

STROBAVIMO ĮTAISO DAŽNINIŲ CHARAKTERISTIKŲ SĄRYŠIO TYRIMAS

Tomaš TANKELIUN

UAB ELTESTA

El. paštas: tomas.tankeliun@gmail.com

Santrauka. Stroboskopiniai osciloskopai skirti matuoti sparčius periodinius signalus naudojant sąlyginai nesparčius didelio skiltiškumo analoginius-skaitmeninius keitiklius. Vienas iš pagrindinių stroboskopinio osciloskopo mazgų, užtikrinančių, kad osciloskopo charakteristikos atitiktų metrologinius reikalavimus, ir kuriame vyksta matuojamo aukštadažnio signalo spektro transformacija į žemų dažnių sritį, yra strobavimo įtaisas. Šiame darbe pateikiamas strobavimo įtaiso veikimo principas, nagrinėjami įtaiso dažninių charakteristikų matavimo būdai taikant pastovios amplitudės, kintančio dažnio harmoninio virpesio ir priešpriešiais sujungtų strobavimo grandinių metodus. Gauti rezultatai rodo, kad nagrinėjamas strobavimo įtaisas nepriklauso minimalios fazės grandinių klasei ir apskaičiuoti įtaiso dažninę fazės charakteristiką (DFCh) iš dažninės amplitudės charakteristikos (DACH) neįmanoma, tačiau taikant priešpriešiais sujungtų strobavimo grandinių matavimo metodą galima gauti įtaiso DACH ir DFCh nenaudojant papildomos aukštadažnės matavimo įrangos ir mažinant matavimo proceso trukmę.

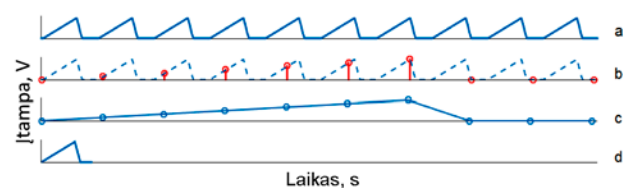
Reikšminiai žodžiai: stroboskopinis osciloskopas, dažninė charakteristika, minimalios fazės grandinė, Hilberto transformacija, strobavimo įtaisas, priešpriešiais sujungtų strobavimo grandinių (PSSG) matavimo metodas, kintančio dažnio harmoninio virpesio (KDHV) matavimo metodas.

Įvadas

Osciloskopas yra vienas iš svarbiausių matavimo ir derinimo prietaisų visų tipų elektronikos produktų gamyboje (Hale *et al.* 2007). Osciloskopai yra skirstomi į realaus laiko ir stroboskopinius. Pastarieji atsirado kaip siekis apeiti realaus laiko osciloskopų pagrindinius trūkumus: siaurą praleidžiamųjų dažnių ruožo plotį ir mažą signalo ir triukšmo santykį. Stroboskopiniuose osciloskopuose naudojami specialūs skaitmeninių signalų apdorojimo metodai, leidžiantys atkurti tarpiniame (ekvivalentiniame) dažnyje (Nader *et al.* 2013) diskretizuotą periodinį arba pasikartojantį signalą, kurio maksimalus matuojamas spektro komponentės dažnis tiesiogiai nepriklauso nuo analoginio-skaitmeninio keitiklio (ASK) diskretizacijos spartos. Stroboskopiniuose osciloskopuose plačiausiai naudojamas vadinamasis ekvivalentinio laiko strobavimo (ELS) metodas (Kahrs 2003), kuriame pritaikytas laiko mastelio rekonstrukcijos algoritmas, suteikiantis galimybę atkurti (surinkti) matuojamo signalo formą, šiam tikslui naudojant sąlyginai žemą strobavimo dažnį ir kaupiant imtis iš kelių pasikartojančio matuojamo signalo periodų (1 pav.). Imtys laiko ašies atžvilgiu gali būti renkamos nuosekliai arba atsitiktinai. Taigi stroboskopiniai osciloskopai gali preciziškai matuoti sparčius periodinius signalus, naudojant sąlyginai nesparčius, didelio

skiltiškumo ASK. Šios stroboskopinio osciloskopo savybės plačiai naudojamos telekomunikacijos uždaviniams spręsti (Rososkis, Zaytsev 2010).

Strobavimo įtaisas (SI) yra vienas iš pagrindinių stroboskopinio osciloskopo mazgų, kuriame vyksta matuojamo signalo imčių kaupimas (strobavimas) ir jų siuntimas į ASK įėjimą. Strobavimo įtaiso dažninių charakteristikų matavimas yra svarbus uždavinys, leidžiantis įvertinti stroboskopinio osciloskopo pridėjus amplitudės iškraipymus į matavimo rezultatus, o tam tikrais atvejais, surinkus reikalingus duomenis, tuos iškraipymus iš dalies kompensuoti.



1 pav. Signalų matavimo principo, taikant ekvivalentinio laiko strobavimo metodą, laiko diagramos, čia: a – matuojamas signalas; b – strobuojamos pavienės imtys signalo periode; c – laike „ištemptas“ matuojamas signalas; d – rekonstruotas vienas matuojamo signalo periodas

Fig. 1. Time diagrams of waveform acquisition using an equivalent time sampling method where: a – measured signal; b – measured single sample in each period of the signal; c – extended in time the measured signal; d reconstructed one period of measured signal

Šiame straipsnyje, siekiant sumažinti SĮ dažniųjų charakteristikų matavimo trukmę, pateikti SĮ dažniųjų charakteristikų sąryšio tyrimo rezultatai, ir siūloma vietoj įprasto kintančio dažnio harmoninio virpesio (KDHV) matavimo metodo naudoti spartesnį priešpriešiais sujungtų strobavimo grandinių (PSSG) metodą. Įprastu atveju taikant KDHV metodą SĮ dažniųjų charakteristikų matavimas trunka ilgai dėl būtinumo kruopščiai derinti generatoriaus virpesių dažnį ir amplitudę, o kartais, kai neužtikrinamas reikiamo dažnio ruožas, keisti ir patį generatorių. Straipsnio sandara: pateikiamas SĮ veikimo principas, aptariama sąryšio tarp SĮ dažniųjų charakteristikų nustatymo metodika, nagrinėjamos pačios charakteristikos bei PSSG matavimo metodas, pateikiamos išvados apie jo taikymo galimybę stroboskopinių osciloskopų testavimo procese.

Strobavimo įtaiso sandara ir veikimo principas

Matuojamo signalo aukštadažnio spektro transformacija į žemesnio dažnio sritį vyksta SĮ strobavimo grandinėje. 2 pav. pateikta supaprastinta SĮ strobavimo grandinės principinė elektrinė schema, kurios pagrindą sudaro du aukštadažniai diodai D_1 ir D_2 . Įtampų šaltiniai U_{u21} ir U_{u22} nustato didelės varžos uždarytą diodų darbo režimą. Kiekvieną kartą „iššaukant“ strobavimo impulsą, pastarasis labai trumpam laiko tarpui atveria diodus. Kai diodai yra atviroje būsenoje, nenulinės vertės matuojamo signalo įtampa, esanti grandinės įėjime, sukuria srovę, kuri tekėdama per diodus pakrauna C_1 ir C_2 kondensatorius. Kondensatorių sukauptas krūvis tiesiogiai proporcingas matuojamo įėjimo signalo momentinės įtampos vertei.

Siekiant užtikrinti tik matuojamo įėjimo signalo krūvio pernašą į kondensatorius C_1 ir C_2 (2 pav.), grandinė palaikoma balanso būsenoje, t. y. diferencialiniai krūviai, kuriuos sukuria teigiamas ir neigiamas strobavimo impulsai, yra panaikinami – jie kompensuoja vienas kitą. Tokiu būdu tik matuojamam signalui proporcingas sukauptas kondensatorių krūvis siunčiamas į grandinės išėjimą, iš kur jis toliau stiprinamas ir skaitmenizuojamas analoginiame-skaitmeniniame keitiklyje.

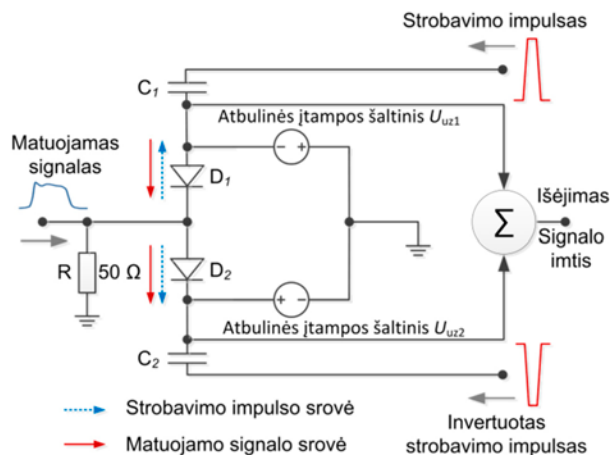
Strobavimo grandinės praleidžiamųjų dažniųjų ruožo plotis yra atvirkščiai proporcingas laiko tarpui, kurio metu diodai yra atverti. Toks laiko intervalas vadinamas „vartų pločiu“ (angl. *gate width*) ir yra žymimas t_g (Grove 1966). 3 pav. pavaizduoti diodo užtvarinės įtampos lygis ir strobavimo impulsas, kuris nustato vartų plotį t_g .

Grove (1966) įrodė, kad strobavimo grandinės praleidžiamųjų dažniųjų ruožo plotis apytiksliai gali būti apskaičiuotas taip:

$$\Delta F \cong 0,35/t_g, \quad (1)$$

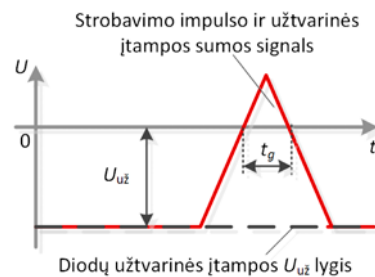
čia t_g – laiko „vartų“ plotis. Jeigu strobavimo impulso forma nekinta, tuomet iš (1) matyti, kad strobavimo grandinės praleidžiamųjų dažniųjų ruožo plotis gali būti plečiamas didinant diodo užtvarinės įtampos vertę U_{u2} , dėl ko atitinkamai mažės t_g . Tačiau toks veiksmas blogina strobavimo grandinės jautrumą, kadangi, esant pastoviam triukšmo lygiui, kuris veikia sukauptą kondensatoriuje krūvį, naudingą signalą atitinkantis krūvis mažėja, mažėjant t_g trukmei. Taip mažėja matuojamo signalo ir generuojamo triukšmo santykis.

4 pav. pateiktoje strobavimo grandinės triukšmo charakteristikoje matyti, kaip didėja grandinės įėjime



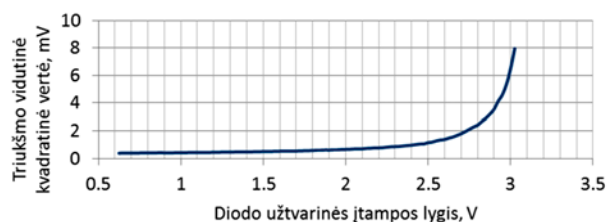
2 pav. Supaprastinta SĮ strobavimo grandinės principinė elektrinė schema

Fig. 2. Simplified schematic diagram of the sample and hold circuit



3 pav. Diodo užtvarinės įtampos ir strobavimo impulso signalų grafikai

Fig. 3. Graphs of diode blocking voltage and strobe pulse



4 pav. Išmatuota strobavimo grandinės įėjime triukšmo priklausomybė nuo užtvarinės įtampos

Fig. 4. Measured dependence of input noise ratio on the blocking voltage of diode

generuojamo įtampos triukšmo lygis (mažėja grandinės jautrumas), didinant diodų užtvarinės įtampos lygį. Taigi egzistuoja atvirkštinė priklausomybė tarp strobavimo grandinės praleidžiamųjų dažnių ruožo pločio ir jos jautrumo.

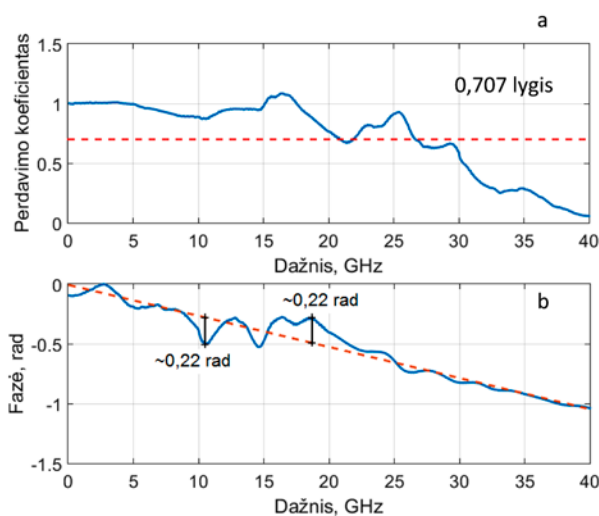
Fazės ir amplitudės dažnių charakteristikų sąryšio tyrimas

Nagrinesime du dažnių charakteristikų matavimo metodus. Šiame skyriuje siekiama nustatyti, ar egzistuoja tiesioginis sąryšis tarp testuojamo SĮ DACH ir DFCh. Tokio sąryšio aptikimas leistų vienareikšmiškai apskaičiuoti DFCh iš DACH matavimų, taikant KDHV matavimo metodą. Šis metodas leidžia pasiekti aukštą matavimų tikslumą, kadangi stroboskopiniame osciloskope imtys kaupiamos atsitiktiniu būdu, nenaudojant jo sinchronizacijos grandinės. Taip sukaupti matavimo duomenys nėra paveikti stroboskopinio osciloskopo laiko bazės pridedamų atsitiktinių ir netiesinių nuokrypių (Hale *et al.* 2005). Pagrindinis metodo trūkumas – matuojama tik DACH, neturint informacijos apie fazę.

Tiesinės elektrinės grandinės, kurioms priklauso nagrinėjama strobavimo grandinė, skirstomos į dvi klases: minimalios fazės ir neminimalios fazės (Cassoli, Mecozzi 2009). Tarp minimalios fazės grandinių DACH ir DFCh yra vienareikšmė priklausomybė, pagal kurią vienos charakteristikos kitimo forma pilnai nusako antrosios charakteristikos kitimą. Neminimalios fazės grandinės nepasižymi tiesiogine dažnių charakteristikų priklausomybe.

Minimalios fazės grandinių sąryšis tarp DACH ir DFCh yra išreikštas per Hilberto transformaciją:

$$\phi(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\ln[K(\lambda)]}{\lambda - \omega} d\lambda, \quad (2)$$



5 pav. Tiriamos strobavimo grandinės: a – išmatuota DACH; b – apskaičiuota DFCh (taikant Hilberto transformaciją)
Fig. 5. Testing sampler response: a – measured magnitude; b – computed phase response (as the Hilbert transform)

čia $\phi(\omega)$ – dažninė fazės charakteristika; $K(\omega)$ – dažninė amplitudės charakteristika; ω – kampinis dažnis. Hilberto transformacija laiko srityje yra sąsūkos operacija tarp transformuojamo signalo ir $h(t) = 1/(\pi \cdot t)$ funkcijos, kuri yra Hilberto filtro impulsinė charakteristika.

Darant prielaidą, kad testuojamo stroboskopinio osciloskopo strobavimo grandinė yra minimalios fazės grandis (fazės pokytis augant dažniui yra minimalus (Cassoli, Mecozzi 2009)) išmatuotai DACH, pritaikius diskretinę Hilberto transformaciją, gali būti apskaičiuota strobavimo grandinės DFCh.

Šiai tezei patikrinti tiriamam stroboskopiniam osciloskopui buvo išmatuota DACH 0,1 GHz žingsniu nuo 0,1 iki 40 GHz dažnio. Signalų atspindžiams sumažinti perdavimo traktuose strobavimo grandinės jėgimas buvo tiesiogiai jungiamas prie generatoriaus, naudojant 40 GHz praleidžiamųjų dažnių ruožo pločio bendraašį kabelį ir 6 dB silpnintuvą daugiakartiniams atspindžiams tarp grandinės apkrovos ir generatoriaus išėjimo mažinti. Tokiu būdu išmatuota DACH pateikta 5 pav. a dalyje.

Apskaičiuotam DACH modulio logaritmui pritaikius Hilberto transformaciją, gaunama DFCh, kurios grafikas pateiktas 5 pav. b dalyje. Gauta DFCh atitinka tiesinės grandinės su 4 ps vėlinimo charakteristiką. DFCh nukrypimai nuo tiesės neviršija 0,22 rad visame nagrinėjamame dažnių ruože. Taigi daroma išvada, kad SĮ praleidžiamųjų dažnių ruožą riboja tik amplitudės iškraipymai.

Fazės dažninės ir impulsinės charakteristikų sąryšio tyrimas

Pagal Hilberto transformaciją apskaičiuotos strobavimo įtaiso DFCh-os adekvatumui nustatyti buvo pritaikytas PSSG metodas (Hale *et al.* 2000). Jis paremtas neigiamą strobavimo grandinės savybe, dėl kurios tam tikrais osciloskopo matavimo režimais, kai grandinė yra nesubalansuotoje būsenoje ir strobavimo impulsai nevisiškai kompensuoja vienas kitą, strobavimo grandinė savo jėgime generuoja parazitinius impulsinius signalus. Šis siauras strobavimo impulsas, prasklidęs visa strobavimo grandine, jos jėgime formuoja tam tikrą impulsą, kuris pagal savo formą yra artimas grandinės impulsinei charakteristikai (Larson, Paulter 2001). Priklausomai nuo veikiančios jėgime nesukompensuotos įtampos ženklo (2 pav.), atitinkamai gali būti mažiau užtvėrtas teigiamo arba neigiamo grandinės peties strobavimo diodas. Dėl to į grandinės jėgimą prasišverbia atitinkamai teigiamo arba neigiamo strobavimo impulso dalis.

Tiriant praskverbisio į strobavimo grandinės jėgimą impulsinio signalo amplitudės priklausomybę nuo jėgime

veikiančios nesukompensuotos įtampos lygio, pastebėta, kad grandinės generuojami teigiamas ir neigiamas strobavimo impulsai nėra visiškai simetriški vienas kito atžvilgiu. Todėl strobavimo grandinė nuolat generuoja labai iškraipytą impulsinį signalą, kuris neteikia jokios naudingos informacijos. Kadangi šis signalas beveik nepriklauso nuo nesukompensuotos veikiančios įtampos dydžio (jeigu grandinė dirba tiesiniu režimu), tai, matuojant dvi teigiamo ir neigiamo strobavimo impulsų sugeneruotas grandinės impulsines charakteristikas, galima apskaičiuoti šių charakteristikų skirtumą, taip panaikinant parazitinio impulsinio signalo įtaką:

$$\hat{k}(t) = \frac{1}{2} \{ [k(t) + c(t)] \cdot h(t) - [-k(t) + c(t)] \cdot h(t) \}, \quad (3)$$

čia $k(t)$ – teigiamas arba neigiamas impulsinis signalas panašus į strobavimo grandinės impulsinę charakteristiką; $c(t)$ – parazitinis impulsinis signalas atsirandantis dėl grandinės asimetriškumo ir parazitinių talpų; $h(t)$ – antros strobavimo grandinės (imtovo) impulsinė charakteristika.

Stroboskopinio osciloskopo impulsinei charakteristikai matuoti naudoti du identiški stroboskopiniai osciloskopai ir impulsinis generatorius šių osciloskopų strobavimo grandinėms sinchronizuoti (6 pav.). Vienas iš osciloskopų (papildomas), veikia įprastu matavimo režimu, tuo tarpu kitas (tiriamas) veikia kaip impulsinių signalų šaltinis. Kadangi abiejų osciloskopų strobavimo grandinių parametrai yra beveik identiški, daroma prielaida, kad pirmojo osciloskopo išmatuotas impulsinis signalas yra abiejų strobavimo grandinių vienuodų impulsinių charakteristikų sąsūkos operacijos rezultatas (Larson, Paulter 2001).

Teigiamas ir neigiamas osciloskopo impulsai generuojami grandinėje veikiant ± 100 mV nesukompensuotai įtampai. Toks įtampos dydis pasirinktas siekiant gauti geresnį signalo ir triukšmo santykį, bet kartu garantuoti ir mažą netiesinių iškreipymų lygį. Impulsinių signalų matavimo rezultatai pateikti 7 pav. Kiekvieno signalo matavimas buvo kartojamas 500 kartų kaupiant 8000 imčių kiekviename 1 ns trukmės įraše. Tokiu būdu pasiektas 8 THz ekvivalentinis strobavimo dažnis.

Be strobavimo grandinės generuojamų iškreipymų, impulsinių signalų matavimo rezultatai taip pat yra paveikti strobavimo osciloskopo laiko bazės ir sinchronizacijos grandinės pridėdamų atsitiktinių ir netiesinių iškreipymų. Visos šios matavimo rezultatuose atsirandančios neapibrėžtys skirstomos į tris tipus (Hale *et al.* 2005):

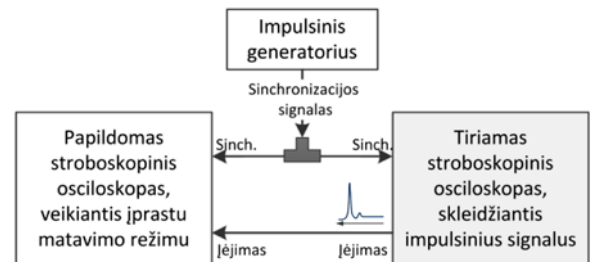
- matuojamo signalo viso įrašo dreifas laike;
- matuojamo signalo imčių drebjimas;
- laiko bazės netiesiniai iškreipymai.

Kiekvieno tipo neapibrėžčiai šalinti naudojamas specifinis korekcijos metodas.

Matavimo duomenims dreifo (*a* tipo neapibrėžtis) įtakos kompensavimo procedūra atliekama pati pirmoji, prieš apskaičiuojant vidutinius matavimo rezultatus. Vienas iš pagrindinių dreifo šaltinių yra temperatūrinis sinchronizacijos grandinės darbo nestabilumas. Stebimas signalo įrašo dreifas pagal savo pobūdį gali būti dviejų tipų: 1) tolygus, lėtai kintantis laike, santykinai didelės amplitudės, priklausantis nuo prietaiso vidinės temperatūros, 2) chaotiškas, mažos amplitudės, sparčiai kintantis dreifas.

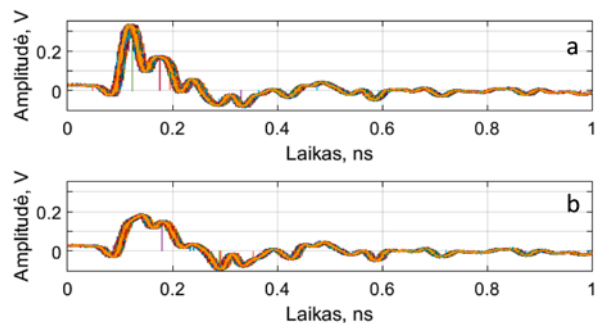
Dreifo kompensavimo algoritmas yra paremtas signalo įrašų kryžminės koreliacijos skaičiavimo procedūra. Stumiant kiekvieną paskesnį signalo įrašą nuo -60 iki 60 imčių intervale pirmojo įrašo atžvilgiu ir kaskart tarp jų skaičiuojant koreliacijos koeficientą, yra randamas dreifo įvertis kiekvienam signalo įrašui (8 pav.). Pagal gautus įverčius, pakoregavus kiekvieno signalo įrašo padėtį laiko ašies atžvilgiu, yra kompensuojama dreifo pridėta klaida.

Pagrindiniai išmatuotų impulsinių signalų imčių drebjimų (*b* tipo neapibrėžtis) šaltiniai yra dviejų osciloskopų sinchronizacijos grandys, kurios kiekviena pridėda 2 ps (vidutinį kvadratinį) drebjimą. Dvejus osciloskopus sinchronizuojantis impulsas, kurio fronto drebjimo pagal laiko ašį amplitudės vidutinė kvadratinė vertė siekia 5 ps, osciloskopus veikia vienodai ir daro mažai įtakos



6 pav. Prietaisų sujungimo schema tiriamojo osciloskopo impulsinei charakteristikai matuoti

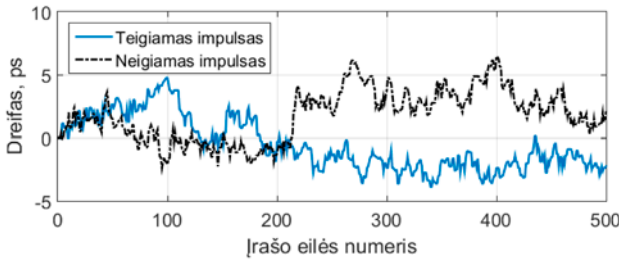
Fig. 6. Block scheme of devices connection for pulse response measurement of sampling oscilloscope



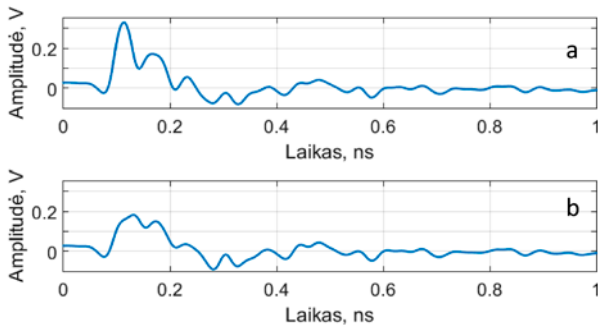
7 pav. Išmatuoti teigiamas (a) ir neigiamas (b) impulsiniai signalai

Fig. 7. Measurements of negative (a) and positive (b) pulses

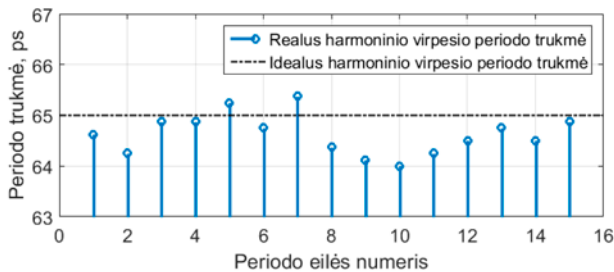
matavimo rezultatams, kadangi impulso drebėjimai amplitudės atžvilgiu yra minimalūs. Geometriškai susumavus triukšmo šaltinių vertes gaunama 2,8 ps triukšmo, laiko ašies atžvilgiu, vidutinė kvadratinė vertė (t. y. standartinis nuokrypis nuo vidurkio). Išmatuotas imčių drebėjimo y ašies atžvilgiu standartinis nuokrypis siekia apytiksliai 1,8 mV. Kadangi šių triukšmų pasiskirstymas yra artimas normaliajam skirstiniui, kaupiant pakankamai didelį signalo įrašų kiekį atsitiktinio triukšmo standartinis nuokrypis sumažinamas \sqrt{N} kartų (čia N – įrašų skaičius), šiuo atveju $\sim 22,4$ kartus (9 pav.).



8 pav. Teigiamo ir neigiamo impulsinių signalų įrašų dreifo pirmojo įrašo atžvilgiu kompensavimo operacijos rezultatai
Fig. 8. Drift correction results relative to the first record of positive and negative pulse signals



9 pav. Impulsinių signalų įrašai po dreifo ir drebėjimo kompensavimo operacijų: teigiamas (a), neigiamas (b)
Fig. 9. Pulse signals after drift correction and waveform averaging operations, positive (a), negative (b).



10 pav. Stroboskopinio osciloskopo laiko bazės netiesinių iškraipymų matavimo rezultatai
Fig. 10. Time base distortion of sampling oscilloscope measurements results

Stroboskopinio osciloskopo laiko bazės netiesiniai iškraipymai (c tipo neapibrėžtis) yra nuokrypiausiai nuo idealių generuojamų vėlinimo trukmių – delta intervalų. Netiesiniams iškraipymams įvertinti naudojamas stabilios fazės harmoninis virpesys su gerai nuslopintomis, iki -75 dBc, šalutinėmis harmonikomis. Iškraipymų analizės principas yra paremtas tuo, kad reikalingas įrašo lango plotis 1 ns užpildomas kuo didesnių harmoninio virpesio periodų skaičiumi ir palyginamas su idealiu tokio pat dažnio ir imčių skaičiumi, signalu. Paeiliui analizuojant kiekvienos išmatuotos imties padėtį idealaus harmoninio virpesio atžvilgiu galima nustatyti kiekvieno delta intervalo nuokrypį. Tačiau be laiko bazės netiesinių nuokrypių išmatuotame signale atsiranda ir strobavimo grandinėje pridėti netiesiniai amplitudės iškraipymai, dėl ko tiksliai nustatyti delta intervalų nuokrypius yra neįmanoma. Norint atsikratyti šių iškraipymų įtakos analizuojamos išmatuotos signalo imtys, esančios tik signalo su x ašimi susikirtimo vietose. Kadangi šiuo atveju imčių įtampos vertės yra artimos nuliui, amplitudės iškraipymai esti minimalūs. Pagal išrinktus taškus nustatius tikslų imčių kiekį, esantį kiekviename harmoninio virpesio periode, ir žinant idealaus delta intervalo trukmę (mūsų atveju 125 fs), apskaičiuojamos visos harmoninio virpesio iškraipytų periodų trukmės (10 pav.). Šiuo atveju maksimalus signalo periodų skaičius apribotas osciloskopo sinchronizacijos grandinės praleidžiamųjų dažnių ruožo pločio, kuris siekia 15,4 GHz.

Kiekvienam virpesio periodui alternatyvi delta intervalo trukmė, kuriai esant analizuojamame intervale idealaus ir realaus signalo periodų trukmės būtų vienodos, apskaičiuojama pagal tokią formulę:

$$dt_p(n) = dt_i + \frac{T_i - T_p(n)}{N_p(n)}, \quad (4)$$

čia n – analizuojamo periodo eilės numeris; dt_i – idealaus delta intervalo trukmė; T_i – idealus harmoninio virpesio periodo trukmė; $T_p(n)$ – analizuojamo n periodo trukmė; $N_p(n)$ – imčių skaičius analizuojamame periode.

Žinant kiekvieno periodo alternatyvią delta trukmę dt_p to periodo ribose ir taikant pirmos eilės daugianarį, atliekama tiesinė interpoliacija žingsnių $2dt_i - dt_p$. Taip gaunami vienodo ilgio $L \approx F_s / F_{sig}$ duomenų masyvai.

Čia F_s – diskretizacijos dažnis (mūsų atveju 8 THz); F_{sig} – harmoninio virpesio dažnis (mūsų atveju 15,4 GHz). Sujungus visus masyvus ir pradžios ir pabaigos imčių sekomis, kurios nepatenka į pilną signalo periodo intervalą, yra atstatomas sukompensuotas išmatuotas signalas.

Atlikus visas tris išmatuotiesiems teigiamam ir neigiamam impulsiniams signalams, stroboskopinio osciloskopo laiko bazės, iškraipymų kompensavimo operacijas ir

pritaikius (3) yra atkuriamas 11 pav. pateiktas impulsinis signalas, kuris yra dviejų tiriamų osciloskopų strobavimo grandinių impulsinių charakteristikų sąsūkos operacijos rezultatas.

Siekiant gauti strobavimo grandinės impulsinės charakteristikos kompleksinį spektrą, dažnių srityje yra atliekama signalo savidekonvoliucijos operacija (Williams *et al.* 2007). Remiantis savybe, kad dviejų signalų vieno iš kito dekonvoliucijos operaciją laiko srityje atitinka tų signalų dalybos operacija dažnių srityje, iš 11 pav. pateikto impulsinio signalo dažnių spektro ištraukus kvadratinę šaknį yra gaunamas stroboskopinio osciloskopo impulsinės charakteristikos dažnių spektras.

Apskaičiuotos strobavimo įtaiso DACH ir DFCh yra pateiktos 12 pav. Iš DACH matavimo rezultatų (12 pav. a) matyti, kad PSSG matavimo metodų išmatuota DACH dominančiame 0–20 GHz interval, pakankamai tiksliai atkartoja išmatuotos KDHV metodu DACH formą, nors ir egzistuoja sisteminis matavimo nuokrypis, kurio maksimali santykinė vertė 20 GHz taške siekia 14 %. Dažniųjų amplitudės charakteristikų panašumas leidžia padaryti išvadą, kad PSSG metodu išmatuota DFCh kitimo forma yra artima tikrajai. Šiuo atveju DFCh atitinka vėlinimo linijos charakteristiką (pagal kurią vėlinimo trukmė būtų ~50 ps) su nedideliais faziniais iškreipymais ir stipriai skiriasi nuo DFCh, gautos taikant Hilberto transformaciją. Vadinasi, stroboskopinio osciloskopo strobavimo grandinė nėra minimalios fazės grandinė ir tiesioginis sąryšis tarp DACH ir DFCh neegzistuoja.

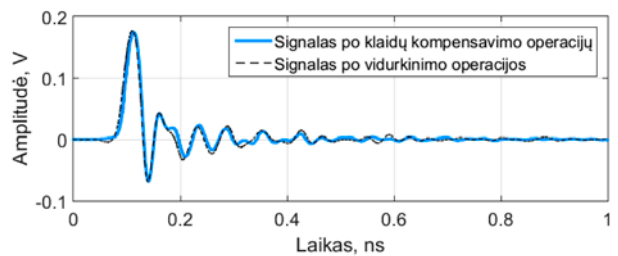
Išvados

Metrologiniai reglamentai reikalauja matuoti gaminamų ir eksploatuojamų osciloskopų dažninės amplitudės ir fazės charakteristikas (DACH ir DFCh). Skirtingai nuo DACH, tiesioginis DFCh matavimas plačiame dažnių ruože yra komplikuotas uždavinys. Darbe nagrinėjami du netiesioginiai stroboskopinių osciloskopų DFCh matavimo metodai – kintančio dažnio harmoninio virpesio (KDHV) taikant Hilberto transformaciją ir priešpriešiais sujungtų strobavimo grandinių (PSSG).

1. Tiriant KDHV metodą, nustatyta, kad osciloskopo strobavimo grandinė nepriklauso minimalios fazės grandinių klasei ir jos DFCh negali būti apskaičiuota iš DACH.

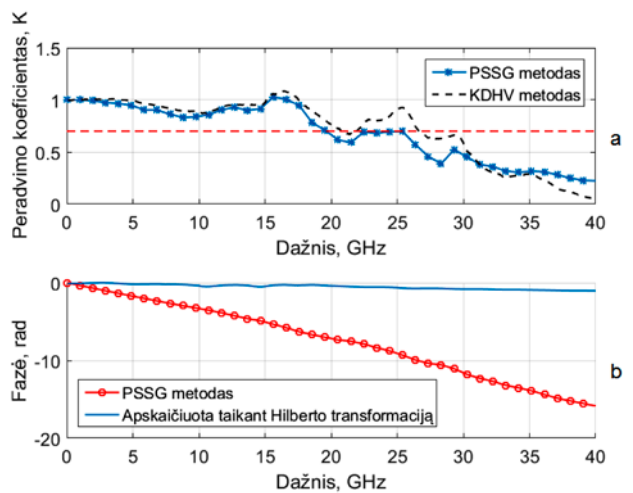
2. PSSG matavimo metodas nereikalauja generatorių, perdengiančių tiriamų dažnių diapazoną rinkinio ir yra įgyvendinamas naudojant tik du identiškus stroboskopinius osciloskopus bei sinchronizacijos signalo šaltinį.

3. Lyginant dvi skirtingais metodais išmatuotas DACH, prieita išvados, kad PSSG metodas garantuoja



11 pav. Atkurtų impulsinių signalų grafikas, kai vienam yra pritaikytos visos laiko bazės klaidų kompensavimo operacijos, o antram – tik vidurkių apskaičiavimo operacija

Fig. 11. Pulse responses after all mismatch corrections or only noise correction



12 pav. Strobavimo įtaiso DACH (a) ir DFCh (b) išmatuotos ir apskaičiuotos, taikant priešpriešiais sujungtų strobavimo grandinių ir kintančio dažnio harmoninio virpesio metodus

Fig. 12. Difference between nose-to-nose measurement and swept sine-wave measurement of magnitude (a) and phase (b) response

pakankamai tikslus matavimo rezultatus su beveik tolygiai didėjančiu nuo 0 iki 12 % sisteminių santykinų nuokrypių. Šiuo atveju nuokrypio dydis priklauso nuo dviejų matavimo procese taikomų strobavimo grandinių DACH skirtumo, kadangi matavimo rezultatas faktiškai yra šių DACH vidurkis.

4. Darbe pritaikius specialiai sukurtus stroboskopinio osciloskopo duomenų neapibrėžties kompensavimo algoritmus pavyko sumažinti PSSG metodo neapibrėžtį. Nustatyta, kad pritaikytos kompensavimo procedūros daro didžiausią įtaką sparčiausiai kintančioms strobavimo įtaiso impulsinės charakteristikos dalims (aukštadažnes DACH ir DFCh sritis).

Padėka

Dėkoju prof. dr. Vytautui Urbanavičiui už metodinę pagalbą rengiant straipsnį.

Literatūra

- Cassioli, D.; Mecozzi, A. 2009. Minimum-phase impulse response channels, *IEEE Transactions on Communications* 57(12): 3529–3532.
<http://dx.doi.org/10.1109/TCOMM.2009.12.0801082>
- Grove, W. M. 1966. Sampling for oscilloscopes and other RF systems Dc through X-Band *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 14(12): 629–635.
<http://dx.doi.org/10.1109/TMTT.1966.1126342>
- Hale, P. D.; Clement, T. S.; Coakley, K.J.; Wang, C. M. 2000. Estimating the magnitude and phase response of a 50 GHz sampling oscilloscope using the “Nose-to-Nose” method, *Conference Digest-Spring, ARFTG*, 37: 1–8.
<http://dx.doi.org/10.1109/ARFTG.2000.327397>
- Hale, P. D.; Wang, C. M.; Williams, D. F.; Remley, K. A. 2005. Compensation of random and systematic timing errors in sampling oscilloscopes, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 55(6): 2146–2154.
<http://dx.doi.org/10.1109/TIM.2006.880270>
- Hale, P. D.; Williams, D. F.; Remley, K. A. 2007. The sampling oscilloscope as a microwave instrument, *Microwave Magazine, IEEE* 8(4): 59–68.
<http://dx.doi.org/10.1109/MMW.2007.383954>
- Kahrs, M. 2003. 50 years of RF and microwave sampling, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech* 51(6): 1787–1805.
<http://dx.doi.org/10.1109/TMTT.2002.806934>
- Larson, D. R.; Paulter, N. G. 2001. Using the nose-to-nose sampler calibration method in pulse metrology, *Trends in Electrical Measurement and Instrumentation, 11th IMEKO TC-4 Symposium*, 461–465.
- Nader, C.; Van More, W.; Bjorsell, N.; Handel, P. 2013. Wideband radio frequency measurements: From instrumentation to sampling theory, *IEEE Microwave Magazine* 14(1): 85–98.
<http://dx.doi.org/10.1109/MMM.2012.2234643>
- Rososkis, J.; Zaytsev, O. 2010. Testing of telecom and datacom signals with a wide-bandwidth sampling oscilloscopes, in *18th International Conference on Microwave Radar and Wireless Communications (MIKON)*.
- Williams, D. F.; Clement, T. S.; Remley, K. A.; Hale, P. D. 2007. Systematic error of the nose-to-nose sampling-oscilloscope calibration, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 55(9): 1951–1957.
<http://dx.doi.org/10.1109/TMTT.2007.904333>

RESEARCH OF RELATION OF SAMPLERS FREQUENCY CHARACTERISTICS

T. Tankeliun

Abstract

This paper proposes an algorithm to reduce limitations in bandwidth measurements of sampling oscilloscopes then using a swept sine-wave measurement method. The traditional swept sine-wave method allows to measure only magnitude response. Phase response can be computed only if a sampler is a minimal phase circuit. In this paper alternative bandwidth measurement algorithm using the nose-to-nose method with measurements corrections for the non-idle properties of oscilloscope is described. Algorithm includes noise, time base distortions and jitter in measurement signals corrections methods. Proposed algorithm allows to measure phase and magnitude responses when only two similar oscilloscopes and the source of sync pulse are used. Algorithm performs as well as the swept sine-wave method in case when both samplers have the same frequency characteristics.

Keywords: sampling oscilloscopes, frequency response, minimal phase circuit, Hilbert transform, sampler.