

INTEGRINIŲ ANALOGINIŲ RC FILTRŲ STRUKTŪRŲ DAUGIASTANDARČIAMS SIŪSTUVAMS-IMTUVAMS TYRIMAS

Karolis KIELA¹, Aleksandr MAMAJEV², Romualdas NAVICKAS³

Vilniaus Gedimino technikos universitetas, Vilnius, Lietuva

El. paštas: ¹karolis.kiela@vgtu.lt; ²alex.mamajev@gmail.com; ³romualdas.navickas@vgtu.lt

Santrauka. Daugiaustandarčiuose siųstuvuose-imtuvuose naudojami aukštesnės eilės žemųjų dažnių filtrai. Skirtingos filtrų struktūros gali būti nevienodai jautrios jas sudarančių elementų nuokrypiais ir daryti skirtingą įtaką daugiastandarčių siųstuvų-imtuvų triukšmams. Darbe pateikti trijų šeštosios eilės skirtingų struktūrų aktyviųjų RC filtrų, skirtų daugiastandarčiams siųstuvams-imtuvams, tyrimo rezultatai. Filtrų struktūros modeliuojamos naudojant 0,18 μm ir 65 nm KMOP integrinių grandynų gamybos technologijas ir Cadence Virtuoso programinę įrangą. Iš imitacijos rezultatų matyti, kad moderniose integrinių grandynų technologijose filtrų dažninių amplitudės charakteristikų (DACH) parametrų nuokrypis beveik nepriklauso nuo filtro struktūros. Tarp analizuotų filtrų struktūrų mažiausia praleidžiamųjų dažnių juostoje integruota išėjimo triukšmo vidutinė kvadratinė vertė gaunama naudojant šuolinių grįžtamųjų ryšių struktūros filtrus.

Reikšminiai žodžiai: daugiastandarčiai, filtrai, RC, struktūros, šuoliniai grįžtamieji, daugelis grįžtamųjų, Akerberg-Mossberg.

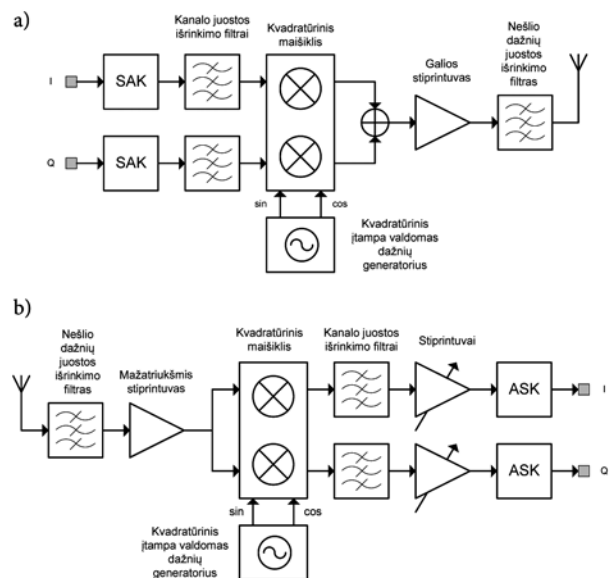
Įvadas

Viena iš modernių 4G (LTE) bevielio ryšio priėmimo-perdavimo stočių savybių yra galimybė dirbti su keliais bevielio ryšio standartais: GSM, GPS, WCDMA, Wi-Fi, WiMax, Bluetooth ir kitais. Daugumoje standartų reikalavimai siųstuvui-imtuvui yra skirtingi, jų signalų nešliai yra pasklidę plačiame, nuo dešimčių megahercų iki kelių dešimčių gigahercų, dažnių ruože. Norint priimti ar išsiųsti daugiastandarčių signalus, reikalinga sistema, kurios parametrai būtų keičiami priklausomai nuo standarto reikalavimų. Tokios sistemos vadinamos daugiastandarčiais siųstuvais-imtuvais (DSI).

Modernius DSI sudarantys analoginiai įtaisai vis dažniau įgyvendinami integriniuose grandynuose (IG). Tai leidžia daug kartų panaudoti esamą techninę įrangą, sumažinti visos sistemos kainą, padidinti elementų integracijos laipsnį (Mak *et al.* 2007). Dažniausiai literatūroje minimi DSI įgyvendinti naudojant tiesioginę (homodininę) siųstuvo-imtovo architektūrą (Han *et al.* 2011; Huang *et al.* 2013). Vienas iš svarbiausių elementų homodininėje siųstuvo-imtovo architektūroje (1 pav.) yra kanalo dažnių juostos išrinkimo filtras. Skirtingai nuo superheterodininio siųstuvo-imtovo architektūros, tiesioginėje architektūroje aukštadažnis signalas yra perkeliamas į žemųjų dažnių sritį nenaudojant tarpinio dažnio. Kadangi kanalo juosta prasideda nuo 0 Hz,

dažniausiai homodininėje DSI architektūroje kanalų išrinkimo filtras būna žemųjų dažnių.

Iš dažniausiai naudojamų filtrų (gm-C, OTA-C, aktyviųjų RC) aktyvūs žemųjų dažnių RC filtrai pasižymi didžiausiu išėjimo signalo dinamišku ruožu ir žemu triukšmu



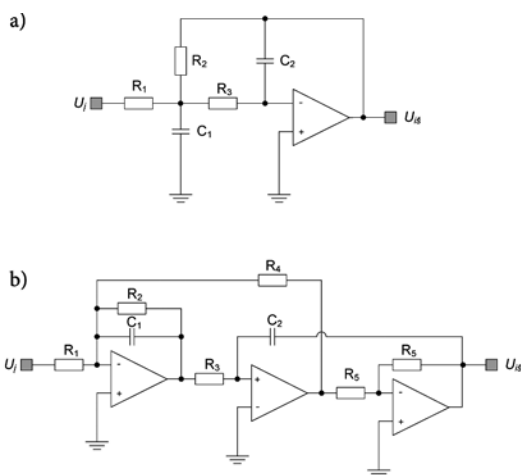
1 pav. Tiesioginio daugiastandarčio siųstuvo-imtovo architektūra: a) – siųstuvai; b) – imtuvai

Fig. 1. Direct conversion transceiver architecture: a) – transmitter; b) – receiver

lygiu (Lim *et al.* 2011). Dėl šios priežasties aktyvieji RC filtrai yra dažniausiai naudojami DSI, kuriems signalo-t-riukšmo santykis yra svarbus parametras. Pagrindinis šių filtrų trūkumas yra jų parametru jautrumas filtrą sudarančių elementų parametru verčių pokyčiams, atsirandantiems dėl temperatūros kitimo, senėjimo ar IG gamybos procesų nevienodumo. Analoginių įtaisų parametru nuokrypiškai DSI sukelia kvadratinį signalų I ir Q kanaluose (1 pav.) amplitudinius ir/arba fazinius postūmius vienas kito atžvilgiu, dėl to didėja priimamo ar perduodamo signalo iškraipymai.

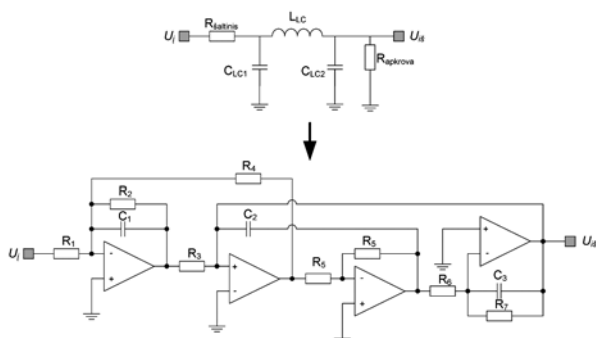
Aktyviuosius RC filtrus projektuoti galima pagal įvairius metodus. Todėl vienodų dažnių amplitudės charakteristikų filtrai gali būti įgyvendinami naudojant skirtingas struktūras. Literatūroje aktyviųjų RC filtrų struktūrų savybės analizuojamos atskirai – nėra pateikta kelių filtrų struktūrų palyginimų.

Darbe analizuojamos dažniausiai DSI naudojamos aktyviųjų RC filtrų struktūros, jos įgyvendinamos projektuose



2 pav. Antrosios eilės bikvadrinių aktyviųjų RC filtrų struktūros: a – daugelio grįžtamųjų ryšių; b – Akerberg-Mossberg

Fig. 2. Second order biquad filter structures: a – multiple feedback; b – Akerberg-Mossberg



3 pav. Trečiosios eilės šuolinių grįžtamųjų ryšių aktyvaus RC filtro struktūra

Fig. 3. Third order active RC leapfrog filter

naudojant dvi skirtingas IG technologijas, pateikiami kompiuterinio imitacinio skaičiavimo rezultatai ir formuluojamos išvados.

Aukštesnės eilės aktyviųjų RC filtrų struktūros

Žemųjų dažnių filtras apriboja signalo triukšmų dažnių ruožą ir padidina bendrą sistemos signalas-triukšmas santykį. Todėl DSI imtuvo grandinėje dažniausiai projektuojami aukštesnės nei ketvirtos eilės filtrai. DSI imtuvo grandinėje filtrai yra naudojami norint pašalinti arti praleidžiamųjų dažnių ruožo esančius, bet į ją dar nepatenkančius didelės amplitudės pašalinius signalus, kurie gali išotinti imtuvo grandinėje esantį analoginį-skaitmeninį keitiklį (ASK). DSI siųstuvo grandinėje filtrai naudojami norint pašalinti skaitmeninio-analoginio keitiklio sukuriamą kvantavimo triukšmą.

Aukštesnės eilės aktyvieji RC filtrai gali būti įgyvendinami sujungiant pakopomis antrosios ir/arba pirmosios eilės struktūras (Pezzotta *et al.* 2013). Antrosios eilės žemųjų dažnių filtro operatorinė perdavimo funkcija užrašoma taip:

$$H(s) = \frac{A \cdot \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} \cdot s + \omega_0^2}, \quad (1)$$

čia: Q – filtro kokybė; ω_0 – filtro praleidžiamųjų dažnių ruožo ribinis dažnis; A – filtro stiprinimo koeficientas.

Bendra aukštesnės eilės žemųjų dažnių aktyviojo RC filtro perdavimo funkcija gaunama sudauginus visų filtrų struktūrų perdavimo funkcijas.

Antrosios eilės aktyviųjų RC filtrų struktūros gali būti įgyvendintos naudojant vieną arba du aktyviuosius integrotorius. Antrosios eilės žemųjų dažnių aktyviojo RC filtro struktūra su vienu aktyviuoju integrotoriumi pavaizduota 2 pav., a. Ši struktūra vadinama daugelio grįžtamųjų ryšių (DGR) (angl. *Multiple feedback*) ir yra naudojama mažos galios sistemose, kuriose aktyviųjų elementų skaičiaus mažinimui teikiama pirmenybė. DGR filtro struktūros filtrai gali būti jautrūs juos sudarančių elementų parametru verčių nuokrypiams. Todėl literatūroje aprašomi (Hilber *et al.* 2014) antrosios eilės žemųjų dažnių filtrai naudoja bikvadrinę Akerberg-Mossberg (AKM) struktūrą, kuri pavaizduota 2 pav., b.

Literatūroje aprašytuose DSI dažniausiai naudojami aukštesnės eilės aktyvieji RC filtrai įgyvendinti naudojant šuolinių grįžtamųjų ryšių (ŠGR) (angl. *leapfrog*) filtro struktūrą (Han *et al.* 2011; Lim *et al.* 2011; Chen *et al.* 2010). Šios struktūros sudaromos naudojant pasyviųjų LC elementų grandinės topologiją, kurioje induktyvumo ritės ir kondensatoriai yra pakeičiami aktyviaisiais integrotoriais (3 pav.). Šis pakeitimas grindžiamas tuo, kad

LC grandinėls yra mažai jautrios elementų parametru nuokrypiams, todėl jų įgyvendinimas aktyviais elementais nepakeičia šios savybės (Chen *et al.* 2010).

Aukštesnės eilės aktyvių RC filtrų projektavimas

Moderniuose DSI aukštesnės eilės aktyviųjų RC filtrų struktūros sudaryti naudojami visiškai diferenciniai operaciniai stiprintuvai. Tokie įtaisai, lyginant su ne visiškai diferenciniu įtaisu, dvigubina signalo amplitudę ir padidina sistemos signalo-triukšmo santykį 6 dB, atsparumą sinfaziniams triukšmams ir sumažina lyginių harmonikų iškraipymus. Be paminėtų privalumų, įgyvendinant visiškai diferencines filtrų struktūras, pašalinamas vienas aktyvus elementas, kuris ne visiškai diferencinėse filtrų struktūrose naudojamas signalo ženklui pakeisti.

Literatūroje didelis dėmesys skiriamas 4–6 eilės Batervorto (Pezzotta *et al.* 2013, De Matteis *et al.* 2011) ir Čebyševo (Chen *et al.* 2010; Jin, Dai 2012) filtrams. Kad filtras nekeistų signalo amplitudės, DSI naudojamų Čebyševo filtrų pulsacijos neturėtų viršyti 1 dB.

Darbe iširta 12 aukštesnės eilės aktyviųjų RC filtrų struktūrų:

- trys DGR, AKM ir ŠGR struktūrų šeštosios eilės filtrai;
- kiekviena struktūra įgyvendinta naudojant Čebyševo 1 dB pulsacijos ir Legendre filtrus;
- visi filtrai suprojektuoti 0,18 μm ir 65 nm KMOP IG gamybos technologijose.

Legendre ir Batervorto filtrų dažninės amplitudės charakteristikos garantuoja amplitudės monotoniškumą praleidžiamų dažnių ruože (PDR) ir pasižymi didesniu signalų slopinimu už PDR ribos.

Projektuojamų filtrų stiprinimas PDR iki 10 MHz lygus 1. Toks ribinis dažnis parinktas atsižvelgiant į modernių bevielio ryšio standartų 4G (LTE), Wi-Fi ir WiMax, duomenų kanalo pločio reikalavimus.

Šeštosios eilės Čebyševo, turinčio 1 dB pulsaciją, ir Batervorto aktyviųjų RC filtrų perdavimo funkcijų išraiškos yra tokios:

$$H_{\text{Eeb}}(s) = \frac{0,06891}{(s^2 + 0,1244 \cdot s + 0,9907)} \times \frac{1}{(s^2 + 0,3398 \cdot s + 0,5577) \cdot (s^2 + 0,4641 \cdot s + 0,1247)}; \quad (2)$$

$$H_{\text{Bat}}(s) = \frac{0,1414}{(s^2 + 0,2304 \cdot s + 0,9696)} \times \frac{1}{(s^2 + 0,6179 \cdot s + 0,5829) \cdot (s^2 + 0,8778 \cdot s + 0,2502)}; \quad (3)$$

Suprojektuotų filtrų struktūros parodytos 4 pav., o jų elementų parametru vertės pateiktos 1 lentelėje.

1 lentelė. Suprojektuotų šeštos eilės filtrų elementų parametru vertės

Table 1. Component values of the designed 6th order filter

Elementas	Čebyševo filtras			Legendre filtras		
	DGR	AKM	ŠGR	DGR	AKM	ŠGR
R , kΩ	10	10	–	10	10	–
$R_{1,2}$, kΩ	9	9	9,6	10	10	6
$R_{2,2}$, kΩ	10,5	7,6	21,6	10	5,7	9,2
$R_{3,2}$, kΩ	10,6	10,5	15,4	10	10	11,7
$R_{4,2}$, kΩ	–	22	18,4	–	12,4	17,2
$R_{5,2}$, kΩ	–	10,6	18,8	–	10	18,6
$R_{6,2}$, kΩ	–	80	18,4	–	42,7	18,2
$R_{7,2}$, kΩ	–	–	15,4	–	–	17,3
$R_{8,2}$, kΩ	–	–	21,6	–	–	15,8
$C_{1,2}$, pF	5,34	4,51	1,59	2,72	3,18	1,59
$C_{2,2}$, pF	1,9	2,13	–	1,86	2,09	–
$C_{3,2}$, pF	6,92	1,6	–	3,86	1,62	–
$C_{4,2}$, pF	0,33	–	–	0,56	–	–
$C_{5,2}$, pF	18,85	–	–	10,36	–	–
$C_{6,2}$, pF	0,07	–	–	0,13	–	–

Filtrų struktūrų modeliavimo rezultatai

Šeštosios eilės aktyviųjų RC filtrų DACH ir grupinio vėlinimo charakteristika pavaizduotos 5 pav. Legendre ir Čebyševo filtro slopinimas ties 20 MHz dažniu atitinkamai siekia 50 dB ir 55 dB. Filtrų struktūrų jautrumas elementų parametru verčių nuokrypiams tikrintas vykdant skaičiavimo Monte Karlo tyrimus. Monte Karlo skaičiavimų metu atsitiktinai nustatytose ribose keičiant IG gamybos proceso parametrus ir galimus elementų geometrijos nuokrypius, gautus gamintojo atliktų eksperimentų metu.

Skirtingų struktūrų Čebyševo ir Legendre filtrų PDR ribinio dažnio nuokrypiai vienos σ ribose gauti Monte Karlo skaičiavimais, pateikti 2 ir 3 lentelėse. KMOP 65 nm technologijoje ribinio dažnio nuokrypis neviršija 6,22 %, o KMOP 0,18 μm technologijoje – 7,3 %. Iš lentelėse pateiktų rezultatų matyti, kad praleidžiamųjų dažnių ruožo ribinio dažnio nuokrypis beveik nepriklauso nuo filtro struktūros. Tai parodo, kad dažniausiai moderniuose IG technologijose nuokrypiai atsiranda dėl gamybos procesų netobulumų, kurių įtaka visiems IG elementams yra vienoda. Taigi, renkantis IG įgyvendinamo filtro struktūrą, galima neatsižvelgti į struktūros jautrumą elementų parametru verčių nuokrypiams.

Filtrų DACH kitų parametru – stiprinimo, pulsacijos dydžio, nuokrypių – priklausomybė nuo filtro struktūros yra tokia pati arba dar silpnesnė, nei ribinio dažnio priklausomybė. 6 pav. pavaizduotas ŠGR struktūros Čebyševo filtro Monte

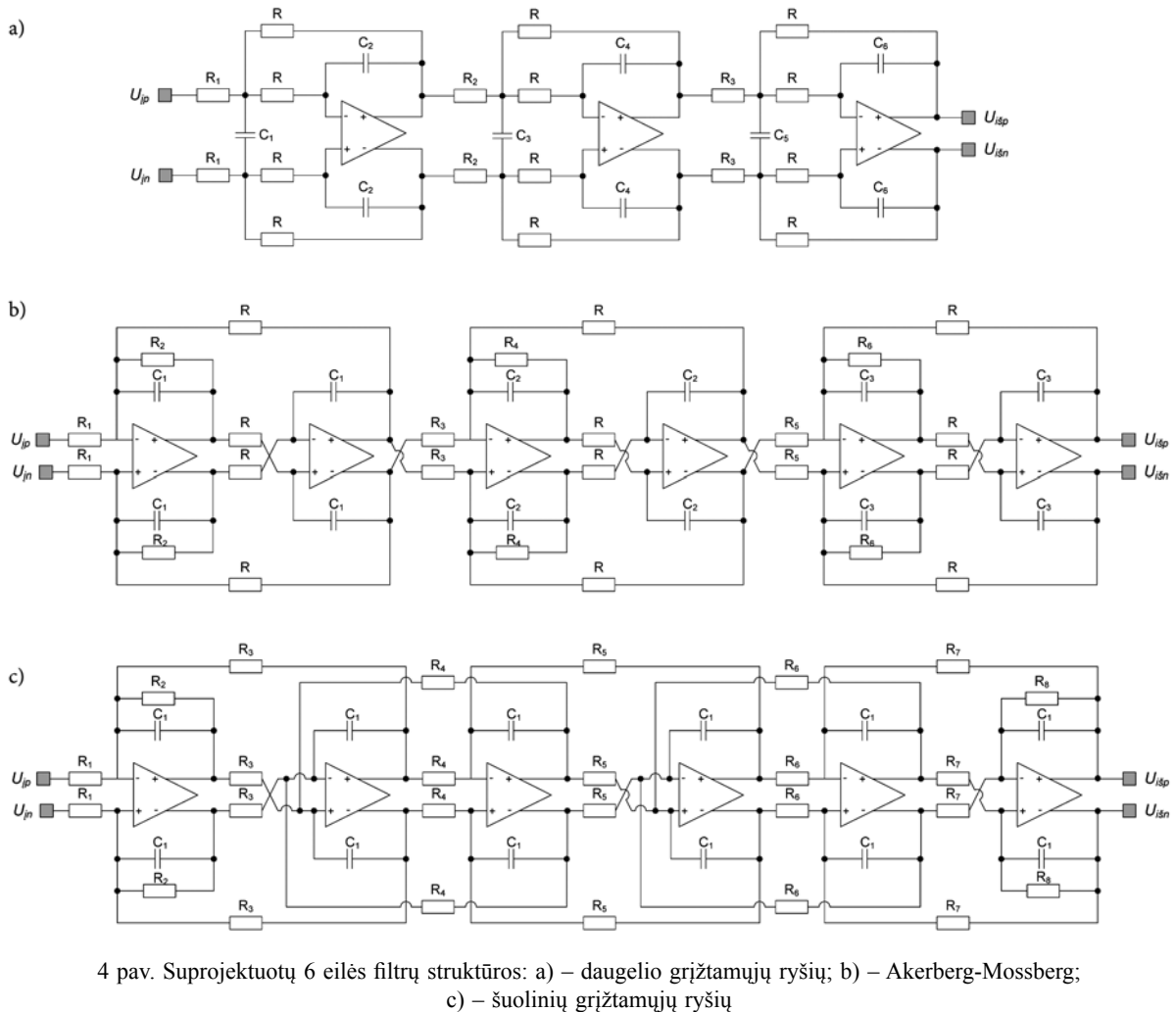
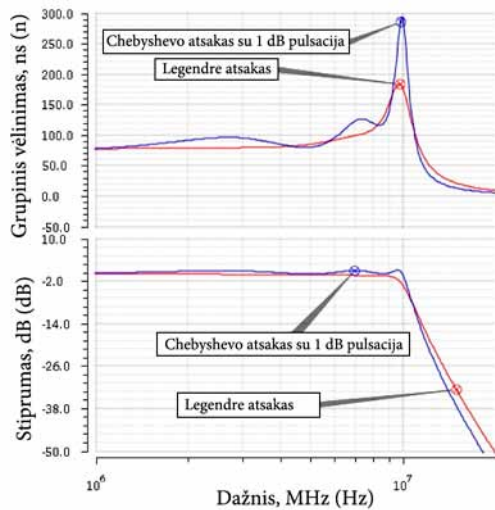


Fig. 4. Designed 6th order filter structures: a) – multiple feedback; b) – Akerber-Mosberg; c) – Leapfrog



5 pav. Suprojektuotų filtrų grupinio vėlinimo ir dažninės amplitudės charakteristikos

Fig. 5. Group delay and frequency response of the designed filters

2 lentelė. Čebyševio filtrų struktūrų ribinio dažnio nuokrypis
Table 2. Chebyshev filter structure cutoff frequency deviation

IG technologija	Filtro struktūra	ω_0 vidurkis, MHz	σ , MHz	σ , %
65 nm, KMOP	DGR	9,95	0,60	6,07
	AKM	10,28	0,64	6,19
	ŠGR	10,29	0,64	6,22
0,18 μ m, KMOP	DGR	9,99	0,69	6,86
	AKM	10,30	0,74	7,22
	ŠGR	10,32	0,70	6,82

3 lentelė. Legendre filtrų struktūrų ribinio dažnio nuokrypis
Table 3. Legendre filter structure cutoff frequency deviation

IG technologija	Filtro struktūra	ω_0 vidurkis, MHz	σ , MHz	σ , %
65 nm, KMOP	DGR	9,99	0,62	6,18
	AKM	9,96	0,61	6,14
	ŠGR	9,96	0,61	6,16
0,18 μ m, KMOP	DGR	10,00	0,69	6,92
	AKM	9,94	0,71	7,13
	ŠGR	10,00	0,68	6,82

Karlo DACH pulsacijos nuokrypio pasiskirstymas, kuris taip pat apibūdina IG parametų išsibarstymą. Toks pasiskirstymo dėsnis būdingas ir kitiems nagrinėjamų filtrų parametrams.

Čebyševo ir Legendre filtrų išėjimo įtampos triukšmų vidutinės kvadratinės vertės modeliavimo rezultatai atitinkamai pateikiami 4 ir 5 lentelėse. Iš rezultatų matoma, kad vienodų DACH filtrai, priklausomai nuo jų struktūros, turi skirtingas išėjimo triukšmo charakteristikas.

Pirmos eilės filtrų šiluminio triukšmo energetinio spektro tankis išreiškiamas taip:

$$v_{\text{šiluminis}}^2 = \int_0^{\infty} 4k_B TR \left| \frac{1}{1 + j2\pi f RC} \right|^2 df = \frac{k_B T}{C}, \quad (4)$$

čia: $v_{\text{šiluminis}}^2$ šiluminio triukšmo energetinio spektro tankis; k_B – Bolcmano konstanta; T – temperatūra.

Naudojant (4) išraišką, aukštesnės eilės filtrų išėjimo įtampos triukšmą vidutinę kvadratinę vertę galima išreikšti taip:

$$v_{\text{triukšmas}} = \sqrt{\frac{K \cdot k_B \cdot T}{C}}, \quad (5)$$

čia: K – dydis, priklausantis nuo filtro eilės ir struktūros.

Iš 4 ir 5 lentelių matyti, kad struktūros DGR filtro integruota išėjimo įtampos triukšmo vidutinė kvadratinė vertė filtro praleidžiamų dažnių ruože yra keliolika kartų didesnė lyginant ją su ŠGR struktūra. Iš visų projektuotų filtrų struktūrų ŠGR filtrų struktūros PDJ integruoto išėjimo įtampos triukšmo vidutinė kvadratinė vertė ir jos

4 lentelė. Čebyševo filtrų, įgyvendintų skirtingose filtrų struktūrose, išėjimo įtampos triukšmo vidutinės kvadratinės vertės modeliavimo rezultatai

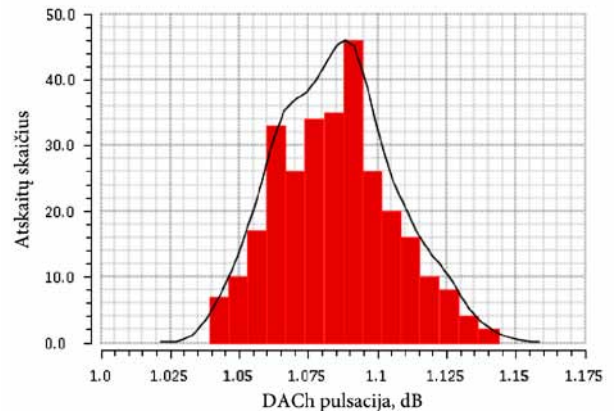
Table 4. Chebyshev filter output voltage noise (RMS) with different filter structures

IG technologija	Filtro struktūra	Išėjimo įtampos triukšmo vidutinė kvadratinė vertė, nV/\sqrt{Hz} , ties						Išėjimo įtampos triukšmo vidutinė kvadratinė vertė, integruota 100 Hz–100 MHz ruože, μV
		100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz	10 MHz	
65 nm, KMOP	DGR	331	123	79	74	89	2582	3676
	AKM	451	148	68	55	55	382	518,5
	ŠGR	303	103	54	47	48	87	176,4
0,18 um, KMOP	DGR	1800	587	205	97	93	2610	3602
	AKM	2494	809	271	103	63	400	546,6
	ŠGR	1667	541	183	75	52	91	190,2

5 lentelė. Legendre filtrų, įgyvendintų skirtingose filtrų struktūrose, išėjimo įtampos triukšmo vidutinės kvadratinės vertės modeliavimo rezultatai

Table 5. Legendre filter output voltage noise (RMS) with different filter structures

IG technologija	Filtro struktūra	Išėjimo įtampos triukšmo vidutinė kvadratinė vertė, nV/\sqrt{Hz} , ties						Išėjimo įtampos triukšmo vidutinė kvadratinė vertė, integruota 100 Hz–100 MHz ruože, μV
		100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz	10 MHz	
65 nm, KMOP	DGR	349	130	83	78	82	995	1362
	AKM	551	180	83	67	66	197	374
	ŠGR	307	103	51	43	42	49	141,5
0,18 um, KMOP	DGR	1899	619	216	102	86	1005	1375
	AKM	3049	989	331	126	75	203	402,2
	ŠGR	1695	550	185	73	47	50	156,5



6 pav. Čebyševo filtro šuolinių grįžtamųjų ryšių struktūros dažnių amplitudės charakteristikų pulsacijų nuokrypiai, KMOP 65 nm technologijoje

Fig. 6. Chebyshev filter implemented using leapfrog topology ripple deviation in 65 nm CMOS

priklausomybė nuo filtro tipo (Čebyševo ar Legendre) yra mažiausia.

Projektuojant žemųjų dažnių filtrus, kurių ribinis dažnis yra kilohercų eilės, didžiausią įtaką defektniam triukšmui turi filtrą sudarančių operacinių stiprintuvų mirgėjimo triukšmas. Todėl būtina atkreipti dėmesį į mirgėjimo triukšmo energijos spektrinį tankį:

$$S_{id}(f) = \frac{KF \cdot I_{SI}^{AF}}{C_{oksidai} \cdot L_{eff}^2 \cdot f^{EF}}, \quad (6)$$

čia: KF – mirgėjimo triukšmo koeficientas, AF – mirgėjimo triukšmo eksponentė, EF – mirgėjimo triukšmo dažnio eksponentė, C_{oksidus} – tranzistoriaus užtūros oksido talpa; L_{eff} – tranzistoriaus kanalo efektyvusis ilgis.

Analizuojant 4 ir 5 lenteles taip pat galima pastebėti, kad 65 nm ir 0,18 μm technologijose įgyvendintų filtrų išėjimo įtampos triukšmo vidutinė kvadratinė vertė iki 10 kHz ribos skiriasi kelis kartus dėl operacinio stiprintuvo mirgėjimo triukšmų. 0,18 μm technologijoje įgyvendinto operacinio stiprintuvo mirgėjimo triukšmas yra 6 kartus didesnis, lyginant su 65 nm technologijoje įgyvendintu operaciniu stiprintuvu. Kadangi suprojektuotų filtrų PDJ ribinis dažnis yra 10 MHz, jo integruota išėjimo triukšmo vertė PDJ ribose yra silpnai įtakojama operacinio stiprintuvo pridedamo mirgėjimo triukšmo.

Išvados

1. Signalo-triukšmo santykiui padidinti DSI imtuve naudojami aukštesnės eilės filtrai. DSI siųstuvo grandinėje filtrai naudojami norint pašalinti skaitmeninio-analoginio keitiklio pridedamą kvantavimo triukšmą.
2. Dažniausiai literatūroje aprašomi aukštesnės eilės aktyvieji RC filtrai įgyvendinti naudojant šuolinių grįžtamųjų ryšių filtro struktūrą.
3. Dėl gamybos procesų IG technologijose netobulumo atsirandančių nuokrypių įtaka visiems IG elementams yra vienoda. Renkantis IG įgyvendinamo filtro struktūrą, galima neatsižvelgti į struktūros jautrumą elementų verčių nuokrypiams.
4. Skirtingų filtrų struktūrų elementų parametrų verčių nuokrypiai ir triukšmo vidutinės kvadratinės vertės nepriklauso nuo IG technologijos.
5. Nagrinėtų filtrų struktūrų tarpe, mažiausia praleidžiamų dažnių ruože integruota išėjimo triukšmo vidutinė kvadratinė vertė gaunama ŠGR struktūros filtruose. Lyginant su DGR ir AKM, ŠGR struktūros filtro dažnių ruože integruota išėjimo triukšmo vidutinė kvadratinė vertė yra mažesnė atitinkamai ~2,9 ir ~20 kartų įgyvendinant Čebyševio filtrus bei ~2,5 ir 8,8 kartų įgyvendinant Legendre filtrus.

Literatūra

- Chen, G.; Li, Z.; Su, H.; Zhang, L.; Li, W. 2010. A 5 th-order Chebyshev active RC complex filter with automatic frequency tuning for wireless sensor networks application, in *International Symposium of Signals Systems and Electronics* 17–20 September 2010, Nanjind, China, 1–4.
- De Matteis, M.; Cocciolo, G.; De Blasi, M.; Baschiroto, A. 2011. A 1.3 mW CMOS 65nm 4 th order 52dB-DR continuous-time analog filter for DVB-T receivers, in *Electronics, Circuits and*

Systems (ICECS) 2011 18th IEEE International Conference on, 11–14 December 2011, Beirut, Lebanon, 21–24.

- Han, D.-O.; J.-H. Kim; K.-D. Lee; S.-G. Park; S.-M. Oh; E.-J. Kim. 2011. Fully integrated dual-band transceiver for IEEE 802.11 a/b/g/j/n wireless local area network applications with hybrid up/down conversion architecture, *IET circuits, Devices & Systems* 6: 433–441. <http://dx.doi.org/10.1049/iet-cds.2010.0334>
- Hilber, G.; Burgstaller, A.; Stitz, E. H.; Rauchenecker, A.; Ostermann, T.; Gila, J.; Schiefer, M. 2014. Stability analysis and design methodology for an Åkerberg-Mossberg filter, in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 1–5 June 2014, Melbourne, Australia, 2097–2100.
- Huang, Y.; Li, W.; Hu, S.; Xie, R.; Li, X.; Fu, J.; Zeng, X. 2013. A high-linearity WCDMA/GSM reconfigurable transceiver in 0.13-CMOS, *Microwave Theory and Techniques* 61(1): 204–217. <http://dx.doi.org/10.1109/TMTT.2012.2222913>
- Jin, X.; Dai, F. F. 2012. A 6 th order zero capacitor spread 1 MHz–10 MHz tunable CMOS active-RC low pass filter with fast tuning scheme, in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 20–23 May 2012, Seoul, Korea (South), 1187–1190.
- Lim, K.; Min, S.; Lee, S.; Park, J.; Kang, K.; Shin, H.; Chun, K. 2011. A 2x2 MIMO tri-band dual-mode direct-conversion CMOS transceiver for worldwide WiMAX/WLAN applications, *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 46(7): 1648–1658. <http://dx.doi.org/10.1109/JSSC.2011.2144090>
- Mak, P. I.; Pan, B. U. S.; Martins, R. P. 2007. *Analog-baseband architectures and circuits for multistandard and low-voltage wireless transceivers*. Springer. 178 p. <http://dx.doi.org/10.1007/978-1-4020-6433-3>
- Pezzotta, A.; De Matteis, M.; D'Amico, S.; Baschiroto, A. 2013. A CMOS-28nm 880-MHz 4 th-order low-pass active-RC filter for 60 GHz transceivers, in *9th Conference on PhD Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*, 24–27 June 2013, Villach, Austria, 261–264.

EVALUATION OF INTEGRATED ANALOG RC FILTER STRUCTURES FOR MULTISTANDARD TRANSCIEVERS

K. Kiela, M. Jurgo, L. Kladovcikov

Abstract

Multistandard transceivers usually have high order low pass filters in their receiver chains. Different filter topologies may have various component variation tolerances and different output noise. In this work, three 6th order filter with different topologies are analyzed for use in multistandard transceivers. Filters are designed in 0.18 μm and 65 nm CMOS technologies and simulated using Cadence software. The results show that the filter frequency response variation in integrated circuits does not depend on the filter topology. Simulation results also show that the Leapfrog filter topology has the smallest integrated output noise in the filter bandwidth and is most suited for low noise applications.

Keywords: multistandard, filters, RC, structures, leapfrog, multiple feedback, Åkerberg-Mossberg.