

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 APLIECINOŠĀ DOKUMENTĀCIJA
Pārskata numurs Nr.3. par periodu no 01.07.2011.g līdz 30.09.2011.g.

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

Projekta izpildītāju saraksts: *Vad pētn.* Dr.sc.comp. Elmārs Beinerts
Vad pētn. Dr.habil.sc.comp. Ēvalds Hermanis
Pētn. Dr.sc.comp. Valdis Kārklis
Pētn. Dr.sc.comp. Vladimirs Aristovs
Zin.asist. Arturs Seljivanovs
Zin.asist. Vilnis Pētersons
El.inž. Nikolajs Agafonovs
Progr.inž. Tamāra Laimiņa
Progr.tehn. Valdemārs Plociņš
Bakalaura studiju students Jānis Verze /Brīvprātīgais darbs bez atlīdzības/
Zin.asist. Gatis Šūpols /Profesionāla rakstura darbs bez atlīdzības/

Saturs

Anotācija	3
Ievads	3
Rezultātu kopsavilkums	4
Turpmākie darbi:	7
Pielikums 1	8
Statistiskās signālapstrādes metodes pielietojuma elpošanas lokācijā izpēte un efektivitātes novērtējums	8
Pielikums 2	15
15μV UWB uztvērējiekārtas signālu pārveidošanas metožu izstrāde un izpēte	15
Pielikums 3	17
Komparatoru dinamikas pētījumi	17
Pielikums 4	26
Tranzistoru komparatora modeļa dinamikas izpēte	26
Pielikums 5	30
Использование метода главных компонент в биорадиолокации	30
Pielikums 6	37
Raidītāja un antenas darba frekvences paaugstināšanas izpēte	37
Pielikums 7	39
UWB radiolokatora sasaistes ar datoru izstrāde	39

Anotācija

Pārskata periodā (01.07.2011 – 30.09.2011) tika veiktas sekojošas aktivitātes: Statistiskās metodes izpēte un efektivitātes novērtējums elpošanas lokācijas vajadzībām maza un liela iztvērumu (strobu) skaita apstākļos pielietojot statistiskās metodes dažādas modifikācijas; 15mkV UWB (Ultra Wide Band) uztvērējiekārtas signālu pārveidošanas metožu izstrāde un izpēte; uzsakta jauna tuneļdiožu balansa komparatora modeļa un tranzistoru komparatora modeļa dinamikas izpēte; UWB uztvērējiekārtas plates montāžas pabeigšana, mezglu regulēšana un procesoru programmēšana; galveno komponentu metodes pielietošanas izpēte elpošanas lokācijā; raidītāja un antenas darba frekvences paaugstināšanas izpēte (lai uzlabotu radiolokatora telpisko izšķiršanas spēju); UWB radiolokatora sasaistes ar datoru izstrāde.

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

Ievads

Kā jau projekta pieteikumā bija minēts, UWB radiolokācija ir relatīvi jauns tehnikas virziens, no kura pielietojumiem kā galvenos var nosaukt sekojošus: autoceļu, dzelzceļu uzbūrumu, aerodromu segumu lokācija; zemē ieraktu komunikāciju meklēšana; inženierbūvju un celtniecības objektu lokācija; ģeoloģisko struktūru kartēšana; ledus biezuma mērīšana; zemūdens nogulu lokācija; mūžīgā sasaluma dziļuma lokācija; arheoloģiskie pētījumi; dažādu kravu lokācija, kontrabandas apkarošana; slēptuvju atklāšana; cilvēku meklēšana nogruvumos, drupās; mīnu (tai skaita plastikāta) meklēšana; šķidrumu līmeņu un blīvuma mērīšana; medicīniskie pētījumi. Visiem šiem pielietojumiem kopīgs ir tas, ka tiek izstarots UWB signāls, kas atstarojas no mērķa. Visos šajos pielietojumos ir svarīga radiolokatora uztvērējiekārtas augstāka jutība, kas ir galvenais dotā projekta uzstādītais mērķis. Augstāku uztvērējiekārtas jutību tiek plānots panākt kā ar oriģinālu shemotehnisko risinājumu, tā arī ar oriģinālu signālapstrādes metožu pielietojumu palīdzību.

Svarīga UWB radiolokatoru pielietojumu joma ir medicīna, kur UWB lokatorus pielieto elpošanas un sirdsdarbības kontrolei no distances. Tieši atbilstoši šāda veida pielietojumam pirmajā kvartālā tika veikts stāvokļa pasaulē izvērtējums un pielietojamo metožu izpēte. Kā pirmajā tā otrajā kvartālā tika pētītas divas elpošanas reģistrācijas metodes, kuras nosacīti nosauktas kā *viena punkta* metode un *divu punktu* metode. Iegūtie rezultāti ļāva secināt, ka abām metodēm ir savas priekšrocības un trūkumi. Šai sakarā otrajā pārskata periodā tika veikti signālu papildapstrādes pētījumi *viena punkta* metodei un fāzu intervala kļūdas ietekmes pētījumi *divu punktu* metodei. Dotajā 3. pārskata periodā tika pētīta statistiskā metode un tās efektivitātes novērtējums elpošanas lokācijas vajadzībām maza iztvērumu (strobu) skaita apstākļos pielietojot dažādas šīs metodes modifikācijas. Šī pētījuma mērķi iesniedzas tālāk par vienkāršu elpošanas līknes reģistrāciju klīnikā, bet ietver arī elpošanas signāla atklāšanu lielās distancēs no objekta, piemēram, drupās dabas katastrofu vai teroristu uzbrukuma gadījumos. Šajos gadījumos lokācijas specifika ir tāda, ka lokatoram jāuztver vāji vai pat ļoti vāji signāli, kas stiprā mērā ir maskēti ar troksni.

Paraleli tam tika uzsākta 15 μ V UWB radiolokatora uztvērējiekārtas signālu pārveidošanas metožu izstrāde un izpēte. Pārskata periodā veikts aprēķins vienas no iespējamām pārveidošanas metodēm - "up-and-down" metodes gadījumā.

Uzsākta jauna tuneļdiožu balansa komparatora modeļa un tranzistoru komparatora modeļa dinamikas izpēte ar mērķi noteikt tā optimālos režīmus un tajos sasniedzamos kvalitātes rādītājus (pārejas raksturliiknes kāpuma laiku, elementu un spriegumu pielaižu diapazonus). Pabeigta UWB elpošanas radiolokatora uztvērējiekārtas plates montāža un notiek procesoru

programmēšana. Elpošanas radiolokatora signālu apstrādei veikta galveno komponentu metodes pielietošanas izpēte un tiek gatavota publikācija par izpētes rezultātiem.

Rezultātu kopsavilkums

Statistiskās signālapstrādes metodes pielietojuma elpošanas lokācijā izpēte un efektivitātes novērtējums.

- Statistiskās signālapstrādes pētījums veikts kā maza, tā arī liela iztvērumu skaita apstākļos ar mērķi veikt statistiskās metodes, kā arī tās modifikāciju efektivitātes novērtējumu stipri ar troksni maskētu signālu atklāšanas un precīzas reģistrācijas režīmos. Pētījumu rezultātā secināts, ka maza iztvērumu skaita apstākļos statistiskā metode, kā arī visas tās modifikācijas, rada visai ievērojamus signāla formas kropļojumus. Tāpēc maza iztvērumu skaita režīmu var lietot ātrai signālu atklāšanai. Signālu precīzai reģistrācijai lokatorā jāparedz iespēja pārslēgties uz liela iztvērumu skaita režīmu.
- Pārejot no maza iztvērumu skaita uz lielu iztvērumu skaitu, pārveidojuma kvalitātes izmaiņas nav krasi izteiktas. Praktiski par lielu iztvērumu skaitu var uzskatīt strobu skaitu sākot jau no aptuveni 30 strobiem vienā fāzes punktā. Tādā gadījumā pie dotā $n > 30$ signāla precīzai reģistrācijai var vai nu viduvēt pietiekoši lielu izvēršu skaitu vai palielināt strobu skaitu n katrā fāzes punktā.
- Statistiskās metodes pētījumi liela iztvērumu skaita apstākļos rāda, ka statistiskai metodei, salīdzinājumā ar “up-and-down” metodi, varētu būt tehniskās realizācijas priekšrocības. Galīgo atbildi šajā jautājumā varētu dot fizikālais eksperiments.
- Detalizētāku augstāk minēto pētījumu izklāstu skat. Pielikumā 1.

15μV UWB uztvērējiekārtas signālu pārveidošanas metožu izstrāde un izpēte.

- Lai nodrošinātu pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiku 100 ps aprēķināts, ka komparatorā lietojot 10 mA Ge tuneļdiodes ir nepieciešama to kapacitāte ne sliktāka par $C = 2.58 \text{ pF}$. Šādu komparatoru var realizēt izmantojot 1И308Д sērijas tuneļdiodes, kuru kapacitāte saskaņā ar pasas datiem ir 0,8 - 2 pF, vai pat izmantojot “ātrākās” no 1И308Г sērijas tuneļdiodēm, kuru kapacitāte ir 1,5 – 5 pF.
- Pie tuneļdiožu kapacitātes $C = 2.58 \text{ pF}$ aprēķinātais ekvivalentais ieejas trokšņa spriegums ir $\sigma_1 = 264 \text{ μV}$.
- Radiolokatora uztvērējiekārtas aprēķinā jutība pieprasīta ar rezervi – 10 μV. Lai nodrošinātu tādu pārveidotāja jutību, pielietojot “up-and-down” metodi, nepieciešamā soļa lielumam jābūt $s = 0.6 \text{ μV}$.
- Izvēlētais minimālais fāzes punktu skaits uz signāla periodu $n_{Tmin} = 15$.
- Izvēlētais minimālais salīdzināšanas operāciju (strobu) skaits vienā fāzes punktā $n = n_{min} = 25$.
- Detalizētāku aprēķina izklāstu skat. Pielikumā 2.
- Tuneļdiožu kapacitāte ir aprēķināta pamatojoties uz teoriju, kas izstrādāta idealizētai komparatora shēmai, kurā netiek ņemtas vērā parazītiskās induktivitātes un strobsignāla frontes garums. Tāpēc augstāk minētais tuneļdiožu kapacitāšu aprēķins dod tikai orientējošus datus. Precīzāku rezultātu iegūšanai projektā notiek komparatoru dinamikas izpēte un to darba režīmu optimizācija ar datormodelēšanas programmas *SPICE* palīdzību.

Jauna tuneļdiožu balansa komparatora modeļa dinamikas izpēte

- Uzsākta jauna tipa balansa komparatora SBK2 dinamikas izpēte. Izpētes mērķis ir hipotēžu pārbaude par SBK2 priekšrocībām salīdzinājumā ar agrāk pētīto komparatoru (SBK1), kā arī SBK2 patentspējas novērtēšanai.
- Veikts pretestības R_s^* ietekmes uz komparatora dinamiku pētījums un iegūti sekojoši secinājumi:
 - Neliela pretestības R_s^* vērtība komparatora dinamiku neiespaido vai ir pat vēlama ($R_s^* = 10\text{ m}\Omega$), jo paplašina R_v pielaižu diapazonu kā pozitīviem, tā negatīviem ieejas signāliem;
 - Ir vēlama neliela pretestības R_s^* vērtība ($R_s^* = 10\text{ m}\Omega$), jo tas paplašina R_v pielaižu diapazonu kā pozitīviem, tā negatīviem ieejas signāliem;
 - Pie lielākām R_s^* vērtībām ($R_s^* > 10\text{ m}\Omega$) sašaurinās pretestību R_v pielaižu diapazons un sāk atšķirties komparatora dinamika pozitīviem un negatīviem ieejas signāliem – negatīvu signālu gadījumā palielinās pārejas raksturlīknes kāpuma laiks.
- Veikts induktivitātes palaišanas impulsa ķēdē iespaids uz komparatora dinamiku pētījums un iegūti sekojoši secinājumi:
 - Induktivitāte palaišanas impulsa ķēdē pie “lēzenas” ($T_f = 4\text{ ns}$) palaišanas impulsa frontes samazina pārejas raksturlīknes kāpuma laiku pozitīvam ieejas signālam un palielina kāpuma laiku negatīvam signālam
 - Līdz induktivitātes vērtībai $L = 200\text{ nH}$ var uzskatīt, ka induktivitāte komparatora darbību neietekmē.
 - Pie $L = 400\text{ nH}$ kāpuma laiku atšķirības sāk būtiski pieaugt - pozitīvam ieejas signālam pārejas raksturlīknes kāpuma laiks ir samazinājies no 37 ps uz 27 ps, negatīvam – palielinājies no 54 ps līdz 64 ps.
 - Iegūtie rezultāti nozīmē to, ka komparatora galvas konstrukcijā palaišanas impulsu var pievadīt pa vadu, ja vada induktivitāte nepārsniedz aptuveni 200 nH. Pretējā gadījumā palaišanas impulss jāpievada pa koaksiālo kabeli.
 - Induktivitātes lielums pretestības R_v pielaižu diapazonu praktiski neietekmē;
 - Lietojot relatīvi lēnu palaišanas impulsa fronti (4 ns), bet pietiekoši “ātras” tuneļdiodes, ir iespējams nodrošināt projekta iesniegumā uzdoto pārejas raksturlīknes kāpuma laiku 100 ps kā pozitīva, tā arī negatīva ieejas signāla gadījumā.
 - Jo lielāka ir tuneļdiožu kapacitāte, jo mazāks ir to paštroksnis un rezultātā augstāka ir pārveidotāja jutība. Tāpēc no pārveidotāja jutības viedokļa ir jācenšas pielietot tuneļdiodes ar maksimāli lielām pieļaujamām kapacitātēm.

Modelēšanas rezultāti sniegti Pielikumā 3.

Norādījumi turpmākiem pētījumiem:

- Noskaidrot, cik liela tuneļdiožu kapacitāte ir pieļaujama, lai pie palaišanas impulsa frontes 4 ns un induktivitātes palaišanas impulsa ķēdē 200 nH vēl netiek pārsniegts projekta iesniegumā uzdotais pārejas raksturlīknes kāpuma laiks 100 ps.
- Noskaidrot testsignāla amplitūdas ietekmi uz pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiku.

Tranzistoru komparatora modeļa dinamikas izpēte

- Tranzistoru komparatora modeļa dinamikas pētījumu rezultātā konstatēts, ka modeļa bez parazītiskajām induktivitātēm pārveidotāja iegūtais pārejas raksturlīknes kāpuma laiks, lietojot tranzistorus BFP420/SIE sastāda aptuveni 70 ps. Šis rezultāts iegūts pie praktiski ideāla strobsignāla (10 ps).

Modelēšanas rezultāti sniegti Pielikumā 4.

Norādījumi turpmākiem pētījumiem:

- Ir nepieciešams pilnveidot komparatora elektrisko modeli ņemot vērā parazītiskās induktivitātes.
- Nepieciešams veikt tranzistoru komparatora dinamikas izpēti pie garākām strobsignāla frontēm.

UWB uztvērējiekārtas procesoru programmēšana

Pabeigta plates montāža, veikta mezglu regulēšana sākotnējai uztvērējiekārtas konfigurācijai.

Veikti šādi programmēšanas un programmas atklūdošanas darbi:

- Iegūto U/D datu sagatavošana pārraidei uz LCD ekrāna kontrolieri.
- U/D datu starppunktu vektoru aprēķins.
- Pārveidoto datu pārrēķins LCD ekrānu atmiņas adresēs.
- Neizmantoto LCD ekrāna atmiņas šūnu dzēšana un visas LCD ekrāna atmiņas dzēšana.
- Sagatavoto datu sūtīšana uz LCD ekrānu.
- Atstarotā signāla centrēšanas un meklēšanas programmas algoritma izstrāde.
- Pāreja no 1024 izvērse punktiem uz 32 izvērse punktiem.
- 32 punktu starppunktu vektoru aprēķins.
- 32 punktu datu pārraide uz LCD ekrānu.
- Atstarotā signāla meklēšana pa Y asi.
- Atstarotā signāla automatiskā korekcija pa Y asi, kas kompensē temperatūras dreifu, programmas koeficientu piemeklēšana. Atstarotā signāla meklēšana pa X asi (signāla ielikšana ekrānā).
- Atstarotā signāla sākuma marķiera meklēšana pa X asi.

Mezglu montāžas un testēšanas darbi - atstarotā signāla meklēšana un centrēšana pa X un Y asīm.

Galveno komponentu metodes pielietojšanas izpēte elpošanas lokācijā

Elpošanas lokācija pamatojas uz atstarotā signāla aizkaves modulāciju cilvēka elpošanas procesā. Lai pēc radiolokatora uztvertā signāla rekonstruētu elpošanas signālu tiek piedāvāts lietot galveno komponentu metodi, kas signālapstrādes jomā pazīstama arī ar nosaukumu Karunena-Loeva metode. Dotajā pētījumā kā UWB lokācijas signāla modelis izmantota harmoniska svārstība ar eksponenciālu apliecošo, kas visai labi aproksimē reālos lokācijas signālus. Dotajā pētījumā, atšķirībā no viena punkta vai divu punktu metodes, atstarotais signāls tiek reģistrēts visā radiolokatora izvērse garumā (nevis vienā vai divos fāzes punktos). Līdz ar to šo metodi var lietot elpošanas kustības atklāšanai un reģistrēšanai iepriekš nezināmā attālumā no radiolokatora (piemēram, ēkas gruvešos apraktu cilvēku meklēšanai). Pētījums veikts pie 256 punktiem uz izvērse garumu. Parādīts, ka izmantojot Karunena-Loeva pārveidojumu ir iespējams būtiski samazināt vektoru dimensiju skaitu pie tam saglabājot pietiekoši augstu mērījumu precizitāti (līdz 5%).

Detalizētāku augstāk minēto pētījumu izklāstu skat. publikācijas sagatavē (Pielikums 5), ko paredzēts iesniegt publicēšanai žurnālā *Автоматика и вычислительная техника*.

Raidītāja un antenas darba frekvences paaugstināšanas izpēte

Izpēte veikta ar mērķi uzlabot radiolokatora telpisko izšķiršanas spēju. Agrākie mūsu pētījumi ir parādījuši, ka, lai efektīvi izdalītu modulējošo signālu, kas atbilst cilvēka krūšu kurvja svārstībām, nepieciešams izmantot ultraplātjoslas impulsus ar centrālo frekvenci ne zemāku par

3 GHz. Šā mērķa sasniegšanai pārskata periodā tika veikti sekojoši meklējumi un pētījumi:

1. Tādu SRD diožu izvēle, kas nodrošinātu pārslēgšanās ātrumu (laiku) ne sliktāku par 80ps.
2. Tādas raidītāja konstrukcijas izveide, kas nodrošinātu minimālu kabeļa (līnijas) garumu no impulsa formētāja līdz raidītāja antenai.
3. Raidītāja shemotehniska pilnveidošana ar mērķi panākt maksimālu SRD diodes ātrdarbības izmantošanu.
4. Raidītāja un uztvērēja antenu konstrukcijas tāda izveide, kas nodrošinātu ultraplātjoslas impulsu ar centrālo frekvenci ne zemāku par 3 GHz izstarošanu un uztveršanu.

Augstāk minēto darbību detalizētāku izklāstu skat. Pielikumā 6.

UWB radiolokatora sasaistes ar datoru izstrāde

Darbs ir iesākts un turpināsies nākošajā kvartālā ar mērķi nodrošināt 1024 fāzes punktus nolasītās informācijas (8-bitu datu) ciklisku nosūtīšanu uz datoru izmantojot USB portu, kā arī glabāt datora atmiņā vai failā (vajadzības gadījumā) un attēlot grafiskajā logā.

Iegultās sistēmas datu glabāšanai datora atmiņā un attēlošanai izstrādāta datorprogramma Matlab vidē. Ierīces un datora komunikācijas nodrošināšanai lietota virknes saskarne, konkrētāk, UART/USB pārveidotājs – mikroshēma FT232RL. Izveidota testa platforma ar MSP430F2618 mikrokontrolieri virknes saskarnes datu pārraides un datu attēlošanas programmas testēšanai.

Detalizētāku izklāstu skat. Pielikumā 7.

Turpmākie darbi:

1. 15mkV radiolokatora uztvērējiekārtas signālu pārveidošanas metožu dinamiskā diapazona izpēte.
2. Komparatora SBK1 testsignāla amplitūdas ietekmes uz pārejas raksturlīknes kāpuma laika izpēte ar datormodelēšanas programmas T-SPICE (Tanner Research Inc.) palīdzību.
3. Komparatora SBK2 palaišanas impulsa parametru un palaišanas impulsa trakta ietekmes uz komparatora dinamiku izpēte ar datormodelēšanas programmu sistēmas T-SPICE palīdzību.
4. Transistoru komparatora dinamikas izpēte ar datormodelēšanas palīdzību ņemot vērā tranzistoru parazītiskās induktivitātes un reālus strobosignāla frontes garumus.
5. Elpošanas radiolokatora uztvērējiekārtas plates procesoru programmu testēšana un koriģēšana. Procesoru darbības sasaiste ar shēmas analogo daļu.
6. Galveno komponentu metodes analīze radiolokācijas signālu apstrādes vajadzībām signāla mainīgas amplitūdas, sarežģītas formas signālu un atstarojumu superpozīcijas apstākļos.
7. Stroboskopiskā pārveidotāja galvas jaunas elektriskās shēmas mehāniskās konstrukcijas projektēšana.

Statistiskās signālapstrādes metodes pielietojuma elpošanas lokācijā izpēte un efektivitātes novērtējums

Ir zināma ar normāli sadalītu troksni X (dispersija $DX = \sigma_1^2$ un vidējā vērtība $EX = 0$) maskēta signāla $U_{1,i} = u_{1,i} + X$ momentānās vērtības $u_{1,i}$ mērīšanas metode [1], saskaņā ar kuru atkārtojama signāla momentānā vērtība fāzes punktā i tiek salīdzināta n reizes ar zināmu sliekšni e_i un tiek reģistrēts sliekšņa pārsniegšanas gadījumu skaits n_i^+ . Ja ir zināma maskējošā trokšņa dispersija, tad signāla momentānās vērtības novērtējumu formāli var aprēķināt saskaņā ar izteiksmi:

$$u_2 = \hat{U}_i = \sigma_1 \Phi^{-1}\left(\hat{P}_{n,i}\right) + e_i, \quad (1)$$

kur: Φ - standartnormālā sadalījuma funkcija; Φ^{-1} - tās inversā funkcija; $\hat{P}_n = \frac{n_i^+ + \varepsilon(n_i^+)}{n}$ - sliekšņa pārsniegšanas novērtējums; $\varepsilon(0) = -\varepsilon(n) = 1$ un $\varepsilon(n^+) = 0$ pārējos gadījumos; $e_{i+1} = \hat{U}_i$. Lielumi $\varepsilon(0)$ un $\varepsilon(n)$ ieviesti, jo pie $n^+ \cdot (n - n^+) = 0$ funkcijas $\Phi^{-1}\left(\frac{n^+}{n}\right)$ vērtība ir bezgalība.

Lai gadījumi, kad $n^+ \cdot (n - n^+) = 0$, nebūtu jāatmet un mērījums neietu zudumā, šajā metodē tika ieviests $\varepsilon(0) = -\varepsilon(n) = 1$ no apsvērumiem, ka tuvākās izrēķināmās $\frac{n^+}{n}$ vērtības ir $\frac{1}{n}$ un $\frac{n-1}{n}$.

Kā funkcijas $\Phi^{-1}\left(\frac{n^+}{n}\right)$ aproksimācija publikācijā [1] ņemta funkcija:

$$\Phi^{-1}\left(\frac{n^+}{n}\right) \approx c \ln\left(\frac{n}{n^+} - 1\right). \quad (2)$$

Pieprasot, lai atvasinājums abām funkcijām pārliekuma punktā būtu vienāds, jābūt $c = \frac{-\sqrt{2\pi}}{4}$.

Šajos pētījumos kā pārveidojamais signāls tiek izmantots ultraplātjoslas radiolokācijas signāla modelis – harmoniska monosvārstība $u(t) = A_1 \sin(\omega t)$, kas uzdots perioda 50 punktos ($n_T = 50$).

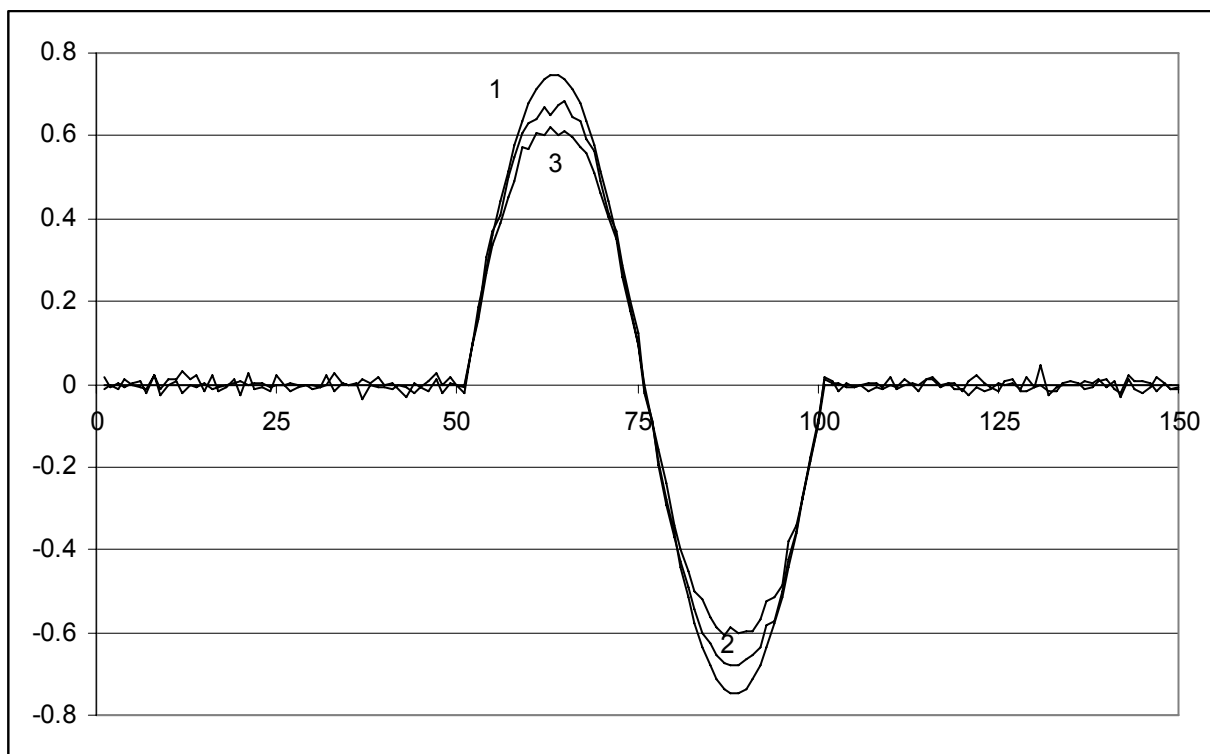
Ja apriori ir zināms, ka signāli ir vāji ($A_1 \approx \sigma_1$) un centrēti, tad statistisko metodi var vienkāršot, to pielietojot ar konstantu sliekšni $e = 0$:

$$\hat{U}_i = \sigma_1 \Phi^{-1}\left(\hat{P}_{n,i}\right). \quad (3)$$

Šādas signālapstrādes statistiskā modelēšana tiks veikta pie pie maskējošā trokšņa vidējās kvadrātiskās novirzes $\sigma_1 = 1$.

Radiolokatora darbību var sadalīt divos režīmos – signālu atklāšanas un signālu precīzas reģistrācijas režīmā. Lai nodrošinātu radiolokatora maksimālu ātrdarbību, atklāšanas režīmā pārveidojumā (3) ir mērķtiecīgi lietot mazu iztvērumu skaitu. Pēc signāla atklāšanas, tā precīzai reģistrācijai var veikt vairākkārtīgu signāla izvēršu viduvēšanu. Formāli no

pārveidojuma (3) varētu sagaidīt, ka neatkarīgi no n lieluma pārveidojuma rezultāta amplitūdas vidējā vērtība $\bar{A}_2 = A_1$. Taču izrādās, ka eksistē tāds $n^* = n(A_1) > 2$, pie kura visiem $n \in (2; n^*]$ amplitūda $\bar{A}_2$ ir mazāka par A_1 un signāls tiek nelineāri kropļots. Ilustrācijai Zīm. 1 ir parādīta monovārstība ar amplitūdu $A_1 = 0.75$ (līkne 1), tās pārveidojuma (3) vidējā vērtība pie $n = 5$ (līkne 3) un pie $n = 6$ (līkne 2). Viduvēšanai izmantotas $m = 1600$ izvērses.



Zīm. 1. Nelineāro kropļojumu ilustrācija: pārveidojamais signāls (līkne1); pārveidojuma rezultāts pie $n = 6$ (līkne2) un pie $n = 5$ (līkne3).

Šis piemērs rāda, ka maza iztvērumu skaita apstākļos nelineāro kropļojumu dēļ rodas mērījuma sistemātiskā kļūda, kas izpaužas samazinātas signāla amplitūdas veidā.

Nelineārie kropļojumi izpaužas arī pārveidojuma (1) gadījumā pie maziem $n \cdot n_T$.

Palielinot n virs n^* , $\bar{A}_2$ kļūst lielāks par A_1 . Turpinot n palielināšanu, $\bar{A}_2/A_1$ sākumā pieaug, bet pēc tam asimptotiski tiecas uz 1. Pētījuma rezultātus ilustrēsim ar piemēru pie $A_1 = 0.75$ (skat Zīm. 2, līkne 1).

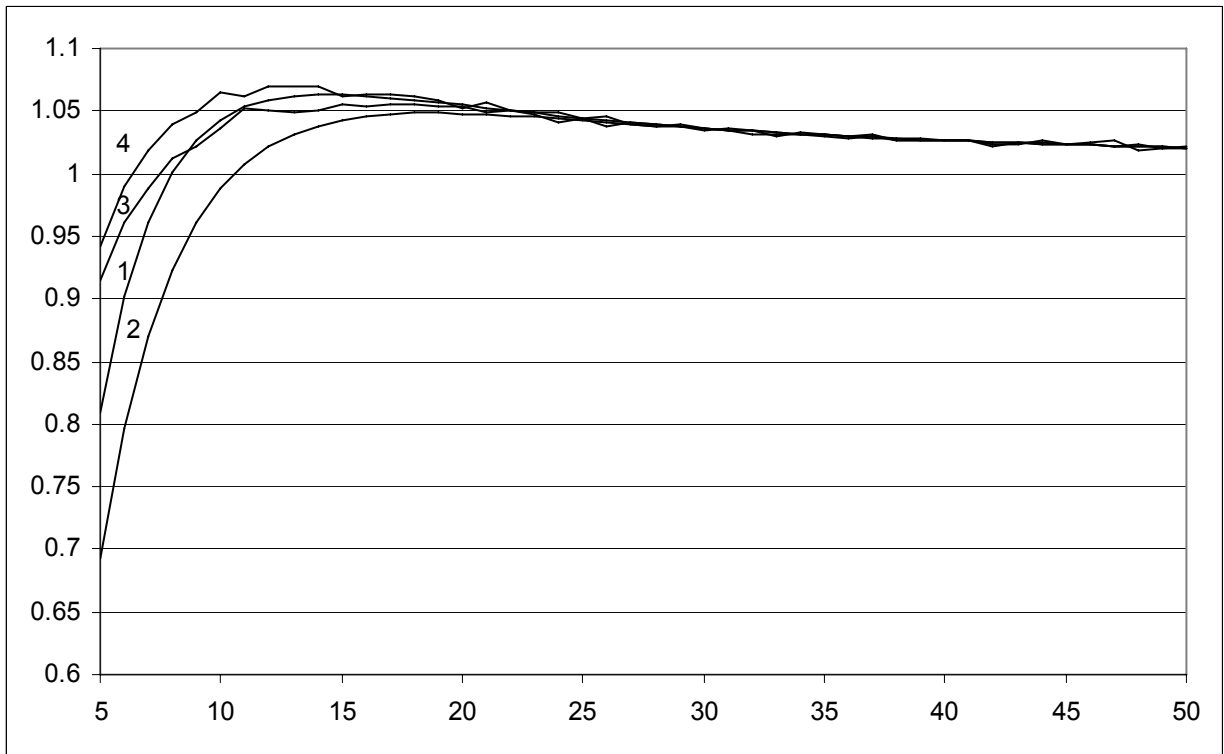
Metodei (3) pie $n^+ \cdot (n - n^+) = 0$ bija ieviests parametrs $\varepsilon(0) = -\varepsilon(n) = 1$. Lai izslēgtu šādus gadījumus, metodi (3) var modificēt, palielinot salīdzināšanas operāciju skaitu n . Ir iespējami vairāki varianti. Vienkāršākais veids (variants *a*) ir atkārtot pārveidojumu (3) tajā pašā fāzes punktā tik reizes, līdz nosacījums $n^+ \cdot (n - n^+) > 0$ izpildās. Tad par mērīšanas rezultātu var uzskatīt $\hat{U}_i = \sigma_1 \Phi^{-1} \left(\hat{P}_{n,i} \right)$. Šādai modifikācijai $\bar{A}_2/A_1$ atkarība no n ir parādīta Zīm 2 (līkne 2).

Lai informācija par izmantotajām salīdzināšanām neietu zudumā, tika izstrādāts variants *b* kā variantā *a* modifikācija. Variantam *a* varam fiksēt kopējo izmantoto salīdzināšanas operāciju skaitu dotajā fāzes punktā n_Σ , kopējo sliekšņa pārsniegšanu skaitu n_Σ^+ un kā mērījuma rezultātu

ņemt $\hat{U}_i = \sigma_1 \Phi^{-1}\left(\frac{n_{\Sigma}^+}{n_{\Sigma}}\right)$. Variantam b $\bar{A}_2/A_1$ atkarība no n ir parādīta Zīm 2 (līkne 3). Abi augstāk minētie varianti prasa visas sērijas n operāciju atkārtošānu.

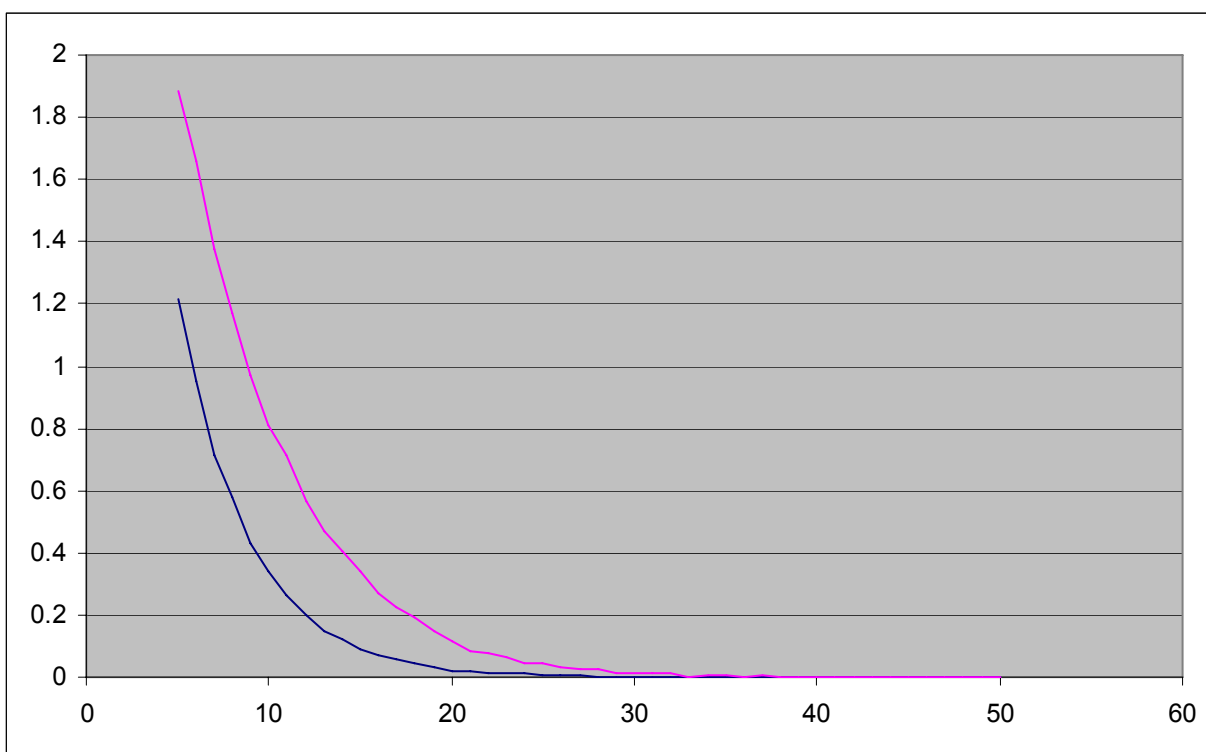
Lai ekonomētu salīdzināšanas operāciju skaitu, var rīkoties šādi. Ja pēc n operācijām $n^+ \cdot (n - n^+) > 0$, pārveidojumā (3) $U_{1,i}$ salīdzināšanu ar $e_i = 0$ jāturpina, līdz izpildās

nosacījums $n_{\Sigma}^+ \cdot (n_{\Sigma} - n_{\Sigma}^+) = 0$ (variants c). Šim variantam $\bar{A}_2/A_1$ atkarība no n ir parādīta Zīm. 2. ar līkni 4.



Zīm. 2. Attiecības $\bar{A}_2/A_1$ atkarība no n pie $A_1 = 0.75$. Līkne 1 – pārveidojums (3). Līkne 2 – a variants. Līkne 3 – b variants. Līkne 4 – c variants.

Visi metodes (3) varianti prasa palielinātu salīdzināšanas operāciju skaitu. Taču pētījums, kas tika veikts ar statistiskās modelēšanas palīdzību, parādīja, ka visos šajos variantos vidējais papildus salīdzināšanas operāciju skaits ir neliels (skat. Zīm. 3). Savukārt sistemātisko kļūdu ziņā, varianti b un c ir praktiski līdzvērtīgi un uzrāda augstāku precizitāti nekā pamatmetode. Vislielāko kļūdu dod varianta a pielietošana.



Zīm. 3. Vidējais papildus operāciju skaits. Līkne 1 (sarkana) – a un b varianti (līknes sakrīt). Līkne 2 (zila) – c variants.

Kā redzam no iegūtiem rezultātiem, visi augstāk minētie paņēmieni uzrāda visai ievērojamu sistemātisko kļūdu. Lai šo kļūdu samazinātu, var lietot dažādus korekcijas paņēmienus, taču to optimāla pielietošana sarežģī metodes kā tādas. Lai kļūdu samazinātu, var arī palielināt n līdz pietiekoši lielai vērtībai un nerūpēties par korekcijām. Līdz ar to mazu iztvērumu (strobu) skaitu lietderīgāk lietot signālu atklāšanas režīmā, bet signālu precīzai reģistrācijai paredzēt iespēju radiolokatoru pārslēgt uz lielu iztvērumu skaitu.

Secinājumi:

- Maza iztvērumu skaita apstākļos ar statistisko metodi un tās augstāk aprakstītām modifikācijām pārveidotais UWB lokācijas signāls ir nelineāri kropļots.
- Mazu iztvērumu skaitu var lietot signālu atklāšanas režīmā, jo tur nelineāro kropļojumu klātbūtne nav traucējoša.
- Precīzai signālu reģistrācijai radiolokatoram ir lietderīgi paredzēt iespēju pārslēgties uz liela iztvērumu skaita režīmu.

Literatūra:

[1] K. Kruminsh, O. Zaytsev. Discrete Sampling Transform of the Signals Masked in the Noise. Proceedengs of International Workshop on Sampling Theory and Applications, July16-19, 1997, Universidade de Aveiro, Portugal, pp. 103-108.

Statistiskās metodes un tās modifikācijas izpēte liela iztvērumu skaita apstākļos.

Ir zināmas vairākas diskrēto stroboskopisko pārveidojumu metodes, no kurām līdz šim praktiski tiek izmantota tikai t.s. „up-and-down” metode (turpmāk ud). Citas, t.s. statistiskās metodes ir pētītas tikai teorētiski. Viens no iemesliem šādai situācijai ir tas, ka pie samērā neliela pieļaujamā strobēšanas operāciju skaita n , rēķinot uz vienu reģistrējamā signāla momentāno vērtību, šīm metodēm nav jūtamu priekšrocību.

Situācija mainās pie lielām n vērtībām, kā tas ir iespējams, piemēram, elpošanas signāla reģistrācijai paredzētā UWB lokatorā. Pie stroboskopiskā pārveidotāja takts frekvences 1 MHz un vienas elpošanas signāla momentānās vērtības reģistrācijai patērētā laika 0.01 s (pat pie elpošanas signāla perioda $T=2s$ tas sastāda tikai 5% no perioda) strobēšanas operāciju skaits uz momentāno vērtību (viens pārveidojuma cikls) ir vienāds 10^4 .

Pie tik lielām n vērtībām statistisko metožu pielietošanai ir priekšrocības. Pirmkārt, ud metodē pēc katras strobēšanas operācijas ir jāmaina stroboskopiskā pārveidotājā ietilpstošā diskriminatora sliekšnis par lielumu s (solis), kamēr statistiskajās metodēs tas vai nu vispār paliek nemainīgs (konstanta sliekšņa režīms), vai arī tiek mainīts cikla beigās (mainīga sliekšņa režīms). Cikla laikā tiek reģistrēts tikai diskriminatora nostrādāšanu skaits n_i^+ . Otrkārt, pie tik lielām n vērtībām teorētiski ir sasniedzams ļoti mazs pārveidojuma troksnis, bet ar ud metodi to nevar panākt, jo var izrādīties, ka ir jāizmanto tik mazs solis, kuru tehniski nevar nodrošināt.

Šajā pētījumā tiek salīdzinātas trīs statistiskās metodes. Pirmajā no tām [1] signāla momentāno vērtību aprēķina pēc formulas

$$u_{2,i} = \sigma_1 \Phi^{-1} \left(\frac{n_i^+ + \varepsilon(n_i^+)}{n} \right) + e_i, \quad (1)$$

kur σ_1 ir ieejas trokšņa vidējā kvadrātiskā vērtība, bet $\varepsilon(n_i^+)$ - saskaitāmais, kas nepieciešams, lai pie $n_i^+ = n$ vai $n_i^+ = 0$ funkcija (1) nekļūtu vienāda ar $+\infty$ vai $-\infty$.

Lai uzlabotu signāla/trokšņa attiecību, tika izstrādāta metod [2], kur signāla momentāno vērtību aprēķina pēc formulas:

$$u_{2,i} = \sigma_1 \left(\frac{n_i^+}{n - n_i^+ + \varepsilon} - 1 \right). \quad (2)$$

Šajā metodē pārveidotais signāls u_2 pēc formas atšķiras no ieejas signāla, tāpēc tā vairāk piemērota darbam signālu atklāšanas režīmā. Arī šeit saskaitāmais $\varepsilon > 0$ ieviests tādēļ, lai izteiksme (2) pie $n_i^+ = n$ nekļūtu vienāda ar bezgalību.

Ar mērķi samazināt formas kropļojumus, šajā pētījumā tiek piedāvāta trešā metode, kurā momentāno vērtību aprēķina šādi:

$$u_{2,i} = \sigma_1 \left(\frac{n_i^+}{n - n_i^+ + \varepsilon} - \frac{n - n_i^+ + \varepsilon}{n_i^+ + \varepsilon} \right) + e_i. \quad (3)$$

Tiek pieņemts, ka $\sigma_1 = 1$, $e_i = 0$, bet ieejas signāla amplitūda A_1 tiek izteikta σ_1 vienībās.

Ir iespēja n_i^+ vietā reģistrēt lielumu

$$r_i = \sum_{j=1}^n \text{sgn}(u_{1i} + \text{rand} n_j), \quad (4)$$

kur u_{1i} ir reģistrējamā momentānā vērtība. Tad, ņemot vērā, ka

$$n_i^+ = 0.5(n + r_i), \quad (5)$$

izteiksmes (3) vietā iegūstam

$$u_{2i} = 4\sigma_1 n r_i / (n^2 + \varepsilon' - r_i^2), \quad (6)$$

$\varepsilon' > 0$ - modifikācijas koeficients.

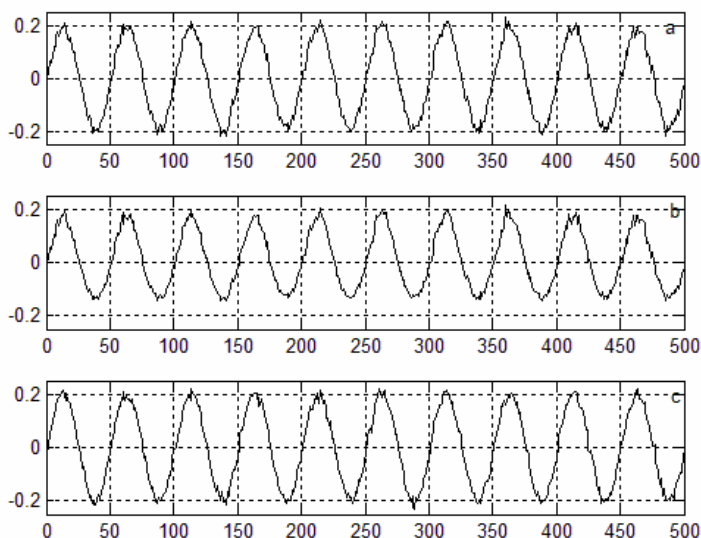
Pārveidotāja jutību izsaka ar trokšņa vidējo kvadrātisko vērtību σ_2 pārveidotāja izejā. Pie $n = 9600$ augstāk minētajām metodēm tika iegūti attiecīgi $\sigma_{21} = 0.027$; $\sigma_{22} = 0.0102$; $\sigma_{23} = 0.0408$. Lai nodrošinātu šādas trokšņa vērtības ar ud metodi, solim jābūt attiecīgi $s_1 = 0.00026\sigma_1$; $s_2 = 0.00017\sigma_1$; $s_3 = 0.0027\sigma_1$, ko tehniski realizēt ir grūti.

Zemāk ir parādīti vairāki modelēšanas rezultāti, kas iegūti ar minēto metožu palīdzību konstanta sliekšņa režīmā pie $n = 9600$. Kā pārveidojamais signāls tiek izmantots harmonisks signāls:

$$u_{1i} = A_1 \sin \frac{2\pi}{n_T} i, \quad i = 1, 2, \dots, n_T, \quad (4)$$

kur n_T ir iztvērumu skaits, rēķinot uz svārstības periodu T .

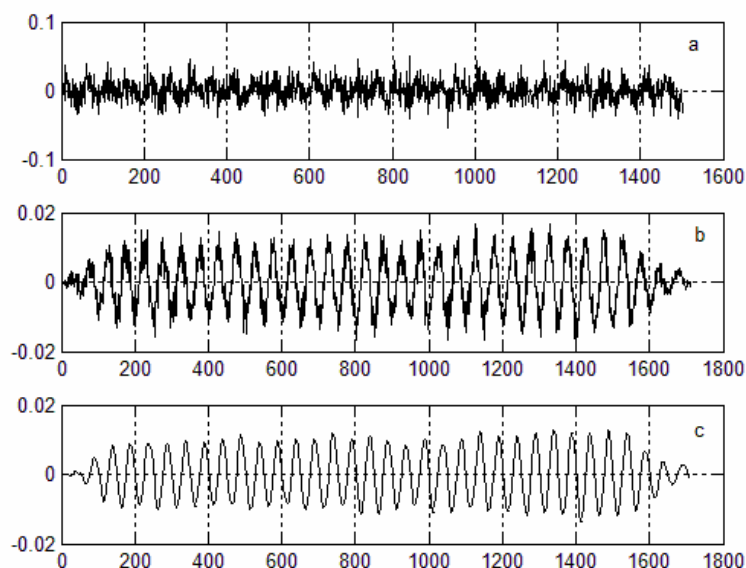
Zīm.1 (a, b, c) ir parādīti pārveidotie signāli pie $A_1 = 0.2$ attiecīgi pārveidojumiem 1, 2 un 6. Kā redzams, pie šādas amplitūdas tiek nodrošināta pietiekoši augsta signāla/trokšņa attiecība un pārveidojuma rezultāta papildapstrāde nav nepieciešama.



Zīm.1. Pārveidotais harmoniskais signāls ar amplitūdu $A_1 = 0.2$: a – pārveidojumam (1); b – pārveidojumam (2) un c- pārveidojumam (6). Līkne c ir normēta, lai iegūtu $A_2 = 0.2$.

Pie mazākām ieejas signāla amplitūdām, piemēram, $A_1 = 0.01$, ir jāveic pārveidojuma rezultāta papildapstrādi, lai iegūtu nepieciešamo signāla/trokšņa attiecību. Zīm. 2a. ir parādīts parādīts pārveidojuma (1) rezultāts signālam ar amplitūdu $A_1 = 0.01$. Lai uzlabotu signāla/trokšņa attiecību šim rezultātam, tika pielietota papildapstrāde – konvolūcija ar

fragmentu no reģistrētā signāla (Zīm. 2b). Šādi iegūtais rezultāts tika papildus filtrēts ar rekursīvo 8. kārtas zemo frekvenču filtru (Zīm. 2c).



Zīm.2. Līkne a – pārveidojums (1); līkne b – signāls a pēc konvolūcijas; līkne c – signāls b, filtrēts ar zemo frekvenču filtru.

Kā etalona signāls konvolūcijas operācijā ir izmantots signāla a fragments (210 iztvērumi). Šādu etalona izvēli nosaka tas, ka reālos apstākļos elpošanas svārstības periods nav zināms.

No iegūtajiem rezultātiem ir redzams, ka pielietojot papildapstrādi, ir iespējams reģistrēt ļoti vājus signālus, kuru amplitūda pat par divām kārtām ir mazāka par maskējošā trokšņa vidējo kvadrātisko novirzi.

LITERATŪRA.

1. Kruminsh K., Zaytsev O. Discrete Sampling Transforms of the Signals Masked in the Noise. Proceedings of the 1997 International Workshop on Sampling Theory and Applications. Universidade de Aveiro, Portugal, pp. 103-108.
2. В. Карклиныш. Модификация статистического метода для обнаружения слабых зашумленных сигналов. Автоматика и вычислительная техника, 2008, №1, 50-57.

15μV UWB uztvērējiekārtas signālu pārveidošanas metožu izstrāde un izpēte

Saskaņā ar projekta iesnieguma punktā 2.6 rakstīto, projekta specifiskais mērķis ir superplatjoslas radiofrekvenču lokācijas tehnoloģijas un tās iespēju demonstrējoša eksperimentālā prototipa izstrāde ar uztvērējierīces jutību ne sliktāku par 15μV (RMS) pie pārejas raksturlīknes kāpuma laika ne sliktāku par 100ps. Šai sakarā superplatjoslas radiolokatora izstrādes vajadzībām pārskata perioda tika veikti aprēķini signālu transformācijai pielietojot “up-and-down” metodi.

Prasības radiolokatora uztvērējiekārtai (stroboskopiskajam pārveidotājam):

- Pārejas raksturlīknes kāpuma laiks ne sliktāks par 100 ps;
- Trokšņa vidējā kvadrātiskā vērtība σ_2 pārveidotāja izejā 10μV (šī prasība aprēķinā uzstādīta augstāka ar rezervi);
- Pārveidotāja komparatora elementu bāze - 10 mA Ge tuneļdiodes (TD);
- Signālu transformācijā momentāno vērtību mērīšanai izmantojama „up-and-down” metode (vēlāk efektivitātes salīdzinājumam būs jāveic aprēķini arī citām metodēm).

Prasības lokatoram:

- Zondēšanas dziļums 1 m
- Takts frekvence 1 MHz vai 0.5 MHz
- Antenas centrālā frekvence 2 GHz
- Izvērses punktu skaits līdz 1024.

Izejot no minētām prasībām, ir jāaprēķina maksimāli pieļaujamo komparatora tuneļdiodes kapacitāti. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes klāpuma laiks t_r ir saistīts ar TD parametriem sekojošā veidā:

$$t_r = C\sqrt{2\pi(R_1^2 + R_2^2)}, \quad (1)$$

kur C ir TD kapacitāte, bet R_1 un R_2 - TD raksturlīknes diferenciālās pretestības darba punktos attiecīgi uz pirmā un otrā voltampēru raksturlīknes zara. Izmantojot tiešos mērījumus, kā arī TD raksturlīknes aproksimāciju, ir iegūtas šādas pretestību vērtības 1И308Д sērijas tuneļdiodēm: $R_1 = 5 \Omega$, $R_2 = 14.65 \Omega$. Tad no formulas (1) iegūstam, ka pie $t_r = 100 \text{ ps}$ nepieciešamas tuneļdiodes ar kapacitāti ne lielāku par $C = 2.58 \text{ pF}$.

Pārveidotāja ekvivalentā ieejas trokšņa vidējā kvadrātiskā vērtība izsakās ar formulu:

$$\sigma_1 = R_{ie} \sqrt{\frac{q I_p}{C(R_1 - R_2)}}, \quad (2)$$

kur $q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ – elektrona lādiņš, I_p - TD pīķa strāva, R_{ie} - pārveidotāja ieejas pretestība. Tad pie $C = 2.58 \text{ pF}$ iegūstam $\sigma_1 = 264 \mu\text{V}$. Zinot σ_1 un σ_2 vērtības, no formulas

$$\sigma_2 = \sqrt{0.625 \cdot \sigma_1 \cdot s + 0.25 \cdot s^2}, \quad (3)$$

iegūstam, ka „up-and-down” metodei nepieciešamā soļa vērtība ir $s = 0.6 \mu\text{V}$ ($C = 2.58 \text{ pF}$)

Aprēķināsim strobēšanas operāciju skaitu n uz vienu reģistrējamā signāla momentāno vērtību izejot no pieļaujamā vienai izvērsei patērējamā reģistrācijas laika $\Delta\tau$ un pieļaujamā attāluma Δs , par kuru lokators pārvietojas laikā $\Delta\tau$. Pie takts frekvences f un izvērses punktu skaita N

$$n = \frac{\Delta \tau f}{N} . \quad (4)$$

Pieļaujamais lokatora pārvietošanās ātrums

$$V = \frac{\Delta s}{\Delta \tau} . \quad (5)$$

Apvienojot (4) un (5), iegūstam

$$n = \frac{\Delta s f}{V N} . \quad (6)$$

Izvērse punktu skaits uz vienu reģistrējamā signāla periodu T ir atkarīgs no signāla izplatīšanās ātruma zondējamā vidē. Savukārt izplatīšanās ātrums ir atkarīgs no vides (grunts) sastāva un dielektriskās caurlaidības ε . Tad vienai izvērsei patērētais laiks

$$t_{izv} = \frac{2l\sqrt{\varepsilon}}{c} , \quad (7)$$

kur $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ - gaismas ātrums gaisā, bet izvērse punktu skaits uz signāla periodu

$$n_T = \frac{T N}{t_{izv}} = \frac{T N c}{2l\sqrt{\varepsilon}} . \quad (8)$$

Izejot no reģistrācijas precizitātes prasībām, minimālam izvērse punktu skaitam uz signāla periodu n_{Tmin} būtu jābūt ne mazākam par 10-12, bet minimālam strobēšanas operāciju skaitam n_{min} uz vienu izvērse punktu – ne mazākam par 25.

Pirmo no minētiem parametriem aprēķināsim, izmantojot formulu (8). Signāla periods T ir vienāds $5 \cdot 10^{-10} \text{ s}$ (atbilstoši antenas centrālajai frekvencei 2GHz). Dielektriskā caurlaidība ε saskaņā ar literatūrā minētiem datiem atkarībā no grunts sastāva un mitruma var mainīties robežās no 2.4 līdz 25. Saskaņā ar formulu (8) pie visnelabvēlīgākās situācijas ($\varepsilon = 25$)

$$n_T = \frac{5 \cdot 10^{-10} \cdot 1024 \cdot 3 \cdot 10^8}{2 \cdot \sqrt{25}} = 15.3 , \quad (9)$$

t.i. pie $N = 1024$ un $\varepsilon = 25$ minimālās prasības attiecībā pret n_{Tmin} izpildās.

No formulām (4) - (6) iegūstam, ka visnelabvēlīgākajā gadījumā, pie $f = 0.5 \text{ MHz}$ un $N = 1024$ (mazāku vērtību nevar izvēlēties, pretējā gadījumā var neizpildīties prasība attiecībā uz n_{Tmin} pie $\varepsilon = 25$) un $n = n_{min} = 25$

$$\Delta \tau = \frac{\Delta s}{V} = 5.12 \cdot 10^{-2} \text{ s} . \quad (10)$$

No (10), izvēloties nepieciešamo Δs , var aprēķināt pieļaujamo lokatora pārvietošanās ātrumu V . Piemēram, pie $\Delta s = 0.02 \text{ m}$ $V = 0.39 \text{ m/s} \approx 1.4 \text{ km/h}$.

Sausai smilšainai vai mālainai augsnei $\varepsilon = 2.5 \div 2.6$, un parādās iespēja variēt stroboskopiskā pārveidotāja parametrus. Izvēlēsimies $N = 512$, atstājot iepriekšējo $\Delta \tau$ un f vērtību. Tad saskaņā ar (4) un (8) $n = 50$, bet $n_T \approx 23$, kas ļauj iegūt kvalitatīvāku reģistrēto signālu salīdzinot ar iepriekšējo variantu.

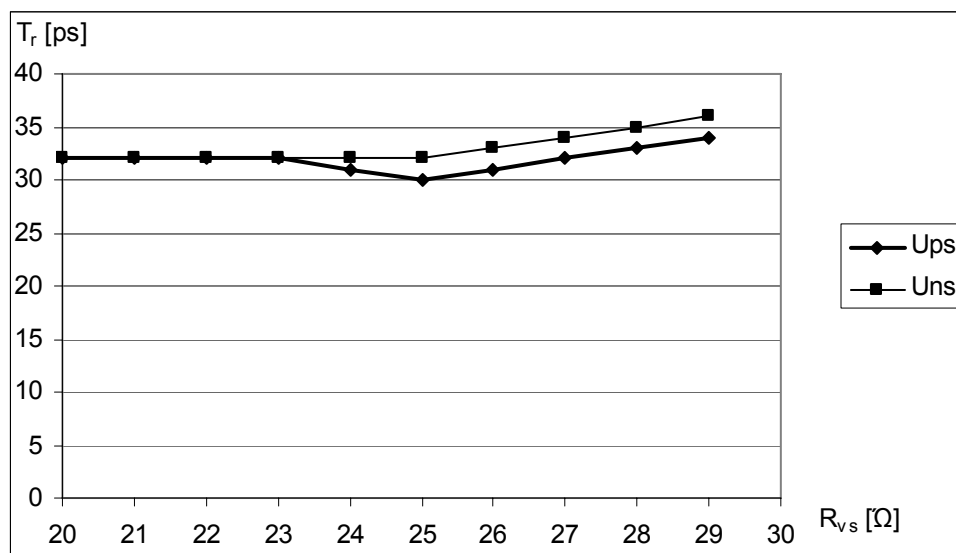
Komparatoru dinamikas pētījumi

Pretestības R_s^* ietekmes uz komparatora dinamiku pētījums.

1. Pētījuma nosacījumi: komparatora tuneļdiožu pīķa strāva $I_{p1}=I_{p2}=10$ mA; komparatora tuneļdiožu kapacitātes $C1=C2=0.8$ pF; tuneļdiožu parazītiskā induktivitāte $L_s=0,01$ nH; strobējošās tuneļdiodes pīķa strāva $I_{p3}=20$ mA; atbalsta pretestība $R_a=3$ Om; palaišanas impulsa fronte $T_f=0.5$ ns; $R_s^*=0$ Om.

Piezīme: Pārejas raksturlīknes kāpuma laiks tabulās uzrādīts pikosekundēs, pretestības R_v vērtības – Omos.

R_v	U_{ps}	U_{ns}
20	32	32
21	32	32
22	32	32
23	32	32
24	31	32
25	30	32
26	31	33
27	32	34
28	33	35
29	34	36

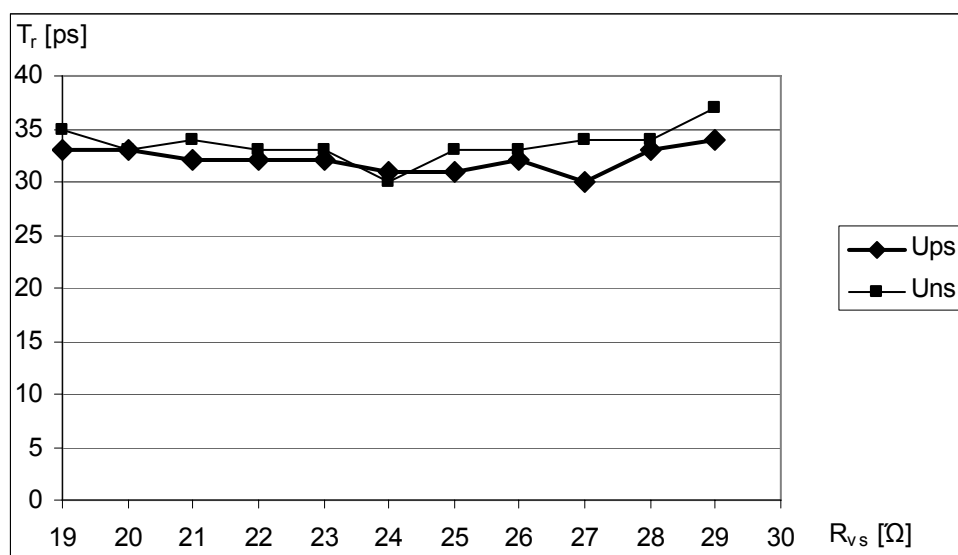


Secinājumi:

- Komparatori uzrāda labu dinamiku plašā pretestības R_v lielumu diapazonā – pārejas raksturlīknes kāpuma laiki diapazonā līdz $R_v=28$ Om nepārsniedz 35 ps;
- Pie mazākam R_v vērtībām ($R_v < 24$ Om) komparatora reakcija uz pozitīvu un negatīvu testsignālu dinamikas ziņā neatšķiras.

2. Pētījuma nosacījumi – viss tā pat kā iepriekš, tikai $R_s^*=1\text{ Om}$.

Rv	Ups	Uns
19	33	35
20	33	33
21	32	34
22	32	33
23	32	33
24	31	30
25	31	33
26	32	33
27	30	34
28	33	34
29	34	37

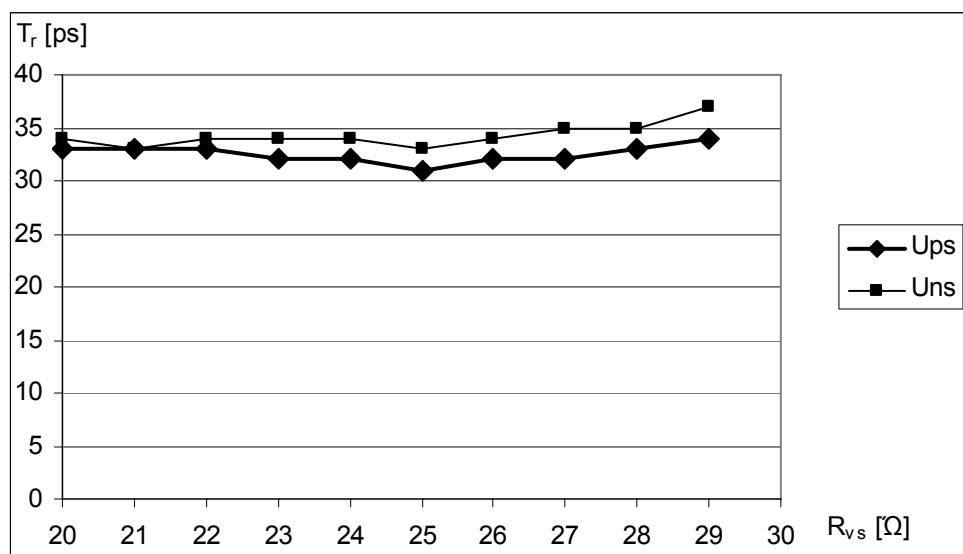


Secinājumi:

- Saglabājas laba komparatora dinamika plašā Rv vērtību diapazonā $R_v=19\dots28\text{ Om}$);
- Komparatora reakcija uz pozitīvu un negatīvu testsignālu dinamikas ziņā praktiski neatšķiras arī plašā Rv vērtību diapazonā (līdz $R_v=19\dots28\text{ Om}$).

3. Pētījuma nosacījumi – viss tāpat kā iepriekš, tikai $R_s^*=2\text{ Om}$.

Rv	Ups	Uns
20	33	34
21	33	33
22	33	34
23	32	34
24	32	34
25	31	33
26	32	34
27	32	35
28	33	35
29	34	37

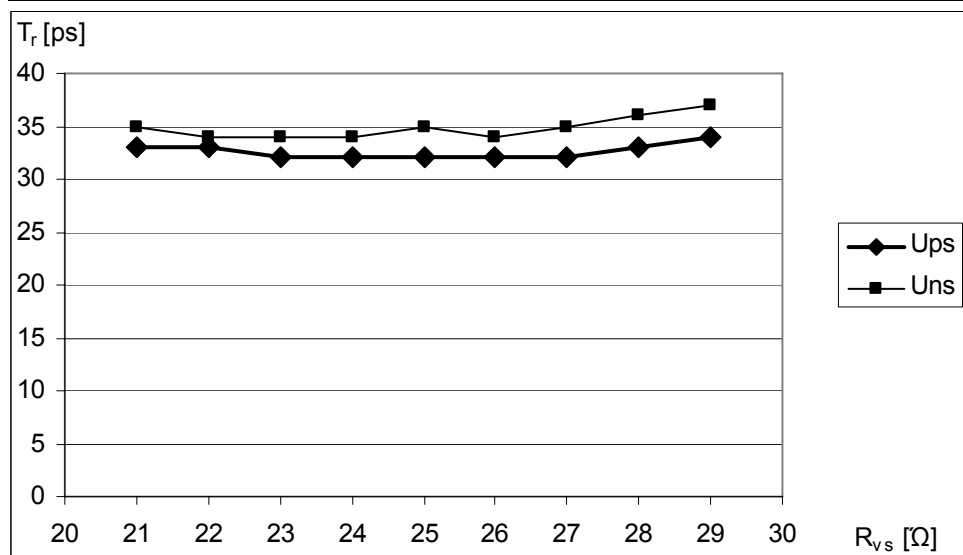


Secinājumi:

- Nedaudz sašaurinājies R_v vērtību diapazons, kurā saglabājas laba komparatora dinamika ($R_v=20\dots27\text{ Om}$);
- Komparatora reakcija uz pozitīvu un negatīvu testsignālu dinamikas ziņā sāk atšķirties jau pie $R_v>22\text{ Om}$;

4. Pētījuma nosacījumi – viss tāpat kā iepriekš, tikai $R_s^*=3\text{ Om}$.

R_v	Ups	Uns
21	33	35
22	33	34
23	32	34
24	32	34
25	32	35
26	32	34
27	32	35
28	33	36
29	34	37

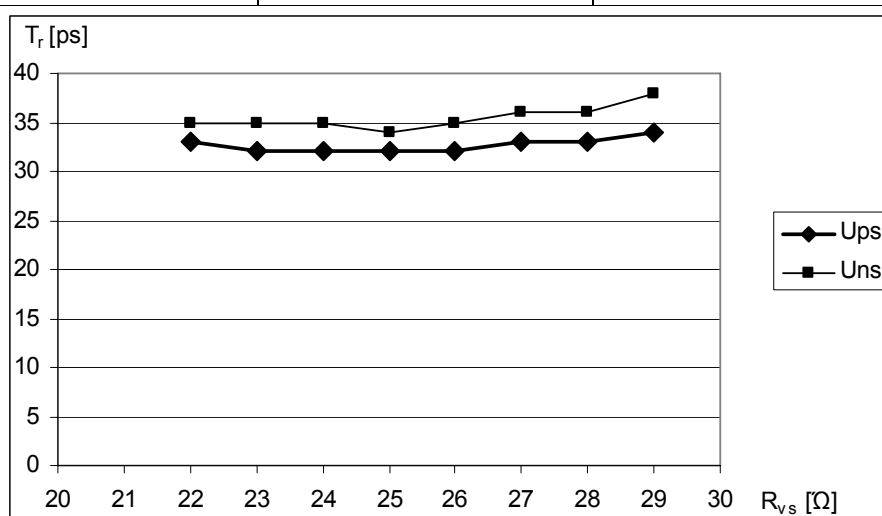


Secinājumi:

- Komparatora reakcija uz pozitīvu un negatīvu testsignālu dinamikas ziņā atšķiras jau visā R_v vērtību diapazonā.

5. Pētījuma nosacījumi – viss tāpat kā iepriekš, tikai $R_s^*=4\text{ Om}$.

R_v	Ups	Uns
22	33	35
23	32	35
24	32	35
25	32	34
26	32	35
27	33	36
28	33	36
29	34	38



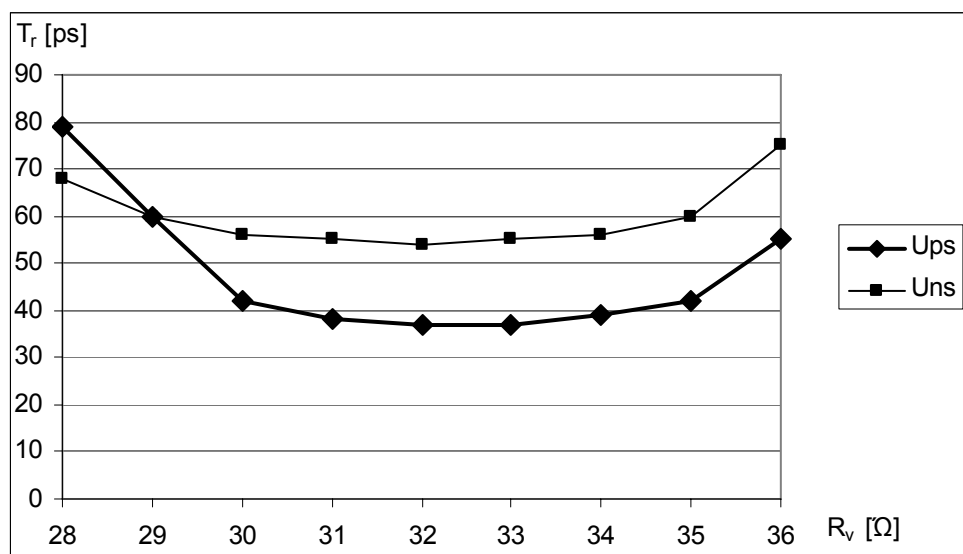
Secinājumi:

- Komparatora reakcija uz pozitīvu un negatīvu testsignālu dinamikas ziņā atšķiras vēl vairāk visā R_v vērtību diapazonā.
- No augstāk iegūtajiem rezultātiem varam secināt, ka vēlams $R_s^* \sim 1\text{ Om}$.

Induktivitātes palaišanas impulsa ķēdē iespaida uz komparatora dinamiku pētījums.

1. Pētījuma nosacījumi: $R_s^*=0\text{ Om}$; komparatora tuneļdiožu pīķa strāva $I_{p1}=I_{p2}=10\text{ mA}$; komparatora tuneļdiožu kapacitātes $C1=C2=0.8\text{ pF}$; tuneļdiožu parazītiskā induktivitāte $L_s=0.3\text{ nH}$; strobējošās tuneļdiodes pīķa strāva $I_{p3}=20\text{ mA}$; atbalsta pretestība $R_a=3\text{ Om}$; palaišanas impulsa fronte $T_f=4\text{ ns}$; $L_5=0.01\text{ nH}$; ieejas signāla amplitūda 50 mV .

R_v	Ups	Uns
28	79	68
29	60	60
30	42	56
31	38	55
32	37	54
33	37	55
34	39	56
35	42	60
36	55	75

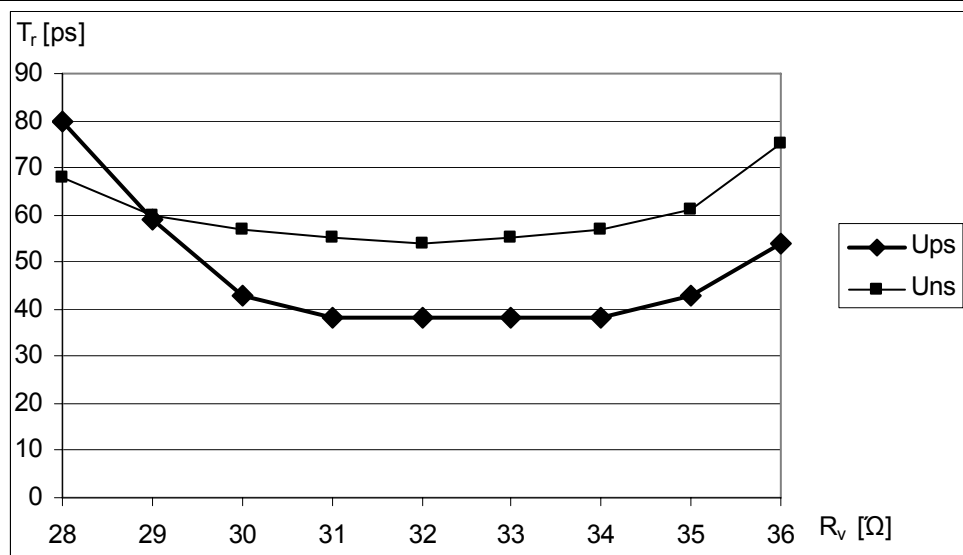


Secinājumi:

- Komparatora dinamika pozitīva un negatīva ieejas signāla gadījumos ir atšķirīga – pie negatīva ieejas signāla pārejas raksturlīknes kāpuma laiks optimālajā režīmā ($R_v=32 \text{ } \Omega$) ir 1,46 reizes lielāks.
- Pretestību R_v pielaižu diapazons aptuveni ir $D=35 \text{ } \Omega - 30 \text{ } \Omega = 5 \text{ } \Omega$.

2. Pētījuma nosacījumi – viss tāpat kā iepriekš, tikai $L_5=1 \text{ nH}$.

R_v	Ups	Uns
28	80	68
29	59	60
30	43	57
31	38	55
32	38	54
33	38	55
34	38	57
35	43	61
36	54	75

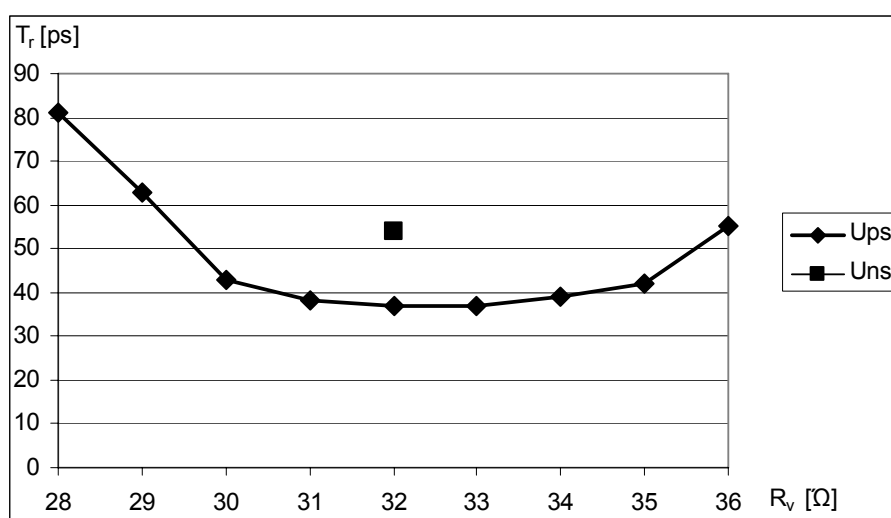


Secinājumi:

- Komparatora dinamika pozitīva un negatīva ieejas signāla gadījumos ir atšķirīga – pie negatīva ieejas signāla pārejas raksturlīknes kāpuma laiks optimālajā režīmā ($R_v=32\ \Omega$) ir 1,42 reizes lielāks;
- Pretestību R_v pielaižu diapazons aptuveni ir $D=35\ \Omega-30\ \Omega=5\ \Omega$.
- 1 nH liela induktivitāte komparatora dinamiku neiespaido.

3. Pētījuma nosacījumi – viss tāpat kā iepriekš, tikai $L_5=10\ \text{nH}$.

R_v	U_{ps}	U_{ns}
28	81	
29	63	
30	43	
31	38	
32	37	54
33	37	
34	39	
35	42	
36	55	

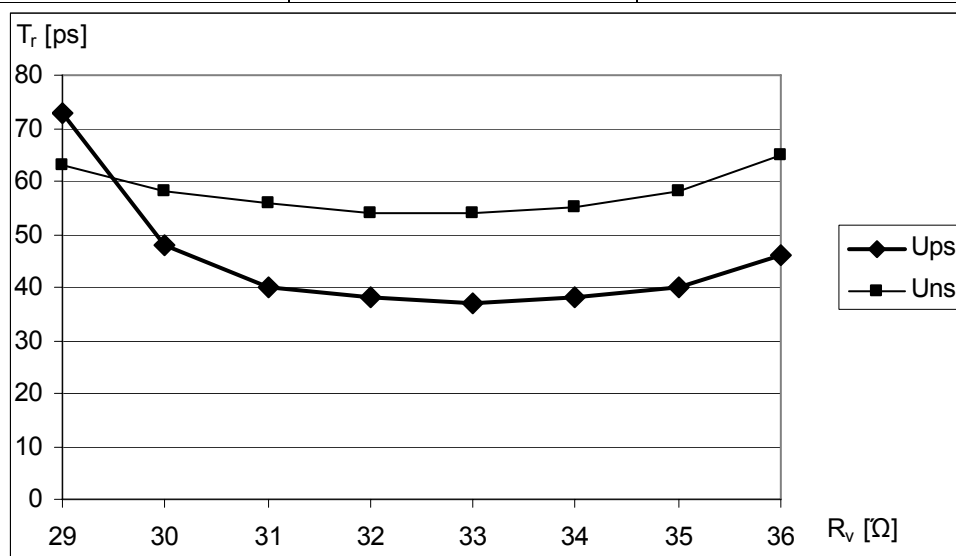


Secinājumi:

- Komparatora dinamika pozitīva un negatīva ieejas signāla gadījumos ir atšķirīga – pie negatīva ieejas signāla pārejas raksturlīknes kāpuma laiks optimālajā režīmā ($R_v=32\ \Omega$) ir 1,46 reizes lielāks;
- Pretestību R_v pielaižu diapazons aptuveni ir $D=35\ \Omega-30\ \Omega=5\ \Omega$.
- Piezīme: negatīvam ieejas signālam veikta tikai viena pārejas raksturlīknes uzņemšana – pie sagaidāmās optimālās R_v vērtības $R_v=32\ \Omega$.

4. Pētījuma nosacījumi – viss tāpat kā iepriekš, tikai $L5=100\text{ nH}$.

Rv	Ups	Uns
29	73	63
30	48	58
31	40	56
32	38	54
33	37	54
34	38	55
35	40	58
36	46	65

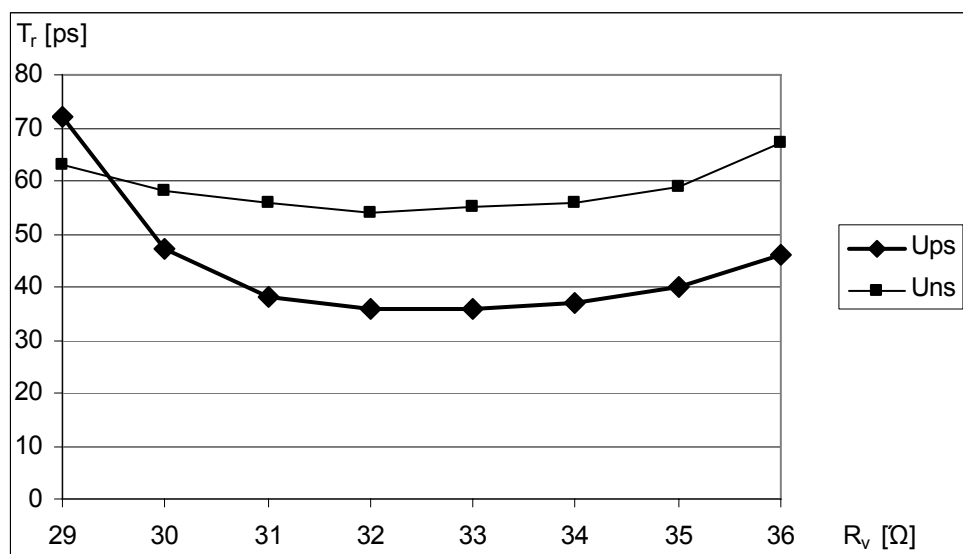


Secinājumi:

- Komparatora dinamika pozitīva un negatīva ieejas signāla gadījumos ir atšķirīga – pie negatīva ieejas signāla pārejas raksturlīknes kāpuma laiks optimālajā režīmā ($R_v=33\text{ Om}$) ir 1,5 reizes lielāks;
- Pretstības R_v pielaižu diapazons ir nedaudz sašaurinājies un aptuveni ir $D=35\text{ Om}-31\text{ Om}=4\text{ Om}$.

5. Pētījuma nosacījumi – viss tāpat kā iepriekš, tikai $L5=200\text{ nH}$.

Rv	Ups	Uns
29	72	63
30	47	58
31	38	56
32	36	54
33	36	55
34	37	56
35	40	59
36	46	67

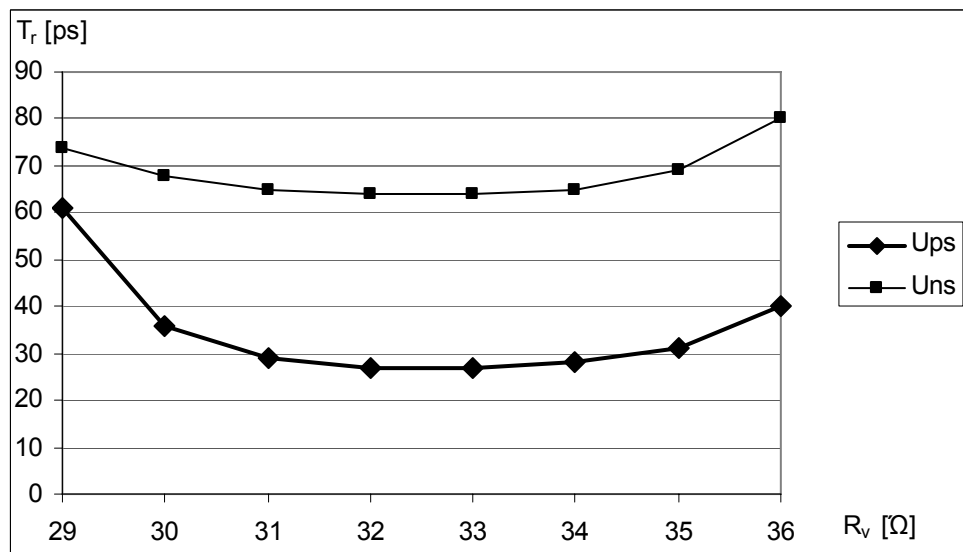


Secinājumi:

- Komparatora dinamika pozitīva un negatīva ieejas signāla gadījumos ir atšķirīga – pie negatīva ieejas signāla pārejas raksturlīknes kāpuma laiks optimālajā režīmā ($R_v=32\ \Omega$) ir 1,46 reizes lielāks;
- Pretestības R_v pielaižu diapazons ir tāds pat kā iepriekšējā gadījumā $D=35\ \Omega-31\ \Omega=4\ \Omega$.

6. Pētījuma nosacījumi – viss tāpat kā iepriekš, tikai $L_5=400\ \text{nH}$.

R_v	Ups	Uns
29	61	74
30	36	68
31	29	65
32	27	64
33	27	64
34	28	65
35	31	69
36	40	80



Secinājumi:

- Komparatora dinamika pozitīva un negatīva ieejas signāla gadījumos ir kļuvusi vēl atšķirīgāka – pie negatīva ieejas signāla pārejas raksturlīknes kāpuma laiks optimālajā režīmā ($R_v=32\dots33\text{ Om}$) ir 2,37 reizes lielāks;
- Pretestības R_v pielaižu diapazons ir tāds pat kā iepriekšējā gadījumā $D=35\text{ Om}-31\text{ Om}=4\text{ Om}$;
- pārejas raksturlīknes kāpuma laiks pozitīvam signālam ir samazinājies no 36 ps uz 27 ps, bet negatīvam – palielinājies no 54 ps uz 64 ps;
- Lai nepalielinātos komparatora dinamikas atšķirības pozitīviem un negatīviem ieejas signāliem, induktivitātes palaišanas impulsa ķēdē nav vēlams pieļaut lielākas par 200 nH;
- Ja konstruktīvi ir iespējams nodrošināt palaišanas impulsa padevi ar vadu, kura induktivitāte nepārsniedz 200 nH, tad konstrukcijā nav nepieciešams lietot koaksiālo kabeli;
- Induktivitātes lielums palaišanas impulsa ķēdē pretestības R_v pielaižu diapazonu praktiski neietekmē.

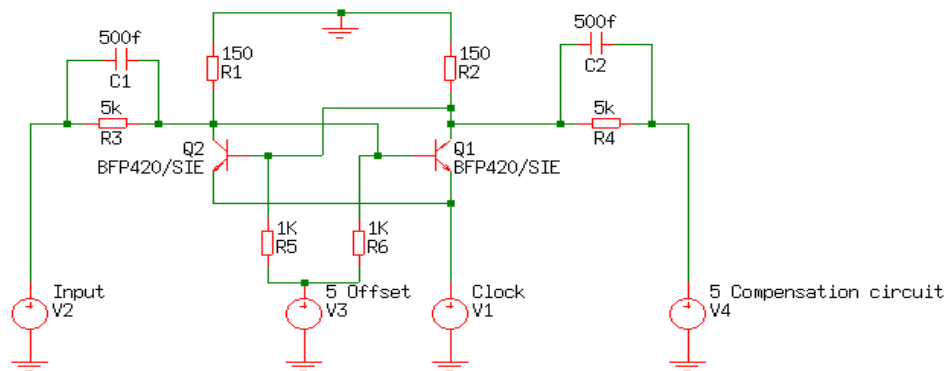
Norādījumi turpmākiem pētījumiem: noskaidrot, cik liela tuneļdiožu kapacitāte ir pieļaujama, lai pie palaišanas impulsa frontes 4 ns un induktivitātes palaišanas impulsa ķēdē $=200\text{ nH}$ vēl netiek pārsniegts projekta iesniegumā uzdotais pārejas raksturlīknes kāpuma laiks 100 ps. Jāatzīmē, ka, jo lielāka ir tuneļdiožu kapacitāte, jo mazāks ir to paštroksnis un rezultātā augstāka ir pārveidotāja jutība.

Tranzistoru komparatora modeļa dinamikas izpēte**Mērītie parametri**

Lai nodrošinātu pārveidotāja uz tranzistoru komparatora bāzes maksimālu frekvenču joslu ir nepieciešams optimizēt komparatora darba režīmu nosakot tā elementu optimālos parametrus.

Komparatora elektriskā shēma

Augstāk minēto jautājumu izpētei tika izvēlēta sekojoša shēma.

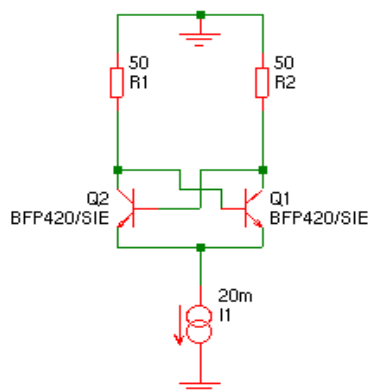


1.att. Tranzistoru komparatora elektriskā shēma

Katram no eksperimentiem šī shēma tiek vienkāršota, lai eksperiments būtu pēc iespējas tīrāks.

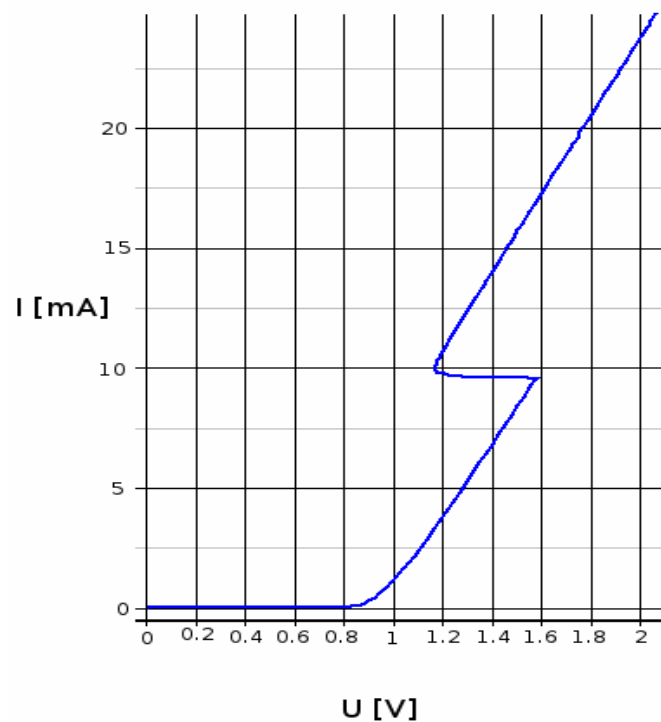
Komparatora volt-ampēru raksturlīkne (VAR)

Volt-ampēru raksturlīknes uzņemšanai tiek izmantota sekojošā veidā vienkāršota tranzistoru trigeru shēma.



2.att. Tranzistoru komparatora shēma VAR uzņemšanai

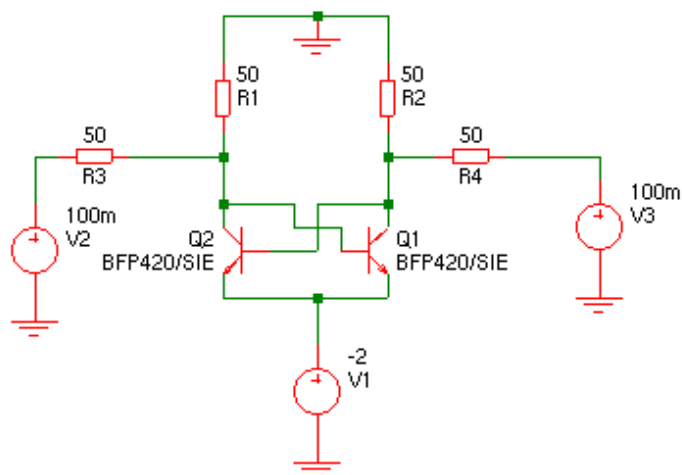
Ņemot vērā, ka tranzistoru komparatora VAR ir S veida, tad jāuzņem sprieguma atkarība no strāvas. To dara pieslēdzot shēmai strāvas avotu I1 kā parādīts 2.att., kura strāva ir lineāri augoša un mērot spriegumu tranzistoru emiteru kopējā punktā.



3.att. Tranzistoru komparatora volt-ampēru raksturlīkne

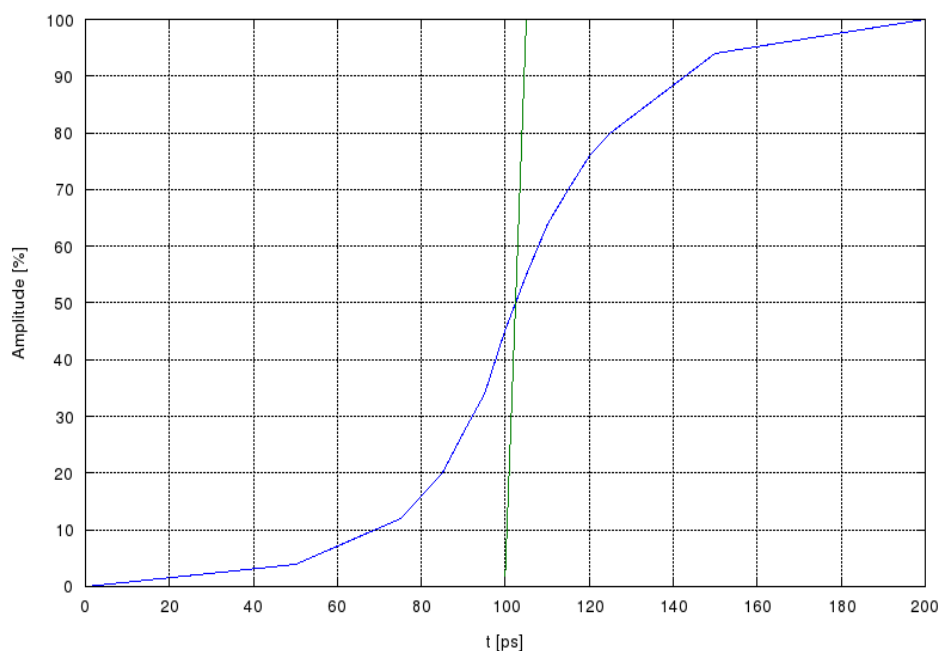
Pārejas raksturlīkne un frekvenču josla

Pārejas raksturlīknes uzņemšanai tika izmantota sekojoša shēma



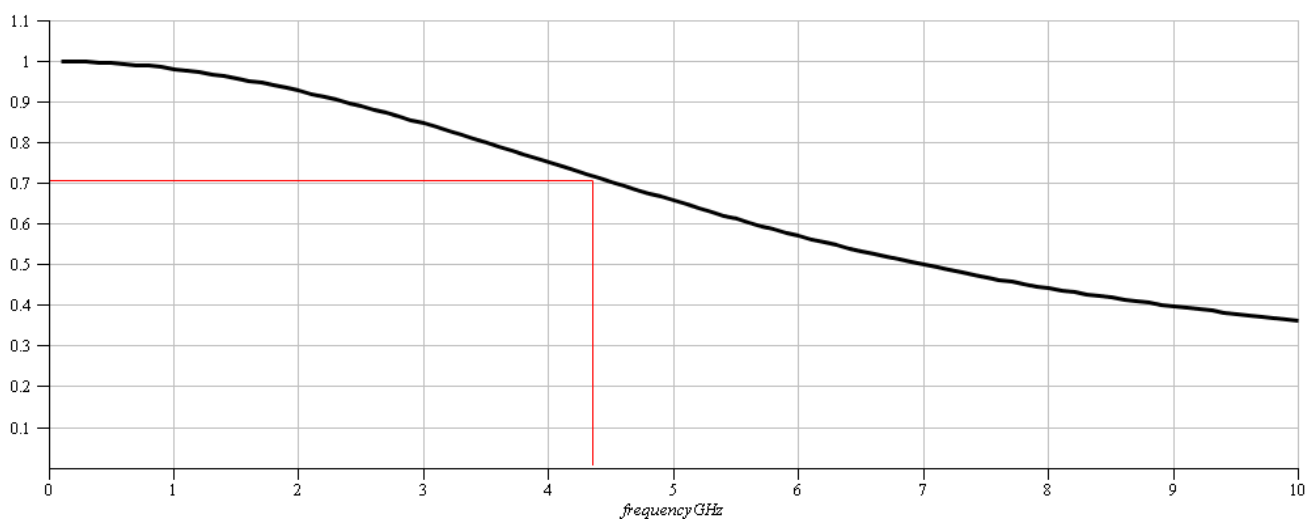
4.att. Tranzistoru komparatora shēma pārejas raksturlīknes uzņemšanai

Taktēšanas signāls bija ar amplitūdu -2V, un frontes kāpuma laiku 10ps.



5. att. Tranzistoru komparatora ieejas signāls un pārejas raksturlīkne

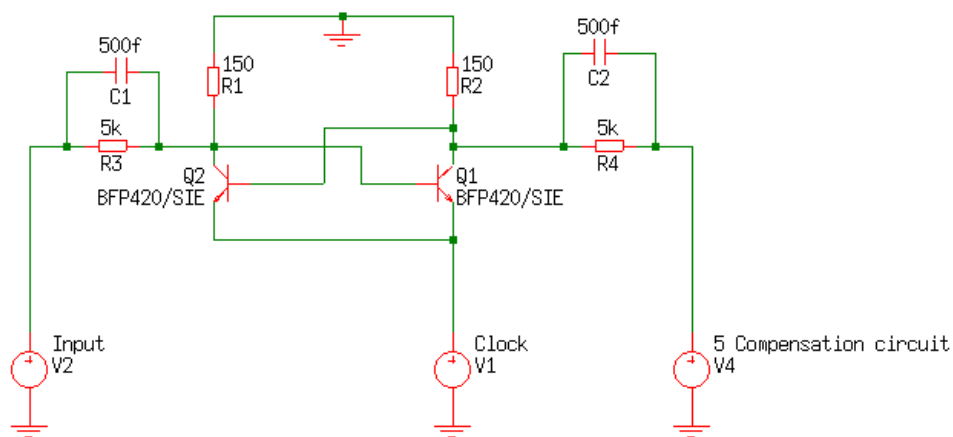
No šīs pārejas raksturlīknes (5. att.) aprēķinot tranzistoru komparatora frekvenču joslu, iegūst sekojošu raksturlīkni.



6.att. Tranzistoru komparatora frekvenču-amplitūdas raksturlīkne

Ieejas rezistoru ietekme uz tranzistoru komparatora frekvenču joslu

Šis tests ir veikts nevis kvalitatīvai, bet gan kvantitatīvai ieejas rezistoru lieluma ietekmei uz tranzistoru komparatora joslu. Tranzistoru komparatora joslu kontrolēsim ar ieejas kapacitātes palīdzību. Šī kapacitāte kalpo par ieejas filtru. Jo platāka ir komparatora josla, jo mazāka kapacitāte ieejas filtrā ir nepieciešama.



7.att. Slēgums tranzistoru komparatora ieejas rezistoru ietekmes novērtēšanai

Rezultāti:

1.tabula

Ieejas rezistoru nomināls [Omi]	Ieejas kondensatoru nomināls [F]
50	5p
100	3p
200	1.5p
500	500f
1k	300f
2k	150f
4k	70f
10k	30f

Norādījumi turpmākiem pētījumiem:

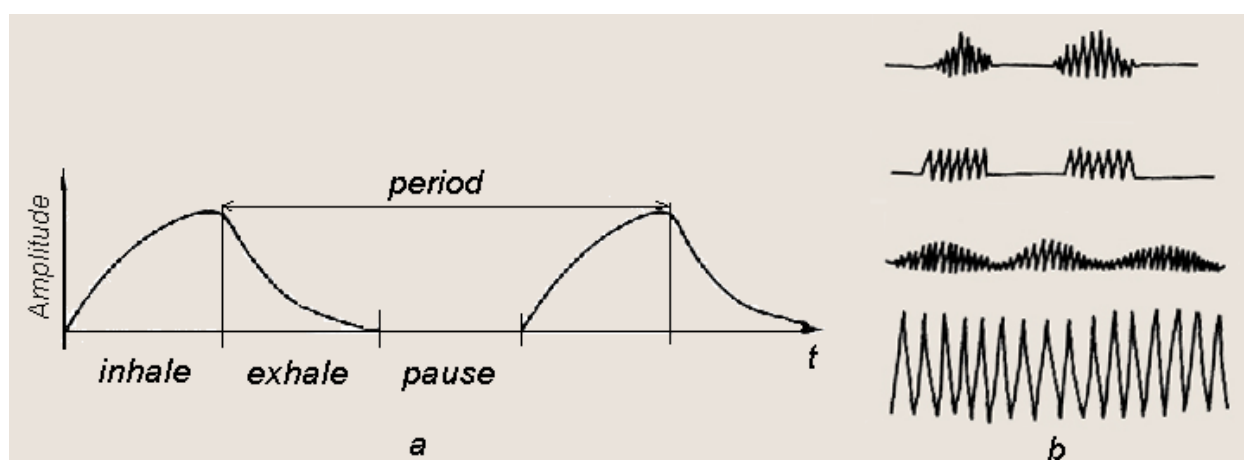
- Ir nepieciešams pilnveidot komparatora elektrisko modeli ņemot vērā parazītiskās induktivitātes un reālus taktējošā impulsa (strobsignāla) frontes garumus.

Использование метода главных компонент в биорадиолокации (Publikācijas sagatave iesniegšanai žurnālā “Автоматика и вычислительная техника»)

1. Введение

Биорадиолокация основана на модуляции зондирующего сигнала колеблющимися органами живого человека, в частности грудной клеткой при дыхании.

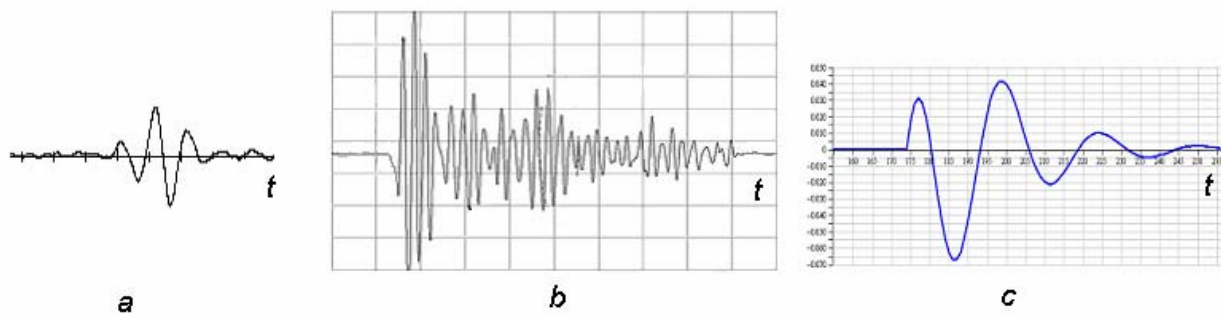
По форме эквивалентного модулирующего сигнала U_{em} , его амплитуде и частоте можно диагностировать состояние здоровья человека. Например частота колебаний в зависимости от состояния человека может варьироваться в широких пределах: для взрослого 0,1 – 0,4 Hz, для ребёнка 0,66 – 0,8 Hz. При некоторых заболеваниях могут также наблюдаться и перерывы в дыхании до 15 секунд. Формы этих колебаний приведены на *Zīm.1*. Чтобы иметь сигнал U_{em} , по которому производится анализ дыхания, необходима предварительная обработка отражённого сигнала. Для этой цели исследуется возможность использования анализа главных компонент или как его называют в обработке сигналов - преобразования Карунена-Лоэва. Далее приводятся результаты моделирования выделения U_{em} , соответствующего колебаниям простой цели, симулирующей грудную клетку человека при его дыхании различной интенсивности.



Zīm.1. Форма колебаний органов дыхания, соответствующих состоянию: а) здорового человека, б) при различных заболеваниях.

2. Модель сигнала, используемого для биорадиолокатора.

Отражённый сигнал, например, от простой цели в виде деревянной пластины, представляет собой 2-4 периода высокочастотного заполнения. Однако, если цель сложная (человек находящийся в завале или на больничной койке), то отражённый сигнал является суперпозицией отражений от всех окружающих предметов, попадающих в зону облучения и во временное окно анализа. Пример сигналов от простой цели и от сложной цели представлены на *Zīm.2*.



Zim 2. Форма сигнала сверхширокополосного импульсного лоатора, соответствующая : а) отражению от деревянной пластины; б) отражению от сложной цели; с) модели (1).

Для моделирования сигнала биорадиолокатора хорошо подходит модель, описываемая следующим выражением :

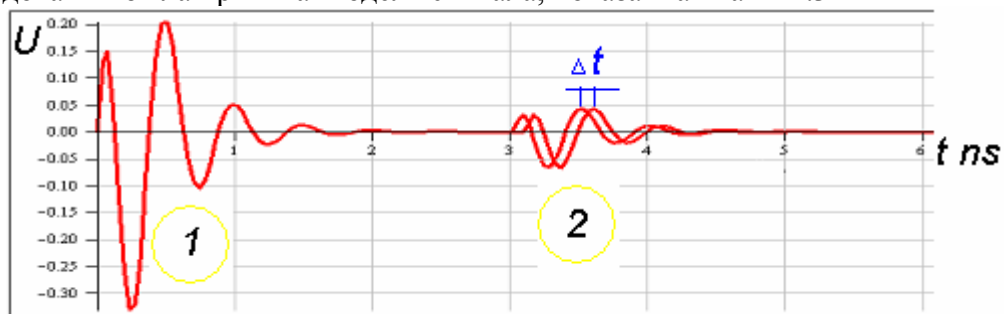
$$u(t) = A(e^{-\alpha t} - e^{-(\alpha+\beta)t})\cos(\omega_0 t), \quad (1)$$

Где : α, β - постоянные соответственно нарастания и затухания огибающей радиоимпульса; ω_0 - центральная частота спектра сигнала ($\omega_0 = 2\pi f_0$).

В зависимости от назначения и требуемых характеристик лоатора средняя частота f_0 выбирается ≥ 1 GHz. Для моделирования взято: $f_0 = 2$ GHz; $\alpha = 3$; $\beta = 5$. Форма получаемой при этом модели сигнала показана на Zim.2.с. Она хорошо согласуется с реальным сигналом, соответствующим отражению от деревянной пластины (Zim.2.а)

3. Преобразование Карунена-Лоэва для импульсного широкополосного сигнала.

При исследовании была принята модель сигнала, показанная на Zim.3



Zim.3. Модель сигнала используемая для моделирования дыхания. 1-прямой сигнал из антенны в антенну; 2- отражённый от человека сигнал.

В сигнале присутствует прямой сигнал 1, соответствующий просачиванию из передающей антенны в приёмную, и отражённый от цели (в рассматриваемом случае от человека) сигнал 2. При дыхании человека его грудная клетка колеблется, что эквивалентно изменению расстояния от антенной системы до человека. Максимальный размах колебания во временной области сигнала соответствует интервалу Δt . Весь этот интервал разбит на 32 временных сдвига, для каждого из которых записывалась соответствующая

реализация сигнала. В свою очередь последняя подвергалась дискретизации на $n=256$ отсчётов, что эквивалентно представлению сигнала в векторной форме: $\mathbf{x} = [x_1 x_2 \dots x_n]$.

Для 32 реализаций – векторов находим вектор средних $\bar{x}$ как $\bar{x} = E(\mathbf{x})$.

Имея эти данные, находим ковариационную матрицу с размерностью 256×256 :

$$\mathbf{C} = E [(\mathbf{x} - \bar{x})(\mathbf{x} - \bar{x})^t] \quad (2)$$

Преобразованием Карунена-Лоэва является линейное преобразование, обеспечивающее переход от исходной системы координат в такую систему, в которой получаемые выборки становятся некоррелированными. Перевод осуществляется посредством матрицы $\mathbf{W}$. В новом пространстве исходный вектор $\mathbf{x}$ становится вектором $\mathbf{y}$, равным :

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}^t \mathbf{x} \quad (3)$$

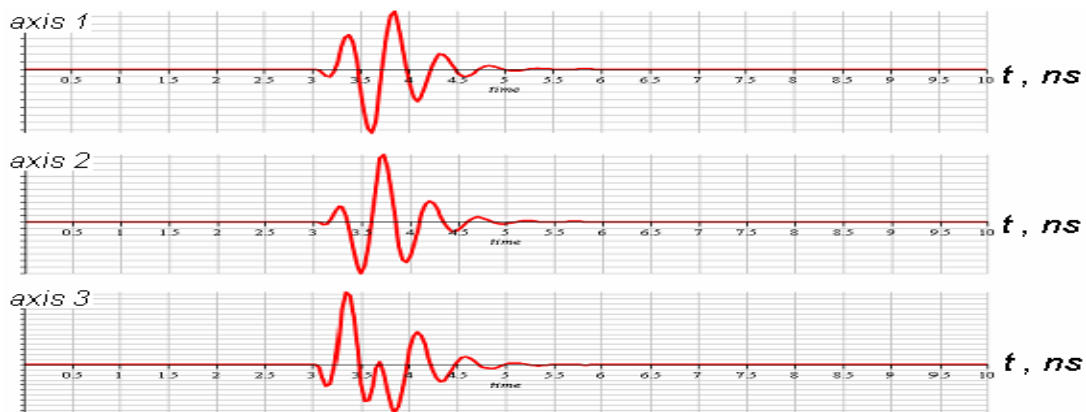
Главной целью преобразования является возможность сокращения размерности исходного вектора до некоторой величины m . Остальные $n - m$ отсчётов вектора $\mathbf{y}$ отбрасываются. Преимуществом преобразования Карунена-Лоэва перед другими преобразованиями является тот факт, что при отбрасывании части отсчётов, среднеквадратичная ошибка отклонения получающегося при обратном преобразовании вектора $\mathbf{x}_{rec} = \mathbf{W} \mathbf{y}$ от оригинального вектора $\mathbf{x}$ является минимальной. Чтобы это преимущество соблюдалось матрица $\mathbf{W}$ должна быть образована из собственных векторов ковариационной матрицы $\mathbf{C}$.

Центральная частота модельного сигнала соответствует его периоду $T = 500$ ps. В моделировании использовалось 5 ансамблей реализаций сигналов, соответствующих следующим максимальным временным колебаниям сигнала Δt : 1- $625\text{ps} = 1,35 T$; 2 - $312\text{ps} = 0,6 T$; 3 - $156\text{ps} = 0,3 T$; 4 - $78\text{ps} = 0,15 T$; 5- $39\text{ps} = 0,08 T$.

Для каждого ансамбля находилась ковариационная матрица $\mathbf{C}$, собственные векторы которой составляли матрицу преобразования $\mathbf{W}$. Каждый из этих векторов представляет не что иное, как новую ось в пространстве отображения. Значимость каждой новой оси оценивается дисперсией отсчётов, расположенных на этой оси. Эта дисперсия равна собственному значению λ матрицы $\mathbf{C}$, соответствующему данной оси. Как правило, программа строится так, чтобы новые оси следовали в порядке, соответствующему порядку убывания собственных значений (дисперсий). Анализируя график зависимости величины λ от порядкового номера можно принять решение о количестве отбрасываемых осей.

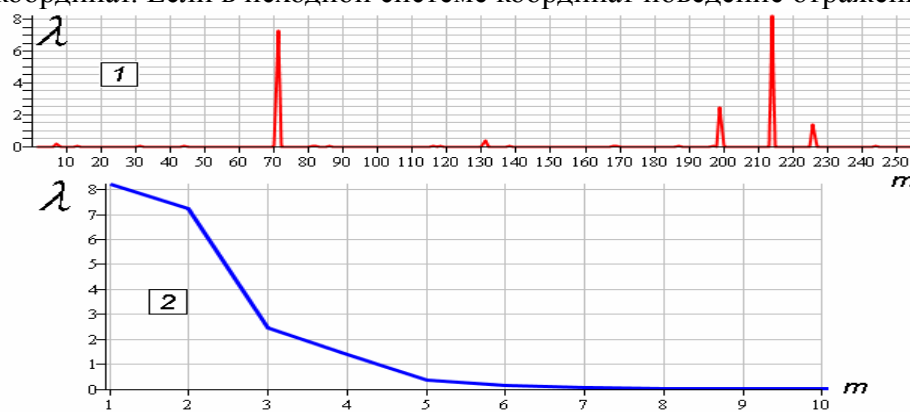
4. Результаты моделирования

Для ансамбля сигналов, представленных на *Zim.3*, при максимальном размахе сдвига $\Delta t = 625$ ps вид первых трёх осей новой системы координат (первых собственных векторов) представлен на *Zim.4*. Вид осей практически повторяет форму сигнала, соответствующему отражению от цели. Вследствие того, что для всех сигналов форма прямого сигнала одинакова и имеется достаточно временного интервала на котором сигнал отсутствует, реализации сигнала имеют избыточность информации. Это



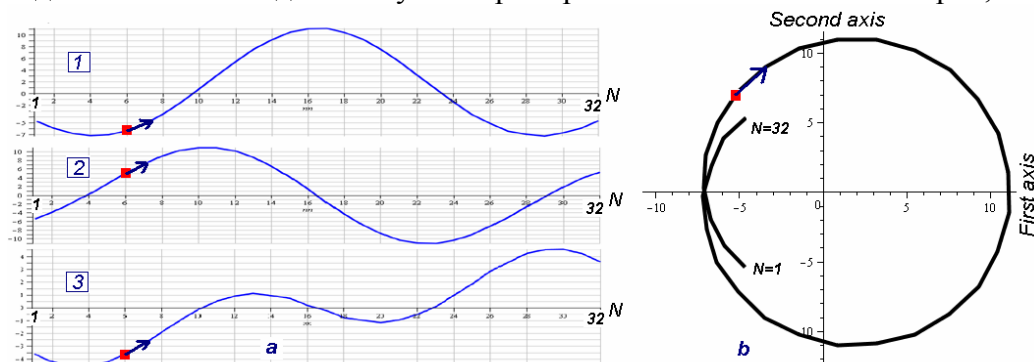
Zim.4. Вид первых трёх осей пространства отображения для ансамбля сигналов, представленных на Zim.3 при максимальном размахе колебания цели $\Delta t = 625$ ps

подтверждается распределением значимости каждой новой оси после их упорядочивания по закону убывания соответствующих собственных значений, что показано на Zim.5. Из анализа рисунка следует, что наиболее значимыми являются 4 оси, вместо 256 в исходной системе координат. Если в исходной системе координат поведение отражённого сигнала



Zim.5. Распределение дисперсий (собственных значений λ) по осям в новом базисе. 1 - значения λ не упорядочены и разбросаны по всем $m=p$ осям. 2 – значения λ упорядочены в порядке убывания.

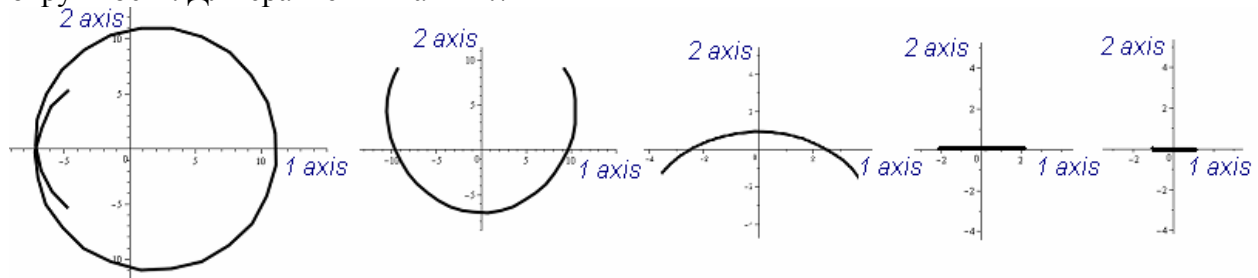
необходимо было наблюдать и изучать примерно по 100 значениям выборок, т.е. на 100



Zim. 6. Траектория движения образа, соответствующая смещению отражённого сигнала при колебании цели, по первым наиболее информационным осям при $\Delta t = 625$ ps: а)- в одномерном представлении, б) – в двумерном представлении. (N – порядковый номер

реализации в ансамбле сигналов)

осях, то в новой системе координат тоже самое можно делать по значениям на 1-5 осях. На Zīm.6а представлено поведение выборок на первых 3-х осях при одномерном их представлении. Траектория движения величины образа на первой и второй осях носит гармонический характер с длительностью смещённой синусоиды равной $1,35 T_i$, где T_i - полный период. В двумерном представлении (Zīm.6) траектория движения образа есть окружность. Для сравнения на Zīm.7



Zīm.7. Траектория движения двумерного образа в новой системе координат при значении максимального смещения отражённого сигнала равном: а) $625\text{ps} \equiv 1,35T$; б) $312\text{ps} \equiv 0,6T$; в) $156\text{ps} \equiv 0,3T$; г) $78\text{ps} \equiv 0,15T$; е) $39\text{ps} \equiv 0,08T$.

представлены двумерные траектории образов для диапазона максимального смещения Δt оригинального отражённого сигнала от 625 ps до 39 ps или в пересчёте на период высокочастотного заполнения от $1,35T$ до $0,08T$. Из анализа следует, что с уменьшением

величины $\frac{\Delta t}{T}$ окружность вырождается в дугу и далее в прямую. Если траектория

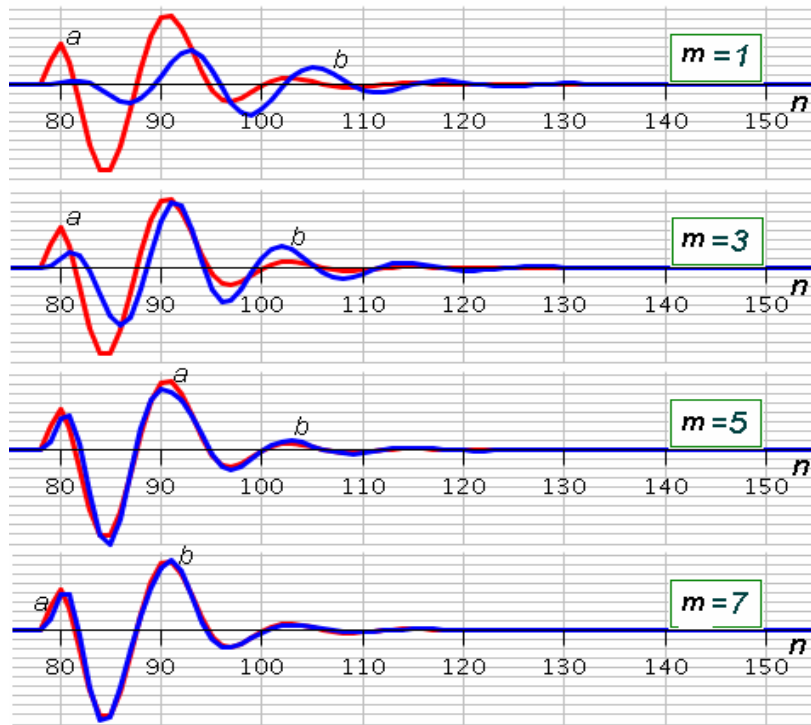
двумерного образа – прямая линия, совпадающая с осью X, то можно вторую размерность отбросить и для анализа поведения образа использовать лишь одну размерность. Как следует из рисунка переход в прямую переходит примерно при $\Delta t = 0,12T$.

Отсюда можно найти рекомендуемую частоту f высокочастотного заполнения зондирующего сигнала при заданной величине Δl смещения цели :

$$f = \frac{0,06c}{\Delta l}, \quad (4)$$

где c - скорость света. Например, если мы хотим работать с одномерным образом при смещении цели $\Delta l = 0,5\text{ cm}$, то рекомендуется использовать $f = 3,6\text{ GHz}$.

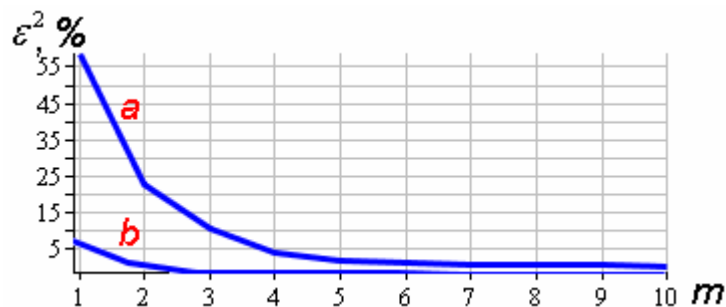
Для проверки правильности работы алгоритма преобразования, было произведено обратное преобразование и сравнение полученного восстановленного сигнала с его оригиналом при различных размерностях m образа. Вид исходного сигнала и его



Zīm.8. Вид модели отражённого сигнала: а)-исходного x ; б)-восстановленного x_{rec} при размерности образов m равной 1,3,5,7.

восстановленный сигнал при разных количествах используемых новых выборок m представлены на Zīm.8. Как следует из анализа рисунка, уже при $m \geq 5$ наблюдается полное соответствие исходного и восстановленного сигналов. Это соответствие можно оценить конкретной величиной – среднеквадратичной ошибкой отклонения ε^2 :

$$\varepsilon^2 = \sum_{i=m+1}^n E[(x_i - x_{reci})^2] \text{ или } \varepsilon^2 = \sum_{i=m+1}^n \lambda_i \quad (5)$$



Zīm.9. Среднеквадратичная ошибка отклонения восстановленного сигнала от оригинального для различных значений используемых новых осей m при максимальном смещении отражённого сигнала Δt : а) 625ps; б) 39ps.

На Zīm.9 представлена зависимость ε^2 от m при двух значениях максимального смещения отражённого сигнала. Анализ рисунка показывает, что при уменьшении максимального смещения отражённого сигнала для достижения заданной величины ε^2 требуется гораздо меньшее число новых осей m .

4. Заключение

На примере модельного сигнала, соответствующего отражению сверхширокополосного импульса от простой плоской цели показана возможность применения анализа главных компонент (преобразования Карунена-Лоэва) для сокращения размерности исходного вектора сигнала с величины 256 до значений 5-10.

Показано, что смещение отражённого сигнала, соответствующее колебанию цели (грудной клетки человека при его дыхании) можно с достаточной точностью представить в двумерной плоскости в виде дуги, вырождающейся в прямую линию при смещениях не превышающим 0,12 от периода высокочастотного заполнения отражённого импульса.

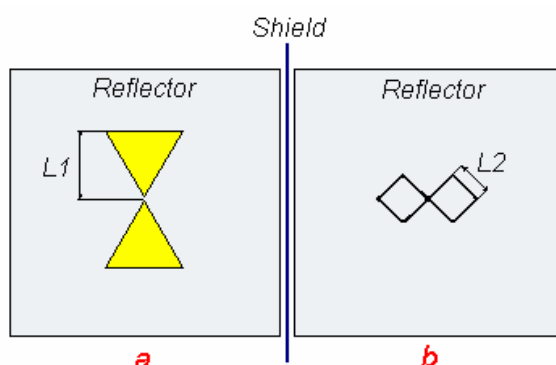
3. Обратное восстановление сигнала при ограниченном числе новых выборок показывает, что среднеквадратичная ошибка отклонения восстановленного сигнала от оригинального не превышает 5% при отбрасывании 250 из 256 новых выборок при смещении отражённого сигнала не превышающем периода высокочастотного заполнения.

Raidītāja un antenas darba frekvences paaugstināšanas izpēte

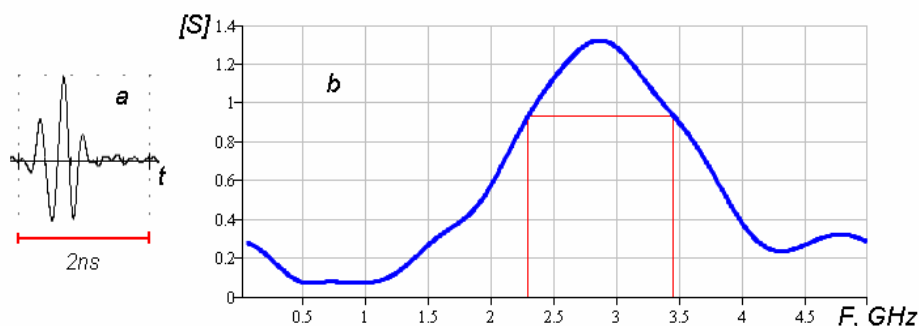
Izpēte veikta ar mērķi uzlabot radiolokatora telpisko izšķiršanas spēju. Agrākie mūsu pētījumi ir parādījuši, ka, lai efektīvi izdalītu modulējošo signālu, kas atbilst cilvēka krūšu kurvja svārstībām, nepieciešams izmantot ultraplātjoslas impulsus ar centrālo frekvenci ne zemāku par 3 GHz. Šā mērķa sasniegšanai pārskata periodā tika veikti sekojoši meklējumi un pētījumi:

1. Tādu SRD diožu izvēle, kas nodrošinātu pārslēgšanās ātrumu (laiku) ne sliktāku par 80 ps.
2. Tādas raidītāja konstrukcijas izveide, kas nodrošinātu minimālu kabeļa (līnijas) garumu no impulsa formētāja līdz raidītāja antenai.
3. Raidītāja shemotehniska pilnveidošana ar mērķi panākt maksimālu SRD diodes ātrdarbības izmantošanu.
4. Raidītāja un uztvērēja antenu konstrukcijas tāda izveide, kas nodrošinātu ultraplātjoslas impulsu ar centrālo frekvenci ne zemāku par 3GHz izstarošanu un uztveršanu.

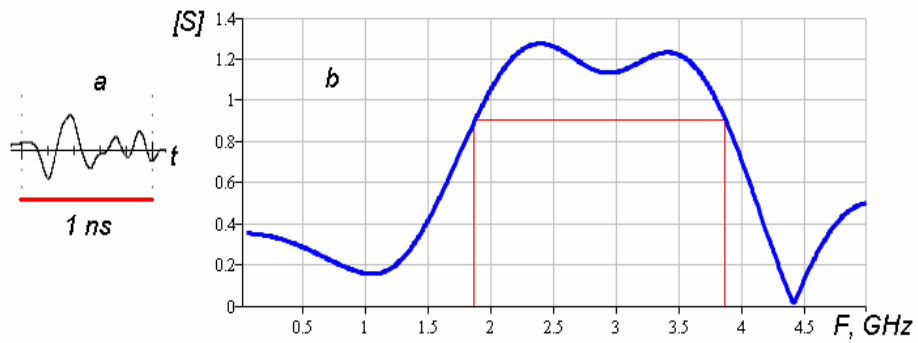
Šai sakarā tika pētīta no metāliska un nemetāliska mērķa atstarotā signāla forma, tādā veidā imitējot atstarojumus no cilvēka krūšu kurvja. Tika veikta atstarotā signāla centrālās frekvences f_0 un joslas platuma Δf analīze.



Zīm.1. Raidošās (a) un uztvērējās antenas (b) skices. Antenas uzstādītas pirms reflektora un viena no otras atdalītas ar ekrānu.



Zīm.2. Atstarotā signāla forma (a) un tam atbilstošais spektrālais blīvums (b). Antenu izmēri: $L1=43\text{mm}$, $L2=21,5\text{mm}$. Centrālā frekvence $f_0=2,85\text{ GHz}$, josla $\Delta f=1.15\text{GHz}$.



Zīm.3. Atstarotā signāla forma (a) un tā spektrālais blīvums (b). Antenu izmēri: $L_1=43\text{mm}$, $L_2=15\text{ mm}$. Centrālā frekvence $f_0=3\text{ GHz}$, josla $\Delta f=2\text{ GHz}$.

Secinājumi:

- Augstāk minēto darbību rezultātā ir izdevies pacelt centrālo frekvenci no 2 GHz līdz 3 GHz.
- Lai paceltu centrālo frekvenci vēl augstāk ir nepieciešama kvalitatīvāka elementu bāze kā arī atbilstoši papildus pētījumi.

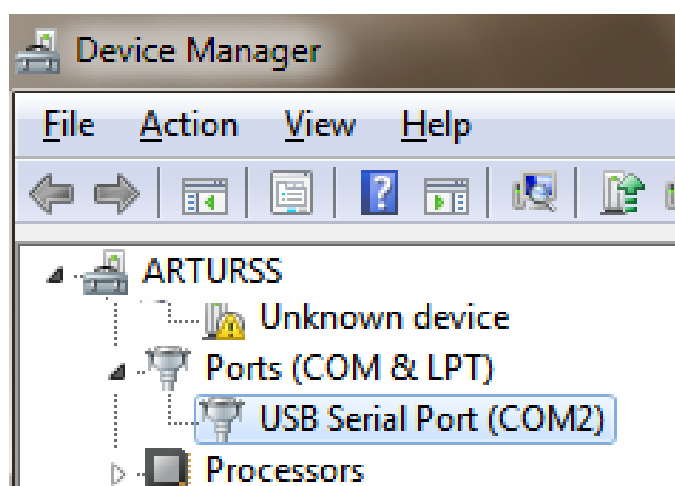
UWB radiolokatora sasaistes ar datoru izstrāde

Iegulto sistēmu ierīces datu iegūšanu un priekšapstrādi veic ar iegultā procesora palīdzību, taču datu attēlošanai un sarežģītai signālapstrādei bieži izmanto datoru. Datu nosūtīšanai datoram jāizmanto kāda datu pārraides saskarne. Šajā gadījumā izvēlēta UART (Universal asynchronous receiver/transmitter) jeb virknes saskarne un UART/USB pārveidotājs. Šī ir biežāk lietotā saskarne mikrokontroliera un datora komunikācijas izveidošanai.

Mikrokontrolierī ATMEGA 128 tiek izmantots iebūvēts UART modulis. Virknes interfeiss tiek realizēts, izmantojot trīs savienojumus – zeme (GND), TX (izejas dati) un RX (ieejas dati). UART/USB pārveidojumu veic integrētā mikroshēma FT232RL, kura atbalsta virtuālā COM porta izveidošanu datorā (Attēls 1.). Ar šādu mikroshēmu un mikrokontrolieri iespējams panākt maksimālo datu pārraides ātrumu 90 KB/s.

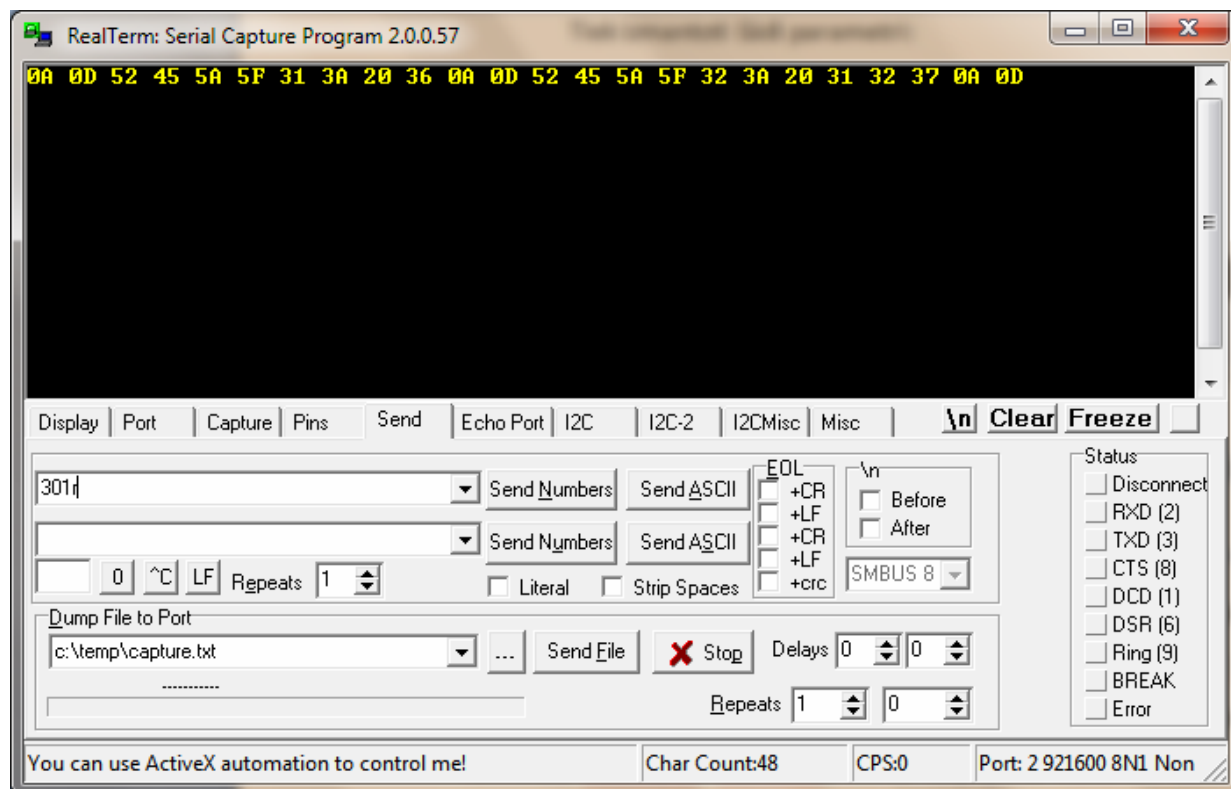
Tiek izmantoti šādi parametri:

- pārraides ātrums – 921600 bit/s;
- nav paritātes bita;
- viens „stop” bits.



Attēls 1. Virtuālais COM ports datorā

Virknes saskarnes atbalsts pieejams daudzās datu matemātiskās apstrādes programmās (Matlab, SciLab), programmu izstrādes rīkos (Microsoft Visual Studio, Python) kā arī grafisko interfeisu izstrādes vidēs (QT, Matlab). Pieejami vairāki virknes saskarnes atklūdošanas rīki (Hyper Terminal, RealTerm, Hercules), kuros iespējams novērtēt datu sūtīšanas/saņemšanas pareizību. Savienojuma izveidošanai un datu kanāla pārbaudei izmantota programma RealTerm (Attēls 2.). Šajā programmā tiek nosūtītas komandas mikrokontrolierim un saņemta atbildes informācija. Dati var tikt interpretēti gan kā heksadecimāli skaitļi, gan kā ASCII simboli.



Attēls 2. RealTerm programmas interfeiss

Izstrādātās ierīces pašreizējās versijas dati tiek interpretēti kā viena baita heksadecimāli skaitļi, jo paredzēts saņemt 8-bitu skaitītāja vērtības no mikrokontroliera. Tiek saņemta noteikta nolašu skaita datu paka, kas tiek attēlota grafikā vai glabāta masīvā vēlākai apstrādei.

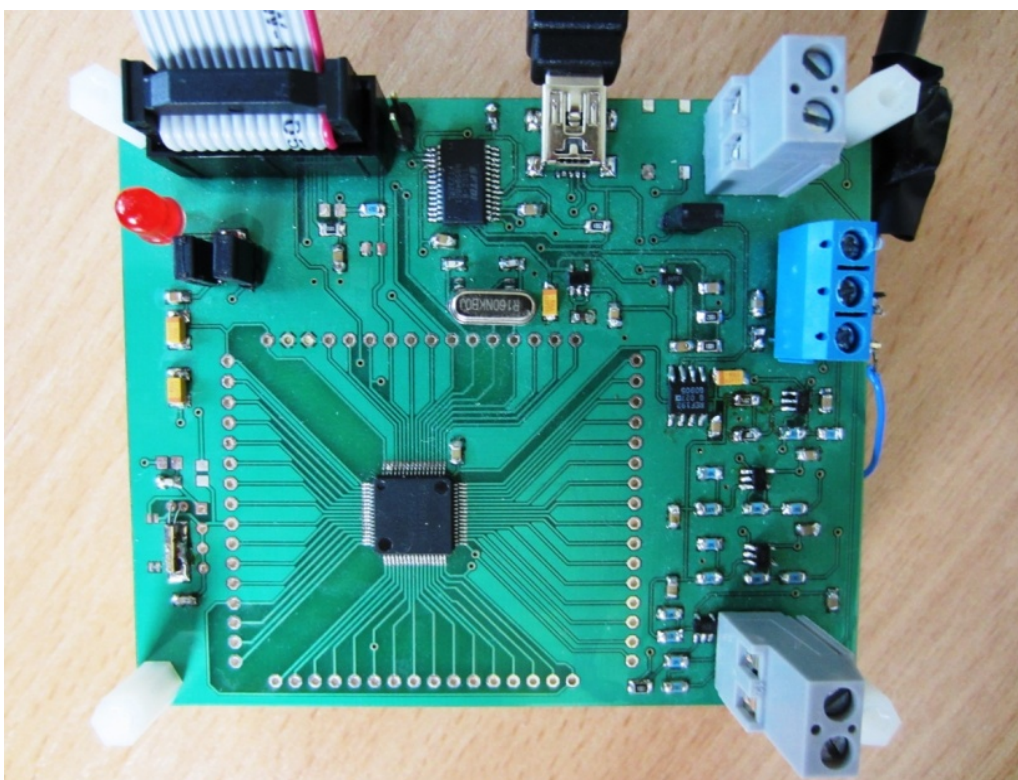
Komunikācijas algoritms

Komunikācijas algoritms ir veidots tā, lai dators un mikrokontrolieris nezaudētu saņemto informāciju un darbotos secīgi. No datora tiek nosūtīta komanda „t” jeb „trigger ready”, kad dators gatavs saņemt un attēlot jaunu informāciju (atjaunot grafisko logu). Šajā brīdī iegultā sistēma pēc datu iegūšanas no U-D pārveidotāja drīkst nosūtīt tos datoram. Dators sagaida noteiktu skaitu (256) nolašu un ieraksta tās masīvā. Tad dati, vajadzības gadījumā, tiek apstrādāti un attēloti.

Datu saņemšanas un attēlošanas testa iekārta

Datu saņemšanas un attēlošanas izstrādes un testa vajadzībām izstrādāta palīgiekārta (Attēls 3), kura paredzēta analogā-ciparu pārviedotāja funkciju veikšanai un datu nosūtīšanai uz datoru. Šī iekārta izmanto Texas Instruments MSP430F2618 mikrokontrolieri ar iebūvētiem ADC12, DMA, UART un TIMER moduļiem, kas nodrošina 8 ārējo kanālu analogo signālu ciparošanu ar diskretizācijas frekvenci līdz pat 180 kHz. Analogā ieejas signāla vājināšanai nepieciešamības gadījumā uzlodēti operacionālie pastiprinātāji vājināšanas režīmā un nulles signāla nobīdes ķēde. Kā nulles līmenis tiek padots ārējā 2.5 V references ģenerators REF192 spriegums, kas dalīts uz pusēm ar sprieguma dalītāju. Iekārtai ir izvadīti 4 ieejas kanāli vienlaicīgai signālu ciparošanai un viens triger signāla izvads, kas paredzēts sinhronizācijai. Komunikācija ar datoru notiek ar UART/USB pārveidotāja integrētās mikrosēmas FT232RL palīdzību.

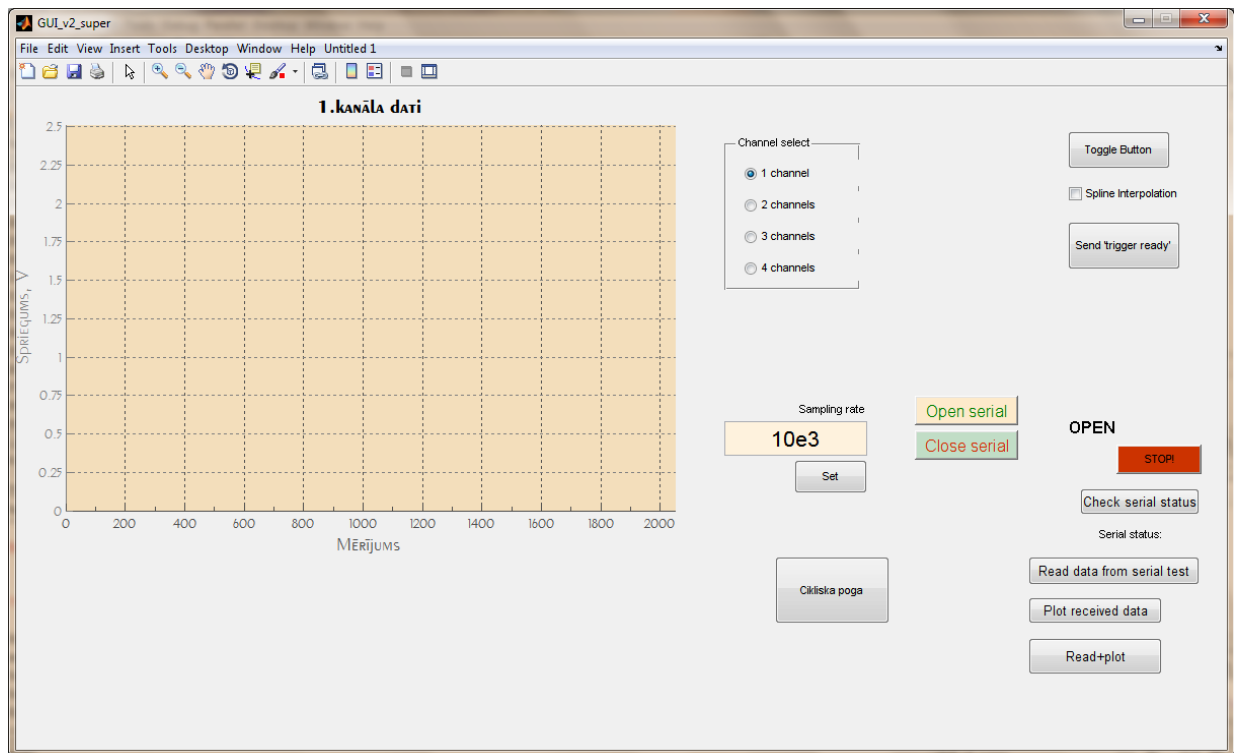
ADC12 modulis izmantots 12-bitu ciparošanas režīmā. Izstrādāti vairāki ACP darbības režīmi ar dažādiem datu iegūšanas un pārsūtīšanas algoritmiem. Izmantojot DMA moduli, kas ļauj tieši piekļūt mikrokontroliera atmiņai un veikt datu pārsūtīšanu, neizmantojot procesoru, iespējams krietni optimizēt mikrokontroliera darbību un panākt diskretizācijas frekvenci, kas tuva ADC12 moduļa iespēju robežām (bloku iztveršanas gadījumā) vai ierobežota UART pārraides ātruma limitu dēļ (reāllaika iztveršanas gadījumā). Bloku iztveršanas režīms ļauj diskretizēt līdz 8000 nolasēm (ierobežots RAM atmiņas lieluma dēļ) un 180 kHz diskretizācijas frekvenci, nosūtot datu paku datoram pēc bloka diskretizācijas beigšanas). Reāllaika iztveršanas režīms ļauj nepārtraukti saņemt datus un attēlot signālu no vairākiem kanāliem ar maksimālo diskretizācijas frekvenci 40 kHz, izmantojot vienu kanālu. Respektīvi, 20 kHz – izmantojot divus kanālus.



Attēls 3. Datu saņemšanas un attēlošanas testa iekārta

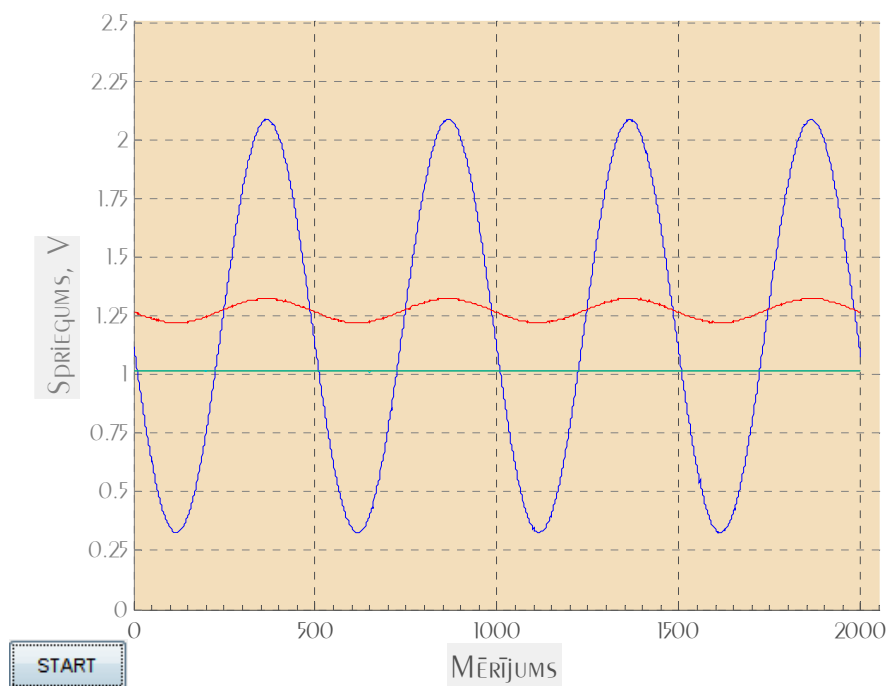
Datu attēlošanas grafiskās vides izstrāde

Matlab ir datoralgebras sistēma jeb datorprogramma dažāda veida un pielietojuma simulāciju veikšanai un datu matemātiskās apstrādes veikšanai. Tajā pieejami specializēti matemātiski rīki dažādu nozaru pielietojumam, piemēram, elektronikai, mehatronikai, datu kriptēšanai, signālu analīzei, instrumentu kontrolei utt. Šī programma atbalsta arī datu vizualizēšanu un kontroles elementu lietošanu. Matlab izvēlēta kā sākotnēja datu iegūšanas, matemātiskās apstrādes un grafiskās attēlošanas programma. Vēlākos projekta izstrādes posmos paredzēts lietot kādu universālāku programmēšanas valodu kā C/C++, Python un QT datu attēlošanas vidi, jo tādējādi nav nepieciešama Matlab pakotne, kas darbojas tikai Linux un Windows operētājsistēmās. Lietojot universālas programmēšanas valodas, jāreķinās ar datu matemātiskās apstrādes algoritmu izveidi, kas Matlabā pieejamas kā gatavas funkcijas, taču tādējādi sistēma kļūtu universālāka un vieglāk portējama uz citām platformām, piemēram, Android.



Attēls 4. Lietotāja grafiskais interfeiss (GUI)

Izstrādātajā datu attēlošanas rīkā Matlab programmā realizēta tiešā piekļuve un darbība ar virknes saskarni. Pieejama komandu nosūtīšana gan heksadecimālā formātā, gan ASCII simbolu formātā.



Attēls 5. Eksperimentāli iegūtie 4-kanālu dati.

Programmas algoritms ir sekojošs:

- Konfigurē virknes saskarni, veido savienojumu
- Nosūta datu pieprasījuma/gatavības komandu
- Gaida datus
- Kārto un saglabā datus
- Veic matemātisko priekšapstrādi
- Attēlo datu masīvu

Iegultās sistēmas datu glabāšanai datora atmiņā un attēlošanai izstrādāta datorprogramma Matlab vidē. Ierīces un datora komunikācijas nodrošināšanai lietota virknes saskarne, konkrētāk, UART/USB pārveidotājs – mikroshēma FT232RL. Izveidota testa platforma ar MSP430F2618 mikrokontrolieri virknes saskarnes datu pārraides un datu attēlošanas programmas testēšanai. Izvēlēts 921600 bit/s ātrums, kas nodrošina datu pārsūtīšanu līdz 90 KB/s. Datoralgebras vidē Matlab tiek konfigurēta virknes saskarne (ātrums, paritāte, ports) un, izmantojot datu lasīšanas/rakstīšanas funkcijas, nosūtīti un iegūti dati. Paredzēts periodiski iegūt 8-bitu datu masīvu, to glabāt datora atmiņā vai failā (vajadzības gadījumā) un attēlot grafiskajā logā (Attēls 5). Datu attēlošanai izveidots grafiskais interfeiss (Attēls 4.), kurā tiek izvadīti iegūtie dati grafikā. Izveidots arī interfeiss ar vadības pogām kanālu izvēlei, diskretizācijas frekvences maiņai, virknes saskarnes porta atvēršanai/aizvēršanai. Iespējams veikt viena loga datu nolasīšanu un attēlošanu, kā arī ciklisku datu iegūšanu un attēlošanu. Kā signālu apstrādes demonstrācija, pieejama arī datu „spline” interpolācija. Komunikācija ar iegulto sistēmu notiek sekojoši: no datora tiek nosūtīts simbols „t” jeb *trigger ready*, kad dators gatavs saņemt jaunus datus. Iegultā sistēma nosūta datoram noteiktu datu daudzumu, kas tiek attēlots grafikā.