

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.2. par periodu no 01.04.2011.g līdz 30.06.2011.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 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
Secinājumi:	7
Turpmākie darbi:	8
Pielikums Nr.1	9
Signālu papildapstrādes izpēte un efektivitātes novērtējums elpošanas lokācijas viena punkta metodei.....	9
Pielikums Nr. 2.	16
Fāzu savstarpējās nobīdes kļūdas ietekmes izpēte elpošanas lokācijas divu punktu metodei	16
Pielikums Nr. 3.	23
ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ СТРОБИРУЕМОГО БАЛАНСНОГО КОМПАРАТОРА.	23
Strobējamā balansa komparatora dinamikas pētījumi (papildus publikācijā atspoguļotajiem) ..	38
Komparatora palaišanas impulsa fontes garuma T_f ietekme uz pārveidotāja pārejas raksturliķnes kāpuma laiku T_r pie pozitīva un negatīva testsignāla	38
Pārveidotāja pārejas raksturliķnes kāpuma laika atkarība no pretestības strobsignāla ķēdē pie dažādas jaudas strobējošām tuneļdiodēm pozitīva un negatīva testsignāla gadījumos	40
Pārveidotāja pārejas raksturliķnes kāpuma laika atkarība no pretestības strobsignāla ķēdē pie dažādām induktivitātēm strobsignāla ķēdē.....	42
Svarīgāko rezultātu kopsavilkums.....	45
Pielikums Nr. 4	46
КОНТРОЛЬ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ПОЛОСЫ ОСЦИЛЛОГРАФОВ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ	46
Pielikums Nr.5	53
Bikvadrāta antenas kā uztvērējantenas izpēte. Antenu bloka projektēšana un izgatavošana.....	53
Pielikums Nr. 6	54
Jauna platjoslas impulsu formētāja izstrāde un patentēšanas izpēte.....	54
Pielikums Nr. 7.	57
UWB uztvērējiekārtas plate.....	57

Anotācija

Pārskata periodā (01.04.2011. - 30.06.2011) tika veiktas sekojošas aktivitātes: Signālu papildapstrādes izpēte un efektivitātes novērtējums elpošanas lokācijas viena punkta metodei; Fāzu savstarpējās nobīdes kļūdas ietekmes izpēte elpošanas lokācijas divu punktu metodei; Publikācijas sagatavošana un iesniegšana par balansa komparatora dinamikas pētījumiem; Jauna balansa komparatora uzlabojuma dinamikas pētījumi (hipotēzes pārbaude); Publikācijas sagatavošana un iesniegšana par stroboskopisko pārveidotāju dinamisko raksturojumu noteikšanu; Bikvadrāta antenas kā uztvērējantenas izpēte; Antenu bloka projektēšana un izgatavošana; Jauna platjoslas impulsu formētāja izstrāde un patentēšanas izpēte.

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 skaitā 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 pielietojuma 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. Tika pētītas divas 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 dotajā pārskata periodā tika veikti signālu papildapstrādes pētījumi *viena punkta* metodei un fāzu intervala kļūdas ietekmes pētījumi *divu punktu* metodei. Paraleli tam tika pabeigti pētījumi un noformēti materiāli publicēšanai par strobējamā balansa komparatora dinamiku un par stroboskopisko pārveidotāju dinamisko raksturojumu noteikšanu.

Rezultātu kopsavilkums

1. Signālu papildapstrādes izpēte un efektivitātes novērtējums elpošanas lokācijas viena punkta metodei.

Signālu papildapstrāde pētīta ar mērķi uzlabot signāla/trokšņa attiecību mazu elpošanas amplitūdu gadījumā un mazināt papildapstrādes radītos signāla formas kropļojumus. Pētījumu rezultātā secināts, ka:

- Pie zondējošā signāla vidējās jaudas $30\mu W$, minimālā elpošanas perioda $2 s$ un atstarotā signāla amplitūdas, vienādas ar maskējošā trokšņa vidējo kvadrātisko vērtību σ_1 , var droši reģistrēt krūšu kurvja pārvietošanos elpošanas procesā par $0.1 - 1.5 cm$.
- Ja atstarotā signāla amplitūda ir mazāka par augstāk minēto, nākas izmantot šā signāla papildapstrādi, izmantojot konvolūcijas operāciju. Tā kā elpošanas periods iepriekš nav zināms, kā etalonsignāls konvolūcijas operācijai izmantots paša reģistrētā signāla fragments. Šāda papildapstrāde ļauj reģistrēt minimālo krūšu kurvja pārvietošanos par $0.1 cm$ pie atstarotā signāla amplitūdas $0.25 \sigma_1$. Tātad signālu papildapstrāde ļauj uzlabot UWB radiolokatora jutību aptuveni 4 reizes.
- Papildapstrāde ir lietojama pie arī pie laikā mainīga elpošanas perioda, jo tiek lietots “slīdošs” etalons.

“Slīdoša” etalona pielietojums ļauj daļēji kompensēt signāla formas kropļojumus, kas rodas signālu papildapstrādes procesā.

Detalizētāka informācija par šiem pētījumiem sniegta Pielikumā Nr.1

2. Fāzu savstarpējās nobīdes kļūdas ietekmes izpēte elpošanas lokācijas divu punktu metodei.

Divu punktu metode paredz atstarotā signāla momentāno vērtību mērīšanu tā divos fāzes punktos, kas nobīdīti viens attiecībā pret otru par $\frac{1}{4}$ no atstarotā signāla perioda. Dotais pētījums tika veikts lai novērtētu elpošanas svārstības reģistrācijas kropļojumus, kas rodas no fāzu intervala garuma kļūdas t.i. kad fāzu savstarpējā nobīde ir īsāka par nepieciešamo vai arī garāka par nepieciešamo intervala garumu. Projekta izpildes iepriekšējā kvartālā divu punktu metodei tika izstrādātas trīs modifikācijas (*know-how 1, 2 un 3*), kas atšķirībā no pamatmetodes nodrošina

pareizu elpošanas svārstības aprēķinu pie jebkura pirmā nolasījuma fāzes punkta. Tāpēc fāzu savstarpējās nobīdes kļūdas ietekmes izpēte tika veikta tieši šāda pamatmetodes uzlabojuma gadījumā.

Pētījumu rezultātā secināts, ka:

- Novērtējot vizuāli elpošanas svārstības kropļojumus pie dažādām fāzu intervāla kļūdām tika secināts, ka kropļojumi praktiski ir novērojami pie intervāla kļūdām lielākām par 20%. Līdz ar to fāzu intervāla kļūdas ietekmes detalizētu izpēti ir mērķtiecīgi veikt pie intervāla kļūdām ne mazākām par 10%.
- Fāzu intervāla kļūda noved pie reģistrētā signāla formas kropļojumiem. Kropļojumu koeficients no intervāla kļūdas kā pie pozitīvām tā negatīvām intervāla kļūdām pieaug praktiski lineāri (sk. Pielikumu 2., zīm. 7).
- Formas kropļojumu atkarība no fāzu intervāla kļūdas pie dažādām pirmā punkta fāzes vērtībām ir atšķirīga (uzņemtas līknes veido līkņu kūli). Taču neskatoties uz to metode pieļauj relatīvi lielu fāzu intervāla kļūdu visos pirmā punkta izvēles gadījumos – praktiski līdz 20%.
- Pētījums tika veikts pie relatīvi maza strobu (iztvērumu) skaita lai panāktu minimālu raidītāja vidējo izstaroto jaudu. Tas noved pie „up-and-down” procedūras lielāka soļa nepieciešamības. Savukārt lielāks solis noved pie gala rezultāta - līknes negluduma. Gadījumā, ja ir nepieciešama augstāka procesa reģistrācijas gluduma pakāpe, tad nepieciešams samazināt „up-and-down” procedūras soli. Augstāk minētie pētījumu rezultāti ir spēkā arī pie mazāka „up-and-down” procedūras soļa.

Detalizētāka informācija par šiem pētījumiem sniegta Pielikumā Nr. 2.

3. Publikācijas sagatavošana un iesniegšana par balansa komparatora dinamikas pētījumiem.

Publikācija ir sagatavota (Skat. Pielikumu Nr. 3.) un iesniegta žurnālam *Автоматика и вычислительная техника* (žurnāls tiek tulkots un izdots arī ārzemēs ar nosaukumu *Automatic Control and Computer Sciences*).

Papildus publikācijā izklāstītajiem ir veikti sekojoši papildus pētījumi par balansa komparatora dinamiku: dažādas jaudas strobējošo tuneļdiožu ietekme uz pozitīva un negatīva testsignāla pārveidojuma rezultāta kāpuma laiku; komparatora palaišanas impulsa frontes garuma iespaids

uz pozitīva un negatīva testsignāla pārveidojuma rezultāta kāpuma laiku pētījumi; parazitiskās induktivitātes strobsignāla ķēdē ietekmes uz pārejas raksturlīknes kāpuma laiku pētījumi.

Izdarot aptuveni 5500 datoreksperimentus tika veikta komparatora dinamikas izpēte un iegūti sekojoši rezultāti:

- Jo jaudīgāka ir strobsignālu formējošā tuneļdiode, jo mazāka ir atšķirība starp kāpuma laikiem pozitīva un negatīva testsignāla gadījumā. Mūsu projekta gadījumā pietiekoša ir 20 mA strobējošās tuneļdiodes jauda.
- Jo īsāka ir komparatora palaišanas impulsa fronte, jo mazāka ir atšķirība starp kāpuma laikiem pozitīva un negatīva testsignāla gadījumā. Vēlamā palaišanas impulsa fronte - ne sliktāka par 0,5-1,0 ns.
- Parazitiskā induktivitāte strobsignāla ķēdē pārejas raksturlīknes kāpuma laiku palielina, taču tās iespaids, salīdzinājumā ar tuneļdiožu parazitiskajām induktivitātēm, ir mazāk kritisks. Mūsu projekta gadījumā pieļaujama induktivitāte ir 1 – 2 nH.
- Starpība starp kāpuma laikiem pozitīva un negatīva testsignāla gadījumā no parazitiskās induktivitātes lieluma strobsignāla ķēdē praktiski nav atkarīga.

4. Jauna balansa komparatora uzlabojuma dinamikas pētījumi (hipotēzes pārbaude).

Ir veikta hipotēzes pārbaude par pretestības R_v pielaižu diapazona paplašināšanos komparatoram ar asimetriskām tuneļdiodēm. Pārbaude apstiprināja uz tehniskās intuīcijas pamata izvirzītu hipotēzi, ka pielietojot komparatora tuneļdiožu asimetriju paplašinās pielaižu diapazons pretestībai R_v strobsignāla ķēdē. Šis efekts ir ilustrēts iesniegtajā publikācijā (sk. Pielikumu 3. Zīm. 4. līkne 1). Šāds tehniskais risinājums nodrošina labu komparatora dinamiku plašā pretestības R_v pielaižu diapazonā. Šie un citi augstāk minētie komparatora dinamikas pētījumi ir noveduši pie jaunām atziņām par komparatora shēmas pilnveidošanu, kuras modeļu izpēte ir paredzēta nākošajā kvartālā.

5. Publikācijas sagatavošana un iesniegšana par stroboskopisko pārveidotāju dinamisko raksturojumu noteikšanu.

Publikācija (Skat. Pielikumu Nr. 4) ir sagatavota un iesniegta publicēšanai žurnālā *Автоматика и вычислительная техника* (žurnāls tiek tulkots un izdots arī ārzemēs ar nosaukumu *Automatic Control and Computer Sciences*). Saskaņā ar žurnāla redakcijas sniegto izziņu, raksts tiks publicēts žurnāla šā gada 4. numurā no 49. lpp. – 54.lpp.

6. Bikvadrāta antenas kā uztvērējantenas izpēte. Antenu bloka projektēšana un izgatavošana.

Lai mazinātu atstarojumus un maksimāli novadītu uztverto jaudu, ir nepieciešams lietot iekārtu simetriskās antenas salāgošanai ar nesimetrisku ieejas traktu. 2-4GHz frekvenču diapazonā tādas platjoslīgas salāgojošās iekārtas izstrāde ir visai problemātisks jautājums. Risinājums šādā situācijā ir tādas antenas lietošana, kas neprasa salāgošanu. Šādām prasībām atbilst «biquad» tipa antena. Tā ir savdabīga rāmjeida antena, kas ir līdzīga sinfāzam antenu režģim, sastāvotā no četriem vibratoriem (sk. Zīm.1., Pielikums 5). Doto pētījumu mērķis bija noteikt optimālos izmērus, pie kuriem no objekta atstarotais signāls ir ar maksimālo amplitūdu pie minimāla tā garuma (pie minimāla periodu skaita). Antenu bloka ārējais izskats parādīts Zīm.3, Pielikums 5. Šāda antenas konstrukcija ir iegūta pētījumu rezultātā pieprasot: minimālu tiešo signālu; minimālas parazītiskās svārstības; minimālus virziena diagrammas starus aizmugurējā pussfērā. Antenas virzienu diagramma horizontālajā plaknē ir attēlota Zīm. 4, Pielikums 5. Diagramma iegūta eksperimentālā ceļā, izmantojot 24 mērījumu punktus.

7. Jauna platjoslas impulsu formētāja izstrāde un patentēšanas izpēte.

Tika veikti patentmeklējumi sekojošās klasēs: H03K 3/313, H03K 3/335, H03K 3/57, H03K 4/48, H03K 4/62, H01Q 11/08, H01Q 23/00, H04L 27/00. Atrasts prototips un analogi. Prototips: Anfu Zhu, Fu Sheng, Anxue Zhang. An Implementation of Step Recovery Diode-Based UWB Pulse Generator. 2010 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB2010).

Analogus skat. Pielikumā 6.

8. UWB uztvērējiekārtas plates montāža un procesoru programmēšana.

Plate ir samontēta par aptuveni 90% (sk. Foto Pielikumā Nr. 8.): barošanas sprieguma stabilizatori un filtri; stroboskopiskā galva; takts ģenerators; X kanāls (stroba trakts un palaišanas impulsa trakts); X kanāla izvēršanas trakts; Y kanāla trakts; indikatora sekundāras barošanas trakts; „*up-and-down*” procedūras cipariskā daļa; LCD videokarte; mikrokontrolieri un to apkalpošanas trakti.

Uzrakstīta daļa no mikroprocesoru programmām: ekrāna koordinātu tīkla daļa; „*up-and-down*” procedūras datu pieņemšanas daļa; horizontālās izvēršanas daļa.

Secinājumi:

1. Signālu papildapstrāde viena punkta metodei ļauj uzlabot elpošanas reģistrācijas UWB radiolokatora jūtību aptuveni 4 reizes.

2. Elpošanas reģistrācija ar divu punktu metodi ir visai nekritiska attiecībā pret fāzu intervāla kļūdu – praktiski pieļaujama kļūda līdz pat 20%.
3. Strobējamā balansa komparatora tuneļdiožu asimetrija ne tikai samazina stroboskopiskā pārveidotāja nulles līmeni, bet arī uzlabo komparatora dinamiku plašā pretestības strobsignāla ķēdē diapazonā.
4. Jo jaudīgāka ir strobsignālu formējošā tuneļdiode, jo mazāka ir starpība starp pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laikiem pozitīvu un negatīvu testsignālu gadījumā. 10 mA komparatora diožu gadījumā jālieto strobējošā tuneļdiode ar pīķa strāvu vismaz 20 mA.
5. Jo īsāka ir komparatora palaišanas impulsa fronte, jo mazāka ir starpība starp pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laikiem pozitīvu un negatīvu testsignālu gadījumā. Mūsu projekta vajadzībām nepieciešama 0,5-1,0 ns fronte.
6. Parazītiskā induktivitāte strobsignāla ķēdē pārejas raksturlīknes kāpuma laiku palielina, taču tās iespaids, salīdzinājumā ar tuneļdiožu parazītiskajām induktivitātēm, ir mazāk kritisks. Mūsu projekta gadījumā pieļaujamā induktivitāte ir 1 – 2 nH.

Turpmākie darbi:

- Statistiskās signālapstrādes metodes pielietojuma elpošanas lokācijā izpēte un efektivitātes novērtējums.
- 15 mkV UWB uztvērējiekārtas signālu pārveidošanas metožu izstrāde un izpēte.
- 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.

Pielikums Nr.1

Signālu papildapstrādes izpēte un efektivitātes novērtējums elpošanas lokācijas viena punkta metodei

Pētījums veikts ar mērķi uzlabot signāla/trokšņa attiecību pielietojot signālu papildapstrādi mazu elpošanas amplitūdu gadījumā un mazināt papildapstrādes radītos signāla formas kropļojumus. Ar viena punkta metodi pārveidoto elpošanas lokatora signālu var aprakstīt ar izteiksmi

$$u_{1i} = A_1 \sin(\varphi_0 + \frac{4\pi l}{cT_z} \sin(\frac{2\pi t_i}{T_e}) + \varphi_i) + x_i, \quad (1)$$

kur A_1 ir no krūšu kurvja atstarotā signāla amplitūda; φ_0 ir atstarotā signāla fāze, kas izvēlēta tā, lai elpošanas svārstības tiktu reģistrētas signāla (1) stāvākajā daļā. Tāpēc φ_0 vērtību ir izdevīgi izvēlēties vienādu ar $\pi/2$. Ar l ir apzīmēta elpošanas amplitūda (puse no maksimālās krūšu kurvja pārvietošanās $2l$), c ir gaismas ātrums, T_z - zondējošā signāla periods, T_e - elpošanas periods, φ_i - fāzes troksnis (strobosignāla fāzes „drebēšana”), x_i - aditīvais troksnis.

Signāls (1) tiek pārveidots ar *ud* metodi. Signāla/trokšņa attiecība pārveidotajam signālam u_2 ir atkarīga no trokšņu φ_i un x_i vidējām kvadrātiskām vērtībām σ_φ un σ_1 (trokšņu vidējā vērtība $E\varphi_i = 0$ un $Ex_i = 0$) un no *ud* metodē izmantotām parametru vērtībām: soļa s un strobēšanas operāciju skaita n uz vienu signāla momentāno vērtību. Šo parametru izvēle savukārt ir atkarīga no signāla (1) parametriem T_z , T_e un l . Atkarībā no trokšņu intensitātes var būt nepieciešama arī signāla u_2 papildapstrāde.

Apskatīsim piemērotākos papildapstrādes veidus, izejot no pieļaujamās zondējošā signāla vidējās jaudas, uztvertā signāla (1) amplitūdas A_1 un trokšņu intensitātes.

Vidējo jaudu $\bar{P}$ var izteikt ar sekojošu sakarību:

$$\bar{P} = \frac{U^2 T_z n_{sum}}{R_a T_e}, \quad (2)$$

kur U ir zondējošā impulsa (sinusa monosvārstības) amplitūda, R_a - raidošās antenas pretestība, n_{sum} - pieļaujamais kopējais strobēšanas operāciju skaits, rēķinot uz vienu elpošanas periodu.

Pieņemsim, ka maksimāli pieļaujamā vidējā jauda $\bar{P} = 30 \cdot 10^{-6} W$, $U = 5 V$,

$R_a = 100 \Omega$, $T_z = 0.5 \cdot 10^{-9} s$, $T_e = 2 s$. Tad strobēšanas operāciju skaits saskaņā ar (2) būs vienāds ar $4.8 \cdot 10^5$, šo vērtību izmantosim tālākos aprēķinos.

Kopējo strobēšanu skaitu sadalīsim šādi:

$$n_{sum} = n_{T_e} \cdot n \cdot n_1, \quad (3)$$

kur n_{T_e} ir reģistrējamo momentāno vērtību skaits, rēķinot uz vienu elpošanas signāla periodu, bet n_1 - vienas momentānās vērtības strobēšanas ciklu skaits. Par mērījuma rezultātu uzskatīsim n_1 ciklos iegūto pieauguma vidējo vērtību:

$$u_{2i} = u_{2i-1} + \frac{1}{n_1} \sum_{j=1}^{n_1} \Delta_{ij}, \quad (4)$$

kur Δ_{ij} ir j -tā ciklā iegūtais pieaugums.

Noteiksim signāla/trokšņa attiecību $h_2 = \bar{A}_2 / \sigma_2$ pārveidotajam signālam. Izvēlamies tādas s un n vērtības, lai:

$$\bar{A}_2 = A_1 \sin\left(\frac{4\pi l}{cT_z}\right). \quad (5)$$

Praksē strobēsignāla drebēšana ir pietiekoši maza, un $\sigma_\varphi \approx (0.05 \div 0.15) \sigma_1$. Tā kā fāzes troksnis un aditīvais troksnis ir neatkarīgi, tad summāram troksnim ir spēkā sakarība:

$$\sigma_\Sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_\varphi^2}. \quad (6)$$

Ņemot vērā σ_φ un σ_1 samēru, praktiski var uzskatīt, ka $\sigma_\Sigma = \sigma_1$.

Rezultātā, ņemot vērā izteiksmes (4) - (6) un izmantojot zināmo formulu *ud* pārveidojuma troksnim, iegūstam:

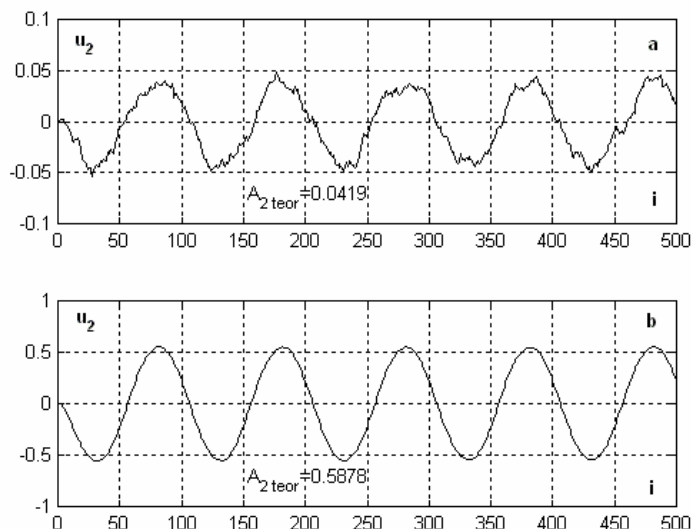
$$h_2 = A_1 \sin\left(\frac{4\pi l}{cT_z}\right) / \sqrt{\frac{0.625 \cdot s \cdot \sigma_\Sigma}{n_1}}. \quad (7)$$

Novērtēsim pārveidojuma kvalitāti, izvēloties konkrētus parametrus. Parametru n un s vērtības izvēlas, izejot no pieļaujamiem pārveidojuma nelineāriem kropļojumiem. Prasības šajā gadījumā nav pārāk augstas, galvenais ir nepieļaut jūtamu pārveidotā signāla vidējās amplitūdas samazināšanos. Izvēlēsimies $n = 25$ un $s = 0.01$, tad $n_1 = 192$.

Atstarotā signāla amplitūdu A_1 kaut cik precīzi iepriekš novērtēt nav iespējams.

Pieņemsim $A_1 = \sigma_1 = 1$. Izvēlēsimies $\sigma_\varphi = \pi/24$, tas pie $T_z = 500$ ps atbilst 10.4 ps.

Pārveidotie signāli u_2 pie $l = 0.05$ cm un $l = 0.75$ cm ir attēloti attiecīgi 1a. zīm. un 1b. zīm.



1. zīm. Reģistrētie elpošanas signāli pie $s = 0.01$; $n \cdot n_1 = 25 \cdot 192$: a – elpošanas amplitūda

$l = 0.05$ cm, b - $l = 0.75$ cm.

Pie izmantotiem parametriem 1a. zīm. attēlotam signālam $h_2 = 7.3$, kas vairumā gadījumu ir pietiekami gan vizuālai novērošanai, gan automātiskai analīzei.

Ja pārveidotajam ir nepietiekosa signāla/trokšņa attiecība, tad nākas veikt ud signāla papildapstrādi. Šim nolūkam var izmantot konvolūcijas operāciju

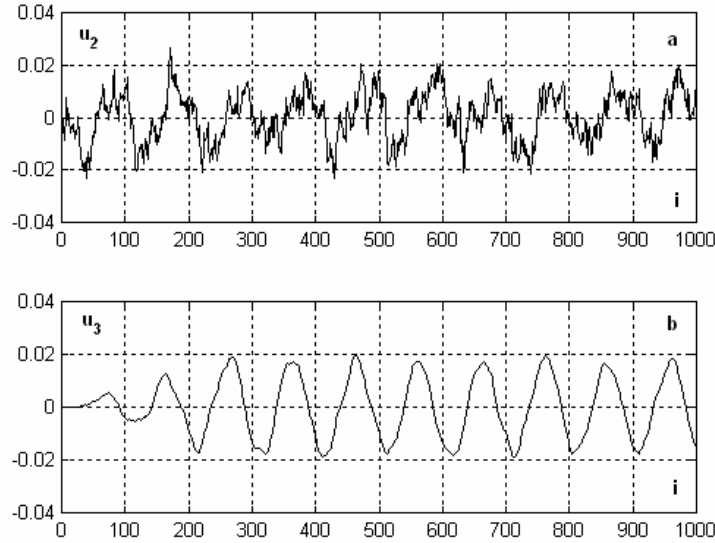
$$u_3 = conv(u_2, u_{et}), \quad (8)$$

kur u_{et} ir konvolūcijas etalona signāls. Taču elpošanas signālu gadījumā ir jāreķinās ar specifiskiem faktoriem. Galvenā problēma slēpjas apstākļi, ka apriori nav zināms elpošanas signāla periods, kas nepieciešams etalona signāla izvēlei. Ja u_2 un u_{et} signālu periodi pietiekami daudz atšķiras, jūtami samazinās signāla u_3 amplitūda un spēcīgāk izpaužas trokšņu ietekme.

Šo problēmu daļēji var atrisināt, kā etalona signālu izmantojot daļu no signāla u_2 . Tāds paņēmieni, piemēram, ir izmantots darbā [1], taču tur pārveidojamā signāla periods tiek uzskatīts par zināmu.

Kā etalonu izmantosim signāla u_2 fragmentu $u_{2\ et}$, saturošu n_{et} iztvērumu, kura garums izvēlēts tā, lai garantēti izpildītos nosacījums $n_{et} > n_T$.

2. zīm. ir attēlots pārveidojums (9). Amplitūda $A_1 = 0.25, l = 0.05$, pārējie signāla (1) un ud pārveidojuma parametri tādi paši kā 1. zīm. attēlotajā pārveidojumā. Etalons $u_{2\ et}$ satur 302 iztvērumus.



2. zīm. Konvolūcijas operācija, kā etalonu izmantojot pārveidojamā signāla fragmentu.

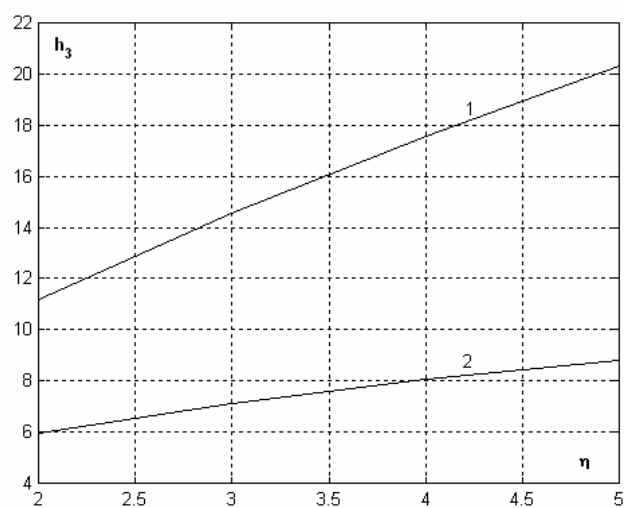
$l = 0.05\ cm, n_{et} = 302, A_1 = 0.25$. Pārējie parametri kā 1. zīm.

Apskatīsim, kādu signāla/trokšņa attiecību $h_3 = \bar{A}_3 / \sigma_3$ nodrošina pārveidojums (8) bez speciāla etalona signāla. Var parādīt, ka sinusoidālam signālam

$$\bar{A}_3 = \frac{A_{et} \cdot \bar{A}_2 \cdot \eta \cdot n_T}{2} = \frac{(A_1 \sin(\frac{4\pi l}{cT_z}))^2 \eta n_T}{2}, \quad (9)$$

kur $\eta = n_{et} / n_T$.

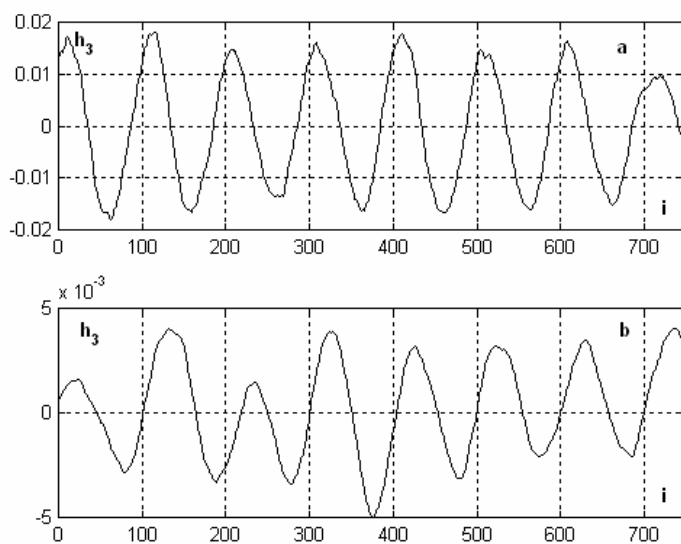
Kas attiecas uz pārveidojuma (8) trokšņiem, kurus raksturo parametrs σ_3 , tad attiecīgie aprēķini ir sarežģīti. Tāpēc σ_3 vērtību noteiksim ar skaitliskās modelēšanas palīdzību. 3. zīm. ir parādītas signāla/trokšņa attiecības signālam u_3 pie $A_1 = 0.25$ atkarībā no η .



3. zīm. Signāla/trokšņa attiecības konvolūcijas signālam ($A_1 = 0.25$) atkarībā no η pie

$s = 0.0025$ (līkne 1) un $s = 0.01$ (līkne 2).

Pie lielākām η vērtībām h_3 ir lielāks, taču, no otras puses, η ir jābūt pietiekoši mazam, lai mainoties elpošanas signālam, varētu pietiekoši ātri konstatēt izmaiņas arī signālā u_3 . Izejot no šiem apsvērumiem, optimālā η vērtība būtu $\eta = 3 \div 4$.

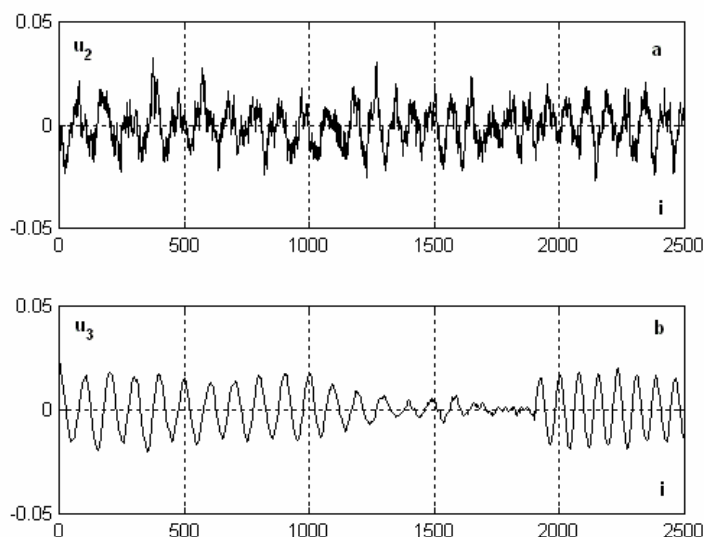


4. zīm. Pārveidoto signālu piemēri.

Pārveidoto signālu fragmenti parādīti 4. zīm. 4a. zīm redzamais pārveidojums veikts signālam (1) ar amplitūdu $A_1 = 0.25$, izmantojot soli $s = 0.01$ un $\eta = 3$. 4b. zīm. redzamajā

pārveidojumā signāla amplitūda $A_1 = 0.1$, izmantots solis $s = 0.0025$ un $\eta = 5$.

Lai varētu adekvāti reaģēt uz varbūtējām elpošanas perioda izmaiņām, etalona signālam ir jābūt „slīdošam”, t.i. periodiski jāpārvietojas ik pēc vairākiem elpošanas periodiem. Tas lielā mērā ļauj novērst signāla u_3 kropļojumus. Taču vienlaikus jāņem vērā, ka n_{et} vērtībai paliekot nemainīgai, saskaņā ar (9) izmainās arī $\bar{A}_3$ vērtība. Nezinot η vērtību, nevar konstatēt, vai konvolūcijas signāla amplitūdas izmaiņas ir saistītas ar elpošanas amplitūdas vai elpošanas perioda izmaiņām.



5. zīm. Elpošanas perioda izmaiņas kompensācija ar „slīdošā” etalona palīdzību.

5. zīm. ir attēlots „slīdošā” etalona pielietojšanas efekts. Augšējā grafikā (4a. zīm.) redzams ar *ud* metodi pārveidotais elpošanas signāls (1). Pārveidojuma (8) parametri paliek tādi paši kā 2. zīm. attēlotam pārveidojumam. Elpošanas signālam posmā līdz 1000 iztvērumiem periods T_{e1} satur 100 iztvērumus, bet pie $1000 < i < 2500$ periods $T_{e2} = 0.77 T_{e1}$. Līdz $i = 1900$ pārveidojums tiek veikts ar sākotnēji izvēlēto etalonu (pirmie 304 signāla u_2 iztvērumi), bet tālāk – ar pārvietoto etalonu ($1900 < i < 2204$). Redzams, ka mainoties elpošanas periodam, sākotnējā etalona izmantošana kļūst neefektīva (intervāls $1000 < i < 2000$), bet ar jauno etalonu situācija normalizējas.

Secinājumi:

- Pie zondējošā signāla vidējās jaudas $30 \mu W$, minimālā elpošanas perioda $2 s$

un atstarotā signāla amplitūdas, vienādas ar maskējošā trokšņa vidējo kvadrātisko novirzi σ_1 , var droši reģistrēt krūšu kurvja pārvietošanos elpošanas procesā par $0.1 - 1.5 \text{ cm}$.

- Ja atstarotā signāla amplitūda ir mazāka par augstāk minēto, nākas izmantot šā signāla papildapstrādi, izmantojot konvolūcijas operāciju. Tā kā elpošanas periods iepriekš nav zināms, kā etalonsignāls konvolūcijas operācijai izmantots paša reģistrētā signāla fragments. Šāda papildapstrāde ļauj reģistrēt minimālo krūšu kurvja pārvietošanos par 0.1 cm pie atstarotā signāla amplitūdas $0.25 \sigma_1$
- Papildapstrāde ir lietojama arī pie laikā mainīga elpošanas perioda, jo tiek lietots “slīdošs” etalons.
- “Slīdoša” etalona pielietojums ļauj daļēji kompensēt signāla formas kropļojumus, kas rodas signālu papildapstrādes procesā.

LITERATŪRA.

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

Fāzu savstarpējās nobīdes kļūdas ietekmes izpēte elpošanas lokācijas divu punktu metodei

1. Metodes apraksts

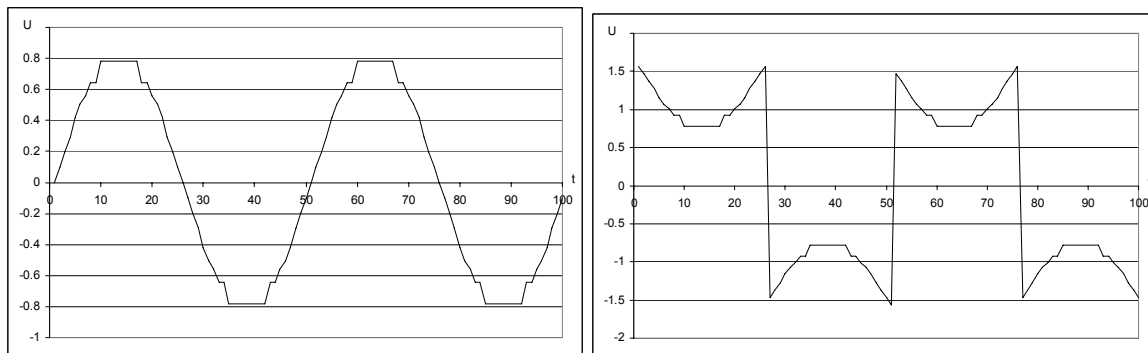
Metode paredzēta cilvēka krūšu kurvja elpošanas kustības reģistrācijai ar UWB lokācijas paņēmieni, izmantojot nolases no atstarotā signāla divos tā fāzes punktos, kas nobīdīti par 90 grādiem (ceturtdaļperiodu). Apzīmēsim nolases pirmajā fāzes punktā ar I , un otrā punktā – ar Q . Saskaņā ar metodi, mehānisko svārstību var aprēķināt pēc sekojošām izteiksmēm [1-4]:

$$U = \arctan(I/Q) \quad (1)$$

vai

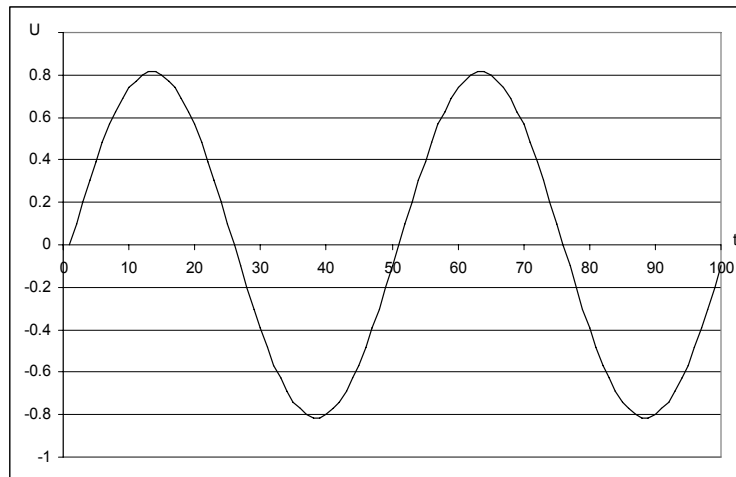
$$U = \arctan(Q/I). \quad (2)$$

Zemāk aprakstītos pētījumos uzskatīsim, ka elpošanas mehāniskā kustība ir sinusoidāla. Šāds modelis ir izvēlēts formas kropļojumu labākai kontrolei un novērtēšanai.



Zīm. 1. Saskaņā ar izteiksmi (1) (pa kreisi) un izteiksmi (2) (pa labi) aprēķinātā elpošanas svārstība.

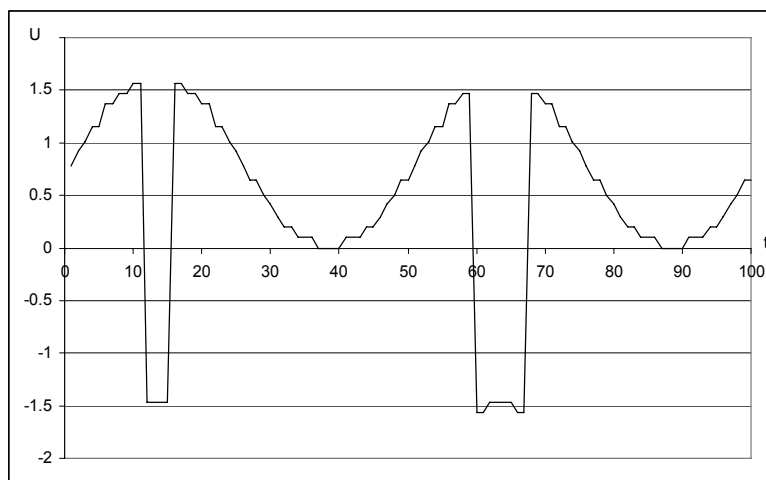
Formulu (1) un (2) darbības ilustrācijai Zīm. 1. parādītas no pierakstiem I un Q aprēķinātās svārstības pie sekojošiem nosacījumiem: atstarotais UWB signāls – harmonisks signāls; signālus I un Q reģistrē ar „up-and-down” metodi; metodes solis $s = 0.05$; atstarotā signāla fāzes punktu skaits uz periodu $n_T = 100$; elpošanas svārstības amplitūda $A = 13$, periods $n_{Telp} = 50$ punkti (elpošanas svārstība tiek uzdota tās perioda 50 punktos); pirmā nolases punkta pozīcija $\varphi = 100$. Derīgo rezultātu šajā gadījumā dod formula (1). Ja pirmā nolases punkta fāzes punkts būtu, piemēram, $\varphi = 125$, tad derīgo rezultātu dotu formula (2).



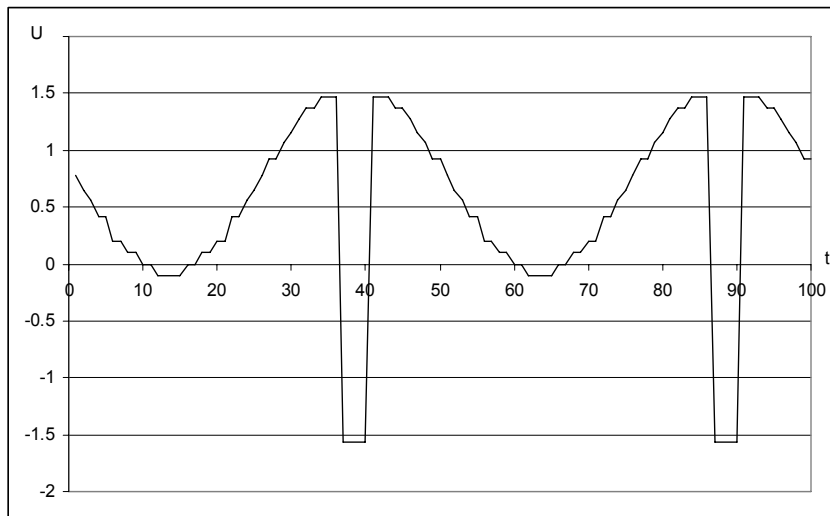
Zīm. 2. Aprēķinātā svārstība pie mazāka “up-and-down” procedūras soļa lieluma $s = 0.01$

Diskretizācijas dēļ aprēķinātās svārstības nav gludas. Ja būtu nepieciešama augstāka gluduma (precizitātes) pakāpe, tad jāsamazina „up-and-down” procedūras solis s . Ilustrācijai Zīm. 2. parādīta aprēķinātā svārstība pie mazāka soļa lieluma $s = 0.01$. Jāņem vērā, ka soļa samazināšana prasa palielināt strobu skaitu (takts frekvenci), līdz ar to palielinās raidītāja izstarotā enerģija dotajā laika intervālā.

Jāatzīmē, ka ir iespējami pirmā nolasījuma fāzes punkti, kuros pareizu svārstības formu dod abas formulas, tikai savstarpēji pavērstu pretējās fāzēs. Ir iespējami arī tādi pirmā nolasījuma fāzes punkti, kuros neviena no formulām nedod pareizu rezultātu (iegūst ar pārrāvumiem kropļotu rezultātu, skat. Zīm.3. un Zīm. 4).



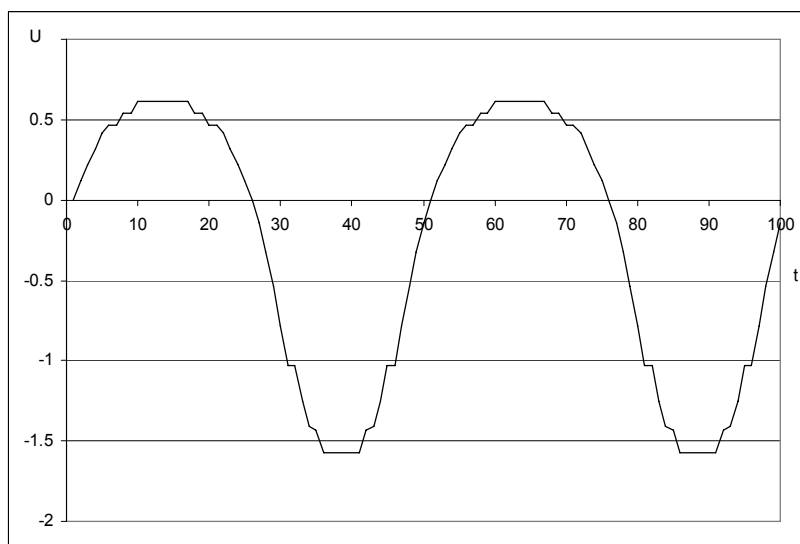
Zīm. 3. Pēc formulas (1) aprēķinātā svārstība pie pirmā nolasījuma fāzes punkta $\varphi = 113$.



Zīm. 4. Pēc formulas (2) aprēķinātā svārstība pie pirmā nolasījuma fāzes punkta $\varphi = 113$.

Lai metode būtu lietojama pie patvaļīga pirmā nolasījuma fāzes punkta, signālapstrāde jāveic paralēli pēc abām formulām un jāizmanto algoritma modifikācija, kas nodrošina pareizu rezultātu. Projekta izpildes iepriekšējā kvartālā tika izstrādātas metodes trīs modifikācijas (*know-how 1, 2 un 3*), kas nodrošina pareizu elpošanas svārstības aprēķinu pie jebkura pirmā nolasījuma fāzes punkta.

Šajā pārskata perioda pētījumā tika pētīta fāzu savstarpējās nobīdes kļūdas ietekme uz aprēķinātās elpošanas svārstības formu. Ilustrācijai Zīm. 5. ir parādīts aprēķinātais svārstības rezultāts pie fāzes intervāla kļūdas $\delta = 50\%$.



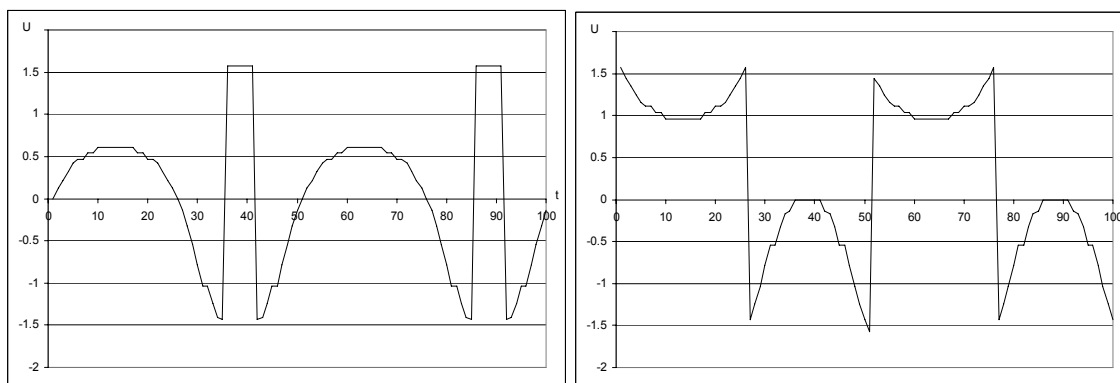
Zīm. 5. Pie fāzu intervāla kļūdas 50% aprēķinātā svārstība.

Kā redzam no iegūtā rezultāta, tad svārstības forma ir kropļota un līdz ar to ir pamats interesēties par kropļojumu koeficienta σ_f atkarību no fāzu intervāla kļūdas. Kropļojumu koeficientu definējam kā:

$$\sigma_f = 1/2 \text{std}(U1 - U2) / (\max(U1) - \min(U1)), \quad (3)$$

kur $U1$ - pārveidojuma rezultāts pie $\delta = 0$; $U2$ - pārveidojuma rezultāts pie uzdotā $\delta[\%]$.

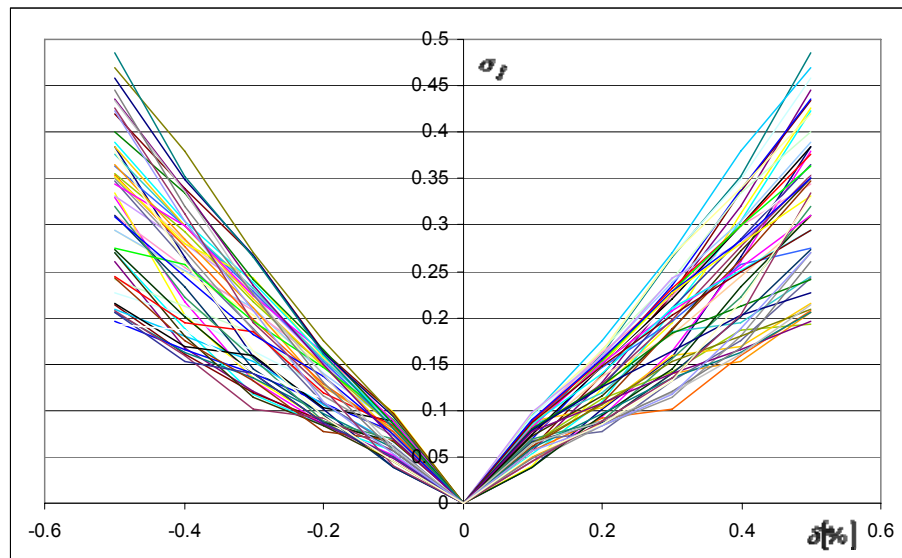
Varam atzīmēt, ka augstāk minētajā piemērā pamatmetode dod kropļotus rezultātus abu formulu (1) un (2) gadījumos (skat. Zīm. 6).



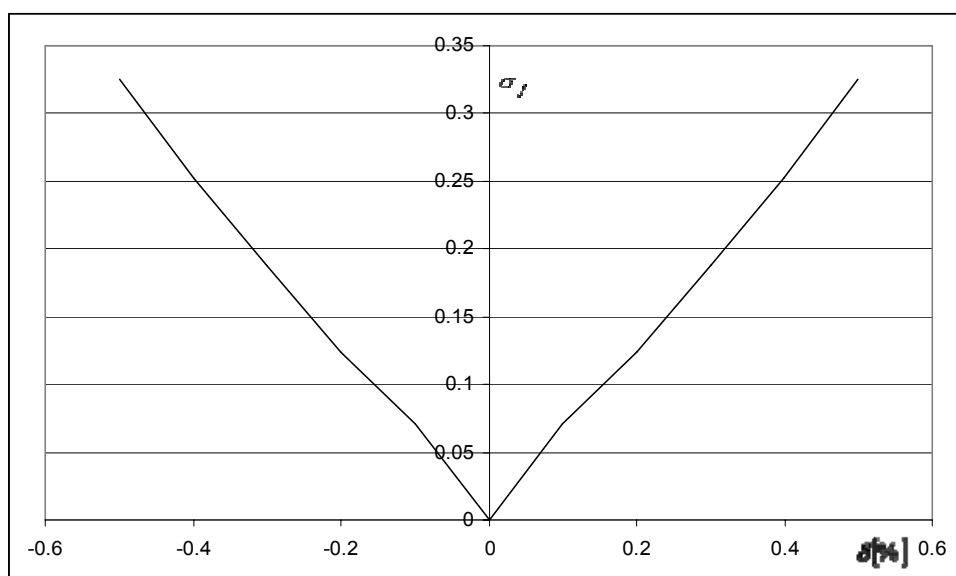
Zīm. 6. Saskaņā ar izteiksmi (1) (pa kreisi) un izteiksmi (2) (pa labi) aprēķinātā elpošanas svārstība pie $\delta = 50\%$.

Lai pētītu fāzu intervāla kļūdas δ ietekmi uz rezultāta kropļojumu, tika sastādīta programma, kas modelē koriģēto metodi un aprēķina $\sigma_f(\delta)$. Zīm. 7. ir parādīti iegūtie rezultāti pie sekojošiem nosacījumiem: atstarotais UWB signāls – harmoniska svārstība; signālu I un Q reģistrācijas metode – „up-and-down”; metodes solis $s = 0.05$; atstarotā signāla fāzes punktu skaits $n_T = 100$; elpošanas svārstības relatīvā amplitūda $A = 13$, periods $n_{Telp} = 50$ punkti (elpošanas svārstība tiek uzdota tās perioda 50 punktos). Pētījums izdarīts pie 50 dažādām pirmā fāzes punkta vērtībām kā pie pozitīvām tā negatīvām fāzu intervāla kļūdām.

No iegūtajiem rezultātiem redzam, ka kļūdu koeficienta līknes nav simetriskas attiecībā pret ordinātu asi. Tas nozīmē, ka pozitīvā un negatīvā fāzu savstarpējās nobīdes kļūda mērījuma rezultātu neietekmē vienādā mērā. Pie dažādiem φ līknes $\sigma_f(\delta)$ veido līkņu kūlus, taču to vidējā vērtība (skat Zīm. 8) ir simetriska.



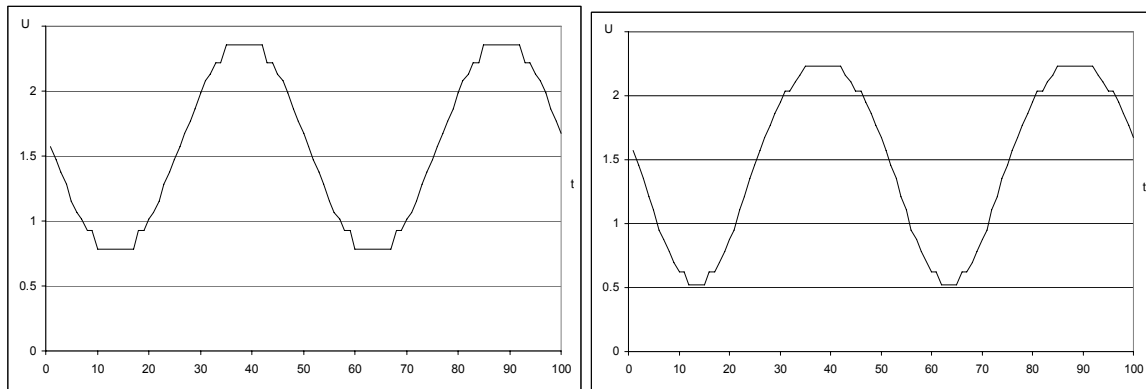
Zīm. 7. Kropļojumu koeficienta σ_f atkarību no fāzu intervāla kļūdas $\delta[\%]$ pie dažādām pirmā punkta φ vērtībām.



Zīm. 8. Līkņu saimes $\sigma_f(\delta)$ vidējā vērtība $\bar{\sigma}_f(\delta)$.

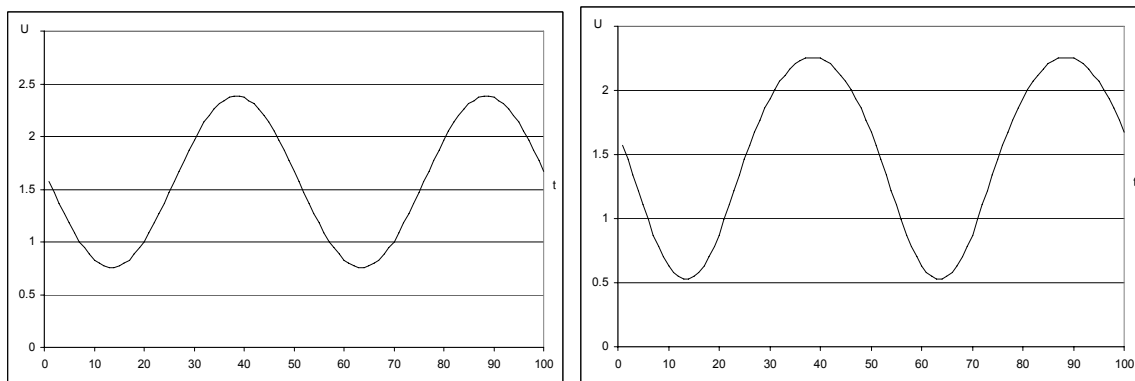
Vizuāli novērtējot iegūtos rezultātus $U(t)$ pie dažādām kļūdas $\delta[\%]$ vērtībām, secinām, ka pie dotā diskretizācijas soļa $s=0.05$, var uzskatīt, ka pieļaujamā fāzes intervāla kļūda ir $\delta[\%]=20\%$.

Ilustrācijai Zīm. 9. ir parādīta aprēķinātā svārstība pie $\delta[\%] = 0$ (attēls kreisajā pusē) un svārstība pie $\delta[\%] = 20\%$.



Zīm. 9. Aprēķinātā svārstība pie $\delta[\%] = 0$ (attēls kreisajā pusē) un svārstība pie $\delta[\%] = 20\%$ (attēls labajā pusē); $s=0.05$.

Atšķirība starp aprēķinātajiem rezultātiem vizuāli ir visai maza arī pie augstākas precizitātes prasībām (piemēram, pie $s=0.01$). Tāpēc arī šajā gadījumā par pieļaujamo fāzes intervāla kļūdu var uzskatīt $\delta[\%] = 20\%$ (skat. Zīm. 10).



Zīm. 10. Aprēķinātā svārstība pie $\delta[\%] = 0$ (attēls kreisajā pusē) un svārstība pie $\delta[\%] = 20\%$ (attēls labajā pusē); $s=0.01$.

Protams, gala vērtējumu pieļaujamai fāzes intervāla kļūdai var dot tikai medicīniskā rakstura pētījumi pie konkrētiem elpošanas datiem.

Literatūra:

[1] I. Immoreev, Teh-Ho Tao. UWB Radar for Patient Monitoring. IEEE A&E Systems

Magazine, November 2008, 11-18.

[2] Карклиныш В.Г., Сташа Р.Я., Херманис Э.Х., Шустерс А.Я. Способ исследования кровеносных сосудов. Авторское свидетельство № 1424800, 1988.

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

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

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ СТРОБИРУЕМОГО БАЛАНСНОГО КОМПАРАТОРА

Э. Бейнер, доктор вычислительных наук

К. Круминьш, доктор вычислительных наук

Институт электроники и вычислительной техники

Ул. Дзербенес 14, Рига LV-1006, Латвия

E-mail: beiners@edi.lv

Представляются результаты исследования динамики стробируемого балансного компаратора на туннельных диодах в режиме стробоскопического преобразования сигналов. В качестве формирователя стробирующего перепада напряжения используется туннельный диод. Динамические свойства компаратора характеризуются временем нарастания переходной характеристики стробоскопического преобразователя, построенного на данном компараторе. Исследуется так же модификация схемы компаратора, расширяющая диапазон допускаемых величин сопротивления в цепи стробсигнала. В модели туннельных диодов учитываются емкости р/п переходов, сопротивления растекания и паразитные индуктивности диодов. Исследования проводятся с помощью программы моделирования *SPICE*. Результаты моделирования сравниваются с результатами теоретических расчетов.

Ключевые слова: стробируемый компаратор, балансный компаратор, туннельный диод, стробоскопическое преобразование, переходная характеристика.

1. ВВЕДЕНИЕ

Положительным свойством стробируемых балансных компараторов (СБК) является малая зависимость порога компаратора от дрейфа амплитуды стробирующего перепада напряжения и от шума стробгенератора [1]. Это позволяет создавать стробоскопические преобразователи, обладающие высокой чувствительностью [2], [3], [4] [5]. Довольно большое количество работ посвящено исследованию таких компараторов на элементах

сверхпроводниковой квантовой электроники SQUID (superconducting quantum interference device) [2, 3, 6, 7, 8, 9, 10]. Недостатком этих элементов является необходимость их охлаждения до температуры жидкого гелия. Поэтому целесообразным является использование СБК, построенных на элементах, работающих при комнатной температуре, например СБК на туннельных диодах. Использование туннельных диодов оправдано так же тем, что современные туннельные диоды по быстродействию не уступают SQUID элементам [11]. Именно на примере использования германиевых туннельных диодов исследуется динамика СБК. В исследуемом СБК в качестве формирователя стробсигнала используется также туннельный диод (Рис. 1), переключение которого осуществляется импульсом напряжения запуска.

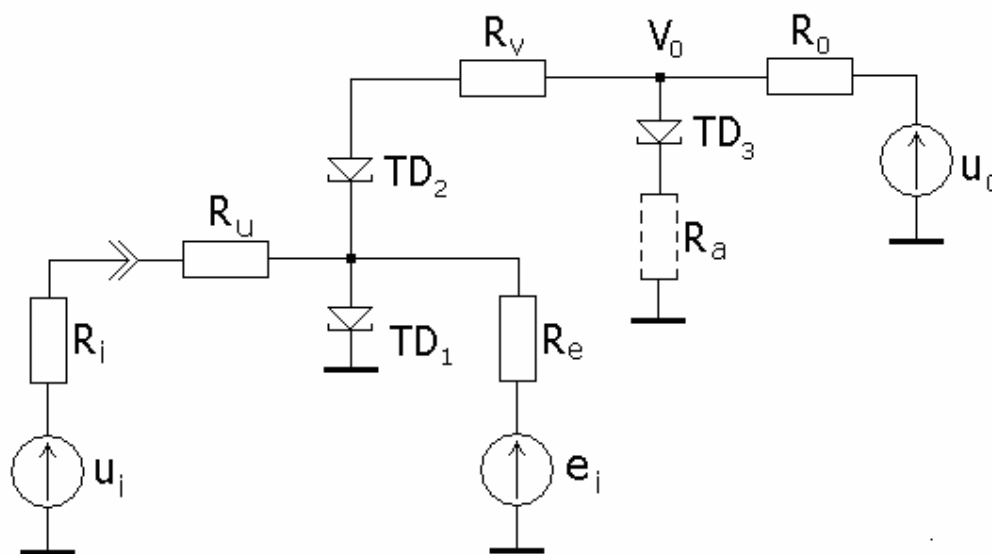


Рис. 1. Исследуемая схема стробируемого балансного компаратора.

Такая схема выгодно отличается тем, что запускается относительно пологим фронтом импульса напряжения, а крутой фронт стробирующего перепада напряжения формируется туннельным диодом TD_3 . Кроме того, использование в схеме в качестве активных элементов только туннельных диодов, позволяет изготовление компаратора в виде микросхемы по одной из туннельно диодных технологий.

В данном исследовании путем моделирования использовалась общеизвестная эквивалентная схема туннельных диодов в которой учитываются емкости C p/n переходов, паразитные индуктивности L_s и сопротивления растекания (сопротивления потерь) R_s

туннельных диодов. Для аппроксимации вольтамперных характеристик (ВАХ) туннельных диодов использовались следующие выражения [12]:

восходящая ветвь ВАХ:

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

падающая ветвь ВАХ

$$I = I_p - (I_p - I^*) \left(\frac{U - U_p}{U^* - U_p} \right)^2, \quad (2)$$

где

I_p - пиковый ток,

U_p - пиковое напряжение,

$I^* = p_1 I_p$ - координата тока в наиболее крутой точке падающей ветви ВАХ,

$U^* = p_2 U_p$ - координата напряжения в наиболее крутой точке падающей ветви ВАХ.

Известно, что у германиевых туннельных диодов коэффициенты p_1 и p_2 имеют следующие средние значения [12]: $p_1 = 0.75$; $p_2 = 1.85$. Тогда с учетом выше указанных значений коэффициентов второе уравнение можем написать как

$$I = I_p - 0.346 I_p \left(\frac{U - U_p}{U_p} \right)^2 \quad (3)$$

Именно такое выражение использовалось для аппроксимации ВАХ туннельных диодов.

2. УСЛОВИЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДИНАМИКИ КОМПАРАТОРА

В исследованиях использовались модели туннельных диодов со следующими параметрами:

Диоды компаратора: $I_{p1} = I_{p2} = 10 \text{ mA}$, $U_{p1} = U_{p2} = 85 \text{ mV}$; падение напряжения на второй восходящей ветви диода на уровне пикового тока диода $U_{pp1} = U_{pp2} = 512 \text{ mV}$; сопротивление в начале ВАХ диода $R_{1,1} = R_{1,2} = 4.47 \text{ }\Omega$; минимальное сопротивление падающей ветви ВАХ $R_{2,1} = R_{2,2} = 11.02 \text{ }\Omega$; емкости p/n переходов $C_1 = C_2 = 0.8 \text{ pF}$; паразитные индуктивности $L_{S1} = L_{S2} = 0.3 \text{ nH}$; сопротивления растекания

$$R_{S1} = R_{S2} = R_S = 0.8 \, \Omega.$$

Стробирующий диод: $I_{p3} = 20 \, mA$; $U_{p3} = 81.6 \, mV$; $U_{pp3} = 546 \, mV$; $C_3 = 1 \, pF$; $L_{S3} = 0.3 \, nH$; $R_{S3} = 0.8 \, \Omega$. Величины емкостей C_1 , C_2 , C_3 и индуктивностей L_S выбраны соответствующие лучшим экземплярам туннельных диодов серии 1И308Д(Ж) выполненных в корпусе таблеточного типа (pill).

Величины резисторов компаратора: внутреннее сопротивление источника входного сигнала (в нашем случае — источника перепада напряжения) $R_i = 50 \, \Omega$; сопротивление на входе компаратора $R_u = 40.3 \, \Omega$; сопротивление компенсации $R_e = 1 \, k\Omega$; сопротивление в цепи импульса запуска формирователя стробсигнала $R_0 = 360 \, \Omega$.

Длительность фронта запускающего импульса $t_0 = 1 \, ns$.

Динамика компаратора исследовалась в режиме стробоскопического преобразования входного перепада напряжения величиной $50 \, mV$. С целью определения оптимального значения сопротивления R_v в цепи стробсигнала с помощью программы моделирования *SPICE* были получены переходные характеристики преобразователя по которым определялось время нарастания t_r по уровням 0,1 - 0,9 от результата преобразования.

С целью определения влияния U_0 на время нарастания переходной характеристики преобразователя выше указанное моделирование проводилось при различных амплитудах U_0 импульса запуска. После этого в схеме компаратора было введено сопротивление R_a (опорное сопротивление) и для получения зависимости $t_r(R_v)$ снова получались переходные характеристики преобразователя. Это исследование проводилось так же для определения оптимального значения R_{vopt} . После этого была введена асимметрия (неравенство) пиковых токов туннельных диодов и снова проведено исследование зависимости $t_r(R_v)$ а также исследование смещения нулевого уровня преобразователя.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДИНАМИКИ КОМПАРАТОРА

Из результатов теоретических исследований [13] известно, что в случае отсутствия паразитных индуктивностей и при идеальном стробсигнале время нарастания переходной характеристики стробоскопического преобразователя, построенного на туннельно диодном балансном компараторе, определяется выражением

$$t_r = C\sqrt{2\pi(R_1^2 + R_2^2)}, \quad (4)$$

где

C — емкости р/п переходов туннельных диодов,

R_1, R_2 - дифференциальные сопротивления, соответственно, в начале ВАХ и в точке наиболее крутого участка падающей ветви ВАХ туннельных диодов. Здесь под идеальным стробсигналом понимается перепад напряжения в виде единичной функции с амплитудой, перебрасывающей рабочую точку компаратора из начальной точки ВАХ в точку наиболее крутого участка падающей ветви ВАХ диодов. Тогда согласно выражению (4) в нашем случае получаем $t_r = 23.8 \text{ ps}$. Это значение t_r служит ориентиром, показывающим на сколько путем оптимизации режима работы компаратора мы можем приблизиться к идеальному значению t_r .

Определение оптимального значения R_v путем моделирования проводилось при трех различных значениях амплитуды импульса запуска компаратора: $U_0 = kU_{0\min}$, где $k = 1.1; 1.15; 1.2$, где $U_{0\min}$ — минимальное значение амплитуды импульса запуска при которой стробирующий туннельный диод TD_3 еще переключается. Значения $U_{0\min}$ находились путем моделирования. Однако $U_{0\min}$ можно также рассчитывать теоретически. При относительно малых скоростях нарастания фронта запускающего импульса (в нашем случае $t_0 = 1 \text{ ns}$) влиянием индуктивностей и емкостей можно пренебречь и для такого сигнала схему можно считать чисто резистивной. Тогда выражение для расчета $U_{0\min}$ легко найти приравняв ток через туннельный диод TD_3 пиковому току I_{p3} . Тогда получаем:

$$U_{0\min} = \frac{I_{p3}(R_0 + U_{p3}/I_{p3} + R_a - R_0^2/R_\Sigma)}{1 - R_0/R_\Sigma}, \quad (5)$$

где

$$R_\Sigma = R_0 + R_v + R_{1,2} + R_1' \quad (6)$$

$$R_1' = \frac{(R_i + R_u)R_{1,1}}{R_{1,1} + R_i + R_u} \quad (7)$$

Проведенные исследования показали, что результаты теоретических расчетов $U_{0\min}$ хорошо совпадают с результатами моделирования и выражение (5) можно использовать для

расчета рабочей амплитуды U_0 импульса запуска.

Из результатов моделирования зависимости $t_r = f(R_v, U_0)$, приведенных на Рис. 2. видно, что вполне достаточно пользоваться импульсом запуска с амплитудой $U_0 = 1.15U_{0\min}$.

Именно такая амплитуда импульса запуска использовалась в дальнейших исследованиях.

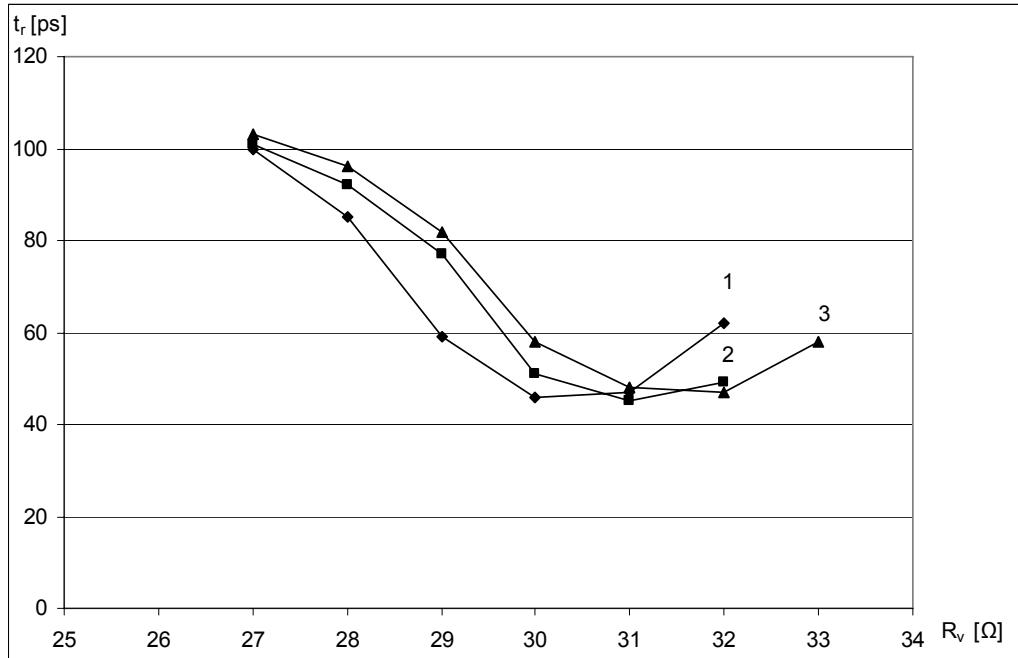


Рис. 2. Зависимость времени нарастания t_r переходной характеристики преобразователя от величины сопротивления R_v в цепи стробсигнала и амплитуды U_0 импульса запуска:

$$U_0 = 1.1U_{0\min} \text{ (кривая 1); } U_0 = 1.15U_{0\min} \text{ (кривая 2); } U_0 = 1.2U_{0\min} \text{ (кривая 3).}$$

Полученные значения времени нарастания переходной характеристики приблизительно в два раза превышают расчетное время нарастания $t_r = 23.8 \text{ ps}$ компаратора с $L_s \approx 0$. Отсюда видно, что, несмотря на малые значения паразитных индуктивностей L_s , их влияние на динамику компаратора весьма существенно. Для проверки этой гипотезы было проведено моделирование идеализированной схемы компаратора, имеющей нулевые паразитные индуктивности при неизменных остальных параметрах схемы. В результате моделирования при $U_0 = 1.15U_{0\min}$ было получено $t_r = 30 \text{ ps}$. Полученное t_r все же несколько больше идеального ($t_r = 23.8 \text{ ps}$), что объясняется недостаточно быстрым переключением туннельного диода TD_3 из-за наличия емкости C_3 .

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДИНАМИКИ КОМПАРАТОРА С ОПОРНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Подбор оптимального значения величины сопротивления R_v определяется необходимостью при заданной амплитуде стробирующего перепада напряжения V_0 обеспечить перебрасывание рабочей точки компаратора в точку наиболее крутого участка падающей ветви ВАХ туннельных диодов TD_1 и TD_2 . Кроме того сопротивление R_v , способствует гашению колебаний, возникающих в схеме компаратора в момент воздействия стробсигнала из-за наличия индуктивностей L_S . В связи с тем, что эти колебания ухудшают динамику компаратора целесообразно пользоваться по возможности большими значениями R_v . В свою очередь увеличение R_v влечет за собой необходимость увеличения амплитуды V_0 стробирующего перепада напряжения. В схеме компаратора это достигается путем введения опорного сопротивления R_a (Рис. 1.). После такой модификации схемы было проведено исследование динамики компаратора аналогично как в предыдущем случае. Результаты моделирования $t_r(R_a, R_v)$ приведены на Рис. 3.

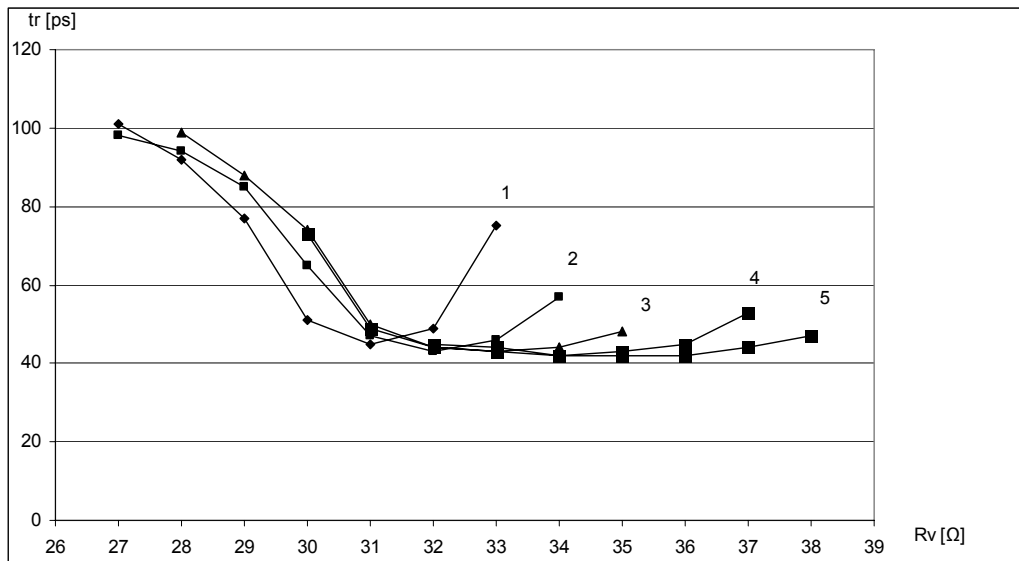


Рис. 3. Зависимость времени нарастания t_r переходной характеристики преобразователя от величины сопротивления R_v в цепи стробсигнала при: $R_a = 0 \Omega$ (кривая 1); $R_a = 1 \Omega$ (кривая 2); $R_a = 2 \Omega$ (кривая 3); $R_a = 3 \Omega$ (кривая 4) и $R_a = 4 \Omega$ (кривая 5).

Из полученных результатов видно, что в результате введения опорного сопротивления R_a улучшение динамики компаратора обеспечивается в значительно большем диапазоне значений R_v , что удобно при практической реализации компаратора.

В выше приведенной схеме туннельный диод TD_1 шунтируется резисторами R_u , R_i , и R_e , что вводит в схеме некоторую асимметрию падения напряжений на TD_1 и TD_2 . Это приводит к изменению порога компаратора и к значительному смещению нулевого уровня преобразователя. В связи с этим в [15] было предложено ввести асимметрию (неравенство) пиковых токов туннельных диодов TD_1 и TD_2 . Для компенсации смещения нулевого уровня преобразователя, необходимо чтобы:

$$I_{p1} = I_{p2} \frac{R_i + R_u}{U_2^* / I_2^* + R_u + R_i}, \quad (8)$$

где U_2^* и I_2^* - координаты наиболее крутого участка падающей ветви ВАХ туннельного диода TD_2 .

Тогда в нашем примере при $I_{p2} = 10 \text{ mA}$, $R_i = 50 \text{ }\Omega$, $R_u = 40.3 \text{ }\Omega$, $I_2^* = 0.75 I_{p2}$, $U_2^* = 1.85 U_{p2}$ получаем, что необходимо иметь $I_{p1} = 8.1 \text{ mA}$.

Для иллюстрации эффективности введения асимметрии пиковых токов диодов для компенсации смещения нулевого уровня преобразователя в качестве примера было проведено моделирование нулевого уровня преобразователей с симметричными и несимметричными пиковыми токами туннельных диодов при $R_v = 34 \text{ }\Omega$ и $R_a = 3 \text{ }\Omega$. В случае преобразователя с несимметричными диодами было получено e_0 практически равное нулю ($e_0 = -0.2 \text{ mV}$), а в случае симметричных диодов $e_0 = 1693 \text{ mV}$ при одинаковом времени нарастания переходной характеристики.

При выше указанной асимметрии и $R_a = 3 \text{ }\Omega$ было проведено моделирование зависимости $t_r(R_v)$. Результаты моделирования приведены на Рис. 4. Для сравнения на этом же рисунке приведена также зависимость $t_r(R_v)$ компаратора с симметричными туннельными диодами без опорного сопротивления R_a (кривая 3). Из полученных результатов моделирования видно, что преобразователь с асимметричными туннельными диодами по минимально достигаемому времени нарастания переходной характеристики (кривая 1) не уступает

преобразователю с симметричными туннельными диодами (кривая 2), но обеспечивает малое время нарастания переходной характеристики в более широком диапазоне значений R_v .

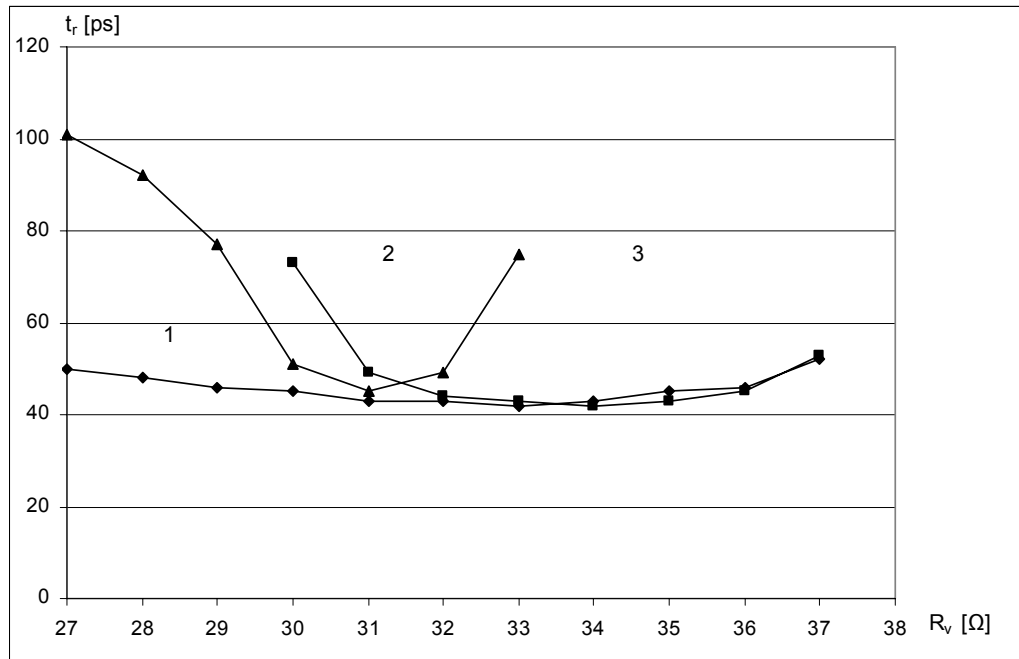


Рис. 4. Зависимость времени нарастания переходной характеристики преобразователя при несимметричных туннельных диодах и $R_a = 3 \Omega$ (кривая 1) при симметричных туннельных диодах и $R_a = 3 \Omega$ (кривая 2) и при симметричных туннельных диодах и $R_a = 0 \Omega$ (кривая 3).

Дополнительно к выше изложенным исследованиям было проведено моделирование зависимости $t_r(R_v)$ с более мощным туннельным диодом в качестве формирователя стробсигнала ($I_p = 50 \text{ mA}$) при следующих остальных условиях: $I_{p1} = 0.8I_{p2}$; $R_a = 0 \Omega$. Было получено, что улучшение времени нарастания переходной характеристики при этом не происходит ($t_{r\min} = 44 \text{ ps}$). Наличие опорного сопротивления R_a в данном случае так же расширяет диапазон допустимых значений R_v . Следовательно, в исследуемой схеме компаратора в качестве формирователя стробсигнала вполне достаточно использовать туннельный диод с пиковым током $I_{p3} = 20 \text{ mA}$.

5. РАСЧЕТ ОПТИМАЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ В ЦЕПИ СТРОБСИГНАЛА

Для разработки методики расчета оптимального значения сопротивления R_v в цепи стробсигнала было проведено исследование переходных процессов в модели компаратора в режиме баланса компаратора при практически нулевом значении $L_s = 0.01 \text{ nH}$. Для иллюстрации переходного процесса на Рис. 5. приведена вольтамперная характеристика туннельного диода TD_1 с изображением изменения тока, протекающего через туннельный диод TD_1 под воздействием стробсигнала.

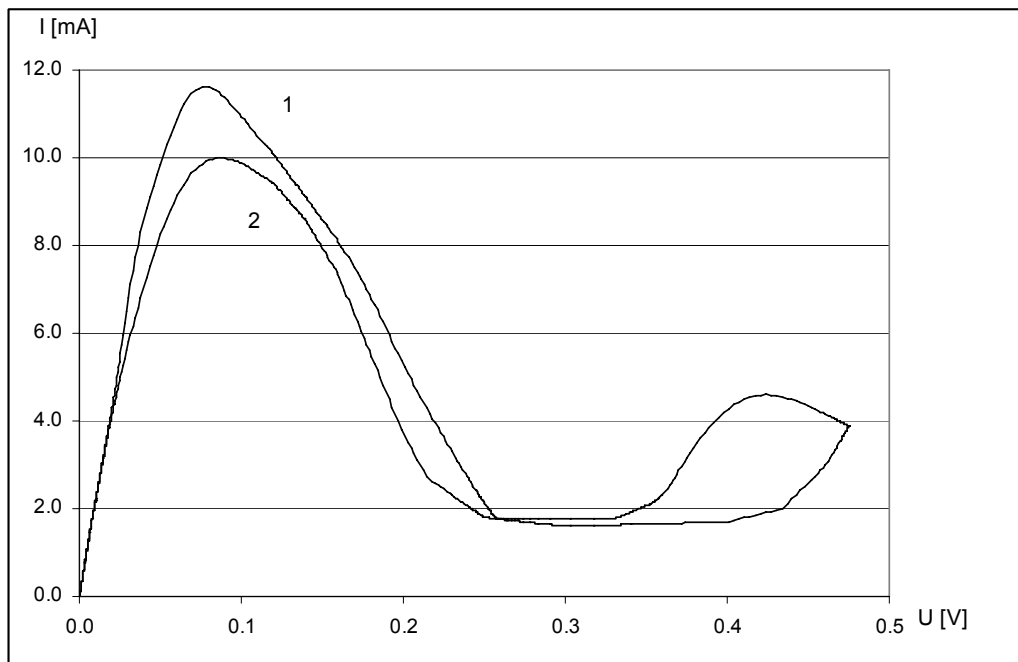


Рис. 5. Изменение тока в туннельном диоде TD_1 под воздействием стробсигнала - кривая 1; вольтамперная характеристика диода — кривая 2.

Из Рис. 5. видно, что при некотором падении напряжения на TD_1 кривая тока, протекающего через туннельный диод практически касается кривой ВАХ диода в наиболее крутом участке падающей ветви ВАХ. При идеальном равновесии компаратора, устанавливаемом путем подбора напряжения компенсации e_0 , происходит точное соприкосновение кривых. При оптимальном значении сопротивления R_v точка соприкосновения кривых должна совпадать с точкой наиболее крутого участка падающей

ветви ВАХ диода. Из этого следует, что в балансном режиме емкостной ток через туннельный диод равен нулю и схему можно рассматривать как чисто резистивную. Тогда туннельный диод можно представить как активное сопротивление величиной $R^* = U^*/I^*$ (в нашей модели — как сумму сопротивлений $R^* + R_S$). В таком режиме для описания состояния схемы компаратора можем составить следующую систему уравнений (не учитываются паразитные индуктивности L_S и сопротивление R_a):

$$\begin{cases} I_1 R_v + 2I_1(R^* + R_S) + I_2(R_v + R^* + R_S) = U_{pp3} + I_{p3} R_{S3} \\ I_1 R_v + I_1(R^* + R_S) + I_2(R_v + R^* + R_S + R_u + R_i) = U_{pp3} + I_{p3} R_{S3} \end{cases} \quad (9)$$

Выражая из этой системы ток I_1 , протекающий через туннельный диод TD_1 , и приравнявая $I_1 = I^*$, можем выразить оптимальное значение сопротивления R_{vopt} :

$$R_{vopt} = \frac{(U_{pp3} + I_{p3} R_{S3})R'_u - I^*(R^* + R_S)(R^* + R_S + 2R'_u)}{I^*(R^* + R_S + R'_u)}, \quad (10)$$

где

$$R'_u = R_u + R_i. \quad (11)$$

Подставляя в этом выражении данные из нашего примера: $U_{pp3} = 546 \text{ mV}$; $R_u = 40.3 \Omega$; $R_i = 50 \Omega$; $I^* = 7.5 \text{ mA}$; $R^* = U^*/I^* = 20.97 \Omega$; $R_S = 0.8 \Omega$; $I_{p3} = 20 \text{ mA}$, получаем $R_{vopt} = 21 \Omega$, что хорошо совпадает с результатом моделирования (см. Рис. 6., кривая 1). Для расчета оптимального значения сопротивления при наличии опорного сопротивления R_a можем использовать пропорцию:

$$R_{va} = R_{v0} \frac{U_{pp3} + I_{p3}(R_{S3} + R_a)}{U_{pp3}}, \quad (12)$$

где R_{v0} - рассчитанное согласно (10) сопротивление.

Тогда в нашем примере при $R_a = 3 \Omega$ получаем $R_{va} = 23.9 \Omega$, что так же хорошо совпадает с результатами моделирования (см. Рис. 6., кривая 2). Судя по результатам моделирования, выше приведенные расчеты пригодны так же и в случае схемы с асимметричными туннельными диодами, так как введение асимметрии лишь расширяет диапазон допустимых значений R_v , особенно не влияя на оптимальное значение R_v .

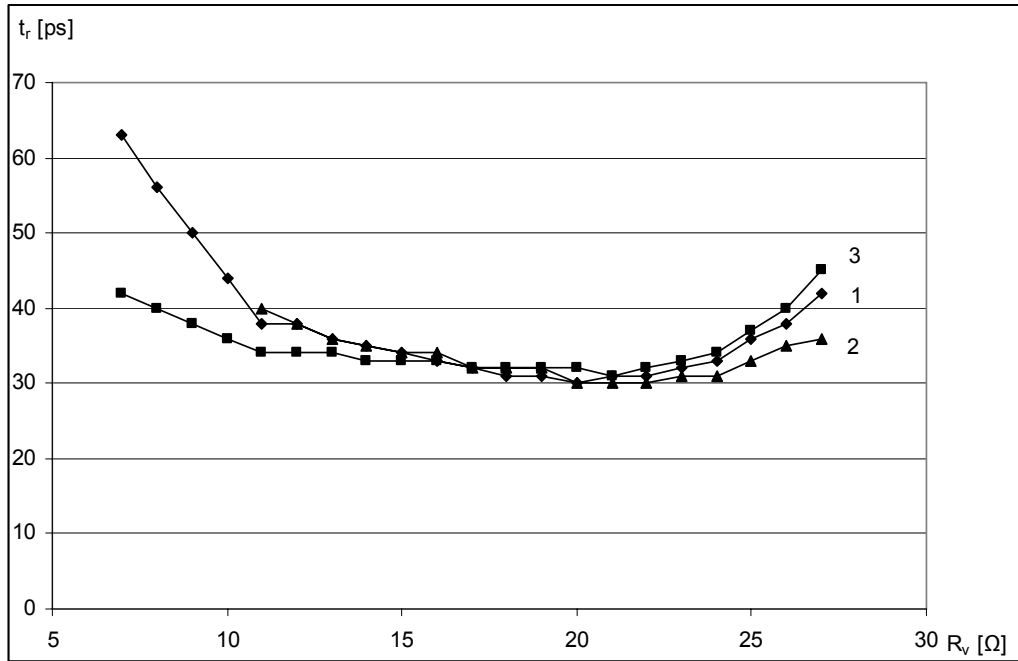


Рис. 6. Зависимость времени нарастания переходной характеристики преобразователя от величины сопротивления R_v в цепи стробсигнала при $R_s = 0.8 \Omega$; $L_s = 0.01 \text{ nH}$;

$C = 0.8 \text{ pF}$; $I_{p1} = I_{p2} = 10 \text{ mA}$ (кривая 1), при $R_a = 3 \Omega$ (кривая 2) и при

$I_{p1} = 0.81 I_{p2} = 8.1 \text{ mA}$; $R_a = 3 \Omega$ (кривая 3).

Реально сопротивления R_s в техническом паспорте туннельного диода не всегда задаются, так как значение этого сопротивления „интегрировано” в ВАХ диода и учитывается при измерении дифференциального сопротивления R_i туннельного диода в начале ВАХ диода. Поэтому реально при расчете R_{vopt} можно пользоваться более простым выражением:

$$R_{vopt} = \frac{U_{pp3}(R_u + R_i) - I^* R^* (R^* + 2(R_u + R_i))}{I^* (R_u + R_i + R^*)}. \quad (13)$$

Выше приведенный расчет пригоден в случае таких туннельных диодов в которых влиянием паразитных индуктивностей L_s можно пренебречь. При относительно больших значениях L_s приведенный расчет дает лишь ориентиры для определения R_{vopt} . Тогда во всяком случае можно утверждать, что оптимальное значение сопротивления R_v будет больше рассчитанного согласно (13) значения. Более точный подбор R_v тогда необходимо

делать экспериментальным путем.

В работе [14] расчет R_{vopt} был проведен исходя из требования, чтобы в балансном режиме ток через TD_2 равен I^* . Следует отметить, что в случае компаратора с $L_S \approx 0$ такой подход дает завышенные значения R_{vopt} .

6. ВЫВОДЫ

Для запуска компаратора, приведенного на Рис. 1. рекомендуется использовать импульс запуска с амплитудой $U_0 = 1.15U_{0min}$, где U_{0min} — минимальная амплитуда, при которой стробирующий туннельный диод TD_3 еще переключается.

Минимальную амплитуду U_{0min} импульса запуска можно найти используя выражения (6) и (7).

Балансный компаратор с опорным сопротивлением обеспечивает более широкий диапазон допустимых значений сопротивления R_v в цепи стробсигнала.

Для нахождения оптимального значения сопротивления R_v в цепи стробсигнала в случае компаратора с $L_S \approx 0$ можно пользоваться выражением (13). При относительно больших значениях паразитных индуктивностей туннельных диодов выражение (13) служит лишь ориентиром для экспериментального подбора R_v .

Введение соответствующим образом асимметрии пиковых токов туннельных диодов компаратора еще более расширяется диапазон допустимых значений сопротивления R_v в цепи стробсигнала. Кроме того при этом компенсируется смещение нулевого уровня преобразователя.

Балансный компаратор с асимметричными туннельными диодами по минимально достигаемому времени нарастания переходной характеристики преобразователя не уступает компаратору с симметричными туннельными диодами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. К. Я. Круминьш, Э. Х. Херманис. Анализ частотных свойств измерителя мгновенных значений сигнала стробируемого перепадом напряжения *Автоматика и вычислительная техника*, 1972, 3, 87-94.
2. V. K. Kornev and V. K. Semenov. The Josephson Goto pair as a basic element of high sensitive samplers. *Extended abstracts of Int. Supercond. Electronics Conf. (ISEC'1987), Tokyo, Japan*,

1987, p. 131-134.

3. И. Н. Аскерзаде. Туннельные джозефсоновские переходы как высокочувствительные компараторы в стробоскопических преобразователях. *Журнал технической физики*, 2000, том 70, вып. 1. С. 68-71.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

14. E. Beiners and K. Kruminsh. Simulation and calculation of a balanced tunnel diode

comparator. *Automatic Control and Computer Sciences*. 2009, Volume 43, Number1, pp. 17-21.

15. E. Beiners, K. Kruminsh. Simulation and computation of the asymmetry of a clocked balanced tunnel-diode comparator. *Automatic Control and Computer Sciences*. 2009, Volume 43, Number 2, pp. 109-112.

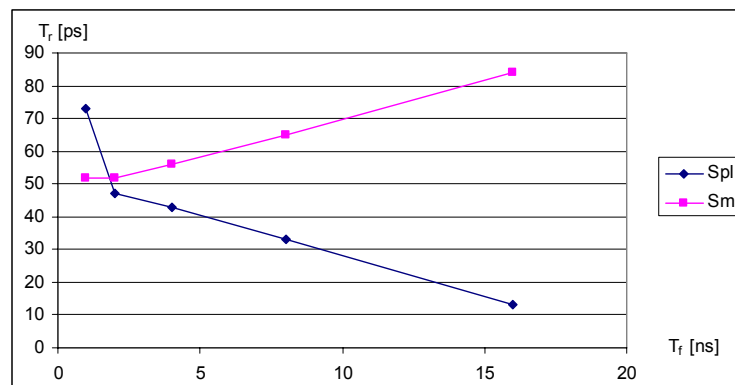
Strobējamā balansa komparatora dinamikas pētījumi (papildus publikācijā atspoguļotajiem)

Pārskata periodā tika veikti komparatora dinamikas pētījumi, kas lielā apjoma dēļ netika iekļauti publikācijā.

Komparatora palaišanas impulsa fontes garuma T_f ietekme uz pārveidotāja pārejas raksturlienes kāpuma laiku T_r pie pozitīva un negatīva testsignāla

1. Izpētes nosacījumi:

- Komparatora tuneļdižu pīķa strāva $I_{p1}=I_{p2}=10$ mA;
- Strobējošās tuneļdiodes pīķa strāva $I_{p3}=20$ mA;
- Atbalsta pretestība $R_a=3$ Om;
- Visu tuneļdižu parazitiskās induktivitātes $L_s=0.3$ nH;
- Komparatora tuneļdižu kapacitātes $C_1=C_2=0.8$ pF;
- Strobējošās tuneļdiodes kapacitāte $C_3=1$ pF;
- Komparatora palaišanas impulsa amplitūdas koeficients $K=1.15$;
- Pretestība strobējošā testsignāla ķēdē $R_v=30$ Om.



Zīm1. Pārveidotāja kāpuma laika T_r atkarība no palaišanas impulsa frontes T_f garuma.

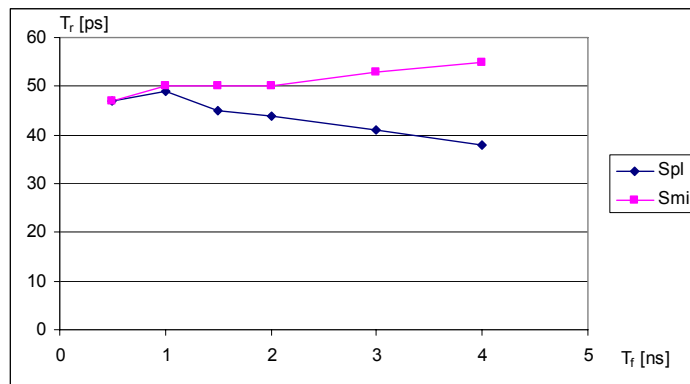
Secinājumi:

- Palielinoties komparatora palaišanas impulsa frontes garumam pārveidotāja pārejas raksturlienes kāpuma laiku atšķirības pie pozitīva un negatīva testsignāla palielinās;
- Ar kāpuma laiku atšķirībām praktiski var nerēķināties, ja palaišanas impulsa frontes

garums nepārsniedz 2 ns. Straujš kāpuma laika pieaugums pie pozitīva testsignāla un īsa frontes garuma ($T_f=1$ ns) izskaidrojams ar režīma nestabilitāti — citos eksperimentos šāds efekts netika konstatēts.

2. Izpētes nosacījumi:

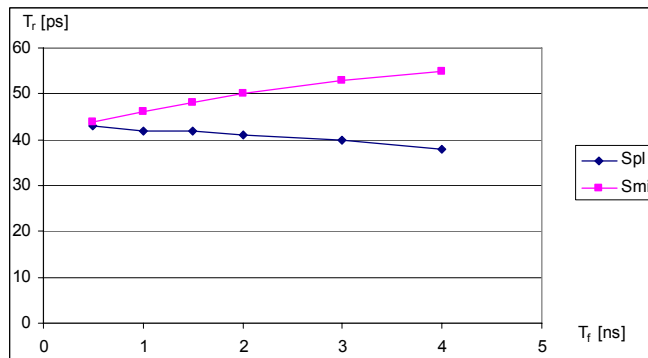
- Komparatora tuneļdiodu pīķa strāva $I_{p1}=I_{p2}=10$ mA;
- Strobējošās tuneļdiodes pīķa strāva $I_{p3}=20$ mA;
- $R_a=3$; $L_s=0.3$ nH; $C_1=C_2=0.8$ pF; $C_3=1$ pF; $K=1.15$; $R_v=31$ Om.



Zīm. 2. Pārveidotāja kāpuma laika T_r atkarība no palaišanas impulsa frontes T_f garuma pie lielāka $R_v=31$ Om, nestabilitāte pie maziem T_f pazūd.

Secinājumi:

- Pie lielāka R_v režīma nestabilitāte pazūd.



Zīm. 3. Pārveidotāja kāpuma laika T_r atkarība no palaišanas impulsa frontes T_f garuma pie lielāra $R_a=4$ Om un lielāka $R_v=35$ nestabilitātes nav.

3. Izpētes nosacījumi:

- Komparatora tuneļdižu pīķa strāva $I_{p1}=I_{p2}=10\text{ mA}$;
- Strobējošās tuneļdiodes pīķa strāva $I_{p3}=20\text{ mA}$;
- $R_a=4\text{ }\Omega$; $L_s=0.3\text{ nH}$; $C_1=C_2=0.8\text{ pF}$; $C_3=1\text{ pF}$; $K=1.15$; $R_v=35\text{ }\Omega$.

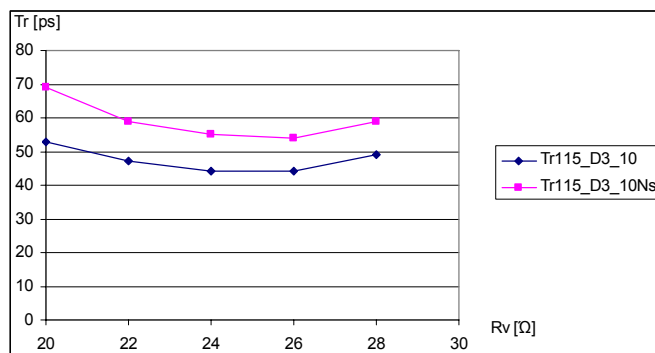
Secinājumi:

- Pie lielāka $R_a=4\text{ }\Omega$ un lielāka $R_v=35\text{ }\Omega$ nestabilitate nav novērojama, Var lietot ātras frontes.

Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no pretestības strobējošās tuneļdiodes pozitīva un negatīva testsignāla gadījumos

1. Izpētes nosacījumi:

- Tuneļdiodes asimetriskas: komparatora tuneļdižu pīķa strāva $I_{p1}=8.1\text{ mA}$; $I_{p2}=10\text{ mA}$;
- Strobējošās tuneļdiodes pīķa strāva $I_{p3}=10\text{ mA}$;
- Palaišanas impulsa frontes garums 1.0 ns ;
- $R_a=5\text{ }\Omega$; $L_s=0.3\text{ nH}$; $C_1=C_2=0.8\text{ pF}$; $C_3=1\text{ pF}$; $K=1.15$;



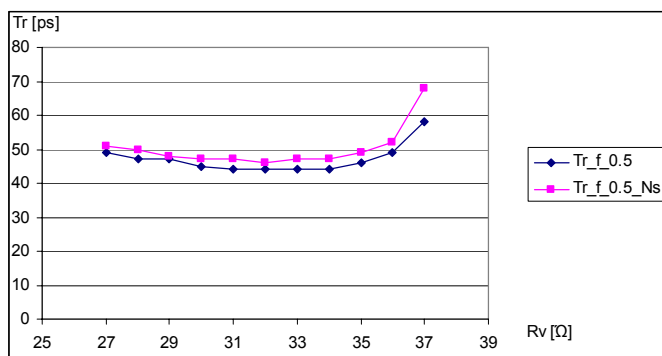
Zīm. 4. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika Tr atkarība no pretestības strobējošās tuneļdiodes kādē pie mazjaudīgas (10 mA) strobējošās tuneļdiodes.

Secinājumi:

- Redzamas samērā būtiskas kāpuma laika atšķirības pozitīva (apakšējā līkne) un negatīva (augšējā līkne) testsignāla gadījumos.
- Sakarā ar tuneļdižu asimetriju pretestības R_v optimālā vērtība saglabājas samērā plašā diapazonā ($22\text{--}27\text{ }\Omega$).

2. Izpētes nosacījumi:

- Tuneļdiodes asimetriskas: komparatora tuneļdiožu pīķa strāva $I_{p1}=8.1$ mA; $I_{p2}=10$ mA;
- Strobējošās tuneļdiodes pīķa strāva $I_{p3}=20$ mA;
- Palaišanas impulsa frontes garums 0.5 ns;
- $R_a=3$ Om; $L_s=0.3$ nH; $C1=C2=0.8$ pF; $C3=1$ pF; $K=1.15$.



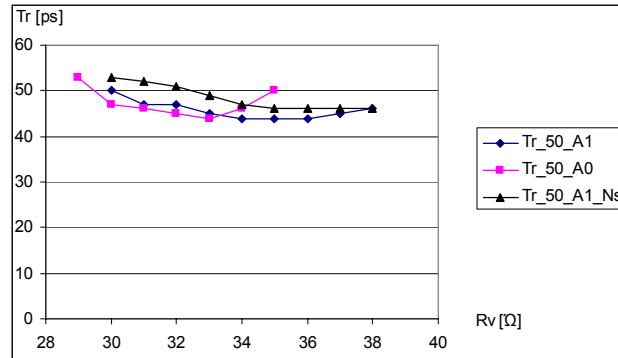
Zīm. 5. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika Tr atkarība no pretestības strobsignāla ķēdē pie vidējas jaudas (20 mA) strobējošās tuneļdiodes.

Secinājumi (sk. Zīm. 5):

- Kāpuma laika atšķirības pozitīva (apakšējā līkne) un negatīva (augšējā līkne) testsignāla gadījumos ir nebūtiskas.
- Sakarā ar tuneļdiožu asimetriju pretestības R_v optimālā vērtība saglabājas samērā plašā diapazonā (29-35 Om).

3. Izpētes nosacījumi:

- Tuneļdiodes asimetriskas: komparatora tuneļdiožu pīķa strāva $I_{p1}=8.1$ mA; $I_{p2}=10$ mA;
- Strobējošās tuneļdiodes pīķa strāva $I_{p3}=50$ mA;
- Palaišanas impulsa frontes garums 1.0 ns;
- $L_s=0.3$ nH; $C1=C2=0.8$ pF; $C3=1$ pF; $K=1.15$;
- $R_a=0.0$ Om (līkne Tr_{50_A0} , Zīm. 6.);
- $R_a=1.0$ Om (līkne Tr_{50_A1} ; līkne $Tr_{50_A1_Ns}$, Zīm. 6.).



Zīm. 6. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no pretestības strobsignāla ķēdē jaudīgas strobējošās tuneļdiodes gadījumā ($I_{p3}=50$ mA): komparatoram bez atbalsta pretestība (līkne Tr_50_A0) un pozitīva testsignāla; komparatoram ar atbalsta pretestību ($R_a=1$ Om) un pie pozitīva testsignāla (līkne Tr_50_A1); komparatoram ar atbalsta pretestību ($R_a=1$ Om) un pie negatīva testsignāla (līkne Tr_50_A1_Ns). Visos gadījumos tuneļdiodes asimetriskas.

Secinājumi (Zīm. 6.):

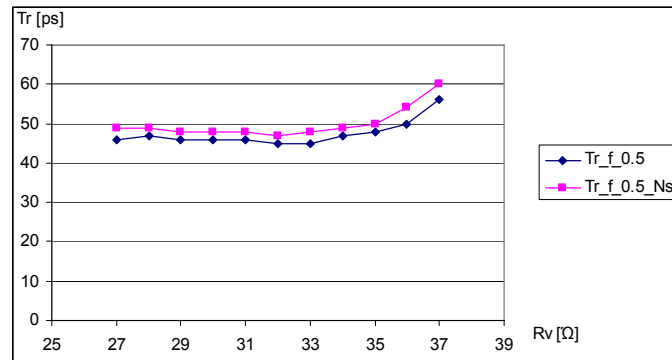
- Arī jaudīgas strobējošās tuneļdiodes ($I_{p3}=50$ mA) gadījumā atbalsta pretestība, kaut arī tā ir neliela ($R_a=1$ Om), paplašina pretestības strobsignāla ķēdē R_v pieļaujamo vērtību diapazonu.
- Minimālie pārejas raksturlīknes kāpuma laiki īpaši neatšķiras no vidējas jaudas ($I_{p3}=20$ mA) strobējošās tuneļdiodes gadījuma.
- Arī jaudīgas strobējošās tuneļdiodes gadījumā pārejas raksturlīknes kāpuma laiki pie negatīva testsignāla ir lielāki nekā pie pozitīva.
- Pie lielām pretestības strobsignāla ķēdē vērtībām ($R_v=36-38$ Om) kāpuma laiku atšķirības pie pozitīva un negatīva testsignāla samazinās un kļūst tuvas nullei. Pie tam pārejas raksturlīknes kāpuma laiks īpaši nepalielinās.

Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no pretestības strobsignāla ķēdē pie dažādām induktivitātēm strobsignāla ķēdē.

1. Izpētes nosacījumi:

- Tuneļdiodes asimetriskas: komparatora tuneļdiožu pīķa strāva $I_{p1}=8.1$ mA; $I_{p2}=10$ mA;
- Strobējošās tuneļdiodes pīķa strāva $I_{p3}=20$ mA;
- Palaišanas impulsa frontes garums 0.5 ns;

- $R_a=3\text{ Om}$; $L_s=0.3\text{ nH}$; $C_1=C_2=0.8\text{ pF}$; $C_3=1\text{ pF}$; $K=1.15$; $L_4=0.3\text{ nH}$.



Zīm. 7. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika Tr atkarība no pretestības strobsignāla ķēdē pie vidējas jaudas (20 mA) strobējošās tuneļdiodes un mazas ($L_4=0.3\text{ nH}$) parazitiskās induktivitātes strobsignāla ķēdē.

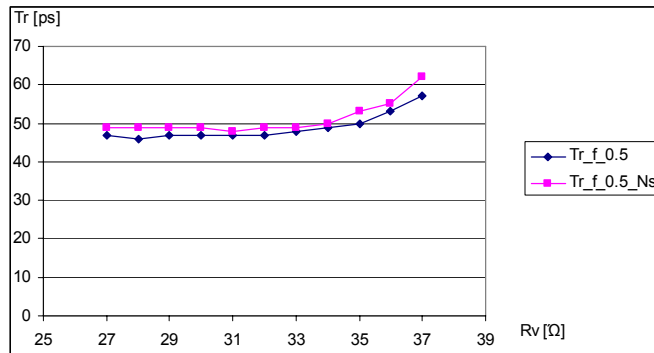
Secinājumi:

- Pie nelielas ($L_4=0.3\text{ nH}$) parazitiskās induktivitātes tās iespaids uz pārejas raksturlīknes kāpuma laiku ir nebūtisks (salīdzinājumam skat. Zīm. 5., kur parazitiskā induktivitāte ir tuva nullei $L_4=0.01\text{ nH}$).
- Kāpuma laika atšķirības pozitīva (apakšējā līkne) un negatīva (augšējā līkne) testsignāla gadījumos ir nebūtiskas.
- Sakarā ar tuneļdiožu asimetriju pretestības R_v optimālā vērtība saglabājas samērā plašā diapazonā (27-35 Om).

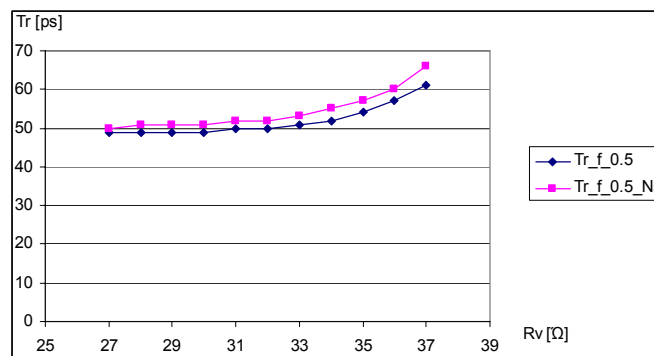
2. Arī pie divreiz lielākas ($L_4=0.6\text{ nH}$) parazitiskās induktivitātes tās iespaids uz pārejas raksturlīknes kāpuma laiku ir nebūtisks (sk. Zīm. 8.). Sakarā ar tuneļdiožu asimetriju pretestības R_v optimālā vērtība joprojām saglabājas samērā plašā diapazonā (27-33 Om).

3. Pie četrreiz lielākas $L_4=1.2\text{ nH}$ parazitiskās induktivitātes tās iespaids uz pārejas raksturlīknes kāpuma laiku nedaudz palielinās (sk. Zīm. 9.). Sakarā ar tuneļdiožu asimetriju pretestības R_v optimālā vērtība joprojām saglabājas samērā plašā diapazonā (27-33 Om).

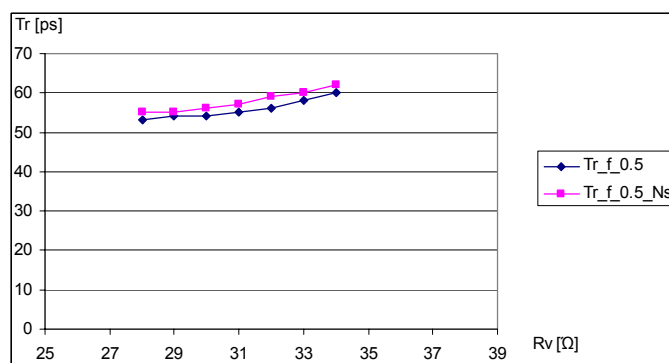
4. Pie astoņas reizes lielākas $L_4=2.4\text{ nH}$ parazitiskās induktivitātes tās iespaids uz pārejas raksturlīknes kāpuma laiku būtiski palielinās — aptuveni par 22% (sk. Zīm. 10.). Sāk sašaurināties pretestības R_v strobsignāla ķēdē pielaižu diapazons (28-32 Om). Tālāka parazitiskās induktivitātes palielināšanās nav pieļaujama.



Zīm. 8. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika Tr atkarība no pretestības strobsignāla ķēdē pie vidējās jaudas (20 mA) strobējošās tuneļdiodes pie divreiz lielākas ($L_4=0.6$ nH) parazitiskās induktivitātes strobsignāla ķēdē.

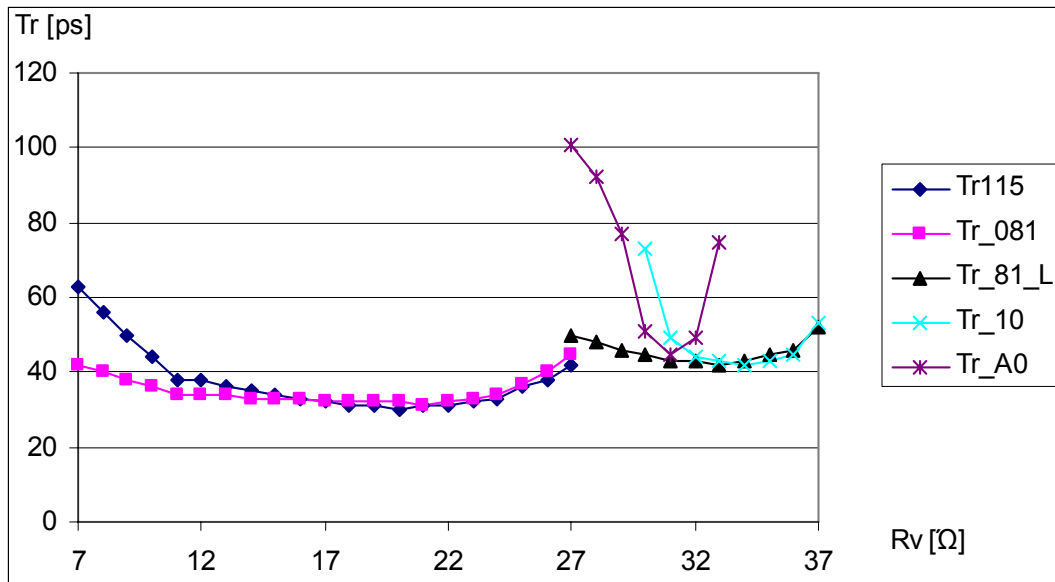


Zīm. 9. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika Tr atkarība no pretestības strobsignāla ķēdē pie vidējās jaudas (20 mA) strobējošās tuneļdiodes un pie četrreiz lielākas ($L_4=1.2$ nH) parazitiskās induktivitātes strobsignāla ķēdē.



Zīm. 10. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika Tr atkarība no pretestības strobsignāla ķēdē pie vidējās jaudas (20 mA) strobējošās tuneļdiodes un pie astoņas reizes lielākas ($L_4=2.4$ nH) parazitiskās induktivitātes strobsignāla ķēdē.

Svarīgāko rezultātu kopsavilkums



Zīm. 11. Pārveidotāja pārejas raksturlienes kāpuma laika atkarība no pretestības strobsignāla ķēdē bezinduktīva ($L_s=0,01$ nH) komparatora (līknes zīmējuma kreisajā pusē) un induktīva ($L_s=0,3$ nH) komparatora gadījumos (līknes zīmējuma labajā pusē): bezinduktīvajam komparatoram ar atbalsta pretestību (līkne Tr115); bezinduktīvajam komparatoram ar atbalsta pretestību un asimetriskām tuneļdiodēm (līkne Tr_081); induktīvajam komparatoram ar asimetriskām tuneļdiodēm un atbalsta pretestību (līkne Tr_81_L); induktīvajam komparatoram ar simetriskām tuneļdiodēm un atbalsta pretestību (līkne Tr_10); induktīvajam komparatoram ar simetriskām tuneļdiodēm bez atbalsta pretestības (līkne Tr_A0).

Secinājumi:

- Tuneļdiožu parazitiskajām induktivitātēm L_s ir būtiska ietekme uz komparatora dinamiku — jau pie $L_s=0,3$ nH minimālais pārejas raksturlienes kāpuma laiks pieaug no aptuveni 30 ps līdz 45 ps.
- Pielietojot asimetriskas tuneļdiodes (tuneļdiodes ar atšķirīgām pīķa strāvām) un atbalsta pretestību, ir iespējams saglabāt labu komparatora dinamiku plašā pretestības R_v strobsignāla ķēdē diapazonā.

КОНТРОЛЬ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ПОЛОСЫ ОСЦИЛЛОГРАФОВ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ

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

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

Э. Херманис, хабилитированный доктор технических наук
Институт электроники и вычислительной техники
ул. Дзербенес 14, LV-1006 Рига, Латвия
E-mail: hermanis@edi.lv

Исследуется возможность сглаживания измеренных данных для определения амплитудно-частотной полосы осциллографов и преобразователей сигналов. Показано, что сглаживание данных сплайнами 3-го порядка несущественно отличается по эффективности по сравнению с аналогичной операцией с помощью рядов сдвинутых $Erf(t - \Delta t)$ функций.

Ключевые слова : осциллограф, стробоскопический осциллограф, стробоскопический преобразователь, полоса пропускания, амплитудно-частотная характеристика, спектральная плотность, импульсная характеристика.

1. Введение

Осциллографы и преобразователи сигналов являются линейными измерительными устройствами электрических сигналов. Как все линейные устройства они характеризуются частотными (амплитудно-частотной и фазо-частотной) характеристиками и временными (импульсной и переходной) характеристиками. В документации осциллографов обычно ограничиваются указанием лишь пределов частотной полосы и времени максимального нарастания. Способ определения этих параметров не раскрывается, основываясь на общеизвестных теоретических положениях. Чаще используются сверхширокополосные осциллографы и генераторы сигналов с крутыми фронтами, достаточные для непосредственной оценки динамических характеристик [1, 4, 6]. Осциллографы предназначенные для широкого их применения имеют вход синхронизации (Enter sync), что позволяет проверить их амплитудно-частотную характеристику непосредственно, подавая на вход (Enter) от сигнал-генератора синусоидальные колебания частот в необходимом для проверки диапазоне. Но прямой

способ не позволяет определить фазо-частотную характеристику [1, 6], и это вынуждает использовать широкополосные сигналы с последующими соответствующими расчётами. Преобразователи сигналов в отличие от осциллографов часто предназначены для специальных применений, например, в качестве приёмников сигнала в радарах. Такие преобразователи зачастую имеют улучшенные характеристики, в частности повышенную чувствительность, достигающую значений порядка $10 \mu V$ [7]. Известные промышленные осциллографы с аналоговой полосой имеют значительно худшую чувствительность. Однако синхронизация преобразователей от внешних синусоидальных сигналов проблематична. Большие проблемы создаёт проверка времени нарастания устройств, поскольку отсутствуют генераторы сигналов ступенчатой формы с бесконечно коротким фронтом. Если фронт тест-сигнала имеет конечную длительность, то возникает некорректная математическая проблема [2], заключающаяся в том, что малые погрешности измерений или расчёта приводят к большим погрешностям результатов. Идеального способа решения этой проблемы не существует, но приближённое решение зависит от согласованности уровня погрешностей измерений со способом фильтрации этих погрешностей.

2. Проверка методов фильтрации погрешностей.

Фильтрация погрешностей производится посредством сглаживания сигнала. Недостаточное сглаживание приводит к нереальному повышению верхнего предела частотной полосы, слишком сильное сглаживание - к завалу характеристики на высоких частотах.

Современные осциллографы обеспечивают вывод цифровой информации на компьютер. Шумы при больших уровнях сигнала определяются его аналого-цифровым преобразователем и порядком преобразователя; при этом из-за малого количества отсчётов выходной сигнал осциллографа интерполируется рядом Котельникова [3] с двойным шагом Найквиста [4]. Это все предварительные шаги по обеспечению гладкости выходных сигналов.

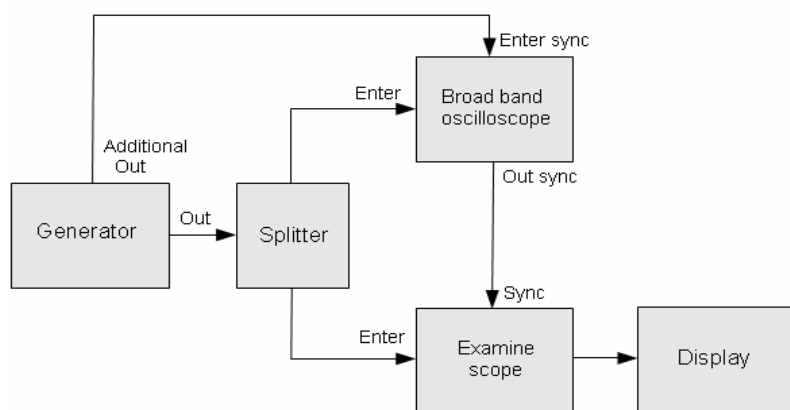


Рис.1. Схема тестирования осциллографа

Что касается стробоскопических преобразователей, то они, имея коэффициент трансформации временного масштаба, обладают возможностью сильно уплотнять отсчёты. А преобразователи следящего типа на компараторах посредством уменьшения значений шагов «вверх, вниз» сами производят усреднение сигнала, подавляя шум.

Для проверки эффективности алгоритмов сглаживания был выбран стандартный

осциллограф Tetronix MSO 4104 с полосой частот до 1 GHz. Не было сомнений относительно его параметров, но был интерес проверить некоторые способы сглаживания сигнала. Расчёты должны были подтвердить его характеристики. В качестве опорного осциллографа был выбран Tetronix DPO 70604 с полосой частот до 6 GHz и шагом отсчётов 40 ps. Схема тестирования представлена на Рис.1.

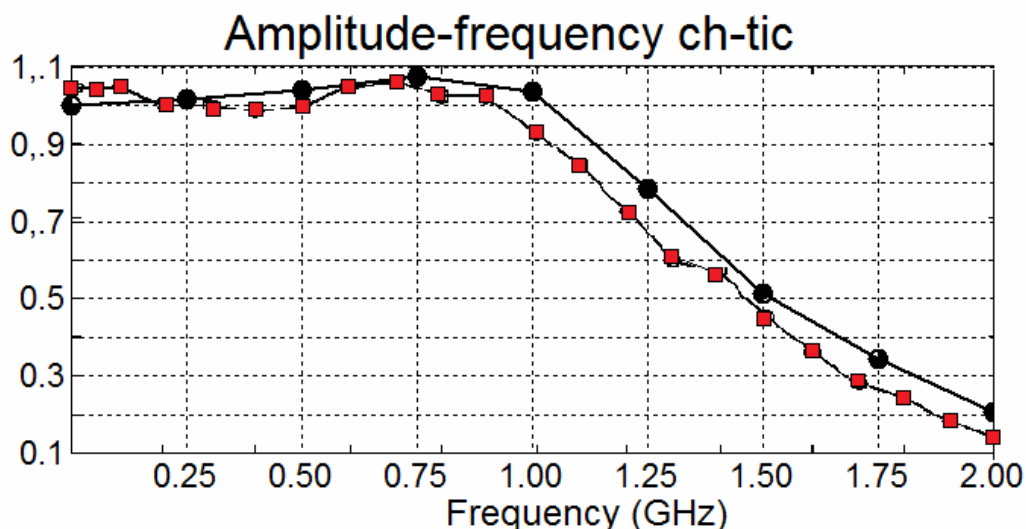


Рис.2. Амплитудно-частотная характеристика осциллографа Tetronix MSO 4104. При прямом измерении в качестве генератора использовался сигнальный генератор RONDE&SCHWARZ, способный генерировать синусоидальный сигнал в пределах частот 5KHz..3.0GHz. С помощью опорного осциллографа амплитуда сигнала с генератора поддерживалась постоянной, но вручную менялась его частота. Каждая из амплитуд опорного осциллографа сопоставлялась с амплитудой исследуемого осциллографа. Полученная зависимость отражена на Рис. 2 линией с серыми квадратами.

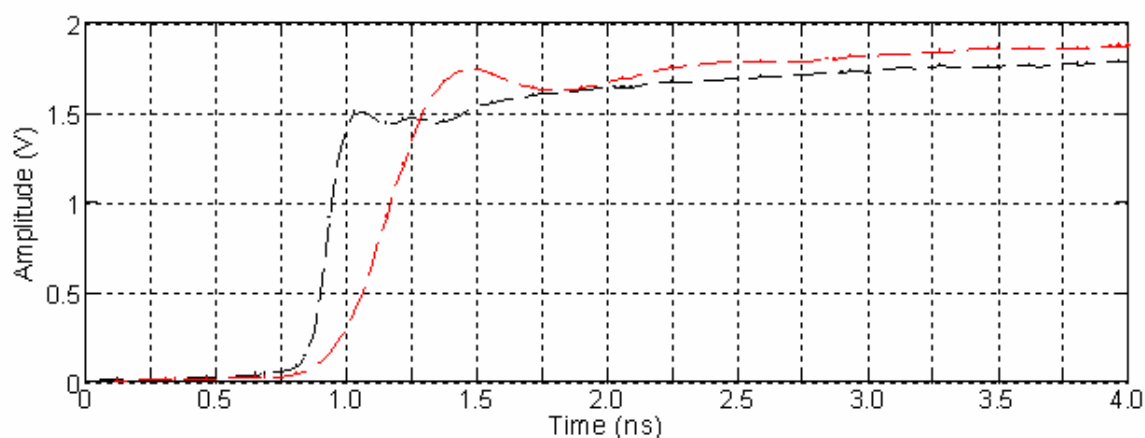


Рис.3. Выходные сигналы осциллографов

Схема, показанная на Рис.1., использовалась также при косвенном методе определения характеристик, когда входной сигнал имел ступенеподобную форму. Разница только в том,

что опорный осциллограф использовался однократно перед проверкой испытуемого. Генератор ступеньки напряжения был построен на основе германиевого туннельного диода. Реакции обоих осциллографов на один и тот же входной сигнал отличаются крутизной нарастания фронтов (Рис. 3). Реакция опорного осциллографа принималась как входной сигнал для исследуемого осциллографа.

3. Методы сглаживания сигналов преобразователей.

Сначала входной и выходной сигналы сглаживались сплайнами 3-го порядка, далее находились Φ_1 - спектр выходного сигнала, Φ_2 - спектр входного сигнала и по

общеизвестной формуле $A(\omega) = \left| \frac{\Phi_1(\omega)}{\Phi_2(\omega)} \right|$ определялась амплитудно-частотная

характеристика $A(\omega)$ исследуемого осциллографа ($|X|$ - абсолютное значение). Для аппроксимации был использован также ряд сдвинутых $\text{Erf}(t-k\Delta t)$ функций, где Δt – шаг сдвига, $k=1,2,3,\dots$. Эти функции по форме напоминают сигналы входа, выхода. Найденные таким образом характеристики представлены на Рис.2 линией с чёрными кругами. Причём, характеристики, соответствующие разным способам сглаживания данных, мало отличались между собой. Определение других характеристик осциллографа не ставилось целью.

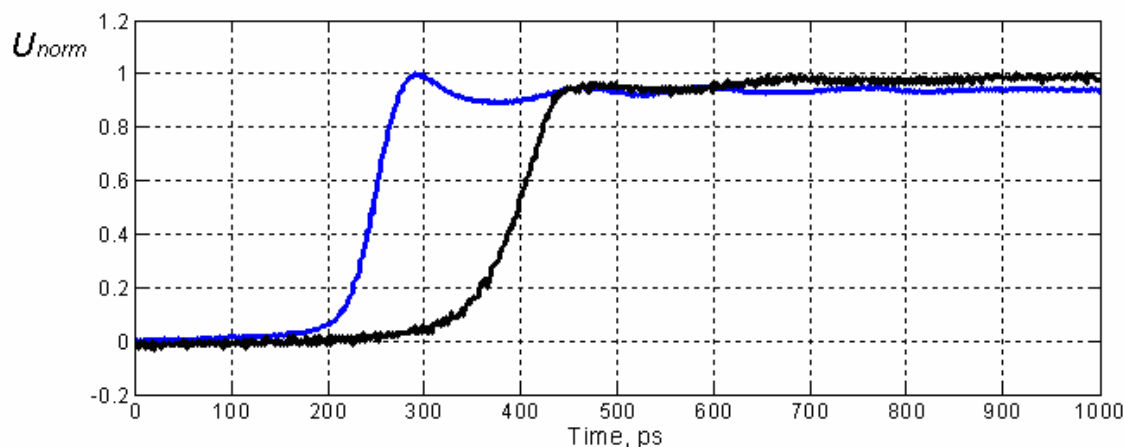


Рис.4. Сигналы тестирования преобразователя на туннельных диодах.

Тестирование преобразователей основывалось на использовании собственной обратной связи (Рис.5), когда импульс задающего генератора задерживается перед поступлением на вход преобразователя. При этом обостряется его фронт. Невозможно было также обойтись без опорного осциллографа, показания которого воспринимались как реальность. Однако в данном случае частотная полоса опорного осциллографа Tetronix DPO 70604 оказалась недостаточной. Пришлось его заменить стробоскопическим осциллографом DSA 8200 с полосой до 20 GHz. При этом обрабатываемые сигналы имеют более крутые фронты (Рис. 4).

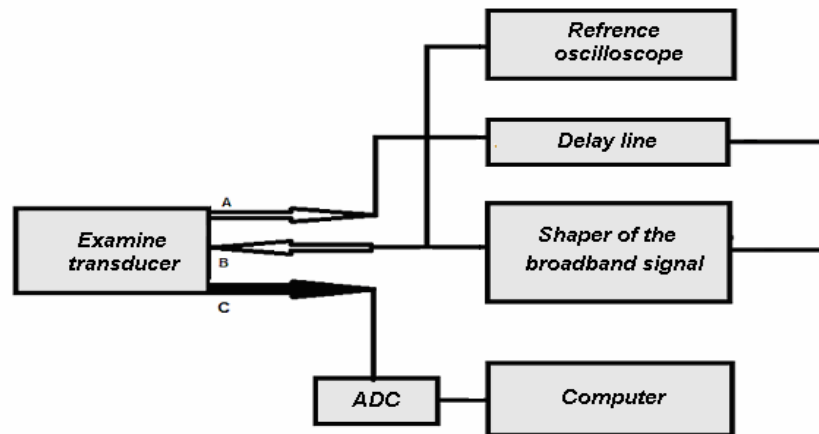


Рис.5. Схема тестирования преобразователей.

Применяя сглаживание данных сплайнами и используя формулу для расчёта амплитудно-частотной характеристики для преобразователя на туннельно-диодном компараторе, была получена гладкая монотонно падающая кривая (Рис.6). Аналогичная картина наблюдалась и при использовании сдвинутых $\text{Erf}(t-k\Delta t)$ функций.

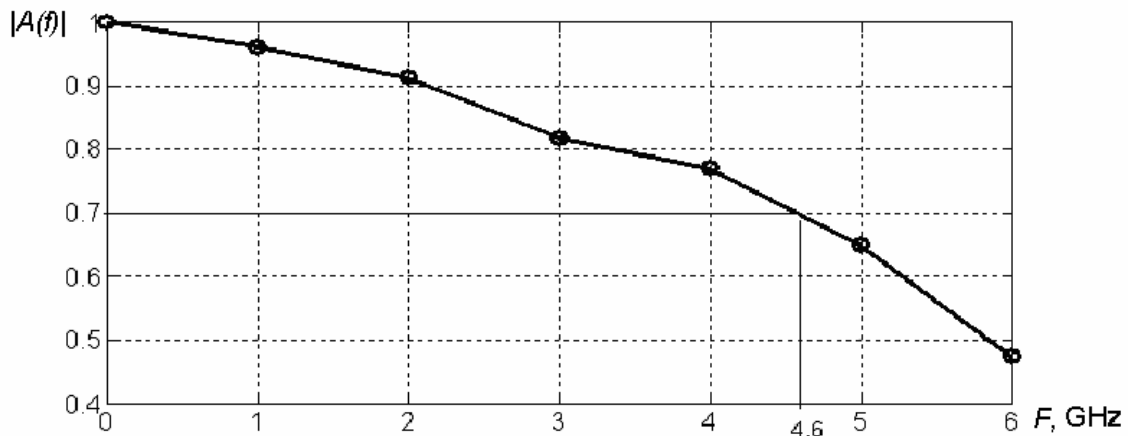


Рис. 6. Амплитудно-частотная характеристика преобразователя на туннельно-диодном компараторе.

Однако, аппроксимируя выходной сигнал рядом сдвинутых $\text{Erf}(t-k\Delta t)$ функций, после их конволюции с входным сигналом был получен спектр выходного сигнала в этих функциях; то есть получены спектральные коэффициенты b_k . Так как

$$\int_{-\infty}^{\infty} h(x)U_{In}(t-x)dx = U_{Out}(t), \text{ где } U_{In}, U_{Out} - \text{соответственно входной и выходной}$$

сигналы, то получаем представление импульсной характеристики в виде ряда

$$h(t) = \sum_k b_k \text{Erf}(t - k\Delta t). \text{ Как известно, интеграл от импульсной функции образует}$$

переходную характеристику (Рис. 7).

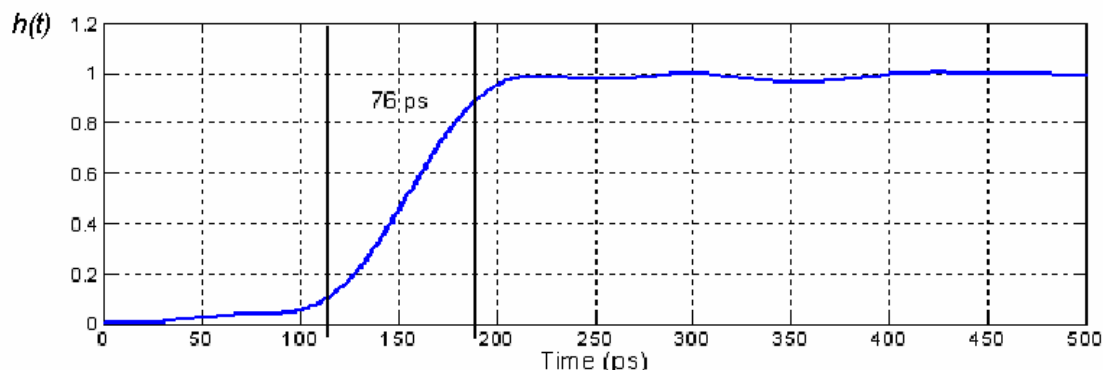


Рис. 7. Переходная характеристика преобразователя.

По этой характеристике между уровнями 0.1 и 0.9 можно определить время нарастания, которое составило $\tau = 75.85$ ps. В соответствии с формулой $\Delta f = \frac{350}{\tau}$ [5], где полоса пропускания Δf исчисляется в GHz, τ - в пикосекундах, получаем $\Delta f = 4.6$ GHz. Это хорошо согласуется с измерением полосы на уровне 0,7 по кривой Рис.6.

4. Заключение

1. Тестирование стандартного осциллографа Tetronix MSO 4104 показало приемлемость методов сглаживания измеренных данных для определения амплитудно частотной полосы в гигагерцовом районе частот.
2. Сглаживание данных сплайнами 3-го порядка несущественно отличается по эффективности по сравнению с сглаживанием рядом сдвинутых $\text{Erf}(t-k\Delta t)$ функций.
3. Образование ряда конволюции сдвинутых $\text{Erf}(t-k\Delta t)$ функций с входным сигналом позволяет получить импульсную характеристику преобразователя в виде ряда сдвинутых $\text{Erf}(t-k\Delta t)$ функций.

5. Благодарность

Авторы выражают глубокую благодарность ассистенту *Института электроники и вычислительной техники Вилнису Петерсону* за содействие в исследовании макета стробоскопического преобразователя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. W.L. Gans, Dynamic calibration of waveform recorders and oscilloscopes using pulse standards, IEEE transactions on instrumentation and measurement, vol.39 No 6, 1990
2. А. Н. Тихонов, В. Я. Арсенин, Методы решения некорректных задач. Издательство «Наука», Москва, 1974
3. В.А. Котельников, А. М. Николаев, Основы радиотехники. Госэнергоиздат, 1950
4. 4 Evaluating Oscilloscope Sample Rates vs. Sampling Fidelity
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-5732EN.pdf>
5. Рябинин Ю.А. Стробоскопическое осциллографирование. М.: Советское радио, 1972

6. Z Ma, H. Ma, Pe, Gong, C. Yang , and K. Feng, Ultrafast optoelectronic technology for radio metrology applications, Journal of Systems Engineering and Electronics Vol. 21, No. 3, June 2010, pp.461–468
7. Э. Бейнер, К. Круминьш, В. Петерсон, Экспериментальное исследование дискретного стробоскопического преобразователя сигналов. Автоматика и вычислительная техника. Рига, 2008. №1, с.58-65

Bikvadrāta antenas kā uztvērējantenas izpēte. Antenu bloka projektēšana un izgatavošana.

Projektā uzstādītie nosacījumi – mazs attālums līdz objektam ($<3\text{m}$), maza taa pārvietošanas ($<10\text{mm}$) rada nepieciešamību izmantot lokācijā UWB signālus. Tādu signālu uztveršanai parasti izmanto platjoslas bow-tie antenu. Šī antena ir simetriska ar ieejas pretestību $188\ \Omega$. Taču UWB radiolokatora uztvērējiekārtas - stroboskopiskā pārveidotāja ieejas pretestība un ieejas kabeļa vai līnijas viļņu pretestība ir $50\ \Omega$. Tāpēc, lai mazinātu atstarojumus un maksimāli novadītu uztverto jaudu ir nepieciešams lietot iekārtu simetriskās antenas salāgošanai ar nesimetrisku ieejas traktu. 2-4GHz frekvenču diapazonā tādas platjoslīgas salāgojošās iekārtas izstrāde ir visai problemātisks jautājums. Risinājums šādā situācijā varētu būt tādas antenas lietošana, kas neprasa salāgošanu. Šādām prasībām atbilst «biquad» tipa antena. Tā ir savdabīga rāmjeveida antena, kas ir līdzīga sinfāzam antenu režģim, sastāvošam no četriem vibratoriem (sk. Zīm.1). Signālu noņem punktā a-b ar koaksiāla kabeļa palīdzību. Antenai ir sekojoši, mūsu projekta vajadzībām atbilstoši, parametri:

- virzienu diagramma tiek nodrošināta frekvenču diapazonā $f_{\max} / f_{\min} \approx 2.5$;
- antenas ieejas pretestība R_{in} plašā frekvenču diapazonā ir tuva $75\ \Omega$;
- maksimālais skrejviļņu TWR koeficients ir $0,8$;
- pastiprinājuma koeficients G_a antenai ar reflektoru sasniedz $9\ \text{dB}$;

Doto pētījumu mērķis bija noteikt optimālos izmērus, pie kuriem no objekta atstarotais signāls ir ar maksimālo amplitūdu pie minimāla tā garuma (pie minimāla periodu skaita). Pētījumu rezultātā iegūts signāls, kas parādīts Zīm.2. Signāla centrālā frekvence ir $2,5\ \text{GHz}$. Antenas izmēri:

- antenas pleca garums $L = 0,225\ \lambda$;
- antenas vada diametrs $d = 0,02\ \lambda$;
- leņķis $\alpha = 120^\circ$;
- attālums no antenas plaknes līdz reflektoram - $0,18\ \lambda$.

Kā zināms, lokators satur divas antenas – raidošo un uztverošo. Tāpēc savarīgi ir minimizēt tiešā signāla (direct signal) nokļūšanu uztverošajā antenā. To panāk atvēršot antenas vienu no otras un pielietojot ekranēšanu. Diemžēl tas ir pretrunā ar kompakta UWB radiolokatora koncepciju. Tāpēc tika izvēlēts kompromisa ceļš pielietojot antenu ar tās pamatnes izmēriem $320 \times 170\ \text{mm}$ un ekrānu starp antenām ar izmēriem $170 \times 80\ \text{mm}$. Antenu bloka ārējais izskats parādīts Zīm.3. Šāda antenas konstrukcija ir iegūta pētījumu rezultātā, pieprasot: minimālu tiešo signālu; minimālas parazītiskās svārstības; minimālus virzienu diagrammas starus aizmugurējā pussfērā. Antenas virzienu diagramma horizontālajā plaknē ir attēlota Zīm. 4. Diagramma iegūta eksperimentālā ceļā izmantojot 24 mērījumu punktus. Atvēruma leņķis $0,7$ no signāla maksimuma līmenī sastāda 48° . Lielākais vājinājums aizmugurējā pussfērā $-55\ \text{dB}$.

Jauna platjoslas impulsu formētāja izstrāde un patentēšanas izpēte

Prognozējamā patenta nosaukums - “Platjoslas antenas ierosināšanas shēma” (Excitation of symmetric wideband antenna”).

Tika veikti patentmeklējumi sekojošās klasēs: H03K 3/313, H03K 3/335, H03K 3/57, H03K 4/48, H03K 4/62, H01Q 11/08, H01Q 23/00, H04L 27/00. Atrasts prototips un analogi:

Prototips: Anfu Zhu, Fu Sheng, Anxue Zhang. An Implementation of Step Recovery Diode-Based UWB Pulse Generator. 2010 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB2010).

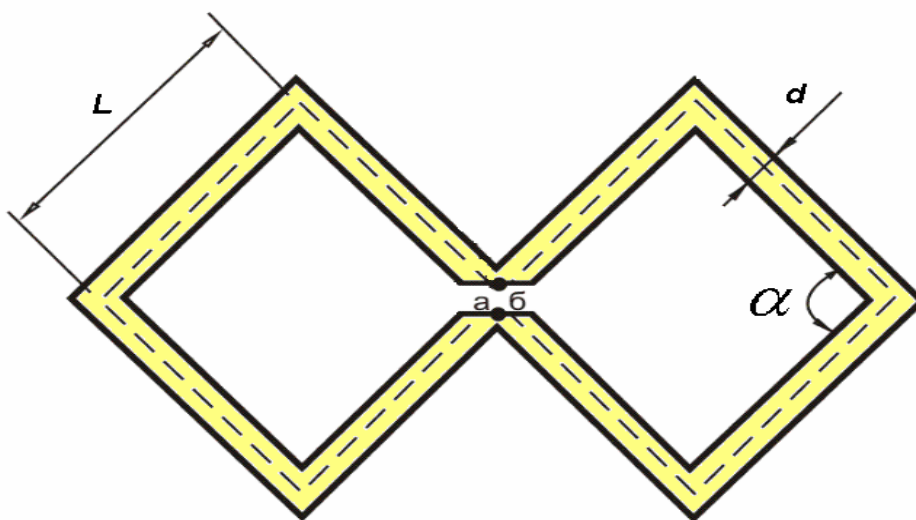
Analogi: 1- Patent № 97101660/09, Kevin M. Till, Антенное устройство с симметрирующим устройством и настроечным элементом для портативного радиоустройства.

2- Amnoi Ruengwaree, Abhijit Ghose, Jürgen Weide, Günter Kompa. Ultra-fast Pulse transmitter for UWB Microwave radar. 3rd European Conference.

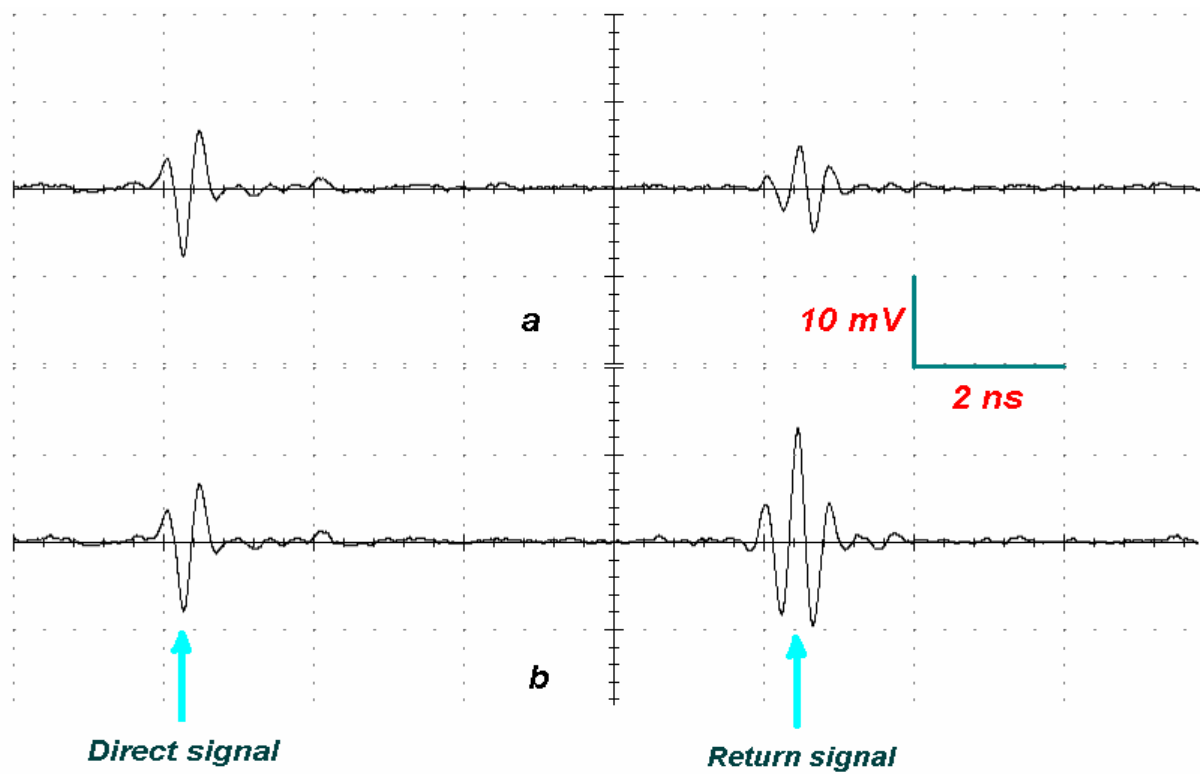
3- Patent № US 7,869,526,B2 Erick Maxwell, Thomas Weller. System and method for a single stage tunable ultra-wideband pulse generator.

4- Patent № US 2011/0013673 A1 Gregory E. Dallum, Garth C. Pratt, Peter C. Haugen, Carlos E. Romero. UWB Transmitter. Ü

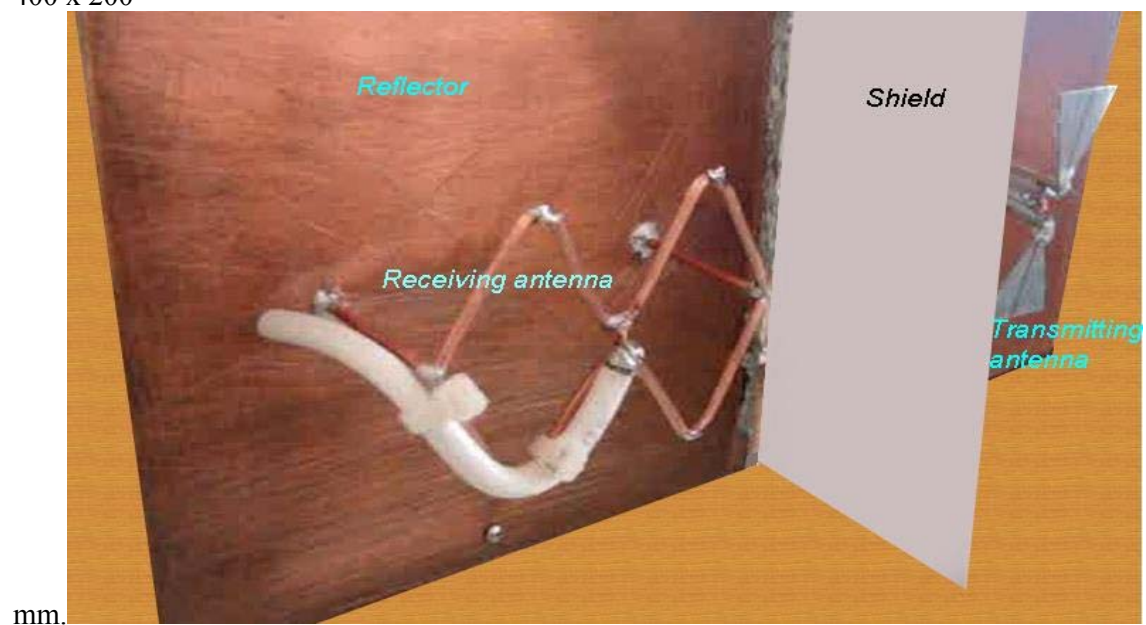
Prototips attēlots Zīm. 5.



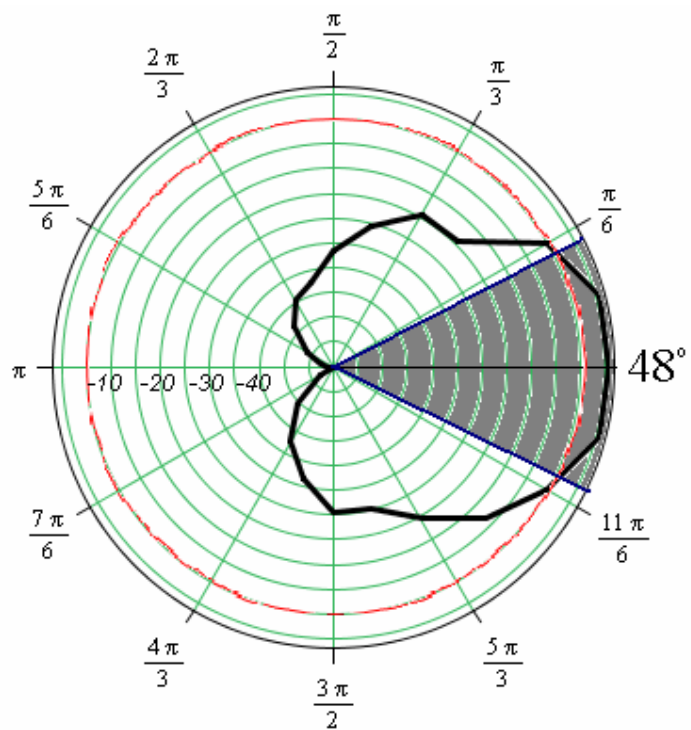
Zīm. 1 Uztverošā «biquad» tipa antena.



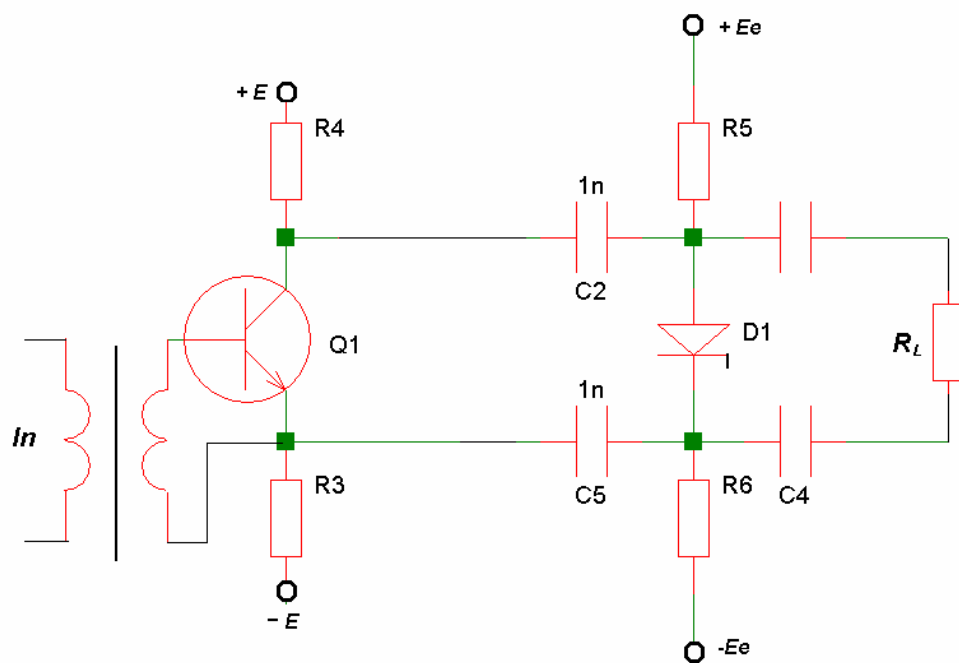
Zīm.2. Signāls «biquad» antenas izejā tās optimāla noskaņojuma režīmā: a – atstarojums no koka plāksnes ar izmēriem 440 x 250 mm; b – atstarojums no metaliskas plāksnes ar izmēriem 400 x 200



Zīm. 3. UWB radiolokatora antenu bloks.



Zīm. 4. Antenas virzienu diagramma.



Zīm. 5. Prototipa elektriskā shēma

UWB uztvērējiekārtas plate

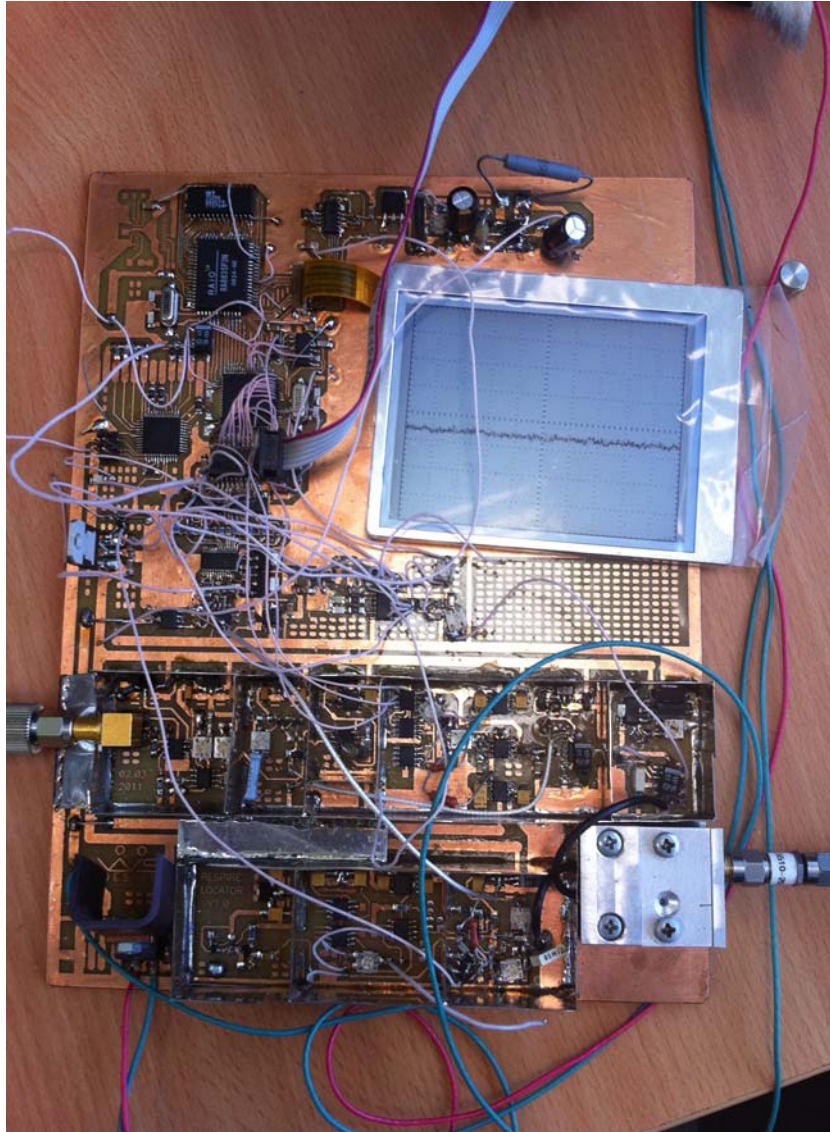


Foto 1. UWB uztvērējiekārtas plate (uz LCD ekrāna redzama “up-and-down” procedūras regulēšanās aina – trokšņu celiņš).