IEGULDĪJUMS TAVĀ NĀKOTNĒ

EIROPAS SAVIENĪBA

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

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

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

Līguma noslēgšanas datums: 10.12.2010.g.

Projekta sākuma datums: 01.01.2011.g.

Projekta beigu datums: 31.12.2013.g.

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

ZINĀTNISKĀ PĒTĪJUMA PROGRESU APLIECINOŠA DOKUMENTĀCIJA

Pārskata numurs Nr.9. par periodu no 01.05.2013.g līdz 31.08.2013.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
Zin.asist. Gatis Šūpols

Saturs

Anotācija **3**

Ievads **3**

Rezultātu kopsavilkums **4**

1. *α-s-ud* metodes optimizācija 4
2. *α-k-ud* metodes pārbaude mazāka fāzes punktu skaita apstākļos 6
3. *α-k-ud* metodes optimizācija pie dažādām maskējošā trokšņa vērtībām 6
4. Strobējamā komparatora ar mikrolīniju dinamikas izpēte 6
5. Izgudrojuma "Strobējams komparators" apraksta sastādīšana un Latvijas patenta pieteikuma iesniegšana 6
6. 15 mkV radiolokatora elektriskās shēmas izstrāde, montāža un analogās daļas regulēšana 6
7. Antenu un antenu ierosmes gala pakāpes izstrāde un izgatavošana (atbilstoši izgudrojuma atzinumam PCT/LV2012/000007) 13
8. Pārveidotāja uz tranzistoru bāzes dinamiskā diapazona izpēte pie salāgotas ieejas pretestības 50 Om 17
9. Adaptīvas nepārtrauktās izvērses kompensācijas metodes izpēte, salīdzinājums ar diskrētās izvērses metodēm 22

Secinājumi: **22**

Turpmākie darbi: **22**

Pielikums 1 ..... **23**

α-s-ud metodes optimizācija 23

Pielikums 2 ..... **29**

α-*k-ud* metodes pārbaude mazāka fāzes punktu skaita apstākļos 29

Pielikums 3 ..... **37**

α-*k-ud* metodes optimizācija pie dažādām maskējošā trokšņa vērtībām 37

Pielikums 4 ..... **42**

Strobējamā komparatora ar mikrolīniju dinamikas izpēte 42

Pielikums 5 ..... **55**

Adaptīvas nepārtrauktās izvērses kompensācijas metodes izpēte, salīdzinājums ar citām diskrētās izvērses metodēm 56

Anotācija

Pārskata periodā (01.06.2013 – 31.08.2013) tika veiktas sekojošas aktivitātes: veikta *α-s-ud* metodes optimizācija; *α-k-ud* metodes pārbaude mazāka fāzes punktu skaita apstākļos; *α-k-ud* metodes optimizācija pie dažādām maskējošā trokšņa vērtībām; strobējamā komparatora ar mikrolīniju dinamikas izpēte; izgudrojuma "Strobējams komparators" apraksta sastādīšana un Latvijas patenta pieteikuma iesniegšana; 15 mkV radiolokatora elektriskās shēmas izstrāde, montāža un analogās daļas regulēšana; antenu un antenu ierosmes gala pakāpes izstrāde un izgatavošana (atbilstoši izgudrojuma atzinumam PCT/LV2012/000007); pārveidotāja uz tranzistoru bāzes dinamiskā diapazona izpēte pie salāgotas ieejas pretestības 50 Om; adaptīvas nepārtrauktās izvērses kompensācijas metodes izpēte, salīdzinājums ar diskrētās izvērses metodēm.

Ievads

Projekta izpildes laikā esam izstrādājuši jaunas efektīvas komparatora tipa stroboskopisko pārveidotāju signālu transformācijas metodes: *s*-metodi, *k-ud* metodi un *α -k-ud* metodi. Pētījumu rezultāti parādīja *α* -principa pielietošanas efektivitāti adaptīvajās signālu transformācijas metodēs. *α* -princips nozīmē to, ka metodes adaptācija notiek ne tikai ņemot vērā informāciju, kas tiek iegūta par signālu mērīšanas procesā tekošajā fāzes punktā, bet ņemot vērā arī informāciju, kas iegūta par signālu iepriekšējā fāzes punktā. Šai sakarā dotajā pārskata periodā *α* -princips tika pielietots *s-ud* metodei, tādā veidā iegūstot metodes modifikāciju ar nosaukumu *α-s-ud* metode.

Iepriekšējā pārskata periodā tika veikta *α-k-ud* metodes optimizācija pie fāzes punktu skaita uz signāla periodu n_T =50. Pārslēdzot radiolokatora izvērses garumus, lai zondētu dziļākus pētāmās vides slāņus, mainās fāzes punktu skaits uz zondējošā signāla periodu – pie garākām izvērsēm fāzes punktu skaits samazinās. Tāpēc pārskata periodā tika veikti pētījumi par mazāka fāzes punktu skaita ietekmi uz nepieciešamo strobu skaitu *α-k-ud* metodei.

Iepriekšējā pārskata periodā tika veikta *k-ud* metodes parametru optimizācija pie teorētiski aprēķinātā ekvivalentā ieejas trokšņa σ_1 =271 mkV. Praktiski ekvivalentais troksnis no teorētiski aprēķinātā var atšķirties tuneļdiožu parametru tehnoloģiskās izkliedes dēļ. Lai nodrošinātos pret tādu varbūtību tika veikts *α-k-ud* metodes parametru optimizācijas pētījums pie lielākām ekvivalentā trokšņa vērtībām ar mērķi noskaidrot iespējamos nepieciešamos strobu skaitus. Pētījums veikts pie atsevišķām izvēlētām ekvivalentā trokšņa vērtībām. Iegūtos rezultātus interpolējot varēsim iegūt metodes parametrus un minimāli nepieciešamo strobu skaitu visā mūs interesējošā ekvivalentā trokšņa iespējamās izkliedes apgabalā.

Strobējamā komparatora ar mikrolīniju (turpmāk – aizkaves līniju) dinamikas pētījums veikts ar mērķi noskaidrot šāda jauna tehniskā risinājuma īpašības un iespējamās priekšrocības. Sākotnēji pētījums veikts ar visai stipri idealizētu strobģeneratora modeli. Tas ļauj "tīrākā" veidā izprast komparatora ar aizkaves līniju īpašības, nesarežģījot tās ar reāla strobģeneratora papildus ietekmes radītām īpašībām. Idealizētajā strobģeneratora modelī ņemta vērā tā iekšējā aktīvā pretestība, mainīts tās lielums un pētīta šīs izmaiņas ietekme. Mainīta strobsignāla fronte un amplitūda un pētīta arī šo izmaiņu ietekme.

Projekta izpildes iepriekšējos etapos ir veikta komparatora ar koda nosaukumu SBK2 vispusīga izpēte. Tā rezultātā ir konstatētas jaunā tehniskā risinājuma būtiskas priekšrocības – augstāka trokšņu noturība salīdzinājumā ar zināmo tehnisko risinājumu. Šai sakarā pārskata periodā tika sastādīts izgudrojuma "Strobējams komparators" apraksts un 12.08.2013 iesniegts patenta pieteikums Latvijas Republikas Patentu valdē.

Lai projekta izpildes pēdējā etapā varētu izgatavot augstas jutības un izšķirtspējas superplatjoslas radiolokatora eksperimentālo paraugu, veikta 15 mkV radiolokatora elektriskās shēmas izstrāde, montāža un analogās daļas regulēšana.

Stroboskopiskajā pārveidotājā izvērsi var veidot diskrēti un analogi. Diskrētās izvērses

gadījumā katrā signāla fāzes punktā tiek padoti vairāki strobi un tiek veikta signāla momentānās vērtības mērīšana. Analogās izvērses gadījumā katrā signāla fāzes punktā ir tikai viens strobimpulss. Lai salīdzinātu šo divu paņēmienu efektivitāti, tika veikta adaptīvās nepārtrauktās izvērses kompensācijas metodes izpēte un salīdzinājums ar diskrētās izvērses metodēm.

Rezultātu kopsavilkums

1. *α-s-ud* metodes optimizācija

α -princips nozīmē to, ka metodes adaptācija notiek ne tikai ņemot vērā informāciju, kas tiek iegūta par signālu mērīšanas procesā tekošajā fāzes punktā, bet ņemot vērā arī informāciju, kas iegūta par signālu iepriekšējā fāzes punktā. Šai sakarā dotajā pārskata periodā *alfa*-princips tika pielietots *s-ud* metodei tādā veidā iegūstot metodes modifikāciju ar nosaukumu *α-s-ud* metode. Saskaņā ar *α* principu slieksnis nākošajā signāla fāzes punktā tiek iestādīts sekojošā veidā:

$$e_{i+1,1} = e_{i-1,n} + (1+\alpha)(e_{in} - e_{i-1,n}),$$

kur *e* ar attiecīgiem indeksiem apzīmē sliekšņu vērtības attiecīgi iepriekšējā *i-1*, tekošajā *i* un nākošajā *i+1* fāzes punktā. Pētījuma mērķis bija noskaidrot, vai *α* principa un *s-ud* metodes kombinācija pieļauj mazāku nepieciešamo strobu skaitu. Soļa aprēķināšanai tika izmantota jau agrāk aprakstītās *s*-metodes formula

$$s_i = s_0 (1 + k |q_{i-1}|^r),$$

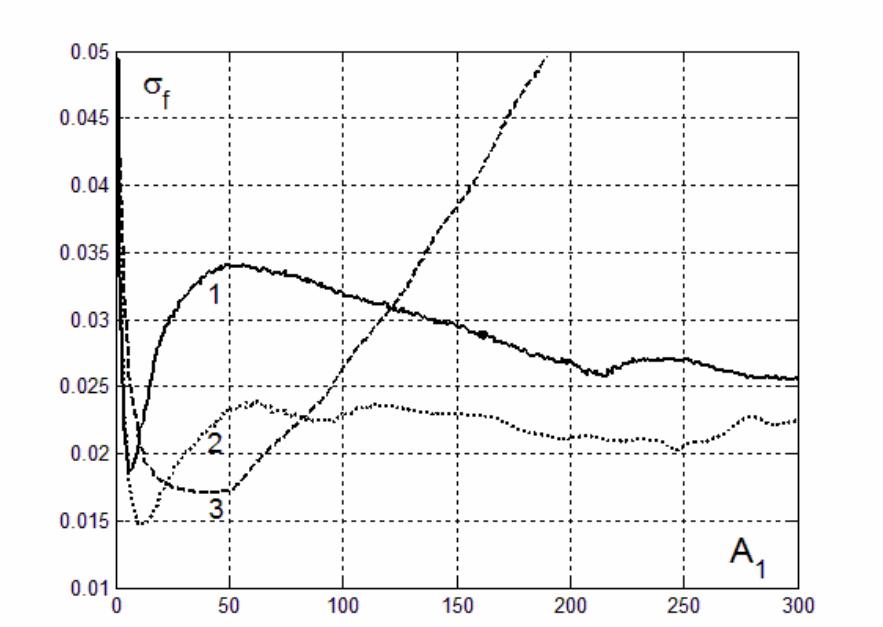
kur

$$q_{i-1} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^{n} \mathrm{sgn}(u_{i-1} - e_{i-1,j})$$

Tika veikta parametru k un s_0 optimizācija pie dažādām koeficienta *α* vērtībām pie konstantas kāpinātāja *r* vērtības *r*=2. Pie katras *α* vērtības iegūtās optimālās *k* un s_0 vērtības un tām atbilstošais nepieciešamo strobu skaits dots *Pielikuma 1* Tab. 1. No iegūtajiem rezultātiem redzams, ka minimālo strobu skaitu *n*=200 nodrošina kombinācija *α=0,7;* s_0=0,0025 un *k* =29 (salīdzinājumam *s-ud* metodes gadījumā minimālais strobu skaits bija *n*=211). Tātad *α* principa pielietošana *s-ud* metodes gadījumā dod strobu skaita ekonomiju, kaut arī nelielu. Būtiskāks *α-s-ud* metodes ieguvums ir signāla kropļojumu samazināšanās, ko uzskatāmi rāda Zīm. 2 attēlotās līknes: nelineāro kropļojumu atkarība no pārveidojamā signāla amplitūdas *s-ud* metodes gadījumā (līkne 1) un *α-s-ud* metodes gadījumos pie *α*=0,2 (līkne 2) un *α*=0,8 (līkne 3). No iegūtiem rezultātiem redzams, ka pie dažādām ieejas signāla amplitūdām ir atšķirīgas koeficienta *α* optimālās vērtības. Šī efekta dēļ *α-s-ud* metode tika modificēta un tika ieviests mainīgs koeficients *α,* kas ir atkarīgs no signāla izmaiņu straujuma apskatāmā fāzes punkta apkārtnē:

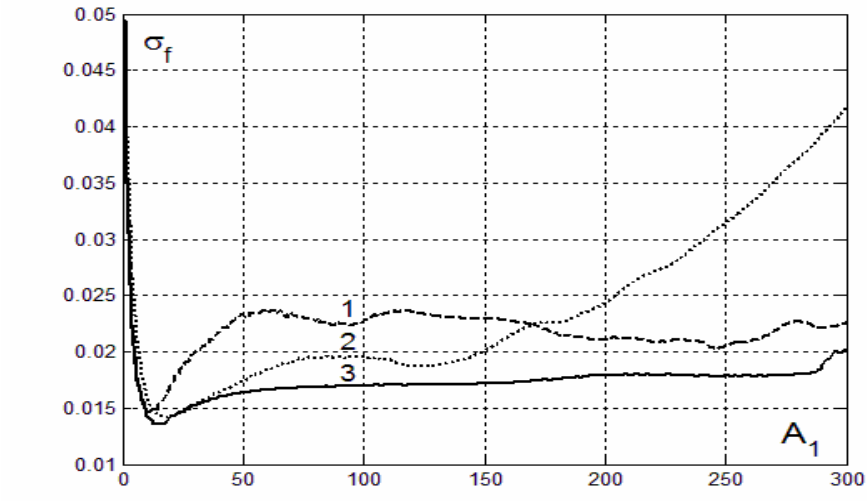
$$\alpha_i = c_1 q_{i-1} + c_2,$$

kur c_1 un c_2 ir metodes koeficienti.



Zīm. 2. Nelineāro kropļojumu atkarība no pārveidojamā signāla amplitūdas *s -ud* metodes gadījumā (līkne 1) un *α-s-ud* metodes gadījumos pie α=0,2 (līkne 2) un α=0,8 (līkne 3).

Modelēšanas rezultāti parādīja, ka mainīga *α* pielietojums signāla kropļojumus samazina vēl vairāk. Ilustrācijai Zīm. 3. parādīta kropļojumu faktora atkarība no pārveidojamā signāla amplitūdas pie *α=const*=0,4 (līkne 1), *α=const*=0,2 (līkne 2) un *α = f(q)* (līkne 3). Pārējie pētījuma apstākļi: *n*=206, $n_T = 50$, $\alpha_i = 0.6\, q_{i-1} + 0.1$. Konstatēts, ka mainīga koeficienta *α* pielietojums ļauj paplašināt signāla amplitūdu diapazonu salīdzinājumā ar *s* metodi no $67\,0\,\sigma_1$ līdz $900\,\sigma_1$. Tātad dinamiskā diapazona paplašinājums ir mainīgā *α* pielietojuma galvenā priekšrocība. Strobu skaita samazinājums ir nenozīmīgs. Ar pilnu pētījuma saturu var iepazīties Pielikumā 1.



Zīm. 3. Nelineāro kropļojumu atkarība no pārveidojamā signāla amplitūdas *α-s-ud* metodes gadījumā pie *α=const*=0,2 (līkne 1) un *α=const*=0,8 (līkne 2) un *α = f(q)* gadījumā (līkne 3).

2. *α-k-ud* metodes pārbaude mazāka fāzes punktu skaita apstākļos

Pārbaude notika pie n_T =40, n_T =30 un n_T =20. Izmantojot iegūtos minimālos *n* pie norādītajiem n_T un n_T =50, gadījumā, ja sigma1=271 mkV, iegūst, ka nepieciešamo salīdzināšanu skaitu var aprēķināt saskaņā ar *n*=2070* n_T ^(-0.581), kas ir aptuveni 1.3 reizes mazāk nekā *k-ud* metodes gadījumā.

Kā negaidīta īpašība atzīmējams ir tas, ka, samazinoties n_T , pie minimālā *n* solis *s0* 15 mkV jūtības sasniegšanai palielinās, nevis paliek nemainīgs kā *k-ud* metodes gadījumā.

Precīzāk šī pētījuma izklāstu skat. Pielikumā 2.

3. *α-k-ud* metodes optimizācija pie dažādām maskējošā trokšņa vērtībām

Optimizācija tika veikta pie sigma1=350 mkV un sigma1=450 mkV. Izmantojot iegūtos minimālos *n* pie norādītajiem sigma1 un sigma1=271 mkV, gadījumā, ja n_T =50, iegūst, ka nepieciešamo salīdzināšanu skaitu var aprēķināt saskaņā ar *n*=0.0030*sigma1^2, kas ir aptuveni 1.2 reizes mazāk nekā pielietojot *k-ud* metodi.

Detalizētu šī pētījuma izklāstu skat. Pielikumā 3.

4. Strobējamā komparatora ar mikrolīniju dinamikas izpēte

Pārskata periodā veikta strobējamā komparatora ar mikrolīniju (aizkaves līniju) dinamikas izpēte izmantojot idealizētu strobsignāla formētāju. Tomēr idealizācija ņēma vērā formētāja reāli realizējamas strobsignāla frontes (sākot no 100 ps un vairāk) un amplitūdas. Šāda idealizācija pielietota, lai sākotnēji varētu labāk izprast pārejas procesus komparatora modelī tos nesarežģījot ar strobsignāla formētāja ienestiem shēmas darbības papildefektiem. Komparatorā tika pētīta tuneļdiožu asimetriju ietekme uz komparatora dinamiku pie Ip2/Ip1=10mA/5mA; Ip2/Ip1=10mA/8,1mA; Ip2/Ip1=10mA/10mA. Pārējie eksperimenta nosacījumi: tuneļdiožu kapacitātes C1=C2=0,8pF; pretestība strobsignāla ķēdē Rv=30Om; tuneļdiožu parazītiskās induktivitātes Ls1=Ls2=0,3nH. Pētījumi tika veikti pie strobsignāla frontēm T0=100ps; 200ps un 350ps. Dinamika pētīta pie pozitīviem un negatīviem testsignāliem mainot strobsignāla amplitūdu un tādā veidā noskaidrojot amplitūdu optimālās vērtības un amplitūdu pielaižu diapazonus. Kā dinamikas kvalitātes kritērijs tika izmantots uz šāda komparatora bāzes būvēta stroboskopiskā pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiks. Pētījumu rezultātā konstatēts, ka komparatoram ar mikrolīniju no trim izvēlētajām tuneļdiožu asimetrijām Ip2/Ip1=10mA/5mA, Ip2/Ip1=10mA/8,1mA un Ip2/Ip1=10mA/10mA plašāko strobsignāla amplitūdu pielaižu diapazonu nodrošina tuneļdiožu asimetrija Ip2/Ip1=10mA/8,1mA. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiki pie visām augstāk minētajām asimetrijām optimālajos režīmos ir aptuveni vienādi. Ar pilnu pētījuma saturu var iepazīties Pielikumā 4.

5. Izgudrojuma "Strobējams komparators" apraksta sastādīšana un Latvijas patenta pieteikuma iesniegšana

Sastādīts izgudrojuma apraksts un šā gada 12. augustā Latvijas Patentu valdē iesniegts patenta pieteikums.

6. 15 mkV radiolokatora elektriskās shēmas izstrāde, montāža un analogās daļas regulēšana

Radiolokatora elektriskā shēma sastāv no raidītāja un uztvērēja shēmām. Informācija par izstrādāto raidītāju sniegta šīs atskaites 7. punktā. Tā kā uz raidītāja shēmu tiek gatavots Vienotā

Eiropas patenta pieteikums, tad detalizētu informāciju par šo shēmu neesam tiesīgi publicēt. Kas attiecas uz radiolokatora uztvērējiekārtu, tad par izgudrojumu ”Komparatora tipa stroboskopiskais pārveidotājs” ir saņemts Latvijas patents Nr. 14641 B un šī izgudrojuma pielietojums ir iekļauts uztverējiekārtas shēmā. Uztvērējiekārtas elektriskā shēma ir parādīta Zīm. 1. - Zīm. 4.

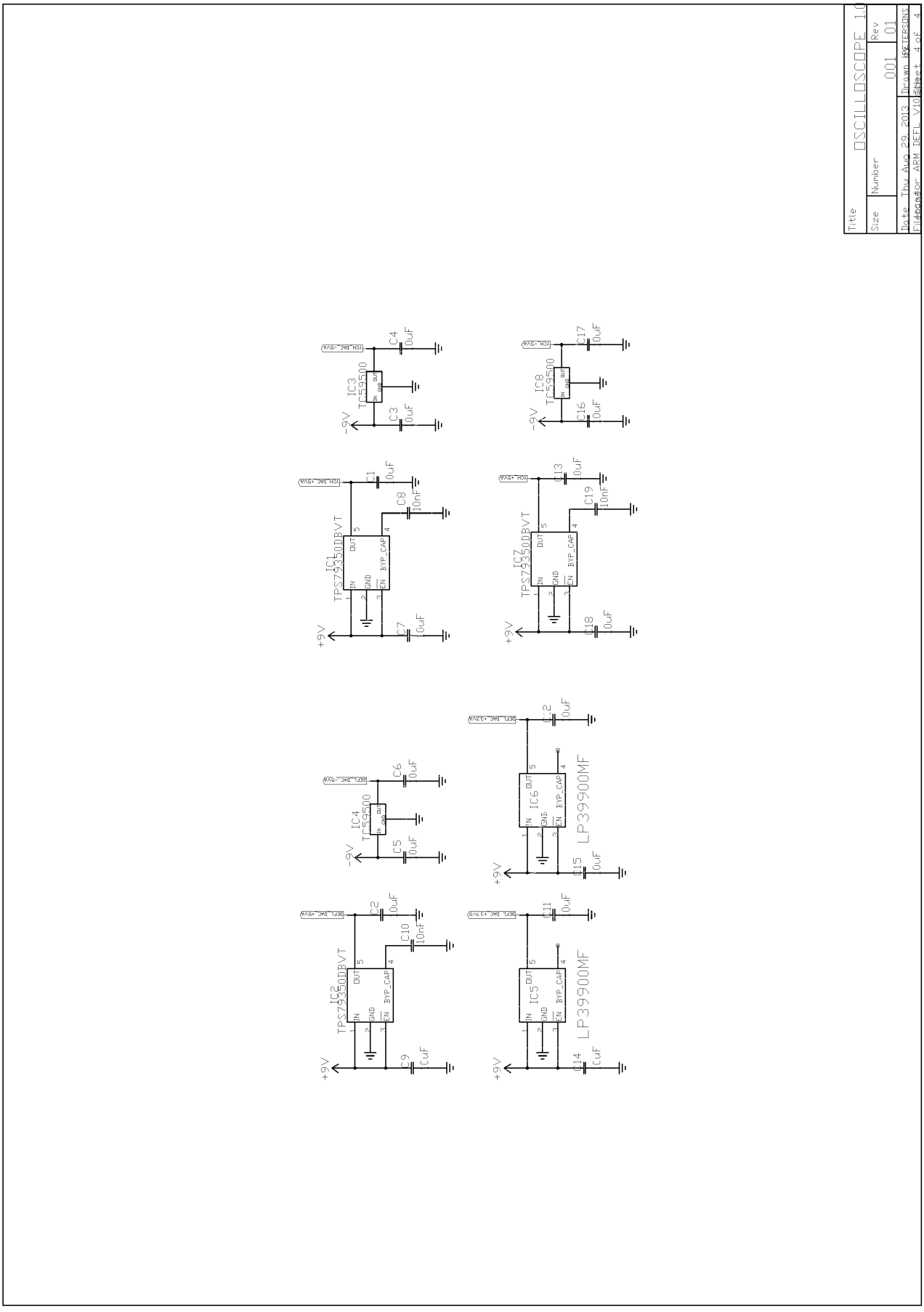
Lai izslēgtu mezglu parazītisko saiti caur barošanas ķēdēm, uztvērējiekārtas mezgli tiek baroti no atsevišķiem stabilizatoriem. Zīm. 1. un Zīm. 2. parādītās shēmas formē atsevišķo uztvērējiekārtas mezglu stabilizētos barošanas spriegumus. Spriegumi tiek formēti pēc vispārzināmiem spriegumu stabilizācijas principiem un īpašus paskaidrojumus neprasa.

Zīm. 3. ir dota uztverējiekārtas stroboskopiskā bloka elektriskā shēma. Shēmas mezgli:

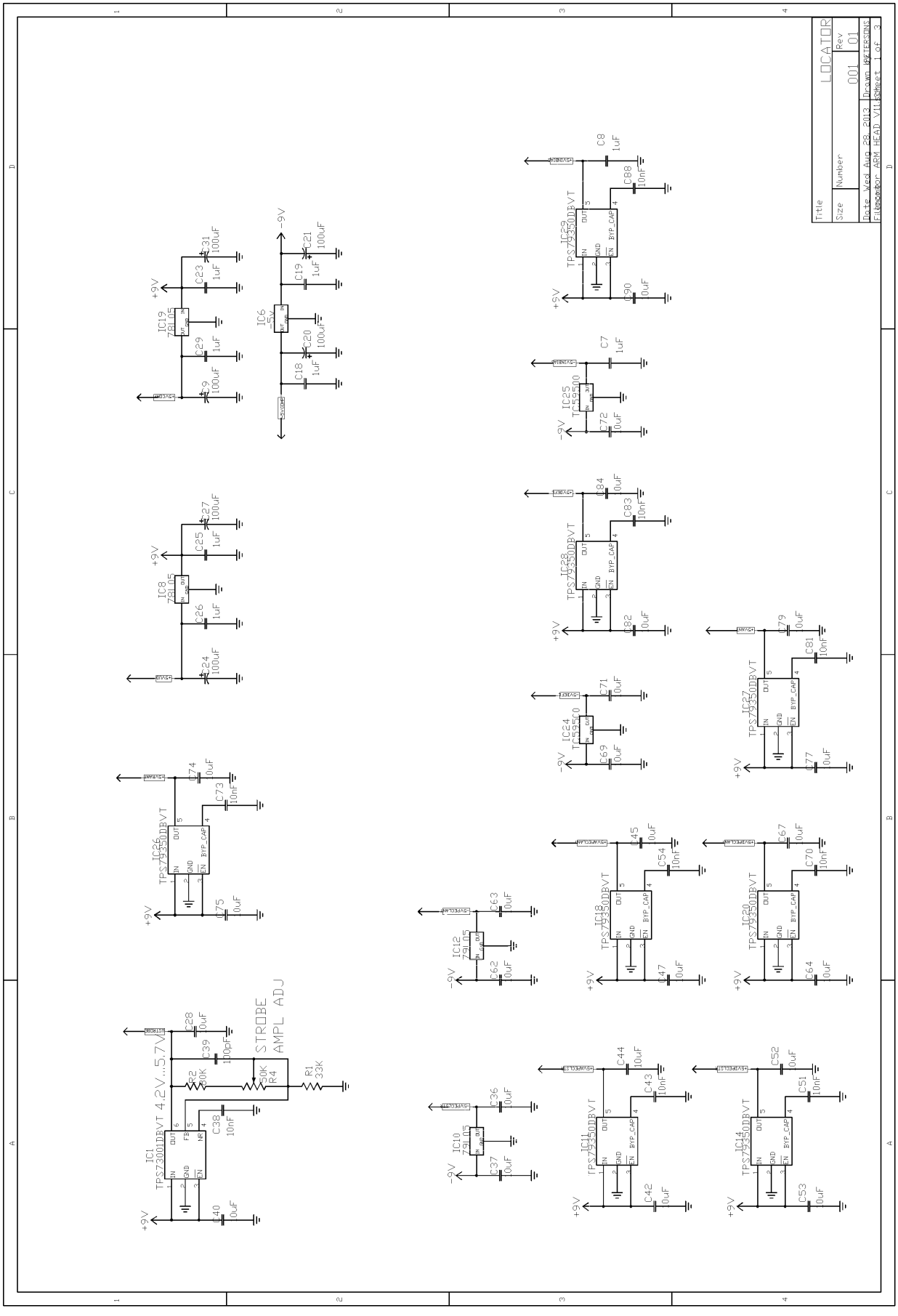
1. Strobējamais komparators, ko veido tuneļdiodes V2 un V3, rezistori R3; R5; R6; R11; R13; R16; R17; R48; R55; R56 un kondensators C6.
2. Strobsignāla formētājs, ko veido tuneļdiode V1 un rezistori R10, R11 un R15.
3. Palaišanas impulsa formētājs, ko veido mikroshēmas IC3; IC4; IC9; IC13: IC 17 un IC30, rezistori R45; R47; R50; R51; R52; un R53, kondensators C30.
4. Komparatora stāvokļa nolasīšanas shēma, ko veido tranzistori Q1; Q2 un mikroshēma IC21; rezistori R7; R8; R14; R18; R19; R20; R21; R22; R46; R49 un kondensatori C10; C11 un C12.
5. “Ātrā zāģa” formētājs, ko veido mikroshēmas IC22 un IC32, tranzistori Q31A un Q31B (vienā korpusā), rezistori R9; R38; un R44, kondensatori C1 un C80.
6. Raidītāja palaišanas impulsa formētājs, ko veido mikroshēmu IC15 paralēlais slēgums un rezistori R48 un R65.
7. “Lēnā zāģa” (formē mikroprocesors) atkārtotājs, ko veido mikroshēma IC16; rezistori R36; R37; R39; R40; R41; R42; R58; un R66 un kondensatori C76 un C78.
8. Kompensācijas signāla (formē mikroprocesors) atkārtotājs, ko veido mikroshēma IC7, rezistori R26; R27; R28; R29; R31; R33; R35 un kondensatori C15 un C22.
9. Y-kanāla dreifa termokompensācijas shēma, ko veido mikroshēma IC5, rezistori R23; R24; R25; R30, R34 un kondensatori C13; C14; C16 un C17.
10. Mikroshēma IC17 atkārto palaišanas impulsa formētāja signālu mikroprocesora vadībai.

Zīm. 4. ir dota uztverējiekārtas izvēršu bloka elektriskā shēma, ko veido mikroshēmas IC 9, IC10 un IC11, releji REL 1...REL4, rezistori R1; R3; R4; R5; R6; R8; R9; R10; R11; R12; R13; R14; R15; R16; R17; R18; R19 un kondensatori C24 un C25. Mikroshēma IC9 no mikroprocesora ciparu formā saņemto signālu pārveido analogā spriegumā – “lēnajā zāģī”. Ar relejiem REL1...REL4 pārslēdzot sprieguma dalījumu tiek formēti nepieciešamie izvēršu garumi.

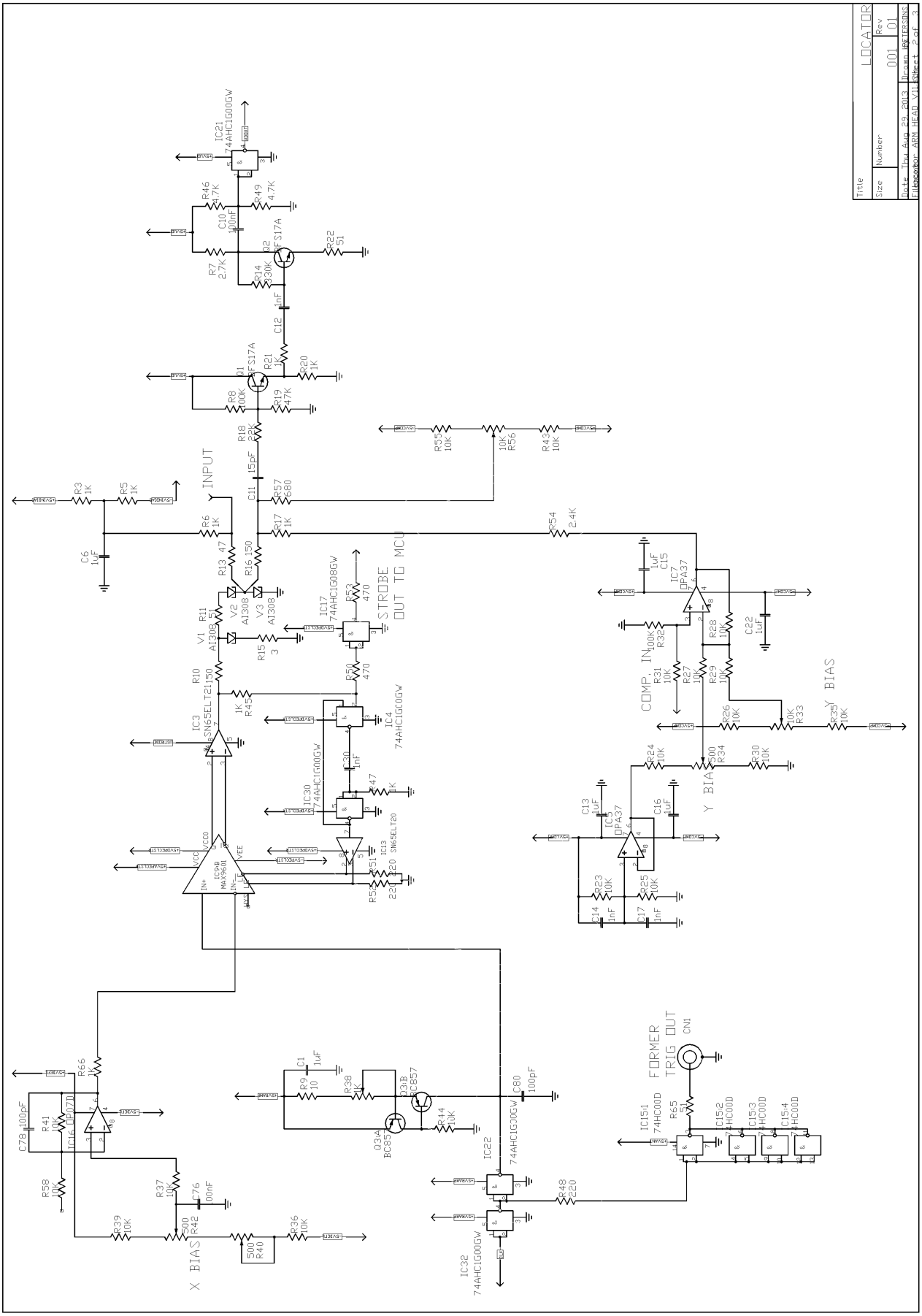
Zīm. 5. ir dota uztverējiekārtas kompensācijas signāla formēšanas bloka elektriskā shēma, ko veido mikroshēmas IC12; IC13 un IC14, releji REL5...REL8, rezistori R20; R21; R22; R23; R24; R25; R26; R27; R28; R29; R30; R31; R32; R33; R34; R36; R37; R38; R39, kondensatori C26; C27; C28. Mikroshēma IC12 no mikroprocesora ciparu formā saņemto signālu pārveido analogā spriegumā – kompensācijas spriegumā. Ar relejiem REL5...REL8 pārslēdzot sprieguma dalījumu tiek formēti nepieciešamie Y-kanāla skalas vērtības diapazoni.



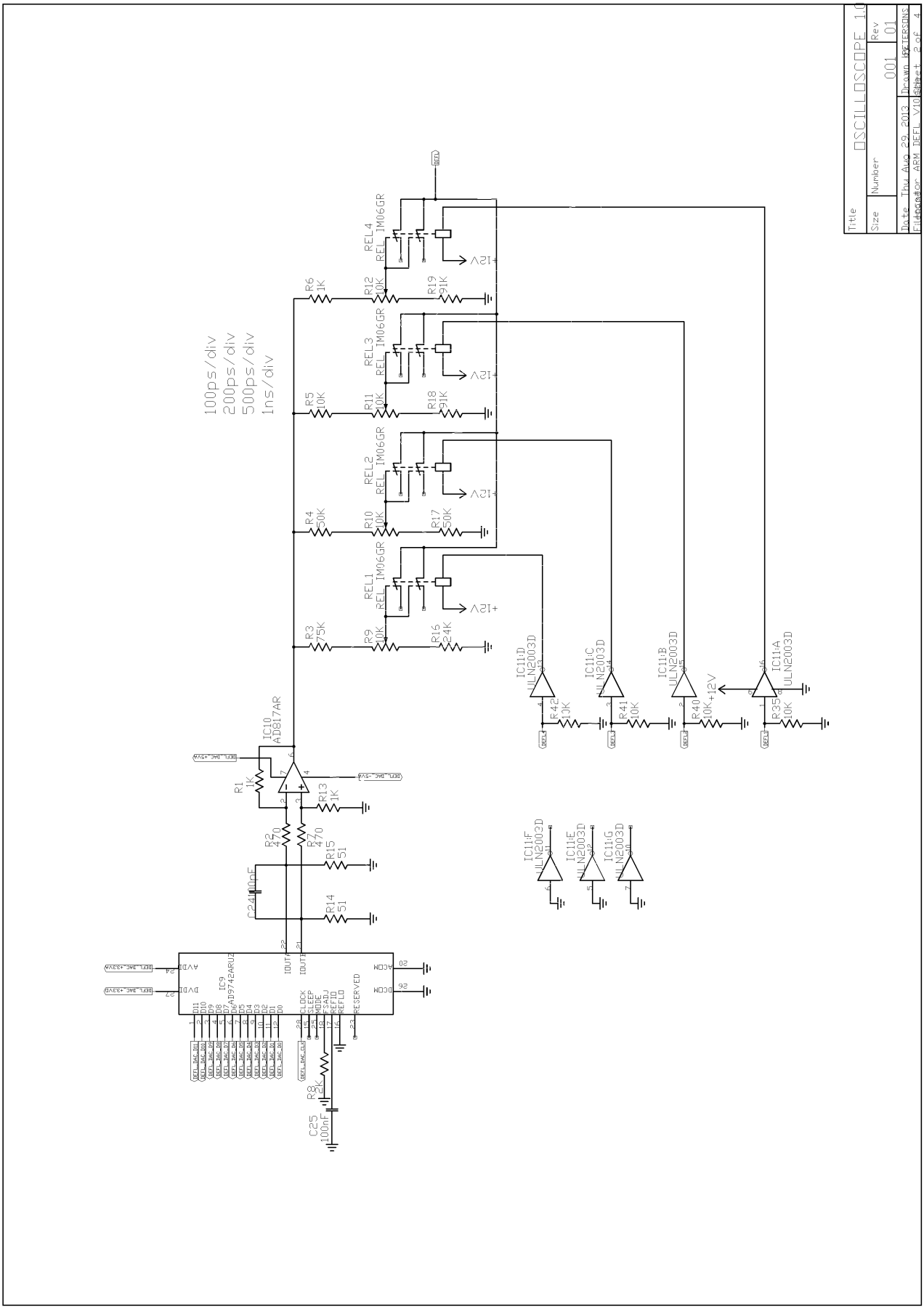
Zīm.1. Stroboskopiskā bloka barošanas spriegumu stabilizatori .



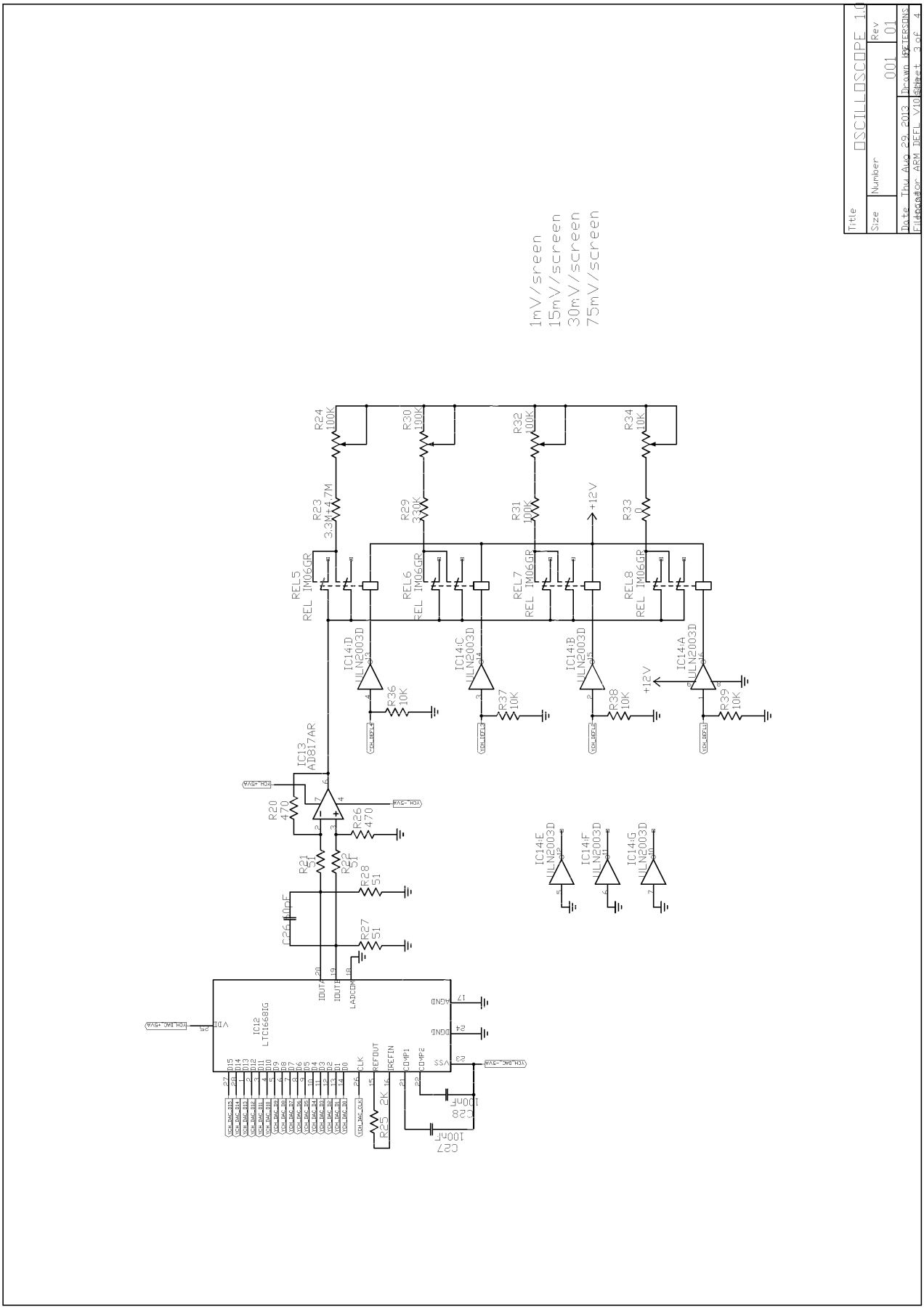
Zīm. 2. Izvēršu bloka barošanas spriegumu stabilizatori.



Zīm. 3. Uztvērējiekārtas stroboskopiskā bloka elektriskā shēma.



Zīm. 4. Izvēršu bloka elektriskā shēma.

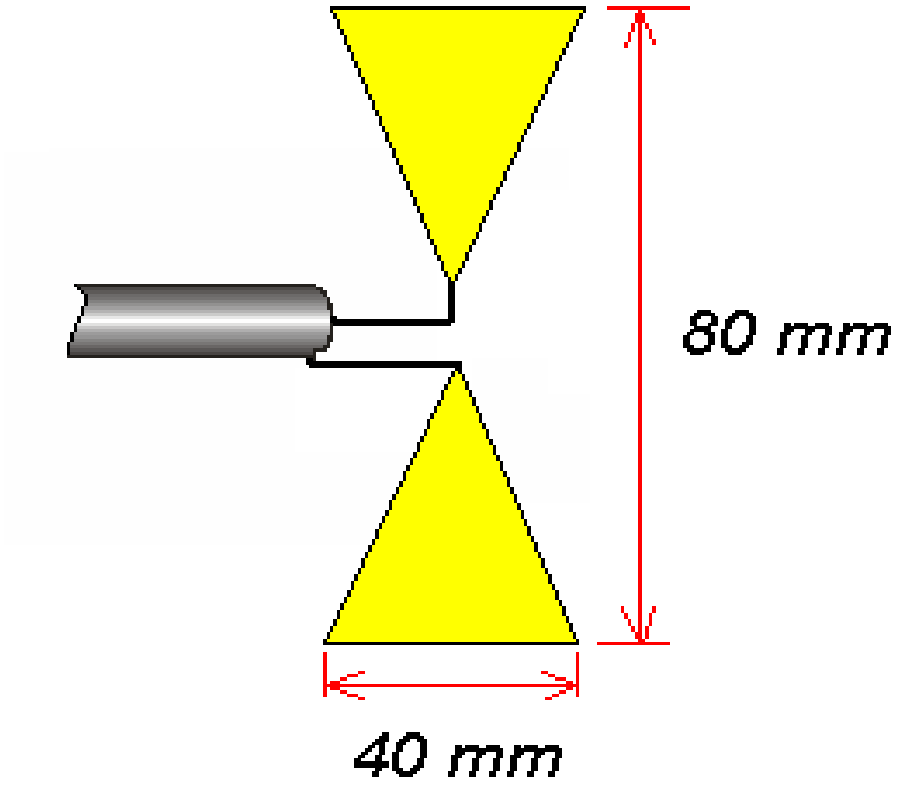


Zīm. 5. Uztvērējiekārtas kompensācijas signāla formēšanas bloka elektriskā shēma.

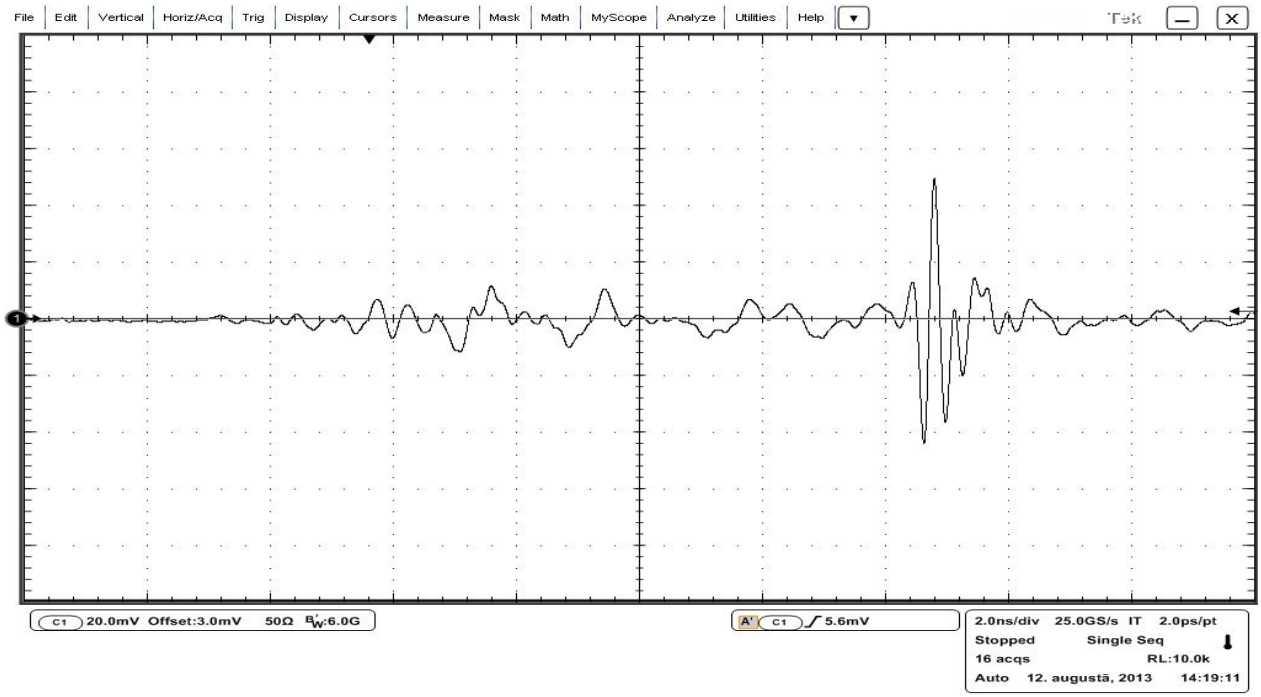
7. Antenu un antenu ierosmes gala pakāpes izstrāde un izgatavošana (atbilstoši izgudrojuma atzinumam PCT/LV2012/000007)

Saskaņā ar starptautiskās ekspertīzes atzīto mūsu izgudrojumu (PCT/LV2012/000007) ir izstrādāta raidītāja gala pakāpes elektriskā shēma. Shēma izgatavota divos eksemplāros, lai varētu veikt eksperimentus ar divu veidu antenu konstrukcijām. Viena no antenu konstrukcijām veidota kā tauriņa tipa vibrators, kas ievietots 90 grādu leņķa atstarojošā ekrānā. Vibratora izmēri parādīti Zīm.1. Izmēri raidošai un uztverošai antenai ir vienādi. Ar šo antenu palīdzību iegūtie atstarotie no metāliskas plāksnes signāli pie garākas izvērses parādīti Zīm. 2. un pie īsākas izvērses - Zīm. 3. Bez tam Zīm. 3. parādīts atstarotā signāla spektrālais sadalījums, no kura var konstatēt, ka antenas centrālā frekvence ir 2,66 GHz.

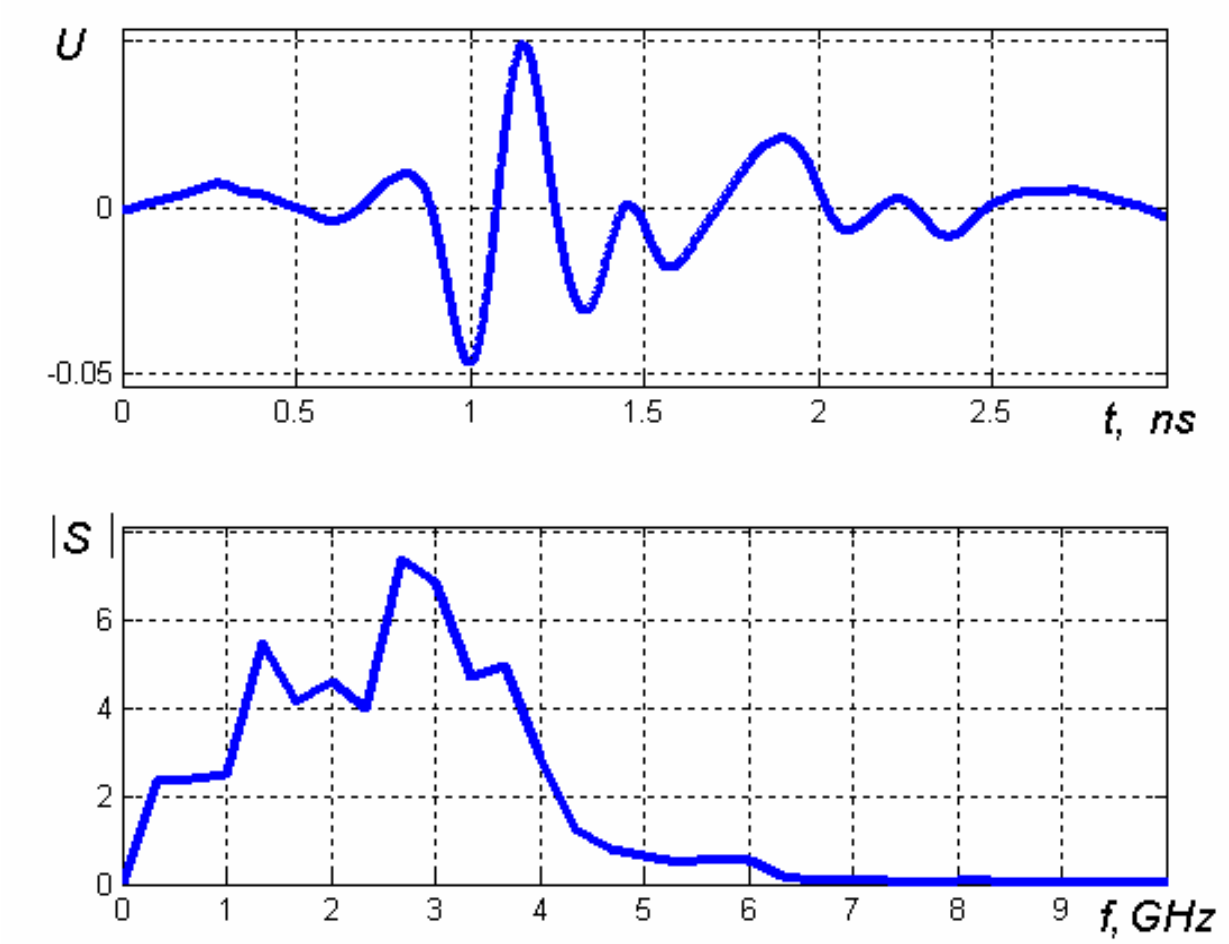
Raidītājs sastāv no impulsu divpakāpju formētāja. Zīm. 4. parādīta signāla fronte formētāja gala pakāpes izejā. Otra veida antenu konstrukcija sastāv arī no tauriņa tipa vibratoriem, kas ievietoti plastmasas korpusos ar metāliskiem reflektoriem. Attālums no vibratora līdz reflektoram tika piemeklēts eksperimentāli tā, lai minimizētu antenu izstarotā signāla svārstības. Lai vājinātu raidošās antenas izstarotā tiešā signāla nokļūšanu uztverošajā antenā starp antenu moduļiem ievietots ekrāns metāliskas plāksnes veidā (sk. Zīm. 5).



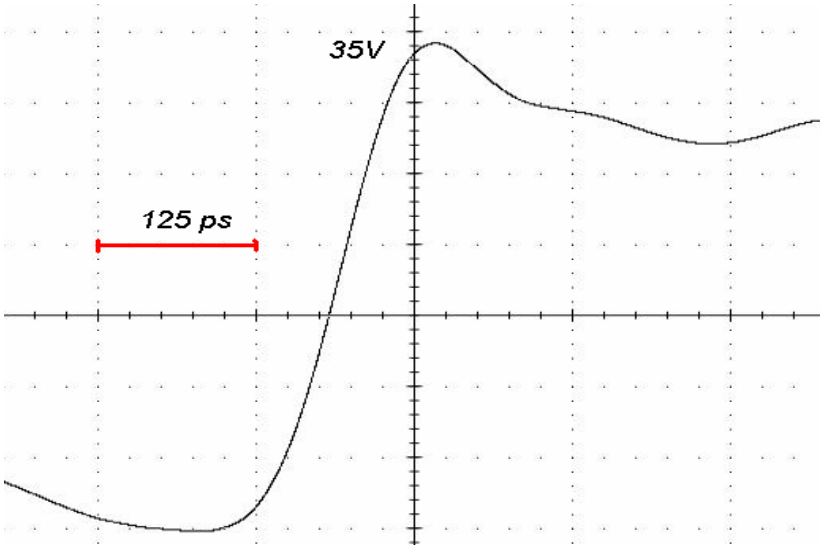
Zīm. 1. Raidošās un uztverošās antenas vibratora forma un izmēri.



Zīm. 2. No metāliskas plāksnes atstarotais signāls, kas iegūts ar 40 mm tauriņveida vibratoru antenām, kas ievietotas 90 grādu leņķa atstarojošā ekrānā.



Zīm. 3. No metāliskas plāksnes atstarotais signāls, kas iegūts ar 40 mm tauriņveida vibratoru antenām (augšējais attēls) un šī signāla spektrālais sadalījums (apakšējais attēls). Antenas ievietotas 90 grādu leņķa atstarojošā ekrānā.

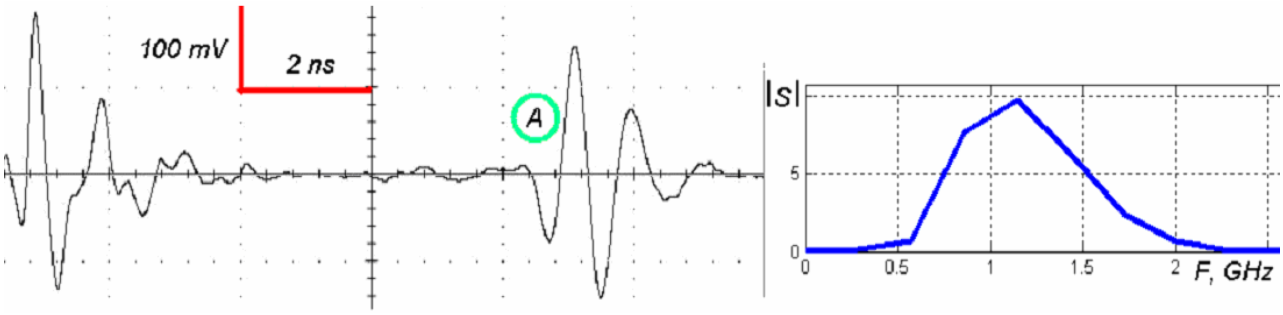


Zīm. 4. Signāla fronte formētāja gala pakāpes izejā.



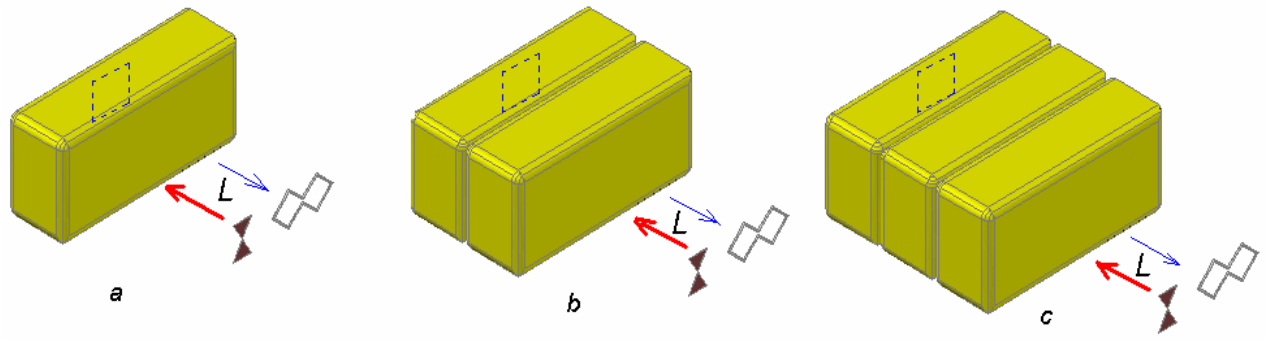
Zīm. 5. Raidošās un uztverošās antenas moduļi ar ekrānu starp tiem antenu savstarpējās ietekmes mazināšanai. Raidītājs iemontēts raidošās antenas modulī.

Antenu testēšanai tika izmantots no metāliskas plāksnes atstarotais signāls. Metāliskās plāksnes, kas novietota 1,3 m attālumā no antenām, izmēri bija 0,6 x 0,7 m. Atstarotais UWB signāls (sk. Zīm. 6. signāls A) tika reģistrēts ar oscilogrāfu, kura joslas platums ir 6 GHz (izvērses sākumā redzams antenu savstarpējās iedarbības signāls). Konstatēts, ka signāla centrālā frekvence ir 1.25 GHz.

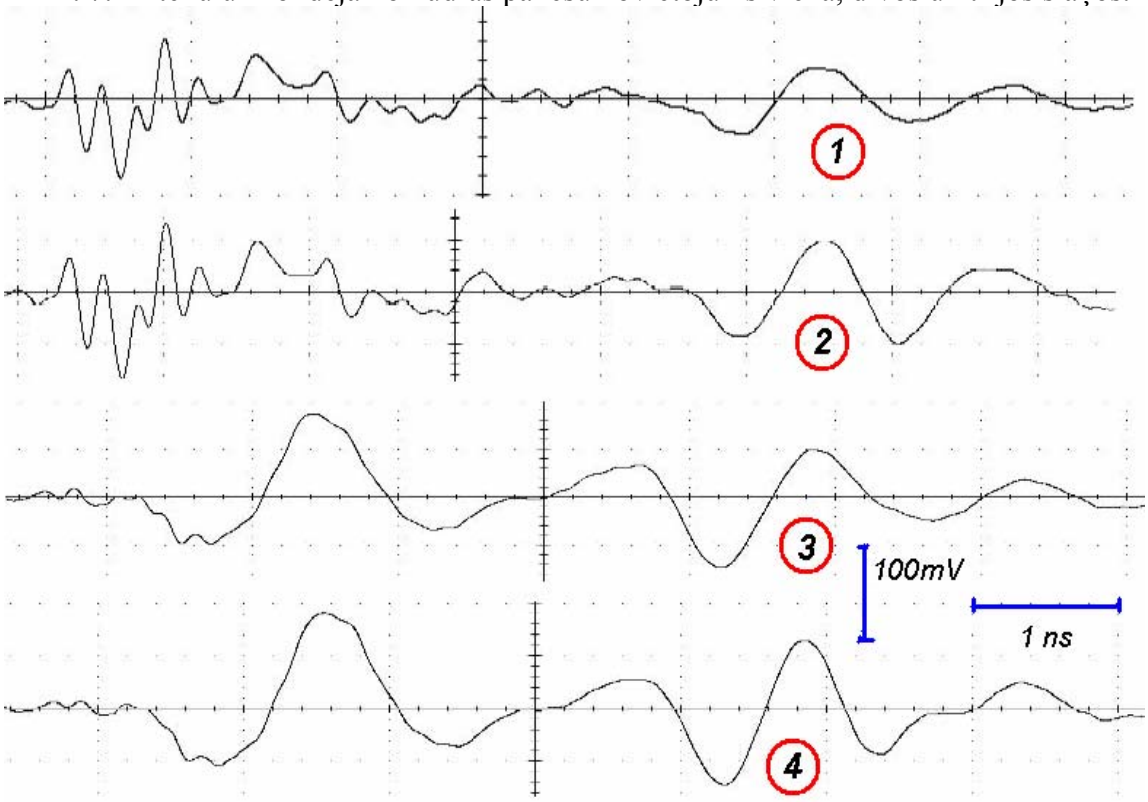


Zīm. 6. No metāliskās plāksnes atstarotais UWB signāls un tā spektrālais sadalījums.

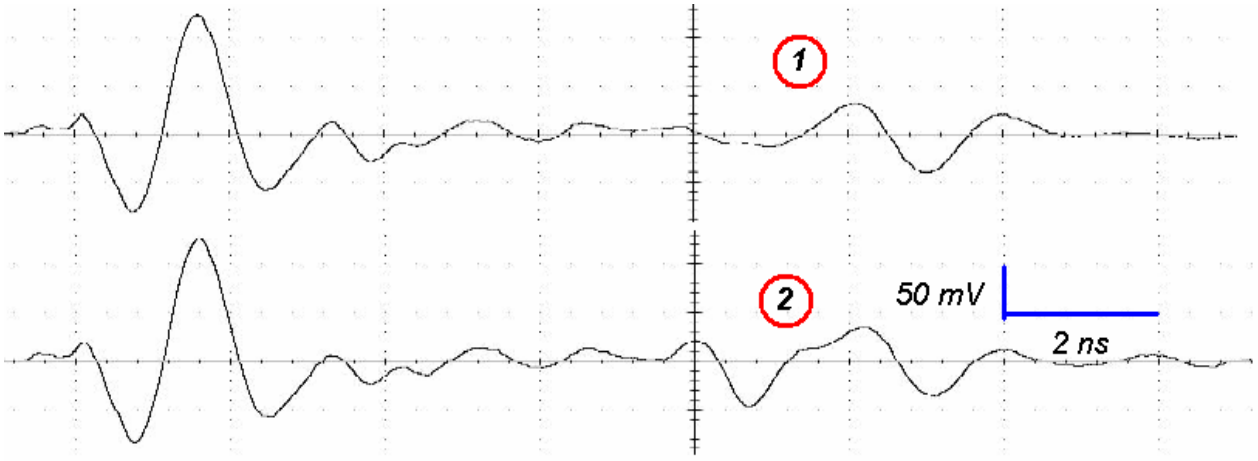
Lai novērtētu radiolokatora ar šādiem UWB signāliem potenciālās iespējas, tika veikta metāliskas plāksnes ar izmēriem 23 x 21 cm zondēšana caur maisos iepakotas sausas kūdras slāni. Kūdras maisu izmēri 80 x 38 x 25 cm. Antenu novietojums attiecībā pret zondējamiem objektiem parādīts Zīm.7. Attālums starp antenām un kūdras slāni eksperimenta gaitā tika variēts. Šādā veidā iegūto atstaroto signālu oscilogrammas parādītas Zīm. 8., 9, un 10.



Zīm. 7. Antenu un zondējamo kūdras pakešu novietojums vienā, divos un trijos slāņos.

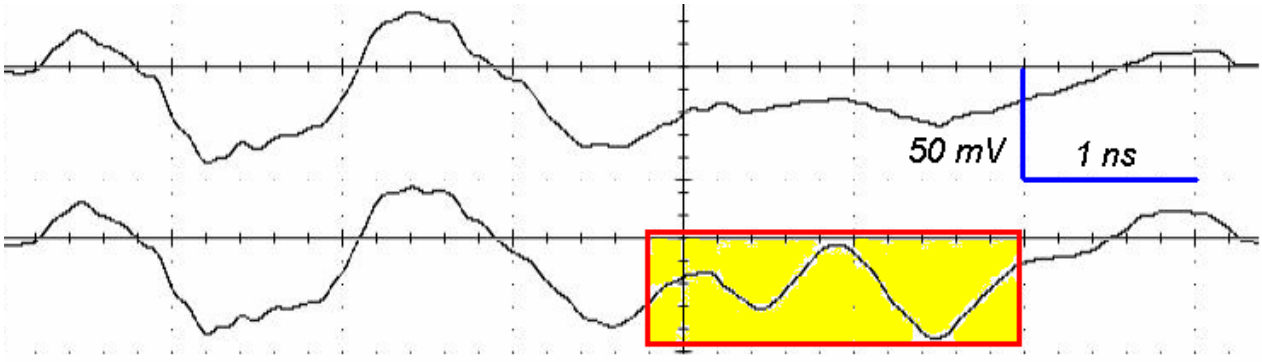


Zīm. 8. Atstaroto signālu oscilogrammas viena kūdras slāņa gadījumā: 1) L=5cm, atstarojums no robežas kūdra/gaiss. 2) L=5cm, atstarojums no robežas kūdra/gaiss/metāliskā plāksne. 3) L=0,0cm, atstarojums no robežas kūdra/gaiss. 4) L=0,0cm, atstarojums no robežas kūdra/gaiss/metāliskā plāksne.



Zīm. 9. Atstaroto signālu oscilogrammas divu kūdras slāņu gadījumā: 1) L=0,0cm, atstarojums no robežas kūdra/gaiss. 2) L=0,0cm, atstarojums no robežas kūdra/gaiss/metāliskā plāksne.

Triju kūdras slāņu gadījumā atstarotā signāla izmaiņa pie L=0,0cm ar metālisko plāksni un bez plāksnes sastādīja 15mV. Ja starp kūdras pirmo un otro slāni izveidoja 3cm un 10cm atstarpes, tad šai vietai atbilstošo signālu atstarojumu izmaiņa bija 20mV (sk. Zīm.10.).



Zīm. 10. Caur diviem kūdras slāņiem atstaroto signālu oscilogrammas. Iekrāsotā oscilogrammas daļa atbilst robežai kūdra/gaiss/kūdra. Augšējā oscilogramma - gaisa slāņa biezums 3 cm. Apakšējā oscilogramma - gaisa slāņa biezums 10 cm.

No iegūtiem rezultātiem redzams, ka iegūtais UWB signāls spēj uzrādīt atstarojumus, ja gaisa spraugas platums nav mazāks par 10 cm. Tas raksturo šāda signāla izšķiršanas spēju.

8. Pārveidotāja uz tranzistoru bāzes dinamiskā diapazona izpēte pie salāgotas ieejas pretestības 50 Om

Veikta pārveidotāja uz tranzistoru bāzes dinamiskā diapazona izpēte komparatoram strobējot to pa emiteru (Zīm. 1). Modelī izmantota reāli eksistējoša tranzistora BFP420F ar robežfrekvenci 25GHz ekvivalentā shēma un parametri:

Izvadu induktivitātes:

L(bāze) 0.57 nH;
L(emiters) 0.27 nH;
L(kolektors) 0.55 nH.

Izvadu savstarpējās kapacitātes:

Cbe 4.64908e-014 F;
Cbc 1.764e-015 F;

Cce 3.98512e-014 F.

Paša kristāla kapacitātes:

Cbe 6.84421e-014 F;

Cbc 1.04791e-013 F;

Cce 1.08422e-014 F.

Strobsignāla fronte 100 ps, testsignāla fronte 10 ps, visu rezistoru pretestības 25 Om.

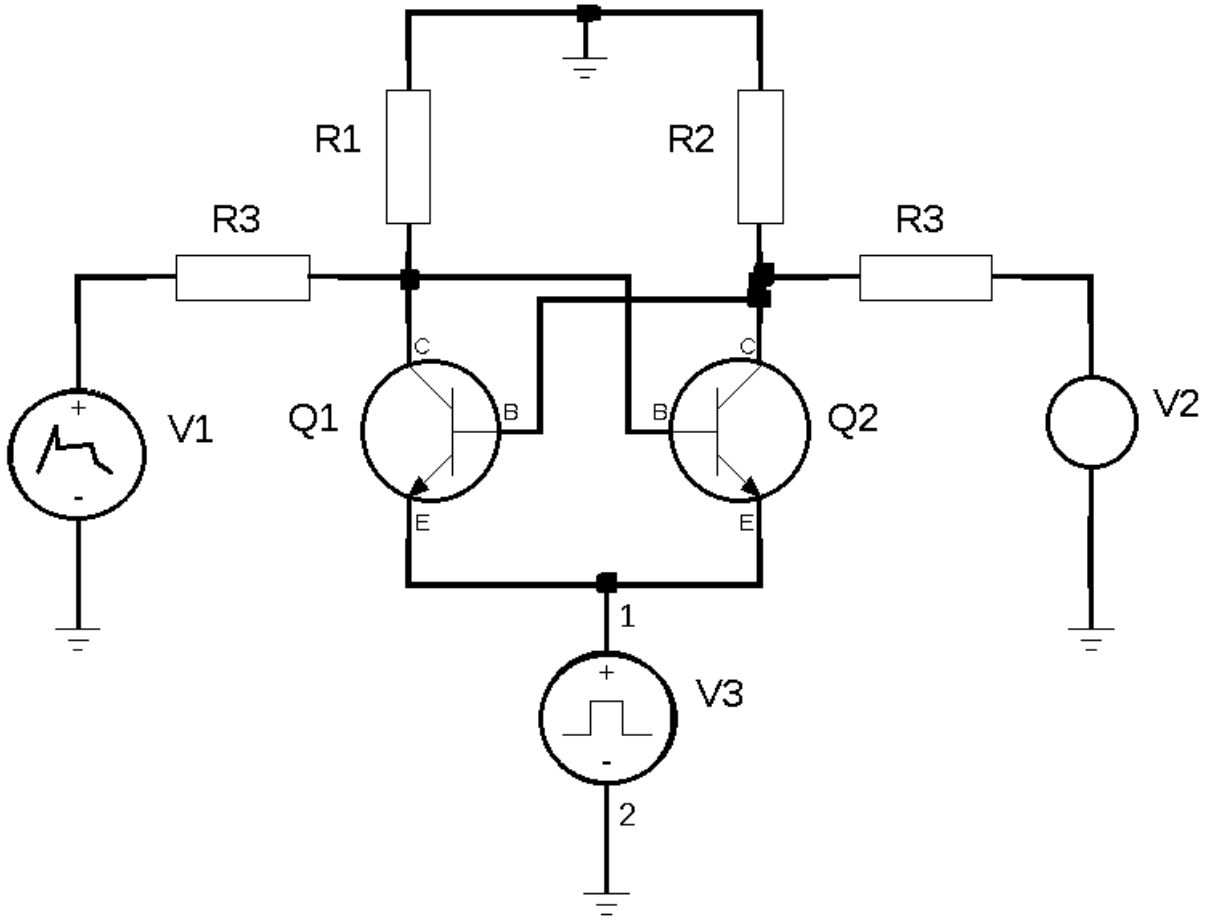
Signālu apzīmējumi:

V1 – ieejas signāls;

V2 – kompensācijas spriegums;

V3 – strobsignāls.

Vispirms tika veikts pētījums par pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarību no strobsignāla amplitūdas ar mērķi noskaidrot optimālo strobsignāla amplitūdu. Iegūtie rezultāti parādīti Tab. 1 un grafiski attēloti Zīm. 2. Atrasts, ka strobēšanai pa emiteru optimālā stroba amplitūda ir -1.4V. Pie optimālās strobsignāla amplitūdas tika veikts pētījums par pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarību no testsignāla amplitūdas. Iegūtie rezultāti doti Tab. 1. un grafiski attēloti Zīm. 2. Ja pieņemam pārejas raksturlīknes kāpuma laika pieļaujamo kļūdu 5% no patiesās kāpuma laika vērtības (217 ps), kas pārveidotājam ir pie minimālās testsignāla amplitūdas, tad no Tab. 1. rezultātiem seko, ka amplitūda pie kuras kā pozitīvais, tā negatīvais testsignāls apmierina uzdotās precizitātes prasības ir 700 mV.

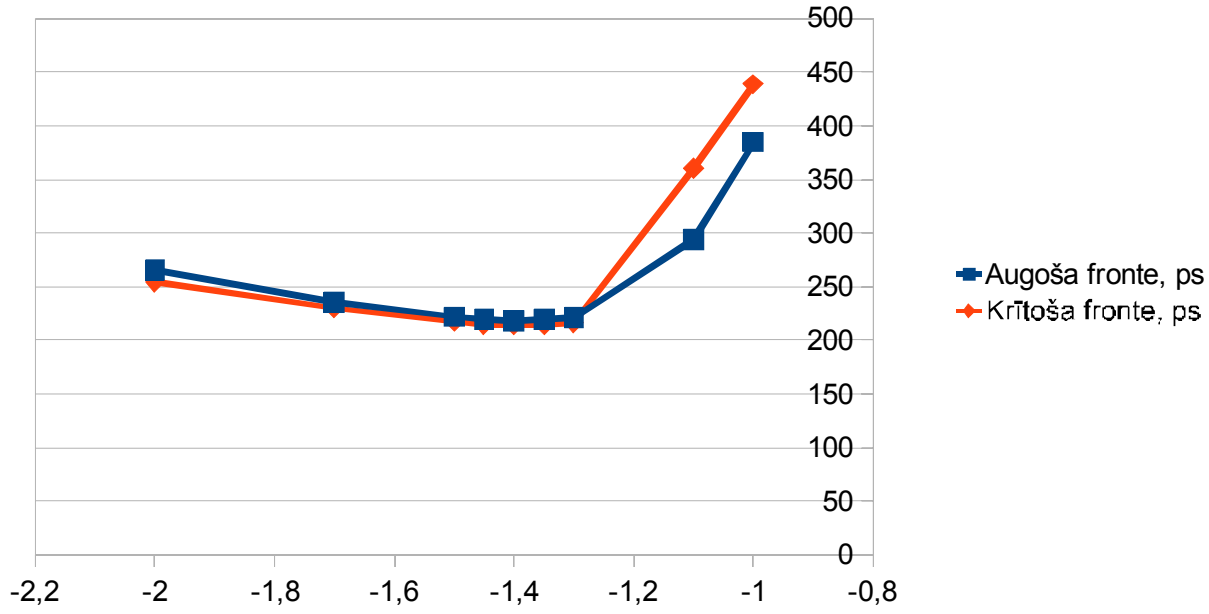


Zīm. 1. Pa emiteru strobējamā komparatora uz tranzistoru bāzes elektriskā shēma.

Tab. 1.

Pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no strobsignāla amplitūdas

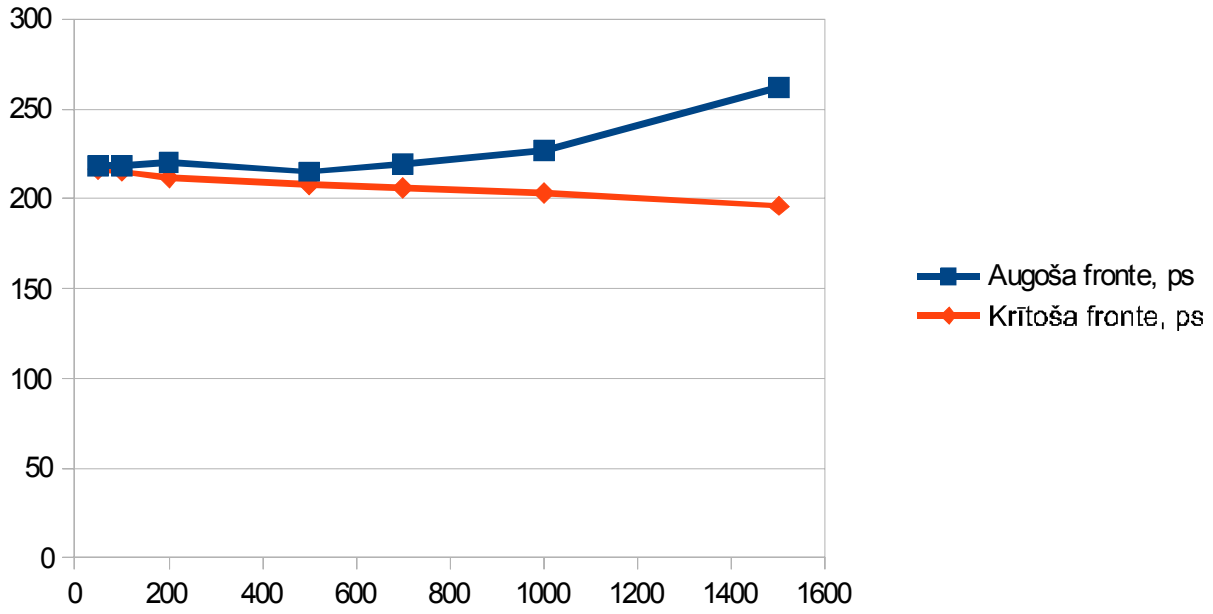
Strobsignāla amplitūda, V	Pozitīvam testsignālam, ps	Negatīvam testsignālam, ps
-1	385	439
-1.1	294	361
-1.3	221	216
-1.35	219	215
-1.4	218	215
-1.45	219	215
-1.5	222	218
-1.7	235	230
-2	266	254



Zīm. 2 Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no strobsignāla amplitūdas pozitīvam testsignālam (zilā līkne) un negatīvam testsignālam (sarkanā līkne).

Tab. 2.
Pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no testsignāla amplitūdas

Testsignāla amplitūda, mV	Pozitīvam testsignālam, ps	Negatīvam testsignālam, ps
50	218	216
100	218	215
200	220	212
500	215	208
700	219	206
1000	227	203
1500	262	196

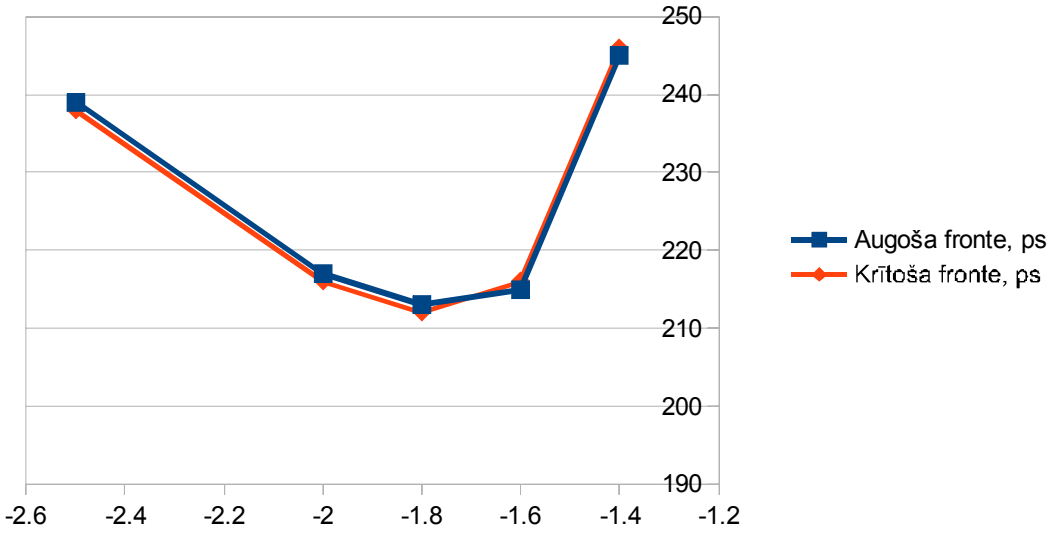


Zīm. 3. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiku (pikosekundēs) atkarība no testsignāla amplitūdas (milivoltos) pozitīvam testsignālam (zilā līkne) un negatīvam testsignālam (sarkanā līkne).

Reāliem apstākļiem vairāk pietuvināts modelis ir modelis ar R3=50 Om kā signāla avota iekšējo pretestību (iepriekšēja modelī signāla avota iekšējā pretestība tika pieņemta vienāda ar nulli) un 50 Om pretestībām tranzistoru kolektoru ķēdēs. Ar šādu modeli iegūtā pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no strobsignāla amplitūdas pozitīvam un negatīvam testsignālam dota Tab. 3. un grafiski ilustrēta Zīm. 4. No iegūtiem rezultātiem redzams, ka strobsignāla optimālā amplitūda ir -1,8V. Pie šīs amplitūdas iegūtā kāpuma laika atkarība no testsignāla amplitūdas dota Tab. 4. un grafiski attēlota Zīm. 5. Ja pieņemam pārejas raksturlīknes kāpuma laika pieļaujamo kļūdu 5% no patiesās kāpuma laika vērtības (214,5 ps), kas pārveidotājam ir pie minimālās testsignāla amplitūdas, tad no Tab. 1. rezultātiem seko, ka amplitūda pie kuras kā pozitīvais tā negatīvais testsignāls apmierina uzdotās precizitātes prasības ir 1000 mV.

Tab. 3.

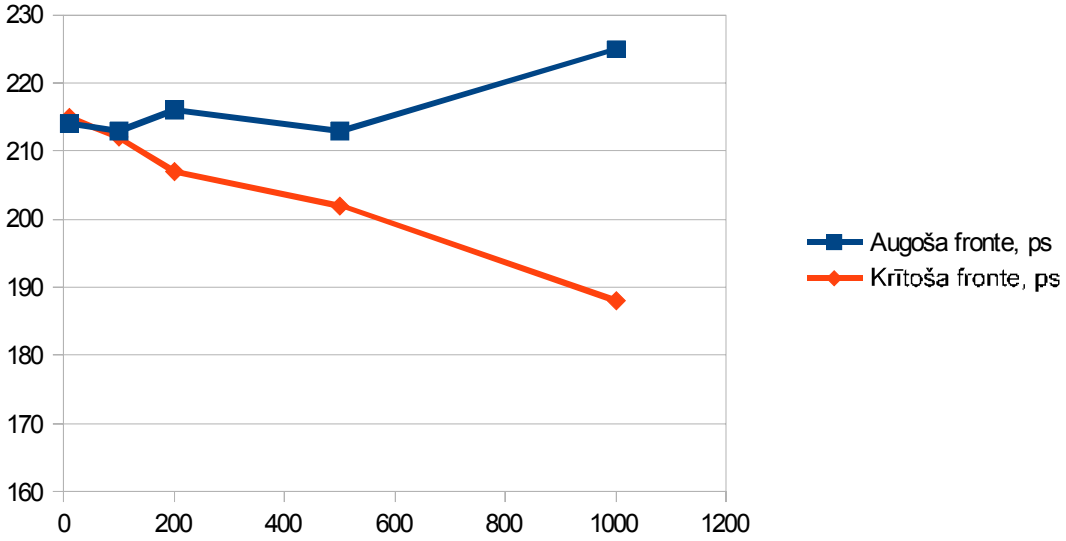
50/50 OMU REZISTORI Strobēšana pa emiteru		
IZEJAS SIGNĀLA FRONŠU ATKARĪBA NO STROBA AMPLITŪDAS		
Stroba amplitūda, V	Augoša fronte, ps	Krītoša fronte, ps
-1,4	245	246
-1,6	215	216
-1,8	213	212
-2	217	216
-2,5	239	238



Zīm. 4. Pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no strobsignāla amplitūdas pozitīvam testsignālam (līkne apzīmēta ar kvadrātiem) un negatīvam testsignālam (līkne apzīmēta ar rombiem).

Tab. 4.

50/50 OMU REZISTORI Strobēšana pa emiteru		
IZEJAS SIGNĀLA FRONŠU ATKARĪBA NO IEEJAS SIGNĀLA AMPLITŪDAS		
Signāla amplitūda, mV	Augoša fronte, ps	Krītoša fronte, ps
10	214	215
100	213	212
200	216	207
500	213	202
1000	225	188



Zīm. 5. Pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no testsignāla amplitūdas pozitīvam testsignālam (līkne apzīmēta ar kvadrātiem) un negatīvam testsignālam (līkne apzīmēta ar rombiem).

9. Adaptīvas nepārtrauktās izvērses kompensācijas metodes izpēte, salīdzinājums ar diskrētās izvērses metodēm

Iegūtie rezultāti rāda, ka apskatītie adaptīvās nepārtrauktās izvērses varianti efektivitātes ziņā atrodas starp ud un udc metodēm.

Detalizēti ar šī pētījuma rezultātiem var iepazīties Pielikumā 5.

Secinājumi:

- *α-s-ud* metodes optimizācijas rezultātā konstatēts, ka galvenā metodes priekšrocība ir plašāks pārveidojamo signālu amplitūdu diapazons.
- *α–k-ud* metodes gadījumā pie sigma1=271 mkV nepieciešamo salīdzināšanu skaitu var aprēķināt saskaņā ar n=2070* n_T ^(-0.581). *α–k-ud* metodes gadījumā ir nepieciešams aptuveni 1.3 reizes mazāks strobu skaits nekā *k-ud* metodes gadījumā.
- *α–k-ud* metodes gadījumā pie n_T =50 nepieciešamo salīdzināšanu skaitu var aprēķināt saskaņā ar n=0.0030*sigma1^2, kas ir aptuveni 1.2 reizes mazāk nekā pielietojot *k-ud* metodi.
- Komparatoram ar mikrolīniju no trim izvēlētajām tuneļdiožu asimetrijām Ip2/Ip1=10mA/5mA, Ip2/Ip1=10mA/8,1mA un Ip2/Ip1=10mA/10mA plašāko strobsignāla amplitūdu pielaižu diapazonu nodrošina tuneļdiožu asimetrija Ip2/Ip1=10mA/8,1mA. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiki pie visām minētajām asimetrijām optimālajos režīmos ir aptuveni vienādi. Optimālais strobsignāla frontes garums ir 200ps.
- Izmantojot starptautiskās ekspertīzes atzīto izgudrojumu (PCT/LV2012/000007) ir izgatavoti divi raidītāju varianti – vienam variantam izstarotā centrālā frekvence ir 2,66GHz, otram – 1,25GHz. Antenu ar zemāko frekvenci var izmantot vidē ar lielākiem zudumiem. Antenu ar augstāko frekvenci var izmantot, ja radiolokatoram ir nepieciešama augstāka izšķiršanas spēja.
- Datormodelēšana rāda, ka pārveidotājam uz tranzistoru bāzes ar 50 omu ieejas pretestību pie pārejas raksturlīknes kāpuma laika kļūdas 5% ieejas signāla maksimālā amplitūda ir 1000mV. Pie šādas ieejas signāla amplitūdas pārejas raksturlīknes kāpuma laiks pozitīva testsignāla gadījumā sastāda 225ps, negatīva testsignāla gadījumā 188ps.
- Apskatītie adaptīvās nepārtrauktās izvērses varianti efektivitātes ziņā atrodas starp *ud* un *udc* metodēm.

Turpmākie darbi:

- Adaptīvo metožu pārbaude izmantojot sēriju viduvēšanu.
- Komparatora ar mikrolīniju (aizkavi) dinamikas izpēte pielietojot strobsignāla formētāja uz tuneļdiodes modeli.
- Uz strobējama komparatora HMC 874 bāzes būvēta pārveidotāja paštrokšņu, frekvenču joslas un dinamiskā diapazona izpēte.
- Tranzistora BFP430f modeļa parazītisko elementu ietekmes uz pārveidotāja dinamiku izpēte.
- 15 mkV radiolokatora elektriskās shēmas cipariskās daļas programmēšana un sajūgšana ar analogo daļu.
- Jauna efektīvāka konkrētam pielietojumam adaptēta diskrētās stroboskopijas signālu atklāšanas metode.
- Jauna efektīvāka konkrētam pielietojumam adaptēta diskrētās stroboskopijas signālu precīzas reģistrācijas metode.
- Augstas jutības un izšķirtspējas superplatjoslas radiolokatora eksperimentālais paraugs.
- Radiolokatora eksperimentālā parauga pārbaužu protokols.

α-s-ud metodes optimizācija

Tika pētīta kombinēta signālu reģistrācijas metode, veidota uz t.s. α un s metožu bāzes.

Abās metodēs signāla momentānā vērtība tiek reģistrēta n strobēšanas operāciju ciklā un komparatora slieksnis cikla laikā izmainās pēc likuma

$$e_{ik+1} = e_{ik} + s\ \mathrm{sgn}(u_{1i} - e_{ik}), \tag{1}$$

kur s ir solis, par kādu izmainās slieksnis pēc kārtējās strobēšanas operācijas. Par mērīšanas rezultātu tiek uzskatīts lielums

$$u_{2i} = e_{in}. \tag{2}$$

Sliekšņa sākotnējā vērtība nākamajam ciklam s metodē

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

bet α metodē

$$e_{i+1,1} = e_{in} + (1+\alpha)(e_{in} - e_{i-1,n}). \tag{4}$$

Bez tam α metodē sliekšņa s vērtība paliek nemainīga, bet s metodē slieksni kārtējam strobēšanu ciklam nosaka pēc formulas

$$s_i = s_0\,(1 + k\,|q_{i-1}|^r), \tag{5}$$

kur s_0 ir sliekšņa sākotnējā vērtība (nemainās no cikla uz ciklu), k un r ir koeficienti, bet q vērtību nosaka pēc formulas

$$q_{i-1} = \frac{1}{n}\sum_{j=1}^{n} \mathrm{sgn}\,(u_{i-1} - e_{i-1,j}). \tag{6}$$

Pārveidojuma kvalitāti var novērtēt pēc trokšņa vidējās kvadrātiskās vērtības σ_2 pārveidotāja izejā, dinamiskā diapazona, kurā pārveidotā signāla kropļojumu līmenis nepārsniedz uzdoto vērtību, un strobēšanas operāciju skaita, rēķinot uz vienu pārveidojamā signāla momentāno vērtību. Signāla kropļojumus novērtē ar viduēto kropļojumu koeficientu

$$\bar{\sigma}_f = \frac{1}{A_1}\sqrt{\frac{1}{n_T}\sum_{i=1}^{n_T}(u_{1i}^2 - u_{2i}^2)}, \tag{7}$$

kur A_1 ir pārveidojamā signāla amplitūda, bet n_T - pārveidojamo momentāno vērtību skaits, rēķinot uz signāla periodu T (kā testsignāls tiek izmantota sinusa monosvārstība).

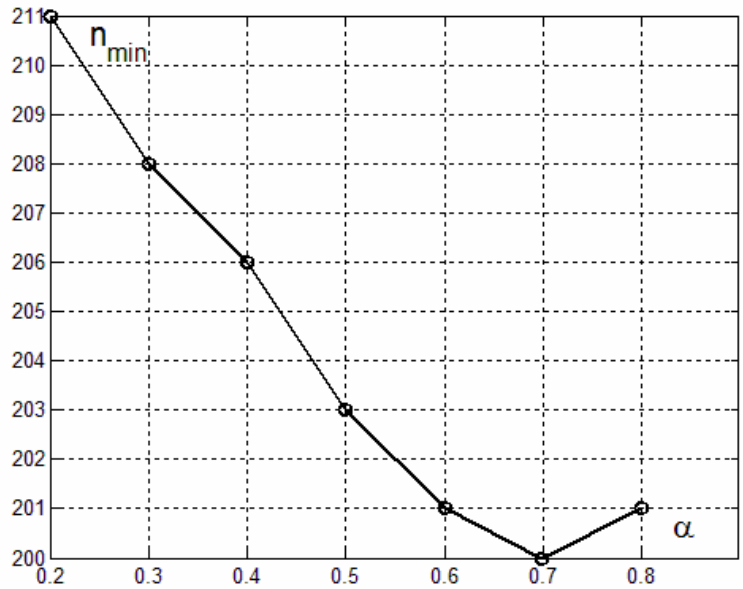
Saskaņā ar projekta LoTe tehniskajiem noteikumiem pie pārveidotāja ieejas trokšņa $\sigma_1 = 271\,\mu V$ nepieciešams nodrošināt izejas troksni $\sigma_2 = 15\,\mu V$ un dinamisko diapazonu ne šaurāku par $64.4\,dB$ (kas atbilst diapazona augšējai robežai $A_1 \geq 92.4\,\sigma_1$; turpmāk σ_2, σ_f un A_1 tiks mērīti σ_1 vienībās); bez tam nepieciešams, lai visā diapazonā $\sigma_f \leq 0.05$. Šīs prasības s metode spēj nodrošināt pie minimālā strobēšanu skaita $n_{min} = 211$. Dotā pētījuma mērķis bija noskaidrot, vai α metodes un s metodes kombinācija ļauj nodrošināt mazākus n_{min} un σ_f, salīdzinot ar to, ko spēj nodrošināt s metode.

Kombinētai $\alpha - s$ metodei slieksnis tiek mainīts saskaņā ar (4), bet solis nākamajam strobēšanu ciklam izvēlēts saskaņā ar (5).

Pētījumu gaitā pie dažādām α vērtībām tika meklētas parametru k, s_0, r kombinācijas, kas pie uzdotiem σ_2 un σ_f ļauj sasniegt minimālo strobēšanu skaitu ciklā. Šīs kombinācijas ir apkopotas 1. tabulā (visos turpmākos aprēķinos tika pieņemts $r = 2$). Atkarība $n_{min}(\alpha)$ ir attēlota 1.Zīm.

Tab. 1.

α	s_0	k	n_{min}
0.2	0.0039	55	211
0.3	0.0038	46	208
0.4	0.0037	33	206
0.5	0.0035	26	203
0.6	0.0032	21	201
0.7	0.0025	29	200
0.8	0.0021	24	201



1. Zīm. Atkarība $n_{min}\,(\alpha)$.

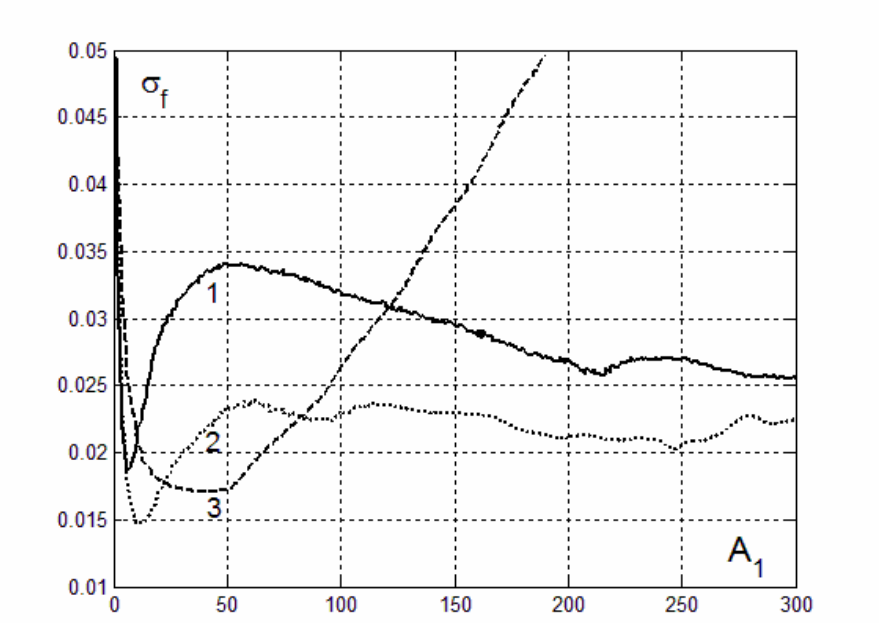
No 1. tabulas datiem ir redzams, ka $\alpha - s$ metode ļauj nedaudz samazināt minimālo strobēšanas operāciju skaitu, salīdzinot ar s metodi. Vēl viena $\alpha - s$ metodes priekšrocība ir mazāki signāla kropļojumi plašā amplitūdu diapazonā. To ilustrē 2.zīm., kur ir attēlotas atkarības $\sigma_f(A_1)$ s metodei ($n_{min} = 211$, 1.līkne) un $\alpha - s$ metodei (2. un 3. līknes, kurām attiecīgi atbilst 1. tabulas malējās α vērtības, t.i. $\alpha = 0.2$ un $\alpha = 0.8$). Pie viena un tā paša $n_{min} = 211$ $\alpha - s$ metodei ($\alpha = 0.2$) kropļojumi ir mazāki nekā s metodei visā apsekotā ieejas signāla amplitūdu diapazonā $(1 \div 300)\,\sigma_1$. Palielinoties α vērtībai, dinamiskais diapazons sašaurinās, taču pat pie $\alpha = 0.8$ divreiz pārsniedz pieprasīto . Bez tam samazinās arī n_{min} vērtība.

Pētījumu rezultātā tika konstatēts, ka augstāk minētos rezultātus var vēl vairāk uzlabot, ja konstantas α vērtības vietā tiek ievesta mainīga, atkarīga no signāla stāvuma pārveidojamās momentānās vērtības u_{1i} apkārtnē. Zemāk aplūkoti divi šīs idejas realizācijas varianti.

Tika pārbaudīts $\alpha\, s$ metodes variants, kur

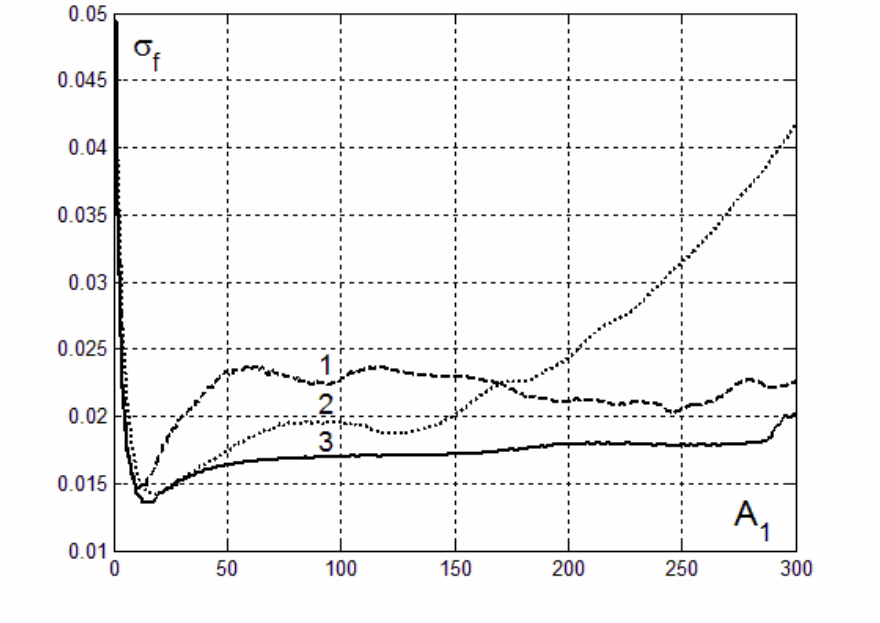
$$\alpha_i = c_1\, q_{i-1} + c_2 \qquad (8)$$

(c_1 un c_2 -koeficienti). Tika meklētas c_1 , c_2 , s_0 un k vērtības, pie kurām $n = n_{min}$. Šis ir ļoti darbietilpīgs process, jo optimizācija jāveic pēc 4 parametriem un jāapmierina prasības attiecībā uz σ_2 , σ_f un dinamisko diapazonu. Darbs ir pabeigts daļēji, taču jau iegūtie rezultāti liecina par šīs pieejas priekšrocībām.



2. Zīm. $\sigma_f(A_1)$ atkarības pie $n = n_{min}$ s metodei (1. līkne) un $\alpha - s$ metodei pie α=0,2 (līkne 2) un α=0,8 (līkne 3).

To ilustrē 3.zīm., kur 1. un 2. līknēm atbilst $\alpha = const$ (1. un 2. līknei attiecīgi $\alpha = 0.4$ un $\alpha = 0.2$). Šīs α vērtības izvēlētas tāpēc, ka pie $\alpha = 0.4$ un $A_1 \approx 20\,\sigma_1$ tiek sasniegta iespējami mazākā σ_f vērtība, bet pie $\alpha = 0.2$ visplašākais dinamiskais diapazons. Variantam ar mainīgu α (3. līkne) $\alpha_i = 0.6\,q_{i-1} + 0.1$; $n_{min} = 206$, t.i. tāds pats kā variantam ar $\alpha = 0.4$. Pārējie parametri: $s_0 = 0.0037$, $k = 78$. Kā redzams no grafikiem, variants ar mainīgu α nodrošina iespējami mazāko σ_f vērtību izpētītajā amplitūdu diapazonā līdz $900\,\sigma_1$. Variantiem ar $\alpha \geq 0.5$ n_{min} ir nedaudz mazāks, taču ievērojami šaurāks dinamiskais diapazons un lielākas σ_f vērtības.



3. Zīm. $\sigma_f(A_1)$ atkarības pie $\alpha = const$ (1. un 2. līkne) un $\alpha = f(q)$ (3. līkne).

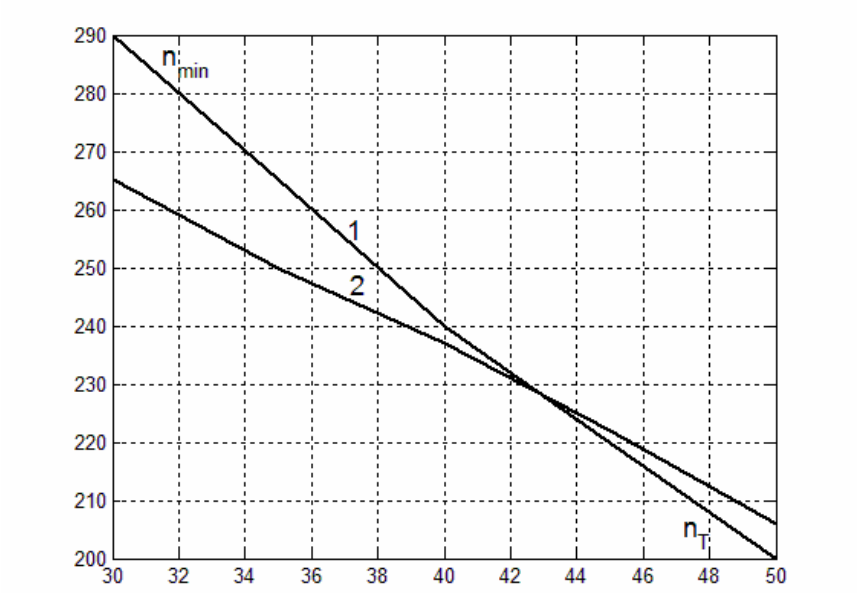
Abi $\alpha - s$ metodes varianti tika salīdzināti arī pie dažādām n_T vērtībām, kurām tika aprēķināti atbilstošie n_{min}. Rezultāti ir apkopoti 2. tabulā

Tab. 2.

	Konstants $\alpha = 0.7$			Mainīgs α		
n_T	s_0	k	n_{min}	s_0	k	n_{min}
30	0.00365	16	290	0.00400	82	265
35	0.00345	14	265	0.00390	82	249
40	0.00325	10	240	0.00385	82	237
45	0.00280	29	220	0.00370	82	222
50	0.00250	29	200	0.00370	78	206

4. Zīm. ir parādītas atkarības $n_{min}(n_T)$ variantiem ar konstantu (1. līkne) un mainīgu (2. līkne) α vērtību. Redzams, ka pie $n_T = 50$ nedaudz mazāks n_{min} ir variantam ar konstantu α, bet pie $n_T = 30$ situācija ir pretēja. Bez tam, samazinoties n_T vērtībai kopējais strobēšanas operāciju skaits $n_{min}\, n_T$, rēķinot uz pārveidojamā signāla periodu, abiem variantiem arī samazinās.

Tādējādi abi varianti ir aptuveni līdzvērtīgi pēc nepieciešamā strobēšanas operāciju skaita, bet variants ar mainīgu α nodrošina mazākas σ_f vērtības un plašāku dinamisko diapazonu.



4. Zīm. Atkarības $n_{min}(n_T)$ pie konstantas (1.līkne) un mainīgas (2.līkne) α vērtības.

Kā nākamo apskatīsim variantu, kur

$$e_{i+1,1} = e_{in} + (e_{in} - e_{i-1,n})/(1 - \exp(-b \cdot s_{i-1} \cdot n) = u_{2i} \,. \qquad (9)$$

Koeficienta b vērtība izvēlēta tā, lai izteiksmes (9) saucējs būtu mazāks par 1. Arī šo variantu formāli var uzskatīt par α metodes variantu.

Šāda veida funkcija izteiksmes (9) saucējā izvēlēta tāpēc, ka ir zināms, ka kārtējā strobēšanas ciklā pie $s = const$ un pie pietiekami mazām (salīdzinot ar s) pārveidojamā signāla izmaiņām $\Delta u_i = u_i - u_{i-1}$ komparatora sliekšņa vērtība izmainās pēc likuma, kas ir tuvs eksponenciālam:

$$e_{ij} = \Delta u_i \,(1 - \exp(-b \cdot s \cdot j)\,,\; j = 1\,,2\,,\ldots n\,. \qquad (10)$$

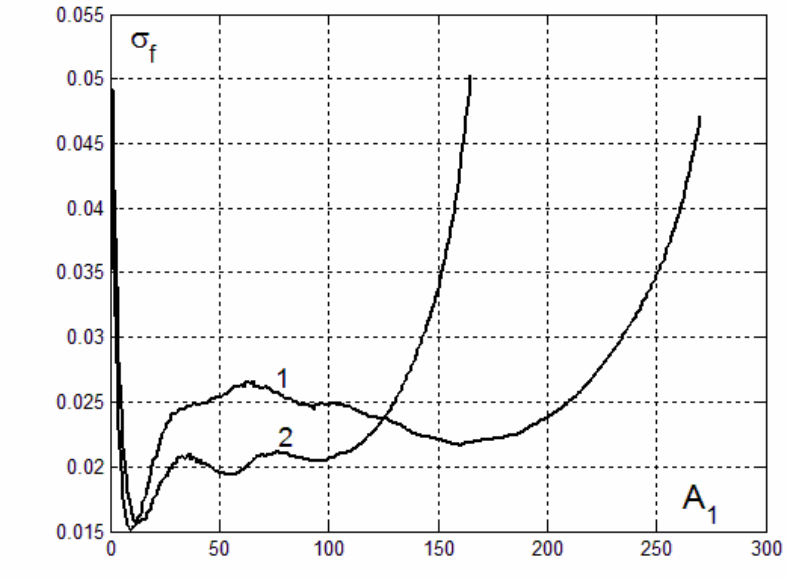
No šejienes pie $j = n$

$$\Delta u_i = (e_{i,n} - e_{i-1,n}) / (1 - \exp(-b \cdot s \cdot n) \qquad (11)$$

Pie $s = const$ šī metode pie pieņemamām n vērtībām nevar nodrošināt atbilstošu prasībām dinamisko diapazonu un σ_2. Tāpēc tika pētīta kombinētā metode, kur solis mainās saskaņā ar (5), t.i. atkarājas no signāla stāvuma, bet komparatora slieksnis mainās saskaņā ar (9).

Pētījuma gaitā tika meklētas dažādām n vērtībām atbilstošas b, s_0, k vērtības, kas nodrošina prasības attiecībā uz σ_2, σ_f un dinamisko diapazonu. Lai pārliecinātos, vai dotais variants ir līdzvērtīgs augstāk apskatītiem, tika noskaidrots, vai pie $n = 200$ ir iespējams atrast izteiksmes (9) parametrus, kuri apmierinātu uzliktos nosacījumus. Tika konstatēts, ka šādi parametri eksistē: $s_0 = 0.0041$, $k = 37$, $b = 2$. Turpmākajos modelēšanas eksperimentos tika pieņemts $b = 2$ un meklēti s_0 un k pie dažādiem $n < 200$. Rezultātā tika atrasts, ka $n_{min} = 183$ pie $s_0 = 0.0041$ un $k = 24$.

5.zīm. ir attēlotas atkarības $\sigma_f(A_1)$ pie $n = 200$ (1. līkne) un pie $n = 183$ (2. līkne). Kā redzams, pie $n = 200$ tiek nodrošināts plašāks dinamiskais diapazons, taču arī pie $n = 183$ tas ir ievērojami platāks par nepieciešamo.

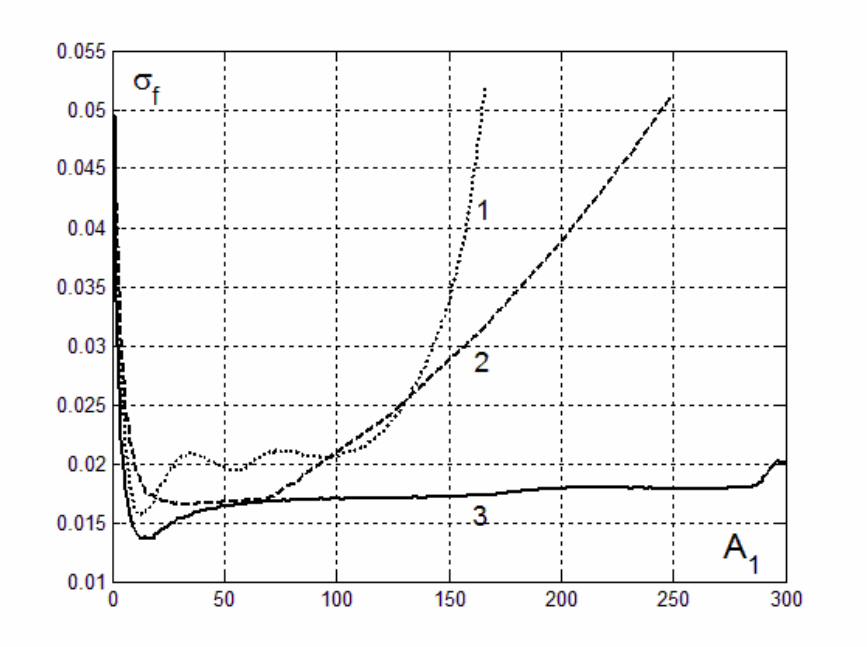


5. Zīm. Atkarības $\sigma_f(A_1)$ pie $n = 200$ (1. līkne) un $n = 183$ (2. līkne).

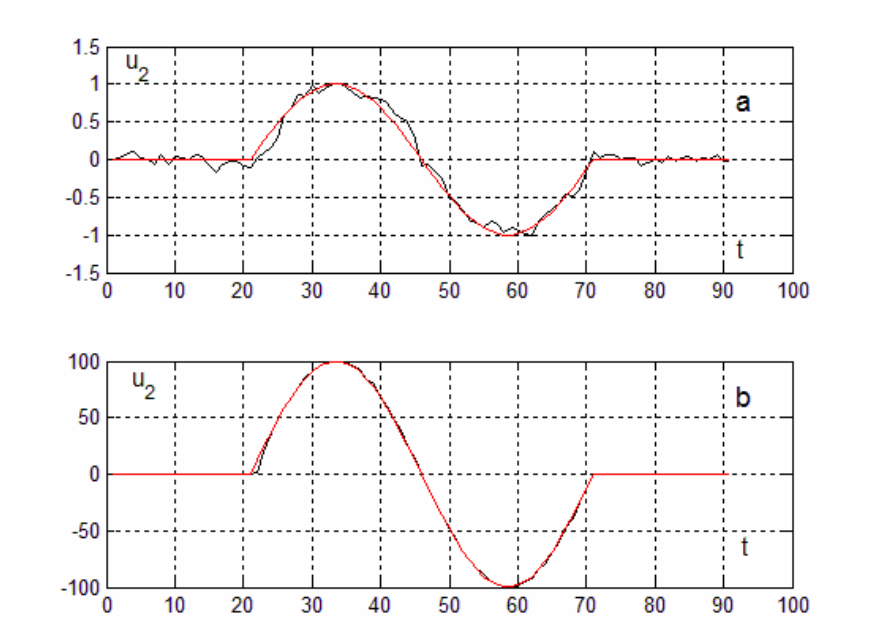
6. Zīm. ir attēlotas atkarības $\sigma_f(A_1)$ visiem trim apskatītiem $\alpha - s$ metodes variantiem pie attiecīgām n_{min} vērtībām. Īsuma pēc variantu, kurš darbojas saskaņā ar izteiksmi (9), sauksim par variantu 1, variantu ar konstanto α - par variantu 2, bet variantu ar $\alpha = f(q)$ - par variantu 3. Līkņu numerācija 6.zīm. atbilst variantu numuriem.

Ieejas signāla amplitūdu diapazonā $15 \div 100\,\sigma_1$ σ_f vērtības nepārsniedz 0.017 variantam 3 un 0.021 variantiem 1 un 2. Dinamiskā diapazona augšējā robeža variantam 1 sastāda $\sim 165\,\sigma_1$, variantam 2 - $\sim 245\,\sigma_1$, bet variantam 3 šī robeža pārsniedz $900\,\sigma_1$, tāpēc 6.zīm. nav redzama.

Līknēm 1-3 6.zīm. atbilstošie n_{min} sastāda 206 variantam 3, 200 - variantam 2, bet 183 – variantam 1, t.i. ievērojami mazāk nekā abiem pārējiem.



6. Zīm. Atkarību $\sigma_f(A_1)$ salīdzinājums $\alpha - s$ metodes variantiem.



7. Zīm. Pārveidoto signālu forma (vienreizējas izvērses) variantam 1; a - $A_1 = \sigma_1$; b - $A_1 = 100\,\sigma_1$.

7a. Zīm. ir attēlots pārveidotais signāls (melnā līnija) variantam 1 pie $A_1 = \sigma_1$, bet 7b. Zīm. – pie $A_1 = 100\,\sigma_1$. Ar sarkano līniju ir attēlots pārveidojamais signāls. Arī pārējiem variantiem pārveidoto signālu formas praktiski neatšķiras no 7. Zīm. parādītām.

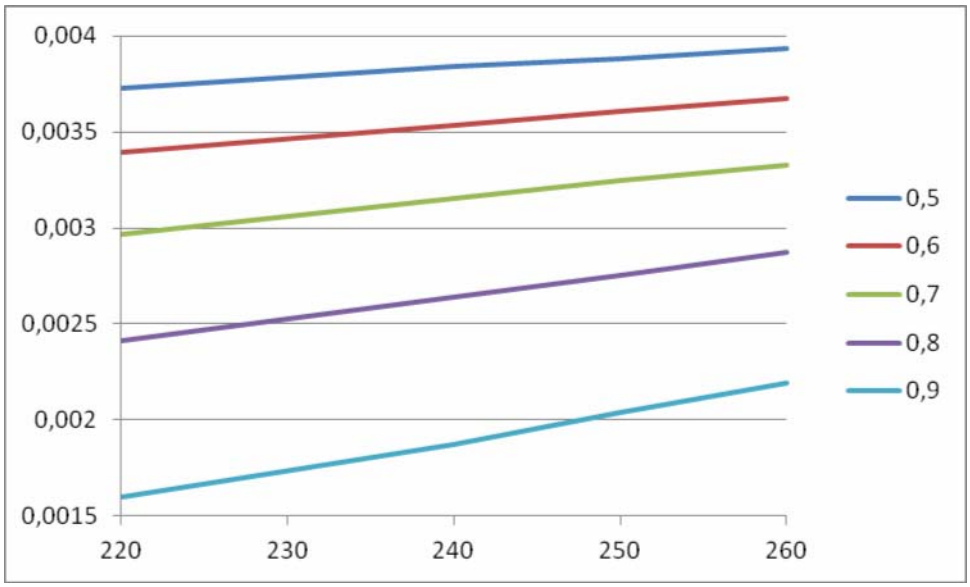
Kā izriet no dotā pētījuma rezultātiem, augstāk apskatītiem $\alpha - s$ metodes variantiem ir priekšrocības, salīdzinot ar s metodi. Visi šie varianti nodrošina mazākas n_{min} vērtības, kas variantam 1 ir par 15.3% mazāka nekā s metodei. Arī $\sigma_f(A_1)$ vērtības ir mazākas līdz $A_1 \approx 140\,\sigma_1$ variantam 1, līdz $A_1 \approx 150\,\sigma_1$ variantam 2 un līdz $A_1 \approx 430\,\sigma_1$ variantam 3.

α-*k-ud* metodes pārbaude mazāka fāzes punktu skaita apstākļos

Agrākajā projekta izpildes laikā tika konstatēts, ka pie *nt*=50 un sigma1=271 mkV trokšņu līmeņa sigma2=15 mkV un 64 dB dinamiskā diapazona nodrošināšanai *alfa-k-ud* metodei nepieciešamas *n*=214 salīdzināšanas. Šis pētījums attiecas uz jautājumu, kā mainās nepieciešamais salīdzināšanu skaits pie mazāka fāzes punktu skaita. Iepriekšējā atskaitē *k-ud* metodi pārbaudīja pie *nt*=40, *nt*=30 un *nt*=20. Šī iemesla dēļ arī *alfa-k-ud* metode tiks pārbaudīta pie šīm pašām sigma1 vērtībām, pie tam adaptācijas koeficienta vērtības bija izvēlētas no kopas {0.5; 0.6.; 0.7; 0.8; 0.9}, bet adaptācijas koeficients *k* bija mainīts no *k*=0 līdz *k*=198.

Lai noteiktu nepieciešamo salīdzināšanu skaitu *n* pie *nt*=40, modelēšana tika veikta pie šādām n vērtībām: *n*=220, *n*=240, *n*=250 un *n*=260.

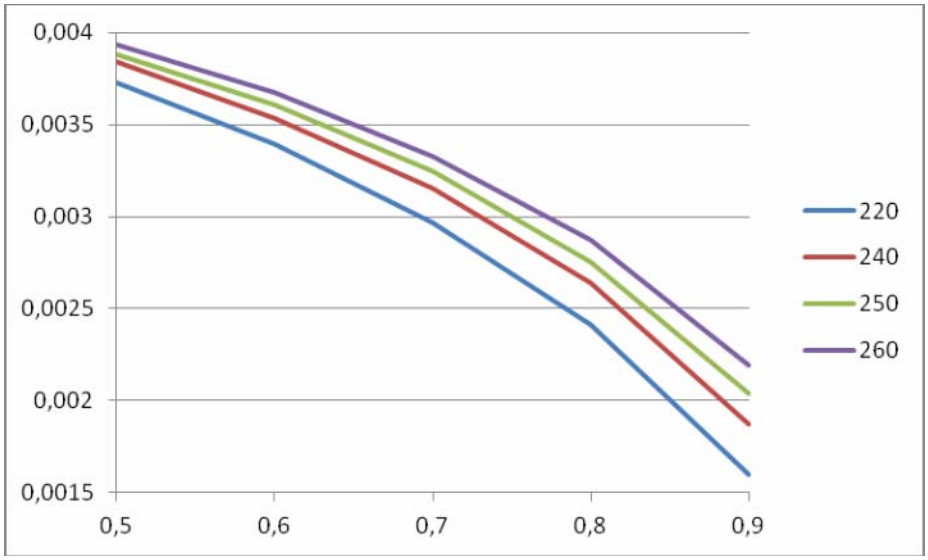
Sākumā katrai apskatītajai *alfa, k* un *n* vērtībai tika piemeklēts solis s0(*n,alfa,k*), pie kura izpildās uzdotās jūtības prasības. Izrādījās, ka soļus s0, kas atbilst dažādiem *k*, bet tiem pašiem *alfa* un *n*, var uzskatīt par normāli sadalītiem gadījumlielumiem. Lai samazinātu izkliedi, šī iemesla dēļ viduvēt iegūtos s0 var viduvēt. Tādā veidā tika iegūtas s0(*n,alfa*) vērtības.



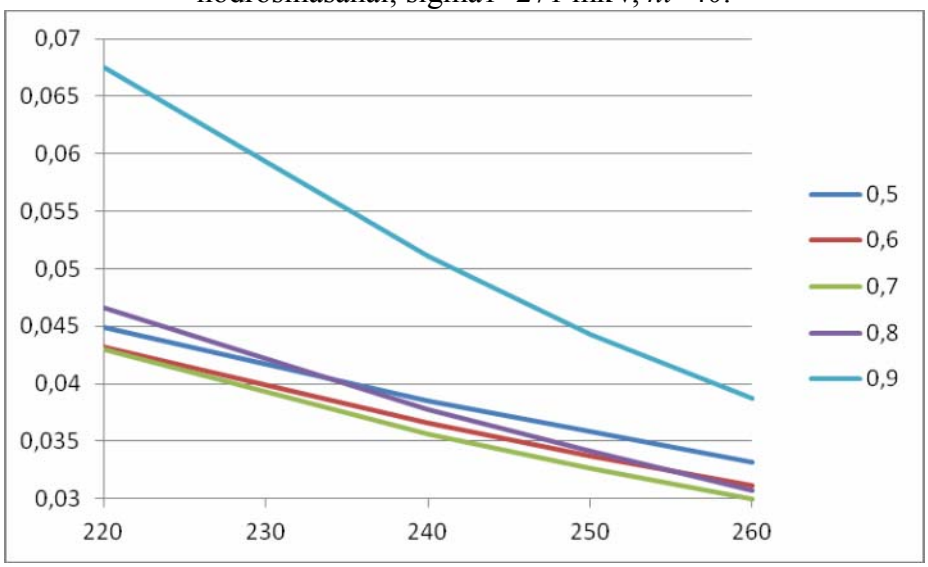
Zīm. 1. Soļa s0 atkarība no *n* pie dažādām *alfa* vērtībām sigma2=15 mkV nodrošināšanai; sigma1=271 mkV, *nt*=40.

Iegūtās s0 vērtības atkarībā no *n* ļoti labi aproksimējas ar taisni (skat. Zīm. 1). s0 atkarība no adaptācijas koeficienta *alfa* ļoti labi aproksimējas ar otrās pakāpes polinomu (skat. Zīm. 2). Šīs vienkāršās sakarības ir ērti izmantojamas pārveidotāja uz *alfa-k-ud* metodes bāzes projektēšanā.

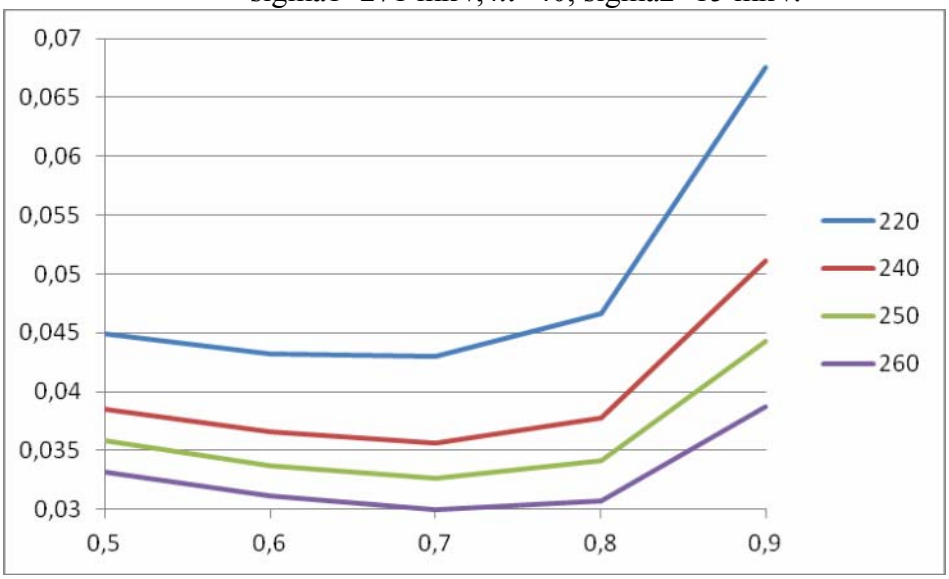
Tālāk, ar iegūto s0 tika meklēts kropļojumu faktors sf1. Izrādījās, ka arī sf1 var uzskatīt par neatkarīgu no *k* un tādēļ viduvēt. Iegūtā sf1 atkarība no *n* pie dažādām adaptācijas koeficienta *alfa* vērtībām ir parādīta Zīm. 3, bet sf1 atkarība no adaptācijas koeficienta *alfa* vērtībām pie dažādiem *n* – Zīm. 4. No Zīm. 3 redzams, ka sf1 vērtības pie *alfa*=0.9 stipri atšķiras no pārējām un tāpēc šīs vērtības aproksimācijai neder. Šī iemesla dēļ, lai fiksētam *n* atrastu precīzākas *alfa* vērtības, pie kuras ir sf1 minimums, iegūtos rezultātus pie *alfa*=0.5; 0.6; 0.7 un 0.8 (Zīm. 5) aproksimēja ar trešās pakāpes polinomu. Redzams, ka optimālā *alfa* vērtība pārvietojas no *alfa*=0.65 pie *n*=220 uz *alfa*=0.7 pie *n*=260. Savukārt Zīm. 3 parādītās līknes labi aproksimējas ar eksponenti.



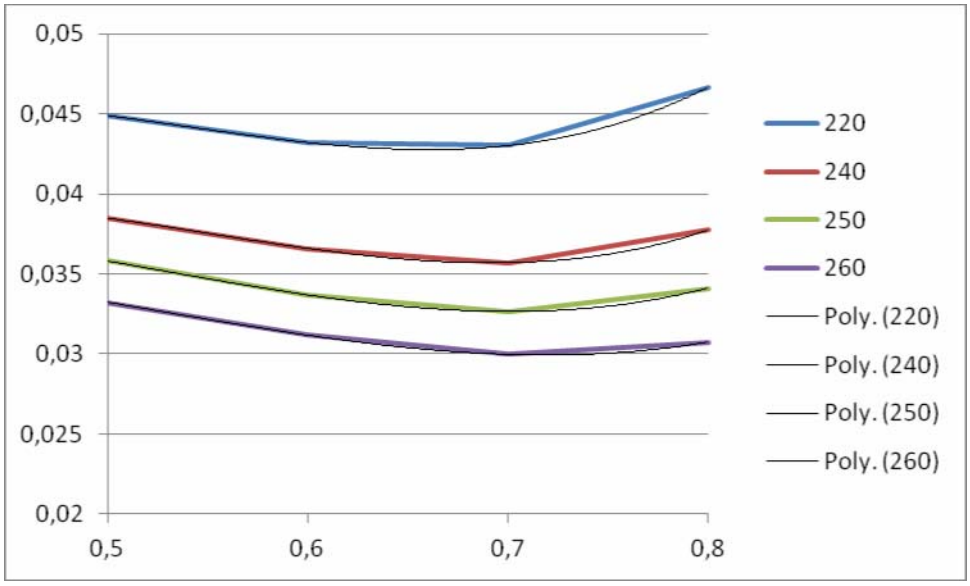
Zīm. 2. Soļa s0 atkarība no adaptācijas koeficienta *alfa* pie dažādām *n* vērtībām sigma2=15 mkV nodrošināšanai; sigma1=271 mkV, *nt*=40.



Zīm. 3. Sf1 atkarība no *n* pie dažādām adaptācijas koeficienta *alfa* vērtībām; sigma1=271 mkV, *nt*=40, sigma2=15 mkV.



Zīm. 4. Sf1 atkarība no adaptācijas koeficienta *alfa* vērtībām pie dažādiem *n*; sigma1=271 mkV, nt=40, sigma2=15 mkV.



Zīm. 5. Sf1 atkarība no adaptācijas koeficienta alfa vērtībām pie dažādiem n, atkarības aproksimācija; sigma1=271 mkV, nt=40, sigma2=15 mkV.

No Zīm. 3 redzams, ka minimālais n atrodas starp 240 un 250, kuriem optimālais alfa ir 0.7. Tāpēc, izmantojot sf1(n) pie alfa=0.7 aproksimējumu sf1= 0,314796*exp(-0,0090575*n), ieguva, ka sf1 kritēriju sf1=0.0353 apmierina pie n=-ln(0.0353/0,314796)/0,0090575≈242.

Kas attiecas uz optimālā adaptācijas koeficienta k izvēli, optimums nav pārāk izteikts, bet var dot sekojošas rekomendācijas (sk. Tab. 1).

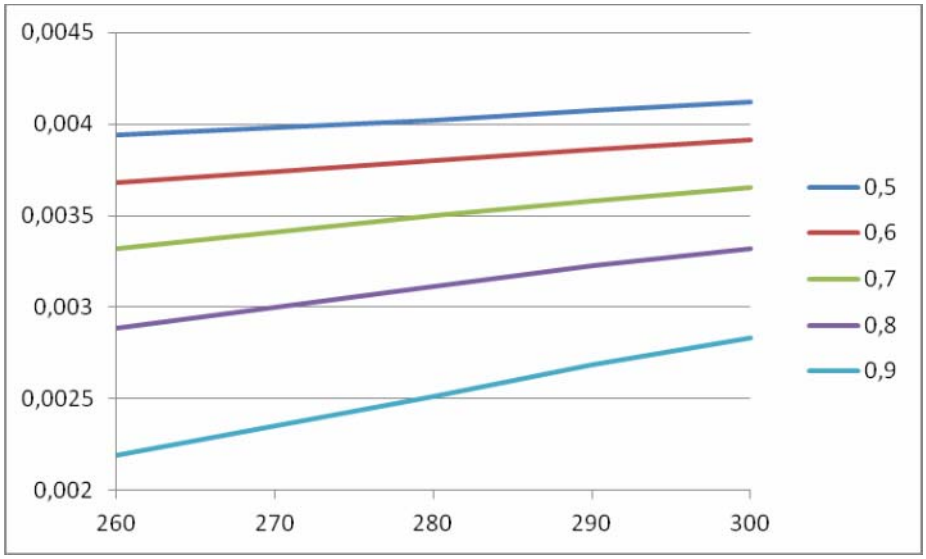
Tab. 1. Rekomendējošās adaptācijas koeficenta k vērtības pie *nt*=40 un sigma1=271 mkV

	220	240	250	260
0,5	52	52	42	42
0,6	58	52	52	48
0,7	68	60	58	52
0,8	90	68	68	60
0,9	128	106	98	90

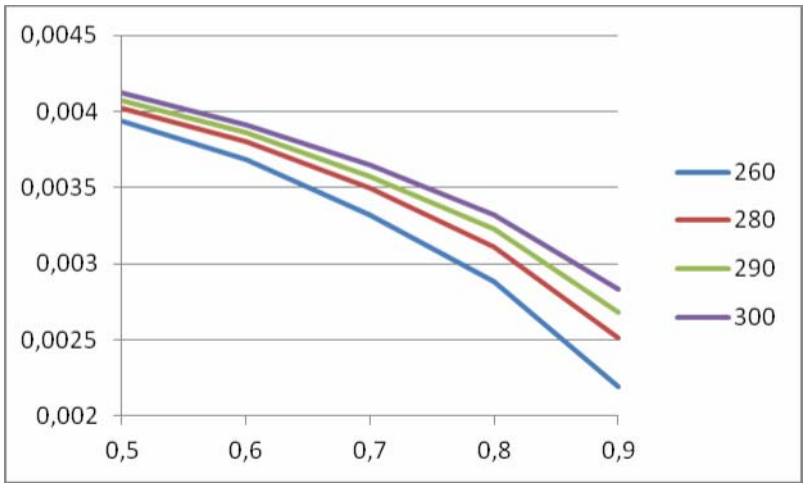
No šejienes izriet, ka pie sigma1=271 mkV, *r*=6, *v*=1 un *nt*=40 *alfa-k-ud* metodes optimālie parametri ir: *n*=242; *alfa*=0.7, s0=0.86 mkV, *k*=60.

Līdzīga optimizācija tika veikta arī pie *nt*=30. Lai veiktu optimizāciju, modelēšana tika veikta pie šādām *n* vērtībām: *n*= 260, 260, 290 un 300. Soļa s0 atkarība no *n* pie dažādām *alfa* vērtībām parādīta Zīm. 6, bet soļa s0 atkarība no adaptācijas koeficienta *alfa* pie dažādām *n* vērtībām – Zīm. 7. Redzams, ka Zīm. 6 attēlotās līknes labi aproksimējas ar taisni, bet Zīm. 7 attēlotās līknes – ar 2-ās pakāpes polinomu.

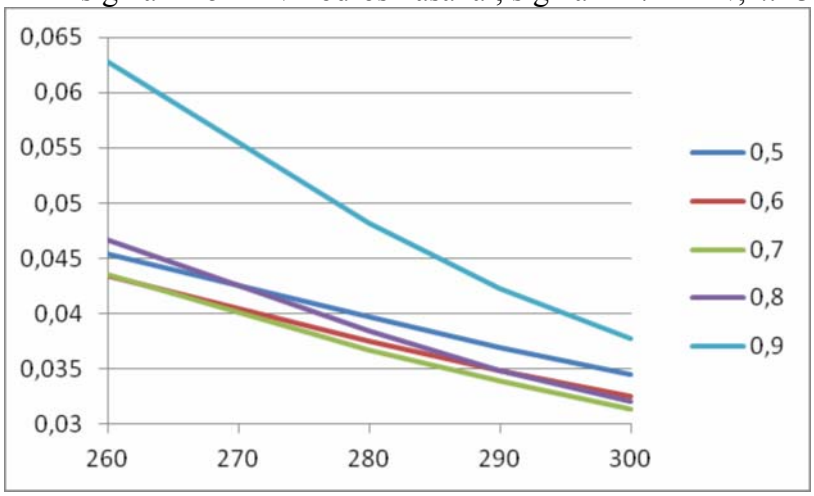
Izmantojot iegūto soli s0, tika modelēts sf1. Iegūtā sf1 atkarība no *n* pie dažādām adaptācijas koeficienta *alfa* vērtībām ir parādīta Zīm. 8, bet sf1 atkarība no adaptācijas koeficienta *alfas* vērtībām pie dažādiem *n* – Zīm. 9. No Zīm. 8 redzams, ka sf1 vērtības pie *alfa*=0.9 stipri atšķiras no pārējām un tāpēc šīs vērtības aproksimācijai neder. Šī iemesla dēļ, lai fiksētam *n* atrastu precīzākas *alfas* vērtību, pie kuras ir sf1 minimums, iegūtos rezultātus pie *alfa*=0.5; 0.6; 0.7 un 0.8 (Zīm. 10) aproksimēja ar trešās pakāpes polinomu. Redzams, ka optimālā *alfa* vērtība pārvietojas no *alfa*=0.65 pie *n*=260 uz *alfa*=0.7 pie *n*=300. Savukārt Zīm. 8 parādītās līknes labi aproksimējas ar eksponenti.



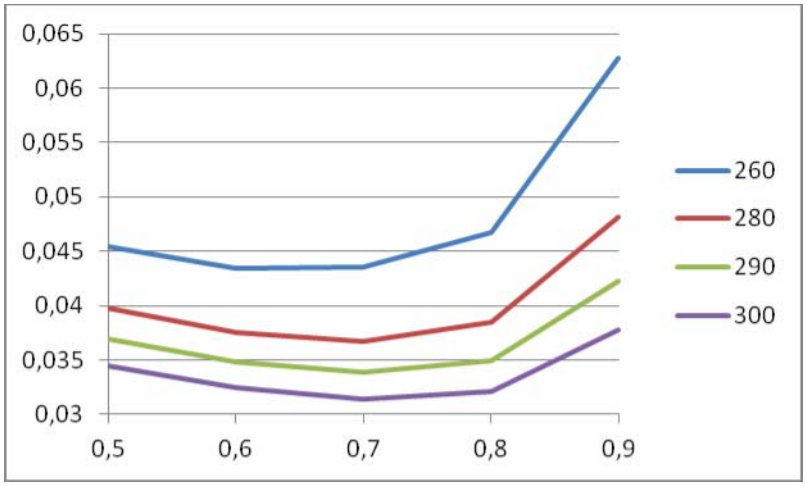
Zīm. 6. Soļa s0 atkarība no *n* pie dažādām *alfa* vērtībām sigma2=15 mkV nodrošināšanai; sigma1=271 mkV, *nt*=30.



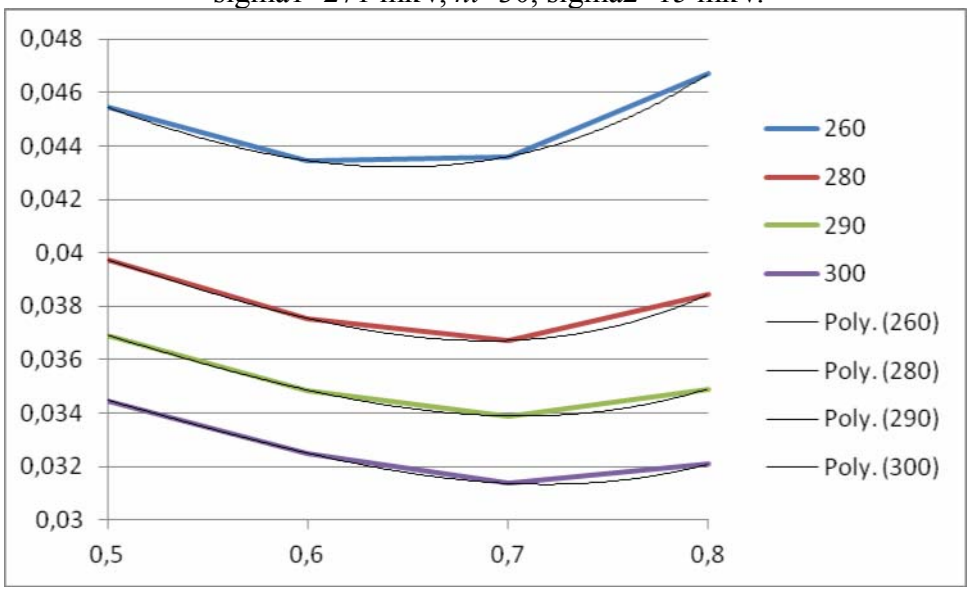
Zīm. 7. Soļa s0 atkarība no adaptācijas koeficienta *alfa* pie dažādām *n* vērtībām sigma2=15 mkV nodrošināšanai; sigma1=271 mkV, *nt*=30.



Zīm. 8. Sf1 atkarība no *n* pie dažādām adaptācijas koeficienta *alfa* vērtībām; sigma1=271 mkV, *nt*=30; sigma2=15 mkV.



Zīm. 9. Sf1 atkarība no adaptācijas koeficienta *alfa* vērtībām pie dažādiem *n*; sigma1=271 mkV, *nt*=30, sigma2=15 mkV.



Zīm. 10. Sf1 atkarība no adaptācijas koeficienta *alfa* vērtībām pie dažādiem *n*, atkarības aproksimācija; sigma1=271 mkV, *nt*=30; sigma2=15 mkV.

No Zīm. 3 redzams, ka minimālais *n* atrodas starp 280 un 290, kuriem optimālais *alfa* ir 0.7. Tāpēc, izmantojot sf1(*n*) pie *alfa*=0.7 aproksimējumu sf1= 0,371767*exp(-0,0082528**n*), ieguva, ka sf1 kritēriju sf1=0.0353 apmierina pie *n*=-ln(0.0353/0,371767)/0,0082528≈286.

Kas attiecas uz optimālā adaptācijas koeficienta *k* izvēli, optimums nav pārāk izteikts, bet var dot sekojošas rekomendācijas (sk. Tab. 2).

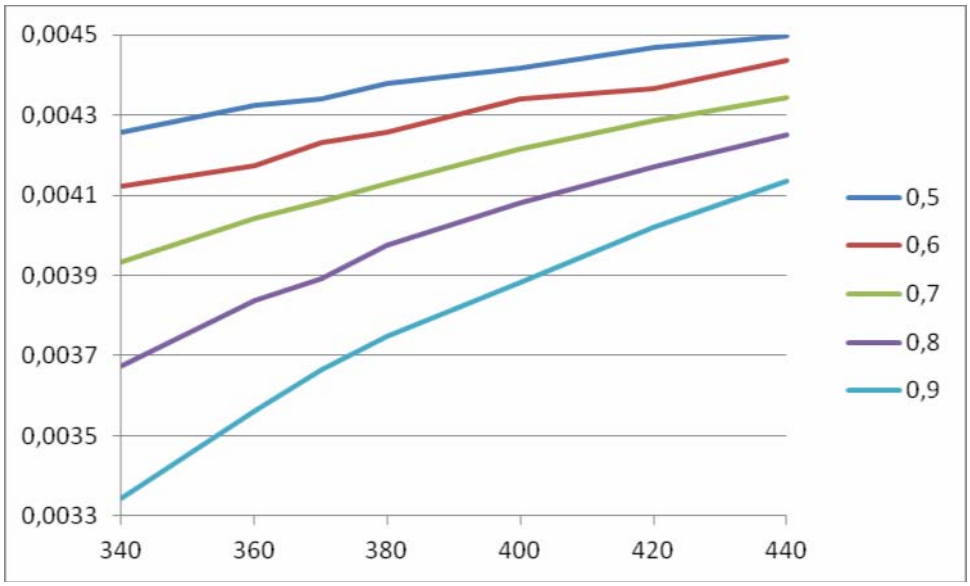
Tab. 2. Rekomendējošās adaptācijas koeficenta *k* vērtības pie *nt*=30 un sigma1=271 mkV

	260	280	290	300
0,5	60	52	52	52
0,6	68	52	58	52
0,7	68	60	58	52
0,8	82	68	68	60
0,9	112	82	76	68

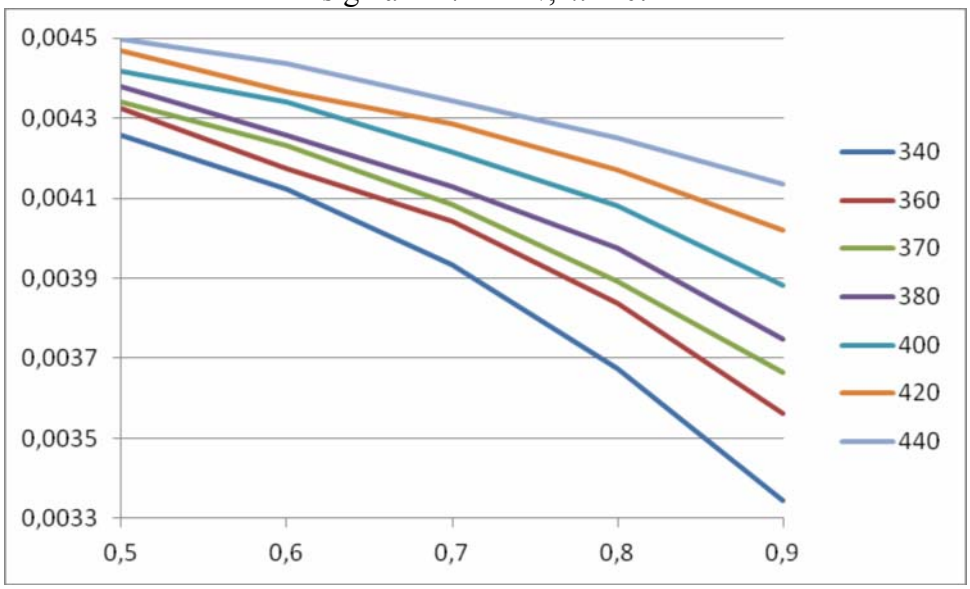
No šejienes izriet, ka pie sigma1=271 mkV, *r*=6, *v*=1 un *nt*=30 *alfa-k-ud* metodes optimālie parametri ir: *n*=286; alfa=0.7, s0=0.95 mkV un *k*=60.

Līdzīga optimizācija tika veikta arī pie *nt*=20. Lai veiktu optimizāciju, modelēšana tika veikta pie šādām *n* vērtībām: *n*=440, 420, 400, 380, 370, 360 un 340. Soļa s0 atkarībā no *n* pie

dažādām *alfa* vērtībām parādīta Zīm. 11, bet soļa s0 atkarība no adaptācijas koeficienta *alfa* pie dažādām n vērtībām – Zīm. 12. Redzams, ka Zīm. 11 attēlotās līknes labi aproksimējas ar taisni, bet Zīm. 12 attēlotās līknes – ar 2-ās pakāpes polinomu.

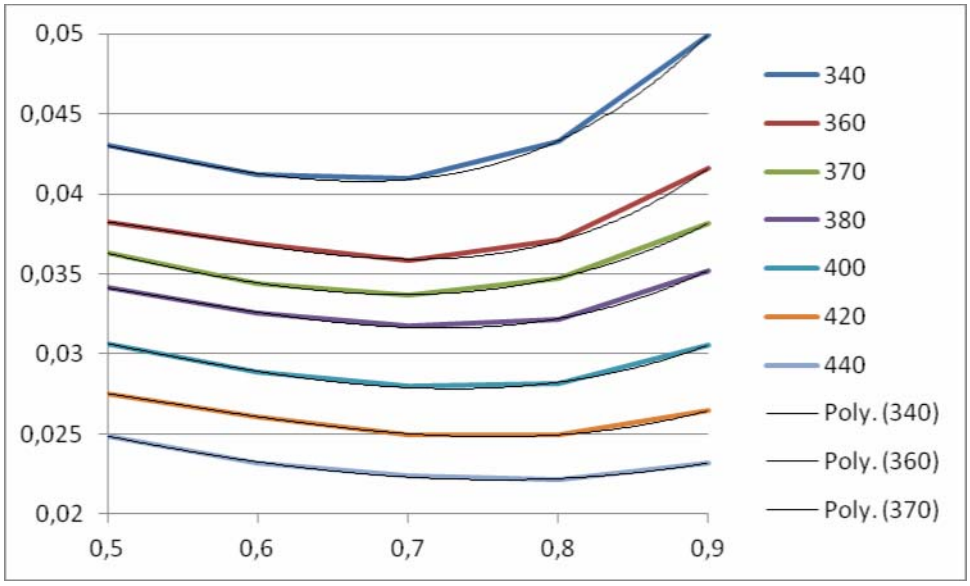


Zīm. 11. Soļa s0 atkarība no *n* pie dažādām *alfa* vērtībām sigma2=15 mkV nodrošināšanai; sigma1=271 mkV, *nt*=20.

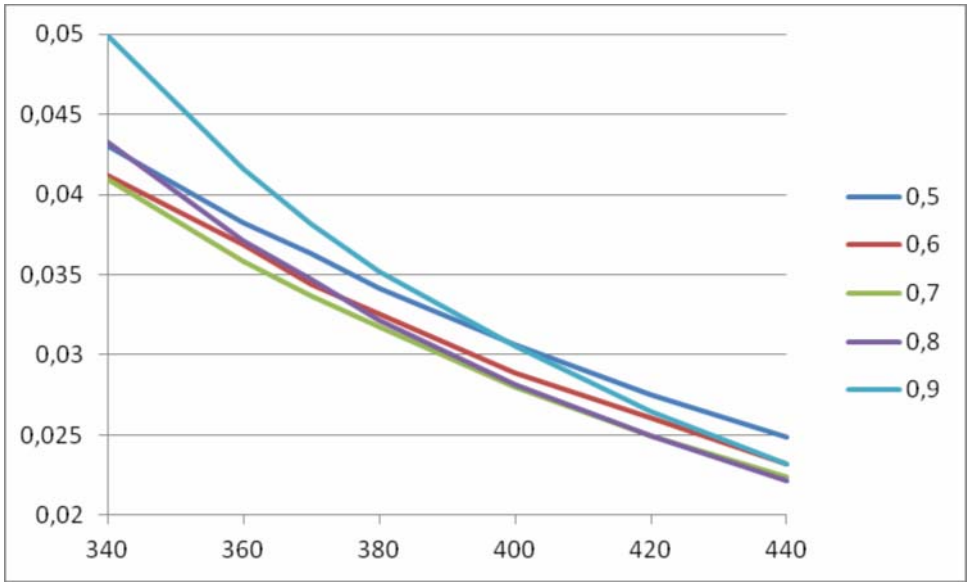


Zīm. 12. Soļa s0 atkarība no adaptācijas koeficienta *alfa* pie dažādām *n* vērtībām sigma2=15 mkV nodrošināšanai; sigma1=271 mkV, *nt*=20.

Ar iegūto s0 tika modelēts sf1. Iegūtā sf1 atkarība no *n* pie dažādām adaptācijas koeficienta *alfa* vērtībām ir parādīta Zīm. 13, bet sf1 atkarība no adaptācijas koeficienta *alfa* vērtībām pie dažādiem *n* – Zīm. 14. Lai fiksētam *n* atrastu precīzākas *alfa* vērtību, pie kuras ir sf1 minimums, iegūtos rezultātus aproksimēja ar trešās pakāpes polinomu. Redzams, ka optimālā *alfa* vērtība pārvietojas no *alfa*=0.65 pie *n*=340 uz *alfa*=0.75 pie *n*=440. Savukārt Zīm. 13 parādītās līknes labi aproksimējas ar eksponenti.



Zīm. 13. Sf1 atkarība no *n* pie dažādām adaptācijas koeficienta *alfa* vērtībām; sigma1=271 mkV, *nt*=20, sigma2=15 mkV.



Zīm. 14. Sf1 atkarība no adaptācijas koeficienta *alfa* vērtībām pie dažādiem *n*; sigma1=271 mkV, *nt*=20, sigma2=15 mkV.

No Zīm. 14 redzams, ka minimālais *n* atrodas starp 370 un 360, kuriem optimālais *alfa* ir 0.7. Tāpēc, izmantojot sf1(n) pie *alfa*=0.7 aproksimējumu sf10,316385*exp(-0,0060431**n*), ieguva, ka sf1 kritēriju sf1=0.0353 apmierina pie *n*=-ln(0.0353/0,316385)/0,0060431≈364.

Kas attiecas uz optimālā adaptācijas koeficienta *k* izvēli, optimums nav pārāk izteikts, bet var dot sekojošas rekomendācijas (sk. Tab. 3).

Tab. 2. Rekomendējošās adaptācijas koeficenta k vērtības pie *nt*=20 un sigma1=271 mkV

	340	360	370	380	400	420	440
0,5	60	58	56	52	52	48	46
0,6	68	58	58	58	56	48	48
0,7	68	64	58	64	58	52	48
0,8	72	64	64	68	64	52	52
0,9	78	72	68	68	68	52	52

No šejienes izriet, ka pie sigma1=271 mkV, *r*=6, *v*=1 un *nt=20 alfa-k-ud* metodes optimālie

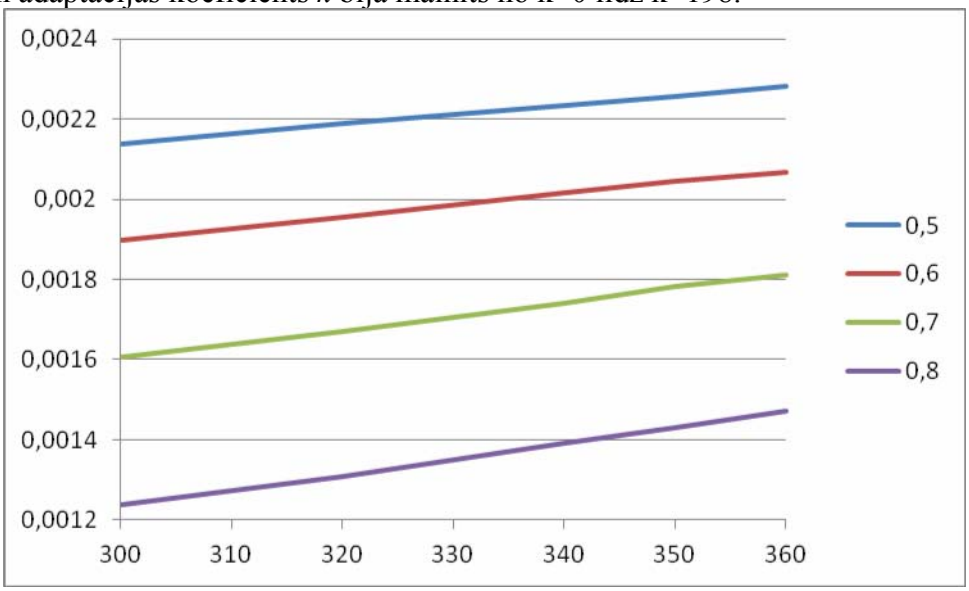
parametri ir: *n*=364; *alfa*=0.7, s0=1.1 mkV, *k*=60.

Izmantojot iegūtos minimālos *n* pie *nt*=50, *nt*=40, *nt*=30 un *nt*=20, gadījumā, ja sigma1=271 mkV, iegūst, ka nepieciešamo salīdzināšanu skaitu var aprēķināt saskaņā ar n=2070**nt*^(-0.581), kas ir aptuveni 1.3 reizes mazāk nekā k-ud metodes gadījumā.

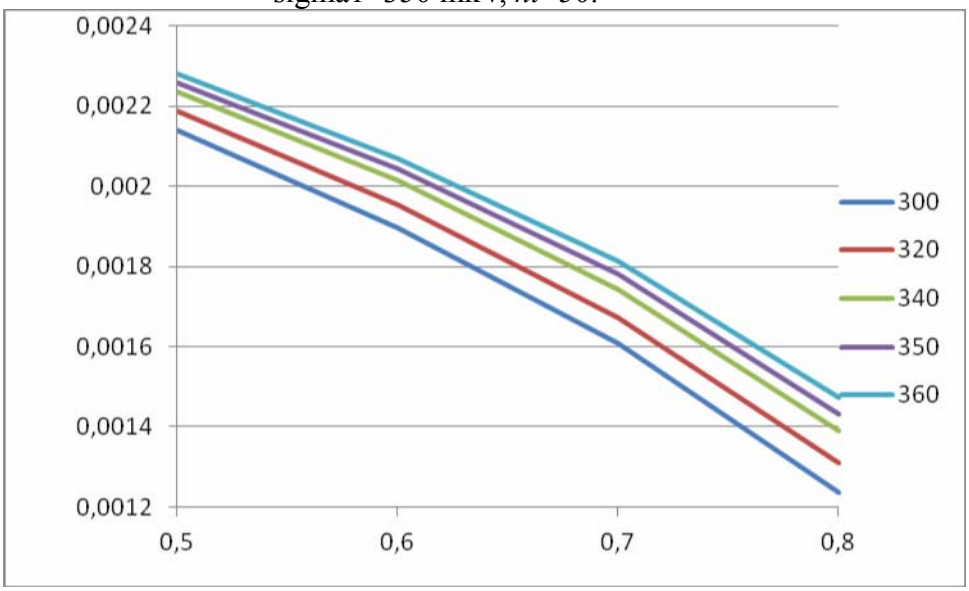
Kā negaidīta īpašība atzīmējams ir tas, ka, samazinoties *nt*, pie minimālā *n* solis s0 15 mkV jūtības sasniegšanai palielinās, nevis paliek nemainīgs kā tas notiek *k-ud* metodes gadījumā.

α-k-ud metodes optimizācija pie dažādām maskējošā trokšņa vērtībām

Agrākajā projekta izpildes laikā tika konstatēts, ka pie nt=50 un sigma1=271 mkV trokšņu līmeņa sigma2=15 mkV un 64 dB dinamiskā diapazona nodrošināšanai *alfa-k-ud* metodei nepieciešamas *n*=214 salīdzināšanas. Šis pētījums attiecas uz jautājumu, kā mainās nepieciešamais salīdzināšanu skaits pie lielākām sigma1 vērtībām. Iepriekšējā atskaitē *k-ud* metodi pārbaudīja pie sigma1=350 mkV un sigma1=450 mkV. Šī iemesla dēļ arī *ala-k-ud* metode tiks pārbaudīta pie šīm pašām sigma1 vērtībām, pie tam adaptācijas koeficienta *alfa* vērtības bija izvēlētas no kopas {0.5; 0.6.; 0.7; 0.8} un adaptācijas koeficients *k* bija mainīts no k=0 līdz k=198.



Zīm. 1. Soļa s0 atkarība no *n* pie dažādām *alfa* vērtībām sigma2=15 mkV nodrošināšanai; sigma1=350 mkV, *nt*=50.



Zīm. 2. Soļa s0 atkarība no adaptācijas koeficienta *alfa* pie dažādām *n* vērtībām sigma2=15 mkV nodrošināšanai; sigma1=350 mkV, *nt*=50.

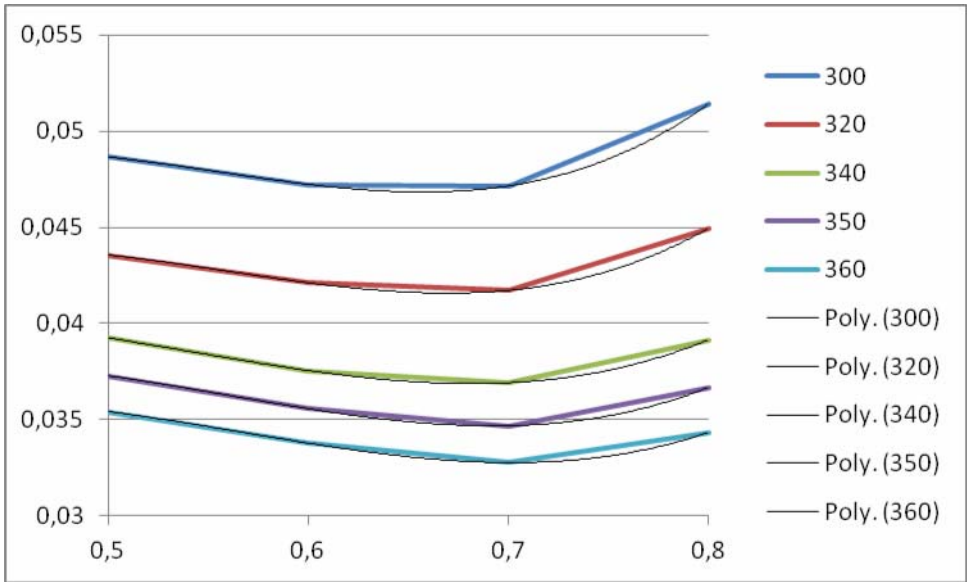
Lai noteiktu nepieciešamo salīdzināšanu skaitu *n* pie sigma1=350 mkV, modelēšana tika veikta pie šādām *n* vērtībām: *n*=300, *n*=320, *n*=340, *n*=350 un *n*=360.

Sākumā katrai apskatītajai *alfa*, *k* un *n* vērtībai tika piemeklēts solis s0(*n,alfa,k*), pie kura izpildās uzdotās jūtības prasības. Izrādījās, ka soļus s0, kas atbilst dažādiem *k*, bet tiem pašiem *alfa* un *n*, var uzskatīt par normāli sadalītiem gadījumlielumiem un šī iemesla dēļ soļus s0 viduvēt, lai

samazinātu izkliedi. Tādā veidā tika iegūtas s0(*n,alfa*) vērtības.

Iegūtās s0 vērtības atkarībā no *n* (Zīm. 1) ļoti labi aproksimējas ar taisni. Savukārt Zīm. 2 parādītā s0 atkarība no adaptācijas koeficienta *alfa* ļoti labi aproksimējas ar otrās pakāpes polinomu. Šīs vienkāršās sakarības ir ērti izmantojamas pārveidotāja uz *alfa-k-ud* metodes bāzes projektēšanā.

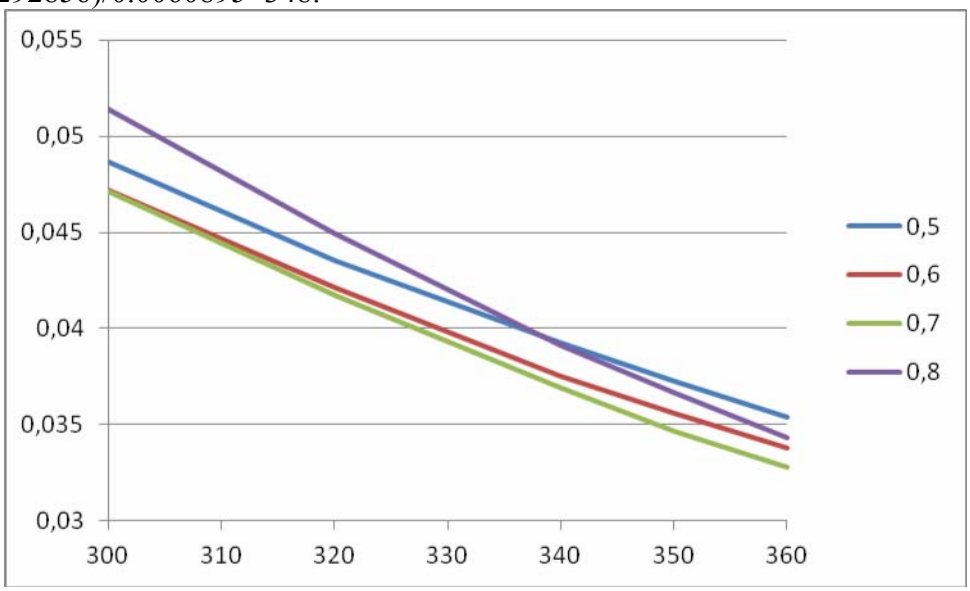
Tālāk, ar iegūto s0 tika meklēts sf1. Izrādījās, ka arī sf1 var uzskatīt par neatkarīgu no *k* un tādēļ viduvēt. Lai fiksētam *n* atrastu precīzākas *alfa* vērtības, pie kuras sf1 ir minimāls, iegūtos rezultātus (Zīm. 3) aproksimēja ar trešās pakāpes polinomu. Redzams, ka optimālā *alfa* vērtība pārvietojas no *alfa*=0.65 pie *n*=300 uz *alfa*=0.7 pie *n*=360.



Zīm. 3. Sf1 atkarība no adaptācijas koeficienta *alfa* pie dažādām *n* vērtībām; sigma1=350 mkV, *nt*=50, sigma2=15 mkV.

Savukārt Zīm. 4 ir parādīta sf1 atkarība no *n* pie dažādām adaptācijas koeficienta *alfa* vērtībām. Šīs sakarības var aproksimēt ar eksponenti.

No Zīm. 4 redzams, ka minimālais *n* atrodas starp 340 un 350 un abām salīdzināšanu skaita vērtībām atbilst tas pats optimālais *alfa*=0.7. Tāpēc, izmantojot no Zīm. 4 paņemto aproksimāciju sf1=0.292856*exp(-0.0060895**n*) iegūstam, ka sf1 kritēriju sf1=0.0353 apmierina pie *n*=-ln(0.0353/0.292856)/0.0060895≈348.



Zīm. 4. Sf1 atkarība no *n* pie dažādām adaptācijas koeficienta *alfa* vērtībām; sigma1=350 mkV, *nt*=50, sigma2=15 mkV.

Sf2 modelēšana pie soļa s0 parādīja, ka pēc straujā krituma no *k*=0 uz *k*=kmin (pie tam pie šāda *k* kropļojumu faktors sf2 ir stipri mazāks par kritēriju) pārveidojuma kļūdas sf2 vērtība lēni

palielinās. Šī iemesla dēļ optimālās parametra *k* vērtības nav izteiktas. Tāpēc Tab. 1 ir parādītas rekomendējošās parametra *k* vērtības.

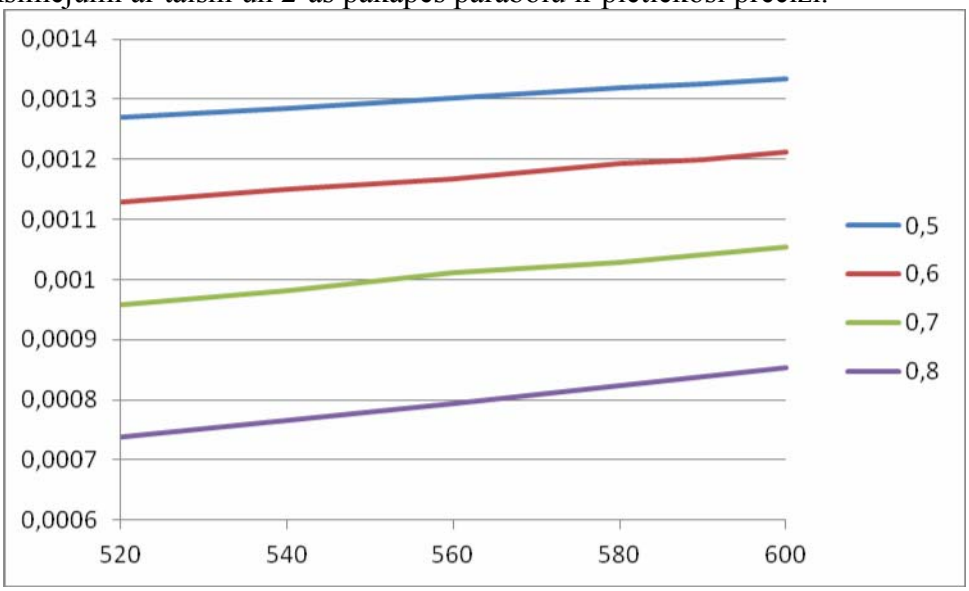
Tab. 1. Rekomendētās *k* vērtības atkarībā no *alfas* un *n*; sigma1=350 mkV, *nt*=50.

	300	320	340	350	360
0,5	44	38	38	38	34
0,6	52	52	46	46	42
0,7	68	60	54	54	48
0,8	112	88	98	98	76

No šejienes izriet, ka pie sigma1=350 mkV, *r*=6, *v*=1 un *nt*=50 *alfa-k-ud* metodes optimālie parametri ir: *n*=348; *alfa*=0.7, s0=0.62 mkV, *k*=54.

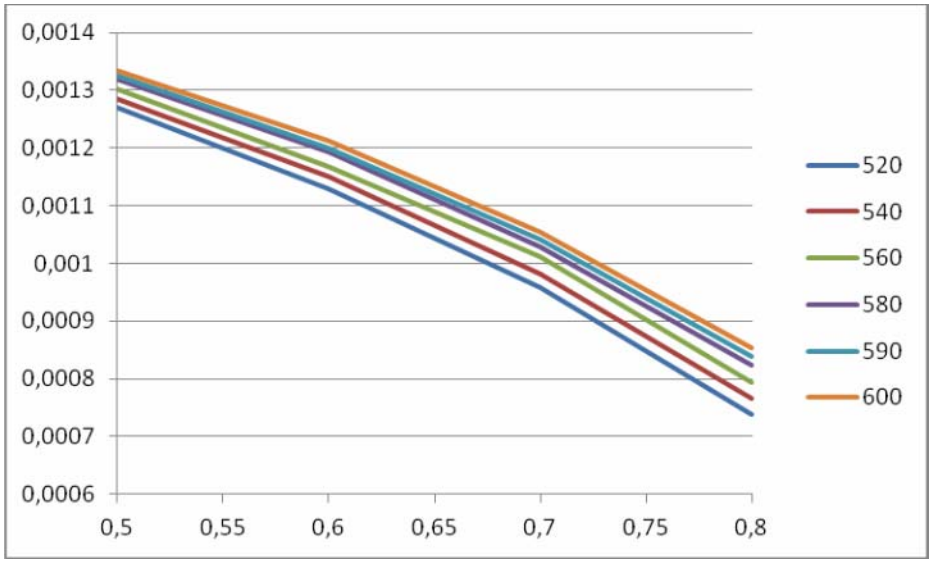
Lai noteiktu nepieciešamo salīdzināšanu skaitu *n* pie sigma1=450 mkV, modelēšana tika veikta pie šādām *n* vērtībām: *n*=520, *n*=540, *n*=560, *n*=580, *n*=590 un *n*=600.

Modelēšanas rezultātus apstrādājot, ieguva, ka arī šajā gadījumā nepieciešamā sigma2 sasniegšanai soļa s0 vērtība nav atkarīga no *k*. Zīm. 5 attēlota atkarība s0(n) pie dažādām *alfa* vērtībām, bet Zīm. 6 – atkarība s0(*alfa*) pie dažādiem *n*. Tāpat kā sigma1=350 mkV gadījumā, atbilstošie aproksimējumi ar taisni un 2-ās pakāpes parabolu ir pietiekoši precīzi.

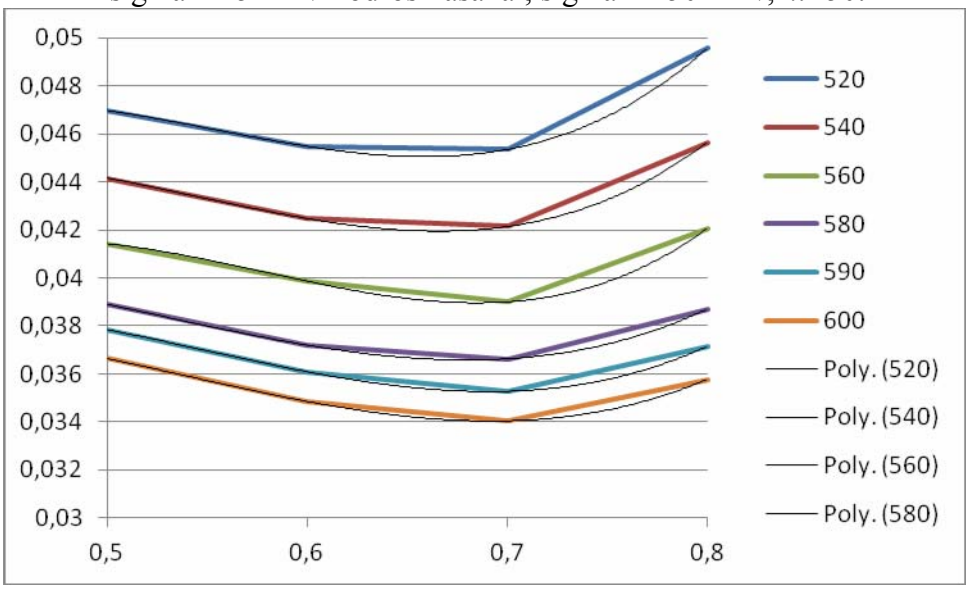


Zīm. 5. Soļa s0 atkarība no *n* pie dažādām *alfa* vērtībām sigma2=15 mkV nodrošināšanai; sigma1=450 mkV, *nt*=50.

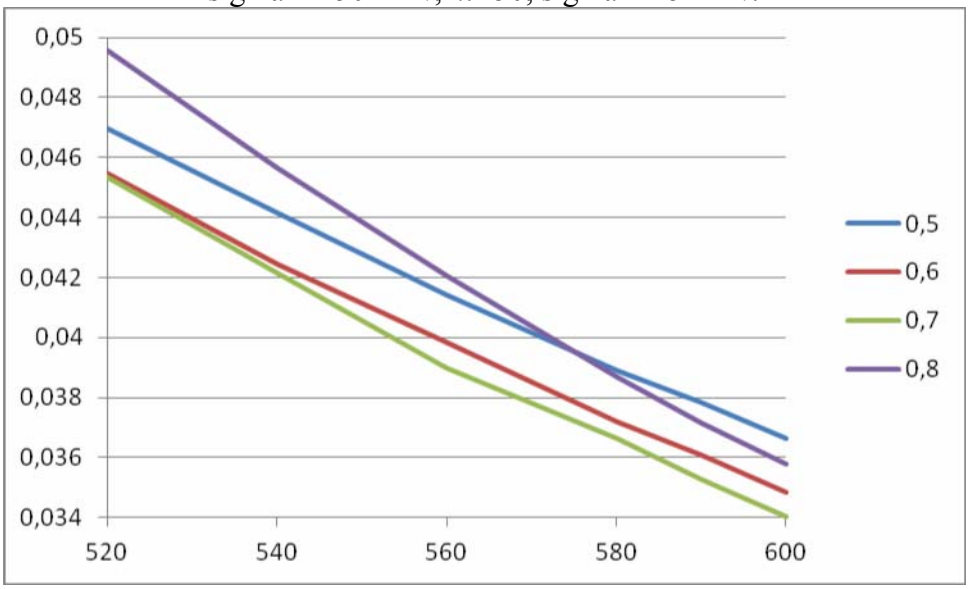
Izmantojot iegūto s0, tika veikta modelēšana sf1 noteikšanai. Tāpat kā sigma1=350 mkV gadījumā, sf1 nebija atkarīgs no *k*. Zīm. 7 ir attēlots sakarības sf1(*alfa*) pie dažādām *n* vērtībām grafiks, bet Zīm. 8 – sakarības sf1(*n*) pie dažādām *alfa* grafiks. Lai precizētu optimālo *alfa* vērtību, Zīm. 7 ir attēlots arī sf1(*alfa*) aproksimējums ar 3-ās pakāpes polinomu. Redzams, ka optimālais *alfa* mainās no *alfa*=0.65 (pie *n*=520) līdz *alfa*=0.7 (pie *n*=600). Savukārt Zīm. 8 attēlotās līknes, tāpat kā sigma1=350 mkV gadījumā, labi aproksimējas ar eksponenti. No Zīm. 7 redzams, ka minimālais *n* atrodas starp 590 un 600, kuriem optimālā *alfa* vērtība ir 0.7. Tad, no 8. Zīm. ņemot sf1(*n*) pie *alfa*=0.7 aproksimējumu sf1=0,288962*exp(-0,0035656**n*), iegūstam, ka sf1 kritēriju sf1=0.0353 apmierina pie *n*=-ln(0.0353/0,288962)/0,0035656≈590.



Zīm. 6. Soļa s0 atkarība no adaptācijas koeficienta *alfa* pie dažādām *n* vērtībām sigma2=15 mkV nodrošināšanai; sigma1=450 mkV, *nt*=50.



Zīm. 7. Sf1 atkarība no adaptācijas koeficienta *alfa* pie dažādām *n* vērtībām; sigma1=450 mkV, *nt*=50, sigma2=15 mkV.



Zīm. 8. Sf1 atkarība no *n* pie dažādām adaptācijas koeficienta *alfa* vērtībām; sigma1=450 mkV, *nt*=50, sigma2=15 mkV.

Optimālā *k* vērtība arī šajā gadījumā nav precīzi nosakāma, bet Tab. 2 ir parādītas rekomendējošās parametra *k* vērtības.

Tab. 2. Rekomendētās *k* vērtības atkarībā no *alfas* un *n*; sigma1=450 mkV, *nt*=50.

	520	540	560	580	590	600
0,5	46	46	38	38	38	38
0,6	60	52	48	52	42	52
0,7	112	90	90	76	90	106
0,8	180	164	164	180	180	180

No šejienes izriet, ka pie sigma1=450 mkV, *r*=6, *v*=1 un *nt=50 alfa-k-ud* metodes optimālie parametri ir: *n*=590; *alfa*=0.7, s0=0.47 mkV, *k*=90.

Izmantojot iegūtos minimālos *n* pie sigma1=271 mkV, sigma1=350 mkV un sigma1=450 mkV, gadījumā, ja *nt*=50, iegūst, ka nepieciešamo salīdzināšanu skaitu var aprēķināt saskaņā ar *n*=0.0030*sigma1^2, kas ir aptuveni 1.2 reizes mazāk nekā *k-ud* metodes gadījumā.

Strobējamā komparatora ar mikrolīniju dinamikas izpēte

Pētījums veikts izmantojot idealizētu strobsignāla formētāju tomēr ņemot vērā formētāja praktiski realizējamas strobsignāla frontes (sākot no 100 ps un vairāk) un amplitūdas. Šāda idealizācija pielietota lai sākotnēji varētu labāk izprast pārejas procesus komparatora modelī tos nesarežģījot ar strobsignāla formētāja papildus ienestiem shēmas darbības papildefektiem. Komparatorā tika pētīta tuneļdiožu asimetriju ietekme uz komparatora dinamiku pie Ip2/Ip1=10mA/5mA; Ip2/Ip1=10mA/8,1mA; Ip2/Ip1=10mA/10mA. Pārējie eksperimenta nosacījumi: tuneļdiožu kapacitātes C1=C2=0,8pF; pretestība strobsignāla ķēdē Rv=28Om; 30Om un 32Om; tuneļdiožu parazītiskās induktivitātes Ls1=Ls2=0,3nH; testsignāla amplitūdas Ui =25mV; 37,5mV; 50mV. Pētījumi veikti pie lineārām strobsignāla frontēm T0=100ps; 200ps un 340ps (vēlāk 350ps). Dinamika pētīta pie pozitīviem un negatīviem testsignāliem mainot strobsignāla amplitūdu un tādā veidā noskaidrojot amplitūdu optimālās vērtības un amplitūdu pielaižu diapazonu. Kā dinamikas kvalitātes kritērijs tika izmantots uz šāda komparatora bāzes būvēta stroboskopiskā pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laiks.

1. Strobsignāla frontes garums T_0=100ps; tuneļdiožu asimetrija Ip2/Ip1=10mA/5mA; testsignāla amplitūda U_i=25mV.

Mainīta strobsignāla amplitūda U_0 un uzņemta pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no strobsignāla amplitūdas. Pie šīs asimetrijas mainīta arī testsignāla amplitūda robežās no 25mV līdz 62,5mV lai noskaidrotu komparatora dinamisko diapazonu.

Rv=28Om. Iegūtie skaitliskie rezultāti parādīti Tab. 1., to grafiskais attēlojums dots Zīm. 1. No iegūtiem rezultātiem redzams, ka pie šādas Rv vērtības ir visai šaurs strobsignāla amplitūdas pielaižu diapazons 0,55V...0,65V. Šajā diapazonā kāpuma laiki pozitāvam un negatīvam testsignālam sakrīt un atkarībā no strobsignāla amplitūdas pieaug lineāri. Diapazona vidū kāpuma laiks ir 60ps.

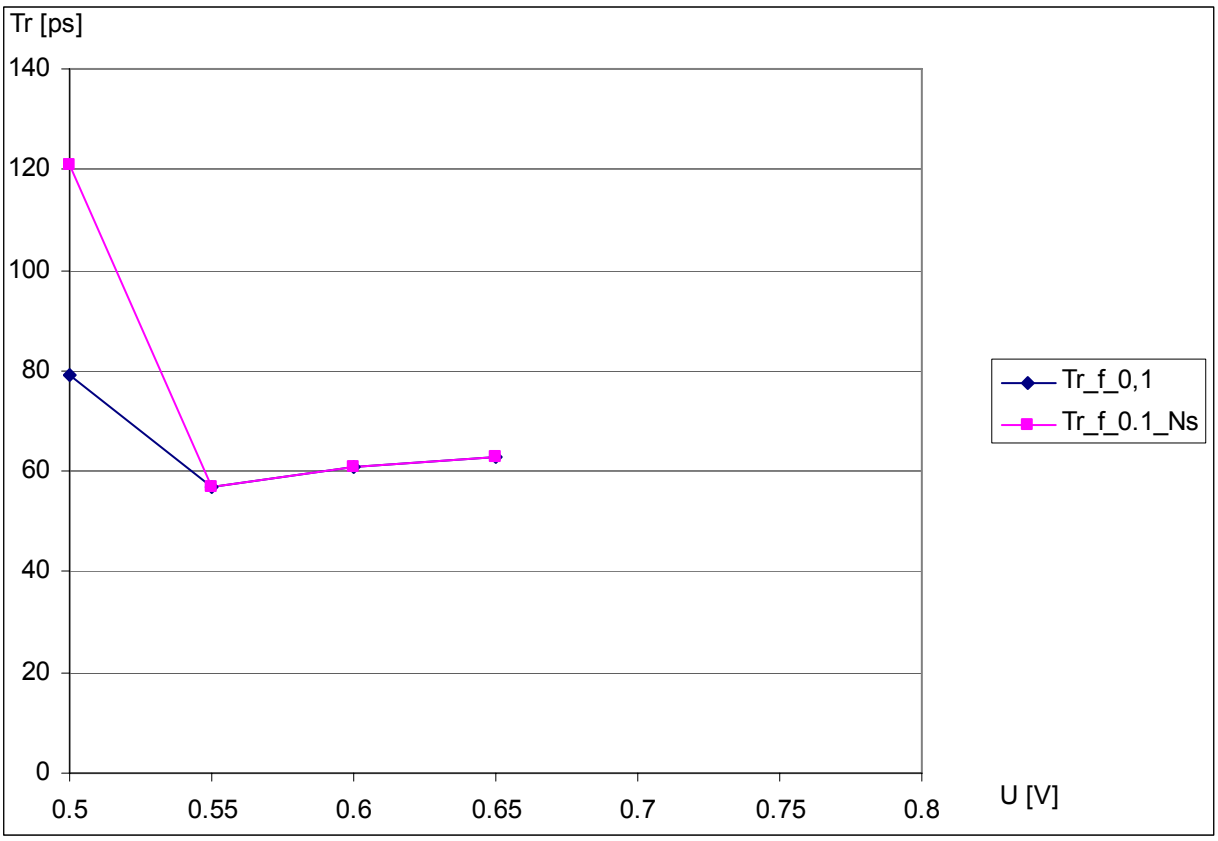
Tab. 1.

U	Tr_f_0,1	Tr_f_0.1_Ns
0.5	79	121
0.55	57	57
0.6	61	61
0.65	63	63

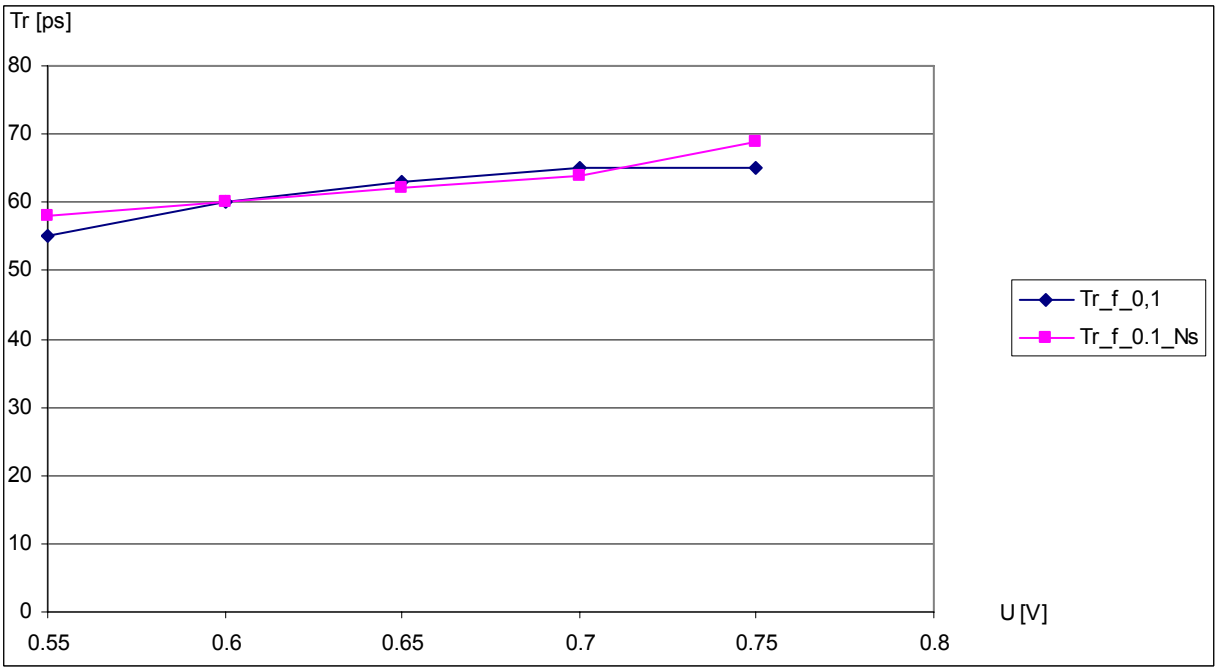
Rv=30Om. Iegūtie skaitliskie rezultāti parādīti Tab. 2., to grafiskais attēlojums dots Zīm. 2. No iegūtiem rezultātiem redzams, ka kāpuma laiki pozitāvam un negatīvam testsignālam praktiski neatšķiras un atkarībā no strobsignāla amplitūdas pieaug lineāri. Amplitūdu pielaižu diapazons ir paplašinajies 0,55V...0,7V. Šajā diapazonā kāpuma laiki pozitīvam un negatīvam signālam ir robežās no 55ps līdz 65ps.

Tab.2

U	Tr_f_0,1	Tr_f_0.1_Ns	
0.55	55	58	
0.6	60	60	
0.65	63	62	
0.7	65	64	



Zīm. 1. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no strobsignāla amplitūdas pie Rv=28Om. Pozitīvam testsignālam līkne atzīmēta ar rombiem, negatīvam – ar kvadrātiem. Amplitūdu diapazonā 0,55V...0,65V kāpuma laiki sakrīt.



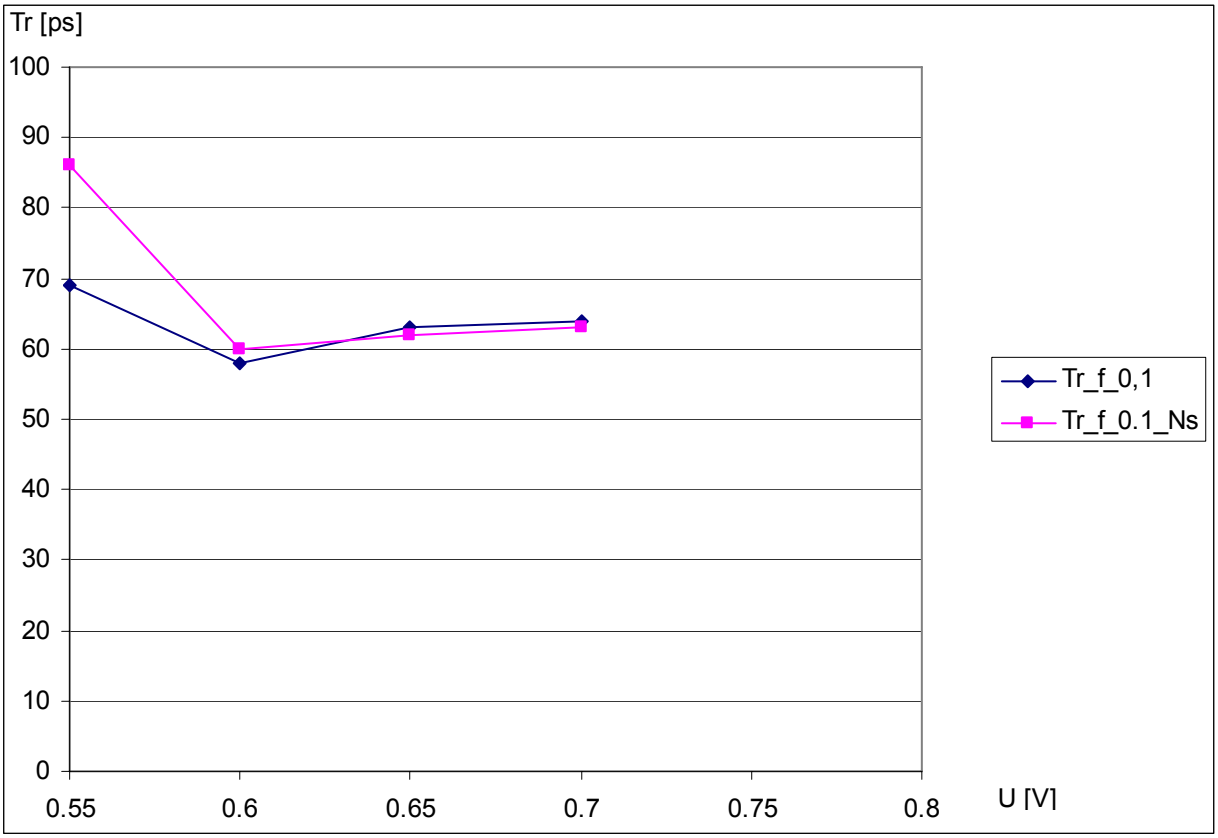
Zīm. 2. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no strobsignāla amplitūdas pie Rv=30Om. Pozitīvam testsignālam līkne atzīmēta ar rombiem, negatīvam – ar kvadrātiem.

Rv=32Om. Pie šīs pretestības iegūtie skaitliskie rezultāti parādīti Tab. 3., to grafiskais attēlojums

dots Zīm. 3. No iegūtiem rezultātiem redzams ka pie Rv=32Om strobsignāla amplitūdu pielaižu diapazons ir sašaurinājies 0,6V...0,7V. Diapazona vidū kāpuma laiks ir 62ps.

Tab. 3.

U	Tr_f_0,1	Tr_f_0.1_Ns
0.55	69	86
0.6	58	60
0.65	63	62
0.7	64	63



Zīm. 3. Pārveidotāja pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no strobsignāla amplitūdas pie Rv=32Om. Pozitīvam testsignālam līkne atzīmēta ar rombiem, negatīvam – ar kvadrātiem.

Secinājumi:

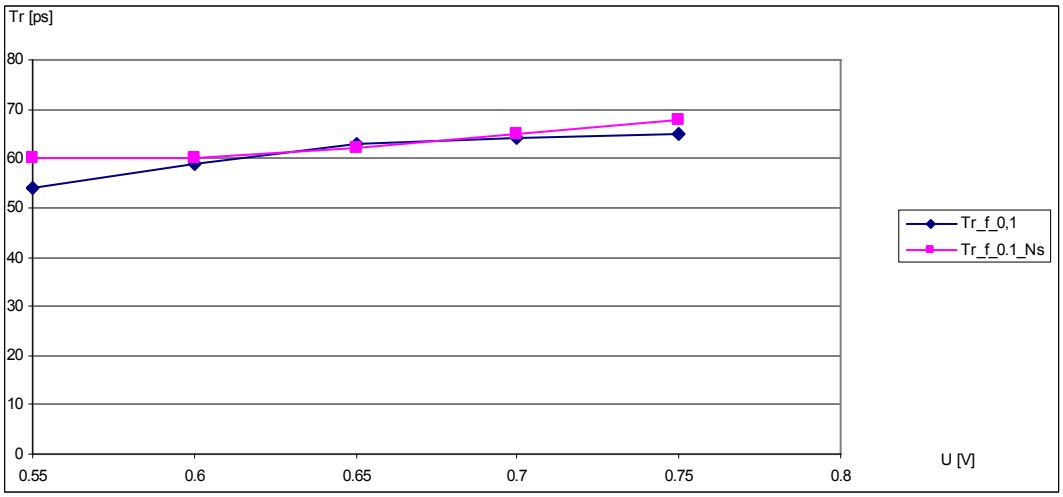
- Optimālā pretestība strobsignāla ķēdē ir Rv=30Om.
- Pārejas raksturlīknes kāpuma laiki strobsignāla amplitūdu pielaižu diapazona vidū pie dažādām Rv pretestībām praktiski neatšķiras un sastāda aptuveni 60ps.

Strobsignāla frontes garums T_0=100ps; tuneļdiožu asimetrija Ip2/Ip1=10mA/5mA; Rv=30Om; testsignāla amplitūda U_i=37,5mV.

Pie šādas testsignāla amplitūdas iegūtie skaitliskie rezultāti parādīti Tab.4. un grafiski attēloti Zīm.4. Kā redzams no iegūtiem rezultātiem nedaudz sašaurinājies strobsignāla amplitūdu pielaižu diapazons 0,6...0,75V. Diapazona vidū kāpuma laiks saglabājas iepriekšējais 62ps.

Tab. 4.

U	Tr_f_0,1	Tr_f_0.1_Ns
0.55	54	60
0.6	59	60
0.65	63	62
0.7	64	65
0.75	65	68



Zīm. 4. Pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no strobsignala amplitūdas pie Rv=30Om; U_i=37,5V. Pozitīvam testsignālam līkne atzīmēta ar rombiem, negatīvam – ar kvadrātiem.

Strobsignāla frontes garums T_0=100ps; tuneļdiožu asimetrija Ip2/Ip1=10mA/5mA; Rv=30Om; testsignāla amplitūda U_i=50mV.

Pie šādas testsignāla amplitūdas iegūtie skaitliskie rezultāti parādīti Tab.5. un grafiski attēloti Zīm.5. Kā redzams no iegūtiem rezultātiem strobsignāla amplitūdu pielaižu diapazons ir sašaurinājies vēl vairāk 0,6...0,7V. Diapazona vidū kāpuma laiks saglabājas iepriekšējais 62ps.

Tab.5.

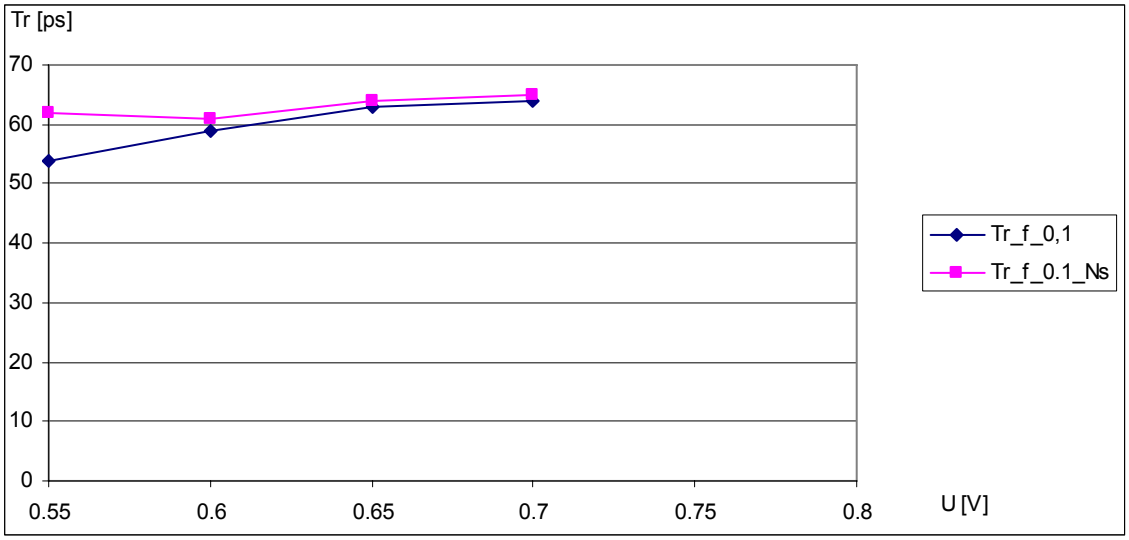
U	Tr_f_0,1	Tr_f_0.1_Ns
0.55	54	62
0.6	59	61
0.65	63	64
0.7	64	65

Strobsignāla frontes garums T_0=100ps; tuneļdiožu asimetrija Ip2/Ip1=10mA/5mA; Rv=30Om; testsignāla amplitūda U_i=62,5mV.

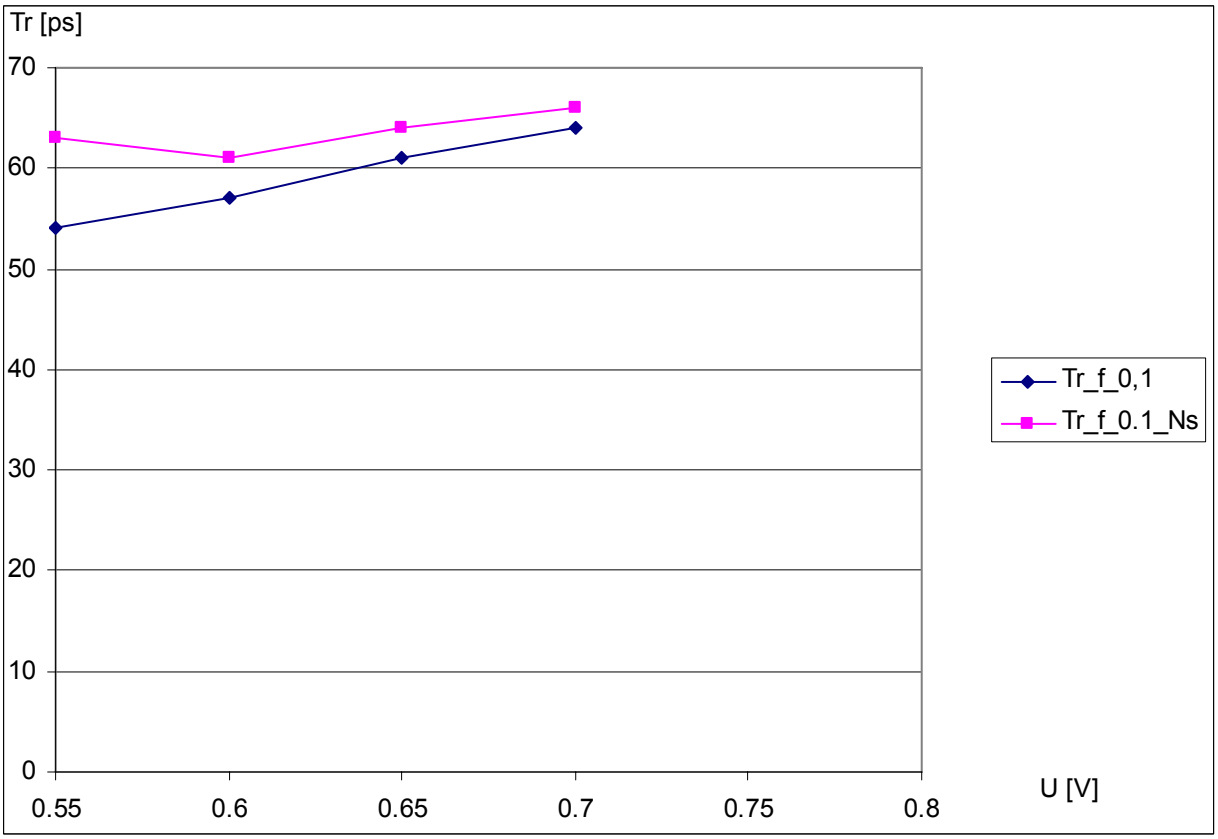
Pie šādas testsignāla amplitūdas iegūtie skaitliskie rezultāti parādīti Tab.6. un grafiski attēloti Zīm.6. Kā redzams no iegūtiem rezultātiem strobsignāla amplitūdu pielaižu diapazons ir sašaurinājies vēl vairāk 0,65...0,7V. Sāk pieaugt kāpuma laiks – pielaižu diapazona robežās pozitīvam testsignālam 61-64ps, negatīvam 64-66ps. Rezultātus nedaudz ekstrapolējot var uzskatīt, ka komparatora dinamiskais diapazons sasniedz aptuveni 65mV.

Tab. 6.

U	Tr_f_0,1	Tr_f_0.1_Ns
0.55	54	63
0.6	57	61
0.65	61	64
0.7	64	66



Zīm. 5. Pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no strobsignala amplitūdas pie Rv=30Om; U_i=50mV. Pozitīvam testsignālam līkne atzīmēta ar rombiem, negatīvam ar kvadrātiem.



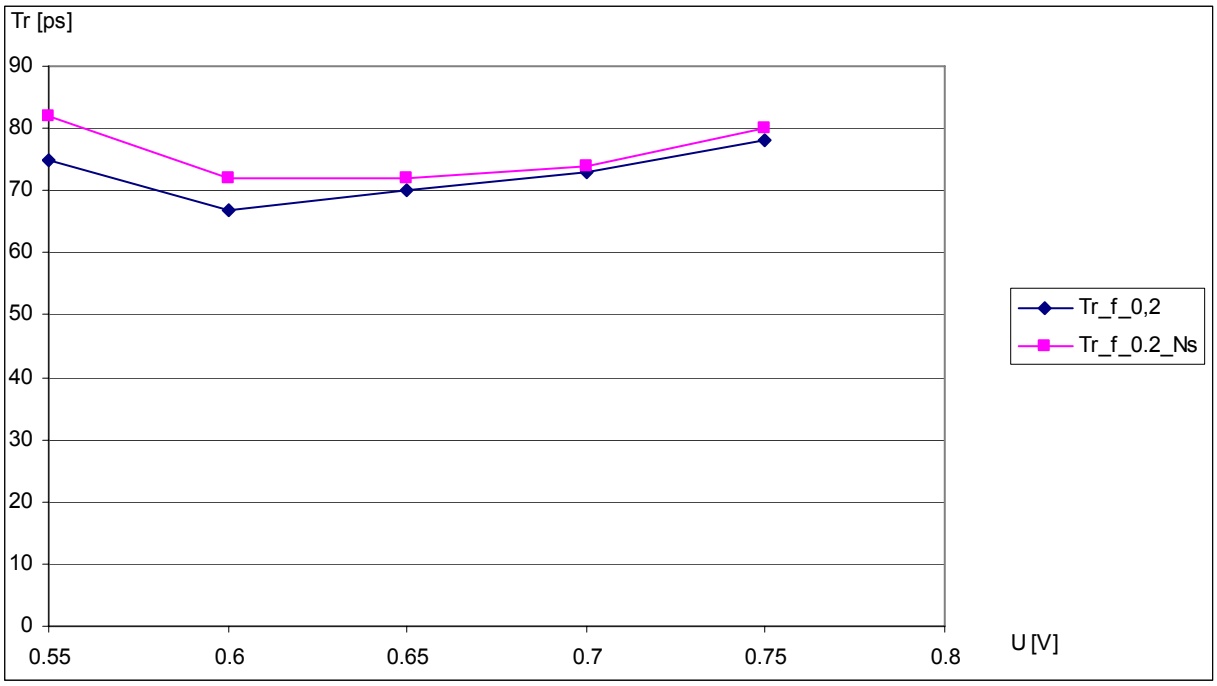
Zīm. 6. Pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no strobsignala amplitūdas pie Rv=30Om; U_i=62,5mV. Pozitīvam testsignālam līkne atzīmēta ar rombiem, negatīvam ar kvadrātiem.

Strobsignāla frontes garums T_0=200ps; tuneļdiožu asimetrija Ip2/Ip1=10mA/5mA; testsignāla amplitūda U_i=25mV.

Šajā pētījumā tiek pārbaudīta strobsignāla frontes garuma ietekme tai palielinoties no 100ps uz 200ps. Iegūtie skaitliskie rezultāti parādīti Tab.7. un grafiski attēloti Zīm. 7. Iegūts strobsignāla amplitūdu pielaides diapazons 0,6...0,7V. Diapazona vidū kāpuma laiki pozitīvam un negatīvam testsignālam ir vienādi ar 70ps un 72ps. Tātad salīdzinājumā ar gadījumu kad strobsignāla fronte bija 100ps kāpuma laiki ir pieauguši par 10ps.

Tab. 7.

U	Tr_f_0,2	Tr_f_0.2_Ns
0.55	75	82
0.6	67	72
0.65	70	72
0.7	73	74
0.75	78	80



Zīm.7. Pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no strobsignāla amplitūdas pie Rv=30Om; U_i=25mV; T_0=200ps. Pozitīvam testsignālam līkne atzīmēta ar rombiem, negatīvam ar kvadrātiem.

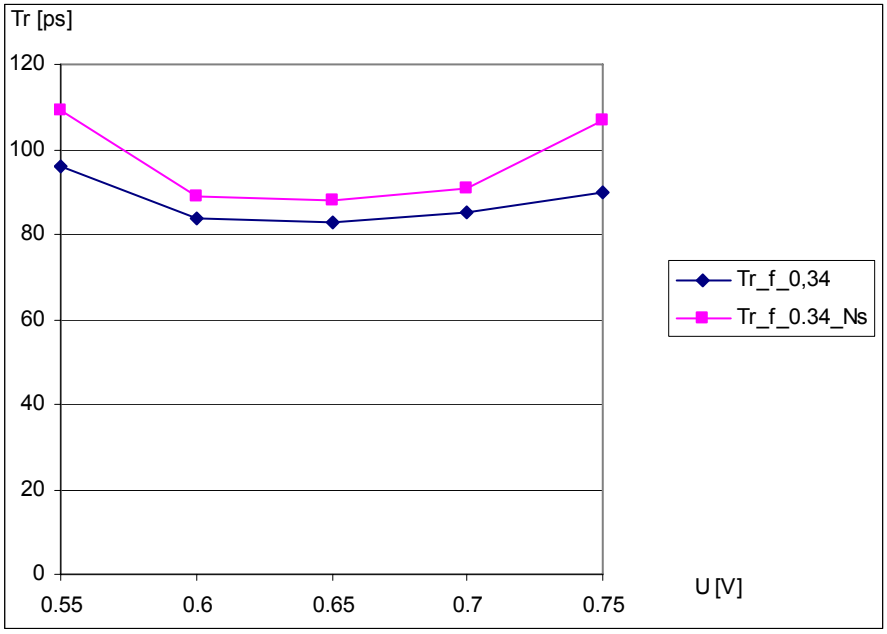
Strobsignāla frontes garums T_0=350ps; tuneļdiožu asimetrija Ip2/Ip1=10mA/5mA; testsignāla amplitūda U_i=25mV.

Iegūtie skaitliskie rezultāti parādīti Tab. 8. un grafiski attēloti Zīm.8. Iegūts strobsignāla amplitūdu pielaides diapazons 0,6...0,7V. Diapazona vidū kāpuma laiki pozitīvam un negatīvam testsignālam atšķiras par 5ps un ir vienādi attiecīgi ar 83 un 88ps. Tātad salīdzinājumā ar gadījumu kad strobsignāla fronte bija 100ps kāpuma laiki ir pieauguši aptuveni par 20ps. Tā kā kapuma laiki pozitīvam un negatīvam testsignalam sāk atšķirties, tad šo strobsignāla frontes garumu (340ps) varētu uzskatīt par maksimāli pieļaujamo robežu. Ilustrācijai Tab. 9. un Zīm. 9. parādīta kāpuma laika atkarība no strobsignāla frontes garuma pozitīvam un negatīvam testsignālam pie testsignala amplitūdas 25mV. No šiem rezultātiem redzamas, ka parejas raksturlīknes kāpuma laiks kā pozitīvam ta negatīvam testsignālam izvēlētajā diapzonā ir lineāri atkarīgs no strobsignāla frontes garuma.

Bez augstāk minētā vēl tika veikts pētījums par pārveidotāja "nulles" līnijas atkarību no strobsignāla frontes garuma. Iegūtie rezultāti parādīti Tab. 10. un Zīm. 10. No iegūtajiem rezultātiem redzams, ka arī "nulles" līmenis pārveidotāja izejā ir atkarīgs no strobsignāla frontes garuma. Jo garāka ir strobsignāla fronte, jo mazāks, vai pat negatīvs kļūst pārveidotāja "nulles" līmenis.

Tab. 8.

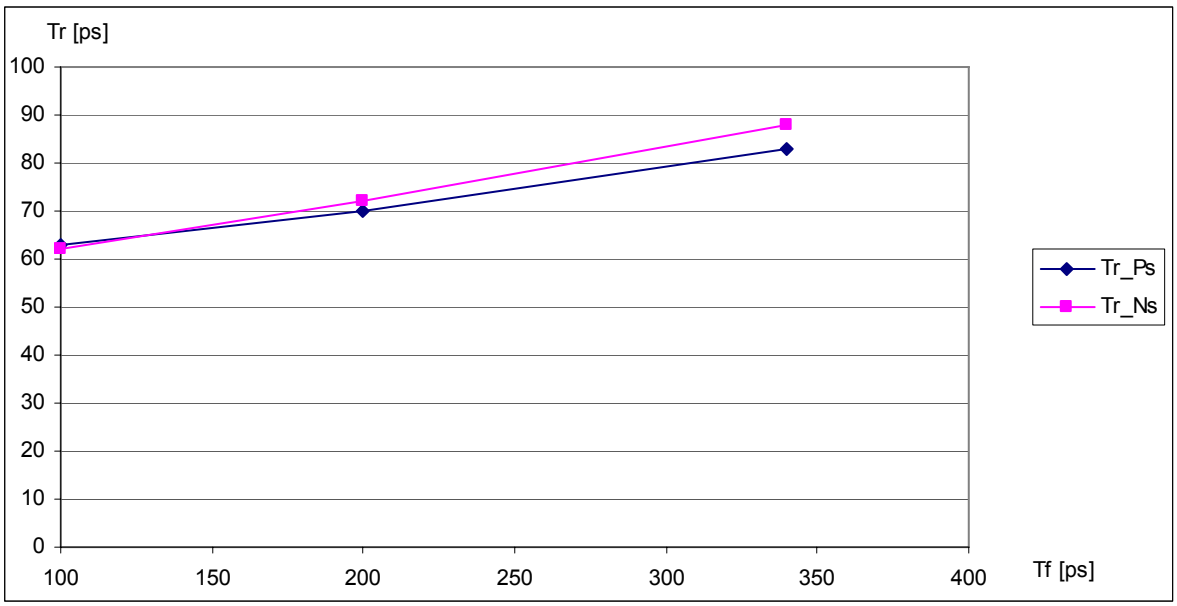
U	Tr_f_0,34	Tr_f_0.34_Ns
0.55	96	109
0.6	84	89
0.65	83	88
0.7	85	91
0.75	90	107



Zīm. 8. Zīm.7. Pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no strobsignāla amplitūdas pie Rv=30Om; U_i=25mV; T_0=350ps. Pozitīvam testsignālam līkne atzīmēta ar rombiem, negatīvam ar kvadrātiem.

Tab. 9.

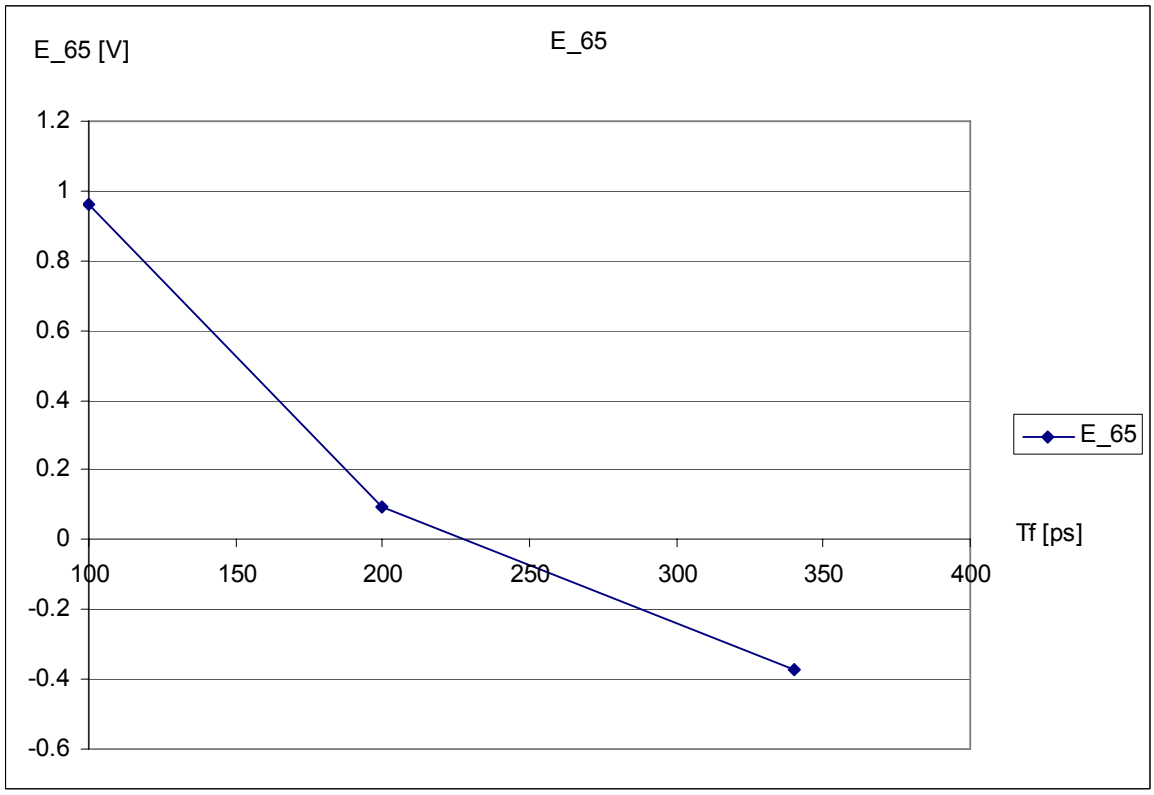
Tf	Tr_Ps	Tr_Ns
100	63	62
200	70	72
340	83	88



Zīm. 9. Pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no strobsignāla frontes garuma pozitīvam (atzīmēts ar rombiem) un negatīvam (atzīmēts ar kvadrātiem) testsignālam. Testsignāla amplitūda 25mV.

Tab. 10.

Tf	E_65
100	0.962
200	0.096
340	-0.371



Zīm. 10. Pārveidotāja "nulles" līnijas atkarība no strobsignāla frontes garuma.

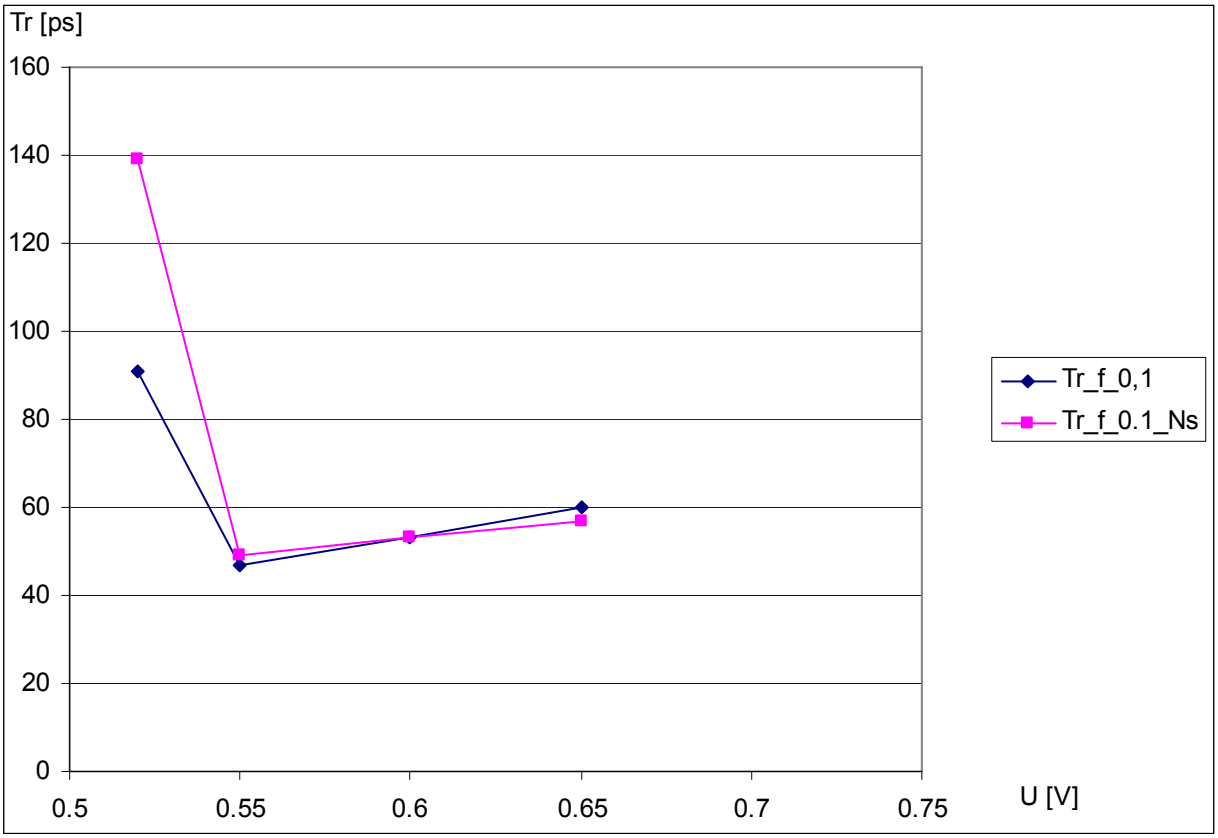
Komparatora dinamikas pētījums pie tuneļdiožu asimetrijas Ip2/Ip1=10mA/8,1mA.

Šādu tuneļdiožu asimetriju var nodrošināt vienas sērijas tuneļdiožu atlase to teholoģiskās izkliedes robežās. Pārējie eksperimenta nosacījumi: tuneļdiožu kapacitātes C1=C2=0,8pF; pretestība strobsignāla ķēdē Rv=30Om; tuneļdiožu parazītiskās induktivitātes Ls1=Ls2=0,3nH; U_i=25mV.

Strobsignāla fronte T_0=100ps. Iegūtie skaitliskie rezultāti doti Tab. 11., grafiskais attēlojums dots Zīm. 11. Iegūts pieļaujamais strobsignala amplitūdu diapazons 0,55...0,65V. Diapazona vidū pārejas raksturlīknes kāpuma laiks kā pozitīvam tā negatīvam testsignālam ir 53ps.

Tab. 11.

U	Tr_f_0,1	Tr_f_0.1_Ns
0.52	91	139
0.55	47	49
0.6	53	53
0.65	60	57

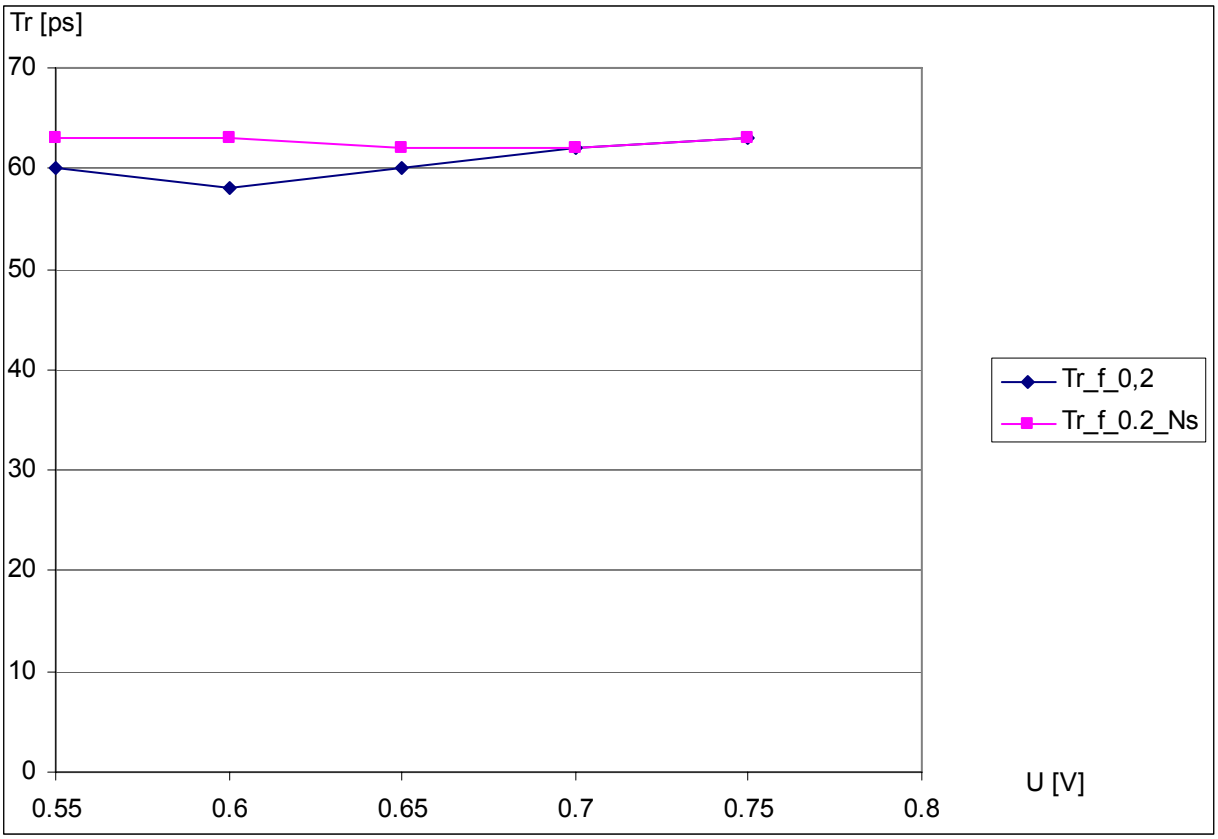


Zīm. 11. Pārejas raksturlīknes kāpuma laika atkarība no strobsignāla amplitūdas pie tuneļdiožu asimetrijas Ip2/Ip1=10mA/8,1mA un strobsignala frontes 100ps.

Strobsignāla fronte T_0=200ps. Iegūtie skaitliskie rezultāti parādīti Tab. 12. un Zīm.12. Iegūts strobsignāla amplitūdas pielaižu diapazons 0,55...0,75V. Pārejas raksturlīknes kāpuma laiks vidēji ir 62ps.

Tab. 12.

U	Tr_f_0,2	Tr_f_0.2_Ns
0.55	60	63
0.6	58	63
0.65	60	62
0.7	62	62
0.75	63	63

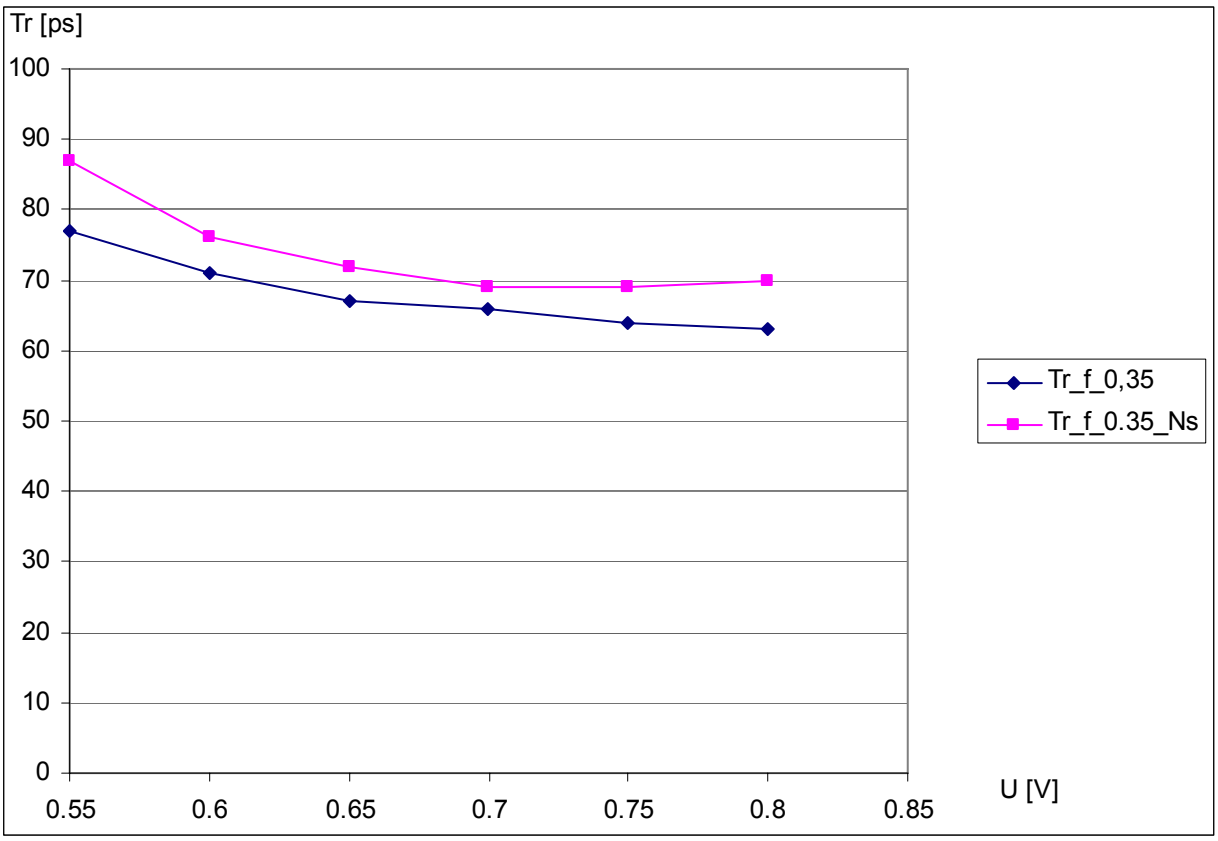


Zīm. 12. Pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no strobsignāla amplitūdas pie tuneļdiožu asimetrijas Ip2/Ip1=10mA/8,1mA un strobsignāla frontes 200ps.

Strobsignāla fronte T_0=350ps. Iegūtie skaitliskie rezultāti parādīti Tab. 13. un Zīm.13. Iegūts strobsignāla amplitūdas pielaižu diapazons 0,65...0,8V. Pie šādas strobsignāla frontes pārejas raksturlīknes kāpuma laiki pozitīvam un negatīvam testsignālam sāk atšķirties un diapazona vidū tie sastāda attiecīgi 64ps un 69ps. Tālāka strobsignāla frontes pasliktināšana nav vēlama.

Tab. 13.

U	Tr_f_0,35	Tr_f_0.35_Ns
0.55	77	87
0.6	71	76
0.65	67	72
0.7	66	69
0.75	64	69
0.8	63	70



Zīm. 13. Pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no strobsignāla amplitūdas pie tuneļdiožu asimetrijas Ip2/Ip1=10mA/8,1mA un strobsignāla frontes 350ps.

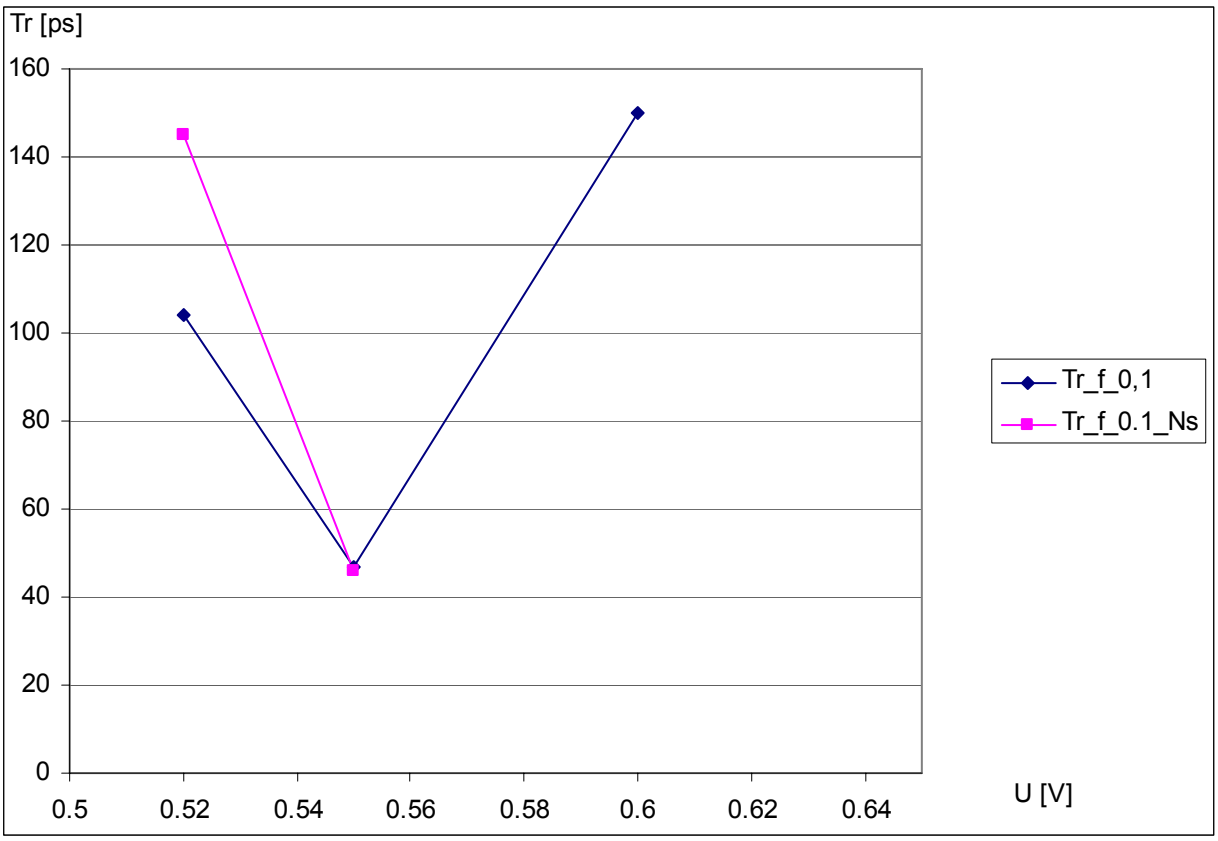
Komparatora dinamikas pētījums pie simetriskām tuneļdiodēm Ip2/Ip1=10mA/10mA.

Pārējie eksperimenta nosacījumi tādi pat ka iepriekš: tuneļdiožu kapacitātes C1=C2=0,8pF; pretstība strobsignāla ķēdē Rv=30Om; tuneļdiožu parazītiskās induktivitātes Ls1=Ls2=0,3nH; U_i=25mV.

Strobsignāla fronte T_0=100ps. Iegūtie skaitliskie rezultāti doti Tab. 14., grafiskais attēlojums dots Zīm. 14. Pie vienas strobsignala amplitūdas 0,55V iegūts ļoti labs pārejas raksturlīknes kāpuma laiks 46 un 47ps. Taču šādu režīmu lietot ir riskanti pārāk šaurā strobsignāla amplitūdu pielaižu dēļ.

Tab. 14.

U	Tr_f_0,1	Tr_f_0.1_Ns
0.52	104	145
0.55	47	46
0.6	150	-



Zīm. 14. Pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no strobsignāla amplitūdas pie tuneļdiožu asimetrijas Ip2/Ip1=10mA/10mA un strobsignāla frontes 100ps.

Strobsignāla fronte T_0=200ps. Iegūtie skaitliskie rezultāti doti Tab. 15., grafiskais attēlojums Zīm. 15. Iegūts strobsignāla amplitūdu pielaižu diapazons 0,55V...0,6V. Visa šai diapazonā pārejas raksturlīkņu kāpuma laiki pozitīvam un negatīvam testsignālam ir robežās no 55ps līdz 60ps.

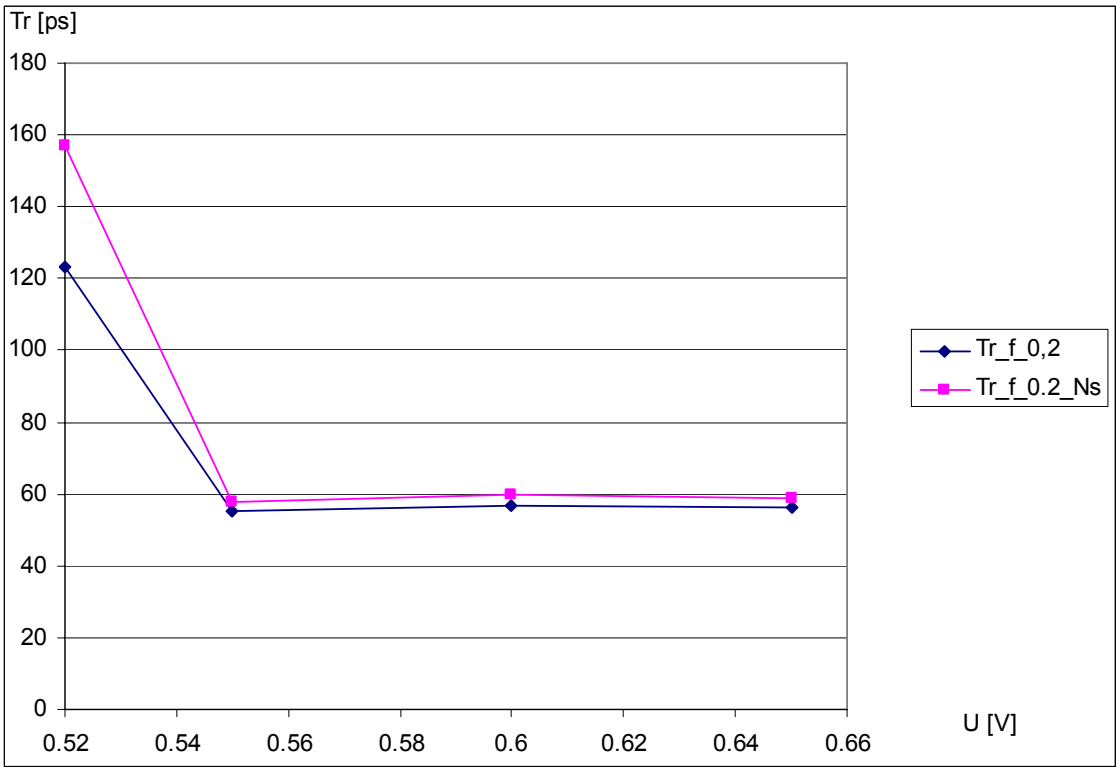
Tab. 15.

U	Tr_f_0,2	Tr_f_0.2_Ns
0.52	123	157
0.55	55	58
0.6	57	60
0.65	56	59

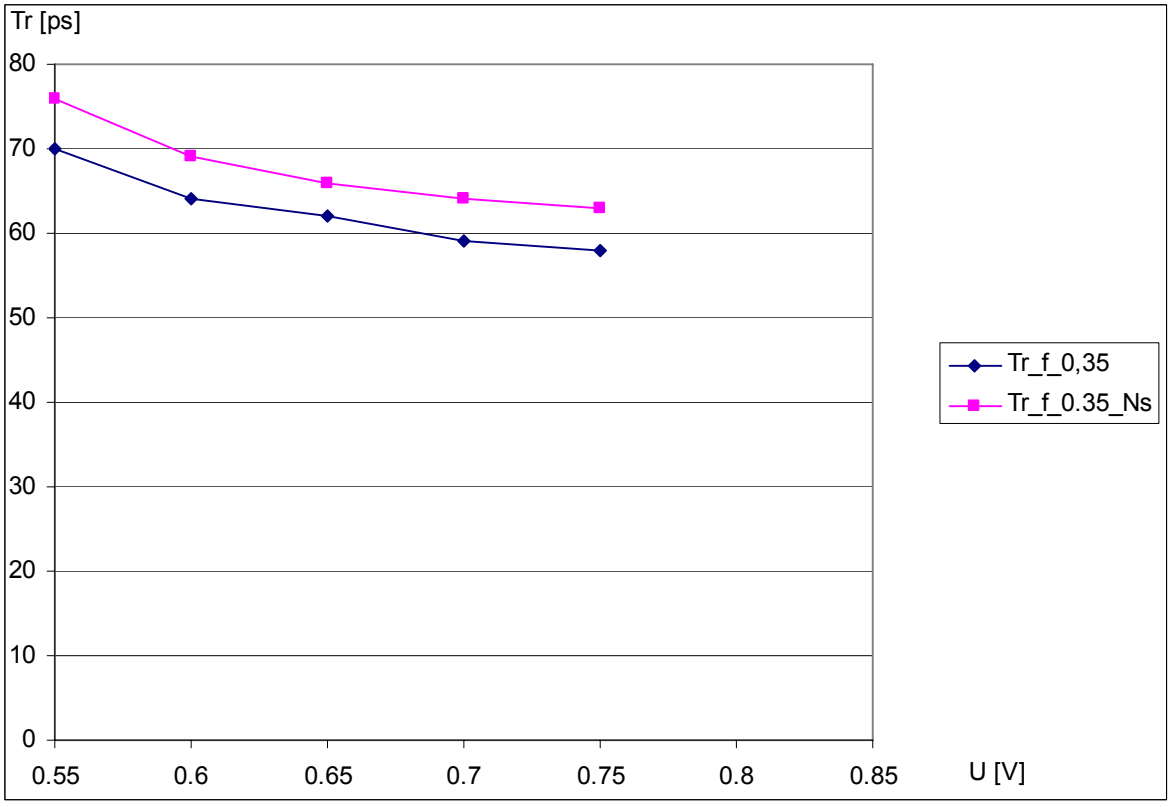
Strobsignāla fronte T_0=350ps. Iegūtie skaitliskie rezultāti doti Tab. 16., grafiskais attēlojums Zīm. 16. Pieaugot strobsignala amplitūdai visa diapazona kapuma laiki uzlabojas (samazinās). Par strobsignala amplitūdu pielaižu diapazonu var uzskatīt diapazonu 0,65V...0,75V. Visā šai diapazonā kāpuma laiki pozitīvam un negatīvam testsignālam atsķiras par 5ps.

Tab. 16.

U	Tr_f_0,35	Tr_f_0.35_Ns
0.55	70	76
0.6	64	69
0.65	62	66
0.7	59	64
0.75	58	63



Zīm. 15. Pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no strobsignāla amplitūdas pie tuneļdiožu asimetrijas Ip2/Ip1=10mA/10mA un strobsignāla frontes 200ps.



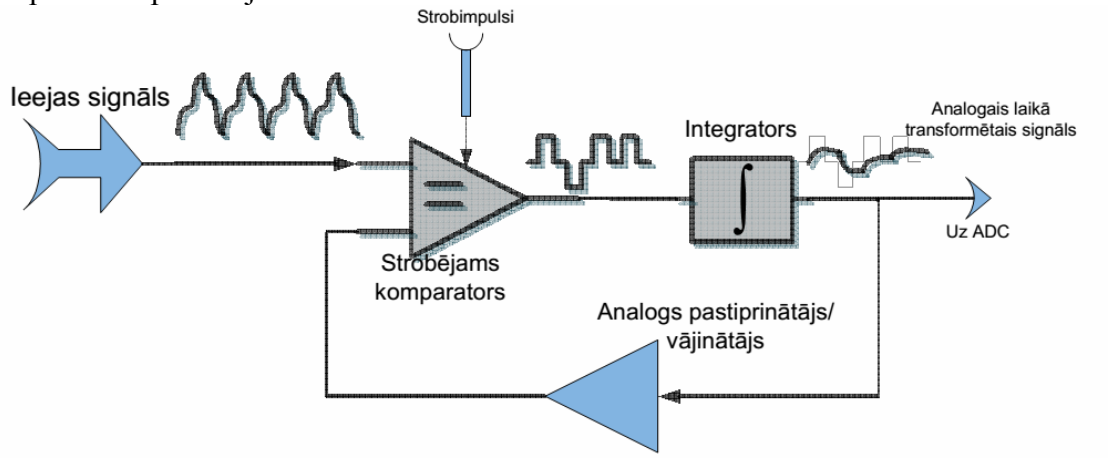
Zīm. 16. Pārejas raksturlīknes kāpuma laiku atkarība no strobsignāla amplitūdas pie tuneļdiožu asimetrijas Ip2/Ip1=10mA/10mA un strobsignāla frontes 350ps.

Secinājumi:

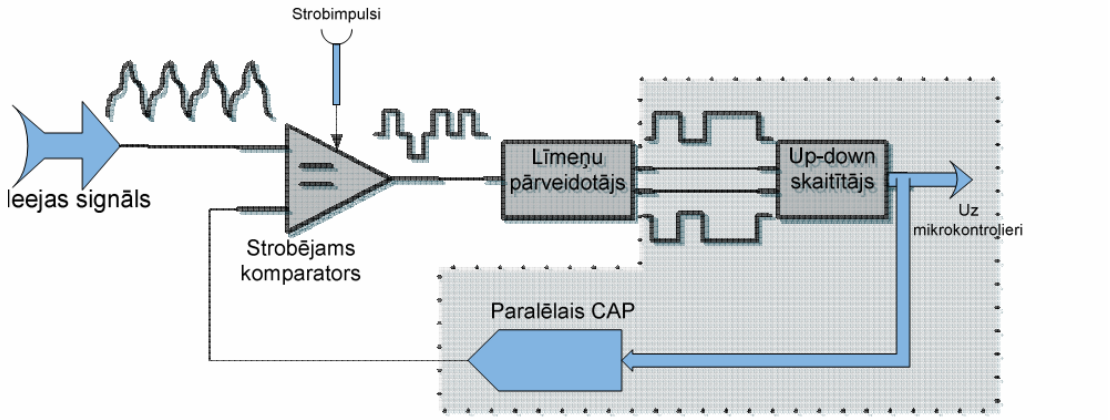
- Pie asimetrijas Ip2/Ip1=10mA/5mA par optimālu var uzskatīt strobsignāla frontes garumu 200ps pie kura amplitūdu pielaides diapazons ir 0,55...0,7V (ΔU0=0,15V) un šajā diapazonā kāpuma laiki pozitīvam un negatīvam signālam atrodas robežās no 55ps līdz 65ps.
- Pie asimetrijas Ip2/Ip1=10mA/8,1mA par optimālu var uzskatīt strobsignāla frontes garumu 200ps pie kura ir visai plašs strobsignāla amplitūdu pielaides diapazons ir 0,55...0,75V (ΔU0=0,2V) un tā vidū pārejas raksturlīknes kāpuma laiks pozitīvam un negatīvam testsignālam ir attiecīgi 58ps un 63ps.
- Pie asimetrijas Ip2/Ip1=10mA/10mA par optimālu var uzskatīt strobsignāla frontes garumu 200ps pie kura strobsignāla amplitūdu pielaides diapazons ir 0,55...0,6V (ΔU0=0,05V). Visā šai diapazonā pārejas raksturlīkņu kāpuma laiki pozitīvam un negatīvam testsignālam ir robežās no 55ps līdz 60ps.
- Tātad no pētītām asimetrijām plašāko strobsignāla amplitūdu pielaižu diapazonu (ΔU0=0,2V) nodrošina asimetrija Ip2/Ip1=10mA/8,1mA pie strobsignāla frontes 200ps.
- Pie visām apskatītajām asimetrijām optimālais strobsignāla frontes garums ir 200ps.
- Pie strobsignāla optimālā frontes garuma (200ps) visas apskatītās asimetrijas nodrošina aptuveni vienādus pārejas raksturlīknes kāpuma laikus un tie atrodas robežās no 55ps līdz 63ps.

Adaptīvas nepārtrauktās izvērses kompensācijas metodes izpēte, salīdzinājums ar citām diskrētās izvērses metodēm

1. Komparatora tipa stroboskopiskie pārveidotāji:
(Blokshēmas bilde)
Kompensācijas veidi:
Adaptīva
Neadaptīva
Realizācijas veidi (skat. 1. atēlu)
Analogā kompensācija
Ciparu kompensācija



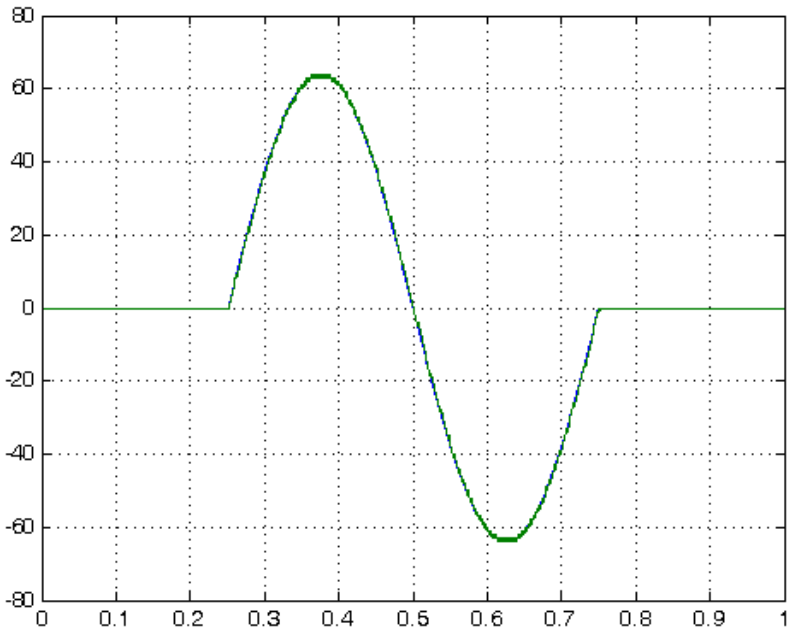
a) analogās kompensācijas blokshēma



b) ciparu kompensācijas blokshēma

1. Attēls. Kompensācijas realizācijas veidi

1.1. Kompensācijas metožu analīze Matlab vidē:
Analīzei izvēlētais testa signāls redzams attēlā 2.



2. Attēls. Testa signāls

1.2. Vienkāršākās ciparu kompensācijas analīze.

Lai veiktu vienkāršākas kompensācijas analīzi tika izmantoti sekojoši parametri:

Kompensācijas parametri pielīdzināti aparatūras realizācijas iepējām:

Kompensācijas solis = 1 (viens diskrēts CAP solis)

Testa signāla amplitūda (atkarībā no CAP diapazona):

7 bitu CAP diapazonam: 64

8 bitu CAP diapazonam: 128

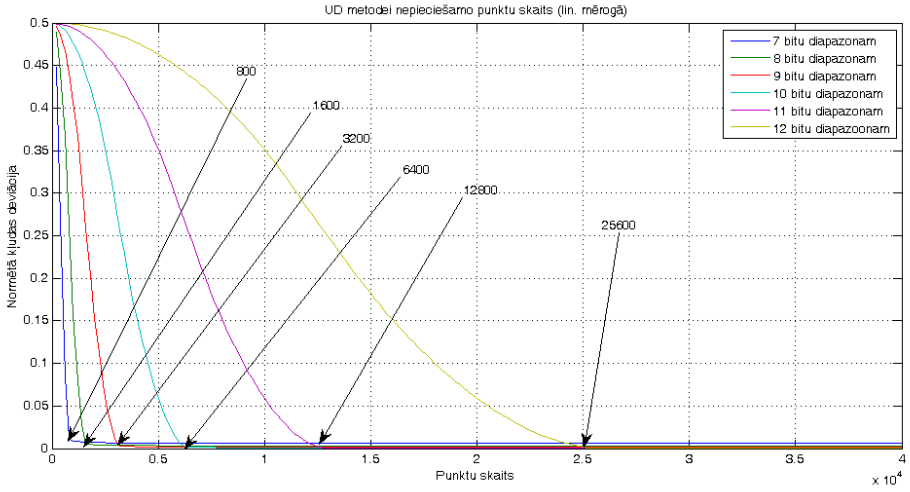
9 bitu CAP diapazonam: 256

10 bitu CAP diapazonam: 1024

11 bitu CAP diapazonam: 2048

12 bitu CAP diapazonam: 4096

Normētās pārveidojuma kļūdu līknes, kas parāda nepieciešamo kompensācijas soļu skaitu lai nodrošinātu ACP bitu skaitam ekvivalentu pārveidojuma dinamisko diapazonu :

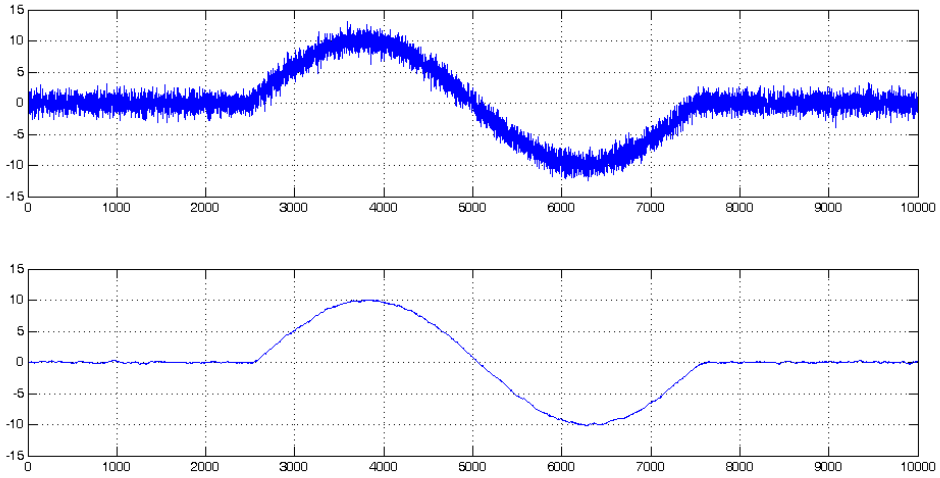


3. Attēls. Normētās kļūdu līknes

Secinājums: Nepieciešams liels kompensācijas soļu (taktsimpulsu) skaits, lai nodrošinātu plaša dinamiskā diapazona pārveidojumu.

Kā redzams, izmantojot vienkāršāko kompensāciju metodi, lai palielinātu dinamisko diapazonu divas reizes, divas reizes ir jāpalielina nepieciešamo soļu skaits, bet soļu skaita palielināšana tieši samazina pārveidojuma ātrdarbību, tāpēc vienkāršākā kompensācijas metode nav neefektīva metode lai izveidotu liela dinamiskā diapazona pārveidotāju.

Tomēr šādam pārveidotājam ir arī priekšrocība, kas parādīta 4. attēlā.



4. Attēls. UD procedūras rezultāts trokšņainam signālam (solis=0.02)

Izvēloties optimālo kompensācijas soļa vērtību un kopējo soļu skaitu ir iespējams samazināt trokšņu līmeni pārveidotājā signālā (palielināt signāla/ trokšņa attiecību). Dotajā piemērā sākotnējā signāls troksnis attiecība bija 20dB, bet pēc pārveidojuma attiecība uzlabojās 10 reizes (40dB).

Lai samazinātu komparatora tipa pārveidotāju trūkumu (lielu taksimpulsu skaitu) un pilnvērtīgāk izmantotu pārveidojuma priekšrocību (pārveidojuma trokšņu nospiešanu) ir jāatrod optimālais kompensācija metode vai algoritms.

Optimizācijas kritēriji

Pārveidojuma dinamiskais diapazons (jāpalielina)

Nepieciešamais soļus skaits (jāsamazina)

Trokšņu līmenis (ir iespēja samazināt, optimizējot soļu vērtību un skaitu)

2. Kompensācijas metožu salīdzinājumi

Pirms sākt salīdzināt dažādas kompensācijas metodes, konkretizēšu simulāciju parametrus:

Adiatīvā trokšņa dispersija $\delta 1 = 1$;

Trokšņa dispersija pēc pārveidojuma $\delta 2^* = 0.055$

Pieļaujamā trokšņa dispersijas $\delta 2$ izkliede: $0.985^* \delta 2^* < \delta 2 < 0.995^* \delta 2^*$

Pārveidotā signāla normētā kļūda: $Err = std(y2 - y1)/A <= 0.0353$

kur y2 – signāls pēc pārveidojuma, y1 – ieejas signāls bez adiatīvā trokšņa, A – ieejas signāla amplitūda.

Mērījumus veikt pie divām ieejas signāla amplitūdu vērtībām:

A= 1 un A = 93

Iespējamie kompensācijas veidi:

2.1. Neadaptīvi kompensācijas veidi:

2.1.1. Nepārtrauktās izvērses:

Vidējošana pa ansambļiem

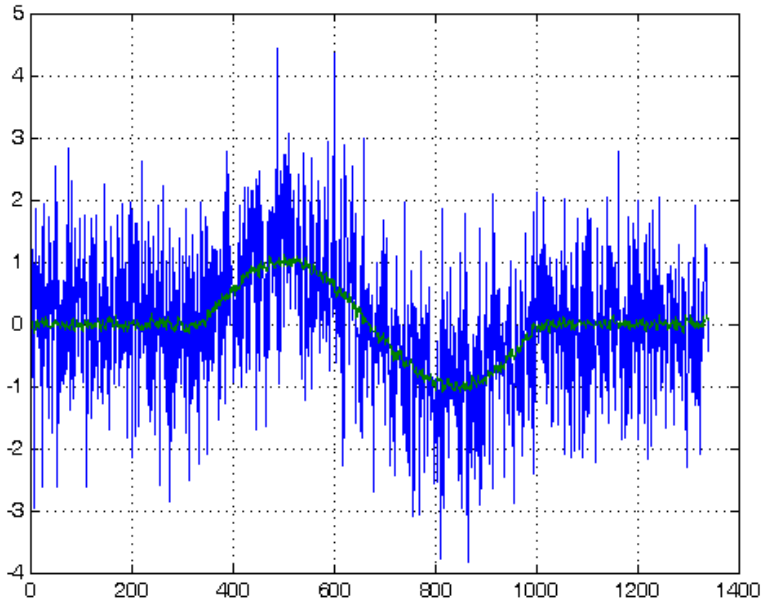
Lai nodrošinātu pēc pārveidojuma trokšņa dispersijas nosacījumu $\delta 2^* = 0.055$, simulāciju ceļā tika noteikti sekojoši parametri:

Kopējo punktu skaits uz vienu ansambli: 1340;

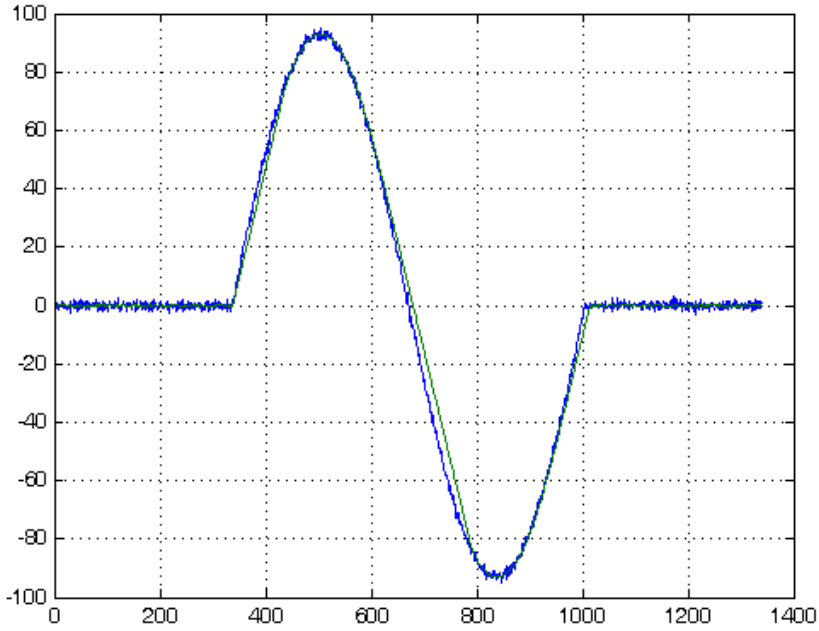
Ansambļu viduvēšanas skaits: 200

Kompensācijas solis = 0.75

Kopējo pārveidojumam nepieciešamo punktu skaits = 1340*200= 268 000.



5. Attēls. Vidējots pa ansambļiem (A=1), Err = 0.0181;



5. Attēls. Vidējots pa ansambļiem (A=93), Err = 0.0344

Videjošana pa "k" punktiem

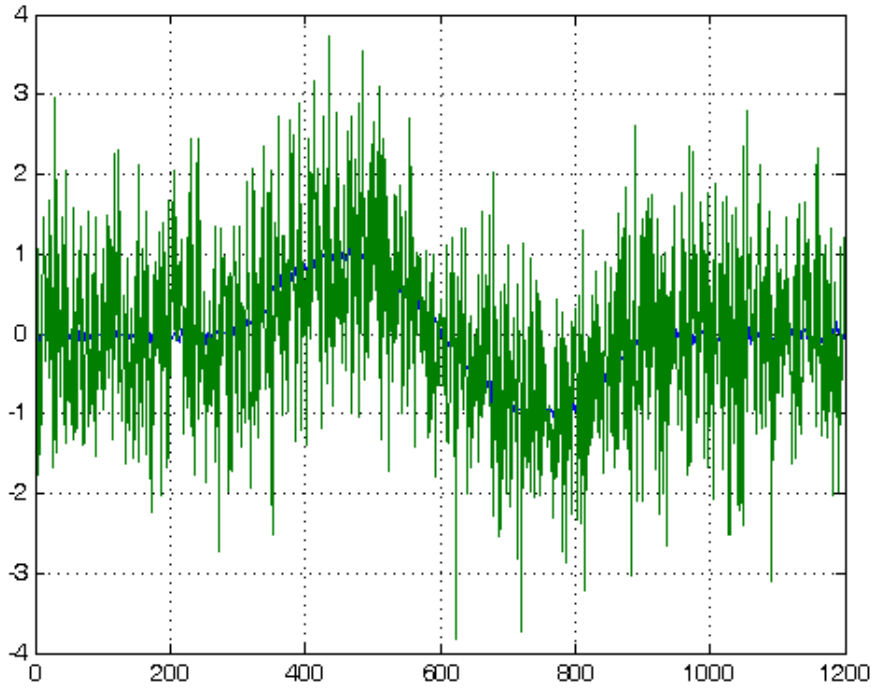
Lai nodrošinātu pēc pārveidojuma trokšņa dispersijas nosacījumu $\delta 2^* = 0.055$, simulāciju ceļā tika noteikti sekojoši parametri:

Pārveidojumā iegūstamo punktu skaits: 1200;

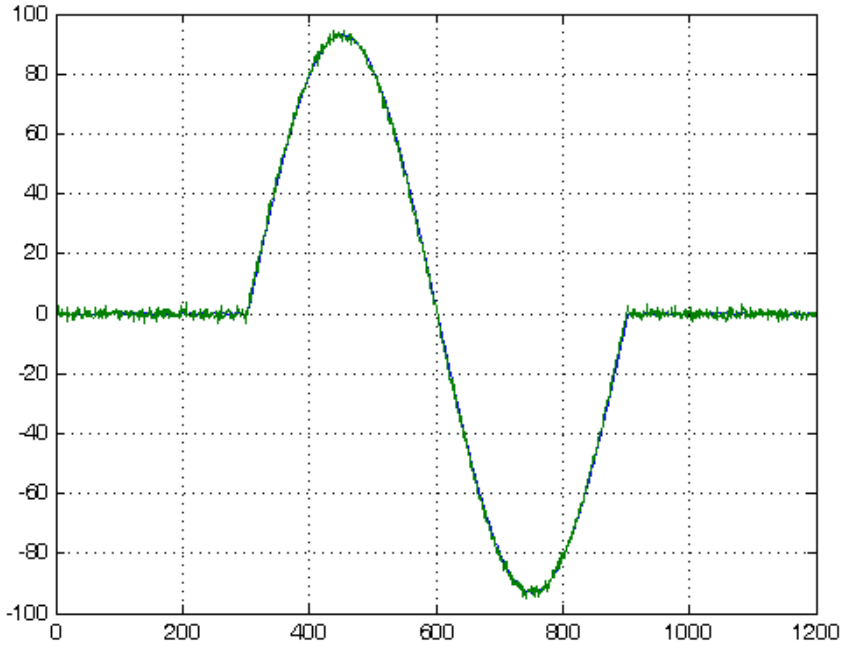
Viduvēto punktu skaits: 200

Kompensācijas solis = 0.006

Kopējo pārveidojumam nepieciešamo punktu skaits = 1200*200= 240 000.



6. Attēls. Viduvēts pa „k” punktiem (A=1), Err= 0.0097;



7. Attēls. Viduvēts pa „k” punktiem (A=93), Err= 0.0092;

2.1.2. Pārtrauktās izvērses metodes:

UD metode

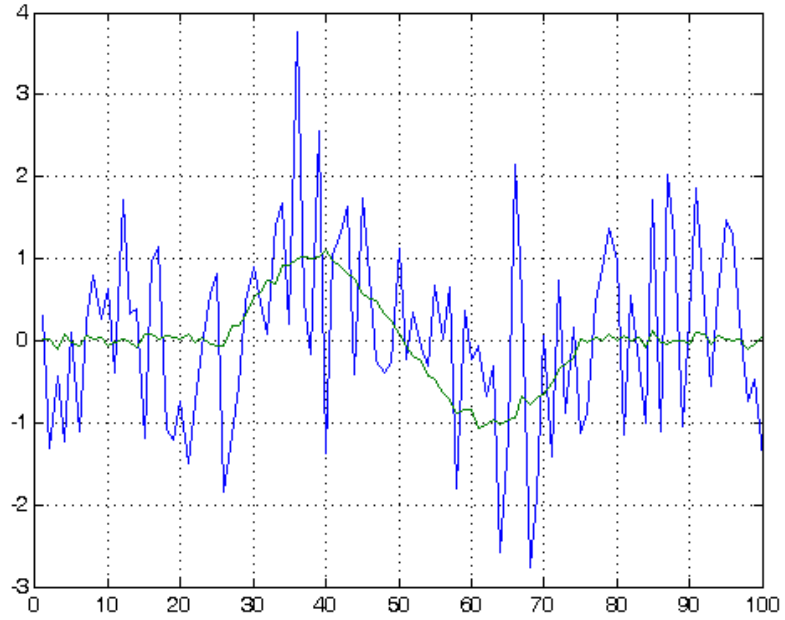
Lai nodrošinātu pēc pārveidojuma trokšņa dispersijas nosacījumu $\delta 2^* = 0.055$, simulāciju ceļā tika noteikti sekojoši parametri:

Pārveidojumā iegūstamo punktu skaits: 100;

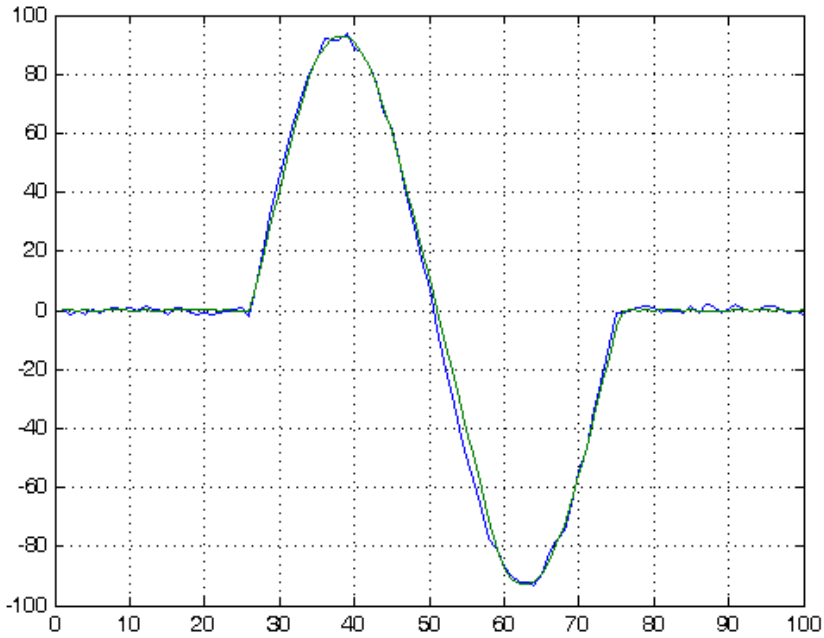
Taktsimpulsu skaits vienā fāzes punktā: 2000

Kompensācijas solis = 0.0051

Kopējo pārveidojumam nepieciešamo punktu skaits = 100*2000= 200 000.



8. Attēls. UD metode (A=1), Err= 0.0057;



9. Attēls. UD metode (A=93), Err= 0.0297;

UDC metode

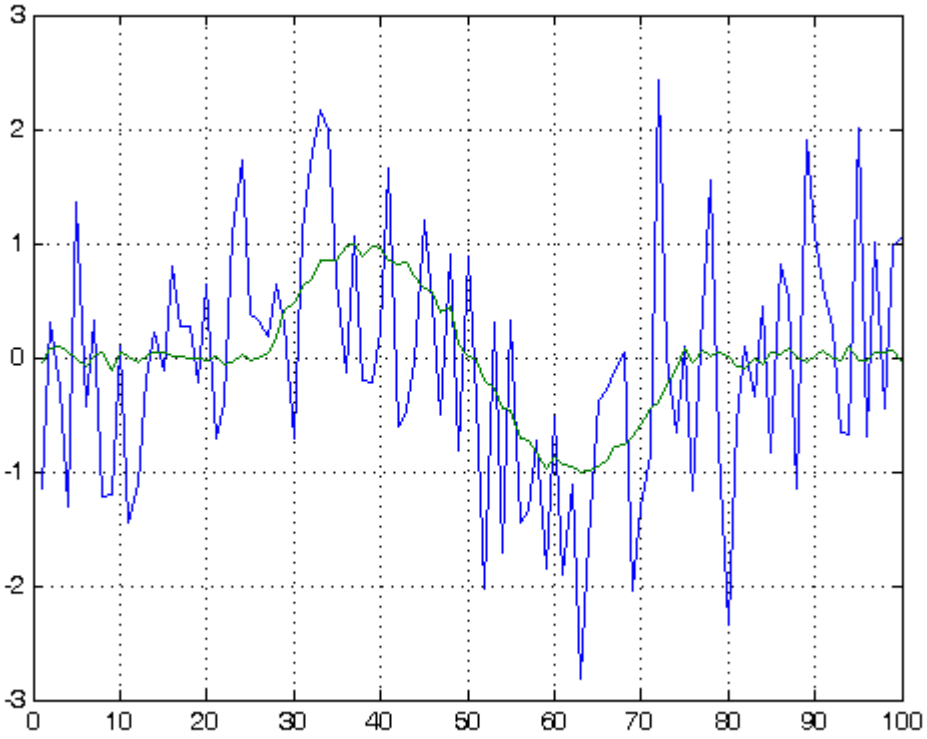
Lai nodrošinātu pēc pārveidojuma trokšņa dispersijas nosacījumu $\delta 2^* = 0.055$, simulāciju ceļā tika noteikti sekojoši parametri:

Pārveidojumā iegūstamo punktu skaits: 100;

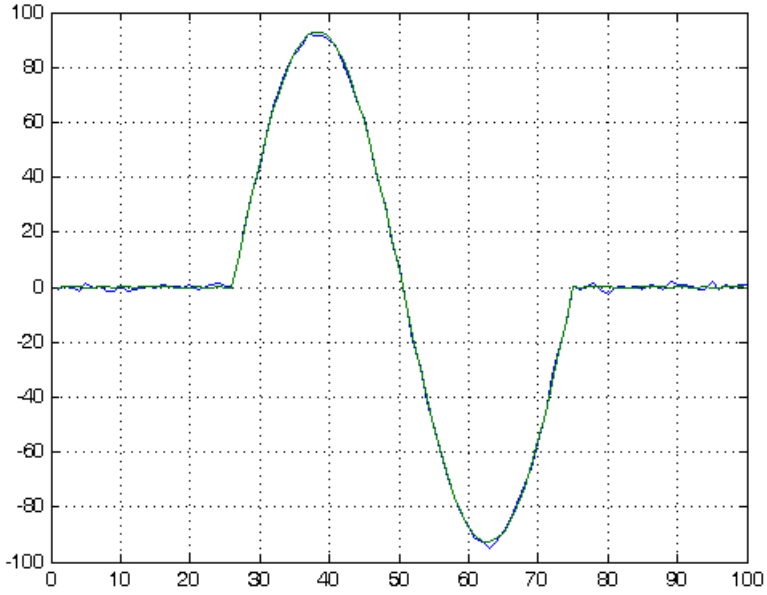
Taktsimpulsu skaits vierā fāzes punktā: 1000

Kompensācijas solis = 1.18

Kopējo pārveidojumam nepieciešamo punktu skaits = 100*000= 100 000.

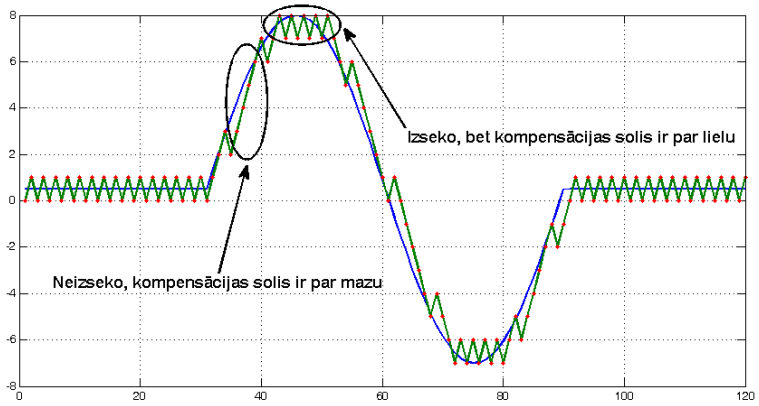


10. Attēls. UDC metode (A=1), Err= 0.0043;



10. Attēls. UDC metode (A=93), Err= 0.000256;

2.2. Adaptīvi kompensācijas veidi:
2.2.1. Signāla dinamikas analīze
2.2.1.1. Nepārtrauktās UD metodes kompensācijas aina



11. Attēls. Nepārtrauktās izvērses kompensācijas aina

Reāliem signāliem pieauguma ātrums dažādos punktos mainās, tāpēc izvēloties konstantu kompensācijas soli dažos apgabalos, kur signāla izmaiņu ātrums ir vislielākais kompensācijas solis var būt par mazu, bet citos apgabalos kur signāla pieauguma ātrums samazinās – par lielu. Tas uzskatāmi ir attēlos 11. attēlā.

Kā viens no šis problēmas risinājuma variantiem ir izmantot adaptīvu kompensācijas algoritmu, kur kā adaptācijas kritērijs ir tuvināta signāla pieauguma ātruma noteikšana un atkarībā no tā vai signāla pieauguma ātrums palielinās vai samazinās attiecīgi kompensācijas soli palielināt vai samazināt divas reizes.

2.2.1.2. Kompensācijas soļa maiņas nosacījumi:

a) 0000: palielinām soli 2 reizes (*2)
Ja pēdējās 4 taktīs atbalsta līmenis ir tikai samazinājies, tad soli palielina 2 reizes

b) 1111: palielinām soli 2 reizes (*2)
Ja pēdējās 4 taktīs atbalsta līmenis ir tikai palielinājies , tad soli palielina 2 reizes

c) 0101: samazinām soli 2 reizes (/2)
Ja pēdējās 4 taktīs atbalsta līmenis ir divas reizes palielinājies un divas reizes samazinājies , tad soli samazina 2 reizes

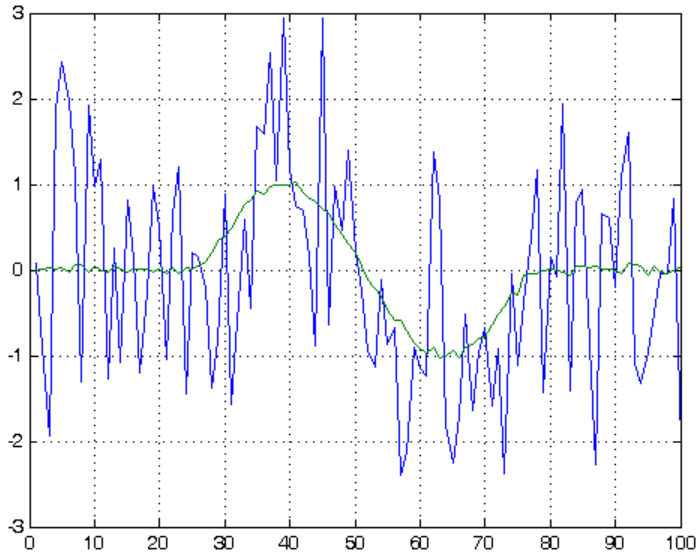
d) 1010: samazinām soli 2 reizes (/2)
Ja pēdējās 4 taktīs atbalsta līmenis ir divas reizes palielinājies un divas reizes samazinājies , tad soli samazina 2 reizes

Nepārtrauktās izvērses adaptīva kompensācija, ar viduvēšanu pa „k" nolasēm

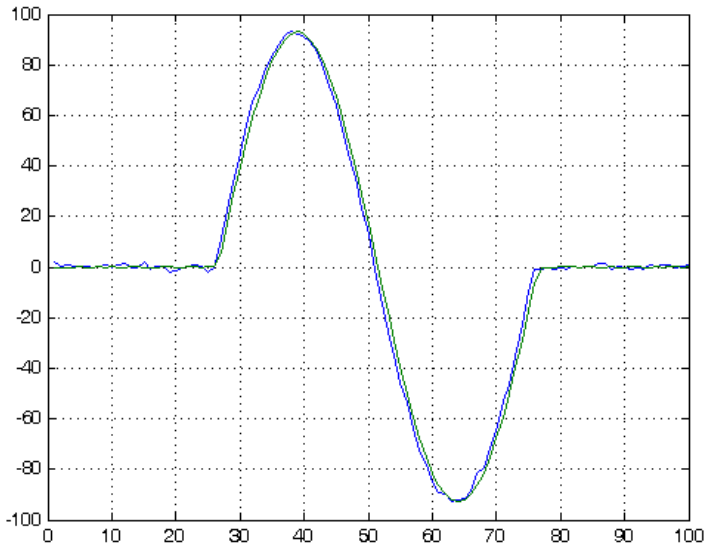
Lai nodrošinātu pēc pārveidojuma trokšņa dispersijas nosacījumu $\delta 2^* = 0.055$, simulāciju ceļā tika noteikti sekojoši parametri:
Pārveidojumā iegūstamo punktu skaits: 100;
Taktsimpulsu skaits vienā fāzes punktā: 2000

Kompensācijas solis = 2

Kopējo pārveidojumam nepieciešamo punktu skaits = 100*2000= 200 000.



12. Attēls. Nepārtrauktās izvērses adaptīvā kompensācija ar viduvēšanu pa 2000 punktiem (A=1), Err= 0.0318;



12. Attēls. Nepārtrauktās izvērses adaptīvā kompensācija ar viduvēšanu pa 2000 punktiem (A=1), Err= 0.0316

Nepārtrauktās izvērses adaptīva kompensācija, ar viduvēšanu pa ansambļiem

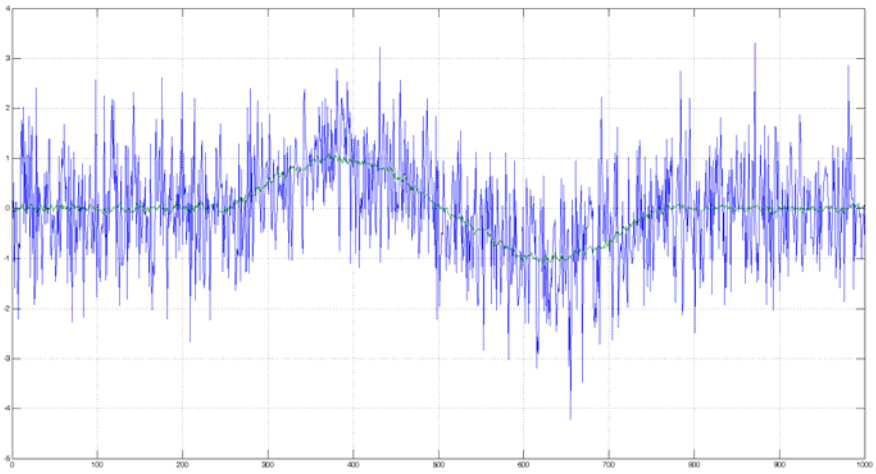
Lai nodrošinātu pēc pārveidojuma trokšņa dispersijas nosacījumu $\delta 2^* = 0.055$, simulāciju ceļā tika noteikti sekojoši parametri:

Pārveidojumā iegūstamo punktu skaits: 1000;

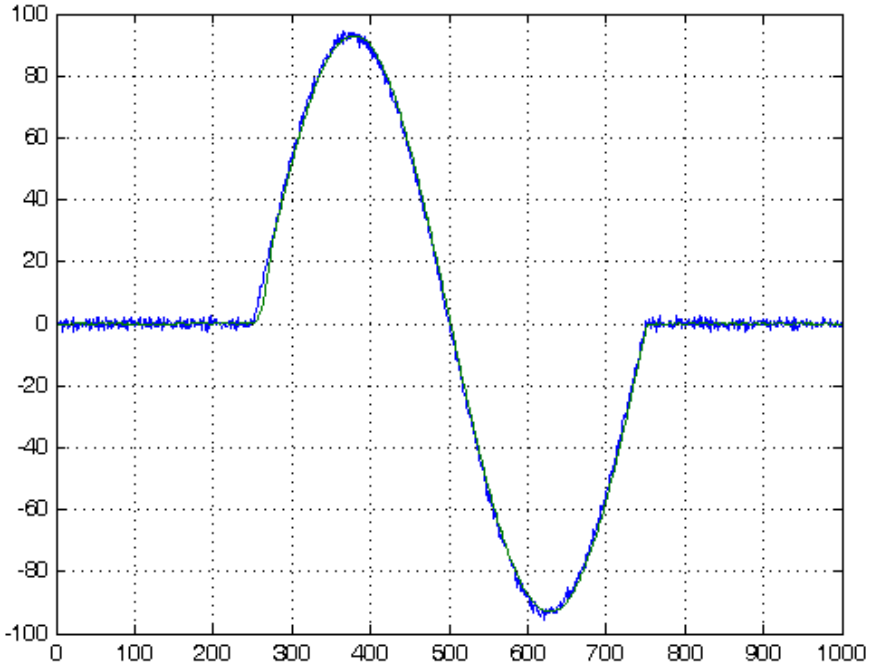
Vidējoto ansambļu skaits: 110

Kompensācijas solis = 0.155

Kopējo pārveidojumam nepieciešamo punktu skaits = 110*1000= 110 000.



13. Attēls. Nepārtrauktās izvērses adaptīvā kompensācija ar viduvēšanu pa 110 ansambļiem (A=1), Err= 0.0332



14. Attēls. Nepārtrauktās izvērses adaptīvā kompensācija ar viduvēšanu pa 110 ansambļiem (A=93), Err= 0.0150

Salīdzinājums

	Viduvēšana pa ansambļiem	Viduvēšna pa „k” nolasēm	UD metode	UDC metode	Adaptīvā, viduvēšana pa „k” nolasēm	Adaptīvā, viduvēšana pa ansambļiem
Pārveidojuma punktu skaits	1340	1200	100	100	100	1000
Viduvēšanas skaits	200	200	2000	1000	2000	110
Kopējais takstsimpulsu skaits	268000	240000	200000	100000	200 000	110 000
Kompensācijas solis	0.75	0.006	0.0051	1.18	min: 2	min: 0.155
Kompensācijas kļūda (A=1)	0.0181	0.0097	0.0057	0.0043	0.0318	0.0332
Kompensācijas kļūda (A=93)	0.0344	0.0092	0.0297	0.000256	0.0316	0.0150