

Skaitmeninio moduliavimo sistemų su kvaziortogonaliosiomis sekomis modeliavimas

A. Čitavičius, A. Jonavičius

Elektroninių ir matavimų sistemų katedra, Kauno technologijos universitetas,

Studentų g. 50, LT-51368 Kaunas, Lietuva, tel. +370 37 300539, el. p. Algimantas.Citavicius@ktu.lt

Įvadas

Visuose skaitmeninių signalų siųstuvoose yra moduliavimo impulsų formuotuvai. Tai tiesinė sistema – filtras, kurio parametrai parenkami taip, kad būtų kontroliuojami tarpimbolinės interferencijos padariniai, ir siekiama maksimalios perdavimo spartos, esant ribotai kanalo pralaidumo juostai.

Tarpimbolinės interferencijos išvengiama, jei moduliavimo impulsų formuotuvai tenkina Naikvisto suformuluotus kriterijus [1]. Pirmojo Naikvisto kriterijaus esmė ta, kad priimtojo impulso diskretizavimo momentu filtro impulsinė reakcija turi turėti baigtinę vertę, o visais kitais diskretizavimo momentais – lygi nuliui. Remiantis tuo susintetinta daug filtrų, vadinamų Naikvisto filtrais. Iš jų plačiausiai šiandieninėje modemu praktikoje naudojamas „paslinktojo kosinuso“ filtras (angl. *Raised-Cosine-Filter*, toliau – RC filtras). Naikvisto teigimu, RC filtrui turi būti ekvivalentus visas tiesinis perdavimo – kanalo – priėmimo traktas. Praktikoje modemu projektuotojai tai pasiekia perdavimo ir priėmimo pusėse įtaisydami po „kvadratinės šaknies iš paslinktojo kosinuso“ filtrą (angl. *Root-Raised-Cosine-Filter*, toliau – RRC filtras) moduliavimo ir priėmimo impulsams reikiamai formuoti ir papildomai priėmimo pusėje – vienodintuvą (angl. *Equalizer*) kanalo dažninei amplitudės charakteristikai (DACH) pataisyti. Be to, šitaip pagerinamas sistemos atsparumas triukšmams, nes imtuvo RRC filtras yra suderintasis filtras impulsams, perėjusiems siųstuvo RRC filtrą.

Faktiškai niekada nepavyksta susintetinti filtro, kuris tenkintų Naikvisto kriterijų. Paprastai priimtojo impulso diskretizavimo momentu filtro impulsinė reakcija turi baigtinę vertę, tačiau visais kitais diskretizavimo momentais jos vertės nelygios nuliui. Dėl to visiškai išvengti tarpimbolinės interferencijos nepavyksta.

Daugelyje darbų [2, 3], kuriuose moduliavimo impulsų formavimo ir priimtųjų impulsų suderintojo filtravimo filtrų impulsinėmis reakcijomis siūloma naudoti iš vilnelių transformacijos gaunamas vilnelių ir mastelio funkcijas, ortogonalias tarpusavyje ir savo pačių perstumtų laiko atžvilgiu ir pakeisto mastelio kopijų atžvilgiu. Jų

ortogonalumo savybė garantuoja, kad bus įvykdytos pirmojo Naikvisto kriterijaus sąlygos, ir leidžia išvengti tarpimbolinės interferencijos [2, 3]. Tačiau diskretiniu pavidalu mastelio ir vilnelės sekos būna baigtinio ilgio ir, griežtai tariant, netenkina ortogonalumo sąlygų. Todėl, kaip ir RC filtro atveju, išvengti tarpimbolinės interferencijos nepavyksta. Jei sekų ortogonalumo sąlyga netenkinama, tai jas netikslinga vadinti ortogonaliosiomis. Panašiomis savybėmis pasižyminčios sekos literatūroje vadinamos „panašiomis į triukšmą“ [4], kvaziortogonaliosiomis [5].

Žinomos ilgos pseudoatsitiktinės sekos (*Walsh*, *Gold*, *Zadoff-Chu* tipų ir kt.) plačiai naudojamos išplėtinio spektro tiesioginių sekų arba šokinėjančio dažnio ryšio sistemose [6]. Tačiau dėl ilgumo netikslinga naudoti jas moduliavimo impulsams formuoti, nes labai praplatėja reikalinga kanalo pralaidumo juosta. Susintetintos daug trumpesnės kvaziortogonaliosios sekos (*M*, *Gold* ir *Large* bei *Short Kasami* tipų) yra pasiūlytos naudoti vienalaikiams matavimams daugiamatėse matavimo sistemose [5].

Iš pirmo žvilgsnio, dėl santykiškai nedidelio elementų skaičiaus (15, 31, 61 ir t.t.), kuris yra palyginamas su vilnelių ir mastelio sekų elementų skaičiumi, jas galima būtų naudoti moduliavimo impulsams formuoti. Be to, jų elementų vertės yra tik vienetos arba nulys, kas palengvina jas formuoti ir skatina naudoti.

Šio darbo tikslas buvo ištirti ryšio sistemų, kuriose moduliavimo impulsams formuoti naudojamos trumpos kvaziortogonaliosios sekos, pagrindines savybes: spektro panaudojimo efektyvumą, atsparumą triukšmams, jautrumą netiesiniam stiprinimui ir palyginti su žinomomis sistemomis. Tyrimui buvo pasirinktas prieinamas ir populiarus modeliavimo būdas. Tuo tikslu buvo pasinaudota MATLAB/SIMULINK paketu. Buvo sudaryti ir vienodomis sąlygomis ištirti tokių ryšio sistemų modeliai:

- *M*-PSK (*M* lygių fazės moduliacija, angl. – *Phase Shift Keing*), $M=4, 8, 16$;
- *M*-PSK su RRC filtru, $M=4, 8, 16$;
- *M*-PSK su Daubechies N 10 (db10) vilnele, $M=4, 8, 16$;
- *M*-PSK su kvaziortogonaliosiomis sekomis, $M=4, 8, 16$.

Matematinis signalų modelis

Signalams formuoti taikėme kompleksinės gaubtinės metoda, kas yra įprasta sprendžiant ne tik modeliavimo uždavinius, bet ir projektuojant realias sistemas. Taikant šį metodą, bet koks realus moduluotas signalas $s(t)$ vaizduojamas taip:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ v(t) e^{j2\pi f_n t} \right\} = x(t) \cos(2\pi f_n t) - y(t) \sin(2\pi f_n t).$$

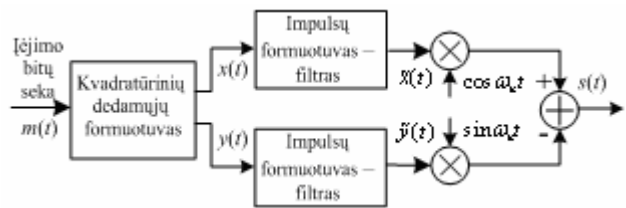
Čia f_n – nešlio dažnis; $v(t) = x(t) + jy(t) = R(t)e^{-j\varphi(t)}$ – kompleksinė gaubtinė; $x(t) = \operatorname{Re}\{v(t)\}$, $y(t) = \operatorname{Im}\{v(t)\}$ – sinfazinė ir kvadratūrinė dedamosios; $R(t) = \sqrt{x^2 + y^2}$ – gaubtinė; $\varphi(t) = \arctg[y(t)/x(t)]$ – momentinė fazė. Iš čia matyti, kad kompleksinė gaubtinė išsamiai apibūdina signalą. Kadangi ji yra kompleksinė žemųjų dažnių funkcija, tai šiuolaikiniai signalų formavimo įrenginiai dažniausiai formuoja ne patį signalą $s(t)$, bet jo kompleksinę gaubtinę $v(t)$. Tik galiniame etape, perkėlus signalo spektrą į aukštųjų dažnių sritį, suformuojamas realus moduluotas signalas. Kompleksinė gaubtinė $v(t)$ yra formuojama iš moduliavimo signalo $m(t)$. Tačiau formavimo operatorius \mathcal{G} , ($v(t) = \mathcal{G}\{m(t)\}$) priklauso nuo moduliacijos rūšies. Todėl universalus formavimo būdo nėra. Kiekvienos rūšies moduliacijai reikia pasirinkti ją atitinkantį būdą.

Modulioriai

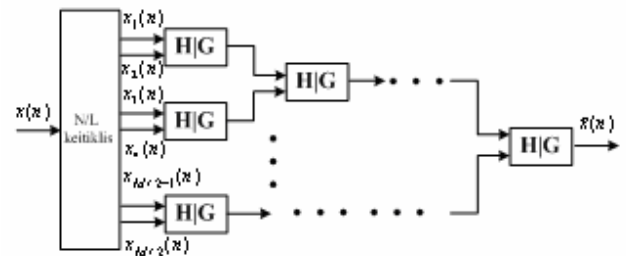
Apibendrinta moduluotų signalų formuotuvo struktūrinė schema pateikta 1 pav. Čia kvadratūrinių dedamųjų formuotuvo veikos algoritmas priklauso nuo naudojamos moduliacijos rūšies, o impulsų formuotuvai – nuo naudojamo impulsų formavimo principo. Bendroju atveju kvadratūrinių dedamųjų formuotuvai yra automatas, grupuojantis į įėjimą nuosekliai siunčiamus bitus į grupes lygiagrečiai po kelis (4-PSK atveju – po du, 8-PSK – po tris, 16-PSK – po keturis ir t. t.) ir išėjime išduodantis lygiagrečių bitų grupę atitinkančių sinfazinės $x(t)$ ir kvadratūrinės $y(t)$ komponentių impulsus, kurių vertės sutampa su taškų, moduliacijos žvaigždyne žyminčių nagrinėjamą bitų kodinę kombinaciją, x ir y koordinatėmis.

Impulsų formuotuvo nereikia, jei naudojami stačiakampiai moduliavimo impulsai. Jei impulsams formuoti reikia RC arba RRC filtro, tai formuotuvai yra tiesiog RC arba RRC filtras. Jei naudojamas vilnelių filtras, tai impulsų formuotuvai – tankintuvo struktūros sintezės filtrų rinkinys (2 pav.), susidedantis iš vienuodų grandžių, kuriose prieš kiekvieną filtrą eina interpoliatorius su interpoliavimo faktoriumi, lygiu dviem (3 pav.) [2, 3]. Filtrų impulsinės reakcijos $h(n)$ ir $g(n)$ yra pasirinktosios motininės vilnelės mastelio ir vilnelės funkcijos atitinkamai. N/L keitiklis – nuoseklių sekų keitiklis į lygiagrečias. Juo iš kiekvienos kvadratūrinės dedamosios nuoseklios duomenų sekos

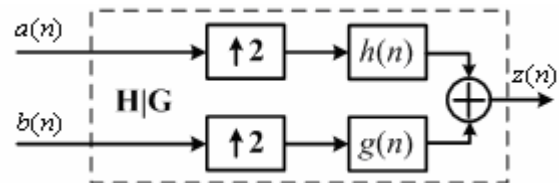
suformuojama $M/2$ lygiagrečių sekų po $M/2$ bitų kiekvienoje (M – moduliacijos lygių skaičius).



1 pav. Apibendrinta moduliatoriaus struktūrinė schema

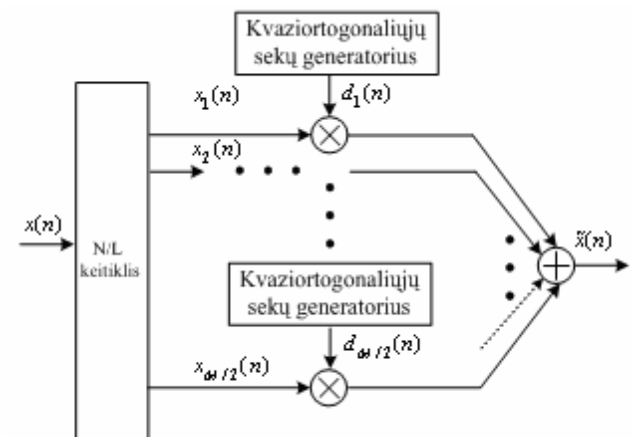


2 pav. Vilnelių impulsų formuotuvo struktūrinė schema



3 pav. Vilnelių impulsų formuotuvo grandies struktūrinė schema

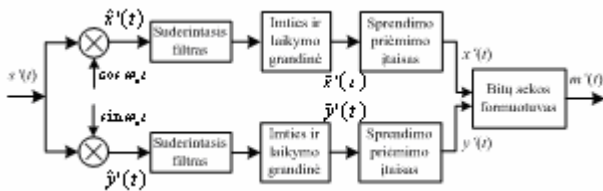
Neracionalu susintetinti filtro pavidalo impulsų formuotuvą kvaziortogonalinių sekų atveju, nes jis būna per daug sudėtingas. Kadangi filtras išėjime suformuoja savo impulsinės charakteristikos pavidalo seką, pasiuntus jam į įėjimą stačiakampio pavidalo impulsą, tai kvaziortogonalinių sekų impulsų formuotuvai gali būti sudarytas naudojant N/L keitiklius, sekų generatorius ir daugintuvus (4 pav.).



4 pav. Impulsų formuotuvo su sekomis struktūrinė schema

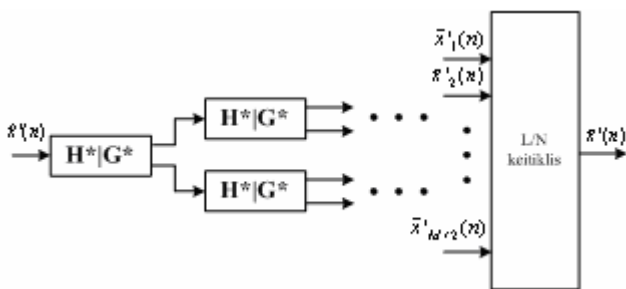
Demodulioriai

Apibendrinta demodulioriaus struktūrinė schema pateikta 5 pav.

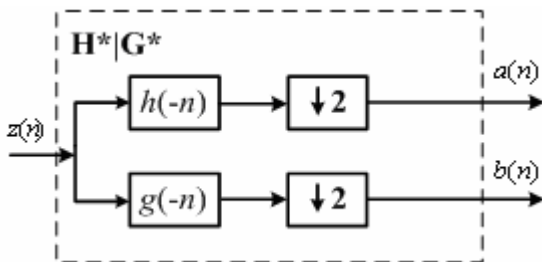


5 pav. Apibendrinta demoduliacijos struktūrinė schema

Koherentiniai sandaugos detektoriai naudojami kvadratūrinėms dedamosioms atskirti, o suderintieji filtras – signalo ir triukšmo santykiui pagerinti. Jei moduliatoriuje impulsų formuotuvus yra RRC filtras, tai demoduliacijoje suderintasis filtras bus taip pat RRC filtras. Vilnelių atveju suderintasis filtras – išretintuvo struktūros analizės filtrų rinkinys (6 pav.), susidedantis iš vienetų grandžių, kuriose po kiekvieno filtro eina decimatorius, kurio decimavimo faktorius lygus dviem (7 pav.) [2, 3].



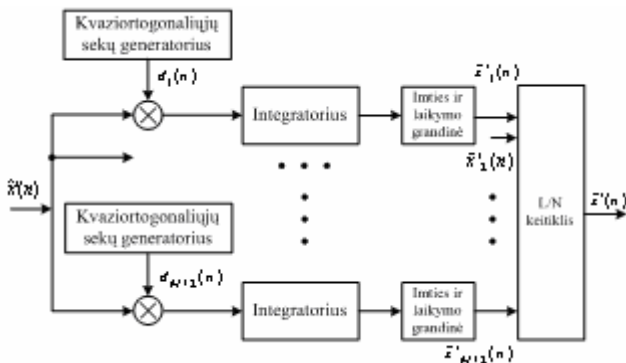
6 pav. Vilnelių suderintojo filtro struktūrinė schema



7 pav. Vilnelių suderintojo filtro grandies struktūrinė schema

Filtrų impulsinės reakcijos $h(-n)$ ir $g(-n)$ yra atitinkamai pasirinktosios pirminės vilnelės atvirkštinio laiko mastelio ir vilnelės funkcijos. L/N keitiklis – lygiagrečiųjų sekų keitiklis į nuosekliąsias.

Kvaziortogonalinių sekų atveju suderintąjį filtrą patogiausia sukurti koreliatoriaus pavidalu (8 pav.).



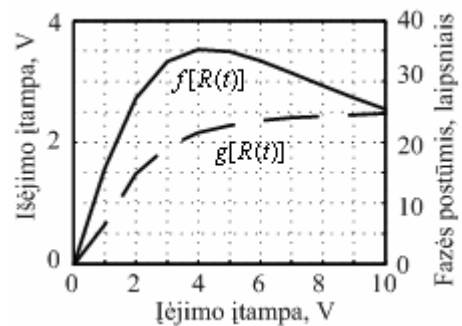
8 pav. Kvaziortogonalinių sekų suderintojo filtro struktūrinė schema

Netiesiniai galios stiprintuvai ir ryšio kanalas

Dėl ekonomiško galios stiprintuvai paprastai dirba C klasės režimu. Tačiau jie pasižymi amplitudinės charakteristikos netiesiškumu, kas sukelia signalo amplitudės ir fazės iškraipymus. Tai turi įtakos klaidingų bitų dažniui. Tačiau ne visos moduliacijos vienodai jautrios šiems iškraipymams. Todėl svarbu ištirti tiriamų sistemų jautrumą netiesiniam stiprinimui.

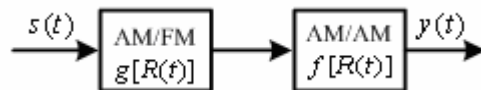
Jeigu stiprintuvo įėjimo signalas aprašomas lygtimi $s(t) = R(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$, tai išėjimo signalas gali būti išreikštas $y(t) = f[R(t)] \cos\{\omega_0 t + \varphi(t) + g[R(t)]\}$.

Funkcija $f(R)$ išreiškia AM/AM tipo, o $g(R)$ – AM/FM tipo iškraipymus. Tipinio bėgančiosios bangos galios stiprintuvo [7] netiesinės funkcijos pateiktos 9 pav.



9 pav. Bėgančiosios bangos galios stiprintuvo netiesinės funkcijos

Netiesinio stiprintuvo funkcinė schema, kuria naudojamos sudarydami jo modelį, pavaizduota 10 pav.



10 pav. Netiesinio stiprintuvo funkcinė schema

Naudojome vieną iš paprasčiausių – idealų ryšio kanalą su adityviuoju baltuoju Gauso triukšmu.

Spektro panaudojimo efektyvumo įvertinimo rezultatai

Sudarius visų tiriamųjų sistemų SIMULINK modelius pirmiausia buvo išmatuoti signalų spektrų pločiai, įvertinus juos -50 dB lygyje ir apskaičiuoti spektro panaudojimo efektyvumo koeficientai η . Rezultatai pateikti 1 lentelėje.

Iš lentelės duomenų matome, kad iš tirtų sistemų spektrą geriausiai išnaudoja M-PSK sistemos su RRC filtru. Sistemų su vilnelėmis spektras panaudojamas panašiai kaip M-PSK be RRC filtravimo sistemų. Šiuo požiūriu sistemos su kvaziortogonaliosiomis sekomis nusileidžia kitoms sistemoms. Kuo ilgesnė seka, tuo blogiau panaudojamas spektras, nes ilgesnė seka suskaido moduliavimo impulsus į trumpesnius. Skirtumo tarp sekų pastebėti nepavyko. Kuo moduliacijos lygis didesnis, tuo geriau išnaudojamas spektras. Tačiau jį didinant sistemų su kvaziortogonaliosiomis sekomis spektro panaudojimo koeficientas didėja maždaug 1,5 karto sparčiau nei kitų

sistemų. Todėl tikslinga tokias sistemas siūlyti naudoti daugialygėse moduliacijose.

1 lentelė. Spekro panaudojimo efektyvumo koeficientai

Impulsų formuotuvo tipas	η , Hz/bit/s
4-PSK su <i>M</i> 15 seka	0,17
4-PSK su <i>M</i> 31 seka	0,08
4-PSK su <i>Gold</i> 31 seka	0,08
4-PSK su <i>Short Kasami</i> 15 seka	0,17
4-PSK su <i>Large Kasami</i> 15 seka	0,17
4-PSK	1,00
4-PSK, su RRC, kai $r=0,6$	1,18
4-PSK su <i>db 10</i> vilnele	1,00
8-PSK su <i>M</i> 15 seka	0,37
8-PSK su <i>M</i> 31 seka	0,18
8-PSK su <i>Gold</i> 31 seka	0,18
8-PSK su <i>Short Kasami</i> 15 seka	0,37
8-PSK su <i>Large Kasami</i> 15 seka	0,37
8-PSK	1,54
8-PSK, su RRC, kai $r=0,6$	1,82
8-PSK su <i>db 10</i> vilnele	1,54
16-PSK su <i>M</i> 15 seka	0,61
16-PSK su <i>M</i> 31 seka	0,29
16-PSK su <i>Gold</i> 31 seka	0,29
16-PSK su <i>Short Kasami</i> 15 seka	0,61
16-PSK su <i>Large Kasami</i> 15 seka	0,61
16-PSK	2,00
16-PSK, su RRC, kai $r=0,6$	2,50
16-PSK su <i>db 10</i> vilnele	2,00

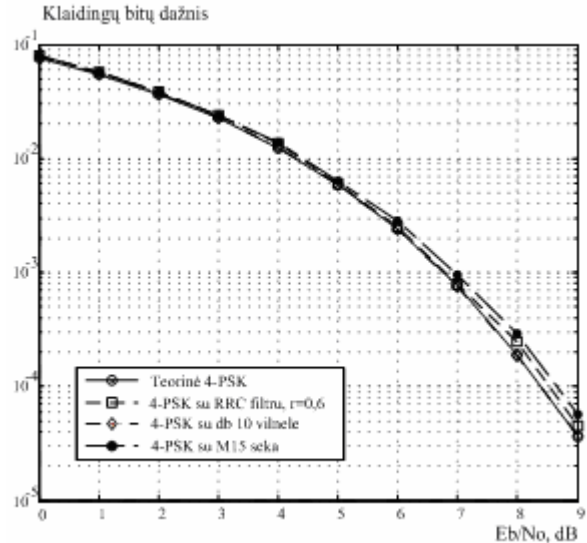
Sistemų su tiesiniu stiprintuvu modeliavimo rezultatai

Modeliavimo rezultatai pateikti 11 ir 12 pav. klaidingų bitų dažnio (KBD) priklausomybių nuo signalo ir triukšmo santykio grafiniu pavidalu. Šiuose ir kituose grafikuose signalo ir triukšmo santykis išreikštas bito energijos santykiu su triukšmo galios spektru tankiu (E_b / N_0), kas būdinga skaitmeninių ryšio sistemų atveju.

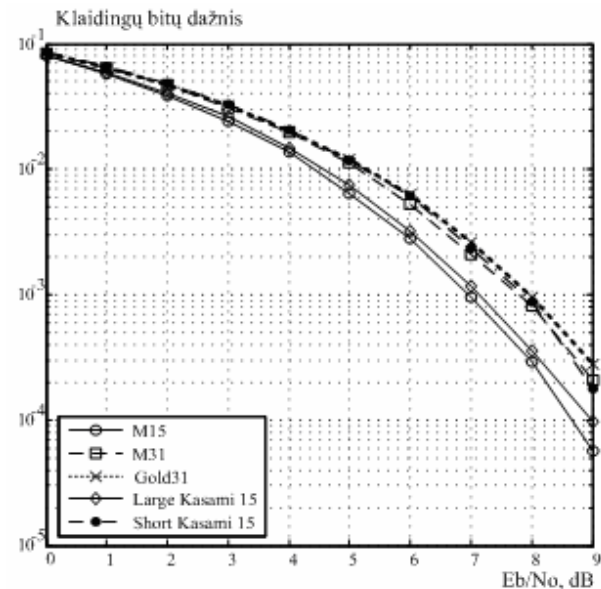
Iš gautų rezultatų matome, kad teorinis klaidingų bitų dažnis 4-PSK atveju, apskaičiuotas iš pateiktų formulių, [1], labai nedaug skiriasi nuo išmatuotų naudojant 4-PSK modelį. Tai patvirtina mūsų sudarytų modelių ir modeliavimo rezultatų patikimumą. Iš 11 pav. grafikų matome, kad 4-PSK su *db10* vilnele KBD kreivė yra labai artima 4-PSK teorinei kreivei. Tai taip pat sutampa su literatūroje skelbiamais rezultatais [2, 3].

Kai E_b / N_0 santykis kinta nuo 0 iki 5 dB, 4-PSK su *M15* seka KBD kreivė artima 4-PSK su RRC filtru KBD kreivei. Apskritai 4-PSK sistema su sekėmis šiek tiek nusileidžia kitoms tirtoms sistemoms. Tačiau skirtumas labai nedidelis. Pavyzdžiui, kai $E_b / N_0 = 8$ dB, sistemos su *M15* seka KBD tik 1,025 karto didesnis už teorinės 4-PSK sistemos KBD. Lyginant sistemas su sekėmis tarpusavyje, iš 12 pav. grafikų matyti, kad atspariausia triukšmams yra

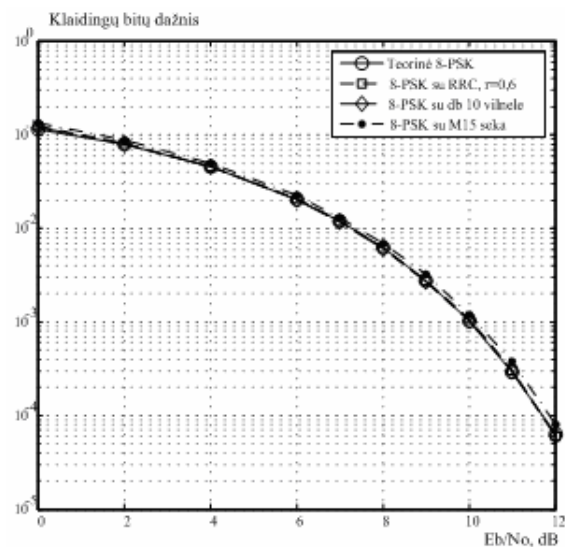
sistema su *M15* seka. 13 ir 14 pav. pateikti 8-PSK ir 16-PSK sistemų tyrimo rezultatai.



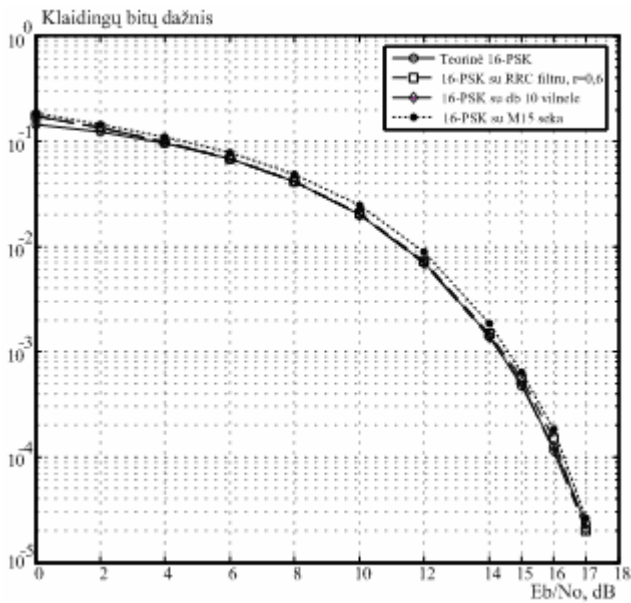
11 pav. Įvairių 4-PSK sistemų KBD



12 pav. 4-PSK sistemų su kvaziorhtogonaliosiomis sekėmis KBD



13 pav. Įvairių 8-PSK sistemų KBD



14 pav. Įvairių 16-PSK sistemų KBD

8-PSK teorinės, 8-PSK su RRC filtru ir 8-PSK su db10 vilnele sistemų KBD kreivės beveik sutampa. Sistemų su sekomis atsparumas triukšmams kiek blogesnis. Tačiau KBD padidėja mažiau nei 4-PSK atveju. Pavyzdžiui, 8-PSK su M15 seka sistemos KBD 1,025 karto didesnis jau esant $E_b / N_0 = 10$ dB. 16-PSK su M15 seka sistemos atsparumas triukšmams dar mažiau skiriasi nuo kitų sistemų atsparumo. 1,025 karto didesnę KBD gauname, kai $E_b / N_0 = 12$ dB. Todėl tikslinga tokias sistemas siūlyti naudoti daugialygesė moduliacijose.

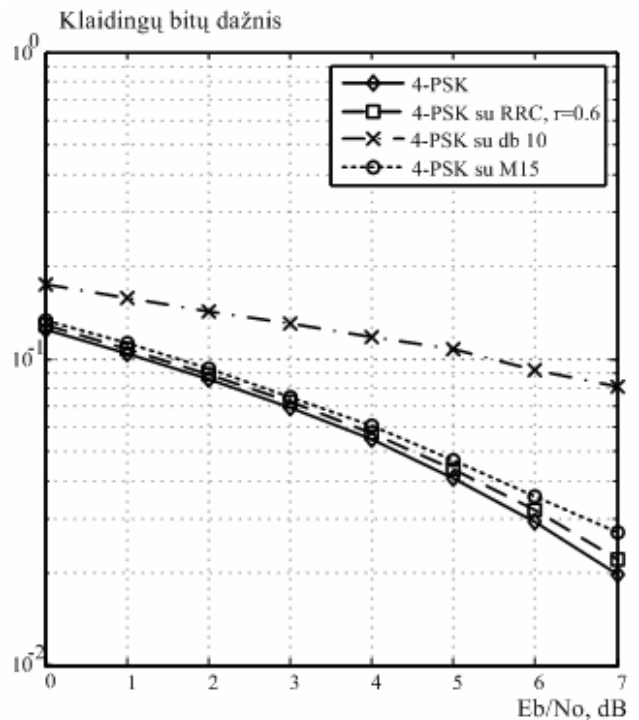
Sistemų su netiesiniu stiprintuvu modeliavimo rezultatai

Netiesiniam galios stiprintuvui modeliuoti buvo pasirinktas Saleh modelis [7], gerai atitinkantis realius stiprintuvus ir pasižymintis nedideliu parametų skaičiumi. Praktikoje stiprintuvai veikia maksimalios išėjimo galios režimu. Mūsų naudoto tipinio bėgančiosios bangos stiprintuvo modelio atveju (žr. 9 pav.) tokiu režimu stiprintuvas dirba, kai jo įėjimo įtampa yra 4,26 V. Netiesiškumo įtakai visapusiškai įvertinti buvo parinktas dar vienas tiriamojo stiprintuvo darbo režimas, kai įėjimo įtampa lygi 9 V. Šiuo atveju stiprintuvas dirba „perribojimo“ režimu, todėl išėjimo galia tesudaro 80 % maksimalios išėjimo galios.

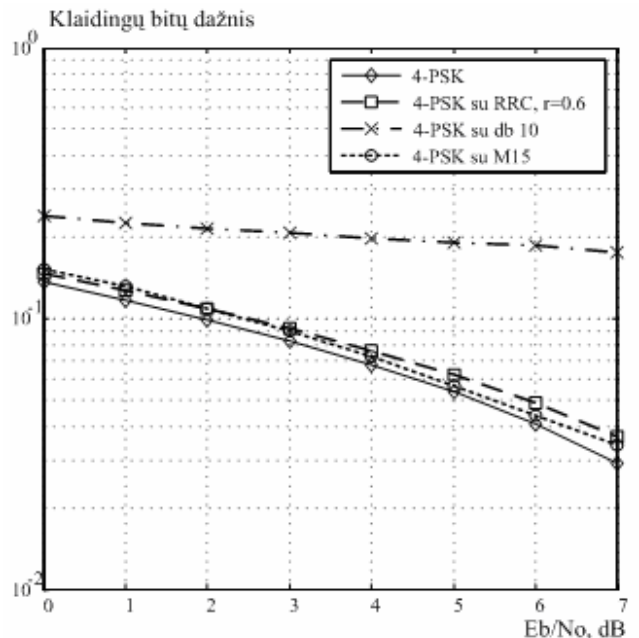
Tyrimai buvo atlikti su visų sistemų modeliais ir įvertinus tik AM/AM tipo bei abiejų tipų (AM/AM ir AM/FM) iškrypimus. Iliustravimui 15 ir 16 pav. pateikti 4-PSK sistemų, įvertinus abiejų tipų iškrypimus, modeliavimo rezultatai.

Modeliavimo rezultatai parodė, kad sistemų su kvaziortogonaliosiomis sekomis atsparumas netiesinio stiprintuvo amplitudės ir fazės iškrypimams daug didesnis nei kitų sistemų. Jis prilygsta grynosios 4-PSK sistemos atsparumui, kuri teoriškai apskritai nejautri AM/AM tipo

iškrypimams. Visos kitos sistemos, ypač su vilnelėmis, yra daug jautresnės netiesiniam stiprinimui. Iš čia aišku, kad sistemas su kvaziortogonaliosiomis sekomis moduliavimo impulsams formuoti tikslinga naudoti netiesinio stiprinimo atveju.



15 pav. Įvairių 4-PSK sistemų su maksimalaus stiprinimo KBD



16 pav. Įvairių 4-PSK sistemų su „perribojimo“ KBD

Išvados

1. Ryšio sistemų su kvaziortogonaliosiomis sekomis spektro panaudojimo efektyvumas mažesnis nei kitų tirtų sistemų. Tačiau didėjant moduliacijos lygių skaičiui, sistemų su sekomis spektro panaudojimo efektyvumas didėja maždaug 1,5 karto sparčiau nei

kitų tirtų sistemų. Todėl tikslinga jas siūlyti naudoti daugialygių moduliacijų sistemose.

2. Tiesinio stiprinimo atveju ryšio sistemų su sekomis klaidingų bitų dažnis šiek tiek didesnis nei kitų tirtų sistemų. Atspariausios triukšmui yra sistemos su M tipo sekomis. Pavyzdžiui, vidutiniškai reikia apie 0,4 dB didesnio signalo ir triukšmo santykio, kad 16-PSK su M15 seka sistemos BER būtų toks pats kaip ir 16-PSK sistemos su RRC filtru.
3. M15 seka sistemos klaidingų bitų dažnis būtų toks pat kaip ir 16-PSK sistemos su RRC filtru. Tačiau didėjant moduliacijos lygių skaičiui, sistemų su sekomis klaidingų bitų dažnis vis mažiau skiriasi nuo kitų sistemų klaidingų bitų dažnio. Todėl vėlgi tikslinga jas siūlyti naudoti daugialygių moduliacijų sistemose.
4. Netiesiniam stiprinimui jautriausios yra sistemos su vilnelių funkcijomis. Palyginti su jomis, sistemų su sekomis atsparumas triukšmams iki 5 kartų geresnis.
5. Netiesinio stiprinimo atveju atspariausios triukšmui yra sistemos su M tipo sekomis. Jų atsparumas triukšmui praktiškai prilygsta PSK sistemų su RRC filtru atsparumui.

6. Sistemos su kvaziortogonaliosiomis sekomis galima rekomenduoti naudoti daugialygių moduliacijų sistemose su C klasės stiprintuvais.

A. Čitavičius, A. Jonavičius. Simulation of Digital Modulation Systems with Quasi-Orthogonal Sequences // Electronics and Electrical Engineering. – Kaunas: Technologija, 2006.– No. 2(66).– P. 11–16.

Modulation impulse shaping in conventional communication systems usually is realized by the root-raised-cosine filtering. Recently modulation impulse shaping on the basis of wavelet transform was proposed. The present paper deals with the use of quasi-orthogonal sequences for impulse shaping. The main objective is to design the SIMULINK models of communication systems with modulation impulse shaping on the basis of quasi-orthogonal sequences, wavelets and root-raised-cosine filters and to evaluate the non-linear amplification sensitivity and the performance of systems corrupted by noise. The main results are: the systems with quasi-orthogonal sequences require more bandwidth, the performance of them is some what less and non-linear amplification sensitivity of them is notably less comparing with other systems. Ill. 16, bibl. 7 (in Lithuanian; summaries in English, Russian and Lithuanian).

А. Читавичюс, А. Йонавичюс. Моделирование систем цифровой модуляции с квазиортогональными последовательностями // Электроника и электротехника. – Каунас: Технология, 2006. – № 2(66). – С. 11–16.

В распространенных цифровых системах связи широко используются фильтры “приподнятого косинуса” для формирования модулирующих импульсов. Недавно для этой цели было предложено использовать трансформацию wavelet функции. Предлагается использовать квазиортогональные последовательности. Описаны СИМУЛИНК модели цифровых систем с фильтрами “приподнятого косинуса”, с wavelet функциями и с квазиортогональными последовательностями. Приведены результаты моделирования систем при наличии шума в канале и при нелинейном усилении. Основные результаты: системы с квазиортогональными последовательностями требуют большей полосы пропускания, более чувствительны при воздействии шумов, но менее чувствительны при нелинейном усилении по сравнению с другими исследованными системами. Рекомендуется их использовать в системах с многоуровневыми модуляциями и с нелинейными усилителями. Ил. 16, библи. 7 (на литовском языке; рефераты на английском, русском и литовском яз.).

A. Čitavičius, A. Jonavičius. Skaitmeninių moduliacijų sistemų su kvaziortogonaliosiomis sekomis modeliavimas // Elektronika ir elektrotechnika. – Kaunas: Technologija, 2006.– Nr. 2(66).– P. 11–16.

Įprastinėse skaitmeninėse ryšio sistemose moduliavimo impulsams formuoti naudojami „kvadratinės šaknies iš paslinktojo kosinuso“ filtrai. Prieš keletą metų tam buvo pasiūlyta naudoti vilnelių transformaciją. Siūloma naudoti kvaziortogonaliasias sekas. Aprašomi ryšio sistemų su „kvadratinės šaknies iš paslinktojo kosinuso“ filtrais, su vilnelių funkcijoms ir su kvaziortogonaliosiomis sekomis moduliavimo impulsams formuoti SIMULINK modeliai ir jų tyrimo rezultatai. Įvertinta sistemų reikalaujama pralaidumo juosta, atsparumas triukšmams ir jautrumas netiesiniam stiprinimui. Pagrindiniai rezultatai yra tokie: sistemos su kvaziortogonaliosiomis sekomis reikalauja platesnės kanalo pralaidumo juostos ir yra šiek tiek mažiau atsparios triukšmams, bet gerokai mažiau jautrios netiesiniam stiprinimui. Rekomenduojama jas naudoti daugialygišėse netiesinio stiprinimo moduliacijose. Il. 16, bibl. 7 (lietuvių kalba; santraukos, anglų, rusų ir lietuvių k.).

Literatūra

1. **Proakis J. G.** Digital Communications, 4th Ed., McGraw–Hill, 2001.
2. **Gandhi P.P., Rao, S.S, Pappu R.S.** Wavelets for Waveform Coding of Digital Symbols// IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 45, No 9, September, 1997. – P. 2387–2390.
3. **Gandhi P.P., Pappu R.S., Rao S.S.** Wavelets for Baseband Coding of Waveforms. IEEE Globecom, 1994. – P. 363–367.
4. **Варакин Л.Е.** Системы связи с шумоподобными сигналами // Радио и связь.– 1985.– 384 с.
5. **Armanavičius G., Kažys R.** Analysis of sets of optimized quasi-orthogonal signals for multi-channel distance measurement// Ultragarasas. – 2001. – Vol. 40, No 3. – P. 21–26.
6. **Prasad R. Hara S.** An Overview of Multi-Carrier CDMA Systems // Proc. of Fourth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA'96), Mainz, Sept. 1996. – P. 107–114.
7. **Saleh A. M.** Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers. IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-29, November 1981. – P. 1715–1720.

Pateikta spaudai 2005 06 27