

EGULDĪJUMS TAVĀ NĀKOTNĒ



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.1. par periodu no 01.01.2011.g līdz 31.03.2011.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
Bakalaura studiju students Jānis Verze /Brīvprātīgais darbs bez atlīdzības/
Zin.asist. Gatis Šūpols /Profesionāla rakstura darbs bez atlīdzības/

Saturs

Anotācija **3**

Ievads **3**

Rezultātu kopsavilkums **4**

Elpošanas UWB radiolokācija (apskats) 4

UWB radiolokācijas metožu izpēte elpošanas lokācijas vajadzībām 4

Strobējamā balansa komparatora darba režīmu optimizācija 5

UWB radiolokatoru uztvērējiekārtu frekvenču joslas pārbaudes metodikas izstrāde 6

UWB radiolokatora antenu izvēle 6

Secinājumi: **6**

Turpmākie darbi: **7**

Pielikums Nr. 1. ..... **8**

UWB elpošanas lokācija – metodes un aparatūra 8

Literatūra 10

Pielikums Nr. 2. ..... **13**

UWB lokācijas metožu izpēte elpošanas reģistrācijas vajadzībām 13

Viena punkta metode 13

Divu punktu metode (kvadratūru metode) 16

Pielikums Nr. 3. ..... **24**

Strobējamā balansa komparatora darba režīmu optimizācija 24

Literatūra: 26

Pielikums Nr. 4. ..... **28**

UWB uztvērējiekārtas stroboskopiskā pārveidotāja dinamisko raksturojumu noteikšanas metode 28

Literatūra: 31

Pielikums Nr. 5. ..... **32**

UWB radiolokatora antenu izvēle 32

Pieslēgums bez saskaņojošā mezgla. 35

Saskaņošana ar platjoslīga transformatora palīdzību. 35

Anotācija

Rūpnieciskais pētījums tiek veikts ar mērķi iegūt jaunas atziņas, kā galveno uzdevumu izvēloties šo atziņu izmantošanu esošās tehnoloģijas uzlabošanai. Šajā sakarā pārskata periodā (01.01.2011. - 31.03.2011) tika veiktas un pārskatā atspoguļotas sekojošas aktivitātes: ultraplatjoslas (turpmāk UWB) radiolokācijas pielietojuma elpošanas reģistrācijai stāvokļa pasaulē raksturojums; lokācijas metožu izpēte elpošanas reģistrācijas vajadzībām; strobējamā balansa komparatora un tā uzlabotās modifikācijas darba režīmu optimizācija; stroboskopisko pārveidotāju kā UWB radiolokatoru uztvērējiekārtu pārbaudes metodikas izstrāde; antenu izvēles eksperimenti.

Projektu atbalsta Eiropas Reģionālās attīstības fonds, līguma Nr.
2010/0307/2DP/2.1.1.1.0/10/APIA/VIAA/078

Ievads

UWB lokācija ir relatīvi jauns tehnikas virziens, no kura pielietojumiem kā galvenos var nosaukt sekojošus: autoceļu, dzelzceļu uzbērumu, aerodromu lokācija; zemē ieraktu komunikāciju meklēšana; inženierbūvju un celtniecības objektu lokācija; ģeoloģisko struktūru kartēšana; ledus biezuma mērīšana; zemūdens nogulu lokācija; mūžīgā sasaluma dziļuma lokācija; arheoloģiskie pētījumi; dažādu kravu lokācija, kontrabandas apkarošana; slēptuvju atklāšana; cilvēku meklēšana nogruvumos, drupās; mīnu (tai skaita plastikāta) meklēšana; sķidrumu līmeņu mērīšana; medicīniskie pētījumi. Visos šajos pielietojumos ir svarīga lokatora uztvērējiekartas augstāka jutība, kas ir galvenais dotā projekta realizācijas uzstādītais mērķis. Svarīga UWB lokatoru pielietojumu joma ir medicīna, kur UWB lokatorus pielieto elpošanas un sirdsdarbibas kontrolei no distances. Tieši šāda veida pielietojumam – elpošanas lokācijai tika veikts stāvokļa pasaulē izvertējums un pielietojamo metožu izpēte.

Svarīga UWB lokācijas uztvērējiekārtas sastāvdaļa ir stroboskopiskā pārveidotāja komparators, kura ātrdarbība nosaka uztvērēja frekvenču joslu. Šai sakarā pārskata periodā uz datormodeļa tika veikta strobējamā balansa komparatora un tā modifikācijas darba režīmu optimizācija ar mērķi noskaidrot maksimāli sasniedzamo frekvenču joslu un optimālos attieciigo pretestību lielumus un palaišanas impulsa sprieguma amplitūdu.

Viens no galvenajiem UWB uztvērējiekārtas (stroboskopiskā pārveidotāja) parametriem ir tās frekvenču josla vai pārejas raksturlīknes kāpuma laiks. Lai pietiekoši precīzi noteiktu uztvērējiekartas kāpuma laiku nepieciešams lai testsignāla kāpuma laiks būtu vismaz par kārtu mazāks nekā testējamās iekārtas parejas raksturlīknes kāpuma laiks. Projektā ir plānots nodrošināt uztvērējiekārtas pārejas raksturlīknes kāpuma laiku ne sliktāku par 100ps, kas zināmā mērā ir salīdzināms ar mūsu rīcībā esošā testsignāla kāpuma laiku (50ps). Tāpēc lai šādos

apstākļos korekti noteiktu uztvērējiekārtas pārejas raksturlīknes kāpuma laiku pārskata periodā tika izstrādāta jauna kāpuma laika noteikšanas netiešā metode.

Bez uztvērējiekārtas otra svarīga UWB radiolokatora sastāvdaļa ir raidītājs ar raidošo antenu. Kā raidītājam tā antenai ir jānodrošina nepiecišamie zondējošā signāla parametri – jauda un zondējošā impulsa garums. Šai problēmai tika veltīts antenu izvēles pētījums.

Rezultātu kopsavilkums

Elpošanas UWB radiolokācija (apskats)

Tika veikta plaša publikāciju un patentu izpēte, no kā ir redzams (skat. Pielikumu 1.), ka UWB radiolokācijas pielietojums elpošanas reģistrācijai ir aktuāla problēma un joprojām atrodas attīstības stadijā. Tiek piedāvāta gan jau izstrādāta aparatūra gan arī tiek turpināti tālāki pētījumi. Elpošanas procesa "izdalīšanai" no atstarotā radiolokācijas signāla tiek lietota kvadratūru metode. Signālu papildapstrādei tiek lietota Furjē analīze, Hilberta pārveidojums, veivletu analīze, komponentu analīze un korelācijas filtrācija.

Kas attiecas uz aparatūru, tad elpošanas lokacijā uztvērējiekartās tiek pielietoti tipveida stroboskopiskie pārveidotāji, piemēram, tāds ir Geozondas elpošanas radiolokators ar stroboskopisko pārveidotāju GZ6E ar jutību 750mkV (RMS); Vispār UWB radiolokācijā kā jutīgākos var minēt *Geozondas* uztvērējiekārtu ZX10400 ar jutību 500mkV; *Radar Systems* lokatoru Zond-12E ar uztvērējiekārtas jutību 120 mkV un radiolokatoru *Loza* ar jutību 100mkV, taču pēdējais darbojas daudz zemakā frekvenču diapazonā (25-300 MHz) un līdz ar to nespēj nodrošināt tik augstu telpisko izšķiršanas spēju kada ir vajadzīga elpošanas lokācijas gadījumā. Jāatzīmē, ka viena gadījumā tika lietots reālā laika oscilogrāfs Tektronix TDS694C ar visai zemu jutību 10mV/div un joslu 3GHz. Salīdzinājumā dotajā projektā paredzēts nodrošināt uztvērējiekārtas jutību 15mkV (RMS) pie pārejas raksturlīknes kāpuma laika ne sliktāka par 100ps.

UWB radiolokācijas metožu izpēte elpošanas lokācijas vajadzībām

Viena punkta metode. No literatūras apskata bija redzams, ka elpošanas UWB lokācijā signālapstrādē tiek lietota tā saucamā kvadratūru metode, kas paredz atstarotā signāla momentāno vērtību reģistrāciju divos fāzes punktos, kas nobīdīti viens attiecībā pret otru par atstarotā signāla ¼ periodu. Metode prasa sarežģītu aparatūru un sarežģītu signālapstrādi. Bez tam metodei ir tīri metodiska rakstura trūkumi, kas tiek analizēti zemāk sadaļā "Divu punktu metode". Šai sakarā dotā projekta ietvaros tika piedāvāta un izpētīta metode, kas prasa signāla momentāno vērtību reģistrāciju tikai vienā fāzes punktā (skat. Pielikumu 2.). Pētījums veikts

orientējoties uz "up-and-down" metodes pielietojumu stroboskopiskajā signālu transformacijā. Pārskata periodā veikta metodes izpēte ar analītisko aprēķinu un datormodelēšanas paņēmienu un noskaidrots, ka metode varētu būt konkurētspējīga elpošanas procesa ar amplitūdu 0,5-1,5cm reģistrācijai pie nosacījuma, ja zondējošā signāla centrālā frekvence ir ne zemāka kā 2-3GHz. Protams uztvērējiekārtas frekvenču joslai arī ir jābūt ne sliktākai.

Divu punktu metode (kvadratūru metode). Metode paredz atstarotā signāla momentāno vērtību reģistrēšanu divos fāzes punktos, kas nobīdīti pa atstarotā signāla ¼ periodu. Pārskata periodā tika pētīta pamatalgoritma darba spēja atkarībā no fāzu pāra nobīdes attiecībā pret atstaroto signālu. Pētītas kļūdas, kas rodas, ja uz momentāno vērtību nolasījumiem uzklājas pārveidotāja līdzstrāvas nobīde (termiskais dreifs). Pētīta elpošanas līknes vidējās vērtības nobīde atkarībā no fāzes punkta izvēles un elpošanas signāla amplitūdas. Izstrādāti un izmēģināti daži kļūdu korekcijas varianti. Pētījumu rezultātā atrasti pamatmetodes korektie darba režīmi, parādīti ar kļūdu korekciju panāktie mērījumu uzlabojumi (korekciju ilustrācijas skat. Pielikumā). Pētījumi veikti orientējoties uz "up-and-down" metodes pielietojumu stroboskopiskajā signālu transformācijā.

Strobējamā balansa komparatora darba režīmu optimizācija

Strobējamais balansa komparators ir galvenais stroboskopiskā pārveidotāja mezgls, kas nosaka pārveidotaja frekvenču joslu. No projekta darba uzdevuma kā arī no augstāk veiktā viena punkta metodes pētījuma izriet, ka pārveidotājam jānodrošina pārejas raksturlīknes kāpuma laiks ne sliktāks par 100ps. Šai sakarā tika izvēlēts komparatorā lietot sērijas 1И308Д un 1В308К tuneļdiodes. Pētījums tika veikts ar datormodelēšanas paņēmienu ar mērķi noteikt komparatora optimālos darba režīmus divos tā izpildes variantos – bez atbalsta pretestības Ra un ar atbalsta pretestību pie dažādām tās vērtībām (skat. Pielikumu 3). Pētījuma rezultātā tika atrasts, ka:

- optimalā palaišanas impulsa Uo vērtība reālā aparātā ir jāiestāda vienāda ar Uo=1,15Uomin, kur Uomin ir minimālā palaišanas impulsa amplitūda pie kuras komparators vēl nostrādā;
- pretestības Rv strobsignāla ķēdē lielums ir jāizvēlas vienāds ar Ra=31Om (komparatora gadījumā bez atbalsta pretestības);
- pretestības Rv lielums ir jānodrošina ar pielaidi ne lielāku par 0,5Om;
- pretestības Rv strobsignāla ķēdē lielums ir jāizvēlas vienāds ar Ra=34 - 35Om (komparatora gadījumā ar atbalsta pretestību);
- pretestības Rv lielums ir jānodrošina ar pielaidi ne lielāku par 1,5Om;

Ievērojot augstāk minētos optimālos komparatora darba režīma nosacījumus stroboskopiskajam pārveidotājam tiek nodrošināts iespējamais minimālais pārejas raksturlīknes kāpuma laiks 42-45ps. Svarīgs ir secinājums, ka komparatora ar atbalsta pretestību gadījumā ir pieļaujamas trīs reizes lielākas pretestības Rv strobsignāla ķēdē pielaides, kas atvieglo optimālā režīma iestādīšanu.

UWB radiolokatoru uztvērējiekārtu frekvenču joslas pārbaudes metodikas izstrāde

Viens no galvenajiem UWB uztvērējiekārtas (stroboskopiskā pārveidotāja) parametriem ir tās frekvenču josla vai pārejas raksturlīknes kāpuma laiks kas ir savstarpēji saistīti lielumi. Lai pietiekoši precīzi noteiktu uztvērējiekartas kāpuma laiku nepieciešams lai testsignāla kāpuma laiks būtu vismaz par kārtu mazāks nekā testējamās iekārtas pārejas raksturlīknes kāpuma laiks. Projektā ir plānots nodrošināt uztvērējiekārtas pārejas raksturlīknes kāpuma laiku ne sliktāku par 100ps, kas zināmā mērā ir salīdzināms ar mūsu rīcībā esošā testsignāla kāpuma laiku (50ps). Tāpēc lai šādos apstākļos korekti noteiktu uztvērējiekārtas pārejas raksturlīknes kāpuma laiku pārskata periodā tika izstrādāta jauna frekvenču joslas noteikšanas netiešā metode (Skat. Pielikumu 4.) no kā var izrēķinat arī atbilstošo pārejas raksturlīknes kāpuma laika vērtību.

UWB radiolokatora antenu izvēle

Bez uztvērējiekārtas otra svarīga UWB radiolokatora sastāvdaļa ir raidītājs ar raidošo un uztverošo antenu. Kā raidītājam tā antenai ir jānodrošina nepieciešamie zondējošā signāla parametri – jauda un zondējošā impulsa garums. Elpošanas lokācijas vajadzībām nepieciešams antenu ierosinošā sprieguma impulss ar fronti ne sliktāku par 100ps, ar amplitūdu ne mazāku par 5V un atkārtošanās frekvenci ne zemāku par 1MHz. Ļoti svarīga ir raidītāja gala pakāpes salāgošana ar antenu.

Secinājumi:

1. UWB radiolokācijas tēma pašlaik pasaulē ir aktuāla un strauji attīstās visdažādāko tās pielietojumu virzienos.
2. Vairumā UWB radiolokatoru uztverējiekārtu jutība ir 100mkV-4mV (RMS) robežās. Līdz ar to dotā projekta piedāvātā tehnoloģoja ar uztvērējiekārtas jutību 15mkV (RMS) ir konkurētspējīga.

3. No elpošanas lokācijas metožu veiktajiem pētījumiem var secināt, ka katrai no apskatītajām metodēm ir savas priekšrocības un trūkumi. Metožu galīgam izvērtējumam nepieciešami papildus pētījumi.
4. Strobējamā balansa komparatora optimizācijas pētījumu rezultātā konstatēts, ka komparatora, kas izpildīts uz 1И308Д sērijas tuneļdiodēm uz datormodeļa var sasniegt pārejas raksturlīknes kāpuma laiku 42-45ps. Komparatora variants bez atbalsta pretestības prasa pretestības strobsignāla ķēdē iestādīšanu ar precizitāti 0,5 Om. Komparatora variants ar atbalsta pretestību pieļauj aptuveni trīs reizes lielākas pielaides.
5. Izstrādāta jauna metode stroboskopisko pārveidotāju dinamisko raksturojumu noteikšanai gadījumiem, kad testsignāla frontes kāpuma laiks ir salīdzināms ar pārbaudāmā pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiku.
6. Elpošanas lokācijas vajadzībām nepieciešams antenu ierosinošā sprieguma impulss ar fronti ne sliktāku par 100ps ar amplitūdu ne mazāku par 5V un atkārtošanās frekvenci ne zemāku par 1MHz. Ļoti svarīga ir raidītāja gala pakāpes salāgošana ar antenu.

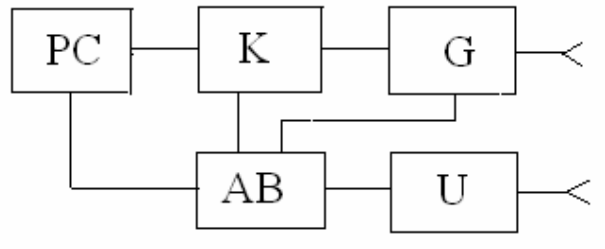
Turpmākie darbi:

1. Signālu papildapstrādes izpēte un efektivitātes novērtējums elpošanas lokācijas viena punkta metodei.
2. Fāzu savstarpējās nobīdes kļūdas ietekmes izpēte elpošanas lokācijas divu punktu metodei.
3. Publikācijas sagatavošana un iesniegšana par balansa komparatora dinamikas pētījumiem.
4. Jauna balansa komparatora uzlabojuma dinamikas pētījumi (hipotēzes pārbaude).
5. Publikācijas sagatavošana un iesniegšana par stroboskopisko pārveidotāju dinamisko raksturojumu noteikšanu.
6. Bikvadrāta antenas kā uztvērējantenas izpēte. Antenu bloka projektēšana un izgatavošana.
7. Jauna platjoslas impulsu formētāja izstrāde un patentēšanas izpēte.

Pielikums Nr. 1.

UWB elpošanas lokācija – metodes un aparatūra

Pārskata periodā tika veikta stāvokļa pasaulē izpēte par UWB radiolokācijas pielietojumu elpošanas reģistrācijai – aparatūru un metodēm. Svarīga UWB lokatoru pielietojumu joma ir medicīna. Eksistē plašs publikāciju kopums, kas ir veltīts UWB radaru pielietojumiem medicīnā, arī literatūras pārskati, piem. [1]. Daudzās no tām informācija lielā mērā dublējas, tāpēc šajā īsajā apskatā būs atzīmētas samērā nedaudzas, kurām internetā ir pieejams pilnais teksts. Bez tam daudziem pieejamiem darbiem vairāk vai mazāk ir pētniecisks raksturs, izmantotā aparatūra un informācijas apstrādes metodes nav pilnībā piemērotas plašiem klīniskiem pielietojumiem. Par vairāk vai mazāk nobeigtiem izstrādājumiem skat., piemēram, [2-6] . Firma TiaLinx (ASV) ražo robotu Cougar 20-H izmantošanai katastrofu rajonos, kura UWB radars spēj reģistrēt drupās iesprostota cilvēka elpošanu. UWB radaru ar līdzīgām iespējām izlaiž firma TENZOR (Krievija).



1.zīm. UWB radara blokshēma

Vispārinātā UWB radara blokshēma ir attēlota 1. zīm. Ģeneratora bloks G formē periodisku signālu, kurš caur raidošo antenu tiek izstarots uz mērķi (pacienta krūšu kurvi), atstarojas un caur uztverošo antenu nonāk uztverošā iekārtā U, kur tiek pastiprināts. Raidošās un uztverošās antenas funkcijas var tikt apvienotas, attiecīgos laika momentos pārkomutējot signālus. Var tikt izmantota vairāku antenu kombinācija. Tālāk uztvertais signāls nonāk primārās apstrādes blokā AB. Šis bloks paaugstina signāla/trokšņa attiecību līdz vajadzīgam līmenim, viduvējot zināmu skaitu uztvertā signāla periodu. Bez tam, atkarībā no izvēlētā signālu apstrādes algoritma, šis bloks var saturēt fāzu detektorus, korelācijas filtrus, Furjē analizatorus u.c. Pēc primārās apstrādes informācija galīgā veidā tiek apstrādāta datorā PC. Dators un kontrolleris K nodrošina arī vadības funkcijas.

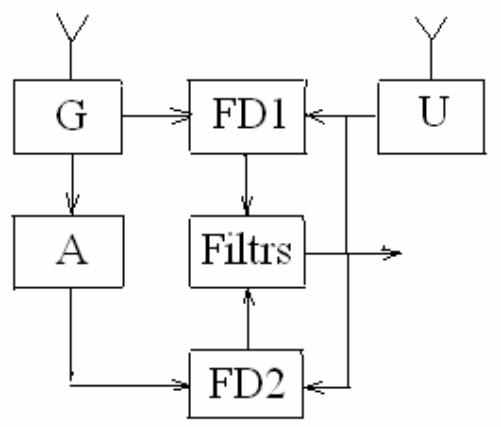
Primārās informācijas apstrādes algoritms ir atkarīgs no izvēlētā mērķa. Ja nepieciešams noteikt elpošanas frekvenci un amplitūdu, var pielietot Furjē [7,8,20 u.c.] vai Hilberta [9,10]

pārveidojumu. Darbā [11] ir apskatīta FM signālu pielietošanas iespēja un attiecīgie apstrādes algoritmi. Tiek izmantota arī komponentu analīze [12]. Precīzu elpošanas signāla formu (krūšu kurvja kustību laikā) iespējams iegūt ar metodēm, kuras ļauj noteikt atstarotā signāla fāzi kā laika funkciju. No tām visprecīzākā, taču arī vissarežģītākā ir divu kvadratūru metode [4, 13-15]. Kvadratūru metode paredz pierakstīt atstarotā signāla momentāno vērtību izmaiņas divos signāla fāzes punktos, kas nobīdīti par ceturdaļperiodu no kā tiek izrēķināta pētāmā laika funkcija:

$$\phi = \arctan\left(\frac{I}{Q}\right),$$

kur ϕ - aprēķinātā signāla vērtība, I - izmērītā signāla vērtība fāzes punktā, Q - izmērītā signāla vērtība kvadratūas punktā.

Attiecīgās iekārtas blokshēma ir parādīta 2. zīm.



2.zīm. Kvadratūru bloks

Signāls no ierosinošā ģeneratora G tiek padots uz raidošo antenu un fāzes detektoriem FD1 un FD2, pie kam uz FD2 nonāk signāls, kas ir nobīdīts fāzē par ceturtdaļu perioda (to nodrošina aizkaves līnija A). Uztvertais signāls nonāk uz abu detektoru otrajām ieejām. Šī shēma ļauj korekti reģistrēt atstarotā signāla fāzes izmaiņas. Bez tam ir iespēja izslēgt parazītisko atstaroto signālu ietekmi.

Darbā [16] ir aprakstīts korelācijas filtrs, kura izejas signāls tiek aprēķināts pēc formulas

$$u_{iz} = \frac{2}{N_0}\int u(t)u(t-T)dt\,, \qquad (1)$$

kur N_0 ir trokšņa spektrālais blīvums, bet u(t) un u(t-T) ir uztvertie signāli, kas ir nobīdīti viens pret otru par atkārtošanās periodu T. Šeit faktiski tiek realizēta konvolūcijas operācija, pie kam kā etalona signāls kalpo pats uztvertais signāls. Nobīde T ļauj samazināt trokšņu ietekmi, jo tie ir nekorelēti.

Uztvertā signāla apstrādē tiek izmantoti arī veivleiti [17,18].

Aplūkosim sīkāk konkrētus risinājumus. Kā uztverošā iekārta kalpo vai nu stroboskopiskais pārveidotājs, vai reāla laika pastiprinātājs. Piemēram, [19] aprakstītajā UWB radarā kā uztvērējs kalpo firmas Geozondas stroboskopiskais pārveidotājs GZ6E ar jutību 750mkV (RMS). Kā raidītājs tiek izmantots ģenerators GZ1120ME50-EV. Stroboskopiskais pārveidotājs tiek izmantots arī radarā, kas ir aprakstīts [20]. Savukārt risinājumā, kas ir aprakstīts [7], kā uztvērējs kalpo reālā laika oscilogrāfs Tektronix TDS94C. Daudzās publikācijās par uztverošo iekārtu sīkāku ziņu nav. Dažās publikācijās ir minēts, ka tiek veikta uztvertā signāla viduvēšana, lai uzlabotu signāla/trokšņa attiecību. Darbā [20] aprakstītais aparāts satur stroboscilogrāfu ar jutību 4mV (RMS).

Signālu centrālā frekvence lielākoties atrodas 3-7 GHz robežās, kaut gan tiek izmantotas arī mazākas vērtības. Šāda izvēle izskaidrojama ar to, ka gandrīz visi apskatītie UWB radari ir paredzēti ne tikai elpošanas, bet arī sirdsdarbības kontrolei. Tā kā elpošanas amplitūda pēc vieniem avotiem atrodas robežās no 0.5 līdz 1.5 cm, pēc citiem – robežās no 0.1 līdz 0.5 cm, bet sirdsdarbība raksturojas ar amplitūdu aptuveni 0.08 cm un mazāku, tad pie centrālās frekvences, kas ir mazāka par 3 GHz, sirdsdarbības reģistrācija ir apgrūtināta zemās signāla/trokšņa attiecības dēļ. Ja paredzēts kontrolēt tikai elpošanas procesu, tad centrālo frekvenci var izvēlēties 2-3 GHz robežās.

Izvēlētā signālu atkārtošanās frekvence svārstās robežās no 100 kHz līdz 1-2 MHz.

Izstarotā impulsa forma ir atkarīga no izvēlētā apstrādes algoritma un var būt tuva monosvārstībai [21] vai saturēt vairākus sinusa periodus [4]. Pirmajā gadījumā impulsa garums sastāda dažus simtus ps, bet otrajā – 2-4 ns, atkarībā no sinusa perioda un periodu skaita pakā.

Tiek izmantoti dažādi antenu tipi: rupora [2,22], paraboliskās [4], Vivaldi [11,23] u.c. Iekārtās, kas ir paredzētas cietušo personu meklēšanai katastrofu vietās, tiek izmantotas vairāku antenu kombinācijas, lai pozicionētu atklāto mērķi (cietušo). Piemēram, iekārtā, kas ir aprakstīta [11], tiek izmantota viena raidošā un divas uztverošās antenas.

Literatūra

1. Oyvind Aardal, Jan Hammerstad. Medical radar Literature overview. FFI rapport 2010/00958, ISBN 978-82-464-1732-5.

2. I.Y.Immoreev, S.V.Samkov, Teh-Ho Tao. Short-Distance Ultra-Wideband Radars.Theory and Designing. IEEE Radar Conference, April 26-29, 2004.

3. I.Y.Immoreev. Practical Application of Ultra-Wideband Radars. Ultrawideband and Ultrashort Impulse signals, 18-22 September, 2006, Sevastopol, Ukraine.

4. I. Immoreev, Teh-Ho Tao. UWB Radar for Patient Monitoring. IEEE A&E Systems Magazine, November 2008, 11-18.

5. I.Y.Immoreev. Some practical applications of the UWB technologie. International Radar Conference, October 12-16, 2009.

6. И.Я.Иммореев. Практическое использование сверхширокополосных радаров. Журнал радиоэлектроники, № 9, 2009

7.N.V.Rivera, Swaroop Venkatesh, Chris Anderson, Michael Buehrer. Multitarget Estimation of Heart and Respiration Rates Using Ultra Wideband Sensors. Proceedings of the 14th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2006), 4-8 September, 2006, Florence, Italy.

8. Chang Li. Non Contact Estimation of Respiration and Heartbeat Rate Using Ultra-Wideband Signals. Faculty Virginia Politechnic Institute and State University

9. Zijian Liu, Laubo Liu, Benjamin Barroues. The Application of the Hilbert- Huang Transform in Through-wall Life Detection with UWB Impulse Radar.

PIERS Online, vol.6, #7, 2010, 695-699.

10. Huang N.E. Z. Wu. A Rewiev on Hilbert-Huang Transform: Method and its Application to Geophysics Studies. Rev. Geophys., vol. 46, #2, RG2006, 2008.

11. Ernestina Cianca, Bharat Gupta. FM-UWB for Communications and Radar in Medical Applications. Wireless Pers. Commun.(2009) 51: 793-809.

12. Egor Zaikov, Juergen Sachs. UWB radar for detection and localization of trapped people. Ultra Wideband, 2010. ISBN 978-953-307-139-8.

13. Карклиньш В.Г., Сташа Р.Я., Херманис Э.Х., Шустерс А.Я. Способ исследования кровеносных сосудов. Авторское свидетельство № 1424800, 1988.

14. Д.А.Охотников. Восстановление траектории движения живых объектов при радиолокационном наблюдении. 3-я Всероссийская конф. „Радиолокация и радиосвязь” , ИРЭ РАН, 26-30 октября, 2009.

15. Д.А.Охотников. Особенности построения СШП радиолокаторов для определения параметров движения человека. 4-я Всероссийская конф. „Радиолокация и радиосвязь”, ИРЭ РАН, 29 ноября – 3 декабря, 2010 г.

16. Иммореев И.Я. Оптимальная обработка радиолокационных сигналов с неизвестными параметрами. Радиотехника, № 10, 1998, 131-137.

17. Mehran Baboli, Seyed Ali Ghorashi, Namdar Sauiei, Alireza Ahmadian. A New Wavelet Based Algorhithm for Estimating Respiratory Motion Using UWB Radar. 2nd International conference on Biomedical and Pharmaceutical. 2-4 December, 2009.

18. Ossberger G., Buchegger T., Schimback E., Stelzer A., Weigel R. Non-Invasive

Respiratory Movement Detection and Monitoring of Hidden Humans Using Ultra Wideband Pulse Radar. Proceedings of the International Workshop on Ultrawideband Systems and Technologies, 2004, pp. 395-399.

19. A.Lazaro, D.Girbau, R.Villerino. Analysis of Vital Signs Monitoring Using an IR UWB Radar. Progress in Electromagnetic Research, PIER 100, 2010, 265-284.

20. A.G.Yarovoy, L.P.Lighthart, J.Matuzas, B.Levitas. UWB Radar for Human Being Detection. IEEE A&E System Magazine, March 2006, pp.10-14.

21.Mario Leib, Eva Schmitt, Amoki Gronau, Jochen Dederer, Bernd Schleicher, Herman Schumaker, Wolfgang Menzel. A Compact Ultra-wideband Radar for Medical Applications. Frequenz 63(2009), 1-8.

22. K. Higashikaturagi, Y. Nakahatu, I. Matsunami, A. Kajivara. Non-invasive Respiration Monitoring Sensor Using UWB-IR. Dept. of Iformation & media egineering, Kitakyushu University.

23. Florian Thiel, Olaf Kosch, Frank Seifert. Ultra-Wideband Sensors for Improved Magnetic Resonance Imaging, Cardiovascular Monitoring and Tumour Diagnostics. Sensors, 2010, 10, 10778-10802.

24. E.M.Staderini. UWB Radars in Medicine. IEEE Aerosp. Electron. Syst.Mag., vol.17, #1, pp.13-18.

UWB lokācijas metožu izpēte elpošanas reģistrācijas vajadzībām

Viena punkta metode.

Tika pētīta t.s. viena punkta elpošanas svārstību reģistrācijas metode, kuras būtība ir sekojoša. Raidītājs izstaro periodisku īsu zondējošo impulsu (pēc formas tuvu sinusa monosvārstībai vai sastāvošu no vairākiem sinusa periodiem). Šie impulsi atstarojas no pacienta krūšu kurvja un tiek reģistrēti diskrētā stroboskopiskā pārveidotāja (DSP) uztverošā iekārtā. Signāla pārveidošanai izmantota t.s. „up-and-down" (ud) metode. Tiek reģistrēta atstarotā signāla momentānā vērtība laika momentā $t_0 + \Delta t_i$, kur t_0 ir konstants izstarotam impulsam piesaistīts laika moments, bet Δt_i - mainīgs lielums, kas ir atkarīgs no mainīgā attāluma *h* starp raidošo antenu un krūšu kurvi:

$$\Delta t_i = \frac{2\Delta h_i}{c}, \tag{1}$$

kur c ir gaismas ātrums.

Tika veikta aprakstītā procesa modelēšana, pieņemot, ka elpošanas svārstības ir sinusoidālas (kaut gan tam nav izšķirošas nozīmes):

$$h(t) = h_0 \sin(\frac{2\pi t}{T}), \tag{2}$$

kur h_0 ir elpošanas amplitūda, bet T - elpošanas periods. Šis signāls modulē atstarotā aignāla fāzi un līdz ar to reģistrēto momentāno vērtību u_i :

$$u_i = U\sin(\phi_0 + \frac{4\pi h_0}{c\,T_z}\sin(\frac{2\pi t_i}{T})), \tag{3}$$

kur U ir reģistrētā signāla amplitūda (vienkāršības dēļ to turpmāk pieņemsim vienādu ar 1); T_z ir zondējošā signāla periods. Aizkavi t_0, resp. ϕ_0 ir izdevīgi izvēlēties vienādu ar $\pi/2$, jo tādējādi elpošanas svārstības tiek reģistrētas zondējošā signāla stāvākajā daļā un signāla (3) amplitūda būs maksimālā iespējamā.

Absolūti precīzi elpošanas signāla formu var iegūt tikai izmērot atstarotā signāla fāzes izmaiņas. Aprakstītajā metodē elpošanas signāls tiek reģistrēts ar zināmiem kropļojumiem. Taču šie kropļojumi nebūs pārāk lieli, ja izvēlēsimies pietiekoši mazu h_0 / cT_z attiecību. To var pieņemt vienādu ar 1/6. Ilustrēsim šo pieņēmumu ar piemēru. Saskaņā ar literatūrā atrodamiem datiem elpošanas vēziens atrodas robežās no 0.1 līdz 1.5 cm (t.i. $h_0 = 0.05 \div 0.75cm$). Tad minimālam T_z jābūt 0.3 ns (frekvence 3.33 GHz).

Kropļojumi var rasties arī tad, ja ϕ_0 reģistrācijas laikā maina vērtību (peld) vai arī tam par iemeslu var būt attāluma maiņa starp raidošo antenu un pacientu. Pie $\phi_0 = 0.5\pi$ vai $\phi_0 = 1.5\pi$ elpošanas signāls tiks reģistrēts ar lieliem kropļojumiem. Tāpēc ir nepieciešams algoritms, kas automātiski spētu kompensēt ϕ_0 izmaiņas.

Ja $\phi_0 = const = \pi$, tad simetriska elpošanas signāla (2) vidējā vērtība ir vienāda ar nulli. Pie mainīga ϕ_0 tā pieaug vai samazinās atkarībā no ϕ_0 izmaiņu virziena. Šo faktu var izmantot kompensācijas signāla ieguvei.

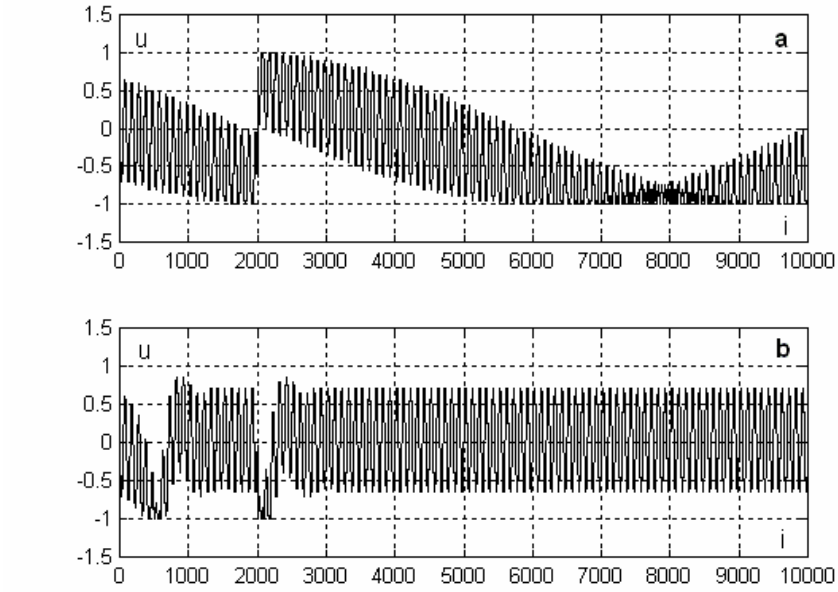
Izveidosim slīdošu logu vidējās vērtības aprēķināšanai:

$$\overline{u}_j = \frac{1}{n_T}\sum_{i=1}^{n_T} u_{i+j},\ j = 0,1,2,\ldots \quad , \tag{4}$$

kur n_T ir momentāno vērtību skaits, rēķinot uz vienu elpošanas signāla periodu. Tālāk veidojam kompensācijas signālu du:

$$du_j = du_{j-1} + k\,\overline{u}_j \,, \tag{5}$$

kur k ir koeficients.



1. zīm. Sākuma fāzes ϕ_0 izmaiņu kompensācija.

1.zīm. ilustrē sākuma fāzes ϕ_0 izmaiņu kompensāciju. 1a.zīm. ir attēlots elpošanas signāls (3) bez kompensācijas ar $n_T = 100$. Pa „X" asi ir atlikts momentāno vērtību skaits i, t.i. kopumā elpošanas signāls satur 100 periodu. Sākuma fāzes ϕ_0 vērtība aug lēnas „peldēšanas"

rezultātā un bez tam pie $i = 2000$ mainās ar lēcienu par 1.75π (šādi lēcieni var rasties mainoties pacienta ķermeņa stāvoklim). 1b.zīm. attēlots signāls ar sākuma fāzes izmaiņu kompensāciju.

Var rasties vajadzība kompensēt signāla peldēšanu pa „Y" asi. Šo operāciju var veikt starplaikos starp elpošanas signāla momentāno vērtību mērīšanu. Ilustrēsim sacīto ar piemēru. Parasti signālu u nepieciešams reģistrēt ne vairāk kā $n_T = 100$ punktos. Pieņemsim, ka katras u momentānās vērtības reģistrācijai nepieciešamas $n = 100$ strobēšanas operācijas, zondējošā signāla atkārtošanās frekvence ir 1 Mhz, bet elpošanas frekvence ir 0.5 Hz. Tad vienas momentānās vērtības reģistrācijai nepieciešams laiks $n \cdot 10^{-6} = 10^{-4}\ s$. Laika intervāls starp blakus esošām momentānām vērtībām sastāda $1/(0.5 \cdot n_T) = 2 \cdot 10^{-2}\ s$. Tātad reģistrācijas laiks sastāda tikai ļoti nelielu daļu no šā intervāla, un pārējo laiku var izmantot nulles līmeņa korekcijai. Šajā laikā nepieciešams atslēgt ieejas signālu, izmērīt līmeni DSP izejā un vajadzības gadījumā to koriģēt.

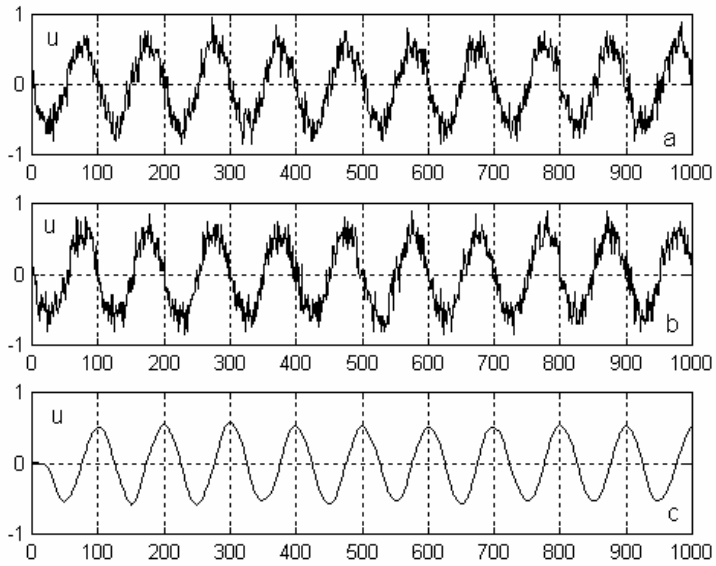
Tika pētīts arī trokšņu iespaids uz reģistrācijas precizitāti. Summārais troksnis satur divas galvenās komponentes. Pirmais ir aditīvais troksnis, kurš summējas ar reģistrējamo signālu. Otrais ir fāzes troksnis, kas rodas „drebot" strobēšanas momentam. Tādējādi ar trokšņiem maskētais signāls u var tikt attēlots šādi:

$$u_i = \sin(\phi_0 + \phi_{ni} + \frac{4\pi\, h_0}{c\, T_z} \sin(\frac{2\pi\, t_i}{T_e})) + u_{ni}\ , \qquad (6)$$

kur ϕ_{ni} ir fāzes troksnis, bet u_{ni} - aditīvais troksnis. Analītiskas izteiksmes, kas ilustrētu minēto trokšņu ietekmi uz signālu u, iegūt ir grūti. Tāpēc šī ietekme tika novērtēta modelēšanas eksperimentos.

Galvenie modelēšanas rezultāti ir attēloti 2.zīm. Tika izmantoti šādi parametri: $n = 100,\ n_T = 100$, *ud* metodē izmantotais solis $s = 0.025$. Pieņemts, ka aditīvā trokšņa vidējā kvadratiskā vērtība $\sigma_1 = 1$, un soļa s vērtība mērīta σ_1 vienībās.

2a. zīm. attēlots variants, kad $u_n = \sigma_1, \phi_n = 0$. 2b. zīm. atbilst variantam, kad $\phi_n = (pi/6) * randn, u_n = \sigma_1$. Redzams, ka pie izmantotām n, n_T un s vērtībām samērā lielie trokšņi nav pārāk būtiski ietekmējuši pārveidotā signāla formu. To var uzlabot, apstrādājot signālu ar zemo frekvenču filtru (2c. zīm.).



2. zīm.Trokšņu ietekme uz pārveidotā signāla formu.

Veiktie pētījumi ļauj secināt, ka viena punkta metode var tikt sekmīgi izmantota UWB radaros elpošanas procesa kontrolei. Pie pareizi izvēlētas T_z vērtības elpošanas signāla formas kropļojumi ir nenozīmīgi, bez tam literatūrā nav datu par signāla formas pētījumiem. Ar piedāvāto algoritmu palīdzību var sekmīgi neitralizēt aparatūras parametru dreifu. Starp citu, šīs pašas problēmas ir jārisina arī kvadratūru (arktangensa) metodē.

Divu punktu metode (kvadratūru metode)

Metode paredz atstarotā signāla momentāno vērtību reģistrēšanu divos fāzes punktos, kas nobīdīti pa atstarotā signāla ¼ periodu. Saskaņā ar pamatmetodi elpošanas līkni izrēķina izejot no izmērītām atstarotā signāla momentānām vērtībām x un y divos fāzes punktos saskaņā ar izteiksmi:

$$u_3 = \arctan\left(\frac{y}{x}\right),$$

kur signāls x tiek mērīts fāzes punktā ϕ_1 bet signāls y – fāzes punktā $\phi_2 = \phi_1 + n_T / 4$.

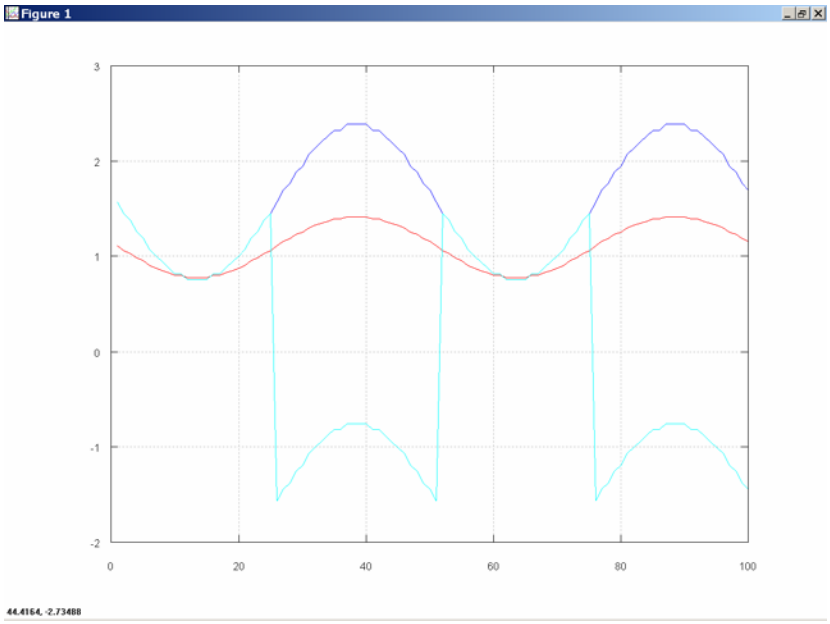
Pamatalgoritma darba spēja atkarībā no fāzu pāra nobīdes attiecībā pret atstaroto signālu un no līdzstrāvas nobīdes.

Ja notiek līdzstrāvas nobīde, tad kā rezultāts tiek reģistrēta elpošanas līkne

$$u_4 = \arctan\left(\frac{y+u_y}{x+u_x}\right),$$

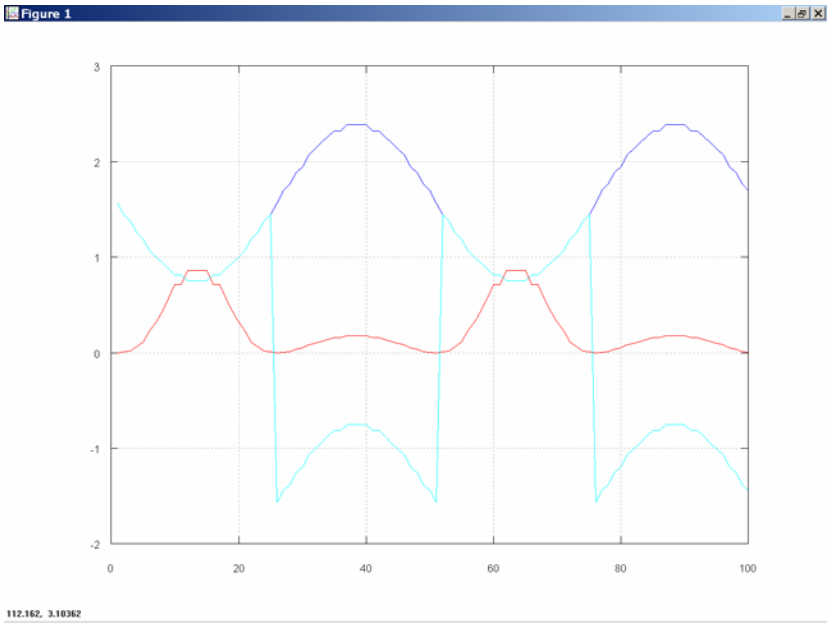
kur u_x un u_y ir līdzstrāvas nobīde attiecīgi pirmajā un otrajā fāzes punktā. Atkarībā no ϕ_1, u_x

un u_y vērtībām iespejami dažādi gadījumi, kas ilustrēti zemāk pievienotajos zīmējumos. Lietoti sekojoši apzīmējumi: gaiši zilā krāsa - u_3, zilā krāsa – koriģētais u_3, sarkanā krāsa - u_4, zaļā krāsa – koriģētais u_4.



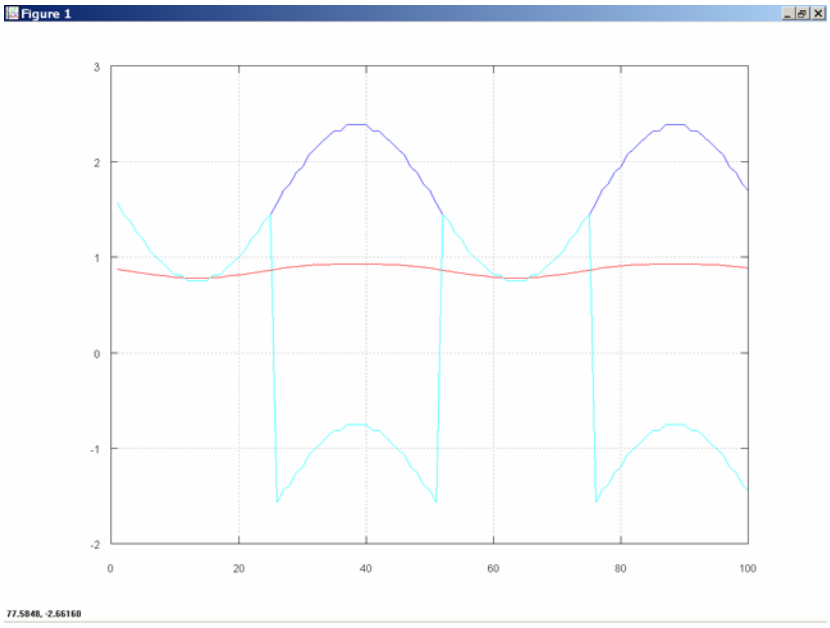
$\phi_1 = 100, \phi_2 = 125$, elpošanas amplitūda $E = 13$, $u_y = u_x = 1$

Komentārs: līkne līdzstrāvas nobīdes dēļ ir ar samazinātu amplitūdu, forma saglabājas nekropļota.



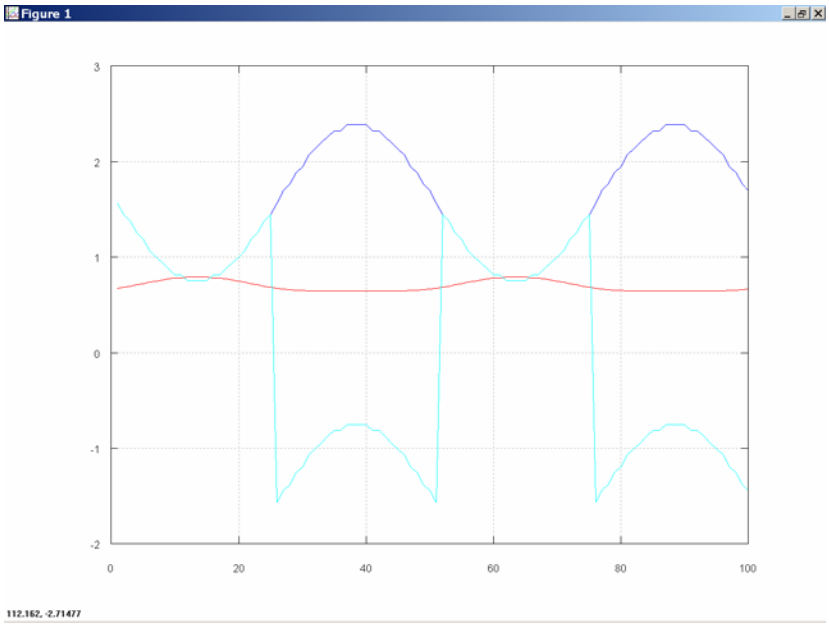
$\phi_1 = 100, \phi_2 = 125$, elpošanas amplitūda $E = 13$, $u_y = u_x = -1$

Komentārs: pie dotās fāzes un līdzstrāvas nobīdes tiek kropļota elpošanas līknes amplitūda un forma.



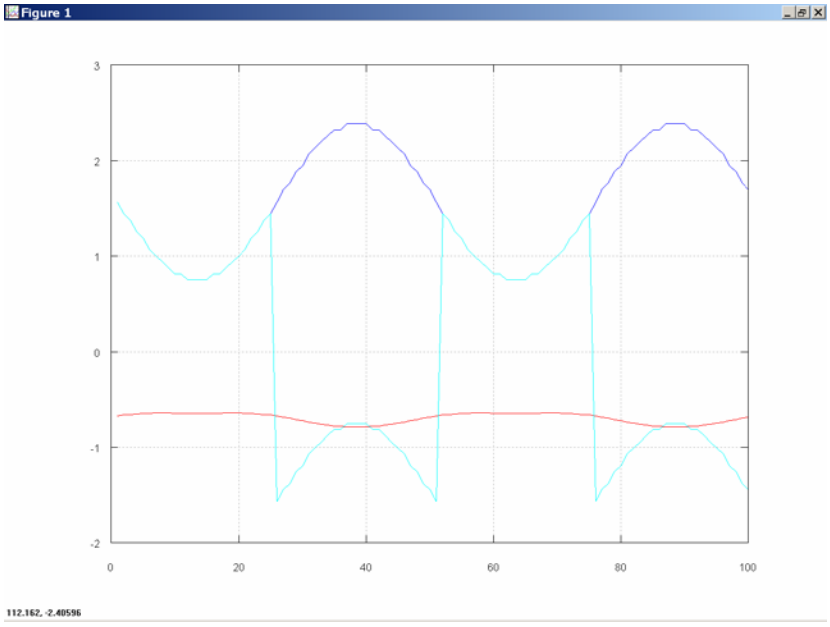
$\phi_1 = 100, \phi_2 = 125$, elpošanas amplitūda $E = 13$, $u_y = u_x = 5$

Komentārs: Pie šādas fāzes un līdzstrāvas nobīdes reģistrētā amplitūda ir tuva nullei.



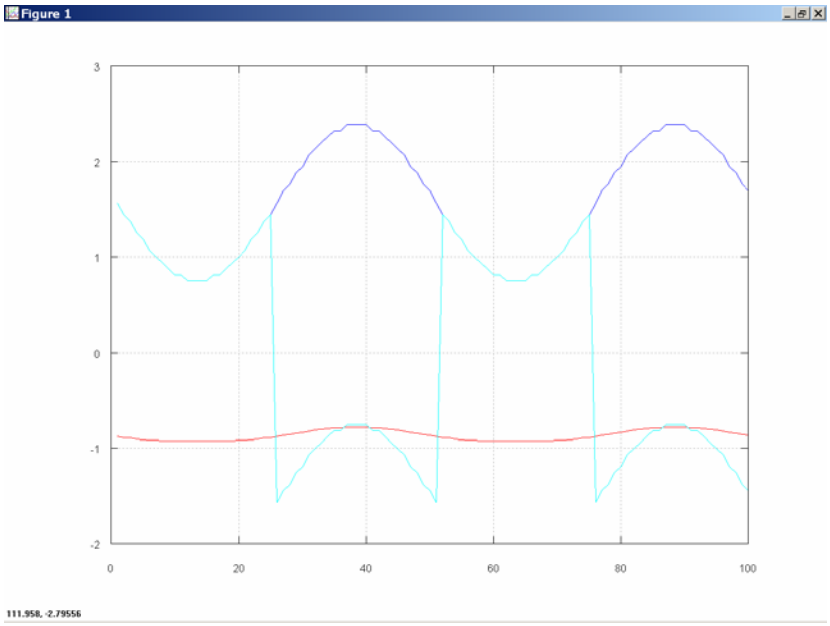
$\phi_1 = 100, \phi_2 = 125$, elpošanas amplitūda $E = 13$, $u_y = u_x = -5$

Komentārs: Pie šādas fāzes un līdzstrāvas nobīdes reģistrētā amplitūda ir tuva nullei, lai gan mērīšanas apstākļi ir citādi nekā iepriekšējā gadījumā.



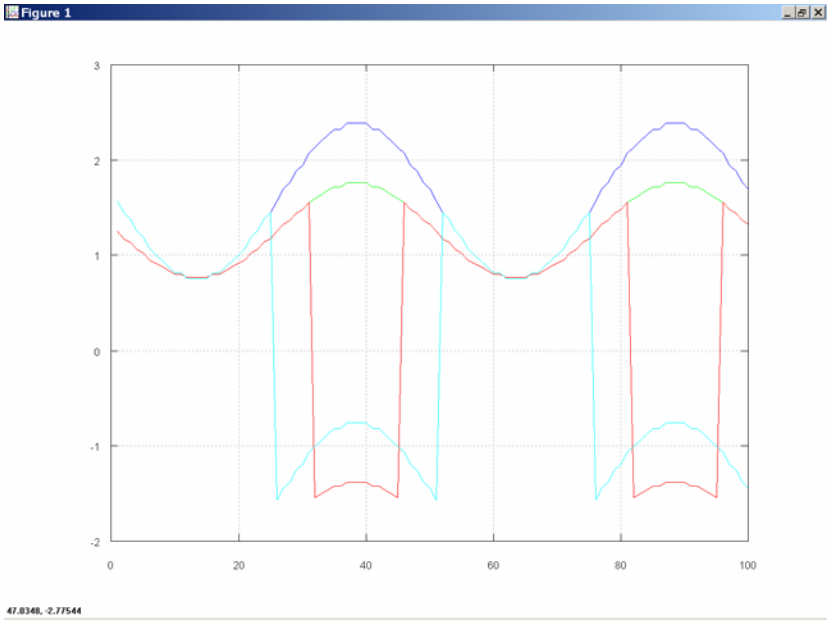
$\phi_1 = 100, \phi_2 = 125$, elpošanas amplitūda $E = 13$, $u_y = -u_x = -5$

Komentārs: Pie šādas fāzes un līdzstrāvas nobīdes reģistrētā amplitūda ir tuva nullei, lai gan mērīšanas apstākļi ir citādi nekā iepriekšējos divos gadījumos.



$\phi_1 = 100, \phi_2 = 125$, elpošanas amplitūda $E = 13$, $u_y = -u_x = 5$

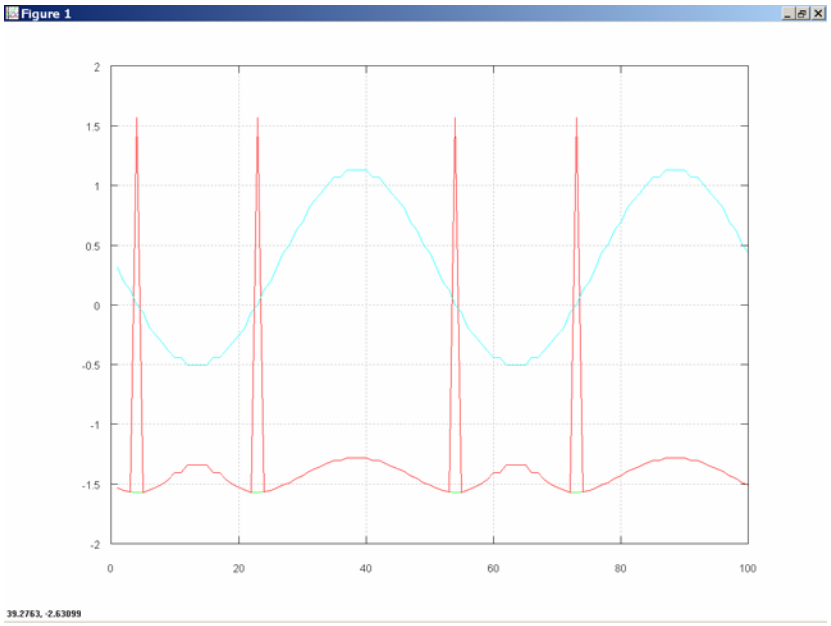
Komentārs: Pie šādas fāzes un līdzstrāvas nobīdes reģistrētā amplitūda ir tuva nullei lai gan mērīšanas apstākļi ir citādi nekā iepriekšējos trijos gadījumos.



$\phi_1 = 100, \phi_2 = 125$, elpošanas amplitūda $E = 13$, $u_y = u_x = 0.5$

Komentārs: Neskatoties uz relatīvi mazu nobīdi, pie šādas fāzes elpošanas līknes aprēķina

rezultāts tiek kropļots (līknē parādas pārrāvuma posmi).



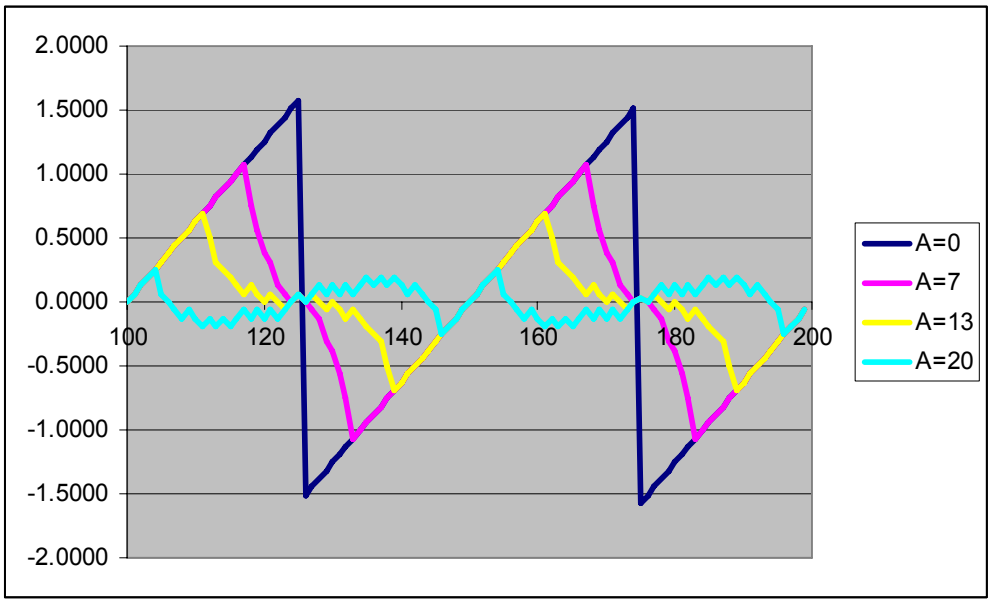
$\phi_1 = 115$, $\phi_2 = 140$, elpošanas amplitūda $E = 13$, $u_y = -u_x = -1$

Komentārs: Formas kropļojumi saglabājas.

Vidējās vērtības iespaids atkarībā no fāzes punkta izvēles

Ieejā – 2 stroboskopiski pārveidoti signāli: punktā ϕ_1 signāls x un punktā $\phi_2 = \phi_1 + n_T / 4$ - signāls y .

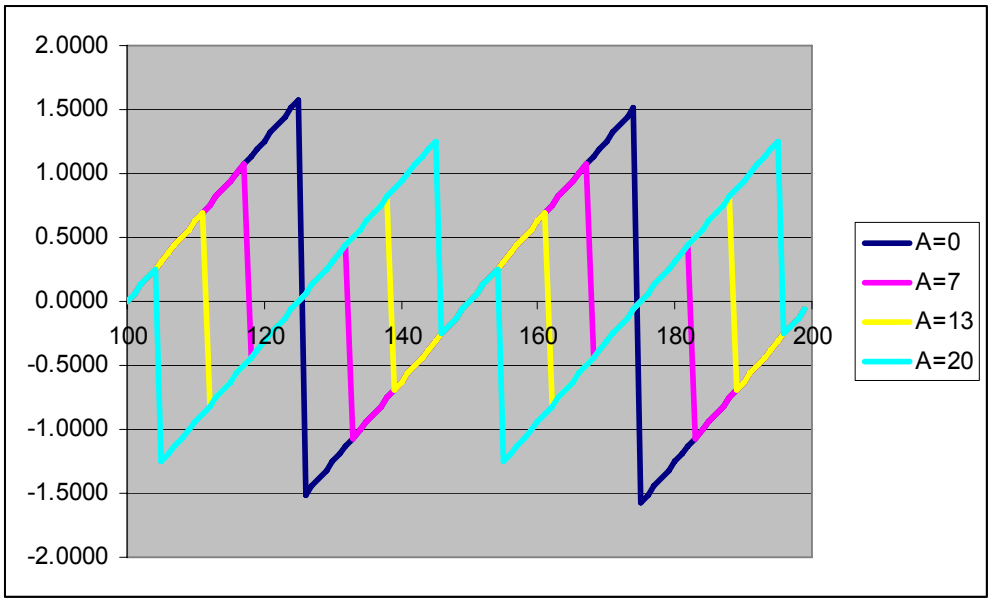
Izrēķina $u_3 = \arctan\left(\frac{x}{y}\right)$.



Elpošanas līknes vidējās vērtības izmaiņa atkarībā no elpošanas amplitūdas un fāzes punkta

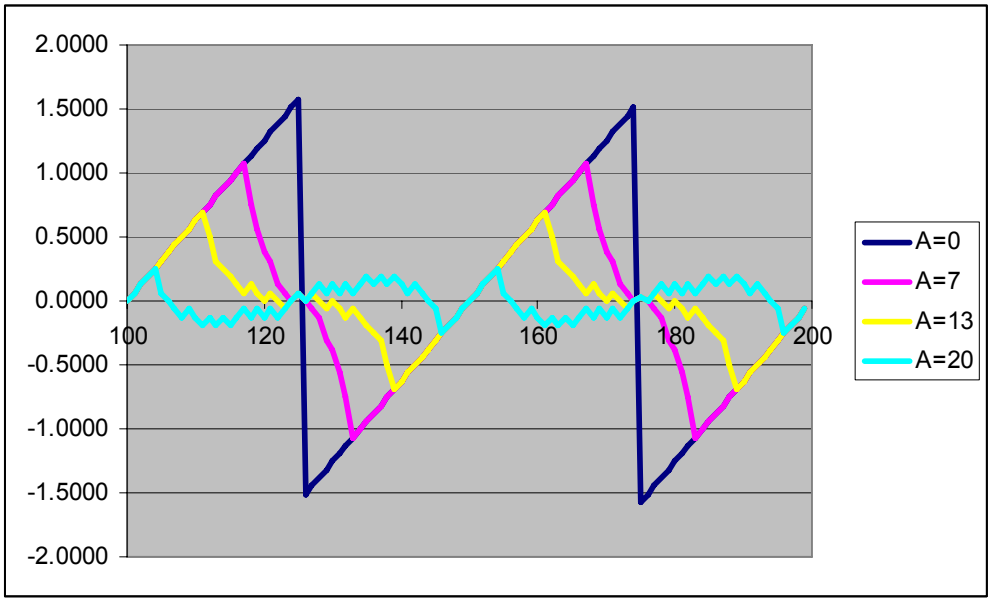
izvēles (bez korekcijas).

Komentārs: Vidējā vērtība ir atkarīga no amplitūdas un mainās ar svārstīgu raksturu.



Elpošanas līknes vidējās vērtības izmaiņa atkarībā no elpošanas amplitūdas un fāzes punkta izvēles (ar korekciju 1).

Komentārs: Vidējā vērtība ir atkarīga no amplitūdas un mainās ar gabaliem lineāru raksturu.



Elpošanas līknes vidējās vērtības izmaiņa atkarībā no elpošanas amplitūdas un fāzes punkta

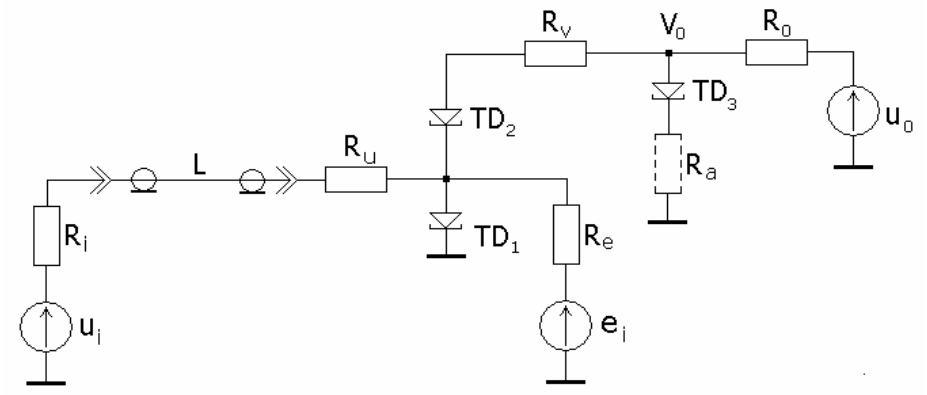
izvēles (ar korekciju 2).
Komentārs: Kā redzams, rezultāts neatšķiras no gadījuma bez korekcijas, kaut arī ir panākta elpošanas līknes nepārtrauktība.

Ar korekciju 3 vidējās vērtības pie amplitūdām 7, 13, 20 sakrīt ar vidējo vērtību pie A=0 . Tas nozīmē, ka metode nodrošina invarianci attiecībā pret amplitūdas izmaiņām.

Pielikums Nr. 3.

Strobējamā balansa komparatora darba režīmu optimizācija

Strobējamo balansa komparatoru (SBK) svarīga priekšrocība ir to nejutība pret strobējošā sprieguma lēciena amplitūdas dreifu un strobģeneratora trokšņiem [1]. Tas ļauj izstrādāt augstas jutības signālu stroboskopiskos pārveidotājus [2], [3], [4] [5]. Liels skaits pētījumu ir veltīts stroboskopiskajiem pārveidotājiem uz kvantu elektronikas SQUID (superconducting quantum interference device) elementu bāzes [2, 3, 6, 7, 8, 9, 10]. Šādu elementu trūkums ir nepieciešamība tos atdzesēt līdz šķidrā hēlija temperatūrai to darbības nodrošināšanai. Tāpēc ir mērķticīgi strobējamos balansa komparatoros izmantot tuneļdiodes, kas darbojas pie istabas temperatūras un pēc savas ātrdarbības īpaši neatpaliek no kvantu elektronikas elementiem [11]. Tieši šāda tipa komparatora optimizācija tiek veikta šajā pētījumā. Komparatora elektriskā shēma ir parādīta Zīm.1.



Zīm. 1. Strobējamā balansa komparatora elektriskā shēma.

Komparators tiek darbināts ar relatīvi lēnas frontes (1-2 nanosekundes) sprieguma impulsu Uo. Šim spriegumam sasniedzot tuneļdiodes TD3 pīķa strāvu pēdējā pārslēdzas un tādā veidā noformē stobējošo sprieguma lēcienu ar asu fronti. Šis sprieguma lēciens iedarbojas uz komparatora diožu TD1 un TD2 virknes slēgumu un, atkarībā no ieejas signāla u_i un kompensācijas signāla e_i samēra, pārslēdz vienu vai otru tuneļdiodi. Shēmas līdzsvara stāvoklī abas tuneļdiodes slēdzas ar vienādu varbūtību, pie tam šādā stāvoklī kompensācijas sprieguma e_i vērtība ir proporcionāla ieejas signāla u_i momentānai vērtībai strobēšanas brīdī. Pārbīdot strobsignālu attiecībā pret ieejas signālu iegūst laikā transformētu iejas signālu kā kompensācijas signāla vērtību secību.

Shēmas darba režīmu optimizācijai uz datormodeļa tika izmantotas tuneļdiožu ekvivalentās shēmas kurās tika ņemtas vērā tuneļdiožu p/n pāreju kapacitātes, tuneļdiožu parazītiskās induktivitātes Ls un zudumu pretestības Rs. Tuneļdiožu voltamperu raksturlīkņu (VAR) aproksimācijai tika izmantotas sekojošas izteiksmes [12]:

$I = I_p\left[1-\left(1-\frac{U}{U_p}\right)^2\right]$ - augošais VAR zars,

$I = I_p - \left(I_{\text{p}} - I^*\right)\left(\frac{U-U_{\text{p}}}{U^*-U_{\text{p}}}\right)^2$ -- krītošais VAR zars,

kur

I_p – tuneļdiodes pīķa strāva,

U_p – pīķa spriegums,

$I^* = p_1 \cdot I_p$ - strāvas koordinata VAR krītošā zara stāvākaja punktā,

$U^* = p_2 \cdot U_p$ – sprieguma koordinata VAR krītošā zara stāvākajā punktā.

No literatūras ir zināms, ka germānija tuneļdiodēm empīriskie koeficienti p1 un p2 aptuveni izsakās sekojoši [12]: p_1=0,75; p_2=1,85. Tādā gadījumā ņemot vērā šo koeficientu vērtības otro vienādojumu varam uzrakstīt kā

$$I = I_p - 0.346 I_{\text{p}}\left(\frac{U-U_{\text{p}}}{U_{\text{p}}}\right)^2 .$$

Pārējie komparatora dinamikas modelēšanas nosacījumi

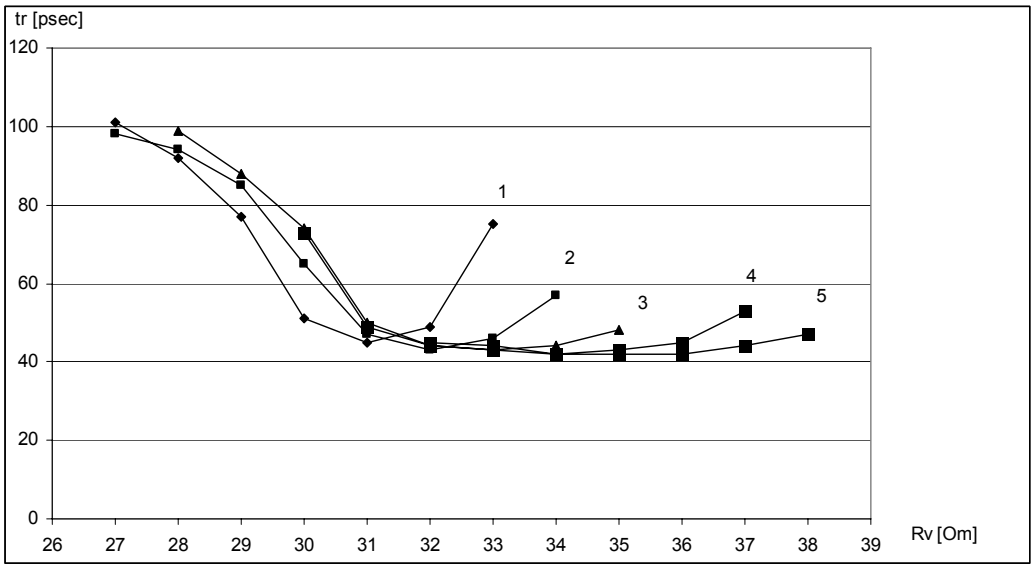
- Komparatora diodes: Ip1=Ip2=10mA; Up1=Up2=85mV; sprieguma kritums uz tuneļdiodes otrā augošā zara pīķa strāvas līmenī Upp1=Upp2=521mV; tuneļdiožu diferenciālā pretestība VAR sākuma punktā R1,1=R1,2=4,47Ом; VAR krītošā zara minimālā diferenciālā pretestība R2,1=R2,2=11,02Ом; p/n pāreju kapacitātes C1=C2=0,8pF; parazītiskās induktivitātes Ls1=Ls2=0,3nH; zudumu pretestības Rs1=Rs2=0,8Ом.
- Strobējošā diode: Ip3=20mA; Up3=81,6mV; Upp3=546mV; C3=1pF; Ls3=0,3nH; Rs3=0,8Ом. Kapacitātes C1, C2, C3 un induktivitātes Ls izvēlētas tādas, kādas tās ir konkrētajām komparatorā lietot paredzētajām labākajām sērijas 1И308 tuneļdiodēm.
- Komparatora modeļa rezistoru vērtības: ieejas lēcienveida testsignāla avota iekšējā pretestība Ri=50Ом; pretestība komparatora ieejā Ru=40,3Ом; kompensācijas pretestība Re=1кОм; pretestība strobsignāla formētāja palaišanas impulsa ķēdē Ro=360Ом.
- Palaišanas impulsa frontes garums $t_0 = 1\ ns$.
- Ieejas sprieguma lēciena amplitūda 50mV.

Pie augstāk minētajiem nosacījumiem izdarot aptuveni 4000 datoreksperimentus tika veikta

komparatora daudzparametru optimizācija un iegūti sekojoši rezultāti:

- optimalā palaišanas impulsa Uo vērtība reālā aparātā ir jāiestāda vienāda ar Uo=1,15Uomin, kur Uomin ir minimālā palaišanas impulsa amplitūda pie kuras komparators vēl nostrādā;
- pretestības Rv strobsignāla ķēdē lielums ir jāizvēlas vienāds ar Ra=31Om (komparatora gadījumā bez atbalsta pretestības);
- pretestības Rv lielums ir jānodrošina ar pielaidi ne lielāku par $\pm$ 0,5Om;
- pretestības Rv strobsignāla ķēdē lielums ir jāizvēlas vienāds ar Ra=34 - 35Om (komparatora gadījumā ar atbalsta pretestību);
- pretestības Rv lielums ir jānodrošina ar pielaidi ne lielāku par $\pm$ 1,5Om;

Iegūtā pārejas raksturlīkņu kāpuma laika līkņu saime atkarībā no pretestības Rv vērtībām parādīta Zīm. 2.



Zīm. 2. UWB radiolokatora uztvērējiekartas stroboskopiska pārveidotaja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no pretestības Rv strobsignala ķēdē lieluma. Līkne 1- komparatoram bez Ra; līkne 2 - komparatoram ar Ra=1 Om; līkne 3 - komparatoram ar Ra=2 Om; līkne 4 - komparatoram ar Ra=3 Om; līkne 5 - komparatoram ar Ra=4 Om.

Ievērojot augstāk minētos optimālos komparatora darba režīma nosacījumus stroboskopiskajam pārveidotājam tiek sasniegts minimālais pārejas raksturlīknes kāpuma laiks 42-45ps. Komparatora ar atbalsta pretestību gadījumā ir pieļaujamas trīs reizes lielākas pielaides pretestībai strobsignāla ķēdē, kas atvieglo optimālā darba režīma nodrošināšanu.

Literatūra:

1.К. Я. Круминьш, Э. Х. Херманис. Анализ частотных свойств измерителя мгновенных значений сигнала стробируемого перепадом напряжения *Автоматика и вычислительная техника, 1972, 3, 87-94.*

2.V. K. Kornev and V. K. Semenov. The Josephson Goto pair as a basic element of high

sensitive samplers. *Extended abstracts of Int. Supercond. Electronics Conf. (ISEC'1987), Tokyo, Japan, 1987, p. 131-134.*

3.И. Н. Аскерзаде. Туннельные джозефсоновские переходы как высокочувствительные компараторы в стробоскопических преобразователях. *Журнал технической физики, 2000, том70, вып 1. С. 68-71.*

4.Э. Бейнер, К. Круминьш, В. Петерсон. Экспериментальное исследование дискретного стробоскопического преобразователя сигналов. *Автоматика и вычислительная техника. – 2008. – No. 1. С. 58-65.*

5.К. Круминьш, В. Петерсонс и В. Плициньш. Экспериментальное исследование подавления шума модифицированным «up-and-down» методом, *Автоматика и вычислительная техника, No.1, 2011, с. 64-71.*

6.I. N. Askerzade, T. V. Filippov, and V. K. Kornev. Fundamental limits on signal and time resolution of the Josephson balanced comparator. *Extended abstracts of Int. Supercond. Electronics Conf. (ISEC'1989), Tokyo, Japan, 1989, p. 553-556.*

7.T. V. Filippov and V. K. Kornev. Sensitivity of the balanced Josephson-junction comparator. *IEEE Trans. Magn., v. 27, No. 2, 1991, p. 2452-2455*.

8.И. Н. Аскерзаде, В. К. Корнев. Временное разрешение балансного компаратора на безгистерезисных джозефсоновских переходах. *Радиотехника и Электроника, т. 39, вып. 3, 1994, с.509-513.*

9.И. Н. Аскерзаде, В. К. Корнев. Динамка переключения пары Гото туннельных переходов. *Радиотехника и электроника, т. 39, No 5, 1994, с. 869 -875*.

10.И. Н. Аскерзаде, Refik Samet. Переходная характеристика пары Гото на малых джозефсоновских переходах. *Письма в ЖТФ, 2008, том 34, вып. 17.*

11.W. Williamson, S. B. Enquist, D. H. Chow, H. L. Dunlap, S. Subramaniam, P. Lei, G. H. Bernstein, B. K. Gilbert. 12 GHz Clocked Operation of Ultralow Power Interband Resonant Tunneling Diode Pipelined Logic Gates. *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 32, NO. 2, FEBRUARY 1997. P. 222 — 230.*

12.А. С. Сидоров. Теория и проектирование нелинейных импульсных схем на туннельных диодах. *"Советское радио"*, 1971, с. 264.

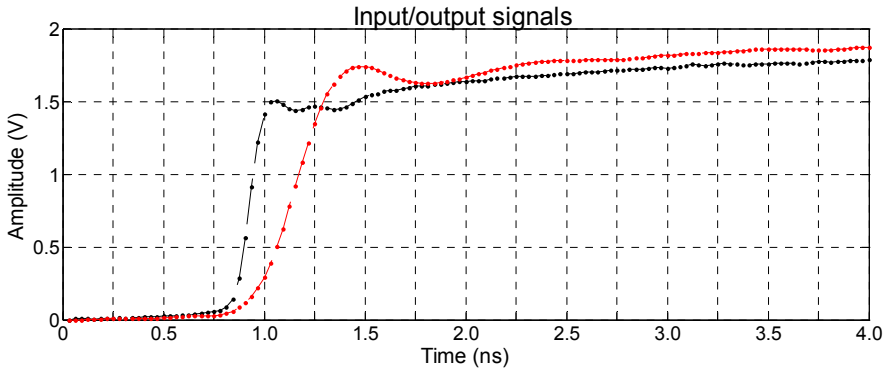
13.Э. Т. Бейнер, К. Я. Круминьш. Время нарастания переходных характеристик стробоскопических преобразователей на туннельных диодах *Автоматика и вычислительная техника, No. 4, 1974, с. 84-91.*

14.E. Beiners and K. Kruminsh. Simulation and calculation of a balanced tunnel diode comparator. *Automatic Control and Computer Sciences. Volume 43, Number1, 17-21.*

Pielikums Nr. 4.

UWB uztvērējiekārtas stroboskopiskā pārveidotāja dinamisko raksturojumu noteikšanas metode.

Problēmas. Pieņemsim, ka ir izmērīti signāli pārveidotāja ieejā U_{in} un izejā U_{out}, pie kam iepriekš zināms, ka ieejas signāla U_{in} frekvenču josla ir platāka par pārbaudāmā pārveidotāja joslu. Pieņemsim, ka pārveidotāja testa ieejas signālam ir pakāpiena forma ar galīgu fronti. Šāda signāla reģistrācija aptver tā fronti un daļu no plakanās virsmas, bet tad tiek pārtraukta (Zīm1. U_{in} –melnais, U_{out} - sarkanais).



Zīm.1. Pārveidotāja ieejas un izejas signāli

Lai novērtētu dinamiskās raksturlīknes pārveidotājam pie minētajiem signāliem nevar lietot tradicionālo pieeju, izmantojot signālu Furje transformāciju attiecību, jo tam traucē signāla pārtraukums, kurš formāli uzrāda bezgalīgi platu frekvenču joslu. Nav ieteicams lietot arī skaitliski dotu signālu diferencēšanu, kas ievērojami paceltu mērījumu kļūdu līmeni. To gan ir darījuši daži autori [1].

Otra problēma, kas rada grūtības, ir tā, ka ieejas un izejas signāli nevar tikt reģistrēti vienlaicīgi uz divkanālu oscilogrāfa, bet ieejas signāls tiek reģistrēts uz cita ievērojami platjoslīgāka oscilogrāfa, kamēr izejas signāls uz pārbaudāmā pārveidotāja. Tas nozīmē, ka savstarpējā fāzu nobīde netiek fiksēta, tātad tiek pieļauta nekontrolējama kļūda. Par laimi ir zināms, ka amplitūdu frekvenču raksturlīkne ir neatkarīga no signālu savstarpējās nobīdes, jo Furje transformācijai ir īpašība, ka $F(u(t-t_0))=F(u(t))Exp(-i\omega t_0)$, bet absolūtā vērtība $|Exp(-i\omega t_0|=1$, ja vien ω un t_0 ir reāli lielumi.

Inerciālā transformācija, ko izdara pārveidotājs ar ieejas signālu ir atkarīga ne tikai no amplitūdu-frekvenču raksturlīknes, bet arī no fāzu- frekvenču raksturlīknes, kuru stipri ietekmē signālu savstarpējā fāzu nobīde. Līdz ar to šo raksturlīkni nevar pareizi noteikt, ja fāzu nobīdes kļūda ir ievērojama.

Arī reālā laika oscilogrāfiem, ne tikai „sampling oscilogrāfiem" ir problēma ar pareizu signālu safāzēšanu, jo ieejas signāla pielikšanas moments nav skaidri izteikts, (skat. Zīm.1) un signāli netiek fiksēti vienlaicīgi.

Aprēķina metode. Lai signālus nevajadzētu diferencēt, tad to apstrādes procedūra sastāv no vairākiem etapiem:

Tā kā signāli pēc formas atgādina Gausa integrālo varbūtību sadalījuma līkni Erf(t), tad tiek veidota šo funkciju rinda ar nobīdēm Baze1(k)=Erf(t-k$\times\Delta$t), kas spējīga aproksimēt mērījumus. Rindai jābūt tik garai, lai noklātu mērīto signālu frontes (pārejas procesu).

Tad tiek veikta šīs rindas katra locekļa konvolūcija ar ieejas signālu un iegūta jauna rinda (Baze2) $Cerf(t-k\times\Delta t)=\int_0^t Erf(a(x-k\times\Delta t))U_{in}(t-x)dx$. Praktiski konvolūcija tiek izdarīta skaitliski MATLAB –ā Cerf(k,:)=conv(Erf(k,:), U_{in})

Tad ar jauno rindu tiek aproksimēts izejas signāls. Tā kā rindas locekļi nav savstarpēji ortogonāli, tiek izmantots MATLAB „backslash" operators. Rezultātā tiek iegūti izvirzījuma koeficienti r_k.

Piezīme. Tā kā iepriekš nav zināmi ne vajadzīgais Erf –funkciju skaits rindā, ne arī to stāvuma koeficients „a", tad šo parametru noteikšanai tiek izmantota procedūra „fminsearch", kas minimizē funkcionāli $\sum_k |Cerf(k,:)r_k - U_{Out}|$.

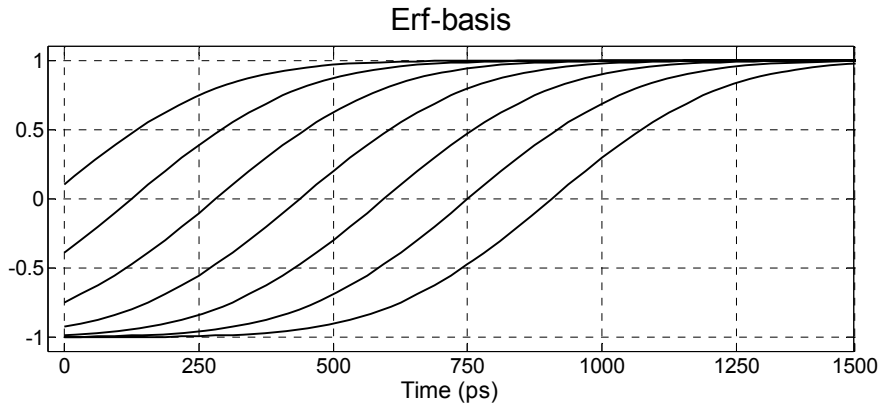
Uzdevuma nekorektivitātes problēma pēc Tihonova [2] tiek atrisināta, atrodot Erf-rindas parametrus tādus lai $\sum_k |Cerf(k,:)r_k - U_{Out}| \approx 0$.

Līdz ar to sistēmas impulsraksturojums ir iegūstams ar rindu $h(t)=\sum_k r_k Erf(k,t)$,

bet amplitūdu frekvenču raksturojums

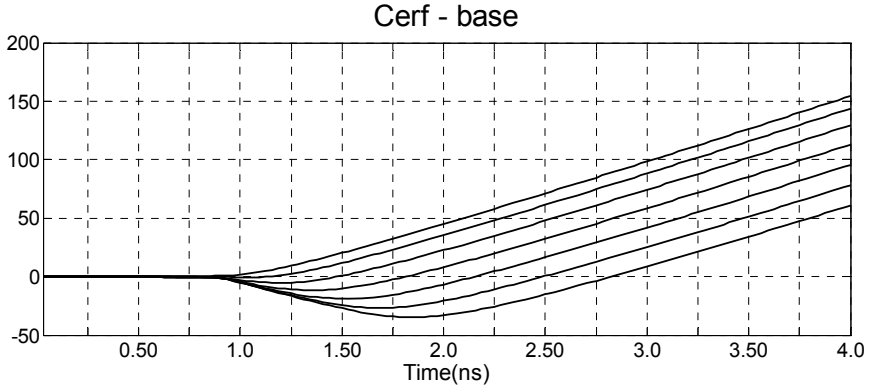
$$AF(j\omega)=Abs(F(h(t))$$

Praktiskais piemērs. Metodes ilustrācijai izmantosim oscolografus Tetronix DPO 70604 un Tetronix MSO 4104. Zīm. 1 U_{in} ir iegūts, izmantojot stāvas frontes formētāju ar „step recovery" diodi un oscilogrāfu Tetronix DPO 70604 6GHz, bet testējamā oscilogrāfa Tetronix MSO 4104 1GHz reakcija ir U_{Out}. Erf-rindas attēls (Zīm.2) rāda katras piektās funkciju nobīdi no visām 35.



Zīm. 2 Erf-funkciju bāze

Izveidojot katras Erf-funkcijas konvolūciju ar ieejas signālu iegūstam jauno bāzi Cerf. (Zīm.3)

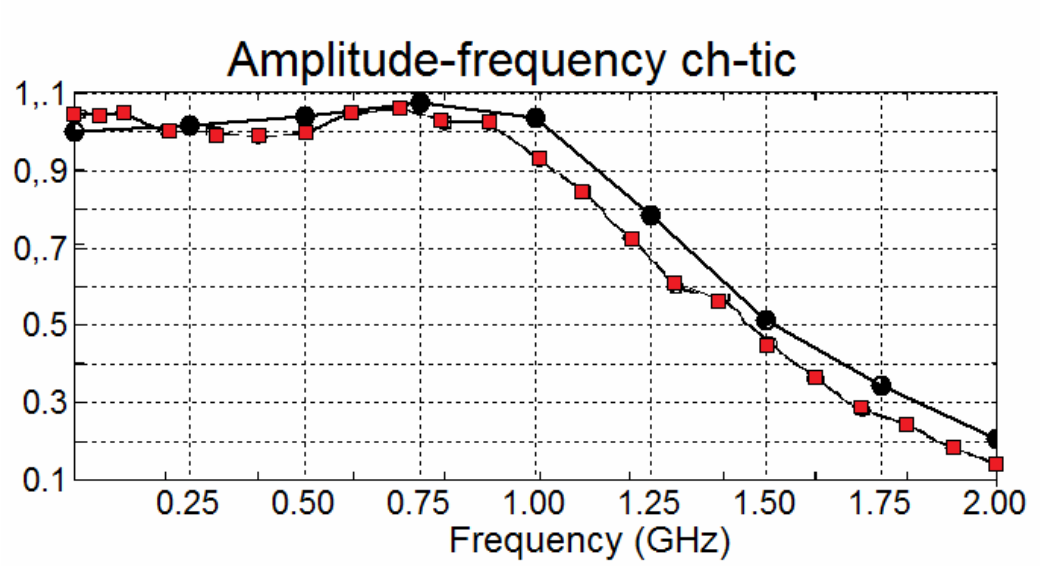


Zīm.3. Cerf funkciju bāze

Cerf funkciju bāze pareizināta ar koeficientiem r_k un sasummēta pa k dod principā aptuvenu, bet praktiski precīzu U_{Out} apoksimāciju

$$\sum_k | Cerf(k,:) r_k \cong U_{Out} |$$

Atšķirības grafiski nav saskatāmas. Bet impulsraksturojums $h(t) = \sum_k r_k Erf(k,t)$ var būt arī kļūdains signālu savstarpējās fāzu nobīdes dēļ, kaut arī no tā convolucijā ar ieejas signālu var iegūt relatīvi precīzu izejas signāla attēlu, bet ar Furje transformāciju var iegūt amplitūdu frekvenču līkni, kuru apstiprina arī tiešie mērījumi, izmantojot signālģenerātoru RONDE&SCHWARZ 5kHz..3.0GHz (Zīm.4)



Zīm .4. Amplitūdu frekvenču raksturlīknes (sarkanie -mērījumi, melnie – aprēķins)

Tiešie mērījumi veikti ar sinusoidālu signālģenerātoru, kamēr aprēķins izdarīts pēc platjoslīgu signālu mērījumiem. Oscilogrāfa Tetronix MSO 4104 joslas platums pēc platjoslīgo signālu mērījuma -3 dB līmenī ir par ≈10% lielāks kā tiešajos mērījumos iegūtais. Oscilogrāfa Tetronix DPO 70604 ietekme uz ieejas signāla U_{in} attēlu ir tāda, ka tas attēla joslu sašaurina, salīdzinot ar signāla joslu. Tādā gadījumā pārbaudāmā oscilogrāfa joslai jātiek aprēķinātai platākai nekā tā ir patiesībā, ko rāda aprēķina rezultātu salīdzināšana ar tiešajiem mērījumiem.

Impulsraksturlīknes pareizība nav garantēta ar to, ka uz tās pamata iegūta apmierinošas kvalitātes amplitūdu frekvenču raksturlīkne un ka tā konvolūcijā ar ieejas signālu dod labu tuvinājumu izejas signālam. Lai noskaidrotu impulsraksturojuma pielietojamību būtu jāpārbauda, kā tas darbojas konvolūcijā ar citas formas ieejas signāliem, attiecībās ar kuriem algoritms to nav pieskaņojis.

Literatūra:

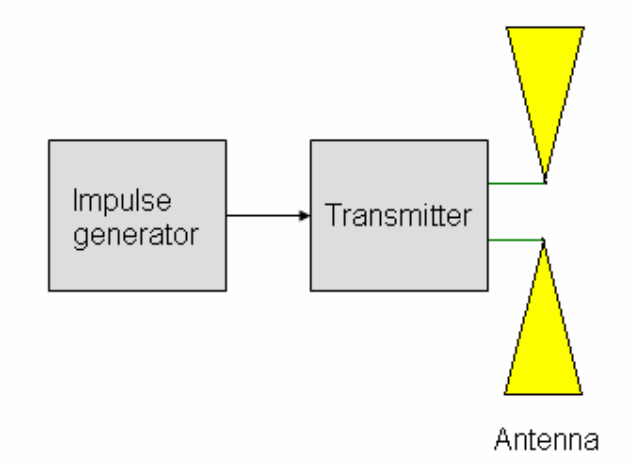
1. .M. Novaković, S. Čajetinac, R. Petrović, S. Aleksandrov, DETERMINATION OF FREQUENCY CHARACTERISTICS OF A PROPORTIONAL PRESSURE VALVE BY STEP RESPONSE, FACTA UNIVERSITATIS, Series: Automatic Control and Robotics Vol. 9, No 1, 2010, pp. 161 - 166 ,
2. А. Н. Тихонов, В. Я. Арсенин, Методы решения некорректных задач, Издательство «Наука», Москва, 1974.

Pielikums Nr. 5.

UWB radiolokatora antenu izvēle

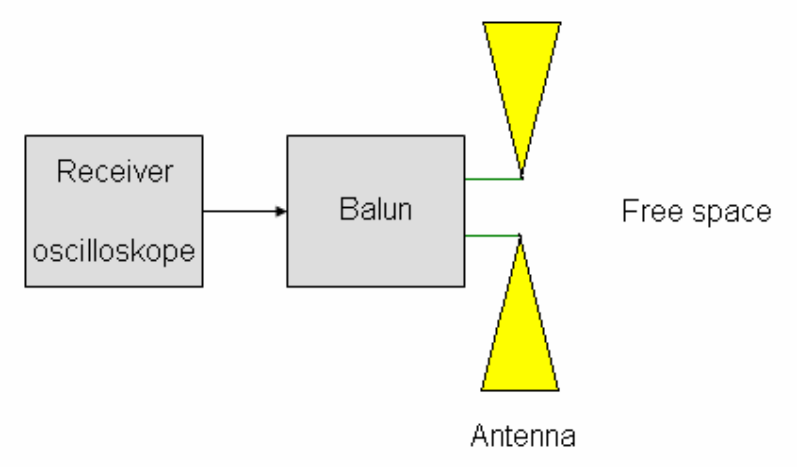
Raidītāja antena – platjoslas „tauriņa" tipa dipols (bow-tie).

Antenas ierosināšanai tika izmantots raidītājs, kurš izejā nodrošina impulsus ar garumu 2 ns, impulsa fronti 100 ps, amplitūdu 6 V un atkārtošanās frekvenci 1 MHz. Lokatora raidošās daļas blokshēma ir parādīta 1. zīm.



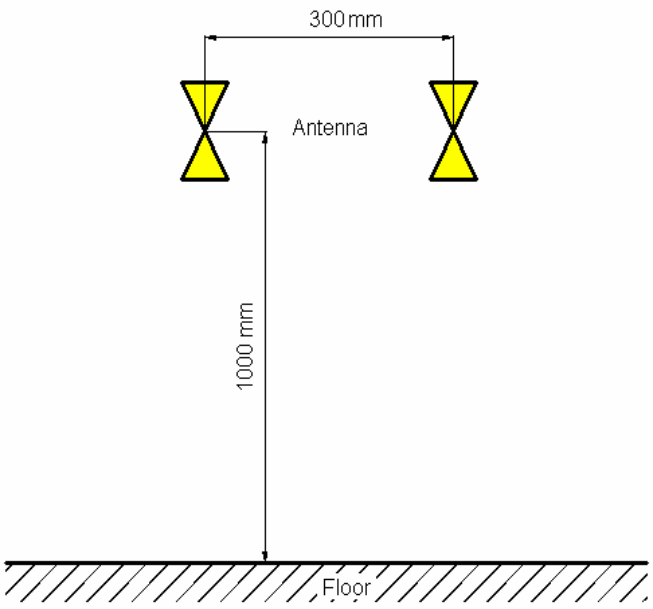
1.zīm. Eksperimentos izmantotā raidītāja blokshēma.

Uztvērēja antena – platjoslas "tauriņa" tipa dipols (bow-tie). Ideālos apstākļos (brīva telpa, antenai nav pievienoti vai neatrodas tuvumā citi objekti) šīs antenas ieejas pretestība ir vienāda 60π vai 188.4 Ω. Tā kā brīvās telpas pretestība ir vienāda ar 120π (377 Ω), tad atstarošanās koeficients starp antenu un telpu būs vienāds ar 0.33. Attiecīgais stāvviļņa koeficients (SWF) sastāda 2. Pie šādiem parametriem zudumi ir nenozīmīgi (0.5 dB), ko var neņemt vērā. 2. zīm. ir parādīta lokatora uztverošā daļa.



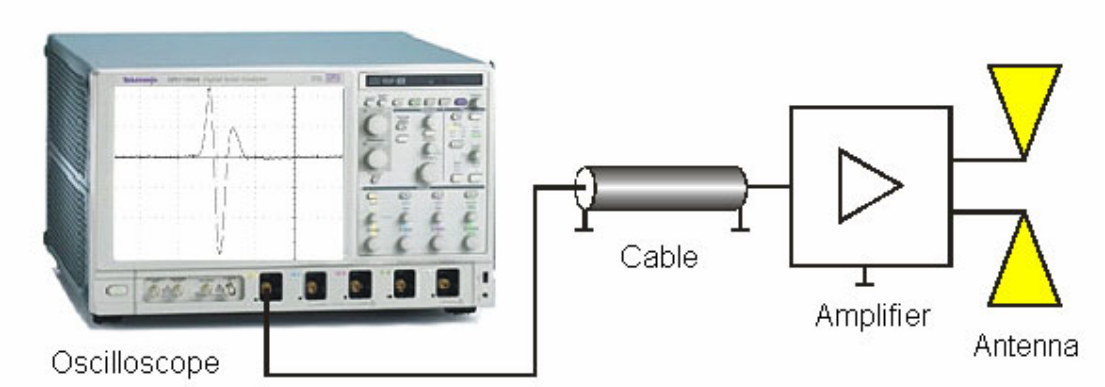
2. zīm. Eksperimentos izmantotās lokatora uztverošās daļas blokshēma.

Uztvērēja ieejas pretestība (50 Ω) nav vienāda ar antenas pretestību (bez aktīvās komponentes praksē ir jārēķinās arī ar reaktīvo komponenti, ko nosaka antennas konstrukcija un tai pieslēgti elementi), tāpēc starp uztvērēju un antenu atrodas saskaņojošais mezgls – balun, lai minimizētu zudumus un atstarošanos. Kā uztvērējs tika izmantots reālā laika osciloskops Tektronix DPO 70604. Attālums starp raidošo un uztverošo antenu sastādīja 300 mm. Antenu izmēri atbilst centrālai frekvencei 2 GHz. Antenu savstarpējais izvietojums ir parādīts 3. zīm.



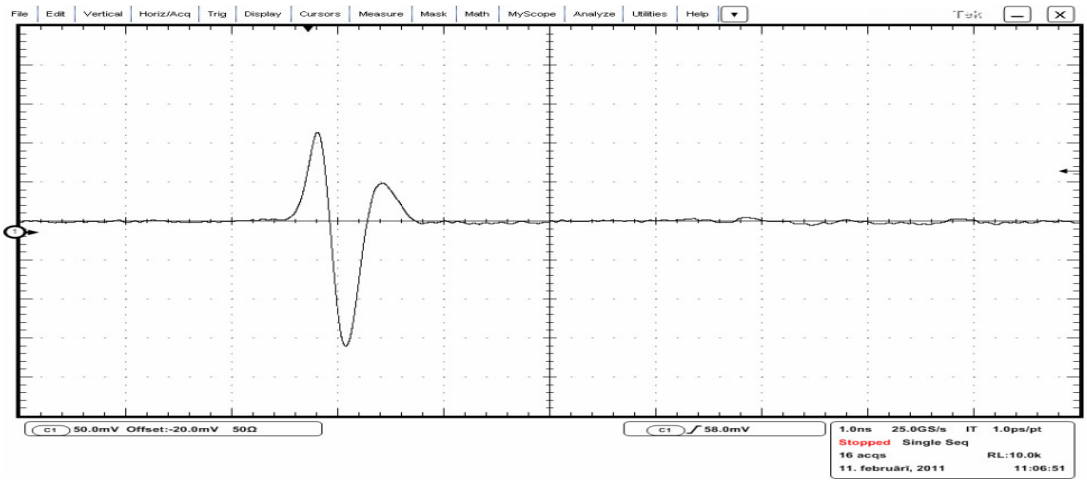
3.zīm. Antenu izvietojums.

Tika veikti eksperimenti ar dažādiem saskaņojošiem mezgliem. 1. Balun – osciloskopa aktīvais platjoslīgais tausts.



4. zīm. Aktīvais tausts (Amplifier) kā saskaņojošais mezgls.

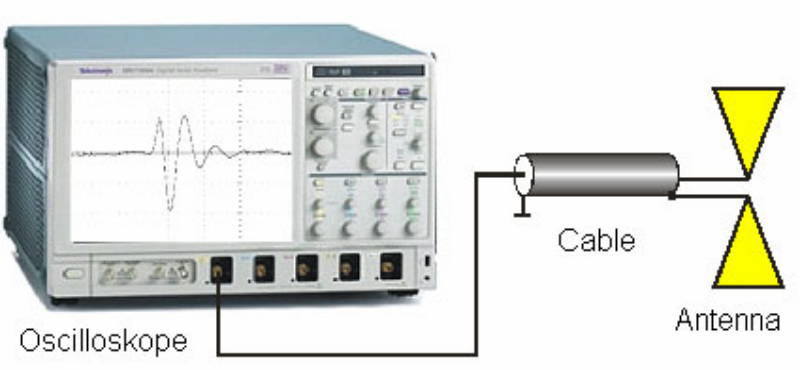
4. zīm. ir parādīts aktīvā tausta (augstomīgs pastiprinātājs ar diferenciālo ieeju un frekvenču joslu ≈ 6 GHz) pieslēgums starp uztverošo antenu un osciloskopu. Tausta ieejas pretestība ir vienāda 100 $k\Omega$, tāpēc var uzskatīt, ka spriegums uz antenas tiek mērīts ar ideālu voltmetru. 5.zīm. ir parādīta iegūtā oscilogramma.



5. zīm. Signāla oscilogramma, kā saskaņojošo mezglu izmantojot augstomīgu aktīvo taustu.

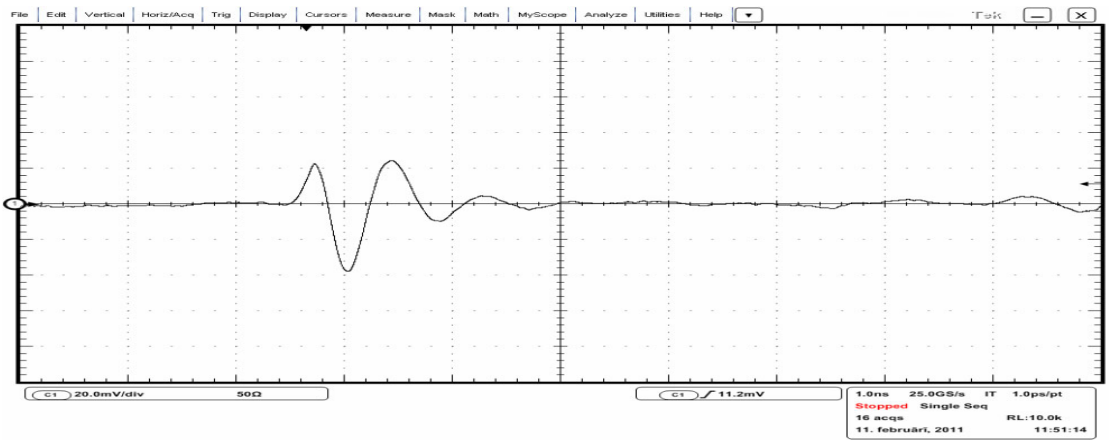
Šeit un turpmāk oscilogrammās redzams signāls, kurš raksturo antenu mijiedarbību. Šis signāls raksturo antenu platjoslīgumu un saskaņošanas kvalitāti. Ideālā gadījumā signāls satur 1–2 antenu centrālās frekvences svārstību periodus. Pie labas saskaņošanas aiz šā signāla nedrīkst atrasties citi signāli, ja attālums no antenām līdz tuvākiem priekšmetiem (mērķiem) pārsniedz izmantojamā laika loga garumu.

Pieslēgums bez saskaņojošā mezgla.



6. zīm. Uztverošās antenas signāla reģistrācija bez saskaņojošā mezgla.

6.zīm. ir parādīts antenas pieslēgums bez saskaņojošā mezgla izmantojot tikai kabeli. 7. zīm. attēlots uztvertais signāls.



7.zīm. Signāla oscilogramma bez saskaņojošā mezgla izmantošanas.

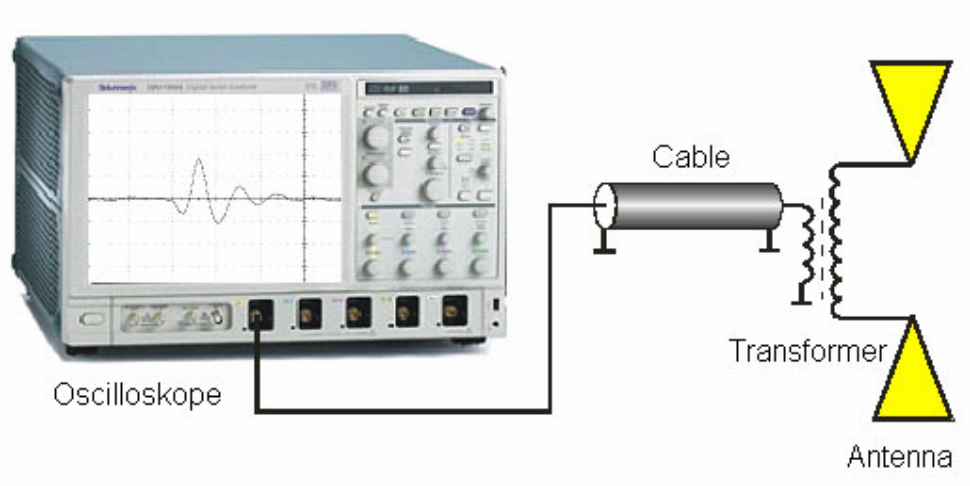
Kā redzams, ir samazinājusies impulsa amplitūda un parādījušās papildus svārstības, t.s. zvanīšana. Amplitūdas samazināšanos var izskaidrot ar to, ka signāls netiek pastiprināts atšķirībā no iepriekšējā varianta. Pieņemot, ka antenas ieejas pretestība ir 188 Ω, tad izmantojot 50 – omīgu kabeli atstarošanās (refleksijas?) koeficients Γ=0.58. Attiecīgie zudumi ir nenozīmīgi un sastāda 1.7 dB. Zvanīšanu izsauc atstarošanās starp kabeli un antenu. Dažos gadījumos šis saskaņošanas defekts ir labāks variants, jo jebkurš saskaņojošais mezgls var darboties kā filtrs, kurš ierobežo uztvertā signāla joslu.

Saskaņošana ar platjoslīga transformatora palīdzību.

Kā saskaņošanas veids var būt platjoslīga transformatora izmantošana. Ja transformatora transformācijas koeficients ir 1:2, tad salāgojamo pretestību attiecībai jābūt 1:4, t.i. antenas

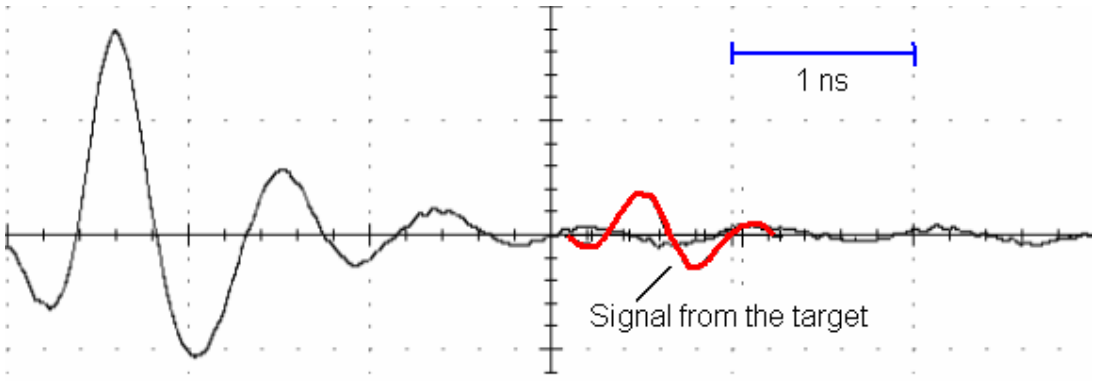
pretestība 200 Ω un 50 Ω kabeļa pretestība.

8. zīm. ir parādīta attiecīgā pieslēguma shēma. Tika izmantots ADT1-1WT tipa transformators, kura normētie zudumi frekvenču diapazonā 0-0.8 GHz nepārsniedz 2.8 dB.



8. zīm. Transformatora kā salāgojošā mezgla izmantošana.

9. zīm. redzama signāla oscilogramma, kura iegūta, izmantojot salāgojošo transformatoru. Parādīts arī no mērķa atstarotais signāls. Kā mērķis tika izmantota metāla plāksne 400mm $\times$ 200mm, kura atradās no antenām 600-700mm attālumā.



9.zīm. Signāla oscilogramma, izmantojot salāgošanai platjoslīgu transformatoru.

Kā redzams no mērījumu rezultātiem, tad pateicoties paaugstinātiem zudumiem transformatorā pie frekvencēm > 1GHz, t.i. ierobežotai frekvenču joslai, signāls raksturojas ar ilgstošām svārstībām, kas tomēr netraucē izdalīt derīgo signālu.