



(19) **EESTI VABARIIK**
PATENDIAMET

(11) **EE 201100054 A**

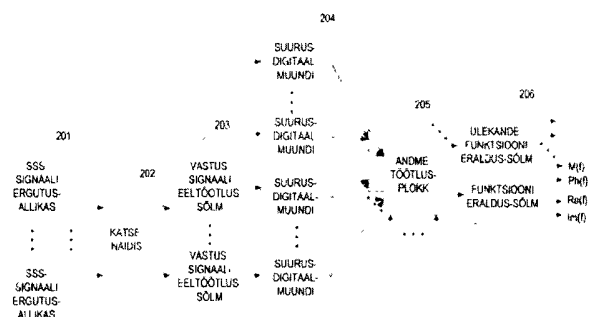
(51) Int.Cl.
A61B 5/053 (2012.01)
G01R 27/28 (2012.01)

(12) **PATENDITAOTLUS**

(21) Patenditaotluse number:	P201100054	(71) Patenditaotlejad:	Tallinna Tehnikaülikool Ehitajate tee 5, 19086 Tallinn, EE OÜ ELIKO Tehnoloogia Arenduskeskus Teaduspargi 6/2, 12618 Tallinn, EE
(22) Patenditaotluse esitamise kuupäev:	30.08.2011	(72) Leiutise autorid:	Raul Land Akadeemia tee 7A-17, 12611 Tallinn, EE Paul Annus Harju 5-12, 10146 Tallinn, EE Mart Min Kuklase 3-4, 13424 Tallinn, EE Olev Märten Sügislase 20/1, 11913 Tallinn, EE Jaan Ojarand Hallikivi 7, 10919 Tallinn, EE
(43) Patenditaotluse avaldamise kuupäev:	15.04.2013	(74) Ühine esindaja:	Tallinna Tehnikaülikool

(54) **Meetod ja seade süsteemide ja substantside laiaribaliseks analüüsimiseks**

(57) Meetod ja seade süsteemide ja substantside kiireks laiaribaanalüüsiks, mis kasutab perioodilise ergutus-signaalina hõrespektriga binaarjada (SSS) juhitava sagedus- ja amplituudispektriga jadad kujundatakse kas komponentide või frontide manipuleerimise meetodi abil. Ergutusisignaali on tavaliselt eelarvutatud ja salvestatud lainekujumallu, kust see nihutatakse välja digitaal-suurusmuundisse (DQC). SSS-signaali hõre spekter lihtsustab suure hulga mittekorreleeritud signaalide loomist, mille sageduskogumid on lähedased, kuid pisavalt uksteisest erinevad, et koostada mitmekanalilisi testsüsteeme, mille kõik kanalid on samaaegselt mõõdetavad. Testitava katsenaidise (SUT) vastussignaali võendatakse ja kompleksne ülekandefunktsioon leitakse kas otseselt või kaudselt, impulsskarakteristiku kaudu, diskreetse Fourier' teisenduse või selle tuletisvormide abil. Jada moodustamise intervalli ja võendamisintervalli vahetegur on eelnevalt määratud.



(57) A method and device for high speed broadband testing of systems and substances using a binary, spectrally sparse sequence (SSS) as a periodic excitation waveform. The sequences with controllable frequency and magnitude spectra content are designed by component manipulation method or by edge manipulation method. The excitation waveform is typically pre-calculated, and kept in waveform memory, from where it is shifted out into digital to physical quantity converter (DQC). The sparse spectrum of the SSS makes it easy to create plenty of uncorrected frequency sets with adjacent, but sufficiently different frequencies to form multi-path test systems, where all the paths can be measured simultaneously. The response of the sample under test (SUT) is sampled and the complex transfer function is calculated directly or indirectly via Impulse Response by Discrete Fourier Transform technique and its derivatives. The sequence bit interval and sampling interval have a predetermined ratio.

MEETOD JA SEADE SÜSTEEMIDE JA SUBSTANTSIDE LAIARIBALISEKS ANALÜÜSIMISEKS

Tehnikavaldkond

Leiutis kuulub süsteemide ja substantside kompleksse ülekandefunktsiooni kiire laiaribalise
5 analüüsi valdkonda.

Leiutis käsitleb iseäranis (kuid mitte ainult) meetodeid ja aparatuuri näidise või näidiste
võrgustiku kompleksse ülekandefunktsiooni mõõtmiseks, kusjuures vaatlusalusteks näidisteks
võivad olla elektriseadmed, elektrivõrgud, kuivas või vedeliku keskkonnas katsetatavad
materjalid või proovid, bioloogilised koed, bioloogilised organid või organismid või nende
10 süsteemid, *in vitro* või *in vivo*, suspensioonid ning kolloidid (edaspidi testitav katsenäidis ehk
SUT). Lahenduses rakendatakse binaarset, hõrespektriga jada (SSS), mis on genereeritud
lainekujumälu ja nulljärgu hoidelüli abil (digitaal-suurusmuundi, DQC), rakendatakse kui
perioodiline ergutussignaali katsenäidise (SUT) kiireks laiaribaliseks analüüsimiseks, kus
kompleksne ülekandefunktsioon leitakse otseselt diskreetse Fourier' teisenduse ja selle
15 tuletisvormide abil või kaudselt impulsskarakteristiku kaudu.

Tehnika tase

Ülekandefunktsioon on lineaarsete aja suhtes aegsõltuvuseta lineaarsete (LTI) süsteemide
sisendi ja väljundi vahelise seose matemaatiline väljendus ruumilise või ajalise sageduse
kaudu. Reaalsetel struktuuridel on mittelineaarsed sisend- ja väljundkarakteristikud, kuid
20 paljude süsteemide puhul, kui need töötavad nominaalparameetrite piirkonnas ega ole üle
koormatud, on töörežiim piisavalt lähedane lineaarsele, nii et aegsõltuvuseta lineaarsete (LTI)
süsteemide teooria on täiesti vastuvõetav nende sisendi ja väljundi töörežiimi kirjeldamiseks.

Sageduskarakteristiku mõõtmise saab kasutada otseselt süsteemi talitluse ja ainete omaduste
iseloomustamiseks. Siiski tuleb arvestada reaalsete süsteemide muutumist ajas ja vastavalt
25 sellele valida sageduskarakteristiku mõõtmise kiirus.

Tavaliselt kasutatakse erinevate objektide ja ainete sagedusvalla karakteristikute (nagu
sageduskarakteristik (FRF)) mõõtmiseks siinuslainekujulist ergutust.

Kiirete paralleelmõõtmiste jaoks on kasutusele võetud samaaegne mitmesiinuline ergutus-
signaal (mitme siinuslaine summa) [1] ja [2]. Kuna aga ilma spetsiaalse optimeerimiseta võib
30 amplituuditegur (CF) saavutada väärtuse kuni 10 ja enam, põhjustab mitmesiinuline

ergutussignaali tõsiseid probleeme. Kuna ergutussignaali tippväärtus on praktiliste rakenduste juures piiratud (nt ± 1 V või ± 1 mA), võib ruutkeskmine (RMS) tase olla väga mõõdukas ja iga üksiku ergutussignaali sageduskomponedi (spektraaljoone) energia liiga väikese väärtusega. Amplituuditeguri väärtuse vähendamiseks on esitatud mitu meetodit [3], millest 5 lihtsaim on siinuslaine komponentide algaaside randomiseerimine, mis võimaldab vähendada amplituuditegurit tasemeni 1,8 [4]. Parem lahendus on leida mitmesiinuselise ergutussignaali erinevate siinuslaine komponentide optimaalsed algaaside väärtused. Tuntud on meetod, mida on kirjeldatud viites [5]. Parema optimeerimismeetodi töötas välja A. van den Bos [6] (Schroeder, $1,414 \times 1,17 = 1,65$, van den Bos, $1,414 \times 1,07 = 1,51$, vt tabel 1 lk. 122). Need 10 väärtused on vaid pisut suuremad kui siinuslainel, mille amplituuditegur on 1,414, kuid siiski kaugel ideaalsest väärtusest, sest täisnurkse signaali amplituuditegur on 1. Van der Ouderaa jt [4] näitasid, et iteratiivmeetodit kasutades on saavutatav isegi $CF < 1,414 - 15$ ja 31 võrdse amplituudiga komponendi korral saavutasid nad taseme $CF = 1,405$. Hetkel puudub matemaatiline avaldis või ideaalne algoritm minimaalse amplituuditeguriga CF 15 mitmesiinuselise signaali (kus kõikide komponentide amplituudid on võrdsed) sünteesimiseks. Ei ole teada ka amplituuditeguri minimaalne teoreetiline väärtus, kuid praktiliselt saavutatav väärtus on 1,5 [7]. Kokkuvõttes võib öelda, et parim ergutussignaali kiireteks laiaribalisteks analüüsimesteks on optimeeritud amplituuditeguriga mitmesiinuselise signaali [1].

Praktikas kasutatakse siiski täisnurklainekujulist ergutussignaali [8], mida genereeritakse 20 tavaliste digitaalkomponentide abil nagu näiteks trigerid, loogikalülid ja nihkeregistrid [4], või ka arvutusseadmetega nagu näiteks mikroprotsessorid ja signaalprotsessorid [9]. Pealegi võimaldab täisnurkne lainekuju samade maksimumväärtuse (amplituud) piirangute juures suuremat ergutusvõimsust kui siinuslaine. Näiteks üksiku siinuslaine võimsus on $P = A^2/2$ ja tema ruutkeskmine väärtus $RMS = A / 2^{1/2}$, kus A on siinuslaine amplituud. Sama maksimum- 25 väärtuse A juures on tavalise täisnurklaine võimsus $P = A^2$ ja tema ruutkeskmine väärtus $RMS = A$. Kahjuks sisaldavad täisnurklained kõrgemaid harmoonikuid, mis muudab mõõtmisprotseduuri keerulisemaks ja põhjustab mõõtmisel suuri ebamäärasusi [10], [11]. Täisnurklainete kõrgemate harmoonikute rolli vähendamiseks on viidetes [12] ja [13] pakutud mitmeid lahendusi.

30 Laia sagedusriba katmiseks kasutatakse pseudojuhuslikke binaarjadasid, nagu näiteks maksimaalpikkusega jada (MLS) [9], [16] ning täisnurkseid *chirp*-signaale [18]. Täisnurklainel, MLS-signaalil ning täisnurksel *chirp*-signaalil on üks oluline puudus – nende

energia jaotub peaaegu võrdselt üle kogu huvipakkuva sagedusala. Seetõttu on võimsuse spektraaltihedus A^2/Hz igal sagedusel antud sagedusribas võrdlemisi madal. Praktikas on ainult üksikutel erijuhtudel tarvis huvipakkuvas sagedusalas mõõta kõiki sagedusi, tihti piisab vaid 2-3 kuni 100 erinevast sagedusest. Seetõttu on mõistlik kontsentreerida ergutussignaali energia ainult teatud konkreetsetele sagedustele, selle asemel, et kasutada ühtlast energijaotust üle kogu huvipakkuva sagedusala. Selliseid signaale nimetatakse mitmesageduslikeks binaarsignaalideks [5]. On mainitud ka asjaolu, et niisugustel signaalidel on oluline puudujääk – energia ei paikne ainult konkreetsetel sagedustel, vaid jaotub ka paljudele soovimatutele “parasiitsagedustele“.

- 10 Patendis US4093988 [14] kirjeldatakse mõõtmismeetodit, kus testitavate katsenäidiste ergutamiseks (elektrilistes või mehaanilistes süsteemides) kasutatakse binaarseid pseudojuhuslikke maksimaalpikkusega jadasid (MLS). MLS-signaali genereerimiseks kasutatakse tagasisidestatud nihkeregistrit. Vastussignaali analüüsimiseks arvutis kasutatakse kiiret Fourier' teisendust. Lisaks ülalpool kirjeldatud puudusele, mis seisneb energia ühtlases jaotumises üle kogu vaatlusaluse sagedusala, on MLS ergutusel veel kaks puudust: 1) 50%-lise võimsustaseme nivool ulatub kasulik sagedusriba ainult sageduseni $0,45f$ kogu sagedusribast f , ning 2) märkimisväärne osa rakendatavast energiast (peaaegu 40%) langeb kõrgematele sagedustele väljaspool mõõdetavat sagedusala $0,45f$.

20 Vaatamata ülalkirjeldatud puudustele kasutatakse MLS-ergutust ulatuslikult helitehnikas ja elektroakustikas [15]. MLS-ergutust kasutatakse lisaks sellele ka laiemalt, näiteks impedantsspektroskoopias [9] ja [16].

25 Patenditaotluses WO2007/054700 [17] pakutakse välja uut tüüpi MLS-signaal, kus formeeritakse teatud kõrgema amplituudiga täisnurkimpulsid, et suurendada ergutusenergiat teatud konkreetses sagedusalas. Selleks kasutatakse spetsiaalset ülekandefunktsiooni kompenseerimise sõlme. Pakutud lahendus võimaldab tõe poolt üle saada MLS-ergutuse peamisest puudusest – ergutusenergia ühtlasest jaotumisest üle kõigi sageduste mõõdetavas sagedusalas – ning sel viisil suurendada mõõteseadme dünaamilist piirkonda. Kuid see lahendus ei kasuta täisnurklainete suurimat eelist – nende minimaalset amplituuditegurit ($CF=1$). Antud lahenduses MLS-signaalide amplituuditegur $CF = A/\text{RMS}$ on oluliselt suurem kui 1, mis on konstantse amplituudiga täisnurklainete ainulaadne omadus.

MLS-signaali alternatiiviks on täisnurkse *chirp*-signaali kasutamine [18]. Täisnurksel *chirp*-signaalil on MLS-iga võrreldes paremad energiaparameetrid, sest võimsuse spektraaltihedus mõõdetavas sagedusalas ei vähene. Lisaks sellele on 90% kogu rakendatavast energiast kasulik, ja ainult 10% rakendatavast energiast jääb mõõdetavast sagedusalast väljapoole ning muutub kasutuks. Alles jääb aga peamine puudus – ergutusenergia jaotub 5 ühtlaselt üle kogu mõõdetava sagedusala.

Patendis US7194317 [19] kirjeldatakse meetodit üldise dünaamilise piirkonna suurendamiseks, kus sageduskarakteristiku eelhinnangu alusel sünteesitakse sobiv ergutussignaali. Sünteesialgoritm põhineb randomiseeritud ergutussignaali ja hinnangulise 10 sageduskarakteristiku Fourier' otse- ja pöördteisenduse iteratiivsel rakendamisel koos nende vastastikuse võrdluse ja ergutussignaali korrigeerimisega.

See algoritm genereerib pideva spektriga pseudojuhusliku ergutussignaali. Oma olemuselt on patendis US7194317 [19] kirjeldatud algoritm väga sarnane viites [17] esitatud meetodiga.

Korduvalt on püütud sobitada ergutuse sagedus- ja amplituudiparameetreid vastavaks 15 katsenäidise (SUT) karakteristikutele selliselt, et katsenäidise sisend- ja väljundi dünaamilise piirkonna tasakaalustamise teel suurendada mõõtmiste üldist dünaamilist ulatust [17], [20], [21].

Viites [17] kujundatakse MLS-signaali amplituudspektrit, kuid saadud MLS-signaali hetkväärtused ei püsi enam kahe diskreetse nivoo (+1 ja -1) piires.

20 Viites [20] on mitmesagedusliku komposiitsignaali sünteesimise lihtne Walsh'i funktsioonide superpositsioon. Saadud binaarsignaali sisaldab seitset põhiharmonilist (1, 2, 4, 8, 16, 32 ja 64), kuid nende amplituudid varieeruvad +/-10% ja pole juhitavad.

Patendis US7194317 [21] kirjeldatakse süsteemide identifitseerimist juhul, kui soovitakse leida signaale ja meetodikaid, mis vähendaksid andmete kogumiseks kuluvat aega. Mitme 25 sisendi ja mitme väljundiga süsteemi identifitseerimisel on ühtlasi soovitatav rakendada mitut statistiliselt mittekorreleeruvat ergutussignaali, mis kergendaks samaaegselt mõõdetavate erinevate süsteemi sisend- ja väljundseoste eristamist.

Lahenduseks pakutakse siin esialgse mitmesagedusliku binaarsignaali hilistamist aja võrra, mis on küllalt pikk selleks, et süsteemi reaktsioonid ergutusele oleks ühe efektiivse

väljakujunemisaja jooksul stabiliseerunud enne, kui ükskõik milliste signaalide vaheline ristkorrelatsioon muutub märkimisväärseks. Seetõttu nimetatakse neid signaale stohhastiliselt peaaegu mittekorreleeruvateks signaalideks.

5 Kuna viites [21] vaatluse all olev ajavahemik on ainult üks efektiivne väljakujunemisaeg, ei saa mittekorreleeruvate signaalide loomise kirjeldatud lahendusi kasutada katsetes, kus on nõutud katsenäidise pidev vaatlus või mõõtmine.

Katsenäidise SUT kirjeldamiseks sagedusvallas on üldjuhul vajalik ainult piiratud arv sagedusi. Näiteks enamikul praktilistest juhtudest on suhteliselt lameda (mõne dispersiooniga ja mitteresonantse iseloomuga) sageduskarakteristiku piisavalt täpseks kirjeldamiseks üle kogu
10 vaatlusaluse sagedusala vajalik ligikaudu 2 kuni 10 sagedust dekaadi kohta.

See tähendab, et tiheda spektriga MLS-signaali ja teised “valge müra laadsed” signaalid ei ole katsenäidise SUT iseloomustamiseks sagedusvallas (ülekandefunktsioon) sobivad signaalid, sest kuna ergutussignaali koguenergia jaotub ühtlaselt üle kogu sagedusala, on iga üksiku sageduskomponendi amplituud väike ja seega ka mõõtmiste esialgne signaali/müra suhe (SNR)
15 madal. Seepärast on mõistlik koondada ergutussignaalis kasutada olev energia mõnedesse üksikutesse spektrijoontesse.

Näiteks bioloogilistel katsenäidistel on laias sagedusalas küllaltki lame spekter, seega tuleks suhteliselt lai sagedusala katta ühe mitmesagedusliku ergutussignaali. See seab signaalidele mitmed kõrged nõuded, sest ühes mitmesageduslikkus signaalis on kombineeritud
20 märkimisväärselt erinevad sagedused. Selle tulemuseks on signaal, mis koosneb paljudest punktidest, mida on raske genereerida, salvestada ja eriti analüüsida (DFT arvutusaeg pikeneb). See probleem lahendatakse tavaliselt lühiajalise Fourier’ teisenduse (STFT) kasutuselevõtuga.

Ülalpool kirjeldatud meetodid ja algoritmid ei ole rakendatavad binaarjadade sünteesimiseks, mis sisaldavad eelnevalt kindlaksmääratud eristuvaid spektrijooni ja mille amplituudid on
25 lihtsalt juhitavad (amplituudspektri kujundamine), et optimeerida katsete üldist signaali/müra suhet (SNR). Lisaks sellele raskendavad vajaliku sageduskoosseisu valikuga seonduvad probleemid katseaparatuuri loomist samaaegsete, paljukanaliliste katsetuste jaoks (ortogonaalsuse nõue).

See on väga oluline tehnikavaldkonnades, kus ergutussignaali tasemele on seatud ranged
30 piirangud, et vältida liigse mõju avaldamist katsenäidiste parameetritele ja käitumisele.

Leiutise olemus

Käesoleva leiutise eesmärk on ergutussignaali formeerimise meetod ja vastav seade, mis sisaldab aluslainet sisseviimist sagedusvallas ja selle kõrvutamist tugilainega, ajavallas konkreetsete ajahetkede eraldamist, amplituudspektri optimeerimist või kujundamist ja
5 binaarse hõrespektriga jada (SSS) formeerimist.

Leiutise teine eesmärk on meetod ja vastav seade kompleksse ülekandefunktsiooni mõõtmiseks, mis sisaldab nimetatud SSS-signaali rakendamist katsenäidisele SUT, vastussignaali vastuvõtmist nimetatud katsenäidisel SUT, nimetatud vastussignaali suunamist suurus-digitaalmuundisse QDC, ning nimetatud digitaalsignaali suunamist andmetöötlusõlme
10 kompleksse ülekandefunktsiooni eraldamiseks.

Leiutise eesmärk on ka meetod mittekorreleeritud SSS-signaalide kogumi loomine sarnase, kuid piisavalt erineva sagedusliku sisuga, et saaks koostada mitmekanalilise katseaparatuuri, kus kõiki kanaleid saab mõõta samaaegselt.

Jooniste loetelu

15 Joonisel fig 1 on esitatud käesoleva leiutise teostusnäite plokkskeem.

Joonisel fig 2 on esitatud käesoleva leiutise teostusnäite plokkskeem paljukanaliliseks süsteemide ja ainete analüüsiks, mis sisaldab kahte või enamat mõõtekanalit, mida ergutatakse erinevate spektritega jadadega.

Joonisel fig 3 on esitatud komponentide manipuleerimise algoritm SSS-signaali
20 kujundamiseks.

Joonisel fig 4 on esitatud frontide manipuleerimise algoritm SSS-signaali kujundamiseks.

Joonisel fig 5A on selguse huvides esitatud ainult MLS-signaali ($N=18$, $p=2^N-1=262143$) lainekuju 1000-punktiline lõik.

Joonisel fig 5B on esitatud MLS-signaali ($N=18$, $p=2^N-1=262143$) spekter (262143-punkti
25 DFT).

Joonisel fig 6A on selguse huvides esitatud ainult SSS-lainekuju ($p=262143$) 1000-punktiline lõik.

Joonisel fig 6B on esitatud SSS-signaali ($p=262143$) spekter (262143-punkti DFT).

Joonisel fig 7A on esitatud detsimeeritud ja keskmistatud MLS-signaali ($N=18$, $p=2^N-1=262143$, detsimeerimistegur =100, keskmistamine: SEES) lainekuju.

5 Joonisel fig 7B on esitatud detsimeeritud ja keskmistatud MLS-signaali ($N=18$, $p=2^N-1=262143$, detsimeerimistegur = 100, keskmistamine: SEES) spekter (2621-punkti DFT).

Joonisel fig 7C on esitatud detsimeeritud ja keskmistatud SSS-signaali ($p = 262143$, detsimeerimistegur=100, keskmistamine: SEES) lainekuju.

10 Joonisel fig 7D on esitatud detsimeeritud ja keskmistatud SSS-signaali ($p=262143$, detsimeerimistegur=100, keskmistamine: SEES) spekter (2621-punkti DFT).

Joonisel fig 8A on esitatud SSS-signaali ($p=200000$) jaotatud andmekogumi esimese lõigu spekter, 2000-punkti DFT arvutatakse, kui järgmised 2000 punkti on digitaatorist kättesaadavad.

15 Joonisel fig 8B on esitatud detsimeeritud ja keskmistatud SSS-signaali ($p=200000$, detsimeerimistegur=100, keskmistamine: SEES) spekter (2000-punkti DFT).

Joonisel fig 9A on esitatud kujundatud spektriga SSS-signaali ($p=200000$) spekter (sisaldab lisaks soovitud komponentidele (ruuduga tähistatud jämejoon) ka mittekasutatavaid pseudojuhuslikke komponente (hall peenjoon)), kus madalamad sagedused ($< 40\text{Hz}$) on maha surutud ja kõrgemad sagedused ($>400\text{Hz}$) on esile tõstetud.

20 Joonisel fig 9B on esitatud vastav spektrikujunduse kvaliteedikõver (suhtelised kõrvalekalded spektrikomponentide soovitud väärtustest).

Joonisel fig 9C on esitatud kujundatud spektriga SSS-signaali ($p=200000$) spekter, kus madalamad sagedused ($< 40\text{Hz}$) on esile tõstetud ja kõrgemad sagedused ($>400\text{Hz}$) on maha surutud.

25 Joonisel fig 9D on esitatud vastav spektrikujunduse kvaliteedikõver.

Joonisel fig 10A on esitatud esimese sageduskogumiga signaali (SSS, $p=200000$) spekter.

Joonisel fig 10B on esitatud teise sageduskogumiga (sarnase, kuid esimesest pisut erineva) signaali (SSS, $p=200000$) spekter.

Joonisel fig 10C on esitatud sageduskogumite spektrite erinevus (sagedusvahemik: 1kHz kuni 10kHz; ruuduga tähistatud jooned: esimene sageduskogum; ringiga tähistatud jooned: teine sageduskogum).

Leiutise teostamise näide

Käesoleva leiutise eesmärk on sünteesida ja genereerida niisugune täisnurksete binaarsete impulsside jada, mille energia on kontsentreeritud selgelt erinevatele soovitud sagedustele. Erinevate sageduskomponentide energitaset saab muuta vastavalt testitava katsenäidise (SUT) poolt määratud nõuetele. Selle tulemusena omandab ergutussignaali sagedusvallas kammi-sarnase kuju kasutaja poolt määratud sagedustega, kuid säilitab kõik täisnurkse lainekuju kasulikud omadused ajavallas: binaarjada amplituuditegur säilitab väärtuse üks, $CF=1$. Tulemuseks on see, et saavutatakse märksa suurem dünaamiline piirkond ning parem signaal/müra suhe (SNR) ilma konstantse amplituudiga binaarjada põhilistest eelistest loobumata.

Käesoleva leiutise teostusvariandid on seotud süsteemide ja ainete ülekandefunktsiooni leidmisega suhteliselt lühikese aja jooksul. Antud meetod on tavapäraselt kasutatavatest sageduslaotuse tehnikatest kiirem, sest ergutussignaali stimuleerib testivat katsenäidist (SUT) samaaegselt kogu soovitud laiaribaspektri ulatuses.

See meetod on tundlikum ja täpsem kui tavapäraselt kasutatud lairibatehnikad, mis põhinevad mitmesageduslikel signaalidel nagu pseudojuhuslik binaarjada või maksimaalpikkusega jada (MLS), sagedusmoduleeritud siinus (*chirp*), erinevad „valge müra laadsed” signaalid nagu perioodiline juhuslik müra, Gaussi müra, ja erijuhtudel mitmed värvilise müra variatsioonid.

Joonisel fig 1 on esitatud käesoleva leiutise ühe teostusnäite plokkskeem. Seade või süsteem 100 testitava katsenäidise (SUT) 105 parameetrite mõõtmiseks koosneb SSS-signaali kujundussõlmest 101 hõrespektriga binaarjada kujundamiseks, lainekuju mälust 103 hõrespektriga jada salvestamiseks, digitaal-suurusmuundist (DQC) 104 hõrepektriga jada füüsikaliseks muundamiseks füüsikaliseks suuruseks (näiteks pinge, vool või nende kombinatsioon, kuid samuti rõhk, tõmme, jõud, temperatuur jne), mis rakendatakse kui ergutussignaali 111 testitavale katsenäidisele SUT 105. Digitaal-suurusmuundi DQC asemel võib ergutussignaali 111 formeerimiseks kasutada sellega samaväärset või teisi seadmeid,

näiteks digitaal-analoogmuundit. Seadme koosseisu kuulub veel vastussignaali eeltöötlussõlm 106 testitavalt katsenäidiselt saadud vastussignaali eelnevaks töötluseks (st analoogfiltreerimiseks ja eelvõimendamiseks), esimene suurus-digitaalmuundi (QDC) 107 ergutussignaali 111 digiteerimiseks ja teine suurus-digitaalmuundi 108 eeltöödeldud vastussignaali 112 digiteerimiseks. Esimene suurus-digitaalmuundi 107 ei ole vajalik, kui 5 ergutussignaali parameetrid ja väärtused on teada või kui need on eelnevalt vajaliku kvaliteediga mõõdetud ja salvestatud.

Andmetöötlusplokk 109 on kohandatud digiteeritud vastussignaali, samuti ergutussignaali 111 töötlemiseks diskreetse Fourier' teisenduse (DFT), vähendatud diskreetse Fourier' teisenduse, 10 kiire Fourier' teisenduse (FFT) või nende ekvivalendiga 109 katsenäidise SUT kompleksse ülekandefunktsiooni otseseks arvutamiseks ülekandefunktsiooni eraldussõlmes 110, või impulsskarakteristiku leidmiseks suurus-digitaalmuundi väljundsignaali töötlemisel Hadamard teisenduse abil, mille järgneb DFT katsenäidise SUT ülekandefunktsiooni leidmiseks.

Peakell 102 tagab õige sünkronisatsiooni lainekuju mälu 103, digitaal-suurusmuundi 104, 15 suurus-digitaalmuundite 107 ja 108 ning andmetöötlusploki 109 vahel ning ta hoiab ära võimalikud kõrvalmõjud andmetöötlusprotsessi ajal.

Seade töötab järgnevalt. Hõrespektriga jada (SSS) genereeritakse SSS-signaali kujundussõlmes 101 ja salvestatakse lainekuju mällu 103. Seejärel, kasutades digitaal-suurusmuundit (DQC) või sellega samaväärset seadet 104 või mõnda muud seadet, mis 20 väljastab jada analoogselt või digitaalselt vormis, muundatakse hõrespektriga jada SSS ergutussignaali 111 ja rakendatakse testitavale katsenäidisele (SUT). Nii ergutussignaali 111 kui ka testitava katsenäidise 105 eeltöödeldud vastussignaali 112 digiteeritakse vastavalt suurus-digitaalmuundis (QDC) 107 ja 108 ning töödeldakse diskreetse Fourier' teisenduse (DFT) või selle ekvivalendi 109 abil, et arvutada kompleksne ülekandefunktsioon 25 ülekandefunktsiooni eraldussõlmes 110 otsesel meetodil, või töödeldakse suurus-digitaalmuundi (QDC) väljundsignaali Hadamardi teisenduse abil, et arvutada testitava katsenäidise impulsskarakteristik, millele järgneva diskreetse Fourier' teisenduse abil arvutatakse testitava katsenäidise ülekandefunktsioon.

Joonisel fig 2 on esitatud käesoleva leiutise teise teostusnäite plokkskeem, mis on kohandatud 30 testitava katsenäidise 202 parameetrite samaaegseks mõõtmiseks mitmes punktis (kahes või enamal füüsiliselt erinevas kohas paiknevas ergutuspunktis ja kahes või enamal füüsiliselt

erinevas kohas paiknevas mõõtepunktis). Kuna see on joonisel fig 1 esitatud seadme laiendus, on selgituse lihtsuse huvides SSS-signaali kujundussõlm 101, lainekuju mälu 103 ja digitaal-suurusmuundi (DQC) 104 koondatud üheks SSS-signaali ergutusallikaks 201. Seade sisaldab vähemalt kahte SSS-signaali ergutusallikat 201. Sarnaselt joonisel fig 1 esitatud seadmele, 5 sisaldab seade vähemalt kaht vastussignaali eeltötluse seadet 203, suurus-digitaalmuundit (QDC) 204 ja vähemalt kaht andmetöötlusplokki 205, nii et ülekandefunktsiooni eraldussõlmes 206 oleks võimalik arvutada vähemalt kaht kompleksset ülekandefunktsiooni.

Antud seadet kasutatakse sarnaselt joonisel fig 1 esitatud seadmega. Mitmest punktist ergutatud testitavalt katsenäidiselt (SUT) 202 saabunud signaalid töödeldakse eelnevalt 10 vastussignaali eeltötlussõlmedes 203, digiteeritakse suurus-digitaalmuundites (QDC) 204 ning suunatakse andmetöötlusplokkidesse 205, kus ergutus- ja -vastussignaalid töödeldakse diskreetse Fourier' teisenduse (DFT) või selle ekvivalendi abil, et arvutada testitava katsenäidise kompleksne ülekandefunktsioon otsesel meetodil, või töödeldakse signaale Hadamardi teisenduse abil, et arvutada testitava katsenäidise impulsskarakteristik, millele 15 järgneva diskreetne Fourier' teisenduse abil arvutatakse testitava katsenäidise ülekandefunktsioon.

Kuna ergutussignaali (SSS) spekter on kavandatud hõredana (joonis fig 10C), on kõigil SSS-signaali ergutusallikatel 201 individuaalne ainulaadne sagedussisu (st nimetatud hõrespektriga jadade spektrites ei ole kokkulangevaid sageduskomponente). See hõrespektriga 20 jadade põhimõtte unikaalne omadus võimaldab samaaegset laiaribalist komplekse ülekandefunktsiooni mõõtmist kõikvõimalike ergutus- ja mõõtmispunktide kombinatsioonide vahel.

SSS-ergutussignaali (binaarjada) kujundusprotsessi saab teostada kahel peamisel viisil: komponentide manipuleerimise meetodil ja frontide manipuleerimise meetodil.

25 Komponentide manipuleerimise meetod

Joonise fig 3 voodiagrammil on esitatud SSS-signaali kujundamise näide komponentide manipuleerimise meetodil. Esimesel sammul 301 algväärtustatakse mitmed parameetrid (p – signaali pikkus, punktide arv; B – nõutavate sageduste kogum, sageduskomponentide (*bin*) numbrid vastavalt diskreetse Fourier' teisenduse (DFT) standarditele; A – vastavate suhteliste

amplituudide kogum; PH – vastavate algfaaside kogum) SSS-signaali kujundamiseks. Need parameetrid määratakse kindlaks vastavalt tegelikust mõõtmisülesandest saadud nõuetele.

Aluslaine sageduste kogum B on määratakse kindlaks sagedusvallas. Näiteks võib valida 2-10 suvalise (tavaliselt logaritmilise) paigutusega sagedust sagedusdekaadi kohta (joonis fig 6B),
5 et moodustada aluslaine nõutav spekter.

Kogumi A elementide väärtused võivad olla võrdsed (kui on vaja ühtlase amplituudi-spektriga SSS-signaali) või on kujundatud teatud kõvera abil, kui on vajalik manipuleeritud amplituudispektriga SSS-signaali. Näiteks mõõtmiste signaal/müra suhte SNR suurendamiseks võib kasutada eelmoonutatud amplituudispektriga ergutussignaali (joonis fig 9A ja 9C).

10 Kogumi PH elementide väärtused on tavaliselt randomiseeritud vahemikus $[-\pi...+\pi]$, et vältida mitme siinuslaine summeerimisel tekkida võivaid suuri tippväärtusi.

Sammul 302 määratakse kindlaks tugilaine R_p . Nimetatud tugilainet kasutatakse kujundatava jada kahe diskreetse väärtuse (+nivoo ja -nivoo) vaheliste üleminekuhetkede (frontide) määramiseks. Nimetatud tugilaine parameetrid, nagu näiteks sagedus ja amplituud, valitakse
15 selliselt, et optimeerida lõppsignaali sageduskogumit. Tüüpiliste tugilainete näidete hulka kuuluvad (kuid mitte ainult) lihtsiinuslaine, rambikujuline signaal, kolmnurksignaal ja mõned suvalised tuginivood, sealhulgas üksiknivoo ja nullnivoo.

Sammul 303 määratakse kindlaks signaali kvaliteedikogum (A_{exp} , EPS) , kus A_{exp} on bihaarjada oodatav amplituudispekter ja EPS on amplituudispektri lubatav kõrvalekalle, mis
20 kirjeldab kujundatud binaarjada amplituudispektri A_s lubatud ebatäpsust (st. koridori (kaalutud või konstantne), mille piiresse peavad jääma suhteliste amplituudide tegelikud väärtused).

Iteratsioonialgoritm algab sammuga 304, kus vastavalt algparameetrite kogumile (väärtustatud sammul 301) arvutatakse aluslaine T_p punkt-punkti haaval üksikute etteantud sagedustega siinuslainete summana, või inverse Fourier' teisenduse või samaväärse tehnika abil.

25 Sammul 305 võrreldakse aluslainet T_p tugilainega R_p . Ajamomentide väärtused, kus aluslaine T_p ja tugilaine R_p on võrdsed või omavahel ristuvad, määravad üleminekuhetkede TI väärtused ja eraldatakse hilisemaks kasutamiseks.

Kompileerimissammu 306 käigus lülitatakse signaali nivoo ümber +nivoolt -nivoole või vastupidi vastavalt eraldatud TI väärtustele, moodustades nii binaarjada SSS. Loodud

- binaarjada SSS amplituudi- A_s ja faasispekterid PHs arvutatakse sammul 307. Sammul 308 võrreldakse arvutatud signaali parameetrit A_s nõutava kvaliteedikogumiga (A_{exp} , EPS) (samm 303). Kui kvaliteedikriteeriumid on sammul 309 täidetud, salvestatakse antud binaarjada sammul 310, vastasel korral eraldatakse sammul 313 amplituudi- A_s ja
- 5 faasispektrist PHs alamhulk (A_s , PHs). See alamhulk koosneb ühest või mitmest amplituudi ja faasi väärtuspaarist, mis eraldatakse vastavalt eelnevalt arvutatud kriteeriumidele, tagades iteratsiooniprotsessi koondumise. Sammul 314 arvutatakse eraldatud alamhulga väärtuste (A_s , PHs) põhjal vastavalt eelvalitud valemitele uued vastava alamhulga (A , PH) väärtused ning uuendatakse kogu parameetrite hulk (p , B, A, PH). Järgnevalt kontrollitakse sammul 311, kas
- 10 iteratsioonialgoritmi lõppkriteeriumid on täidetud. Kui ei, siis korratakse iteratsioonialgoritmi alates sammust 304, kus vastavalt veidi muudetud parameetrite hulgale (p , B, A, PH) arvutatakse uus alussignaali T_p kui siinuslainete summa. Kui kontuuri lõpp-kriteeriumid on täidetud, siis sammul 312 lõpetatakse arvutamine. Tavaliselt on kvaliteedikriteeriumidele vastava jada arvutamiseks valjalik sooritada kümneid kuni sadu iteratsioone.
- 15 Tarkvaras kujundatud binaarvormis jada salvestatakse lainekujumälus (tavaliselt piisab lihtsast niheregistrist) ja teisendatakse seejärel digitaal-suurusmuundi (DQC) või selle ekvivalendi abil füüsiliseks suuruseks, nt fikseeritud amplituudiga ping- või voolujadaks. Ergutussignaali alaliskomponendi (DC) vältimiseks asendatakse loogikanivoode väärtused 1 ja 0 praktikas vastavalt positiivse ja negatiivse nivoo, nii et loodud jada netosumma oleks nullilähedane.
- 20 Lihtsamal juhul saavutatakse kõnealune lainekuju aluslaine ja alalis-tuginivoo, tavaliselt 0-nivoo, võrdlemise teel.
- Ühe või mitme täiendava nivoo lisamisel (aluslaine võrdlemine kahe alalis-tuginivoo), saab ergutussignaali teatud ulatuses puhastada vajalike spektrijoonte vahel asetsevatest soovimatutest komponentidest, sealjuures amplituuditegur halveneb ja spektrikomponentide
- 25 maksimaalväärtused vähenevad ainult vähesel määral.
- SSS-signaali saab optimeerida ka aluslaine võrdlemisel sobiva vahelduvlainelise tugilainega.
- Üldjuhul võib binaarse lainekuju loomiseks kasutada mistahes laius-impulssmodulatsiooni (PWM) sarnast tehnikat.

Frontide manipuleerimise meetod

Frontide manipuleerimise meetodi korral manipuleeritakse binaarse signaali frontide asukohti või üleminekuhetki (ajamoment, millal signaali nivoo lülitatakse ümber +nivooalt 601 –nivoole 602 või vastupidi, joonis fig 6A) vahetult ajavallas.

- 5 Joonise fig 4 voodiagrammil on esitatud SSS-signaali kujundamise näide frontide manipuleerimise meetodil. Sammul 401 algväärtustatakse mitmed parameetrid (p – signaali pikkus, punktide arv; B – nõutavate sageduste kogum, sageduskomponentide (*bin*) numbrid vastavalt diskreetse Fourier' teisenduse (DFT) standarditele; A – vastavate suhteliste amplituudide kogum) SSS-signaali kujundamiseks. Need parameetrid määratakse kindlaks
- 10 vastavalt katsenõuetele. Kogumi A elementide väärtused võivad olla võrdsed (kui on vaja ühtlase amplituudispektriga SSS-signaali) või on kujundatud teatud kõvera abil, kui on vajalik manipuleeritud amplituudispekter.

Sammul 402 määratakse kindlaks moodustatud signaali spektri lubatav kõrvalekalle EPS (st koridor 603 või 901, mille piiresse peavad jääma suhteliste amplituudide tegelikud väärtused).

- 15 Vastavalt valitud parameetrite kogumile (samm 401) koostatakse sammul 403 algsignaali, mis põhineb järgmistel algparameetritel: tr – signaali üleminekute koguarv, l_{tr} – signaalilõigu maksimaalne pikkus, kus üleminekuid ei toimu. Praktikas, kui p on määratud, on tr 10 kuni 100 korda väiksem kui p ja l_{tr} on vähemalt 100 korda väiksem kui p .

- 20 Iteratsioonialgoritm algab sammuga 404, kus arvutatakse välja esialgse signaali spektraalsed omadused. Järgmisel sammul 405 võrreldakse neid parameetreid nõutud parameetrite kogumiga. Kui signaali parameetrite kogumi kvaliteedikriteeriumid on täidetud (samm 406), siis antud signaal salvestatakse (samm 407). Kui on tarvis täiendavaid sobivaid signaale, nt mitmekanalisteks mõõtmisteks vastavalt joonisele fig 2 (samm 408), siis paigutatakse ümber üks või mitu fronti (samm 410) ja korratakse iteratsioonialgoritmi alates sammust 404. Kui
- 25 täiendavaid signaale ei ole tarvis või kui kõik võimalikud frontide paigutused on läbi analüüsitud, lõpetatakse arvutused (samm 409).

Kuna teoreetiliselt annab frontide manipuleerimine etteantud jada pikkuse p , selle sageduskoostise B ning vastavate amplituudide A korral kõikvõimalikud sageduste ja amplituudide väärtuste kombinatsioonid, sõltub konkreetse katse vajadustele vastava jada

valik "lõppkriteeriumide" määratlusest. Võrreldes „pidevatoimeliste mootoditega” toimuvad siin sageduse ja amplituudi juhtimise etapid meetodile omaselt samaaegselt.

Oluline on rõhutada, et leitav pole mitte ainult ühtlase amplituudkarakteristikuga jada, vaid ka praktiliselt suvaline amplituudkarakteristik (mõistagi antud jadapikkuse p ja sagedussisu B 5 piires).

Kirjeldatud SSS-ergutussignaali sisaldab lisaks müralaadset spektrit meid huvitavate spektrijoonte vahel. Teatud juhtudel võib see mõjutada uuritavat objekti või häirida teisi mõõtmiskanaleid. Samuti tuleb uuritavast keskkonnast pärineva vastussignaali töötlust hoolikalt teostada. Siiski annab see väga soodsa võrdluse teiste sarnaste ergutussignaalidega 10 nagu näiteks MLS või nelinurksed *chirp*-signaalid. Võrreldes mitmesiinuselise ergutuse kasutavate seadmetega on siin nõuded digitaal- või analoogsõlmedele tunduvalt madalamad ning spektrikomponentide suurema amplituudi tõttu (kui võrrelda signaale sama toitepinge piiride suhtes) on mõõtmiste signaal/müra suhe (SNR) vastavalt suurem.

Vastussignaali töötlemine

15 Nii digitaal-suurusmuundamise (DQC) kui ka suurus-digitaalmuundamine (QDC) tegevused toimuvad samas seadmes ja alustatakse samaaegselt sünkroniseeritud kella abil.

Kuna soovitud signaalikomponendid liituvad konstruktiivselt aga müra ja kõrgemad sageduskomponendid destruktiivselt (joonis fig 7C ja 7D), siis toimub signaal/müra suhte (SNR) paranemine. Selline müra ja häirete mahasurumise tehnika põhjustab selle, et kiired 20 muutused süsteemis keskmistatakse välja, mis toob esile vastuolu müra mahasurumise ulatuse ja võime mõõta kiireid ajalisi muutusi vahel. See vastuolu on välditav andmekogumite jaotustehnika abil (vt joonis fig 8A ja 8B). Kõrgemad sageduskomponendid saab eraldada pidevalt, töödeldes digiteeritud andmekogumi viimast jooksvat M võendit (vt joonis fig 8A), madalamad sageduskomponendid (vt joonis fig 8B) saab eraldada alles siis, kui vastussignaali 25 kogu jadale on digiteeritud, detsimeeritud ja töödeldud. Nagu teada, on detsimeerimine kaheastmeline protsess, mis koosneb „*anti-alias*“-madalpääsfiltreerimist ja diskreetimissageduse vähendamisest.

Oletame, et andmekogumi kogupikkus võrdub ergutussignaali pikkusega, $p=200000$ punkti, ja võendamissagedus on 200kSa/s . Siis on kogu andmekogum saadaval 1 sekundi pärast, iga 30 2000-punktiline lõik sellest on saadaval 10ms järel, s.t kõrgem spektriosa (alates 100Hz kuni

100kHz) on saadaval iga 10ms järel. Madalam spektriosa (alates 1Hz kuni 1kHz) on saadaval pärast kogu ergutusjada hõivet, s.t 1 sekund pärast andmehõive algust. Kuna ergutusjada on korratav pidevalt ilma pausideta, saab järgmist madalamat spektriosa leida igal ajal, sest võimsusspekter on andmehõive algfaasi suhtes invariantne. Kui mõõta samasegelt nii
 5 ergutus- kui vastussignaali, on kompleksne ülekandefunktsioon kogu sagedusalas samuti igal ajamomendil leitav.

Tuleb meeles pidada, et detsimeerimisprotseduur sisaldab ka keskmistamis-operatsiooni (millel on *sinc*-filtri omadused), mistõttu *alias*-komponendid surutakse maha *sinc*-filtri poolt määratud teguri kordselt. Kuna SSS-signaali individuaalsed sagedused on valitud nii, et nende
 10 võimalikud *alias*-komponendid ei lange soovitatavate sagedustega kokku, pole täiendav filtreerimine vajalik. See on selgelt näha joonisel fig 7D, kus vahemikus 300Hz kuni 1 kHz on mõned *alias*-komponendid märgatavad, kuid nad paiknevad huvipakkuvatest sagedustest eemal.

Võrreldes MLS-signaali, kus jada pikkus peaks olema täpselt $p=2^N-1$ (et saavutada
 15 MLS-signaali ühtlast amplituudikarakteristikut, joonis fig 5B), võib SSS-signaali pikkus olla suvaline ilma, et signaali omadused halveneks (joonis fig 6B, joonis fig 8A, joonis fig 10A ja 10B). See on tingitud hõrespektriga jada moodustamise reeglite paindlikkusest ja lihtsast kohandatavusest.

Praktikas, kui katsenäidiste SUT relaksatsiooniaeg on ergutusjada kestusest lühem, ja kui
 20 siirdeprotsessid on lõppenud, on sageli mugav leida kogu ülekandefunktsioon ilma viivitusega (sest jada on korduvalt, ilma pausideta rakendadav katsenäidisele) ning võendatud andmeid jooksvalt analüüsida, ilma et oleks vaja jada alguspunkti võendamiste algupunktiga sünkroniseerida.

Kokkuvõtteks, siin kirjeldatud kiire kompleksse ülekandefunktsiooni mõõtmise meetod
 25 ergutab samaaegselt katsenäidist SUT eelnevalt määratletud suvalise sageduskoostisega, tavaliselt ligikaudselt ühtlase amplituudikarakteritikuga SSS-signaali, ja eraldab neile vastavad vastussignaalid. Sellega saavutatakse piisavalt hea sageduslik eraldusvõime (ligikaudu 2 kuni 10 sagedust ühe sagedusdekaadi kohta).

Kirjeldatud mõõtemetod (ergutus- ja vastussignaalide samaaegne mõõtmine, näiteks vool ja
 30 pinge impedantsi mõõtmise korral) vähendab lisaks muudele eelistele oluliselt vajadust

erinevate mitteideaalsuste kalibreerimise või kompenseerimise järele, võimaldades sellega võrreldes varasemate lahendustega lihtsustada seadmete teostust (riistvara, tarkvara, perioodiline kalibreerimine jne). Lisaks sellele väheneb meetodist tulenevalt ergutusallika väljundparameetrite ja katsenäidise vastatikune mõju, pika- ja lühiajaliste triivide mõju, samuti lühiajaliste kitsaribaliste häiringute mõju vähemalt ühe suurusjärgu võrra.

Võrreldes kaasaegsete meetoditega, milles kasutatakse MLS-signaali, perioodilist juhumüra, Gaussi müra või teisi „valge müra laadseid” signaale, on pakutav tehnika märkimisväärselt täpsem ja mürakindlam, sest signaali energia on kontsentreeritud ainult huvipakkuvatele sagedustele ega ole jaotatud ühtlaselt üle kogu sagedusala.

See võimaldab iga sageduskomponendi ergutusvõimet märkimisväärselt suurendada, kusjuures ergutussignaali maksimumväärtus jääb muutumatuks. Lisaks sellele kasutab see tehnika täielikult ära eelteadmisi katsenäidisele SUT rakendatud signaali sageduskoostisest, et eemaldada müra ja teised häiresignaaliid huvipakkuvatest sagedustest.

Viited

- [1] J. Schoukens et al. “Survey of Excitation Signals for FFT Based Signal Analyzers”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 37, No. 3, Sept. 1988.
- [2] M. Min et al. EP1786322B1 “Simultaneous discrete-time analysis of features of substances”
- [3] R. Pintelon and J. Schoukens. (2001). “System Identification: A Frequency Domain Approach”, Wiley-IEEE Press, (Ch. 4: Design of Excitation Signals pp. 115-138).
- [4] E. van der Ouderaa, J. Schoukens, and J. Renneboog. “Peak Factor Minimization of Input and output Signals of Linear Systems”, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 37, No. 2, June 1988, pp. 207-212.
- [5] Manfred F. Schroeder. “Synthesis of low peak factor signals and binary sequences with low autocorrelation”, IEEE Trans. Information Theory, vol. IT-16, pp. 85-89, Jan. 1970.
- [6] A. van den Bos. “A new method for synthesis of low-peak-factor signals”, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. ASSP-35, No. 1, pp. 120-122, Jan 1987.

- [7] S. Boyd. "Multitone signals with low crest factor", IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. CAS-33, No. 10, pp. 1018-1022, Oct 1986.
- [8] U. Pliquet. "Bioimpedance: A Review for Food Processing", Food Engineering Review, 2010, 2:74-94.
- 5 [9] S. Gawad et al. "Impedance spectroscopy using maximum length sequences: Application to single cell analysis", Review of Scientific Instruments (American Institute of Physics), 78(5), 054301, May 2007.
- [10] Kuhlberg, A.; Land, R.; Min, M.; Parve, T. „PWM based lock-in bioimpedance measurement unit for implantable medical devices". In: Proceedings of the XVII IMEKO World Congress: XVII IMEKO World Congress, Dubrovnik, Croatia, June 22-27, 2003. Dubrovnik: IMEKO, 2003, 1710-1713.
- 10 [11] Min, M.; Martens, O.; Parve, T. „Lock-in measurement of bio-impedance variations". Measurement, 27(1), 21 - 28.
- [12] M. Min, R. Land, T. Parve, A. Kink. WO2004052198. "Method and device for measurement of electrical bioimpedance".
- 15 [13] P. Annus, M. Min, J. Ojarand. WO2009138093A1. "Method and device using shortened square wave waveforms in synchronous signal processing".
- [14] Paul F. Scott. US4093988 "High speed frequency response measurement".
- [15] D. D. Rife and J. Vanderkooy. „Transfer Function Measurement with Maximum-Length Sequences", J. Audio Eng. Soc., Vol. 37, No. 6, 1989, pp. 419-443.
- 20 [16] T. Nacke et al. "A new hard- and software concept for impedance spectroscopy analysers for broadband process measurements", in: H. Scarfetter and R. Merva (EDS.): ICEBI 2007, IFMBE Proceedings, 17, pp. 194-197, Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg, 2007.
- 25 [17] S. Gawad. WO2007/054700A1, "Measurement of the electrical impedance frequency spectrum".

- [18] Min, M.; Giannitsis, A. T.; Land, R.; Cahill, B. P.; Pliquett, U., Nacke, T., Frense, D.; Gastrock, G.; Beckmann, D. „Comparison of rectangular wave excitations in broad band impedance spectroscopy for microfluidic applications”. In: Proceedings of World Congress 2009 in Medical Physics and Biomedical Engineering: World Congress 2009 in Medical Physics and Biomedical Engineering, Munich, September 7-12, 2009. (Eds.) Dössel, Olaf; Schlegel, Wolfgang C. Heidelberg: Springer Verlag, 2009, (IFMBE Proceedings; 25), 85 - 88.
- [19] Richard A. Benson. US5051916. “Stimulus signal generation method to maximize dynamic range in frequency response function calculations“.
- 10 [20] Y. Yang, et al "Design of a wideband excitation source for fast bioimpedance spectroscopy", Meas. Sci. Technol. 22 (2011), 8 pages.
- [21] S. L. Kothrane, J.A. Mandler US7194317B2. „Fast Plant test for model-based control”.

Patendinõudlus

1. Meetod süsteemide ja substantside laiaribaliseks analüüsimiseks, **mis erineb** selle poolest, et ergutussignaali, hõrespektriga binaarjada, energia on kontsentreeritud üksikutele sagedustele ja mille moodustamine sisaldab järgmisi etappe:
 - 5 - sihtsignaali parameetrite hulga moodustamine, kusjuures sihtsignaali parameetrite hulk sisaldab sageduste hulka B, ning sagedustele vastavate amplituudide hulka A ja ergutussignaali kestust p;
 - sihtsignaali kvaliteediparameetrite hulga moodustamine, mis sisaldab lubatavat hälbetaset EPS;
 - 10 - algbinaarjada moodustamine;
 - vahebinaarjada iteratiivne arvutamine, võttes algbinaarjada vahebinaarjadaks, ning vahebinaarjada parameetrite võrdlemine sihtsignaali parameetrite hulgaga ja sihtsignaali kvaliteediparameetrite hulgaga ning vahebinaarjada muutmine;
 - vahebinaarjada salvestamine hõrespektriga binaarjadana, kui sihtsignaali kvaliteediparameetrite hulgaga määratud kvaliteedikriteeriumid on täidetud.
- 15 2. Meetod vastavalt nõudluspunktile 1, **mis erineb** selle poolest, et ergutussignaali parameetrite hulk sisaldab täiendavalt sageduste algfaaside hulka PH, ergutussignaali kvaliteediparameetrite hulk sisaldab täiendavalt hõrespektriga binaarjada oodatavat amplituudispektrit A_{exp} , meetod sisaldab täiendavalt tugisignaali R_p määramist ühelt nivoolt teisele ülemineku hetkede T_i leidmiseks, binaarjada arvutamise samm sisaldab täiendavalt alussignaali T_p kui siinuslainete summa arvutamist vastavalt parameetrite kogumile, üleminekuhetkede T_i leidmise tugisignaali R_p ja alussignaali T_p võrdlemise abil, vahebinaarjada kompileerimist, vahesignaali parameetrite kogu arvutamist, mis sisaldab binaarjada amplituudispektri A_s ja faasispektri PHs arvutamist, vahesignaali parameetrite kogumi ja siht parameetrite kogumi võrdlemist, ja uue alussignaali T_p arvutamist amplituudispektri A_s ja faasispektri PHs põhjal, kui nimetatud kvaliteedikriteeriumid pole täidetud.
- 20 25 30 3. Meetod vastavalt nõudluspunktile 1, **mis erineb** selle poolest, et algsignaalil on kokku tr üleminekut ja pikim, ilma üleminekutega lõigu kestus on l_{tr} , kusjuures vahebinaarjada arvutuse iteratsioonssamm sisaldab ergutussignaali üleminekuhetkede T_i ümberpaigutamist, kui kvaliteedikriteeriumid pole täidetud.

4. Meetod vastavalt nõudluspunktile 1 kuni 3, **mis erineb** selle poolest, et sisaldab mitmete hõrespektriga jadade genereerimist ja salvestamist, millest igaüks vastab lähedaste, kuid piisavalt erinevate sagedustega sihtsignaali parameetrite kogumile.
5. Meetod vastavalt nõudluspunktile 4, **mis erineb** selle poolest, et mitmed hõrespektriga binaarjadad genereeritakse signaali üleminekute (frontide) ümberpaigutamise teel.
6. Meetod süsteemide ja substantside laiaribaliseks analüüsimiseks **mis erineb** selle poolest, et sisaldab suvalise, punktides 1 kuni 5 kirjeldatud meetodi põhjal hõrespektriga binaarjada genereerimist, hõrespektriga binaarjada muundamist füüsiliseks suuruseks, füüsilise suuruse rakendamist ergutussignaalina testitavale katsenäidisele, vastussignaali saamist katsenäididselt, ja ergutusignaali ning vastussignaali põhjal kompleksse ülekandefunktsiooni arvutamist.
7. Meetod vastavalt nõudluspunktile 6, **mis erineb** selle poolest, et et rist-modulatsiooni efektide vähendamiseks on hõrespektriga binaarjada sagedused valitud selliselt, et ristmodulatsiooni-komponendid ei langeks kokku ergutussignaali põhikomponentidega.
8. Meetod vastavalt nõudluspunktile 6 kuni 7, **mis erineb** selle poolest, et hõrespektriga binaarjada sagedused on valitud nii, et vältida alavõendamisel tekkivate näivsageduskomponentide kokkulangemist ergutussignaali põhikomponentidega.
9. Meetod vastavalt nõudluspunktile 6 kuni 8, **mis erineb** selle poolest, et ergutussuurus on valitud kogumist, kuhu kuuluvad pingesignaal, voolusignaali ning pinge- ja voolusignaali segu, rõhk, mehhaaniline pinge, jõud ja temperatuur.
10. Meetod vastavalt nõudluspunktile 1 kuni 9, **mis erineb** selle poolest, et salvestatakse binaarjada amplituudväärtused või salvestatakse ajamomentide, mil toimub ergutussignaali üleminek ühelt binaartasemelt teisele, väärtused.
11. Meetod vastavalt nõudluspunktile 1, **mis erineb** selle poolest, et digitaal-suurusmuundi ja suurus-digitaalmuundi võendamissagedused ei ole võrdsed.
12. Meetod vastavalt nõudluspunktile 6, **mis erineb** selle poolest, et sisaldab vastussignaali kvantimist ja kvantitud vastussignaali töötlemist tervikliku andmekogumina nii, et hõrespektriga binaarjada kestus ja tervikliku andmekogumi kestus on võrdsed.

13. Meetod vastavalt nõudluspunktile 6, **mis erineb** selle poolest, et kompleksse ülekandefunktsiooni arvutust teostatakse vastava tarkvara abil universaalses digitaalse signaalitöötamise seadmes, mis on valitud kogumist, kuhu kuuluvad personaalarvuti (PC), digitaalne signaaliprotsessor (DSP), programmeeritav lülitusmaatriks (FPGA), kasutaja-orienteeritud integraalskeem (ASIC) või selleks otstarbeks spetsiaalselt konstrueeritud integraalskeem, mis sisaldab energeetiliselt ja arvutuslikult efektiivseid andmetöötlemiselemente nagu summeerimine, akumulatsioon ja bitihävi teostatav nihe.
14. Meetod vastavalt nõudluspunktile 13, **mis erineb** selle poolest, et kvanditud vastussignaali on jaotatud vähemalt kaheks ajaloiguks, millest esimest ajaloiku töödeldakse vahetult ja kõiki järgnevaid ajaloike pärast eelnevat dekodeerimist.
15. Meetod vastavalt nõudluspunktile 14, **mis erineb** selle poolest, et mitut järjekorda esimest loiku keskmistatakse enne edasist töötlemist.
16. Meetod vastavalt nõudluspunktile 6, **mis erineb** selle poolest, et vähemalt üks vastussignaali ja ergutussignaali on kvanditud.
17. Meetod vastavalt nõudluspunktile 16, **mis erineb** selle poolest, et ülekandefunktsiooni leitakse kvanditud vastussignaali ja kvanditud ergutussignaali, või eelnevalt arvutatud või tabuleeritud ergutussignaali põhjal.
18. Meetod vastavalt nõudluspunktile 6, **mis erineb** selle poolest, et ülekandefunktsiooni leitakse otse diskreetse Fourier' teisenduse või redutseeritud diskreetse Fourier' teisenduse abil.
19. Meetod vastavalt nõudluspunktile 6, **mis erineb** selle poolest, et ülekandefunktsiooni leitakse kaudselt impulsskarakteristiku arvutuse ja sellele järgneva diskreetse Fourier' teisenduse abil.
20. Meetod vastavalt nõudluspunktile 19, **mis erineb** selle poolest, et impulsskarakteristik arvutatakse vastus- ja ergutussignaalide ristkorrelatsiooni või Hadamard'i teisenduse abil.
21. Meetod vastavalt nõudluspunktile 6, **mis erineb** selle poolest, et sisaldab kahte või enam ergutuskanalit ortogonaalsete jadadega, millel on veidi erinevad sagedusspektrid sageduspõhiseks kanalieralduseks ja vähemalt kahte vastuvõtukanalit vähemalt kahest allikast pärineva vastussignaali analüüsiks.

22. Seade süsteemide ja substantside laiaribaliseks analüüsimiseks, **mis erineb** selle poolest, et sisaldab nõudluspunktidele 1 kuni 5 vastavat generaatorit hõrespektriga binaarjadade genereerimiseks, lainekujumälu binaarjada salvestamiseks, digitaal-suurusmuundit binaarjada muundamiseks füüsiliseks suuruseks testitava katsenäidise (SUT) 5 ergutamiseks, vahendeid füüsilise suuruse rakendamiseks testitavale katsenäidisele, vastussignaali eeltötlusseadet, suurus-digitaalmuundit vastussignaali kvantimiseks, andmetöötlusplokki ja ülekandefunktsiooni eraldamise sõlme testitava katsenäidise kompleksse ülekandefunktsiooni leidmiseks.
23. Seade süsteemide ja substantside mitmekanaliliseks analüüsimiseks vastavalt 10 nõudluspunktile 21, **mis erineb** selle poolest, et sisaldab kahte või enam ortogonaalsete jadadega ergutuskanalit katsenäidise ergutamiseks, vahendeid füüsilise suuruse rakendamiseks testitavale katsenäidisele, kahte või enam vastussignaali eeltötlusseadet, kahte või enam suurus-digitaalmuundit või sellega samaväärset seadet vastussignaali kvantimiseks, kahte või enam andmetöötlusplokki või sellega samaväärset seadet 15 andmete töötamiseks ning kahte või enam ülekandefunktsiooni eraldamise sõlme testitava katsenäidise kompleksse ülekandefunktsiooni leidmiseks.
24. Seade vastavalt nõudluspunktile 23, **mis erineb** selle poolest, et vähemalt üks binaarjada allikatest, vastussignaali eeltötlusseadmetest, suurus-digitaalmuunditest, andmetöötlusplokkidest ja ülekandefunktsiooni eraldamise sõlmedest on integreeritud integraallülitusse.

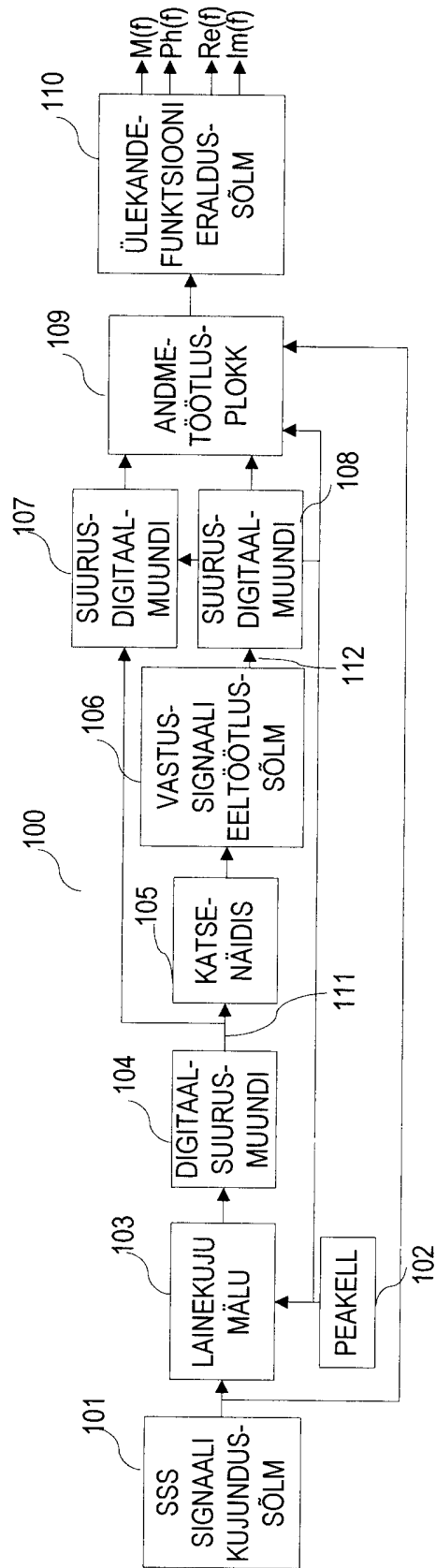


FIG 1

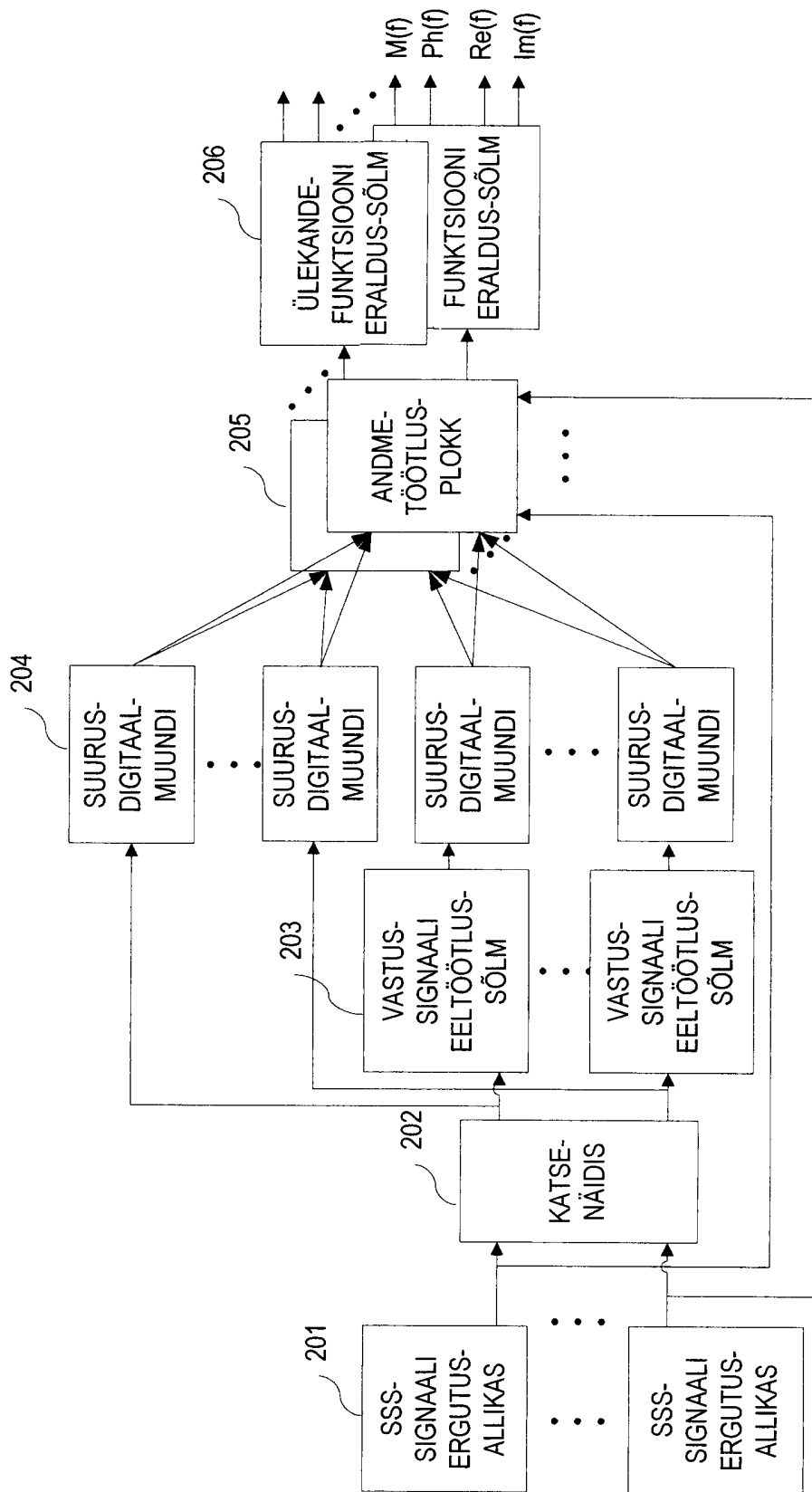


FIG 2

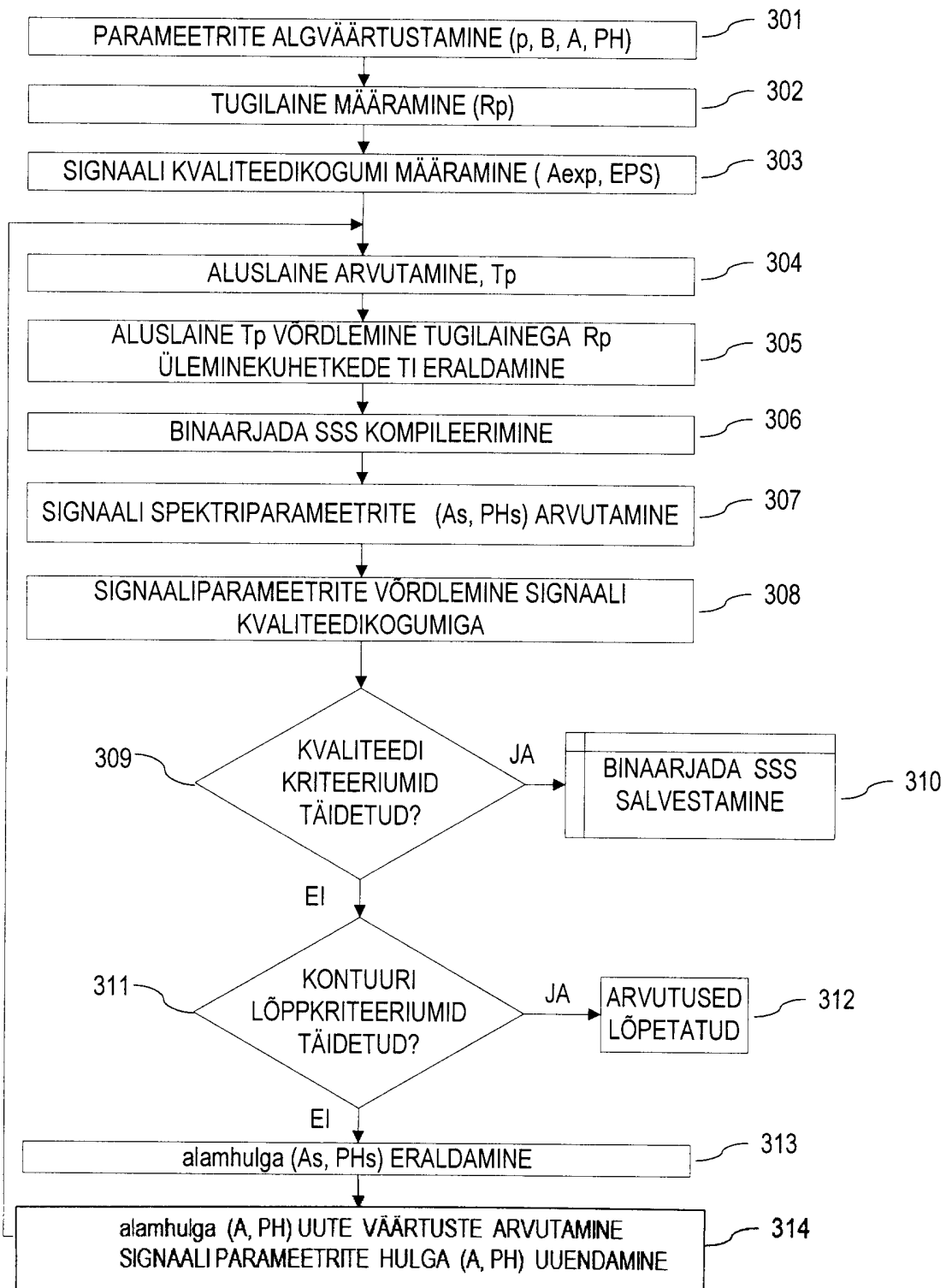


FIG 3

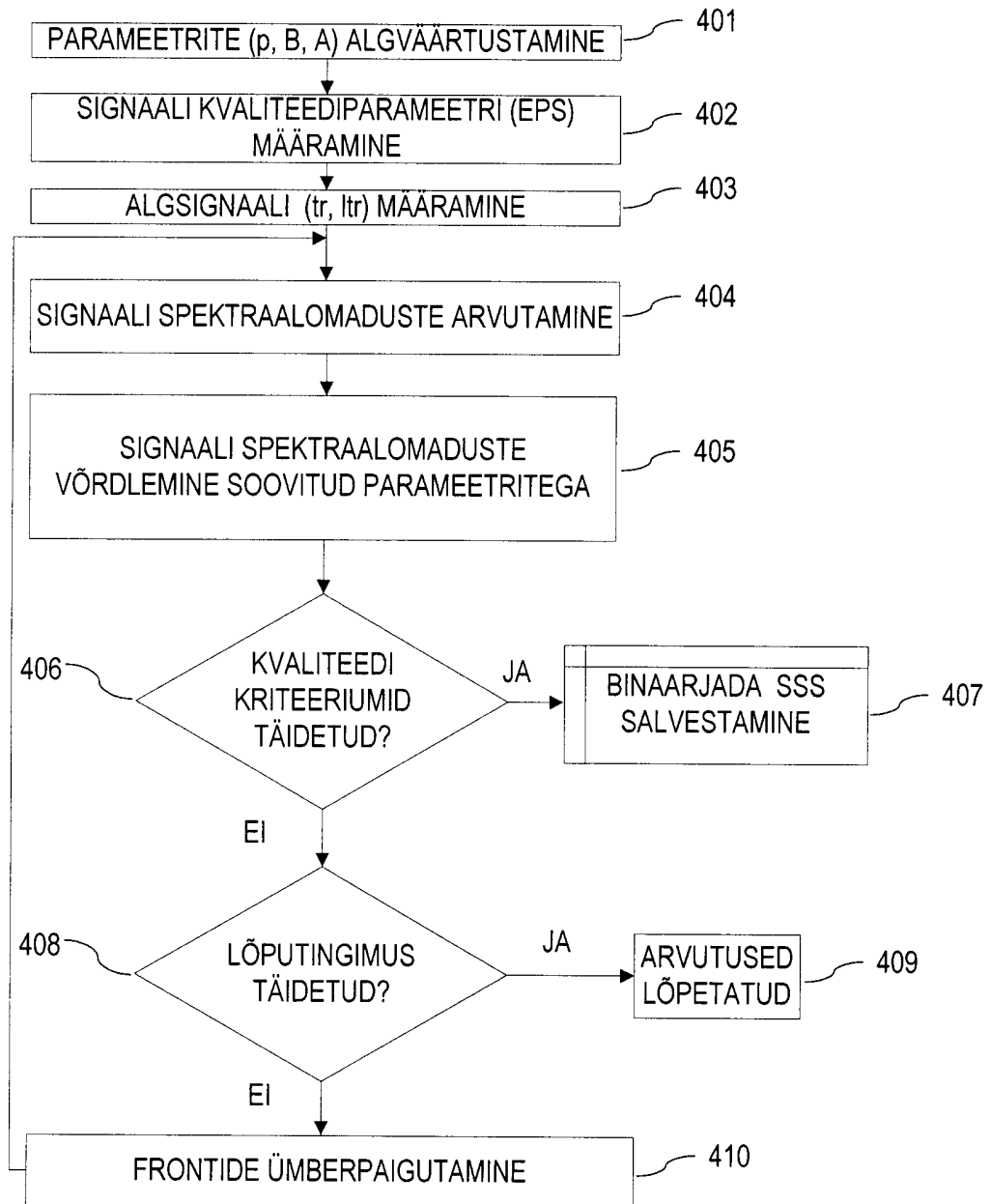


FIG 4

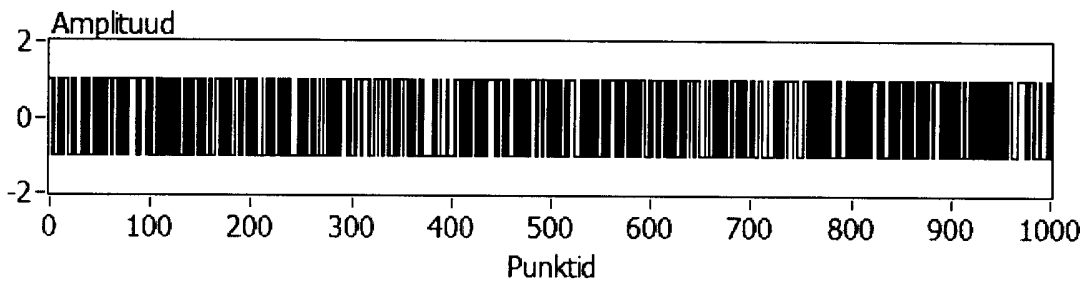


FIG 5A

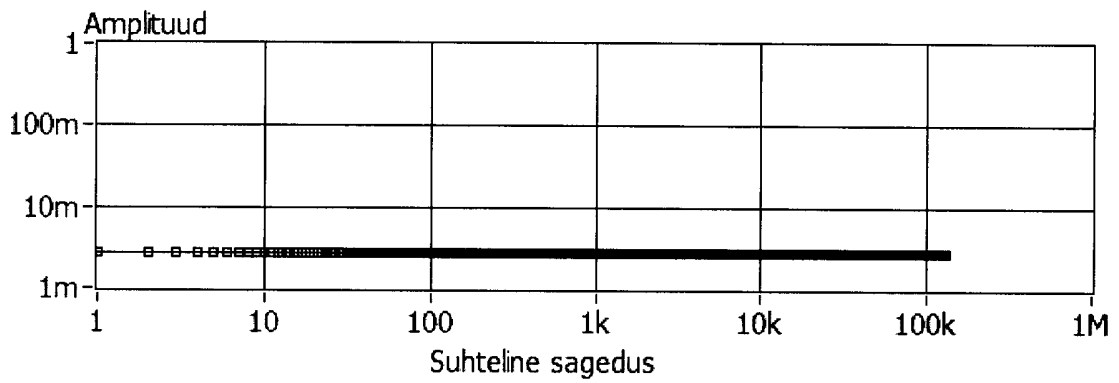


FIG 5B

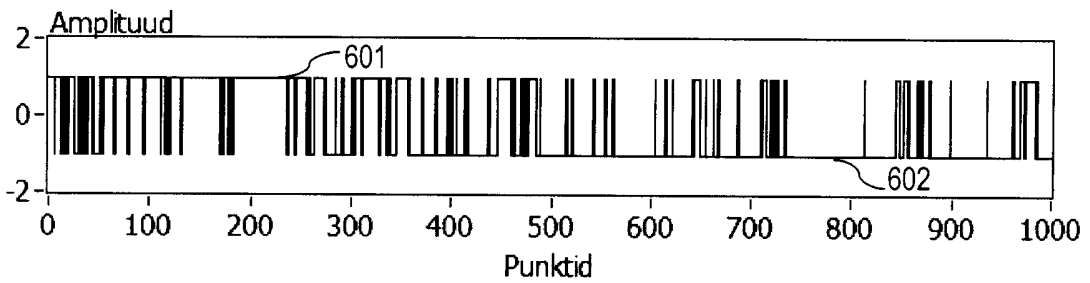


FIG 6A

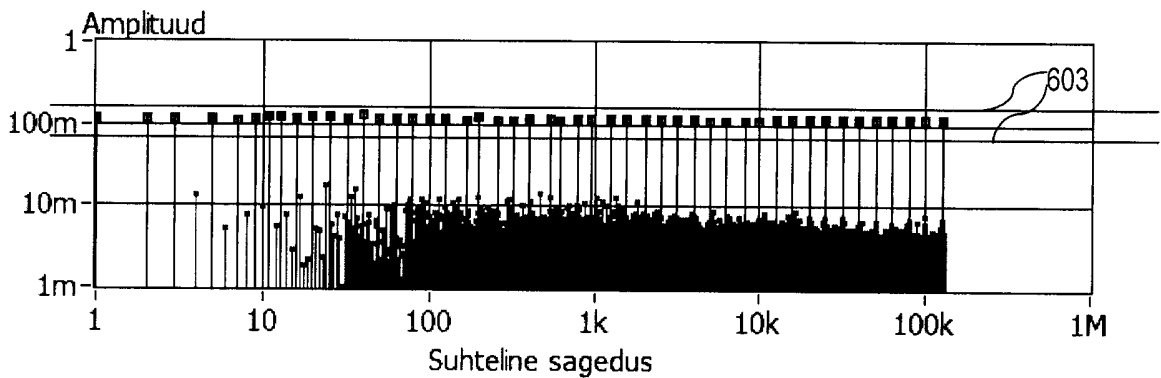


FIG 6B

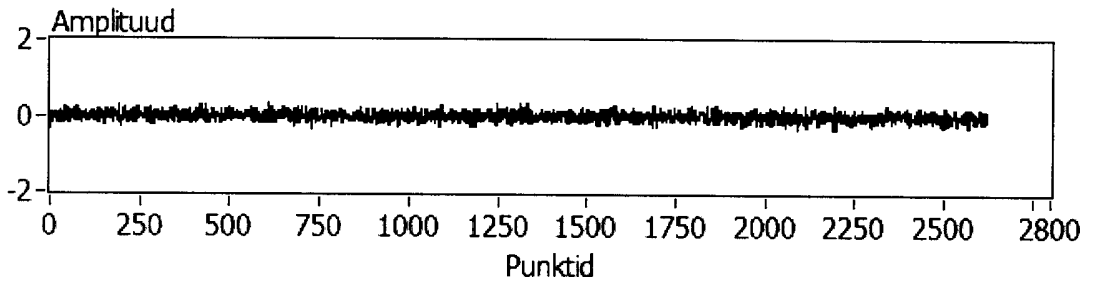


FIG 7A

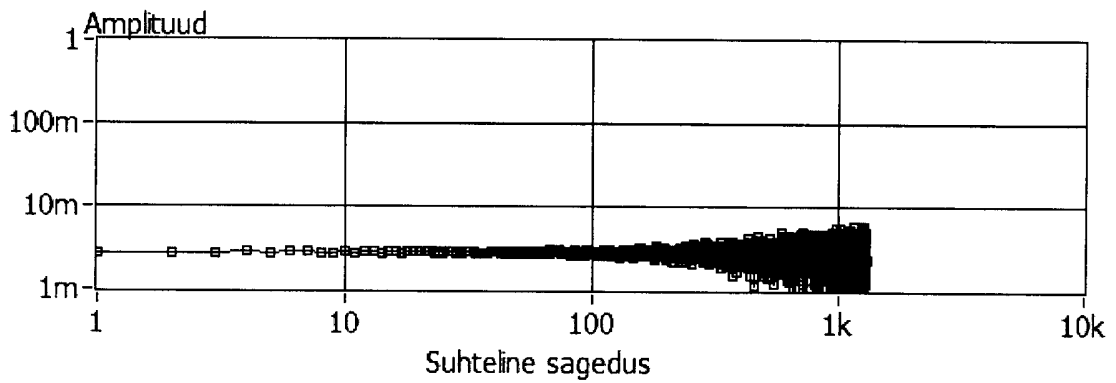


FIG 7B

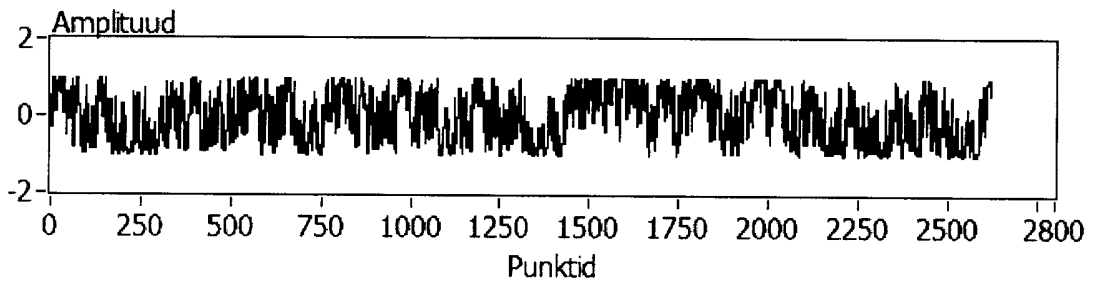


FIG 7C

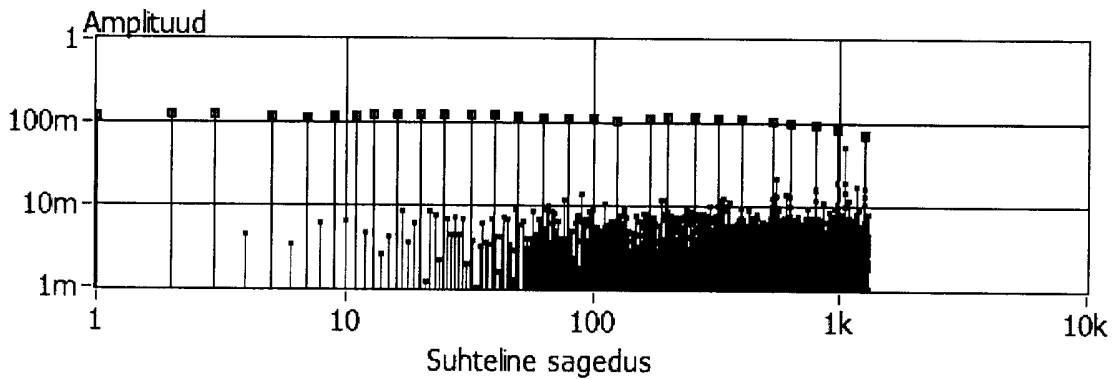


FIG 7D

7/9

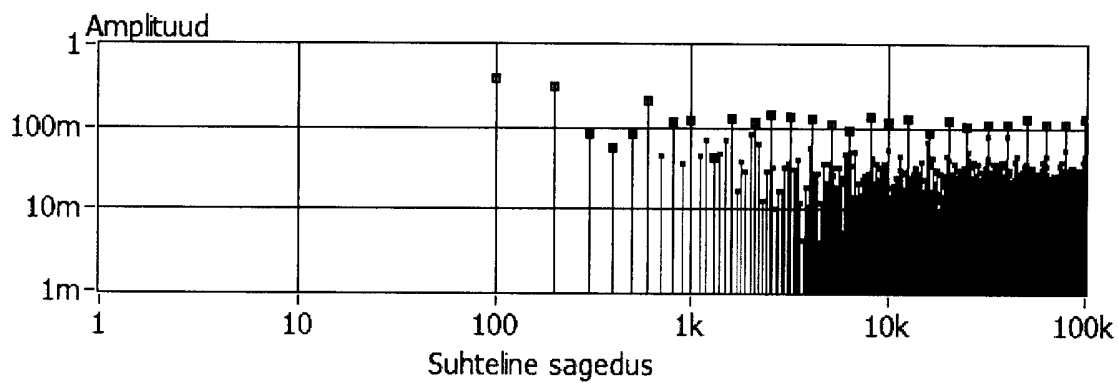


FIG 8A

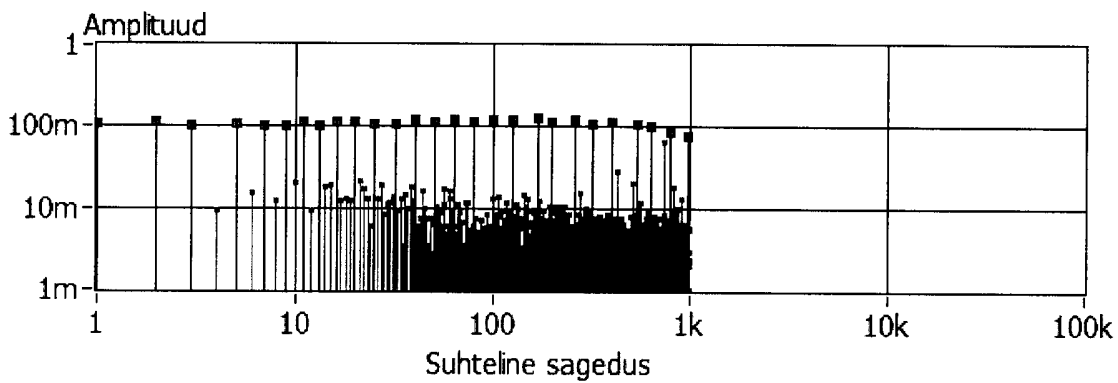


FIG 8B

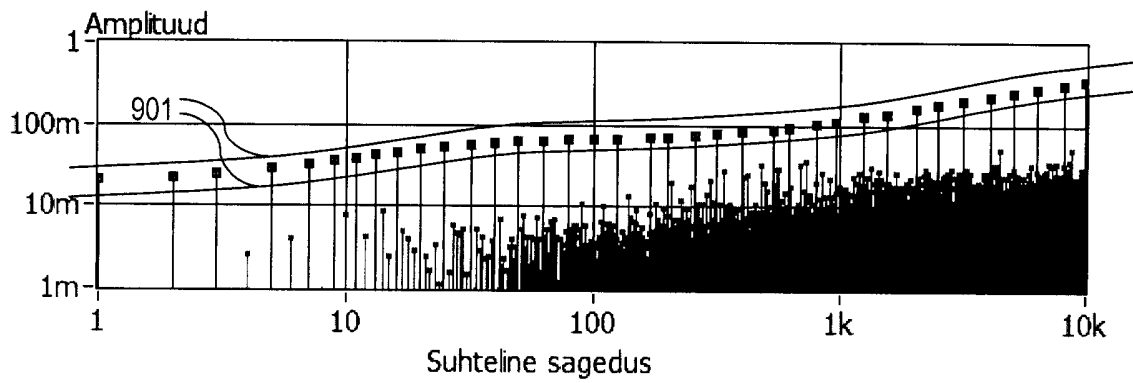


FIG 9A

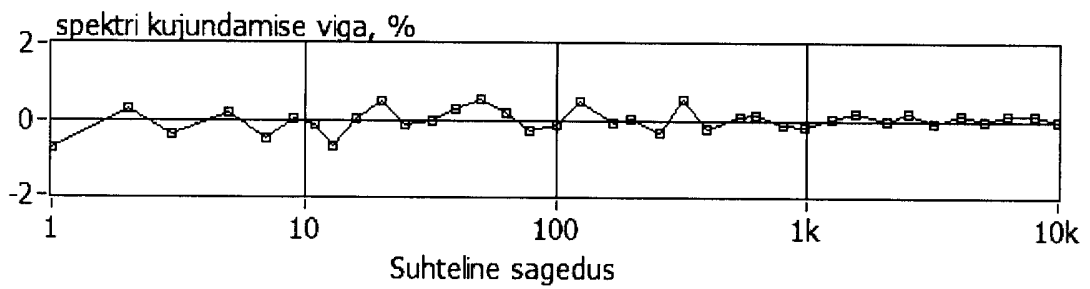


FIG 9B

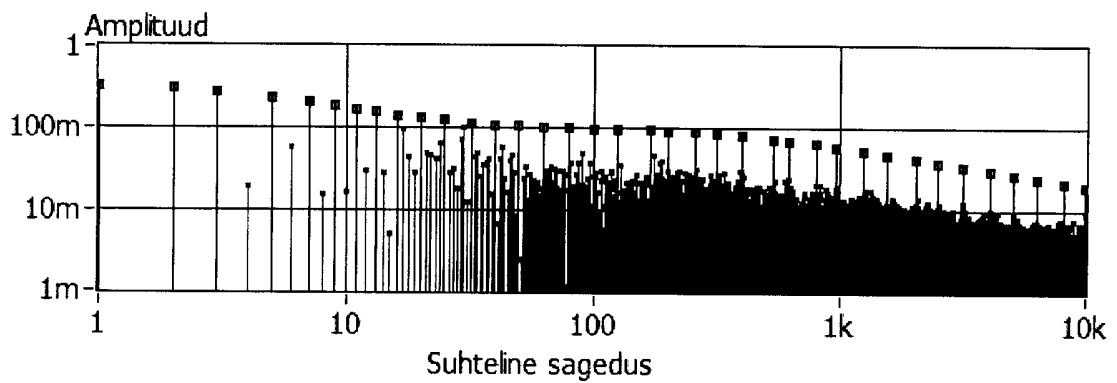


FIG 9C

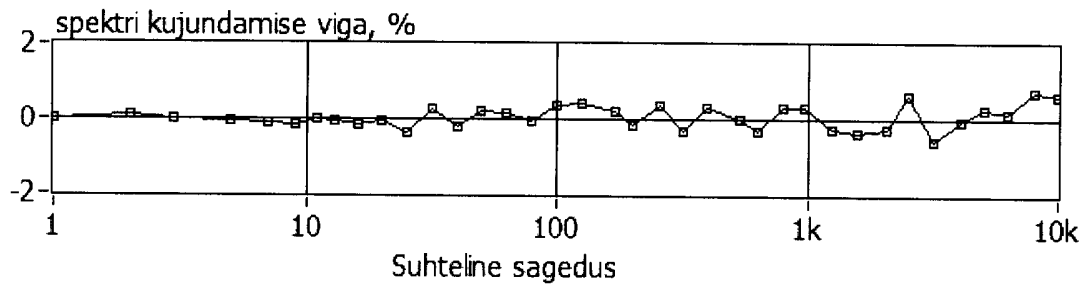


FIG 9D

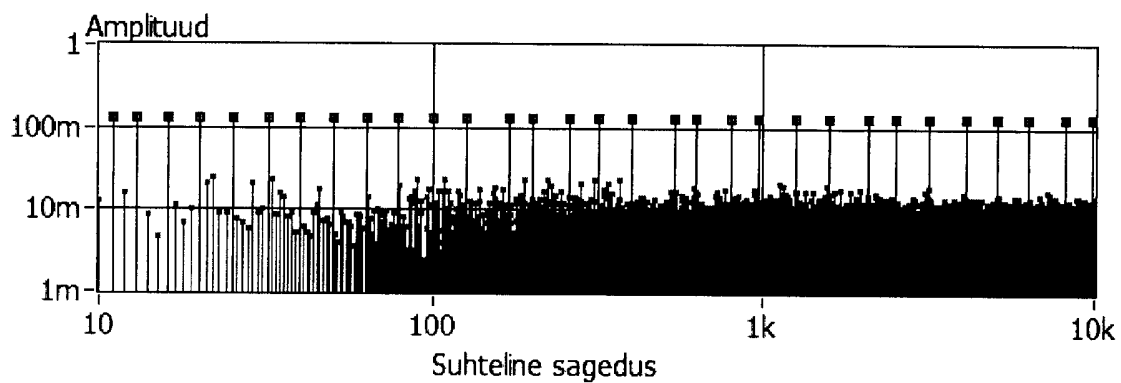


FIG 10A

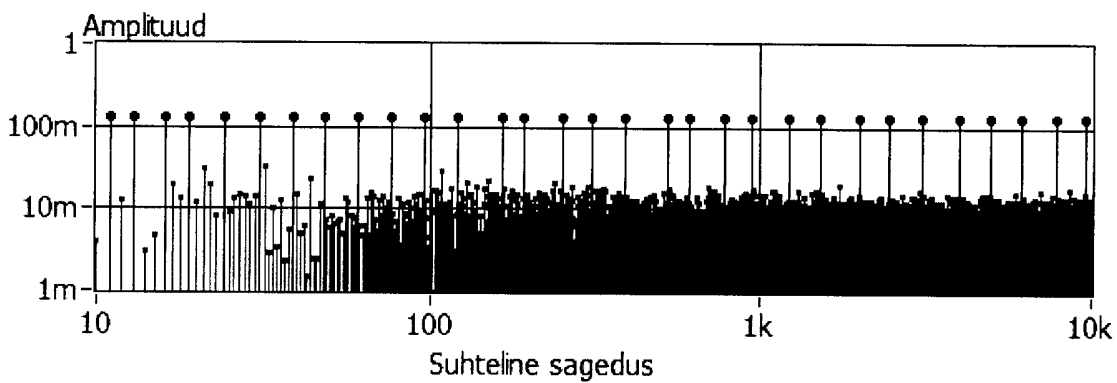


FIG 10B

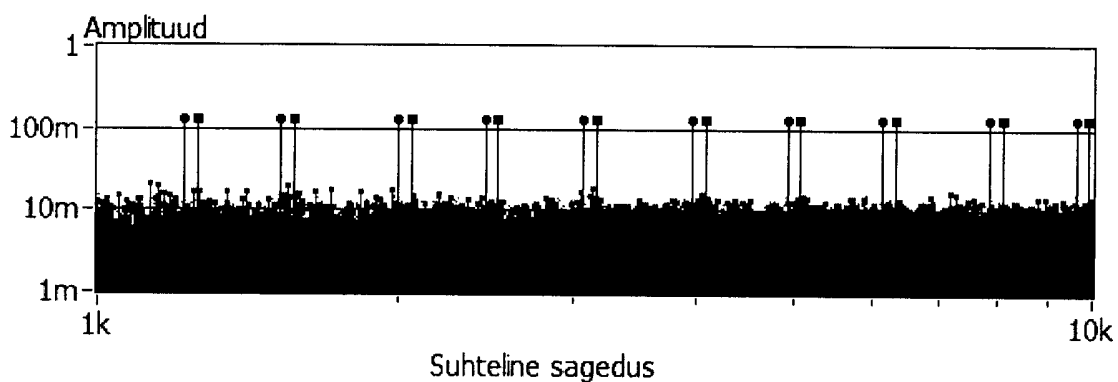


FIG 10C