SLOVENSKÁ TECHNICKÁ UNIVERZITA V BRATISLAVE

Fakulta elektrotechniky a informatiky

Ing. Gabriel VÁLKY

Autoreferát dizertačnej práce

PRÍSPEVOK K PROBLEMATIKE MERANIA FREKVENČNÝCH SPEKTIER TDEMI SYSTÉMAMI

Na získanie titulu doktor (philosophiaedoctor, PhD.)

v doktorandskom študijnom programe: 5.2.54 meracia technika

Bratislava, október 2013

Dizertačná práca bola vypracovaná v dennej forme doktorandského štúdia na Ústave Elektrotechniky, Fakulty elektrotechniky a informatiky, Slovenskej technickej univerzity v Bratislave.

Predkladateľ:	Ing. Gabriel Války Ústav elektrotechniky Fakulta elektrotechniky a informatiky, STU Ilkovičova 3, 812 19 Bratislava
Školiteľ:	doc. Ing. Karol Kováč, PhD. Ústav elektrotechniky Fakulta elektrotechniky a informatiky, STU Ilkovičova 3, 812 19 Bratislava
Oponenti:	doc. Ing. Ján Šaliga, PhD. Katedra elektroniky a multimediálnych komunikácií Fakulta elektrotechniky a informatiky, TU Letná 9, 042 00 Košice
	doc. Ing. Ján Hribik, PhD. Ústav elektroniky a fotoniky, STU Ilkovičova 3, 812 19 Bratislava

Autoreferát bol rozoslaný dňa:				
Obhajo	ba dizertačnej práce sa koná	0	h.	
na	Fakulte elektrotechniky a informatiky, Slovenskej univerzity, adresa: Ilkovičova 3, 812 19 Bratislava	technickej		

prof. RNDr. Gabriel Juhás, PhD.

Obsah

1	Prehľad problematiky6		
2	Ciele práce7		
3 sy	Vyt stéme .	tvorenie modelu číslicového spracovania signálov v	7 TDEMI
4	Мо	del kvantizačného šumu pre ideálny TDEMI systém	9
	4.1	Model uniformného kvantovania	9
	4.2	Teória viac rozsahovej kvantizácie	10
5	Ana	alýza nedokonalostí reálneho TDEMI systému	12
	5.1	Jednoduchý model chýb vstupných obvodov	13
	5.2	Presnejší model chýb	14
	5.3	Model fázovej chyby	16
6	5 Porovnanie teoretických modelov so simuláciou a meraním		17
7	Zho	odnotenie a hlavný prínos dizertačnej práce	19
	7.1	Zhodnotenie výsledkov dizertačnej práce	19
	7.2	Hlavný prínos dizertačnej práce a možná využiteľnosť v	praxi 21

Zoznam použitých skratiek

AD	Analógovo digitálny (prevodník)
CISPR	International Special Comittee on Radio Interference
DC	Jednosmerná zložka
DFT	Diskrétna Fourierova transformácia
DSP	Digitálny signálový procesor
EMC	Elektromagnetická kompatibilita
FFT	Fast Fourier transform, Rýchla Fourierova transformácia
MRQ	Viac rozsahový kvantizátor
PDF	Probability density function, funkcia pravdepodobnostného rozdeleia
PSD	Power spectral density, výkonová spektrálna hustota
TDEMI	Time domain electromagnetic interference, meranie elektromagnetického vyžarovania v časovej oblasti
UQ	Uniform quantization, kvantizácia jedným prevodníkom

Úvod

S postupom času spojeným s rozvojom elektroniky ako aj elektrotechniky sa elektromagnetická kompatibilita (EMC) stala bežným pojmom a po bezpečnosti je druhou najzávažnejšou požiadavkou na všetky elektrické zariadenia. Výraz elektromagnetická kompatibilita môžeme nájsť v množstve právnych predpisov, zákonov a aj technických noriem. Ich úlohou je zabrániť nežiaducim účinkom, ktoré môžu nastať vplyvom interferencií medzi dvoma systémami, pričom jeden z nich je systém elektrický. Z toho dôvodu sa predpisujú rôzne druhy testov, ktorým musia elektronické zariadenia vyhovieť, aby mohli byť uvedené do prevádzky. Jedným z takýchto druhov testov je aj meranie vyžarovaného aj vedeného rušenia z elektrických zariadení.

Najvýraznejším obmedzujúcim faktorom rýchlosti merania je čas potrebný na získanie spektrálnej charakteristiky takéhoto rušenia. Za týmto účelom sa používajú meracie prijímače a spektrálne analyzátory založené na heterodynovom princípe. Konvenčné heterodynové meracie prijímače sa postupne prelaďujú v celom požadovanom frekvenčnom pásme. Čas merania je závislý od počtu analyzovaných frekvenčných zložiek a od zvoleného času zotrvania na jednej frekvenčii. Takéto zariadenia spadajú do kategórie spracovania signálu vo frekvenčnej oblasti.

Okrem konvenčných meracích prijímačov pracujúcich vo frekvenčnej oblasti sa už dlhšiu dobu uvažuje o možnosti vyhodnocovať vyžarované spektrum v časovej oblasti. Základným predpokladom je dostupnosť rýchlych AD prevodníkov a výkonných procesorov ktoré by boli schopné počítať Fourierovu transformáciu zo vzoriek získavaných v reálnom čase. Takýto prístup by umožnil výrazne znížiť čas merania a tým pádom aj finančné náklady spojené s testovaním elektronických zariadení so súladom s normou CISPR 16.

Pod pojmom optimalizácie EMC meraní uvažujeme metódy ktoré vvžarovacích znížiť a iných frekvenčných umožňuiú čas merania charakteristík a do tejto kategórie spadá aj aplikácia meracích prijímačov pracujúcich vo frekvenčnej oblasti (TDEMI). Dizertačná práca sa zaoberá ich vlastnosťami z hľadiska ich súladu s požiadavkami normy CISPR 16. V reťazci spracovania signálu identifikujeme miesta obmedzujúce dosiahnutú úroveň nezarušeného dynamického rozsahu a na základe tohto rozboru vytvoríme teoretické modely pre jednotlivé chyby ktoré môžu v analógovej časti TDEMI systému nastať. Modelovanie týchto matematických procesov poukážu na najkritickejšie mesta TDEMI systému vplývajúce na presnosť merania. Ich vytvorenie a pochopenie je nevyhnutné pre vylepšenie vlastností a potlačenie nedostatkov súčasných TDEMI systémov.

1 Prehľad problematiky

TDEMI systémy získavajú spektrum Fourierovou transformáciou navzorkovaného signálu v časovej oblasti [1] [2] [3]. Vzhľadom na vysoké vzorkovacie frekvencie sa využívajú komparačné AD prevodníky s dĺžkou slova 8 až 10 bitov [4]. Pre dosiahnutie normou požadovaného dynamického rozsahu [5] je kvantovanie jedným takýmto prevodníkom nedostatočné. Spracovávanie a vypočítavanie spektra je realizované hradlovými poliami FPGA, dosahujúcimi vyšší výpočtový výkon ako prostredníctvom CPU alebo GPU [6] [7].

Súčasné TDEMI systémy teda pre dosiahnutie požadovaných parametrov využívajú paralelné kvantovanie signálu viacerými AD prevodníkmi. Pre následnú transformáciu do frekvenčnej oblasti je zvolená hodnota toho prevodníka, ktorý poskytuje číselnú hodnotu s najvyšším rozlíšením bez saturácie. Príkladom je obrázok 1 podľa [8]. Vstupný signál vstupuje do výkonového rozbočovača, ktorý vytvára tri kanály ktoré sú rôzne zosilnené a následne vedené do troch AD prevodníkov s identickými parametrami.

Dekompozícia signálu na tri kanály a ich spätná rekonštrukcia je znázornená na obrázku 2.



Obr. 1. Kvantizátor s viacerými rozlíšeniami



Obr. 2. Kvantovanie signálu AD prevodníkmi a jeho následná rekonštrukcia

Z uvedeného je zrejmé, že blok signálového spracovania v podstate prepína medzi výstupmi jednotlivých AD prevodníkov a vyberá najvhodnejšiu vzorku pre následné spracovanie. Kritická situácia nastáva pri prepínaní z jedného prevodníka na iný. Takýto prechod z AD prevodníka s kvantizačným krokom q_2 na prevodník s rozsahom ±R1 a kvantizačným krokom q_1 je znázornený na obrázku 3. Tento obrázok znázorňuje ideálnu situáciu, kedy je prechod bez diskontinuít spôsobených chybami vstupných obvodov.



Obr. 3. Spojitosť signálu MRQ systému pri vzorkovaní harmonického signálu

Rozbočovač je z teoretického hľadiska zariadenie upravujúce amplitúdu vstupného signálu, realizované rezistorovým deličom a prípadne širokopásmovými zosilňovačmi. Napriek tejto elementárnej úlohe tu dochádza vplyvom parazitných kapacít a nedokonalostí zosilňovača k deformácii amplitúdovo frekvenčnej a fázovo frekvenčnej prenosovej charakteristiky. Následkom týchto nedostatkov dochádza pri prepínaní medzi kanálmi ku nespojitostiam. Tieto zvyšujú úroveň šumu a znižujú hodnotu dynamického rozsahu SFDR.

2 Ciele práce

Základnými problémami, ktorými sa predložená dizertačná práca zaoberá, sú:

- Vytvorenie modelu číslicového spracovania signálov v TDEMI systéme
- Vytvorenie modelu kvantizačného šumu pre ideálny TDEMI systém
- Analýza nedokonalostí reálneho TDEMI systému zameraná na vlastnosti jeho analógových obvodov
- Vytvorenie modelov pre rôzne druhy chýb v reálnych TDEMI systémoch
- Overiť tieto modely porovnaním so skutočnými meraniami TDEMI systému

3 Vytvorenie modelu číslicového spracovania signálov v TDEMI systéme

Vrámci riešenia prvej úlohu sme navrhli jednoduchý model (obr. 4) tvorený tromi AD prevodníkmi, ktoré spracovávajú rôzne zosilnený vstupný signál. Prepínač potom v závislosti od hodnoty amplitúdy zvolí pre každú vzorku výstup jedného z prevodníkov a z takto získanej postupnosti sa pomocou FFT určí spektrum signálu.

Takýto model nám umožňuje skúmať vplyvy numerických procesov transformácie signálu do frekvenčnej oblasti na výsledné spektrum. Pre umožnenie modelovania aj viactónových signálov uvažujeme na vstupe superpozíciu troch harmonických signálov s definovanou frekvenciou a amplitúdou. Tento je vedený do vzorkovača nultého rádu a po zosilnení alebo amplitúdovom obmedzení následne vstupuje do troch prevodníkov *AD0*, *AD1*, *AD2*. Prepínač *DASwitch* podľa amplitúdy signálu za vzorkovačom a podľa definovaných rozsahov AD prevodníkov rozhodne o tom, ktoré výsledné slovo z prevodníkov bude použité na výpočet spektra. Za prepínačom *Switch* sa tieto výsledné slová pridávajú do poľa hodnôt *y*, ktoré bude následne zobrazené aj s poľom skutočných hodnôt vstupného signálu *signal*. Z týchto polí je vypočítané spektrum pomocou FFT.



Obr. 4. Schéma jednoduchého TDEMI systému s troma kvantizátormi

Na obrázku 5 vidíme dva časové signály, jeden z nich je analyzovaný priebeh a druhý predstavuje jeho diskreditáciu sústavou troch prevodníkov. Všimneme si, že v oblasti okolo nuly sú oba priebehy prakticky totžné (aplikuje sa výstup z prevodníka AD0), pričom väčšie amplitúdy sú vzorkované s prevodníkom s rovnakou dĺžkou výstupného slova, ale väčším amplitúdovým rozsahom, čo má za následok väčšiu odchýlku od vstupného signálu. Plochy v pozadí grafu vyznačujú amplitúdové rozsahy jednotlivých prevodníkov. Tento signál je tvorený dvomi harmonickými signálmi, jeden s amplitúdou 1.0 a druhý s amplitúdou 0.1 a dvojnásobnou frekvenciou.



Obr. 5. Diskreditácia signálu trojprvkovým MRQ

4 Model kvantizačného šumu pre ideálny TDEMI systém

4.1 Model uniformného kvantovania

V prípade uniformného kvantizačného šumu pri vzorkovaní harmonického signálu kvantizátorom s kvantizačným krokom q dosahuje energia šumu známu hodnotu $q/\sqrt{12}$ [9]. Ak je však amplitúda signálu nízka v porovnaní s rozsahom prevodníka je vhodnejšie použiť presnejší teoretický model, ako napríklad v [10]. Napriek dostupnosti matematicky presného modelu rovnomernej kvantizácie, môžeme nájsť niekoľko metód ako ho zjednodušiť na úkor straty presnosti [9]. Existuje metóda založená na modulačnom princípe [11] [9], v ktorej funkciu $\Delta Q(u)$ periodickej pílovej funkcie z kvantizačnej funkcie 4.1 uvažujeme ako sumu fázovo modulovaných signálov.

$$y = u/q + \Delta Q(u) \tag{4.1}$$

Každý člen sumy môže byť zapísaný v tvare $2b_n sin(\alpha_n)$, kde α_n je okamžitý uhol a $/2b_n$ / je amplitúda sínusoidy. Podľa [11] aplikujeme dva princípy pre vyhodnotenie šumového modelu: 1. Výkonová spektrálna hustota (power spectral density, PSD) fázovo modulovaného signálu je proporcionálna amplitúdovému rozdeleniu derivácie modulačného signálu, 2. Spektrálne zložky sa sčítavajú ako výkonové signály. Prvý princíp môže byť taktiež zapísaný aj v inej podobe [12], podľa Woodwardovej teorémy je PSD sínusoidy s pomaly meniacou sa frekvenciou približne priamo úmerná funkcii pravdepodobnostnej hustoty (probability density function, PDF) okamžitej frekvencie f_i . Využitím tejto skutočnosti a pravdepodobnostnej hustoty harmonického signálu dostávame výraz zodpovedajúci modelu PSD pre kvantizačný šum:

$$S_{1}(f) = \sum_{n \in M_{1}} \frac{q^{2}}{2\pi^{3}n^{2}} \frac{q}{nA\omega_{u}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{qf}{nA\omega_{u}}\right)^{2}}}$$

$$4.2$$

Kde q je kvantizačný krok, A je amplitúda vzorkovaného harmonického signálu, ω_u je jeho uhlová rýchlosť, n je index členu Fourierovej postupnosti.



Obr. 6. Simulované a modelované spektrum kvantizačného šumu UQ: A = 0.95R2

Na obrázku 6 vidíme vyhladené amplitúdové spektrum šumu $|A_e(f/f_u)|$ UQ systému s jedným 8 bitovým kvantizátorom s rozsahom R_2 pre amplitúdu blízku maximálnej hodnote rozsahu $A = 0.95R_2$ do frekvencie $f_s/4$. Simulované výsledky sú porovnané s teoretickým amplitúdovým spektrom vypočítaným pomocou PSD modelu 4.2. [13]. Maximálne úrovne šumu sa objavujú na frekvencii $f_{p,1}$ =764 f_u a jej celočíselných násobkoch v simulácii ako aj v analytickom modeli [14].

4.2 Teória viac rozsahovej kvantizácie

Ak by bol pre celý amplitúdový rozsah vstupného signálu použitý iba jeden kvantizačný krok, predošlý šumový model by mohol byť aplikovateľný na odhad celkového šumového spektra. Pri viac rozsahovej kvantizácii určujeme vzťah pre PSD S_2 zodpovedajúci situácii, keď obidva kvantizačné kroky vstupujú do procesu kvantizácie podľa princípu MRQ (obrázok 7).



Obr. 7. Schéma viac rozsahovej kvantizácie TDEMI systému

Predpokladajme, že Fourierov rad by mohol byť zapísaný osobitne pre každý interval úrovní vstupného signálu s odlišným kvantizačným krokom. V prípade úrovne spadajúcej do rozsahu prvého prevodníka R_1 s jemnejším kvantizačným krokom, premenná q je nahradená zodpovedajúcou hodnotou kvantizačného kroku q_1 . Ak je okamžitá hodnota sledovaného signálu vyššia ako R_1 (ale menšia ako je celkový rozsah systému - R_2), potom q_2 je použité namiesto q. To znamená, že môžeme vyhodnotiť S2.2 podľa (4.1) pre úrovňový rozsah zodpovedajúci kvantizačnému kroku q_2 a $S_{2,1}$ pre rozsah s jemnejším kvantizačným krokom q_1 . Ak signál prechádza oboma intervalmi, obidve spektrálne hustoty $S_{2,1}$ aj $S_{2,2}$ budú ovplyvnené, keď že PDF je závislé od hodnoty q. Napríklad ak narastie amplitúda signálu, ktorá sa nachádzala v oblasti R_l do takej miery, že prekročí tento interval ($A > R_l$), úseky vstupného signálu s malými amplitúdovými zmenami (nízke hodnoty prvej derivácie) vynechané z výpočtu pravdepodobnostnej hustoty budú spojenej s kvantizačným krokom q_1 . Toto síce vedie ku zníženiu $S_{2,1}$, ale signál je na týchto úsekoch kvantovaný s kvantizačným krokom q_2 . Kvantizáciu MRQ máme teda reprezentovanú dvomi samostatnými procesmi. Na základe modulačného princípu ich možno sčítať ako výkonové signály. Celková hodnota PSD je teda sumou oboch spektrálnych hustôt $S_2=S_{2,1}+S_{2,2}$. Obidve čiastkové funkcie $S_{2,1}$ a $S_{2,2}$ môžu byť získané pre f>0 v tvare.

$$S_{2,1/2}(f) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(2b_n)^2}{2} PDF_{f_{1,1/2n}}(f)$$
4.3

Index 1/2 určuje kvantizačný krok, 1 pre kvantizačný krok q_1 alebo 2 pre krok q_2 . Vzhľadom na použitie dvoch rôznych kvantizačných krokov, hodnota PDF je odlišná od tej, ktorú sme odvodili pre uniformnú kvantizáciu. Nie všetky časti signálu a tým pádom nie všetky zmeny hodnôt vstupného signálu, resp. hodnoty derivácie sa dostanú na vstup každého AD prevodníka. Tým je zúžený priestor nenulovej pravdepodobnosti PDF.

Skombinovaním a sčítaním spektrálnych hustôt dostaneme [14][15]:

$$S_{2}(f) = \sum_{n_{1} \in M_{2,2}} \frac{q_{2}^{3}}{2\pi^{3} n_{2}^{2}} \frac{1}{n_{2} 2\pi A f_{u}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{q_{2}f}{n_{2} 2\pi A f_{u}}\right)^{2}}} + \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{q_{2}f}{n_{2} 2\pi A f_{u}}\right)^{2}}} + \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{q_{1}f}{n_{1} 2\pi A f_{u}}\right)^{2}}}$$

Pričom množinu $M_{2,2}$ môžeme definovať ako postupnosť celočíselných hodnôt n_2 väčších ako hranica

$$n_2 > \frac{fq_2}{2\pi A f_u \sqrt{1 - \left(\frac{R_1}{A}\right)^2}}$$

$$4.5$$

A postupnosť $M_{2,1}$ je ohraničená z oboch strán a zodpovedá celočíselnému radu spĺňajúcu podmienku

$$\frac{fq_1}{2\pi A f_u} < n_1 \le \frac{fq_1}{2\pi A f_u \sqrt{1 - \left(\frac{R_1}{A}\right)^2}}$$

$$4.0$$

10

5 Analýza nedokonalostí reálneho TDEMI systému

Výsledné chybové spektrum indikované TDEMI zariadením bude závislé nie len od kvantizačného šumu, ale aj od vlastného šumu MRQ systému. Aj to len v prípade, že analógové obvody MRQ budú dokonale prispôsobené v celom frekvenčnom spektre. V praxi sa však stretávame s nedokonalosťami týchto analógových obvodov ktoré nepriaznivo ovplyvňujú výsledné namerané spektrum, ktoré zaťažia chybou.

Nasledujúce problémy môžu nastať pri realizácii MRQ zostavených z viacerých AD prevodníkov:

- Vzájomný DC ofset prevodových charakteristík jednotlivých kanálov
- Chyba zosilnenia kanálov, resp. frekvenčná závislosť zosilnenia kanálov
- Rozdiel vo fáze signálu na jednotlivých kanáloch MRQ

Tieto nedokonalosti vedú ku skresleniu zrekonštruovaného signálu v časovej oblasti, ktorý transformujeme do frekvenčnej, tu sa následkom toho objavujú výrazné rušivé spektrálne zložky, ktoré v skutočnosti vo vstupnom signáli vôbec neexistujú. Príkladom môže byť vzorkovanie harmonického signálu dvojkanálovým MRQ systémom ako vidíme na obrázku 8a. Toto meranie bolo realizované na reálnom zariadení TDEMI, ktoré disponuje trojkanálovým MRQ, no vstupný signál sme nastavili tak, aby pokrýval iba amplitúdový rozsah dvoch AD prevodníkov. Na obrázku taktiež vidíme aproximáciu navzorkovaného signálu - modrou pre AD prevodník s menším amplitúdovým rozsahom, zelenou pre druhý prevodník a červenou zrekonštruovaný signál podľa pravidiel MRQ. V tomto výslednom signáli, ktorý je vstupom do Fourierovej transformácie môžeme pozorovať výrazné nespojitosti pri prepínaní z jedného prevodníka na druhý. Na obrázku 8b vidíme výsledné spektrum takéhoto signálu tak, ako ho zobrazí zariadenie TDEMI aj s rušivými zložkami znižujúcimi SFDR systému. [16]



Obr. 8. a) Vzorkovanie 175 kHz harmonického signálu MRQ s dvomi kvantizačnými krokmi b) Spektrum 175 kHz harmonického signálu skreslené chybami analógových obvodoch MRQ

5.1 Jednoduchý model chýb vstupných obvodov

Zamerajme sa ďalej na jednu zo spomínaných porúch analógových obvodov MRQ, konkrétne na situáciu, kde prevodové charakteristiky vykazujú vzájomný ofset. Vplyv takejto chyby sa dá jednoducho analyticky vyjadriť ak si predstavíme, že výsledné spektrum takéhoto signálu je možné vypočítať ako súčet dvoch výkonových čiastkových spektier, kde jedno je spektrum sledovaného signálu a druhé je pravouhlý signál ktorý reprezentuje takúto chybu.

Keďže spektrum harmonického signálu má iba jednu spektrálnu zložku, vyššie harmonické zložky pochádzajúce z chybového obdĺžnikového signálu môžeme považovať za chybové zložky spektra. TDEMI systémy vypočítavajú spektrum s pomocou DFT, ktoré odhaduje spektrálne zložky pomocou dekompozície vstupnej periodickej funkcie u(t) s periódou T_0 na sumu harmonických funkcií.



Obr. 9. Zjednodušený model chybového signálu

Pre vyhodnotenie modelu spektrálnych chýb nastávajúcich v TDEMI systéme pri vzájomnom ofsete jednotlivých kanálov potrebujeme nájsť analytické vyjadrenie spektra nežiaducich pravouhlých signálov prítomných v časovej reprezentácii nášho signálu.

Predstavme si periodický obdĺžnikový signál p(t) s amplitúdou *A*, periódou *T* a časovým odstupom nábežnej a dobežnej hrany t_r and t_f . Pre harmonické zložky takéhoto signálu platí

$$U_{\rm p,0}(T,A,t_{\rm r},t_{\rm f}) = \frac{A}{T}(t_{\rm f}-t_{\rm r})$$
 5.1

$$\mathbf{U}_{\mathbf{p},n}(T, A, t_{\mathbf{r}}, t_{\mathbf{f}}) = \frac{A}{n2\pi} [\sin(n2\pi f t_{\mathbf{f}}) - \sin(n2\pi f t_{\mathbf{r}})] + 5.2$$
$$j \frac{A}{n2\pi} [\cos(n2\pi f t_{\mathbf{f}}) - \cos(n2\pi f t_{\mathbf{r}})]$$

Kde nultý koeficient reprezentujúci jednosmernú zložku si môžeme predstaviť ako obsah, ktorý vytvára impulz predelený celou dĺžkou periódy, reprezentuje teda strednú hodnotu signálu.

Podľa obrázku 9 je chybový signál e(t) zložený z dvoch pravouhlých signálov s rôznymi časovými posunmi a rôznymi amplitúdami. S využitím linearity Fourierovej transformácie

$$a_1f_1(t) + a_2f_2(t) \xleftarrow{FT} a_1\overline{F_1}(\omega) + a_2\overline{F_2}(\omega)$$
 5.3

je výsledné spektrum kompozíciou viacerých čiastkových signálov a môže byť teda vypočítané ako suma čiastkových spektier vypočítaných pre každý časový signál samostatne. Tým pádom sú spektrálne zložky chybového signálu e(t) sumy

$$U_{e,0} = U_{p,0}(T, A_1, t_{r,1}, t_{f,1}) + U_{p,0}(T, A_2, t_{r,2}, t_{f,2})$$

$$U_{e,n} = U_{p,n}(T, A_1, t_{r,1}, t_{f,1}) + U_{p,n}(T, A_2, t_{r,2}, t_{f,2})$$
5.4

Takýto zjednodušený model (obrázok 9), kde časový signál je zložený z troch komponentov (neskreslený harmonický signál na vstupe signálu a dva pravouhlé signály reprezentujúce chybový signál), síce nereprezentuje dokonale skutočnú povahu signálu z obrázku 8, no umožňuje nám sledovať vplyv chyby vzájomného ofsetu. Tento model nám umožňuje vyšetriť nielen vplyv chyby ofsetu medzi kanálmi, ale s impulzmi opačnej polarity môžeme napodobniť taktiež chybu zosilnenia.

5.2 Presnejší model chýb

Okrem aproximácie chyby pravouhlým signálom zakomponujeme do modelu aj kosínusové impulzy a super pozíciou týchto dvoch signálov bude

simulovať chybu zosilnenia medzi dvomi kanálmi MRQ systému (Obr. 10). Pre správnu funkciu TDEMI systému musia byť hodnoty zosilnení kanálov MRQ, ktoré sú určené použitou analógovou štruktúrou, vopred známe a konštantné v celom frekvenčnom rozsahu. Z výstupných hodnôt AD prevodníkov a pri zohľadnení hodnoty zosilnenia, pre každý z kanálov určíme jednu numerickú hodnotu reprezentujúcu napätie signálu na vstupe systému. Ak pomer zosilnení kanálov nezodpovedá hodnote definovanej algoritmom DSP, vznikajú v celkovej prevodovej charakteristike systému nespojitosti. Tieto zvyšujú úroveň šumu a znižujú hodnotu dynamického rozsahu SFDR.

Model s kosínusovými impulzmi nám umožňuje presne modelovať chybu zosilnenia medzi kanálmi na rozdiel od modelu s pravouhlými impulzmi.



Obr. 10. Modelovanie chyby zosilnenia a ofsetu MRQ

Ako aj v predošlom prípade, komplexné koeficienty kosínusových impulzov budú funkciou amplitúdy, periódy a času nábežnej a dobežnej hrany $U_{CP,n}=f(\omega_0, A, t_r, t_f)$ a zodpovedajú vzťahom (pre n>1)

$$a_{\text{CP,n}} = \frac{A \begin{bmatrix} n\cos(\omega_0 t_r)\sin(n\omega_0 t_r) - \sin(\omega_0 t_r)\cos(n\omega_0 t_r) - \\ n\cos(\omega_0 t_r)\sin(n\omega_0 t_r) + \sin(\omega_0 t_r)\cos(n\omega_0 t_r) \end{bmatrix}}{2\pi(n^2 - 1)} 5.5$$

$$b_{\text{CP},n} = \frac{A \left[\frac{n \cos(\omega_0 t_{\text{f}}) \cos(n\omega_0 t_{\text{f}}) + \sin(\omega_0 t_{\text{f}}) \sin(n\omega_0 t_{\text{f}}) - 1}{n \cos(\omega_0 t_{\text{r}}) \cos(n\omega_0 t_{\text{r}}) - \sin(\omega_0 t_{\text{r}}) \sin(n\omega_0 t_{\text{r}})} \right]}{-2\pi (n^2 - 1)}$$

V našom prípade je celkový model sumou štyroch členov

$$\mathbf{U}_{\text{COSe},n} = \mathbf{U}_{\text{RP},n}(\omega_0, A_0, t_{r1}, t_{f1}) + \mathbf{U}_{\text{RP},n}(\omega_0, A_0, t_{r2}, t_{f2}) + \mathbf{U}_{\text{CP},n}(\omega_0, A_s, t_{r1}, t_{f1}) + \mathbf{U}_{\text{CP},n}(\omega_0, A_s, t_{r2}, t_{f2})$$
5.6

Prvé dva súčtové členy reprezentujú pravouhlé impulzy spôsobené rozdielom ofsetov a zodpovedajú výrazu 5.4 z predošlého modelu. Ďalšie dva členy reprezentujú kosínusové impulzy

5.3 Model fázovej chyby

Tento model bude popisovať situáciu, keď sa na výstupe rozbočovača budú nachádzať dva vzájomne fázovo posunuté signály. Na obrázku 11 vidíme situáciu, keď nie je zosúladené zosilnenie medzi kanálmi a zároveň je obrázok doplnený o dve varianty výstupného signálu, ktoré zodpovedajú vzájomnému fázovému posunu 5° a 10° medzi kanálmi. Na tomto istom obrázku taktiež vidíme rozdielový chybový signál pre tieto tri prípady (prerušovanou čiarou).



Obr. 11. Časový priebeh nesúladu zosilnenia s fázovým posunom pre dve periódy

Uvažujme chybový signál spôsobený chybou zosilnenia a fázovým posunom. Pri harmonickom vstupnom signáli pri bežnej situácii a nulovej chybe ofsetu kanálov rozbočovača vzniknú v intervale jednej periódy $(t_0; t_0+T_0)$ dva chybové impulzy. Predpokladajme, že amplitúda vstupného signálu je v rozsahu prevodníka pripojeného na kanál 2, a že nábežná a dobežná hrana chybového signálu nastáva v okamihu prekročenia rozsahu prevodníka prvého kanálu R_1 .

Keďže celej perióde signálu zodpovedajú dva rušivé impulzy, model chybového spektra bude mať dva súčtové členy, modelu je podobný výrazu **#Chyba! Nenašiel sa žiaden zdroj odkazov.**11 s tým rozdielom že v tomto prípade vystupuje aj fáza chybového signálu [17]:

$$\mathbf{U}_{\text{COS},n} = \mathbf{U}_{\text{CP},n} (f_0, t_{\text{rl}}, t_{\text{fl}}, A_{\text{e}}, \varphi_{\text{e}}) + \mathbf{U}_{\text{CP},n} (f_0, t_{\text{r2}}, t_{\text{f2}}, A_{\text{e}}, \varphi_{\text{e}})$$
5.7

Kosínusové impulzy budú mať pre vyššie harmonické zložky tvar:

$$\operatorname{Re}\{U_{CP,n}\} = \frac{A}{2\pi(n^{2}-1)} \begin{cases} n\cos(2\pi f_{0}t_{f} + \varphi)\sin(n2\pi f_{0}t_{f}) \\ -\sin(2\pi f_{0}t_{f} + \varphi)\cos(n2\pi f_{0}t_{f}) \\ -n\cos(2\pi f_{0}t_{r} + \varphi)\sin(n2\pi f_{0}t_{r}) \\ +\sin(2\pi f_{0}t_{r} + \varphi)\cos(n2\pi f_{0}t_{r}) \end{cases}$$
5.7

$$\operatorname{Im}\{U_{\mathrm{CP},n}\} = \frac{A}{2\pi(n^{2}-1)} \begin{cases} n\cos(2\pi f_{0}t_{\mathrm{f}} + \varphi)\cos(n2\pi f_{0}t_{\mathrm{f}}) \\ +\sin(2\pi f_{0}t_{\mathrm{f}} + \varphi)\sin(n\omega t_{\mathrm{f}}) \\ -n\cos(2\pi f_{0}t_{\mathrm{r}} + \varphi)\cos(n2\pi f_{0}t_{\mathrm{r}}) \\ -\sin(2\pi f_{0}t_{\mathrm{r}} + \varphi)\sin(n2\pi f_{0}t_{\mathrm{r}}) \end{cases}$$
5.8

6 Porovnanie teoretických modelov so simuláciou a meraním

V druhej úlohe sme sa zamerali na vplyv numerických procesov viac rozsahovej kvantizácie pri ideálnych vlastnostiach analógových obvodov TDEMI systému na vlastnosti kvantizačného šumu. Vytvorili sme model jeho spektra v prípade kvantovania jedným kvantizátorom. Tento model sme použili na odvodenie modelu viac rozsahovej kvantizácie. Porovnanie spektier pre uniformnú kvantizáciu, viac rozsahovú kvantizáciu a simuláciu je zobrazené na obrázku 12.



Obr. 12. Porovnanie simulovaného a modelovaného spektra kvantizačného šumu pre MRQ a UQ (R2/R1=2): A = 0.95R2

Snažili sme sa navrhnúť zjednodušený teoretický model, ktorý napodobňuje správanie sa TDEMI systému s chybou ofsetu a zosilnenia. Ako podklad nám slúžil skutočný záznam z merania zo zariadenia TDEMI. Tento model síce nezohľadňuje dokonale povahu chyby spôsobenej vstupnými obvodmi, keďže sme zanedbali fázový posun a chybu zosilnenia, no napriek tomu poskytuje porovnateľné výsledky so skutočným meraním. Amplitúdy chybových pravouhlých impulzov A_1 =-0.027 a A_2 =0.13 sme určili ako stredné hodnoty skutočných chybových impulzov medzi ich nábežnou a dobežnou hranou. Spektrum signálu vypočítané touto analytickou metódou je zobrazené

na obrázku 13 (hviezdičky), pre porovnanie je na tomto obrázku (čiarami) taktiež zobrazené spektrum získané transformáciou z precízne nasimulovaného signálu podľa 8. Na obrázku pozorujeme v oboch prípadoch pokles 20 dB na dekádu pri frekvenciách nad 1 MHz.



Obr. 13. Spektrum chybového signálu v násobkoch základnej frekvencie, porovnanie jednoduchého modelu a simulácie

Výsledné spektrá presnejšieho modelu chýb sú porovnané na obrázku 14b. Simulované spektrum (krúžky) s výsledkami modelu s pravouhlými impulzmi (trojuholníky) a modelu s kosínusovými impulzmi (bodky). Amplitúda vstupného signálu bola prepočítaná na približne 100 dB μ V. Pre pravouhlý model získané koeficienty zhruba korešpondujú so simulovaným spektrom, v oboch je badateľný rovnaký sklon 20 dB na dekádu. Amplitúdy chybových zložiek získané z kosínusového modelu sú skoro identické so simuláciou, ktorú sme získali transformáciou časových priebehov signálov z obrázku 29b do frekvenčnej oblasti.



Obr. 14. Simulovaný chybový signál MRQ systému pre f₀=175 kHz a) Chybové impulzy pre pravouhlý a kosínusový model; b) Spektrum chybového signálu pre pravouhlý a kosínusový model

Výsledky modelu fázovej chyby (obrázok 15) zároveň naznačujú aký veľký vplyv na dosiahnuté SFDR má fázový posun medzi kanálmi MRQ systému. Je zjavné, že s rastúcou fázovou chybou φ_2 rastie aj amplitúda dominantnej rušivej zložky, čo má za následok zníženie SFDR. Závislosť amplitúdy vstupného signálu na výsledné SFDR pri nastavenej prepínacej úrovni R_1 =60 mV je znázornená na obrázku 14.



Obr. 15. Spektrum chybového signálu v násobkoch základnej frekvencie, porovnanie modelu a simulácie

7 Zhodnotenie a hlavný prínos dizertačnej práce

7.1 Zhodnotenie výsledkov dizertačnej práce

Pri hodnotení dosiahnutých výsledkov predloženej práce musíme vychádzať zo zadaných cieľov. Z tohto hľadiska možno konštatovať nasledovné.

Bol vytvorený model číslicového spracovania signálov v TDEMI. Jeho výsledkom je model navrhnutý v prostredí Simulink vzorkujúci vstupný signál tromi kvantizátormi vytvárajúci jeden diskrétny signál v čase aj amplitúde zodpovedajúci trojkanálovému MRQ, z ktorého sa následne určuje spektrum pomocou FFT. Prezentovaný model umožňuje modelovať vyhodnocovanie meraného spektra jedno-, dvoj- a aj trojtónového vstupného signálu v režime parametrických zmien vlastností MRQ prevodníka.

Splnenie 2. Bolo naplnené vytvorením a opísaním teoretického modelu kvantizačného šumu viac rozsahového kvantizátora na základe modulačného princípu publikovaného v minulosti v literatúre pre konštantný krok

kvantovania. Pomocou tohto modelu je potom analyzovaný vplyv pomeru amplitúdy harmonického signálu k rozsahu citlivejšieho prevodníka na priebeh spektra kvantizačného šumu. Porovnanie výsledkov modelu so simuláciou činnosti systému ako aj s experimentálne získaným spektrom signálu preukázali takmer dokonalú zhodu modelu so správaním sa reálneho systému. Čím bol naplnený posledný (piaty) cieľ práce.

V treťom cieli sme definovali tri základné typy nedokonalostí vstupných obvodov prístroja výrazne ovplyvňujúce výsledné chybové zložky v meranom spektre – chyba ofsetu, rozdiel zosilnenia a fázový rozdiel v prenose nadväzujúcich vstupných kanálov. Vychádzajúc z tejto analýzy boli vytvorené dva modely týchto chýb – jednoduchý model (opísaný v kap. 5.1) modelujúci vplyv nedokonalostí pravouhlým časovým priebehom chybového signálu a presnejší model (opísaný v kap. 5.2 a 5.3), ktorý okrem obdĺžnikovej zložky využíva aj impulzy kosínusového priebehu na dokonalejšie modelovanie rozdielov zosilnenia a fázy. Tým je preukázané splnenie štvrtého cieľa práce.

Výsledky navrhovaných modelov boli vždy konfrontované s výsledkami simulácií jednotlivých čiastkových chýb vstupných obvodov. Tieto porovnania preukázali podstatne lepšie vlastnosti druhého modelu v porovnaní s podstatne jednoduchším prvým modelom.

7.2 Hlavný prínos dizertačnej práce a možná využiteľnosť v praxi

Hlavným prínosom dizertačnej práce je komplexná analýza procesu spracovania signálu v TDEMI systéme a identifikácia zdrojov chybovej indikácie systému pracujúceho v časovej oblasti. Práca sa zaoberá modelovaním numerických procesov pri transformácii navzorkovaného signálu v čase podľa metód MRQ do frekvenčnej oblasti, kde sme poukázali na charakteristické vlastnosti spektra kvantizačného šumu, ktoré je značne odlišné od konzervatívne zaužívaného bieleho šumu s hodnotou $q/\sqrt{12}$.

Využili sme možnosť pracovať a merať so skutočným TDEMI zariadením a zamerali sme sa na nesprávnu indikáciu systému pri vzorkovaní harmonického signálu. Na základe analýzy týchto dát sme identifikovali možné slabé miesta systému ktoré výrazne ovplyvňujú presnosť merania, resp. znižujú parameter SFDR, ktorý reprezentuje dynamický rozsah systému a zároveň je indikátorom citlivosti meracieho prijímača.

Identifikované nedostatky v analógových obvodoch TDEMI systému boli predmetom modelovania za účelom presnej kvantifikácie vplyvu poruchy na hodnotu SFDR. Vytvorili sme jednoduchý model pri ktorom je chyba modelovaná pravouhlými impulzmi, čo zodpovedá nezosúladenému ofsetu medzi kanálmi TDEMI systému, výstupom modelu je systémom indikované chybové spektrum signálu v závislosti od amplitúdy vstupného signálu a parametrov chyby. Následne sme rozšírením predošlého modelu o kosínusové impulzy navrhli model, ktorý vernejšie opisoval chybu zosilnenia medzi kanálmi. Overili sme jeho funkčnosť a následne dokázali, že je vhodný aj na modelovanie vplyvu fázovej chyby vstupných obvodov. Možno teda konštatovať, že sme vytvorili model, ktorý dostatočne presne modeluje vplyv chýb vstupných obvodov reálneho TDEMI systému na výsledok merania, ktorým je v tomto prípade spektrum meraného signálu.

Výhody TDEMI systémov pri realizácii širokospektrálnych meraní (predovšetkým ich rýchlosť v porovnaní s konvenčnými EMI prijímačmi) vedú k ich rozsiahlemu nasadzovaniu v rôznych oblastiach výroby elektronických zariadení a systémov. Využitie poznatkov uvedených v tejto práci umožňuje používateľom spoznať ich nedokonalosti a vyhnúť sa tak prípadným nepríjemným následkom súvisiacim s nesprávnou indikáciou atribútov meraného signálu. Aplikovaním vytvorených modelov môžeme skúmať vplyv jednotlivých parametrov (jednosmerný ofset, chyba zosilnenia, fázová chyba medzi kanálmi) na výsledné namerané spektrum. Znalosť modelov môžeme využiť pri návrhu analógových obvodov TDEMI systému, ako aj pri tvorbe automatizovaných systémov merania technologických procesov pre dosiahnutie lepších výsledkov.

Použitá literatúra

[1] BRAUN, S. et al. A Realtime Time-domain EMI Measurement System for Measurements Above 1 GHz. *Electromagnetic Compatibility, 2009. EMC 2009. IEEE International Symposium On* (August 17, 2009): 143–146.

[2] KRUG, F. et al. Strategies for Precompliance Measurements Using the TDEMI Measurement System. *Electromagnetic Compatibility, 2003 IEEE International Symposium On* 2 (August 18, 2003): 511–516 vol.2.

[3] KRUG, F., MUELLER, D., RUSSER, P. Signal Processing Strategies with the TDEMI Measurement System. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions On* 53, no. 5 (October 2004): 1402–1408.

[4] PELGROM, M. Analog-to-digital conversion. Springer, 2013.

[5] BRAUN, S., DONAUER, T., RUSSER, P. A Real-Time Time-Domain EMI Measurement System for Full-Compliance Measurements According to CISPR 16-1-1. *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol.50, no.2, pp.259-267, May 2008.

[6] BRAUN, S., AL-QEDRA, M., RUSSER, P. A novel realtime time-domain EMI measurement system based on field programmable gate arrays. *Electromagnetic Compatibility, EMC-Zurich 2006, 17th International Zurich Symposium on*, pp.501-504.

[7] CULLINAN, C., WYANT, C., FRATTESI, T. *Computing Performance Benchmarks among CPU, GPU and FPGA.* MathWorks, 2012.

[8] BRAUN, S., AIDAM, M., RUSSER, P. Development of a multiresolution time domain EMI measurement system that fulfills CISPR 16-1. *Electromagnetic Compatibility, EMC 2005. 2005 International Symposium on*, pp.388,393 Vol. 2, 8-12 Aug. 2005.

[9] WIDROW, B., KOLLAR, I. *Quantization Noise: Roundoff Error in Digital Computation, Signal Processing, Control, and Communications.* Cambridge University Press, U.K.: Cambridge, 2008.

[10] WAGDY, M. F., WAI-MAN, N. G. Validity of Uniform Quantization Error Model for Sinusoidal Signals Without and With Dither. *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 38, no. 3, pp. 718-722, 1989.

[11] CLAASEN, T. A. C. M., JONGEPIER, A. Model for the Power Spectral Density of Quantization Noise. *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-29, no. 4, pp. 914-917, 1981.

[12] BLACHMAN, N. M. The Intermodulation and Distortion due to Quantization of Sinusoids. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-33, no. 6, pp. 1417-1426, 1985.

[13] KAMENSKY, M., KOVAC, K., VALKY, G. Analyses of Quantization Noise Spectrum for Multiresolution Quantization of Harmonic Signal. in *Proc. of Measurement 2011*, Smolenice, Slovak Republic, 2011.

[14] KAMENSKY, M., KOVAC, K., VALKY, G. Improvement in Spectral Properties of Quantization Noise of Harmonic Signal Using Multiresolution Quantization. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions On* 61, no. 11 (November 2012): 2888–2895.

[15] KAMENSKY, M., KOVAC, K., VALKY, G. Improvement of spectral properties of quantization noise by multiresolution quantization. in *Proc. of IMEKO IWADC 2011*, Orvieto, Italy, 2011.

[16] KAMENSKY, M., KOVAC, K., VALKY, G. Model of errors caused by discrepancies in gain and phase of input channels in TDEMI system. *Measurement 2013, Proceedings of the 9th intl. conference on Measurement*, 2013.

[17] KAMENSKY, M., KOVAC, K., VALKY, G. Model of errors caused by discrepancies of input channels in multiresolution ADC. 19th symposium IMEKO, Advances in Instrumentation and Sensors Interoperability, July 18-19, 2013, Barcelona, Spain

Publikácie autora

ADC Vedecké práce v zahraničných karentovaných časopisoch

ADC1 Kamenský, Miroslav - Kováč, Karol - Války, Gabriel: Improvement in Spectral Properties of Quantization Noise of Harmonic Signal Using Multiresolution Quantization.
 In: IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. - ISSN 0018-9456. - Vol. 61, Iss. 11 (2012), s. 2888-2895

ADF Vedecké práce v domácich nekarentovaných časopisoch

- ADF1 Války, Gabriel Bittera, Mikuláš Hallon, Jozef: Automatizácia a optimalizácia pracoviska na meranie vyžarovaných emisií.
 In: EE časopis pre elektrotechniku a energetiku. ISSN 1335-2547. Roč. 16, č. 3 (2010), s. 14-16
- ADF2 Války, Gabriel: Reconstruction of Multiple Signals from Electromagnetic Coil Measurements.
 In: Journal of Electrical Engineering. - ISSN 1335-3632. - Vol. 63, No. 7/s (2012), s. 75-78

AFC Publikované príspevky na zahraničných vedeckých konferenciách

- AFC1 Kamenský, Miroslav Kováč, Karol Války, Gabriel: Improvement of Spectral Properties of Quantization Noise by Multiresolution Quantization.
 In: IMEKO TC4 International Workshop on ADC Modelling Testing and Data Converter Analysis and Design : Orvieto, Italy, 30 June 1 July 2011. Perugia : University of Perugia, 2011. ISBN 978-88-906201-0-2. CD-Rom
- AFC2 Kamenský, Miroslav Kováč, Karol Války, Gabriel: Model of Errors Caused by Discrepancies of Input Channels in Multiresolution ADC.
 In: IMECO 2013 : TC-4 Symposium on Measurements of Electrical Quantities and 17th IEADC Workshop on Advances in Instrumentation and Sensors Interoperability.

Barcelona, Spain, July 18-19, 2013. - Barcelona : Universitat Politecnica de Catalunya, 2013. - ISBN 978-84-616-5438-3. - S. 178-183

- AFC3 Kováč, Miroslav Lehocki, Fedor Války, Gabriel: Multi-Platform Telemedicine System for Patient Health Monitoring.
 In: IEEE-EMBS International Conference on Biomedical and Health Informatics (BHI 2012) : Global Grand Challenge of Health Informatics. Hongkong and Shenzhen, China, 2-7 January 2012, : IEEE, 2012, S. 127-130
- AFC4 Války, Gabriel Kamenský, Miroslav Kováč, Karol: Analysis of Errors Caused by Input Channels Amplitude Discrepancies in Time Domain EMI Measuring System.
 In: EMD'2012 : 22nd International Conference "Electromagnetic Disturbances EMD'2012". Vilnius, Lithuania, September 20-21, 2012. - : Vilnius Gediminas Technical University, 2012. - ISBN 978-609-457-260-9. - S. 126-129
- AFC5 Války, Gabriel Lehocki, Fedor: Modern Approach in Multiple Patients ECG Monitoring. In: IEEE-EMBS International Conference on Biomedical and Health Informatics (BHI 2012) : Global Grand Challenge of Health Informatics. Hongkong and Shenzhen, China, 2-7 January 2012. - : IEEE, 2012. - S. 131-134
- AFC6 Války, Gabriel Lehocki, Fedor Kováč, Miroslav: Wireless System for Online Acquisition of ECG Waveforms of Human Heart.
 In: AMA-IEEE Medical Technology Conference: Healtcare IT : 2nd AMA-IEEE Medical Technology Conference on Delivering on the Promise of Cost Effective Quality Healthcare. Boston, Massachusetts, 16-18 October 2011. - Piscataway : IEEE, 2011. - CD-ROM

AFD Publikované príspevky na domácich vedeckých konferenciách

- AFD1 Kamenský, Miroslav Kováč, Karol Války, Gabriel: Analyses of Quantization Noise Spectrum for Multiresolution Quantization of Harmonic Signal.
 In: Measurement 2011 : Proceedings. 8th International Conference on Measurement. Smolenice, Slovak Republic, 27.-30.4.2011. - Bratislava : Institute of Measurement Science Slovak Academy of Sciences, 2011. - ISBN 978-80-969-672-4-7. - S. 42-45
- AFD2 Kamenský, Miroslav Kováč, Karol Války, Gabriel: Model of Errors Caused by Discrepancies in Gain and Phase of Input Channels in TDEMI System.
 In: Measurement 2013 : Proceedings of the 9th International Conference on Measurement. Smolenice, Slovakia, May 27-30, 2013. - Bratislava : Slovak Academy of Sciences, 2013. -ISBN 978-80-969672-5-4. - S. 51-54
- AFD3 Války, Gabriel Kamenský, Miroslav Kováč, Karol: Customized Firmware for Open Source Oscilloscope.
 In: ELITECH'12 [elektronický zdroj] : 14th Conference of Doctoral Students. Bratislava, Slovak Republic, 22 May 2012. - Bratislava : Nakladateľstvo STU, 2012. - ISBN 978-80-227-3705-0. - CD-ROM, [3] s.

AFD4 Války, Gabriel - Kamenský, Miroslav: Greenhouse Conditioning System for Plants.

In: ELITECH'13 [elektronický zdroj] : 15th Conference of Doctoral Students; Bratislava, Slovakia, 5 June 2013. - Bratislava : Nakladateľstvo STU, 2013. - ISBN 978-80-227-3947-4. - CD-ROM, [2] s.

- AFD5 Války, Gabriel Bittera, Mikuláš: Mobile Measurement of Ionizing Radiation.
 In: Measurement 2013 : Proceedings of the 9th International Conference on Measurement.
 Smolenice, Slovakia, May 27-30, 2013. Bratislava : Slovak Academy of Sciences, 2013. ISBN 978-80-969672-5-4. S. 335-338
- AFD6 Války, Gabriel: Spracovanie signálu ECG za účelom rozpoznávania fázy cyklu srdca. In: ŠVOČ 2009 : Študentská vedecká a odborná činnosť. Zborník víťazných prác. Bratislava, Slovak Republic, 29.4.2009. - Bratislava : STU v Bratislave FEI, 2009. - ISBN 978-80-227-3094-5. - CD-Rom
- AFD7 Války, Gabriel: Zariadenie na dlhodobé monitorovanie kvality ľudského srdca. In: ŠVOČ 2008 : Zborník víťazných prác. Bratislava, Slovak Republic, 23.4.2008. -Bratislava : STU v Bratislave FEI, 2008. - ISBN 978-80-227-2865-2. - CD-Rom

AFH Abstrakty príspevkov z domácich konferencií

AFH1 Války, Gabriel: Reconstruction of Multiple Signals from Electromagnetic Coil Measurements.

In: Magnetic Measurements 2012 : Programme and Book of Abstracts. International Conference. Tatranské Matliare, Slovakia, 2-4, September 2012. - Bratislava : FEI STU, 2012. - ISBN 978-80-227-3770-8. - S. 36

Summary

Electromagnetic interference measurements are traditionally performed by conventional analog electromagnetic interference (EMI) receivers or spectrum analyzers operating in the frequency domain. Such devices are based on super heterodyne principle shifting the preselected frequency component of signal to intermediate frequency. Amplitudes of spectral components are evaluated by applying suitable detector to demodulated IF signal.

Heterodyne systems have to sweep over desired frequency range and provide information only about one spectral component at a time. For achieving reliable spectrum information of EMI signal amplitude, the detector requires to wait during its settle time, which depends upon measured frequency band. This time is relatively long, which lengthens overall time for measurement of whole spectrum. Such systems require several tens of minutes to complete the whole spectrum measurement.

From the economic point of view it is reasonable to investigate methods that lead to reduction of spectrum measurement time. Testing time reduction results in lowering both product development costs and time to market.

Time domain EMI (TDEMI) systems offer distinct advantages in comparison with conventional receivers. They provide information about all

spectral components of EMI signal at a time using short time Fast Fourier transform. This transformation calculates spectrum from sampled values of input signal. Time domain measurement approach is about 2000x faster than conventional frequency domain one.

TDEMI devices utilize high-speed flash ADCs for sampling of EMI signal. As floating point ADC multi resolution quantization (MRQ) system is employed. It consists of more flash ADCs providing sufficient sampling rate in the range of gigasamples per second. Resolution of one fast converter is not sufficient for achieving required dynamic range specified in EMI measurement standards. This shortcoming is solved by principle of MRQ. Integral parts of a MRQ system are a power splitter, set of amplifiers, limiters and ADCs and digital signal processing module. Analog input circuits distribute signal to each path with different gain. After AD conversion the resulting discrete value is created by extracting the output from that ADC at which the signal shows the maximum non-clipped value. By this configuration much higher resolution is achievable than the nominal resolution of each ADC.

Generally, this quantization process introduces specific noise into the spectrum of measured signal. For simplification, we usually suppose that this quantization noise is uniformly distributed white noise. Many works dealing with behavior of quantization noise showed that this meaning is not correct. If the spectrum of quantized signal is evaluated, spurious components will appear within the measured results with levels significantly higher than estimated white noise level. In case of MQ the situation is naturally more complicated.

In this thesis few mathematical models of quantization noise present in TDEMI systems are designed. The first model evaluates the spectrum of quantization noise in case of uniform quantization. This model was in following used for designing of quantization noise model of multi resolution system.

The next three models are focused on problems caused by analog circuits of TDEMI system. We indentified three main problems that can affect the indicatation of signals and dynamic range of such system leading to reduction of dynamic range and incorrect reading of signal properties. These models include offset errors between MRQ channels, error signal is in this case modelled by rectangular pulses. Next model was designed by extending the previous model with cosine pulses and can be used for precise estimation of signal to noise degradation caused by gain error. And finally by considering the phase error we get complete mathematical model which can be used for evaluating of real life implementation of TDEMI system. Results of these models were compared with simulation and also with results obtained by measuring on real TDEMI system.

Poznámky: