ERAF
EIROPAS REĢIONĀLĀS ATTĪSTĪBAS FONDS

IEGULDĪJUMS 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.6. par periodu no 01.04.2012.g līdz 31.08.2012.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 Kaspars Plečkens /Brīvprātīgais darbs bez atlīdzības/

Saturs

Anotācija **3**

Ievads **3**

Rezultātu kopsavilkums **4**

1. 15 mkV radiolokatora adaptīvo metožu uzlabošana signāla formas kropļojumu pie mazām signāla amplitūdām samazināšanai. 4

2. 15 mkV radiolokatora signālu atklāšanas metožu efektivitātes izpēte. 5

3. Strobējamo balansa komparatoru stāvokļa nolasīšanas ķēdes ietekmes uz komparatora dinamiku izpēte un balansa komparatora SBK2 tuneļdiožu optimālās asimetrijas noteikšana. 5

4. Stroboskopiskā pārveidotāja projektēšana un izgatavošana elpošanas lokācijas signālu apstrādei ar galveno komponenšu metodi. 6

5. Raksturīgā fāzes punkta meklēšanas algoritma izmaiņas un izpēte elpošanas lokatora viena punkta metodei un antenu pārveide signālu kvalitātes uzlabošanai. 8

6. Stroboskopiskā pārveidotāja uz tranzistoru komparatora bāzes frekvenču joslas paplašināšanas ar signālapstrādes metodēm iespēju izpēte. 8

7. Stroboskopiskā pārveidotāja vadības bloka, portatīvās attēlošanas iekārtas un datora komunikācijas, savstarpējās sadarbības sistēmas izstrāde. 10

8. Radiolokatora UWB antenu salīdzinošā analīze. 11

9. Ar trokšņiem maskētu signālu ansambļu formēšana galveno komponešu metodes pielietojumam elpošanas lokācijā. 13

Secinājumi: **14**

Turpmākie darbi: **15**

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

АДАПТИВНЫЙ МЕТОД “up-and-down” С ПЕРЕМЕННЫМ ШАГОМ **16**

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

АДАПТИВНЫЙ K- UP-AND-DOWN МЕТОД ПРИ КОМПАРАТОРНОМ СТРОБОСКОПИЧЕСКОМ ПРЕОБРАЗОВАНИИ СИГНАЛОВ UWB РАДИОЛОКАЦИИ. **27**

Pielikums 3. ..... **41**

15 mkV radiolokatora signālu atklāšanas metožu efektivitātes izpēte. **41**

Pielikums 4. ..... **45**

Strobējamo balansa komparatoru stāvokļa nolasīšanas ķēdes ietekmes uz komparatora dinamiku izpēte un balansa komparatora SBK2 tuneļdiožu optimālās asimetrijas noteikšana. **45**

Pielikums 5. ..... **60**

Design and evaluation of a stroboscopic signal converter based on discrete transistor clocked comparator **60**

Pielikums 6. ..... **68**

Компьютерно-управляемая система дискретного стробоскопического преобразователя сигналов **68**

Anotācija

Pārskata periodā (01.05.2012 – 31.08.2012) tika veiktas sekojošas aktivitātes: veikta 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; radiolokatora UWB antenu salīdzinošā analīze; ar trokšņiem maskētu signālu ansambļu formēšana galveno komponenšu metodes pielietojumam elpošanas lokācijā.

Ievads

Iepriekšējā pārskata periodā veiktie adaptīvo metožu pētījumi parādīja, ka neskatoties uz to, ka pārveidotājam tiek nodrošināta jutība 15 mkV (RMS) un kvalitatīva lielas amplitūdas (25 mV) signālu pārveidošana, tas vēl nenozīmē, ka pietiekoši kvalitatīvi tiks pārveidoti arī mazas amplitūdas (271 mkV) signāli. Iznāk it kā paradokss – pie dotā strobu skaita pārveidotājs lielas amplitūdas signālus pārveido ar mazākiem formas kropļojumiem nekā mazas amplitūdas signālus! Izrādās ka adaptīvās metodes rada mazas amplitūdas signāliem specifiskus formas kropļojumus, kurus var novērst vienīgi palielinot salīdzināšanas operāciju (strobu) skaitu. Sakarā ar šīm jaunatklātajām adaptīvo metožu īpašībām dotajā pārskata periodā tika veikts pētījums, lai atrastu nepieciešamo minimālo strobu skaitu kvalitatīvai kā mazas, tā arī lielas amplitūdas signālu reģistrācijai.

Pārskata periodā pabeigts signālu pārveidošanas adaptīvās *s-ud* metodes pētījums liela signāla precīzai reģistrācijai. Pētījuma rezultāti noformēti kā zinātnisks raksts un iesniegti publicēšanai žurnālā „Автоматика и вычислительная техника” (skat. Pielikumu 1).

Savukārt signālu atklāšanai nav nepieciešama kvalitatīva signālu formas reģistrācija, jo ir nepieciešams tikai konstatēt vai dotajā izvērses diapazonā ir vai nav atstarotais signāls (piemēram, lai atklātu vai zem ceļa seguma nav izskalojumu radītu dobumu). Līdz ar to uz signāla formas kvalitātes rēķina var ieekonomēt strobu skaitu un līdz ar to palielināt lokatora ātrdarbību. Tad, kad signāls ir atklāts var veikt tā kvalitatīvu reģistrāciju ar precīzās reģistrācijas metodēm. Tādai signālu atklāšanai var lietot jau augstāk aprakstītās adaptīvās metodes, kā arī specializētas metodes ar pārveidojuma rezultātu papildapstrādi.

UWB radiolokatora uztvērējiekārtas stroboskopiskā pārveidotāja galvenais mezgls ir pārveidotāja galva ar strobējamo balansa komparatoru. Lai uz komparatoru nevarētu iedarboties ārējās vides elektromagnētiskie traucējumi, komparatora elektriskā shēma ir ievietota ekranējošā metāla korpusā. Līdz ar to elektriskās shēmas elektroniskie elementi veido parazītiskas kapacitātes ar ekranējošo korpusu. Viens no svarīgiem shēmas elementiem ir komparatora stāvokļa nolasīšanas rezistors, kas atrodas pārveidotāja galvā cilindriskas formas urbumā. Līdz ar to bija nepieciešams noskaidrot kā pie dotām pretestības vērtībām un dotajiem rezistora gabarītiem rezistora parazītiskā kapacitāte iespaido komparatora dinamiku.

Strobējamais balansa komparators satur divas virkne slēgtas tuneļdiodes no kurām apakšējā tiek šuntēta ar ieejas signāla avota iekšējo pretestību. Tas rada lielu pārveidotāja “nulles” līmeņa nobīdi attiecībā pret patieso nulles vērtību. Lai likvidētu vai vismaz būtiski samazinātu šo nobīdi komparatorā piedāvājam ieviest tuneļdiožu pīķa strāvu asimetriju. Šai sakarā pārskata periodā tika veikts pētījums ar mērķi noteikt tuneļdiožu optimālo asimetriju.

Elpošanas lokācijas signālu apstrādei ar galveno komponenšu metodi ir nepieciešams uztvērējiekārtas stroboskopiskais pārveidotājs, kas ar antenu uztvertos gigahercu diapazona signālus transformē laikā pārvēršot tos kilohercu diapazona signālos, kurus pēc tam var ievadīt datorā un apstrādāt ar attiecīgām diskrētās signālapstrādes metodēm. Šāds stroboskopiskais pārveidotājs tika izgatavots dotajā pārskata periodā.

Iepriekšēja pārskata periodā veiktie elpošanas lokācijas reģistrācijas fizikālie eksperimenti parādīja, ka no objekta atstarotie signāli ir maskēti ar dažādiem traucējumiem, kas apgrūtina elpošanas kustības reģistrāciju. Viens no traucējumu iemesliem bija antenu pārāk platā virziena diagramma, kas ietver atstarojumus ne tikai no mūs interesējošā objekta, bet arī no apkārtējās vides priekšmetiem. Šai sakarā pārskata periodā tika izstrādātas, izprojektētas un izgatavotas antenas ar šaurāku virziena diagrammu. Uzlabots arī elpošanas lokācijas raksturīgā fāzes punkta meklēšanas algoritms.

Iepriekšējos projekta etapos veiktie pētījumi par tranzistoru komparatora pielietošanas iespējām augstas jutības UWB radiolokatorā parādīja, ka tranzistoru komparators nenodrošina nepieciešamo radiolokatora uztvērējiekārtas frekvenču diapazonu – nepieciešamā pārejas raksturlīknes kāpuma laika 100 ps vietā komparators nodrošina pārāk lielu (175 ps) kāpuma laiku. Līdz ar to pārskata periodā tika veikts pētījums par iespējam paplašināt tāda veida pārveidotāja frekvenču joslu uz signālapstrādes rēķina. Šie pētījumi ir attaisnojami ar to, ka tranzistori, kā elektronikas aktīvie elementi, ir stipri lētāki un mazāk deficīti nekā tuneļdiodes.

Stroboskopiskā pārveidotāja vadības bloka, portatīvās attēlošanas iekārtas un datora komunikācijas, savstarpējās sadarbības sistēmas izstrāde veikta lai varētu radiolokatoru sasaistīt ar datoru signālu tālākai papildapstrādei ar cipariskām metodēm.

Radiolokatora UWB antenu salīdzinošā analīze veikta, lai salīdzinātu rūpnieciski izgatavoto antenu īpašības ar projekta ietvaros izstrādāto eksperimentālo antenu īpašībām.

Lai novērtētu trokšņu iespaidu uz signālu kvalitatīvo reģistrāciju, veikta ar trokšņiem maskētu signālu ansambļu formēšana galveno komponenšu metodes pielietojumam elpošanas lokācijā.

Rezultātu kopsavilkums

1. 15 mkV radiolokatora adaptīvo metožu uzlabošana signāla formas kropļojumu pie mazām signāla amplitūdām samazināšanai.

Iepriekšējā pārskata periodā veiktie adaptīvo metožu pētījumi parādīja, ka neskatoties uz to, ka pārveidotājam tiek nodrošināta jutība 15 mkV (RMS) un kvalitatīva lielas amplitūdas (25 mV) signālu pārveidošana, tas vēl nenozīmē, ka pietiekoši kvalitatīvi tiks pārveidoti arī mazas amplitūdas (15 mkV) signāli. Iznāk it kā paradokss – pie dotā strobu skaita pārveidotājs lielas amplitūdas signālus pārveido ar mazākiem formas kropļojumiem nekā mazas amplitūdas signālus! Tas izskaidrojams ar to, ka adaptīvās metodes rada mazas amplitūdas signāliem specifiskus formas kropļojumus, kurus var novērst, palielinot salīdzināšanas operāciju (strobu) skaitu. Sakarā ar šīm jaunatklātajām adaptīvo metožu īpašībām dotajā pārskata periodā tika veikts pētījums, lai atrastu nepieciešamo minimālo strobu skaitu kvalitatīvai kā mazas, tā lielas amplitūdas signālu pārveidošanai.

Pārskata periodā veikta adaptīvās *k-ud* metodes, kas izstrādāta LZP projekta 09.581 ietvaros, efektivitātes izpēte signālu precīzas reģistrācijas režīmā pie uzdotās pārveidotāja jutības 15 mkV un dinamiskā diapazona 64 dB. Ar *k-ud* metodi un tās pielietojumu 15 mkV pārveidotāja projektēšanā var iepazīties *Pielikumā 2*. Pārskata periodā veikts *s-ud* metodes un *k-ud* metodes efektivitātes salīdzinājums. Pētījumu rezultāti parādīja, ka kvalitatīvai mazas (271 mkV) amplitūdas signālu pārveidošanai abos gadījumos ir nepieciešami n=272 strobi. Līdz ar to minimālā salīdzināšanas operāciju skaita ziņā abas metodes ir līdzvērtīgas. Abas metodes satur adaptācijas koeficientu *k*, no kura lieluma ir atkarīgi lielas amplitūdas (25 mV) signālu pārveidošanas nelineārie kropļojumi. Pētījumu rezultāti parādīja, ka *k-ud* metode nodrošina mazākus lielas amplitūdas signāla formas kropļojumus un ir ērtāka no praktiskās realizācijas viedokļa, jo pieļauj daudz lielākas adaptācijas koeficienta *k* pielaides.

Jāatzīmē ka klasiskās *ud*-metodes gadījumā minimālais strobu skaits bija n=2040. Tātad augstāk minēto adaptīvo metožu pielietojums salīdzinājumā ar klasisko *ud*-metodi ļauj samazināt nepieciešamo strobu skaitu 7,55 reizes! Tātad tikpat daudz reizes palielinās radiolokatora darba efektivitāte (ātrdarbība), piemēram, vienā laika vienībā apsekojamais ceļa garums.

2. 15 mkV radiolokatora signālu atklāšanas metožu efektivitātes izpēte.

Lai paaugstinātu radiolokatora darba efektivitāti (ātrdarbību) signālu atklāšanas režīmā ir vēlams, ka signālu atklāšanai būtu iespējams izmantot pēc iespējas mazāku strobu skaitu. Tas ir iespējams uz atklājamā signāla formas pieļaujamo kropļojumu rēķina. Kad signāls ir atklāts, piemēram atklāta neviendabība viendabīgā ceļā segumā, tad, atbilstoši palielinot strobu skaitu, var veikt signāla precīzu reģistrāciju. Signālu pārveidošanas *k-ud* metodes pētījumi parādīja, ka šī metode maza iztvērumu (strobu) skaita apstākļos izvēloties attiecīgus s_0 un *k* ir efektīvi pielietojama signālu atklāšanai, pie tam saglabājot uzdoto 15 *mkV* jutību un nekropļotu lielas amplitūdas (25 *mV*) signālu pārveidošanu. Tā, piemēram, lai pārliecinoši atklātu signālu ar amplitūdu $A_1 = 271\ mkV$, kas maskēts ar troksni, kura vidējā kvadrātiskā novirze arī ir 271 *mkV* ir pilnīgi pietiekoši katrā signāla fāzes punktā lietot strobu skaitu n=40. Savukārt šī paša signāla precīzai reģistrācijai ar *s-ud* vai *k-ud* metodi ir nepieciešami n=272 strobi. Tātad signālu atklāšanas režīmā radiolokators strādā ar 6,8 reizes lielāku ātrdarbību nekā tā paša signāla precīzas reģistrācijas režīmā.

Vēl augstāku radiolokatora ātrdarbību (mazāku nepieciešamo salīdzināšanas operāciju skaitu) signālu atklāšanas režīmā var panākt ja nepieprasa lielas amplitūdas signālu kvalitatīvu pārveidošanu. Pārskata periodā ir izstrādāta uz "up-and-down" metodes bāzēta signālu atklāšanas metode kombinācijā ar pārveidojuma rezultāta konvolūciju. Metode ļauj pietiekami kvalitatīvi atklāt signālus pie ļoti maza salīdzināšanas operāciju skaita. Konkrētajā projekta gadījumā metode simtprocentīgi ļauj atklāt signālus ar amplitūdu A_1, kas ir vienāda ar maskējošā trokšņa vidējo kvadrātisko novirzi pielietojot katrā signāla fāzes punktā tikai *n*=7 salīdzināšanas operācijas. Vienlaicīgi šis pētījums ilustrē tās milzīgās priekšrocības, ko UWB lokācijā dod efektīvu signālapstrādes metožu pielietošana.

Ar *k-ud* metodes un specializētās signālu atklāšanas metodes pielietojuma rezultātiem signālu atklāšanas režīmā detalizēti var iepazīties *Pielikumā 3.*

3. Strobējamo balansa komparatoru stāvokļa nolasīšanas ķēdes ietekmes uz komparatora dinamiku izpēte un balansa komparatora SBK2 tuneļdiožu optimālās asimetrijas noteikšana.

Strobējamo balansa komparatoru stāvokļa nolasīšanas ķēdes ietekmes uz komparatora dinamiku izpēte.

Strobējamiem balansa komparatoriem, kas būvēti uz tuneļdiožu bāzes, komparatora stāvokļa nolasīšana pēc strobsignāla iedarbības notiek nolasot sprieguma vērtību uz tuneļdiodes TD1 (Sk. Pielikumu 4, Zīm.1). Lai pēc iespējas mazāk šuntētu pārveidojamā ieejas signāla ķēdi (R1), kas arī pieslēgta tuneļdiodes TD1 anodam kā arī pašu TD1, nolasīšanas ķēdes pretestība R4 būtu vēlama pēc iespējas lielāka. Arī no trokšņu, kas iedarbojas uz TD1 anodu no mezgliem "Y"- nobīde un "Jutība", kā arī no tranzistora BC847 bāzes trokšņa ietekmes viedokļa, pretestība R4 būtu vēlama pēc iespējas lielāka. Savukārt lai savstarpējās ietekmes ziņā padarītu pēc iespējas neatkarīgākas ķēdes "Y"-nobīde un "Jutība", pretestība R4 ir vēlama pēc iespējas mazāka. Tās ir savstarpēji pretrunīgas prasības. Kā kompromisa variants dotajā pārveidotāja galvas elektriskajā shēmā pretestība R4 tika izvēlēta vienāda ar R4 = 510 Om.

Lai mazinātu elektromagnētisko trokšņu ietekmi uz komparatora darbību rezistors R4 kopā ar visu komparatora elektrisko shēmu atrodas ekranētā konstrukcijā. Līdz ar to rezistors R4, kas ir ievietots pārveidotāja galvas mehāniskās konstrukcijas urbumā attiecībā pret ekrānu veido šuntējošu kapacitāti (šīs kapacitātes lielums C*=2,8 pF tika noteikts eksperimentāli). Sakarā ar to tika veikts

komparatora nolasīšanas ķēdes parazītiskās kapacitātes ietekmes uz komparatora dinamiku pētījums. Par cik rezistora R4 parazītiskā kapacitāte ir izkliedēta, tad modelējot tās ietekmi izkliedētā kapacitāte C* tika aizstāta ar ķēdi no pieciem RC posmiem, kur katra posma kapacitāte bija C=0,467 pF un pretestība R=102 Om.

Šādos apstākļos tika uzņemta pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika Tr atkarība no pretestības R5 strobsignāla ķēdē lieluma. Modelēšanas nosacījumi: Ip1=8,1 mA; Ip2=10 mA; Ip3=20 mA; palaišanas impulsa Uo frontes garums To=4 ns; tuneļdiožu TD1 un TD2 parazītiskās kapacitātes C1=C2=0,8 pF; tuneļdiodes TD3 parazītiska kapacitāte C3=1 pF; visu tuneļdiožu parazītiskās induktivitātes Ls=0,3 nH; Ra=R3=3 Om; testsignāla amplitūda Ui=5 mV.

Pētījuma rezultātā tika konstatēts, ka pārejas raksturlīknes kāpuma laiks kā pozitīvam tā negatīvam testsignālam atšķiras visai maz un ir praktiski nemainīgs visai plašā pretestības R5 diapazonā (R5=20 ... 24 Om) un pats galvenais – nepārsniedz projektā uzdoto maksimālo vērtību Tr=100 ps. Tātad ar komparatora stāvokļa nolasīšanas pretestības parazītiskās kapacitātes ietekmi dotajā pārveidotāja galvas konstrukcijā var nerēķināties (skat. Pielikumu 4).

Balansa komparatora SBK2 tuneļdiožu optimālās asimetrijas noteikšana.

Pētījuma rezultātā bija jāatrod tāda TD1 un TD2 pīķa strāvu asimetrija, pie kuras pārveidotāja "nulles" līnija ir pēc iespējas tuvāka īstajai nullei. Pētījuma nosacījumi: Ip2=10 mA; Ip3=20 mA; C1=C2=0,8 Pf; C3=1 pF; visām tuneļdiodēm Ls =0,3 nH; Ra=3 Om; Ro=360 Om; Re=510 Om; Rnk=360 Om; līdzstrāva caur strobējošo tuneļdiodi Io=5,5 mA; kapacitāte palaišanas impulsa ķēdē Co=100 pF; palaišanas impulsa frontes garums 4 ns.

Eksperimenta gaita: Tuneļdiodes TD1 pīķa strāva Ip1 tiek mainīta no Ip1=Ip2=10 mA uz leju un meklēta tāda Ip1 vērtība pie kuras "nulles" līnija ir maksimāli tuva īstajai nullei.

Pētījumu rezultātā tika atrasts, ka optimālā tuneļdiožu pīķa strāvu asimetrija ir Ip1/Ip2=0,6. Detalizēti ar dotā pētījuma rezultātiem var iepazīties Pielikumā 4.

Nulles līmeņa nobīdes kompensācija.

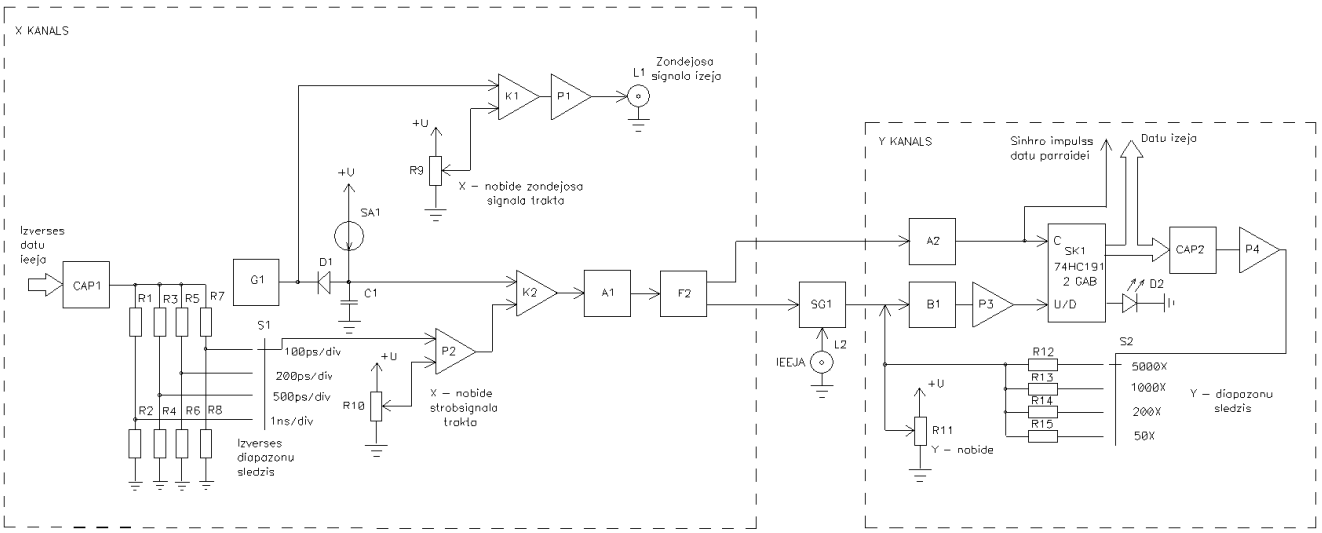
Paralēli optimālās asimetrijas noteikšanai tika veikts pētījums ar mērķi noskaidrot kāds ir kompensācijas spriegums Uko lai panāktu pārveidotāja "nulles" līmeņa atkarības no signāla avota iekšējās pretestības nemainību. Šis risinājums ir vajadzīgs gadījumos, kad pārveidotāja ieejā tiek pieslēgti signāla avoti ar dažādām iekšējām pretestībām. Piemēram, dipola veida antenas gadījumā signāla avota iekšējā pretestība līdzstrāvai ir bezgalība, bet cilpas veida antenas pieslēguma gadījumā signāla avota iekšējā pretestība ir nulle. No ekspluatācijas ērtību viedokļa ir vēlams, ka pārslēdzot šīs antenas pārveidotāja "nulle" paliku nemainīga. Veikto pētījumu rezultātā tika konstatēts, ka:

- Kompensējošā sprieguma Uko vērtība ir neatkarīga no komparatora tuneļdiožu TD1 un TD2 asimetrijas. Mūsu gadījumā Uko=-1 V.
- Kompensējošā sprieguma Uko vērtība saglabājas nemainīga un ir neatkarīga no strobējošās tuneļdiodes TD3 jaudas.

Detalizēti ar dotā pētījuma rezultātiem var iepazīties Pielikumā 4.

4. Stroboskopiskā pārveidotāja projektēšana un izgatavošana elpošanas lokācijas signālu apstrādei ar galveno komponenšu metodi.

Elpošanas lokācijas signālu apstrādei ar galveno komponenšu metodi ir nepieciešams uztvērējiekārtas stroboskopiskais pārveidotājs, kas ar antenu uztvertos gigahercu diapazona signālus transformē laikā pārvēršot tos kilohercu diapazona signālos, kurus pēc tam var ievadīt datorā un apstrādāt ar attiecīgām cipariskās signālapstrādes metodēm. Šāds stroboskopiskais pārveidotājs tika izgatavots dotajā pārskata periodā. Pārveidotāja elektriskā blokshēma dota Zīm. 1. bet fotogrāfija Foto.1.



Zīm. 1. Stroboskopiskais pārveidotājs elpošanas lokācijas signālu apstrādei ar galveno komponenšu metodi. Blokshēma.

Uztvērējiekārta sastāv no diviem kanāliem: X-kanāla un Y-kanāla. X-kanāls veic zondējošā signāla un strobsignāla formēšanu, bet Y-kanāls – pārveidojamā signāla momentāno vērtību mērīšanu. Izvērsi X-kanālā nodrošina no datora padodot datus uz ciparu-analogo pārveidotāju CAP1. Bez tam X-kanālā ir paredzētas manuāli iestādāmas aizkaves zondējošā signāla traktā (R9) un strobsignāla traktā (R10). Šāda aizkavju izvietošana abos traktos ļauj piemēroties praktiski jebkuriem pētāmā objekta aizkavju apstākļiem fizikālajā eksperimentā. Ja strobsignāls uz komparatoru pienāk pārāk ātri, tad ar aizkavi strobsignāla ķēdē to var ieregulēt pareizajā fāzē. Tāpat ieregulējama palaišanas impulsa fāze zondējošā signāla traktā. Pārveidotāja izvērses garumu paredzēts pārslēgt manuāli.

Y-kanāls veic pārveidojamā signāla momentāno vērtību mērīšanu saskaņā ar "up-and-down" metodi. Pārveidojamais signāls nonāk pārveidotāja galvas SG1 ieejā. Pārveidotāja galvas mehāniskā konstrukcija izstrādāta dotā projekta ietvaros un jau aprakstīta iepriekšējās atskaitēs. Mērījumu rezultāts tiek iegūts skaitītāja SK1 izejā un tiek padots uz datu izeju. Tā kā šajos fizikālajos eksperimentos lokatora ātrdarbība nav svarīga, tad Y-kanālā izmantota pati vienkāršākā signāla momentāno vērtību mērīšanas metode - "up-and-down" metode. Lai pārveidojuma rezultātu centrētu ir paredzēta manuāla nulles līmeņa iestādīšana (R11). Y-kanāla iedaļas vērtības pārslēdzamas manuāli mainot Y-kanāla pastiprinājumu: 50x; 200x; 1000x un 5000x.



Foto.1. Stroboskopiskais pārveidotājs elpošanas lokācijas signālu apstrādei ar galveno komponenšu metodi.

Pa X-asi pārslēdzamas sekojošas izvērses iedaļas vērtības: 0,1 ns/div; 0,2 ns/div; 0,5 ns/div un 1,0 ns/div. Pārveidotājam pa Y-asi ir pārslēdzamas četras iedaļas vērtības: 0,2 mV/div; 0,5 mV/div; 1,0 mV/div un 2,0 mV/div. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiks ir 100 ps.

5. Raksturīgā fāzes punkta meklēšanas algoritma izmaiņas un izpēte elpošanas lokatora viena punkta metodei un antenu pārveide signālu kvalitātes uzlabošanai.

Iepriekšēja pārskata periodā veiktie elpošanas lokācijas reģistrācijas fizikālie eksperimenti parādīja, ka no objekta atstarotie signāli ir maskēti ar dažādiem traucējumiem, kas apgrūtina elpošanas kustības reģistrāciju. Viens no traucējumu iemesliem bija antenu pārāk platā virziena diagramma, kas ietver atstarojumus ne tikai no mūs interesējošā objekta, bet arī no apkārtējās vides priekšmetiem. Šai sakarā pārskata periodā tika izstrādātas un izgatavotas antenas ar šaurāku virziena diagrammu. Raidošās un uztverošās antenas dipoli ir trijstūrveida un izgatavoti ar kodināšanas metodi uz folgēta tekstolīta pamatnes. Antenu ekrāni izgatavoti no 0,5 mm bieza skārda. Antenu noslēdzošos ekrānus piestiprina ar kniedēm vai ar lodējumu antenu augšpusē un apakšpusē.

Uzlabots arī elpošanas lokācijas raksturīgā fāzes punkta meklēšanas algoritms.

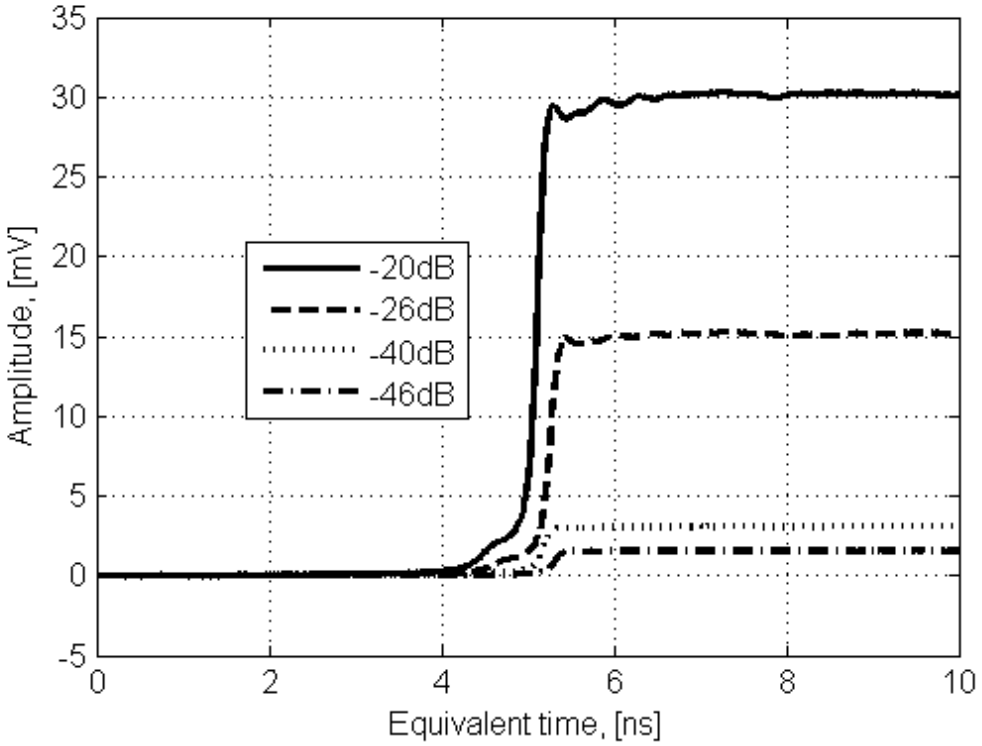
Elpošanas lokācijas algoritma apraksts:

1) Atrod piecas max/min vērtības.
2) Atrod apgabalu kurā ir lielāka starpība starp blakusesošiem max/min.
3) Izrēķina koordinātes pa X asi sākuma un beigu punktam starp lielākajām max/min vērtībām.
4) Izrēķina 1,25 no min vērtības un 0,75 no max vērtības.
5) Iezīmē uz ekrāna marķierus šajos pārrēķinātajos punktos.
6) Izrēķina viduspunktu.
7) Iezīmē uz ekrāna vidus marķieri.
8) Izslēdz izvēršanu.
9) Iestāda attiecīgo izvērses punktu.
10) Zīmē bildi uz ekrāna, kas notiek šajā izvērses punktā.
11) Kad viens ekrāns pilnībā uzzīmēts pārbauda vai izvērses punkts atrodas uzdotajā apgabalā (0.25 un 0,75 pa X un Y asīm).
12) Ja izvērses punkts atrodas uzdotajā apgabalā, tad zīme nākošo elpošanas līkni.
13) Ja neatrodas – tad veic korekcijas pa X un Y asīm un tikai tad veic elpošanas līknes zīmēšanu.

Saskaņā ar augstāk aprakstīto algoritmu ir sastādīta un instalēta elpošanas lokācijas programma.

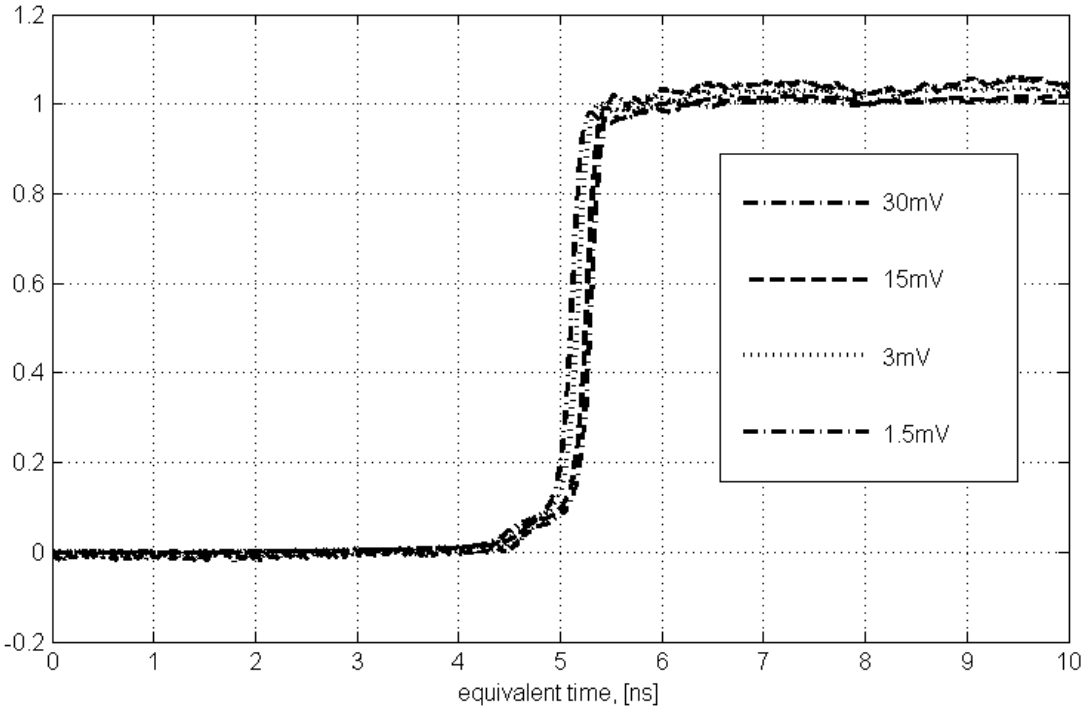
6. Stroboskopiskā pārveidotāja uz tranzistoru komparatora bāzes frekvenču joslas paplašināšanas ar signālapstrādes metodēm iespēju izpēte.

Eksperimentāli tika pārbaudīta signālu pārveidotāja amplitūdas linearitāte (par izvērses linearitāti atbild izvērses bloks, tāpēc tā netika apskatīta). Šim nolūkam bija uzbūvēts speciāls makets ar iespēju vājināt ieejas signālu un pastiprināt izejā signālu plašās robežās (līdz 46dB). Tika pārbaudītas četras ieejas signāla amplitūdas: -20dB; -26dB; -40dB un -46dB (testsignālu formu un amplitūdas skat. Zīm. 2., normētos signālus skat. Zīm. 3.). Tas deva iespēju precīzi novērtēt signālu pārveidotāja amplitūdas linearitāti plašā diapazonā. Pēc eksperimentu veikšanas tika apstrādāti iegūtie rezultāti un izdarīti secinājumi. Signālu pārveidotājs uzrādīja augstu linearitāti (amplitūdas kļūda nepārsniedza 0.4%). Teorētiski tika pārbaudīta iespēja un veikti matemātiskie pārveidojumi signālu spektra iegūšanai un novērtējumam ar konvolūcijas metodi un signāla formas atjaunošanai ar dekonvolūcijas metodi. Matemātisko pārveidojumu un filtrācijas rezultātā tika iegūta pieņemama signāla spektra līkne un no tās atjaunots pirmatnējais signāls. Ieejas un izejas signālu atšķirība bija ~14%.

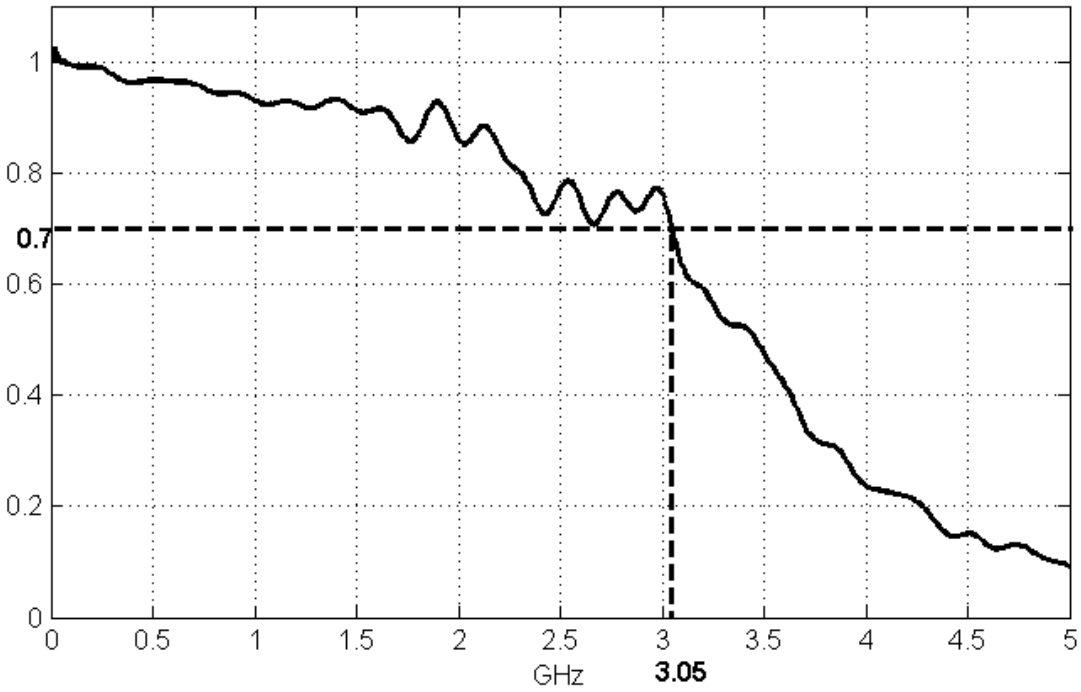


Zīm.2. Amplitūdas linearitātes tests

Fizikālo eksperimentu rezultātu matemātiskā papildapstrāde parādīja, ka šādā veidā dotā pārveidotāja frekvenču joslu var paplašināt no 2,44 GHz līdz 3,05 GHz. Pārveidotāja ar šādā veidā paplašināto frekvenču joslu amplitūdu/frekvenču raksturlīkne parādīta Zīm.4. Detalizēti ar dotā pētījuma rezultātiem var iepazīties pievienotajā publikācijā (Sk. Pielikumu 5).



Zīm. 3. Amplitūdas linearitātes tests – normalizēts



Zīm. 4. Ar dekonvolūciju iegūtais signālu pārveidotāja impulsu reakcijas spektrs

7. Stroboskopiskā pārveidotāja vadības bloka, portatīvās attēlošanas iekārtas un datora komunikācijas, savstarpējās sadarbības sistēmas izstrāde.

Stroboskopiskā pārveidotāja vadības bloka, portatīvās attēlošanas iekārtas un datora komunikācijas, savstarpējās sadarbības sistēmas izstrāde veikta lai varētu radiolokatoru sasaistīt ar datoru signālu tālākai papildapstrādei ar cipariskām metodēm. Sistēma izveidota moduļu veidā un var tikt pielāgota dažādiem pielietojumiem. Izstrādāta aparatūra un vadības programmas datu savākšanai un pārraidei.

Detalizēti ar izstrādes rezultātiem var iepazīties pievienotajā publikācijas sagatavē (Sk. Pielikumu 6).

Papildus augstāk minētajam, izstrādāta ceļa devēja sasaistes ar lokatoru shēma. Ceļa devējs sniedz informāciju par veikto pārvietojumu. Šie dati tiek izmantoti stroba signāla vadībai, kas nodrošina secīgu lokatora datu ieguvi pēc iepriekš iestatītiem intervāliem. Kā zemes lokatora bāzi paredzēts izmantot *Mala Rough Terrain Cart* pārvietojamo lokatora platformu, kas aprīkota ar ceļa devēju jeb odometru *Kuebler Miniature optic 2400*. Iekārtai jānodrošina 5-24V barošanas spriegums. Iekārtai ir divi ciparu izejas signāli, pēc kuriem iespējams noteikt veikto pārvietojumu un pārvietojuma virzienu. Pārvietojuma virzienu nosaka signālu savstarpējā nobīde fāzē, bet ātrumu – impulsu skaits. Viena ceļa devēja rotācija atbilst 250 izejas impulsiem. Tā kā ceļa devējs piesaistīts pārveidojamās iekārtas ritenim ar lielāku diametru, tika veikta kalibrēšana. Izejas impulsi pieslēgti mikrokontrolierim TI MSP430F2013, kurā ar Timer A moduļa palīdzību notiek impulsu skaitīšana. No datora pa UART interfeisu tiek nosūtīta informācija – tiek uzstādīts strobēšanas intervāls. Pēc noteikta intervāla mikrokontrolieris ģenerē stroba impulsu.

8. Radiolokatora UWB antenu salīdzinošā analīze.

Veikta sekojošu UWB antenu analīze:

- Eksperimentāli izgatavotā raidošā antena *Bow-tie* kombinācijā ar eksperimentāli izgatavoto uztverošo antenu *Biquad*.
- Rūpnieciski izgatavotā raidošā antena *AU-1.0G4.5GR* (turpmāk tekstā *AU*) kombinācijā ar tādu pat uztverošo antenu.

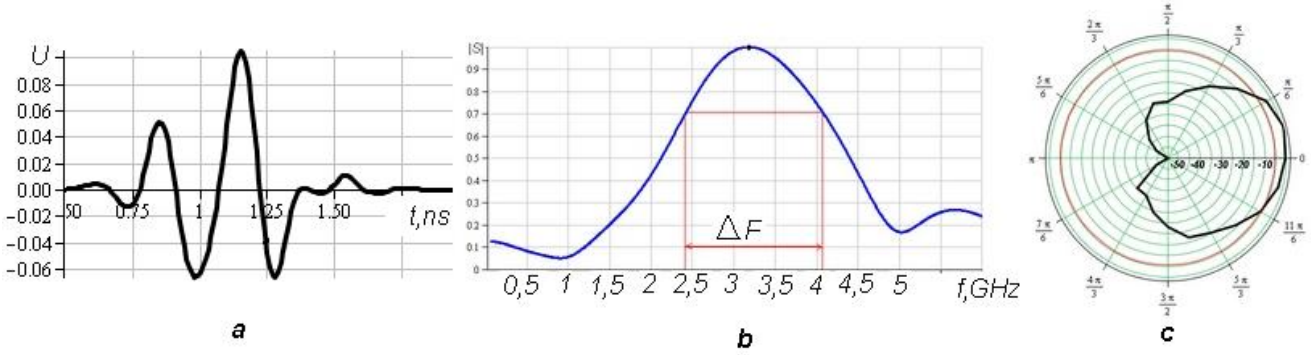
Salīdzinājums veikts pēc šādiem kritērijiem:

- Izstaroto signālu centrālā frekvence.
- No mērķa (metāliskas plaknes) atstaroto signālu forma.
- Atstaroto signālu spektra platums.
- Virzienu diagramma horizontālajā plaknē.

Eksperimentu varianti un tajos iegūtie rezultāti:

1. Raidošā antena - *Bow-tie*, uztverošā - *Biquad*.

Eksperimentu rezultāti parādīti Zīm.5.



Zīm. 5. Eksperimentu rezultāti antenu kombinācijai raidošā antena - *Bow-tie*, uztverošā - *Biquad*.

a) Signāla centrālā frekvence 3,2 GHz. Atstarotais no metāliskas plāksnes signāls sastāv no diviem svārstības periodiem. Signāla platums līmenī 0,9 no tā maksimālās vērtības - 0,61 ns.

b) Signāla spektra joslas platums 1,66 GHz. Platjoslības faktors:

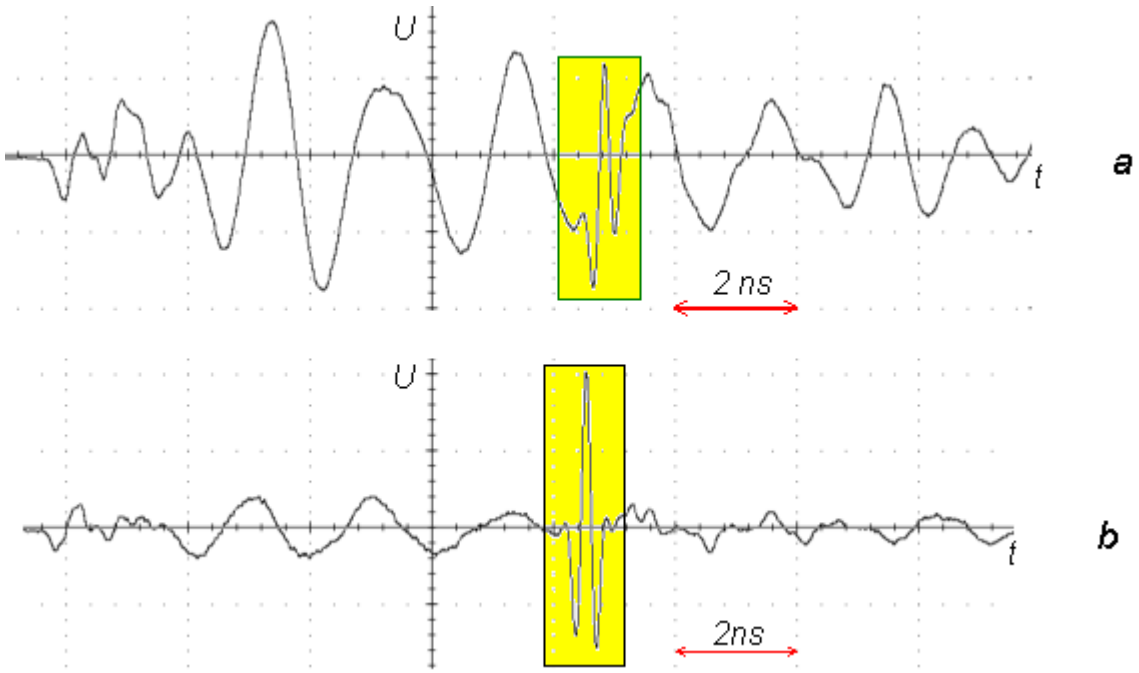
$$\eta = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}} = 0{,}256.$$

c) Virziena diagramma horizontālā plaknē - 66 grādi.

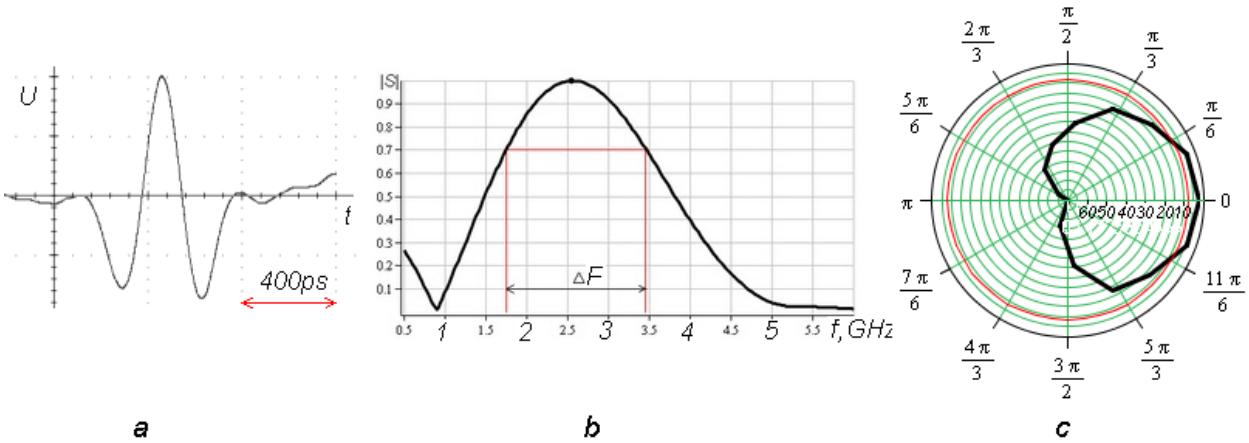
2. Raidošā antena - *AU*, uztverošā antena - *AU*.

Eksperimentālo pētījumu rezultāti parādīja, ka *AU* antenām atrodoties tuvu vienai no otras ($l = k\lambda_o$, kur k=1...5) tās stipri viena otru iespaido. Tā rezultātā uztvertais signāls satur zemfrekvento trendu ar amplitūdu, kas ir samērojama ar derīgā signāla amplitūdu (sk. Zīm. 6. augšējā daļā). Lai šo trendu samazinātu starp antenām ir jāievieto ekrāns, pie tam jo lielāks ir ekrāna laukums, jo mazāks ir trenda līmenis. Uzlabotais signāls, pielietojot ekrānu ar izmēriem 170x100 mm, parādīts Zīm. 6. apakšējā daļā. Tālāka ekrāna laukuma palielināšana (350x350 mm) trenda iespaidu samazina vēl vairāk, taču tad konstrukcija kļūst pārāk apjomīga un tāpēc šis variants tika atmests.

Trenda ietekmes dēļ atstarotā signāla analīze tika veikta tikai izvērses augstfrekventā signāla logā. Iegūtie rezultāti parādīti Zīm.7.



Zīm. 6. Eksperimentu rezultāti antenu kombinācijai raidošā antena - *AU*, uztverošā – *AU*. Zīmējuma augšējā daļā labi saskatāma zemfrekventā trenda ietekme: trenda amplitūda ir salīdzināma ar derīgā augstfrekventā signāla amplitūdu.



Zīm.7. Eksperimentu rezultāti antenu kombinācijai raidošā antena - *AU*, uztverošā - *AU*.

Eksperimentu rezultāti:
a) Signāla centrālā frekvence 2,55 GHz. Atstarotais no metāliskās plāksnes signāls sastāv no 1,5 svārstības periodiem. Signāla platums līmenī 0,9 no tā maksimālās vērtības - 0,56 ns.
b) Signāla spektra joslas platums 1,7 GHz. Platjoslības faktors η =0,327.
c) Virziena diagramma horizontālā plaknē - 58 grādi.

Secinājumi:

- *AU* antenas impulsa platums ir par 8% mazāks nekā izstrādātajām eksperimentālajām antenām. Tātad AU antenas telpiskā izšķiršanas spēja ir par tikpat procentiem labāka.
- *AU* antenas virziena diagramma ir par 8 grādiem šaurāka. Šī īpašība var būt gan priekšrocība gan trūkums atkarība no konkrētā pielietojuma.
- *AU* antenas centrālā frekvence ir par 25% zemāka nekā eksperimentālajām antenām. Zemāka frekvence nodrošina labāku signāla caurspiešanās spēju vidē.

- *AU* antenai ir sliktāka salāgošana uz frekvencēm, zemākām par 500 MHz.
- *AU* antenu atstarotais signāls satur zemfrekvento trendu, kas maskē derīgo signālu. Šai sakarā antenu konstrukcijā jālieto ekrānu, kas konstrukciju padara apjomīgu un vairākiem pielietojumiem nederīgu.

9. Ar trokšņiem maskētu signālu ansambļu formēšana galveno komponešu metodes pielietojumam elpošanas lokācijā.

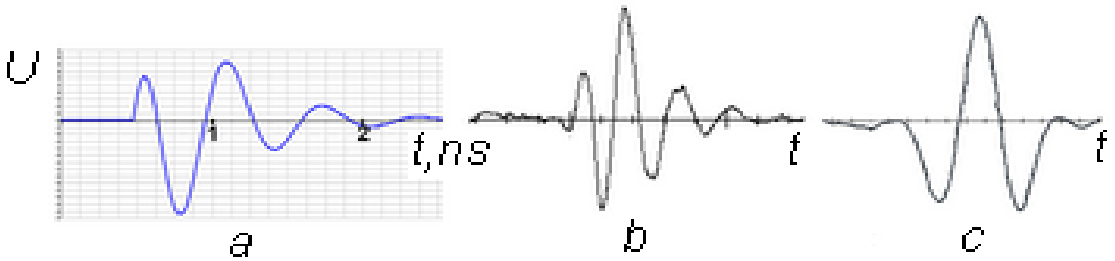
Bioradiolokācija ir attīstījusies uz grunts lokācijas bāzes, kur jau bija izstrādāti attiecīgi signālu modeļi un signālapstrādes metodes. Samērā labi sevi ir attaisnojis signāla modelis no viena objekta atstarotā signāla imitācijai

$$u(t) = A(e^{-\alpha t} - e^{-(\alpha+\beta)t})Cos(\omega_0 t),$$

kur : α, β - signāla formas (signāla pieauguma un rimšanas) koeficienti; ω_0 - signāla spektra centrālā frekvence ($\omega_0 = 2\pi f_0$).

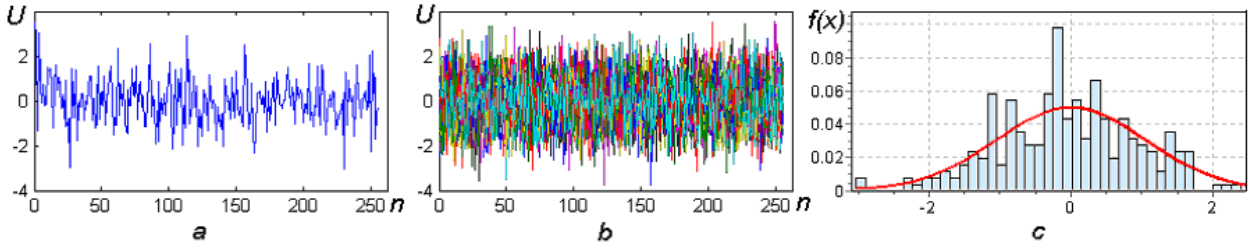
Pētījums tika veikts pie šādiem signāla parametriem: f_0 =2 GHz; α =3; β =5.

Šāda signāla modeļa forma labi atbilst reālā no metāliskas plāksnes atstarotā signāla formai (sk. Zīm.8).



Zīm.8. UWB lokācijas signāla modelis (a) un reālie no metāliskas plāksnes atstarotie signāli (b;c) ar centrālajām frekvencēm attiecīgi 3,5 GHz un 2,5 GHz.

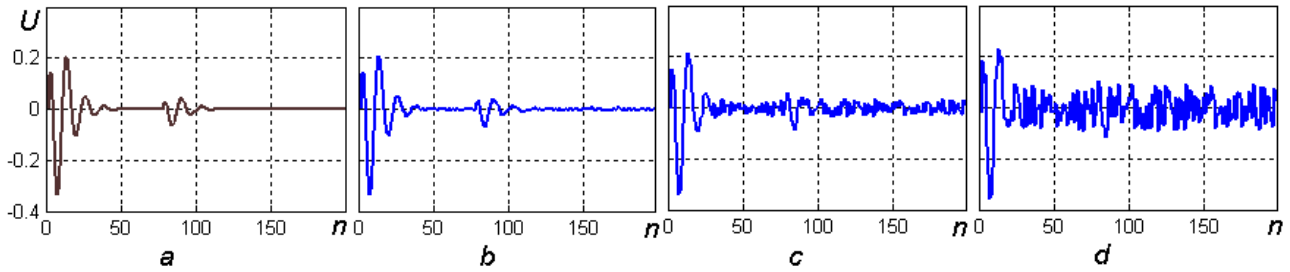
Kā signālu modeļi tika izmantoti divi impulsi, kas aizkavēti viens attiecībā pret otru par laika intervālu, kas atbilst 130 cm attālumam līdz mērķim. Kā pirmais signāls kalpoja antenu tiešais signāls, bet kā otrais – no mērķa atstarotais signāls. Elpošana tika imitēta izmainot atstarotā signāla aizkavi pēc lineāra likuma robežās no 0 līdz 78 ps, kas atbilst cilvēka krūšu kurvja kustībai ar amplitūdu 1 cm. Izvērses diskretizācija sastādīja 256 nolases punktus. Signālu apstrādei tika formēta matrica $\mathbf{A}_0$ ar dimensijām (n, N), kur N – realizāciju skaits ansamblī. Pie minimālās signāla nobīdes 2,5 ps realizāciju skaits ansamblī sastādīja N=32. Tad $\mathbf{A}_0 = [a_{i,j}]$ (i=1,2, …, 256; j=1,2, …, 32). Līdzīgi tika formēta matrica $\mathbf{A}_n$ normāli sadalītajam troksnim. Ilustrācijai Zīm. 9. parādīti: a) trokšņa realizācija; b) trokšņa realizāciju ansamblis; c) trokšņa sadalījuma funkcija.



Zīm.9. Signāla trokšņa komponentes modelis.

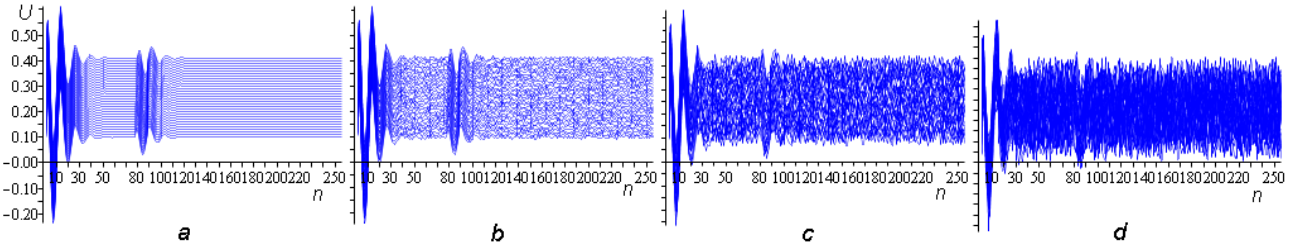
Ar trokšņiem maskēta signāla ansambļus reprezentēja matricas $\mathbf{A} = \mathbf{A}_0 + k\mathbf{A}_n$, kur k ir reizinātājs, kuru piemeklē tā, lai tiktu formēti realizāciju ansambļi ar sekojošām signāla/trokšņa

attiecībām: 30dB, 20dB, 17dB, 10dB, 6dB, 3dB, 0dB, -6dB. Signāla/trokšņa attiecība tika noteikta atstarotā signāla posmā. Ilustrācijai Zīm.10. parādītas atsevišķas realizācijas pie dažādām signāla/trokšņa attiecībām.



Zīm.10. Ar trokšņiem maskētā signāla attēli pie dažādām signāla/trokšņa attiecībām: a) bez trokšņa; b) 17 dB; c) 3 dB; d) -6 dB.

Lai uzskatāmi ilustrētu trokšņa ietekmi signāla uztverei Zīm. 11. parādīti realizāciju ansambļi pie tām pašām signāla/trokšņa attiecībām. Zīmējumā attēlotas 32 realizācijas, kas nobīdītas pa Y-asi par lielumu ΔU . Tāds zīmējuma noformējums veido savā ziņā signāla pseidotelpisku attēlojumu.



Zīm. 11. Realizāciju ansambļi pie dažādām signāla/trokšņa attiecībām: a) bez trokšņa; b) 17 dB; c) 3 dB; d) -6 dB.

Signāla "uzkrāšana" atļauj reģistrēt atstaroto signālu pat pie signāla/trokšņa attiecības -6 dB, kaut arī pēc vienas atsevišķās realizācijas (sk. Zīm. 10d.) signālu atklāt neizdodas.

Secinājumi:

- 15 mkV radiolokatora adaptīvā *k-ud* metode nodrošina signāla formas nekropļotu reģistrāciju pie salīdzināšanas operāciju skaita *n=272*.
- 15 mkV radiolokatorā signālu atklāšanu var nodrošināt ar *k-ud* metodi pie *n=40*, atbilstoši piemeklējot metodes parametrus *k* un *s*. Ar specializēto signālu atklāšanas metodi var nodrošināt praktiski 100% signālu atklāšanu pie *n=7*.
- Esošajā pārveidotāja galvas konstrukcijā ar komparatora stāvokļa nolasīšanas ķēdes ietekmi var nerēķināties. Komparatora tuneļdiožu optimālā asimetrija ir Ip1/Ip2=0.6.
- Izgatavots un pārbaudīts stroboskopiskais pārveidotājs lokācijas signālu reģistrācijai to turpmākai apstrādei ar galveno komponenšu metodi. Pārveidotājs nodrošina pārejas raksturlīknes kāpuma laiku ne lielāku par 100 ps.
- Uzlabots raksturīgā fāzes punkta meklēšanas algoritms elpošanas lokatora viena punkta metodei. Algoritms satur vairākas operācijas automātiskai fāzes punkta meklēšanai. Izgatavotas labākas konstrukcijas antenas.
- Ar signālu papildapstrādi stroboskopiskajam pārveidotājam uz tranzistoru komparatora bāzes panākta plašāka frekvenču josla (no 2,44 GHz līdz 3,05 GHz).
- Izstrādāta aparatūra un vadības programmas datu savākšanai un pārraidei.
- Salīdzinātas eksperimentāli izgatavotās un rūpnieciski izgatavotās antenas. Rūpnieciskai antenai ir sliktāka salāgošana uz frekvencēm, zemākām par 500 MHz, kā arī atstarotais signāls satur zemfrekvento trendu, kas maskē derīgo signālu.

- Ar trokšņiem maskētu elpošanas lokācijas signālu “uzkrāšana” atļauj reģistrēt atstaroto signālu pie signāla/trokšņa attiecības -6 dB.

Turpmākie darbi:

- Adaptīvās *s*-metodes modernizācija 15 mkV jutības pārveidotājam.
- Kombinētās adaptīvās metodes efektivitātes izpēte 15 mkV jutības pārveidotājam.
- Signālu pārveidošanas metožu pārbaude mazāka fāzes punktu skaita apstākļos.
- Komparatora SBK3 modeļa sastādīšana, darba režīmu piemeklēšana un komparatora darbības principa pārbaude un analīze.
- Pārveidotāja galvas SBK2 konstrukcijas izstrāde, izgatavošana un eksperimentālā pārbaude.
- Elpošanas lokācijas viena punkta metodes eksperimentālā pārbaude ar uzlaboto antenu sistēmu un uzlaboto signālapstrādes algoritmu.
- Stroboskopiskā pārveidotāja izvērses nelinearitātes izpēte un nelinearitātes samazināšanas iespēju izpēte.
- Tranzistoru komparatora matemātiskā modeļa izveide un priekšlikumi komparatora darbības uzlabošanai.
- Stroboskopiskā pārveidotāja sajūgšana ar raidītāju un atstaroto signālu iegūšana galveno komponenšu metodes eksperimentiem.
- Iegultās sistēmas FriendlyARM pieslēgšana stroboskopiskajam pārveidotājam, sistēmas aplikācijas izstrāde. Eksperimentu veikšana stroboskopiskā pārveidotāja sasaistei ar datoru.

АДАПТИВНЫЙ МЕТОД “up-and-down” С ПЕРЕМЕННЫМ ШАГОМ

В. КАРКЛИНЬШ, *Dr. sc. comp.*

Институт электроники и вычислительной техники
Ул.Дзербенес 14, Рига LV-1006, Латвия
E-mail: valdis.k@edi.lv

Предложен адаптивный “up-and-down” метод с переменным шагом, изменяющимся в соответствии с изменением крутизны преобразуемого сигнала. Метод позволяет значительно уменьшить время регистрации сигнала и расширить динамический диапазон по сравнению с обычным “up-and-down” методом.

Ключевые слова: стробоскопическое преобразование, обработка сигналов

1. Введение

В процессе стробоскопического преобразования сигнала важными показателями являются степень подавления входного шума, динамический диапазон преобразуемых сигналов и время преобразовния. Эти показатели взаимосвязаны и определяются параметрами применяемого метода преобразования.

Одним из таких методов является метод „up-and-down” (далее *ud*). Качество преобразования в нем определяют два параметра: заданное число операций стробирования n, приходящееся на одно мгновенное значение преобразуемого сигнала и изменение величины выходного сигнала s (шаг) после очередного акта стробирования. В *ud* методе эти параметры являются наперед заданными и не изменяются в процессе регистрации сигнала.

Возможности метода можно улучшить, если в процессе преобразования учитывать и параметры сигнала: амплитуду, крутизну на разных его участках, т.е. использовать адаптивные алгоритмы изменения параметров *ud* метода. В настоящей работе рассмотрены две разновидности такого алгоритма.

2.Алгоритм с изменяющимся шагом (s метод)

Сущность обычного *ud* метода заключается в следующем. На вход стробоскопического преобразователя подается преобразуемый сигнал $u_1(t)$. Каждое мгновенное значение этого сигнала u_{1i} определяется в цикле n стробирований ($n \geq 1$)

$$e_{i\,k} = e_{i\,k-1} + s \cdot \mathrm{sgn}\,(u_{1\,i} - e_{i\,k-1}),\ k = 1, 2, \ldots n, \qquad (1)$$

где s - приращение или уменьшение сигнала (шаг) при очередном стробировании. За результат преобразования в цикле принимается значение $u_{2i} = e_{in}$.

Предполагается, что преобразуемый сигнал является суммой полезного сигнала $u_s(t)$ и нормально распределенного аддитивного шума $\mathrm{X}(t)$, среднеквадратическое значение которого обозначим через σ_1. Для простоты в дальнейшем будем предполагать $\sigma_1 = 1$, а величину шага s и амплитуду преобразуемых сигналов A_1 измерять в единицах σ_1. Искажения преобразованного сигнала и среднеквадратическое значение выходного шума σ_2 (ширина шумовой дорожки) зависят как от значения σ_1, так и от значений s и n, которые, кроме того, определяют время, необходимое для стробоскопического преобразования.

Известна приближенная формула [1], выражающая зависимость между σ_2 и σ_1:

$$\sigma_2 = \sqrt{0.625\sigma_1 s + 0.25 s^2}\,, \qquad (2)$$

хорошо совпадающая с экспериментальными данными для $0 < s < 1.2\sigma_1$. Для уверенного обнаружения сигнала с амплитудой порядка σ_1 на фоне шума необходимо, чтобы $\sigma_1 / \sigma_2 \approx 5$, тогда согласно (2) $s = 0.065$. Если же требуется достаточно точно регистрировать форму такого сигнала, отношение σ_1 / σ_2 должно быть порядка 20, т.е. $s = 0.004$. Но при этом (при неизменном значении n) с увеличением амплитуды A_1 быстро нарастают нелинейные искажения преобразованного сигнала, и для их предотвращения приходится увеличивать n, что может быть нежелательно из-за увеличения времени преобразования.

Для устранения этого нежелательного явления был предложен т.н. s метод [2], однако более подробно не был исследован. Это адаптивный метод, в котором для обеспечения малых значений σ_2 и заданного диапазона изменения амплитуд A_1 при возможно малых значениях n используется переменный шаг s на основе оценки крутизны входного сигнала в окрестности регистрируемого мгновенного значения u_{1i}. В качестве такой оценки используется величина

$$w_i = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} \mathrm{sgn}\,(u_{1i} - e_{ik})\,. \qquad (3)$$

Если через p_i обозначить число реализаций, когда $\mathrm{sgn}(u_{1i} - e_{ik}) = 1$, то равенство (3) можно представить в эквивалентной форме:

$$w_i = \frac{2p_i}{n} - 1, \qquad (4)$$

откуда видно, что w_i является линейной функцией от p_i и изменяется от -1 при $p_i = 0$ до 1 при $p_i = n$, т.е. зависит от крутизны сигнала в i-той точке стробирования. Значение шага для следующего цикла определяется как функция от w_i в текущем цикле:

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

где s_0 - начальное значение шага.

В простейшем случае

$$f(w_i) = s_0(1 + k|w_i|), \tag{6}$$

где k - коэффициент. Рассмотрим, как от значений s_0 и k зависит выходной шум σ_2, а также нелинейные искажения и динамический диапазон.

Искажения преобразованного сигнала $u_2(t)$ будем оценивать по нормированному среднеквадратическому отклонению его формы от формы преобразуемого сигнала $u_s(t)$:

$$\sigma_{fn} = \frac{1}{A_1}\sqrt{\frac{1}{n_T}\sum_{i=1}^{n_T}(u_{si} - \bar{u}_{2i})^2}\ , \tag{7}$$

где n_T - число регистрируемых мгновенных значений в пересчете на период преобразуемого сигнала T, а $\bar{u}_{2i}$ - среднее значение i-го отсчета преобразованного сигнала. Под динамическим диапазоном будем понимать диапазон значений амплитуд A_1, внутри которого σ_{fn} находится в заданных пределах. Притом более важной является верхняя граница диапазона $A_{1\max}$, так как нижнюю границу зачастую трудно определить из-за дополнительных искажений, вносимых аддитивным шумом.

В качестве преобразуемого будем использовать синусоидальный сигнал

$$u_{si} = A_1 \sin\frac{2\pi}{n_T} i, \ \ i = 1, 2, \ldots n_T\,. \tag{8}$$

Анализ шумовых свойств ud метода является весьма сложной задачей. Кроме упомянутой работы [1], эта задача рассматривалась также в работах [3,4], где получены математически корректные результаты, но лишь для достаточно малых значений n и которые сложны для анализа. В случае же больших n и переменных значений s из-за сложности анализа задача вообще не решалась, так же, как и задача, касающаяся исследования нелинейных искажений. Сложность исследований обусловлена тем, что процесс преобразования по s методу, в зависимости от вида функции $f(w)$ определяется не менее чем тремя параметрами (вместо двух в классическом ud методе), а также тем, что необходимо

принимать во внимание корреляцию между соседними отсчетами преобразованного сигнала, что также сильно осложняет анализ [3,4]. Поэтому для получения результатов будем использовать главным образом статистическое моделирование.

На рис.1a показаны сигналы 1 и 2, преобразованные соответственно с помощью обычного *ud* метода и *s* метода . При выбранном значении амплитуды A_1 преобразование с помощью *ud* метода сопровождается значительными искажениями, в то время как форма входного сигнала и сигнала, преобразованного с помощью *s* метода, показанных на этом же рисунке, отличаются незначительно.

На рис.1b показано изменение среднего значения *s* в зависимости от мгновенных значений преобразуемого сигнала. Видно, что $s(u_1) > s_0$ не только на участке, занимаемом сигналом, но и на участках, где $u_1 = 0$.

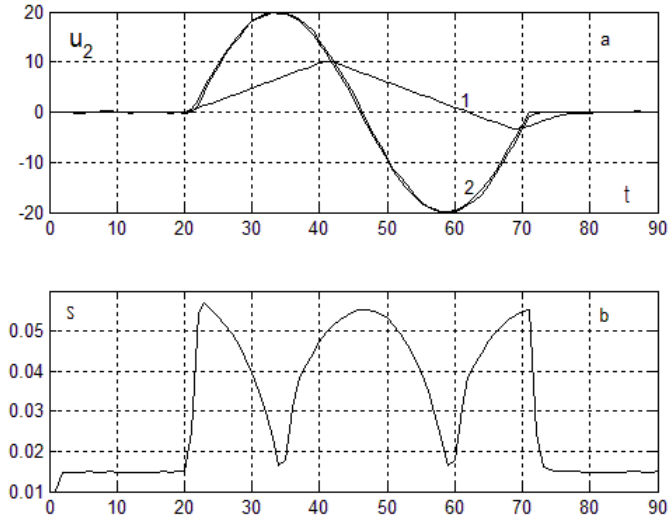


Рис.1

1a – сигнал, преобразованный с помощью *ud* метода (1) и *s* метода (2) ;

$s = s_0 = 0.01, n = 50, n_T = 50, k = 5, A_1 = 20$;

1b – изменение шага при преобразовании *s* методом.

На рис.2 показаны зависимости $\sigma_2(k)$ при двух значениях s_0 и двух значениях n. Шум больше, чем в случае обычного *ud* метода и возрастает с ростом коэффициента k. Кроме того, в отличие от обычного *ud* метода, интенсивность шума зависит также от числа стробирований в цикле. Как показали результаты моделирования, при очень больших значениях n он перестает зависеть от k , стремясь к значению, определяемому выражением (2) при $s = s_0$.

Перейдем к рассмотрению вопросов, связанных с нелинейными искажениями. Входящие в формулу (7) средние значения u_{2i} можно вычислить аналитически. Среднее изменение величины e_{ik} (см.формулу (1)) в акте единичного стробирования с достаточной точностью можно выразить как

$$\bar{e}_{ik} = \bar{e}_{i\,k-1} + s(1 - 2\Phi(u_{1i} - \bar{e}_{i\,k-1}), \quad k = 1,2,...n, \tag{9}$$

где $\Phi(u_{1i} - e_{ik})$ - интегральная функция нормального распределения. Отсюда получаем, что

$$w_i = \sum_{k=1}^{n}(1 - 2\Phi(u_{1i} - \bar{e}_{ik}). \tag{10}$$

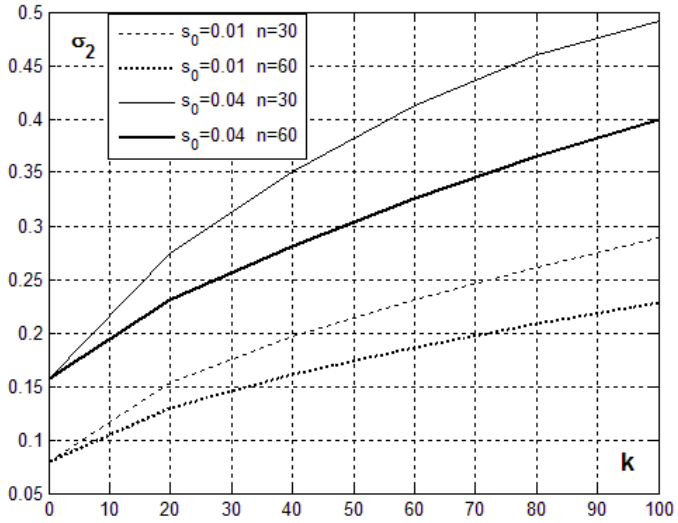


Рис.2. Зависимости $\sigma_2(k)$ при различных значениях s_0 и n.

Расчеты формы преобразованного сигнала с использованием формул (9) и (10) отличаются от результатов, полученных с помощью численного моделирования не более чем на $1.5 \div 2\%$. Сигналы 1 и 2 на рис.1а получены именно с использованием указанных формул. Однако эти отличия могут играть заметную роль при расчете σ_{fn} (формула (7), так как в нее входит разность $u_{1i} - \bar{u}_{2i}$. Поэтому при расчетах σ_{fn} будем использовать численное моделирование.

Возможности использования переменного шага иллюстрирует рис.3, где показаны графики $\sigma_{fn}(A_1)$ для *ud* метода ($k = 0$) и *s* метода. Если допустимый уровень нелинейных искажений преобразованного сигнала условно принять равным 0.05, то при выбранных параметрах n, n_T, s то для *ud* метода это требование вообще невыполнимо, в то время как для *s* метода допустимый диапазон амплитуд A_1 превышает 250. Качественно сходные результаты получаются и при других значениях параметров.

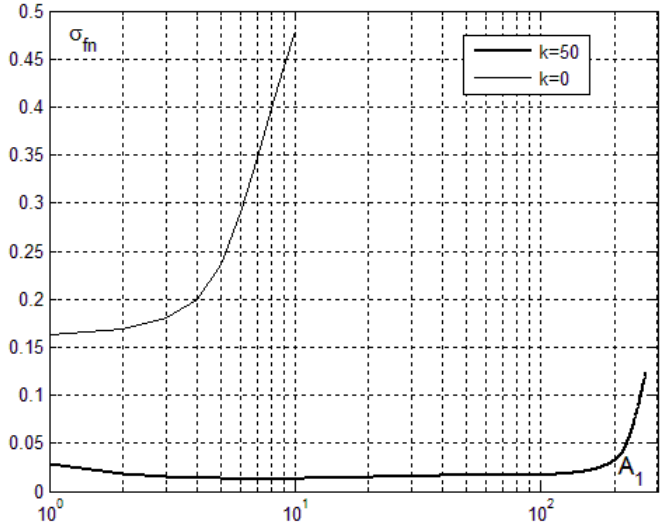


Рис.3. Зависимости $\sigma_{fn}(A_1)$ для обычного *ud* метода ($k=0$) и для *s* метода ($k=50$) при $n=50, n_T=50, s=s_0=0.01$.

Для *ud* метода выполнение требований по величине σ_{fn} возможно путем увеличения n. Так, при $s=0.01$ для достижения верхней границы динамического диапазона при $A_1=250$ требуется около 2600 стробирований на одно мгновенное значение сигнала против 50 для *s* метода. Однако одновременно надо учитывать, что при $k=50$ $\sigma_2 \approx 0.18$, что примерно в 2.3 раза больше, чем для *ud* метода. Поэтому более объективно сравнивать число стробирований при одних и тех же значениях σ_2 и одинаковых верхних границах динамических диапазонов.

Сравнение было проведено при значении σ_{2ud}, соответствующему согласно формуле (2) шагу $s=0.01$ и осуществлялось следующим образом. При различных значениях d и при неизменном значении $n=n_s=90$ (выбранном по техническим соображениям) определялась ширина динамического диапазона. При этом для каждого d необходимо было подобрать свое значение s_0, чтобы удовлетворить условие $\sigma_2(d, s_0, n_s)=\sigma_{2ud}$. Затем для *ud* метода при $s=0.01$ определялось число стробирований n_{ud}, необходимое для достижения соответствующей ширины диапазона.

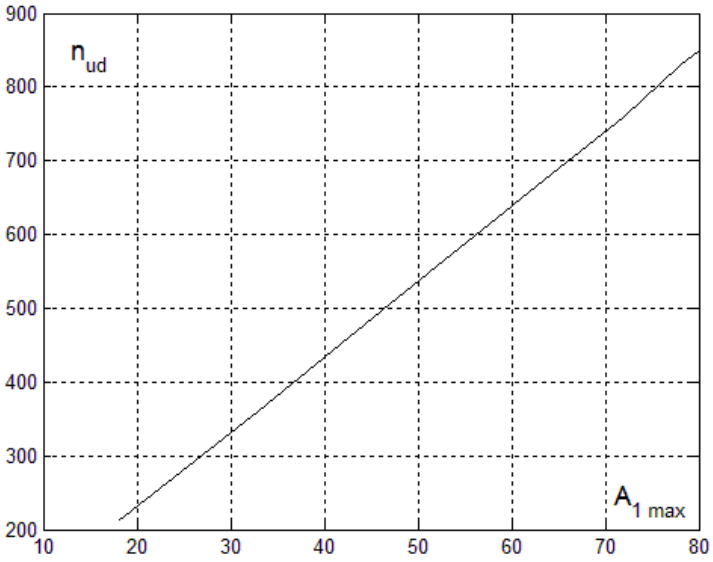


Рис.4. Зависимость $n_{u\,d}(A_{1\max})$.

Результаты показаны на рис.4 и свидетельствуют, что и при таком сравнении s метод имеет явное преимущество. Как следует из приведенных на рисунке данных, при изменении верхней границы динамического диапазона $A_{1\max}$ от 20 до 80 отношение n_{ud}/n_s линейно увеличивается от 2.4 до 9.4

Резюмируя можно заключить, что преимуществом рассмотренного варианта s метода по сравнению с ud методом является возможность обеспечения малых нелинейных искажений в широком диапазоне изменения амплитуд преобразуемого сигнала и меньшее время преобразования. Недостатком является большее значение выходного шума, увеличивающееся с увеличением значения k, хотя этого можно полностью или частично избежать, уменьшая s_0. Изложенный алгоритм можно просто реализовать чисто аппаратно, что важно с точки зрения быстродействия.

3.Вариант s метода с дополнительным параметром

Упомянутый недостаток предыдущего варианта частично можно устранить, если величину шага изменять по следующему правилу:

$$s_{i+1} = s_0\,(1 + k\,|w_i|^r), \tag{11}$$

где $r \geq 1$ - коэффициент. Таким образом, формула (6) является частным случаем формулы (11) при $r = 1$.

На рис.5 приведены зависимости $\sigma_2(k, r)$ для четырех значений r. Как и в предыдущем варианте s метода, σ_2 растет с увеличением k, однако скорость роста с

увеличением r замедляется. На рисунке это не отражено, но, как и в предыдущем варианте, σ_2 зависит также и от параметров s_0 и n и является, таким образом, функцией от четырех аргументов: $\sigma_2 = f(k, r, n, s_0)$.

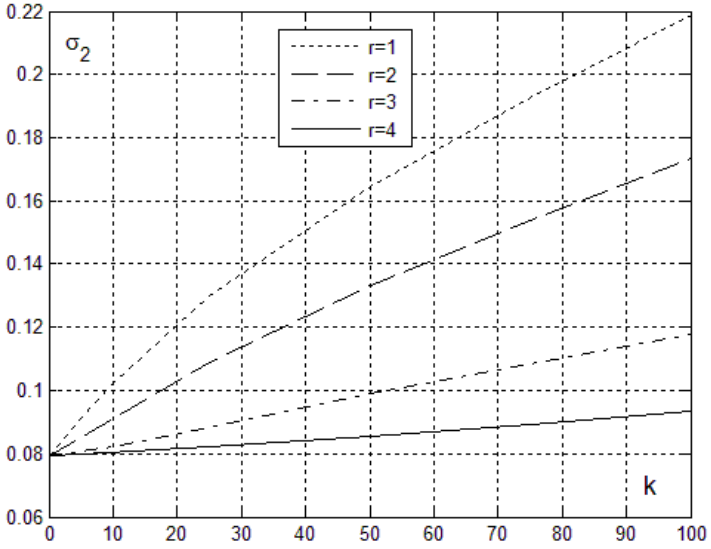


Рис.5. Зависимости $\sigma_2(k, r)$ при $n = 30, s_0 = 0.01$.

Влияние коэффициента r на вид функции $\sigma_{fn}(A_1, r)$ продемонстрировано на рис.6 при $s_0 = 0.01, k = 50$ для значений $r = 1$ (кривая 2) и $r = 2$ (кривая 1). Верхняя граница динамического диапазона в обоих случаях остается практически одинаковой; более значительно изменяется только значение σ_{fn} при малых значениях A_1, но это не очень существенно, так как главные искажения вносятся аддитивным шумом. Однако главное отличие в том, что при $p = 1$ $\sigma_2 = 0.18$, в то время как при $p = 2$ $\sigma_2 = 0.108$. Поэтому последний вариант s метода целесообразно применять там, где необходимо получить по возможности более низкое значение выходного шума стробоскопического преобразователя.

Как уже упоминалось, аналитические формулы, связывающие величину выходного шума с параметрами s-метода, получить не удается из-за сложности задачи. Поэтому была сделана попытка получить эмпирические зависимости на основе экспериментальных данных. В процессе статистического моделирования были определены значения σ_2 для параметров s-метода, изменяющихся в пределах, в большинстве случаев отвечающих практическим требованиям, а именно: $0 \le k \le 100; 0.004 \le s_0 \le 0.04; 30 \le n \le 100; 0 \le r \le 6$.

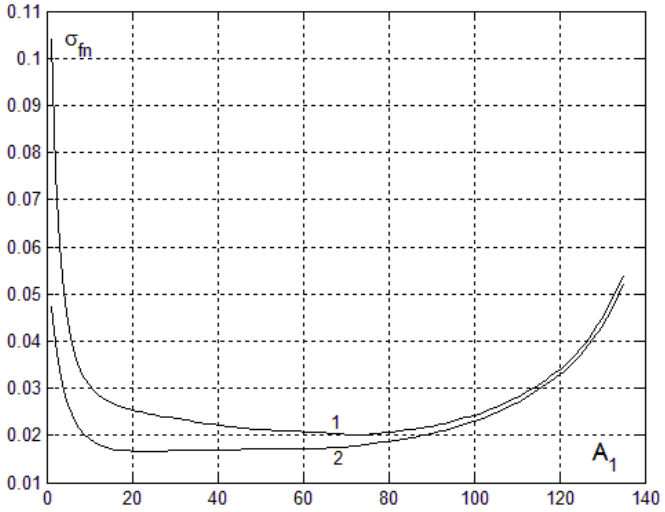


Рис.6. Влияние коэффициента r на вид функции $\sigma_{fn}(A_1, r)$.

Из рис.5 видно, что при $r \geq 2$ функции $\sigma_2(k, r)$ практически линейно зависят от k, что несколько облегчает задачу поиска эмпирических зависимостей. Однако оказалось, что наклон функций $\sigma_2(k, n, r)$ сложным образом зависит от перечисленных аргументов, так что упомянутые зависимости удалось найти лишь для $r = 2$ при $0.004 \leq s_0 \leq 0.04; 30 \leq n \leq 60$. Для σ_2 была получена следующая эмпирическая формула:

$$\sigma_2(k, n, s) = \sigma_{20} + 0.0105\, k\,(\sigma_{2\,100} - \sigma_{2\,0}) \cdot f(n) \cdot f(s), \tag{12}$$

где $\sigma_{2\,0}$ - значение σ_2, полученное из формулы (2) при $s = s_0$;

$$f(n) = 0.0000211 n^2 - 0.00305 n + 0.1931; \tag{13}$$

$$f(s) = -823.19 (s/\sigma_1)^2 + 74.46 (s/\sigma_1) + 0.7318. \tag{14}$$

Погрешность формулы (12) не превышает 5% во всем диапазоне изменения параметров k, n, r, s_0.

На рис.7 показана зависимости $\sigma_2(k, n, s)$ где $r = 2; s_0 = 0.01$, а n равны 30 (прямая 1) и 60 (прямая 2). Там же кружочками отмечены данные, полученные в результате численного моделирования. Экспериментальные данные отличаются от вычисленных по формуле (12) менее чем на 5%, это выполняется и для других значений n.

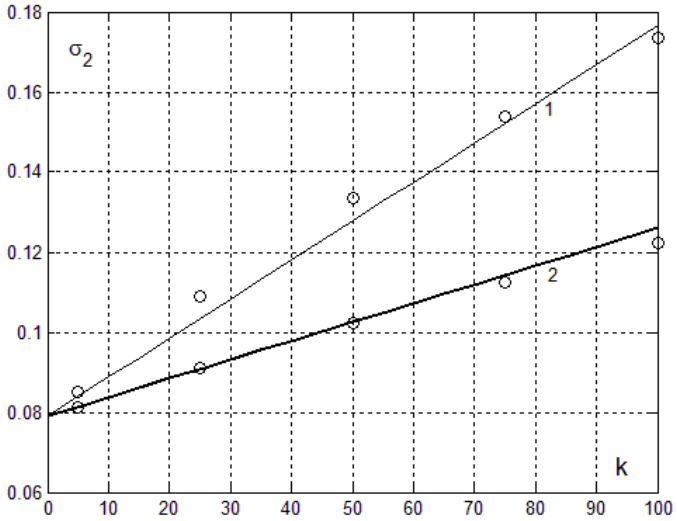


Рис.7. Эмпирические зависимости $\sigma_2(k,n,s)$.

4. Заключение

Проведенное исследование доказывает эффективность предложенного адаптивного алгоритма. Он позволяет на порядок и более сократить время регистрации сигнала по сравнению с обычным *ud* методом, обеспечивая при этом то же или меньшее среднеквадратическое значение выходного шума. При равных временах регистрации сигнала адаптивный алгоритм позволяет в десятки раз расширить динамический диапазон. Возможность достижения высокого отношения сигнал/шум означает, что в ряде применений какая-либо дополнительная обработка преобразованного сигнала не требуется.

Это позволяет применять адаптивный *ud* метод в таких приложениях, где обычный *ud* метод неприменим, например, в сверхширокополосных (super wide band) радиолокаторах, где амплитуда регистрируемого сигнала может изменяться на несколько порядков и имеются ограничения на время регистрации.

Простейший вариант алгоритма, работающий согласно формуле (6), легко реализовать аппаратно, без каких-либо дополнительных операций.

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), финансируеый совместно с Европейским Фондом Регионального Развития.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

[1] 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.

[2] V.Karklinsh, K.Krumins. Adaptive Methods in the Discrete Stroboscopic Signal Conversion. Automatic Control and Computer Sciences, 2010, vol.44, #5, pp.266-271.

[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.

[4] K.Kruminsh, A.Lorencs and V.Plocinsh. Mathematical abstractions and practical implementation of the method „up-and-down". Automatic Control and Computer Sciences, 2010, vol.44, #4, pp.191-198.

АДАПТИВНЫЙ K- UP-AND-DOWN МЕТОД ПРИ КОМПАРАТОРНОМ СТРОБОСКОПИЧЕСКОМ ПРЕОБРАЗОВАНИИ СИГНАЛОВ UWB РАДИОЛОКАЦИИ.

К. КРУМИНЬШ, *доктор вычислительных наук*
В. ПЛОЦИНЬШ, *инженер*

Институт электроники и вычислительной техники
ул. Дзербенеы 14, Рига LV-1006, Латвмя
E-mail: krumins@edi.lv

Исследуется новый адаптивный метод для стробоскопического преобразователя компараторного типа. Эффективность метода оценивается при использовании метода в UWB радиолокации. Под эффективностью понимается количество сравнений, необходимое для заданной точности и чувствительности преобразования сигнала.

Ключевые слова: компараторное строб-преобразование, UWB радиолокация, адаптивные методы, обнаружение сигналов, *up-and-down* метод.

1. ВВЕДЕНИЕ

Известно, что в качестве приемных устройств UWB радиолокаторов используются стробоскопические преобразователи [1-5]. Данное исследование относится к использованию стробоскопических преобразователей компараторного типа [6-11]. Измерение мгновенных значений стробоскопическим преобразователем компараторного типа происходит путем многократного сравнения повторяемого сигнала с порогом. Известно несколько процедур такого измерения сигнала [10]. Одним из этих методов является так называемый „up-and-down" метод (далее для краткости в тексте – *ud* метод). Согласно этому методу, измерение мгновенного значения сигнала происходит следующим образом.

Пусть в момент времени t_i мгновенное значение сигнала равно $u_{1,i}$, маскируемое нормально распределенным аддитивным шумом X с дисперсией $DX = \sigma_1^2$ и средним значением $EX = 0$. Тогда можно считать, что на вход преобразователя действует сигнал

$$U_{1,i} = u_{1,i} + X, \tag{1}$$

который сравнивается с порогом $e_{i,j}$. После проведения операции сравнения устанавливается следующее значение порога $e_{i,j+1}$ согласно выражению

$$e_{i,j+1} = e_{i,j} + s \cdot sign\left(U_{1,i} - e_{i,j}\right), \tag{2}$$

где s - шаг *ud* процедуры,

$e_{1,1} = 0$ - исходное значение порога.

После достаточно большого количества n сравнений получаем результат измерения мгновенного значения $u_{1,i}$ в виде напряжения $u_{2,i} = e_{i,n}$. После измерения в фазе t_i, сдвигают фазу стробирования в точку развертки t_{i+1} и повторяют *ud* процедуру при начальном значении порога

$$e_{i+1,1} = e_{i,n}. \tag{3}$$

В данной работе предлагается и исследуется адаптивный *ud* метод (далее k-*ud* метод), использующий для адаптации информацию, полученную в процессе измерения в заданной фазе сигнала.

Метод исследуется на примере преобразования модели сигнала UWB радиолокации – гармонического моноколебания

$$u_{1,i} = A_1 \sin\left(\frac{2\pi}{n_T} i\right), \tag{4}$$

где:

A_1 - амплитуда сигнала;

n_T - количество точек фазы на период моноколебания, в которых происходит измерение мгновенных значений;

i - номер точки фазы сигнала.

Остальные исходные данные исследования:

$A*$ - максимальная амплитуда „неискаженного” преобразования сигнала;

$\sigma_1 = 1$ - нормированное среднеквадратичное отклонение маскирующего шума на входе преобразователя;

σ_2 - среднеквадратичное отклонение шума на выходе преобразователя;

σ_2^* - максимально допустимое значение среднеквадратичного отклонения шума на выходе преобразователя;

σ_f - коэффициент искажения формы сигнала:

$$\sigma_f = \frac{std(u_2 - u_1)}{A_1}; \tag{5}$$

c - максимально допустимое значение коэффициента искажения формы сигнала;

N - длина развертки (моноколебание находится в центре развертки);

$\sigma_{f1} \le c_1 = c/\sqrt{2}$ - максимально допустимое значение коэффициента искажения формы сигнала с амплитудой $A_1 = 1$ в диапазоне развертки $2n_T$;

$\sigma_{f2} \le c_1 = c/\sqrt{2}$ - максимально допустимое значение коэффициента искажения формы сигнала с амплитудой $A_1 = A^*$ в диапазоне развертки $2n_T$.

Коэффициенты искажения формы сигнала σ_{f1} и σ_{f2} контролируются в более широком диапазоне развертки в связи с тем, что при адаптивных методах преобразования искажения сигнала могут распространятся за пределами периода моноколебания.

В данном исследовании принималось $N = 100$, $n_T = 50$.

Результаты исследований предназначены для использования в проекте № 2010/0307/2DP/2.1.1.1.0/10/APIA/VIAA/078 „High sensitivity superwideband radar technology"(LoTe). В указанном проекте выше указанные параметры имеют следующие значения: $\sigma_1 = 271\ \mu V$; $\sigma_2^* = 15\ \mu V$; $A^* \ge 25\ mV$; $c = 0.05$; $c_1 = 0.035$. После приведения параметров к относительным значениям получаем: $\sigma_1 = 1$; $\sigma_2^* = 15/271 \approx 0.055$; $A^* = 25000/271 \approx 93$. Таким образом получаем, что динамический диапазон приемного устройства составляет $d = 20\lg(25000/15) \approx 64\ dB$.

В процессе выполнения выше указанного проекта было найдено, что при использовании *ud* метода минимальное количество сравнений сигнала с порогом, удовлетворяющего требованиям σ_2^* и A^*, равно $n = 2040$.

В рамках проекта Латвийского Совета по Науке Nr. 09.1581 "Equivalent time signal processing and digital image processing in real time systems" разработан адаптивный *k -ud* метод, сущность которого излагается в данной работе.

Исследования направлены на сравнение эффективности *k -ud* метода с результатами *ud* метода. Эффективность методов оценивается минимальным количеством операций сравнения сигнала с порогом, обеспечивающим заданную чувствительность и точность преобразования сигнала. В связи с большими аналитическими трудностями исследования проводятся путем статистического моделирования.

2. АДАПТИВНЫЙ k -UD МЕТОД ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛА

Адаптивный *k -ud* метод для адаптации предполагает использовать информацию, полученную в процессе измерения в заданной фазе сигнала. Согласно этому методу общее количество n операций сравнений сигнала с порогом разделяется на две части $n_1 + n_2 = n$. В данном иследовании принималось $n_1 = n_2$. В первой части измерения *ud* процедура происходит

согласно (2) с шагом $s = s_0$. После n_1 сравнений определяется количество n_1^+ превышений порога. После этого вычисляется величина шага для второй части измерения согласно выражению:

$$s = s_0\left(k\left|\frac{2n_1^+}{n_1} - 1\right|^r + v\right), \tag{6}$$

где k - коэффициент адаптации,

r и v - параметры метода. В нашем исследовании использовались $r = 6$ и $v = 1$.

Во второй части измерения *ud* процедура происходит согласно (2) с шагом (6). Результатом измерения, так же как и в *ud* методе, является последний порог: $u_{2,i} = e_{i,n}$.

Исследования проводились при $k \in \{0;2;4;...496;498\}$ с шагом $\Delta k = 2$ и $n \in \{190;200;210;...270;280\}$ с шагом $\Delta n = 10$.

Для каждой комбинации k и n были найдены такие значения s_0, при которых с вероятностью 0,997 среднеквадратичное отклонение результата преобразования шума находиться в пределах $\sigma_2 \in \left(0.985\sigma_2^*; 0.995\sigma_2^*\right)$.

При полученном таким образом s_0 происходят преобразования моноколебаний для вычисления коэффициентов искажения формы сигнала σ_{f1} и σ_{f2}.

Для вычисления σ_{f1} используется $A_1 = 1$. Ввиду статистического характера результата преобразования сигнала малой амплитуды для вычисления σ_{f1} использовалось многократное ($m_1 = 49$) усреднение разверток:

$$\sigma_{f1} = std(\bar{u}_2 - u_1), \tag{7}$$

где $\bar{u}_2$ - результат усреднения разверток u_2.

Преобразование сигнала с амплитудой $A_1 = 93$ используется для вычисления σ_{f2} согласно

$$\sigma_{f2} = \frac{std(u_2 - u_1)}{A_1}. \tag{8}$$

После этого n увеличивается на $\Delta n = 10$ и моделирование повторяется.

3. ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ КОЭФФИЦИЕНТА НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛА МАЛОЙ АМПЛИТУДЫ

Исследование зависимости коэффициента σ_{f1} нелинейных искажений сигнала малой амплитуды проводилось при $A_1 = 1$. В результате этих исследований были установлены следующие свойства.

При заданном σ_2^* для каждого n были найдены $s_0(k)$ и для каждого s_0 соответствующие $\sigma_2(s_0)$. После этого было проведено усреднение результатов:

$$\overline{s_0} = \frac{1}{250}\sum_{z=0}^{249} s_0(2 \cdot z) \tag{9}$$

и

$$\overline{\sigma_2} = \frac{1}{250}\sum_{z=0}^{249} \sigma_2(2 \cdot z). \tag{10}$$

Полученые $\overline{s_0}$ и $\overline{\sigma_2}$ проверялись на выполнение теоретического соотношения для *ud* метода [7]:

$$\sigma_2 = \sqrt{0.625\sigma_1 s + 0.25s^2}\ . \tag{11}$$

Результаты проверки позволяют сформулировать:

Свойство 1. При адаптивном k*-ud* методе для расчета необходимого s_0 при заданном σ_2 можно пользоваться выражением (11).

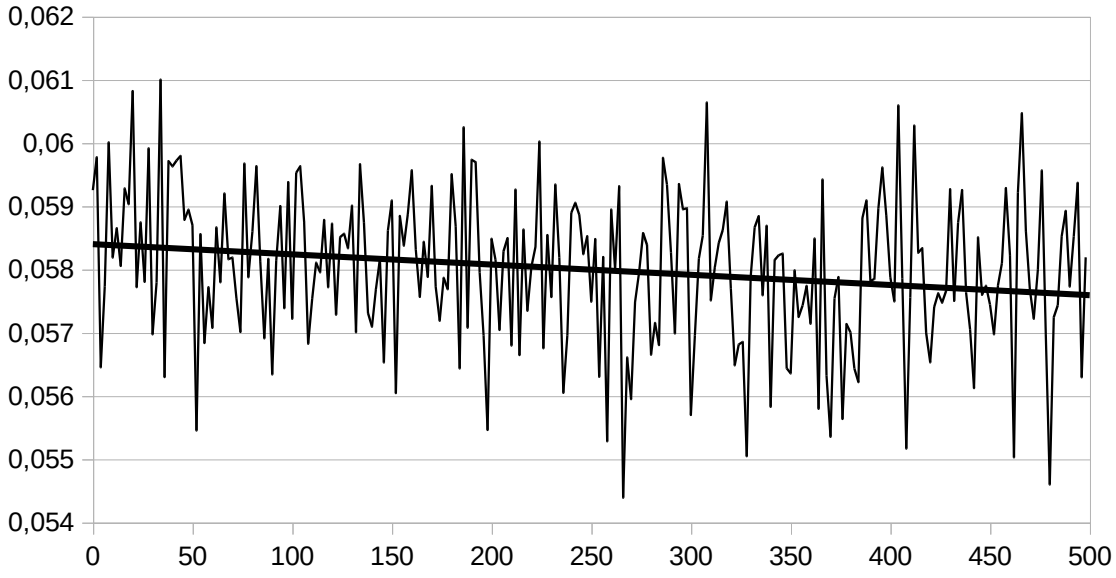


Рис. 1. Зависимость коэффициента искажения формы сигнала $\sigma_{f1}(k)$ при $n = 190$.

Свойство 2. σ_{f1} от коэффициента k зависит незначительно. Для иллюстрации на Рис. 1 приведены результаты статистического моделирования по определению зависимости $\sigma_{f1}(k)$ для диапазона $k \in \{0;2;4;...496;498\}$ при $n = 190$. Из-за статистического разброса полученных результатов зависмость $\sigma_{f1}(k)$ аппроксимировалась прямой $\zeta(k) = -1.614 \cdot 10^{-6} \cdot k + 0.05840$ по методу наименьших квадратов. Изменения $\zeta(k)$ в этом диапазоне составляет всего $\delta = 1.4\%$ от среднего значения

$$\overline{\sigma}_{f1} = \frac{\zeta(k_{\min}) + \zeta(k_{\max})}{2} \approx 0.0580. \tag{12}$$

При $n = 280$ зависимость $\zeta(k)$ еще слабее и $\delta = 1.0\%$.

Ввиду слабой зависимости $\sigma_{f1}(k)$, но весьма большого статистического разброса $\sigma_{f1}(k)$ (в нашем примере среднеквадратичное отклонение равно 0,0012) в качестве σ_{f1} при каждом n использовался результат усреднения:

$$\sigma_{f1} = \frac{1}{250} \sum_{z=0}^{249} \sigma_{f1}(2 \cdot z). \tag{13}$$

Следует отметить, что результаты вычислений по (12) и (13) совпадают.

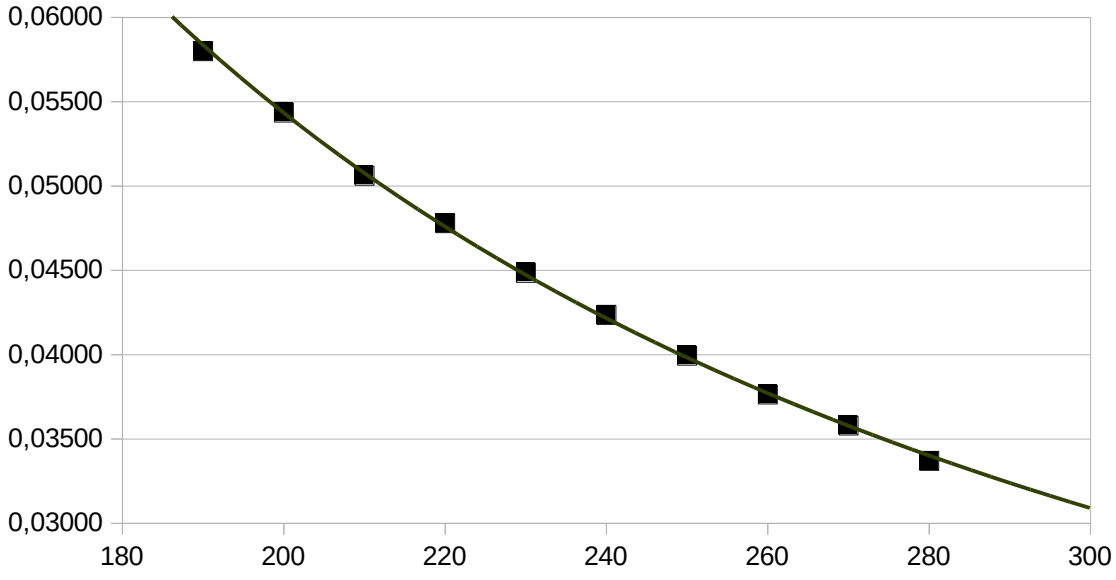


Рис. 2. Зависимость коэффициента искажения формы сигнала малой амплитуды $\sigma_{f1}(n)$.

Используя (13), была получена дискретная зависимость $\sigma_{f1}(n)$ при значениях $n \in \{190;200;210;...270;280\}$. Для нахождения значения n, при котором выполняются требования $\sigma_{f1} \approx 0.035$ и $\sigma_2 \in \left(0.985\sigma_2^*; 0.995\sigma_2^*\right)$, зависимость $\sigma_{f1}(n)$ аппроксимировалась непрерывной функцией $y = Q \cdot n^q$ по методу наименьших квадратов:

$$\sigma_{f1}(n) = 87.53/n^{1.39}. \quad (14)$$

Зависимость $\sigma_{f1}(n)$ при $n \in \{190;200;210;...270;280\}$ и ее аппроксимация (14) приведена на Рис. 2.

Таким образом, используя (14), было найдено, что минимальное количество операций сравнения сигнала с порогом, удовлетворяющее требованиям $\sigma_2 \in \left(0.985\sigma_2^*; 0.995\sigma_2^*\right)$ и σ_{f1}=0.0353, равно n=272.

4. ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ КОЭФФИЦИЕНТА НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛА БОЛЬШОЙ АМПЛИТУДЫ.

Исследование зависимости коэффициента нелинейных искажений $\sigma_{f2}(k)$ сигнала большой амплитуды проводилось при $A_1 = 93$. Результаты моделирования показали, что в начале диапазона зависимость $\sigma_{f2}(k)$ уменьшается очень резко. Однако после достижения минимума функцией $\sigma_{f2}(k)$ минимума в точке $k = k_{\min}$, $\sigma_{f2}(k)$ нарастает медленно. Практически эту зависимость можно аппроксимировать отрезками двух прямых.

В качестве иллюстрации на Рис. 3 приведена зависимость $\sigma_{f2}(k)$ для случая $n = 190$. При этом было получено, что $\sigma_{f2}(0) \approx 0.50$, в точке минимума - $\sigma_{f2}(26) \approx 0.0023$, а в конце диапазона - $\sigma_{f2}(498) \approx 0.012$.

Свойство 3. Обработка результатов моделирования показала, что точка пересечения аппроксимирующей прямой падающего участка $\sigma_{f2}(k)$ с осью абсцисс дает ориентировачное значение $k_{appr} \approx k_{\min}$.

Коэффициенты аппроксимирующей прямой можно получить, например, через три равноотстоящие точки $\sigma_{f2}(k)$ методом найменьших квадратов. Так, в нашем примере проведя моделирование $\sigma_{f2}(k)$ в трех точках $k \in \{0;14;28\}$ при $n = 190$ и $n = 270$ ошибка определения $k_{\min}$ составляла соответственно $k_{appr} - k_{\min} = -4$ и $k_{appr} - k_{\min} = 3$. Для нахождения точного значения $k_{\min}$ моделирование $\sigma_{f2}(k)$ проводить с достаточно малым шагом.

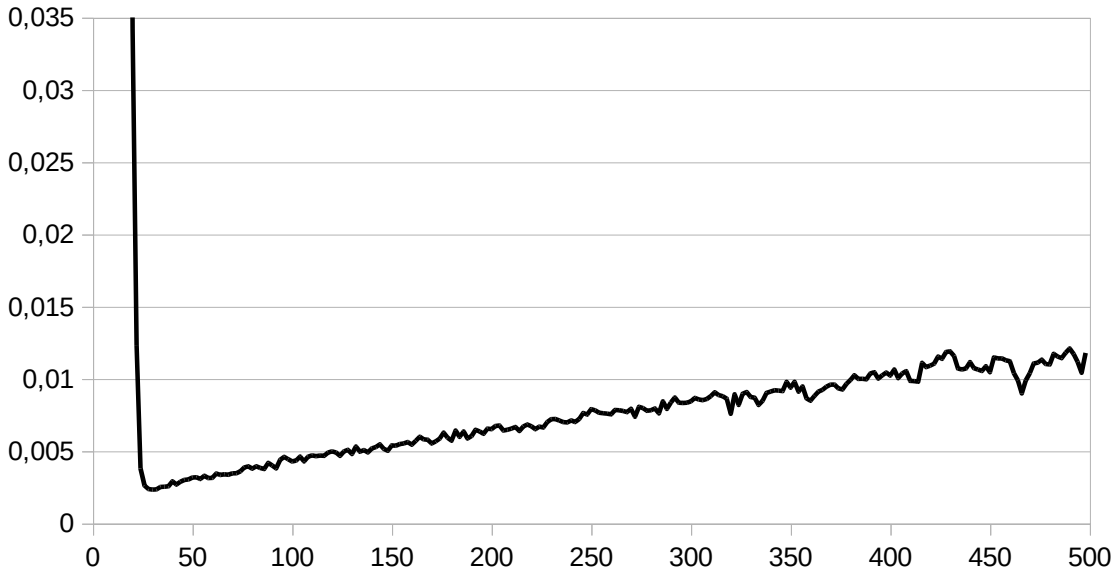


Рис. 3. Зависимость коэффициента искажения формы сигнала $\sigma_{f2}(k)$ при $n=190$.

Проведенные нами исследования показали, что при заданном $A_1=1$ минимальное количество сравнений сигнала с порогом определяется требованием $\sigma_{f1}=0.035$. Требование $\sigma_{f2}\le 0.035$ при $A^*=93$ и $n=272$ выполняется с большим запасом (см. Рис. 4).

В работе [8] был предложен адаптивный метод (далее s метод), аналогичный выше изложенному. Метод отличается тем, что использует информацию, полученную в предидущей фазе $i-1$ измерения сигнала в ввиде отношения количества n_{i-1}^{+} превышений порога. Тогда шаг *ud* процедуры в следующей фазе определяют согласно выражению

$$s_i = s_0\left(k\left|\frac{2n_{i-1}^{+}}{n}-1\right|^{r}+v\right), \tag{15}$$

где s_0 - значение шага в первой точке развертки,

k - коэффициент адаптации,

r и v - параметры метода.

В настоящей работе сравнивалась эффективность s метода и k-*ud* метода при одинаковых значениях параметров r и v в диапазоне $n\in\{240;250;260;270;280\}$. В результате исследования было установлено, что оба метода по минимальному количеству операций

сравнения сигнала с порогом, удовлетворяющим критериям $\sigma_{f1} \le 0.035$ и $\sigma_{f2} \le 0.035$ при $\sigma_2 \le 0.055$, равноценны.

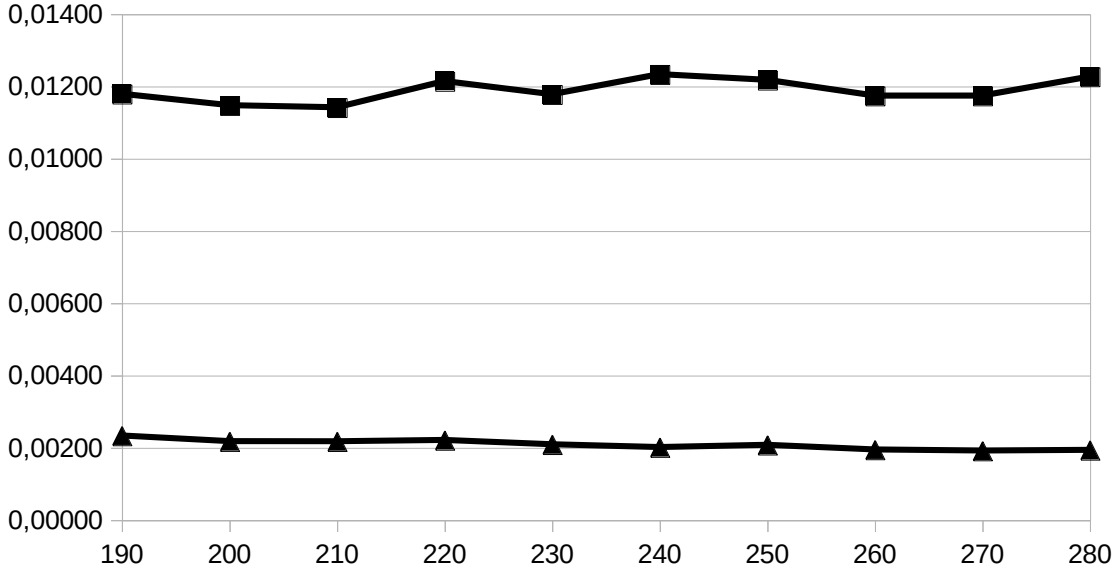


Рис. 4. Зависимость коэффициента искажения формы сигнала $\sigma_{f2}(n)$: при $k = k_{\min}$ кривая обозначена треугольниками; при $k = 498$ - квадратами.

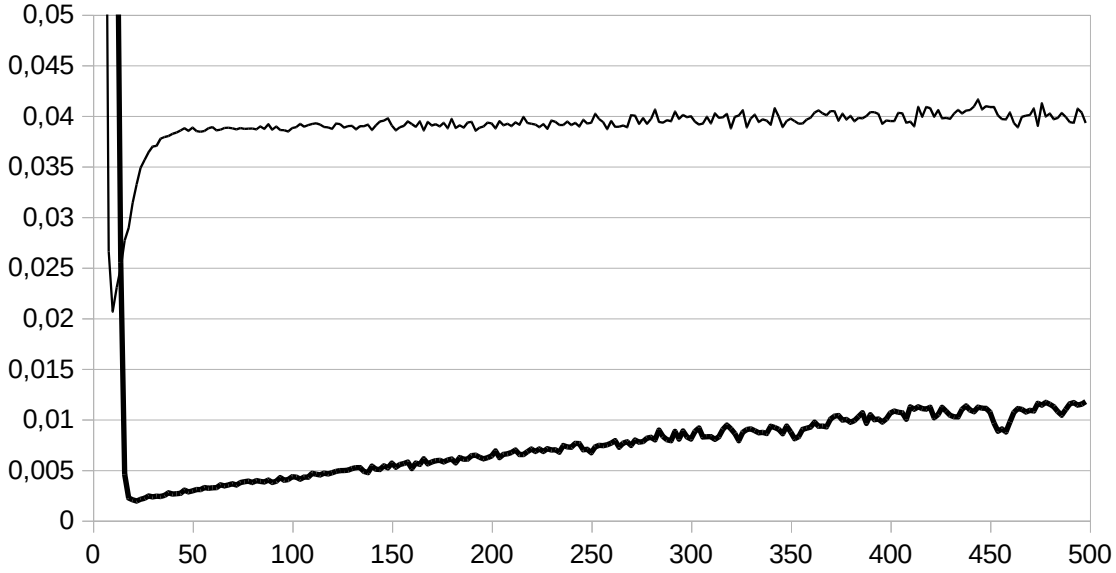


Рис. 5. Зависимость коэффициента искажений сигнала большой амплитуды ($A_1 = 93$) при *s* методе (тонкая кривая) и при *k -ud* методе (жирная кривая). Количество операций сравнения сигнала с порогом $n = 270$.

Следует отметить, что зависимость $\sigma_{f1}(k)$, так же как и при k-*ud* методе от коэффициента k практически не зависит.

Исследование зависимости $\sigma_{f2}(k)$ показало, что k-*ud* метод обеспечивает более точное преобразование сигнала большой амплитуды ($A_1 = 93$) и более широкий диапазон допустимых значений коэффициента k (см. Рис. 5). Последнее является существенным преимуществом при практической реализации метода.

При повторном проектировании подобного устройства, можно дать следующие рекомендации.

Шаг 1. Проектирование при заданных σ_1, σ_2 и c_1 следует начинать с расчета s_0 согласно

$$s_0 = \sqrt{1.5625\sigma_1^2 + 4\sigma_2^2} - 1.25\sigma_1. \tag{16}$$

Шаг 2. При некотором выбранном n и расчитанным s_0 проводят моделирование на проверку выполнения условия

$$0 < c_1 - \sigma_{f1} < \varepsilon, \tag{17}$$

где ε - выбранная точность подбора σ_{f1}.

Шаг 3. Если $\sigma_{f1} > c_1$, то увеличивают n и повторяют шаг 2. Если $\sigma_{f1} < c_1 - \varepsilon$, то уменьшают n и повторяют шаг 2.

Шаг 4. Найденное таким образом n, при котором выполняется условие (17), является минимальным количеством операций сравнений сигнала с порогом.

Шаг 5. При найденом n находят ориентировачное значение k на основе *Свойства 3.* Для этого находят коэффициенты аппроксимирующей прямой падающего участка $\sigma_{f2}(k)$ по методу найменьших квадратов. Данные для аппроксимации получают, проводя моделирование $\sigma_{f2}(k)$ в трех точках $k \in \{0;14;28\}$. Точка пересечения аппроксимирующей прямой падающего участка $\sigma_{f2}(k)$ с осью абсцисс дает ориентировачное значение $k_{appr} \approx k_{\min}$.

Шаг 6. Изменяя k с достаточно малым шагом, путем статистического эксперимента находят минимум зависимости $\sigma_{f2}(k)$. Полученое при этом значение $k_{\min}$ является результатом оптимизации параметра k.

Примечание. Ввиду большого разброса результатов статистического эксперимента по нахождению $\sigma_{f1}(k*)$, количество усреднений m_1 необходимо выбрать достаточно большим. Так, в примере $m_1 = 49$ и $n = 270$ относительная погрешность коэффициента $\sigma_{f1}(k)$ при

доверительном интервале $\pm 3\sigma$ составляло 9%, а при $m_1 = 1225$ относительная погрешность сократилась до 2%.

5. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ k -UD МЕТОДА В РЕЖИМЕ ОБНАРУЖЕНИЯ СЛАБЫХ СИГНАЛОВ.

k -ud метод исследовался в режиме обнаружения слабых сигналов, соблюдая при этом точную регистрацию сигнала большой амплитуды. Если в нашем примере интересоваться только параметрами σ_2 и σ_{f2}, то количество операций сравнения сигнала с порогом можно значительно уменьшить. Так, требования по σ_2 и σ_{f2} выполняются при $n = 40$, $s_0 = 0.0022$ и $k = 240$. Однако σ_{f1} при этом значительно превышает допустимую величину требования точной регистрации сигнала и равно $\sigma_{f1} = 0.25$. На Рис. 6 приведены результаты преобразования сигнала с амплитудой $A_1 = 1$ и с амплитудой $A_1 = 93$ при выше указанных условиях (результат преобразования сигнала большой амплитуды на изображении нормирован). Из Рис. 6 видно, что сигнал малой амплитуды хорошо выделяется на уровне шума, хотя и имеет меньшую амплитуду и некоторую задержку по фазе. Такой режим можно использовать для обнаружения слабых сигналов. При необходимости точной регистрации слабово сигнала следует использовать $n = 272$, $s_0 = 0.00473$ и $k = 30$. На Рис. 7 приведены результаты преобразования слабово сигнала в режиме обнаружения (жирная кривая) и в режиме точной регистрации (тонкая кривая).



Рис. 6. Нормированные результаты преобразования сигнала с амплитудой $A_1 = 1$ (жирная кривая) и $A_1 = 93$ (тонкая кривая) *k -ud* методом при $n = 40$, $s_0 = 0.0022$ и $k = 240$.

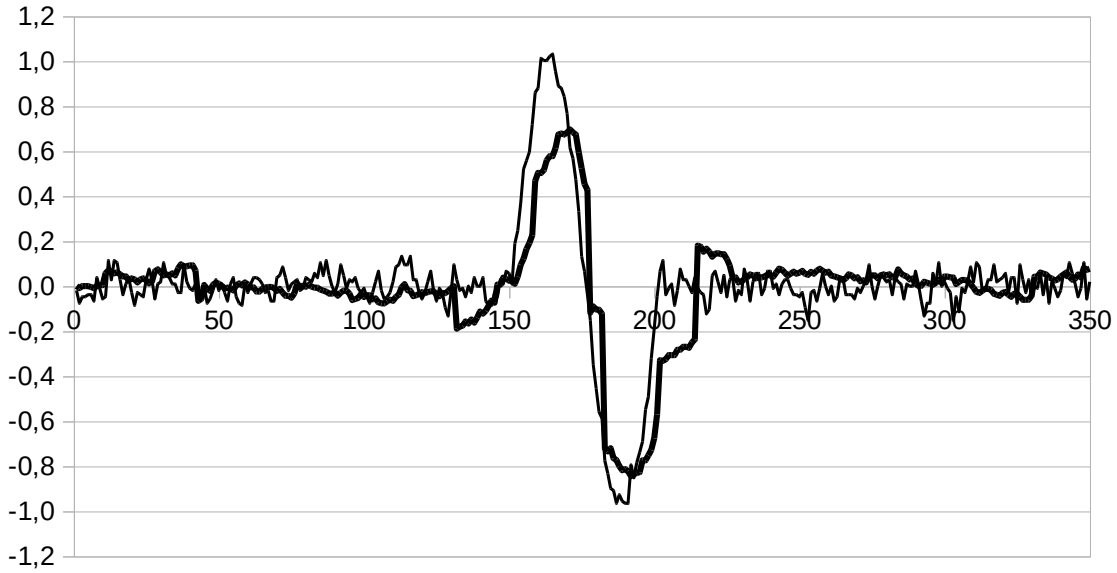


Рис. 7. Результат преобразования слабово сигнала *k -ud* методом в режиме обнаружения ($n = 40$, $s_0 = 0.0022$ и $k = 240$; жирная кривая) и в режиме точной регистрации сигнала ($n = 272$, $s_0 = 0.00473$ и $k = 30$; тонкая кривая).

Выше указанный способ обнаружения сигналов выгодно отличается тем, что в режиме обнаружения и в режиме точной регистрации можно использовать один и тот же алгоритм обработки сигналов. Переключение работы локатора, использующий *k -ud* метод, из одного режима на другой происходит путем переключения параметров n, s_0 и k.

6. ВЫВОДЫ.

1. Проектирование приемного устройства UWB радиолокатора с чувствительностью 15 mkV и динамическим диапазоном 64 dB показало, что в режиме точной регистрации сигнала адаптивный *k -ud* метод, по сравнению с *ud* методом, дает 7,5 кратное увеличение быстродействия радиолокатора.

2. Возможен режим обнаружения слабого сигнала *k -ud* методом, при котором сохраняется заданная чувствительность и динамический диапазон, но уменьшается амплитуда и искажается форма слабого сигнала. Такой режим позволяет увеличить быстродействие радиолокатора по сравнению с режимом точной регистрации сигнала еще 6,8 раз.

3. Разработана эффективная процедура проектирования аналогичного приемного устройства UWB радиолокатора, использующего *k -ud* метод.

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

- № 09.1581 „Equivalent time signal processing and digital image processing in real time systems”, финансируемый Латвийским Научном Советом,
- № 2010/0307/2DP/2.1.1.1.0/10/APIA/VIAA/078 „High sensitivity superwideband radar technology”(LoTe), финансируемый совместно с Европейским Фондом Регионального Развития.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

[1] М. И. Финкельштейн, В. И. Карпухин, В. А. Кутев, В. Н. Метелкин. Подповерхностная радиолокация. М.: Радио и связь, 1994, 216 с.

[2] Карауш А.С., Потемин Р.В., Семенчук В.Е., Лукьянов С.П. Радиолокационная аппаратура для наземного контроля физического состояния подповерхностных сред // Междунар. шк. мол. ученых и специалистов "Физика окруж. среды": Сб. тр. - Томск, 1999. - С.126-130.

[3] Levitas, B., Matuzas, J. UWB radar high resolution ISAR imaging. IEEE Conference Publications, Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, 2004 Second International Workshop, pp. 228 – 230.

[4] A. Lazaro, D. Girbau, and R. Villarino. ANALYSIS OF VITAL SIGNS MONITORING USING AN IR-UWB RADAR. *Progress In Electromagnetics Research, PIER 100, 265{284, 2010*

[5] Akihiro Toya, Nobuo Sasaki, Shinichi Kubota, and Takamaro Kikkawa. Confocal Imaging System Using High-Speed Sampling Circuit and Ultra-Wideband Slot Antenna // Japanese Journal of Applied Physics, 2011, Vol. 50, No. 4, Issue 2, pp. 04DE02-1 - 04DE02-7.

[6]И. Н. Аскерадзе. Джозефсоновские стробоскопические преобразователи (обзор). // Журнал технической физики, 2006, том 76, вып. 4., с. 1-8.

[7] K. Krūmiņš, V. Pētersons, V. Plociņš. Features of Implementation of the Modified „up-and-down” Method // Electronics and Electrical Engineering. Kaunas: Technologija, 2009, No. 5(93), pp. 51-54.

[8] V. Karklin’sh and K. Krumin’sh. Adaptive methods in discrete stroboscopy // Automatic Control and Computer Sciences. Allerton Press, Inc. 2010, Vol. 44, No. 5, pp. 266-271.

[9] K. Krūmiņš, V. Pētersons and V. Plotsiņš. Experimental investigation of noise suppression using the modified up-and-down method // Automatic Control and Computer Sciences. Allerton Press, Inc. 2011, Vol. 45, No. 1, pp. 47-52.

[10] K. Krumin’sh and V. Plotsin’sh. Dynamic ranges of discrete stroboscopic methods. Automatic Control and Computer Sciences. Allerton Press, Inc. 2011, Vol. 45, No. 5, pp. 277-283.

[11] K. Kruminsh and V. Plotsinsh. Signal distortions in comparator pulse gate transformation using the statistical method for a low number of samples // Automatic Control and Computer Sciences. Allerton Press, Inc. 2012, Vol. 46, No. 3, pp. 139-145.

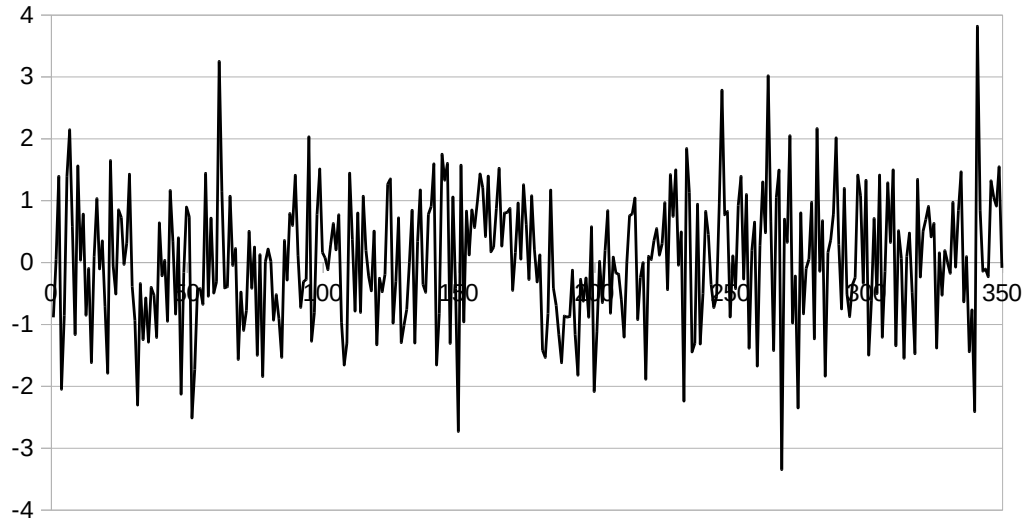
Pielikums 3.

15 mkV radiolokatora signālu atklāšanas metožu efektivitātes izpēte.

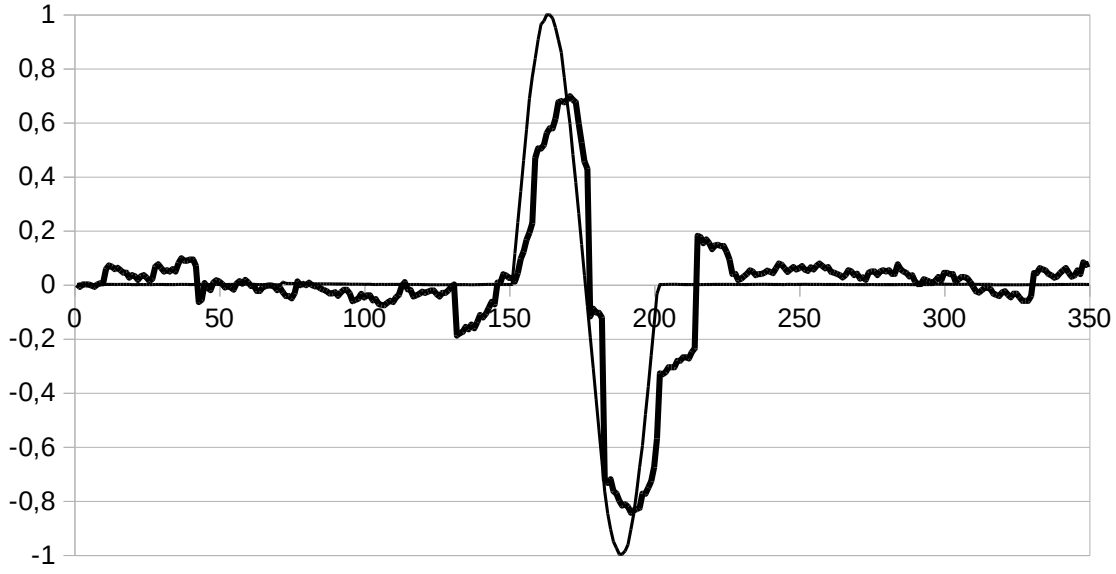
Signālu atklāšana, saglabājot lielas amplitūdas signālu precīzu reģistrāciju.

Lai paaugstinātu radiolokatora darba efektivitāti (ātrdarbību) signālu atklāšanas režīmā ir vēlams, ka signālu atklāšanai būtu iespējams izmantot pēc iespējas mazāku strobu skaitu. Tas ir iespējams uz atklājamā signāla formas pieļaujamo kropļojumu rēķina. Kad signāls ir atklāts, piemēram atklāta neviendabība viendabīgā ceļā segumā, tad, atbilstoši palielinot strobu skaitu, var veikt signāla precīzu reģistrāciju. Signālu pārveidošanas *k-ud* metodes pētījumi parādīja, ka šī metode maza iztvērumu (strobu) skaita apstākļos izvēloties attiecīgus s_0 un k ir efektīvi pielietojama signālu atklāšanai, pie tam saglabājot uzdoto 15 mkV jutību un nekropļotu lielas amplitūdas (25 *mV*) signālu pārveidošanu.

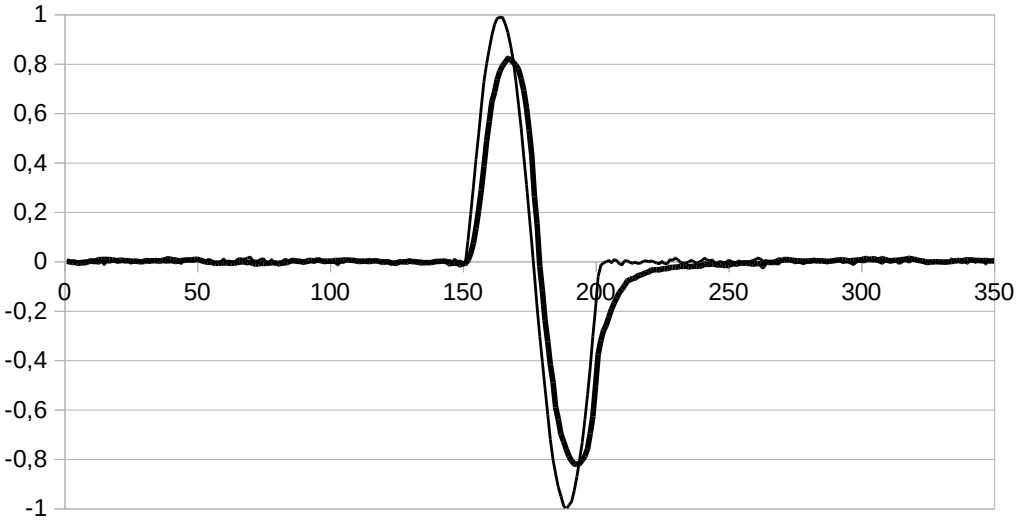
Ilustrācijai Zīm. 1. ir parādīts signāls ar amplitūdu $A_1 = 271\ mkV$, kas maskēts ar troksni, kura vidējā kvadrātiskā novirze arī ir 271 *mkV*. Derīgais signāls atrodas izvērses vidū un praktiski nav redzams. Savukārt šī paša signāla pārveidojuma ar *k-ud* metodi rezultāts signālu atklāšanas režīmā pie strobu skaita $n = 40$ parādīts Zīm. 2. Pārējie šī režīma parametri ir sekojoši: *k-ud* metodes solis $s_0 = 0.0022$; adaptācijas koeficients $k = 240$. Pie tam tiek saglabāta pārveidotāja jutība 15 *mkV*. Salīdzinājumam zīmējumā parādīts arī signāla ar amplitūdu $A_1 = 25\ mV$ normētais pārveidojuma rezultāts pie tā paša strobu skaita un tiem pašiem metodes parametriem s_0 un k. Kā redzam lielas amplitūdas signāls tiek pārveidots kvalitatīvi neskatoties uz ļoti mazo strobu skaitu. Savukārt mazas amplitūdas signāla pārveidojumam ir samazinājusies amplitūda.



Zīm. 1. Ar troksni 271 *mkV* (RMS) maskētais ieejas signāls – monosvārstība ar amplitūdu $A_1 = 271\ mkV$. Signāls atrodas izvērses vidū un praktiski nav redzams.



Zīm. 2. Signāla ar amplitūdu $A_1 = 271\ mkV$, kas bija maskēts ar 271 *mkV* (RMS) troksni pārveidojuma ar *k-ud* metodi rezultāts signālu atklāšanas režīmā (biezā līnija) un signāla ar amplitūdu $A_1 = 25\ mV$ pārveidojuma normētais rezultāts (tievā līnija). Salīdzināšanas ar slieksni operāciju (strobu) skaits abos gadījumos $n = 40$.



Zīm. 3. Signālu atklāšanas režīmā reģistrētais signāls (biezā līnija) pēc 100-kārtīgas viduvēšanas: n=40; $s_0 = 0.0022$; $k = 240$; $m = 100$. Skaidri redzami signāla kropļojumi – signāla formas izmaiņas, amplitūdas samazinājums un aizkave laikā attiecībā pret signālu precīzās pārveidošanas režīmā reģistrēto signālu (biezā līnija) arī pēc 100-kārtīgas viduvēšanas: $n = 272$; $s_0 = 0.00473$; $k = 30$; $m = 100$.

Lai ilustrētu mazas amplitūdas signāla formas kropļojumus Zīm. 3. parādīts atklāšanas režīmā reģistrētais signāls (biezā līnija) pēc 100-kārtīgas viduvēšanas salīdzinājumā ar precīzās pārveidošanas režīmā reģistrēto signālu (tievā līnija) arī pēc 100-kārtīgas viduvēšanas. Metodes koeficienti precīzās

reģistrācijas režīmā: $n = 272$; $s_0 = 0.00473$; $k = 30$. No iegūtā rezultāta redzam, ka signālu atklāšanas režīmā bez ampltūdas tiek kropļota arī harmoniskās monosvārstības forma un parādās aizkave attiecībā pret precīzās pārveidošanas režīmā reģistrēto signālu. Precīzās pārveidošanas režīmā reģistrētajam signālam formas kropļojumi praktiski nav redzami.

Signālu atklāšana, pielietojot papildapstrādi.

Bez augstāk minētās *k-ud* metodes tika pētīta specializētā signālu atklāšanas metode, ko veido "up-and-down" metode kombinācijā ar pārveidojuma rezultāta konvolūciju. Pētījumā pieņemts, ka uztvertais signāls tiek stroboskopiski pārveidots ar „up-and-down" metodi un tālāk veikta tā papildapstrāde, izmantojot konvolūciju ar etalonu.

Pētījuma mērķis bija noteikt minimālo strobēšanas operāciju skaitu $n_{\min}$, rēķinot uz vienu pārveidojamā signāla momentāno vērtību pie uzdotā atklāšanu procenta un uzdotiem pārveidojuma parametriem.

Kā pārveidojamais signāls izmantota sinusa monosvārstība

$$u_{1i} = A_1 \sin \frac{2\pi}{n_T} i \,, \quad i = 1, 2, \ldots, n_T \,, \tag{1}$$

kur A_1 ir signāla amplitūda, bet n_T - reģistrējamo momentāno vērtību skaits, rēķinot uz signāla periodu T. Pārveidojums veikts pie izvērses garuma (punktu skaita) $N_{izv} = 1024$, maināma „up-and-down" metodes soļa s un maināmas n_T vērtības.

Modelēšanas procesā signālam (1) tiek piesummēts normāli sadalīts aditīvais troksnis ar vidējo kvadrātisko novirzi σ_1. Signāls var atrasties jebkurā izvērses vietā. Signālam u_2 tiek veikta konvolūcijas operācija ar etalona signālu (1):

$$u_3 = conv\,(u_2\,, u_1)\,. \tag{2}$$

Atklāšanas procesā signāla maksimālā vērtība $u_{3\max}$ vienas izvērses ietvaros tika salīdzināta ar trokšņu celiņa iespējamo lielāko vērtību $u_{n\max}$. Lai noteiktu pēdējo, izmanto $A_1 = 0$. Tad . j izvērsēm atrod maksimālās signāla u_3 vērtības $u_{n\,j}$; no šīs kopas izvēlas maksimālo vērtību:

$$u_{n\max} = \max(u_{n\,j})\,. \tag{3}$$

Signāls tiek uzskatīts par atklātu, ja

$$u_{3\max} > u_{n\max}\,. \tag{4}$$

Modelēšanas eksperimentos $u_{n\max}$ tika noteikta pie $j = 50000$. Arī atklāšanas procenta noteikšanai operācija (4) tika atkārtota 50000 izvērsēm. Signāla (1) amplitūda izvēlēta $A_1 = \sigma_1$; arī s vērtības mērītas σ_1 vienībās.

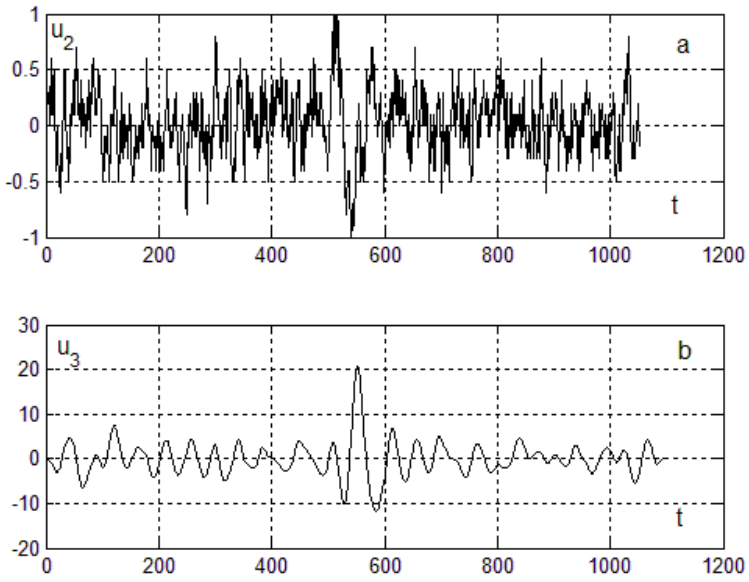
Tabula.1 Operāciju skaits $n_{\min}$ pie uzdotiem atklāšanas procentiem.

s	$n_{\min}$					
	$n_T = 25$			$n_T = 50$		
	99 %	99.9%	100%	99%	99.9%	100%
0.005	13	14	17	8	9	10
0.01	11	12	15	6	7	8
0.02	10	12	15	6	7	7
0.05	10	12	15	5	5	7
0.1	10	11	14	5	6	7

Atklāšanas procents tika noteikts dažādām parametru s un n_T kombinācijām. Modelēšanas rezultāti apkopoti tabulā, kurā ir redzams minimāli nepieciešamais strobēšanas operāciju skaits $n_{\min}$, rēķinot uz vienu momentāno vērtību pie uzdotiem signāla atklāšanas procentiem. Kā jau varēja

sagaidīt, pie $n_T = 50$ šie skaitļi ir $1.5 \div 2$ reizes mazāki nekā pie $n_T = 25$. Bez tam redzams, ka tie samazinās pieaugot s vērtībai.

Zīm.1. ir parādīts tipisks signālu u_2 un u_3 izskats pie vienas parametru s, n_T un $n_{\min}$ kombinācijas. Redzams, ka konvolūcijas operācija nodrošina pietiekoši lielu signāla/trokšņa attiecību, lai signāla atklāšanai varētu izmantot nosacījumu (4).



1.zīm. Signālu atklāšanas režīmā iegūtie signāli: a – ar "up-and-down" metodi pārveidotais signāls u_2; b – ar konvolūcijas papildapstrādi iegūtais signāls u_3; Metodes parametri:

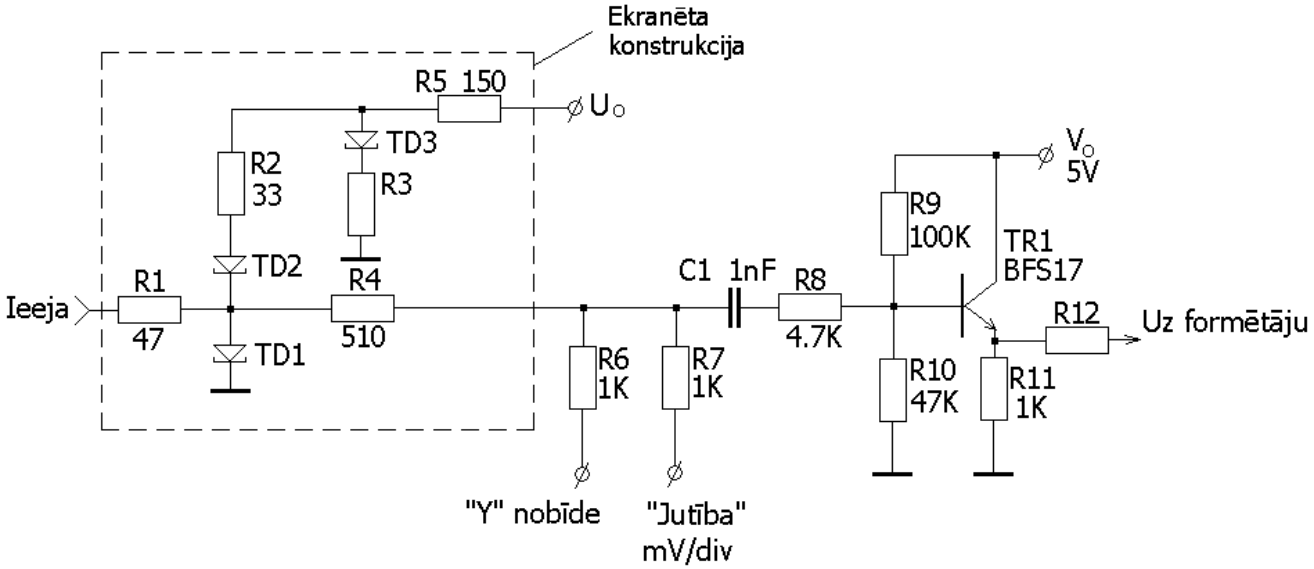
$$s = 0.1, n_T = 50, n_{\min} = 5.$$

Pielikums 4.

Strobējamo balansa komparatoru stāvokļa nolasīšanas ķēdes ietekmes uz komparatora dinamiku izpēte un balansa komparatora SBK2 tuneļdiožu optimālās asimetrijas noteikšana.

Strobējamo balansa komparatoru stāvokļa nolasīšanas ķēdes ietekmes uz komparatora dinamiku izpēte.

Strobējamiem balansa komparatoriem, kas būvēti uz tuneļdiožu bāzes, komparatora stāvokļa nolasīšana pēc strobsignāla iedarbības notiek nolasot sprieguma vērtību uz tuneļdiodes TD1, kuras katods ir savienots ar "zemi" (sk. Zīm.1). Lai pēc iespējas mazāk šuntētu pārveidojamā ieejas signāla ķēdi (R1), kas arī pieslēgta tuneļdiodes TD1 anodam kā arī pašu TD1, nolasīšanas ķēdes pretestība R35 būtu vēlama pēc iespējas lielāka. Arī no trokšņu, kas iedarbojas uz TD1 anodu no mezgliem "Y"-nobīde un "Jutība", kā arī no tranzistora BC847 bāzes trokšņa ietekmes viedokļa, pretestība R4 būtu vēlama pēc iespējas lielāka. Savukārt lai savstarpējās ietekmes ziņā padarītu pēc iespējas neatkarīgākas ķēdes "Y"-nobīde un "Jutība", pretestība R4 ir vēlama pēc iespējas mazāka. Tās ir savstarpēji pretrunīgas prasības. Kā kompromisa variants dotajā pārveidotāja galvas elektriskajā shēmā pretestība R4 tika izvēlēta vienāda ar R4 = 510 Om.



Zīm. 1. Strobējamā balansa komparatora un tā stāvokļa nolasīšanas elektriskā shēma.

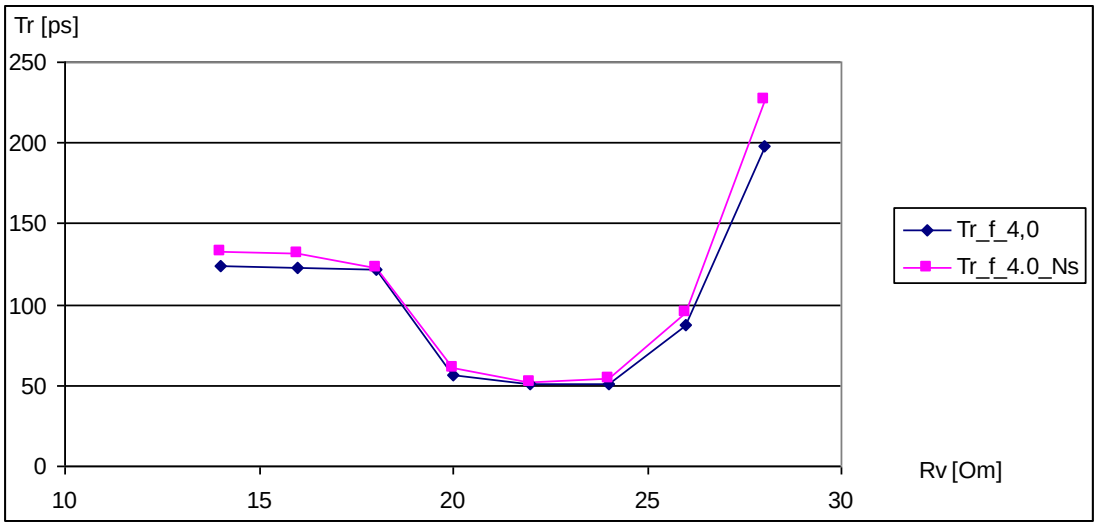
Lai mazinātu elektromagnētisko trokšņu ietekmi uz komparatora darbību rezistors R4 kopā ar visu komparatora elektrisko shēmu atrodas ekranētā konstrukcijā. Līdz ar to rezistors R4, kas ir ievietots pārveidotāja galvas mehāniskās konstrukcijas urbumā attiecībā pret ekrānu veido šuntējošu kapacitāti (šīs kapacitātes lielums C*=2,8 pF tika noteikts eksperimentāli). Sakarā ar to tika veikts komparatora nolasīšanas ķēdes parazītiskās kapacitātes ietekmes uz komparatora dinamiku pētījums. Par cik rezistora R4 parazītiskā kapacitāte ir izkliedēta, tad modelējot tās ietekmi izkliedētā kapacitāte C* tika aizstāta ar ķēdi no pieciem RC posmiem, kur katra posma kapacitāte bija C=0,467 pF un pretestība R=102 Om.

Šādos apstākļos tika uzņemta pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika Tr atkarība no pretestības Rv=R5 strobsignāla ķēdē lieluma. Iegūtie skaitliskie rezultāti pozitīvam un negatīvam testsignālam parādīti tabulā Tab.1 kā arī attēloti grafiski Zīm. 2. Pārējie modelēšanas nosacījumi: Ip1=8,1 mA; Ip2=10 mA; Ip3=20 mA; palaišanas impulsa Uo frontes garums To=4 ns; tuneļdiožu TD1 un TD2 parazītiskās kapacitātes C1=C2=0,8 pF; tuneļdiodes TD3 parazītiska kapacitāte C3=1 pF; visu tuneļdiožu parazītiskās induktivitātes Ls=0,3 nH; Ra=R3=3 Om; testsignāla amplitūda Ui=5

mV. No iegūtiem rezultātiem redzams, ka pārejas raksturlīknes kāpuma laiks kā pozitīvam tā negatīvam testsignālam atšķiras visai maz un ir praktiski nemainīgs visai plašā pretestības Rv diapazonā (Rv=20 ... 24 Om) un pats galvenais – nepārsniedz projektā uzdoto maksimālo vērtību Tr=100 ps.

Tab. 1.

Rv	Tr_f_4,0	Tr_f_4.0_Ns
14	124.4	133
16	122.4	131.3
18	121.6	123.1
20	56	61.1
22	50.6	52.5
24	51.4	54.2
26	87.4	95.4
28	197.9	226.7



Zīm. 2. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika Tr atkarība no pretestības Rv strobsignāla ķēdē, ņemot vērā komparatora stāvokļa nolasīšanas ķēdes rezistora R4 parazītiskās kapacitātes C* ietekmi.

Secinājums: Ar komparatora stāvokļa nolasīšanas ķēdes parazītiskās kapacitātes C* ietekmi var praktiski nerēķināties, jo iegūtais pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiks optimālajā režīmā (Rv=20...24 Om) ir Tr=50 ps un tas ir ievērojami mazāks par projektā pieļaujamo kāpuma laiku Tr=100 ps.

Balansa komparatora SBK2 tuneļdiožu optimālās asimetrijas noteikšana.

Ir jāatrod tāda TD1 un TD2 pīķa strāvu asimetrija, pie kuras pārveidotāja "nulles" līnija ir pēc iespējas tuvāka īstajai nullei.

Pētījuma nosacījumi: Ip2=10 mA; Ip3=20 mA; C1=C2=0,8 Pf; C3=1 pF; visām tuneļdiodēm Ls =0,3 nH; Ra=3 Om; Ro=360 Om; Re=510 Om; Rnk=360 Om; līdzstrāva caur strobējošo tuneļdiodi Io=5,5 mA; kapacitāte palaišanas impulsa ķēdē Co=100 pF; palaišanas impulsa frontes garums 4 ns.

Eksperimenta gaita: Tuneļdiodes TD1 pīķa strāva Ip1 tiek mainīta no Ip1=Ip2=10 mA uz leju un meklēta tāda Ip1 vērtība pie kuras "nulles" līnija ir maksimāli tuva īstajai nullei.

Pie Ip1=10 mA pārveidotāja "nulles" līnijas skaitliskās vērtības pie dažādiem Uko spriegumiem parādītas Tab. 2. El nozīmē pārveidotāja "nulles" līnijas sprieguma vērtību kad pārveidotāja ieejā pieslēgts signāla avots ar bezgalīgu iekšējo pretestību (piemēram, dipola antena). Em nozīmē pārveidotāja "nulles" līnijas sprieguma vērtību kad pārveidotāja ieejā pieslēgts signāla avots ar iekšējo pretestību Ri=50 Om (salāgota slodze). Eo nozīmē pārveidotāja "nulles" līnijas sprieguma vērtību kad pārveidotāja ieejā pieslēgts signāla avots ar iekšējo pretestību Ri=0 (piemēram, cilpveida antena). No iegūtiem rezultātiem redzams, ka visos gadījumos pārveidotāja "nulles" līnija atrodas stipri virs

patiesās nulles. Tā, piemēram pie Ri=0 pārveidotāja “nulles” līnija ir ar sprieguma vērtību Eo=2,157 V.

Tab. 2.

Uko	El	Em	E0
-1	1.932	2.133	2.157
-1.13	2.098	2.229	2.157
-1.5	2.569	2.502	2.157

Nākošajā eksperimentā tika izvēlēta pīķa strāvu asimetrija Ip1/Ip2=0,8. Iegūtie skaitliskie rezultāti parādīti Tab. 3.

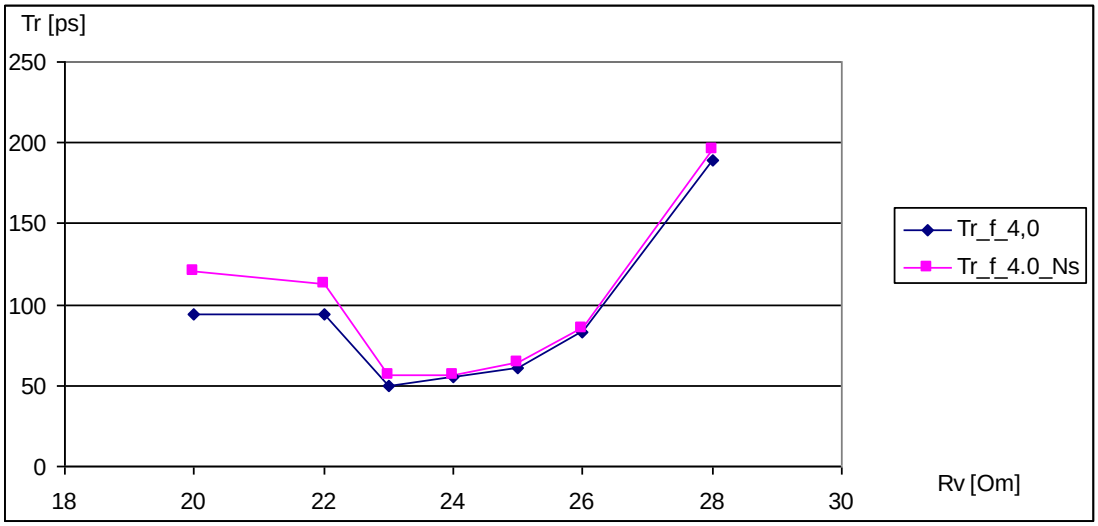
Tab. 3.

Uko	El	Em	E0
-1	1.288	1.315	1.312
-1.13	1.454	1.411	1.312
-1.25	1.607	1.5	1,31

No iegūtiem rezultātiem redzam, ka pie visām signāla avota iekšējām pretestībām pārveidotāja “nulles” līnijas spriegums ir būtiski samazinājies. Tā, piemēram, pie Ri=0,0 Om pārveidotāja “nulles” līnija ir ar sprieguma vērtību 1,31 V. Tātad samazinot TD1 pīķa strāvu no 10 mA uz 8 mA “nulles” līnijas spriegums ir samazinājies 1,64 reizes.
Nākošajā eksperimentā tika izvēlēta pīķa strāvu asimetrija Ip1/Ip2=0,7 un tika iegūta vēl mazāka pārveidotāja “nulles” līnijas nobīde Eo=0,8 V.
Lai pārliecinātos kādu iespaidu Ip1 samazināšana līdz 7 mA ir atstājusi uz komparatora dinamiku, tika uzņemta stroboskopiskā pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no Rv. Iegūtie skaitliskie rezultāti parādīti Tab. 4. bet grafiski – Zīm. 3. Ar kvadrātiem apzīmēta līkne kas atbilst negatīvam testsignālam, ar rombiem – pozitīvam.

Tab. 4.

Rv	Tr_f_4,0	Tr_f_4.0_Ns
20	93.6	120.1
22	93.6	113.1
23	50.3	55.9
24	55	56.2
25	60.9	64.7
26	83.4	85.7
28	188.7	196.2

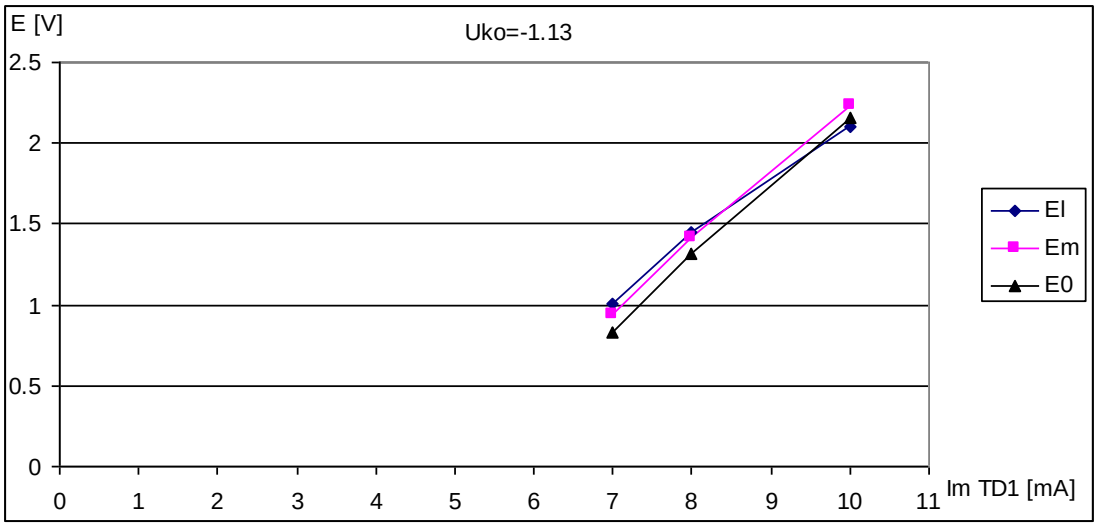


Zīm. 3. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no Rv pie tuneļdiožu asimetrijas Ip1/Ip2=0,7. Ar kvadrātiem apzīmēta līkne kas atbilst negatīvam testsignālam, ar rombiem – pozitīvam.

Kā redzams no iegūtajiem rezultātiem pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiks (50 ps) optimālajā režīmā ir ievērojami mazāks par projektā pieļaujamo (100 ps). Tātad tuneļdiožu asimetrija komparatora dinamiku nav būtiski pasliktinājusi. Līdz ar to tuneļdiožu asimetriju var palielināt vēl vairāk lai pārveidotāja "nulles" līnija būtu tuvāka patiesai nullei.
Lai prognozētu vēlamo tuneļdiožu asimetriju iegūtie "nulles" līnijas rezultāti (sk. Tab. 5) tika attēloti grafiski Zīm. 4.

Tab.5.

Ip	El	Em	E0
7	1.007	0.938	0.825
8	1.454	1.411	1.312
10	2.098	2.229	2.157



Zīm. 4. Pārveidotāja "nulles" līnijas sprieguma atkarība no tuneļdiožu asimetrijas (TD1 pīķa strāvas atliktas uz abscisu ass). Ri=0,0 Om - līnija apzīmēta ar trijstūriem; Ri=50,0 Om - līnija apzīmēta ar kvadrātiem; Ri=bezgalība - līnija apzīmēta ar rombiem.

No iegūtā attēla redzam, ka prognozējamā optimāla tuneļdiožu asimetrija varētu būt Ip1/Ip2=0,6. Pie šādas asimetrijas tad arī tika veikts nākošais eksperiments. Iegūtie rezultāti attēloti Tab. 6.

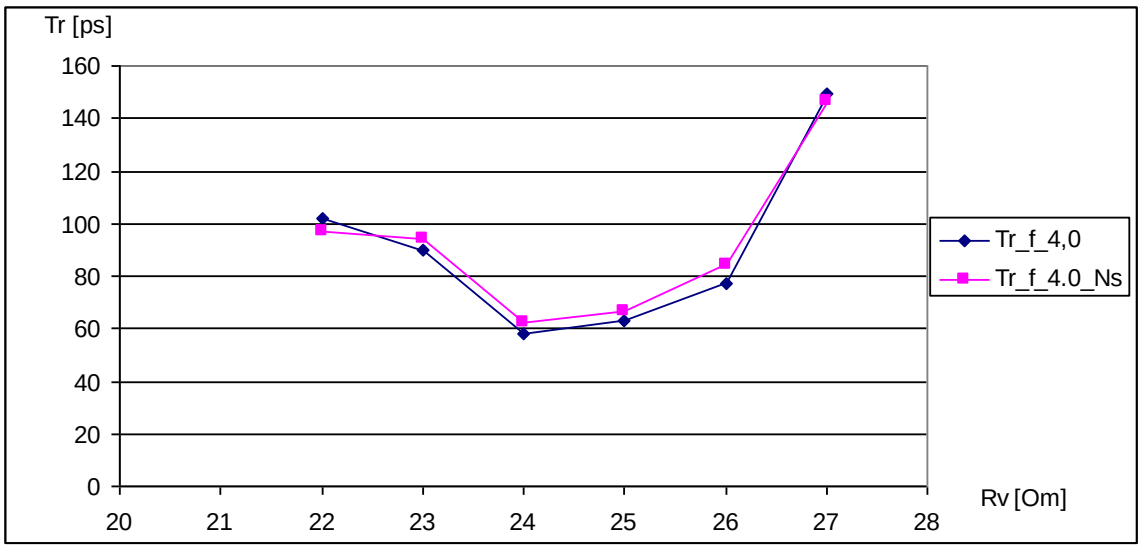
Tab. 6.

Uko	El	Em	E0
-0.95	0.373	0.388	0.395
-1	0.437	0.425	0.395
-1.13	0.602	0.521	0.395
-1.25	0.755	0.61	0.395

No iegūtiem rezultātiem redzam ka esam vēl vairāk pietuvojušies patiesai nulles vērtībai. Taču atkal ir jāpārbauda, kas notiek ar pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiku. Kāpuma laika atkarība Tr(Rv) skaitliski dota Tab. 7., bet grafiski – Zīm. 5.

Tab. 7.

Rv	Tr_f_4,0	Tr_f_4.0_Ns
22	102.2	96.9
23	90.1	94.3
24	58.3	62
25	63	66.2
26	77.2	84.6
27	149.5	146.5



Zīm. 5. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no Rv pie tuneļdiožu asimetrijas Ip1/Ip2=0,6 pozitīvam (līkne apzīmēta ar rombiem) un negatīvam (līkne apzīmēta ar kvadrātiem) testsignālam.

Kā redzam optimālajā režīmā (Rv=24 Om) pārejas raksturlīknes kāpuma laiks ir nedaudz palielinājies salīdzinot ar iepriekšējo asimetrijas gadījumu, taču joprojām tas ir mazāks par pieļaujamo (100 ps). Līdz ar to šāda pīķa strāvu asimetrija joprojām ir pieļaujama. Tā kā iegūtā "nulles" līnija (Eo=0,4 V) joprojām nedaudz atšķiras no patiesās nulles tad nākošajā eksperimentā tuneļdiožu asimetrija tika palielināta vēl vairāk: Ip1/Ip2=0,5. Iegūtie skaitliskie rezultāti parādīti Tab. 8.

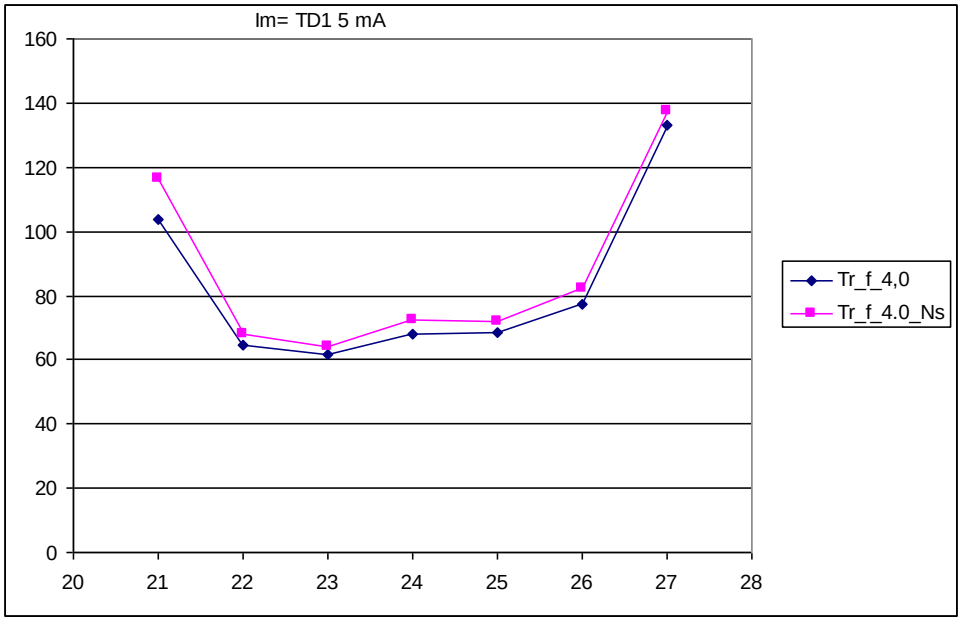
Tab. 8.

Uko	El	Em	E0
-0.9	-0.24	-0.232	-0.225
-0.95	-0.177	-0.195	-0.225
-1	-0.113	-0.158	-0.225
-1.13	0.053	-0.062	-0.225

Pie šādas asimetrijas tika uzņemta pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no Rv. Skaitliskie rezultāti parādīti Tab. 9m, bet grafiski – Zīm. 6.

Tab. 9.

Rv	Tr_f_4,0	Tr_f_4.0_Ns
21	103.8	116.6
22	64.8	67.9
23	61.8	64
24	67.8	72.6
25	68.6	72
26	77.2	82.1
27	133.2	137.4

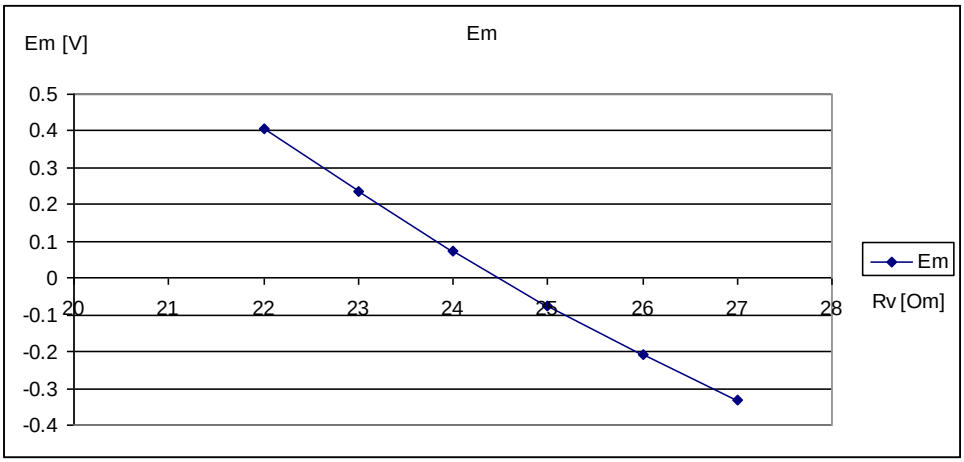


Zīm. 7. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no Rv pie tuneļdiožu asimetrijas Ip1/Ip2=0,5 pozitīvam (līkne apzīmēta ar rombiem) un negatīvam (līkne apzīmēta ar kvadrātiem) testsignālam.

Kā redzam, pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika pieaugums arī pie šādas tuneļdiožu asimetrijas ir pieņemams, taču pārveidotāja "nulles" līnija jau ir ar negatīvu vērtību (Sk. Tab. 8. Eo=-0,225 V). Tātad ir notikusi "nulles" līnijas pārkompensācija un asimetrija ir par stipru.
Augstāk minētie eksperimenti parādīja arī sekojošo: pārveidotāja "nulles" līnija ir atkarīga ne tikai no tuneļdiožu pīķa strāvu asimetrijas, bet arī no pretestības Rv strobsignāla ķēdē. Šai sakarā tika veikts eksperiments, lai noskaidrotu pārveidotāja "nulles" līnijas atkarību no Rv pie asimetrijas Ip1/Ip2=0,6. Iegūtie skaitliskie rezultāti parādīti Tab. 10., bet grafiski – Zīm. 8.

Tab. 10.

Rv	Em
22	0.4059
23	0.2362
24	0.0722
25	-0.075
26	-0.209
27	-0.3297



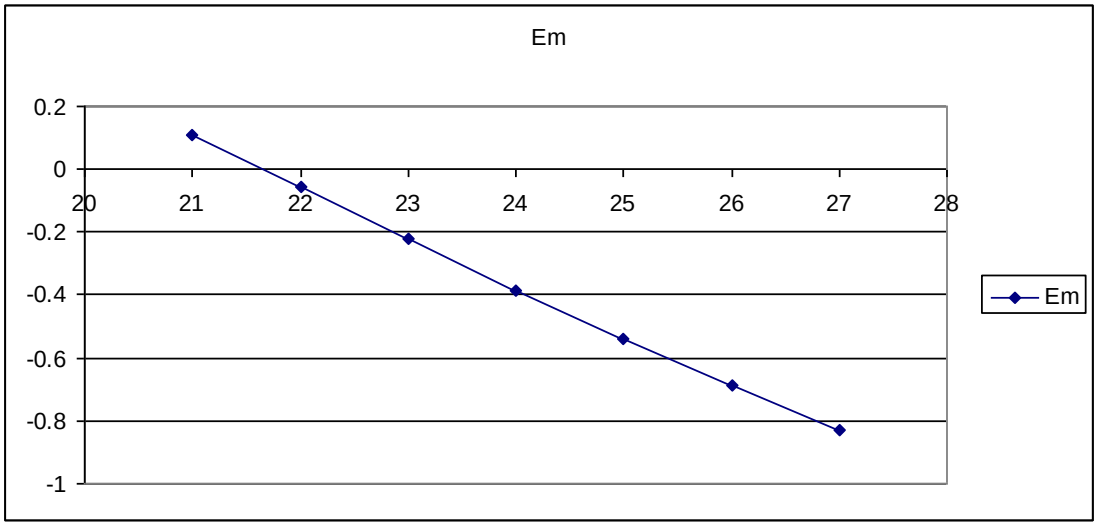
Zīm. 8. Pārveidotāja "nulles" līnijas atkarība no pretestības Rv strobsignāla ķēdē pie tuneļdiožu pīķa strāvu asimetrijas Ip1/Ip2=0,6.

No iegūtā rezultāta redzam, ka pie Rv=24,5 Om tiktu panākta praktiski ideāla "nulles" līnijas nobīdes kompensācija.
Līdzīgs eksperiments tika veikts arī pie asimetrijas Ip1/Ip2=0,5. Iegūtie rezultāti parādīti Tab. 11. un Zīm. 9.

Tab. 11.

Rv	Em
21	0.1099
22	-0.055
23	-0.2228
24	-0.3869
25	-0.5387
26	-0.6844
27	-0.8273

Kā redzams no Zīm. 9. arī pie šādas asimetrijas un Rv=21,7 Om ir iespējama praktiski ideāla "nulles" līnijas sakritība ar patieso nulli. Savukārt no citiem eksperimentiem, kas veikti šā projekta ietvaros ir zināms, ka jo lielāka ir Rv vērtība, jo mazāka ir parazītisko induktivitāšu Ls ietekme uz komparatora dinamiku. Par to liecina arī straujais kāpuma laika pieaugums 5 mA tuneļdiodes gadījumā pretestībai Rv samazinoties no 22 Om uz 21 Om, kur pārejas raksturlīknes kāpuma laiks pozitīvam testsignālam pieaug no 64,8 ps līdz 103,8 ps un negatīvam testsignālam no 67,9 ps līdz 116,6 ps. Tāpēc tālākajos eksperimentos lietosim tuneļdiožu asimetriju Ip1/Ip2=0,6 pie Rv=24...25 Om.



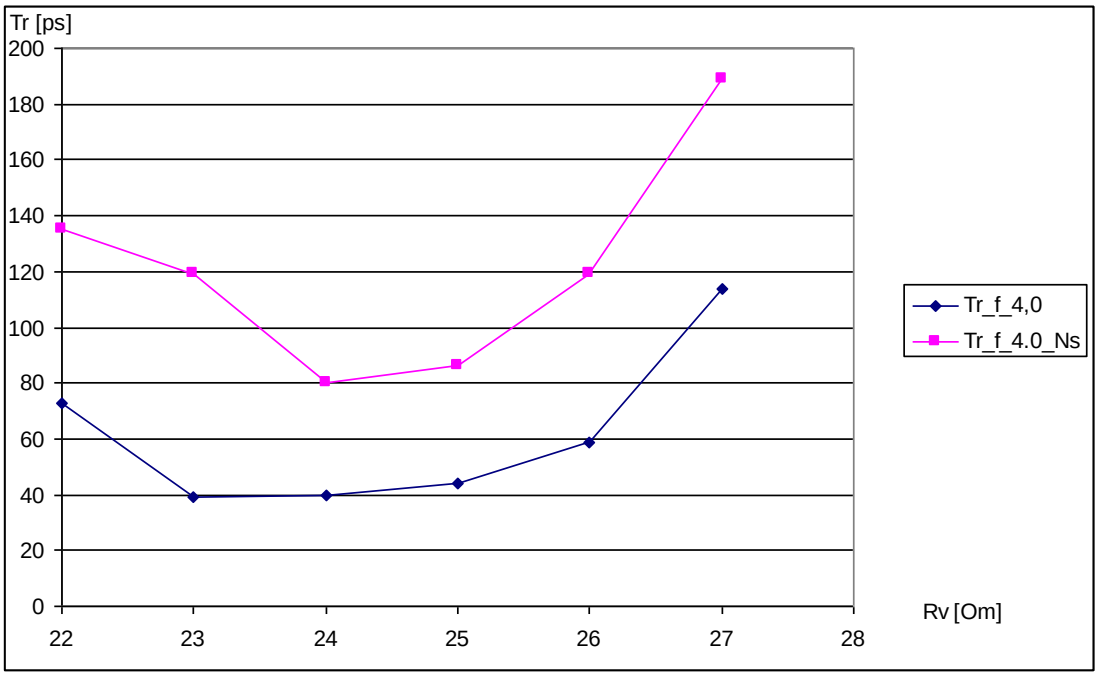
Zīm. 9. Pārveidotāja "nulles" līnijas atkarība no pretestības Rv strobsignāla ķēdē pie tuneļdiožu pīķa strāvu asimetrijasIp1/Ip2=0,5.

Visos augstāk minētajos eksperimentos kā strobējošā lietota tuneļdiode ar pīķa strāvu Ip=20 mA, kas pie asimetrijas Ip1/Ip2=0,6 un praktiski ideālas "nulles" līnijas kompensācijas (Rv=24...25 Om) testsignālam ar amplitūdu 2,5 mV (mērot to pārveidotāja ieejā) nodrošina pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiku 68 ps un 72 ps attiecīgi pozitīvam un negatīvam testsignālam. Augstāk minētajos pētījumos testsignāla amplitūda tika izvēlēta tik maza lai optimālās asimetrijas meklējumos atbrīvotos no kāpuma laika kļūdām, ko papildus tuneļdiožu inercei ienes nelineārie kropļojumi. Lai pārliecinātos par pārveidotāja dinamiku arī pie lielas testsignāla amplitūdas tika veikts pārveidotāja dinamikas pētījums pie augstāk minētās asimetrijas (Ip1=6 mA; Ip2=10 mA) un maksimālās testsignāla amplitūdas pārveidotāja ieejā Ui=25 mV.

Komparatora dinamikas pētījums asimetrisku tuneļdiožu un liela signāla (Ui=25 mV) gadījumā.
Pētījuma nosacījumi: Ip1=6 mA; Ip2=10 mA; Ip3=20 mA; C1=C2=0,8 pF; C3=1 pF; visām tuneļdiodēm Ls =0,3 nH; Ra=3 Om; Ro=360 Om; Re=510 Om; Rnk=360 Om; līdzstrāva caur strobējošo tuneļdiodi Io=5,35 mA; kapacitāte palaišanas impulsa ķēdē Co=100 pF; palaišanas impulsa frontes garums 4 ns; Ui=25 mV.
Lai komparatora ieejā būtu signāls ar amplitūdu 25 mV tad, ņemot vērā sprieguma kritumu uz signāla avota iekšējās pretestības Ri=50 Om, ekvivalentā sprieguma lielumam modelī ir jābūt divas reizes lielākam, t.i. 50 mV, jo ieejā veidojas sprieguma dalītājs starp Ri un Ru.
Iegūtie rezultāti parādīti Tab. 12. un Zīm. 10.

Tab. 12.

Rv	Tr_f_4,0	Tr_f_4.0_Ns
22	73	135
23	39	119
24	40	80
25	44	86
26	59	119
27	114	189



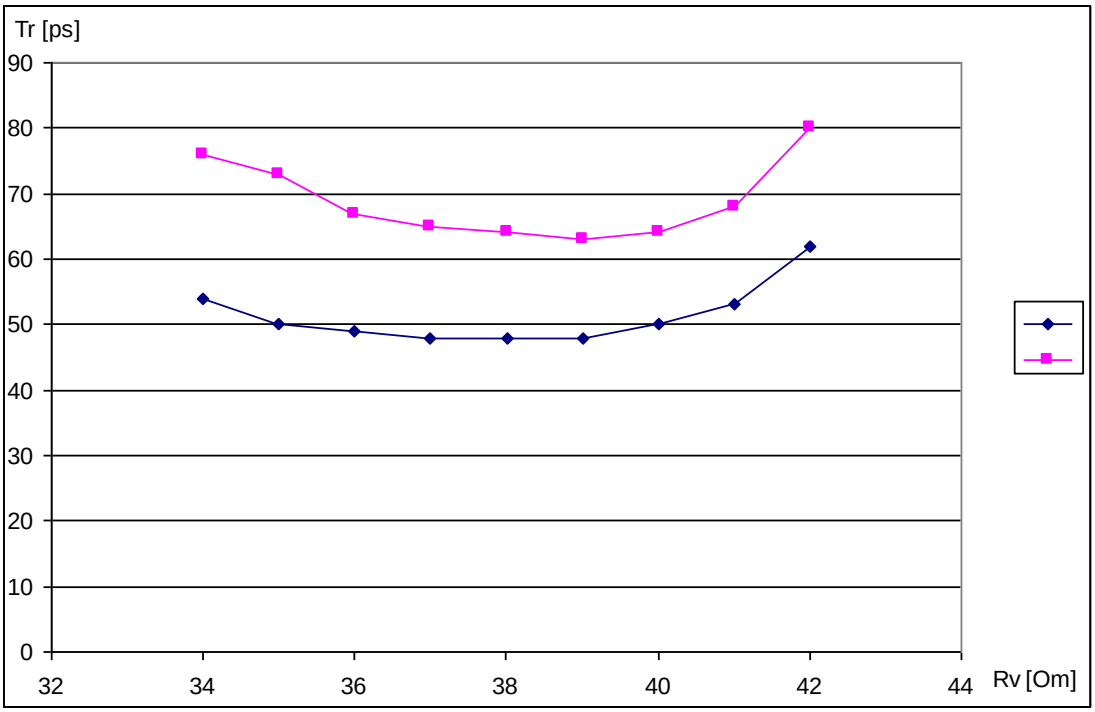
Zīm. 10. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no Rv liela testsignāla (25 mV) gadījumā pozitīvam (līkne apzīmēta ar rombiem) un negatīvam (līkne apzīmēta ar kvadrātiem) testsignālam 20 mA strobējošās tuneļdiodes gadījumā.

No iegūtajiem rezultātiem redzam, ka optimālajā režīmā (Rv=24 Om) pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiks testsignālam ar amplitūdu 25 mV attiecīgi pozitīva un negatīva testsignāla gadījumā ir 40 ps un 80 ps (kāpuma laiku starpība 40 ps). Tāpēc tika veikts nākošais pētījums vai šīs kāpuma laiku atšķirības nevar samazināt pielietojot jaudīgāku strobējošo tuneļdiodi ar pīķa strāvu Ip=50 mA.
Pētījuma nosacījumi: Ip1=6 mA; Ip2=10 mA; Ip3=50 mA; C1=C2=0,8 pF; C3=1 pF; visām tuneļdiodēm Ls =0,3 nH; Ra=3 Om; Ro=360 Om; Re=510 Om; Rnk=360 Om; līdzstrāva caur strobējošo tuneļdiodi Io=6,8 mA; kapacitāte palaišanas impulsa ķēdē Co=100 pF; palaišanas impulsa frontes garums 4 ns; Ui=25 mV. Eksperimenta rezultātā tika noskaidrots, ka šādā gadījumā nepieciešama palaišanas impulsa amplitūda Uo=6 V. Savukārt komparatora dinamikas pētījuma

rezultāti pie augstāk minētajiem nosacījumiem parādīti Tab. 13. un Zīm. 11. No iegūtajiem rezultātiem redzams, ka pie optimālās Rv vērtības kāpuma laiks pozitīvam testsignālam ir 48 ps un negatīvam 63 ps (starpība 15 ps). Tātad pielietojot jaudīgāku strobējošo tuneļdiodi pārejas raksturlīknes kāpuma laiku starpība salīdzinājumā ar 20 mA strobējošo tuneļdiodi ir samazinājusies 2,66 reizes, kas ir būtisks pārveidotāja metroloģisko īpašību uzlabojums.

Tab. 13.

Rv	Tr_f_4,0	Tr_f_4.0_Ns
34	54	76
35	50	73
36	49	67
37	48	65
38	48	64
39	48	63
40	50	64
41	53	68
42	62	80

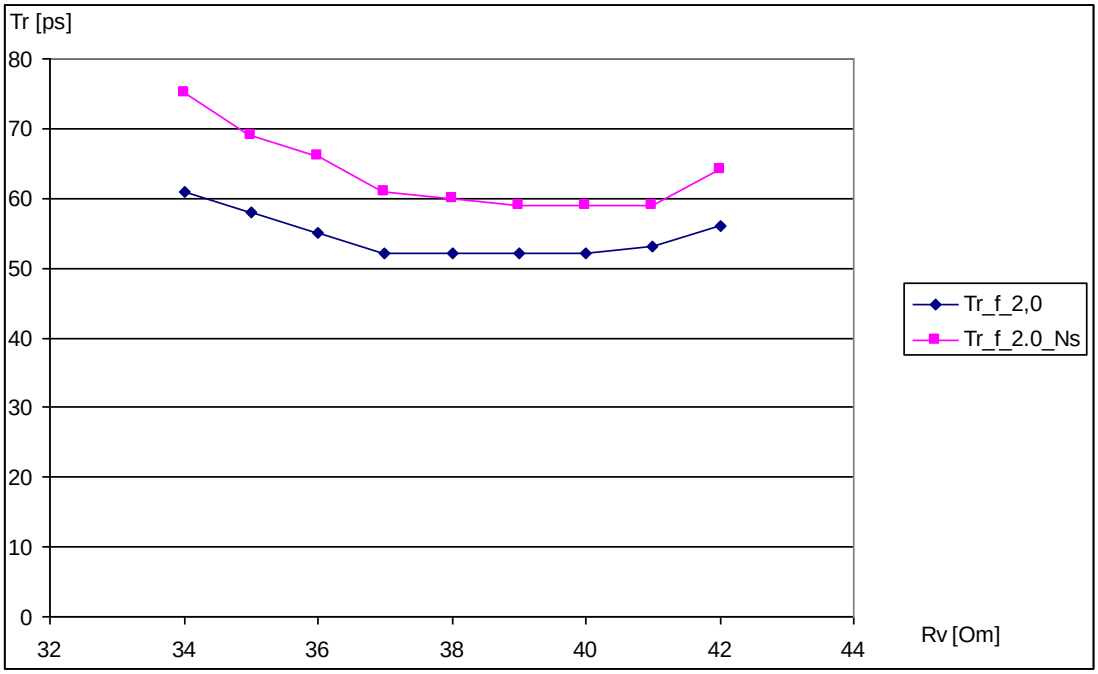


Zīm. 11. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no Rv liela testsignāla (25 mV) gadījumā pozitīvam (līkne apzīmēta ar rombiem) un negatīvam (līkne apzīmēta ar kvadrātiem) testsignālam 50 mA strobējošās tuneļdiodes gadījumā. Kapacitāte palaišanas impulsa ķēdē Co=100 pF.

Lai varētu pielietot 50 mA strobējošo tuneļdiodi pie palaišanas impulsa frontes garuma 4 ns bija nepieciešama palaišanas impulsa amplitūda Uo=6 V, kas ir tehniski neērti, jo tad nav pielietojamas TTL mikroshēmas, kas nodrošina maksimālo amplitūdu aptuveni līdz 4,9 V. Šai skarā tika veikts nākošais eksperiments pielietojot ātrāku palaišanas impulsa fronti To=2 ns. Tika iegūts ka tādā gadījumā palaišanas impulsa nepieciešamā amplitūda ir Uo= 4,58 V kas ir pilnīgi pieņemami TTL shēmu gadījumā. Savukārt pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no Rv parādīta Tab. 14. un Zīm. 12. No iegūtiem rezultātiem redzams, ka kāpuma laiku atšķirības pozitīvam un negatīvam testsignālam ir vēl vairāk samazinājušās. Optimālajā Rv vērtību diapazonā (Rv=39-40 Om) kāpuma laiku starpība ir tikai 7 ps.

Tab.14.

Rv	Tr_f_2,0	Tr_f_2.0_Ns
34	61	75
35	58	69
36	55	66
37	52	61
38	52	60
39	52	59
40	52	59
41	53	59
42	56	64

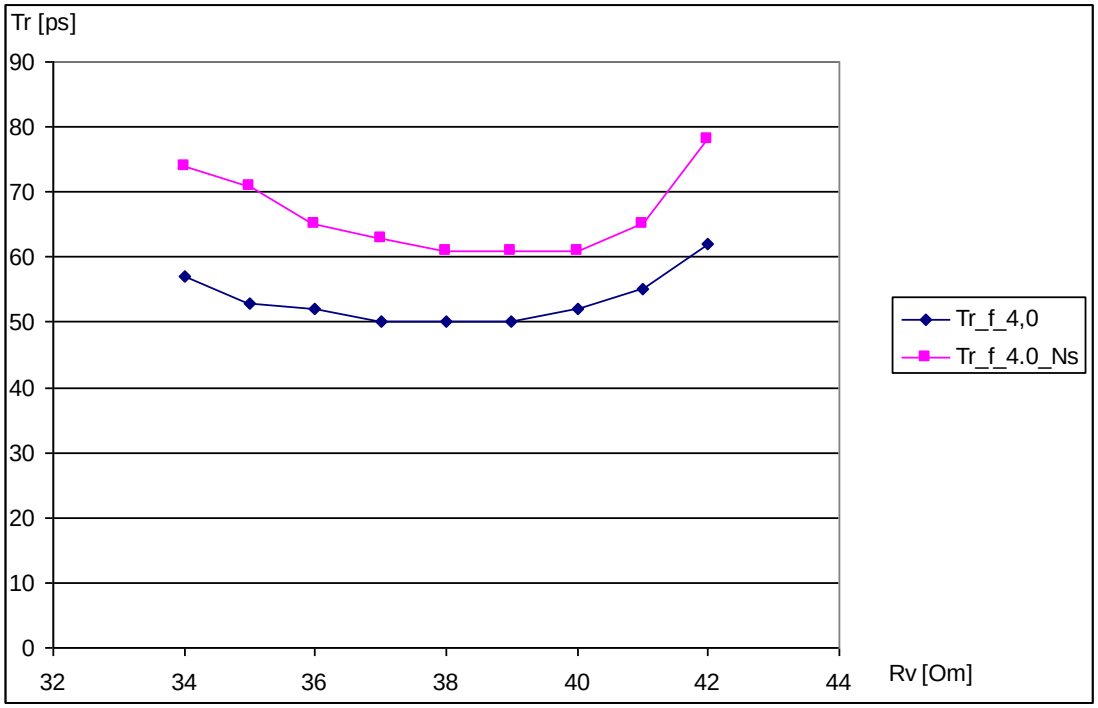


Zīm. 12. Pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no Rv liela testsignāla (25 mV) gadījumā pozitīvam (līkne apzīmēta ar rombiem) un negatīvam (līkne apzīmēta ar kvadrātiem) testsignālam 50 mA strobējošās tuneļdiodes gadījumā. Kapacitāte palaišanas impulsa ķēdē Co=100 pF; palaišanas impulsa frontes garums To=2 ns.

Vēl viena iespēja samazināt palaišanas impulsa Uo amplitūdu pie frontes garuma To=4 ns ir pielietojot palaišanas impulsa ķēdē lielāku kapacitāti. Šai sakarā tika veikts nākošais eksperiments pielietojot palaišanas impulsa ķēdē par kārtu lielāku kapacitāti Co=1000 pF. Pētījuma mērķis bija noskaidrot kāda tādā gadījumā būs nepieciešamā palaišanas impulsa amplitūda un kā tas ietekmēs pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiku.
Iegūtie rezultāti parādīti Tab. 15. un Zīm. 13, no kuriem redzam, ka pārejas raksturlīkņu kāpuma laiki nav būtiski mainījušies. Starpība starp kāpuma laikiem pozitīvam un negatīvam testsignālam ir 11 ps. Pretestību Rv pielaižu diapazons arī ir saglabājies aptuveni tāds pat. Nepieciešamā palaišanas impulsa amplitūda ir ievērojami mazāka un vienāda ar Uo=3,55 V, kas palaišanas impulsa formēšanai ļauj pielietot TTL mikroshēmas.

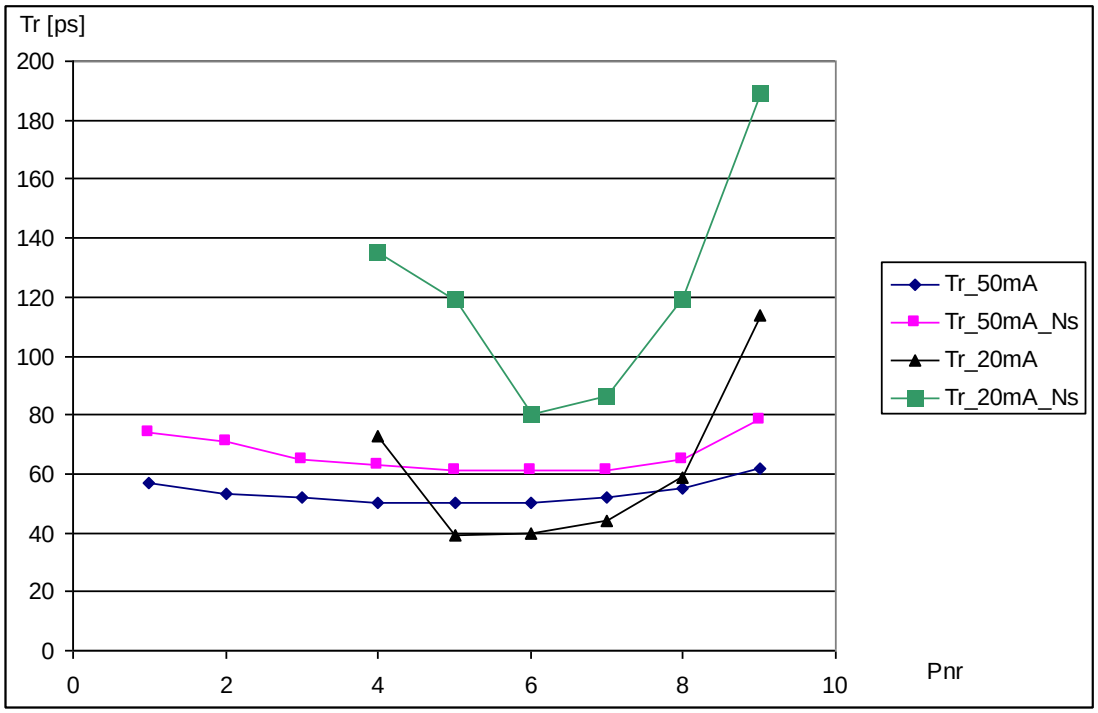
Tab. 15.

Rv	Tr_f_4,0	Tr_f_4.0_Ns
34	57	74
35	53	71
36	52	65
37	50	63
38	50	61
39	50	61
40	52	61
41	55	65
42	62	78



Zīm. 13. Pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no Rv liela testsignāla (25 mV) gadījumā pozitīvam (līkne apzīmēta ar rombiem) un negatīvam (līkne apzīmēta ar kvadrātiem) testsignālam 50 mA strobējošās tuneļdiodes gadījumā. Kapacitāte palaišanas impulsa ķēdē Co=1000 pF.

Lai ilustrētu jaudīgākas tuneļdiodes pielietošanas efektivitāti pārveidotāja dinamikas kvalitātes uzlabošanā pie relatīvi lēnas palaišanas impulsa frontes Zīm. 14. parādīta pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no pretestības strobsignāla ķēdē pārveidotājam ar 20 mA strobējošo tuneļdiodi (līkne Tr_20 mA) un pārveidotājam ar 50 mA strobējošo tuneļdiodi (līkne Tr_50). No Zīm. 14. uzskatāmi redzams, ka jaudīgākās tuneļdiodes gadījumā ir stipri samazinājusies kāpuma laiku atšķirība pozitīvam un negatīvam testsignālam un ievērojami palielinājies pretestības Rv pielaižu diapazons (pretestības uz X-ass atliktas relatīvās vienībās).



Zīm. 14. Pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no Rv dažādas jaudas strobējošo tuneļdiožu gadījumā: 20 mA – līknes apzīmētas ar lielākiem kvadrātiem un trijstūriem; 50 mA- līknes apzīmētas ar rombiem un mazākiem kvadrātiem.

Secinājumi:

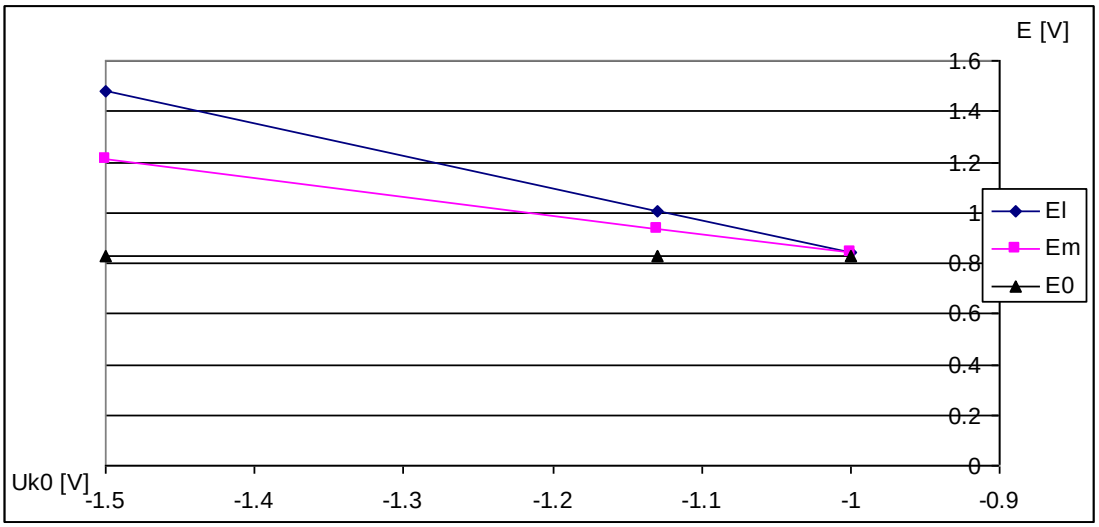
- Mūsu izstrādātajā pārveidotāja galvas mehāniskajā konstrukcijā ar strobējamā balansa komparatora stāvokļa nolasīšanas ķēdes parazītiskās kapacitātes ietekmi uz komparatora dinamiku praktiski var nerēķināties.
- Pārbaudot tuneļdiožu pīķa strāvu dažādu asimetriju (Ip1/Ip2=1,0; 0,8; 0,7; 0,6 un 0,5) ietekmi uz pārveidotāja "nulles" līnijas sprieguma lielumu tika konstatēts, ka optimālā komparatora tuneļdiožu asimetrija ir Ip1/Ip2=0,6.
- Lai samazinātu pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atšķirības pozitīvam un negatīvam testsignālam vēlams pielietot jaudīgāku strobējošo tuneļdiodi (Ip=50 mA).
- Lai jaudīgākas strobējošās tuneļdiodes gadījumā (Ip=50 mA) palaišanas impulsa formēšanai varētu lietot TTL mikroshēmas atrastas šādas iespējas: 1) palaišanas impulsu padot caur pietiekoši lielu kapacitāti (mūsu gadījumā 1000 pF); 2) samazināt palaišanas impulsa frontes garumu līdz 2 ns.

Nulles līmeņa nobīdes kompensācija.

Pārveidotāja nulles nobīdes kompensācijas ķēdes darbības izpēte tika veikta lai pārbaudītu vai izdodas atrast tādu kompensācijas sprieguma vērtību Uko pie kuras mainot signāla avota iekšējo pretestību pārveidotāja nulles līnija praktiski nemainās (nepārvietojas pa Y-asi).

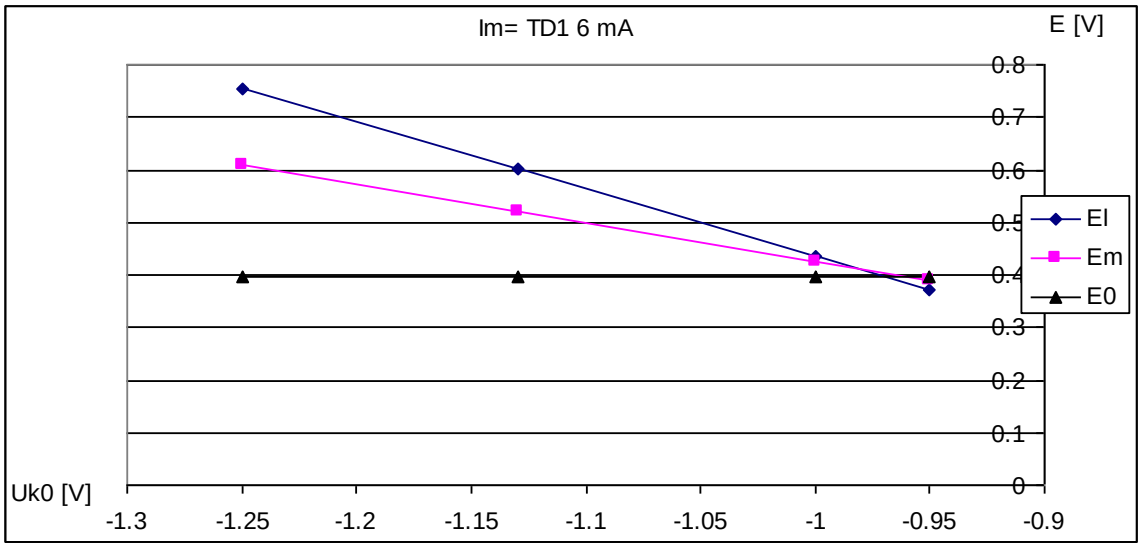
1.Pētījuma nosacījumi simetrisku tuneļdiožu gadījumā: Ip1=10 mA; Ip2=10 mA; Ip3=20 mA; Rko=360 Om; Co=100 pF; To=4 ns.

Tika uzņemta "nulles" līnijas Eo(Ri) atkarība no Uko pie dažādām signāla avota iekšējām pretestībām. Iegūtie rezultāti parādīti Zīm. 15. No iegūtiem rezultātiem redzams, ka pārveidotāja "nulles" līnija kļūst neatkarīga no signāla avota iekšējās pretestības, ja kompensējošā sprieguma vērtība ir Uko=-1 V. Tas nozīmē to, ka pieslēdzot radiolokatora uztvērējiekārtas ieejā dipola antenu (pretestība ir bezgalība) vai cilpas antenu (pretestība ir nulle) pārveidotāja nulles līnija nenobīdīsies pa Y-asi.



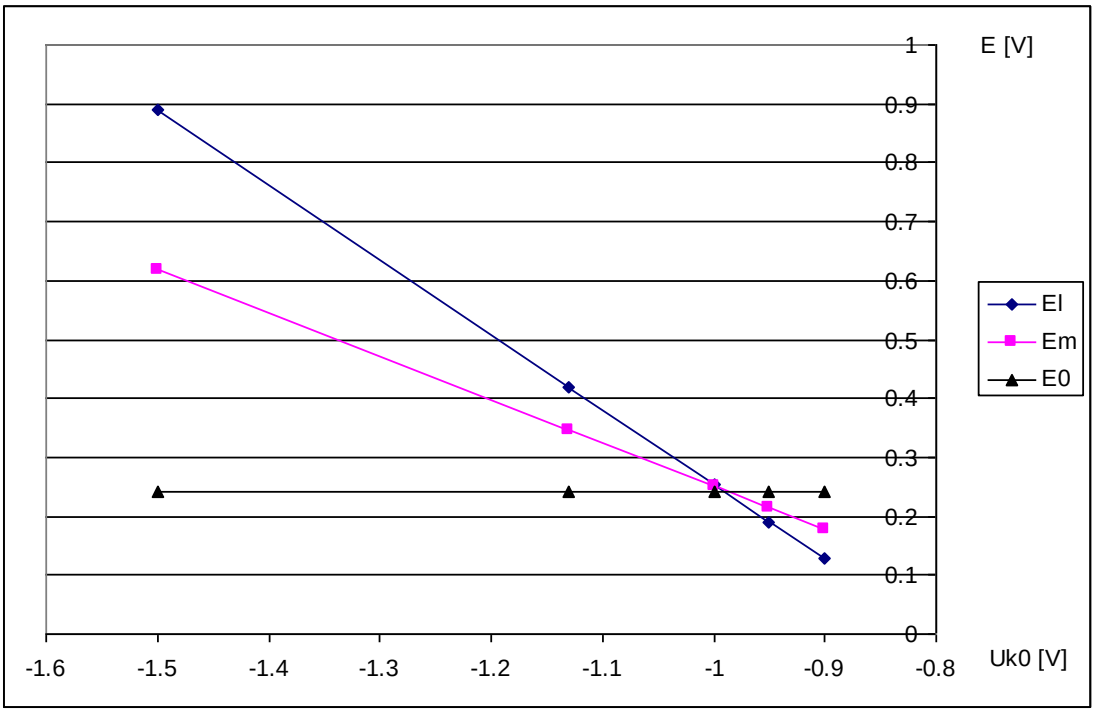
Zīm. 15. Pārveidotāja "nulles" līnijas atkarība no kompensējošā sprieguma Uko pie dažādām signāla avota iekšējām pretestībām: Ri=0,0 Om - līnija apzīmēta ar trijstūriem; Ri=50 Om - līnija apzīmēta ar kvadrātiem un Ri=∞ Om – līnija apzīmēta ar rombiem. Pārējie nosacījumi: Ip1=Ip2=10 mA; Ip3=20 mA; C0=100pF; To=4 ns.

2.Pētījuma nosacījumi asimetrisku tuneļdiožu gadījumā: tuneļdiožu asimetrija Ip1/Ip2=0,6 (Ip1=6 mA; Ip2=10 mA); Ip3=20 mA; Rko=360 Om; Co=100 pF; To=4 ns.
No iegūtiem rezultātiem Zīm.16. redzams, ka arī pie šādas tuneļdiožu asimetrijas saglabājas "nulles" līnijas stabilitāte, ja Uko≈ -1 V (Uko=- 0,954 V).



Zīm. 16. Pārveidotāja "nulles" līnijas atkarība no kompensējošā sprieguma Uko pie dažādām signāla avota iekšējām pretestībām: Ri=0,0 Om - līnija apzīmēta ar trijstūriem; Ri=50 Om - līnija apzīmēta ar kvadrātiem un Ri=∞ Om – līnija apzīmēta ar rombiem. Pārējie nosacījumi: Ip1=6 mA; Ip2=10 mA; Ip3=20 mA; C0=100pF; To=4 ns.

3.Pētījuma nosacījumi asimetrisku tuneļdiožu TD1 un TD2 un jaudīgākas strobējošās tuneļdiodes TD3 gadījumā: Ip1=6 mA; Ip2=10 mA; Ip3=50 mA; Rko=360 Om; Co=100 pF; To=4 ns.
No iegūtiem rezultātiem (Zīm. 17.) redzam, ka arī jaudīgākas tuneļdiodes gadījumā saglabājas tā pati Uko vērtība (Uko=-1 V) pie kuras pārveidotājs ir nejūtīgs pret signāla avota iekšējās pretestības izmaiņām.



Zīm. 17. Pārveidotāja "nulles" līnijas atkarība no kompensējošā sprieguma Uko pie dažādām signāla avota iekšējām pretestībām: Ri=0 Om - līnija apzīmēta ar trijstūriem; Ri=50 Om - līnija apzīmēta ar kvadrātiem un Ri=∞ Om – līnija apzīmēta ar rombiem. Pārējie nosacījumi: Ip1=6 mA; Ip2=10 mA; Ip3=50 mA; C0=100pF; To=4 ns.

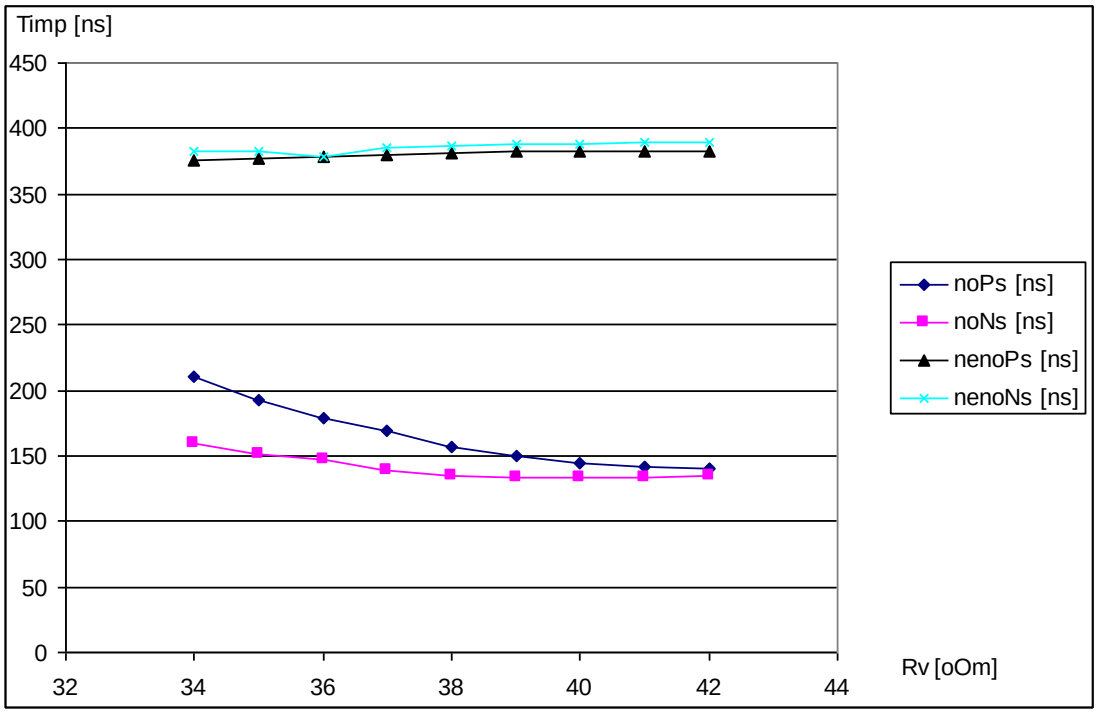
Secinājumi:

1. Kompensējošā sprieguma Uko vērtība ir neatkarīga no komparatora tuneļdiožu TD1 un TD2 asimetrijas. Mūsu gadījumā Uko=-1 V.
2. Kompensējošā sprieguma Uko vērtība saglabājas nemainīga un ir neatkarīga no strobējošās tuneļdiodes TD3 jaudas.

Strobējamā balansa komparatora SBK2 stāvokļa nolasīšanas impulsa platumu izmaiņu izpēte.
Strobējamā balansa komparatorā SBK2 stāvokļa nolasīšana notiek kontrolējot nolasīšanas impulsa platumu. Lai varētu pārliecinoši nolasīt komparatora stāvokli impulsa platumiem komparatora nostrādāšanas un nenostrādāšanas gadījumos ir jābūt pietiekoši atšķirīgiem. Šo atšķirību iestāda ar ar komparatora līdzstrāvas režīmiem. Šai sakarā tika iestādīts līdzstrāvas režīms un veikts pētījums par nolasīšanas impulsa platuma izmaiņām komparatora nostrādāšanas un nenostrādāšanas gadījumos pie dažādām pretestības Rv strobsignāla ķēdē vērtībām pozitīvam un negatīvam testsignālam. Pārējie pētījuma apstākļi: Ip1=6 mA; Ip2=10 mA; Ip3=50 mA; Co=1000 pF; To=4 ns. Iegūtie skaitliskie rezultāti parādīti Tab. 16. un grafiski attēloti Zīm. 18.

Tab. 16.

Rv Tf=4 ns	noPs [ns]	noNs [ns]	nenoPs [ns]	nenoNs [ns]
34	210	160	376	382
35	193	152	377	383
36	179	147	378	378
37	169	139	380	386
38	157	135	381	387
39	150	133	382	388
40	144	133	383	388
41	142	134	383	389
42	141	135	383	389



Zīm. 18. Nolasīšanas impulsa platuma izmaiņas komparatora nostrādāšanas (no) un nenostrādāšanas (neno) gadījumos pie dažādām pretestības Rv strobsignāla ķēdē vērtībām pozitīvam (Ps) un negatīvam (Ns) testsignālam.

Secinājums: No iegūtiem rezultātiem redzams, ka visā pretestības Rv pieļaujamo vērtību diapazonā (Rv=34-42 Om) saglabājas pietiekoši izteiktas nolasīšanas impulsa platumu atšķirības kā pozitīvam tā negatīvam testsignālam.

Design and evaluation of a stroboscopic signal converter based on discrete transistor clocked comparator

N. Agafonovs 1]G. Supols [1]Institute of Electronics and Computer Science, Dzerbenes str 14, Riga, Latvia LV 1006, E-mail: nikolajs.a@edi.lv

Abstract

Stroboscopic converters are used for transformation of high-frequency signals from the GHz range in to lover frequency signals. The transformation is done in time domain where the transformed signal is obtained from several hundreds of repetitive input signal periods. Some of most sensitive ground penetrating radars (GPR) utilize balance comparator as signal detector.

In this work discrete stroboscopic signal converter (DSSC) based on discrete transistor clocked comparator is discussed. We show design of such stroboscopic converter and test setup for parameters measurement. As results is shown test results of DSSC signal amplitude transfer linearity and mathematical method for bandwidth calculation is discussed.

Bandwidth is calculated using deconvolution method. Approximate bandwidth of this converter is about 3 GHz, but the result highly depends on the quality of the time based test signals.

Introduction Stroboscopic converters are used for transformation of repetitive high-frequency signals from the GHz range in to lower frequency signals.
The transformation is done in time domain where the transformed signal is obtained from several hundreds of repetitive input signal periods.

The stroboscopic converters or also named equivalent time samplers, because the result of the transformation is an image of the repetitive signal in equivalent time.

Stroboscopic signal converters are being used for decades. They have proved to be reliable and working in broad bandwidth. In this work discrete stroboscopic signal converter (DSSC) based on discrete transistor clocked comparator is discussed. We show design of such stroboscopic converter and test setup for parameters measurement.

Bandwidth is calculated with deconvolution method. As results is discussed test of DSSC signal amplitude transfer linearity and mathematical method for bandwidth calculation. Corresponding figures are given.

Related work From the output signal type of view stroboscopic converters can be divided in to two categories: Analogue and discrete stroboscopic converters.
In analogue stroboscopic converters a high speed switch elements (Schottky diodes) are used. The diode acts as a switch element and driven by a narrow pulse allows the relatively weak input signal to pass through the diode and charge a reactive element (capacitor). The reactive element acts as a memory devise and stores a charge value proportional to the signals instantaneous value. So the analogue conversions output is an analogue form.

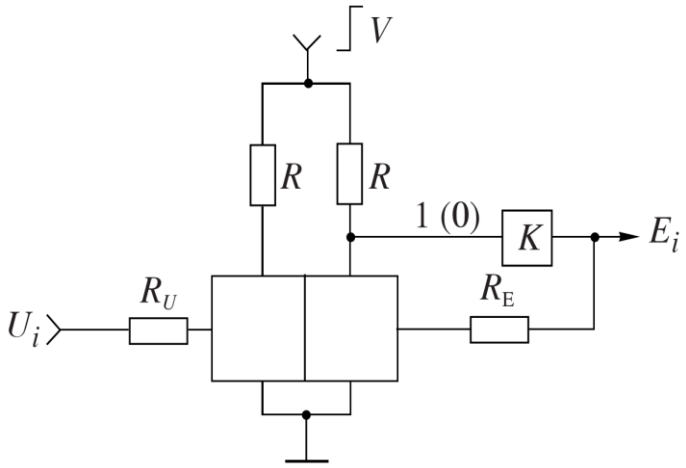


Figure 1: Balance-type stroboscopic converter

The main drawback of these types of converters lays in the fact, that the narrow strobe pulse adds up with the relatively small input signal and masks it. This masking effect reduces the sensitivity of such type of converters. There are sampling gate circuits in which this drawback is partly resolved by using half bridge or full bridge sampling gate circuits. In these sampling gates two opposite polarity strobe pulses are used, which subtracts each other in the reactive element. But the masking effect stays, because it not possible to obtain to completely ideal opposite polarity pulses.

In discrete stroboscopic converters a high speed comparator circuit made of tunnel diodes or Josephson gates is the main component. The comparator circuit together with a balancing network forms the discrete stroboscopic converter (Figure 2).

The balancing network which consists of a compensator K and feedback resistor $R(e)$ tries to bring the comparator in a metastable (when the probability of switching to both of the output states are equal) state when the clock edge arrives. This metastable state last only for a moment, after that the comparator makes a decision and switches to one of the two possible (discrete) states ("0" or "1") indicating which of the two inputs has a greater instantaneous signal value. The compensator output signal $E(i)$ changes the value stepwise between the clock pulses and is proportional to the input signal instantaneous value at the time moments when the clock signal edge arrives and stays constant till the next clock pulse arrives.

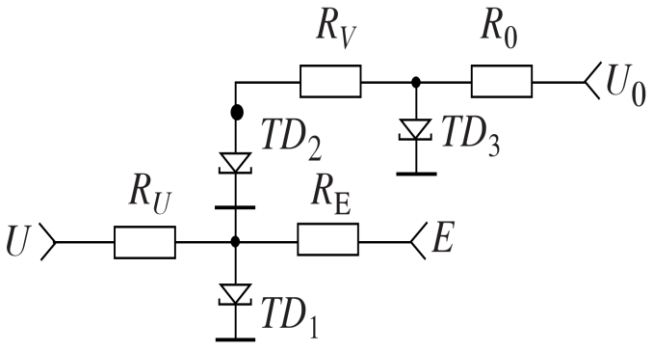


Figure 2: Tunnel diode based balance comparator

By using highly sensitive and fast switching clocked comparators, high sensitivity and high bandwidth stroboscopic signal converter can be obtained.

Such clocked comparator could be made using series connected tunnel diodes (Got pair) (Figure 2). The tunnel diodes $TD(1)$ and $TD(2)$ form a balance comparator and a more powerful diode $TD(3)$ acts as a clock pulse edge sharpener. The clock signal $U(0)$ through the resistor $R(0)$ is applied to the tunnel diode $TD(3)$. When the current through the diode reaches a threshold level, the diode switches

and forms a fast rise time voltage pulse V. This voltage pulse though the resistor $R(V)$ is supplied to the series connected tunnel diodes $TD(1)$ and $TD(2)$. The amplitude of the voltage pulse V is set so that only one of the two tunnel diodes can switch into high voltage stage. Which of these diodes will switch to the high-voltage state depends on the ratio between the instantaneous value of an input signal $U(i)$ and a compensation voltage $E(i)$. If one chooses $E(i)$ of such a value that tunnel diodes switch over with equal probability in the course of repeated strobing, then the following relationship is true:

$$E(i)= (R(E)/R(u))U(i) \quad (1)$$

By choosing a small value input resistor $R(U)$ and a high value reference input resistor $R(E)$ a high conversations gain $k= R(E)/R(U)$ can be obtained. System architecture DSSC consists of a clocked comparator and the feedback circuit (Figure 2).

Comparator has two inputs and one binary output (Figure 2). These levels are not TTL or CMOS levels, but approximately 0.1V and 0.7V. Voltage maximum at sampling head output is defined by base-emitter diode voltage and minimal voltage is defined as collector emitter resistance in saturation region.

DSSC input signal appears on one of comparator inputs. Feedback signal appears on the other comparator input. On clock rising edge, comparator decides which of the two inputs is larger and sets binary output level according on input signals difference (Figure 3). The feedback consists of a differential amplifier and integrator. Differential amplifier converts the output signal of comparator to necessary levels for analogue integrator input. Analogue integrator output signal serves as a feedback loop and as SSC output providing low frequency (20 Hz) analogue output signal. Feedback loop contains R6 resistor, which acts like output signal attenuator.

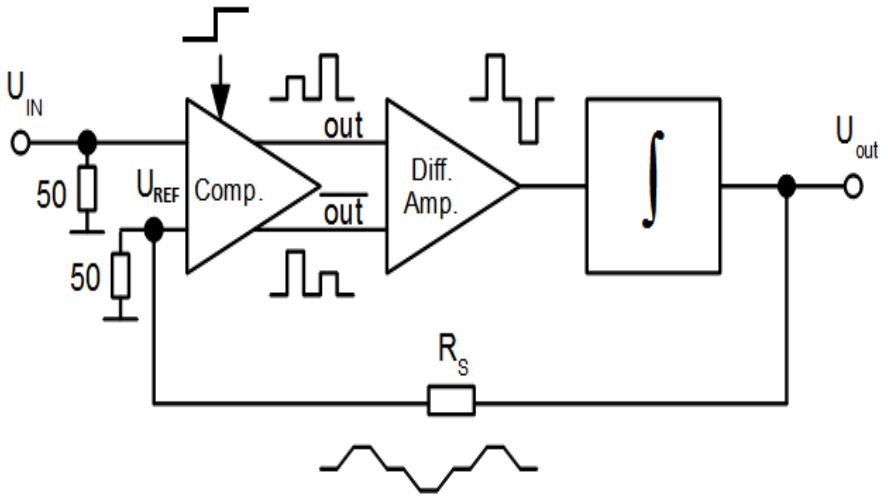


Figure 3: Stroboscopic signal converter block diagram

Clocked comparator is the key component of DSSC. DSSC parameters (bandwidth, dynamic range, sensitivity, self noise, non-linear distortion) depends on comparator performance and layout.

Used clocked comparator (Figure 3) consists of two transistors in common emitter layout and is interconnected as two inverters (VT1 base connected to VT2 collector and vice verse).

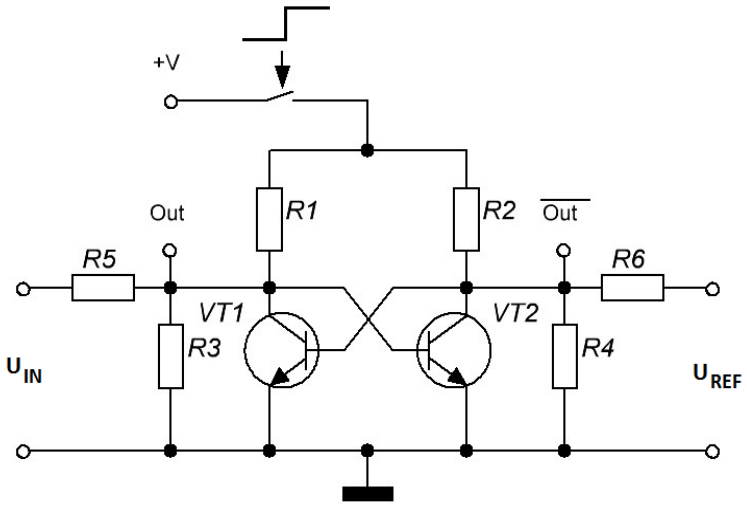


Figure 4: Clocked comparator

Input high frequency signal is fed through R5/R3 voltage divider and feedback is fed through R6/R4 voltage divider. This layout guarantees that comparator's inner signals is balanced and prevents DSSC output signal offset drift.

On rising clock edge through R1 and R2, voltage on both transistors starts to rise. When voltage rises near transistors switch-on threshold input signal affect VT1 and VT2 voltages. If VT1 have higher voltage on collector than VT2 have, then VT2 is starting to open and VT1 subsequently stays close.

Test setup Test pulse former consists of cascaded Step Recovery Diodes (SRD), which generate positive polarity 1ns pulse width trapezoidal pulses with 100ps rise/fall edge time.

The apparent high frequency signal was measured with 6GHz digital sampling oscilloscope (DSO). Measured with DSO signal was taken as a benchmark and assumed to be 100% matched to the observation signal. Same signal is measured by the DSSC (Figure 4).

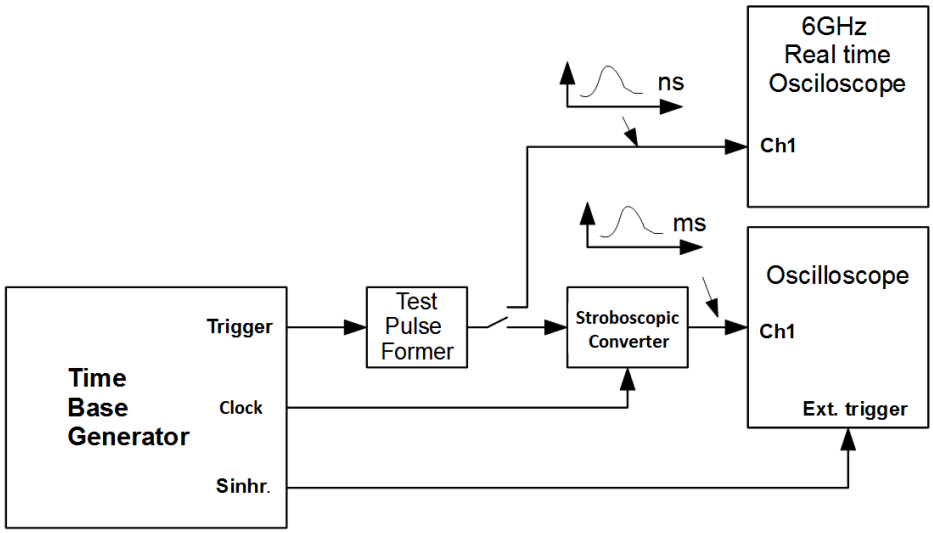


Figure 5: Test setup

DSSC output signal is analogue, so it needs to be observed on some other device. As observing device we used oscilloscope with low bandwidth, as DSSC output signal frequency is about 20Hz.

Time base generator provide stable reference frequency for DSSC and for low bandwidth oscilloscope, so that they are synchronized.

Deconvolution Linear systems can be characterized by their transfer function in frequency domain or by their impulse response in time domain . The relation between the systems output signal $y(t)$,input signal $x(t)$, and systems impulse response $h(t)$ in time domain can be expressed with convolution integral

$$y(t)=x(t)*h(t)= \text{integral } (+\text{inf}, -\text{inf}) \ (h(t-\tau)x(\tau)dx) \quad (2)$$

where $*$ denotes the convolution operation. In frequency domain the convolution transforms in to multiplication; that is,

$$Y(j\omega)=X(j\omega) \text{ x } H(j\omega) \quad (3)$$

where $Y(j\omega)$, $X(j\omega)$,and $H(j\omega)$ are the frequency domain representations of $y(t)$,$x(t)$ and $h(t)$, respectively. From this the transfer function can be expressed as

$$H(j\omega)=Y(j\omega) / X(j\omega) \quad (4)$$

By simply dividing the measured output signal complex spectrum with measured input signal complex spectrum, the result would have noise-like error around the zeros of $X(j\omega)$. To avoid this a normalization filter can be applied.

$$H(j\omega)= 1 / (1+ \lambda / |X(j\omega)|^2) * Y(j\omega) / X(j\omega) \quad (5)$$

where λ is the normalization coefficient.

Results At first systems linearity was tested. For testing purposes a tunnel diode based test pulse former was designed and measured, using a reference 6 GHz bandwidth real time oscilloscope (Figure 5).

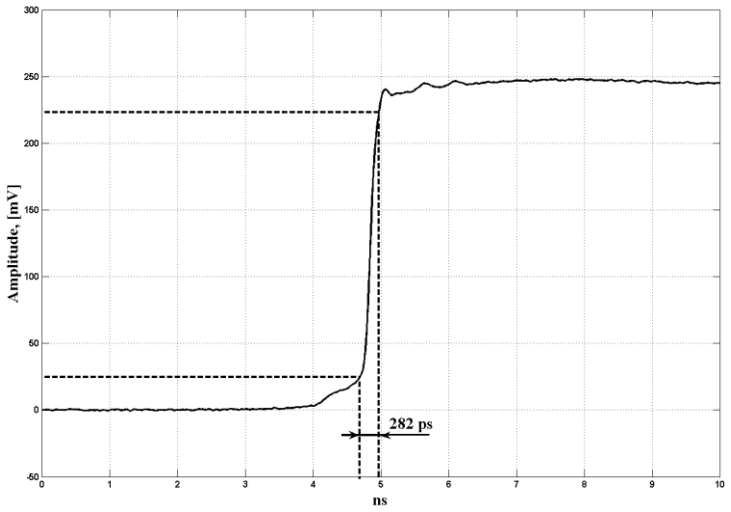


Figure 6: Test pulse on 6 GHz reference oscilloscope

For linearity test purposes the same pulse former was used. The input signals level change was obtained using fixed 18 GHz bandwidth 50 Ohm signal attenuators, placing -6 dB, -20 dB attenuators in cascade. The resulting, attenuated stroboscopic converters step responses with attenuated test pulse with attenuation from -20 dB till -46 dB can be seen in picture (Figure 6).

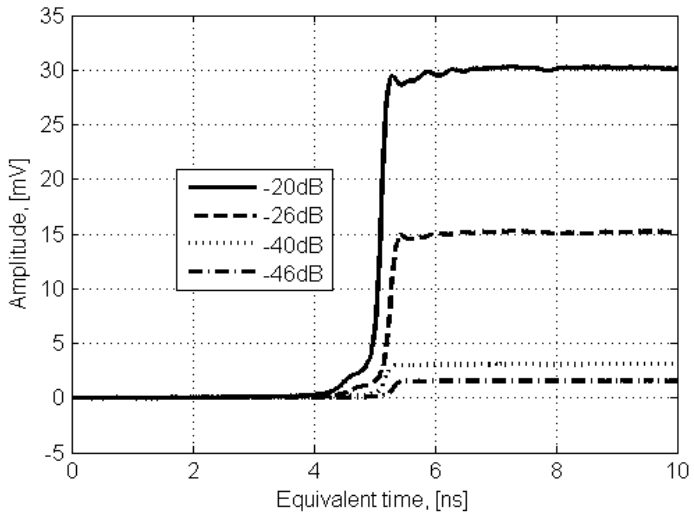


Figure 7: Linearity test using attenuated test pulse signal

For better linearity and distortion estimation the attenuated step pulses are amplified by coefficient inverse to their attenuation level and normalized against the first (-20dB) pulse (Figure 7).

For testing the converters frequency and step responses a different, trapezoid type pulse former was used. The pulse former consist from a tunnel diode based step-wise pulse former connected to a shorted coaxial cable with the length, that corresponds to a reflection after 1 ns. The corresponding input (from 6 GHz reference oscilloscope) and output signal (from the converter) can be seen in (Figure 7). The both signal are normalized against their peak value.

From the system's input and output signals, DSSC amplitude-frequency spectrum (Figure 7) calculated using the frequency-band deconvolution algorithm

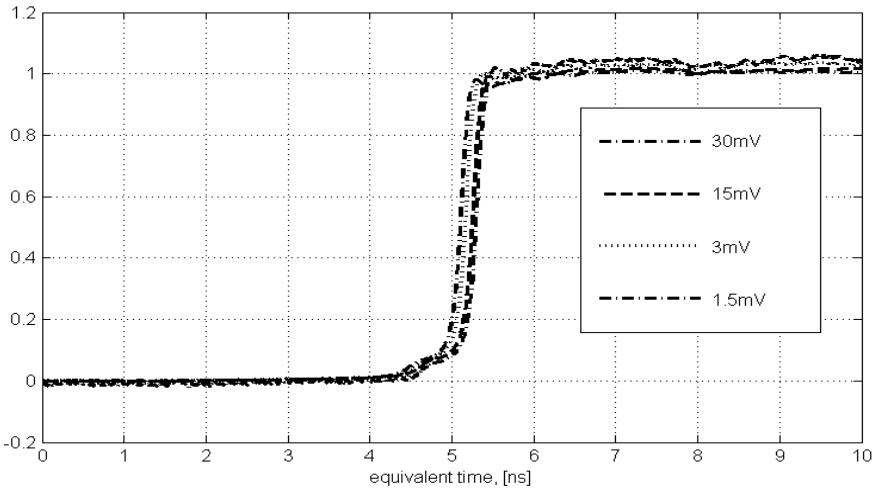


Figure 8: Normalised attenuated test signals

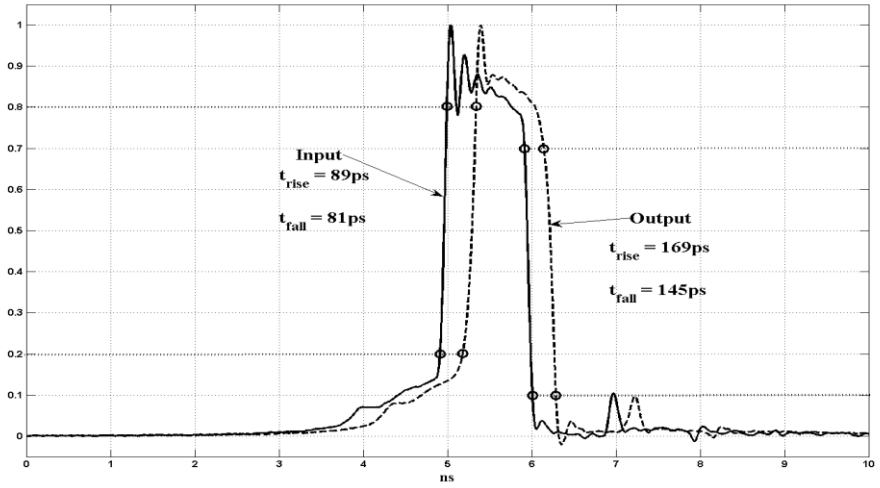


Figure 9: Converters reaction to a complex signal

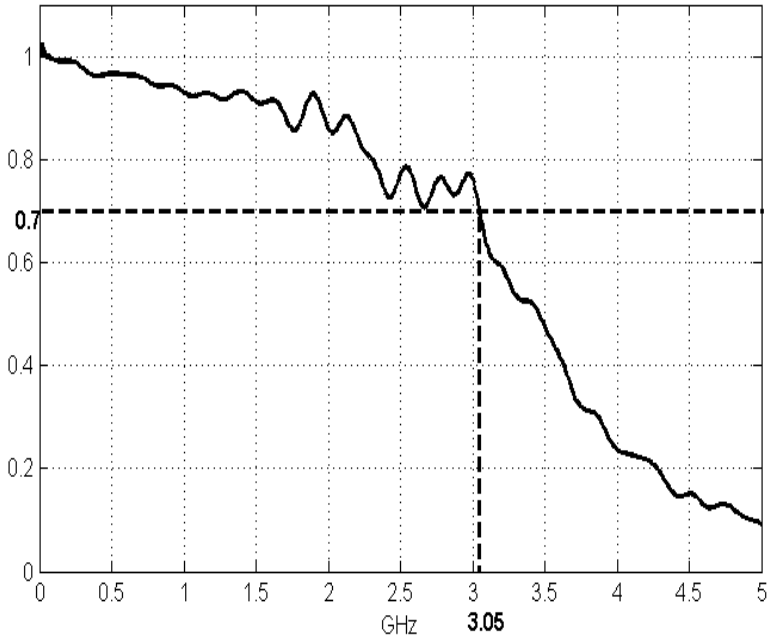


Figure 10: Transfer function spectrum (l=1)

Quality of the result depends highly on the input signal quality (bandwidth and noisiness) and from the normalization coefficient λ . Using the normalization coefficient λ=1, the resulting converters frequency bandwidth is approximately 3 GHz (Figure 10).

Summary and Conclusions In this paper we presented an equivalent time sampling converter based on discrete RF transistors which can be used as sensitive high bandwidth receiver for a Ground Penetrating Radar (GPR), where the bandwidth of approximately 3 GHz is fairly enough. Linearity test showed that this type of converter is highly linear in broad range of measured signal amplitudes.
The approximate bandwidth of the DSSC was obtained using frequency domain deconvolution method. The approximate bandwidth of this converter is about 3 GHz.

Acknowledgment This work has been supported by European Regional Development Fund (ERDF) grant No.2010/0307/2DP/2.1.1.1.0/10/APIA/VIAA/078 "High sensitivity superwideband radar technology".

References

[1] Kate A. Remley. Sampling oscilloscope models and calibrations. IEEE MTT-S International, Microwave Symposium Digest, 3:1507–1510, June 2003.

[2] K. Krumin'sh E. Beiner and V. Peterson. The experimental research of a digital sampling signal converter. Automatic Control and Computer Sciences, 2008.

[3] T. Michael Souders. Characterization of a sampling voltage tracker for measuring fast, repetitive signals. IEEE transactions on instrumentation and measurement, 5(36):956–960, 1987.

[4] Evalds Hermanis. Analytic model and bilateral approximation for clocked comparator. IEEE Signals and Electronic Systems (ICSES), 4:185–188, 2010.

[5] Behzad Razavi. Design techniques for high-speed, high-resolution comparators. IEEE journal of solid-state sircuits, 10(27):1916–1926, 1992.

[6] H. Shimizu R.Ikuta, T. Mase. Simple line sampling apparatus for line frequency stroboscopic observation of periodic phenomena using scanning electron microscopy. Review of Scientific Instruments, 58:1811 – 1816, 1987.

[7] S.M. Raid A. Benna. An optimization technique for iterative frequency domain deconvolution. IEEE, Transactions on instrumentation and measurement, 39(2):358–362, April 1990.

УДК 34.021

А. СЕЛИВАНОВ, магистр, ассистент Института электроники и вычислительной техники, г. Рига

Компьютерно-управляемая система дискретного стробоскопического преобразователя сигналов

В данной статье предложен подход к решению проблемы разработки компютерно-управляемой системы дискретного стробоскопического преобразователя сигналов. Система разработана в модульной архитектуре и может быть адаптирована для конкретных применений. Рассмотрено аппаратное обеспечение, цифровое управление, сбор и передача данных цифрового преобразователя и разработка компьютерной программы управления. Ил: 3. Библиогр.: 10 назв.

Ключевые слова: Дискретный стробоскопический преобразователь сигналов, графический пользовательский интерфейс, интерфейсы передачи данных, компютерно-управляемые системы, сбор данных, программирование микроконтроллеров.

Постановка проблемы и анализ литературы. В настоящее время сбор данных сверхширокополосных (UWB) сигналов требуется во многих применениях, таких как почвопроникающие радиолокаторы (GPR) [1, 2], радиолокаторы "видения сквозь стену" (TWI) [3], импульсная рефлектометрия (TDR) [4], медицинская визуализация [5] и в других применениях, где свойства материалов в среде распространения должны быть определены.

Ряд различных подходов сбора данных от повторяющихся сигналов представлены в последние годы – сбор данных в эквивалентном времени [6, 7], сбор сигналов в эквивалентном времени комбинирован со сбором данных в реальном времени [3], ультра-быстрые аналого-цифровые преобразовательные микросхемы [3] и т.д. Каждый подход имеет ряд достоинств и недостатков. Разработка аппаратуры сбора данных в режиме реального времени и комбинированного сбора данных дорога и достижимая частота дискретизации является относительно низкой. Сбор данных в эквивалентном времени или аппаратура дискретного стробоскопического преобразователя сигналов (DSSC) рассмотрена в этой статье.

Контроль DSSC является аппаратным, управляемый с помощью компьютера. В последние годы всё больше применяются встроенные системы, как PC104 [3]. DSSC имеет цифровые данные на выходе преобразователя. Так как управление DSSC и визуализация выходных данных проводится на компьютере, важно обеспечить соответствующий требуемой скорости интерфейс передачи данных. Универсальным средством и в последнее время часто используемым решением передачи цифровых данных являются преобразователи параллельного и последовательного интерфейса на USB компаний FTDI [8].

В различных применениях компьютерное управление и визуализация проводится на стационарном или на портативном оборудовании, поэтому важно разработать универсальную компьютерную программу. Часто программы разрабатываются только для одной операционной системе (ОС), что ограничивает универсальность системы [8].

Для обработки данных в специфических применениях, существуют бесплатные библиотеки, разработанные специалистами конкретного направления, например, библиотека iGeos [9] для обработки и визуализаций данных прикладной геофизики.

Цель статьи – разработка архитектуры реконфигурируемой аппаратуры и методики сбора данных сверхширокополосных (UWB) сигналов, управляемой компьютером. В стате рассматривается способ соединения стробоскопического преобразователя, периферийных устройств и компьютера для передачи данных и установки/считывания параметров. Предложенный подход, применение которого позволяет использовать аппаратуру для различных назначений, построен на модульном принципе. Аппаратура, как и программа сбора данных и контроля, легко реконфигурируема.

Общая архитектура системы

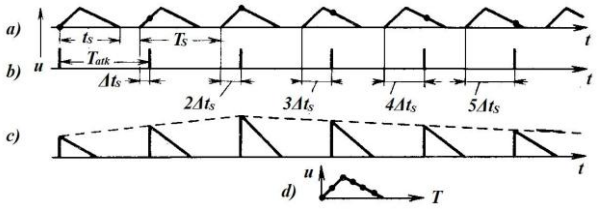


Рис. 1. Стробоскопическое преобразование сигнала

Предлагаемая электронная система разработана по модульной архитектуре. Основные функциональные блоки могут быть легко реконфигурируемы и адаптированы для конкретных приложений. В целом система может быть разделена на три основные части – аппаратура стробоскопического преобразователя, микроконтроллер с периферийными устройствами и персональный компьютер или модуль встроенной системы.

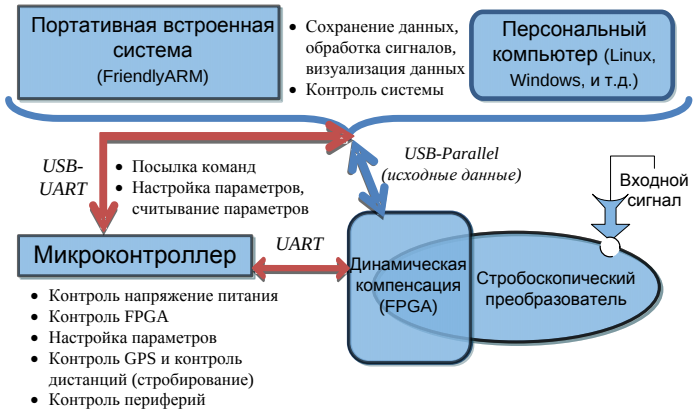


Рис. 2. Общая архитектура системы

Входной аналоговый сигнал подается на вход тактового компаратора стробоскопического преобразователя (Рис. 3.). Тактовый компаратор сравнивает входной сигнал с сигналом обратной связи по заднему фронту сигнала строба. Тактовые импульсы или сигналы строба сдвигаются по времени на интервал Δt_S после каждый выборки на протяжении заданного окна времени (Рис. 1.). Выходной сигнал компаратора подаётся на счетчик типа „вверх-вниз" *(up-down counter)*, выходом которого является цифровой сигнал. Выходные данные подаются также в цепь обратной связи через цифровой переключатель динамического диапазона и преобразуются обратно в аналоговый сигнал через параллельный цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП). Выходные данные счетчика подаются на блок управления и пересылаются на компьютер.

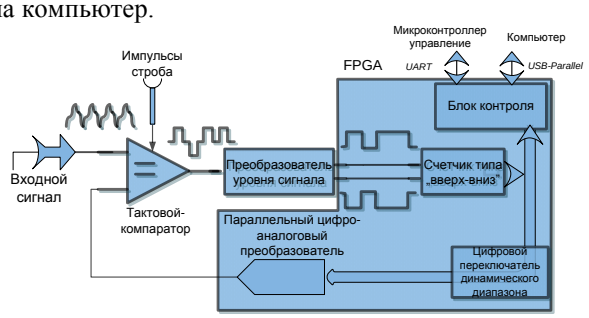


Рис. 3. Блок стробоскопического преобразователя

Используемый тактовый компаратор собран на дискретных транзисторах [7] работающих в режиме малого сигнала или на основе туннельного диода [6]. Высокая чувствительность [6,7] и очень высокая (около 100 ГГц) теоретическая ширина полосы частот сигналов может быть достигнута с помощью предлагаемых подходов.

Часть стробоскопического преобразователя имплементирована в микросхему FPGA (Рис.3.), которая включает в себя алгоритм динамической компенсаций и повышает эффективность и быстродействие системы.

Для настройки параметров FPGA и контроля периферийных устройств, используется микроконтроллер TI MSP430. Для связи микроконтроллера с компьютером, использован преобразователь FT232. Исходные данные FPGA подаются на компьютер через преобразователь USB-Parallel FT245, обеспечивая высокую скорость передачи данных.

Разработка программного обеспечения

Для контроля системы стробоскопического преобразователя, визуализации цифровых данных и обработки сигналов требуется разработка программного обеспечения. Программа должна быть независима от коммерческих компонентов для распространения. Для начального тестирования интерфейсов передачи данных и контроля системы использовалась программа графического программирования LabView. Начальный приём данных, визуализация и предварительная обработка сигналов осуществлялись в программе компьютерной алгебры и моделирования Matlab, которая обладает множеством специфических инструментов и примеров для обработки сигналов разных применений.

LabView и Matlab удобны при разработки, но не годятся для комбинирования исходных кодов разных библиотек и распространения, потому основное программное обеспечение разрабатывалось на языке C++.

Программное обеспечение (ПО) разработано при использовании Qt 4.8.1. [10] - кросс-платформенного инструментария разработки ПО на языке программирования C++ и библиотек других производителей на

платформе Windows. Программирование осуществляется в интегрированной среде разработки Qt Creator IDE. Интерфейс разрабатывается в визуальной среде разработки графического интерфейса Qt Designer. Для обеспечения совместимости интегрированной среды разработки, плагина Qt Designer, библиотеки QWT, плагина QWT для Designer и библиотеки QExtSerialPort были скомпилированы с исходного кода с помощью инструмента Qmake и компиляторного инструментария MinGW. Отдельные части доступны в скомпилированных версиях, но некоторые из них не совместимы с новейшей библиотекой Qt. Надёжней оказалось самим скомпилировать инструменты разработки и библиотеки.

Qt позволяет запускать написанное с его помощью ПО в большинстве современных операционных систем (Windows, Linux, Unix, Mac OS X, Embedded Linux) путём простой компиляции программы для каждой ОС без изменения исходного кода [10]. Qt имеет большое количество встроенных библиотек и библиотек сторонних производителей, предназначенных для специальных целей. Кросс-платформенный инструментарий выбран для разработки ПО на платформе Windows и для применения как на персональных компьютерах, так и на портативных устройствах с операционной системой Embedded Linux.

Интерфейсы передачи данных

USB-UART (Последовательный интерфейс) - интерфейс управления, осуществлен с помощью сторонней библиотеки QExtSerialPort 1.2 Beta. Несколько альтернативных библиотек были рассмотрены, но имели меньше функциональных возможностей.

В начале программы проводится сканирование всех доступных портов последовательного интерфейса с помощью функций *enumerator()*. Пользователь конфигурирует параметры последовательного интерфейса (скорость, число битов и стоп битов, паритет) в диалоговом окне и открывает порт. Статус порта виден на статусной панели. Виртуальный последовательный порт конфигурирован в режиме событий (*event-mode*) для сбора данных без задержки. Каждый принятый байт в буфере выдаёт сигнал триггера и происходит чтение байтов. Используется режим событий (*event-mode)* вместо стандартного режима опроса (*polling-mode)* для приёма данных в реальном времени. Функция „принятие данных" вызывается функцией триггера (*event notifier)*, проверяющей наличие байтов. Эти функции взаимосвязаны программным механизмом Qt - *signal-slot.*

USB-Parallel (Параллельный интерфейс) интерфейс управления осуществлен с помощью библиотеки, прилагаемой к FTDI FT245 микросхеме, D2XX. Максимальная достижимая скорость передачи данных – 1 MB/s. Микросхема FT245 используется вместе с микросхемой памяти EEPROM, в которой хранятся программируемые идентификаторы Vendor ID (VID), Product ID (PID) и строка описание для идентификации устройства при подключении. D2XX библиотека содержит привязки драйверов для операционных систем Windows и Linux и набор функций для управления параллельного потока данных - буферизация данных, приём и передача данных, идентификация и инициализация устройства. Заранее заданное количество данных считываются из стробоскопического блока преобразователя и сохраняются для обработки и отображения на жёстком диске компьютера. После сбора данных, на микроконтроллер M-MCU посылается команда "*ready*", и инициализируется следующий цикл сбора данных.

Хранение данных и отображение

При инициализации DSSC параметры сохраняются в оперативной памяти и также в текстовом файле на жёстком диске компьютера в понятном пользователю формате ASCII. При каждом изменении параметров создаётся новый файл. Полученные данные также сохраняются в текстовом файле, но в формате исходных данных (hex).

Визуализация данных может бить осуществлена в двух режимах, в зависимости от применения. Режим реального времени, когда каждая принятая выборка отображается на дисплее, используется в медицинских применениях, например, в детекторе дыхания человека.

Более распространённый режим накопления, когда на дисплее отображается накопленный массив данных с точки отсчёта (триггера), используется во всех остальных применениях стробоскопического преобразователя – GPR, TWI, TDR и в медицинской визуализации.

Для отображения данных в графике в Qt программе используется библиотека инструментов „Изображение технических графиков QWT". Эта библиотека дает возможность отображения данных в графиках различных стилей и позволяет пользователям масштабировать и двигать отображение для лучшего анализа сигналов. Библиотека также предоставляет разные стили регуляторов и слайдеров для настройки параметров.

Выводы

Представленная система является универсальной системой сбора данных сверхширокополосных сигналов с компьютерным управлением. Система реконфигурируема для различных применении и научных исследовании.

Проводилась компиляция и тестирование разработанной программы для встроенной системы FriendlyARM mini6410 с операционной системой Embedded Linux с успешными результатами. Разработка программы на базе Qt делает её универсальной и эффективной, однако приходится сталкиваться с проблемами кросс-компиляции и особенностями операционных систем.

Разработанную систему планируется интегрировать в реальные изделия, как GPR, TWI и детектор дыхания и проводить исследования и эксперименты.

Будущая разработка будет включать в себя обновление микроконтроллера от TI MSP430 16-битный серии на более мощный 32-битный микроконтроллер ARM Cortex M3 для более эффективного, надежного и быстрого управления системой. Планируется усовершенствовать графический пользовательский интерфейс и программу обработки сигналов для визуализации данных различных применении.

Работа выполнена в рамках проекта Института электроники и вычислительной техники No. 2010/0307/2DP/2.1.1.1.0/10/APIA/VIAA/078 „High sensitivity superwideband radar technology" (LoTe), финансируемый совместно с Европейским Фондом Регионального Развития.

Список литературы: 1. Ground Penetrating Radar Systems and Inspection Services / Electronic resource / 2012. – Link: http://www.penetradar.com. **2**. Radar Systems, Inc. - Zond and Python GPR - Ground Penetrating Radar / Electronic resource / 2012. – Link: http://www.radsys.lv. **3.** Application of Equivalent-Time Sampling Combined with Real-Time Sampling in UWB Through-Wall Imaging Radar / C. Chen, S. Wu., S. Meng, J. Chen, G. Fang, H. Yin – Beijing, 2011, 2011 First International Conference on Instrumentation Measurement Computer Communication and Control, pp. 721-724. **4.** Measuring Material/Tissue Permittivity by UWB Time-domain Reflectometry Techniques / E.Strackx, D.Maarten, G.Vandenbosch, P.Reynaert, P.Leroux – Rome, Italy, 2010, International Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies edition:3. **5.** Breast Cancer Detection Using Symmetrical Antenna Array / M.Klemm, I.J.Craddock, J.Leendertz, A.W.Preece, R.Renjamin – Proc. The Second European Conference. Antennas and Propagation (EuCAP 2007), Nov, 2007, pp. 1-5. **6.** The Experimental Research of a Digital Sampling Signal Converter / E. Beiner, K. Krumins, and V. Peterson – Riga, Latvia, Automatic Control and Computer Sciences, 2008, Vol. 42, No. 1, pp. 40–44. **7.** Design and evaluation of a stroboscopic signal converter based on discrete transistor clocked comparator / N. Agafonovs, G. Supols – Tallin, 2012, 2012 13th Biennial Baltic Electronics Conference (BEC2012). **8.** 12-channel USB data acquisition system for QT dispersion analysis / J.M.Najeb, A.Ruhullah, S.H.Salleh – Penang, 2005, Proceedings of the International Conference on Robotics, Vision, Information and Signal Processing ROVISP2005. **9.** Interactive 3D/2D visualization for geophysical data processing and interpretation / I.Morozov, G.Chubak, S.Blyth - Canada, Computers & Geosciences, 2009 - Vol.35, Issue 7, p. 1397-1408. **10.** Nokia Corp. - Qt - Cross-platform application and UI framework / Electronic resource / 2012. – Link: http://qt.nokia.com.

Computer manageable system of discrete stroboscopic signal converter / Selivanovs A. // Herald of the National Technical University "KhPI". Subject issue: Information Science and Modelling. – Kharkov: NTU "KhPI". – 2012. – № XX. – P. XXX – XXX..

In this paper a computer manageable system of discrete stroboscopic signal converter is proposed. System is developed in modular architecture style and is easy adaptable for specific applications. Stroboscopic converter's hardware, digital control, data acquisition and transmission are discussed. This paper mainly focuses on development of digitally controllable system and interface to PC.

Keywords: discrete stroboscopic signal converter, graphical user interface, data communication interfaces, computer manageable system, data acquisition, microcontroller programming.