

EGULDĪJUMS TAVĀ NĀKOTNĒ



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

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

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

Līguma noslēgšanas datums: 10.12.2010.g.

Projekta sākuma datums: 01.01.2011.g.

Projekta beigu datums: 31.12.2013.g.

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

ZINĀTNISKĀ PĒTĪJUMA PROGRESU APLIECINOŠA DOKUMENTĀCIJA

Pārskata numurs Nr.4. par periodu no 01.10.2011.g līdz 31.12.2011.g.

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

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

Saturs

Anotācija **3**

Ievads **3**

Rezultātu kopsavilkums **4**

Turpmākie darbi: **7**

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

15mkV radiolokatora uztvērējiekārtas signālu pārveidošanas metožu dinamiskā diapazona izpēte un komparatora SBK1 testsignāla amplitūdas ietekmes uz pārejas raksturlīknes kāpuma laiku izpēte **8**

Pielikums 2 ..... **16**

Komparatora SBK2 palaišanas impulsa parametru un palaišanas impulsa trakta ietekmes uz komparatora dinamiku izpēte **16**

Pielikums 3 ..... **23**

Galveno komponenšu metodes analīze radiolokācijas signālu apstrādes vajadzībām signāla mainīgas amplitūdas, sarežģītas formas signālu un atstarojumu superpozīcijas apstākļos **23**

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

Stroboskopiskā pārveidotāja galvas mehāniskā konstrukcija **28**

Pielikums 5. ..... **36**

Paradoksi statistiskajā signālapstrādē **36**

Anotācija

Pārskata periodā (01.10.2011 – 31.12.2011) tika veiktas sekojošas aktivitātes: 15mkV radiolokatora uztvērējiekārtas signālu pārveidošanas metožu („up-and-down" un statistiskās metodes) dinamiskā diapazona izpēte; komparatora SBK1 testsignāla amplitūdas ietekmes uz pārejas raksturlīknes kāpuma laiku izpēte; komparatora SBK2 palaišanas impulsa parametru un palaišanas impulsa trakta ietekmes uz komparatora dinamiku izpēte; tranzistoru komparatora dinamikas izpēte ar datormodelēšanas palīdzību, ņemot vērā tranzistoru parazītiskās induktivitātes un reālus strobsignāla frontes garumus; elpošanas radiolokatora uztvērējiekārtas plates procesoru programmu testēšana un koriģēšana; procesoru darbības sasaiste ar shēmas analogo daļu; galveno komponenšu metodes analīze radiolokācijas signālu apstrādes vajadzībām signāla mainīgas amplitūdas, sarežģītas formas signālu un atstarojumu superpozīcijas apstākļos; stroboskopiskā pārveidotāja galvas jaunas elektriskās shēmas mehāniskās konstrukcijas projektēšana. un mehāniskā konstrukcija.

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 uzbērumu, 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; sķidrumu 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 ar oriģinālu shemotehnisko risinājumu, kā arī ar oriģinālu signālapstrādes metožu izstrādes un pielietojuma palīdzību.

Viens no svarīgākiem radiolokatora uztvērējiekārtas parametriem ir tās dinamiskais diapazons, kas parāda, cik plašā amplitūdu diapazonā uztvērējiekārta spēj reģistrēt pārveidojamos signālus. Tāpēc dotā pārskata perioda ietvaros tika veikta 15 μV radiolokatora uztvērējiekārtas signālu pārveidošanas metožu dinamiskā diapazona izpēte „up-and-down" un statistiskās metodes gadījumā. Pie uzdotā dinamiskā diapazona šis pētījums reducējas uz nepieciešamā strobu (iztvērumu) skaita noteikšanu nekropļotas signālu pārveidošanas nodrošināšanai. Savukārt pārveidotāja dinamisko diapazonu iegūstam no pētījuma par komparatora SBK1 testsignāla amplitūdas ietekmes uz pārejas raksturlīknes kāpuma laiku izpētes, kas arī tika veikta dotajā pārskata periodā.

Projekta izpildes gaitā tika pārbaudītas vairākas strobējamā balansa komparatora tehnisko risinājumu hipotēzes. Rezultātā ir izstrādāta jauna strobējamā balansa komparatora modifikācija SBK2, kuras īpašības ir nepieciešamas izpētīt no tās pielietojumu un patentspējas viedokļa. Šai sakarā pārskata periodā tika veikta komparatora SBK2 palaišanas impulsa parametru un palaišanas impulsa trakta ietekmes uz komparatora dinamiku izpēte.

Pārskata periodā veikta tranzistoru komparatora dinamikas izpēte, ņemot vērā tranzistoru

parazītiskās induktivitātes un reālus strobsignāla frontes garumus. Šis pētījums veikts, lai noskaidrotu uz tranzistoru bāzes būvētu komparatoru dinamiskās īpašības un lai iegūtos rezultātus salīdzinātu ar tuneļdiožu komparatoru dinamiku. Tranzistoru komparatoru priekšrocība ir tā, ka tranzistori, atšķirībā no tuneļdiodēm, ir lētāki un vieglāk pieejami elektroniskie elementi.

Pārskata periodā turpinājās elpošanas radiolokatora uztvērējiekārtas plates procesoru programmu testēšana, un koriģēšana, kā arī procesoru darbības sasaiste ar shēmas analogo daļu.

Veikta galveno komponenšu metodes analīze radiolokācijas signālu apstrādes vajadzībām signāla mainīgas amplitūdas, sarežģītas formas signālu un atstarojumu superpozīcijas apstākļos.

Saskaņā ar dotā projekta pieteikumu viens no projekta gala produktiem ir stroboskopiskā pārveidotāja galvas jauna elektriskā shēma un mehāniskā konstrukcija. Tā kā visos galvenajos vilcienos ir pabeigta strobējamā balansa komparatora SBK1 dinamikas izpēte un darba režīmu optimizācija, uz iegūto rezultātu bāzes tika veikta komparatora mehāniskās konstrukcijas projektēšana.

Iepriekšējā pārskata periodā tika veikta statistiskās signālapstrādes metodes izpēte, par ko jau tika ziņots iepriekšējā atskaitē. Pilns pētījumu rezultātu apskats prezentēts ar stenda referātu: *K.Krūmiņš, A. Lorencs, V. Plociņš.* Paradoksi statistiskajā signālapstrādē (*Apvienotais pasaules latviešu zinātnieku III kongress un Letonikas IV kongress, Rīga, 2011. gada 24.-27. okt., sekcija "Tehniskās zinātnes"*. Referāta teksta kopija sniegta šī pārskata Pielikumā 5

Rezultātu kopsavilkums

15mkV radiolokatora uztvērējiekārtas signālu pārveidošanas metožu dinamiskā diapazona izpēte un komparatora SBK1 testsignāla amplitūdas ietekmes uz pārejas raksturlīknes kāpuma laiku izpēte.

Šie pētījumi veikti ar mērķi noskaidrot maksimāli pieļaujamo ieejas signāla amplitūdu, kuras attiecība pret pārveidotāja jutību (15 μV) raksturo pārveidotāja dinamisko diapazonu. Ar datormodelēšanas palīdzību (izmantota programmatūra *SPICE*) tika konstatēts, ka pārejas raksturlīknes kāpuma laiks pozitīvam un negatīvam testsignālam ir atšķirīgs. Pētījumu rezultātā secināts, ka ar zināmu rezervi ieejas signāla maksimāli pieļaujamā amplitūda ir 25 mV . No šejienes izriet, ka tādam pārveidotājam pie jutības 15 μV dinamiskais diapazons būs:

$$D = 20\lg\left(A_1/\sigma_2\right) = 20\lg\left(25000/15\right) = 64.4\ dB \qquad (1)$$

Izejot no pārveidotāja pieprasītā pārejas raksturlīknes kāpuma laika 100 *ps* un tuneļdiožu pozitīvā un negatīvā voltampēru raksturlīknes zara attiecīgajām diferenciālajām pretestībām tika aprēķinātas pieļaujamās tuneļdiožu kapacitātes: *C*=1.94 *pF*. Šeit jāatzīmē, ka nav vēlams izvēlēties mazākas kapacitātes par aprēķinātajām, jo tad pieaugs komparatora paštroksnis. Savukārt pie lielākām kapacitātēm mēs nevarēsim nodrošināt uzdoto pārejas raksturlīknes kāpuma laiku 100 *ps*.

Zinot tuneļdiožu kapacitātes tika aprēķināta pārveidotāja ekvivalentā ieejas trokšņa vidējā kvadrātiskā novirze σ_1 =271 μV . Līdz ar to turpmākie pētījumi tika veltīti signālu pārveidošanas metožu efektivitātes izpētei ar mērķi noskaidrot minimāli nepieciešamo strobu skaitu pie uzdotās jutības 15 μV , atrastās ekvivalentā ieejas trokšņa vidējās kvadrātiskās novirzes σ_1 =271 μV un atrastā dinamiskā diapazona *D*=64,4 *dB*. Tika salīdzinātas divas vienkāršākās signālu transformācijas metodes - "up-and-down" metode un statistiskā metode. Pētījumu rezultātā secināts, ka abas šīs metodes mūs neapmierina no radiolokatora ātrdarbības

viedokļa (katrā signāla fāzes punktā nepieciešams pārāk liels strobu skaits). Šai sakarā nākošajā pētījumu etapā ir plānots veikt citu metožu, tajā skaitā adaptīvo, metožu izpēti.

Detalizētāks pārskata periodā veiktais metožu dinamiskā diapazona izpētes izklāsts sniegts Pielikumā 1.

Komparatora SBK2 palaišanas impulsa parametru un palaišanas impulsa trakta ietekmes uz komparatora dinamiku izpēte un tranzistoru komparatora dinamikas izpēte ar datormodelēšanas palīdzību ņemot vērā tranzistoru parazītiskās induktivitātes un reālus strobsignāla frontes garumus.

Pārskata periodā tika veikti pētījumi par palaišanas impulsa amplitūdas un frontes garuma ietekmi uz strobējamā balansa komparatora SBK2 dinamiku kā pozitīvam, tā negatīvam testsignālam. Iegūtie rezultāti rāda, ka komparatoram SBK2, tāpat kā agrāk apskatītajam komparatoram SBK1, pārejas raksturlīknes kāpuma laiks negatīva un pozitīva testsignāla gadījumā ir atšķirīgi. Līdz ar to visos komparatora darba režīmos ir jākontrolē kāpuma laiks kā pozitīvam, tā negatīvam testsignālam, vai tas nepārsniedz projektā noteiktās 100 *ps*. Palaišanas impulsa amplitūdas ietekmes pētījums parādīja, ka komparatora darba amplitūdu var aprēķināt, lietojot koeficientu 1,15 kā reizinātāju pie minimālās palaišanas impulsa amplitūdas. Palaišanas impulsa frontes garuma ietekme pie minimālām tuneļdiožu parazītiskām induktivitātēm ($Ls = 0.01\ nH$) parādīja, ka pie frontes garumiem 0,5 *ns* un 1,5 *ns* pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiki visai plašā pretestību *Rv* diapazonā (+/- 20-25% no pretestības optimālās vērtības) nepārsniedz projektā uzdotās 100 *ps*.

Līdzīgi rezultāti iegūti arī komparatoram ar relatīvi lielām tuneļdiožu parazītiskām induktivitātēm (*Ls*=0,3 *nH*). Pie tam interesanti atzīmēt, ka "induktīvo" tuneļdiožu gadījumā pie palaišanas impulsa frontes 0,5 *ns* pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiki pozitīvam un negatīvam testsignālam plašā pretestību *Rv* diapazonā (*Rv*=22-29 *Om*) praktiski neatšķiras (50 *ps*). Šis pētījums turpmākajā projekta izpildes gaitā jāveic pie garākām palaišanas impulsa frontēm, lai noskaidrotu maksimāli pieļaujamo frontes garumu, nepārkāpjot pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiku 100 *ps*.

Kas attiecas uz palaišanas impulsa trakta ietekmi uz SBK2 dinamiku ir konstatēts, ka kapacitātes lielums palaišanas impulsa ķēdē komparatora dinamiku būtiski neietekmē un kapacitāte var atrasties plašās robežās (vismaz 15-100 *pF*). Šis pētījums jāatkārto arī pie garākam palaišanas impulsa frontēm.

Detalizētāks pārskata periodā veiktais komparatora SBK2 dinamikas izpētes izklāsts sniegts Pielikumā 2.

Komparatoru uz tranzistoru bāzes izpēte ir pamatota ar to, ka tranzistori, atšķirībā no tuneļdiodēm, ir lēti plaša patēriņa (nav deficīti) elektroniskie elementi. Izpēte tika veikta pie praktiski realizējama strobsignāla frontes garuma ($\geq 0.1\ ns$) un ņemot vērā 25 *GHz* tranzistora BFP420F parazītiskās induktivitātes. Pētījums veikts pie dažādām strobsignāla amplitūdām. Rezultātā iegūts, ka pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiks ir minimāls pie palaišanas impulsa amplitūdas 2,5-3 V un ir vienāds ar 175 *ps*, tātad stipri lielāks par projektā nepieciešamo (100 *ps*). Bez tam konstatēts, ka strobsignāla iedarbības rezultātā komparatorā ierosinās parazītiskas svārstības ar ilgu rimšanas periodu, kas arī ir par iemeslu relatīvi sliktajam kāpuma laikam. Tāpēc tika veikts pētījums par iespējām izmainīt komparatora elektrisko shēmu tā, lai mazinātu svārstību ierosināšanos.

No svārstību teorijas ir zināms, ka virknes konturā svārstības var slāpēt ievedot virknes pretestību, bet paralēlajā - pieslēdzot šuntējošo pretestību. Šādā veidā komparatorā tika slēgtas

virknes pretestības tranzistoru bāzes ķēdēs, emiteru ķēdēs, kā arī šuntējošās pretestības no tranzistoru kolektoriem uz "zemi". Izrādījās, ka efektīvi parazītiskās svārstības slāpē tranzistoru šuntēšana no kolektora uz "zemi". Diemžēl pagaidām pārejas raksturlīknes kāpuma laika samazināšanos nav izdevies panākt. Bez tam šuntējošā pretestība nodala ieejas signālu un tādējādi samazina pārveidotāja jutību.

Bija izvirzīta hipotēze, ka parazītiskās svārstības 25 GHz tranzistoru shēmā ierosinās tranzistora ļoti augstās robežfrekvences dēļ. Tāpēc augstāk minētais pētījums tika veikts izmantojot zemfrekventāka tranzistora BFR540 datormodeli. Tranzistora robežfrekvence, saskaņā ar pases datiem, ir 9 GHz. Iegūtais pārejas raksturlīknes kāpuma laiks ir 1500 ps, kas vēl jo vairāk neapmierina uzdotās prasības (ne vairāk par 100 ps).

Šos pētījumus paredzēts turpināt arī turpmākajā projekta izpildes gaitā, veicot modifikācijas komparatoru shēmās.

Elpošanas radiolokatora uztvērējiekārtas plates procesoru programmu testēšana un koriģēšana. Procesoru darbības sasaiste ar shēmas analogo daļu.

Šie darbi galvenajos vilcienos ir pabeigti un nākošajā etapā ir paredzēts uzsākt elpošanas radiolokatora eksperimentālo izpēti viena punkta metodei. Programmu teksti kopā sastāda 54 lapaspuses: ekrāna apkalpošanas programma, starppunktu vektoru aprēķina programma, koordinātu tīkla zīmēšanas programma, "up-and-down" procedūras datu saņemšanas un apstrādes programma, izvērses formēšana, signāla meklēšanas un centrēšanas programma, marķieru zīmēšanas un vadības programma, elpošanas līknes zīmēšanas programma.

Galveno komponenšu metodes analīze radiolokācijas signālu apstrādes vajadzībām signāla mainīgas amplitūdas, sarežģītas formas signālu un atstarojumu superpozīcijas apstākļos.

Cilvēka elpošanas rezultātā mainās ne tikai no krūšu kurvja atstarotā signāla aizkave, bet arī amplitūda. Iepriekšējā pārskata periodā tika piedāvāts atstarotā radiolokācijas signāla apstrādei pielietot Karunena-Loeva pārveidojumu (metodi). Pārskata periodā veikto pētījumu rezultātā konstatēts, ka atstarotā signāla amplitūdas izmaiņa pie nemainīgas signāla aizkaves var tikt reprezentēta ar Karunena-Loeva pārveidojuma vienas galvenās komponentes izmaiņu. Pie tam šīs komponentes izmaiņa ir proporcionāla elpošanas signāla amplitūdas izmaiņām.

Praksē vienkārši mērķi ir reti sastopami. Cilvēks, kura elpošanu mums jākontrolē, parasti atrodas apkārtējo priekšmetu (galds, gulta, sienas u.tm.l.) tuvumā. Katrs no šiem priekšmetiem rada savu atstarojumu, kas uzklājas derīgajam signālam. Rezultātā iznāk, ka elpošanas lokatoram ir jāreģistrē vājš no cilvēka krūšu kurvja atstarotais signāls uz citu jaudīgu signālu fona. Pārskata periodā veiktie pētījumi parādīja, ka šādos apstākļos derīgo signālu no atstaroto signālu superpozīcijas var izdalīt, izmantojot Karunena-Loeva pārveidojumu. Pie tam tiek nodrošināta pietiekoši augsta precizitāte (dažu procentu robežās).

Detalizēts pētījuma rezultātu izklāsts sniegts publikācijas sagatavē Pielikumā 3.

Stroboskopiskā pārveidotāja galvas mehāniskā konstrukcija.

Konstrukcija paredzēta pārveidotāja komparatora elektriskās shēmas elementu ievietošanai, ekranēšanai un mehāniskai sastiprināšanai. Komparatora elektriskās shēmas

tuneļdiožu izvēle un rezistoru pretestību aprēķini veikti saskaņā rezultātiem, kas atspoguļoti dotā projekta pirmā, otrā un trešā kvartāla atskaitēs, kā arī rakstā E. Beiner and K. Krumin'sh. Research of dynamics of a gated balanced comparator. *Automatic Control and Computer Sciences*. 2011, Volume 45, Number 6, pp. 314-321.

Konstrukcijas apraksts un rasējumi sniegti Pielikumā 4.

Turpmākie darbi:

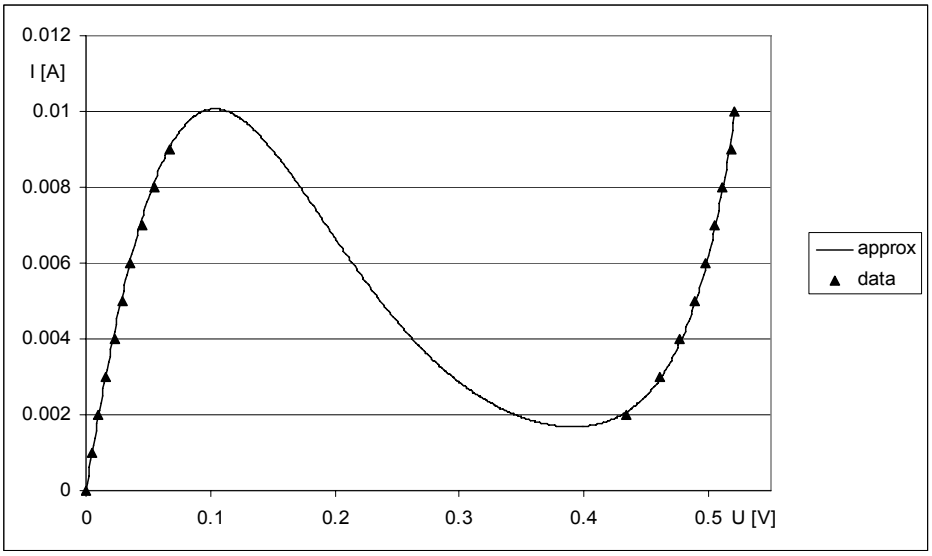
- 15 μV radiolokatora uztvērējiekārtas signālu pārveidošanas adaptīvo metožu efektivitātes izpēte.
- Strobējamā balansa komparatora SBK2 dinamikas izpēte pie garākam palaišanas impulsa frontēm un nolasīšanas impulsa platuma izmaiņu izpēte atkarībā no SBK2 darba režīmiem.
- Potenciālā izgudrojuma par nulles līmeņa nobīdes kompensāciju apraksta daļas sastādīšana.
- Tranzistoru komparatora dinamikas uzlabojuma iespēju izpēte.
- Elpošanas radiolokatora fizikālie eksperimenti viena punkta metodei.
- Mērķa nobīdes radītās atstarotā lokācijas signāla modulācijas ietekmes uz pārveidotā signāla galveno komponenti pētījums.
- Datu masīva izveidošana signālapstrādes algoritmu pārbaudei.
- Lietotāja grafiskā interfeisa veidošana Qt izstrādes vidē stroboskopiskā pārveidotāja datu attēlošanai, glabāšanai un apstrādei.
- Stroboskopiskā pārveidotāja galvas mehāniskās konstrukcijas izgatavošana.

Pielikums 1

15mkV radiolokatora uztvērējiekārtas signālu pārveidošanas metožu dinamiskā diapazona izpēte un komparatora SBK1 testsignāla amplitūdas ietekmes uz pārejas raksturlīknes kāpuma laiku izpēte

Up-and-down metode.

Pētījums veikts ar mērķi izpētīt „up-and-down" un statistiskās metodes piemērotību pielietojumam UWB radiolokatora uztverošās iekārtas stroboskopiskajā pārveidotājā. Saskaņā ar projekta uzdevumu pārveidotājam jānodrošina jutība σ_2 =15 μV . Ir zināms ka pārveidotājā tiks izmantotas 1И308Д sērijas Ge tuneļdiodes (TD) ar pīķa strāvu *Ip*=10 *mA*. Saskaņā ar projekta uzdevumu pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiks nedrīkst pārsniegt 100 *ps*. Lai nodrošinātu šādu pārejas raksturlīknes kāpuma laiku ir jāaprēķina tuneļdiožu kapacitāte. Šim aprēķinam nepieciešams zināt tuneļdiodes VA raksturlīknes pirmā zara un negatīvā zara diferenciālās pretestības attiecīgi VA raksturlīknes sākuma punktā un krītošā zara stāvākajā daļā.

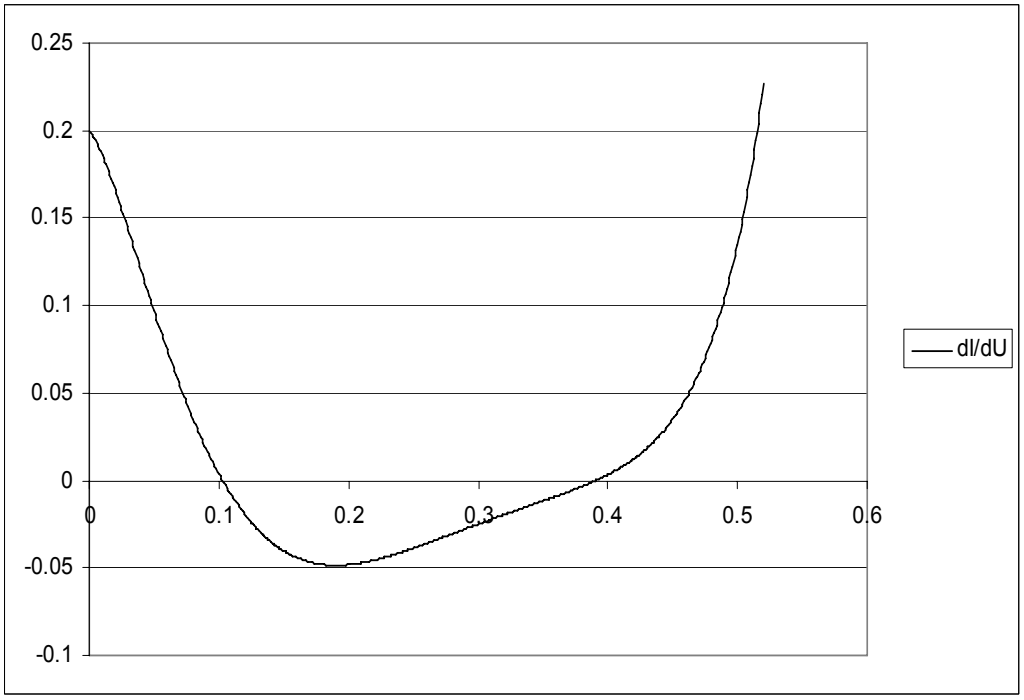


Zīm. 1. Uz eksperimentālo punktu bāzes (uz līknes apzīmēti ar trijstūriem) iegūtā precizētā tuneļdiodes VA raksturlīkne.

Eksperimentāli izmērītā doto tuneļdiožu VA raksturlīkņu pirmā zara pretestība ir R_1 =5 *Om*. Tā kā VA raksturlīknes krītošo zaru eksperimentāli nav iespējams uzņemt, jo shēma ģenerē. Tuneļdiode ir ļoti jutīgs (mazinerciāls) elements tāpēc nav iespējams eksperimentāli izmērīt arī pīķa strāvu, pīķa spriegumu, VA raksturlīknes minimuma strāvu un minimuma spriegumu. Tuvojoties šiem punktiem TD pārslēdzas no apkārtējās vides trokšņiem un paštrokšņiem (vienā gadījumā uz VA raksturlīknes trešo zaru, otrā – uz pirmo zaru). Tāpēc tuneļdiodes voltampēru raksturlīknes trūkstošo daļu iegūst aproksimācijas ceļā, izmantojot noteiktas fizikālas sakarības – diodes strāvas, tunelēšanas strāvas un atlikuma strāvas atkarību no sprieguma. Tādā veidā VA raksturlīknes aproksimācijai tika izmantota sekojoša sarežģītāka, toties precīzāk aproksimējoša funkcija:

$$I = \frac{V}{k_1}\exp\left(-\left(\frac{V}{k_5}\right)^m\right) + k_2\left(\exp(k_3 V) - 1\right) + \frac{V}{k_4}\exp(k_6 V) \qquad (1)$$

Atrastas sekojošas aproksimācijas koeficientu vērtības:
$k_1 = 5.05$; $k_2 = 0.000000013$; $k_3 = 25.78$; $k_4 = 895$; $k_5 = 0.13$; $k_6 = 1$; $m = 1.4$.



Zīm. 2. VA raksturlīknes atvasinājums: redzams, ka R_1 =1/(dI/dU)(U=0)=1/0.2=5 *Om* un R_2 =1/(dI/dU)(U=0.2)=1/(-0.05)=-20 *Om*.

Aproksimācijas ceļā iegūtā voltampēru raksturlīkne attēlota Zīm. 1., tās atvasinājums – Zīm. 2. No raksturlīknes atvasinājuma iegūts, ka negatīvā zara minimālā pretestība ir R_2 =-20 *Om* (sk. Zīm. 2). Zinot pretestības R_1 izmērīto vērtību, aproksimācijas ceļā iegūto pretestības R_2 vērtību un pieprasīto pārejas raksturlīknes kāpuma laiku $t_r = 100$ *ps* un izmantojot teorētisko sakarību

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

iegūstam, ka pārveidotāja komparatorā nepieciešams lietot tuneļdiodes ar kapacitāti *C*=1,94 *pF*. Pārveidotājam ar šādām tuneļdiodēm ekvivalento trokšņu spriegumu σ_1 var aprēķināt izmantojot teorētisko izteiksmi

$$\sigma_1 = R_u\sqrt{\frac{q\, I_p}{C(R_1 - R_2)}} \qquad (3)$$

kur q= $1.6\cdot10^{-19}$ *C* – elektrona lādiņš,

I_p - TD pīķa strāva,

R_u - pretestība pārveidotāja ieejā.

Pretestības R_u lielumu aprēķinam izmantojot nosacījumu, ka komparatora ieejas pretestībai R_u ir jābūt salāgotai ar koaksiālā trakta viļņu pretestību Z=50 Om. Tā kā komparatora tuneļdiožu savienojuma punktā, kur tiek pievienots rezistors R_u pretestība pret "zemi" ir 4,4 Om iegūstam R_u=45,6 Om. Tuvākā tipveida pretestības vērtība ir R_u=47 Om. Šo vērtību tad arī izmantojam tālākos aprēķinos. Tad saskaņā ar (3) iegūstam, ka pārveidotāja ekvivalentais trokšņu spriegums būs $\sigma_1 = 271\ \mu V$.

Lai aprēķinātu „up-and-down" metodes soļa s lielumu izmantojam teorētisko sakarību

$$\sigma_2 = \sqrt{0.625 \cdot \sigma_1 \cdot s + 0.25 \cdot s^2} \qquad (4)$$

Iegūstam s=1,33 μV .

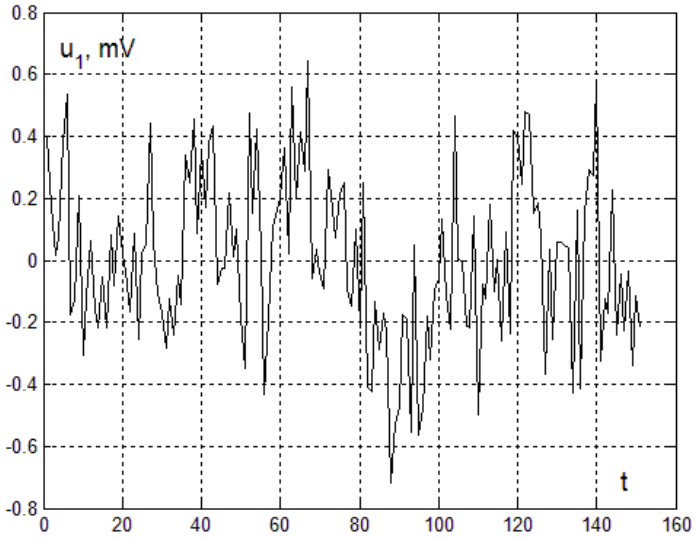
Rezultātu ilustrācijai kā pārveidojamo ieejas signālu izmantosim UWB radiolokācijas signāla modeli – harmonisku monosvārstību

$$u_{1i} = A_1 \sin \frac{2\pi}{n_T} i \qquad (5)$$

kur n_T ir diskrēto fāzes punktu skaits uz monosvārstības periodu (izvērses punkti, kuros notiek signāla momentānās vērtības mērīšana);

A_1 - monosvārstības amplitūda.

Zīm. 3. ir parādīts ar troksni maskētais ieejas signāls pie amplitūdas $A_1 = \sigma_1 = 271\,\mu V$ (signāls praktiski nav redzams).

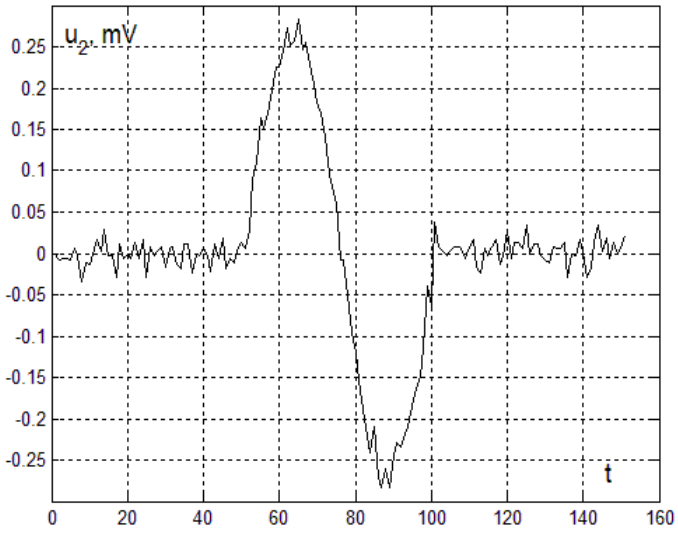


Zīm. 3. Ar troksni maskētais ieejas signāls – harmoniska monosvārstība ar amplitūdu A_1 =271 μV . Signāls praktiski nav redzams.

Signāla ar amplitūdu A_1 =271 μV pārveidojuma ar „up-and-down" metodi rezultāts parādīts Zīm. 4. Izvērses vidū ar apmierinošu kvalitāti redzams pārveidojuma rezultāts – harmoniska monosvārstība.

Pārveidotāja projektēšanas gaitā ir jāatrod minimālais strobu (salīdzināšanas operāciju) skaits, kas nodrošinātu nekropļotu signāla pārveidošanu. No pārveidotāja galvenā mezgla – strobējamā balansa komparatora SBK1 modelēšanas rezultātiem tika konstatēts, ka ieejas signāla amplitūda nav vēlama lielāka par 25 mV. Pie lielākām amplitūdām sāk jūtami palielināties pārejas raksturlīknes kāpuma laiks negatīvam testsignālam un tas var pārsniegt uzdotās 100 *ps*. Ieejas signāla amplitūda $A_{1\,max}$ = 25 mV attiecībā pret pārveidotāja jutību 15 μV atbilst pārveidotāja dinamiskam diapazonam

$$D=20\lg A1/sigma2=20\log 25000/15= 64{,}4dB \qquad (6)$$



Zīm. 4. Pie pieprasītās pārveidotāja jutības σ_2 =15 μV ar „up-and-down" metodi pārveidotais signāls.

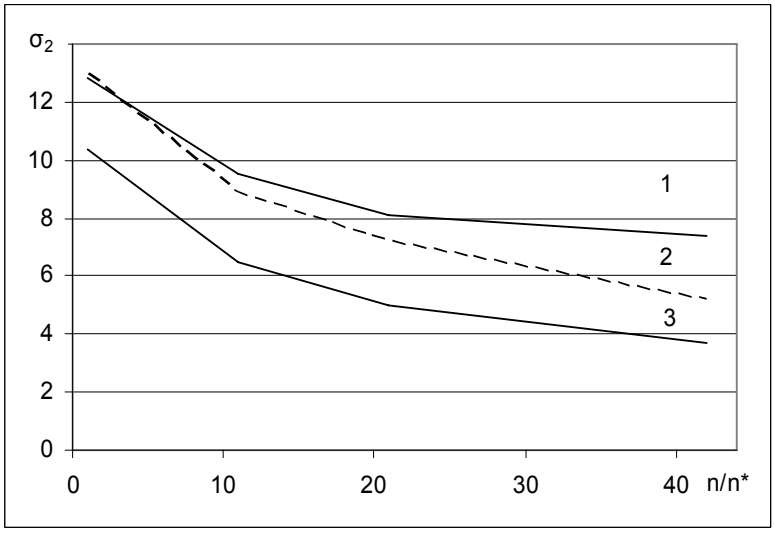
Tā kā maksimālā ieejas signāla amplitūda pie dotās elementu bāzes ir ierobežota ar $A_{1\,max}$ = 25 mV, tad pārveidotāja dinamisko diapazonu var paplašināt vienīgi paaugstinot pārveidotāja jutību (samazinot σ_2). Taču tādā gadījumā izrādās, ka pie tik augstām jutībām jāsastopas ar jauna papildus faktora ietekmi – vides elektromagnētiskā piesārņojuma ietekmi. Eksperimentālie pētījumi un datormodelēšana piemēram, *udc* metodes gadījumā parādīja [1], ka eksperimentālais jutības pieaugums pie augstām jutībām atpaliek no teorētiskā pieauguma (sk. Zīm. 5.).

No strobēšanas operāciju skaita n ir atkarīgi signāla nelineārie kropļojumi. Jo lielāks ir n jo mazāki ir nelineārie kropļojumi. Taču liels n samazina radiolokatora ātrdarbību un, tātad, ražīgumu. Lai atrastu minimālo pieļaujamo n ir jāvienojas par nelineāro kropļojumu kritēriju.

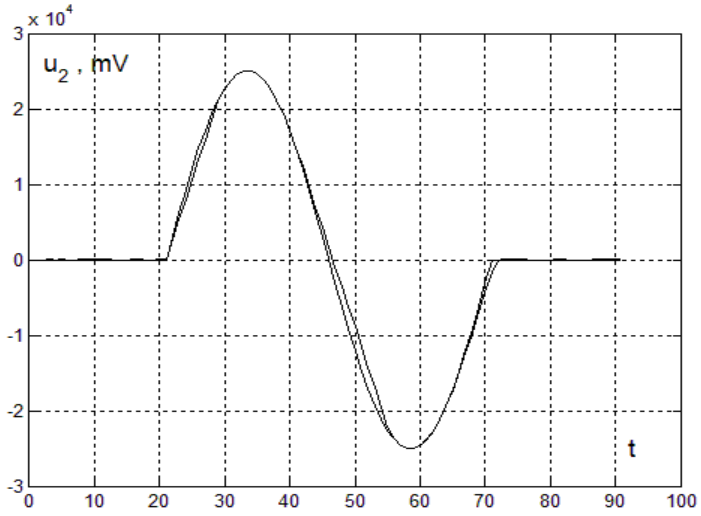
Tiek piedāvāts nelineāros kropļojumus vērtēt ar pārveidojuma rezultāta u_{2i} vidējo kvadrātisko novirzi no patiesās signāla u_{1i} vērtības (vidējā kvadrātiskā kļūda):

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

kur σ_{fn} – normētais kropļojumu faktors.



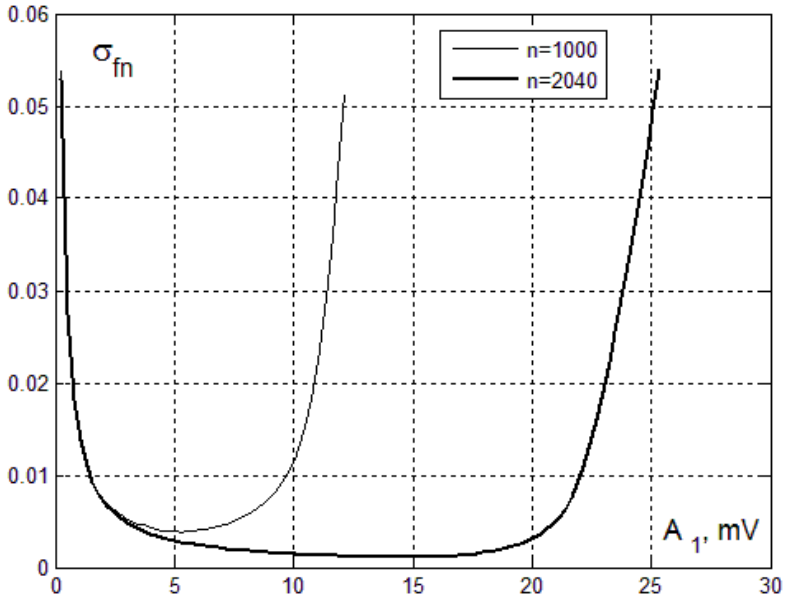
Zīm. 5. σ_2 samazināšanās *udc* metodes gadījumā ($s = 0.665\ \mu V$, $n^* = 255$): līkne 1 – eksperiments; līknes 2 un 3 – modelēšana (2- pie $\sigma_1 = 450\ \mu V$ un 3 - $\sigma_1 = 303.3\ \mu V$).



Zīm. 6. Harmoniskā monosvārstība un tās pārveidojums pie kropļojumu faktora $\sigma_{fn} = 0.05$

Kā pieļaujamais kropļojumu faktora lielums tika pieņemta vērtība $\sigma_{fn} = 0.05$, ko var uzskatīt par vizuāli konstatējamu kropļojumu robežvērtību. Ilustrācijai Zīm. 6. parādīts ieejas signāls – harmoniska monosvārstība un tās pārveidojuma ar „up-and-down" metodi rezultāts pie kropļojumu faktora $\sigma_{fn} = 0.05$.

Kā jau augstāk bija norādīts, lai nodrošinātu pārveidotāja jutību $15\,\mu V$ pie ekvivalentā ieejas trokšņa vērtības σ_1 =271 μV nepieciešamais soļa lielums ir s=1.33 μV. Pie šāda soļa lieluma tad arī tika meklēts minimālais strobu skaits, kas nodrošinātu nepieciešamo dinamisko diapazonu $A_{1\max} = 25\,mV$. Ilustrācijai Zīm. 7. ir parādīta kropļojumu faktora $\sigma_{fn}(A_1, n)$ atkarība no pārveidojamā signāla amplitūdas A_1 pie diviem dažādiem strobu skaitiem: *n*=1000, kad neizpildās prasība attiecībā uz dinamisko diapazonu un pie strobu skaita *n*=2040, kad dinamiskā diapazona prasība izpildās.



Zīm. 7. Kropļojumu faktora σ_{fn} atkarība no pārveidojamā signāla amplitūdas A_1 pie diviem dažādiem strobu skaitiem: *n*=1000 un *n*=2040.

Pie mazām signāla amplitūdām kropļojumu faktors pieaug maskējošā trokšņa dēļ, bet pie lielām – nelineāro kropļojumu dēļ. Līdz ar to augstāk minēto pētījumu rezultāta atrasts, ka lai nodrošinātu radiolokatora uztvērējiekārtas jutību 15 μV un dinamisko diapazonu *D*=64,4 *dB* („up-and-down" metodes gadījumā ir nepieciešams lietot soli s=1.33 μV un strobu skaitu katrā signāla fāzes punktā *n*=2040).

Pārveidotāja izvērses garums paredzēts 1024 signāla momentāno vērtību reģistrācijai, tātad kopējais strobēšanas operāciju skaits uz vienu izvērsi būs $1.997 \cdot 10^6$. Pie takts frekvences 1 *MHz* vienai izvērsei patērētais reģistrācijas laiks būs 2 *s*.

Statistiskā metode.

Statistiskajā metodē kārtējā ieejas signāla momentānā vērtība dotajā fāzes punktā tiek mērīta pie konstanta sliekšņa. n strobēšanas operāciju ciklā. Ieejas signāla u_{1i} vērtība tiek salīdzināta ar slieksni, kas vienāds ar iepriekšējā fāzes punktā iegūto signāla u_{2i-1} vērtību un noteikts to gadījumu skaits n_i^+, kad $u_{1i} > u_{2i-1}$, $i = 1, 2, ..., n$. Saskaņā ar metodi signāla vērtību u_{2i} dotajā fāzes punktā aprēķina pēc formulas

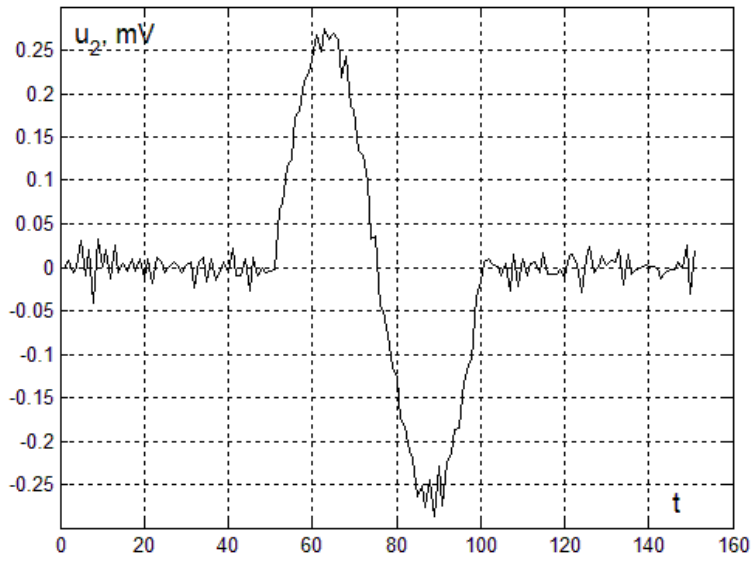
$$u_{2i} = u_{2i-1} + \eta\,\sigma_1\sqrt{2}\;erf^{-1}\left(\frac{2n_i^+ + \varepsilon(n_i^+)}{n} - 1\right) \qquad (8)$$

kur η ir metodes modifikācijas koeficients.

Saskaitāmais $\varepsilon(n_i^+)$ ievests, lai funkcija $erf^{-1}\left(\frac{2n_i^+ + \varepsilon(n_i^+)}{n} - 1\right)$ pie $n_i^+ = n$ vai $n_i^+ = 0$ nekļūtu vienāda ar $\pm\infty$.

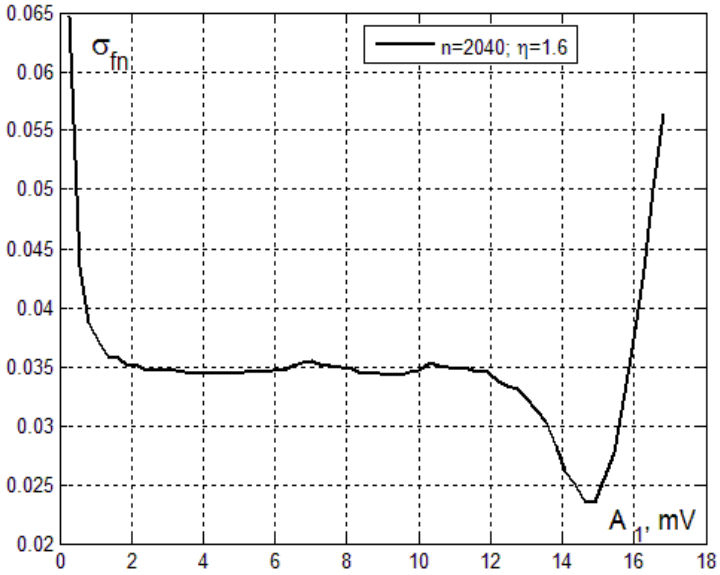
No koeficienta η vērtības ir atkarīgs izejas troksnis σ_2, kā arī pārveidotāja dinamiskais diapazons. No agrākiem pētījumiem ir zināms, ka nav ieteicams izvēlēties $\eta > 1.7 \div 1.8$, jo tad strauji pieaug σ_2 vērtība, bez tam sistēma kļūst nestabila.

Ja „up-and-down" metodes gadījumā nepieciešamo pārveidotāja jutību panāk izvēloties pietiekoši mazu soli s, tad statistiskās metodes gadījumā nepieciešamo jutību panāk izvēloties pietiekoši lielu strobu skaitu n. Lai efektivitātes ziņā salīdzinātu „up-and-down" metodi un statistisko metodi pie viena un tā paša strobu skaita n=2040 tika noteikta statistiskās metodes modifikācijas koeficienta η maksimālā vērtība, pie kuras vēl tiek apmierināta pārveidotāja jutības prasība σ_2=15 μV. Tika atrasts, ka pie šādiem nosacījumiem η=1,6. Ar troksni maskētās monosvārstības ar amplitūdu A_1=271 μV pārveidojuma rezultāts parādīts Zīm. 8.



Zīm. 8. Ar statistisko metodi pārveidotā monosvarstība pie amplitūdas A_1 =271 μV, η=1,6 un n = 2040, kas nodrošina pārveidotāja jutību 15 μV

Savukārt kropļojumu faktora atkarība no pārveidojamā signāla amplitūdas parādīta Zīm.9. No iegūtā rezultāta redzam, ka statistiskā metode pie uzdotā strobu skaita nespēj nodrošināt dinamiskā diapazona prasību. Lai izpildītos nosacījums σ_{fn}<=0,05 maksimāli pieļaujamā ieejas signāla amplitūda ir tikai 16,5 *mV*. Līdz ar to varam secināt, ka statistiskā metode efektivitātes ziņā nespēj konkurēt ar „up-and-down" metodi.



Zīm. 9. Kropļojumu faktora σ_{fn} atkarība no pārveidojamā signāla amplitūdas statistiskās metodes gadījumā pie nosacījumiem: n=2040 un η=1,6.

Tā kā abu augstāk apskatīto metožu ātrdarbība mūs neapmierina, pētījumus turpināsim ar citām, efektīvākām signālu transformācijas metodēm.

Literatūra.

[1] K. Krūmiņš, V. Pētersons and V. Plotsiņš. Experimental investigation of noise suppression using the modified up-and-down method. *Automatic Control and Computer Sciences.* Volume 45, Number 1, pp. 47-52.

Pielikums 2

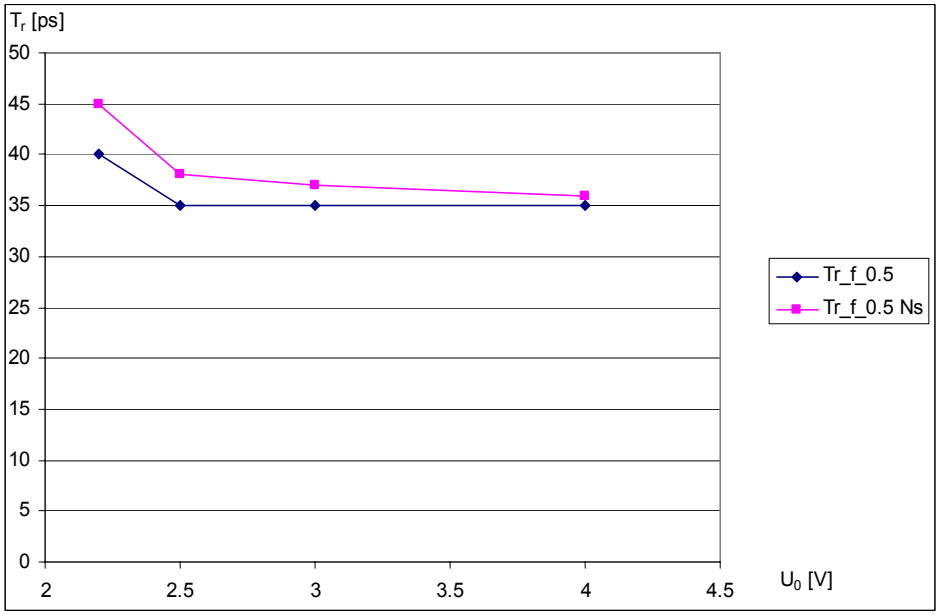
Komparatora SBK2 palaišanas impulsa parametru un palaišanas impulsa trakta ietekmes uz komparatora dinamiku izpēte

Komparatora SBK2 palaišanas impulsa amplitūdas ietekmes uz komparatora dinamiku izpēte parādīja, ka stabilas komparatora darbības un plaša elementu pielaižu diapazona nodrošināšanai nepieciešamo palaišanas impulsa amplitūdu var aprēķināt, pielietojot koeficientu 1,15 kā reizinātāju pie minimālās palaišanas impulsa amplitūdas: Uo=1,15Uomin.
Nosacījumi, kas ir spēkā visos zemāk aprakstītos pētījumos: Tuneļdiožu pīķa strāvas Ip2=10mA; Ip3=20mA; tuneļdiožu kapacitātes C1=C2=0,8pF; C3=1pF; Ra=3Om.

Pētījums: Palaišanas impulsa amplitūdas ietekme uz pārejas raksturlīknes kāpuma laiku:
Pētījuma nosacījumi: Ip1=Ip2=10mA; Ls1=Ls2=Ls3=0,01nH; Lo=1,6mkH; Co=15pF; To=0,5ns. Testsignāls komparatora ieejā +/-25mV. Iegūta sekojoša pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no palaišanas impulsa amplitūdas (sk. Tab.1 un Zīm. 1.):

Tab. 1.

Uo [V]	Tr [ps]	Tr_Ns [ps]
2.2	40	45
2.5	35	38
3	35	37
4	35	36



Zīm. 1. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no palaišanas impulsa amplitūdas.

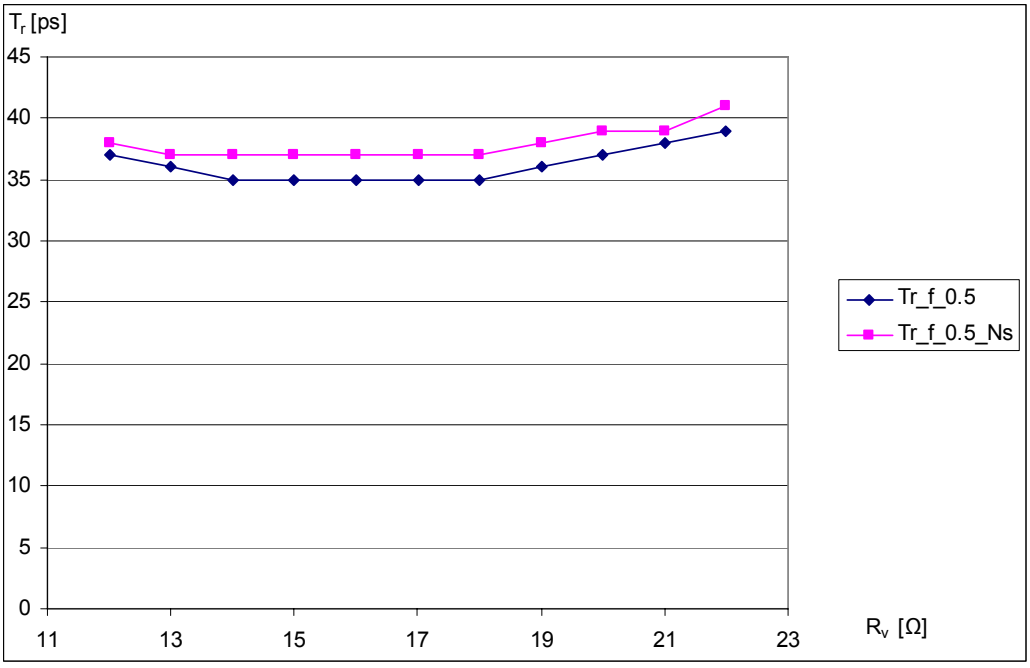
Secinājumi: Pārejas raksturlīknes kāpuma laiks Tr pozitīvam testsignālam pie Uo>1,15Uomin nemainās; negatīvam testsignālam tas ir nedaudz lielāks un pieaugot impulsa amplitūdai tas samazinās. Pie Uo=2Uomin kāpuma laiki praktiski vairs neatšķiras. Palaišanas impulsa

amplitūdas aprēķināšanai var lietot sakarību Uo=1,15Uomin.

Pētījums: Palaišanas impulsa frontes ietekme uz pārejas raksturlīknes kāpuma laiku:
Pētījuma nosacījumi: Ip1=Ip2=10mA; Ls1=Ls2=Ls3=0,01nH; Lo=1,6mkH; Co=15pF; To=0,5ns. Testsignāls komparatora ieejā +/-25mV.
Rezultāti: Nulles nobīdes spriegums Eo=1,93V. Iegūta sekojoša pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no pretestības Rv strobsignāla ķēdē (sk. Tab. 2. un Zīm.2.):

Tab.2

Rv [Om]	Tr [ps]	Tr_Ns [ps]
12	37	38
13	36	37
14	35	37
15	35	37
16	35	37
17	35	37
18	35	37
19	36	38
20	37	39
21	38	39
22	39	41



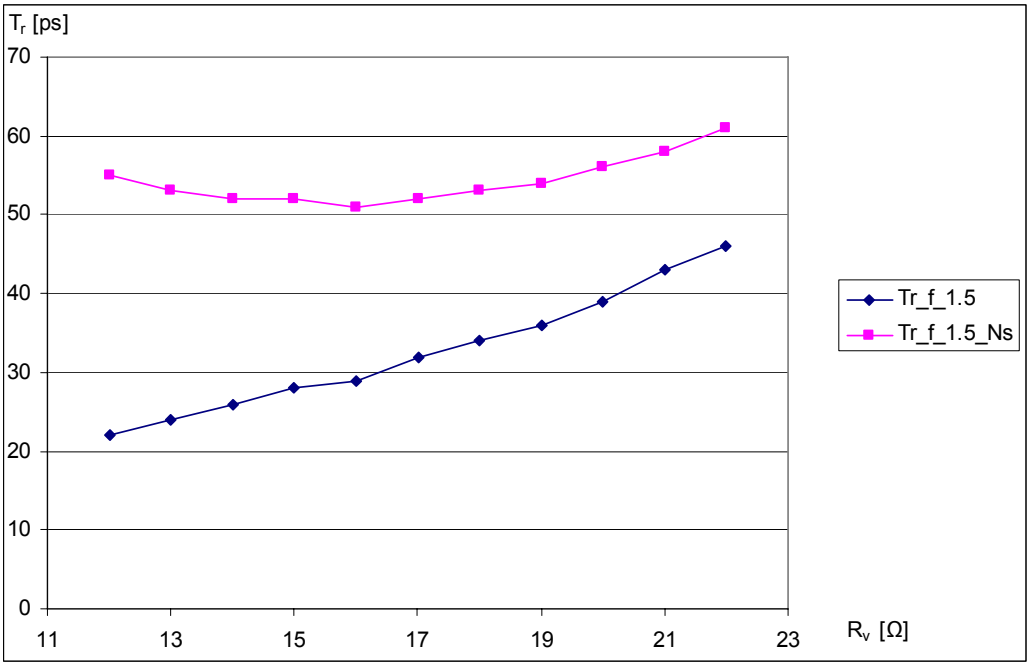
Zīm. 2. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no pretestības Rv strobsignāla ķēdē negatīvam testsignālam (augšējā līkne) un pozitīvam testsignālam (apakšējā līkne). To=0,5ns.

Secinājumi: Pārejas raksturlīknes kāpuma laiks negatīvam testsignālam viscaur ir nedaudz lielāks nekā pozitīvam testsignālam. Optimālajā režīmā kāpuma laiks pozitīvam testsignālam ir Tr=35ps; negatīvam Tr=37ps. Pretestības Rv pielaižu diapazons ir 14 Om – 18 Om.

Pētījuma nosacījumi: Viss tas pats tikai To=1,5ns. Iegūta sekojoša pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no pretestības Rv strobsignāla ķēdē (sk. Tab. 3. un Zīm. 3.):

Tab. 3.

Rv [Om]	Tr [ps]	Tr_Ns [ps]
12	22	55
13	24	53
14	26	52
15	28	52
16	29	51
17	32	52
18	34	53
19	36	54
20	39	56
21	43	58
22	46	61



Zīm.3. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no pretestības Rv strobsignāla ķēdē negatīvam testsignālam (augšējā līkne) un pozitīvam testsignālam (apakšējā līkne) pie palaišanas impulsa frontes garuma To=1,5ns.

Secinājumi: Pārejas raksturlīknes kāpuma laiks negatīvam testsignālam viscaur ir ievērojami lielāks nekā pozitīvam testsignālam. Optimālajā režīmā kāpuma laiks negatīvam testsignālam ir Tr=51ps; pozitīvam Tr=22ps. Jo lielāka ir pretestība Rv, jo mazākas ir kāpuma laiku atšķirības

pozitīvam un negatīvam testsignālam. Pretestību Rv pielaižu diapazons negatīvam testsignālam 14 Om – 18 Om (sk. Zīm. 1.). Pozitīvam testsignālam kāpuma laiks minimāls 22ps ir pie minimālās pretestības Rv=12 Om. No abām pētījumu sērijām izriet, ka, lai pārejas raksturlīknes kāpuma laiki pozitīvam un negatīvam testsignālam būtiski neatšķirtos vēlamais palaišanas impulsa frontes garums simetrisku tuneļdiožu gadījumā ir vēlams ne lielāks par 0,5ns.

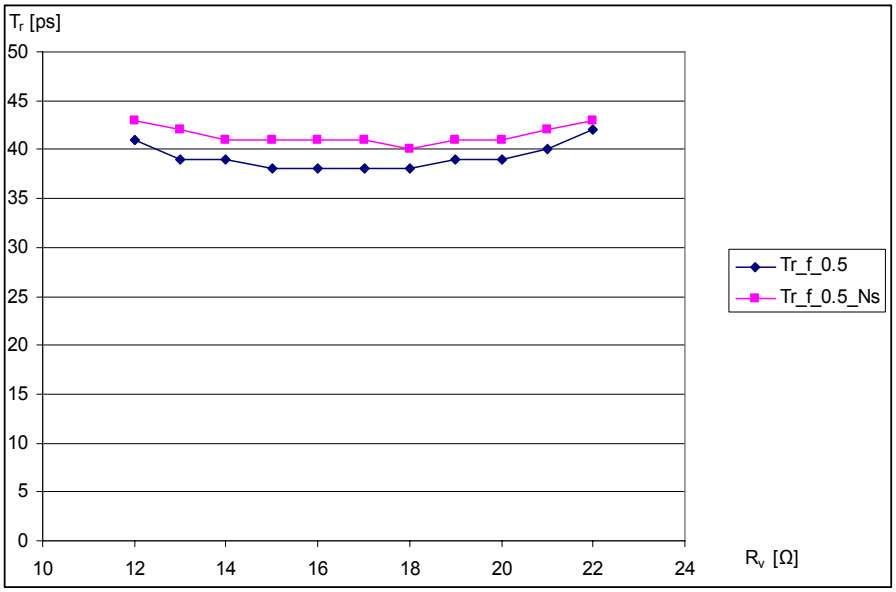
Pētījumi ar asimetriskām tuneļdiodēm:

Pētījuma nosacījumi: Ip1=8,1mA; Ip2=10mA; Ls1=Ls2=Ls3=0,01nH; Lo=1,6mkH; Co=15pF; To=1,5ns. Testsignāls komparatora ieejā +/-25mV.

Rezultāti: Nulles nobīdes spriegums ir stipri samazinājies Eo=0,39V. Iegūta sekojoša pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no pretestības Rv strobsignāla ķēdē (sk. Tab. 4. un Zīm.4.):

Tab.4

Rv [Om]	Tr [ps]	Tr_Ns [ps]
12	41	43
13	39	42
14	39	41
15	38	41
16	38	41
17	38	41
18	38	40
19	39	41
20	39	41
21	40	42
22	42	43



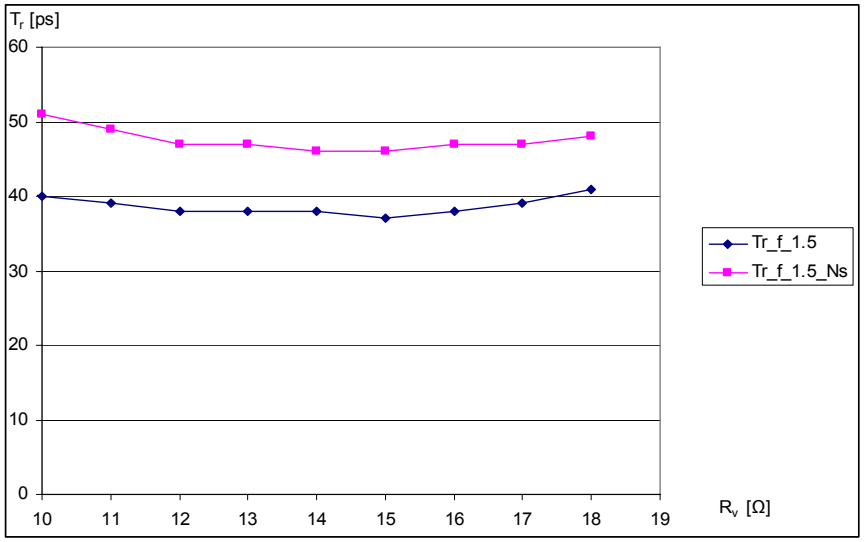
Zīm. 4. Pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no Rv asimetrisku tuneļdiožu gadījumā (Ip1=8,1mA; Ip2=10mA).

Secinājumi: Pārejas raksturlīknes kāpuma laiks nedaudz palielinājies – optimālajā režīmā pozitīvam signālam no 35ps uz 38ps, negatīvam no 37ps uz 40ps. Taču stipri samazinājusies nulles nobīde – no 1,93V uz 0,39V. Pretestību Rv pielaižu diapazons aptuveni tāds pats: 14 Om-20 Om.

Pētījuma nosacījumi: Ip1=8,1mA; Ip2=10mA; Ls1=Ls2=Ls3=0,01nH; Lo=1,6mkH; Co=100pF; To=1,5ns. Testsignāls komparatora ieejā +/-25mV.
Rezultāti: Iegūta sekojoša pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no pretestības Rv strobsignāla ķēdē (sk. Tab. 5. un Zīm. 5.):

Tab. 5.

Rv	Tr_f_1.5	Tr_f_1.5_Ns
9	42	54
10	40	51
11	39	49
12	38	47
13	38	47
14	38	46
15	37	46
16	38	47
17	39	47
18	41	48



Zīm. 5. Pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no Rv asimetrisku tuneļdiožu gadījumā (Ip1=8,1mA; Ip2=10mA) pie palaišanas impulsa frontes garuma To=1,5ns.

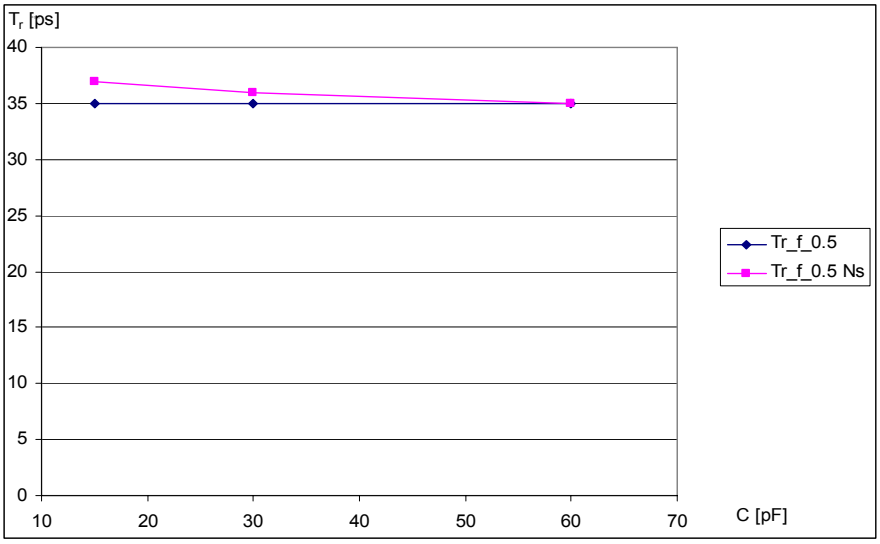
Secinājumi (simetrisko un asimetrisko tuneļdiožu gadījumos): Ja salīdzinām rezultātus pie To=1,5ns, kas iegūti pie simetriskām tuneļdiodēm (sk. Zīm. 3.) un šos rezultātus, kas iegūti pie tādas pat palaišanas impulsa frontes bet asimetriskām tuneļdiodēm (sk. Zīm. 4. un 5.) tad redzam, ka asimetrisku diožu gadījumā pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiks ir stipri uzlabojies un ir samazinājušās atšķirības kāpuma laikiem pozitīvam un negatīvam testsignālam. Tātad tuneļdiožu asimetrija pieļauj lēnākas palaišanas impulsa frontes. Tā ir tehniska

priekšrocība.

Pētījums: Palaišanas impulsa trakta ietekme uz komparatora dinamiku.
a) Kapacitātes ietekme uz dinamiku.
Pētījuma nosacījumi: Ip1=Ip2=10mA; Ls1=Ls2=Ls3=0,01nH; Lo=1,6mkH; Co=15pF; To=0,5ns; Rv=17Om. Testsignāls komparatora ieejā +/-25mV.
Iegūti sekojoši rezultāti (sk. Tab. 6. un Zīm. 6):

Tab. 6.

C [pF]	Tr [ps]	Tr_Ns [ps]
15	35	37
30	35	36
60	35	35



Zīm.6. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no kapacitātes C palaišanas impulsa ķēdē negatīvam testsignālam (augšējā līkne) un pozitīvam testsignālam (apakšējā līkne). To=0,5ns.

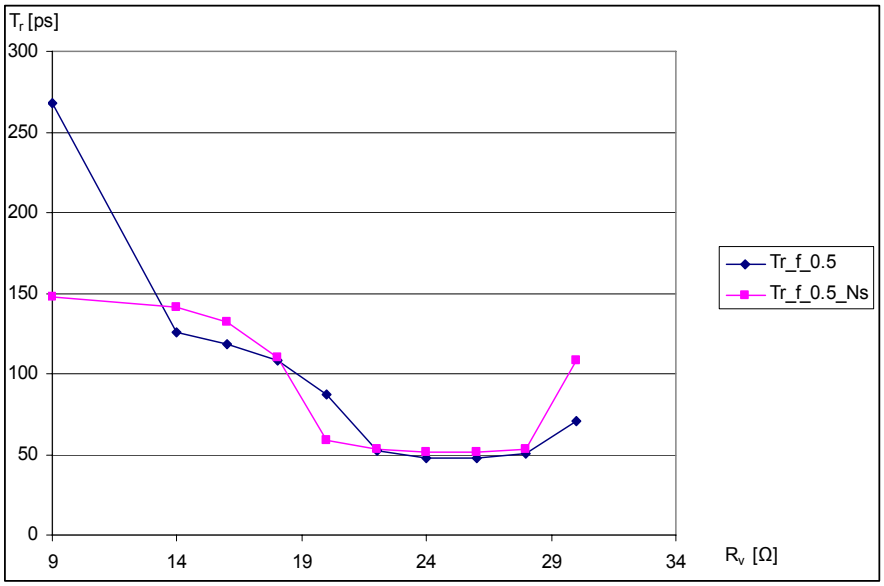
Secinājumi: Pozitīvam testsignālam kapacitāte palaišanas impulsa ķēdē pārejas raksturlīknes kāpuma laiku neietekmē. Negatīvam ietekmē nedaudz – palielinoties kapacitātei kāpuma laiks negatīvam testsignālam samazinās un pie noteiktas kapacitātes (C=60pF) kāpuma laiki pozitīvam un negatīvam testsignālam kļūst vienādi.

Pētījums: Tuneļdiožu parazītisko induktivitāšu ietekme uz komparatora dinamiku.

Pētījuma nosacījumi: Ip1=8,1mA (tuneļdiodes asimetriskas); Ip2=10mA; Ls1=Ls2=Ls3=0,3nH; Lo=16mkH; Co=100pF; To=0,5ns. Testsignāls komparatora ieejā +/-25mV.
Iegūtie rezultāti parādīti Tab. 7. un Zīm. 7.

Tab. 7

Rv [Om]	Tr [ps]	Tr_Ns [ps]
9	268	148
14	126	141
16	118	132
18	108	110
20	87	59
22	52	53
24	48	51
26	48	51
28	50	53
30	71	108



Zīm. 7. Pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no Rv asimetrisku tuneļdiožu gadījumā (Ip1=8,1mA; Ip2=10mA), ņemot vērā reālas parazītiskās induktivitātes (Ls=0,3nH). Palaišanas impulsa frontes garums To=0,5ns.

Rezultāti un secinājumi:

* Pretestību Rv diapazons saglabājas visai plašās robežās: 22Om-28Om. Šajā pretestību diapazonā pārejas rakstulīknes kāpuma laiki pozitīvam un negatīvam testsignālam praktiski ir vienādi, kas ir pozitīva komparatora ar asimetriskām tuneļdiodēm īpašība.

* Lai noskaidrotu palaišanas impulsa frontes pielaides, augstāk minētais pētījums būtu jāveic arī pie garākām palaišanas impulsa frontēm.

Pielikums 3

Galveno komponenšu metodes analīze radiolokācijas signālu apstrādes vajadzībām signāla mainīgas amplitūdas, sarežģītas formas signālu un atstarojumu superpozīcijas apstākļos

(Publikācijas sagatave žurnālam *Автоматика и вычислительная техника*)

Изменение амплитуды

При стремлении получить сигнал, соответствующий дыханию человека, необходимо принимать во внимание тот факт, что отражённый сигнал представляет собой не только последовательность реализаций, имеющих различную временную задержку отражённой части, но и изменение её амплитуды. это связано с поворотами тела человека при которых изменяется эффективная отражающая поверхность последнего. На примере простой цели, представляющей деревянную плоскую пластину, облучаемую сверхширокополосными импульсами, видно (смотри Рис.1) что при изменении угла ориентации пластины на углы равные 2 и 4 градусов уровень принимаемого сигнала изменяется на 63% и 58% соответственно при незначительном изменнеии формы и задержки.

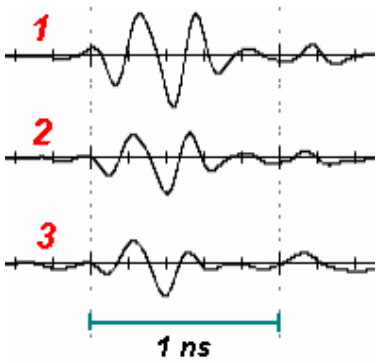


Рис.1. Вид сверхширокополосного импульса, отражённого от деревянной пластины, моделирующей грудную клетку человека: 1 – отражённый сигнал - исходная ориентация; 2-ориентация изменилась на угол равный 2 градусам; 3- ориентация изменилась на угол равный 4 градусам относительно исходной.

Выше было предложено отражённый сигнал подвергать обработке, используя преобразование Карунена-Лоэва. Показано, что преобразование даёт удовлетворительные результаты при изменении временного положения отражённого сигнала в пределах периода высокочастотного заполнения импульса. При исследовании использовалась модель сигнала в виде:

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

где

α, β - постоянные соответственно нарастания и затухания огибающей радиоимпульса;

ω_0 - центральная частота спектра сигнала ($\omega_0 = 2\pi f_0$).

Эта модель хорошо описывает сверхширокополосный импульс, отражённй от простой плоской деревянной или металлической пластины. Аналогичную модель

применяли и при исследовании изменения амплитуды. Для прямого сигнала приняли A=1, а для отражённого A=0,2. Общие коэффициенты для частоты f_0=2 GHz выбраны как: α=3; β=5. Для исследования были сформированы 5 ансамблей отражённых сигналов, в которых амплитуды отражённых сигналов изменялись в 1,1раз, 1,5 раз, 2 раза, 3 раза, 5 раз. Каждый ансамбль включал по 32 релизации, отображающих динамику изменения амплитуды. Известно, что преобразование Карунена-Лоэва представляет линейное преобразование, переводящее исходные вектора сигналов **x** в вектор **y** в оптимальной системе координат. Исходные вектора это не что иное, как представление аналогового сигнала в виде набора его дискретных отсчётов

$$\mathbf{x}= [\, x_1\, x_2 \ldots x_n \,]^{\mathrm{T}}, \tag{2}$$

где *n* выбирается, руководствуясь теоремой Найквиста. Оптимальность проявляется в том, что при отбрасывании несущественных компонент преобразованного вектора среднеквадратичная ошибка изменения длины вектора является минимальной по сравнению с аналогичной для других преобразований. Преобразование исходного вектора производится по формуле:

$$\mathbf{y}=\mathbf{W}^t\,\mathbf{x}, \tag{3}$$

где **W** –матрица преобразования, составленная из собственных векторов ковариационной матрицы **C**. Последняя находится из ансамбля, включающего 32 реализации при изменении амплитуды в заданное число раз. Среднеквадратичная ошибка ε^2 при оптимальном преобразовании находится по собственным значекниям λ ковариационной матрицы ансамбля:

$$\varepsilon^2 = \sum_{i=m+1}^{n} \lambda_i\,, \tag{4}$$

где *m* – число принятых к рассмотрению главных компонент.

Как показало моделирование для указанных ансамблей при заданных изменениях амплтуды достаточным является две главные компоненты. На Рис.2 представлены графики, иллюстрирующие зависимость среднеквадратичной ошибки от количества отбрасываемых компонент для случая изменения амплитыды в 2 раза.

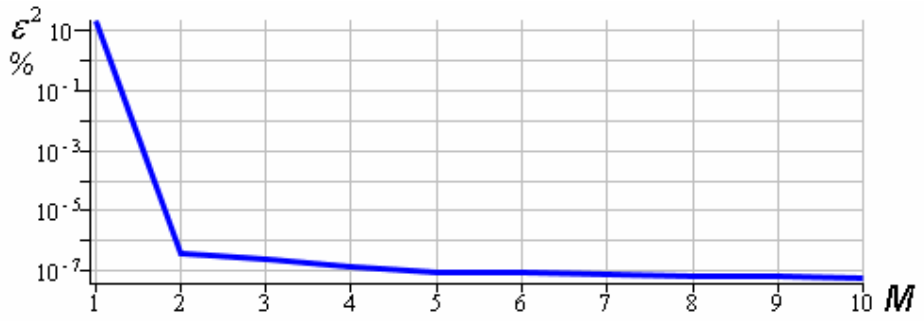


Рис. 2. Распределение среднеквадратичной ошибки в зависимости от числа используемых компонент M для ансамбля моделируемого сигнала, соответствующему изменению амплитуды в 2 раза.

Как следует из результатов моделирования использование двух главных компонент

сводит ошибку преобразования практически к нулю ($<10^{-6}$). Аналогичная картина наблюдается и для остальных рассматриваемых коэффициентов изменения амплитуды. На практике достаточным будет применение лишь одной главной компоненты при ошибке преобоазований не превышающей 12%. Но такая ошибка не помешает отслеживанию изменения амплитуды лишь по изменениям одной компоненты. В процессе преобразования значения векторов измерения и ковариационной матрицы подвергаются умножению на коэффициенты, повышающие точность преобразования. Поэтому множитель первой главной компоненты может не совпадать с множителем оригинального сигнала. Чтобы выравнять эти множители достаточным является выбор такого дополнительного коэффициента, который и выравнивает вышеуказанные множители. Например, для ансамбля сигналов для 5-кратного изменения амплитуды таковым коэффициентом взято значение, равное 2,2131905. В этом случае поведение первой компоненты с точностью до множителя -1 совпадает с поведением амплитуды модельного сигнала, что наглядно отображено на Рис. 3.

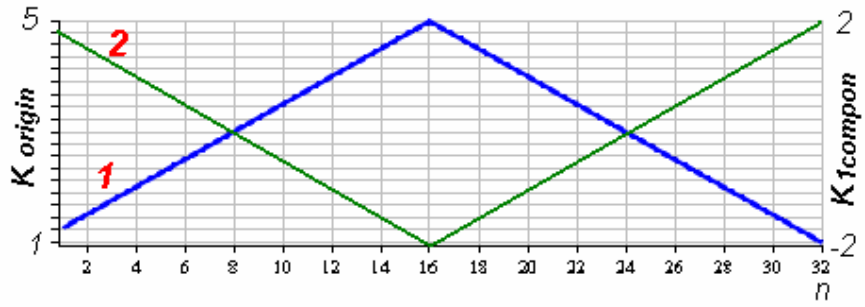


Рис. 3. Динамика изменения амплитуды модельного сигнала (1) и соответствующей первой компоненты (2) для максиального множителя равного 5.

Сложная цель

На практике простые цели встречаются редко. Если целью служит человек, дыхание которого подлежит контролю, то он находится в окружении таких целей как кровать, тумбочки, оборудование, стены и др. Каждая из этих целей вносит свой вклад в суммарный сигнал. Поэтому последний представляет сложную структуру, внутри корторой необходимо выявить слабый сигнал, соответвующий незначительному движению грудной клетки.

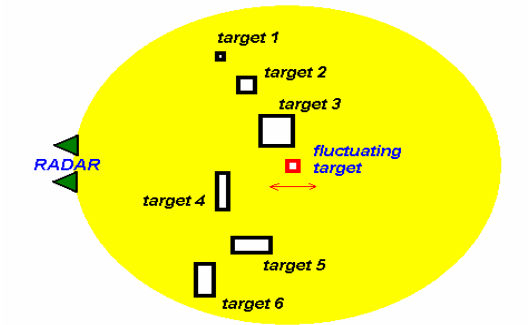


Рис. 4. Схематически сложная цель представлена 7-ю просыми целями, разных размеров и находящихся на разных удалениях от локатора. Одна из целей–подвижна в пределах 6 mm относительно локатора.

На Рис. 4 схематически представлена сложная цель как совокупность простых целей разного размера и с различным удалением от локатора. Соответствующий модельный сигнал представлен на Рис. 5.Сложный сигнал включает и флуктуирующий сигнал малой амплитуды от подвижной цели. Максимальный сдвиг этого сигнала соответствует перемещению грудной клетки на 6 mm.

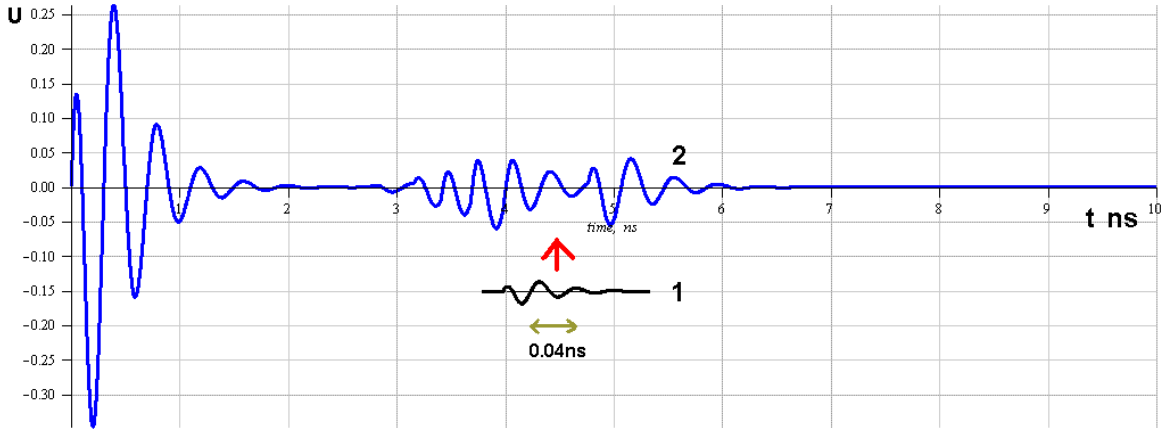


Рис. 5. Модель сложного сигнала. 1-сигнал от подвижной цели; 2- общий сигнал от 7 целей.

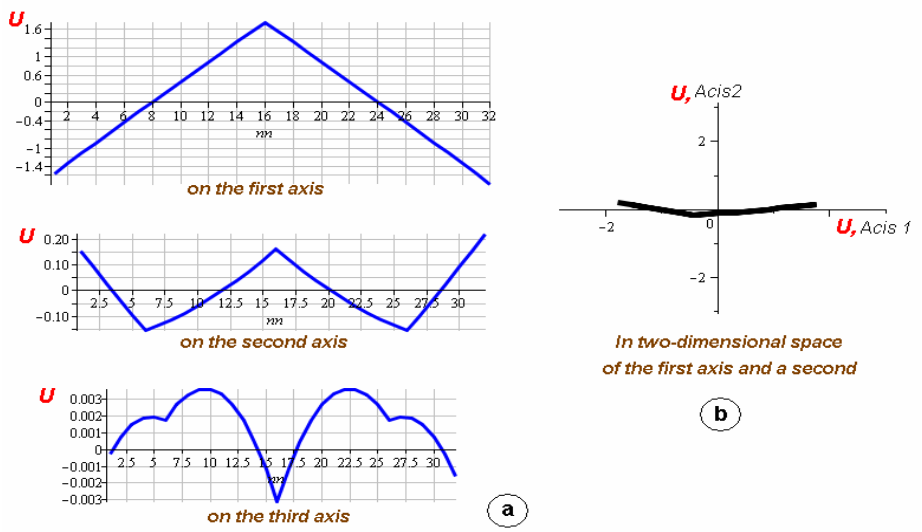


Рис. 6. Поведение главных компонент преобразованного сигнала: a - представленных в одномерном измерении на осях 1, 2 ,3; b - представленных в двемерном пространстве первой и второй оси новогго пространства.

Обработка ансамбля из 32 реализаций вышеуказанных модельных сигналов позволила устранить сильную избыточность и выделить лишь сигнал, соответствующий перемещению грудной клетки. Поведение первых главных компонент (сигнала, представленного в новом пространстве на первых осях этого пространства) показано на Рис. 6a На первой оси компонента практически повторяет закон перемещения цели (дыхания). В силу ортогональности кривых поведения компонент на последующих осях форма этих кривых имеет сложный характер и не отражает закон перемещения цели. Если

для наблюдения использовать первые две оси нового пространства, то кривая поведения представляет дугу (Рис. 6b) с углом пропорциональным максимальному размаху перемещения цели.

Выводы.

1. Изменение амплитуды модельного сигнала представляющего затухающую синусоиду при неизменной его задержке с точностью не хуже 10% может быть представлено изменением величины одной первой главной компонентой преобразования Карунена Лоэва. При этом закон изменения величины компоненты с точностью до постоянного коэффициента повторяет закон изменения амплитуды исходного сигнала.
2. Преобразование Карунена Лоэва позволет выделить в сложном сигнале, представляющем суперпозицию отражений от множества целей, компоненту, соответствующую перемещению грудной клетки и представить её в виде смещения одной компоненты при погрешности преобразования не превышающей единиц процентов.

Pielikums 4.

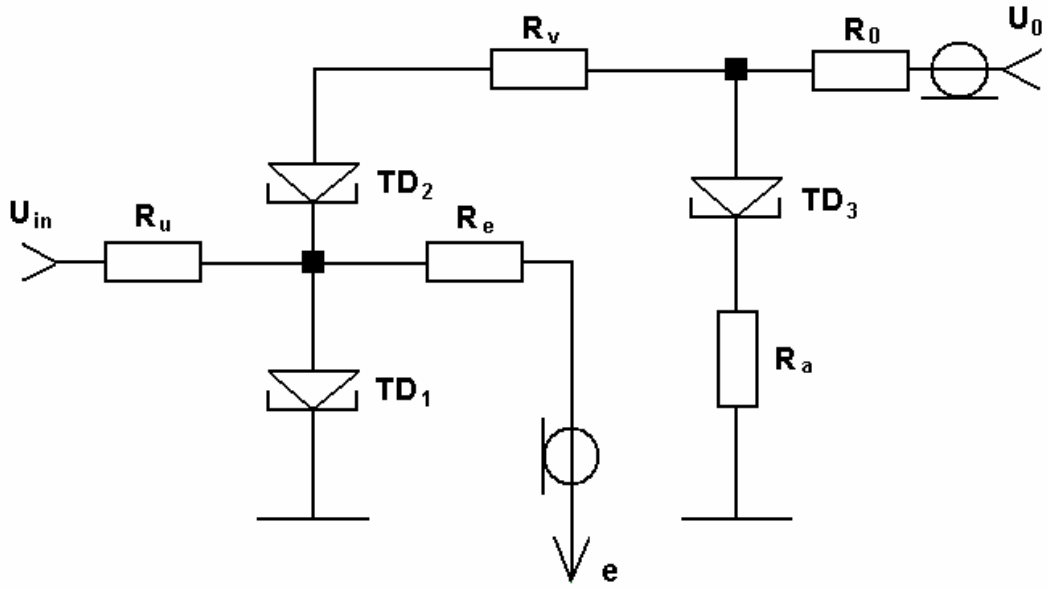
Stroboskopiskā pārveidotāja galvas mehāniskā konstrukcija

Konstrukcijas apraksts

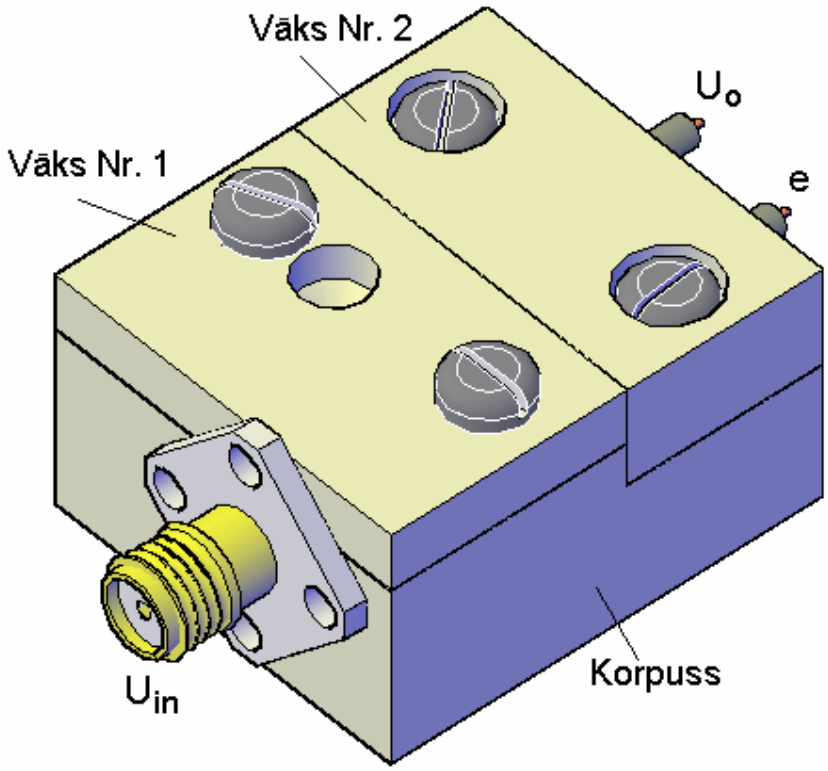
Konstrukcija paredzēta pārveidotāja galvas komparatora elektriskās shēmas (sk. Zīm. 1.) elementu ievietošanai, ekranēšanai un mehāniskai sastiprināšanai. Mehāniskās konstrukcijas detaļas sastiprinātas ar 2,5 mm skrūvēm. Konstrukcijas kopskats parādīts Zīm. 2. Konstrukcijas pamatu veito tās korpuss (Zīm. 3.). Elektriskās shēmas elementu ievietošanai korpusā ir vairāki urbumi (sk. korpusa šķēlumus Zīm. 4). Shēmas elementus no virspuses ekranē un mehāniski sastiprina ar diviem vākiem (Zīm. 5 un Zīm. 6.). Vākā Nr. 1 ir tehnoloģiskais urbums, caur kuru komparatoram var pieslēgties ar oscilogrāfa taustu komparatora regulēšanas vajadzībām. Tuneļdiožu centrēšanu nodrošina teflona paplāksnes (Zīm. 7). Visu elektronisko elementu savienojumi paradīti Zīm. 8. Konstrukcijā paredzēts lietot PILL korpusa tuneļdiodes. Visi rezistori – planārie. Tā kā pretestības Ra vērtība ir visai maza 1 Om - 4 Om (atkarībā no TD3 pīķa strāvas), tās vajadzīgo lielumu nodrošina lielāka nomināla planāro rezistoru paralēlais slēgums. Rezistoru kontaktus ar tuneļdiodēm nodrošina tiem pielodētas mikrolentas, kas ir vienādā platumā ar rezistoriem. Mikrolentu elektriskos kontaktus ar tuneļdiodēm nodrošina, tos piespiežot ar izolācijas materiāla (teflona) ieliktņiem un vāku Nr. 1. Ieejas koaksiālais spraudnis – tipveida *Multicomp 19-13-11-TGG*, pievadkabeļu tips *RG 405/U*. Koaksiālo pievadkabeļu elektriskos kontaktus ar pārveidotāja galvas konstrukciju nodrošina vāks Nr. 2, kabeļu galus saspiežot ar vāku Nr. 2 un skrūvēm. Kabeļu galiem izolācija notīrīta 14 mm garumā. Pārvaidotāja galvas konstrukcija pie UWB radiolokatora uztvērējiekārtas plates stiprinās ar skrūvēm.

Komparatora elektriskās shēmas elementu izvēle

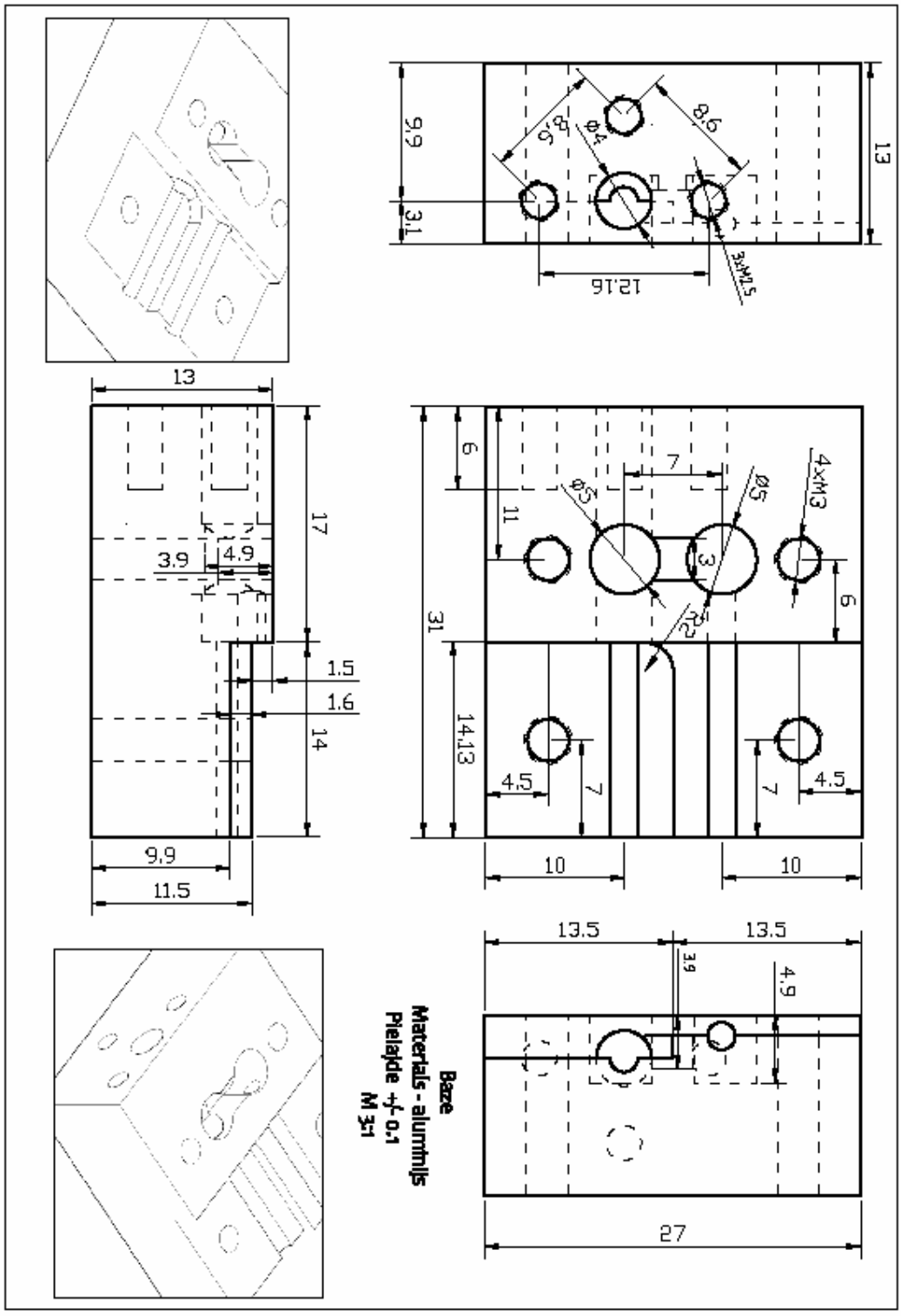
Komparatora elektriskās shēmas tuneļdiožu izvēle un rezistoru pretestību vērtību aprēķins notiek saskaņā ar projekta izpildes laikā iegūtiem pētījumu rezultātātiem, kas atspoguļoti dotā projekta pirmā, otrā un trešā kvartāla atskaitēs, kā arī rezultātiem, kas publicēti rakstā sk. E. Beiner and K. Krumin'sh. Research of dynamics of a gated balanced comparator. *Automatic Control and Computer Sciences*. 2011, Volume 45, Number 6, pp. 314-321.



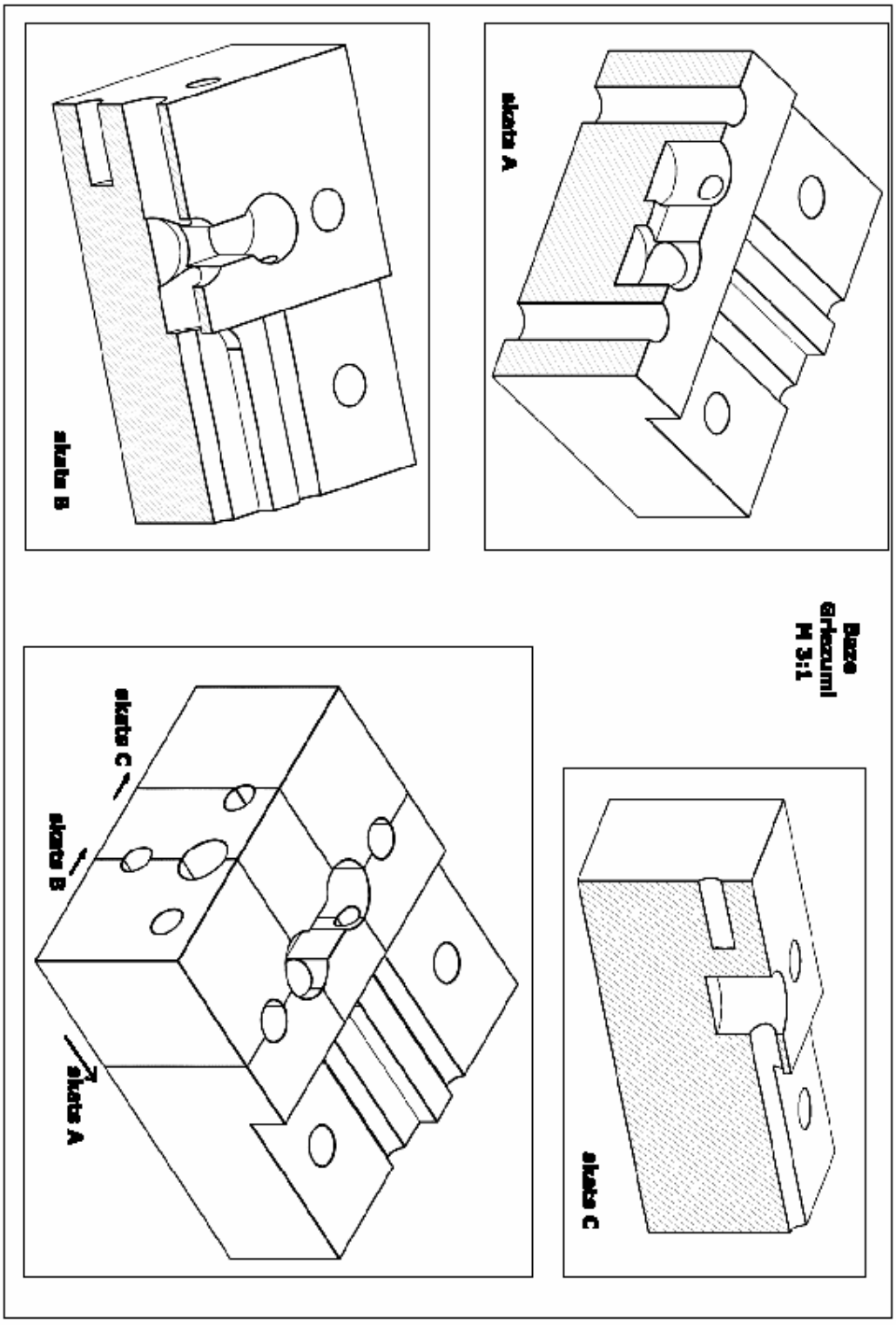
Zīm. 1. Stroboskopiskā pārveidotāja galvas elektriskā shēma.



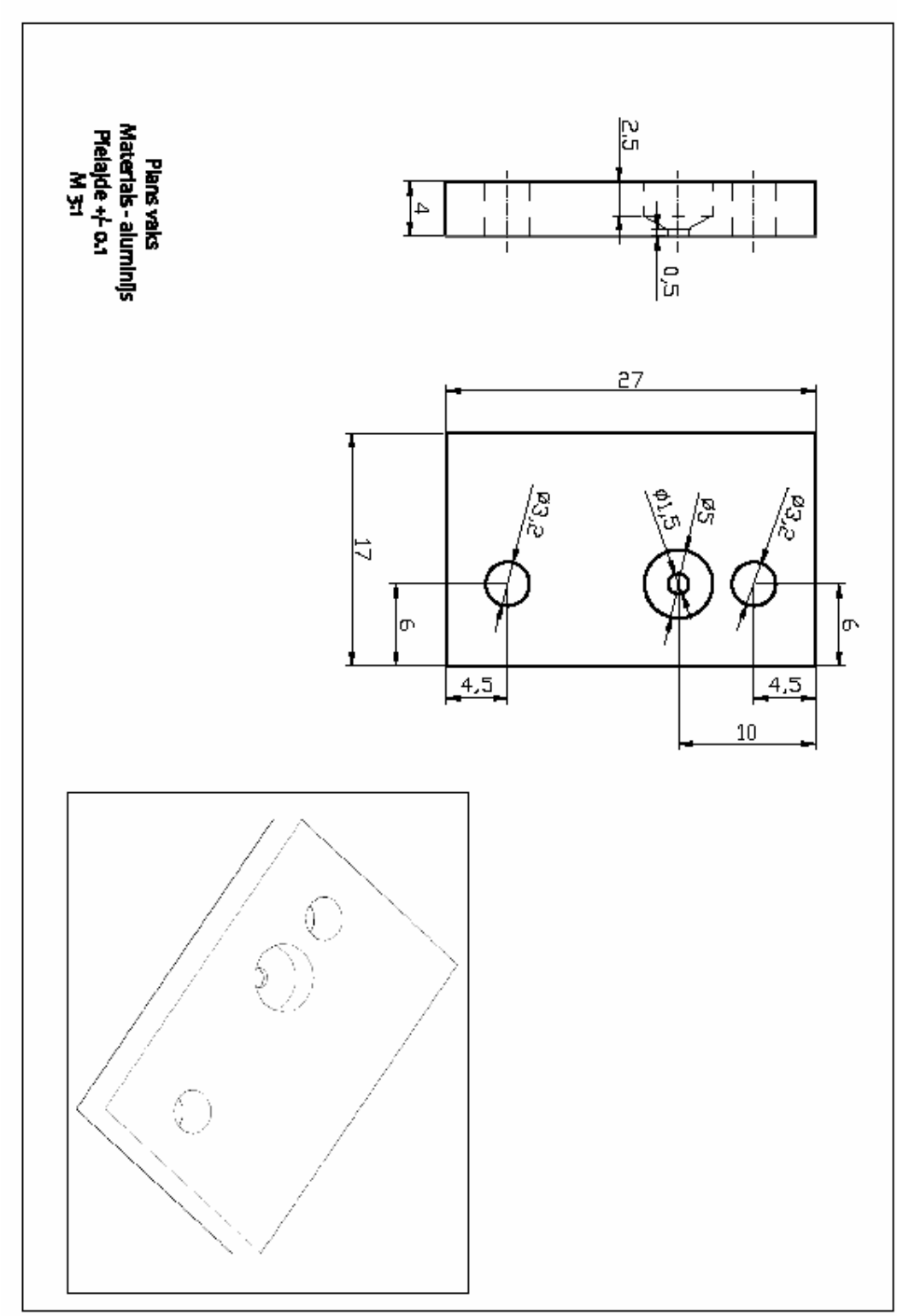
Zīm. 2. Stroboskopiskā pārveidotāja galvas mehāniskā konstrukcija – kopskats.



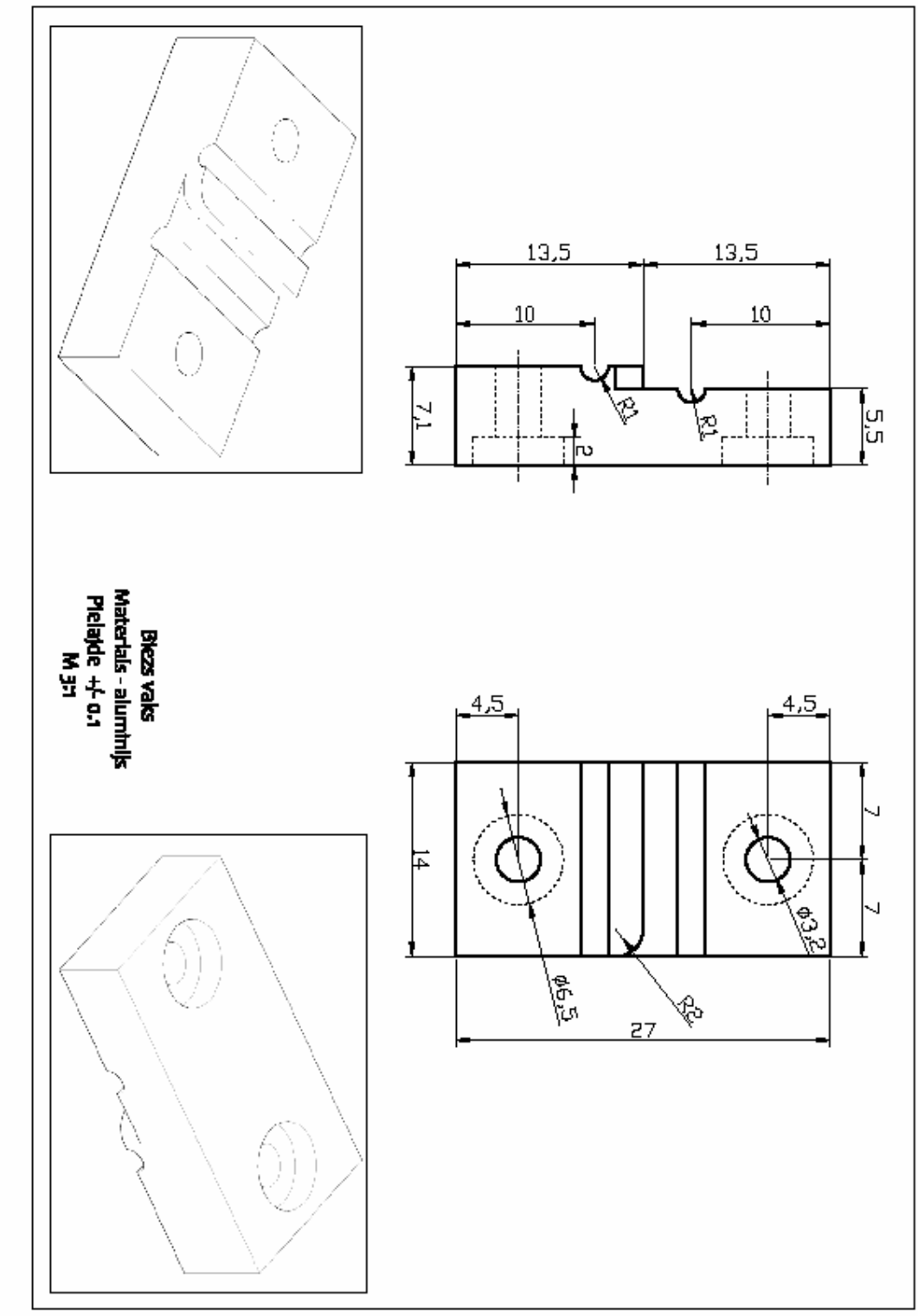
Zīm. 3. Stroboskopiskā pārveidotāja galvas mehāniskās konstrukcijas detaļa – korpuss.



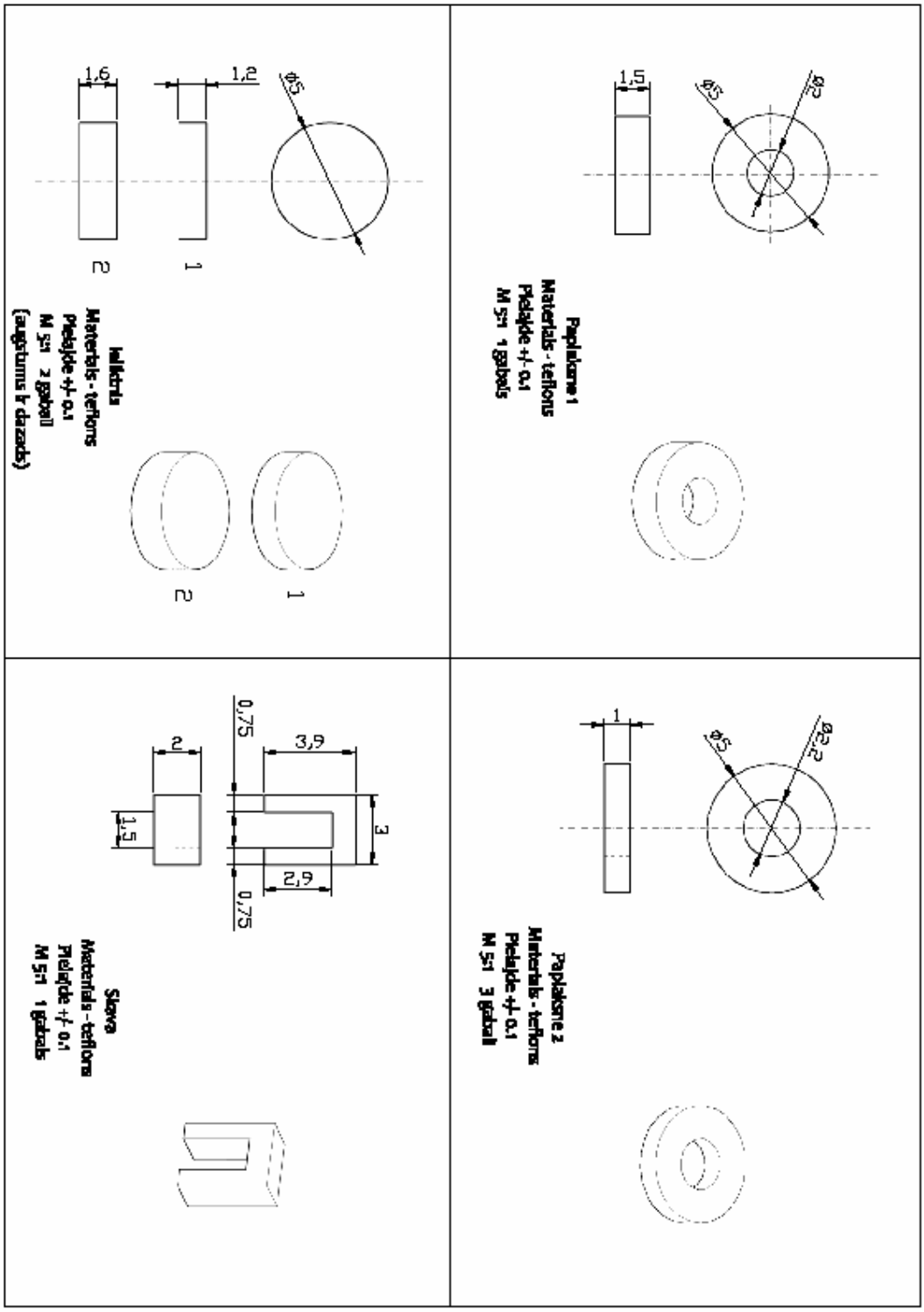
Zīm. 4. Stroboskopiskā pārveidotāja galvas mehāniskās konstrucijas korpusa šķēlumi.



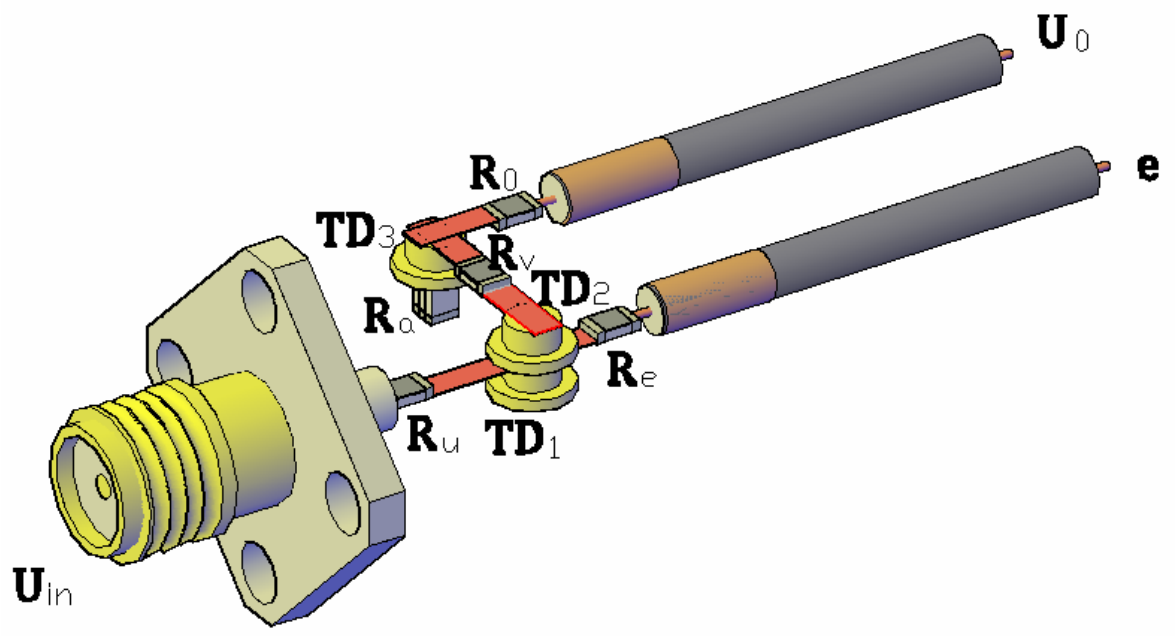
Zīm. 5. Stroboskopiskā pārveidotāja galvas mehāniskās konstrukcijas detaļa – vāks Nr. 1.



Zīm. 6. Stroboskopiskā pārveidotāja galvas mehāniskās konstrukcijas detaļa – vāks Nr. 2.



Zīm 7. Stroboskopiskā pārveidotāja galvas mehāniskās konstrukcijas papildelementi.



Zīm. 8. Stroboskopiskā pārveidotāja galvas elektriskās shēmas elementu savienojumu konstruktīvas attēls.

Pielikums 5.

Apvienotais pasaules latviešu zinātnieku III kongress un Letonikas IV kongress, Rīga, 2011. gada 24.-27. okt., sekcija "Tehniskās zinātnes". Stenda referāts.

Paradoksi statistiskajā signālapstrādē

Kārlis Krūmiņš, Aivars Lorencs, Valdemārs Plociņš, *Elektronikas un datorzinātņu institūts*

Signāla momentānās vērtības $u_{1,i}$ statistiskā mērīšanas metode

Atkārtojams signāls uzdotajā fāzes punktā *i* tiek *n* reizes salīdzināts ar zināmu slieksni e_i, un tiek reģistrēts sliekšņa pārsniegšanas gadījumu skaits n_i^+. Tad mērāmo signāla momentāno vērtību varam rēķināt saskaņā ar izteiksmi:

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

kur: Φ - standartnormālā sadalījuma funkcija; Φ^{-1} - tās inversā funkcija, $e_{i+1} = \hat{U}_i$.

Šajos pētījumos kā pārveidojamais signāls tiek izmantots ultraplatjoslas radiolokācijas signāla modelis – harmoniska signāla $u(t) = A_1 \sin(\varpi t)$ monosvārstība, kas uzdota 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 slieksni $e = 0$:

$$\hat{U}_i = \sigma_1 \Phi^{-1}\left(\hat{P}_{n,i}\right). \tag{2}$$

Formāli būtu jāņem:

$$\hat{P}_n = \frac{n_i^+}{n}. \tag{3}$$

Ir iespējami gadījumi, kad $n^+ \cdot (n - n^+) = 0$, un tāpēc $\Phi^{-1}\left(\frac{n_i^+}{n}\right)$ ir bezgalība.

Varianti, kā rīkoties $n^+ \cdot (n - n^+) = 0$ gadījumos

1. variants: formulā (2) ievedam parametru $\varepsilon\left(n_i^+\right)$:

$$\hat{P}_n = \frac{n_i^+ + \varepsilon\left(n_i^+\right)}{n}, \tag{4}$$

kur $\varepsilon(0) = -\varepsilon(n) = 1$ un $\varepsilon\left(n^+\right) = 0$ pārējos gadījumos. Šajā variantā izvēlēts $\varepsilon(0) = -\varepsilon(n) = 1$ no apsvērumiem, ka tuvākās izrēķināmās $\frac{n^+}{n}$ vērtības ir $\frac{1}{n}$ un $\frac{n-1}{n}$.

2. variants: gadījumā, kad $n^+ \cdot (n - n^+) = 0$, atkārtojam visu *n* salīdzināšanas operāciju skaitu tik reizes, līdz izpildās $n^+ \cdot (n - n^+) > 0$, un šajā sērijā izrēķinām mērāmā signāla lielumu saskaņā ar (1).

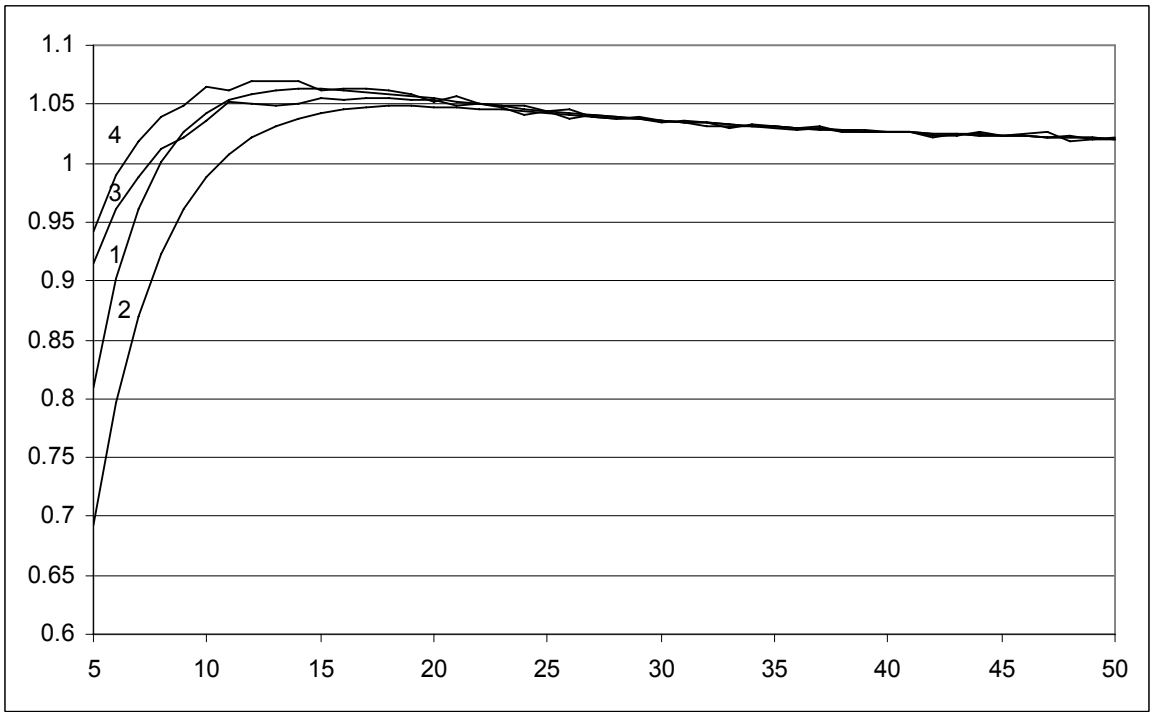
3. variants: rīkojamies kā 2. variantā, bet saskaitām visu sliekšņa pārsniegšanu gadījumu skaitu n_Σ^+, kopējo izmantoto salīdzināšanas operāciju skaitu n_Σ šajā fāzes punktā un kā mērījuma rezultātu ņemam:

$$\hat{U}_i = \sigma_1 \Phi^{-1}\left(\frac{n_\Sigma^+}{n_\Sigma}\right). \qquad (5)$$

4. variants: lai ekonomētu salīdzināšanas operāciju skaitu, var rīkoties šādi. Ja pēc n operācijām $n^+ \cdot (n - n^+) = 0$, salīdzināšanu turpinām, līdz izpildās nosacījums $n_\Sigma^+ \cdot (n_\Sigma - n_\Sigma^+) = 0$, un mērījuma rezultātu rēķinām saskaņā ar (4).

Novirzītības un A2 paradokss

Izrādās, ka jebkurā no šiem veidiem izmērītā amplitūda A2 ir atkarīga no n. Ilustrācijai Zīm 1. parādīta attiecības A2/A1 atkarība no *n*.

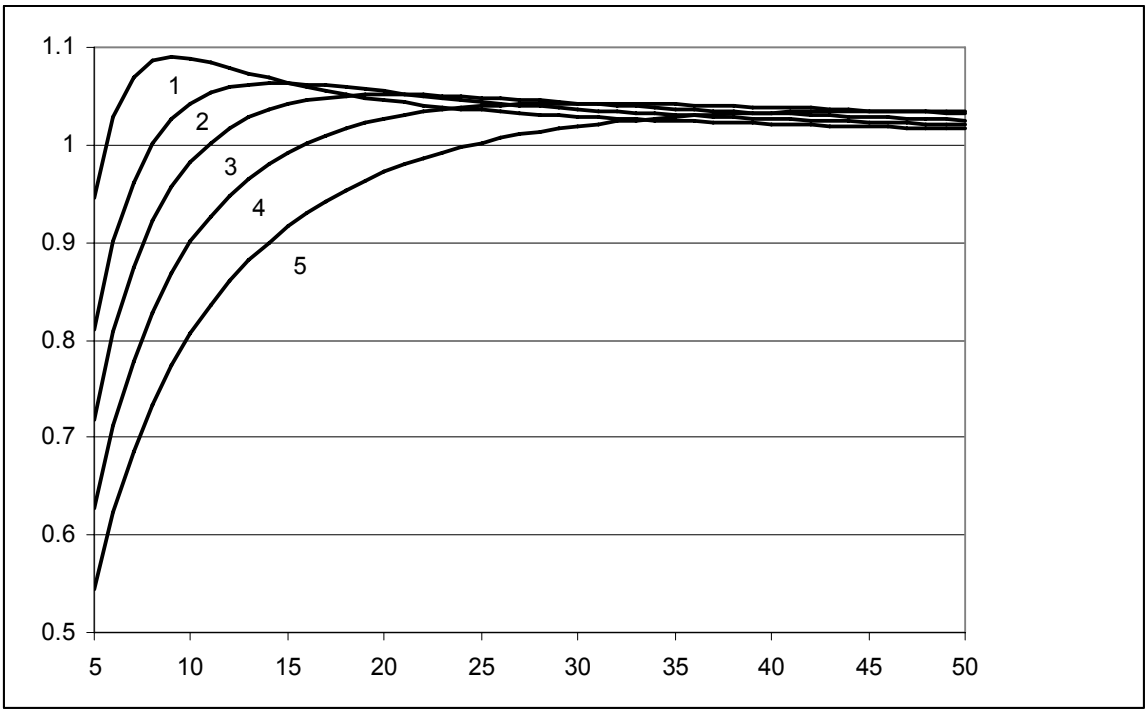


Zīm. 1. Attiecības $\bar{A}_2 / A_1$ atkarība no n pie $A_1 = 0.75$. Līkne 1 – variants 1; līkne 2 –variants 2; līkne 3 - variants 3; līkne 4 – variants 4.

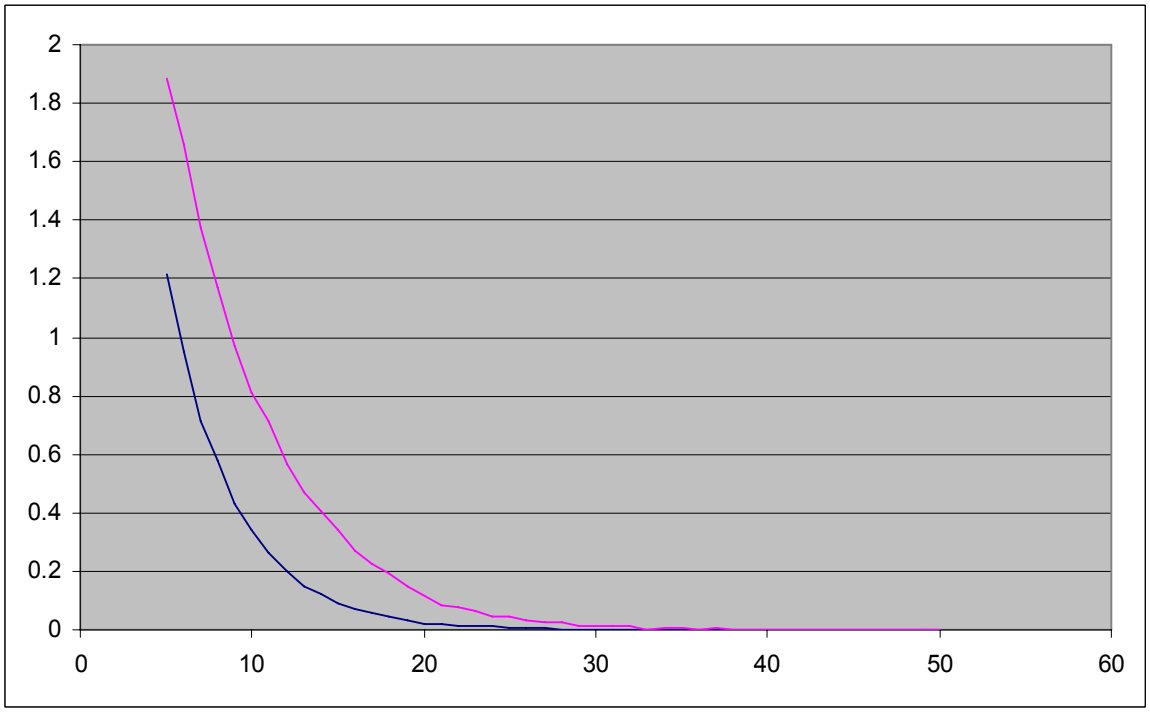
Var parādīt, ka $\bar{A}_2 / A_1$ atkarība no *n* pie dažādām signāla amplitūdām ir atšķirīga (skat. Zīm. 2.).

Šo zināmā mērā negaidīto īpašību, ka pie maziem n $\bar{A}_2 / A_1 \neq 1$, esam nosaukuši par paradoksu: gadījumos, kad $\bar{A}_2 / A_1 < 1$ – par novirzītības paradoksu; gadījumos, kad $\bar{A}_2 / A_1 > 1$ – par A2 paradoksu.

Tā kā varianti 2, 3 un 4 prasa lielāku salīdzināšanas operāciju skaitu, ir pamats interesēties par vidējo papildus salīdzināšanas operāciju skaitu. Ar statistiskās modelēšanas palīdzību tika iegūts, ka visos šajos variantos vidējais papildus salīdzināšanas operāciju skaits ir visai neliels (skat. Zīm. 3).



Zīm. 2. $\bar{A}_2 / A_1$ atkarība no *n* variantam 1 pie dažādām ieejas signāla amplitūdām: līkne 1 – $A_1 = 0.25$; līkne 2 – $A_1 = 0.75$; līkne 3 – $A_1 = 1.00$; līkne 4 – $A_1 = 1.25$; līkne 5 – $A_1 = 1.50$.



Zīm. 3. Vidējā papildus operāciju skaita atkarība no *n*: līkne 1 (sarkana) – 2 un 3 varianti (līknes sakrīt). Līkne 2 (zila) - 4 variants.

η paradokss.

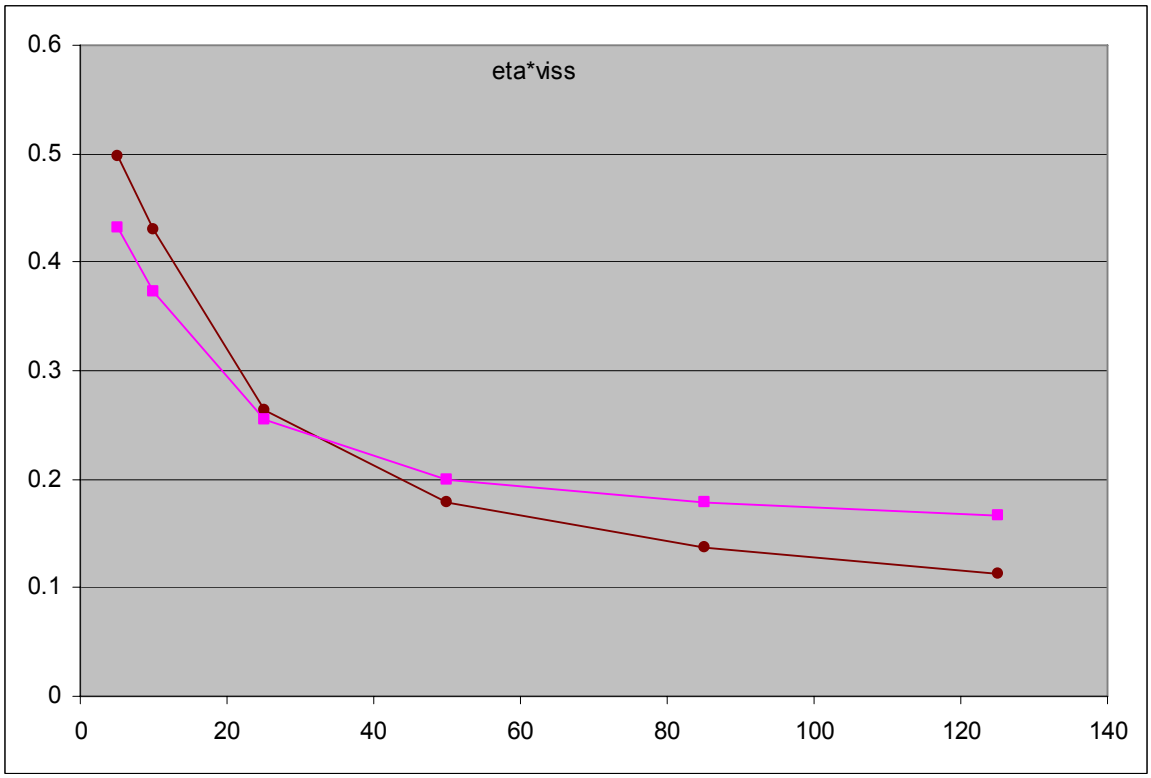
Augstāk minēto momentāno vērtību mērīšanas metodi var pielietot stroboskopiskai signālu transformācijai laikā. Pārbīdot fāzes punktu un atkārtojot mērījumus, mēs iegūstam saskaņā ar (1) laikā transformētu signālu. Varam interesēties par šādā veidā transformētā signāla vidējo kvadrātisko novirzi no pārveidojamā signāla:

$$\sigma_f = std(u_1 - u_2)/A. \qquad (6)$$

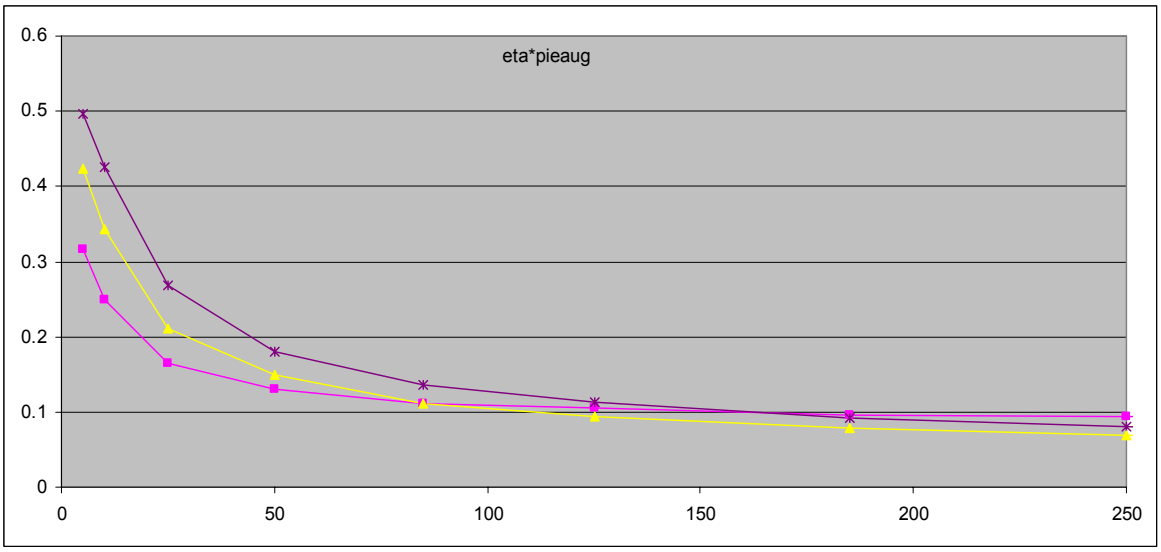
Zīm. 2. ir parādīta šādā veidā aprēķinārās novirzes atkarība no n (līkne 1) pie $A_1 = 1.00$ (turpmāk, visur $A_1 = 1.00$, ja nav norādīts savādāk). Ievedīsim parametru η:

$$\hat{U}_i = \eta\left(\sigma_1 \Phi^{-1}\left(\hat{P}_{n,i}\right) + e_i\right) \qquad (7)$$

un interesēsimies par šāda, apzināti kļūdaina, pārveidojuma vidējo kvadrātisko novirzi σ_f. Ilustrācijai σ_f atkarība pie $\eta = 0.8$ un A1=1 parādīta Zīm. 4 (līkne 2). Izrādās, ka pie maziem n un $\eta = 0.8$, σ_f ir mazāks nekā pie $\eta = 1$ (pamatalgoritma). Tātad šādā veidā veiktā mērījuma precizitāte izrādās augstāka! Šis negaidītais efekts tika nosaukts par η paradoksu.



Zīm. 4. Vidējās kvadrātiskās novirzes σ_f atkarība no salīdzināšanas operāciju skaita n: pārveidojumam (7) pie $\eta = 1$ (līkne 1) un pie $\eta = 0.8$ (līkne 2).



Zīm. 5. Vidējās kvadrātiskās novirzes σ_f atkarība no salīdzināšanas operāciju skaita n: pārveidojumam (8) pie $\eta = 1$ (līkne 1), pie $\eta = 0.8$ (līkne 2) un pie $\eta = 0.5$ (līkne 3).

Ir iespējama statistiskās metodes modifikācija, kur reizinātājs η tiek pielietots tikai aprēķinātajam signāla pieaugumam:

$$\hat{U}_i = \eta\sigma_1\Phi^{-1}\left(\hat{P}_{n,i}\right) + e_i . \qquad (8)$$

Arī šādam pārveidojumam varam interesēties par σ_f atkarību no n. Ilustrācijai Zīm. 5 ir parādīta šī atkarība pie nosacījumiem: $\eta = 1$, $\eta = 0.8$ un $\eta = 0.5$.

Kā redzam no iegūtiem rezultātiem, arī šāda veida pārveidojam ir spēkā η paradokss, ko pie maziem n var izmantot pārveidojuma precizitātes uzlabošanai. Tā, piemēram, pie $n = 10$ un $\eta = 0.5$ iegūstam signāla pārveidojuma precizitātes σ_f uzlabojumu 1.7 reizes.

A_2/σ_2 paradokss

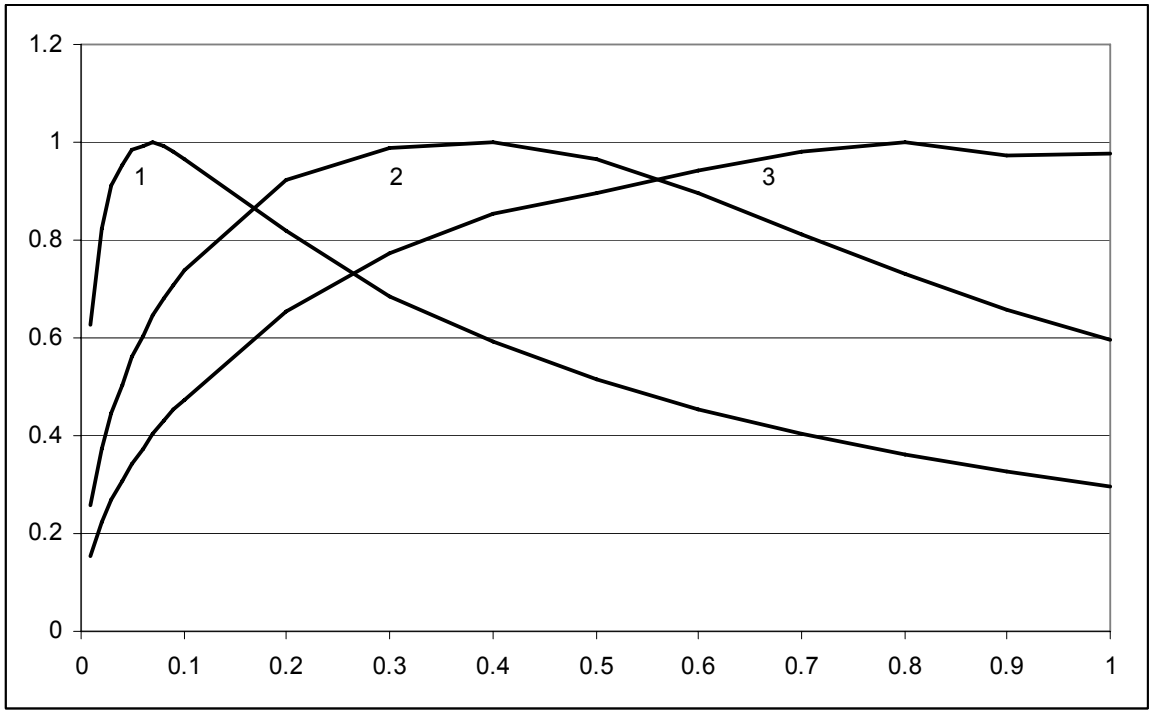
Pārveidojuma (1) gadījumā varam interesēties par signāla amplitūdas A_2 attiecību pret troksni σ_2 pārveidotāja izejā. UWB radiolokācijā šis jautājums ir aktuāls signālu atklāšanai. Izrādās, ka pārveidojumā (1) ievedot pie pieauguma reizinātāju χ:

$$\hat{U}_i = \chi\sigma_1\Phi^{-1}\left(\hat{P}_{n,i}\right) + e_i , \qquad (9)$$

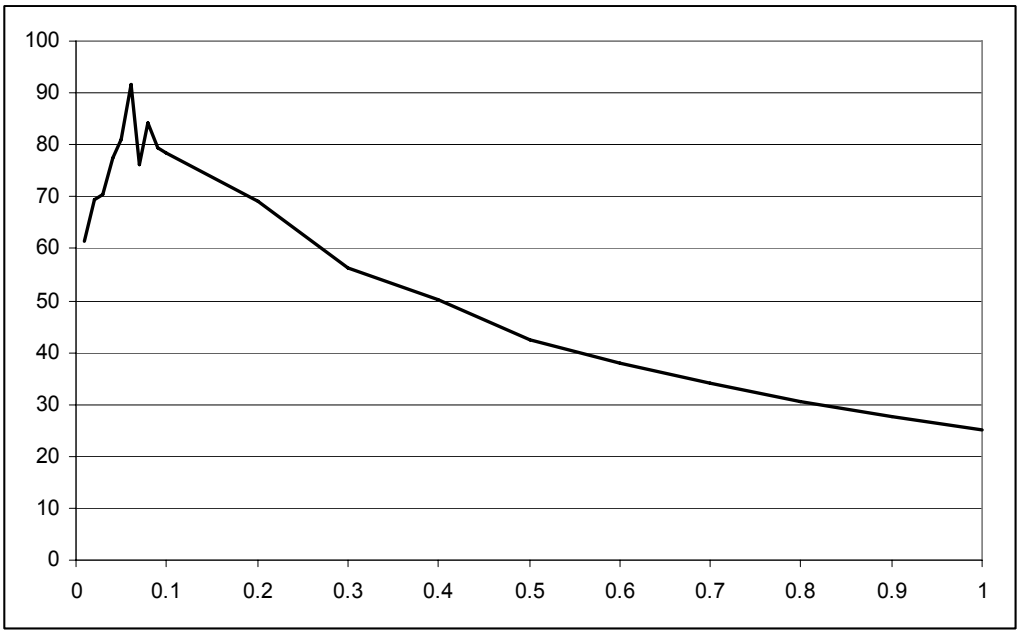
iegūstam signāla/trokšņa attiecības $A_2(\chi)/\sigma_2(\chi)$ uzlabojumu. Katrai A_1 vērtībai var atrast tādu parametra kappa vērtību, pie kura attiecība A_2/σ_2 ir maksimāla. Zīm. 6 ir parādīta attiecības $A_2(\chi)/\sigma_2(\chi)$ atkarība no kappa pie pārveidojamā signāla amplitūdām $A_1 = 0.1;0.25;0.5;0.75;1;10;100$ pie $n = 25$. $A_2(\chi)/\sigma_2(\chi)$ normēsim attiecībā pret maksimālo:

$$h_{2\max} = \max_{\chi}\left\{\frac{A_2(\chi)}{\sigma_2(\chi)}\right\}, \qquad (10)$$

$$h_{2norm} = \frac{A_2(\chi)}{\sigma_2(\chi)} \Big/ h_{2\max} . \qquad (11)$$



Zīm. 6. h_{2norm} atkarība no A_1 pie $n = 25$. $A_1 = 0.1;0.25;0.5;0.75;1$ – līkne 1; $A_1 = 10$ – līkne 2; $A_1 = 100$ – līkne 3.



Zīm. 7. A_2/σ_2 atkarība no χ pie $A_1 = 1$ un $n = 1000$.

Redzams, ka amplitūdām $A_1 \in (0.1;1)$ atbilstošie h_{2norm} praktiski sakrīt, bet pie $A_1 = 10$ optimums pārvietojas, jo sākas neizsekošana. Kā secinājums ir, ka interesantajā amplitūdu diapazonā optimālā χ vērtība ir praktiski konstanta (aptuveni 0.07). Zīm. 7. ir redzama A_2/σ_2 atkarība pie $A_1 = 1$ un $n = 1000$ (izmantotais gadījumskaitļu skaits 40`000`000 uz grafika punktu – vienāds skaits gan A_2, gan σ_2 noteikšanai. Šāda sadalījuma optimalitāte nebija šī pētījuma uzdevums). Neskatoties uz līknes negludumu, ir redzams, ka arī lieliem *n* ir spēkā A_2/σ_2 paradokss (pietiekoši precīzu parametra kappa vertību nevar noteikt no grafika).

Pētījums finansēts no granta LZP 09.1581 un Projekta Nr. 2010/0307/2DP/2.1.1.1.0/10/APIA/VIAA/078 "Augstas jutības superplatjoslas radiolokācijas tehnoloģija" (LoTe) līdzekļiem.