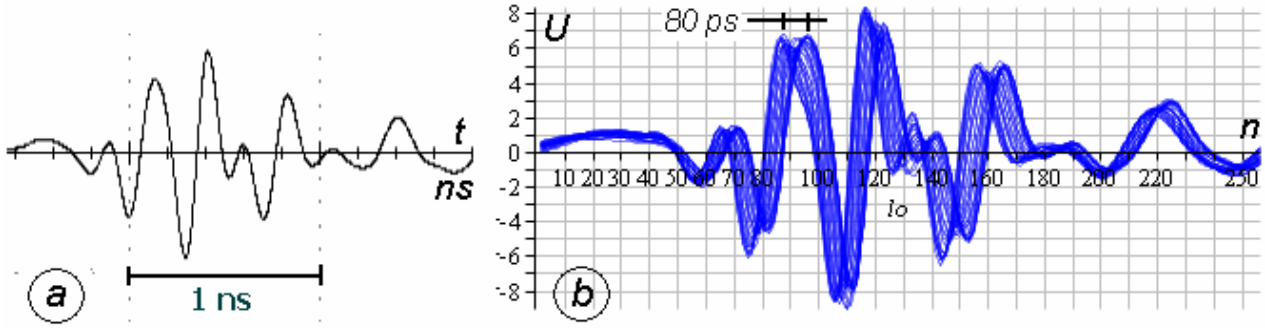


Рис.7. Вид сигнала отражённого от макета дыхания. a – осциллограмма реального сигнала, полученная с помощью широкополосного осциллографа DPO 70604; b-ансамбль сигналов из 32 реализаций, соответствующих полному циклу колебания макета и переведённых в цифровую форму.

Для такой величины фазового сдвига ожидаемая траектория двумерного образа в новой системе координат должна быть дуга с углом 100° [1]. Сформированный массив данных был подвергнут обработке по тому же алгоритму, что и модельные сигналы. На Рис.8 представлены результаты расчётов.

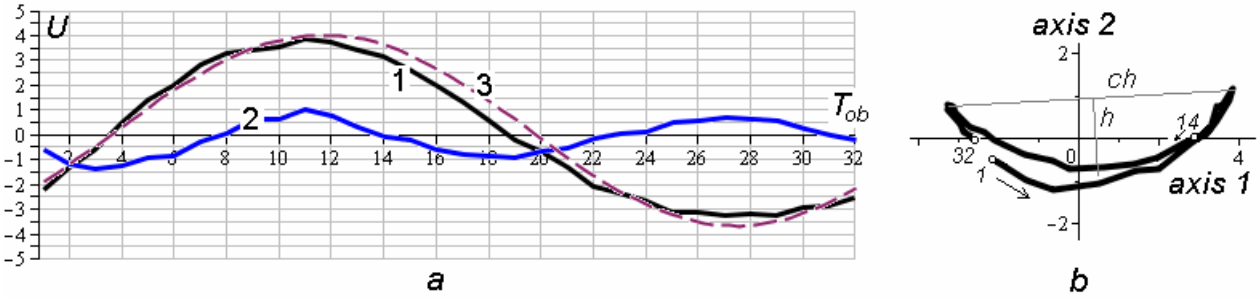


Рис.8.a. Сравнение идеального закона движения макета дыхания(кривая 3) с таковыми, полученными при использовании одной компоненты: кривая1-первой главной компоненты; кривая 2 – второй главной компоненты.

Рис.8.b. Поведение двумерного образа для полного цикла макета дыхания (1-начальная точка движения пластины-имитатора, 14 - промежуточная точка, 32 - конечная точка).

Из рисунка следует что поведение первой главной компоненты с точностью 20 % повторяет кривую идеализированного закона движения пластины имитатора. Расхождение кривых в области где вторая компонента близка к нулю объясняется тем, что конструкция макета дыхания

выполнена не по прецизионной технологии и переход от вращательного движения редуктора макета к поступательному движению пластины осуществляется не строго по синусоидальному закону. На Рис.8.b представлено поведение двумерного образа в новой системе координат. Расхождение кривых прямого и обратного движений пластины, проявляющегося в том, что дуга движения образа вправо не совпадает с таковой при движении образа справа налево, объясняется той же непрецизионностью исполнения макета дыхания. Начальная и конечная точки движения не лежат на концах дуги, потому что начальная фаза движения пластины (на кривой закона движения) отлична от нуля. Угол, на который опирается дуга, определяемый по хорде ch и высоте h равен 108°. Для такого угла погрешность, возникающая при отбрасывании второй новой оси составляет 11%.

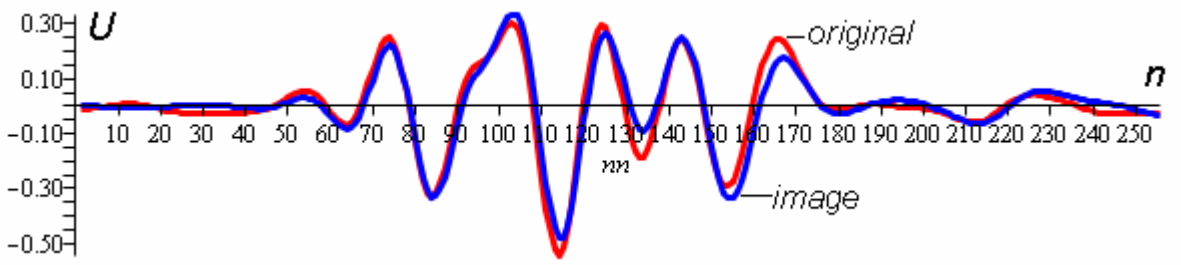


Рис.9. Сравнительный вид исходной реализации отраженного сигнала от макета дыхания (original) и таковой, полученной при обратном восстановлении при использовании первой главной компоненты (image).

Эта цифра подтверждается рисунком 9, на котором показано сравнение исходной реализации (original), с таковой, полученной при обратном восстановлении с использованием лишь одной первой главной компоненты (image). При этом максимальное отклонение по отношению к наибольшему размаху исходного напряжения составляет 12%.

4. Выводы

1) Обработка UWB импульсного сигнала, отражённого от малоподвижной цели, с применением преобразования Карунена-Лоэва позволяет существенно сократить число дискретных осчётов, в которых сосредоточена основная информация о законе фазовых изменений отражённого сигнала в пределах π.

2) Первая главная компонента, являющаяся наиболее информативным дискретным отсчётом в новой системе координат, несёт основную информацию о законе фазового изменения отражённого сигнала.

3) На примере модельных сигналов с разными законами изменения фазы и реального отраженного сигнала от модели дыхания показано, что при максимальном фазовом сдвиге отражённого сигнала не превышающем $0{,}6\pi$ расхождение кривой исходного закона и кривой поведения первой главной компоненты не превышает 13% для модельного сигнала и 20% для реального сигнала.

Работа выполнена в рамках проектов *Института электроники и вычислительной техники* :

– № 09.1541 “The Development and Energy Consumption Optimization of Embedded and RFID Systems Based on Innovative DSP Technologies”, финансируемый Латвийским Научным советом;

– № 2– ”Innovative Signal Processing Technologies for Smart and Effective Electronic System Development” (IMIS), финансируемый Государственной Программой Исследований;

– № 2010/0307/2DP/2.1.1.1.0/10/APIA/VIAA/078 “High Sensitivity Super-wide-band Radar Technology” (LoTe), финансируемый совместно с Европейским Фондом

Регионального Развития.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. M. Greitans, V. Aristov and T. Laimina. Application of the Karhunen-Loeve Transformation in Bio-Radiololocation. Breath Simulation. Automatic Control and Computer Sciences. —2012. —№1. – с.28-36

2. Семиотика поражений органов дыхания. : http://www.medvrach.ru/Book_for%20children/3.htm

3. Modris Greitans, Vladimir Aristov. Retrieval information from the UWB pulse signal using the Karhunen Loeve trasform.11th International Conference “Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science”. TCSET’2012, 21-24 February 2012, Lviv-Slavske, Ukraine

4. R.D.Dony, Karhunen-Loeve Transform. The Transform and Data Compression Handbook. Ed. K.R.Rao and P.C.Yip. Boca Raton, CRC Press LLC, 2001

УДК 621.396.969

М. Грейтанс, В. Аристов
«Институт электроники и вычислительной техники», Рига, Латвия

Извлечение информации из СШП импульсного сигнала с использованием преобразования Карунена-Лоэва

© *Грейтанс М., Аристов В., 2012*

В статье, на примере модельного импульсного СШП сигнала, показана возможность при определённых ограничениях использовать преобразование Карунена-Лоэва для извлечения информации о фазовых и амплитудных изменениях отражённого сигнала.

In the article the results of the Karhunen-Loeve transform in the processing model of UWB pulse signals to retrieval information about the amplitude and phase changes.

Введение

Радиолокаторы подповерхностного зондирования, зарекомендовавшие себя как превосходный инструмент для бесконтактного получения информации о структуре скрытой среды (лёд, торфянники, археологические объекты, дорожные покрытия, строительные сооружения и др.), начинают внедряться в более «тонкую» сферу – дистанционный контроль малых перемещений биологичеких структур. Такой контроль актуален для: диагностики состояния здоровья человека по характеру его дыхания и работе сердечной мышцы; поиска людей, по разным причинам оказавшихся под завалами строительных конструкций или под снежным покровом; обнаружения людей за непрозрачными перегородками. Переход в данную сферу радиолокационного зондирования требует разработки специальных алгоритмов обработки отражённого сигнала, так как применяемые ранее алгоритмы не удовлетворяют требованиям выделения информации о малых перемещениях облучаемых объектов.

Имеется ряд публикаций, описывающие аргоритмы, применение которых позволяет выделить информацию о малых перемещениях цели. Наиболее очевидный способ основан на эффекте Допплера [1]. Если движущийся обьект облучается коротким сверхширокополосным импульсом с некоторой центральной частотой, то происходит изменение этой частоты. Как следствие изменяется длительность импульса , частота повторения и ширина его спектра. Однако, если в формулу изменения частоты подставить реальные цифры, характерные для радаров вышеуказанного назначения, то изменение частоты составляет доли герца для центральной частоты $f_0 = 2$ GHz и средней скорости движения грудной клетки человека $V = 0{,}01$ м/с. На практике выделение такого сдвига частоты выльется в дорогостоящее труднореализуемое изделие. Другим методом является измерение фазового сдвига $\Delta\varphi$ между опорнымыми импульсами и отраженными. Этот фазовый сдвиг есть не что иное, как изменение задержки прихода отраженных импульсов за некоторый период наблюдения T_{ob}. Его можно вычислить по простой формуле [1]:

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi f_o}{c} V T_{ob} \qquad (1)$$

При стандартной частоте повторения зондирующих импульсов 1 MHz за интервал наблюдения T_{ob}, равный одному периоду, фазовый сдвиг составит $0.5 \cdot 10^{-4}$ градусов. На практике сигнал обычно подвергается предварительной стробоскопической обработке, или накоплению, что увеличивает период наблюдения T_{ob}, например до 20 ms. Тогда $\Delta\varphi$=1 градус. Эта цифра вполне приемлима для выделения фазового сдвига. Однако в формуле (1) не учитывается максимальный размах перемещения цели, например грудной клетки человека. А эта величина, в зависимости от состояния здорового человека, может колебаться в пределах 0,5 – 1,5 sm. В пересчете на изменение задержки отражённого сигала этот размах соответствуют её изменению в пределах 33 – 100 ps. В реальности сигнал от подвижной цели маскирован множеством сигналов от стационарных

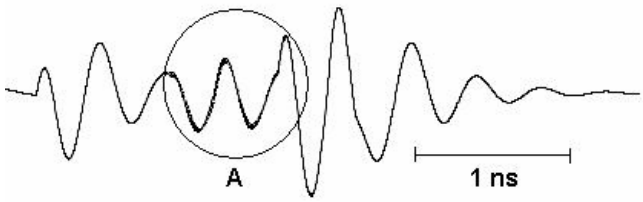


Рис.1. Ансамбль отражений от сложной цели при размахе колебания подвижной цели равном 39 ps. Зона А – место отраженного сигнала от подвижной цели

близкорасположенных целей, значительно превосходящих полезный по амплитуде. На Рис. 1 показан смоделированный сигнал от сложной цели, представляющей 6 точечных неподвижных целей, близкорасположенных к одной подвижной. Максимальный размах колебания подвижной цели составляет 39 ps, а амплитуда на 10 dB слабее максимальной амплитуды от неподвижных целей. На рисунке зона А соответствует местоположению отражения от подвижной цели. При наличии шума выделить подобные фазовые изменения представляется проблематичным.

Полезным является метод вычисления последовательности значений механических вибраций (пульсаций кровеносных сосудов) [2] посредством вычислительных операций, осуществляемых по фазе максимума отражённых от цели импульсов и фазе наибольшей их крутизны. Метод отличается повышенной точностью , но требует точной установки фаз оператором.

Интересным и реализуемым в макете представляет метод, предложенный учёными из МАИ [1]. Предполагается, что отражённый от полезной цели сигнал хоть как-то обособлен от маскирующих отражений от неподвижных целей. На этот временной участок «накидывается» временной строб и происходит отслеживание за перемещением этого строба, связанного с полезным сигналом. Таким образом происходит выделение информации о законе модуляции зондирующего сигнала вызванного подвижными частями цели.

Постановка задачи

В статье рассматривается возможность применения преобразования Карунена-Лоэва для обработки импульсного сверхширокополосного сигнала для извлечения информации о полезном сигнале. Рассмотрение ведётся на примере обработки модельного сигнала.

Обработка модельных сигналов с применением преобразования Карунена-Лоэва

В работе [3] предложена удачная модель сигнала, соответствующая сигналу импульсного сверхширокополосного радара с ударным возбуждением антенны:

$$u(t) = A(e^{-\alpha t} - e^{-(\alpha+\beta)t})Cos(w_0 t), \qquad (2)$$

где: α, β - постоянные нарастания и затухания огибающей радиоимпульса с частотой заполнения w_0

На Рис.2 представлены для сравнения реальный сигнал, соответствующий отражению от плоской деревянной пластины (45x25 sm), и модельный сигнал для $w_0 = 4\pi 10^9$, $\alpha = 3$, $\beta = 5$.

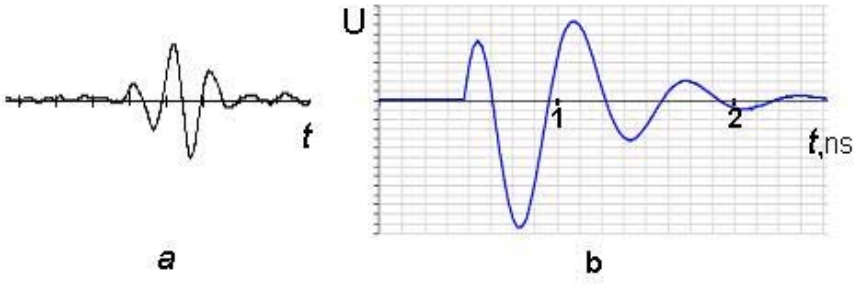


Рис.2. Вид сигнала СШП импульсного локатора, соответствующего: a – отражению от плоской деревянной пластины; b – модели (2).

Обработке подвергалось три ансамбля сигналов: 1- при изменении задержки отражённого сигнала (Рис.3.a); 2- при изменении амплитуды отражённого сигнала (Рис.3.b); 3- сложного сигнала, состоящего из 6 стационарных сигналов с различными амплитудой и задержкой и флуктуирующего по задержке полезного сигнала (Рис.1).

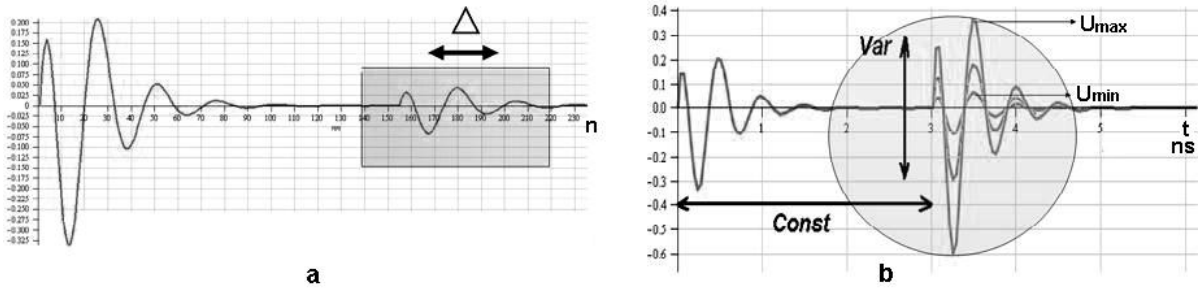


Рис.3. Формирование ансамблей модельных сигналов при : a – изменении задержки отражённого сигнала; b – изменении амплитуды отражённого сигнала).

Преобразование Карунена-Лоэва (или то же самое – анализ главных компонент) легче понять в геометрической его интерпретации. Его основой является поворот исходной системы координат размерностью n, в которой представлены дискретезированные реализации сигналов **x** какого-либо ансамбля в новую систему координат с векторами **y,** при m числе отсчётов последних ($m \leq n$) с минимальной среднеквадратичной ошибкой преобразования [4]. Переход в новую систему координат осуществляется посредством матрицы преобразования (поворота) **W**, образованной из собственных векторов ковариационной матрицы обучающего ансамбля исходных реализаций.

$$\mathbf{y} = W^T \mathbf{x} \qquad (3)$$

Результатами расчётов являются :

1 – Кривая распределения собственных значений λ ковариационной матрицы. В новой системе координат приведённая величина собственного значения есть не что иное, как дисперсия значений векторов всего ансамбля преобразованного сигнала на новой оси, соответствующей данному собственному значению.

2 – Поведение первых наиболее информационных главных компонент (образов) при соответствующем изменении фазы или амплитуды исходных сигналов.

3 – Результаты восстановления исходного сигнала при использовании предельно ограниченного числа первых главных компонент.

На Рис.4 представлен вид первых двух собственных векторов, характерных для обучающих ансамблей при изменении фазы (задержки отраженного сигнала) или при изменении его амплитуды.

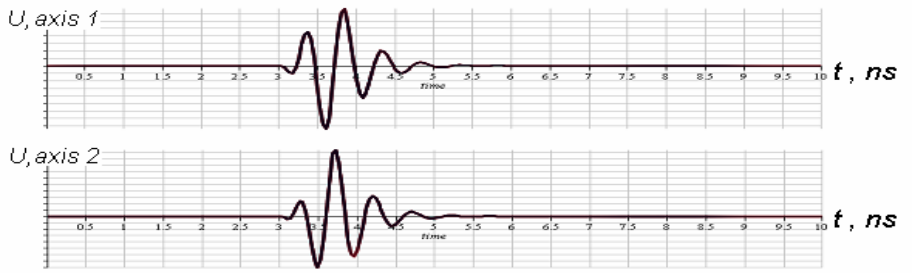


Рис.4. Типовой вид первых собственных векторов, представляющих ортогональные оси новой системы координат для импульсного сверхширокополосного сигнала

Эти вектора являются осями новой системы координат. Как нетрудно заметить по рисунку, эти оси являются ортогональными. На Рис. 5 представлены типовые кривые, соответствующие собственным значениям ковариационных матриц для ансамблей сигналов при изменении сдвига отраженного сигнала или при изменении его амплитуды. Приведены приведённые значения, соответствующие дисперсиям разброса прекций амплитуд сигналов на соответствующие наиболее информативные оси. По рисунку видно, что основная дисперсия сосредоточена на первых трёх новых осях. Из чего следует, что исходные реализации сигналов, представленные в виде векторов размерностью n=256, можно представить в виде двух- или трёхмерных векторов в новой системе координат. При этом среднеквадратичная ошибка, возникающая при отбрасывании остальных n-m осей и вычисляемая по формуле

$$\varepsilon^2 = \sum_{i=m+1}^{n} \lambda_i \qquad (4)$$

не превышает 25% для m=2 или 10% для m=3.

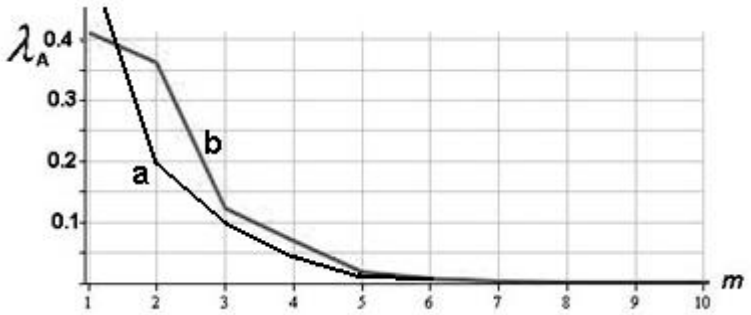


Рис.5. Типовой вид распределения собственных значений ковариационных матриц ансамблей сигналов для импульсного сверхширокополосного сигнала: a- при максимальном сдвиге отраженного сигнала равном 78ps; b- при максимальном сдвиге отраженного сигнала равном 625ps.

При исследовании влияния максимаьного размаха Δt сдвига отражённого сигнала, осуществляемого по линейному закону, были сформированы ансамбли реализаций с максимальными сдвигами от 1,35T до 0,08T, где T-период несущей частоты в модели сигнала. Для $w_0 = 4\pi 10^9$ (2GHz) период T=500 ps. Как показали расчёты, результаты которых представлены на Рис.6, с уменьшением величины отношения Δt/T от единицы до 0,1

траектория движения двумерного образа перерождается из окружности в дугу и далее в почти в прямую линию.

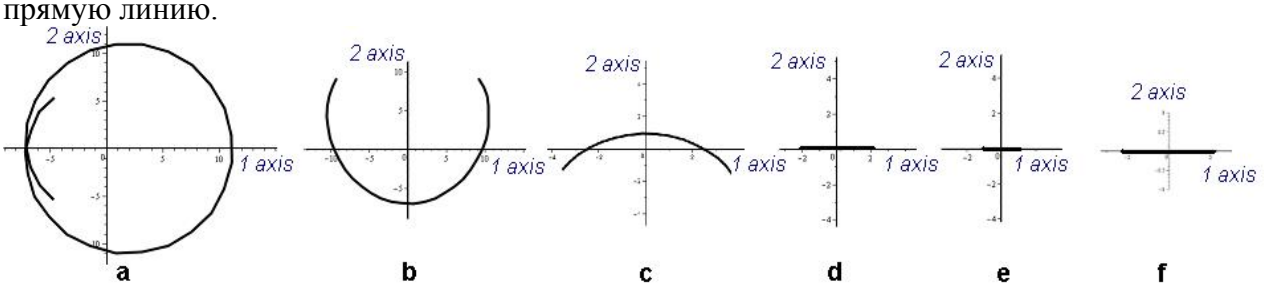


Рис.6. Траектории движения двумерного образа в новой системе координат при максимальном сдвиге отраженного сигнала : a-1,35T; b-0,6T; c-0,3T; d-0,15T; e-0,08T, f-при максимальном изменении амплитуды в 2 раза.

Этот факт даёт основание использовать для принятия решения о наличии малых перемещений цели лишь одну новую ось с соответствующей проекцией перемещения на ней одномерного образа. Переход в прямую линию происходит при значении $\Delta t \approx 0{,}12T$. Используя это простое равенство, можно ввести ограничения либо на максимальный размах движения цели, либо на используемую центральную частоту излучаемых импульсов. Для подтверждения верности производимого преобразования были сделаны обратные преобразования с целью получения восстановленных x_{rec} реализаций по образам с различной размерностью m.

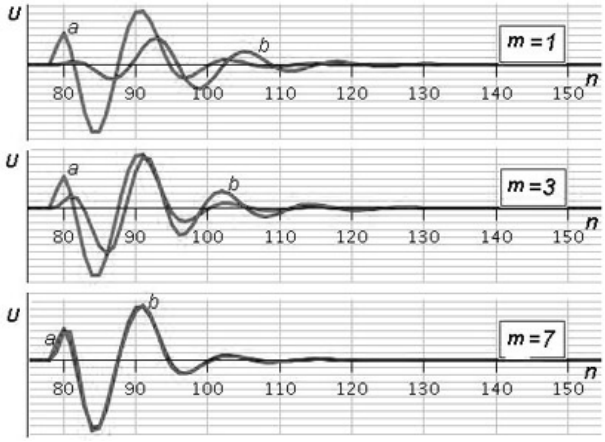


Рис.7. Сравнительный вид исходных реализаций (a) макетного сигнала и восстановленных (b)при ограниченной размерности образов, равной m=1, m=3 и m=7.

Анализ результатов показывает что при размерности образов m=7 наблюдается хорошее соответствие исходной и восстановленной реализаций. Это подтверждает распределение собственных значений (дисперсий) на Рис.5, показывающее что на первых 5-7 осях сосредоточена основная дисперсия разброса сигналов и при сохранении 2 – 3 главных компонент среднеквадратичная ошибка не превышает 25%.

При моделировании сложного сигнала к шести сигналам, имеющим разные случайные фазы и амплитуды прибавили сигнал (1 на Рис.8) с амплитудой меньше на 10 dB максимального размаха от стационарных целей и имеющий размах изменения задержки в 0,04 ns. При анимации ансамбля сигналов, состоящих из 32 реализации с шагом изменением задержки, равном 1,3 ps, оператор при визуальном контроле не обнаруживает колебаний задержки от подвижной цели. После обработки вышеуказанного ансамбля и представления исходных сигналов в виде вумерных образов траектория их перемещения на плоскости ось1 – ось2 свободна от отражений от стационарных целей и передаёт информацию лишь о подвижной составляющей сложного

сигнала. Результат преобразования представлен на Рис.8-3. Из рисунка следует, что размах траектории на оси 2 составляет 5% от такового по оси 1. Поэтому ось 2 можно отбросить и анализировать лишь одномерный сигнал (например как напряжение по цифровому или стрелочному индикатору) и принимать решение о наличии в отраженном сигнале составляющей от подвижной цели, находящейся в зоне облучения радара. При построении статистического алгоритма решение о наличии подвижной цели с определённой вероятностью пропуска и ложной тревоги можно возложить на автомат.

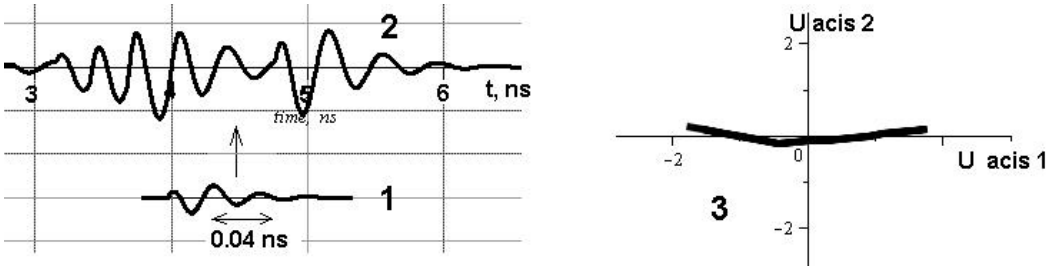


Рис.8. Результат преобразования сложного сигнала в двумерный образ. 1-подвижная составляющая сложного сигнала 2; 3 – траектория движения двумерного образа, соответствующая движению сигнала 1 в сложном сигнале.

Выводы

На примере модельного сигнала показанно, что при определённых ограничениях есть возможность и целесообразность применения преобразования Карунена-Лоэва для обработки дискретизированного сигнала сверхширокополосного импульсного радара. При изменении задержки отраженного импульса в пределах периода и менее центральной излучаемой частоты, при изменении амплитуды отраженного импульса в пределах нескольких раз и менее, при маскировании слабого сигнала от подвижной цели сигналами от стационарных целей возможно представление исходного сигнала с числом отсчётов n=256 его двумя – тремя главными компонентами при среднеквадратичной ошибке не превышающей 25%.

Дальнейшая работа предполагает: 1-исследовать влияние шума на результаты обработки; 2- переход от обработки модельного сигнала к обработке реального сигнала сверхширокополосного импульсного локатора; 3 – выработать решающее правило, позволяющее автоматизировать принятие решения о наличии подвижной цели в зоне облучения радара.

Работа выполнена в рамках проекта *Института электроники и вычислительной техники* : – № 2010/0307/2DP/2.1.1.1.0/10/APIA/VIAA/078 “High Sensitivity Super-wide-band Radar Technology” (LoTe), финансируемого совместно с Европейским Фондом Регионального Развития.

[1] И.Я. Иммореев, С.В. Самков, "Сверхширокополосный радар для обнаружения и измерения параметров движущихся объектов", МАИ,
http://uwb.msk.ru/modules.php?name=News&file=article&sid=47
[2] Авторское свидетельство № 1252676, Стробоскопический способ измерения вибрации / К.Я. Круминш, А.Я. Шустерс; Приоритет 20.03.85
[3] Вопросы подповерхностной радиолокации. Под редакцией А.Ю.Гринёва, Издательство «Радиотехника», Москва, 2005
[4] R.D.Dony, Karhunen-Loeve Transform. The Transform and Data Compression Handbook. Ed. K.R.Rao and P.C.Yip. Boca Raton, CRC Press LLC, 2001

Pielikums 5

Stroboskopiskā pārveidotāja galvas mehāniskās konstrukcijas izgatavošana

Izgatavota, samontēta un eksperimentāli pārbaudīta stroboskopiskā pārveidotāja galvas mehāniskā konstrukcija . Pēc fizikāliem eksperimentiem ienesta neliela, bet būtiska izmaiņa elektroniskās shēmas elementa – atbalsta pretestības Ra izvēlē. Sākotnējais rezistors korpusā 1206 (3,1x1,5x0,55 mm) aizstāts ar rezistoru korpusā 0402 (1,0x0,5x0,35 mm). Mazāku gabarītu rezistors nodrošina stroboskopiskajam pārveidotājam labāku pārejas raksturlīknes kāpuma laiku. Galvas mehāniskās konstrukcijas detalizējums un kopskats attēlots fotogrāfijās Foto 1. un Foto 2. Pārveidotāja galvā ievietojamā komparatora elektriskā shēma, kas izstrādāta un optimizēta projekta iepriekšējos etapos, parādīta Zīm. 1., bet shēmas elektronisko elementu konstruktīvais savienojums – Zīm. 2.



Foto 1. Stroboskopiskā pārveidotāja galvas mehāniskās konstrukcijas detalizējums.

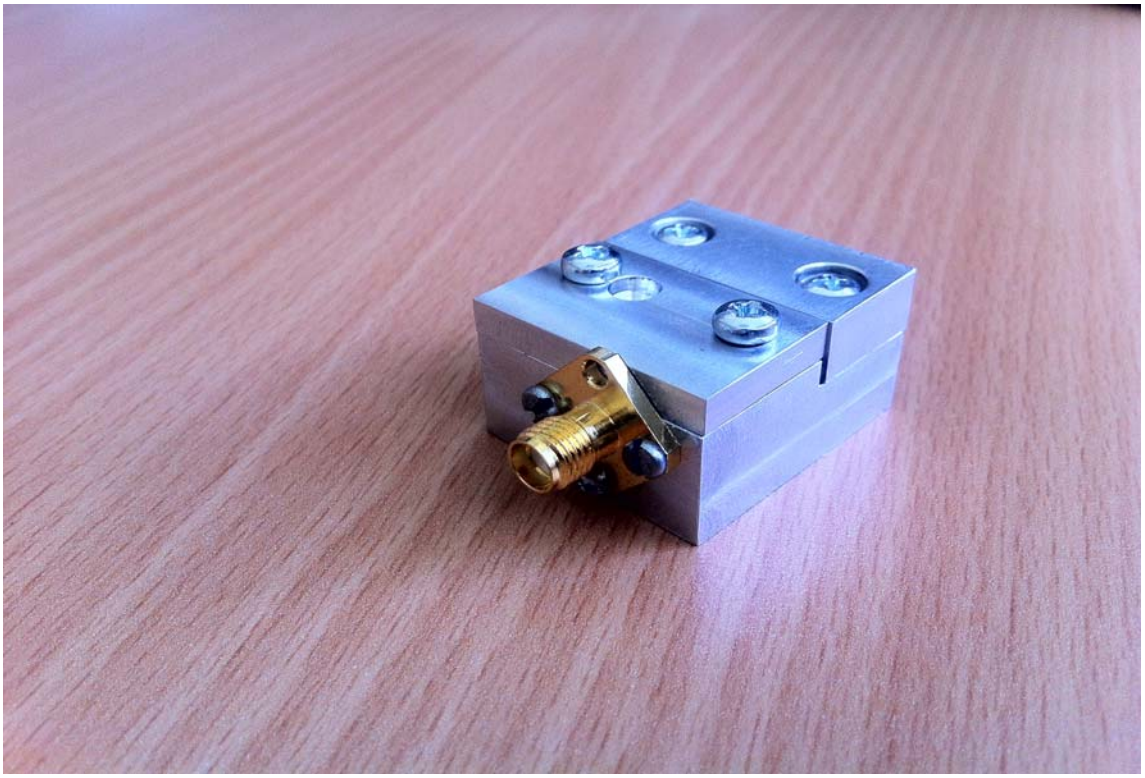
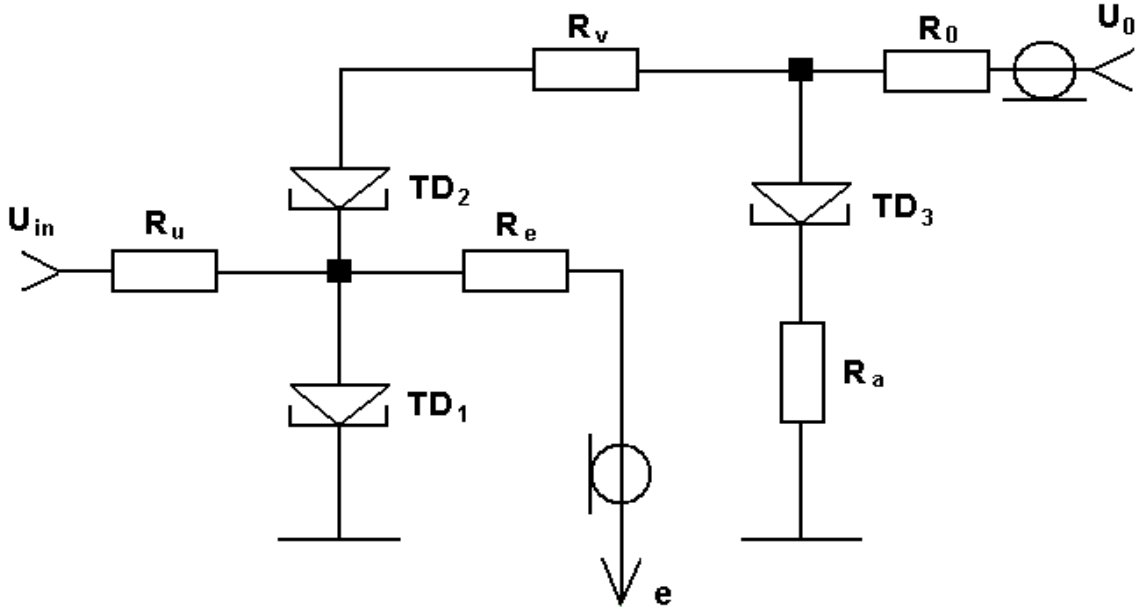
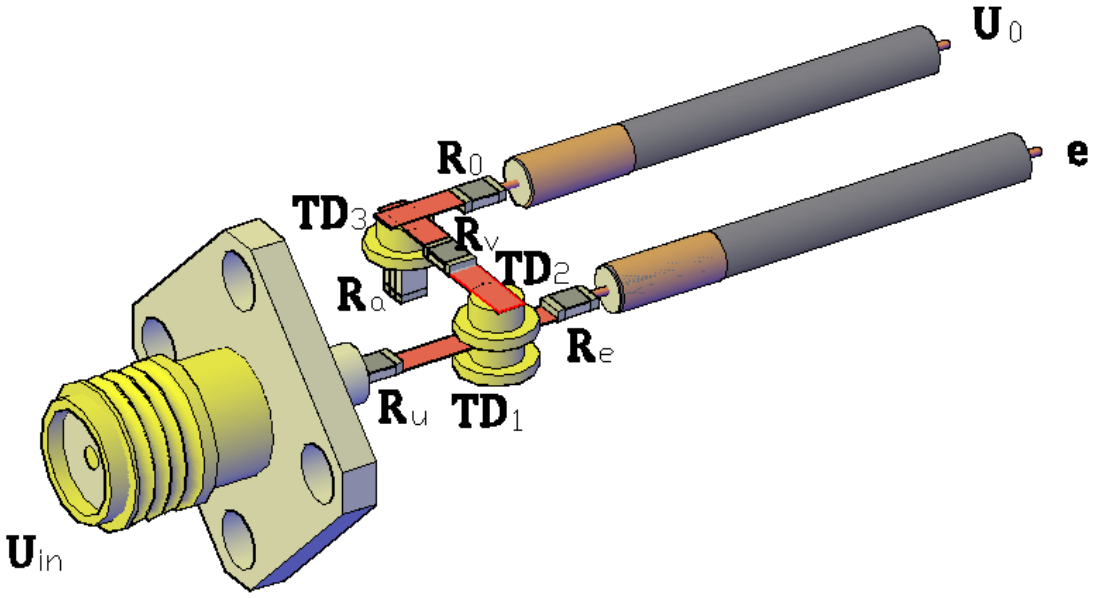


Foto 2. Stroboskopiskā pārveidotāja galvas mehāniskās galvas kopskats.



Zīm. 1. Pārveidotāja galvas mehāniskajā konstrukcijā ievietojamā komparatora elektriskā shēma.



Zīm. 2. Pārveidotāja galvā ievietoto elektronisko elementu konstruktīvais savienojums