



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ
ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА У
НОВОМ САДУ



Бојан Вујичић

**ДЕТЕКЦИЈА НУЛЕ
А/Д КОНВЕРТОРОМ
НИСКЕ РЕЗОЛУЦИЈЕ**

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

Нови Сад, 2017.



КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, РБР:	
Идентификациони број, ИБР:	
Тип документације, ТД:	Монографска публикација
Тип записа, ТЗ:	Текстуални штампани материјал
Врста рада, ВР:	Докторска дисертација
Аутор, АУ:	Бојан Вујичић
Ментор, МН:	Проф. др Зоран Митровић
Наслов рада, НР:	ДЕТЕКЦИЈА НУЛЕ А/Д КОНВЕРТОРОМ НИСКЕ РЕЗОЛУЦИЈЕ
Језик публикације, ЈП:	Српски
Језик извода, ЈИ:	Српски/енглески
Земља публикавања, ЗП:	Србија
Уже географско подручје, УГП:	Аутономна Покрајина Војводина
Година, ГО:	2017
Издавач, ИЗ:	Ауторски репринт
Место и адреса, МА:	Факултет техничких наука, Трг Доситеја Обрадовића 6, Нови Сад
Физички опис рада, ФО: <small>(поглавља/страна/ цитата/табела/слика/графика/прилога)</small>	(11/89/124/4/41/0/4)
Научна област, НО:	Електротехничко и рачунарско инжињерство
Научна дисциплина, НД:	Електрична мерења
Предметна одредница/Кључне речи, ПО:	Стохастичка дигитална мерна метода, детекција нуле, двобитни флеш А/Д конвертор, дискретна Фуријеова трансформација, генератор дитера
УДК	Монографска документација
Чува се, ЧУ:	Библиотека Факултета техничких наука, Универзитет у Новом Саду
Важна напомена, ВН:	
Извод, ИЗ:	У тези је решаван централни проблем – детекција нуле двобитном стохастичком дигиталном мерном методом (СДММ). Формулисане су две методе детекције нуле применом двобитне СДММ. По првој методи динамичка резерва је око 100 dB а по другој не мање од 160 dB. Обе методе су проверене теоријски, симулационо и експериментално. Поред решења централног проблема, дато је и неколико решења проблема који су са њим везани. Хипотеза ове тезе – „двобитна СДММ је у опсегу 0 % - 10% FS боља од стандардне семплинг методе (ССМ)“ – је потпуно потврђена у свим разматраним случајевима.
Датум прихватања теме, ДП:	23.06.2016.
Датум одбране, ДО:	
Чланови комисије, КО:	Председник: Др Платон Совиљ, ванредни професор
	Члан: Др Драган Ковачевић, научни саветник
	Члан: Др Весна Спасић-Јокић, редовни професор
	Члан: Др Драган Пејић, доцент
	Члан, ментор: Др Зоран Митровић, редовни професор



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ • ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА
21000 НОВИ САД, Трг Доситеја Обрадовића 6

КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Accession number, ANO :	
Identification number, INO :	
Document type, DT :	Monographic publication
Type of record, TR :	Textual printed material
Contents code, CC :	PhD thesis
Author, AU :	Bojan Vujičić
Mentor, MN :	Dr. Zoran Mitrović, full professor
Title, TI :	Null detection using low resolution A/D converter
Language of text, LT :	Serbian
Language of abstract, LA :	Serbian/English
Country of publication, CP :	Serbia
Locality of publication, LP :	Autonomous Province of Vojvodina
Publication year, PY :	2017
Publisher, PB :	Author reprint
Publication place, PP :	Faculty of Technical Sciences, Trg Dositeja Obradovića 6, Novi Sad
Physical description, PD : <small>(chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)</small>	(11/89/124/4/41/0/4)
Scientific field, SF :	Electrical and Computer Engineering
Scientific discipline, SD :	Electrical Measurements
Subject/Key words, S/KW :	Stochastic digital measurement method, null detection, two-bit flash A/D converter, discrete Fourier transformation, dither generator
UC	
Holding data, HD :	Library of the Faculty of Technical Sciences, University of Novi Sad
Note, N :	
Abstract, AB :	The main goal of this thesis was null-detection using a two-bit stochastic digital measurement method (SDMM). Two methods of null-detection, using two-bit SDMM, were formulated. Using the first method around 100 dB of dynamic reserve was achieved and using the second one no less than 160 dB. Both methods were theoretically, using simulation and experimentally confirmed. In addition to the solution of the main problem, several other related problems were also solved. The hypothesis of this thesis – “two-bit SDMM in range from 0 % - 10 % FS is better than the standard sampling method (SSM)” has been fully confirmed in all considered cases.
Accepted by the Scientific Board on, ASB :	23.06.2016.
Defended on, DE :	
Defended Board, DB :	President: Platon Sovilj, Ph.D., associate professor
	Member: Dragan Kovačević, Ph.D., research fellow
	Member: Vesna Spasić-Jokić, Ph.D., full professor
	Member: Dragan Pejić, Ph.D., assistant professor
	Member, Mentor: Zoran Mitrović, Ph.D., full professor
	Mentor's sign

Sadržaj

1	Uvod.....	3
2	Stanje nauke i tehnike u oblasti detekcije nule	5
2.1	Detektor nule Genrad 1232-A	5
2.2	Moderan digitalni detektor nule – lock-in pojačavač.....	6
3	Metoda i instrument za merenje ripla i šuma korišćenjem dvobitnog fleš A/D konvertora 8	
3.1	Postavka problema	8
3.2	Predlog instrumenta.....	10
3.3	Teorijska analiza	11
3.4	Matematičke definicije značajnih praktičnih slučajeva	12
3.5	Potvrda teorijske analize simulacijom.....	13
3.6	Diskusija.....	15
3.7	Rezime.....	16
4	Stohastičko merenje efektivne vrednosti šuma dvobitnim fleš A/D konvertorom	17
4.1	Postavka problema	17
4.2	Princip rada instrumenta.....	18
4.2.1	Teorijski model instrumenta	18
4.2.2	Vrednost signala na izlazu instrumenta u slučaju beskonačno semplova.....	19
4.2.3	Treći centralni moment greške.....	20
4.2.4	Nesigurnost merenja snage i efektivne vrednosti šuma	21
4.2.5	Teorijske merne nesigurnosti za Gausov i uniformni šum	22
4.3	Simulacioni rezultati	23
4.4	Eksperimentalni rezultati.....	25
4.5	Diskusija.....	28
4.6	Rezime.....	29
5	Granica detekcije nule po prvoj metodi	30
6	Metoda detekcije kosinusne i sinusne komponente signala.....	32
6.1	Postavka problema	32
6.2	Predlog rešenja	34
6.2.1	Hardverski model.....	34
6.2.2	Softverski model	35
6.3	Rešenje teorijskog problema	35

6.4	Simulaciona provera.....	42
6.5	Diskusija.....	43
6.6	Rezime.....	44
7	Stohastički digitalni DFT procesor i njegova primena u merenju reaktivne snage i energije.....	45
7.1	Analiza najgoreg slučaja	47
7.2	Primer primene SDDFT procesora.....	49
7.3	Rezime.....	52
8	Predlog novog načina generisanja diskretnog analognog uniformnog šuma.....	54
8.1	Postavka problema	54
8.2	Predlog rešenja	55
8.3	Simulacija.....	60
8.4	Diskusija.....	62
8.5	Rezime.....	63
9	Diskusija	64
10	Zaključak.....	66
11	Dodatak.....	68
11.1	Dodatak 1: Merenje snage kombinovanog signala.....	68
11.1.1	Primena Centralne granične teoreme i Teorije uzoraka na mernu nesigurnost merenja snage kombinovanog signala	69
11.1.2	Merna nesigurnost odbirka snage signala	70
11.1.3	Merenje srednje vrednosti kombinovanog signala	72
11.1.4	Gornja granica trećeg centralnog momenta greške.....	74
11.1.5	Standardna devijacija greške.....	74
11.2	Dodatak 2: Merenje jednosmernog napona korišćenjem stohastičke digitalne merne metode.....	75
11.3	Dodatak 3: Nesigurnost merenja harmonijske komponente sinusnog signala	77
11.4	Dodatak 4.....	81
	Literatura.....	83

1 Uvod

Metrološki gledano, nulte merne metode su poznate još od starog veka – primer su terazije. Terazije su služile, a koriste se i danas, da se uporede poznata i nepoznata masa. U ravnotežnom položaju terazija mase su jednake. Njihov pandan u elektrotehnici je jednosmerni Vitstonov most, otkriven u 19. veku, a zatim naizmenični Tompsonov i ceo niz drugih naizmeničnih mernih mostova (u daljem tekstu - mostovi), kojima se mere različite veličine. Zajednički element svih mostova je detektor nule, zapravo, detektor električne ravnoteže. Kad detektor nule pokaže nulu ili minimalnu vrednost – most je u ravnoteži i tada su poznata i nepoznata električna veličina (obično otpornosti u jednosmernom, odnosno impedanse u naizmeničnom režimu) jednake.

Prvi detektori nule su bili mikrovoltmetri, odnosno nanoampermetri visoke rezolucije. Naravno, to su bili analogni uređaji, a i mostovi su bili analogni. Napredak digitalne tehnike je doveo do toga da su današnji uravnoteženi mostovi digitalni. Štaviše, promenila se i priroda mostova pa su dve grane mosta postale dva digitalna naponska izvora (dva D/A konvertora), nema naponske dijagonale, a detektor nule u mernoj dijagonali je A/D konvertor visoke rezolucije. Kompletan postupak uravnotežavanja i merenja je postao jedinstven automatski digitalni (numerički) algoritam koga izvodi računar za podršku sa kojim je most spregnut. Kad se ovo zna, postavlja se pitanje – kakav je to onda problem danas – detekcija nule? Problem je A/D konverzija u bliskoj okolini nultog kvantnog nivoa konvertora. Generalno govoreći, detekcija nule i merenje vrlo malih signala su dva komplementarna aspekta jednog istog problema. Mora se naglasiti da je detekcija nule uži ugao posmatranja, a u ovoj tezi ćemo se ograničiti na merenje malih, niskofrekventnih prostoperiodičnih signala. To je posledica imitansnog karakterisanja veličina koje se mere (impedanse i admitanse) uravnoteženim naizmeničnim mernim mostovima. U radu će biti ukazano na moguće generalizacije rešenja, tako da će, u određenoj meri, biti rešavan i opštiji problem merenja malih i, na tom nivou osetljivosti, zašumljenih signala.

Dobar naizmenični nul-detektor ima visoku osetljivost u okolini nule i visoku selektivnost na frekvenciji na kojoj radi – frekvenciji od interesa. Značajan broj detektora nule koji su danas u upotrebi su iz 60-tih i 70-tih godina prošlog veka i svi su analogni. Zanimljivo je da je indikatorski (pokazni) blok tih uređaja instrument sa kretnim kalemom. Najnoviji detektori nule imaju na ulazu pojačavač koji je podešen na frekvenciju signala (eng. *lock-in*) za povećanje osetljivosti i selektivnosti. Kako se detekcija nule spustila u submikrovoltno područje, postaje značajan i termički (Nikvistov, odnosno, Gausov) šum, pa selektivnost i eliminacija šuma dobijaju na značaju u detekciji nule.

S druge strane, postoji i važan naučni razlog, teorijski i praktičan, za istraživanje ove teme. Stohastička digitalna merna metoda (SDMM) je potpuno drugačija paradigma diskretnih digitalnih merenja od merenja oličenih u standardnoj sempling metodi (SSM). Naime, ona ne pretpostavlja da je greška kvantizacije zanemarljiva, što je fundamentalna konceptualna razlika u odnosu na SSM. SDMM je detaljno istražena i ispitana tokom 20 godina od njenog formulisanja u standardnom mernom opsegu 10 % FS – 110 % FS (FS je oznaka za opseg merenja, eng. *full scale*). Najbitnija osobina mernih uređaja u kojima je primenjena SDMM je izuzetno jednostavan hardver, pa samim tim i izuzetno mali broj izvora sistematske greške.

Izvori sistematske greške se jednostavno identifikuju i greška se eliminiše, što će u ovoj tezi biti i demonstrirano. Niz prototipova i serijskih uređaja je potvrdio njenu konkurentnost u odnosu na SSM u standardnom opsegu, što se tiče preciznosti, i njenu nesumnjivu prednost, što se tiče tačnosti. SDMM nije dosad detaljno istražena i ispitana u okolini nule, praktično u opsegu 0 % FS – 10 % FS.

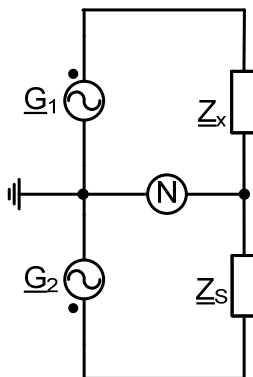
Hipoteza ove teze je da SDMM ima prednost u odnosu na SSM u merenju u opsegu 0 % FS – 10 % FS i da se to najbolje vidi u okolini nultog kvantnog nivoa – praktično u detekciji nule AC signala. Hipoteza će biti potvrđena, pre svega teorijski i simulaciono, a praktično će biti potvrđena u okviru mogućnosti Laboratorije za metrologiju Fakulteta tehničkih nauka u Novom Sadu.

U metrološkoj literaturi je upadljivo odsustvo radova iz oblasti digitalnog merenja i detekcije nule. Ključni članak je star 20-tak godina [1], tako da se stiče utisak da je problem detekcije nule u metrologiji rešen. Međutim, komplementarno gledano, problem digitalne detekcije i merenja malih i zašumljenih signala je praktično neiscrpna tema u radiotehnici, radarskoj tehnici, astronomiji, senzorici itd. Stoga je izazov dati doprinos u teoriji i praksi digitalne detekcije i merenja malih i zašumljenih signala sa direktnom primenljivošću u unapređenoj digitalnoj detekciji nule.

Tekst teze je organizovan u deset poglavlja. Svako poglavlje može da se čita nezavisno jer je posvećeno određenom pod problemu osnovnog problema. Stoga postoje izvesna ponavljanja ali su ona svedena na najmanju moguću meru. Poglavlja 3. 4. i 5. se odnose na prvu metodu. U poglavlju 3. se opisuje metoda merenja snage ripla i šuma karakteristična za detekciju nule u mikrovoltnom području. U poglavlju 4. se opisuje ista metoda, u ovom slučaju merenje snage samog šuma, karakteristično za merenje na samoj granici detekcije nule u mikrovoltnom području. U 5. poglavlju se rezimira metoda opisana u 3. i 4. poglavlju i izračunava teorijska granica detekcije nule po prvoj metodi. U poglavlju 6. se opisuje metoda merenja kosinusne i sinusne komponente signala - druga metoda, detekcije nule i nalazi njena teorijska granica.

2 Stanje nauke i tehnike u oblasti detekcije nule

U radu [1] opisano je stanje tehnike u ranoj fazi razvoja digitalnih mostova sa dva izvora prostoperiodičnog (u daljem tekstu AC) napona. Na (Slika 2-1) je prikazan jedan takav most.



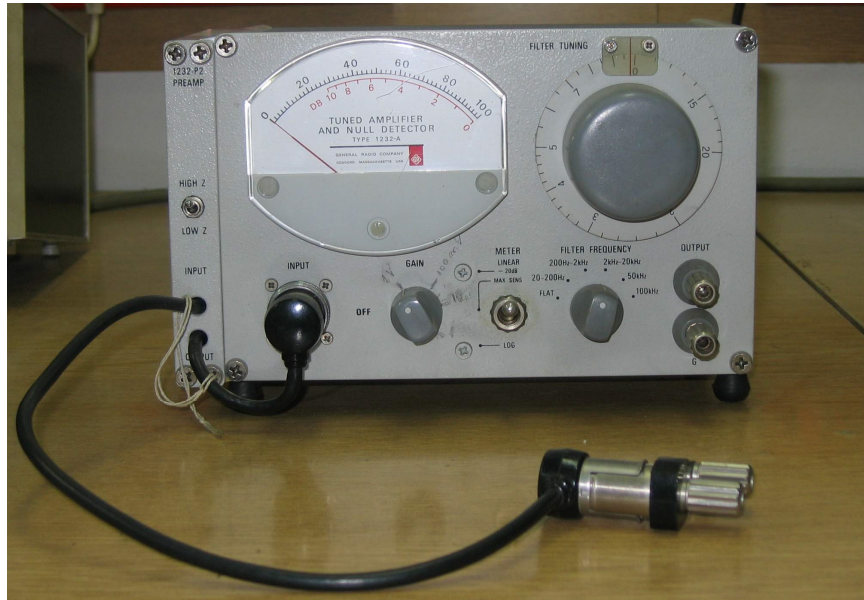
Slika 2-1 Uravnoteženi most sa dva izvora AC napona

G_1 i G_2 su D/A konvertori visoke rezolucije, N je A/D konvertor visoke rezolucije (detektor nule), Z_x je nepoznata impedansa, a Z_s je standardna (poznata, etalonska) impedansa. Sa slike je izostavljen računar za podršku koji ostvaruje algoritam uravnotežavanja mosta i merenja nepoznate impedanse Z_x . Sredinom devedesetih godina D/A konvertori su još uvek bili nesavršeni i generisali su impulsne smetnje (eng. *glitches*). Impulsne smetnje su značajno smanjivale osetljivost lock-in pojačavača detektora nule u mernoj dijagonali mosta pa, samim tim, i osetljivost detekcije nule. Štaviše, impulsne smetnje su generisale i više harmonike, što je remetilo ravnotežu mosta na osnovnoj učestanosti. Ključni doprinos rada [1] je modelovanje impulsnih smetnji i algoritam eliminacije njihovog uticaja na detekciju nule na osnovnoj (radnoj) učestanosti mosta. Dalji razvoj tehnologije D/A konvertora je prevazišao taj problem i oni su danas bez gličeva. Ključne komponente lock-in pojačavača su danas digitalne, u prvom redu A/D konvertori, D/A konvertori i DSP. Prateći razvoj u ovoj oblasti stiče se utisak da novih ideja više i nema, da preostaje da se postojeće ideje tehnološki razvijaju i unapređuju.

Ključna performansa digitalnog lock-in pojačavača je dinamička rezerva u detekciji nule AC signala i ona se kreće kod najaktuelnijih tehničkih rešenja na nivou od oko 120 dB. Što znači da sa opsega 1 V korektno može detektovati 1 mikrovolt, sa opsega 0,1 V – 0,1 μ V, sa opsega 0,01 V – 0,01 μ V. U dostupnoj literaturi i tehničkim rešenjima nije nađeno da je ulazni opseg signala niži od 0,01 V. Merna metoda koja se koristi je SSM.

2.1 Detektor nule Genrad 1232-A

Na (Slika 2-2) je prikazan klasični analogni detektor nule firme General Radio tip 1232-A, [2] koga poseduje Laboratorija za metrologiju FTN u Novom Sadu.



Slika 2-2 Detektor nule firme General Radio tip 1232-A

Iako proizveden 1962. godine, on i dalje dobro služi u analognim mostovima i odličan je primer stabilnih i dobrih performansi detekcije nule. On detektuje napon neravnoteže, AC ili DC, u dinamičkom opsegu 80 dB – 100 dB, ali mu je osnovna mana što je nepraktičan za primenu u savremenim digitalnim mernim mostovima. Međutim, kao kontrolni ili etalonski instrument može odlično da posluži u istraživanju i formulisanju metoda detekcije nule signala. Prednja ploča mu je vrlo informativna i intuitivna, tako da je vrlo jednostavan za rukovanje u procesu uravnotežavanja mosta. Uravnotežavanje je, naravno, ručno.

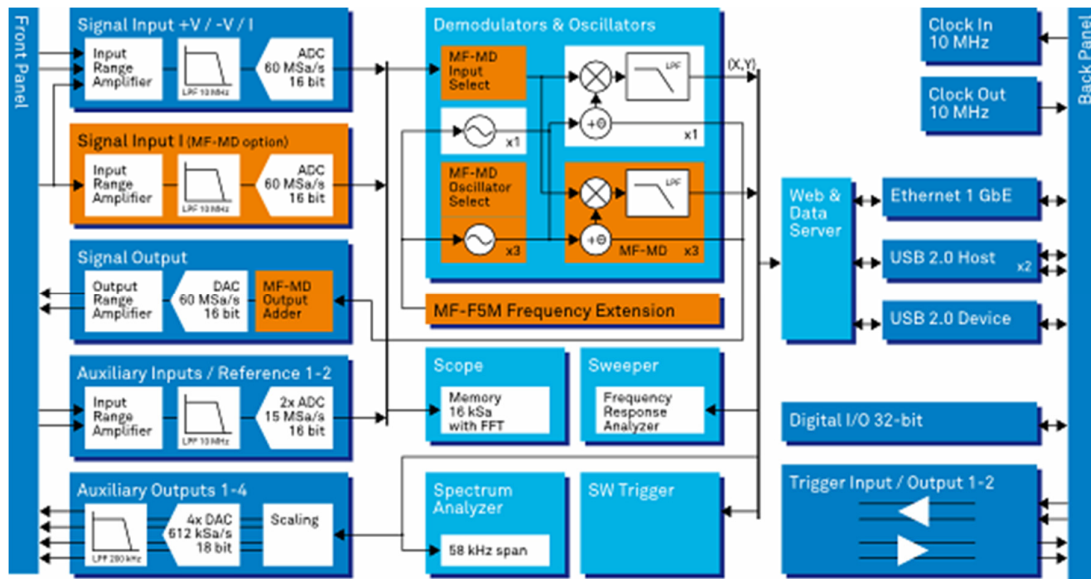
2.2 Moderan digitalni detektor nule – lock-in pojačavač

Na (Slika 2-3) je prikazan savremeni digitalni detektor nule tip MFLI lock-in pojačavač (proizveden u januaru 2016.) švajcarske firme Zurich Instruments [3].



Slika 2-3 MFLI – lock-in pojačavač

On je kompletno digitalan, prilagođen korisniku, i praktično predstavlja laboratoriju u malom. Lock-in pojačanje je ključna funkcija, međutim, ima i funkcije kompletnog automatskog digitalnog mernog mosta sa dva digitalna izvora, faznog detektora, osciloskopa, analizatora spektra i td. Na (Slika 2-4) je prikazana njegova funkcionalna blok šema.



Slika 2-4 MFLI – lock-in pojačavač – funkcionalni blok dijagram

Ključna karakteristika – dinamička rezerva - je deklarirana na 120 dB. Nije uočena nikakva metodološka novina – primenjena je SSM na najvišem tehnološkom nivou.

3 Metoda i instrument za merenje ripla i šuma korišćenjem dvobitnog fleš A/D konvertora

U ovom poglavlju se razmatra problem preciznog merenja snage kombinovanog signala, koji ima proizvoljnu efektivnu vrednost determinističke i proizvoljnu efektivnu vrednost stohastičke komponente, koristeći stohastičku digitalnu mernu metodu i 2-bitni fleš A/D konvertor. Problem je rigorozno matematički analiziran i analitički rezultati su potvrđeni simulacijom. Teorijski i simulacioni rezultati se dobro slažu što dokazuje dobru osnovu razvijene teorije. Za eksperimentalnu potvrdu je napravljen jednostavan hardver koji precizno i tačno meri nekoliko kombinovanih signala paralelno. Primena stohastičke digitalne merne metode i 2-bitnog fleš A/D konvertora na merenje snage signala i šuma je nazvana Metoda 1 ili prva metoda.

3.1 Postavka problema

Današnji instrumenti i sistemi su digitalni. Sastoje se od tri bloka: bloka za analogno digitalnu konverziju, računarskog dela i bloka za digitalno analognu konverziju. Najvećim delom ovi blokovi su se razvijali nezavisno.

Tokom šezdesetih je uočeno da stohastičko računanje (SR) značajno uprošćava hardver računarskog bloka. Štaviše, SR drastično poboljšava pouzdanost, smanjuje podložnost ka greškama i, što je vrlo bitno danas, drastično pojednostavljuje verifikaciju dizajna čipova gde je SR primenjen [4]. Vrlo sličan efekat ima i stohastička analogno digitalna konverzija (SADK). Uređaj (vatmetar) vrlo jednostavnog hardvera [5] u kojem je primenjena SADK je prikazan kao primer SR u [4]. Uređaj ima dvobitno determinističko računanje – množenje i akumulaciju (multiply and accumulate - MAC).

Prvi primer stohastičke digitalno analogne konverzije (SDAC) je od istih autora [6] – niz dvobitnih slučajnih semplova je konvertovan u izlazni napon.

Sve gore navedeno vodi ka novoj definiciji stohastičkog embedded sistema. Embedded sistem je stohastički kada je bar jedan od tri gore navedena bloka stohastički.

U ovom poglavlju se bavimo problemom veoma zahtevnih merenja snage signala koji ima dve fundamentalno različite komponente: proizvoljnu determinističku komponentu i vrlo snažnu visokofrekventnu stohastičku komponentu (visokofrekventni šum). Navedene su i diskutovane dve praktične primene. Problem je rešen primenom dvobitne SADK i dvobitnog determinističkog MAC-a.

Uređaji za merenje električne energije se danas široko primenjuju. Od njih se traži da rade korektno bez obzira na talasni oblik i šum u ulaznim (merenim) signalima. I jedno i drugo je česta pojava u prekidačkim izvorima napajanja. Izlazni signali prekidačkih DC napajanja imaju neizbežni ripl na njihovoj radnoj frekvenciji kao i visokofrekventni šum, dovoljno visoke amplitude da može da utiče na potrošač. Jednostavno on-line merenje snage ovog kompleksnog signala može da da informaciju o kvalitetu napajanja.

Standardno rešenje ovog problema je da se jednostavno primeni sampling metoda sa dovoljno visokom frekvencijom smplovanja i adekvatnom rezolucijom tretirano je u [7]. Visoka frekvencija smplovanja i visoka rezolucija su suprotni zahtevi za A/D konvertore, tako da moramo da izaberemo šta je važnije, frekventni opseg ili rezolucija.

Stohastička digitalna merna metoda (SDMM), praktično govoreći – SADK plus MAC, koristi brze (flash) A/D konvertore, tako da je zahtev za frekventnim opsegom ispunjen, a korišćenje stohastičkog ditera obezbeđuje dovoljnu rezoluciju. Napredak tehnologije, naročito u pogledu brzine, unapređuje stohastičku digitalnu mernu metodu.

U ovom poglavlju je naglasak na merenjima snage signala i šuma koristeći jednostavni dvobitni fleš A/D konvertor i SDMM. Ovaj problem je rigorozno matematički analiziran i rezultati analize su potvrđeni i provereni korišćenjem simulacije.

Metod merenja determinističkih signala korišćenjem SDMM i dvobitnog A/D konvertora je opisan u [8]. Pregled SDMM je dat u [9] i poslednje primene su u [10], [11]. Do sad problem merenja kombinovanih determinističkih i stohastičkih signala korišćenjem SDMM i dvobitnih fleš A/D konvertora nije bio razmatan i diskutovan u literaturi. Jednostavnost primenjenog hardvera, njegova robusnost, pouzdanost i brzina, nameću ga za precizna paralelna merenja kombinovanog determinističkog i stohastičkog signala.

U metodologiji merenja signala postoje tri efekta, od kojih svaki ima jasno definisane prednosti i svrhu: a) Benetov model greške kvantizacije [10] u diskretnim digitalnim merenjima se koristi da minimizuje grešku kvantizacije i poveća rezoluciju i tačnost merenja. Minimizacija se postiže smanjenjem vrednosti kvanta primenjenog A/D konvertora – ovo je prvi efekat; b) da bismo razdvojili grešku kvantizacije (šuma kvantizacije) od oblika merenog signala, uniformni šum se dodaje na signal na ulazu A/D konvertora [13]– ovo je drugi efekat; c) da bi se merili signali male amplitude, beli šum se dodaje merenom signalu – ovo je treći efekat. Ovaj efekat ističe harmonike merenog signala, što je fenomen koji se zove stohastička rezonansa [14].

Prvi efekat je primenjen u mernoj metodi poznatoj pod imenom sigma-delta A/D konverzija [15]–[19]. Današnji komercijalni A/D konvertori zasnovani na ovoj metodi imaju rezoluciju preko 20 bita i tačnost bolju od 0.1 % sa dinamičkim opsegom od preko 60 dB [20]. Ovaj metod se često koristi u merenjima u “pametnim” električnim mrežama.

Drugi efekat se koristi u obradi signala, primarno u obradi slike i zvuka, kao i u mnogim drugim aplikacijama [21]–[27] da bi se poboljšao kvalitet slike i zvuka.

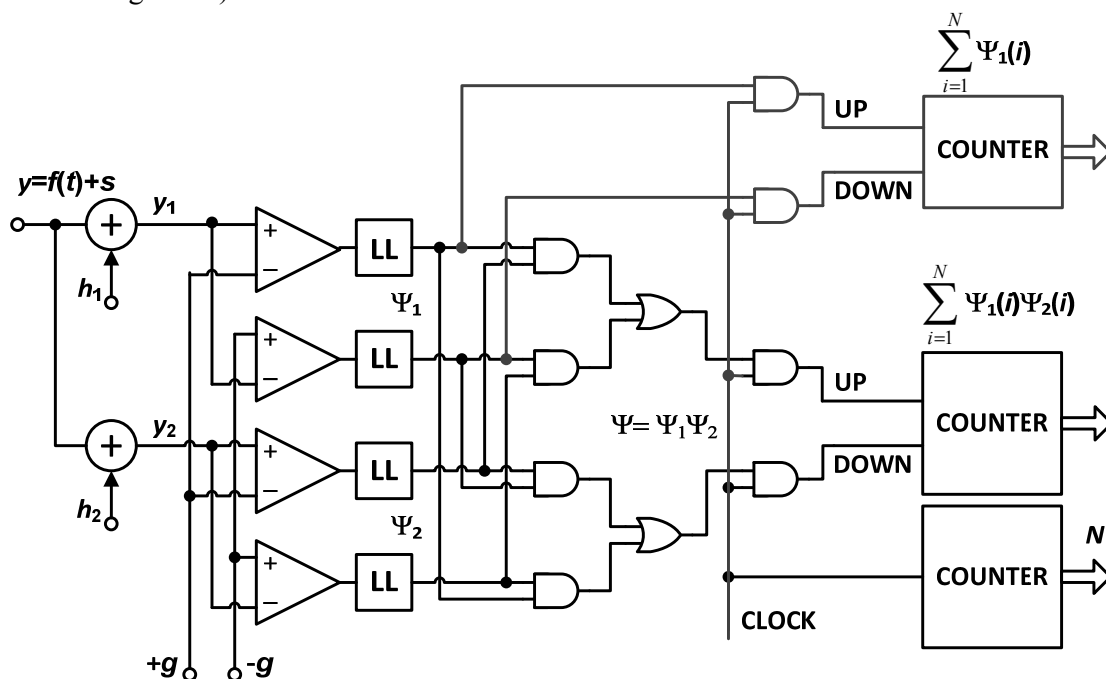
Treći efekat se koristi za detekciju slabih signala [14], [28]–[30].

Metoda predstavljena u ovom poglavlju [8]–[11], [31]–[34] je kombinacija drugog i trećeg efekta i predstavlja antipod metode zasnovane na prvom efektu. Činjenica da metoda radi koristeći dvobitni fleš A/D konvertor ukazuje da je frekvencijski opseg značajno širi od frekvencijskog opsega u prvoj metodi. Budući da izmereni podaci imaju dvobitnu rezoluciju, glavne operacije u obradi signala - množenje i akumuliranje (MAC) su mnogo jednostavnije u pogledu hardvera. Ako je na raspolaganju dovoljno dug vremenski interval za

akumuliranje, rezolucija i tačnost su uporedivi sa prvim metodološkim pristupom. Za merenje snage i energije u električnoj mreži to je uvek slučaj pošto su merenja kontinualna tokom vremena. U slučaju kada ulazni signal ima značajnu visokofrekventnu komponentu šuma (srednji i nizak odnos signal – šum, SNR), sigma-delta A/D konvertori ne mogu da se koriste zbog njihove prirode, budući da sigma-delta konvertori koriste jedan bit da mere priraštaj signala u momentu semplovanja. Analizirani problem je baš takav slučaj. Metod predložen u ovom poglavlju je takođe primenljiv u upravljanju [35], [36] i tipu 2 fazi skupova i sistema.

3.2 Predlog instrumenta

Šema predloženog instrumenta za merenje snage ripla i snage šuma, zasnovana na SDMM je data na (Slika 3-1). Očigledno, ova šema je slična šemi datoj u radu [5] – jedina značajna razlika je što sad na ulazima pored ulaznih determinističkih signala imamo i aditivni šum s . Ovaj aspekt nije bio ranije analiziran i posledice te činjenice nisu bile poznate. U ovom poglavlju biće pokazano da stohastička komponenta dodata ulaznom signalu značajno komplikuje teoriju rada instrumenta kao i kompleksnost formula za mernu nesigurnost mernog rezultata (snage kombinovanog signala). Budući da su merena veličina i njena merna nesigurnost direktno korelisani sa talasnim oblikom determinističke komponente i prirodom aditivnog šuma, ove relacije su eksplicitno izvedene u ovom poglavlju. Simulacija je korišćena da se verifikuju navedene relacije, za prostoperiodične signale kao determinističku komponentu i/ili Gausov ili uniformni slučajni šum kao stohastičku komponentu. Predlaže se rešenje za opšti slučaj, to jest kada talasni oblici determinističke komponente i/ili prirode stohastičke komponente nisu poznati. Srednja kvadratna vrednost signala i šuma na odabranom intervalu (snaga kombinovanog signala), kao i njena merna nesigurnost – standardna devijacija - se mere, odnosno, meri se standardni par (merena vrednost i njena merna nesigurnost).



Slika 3-1 Principijelna šema instrumenta za stohastičko merenje snage signala i šuma baziranog na SDMM

3.3 Teorijska analiza

Razmatrani signal je

$y = x + s = f(t) + s = A \sin \omega t + s$, gde je $x = f(t)$ deterministički signal i s je dodat šum, takav da je $\bar{s} = 0$.

Merena veličina je:

$$\bar{\Psi} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Psi_1(i) \cdot \Psi_2(i) \approx \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f^2(t) dt + \sigma^2 = \frac{A^2}{2} + \sigma^2 = \overline{y^2} \quad (3.1)$$

Varijansa greške kvantizacije e , definisana pomoću $\Psi = y^2 + e$, pod uslovom da je njen treći moment (i posledično treći centralni moment) ograničen [32], je:

$$\sigma_e^2 = \frac{\sigma_e^2}{N} \quad (3.2)$$

Varijansa greške kvantizacije e jednog (trenutnog) merenja, gde je s proizvoljni šum, je:

$$\begin{aligned} \sigma_e^2 &= \frac{(2g)^2}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{-2g}^{2g} (f^2(t) + 2sf(t) + s^2) p(s) ds - \\ &\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{-2g}^{2g} (f^4(t) + 4f^3(t)s + 6f^2(t)s^2 + 4f(t)s^3 + s^4) p(s) ds \end{aligned} \quad (3.3)$$

Varijansa greške kvantizacije e jednog merenja, kada je s Gausov šum i $\overline{f(t)} = 0$, je:

$$\sigma_e^2 = (2g)^2 \left[\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f^2(t) dt + \sigma^2 \right] - \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f^4(t) dt - \frac{6\sigma^2}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f^2(t) dt - 3\sigma^4 \quad (3.4)$$

iz čega sledi:

$$\sigma_e^2 = (2g)^2 \left[\frac{A^2}{2} + \sigma^2 \right] - \frac{3}{8} A^4 - 3A^2 \sigma^2 - 3\sigma^4 = \frac{A^2}{2} \left((2g)^2 - \frac{3}{4} A^2 \right) + \sigma^2 \left((2g)^2 - 3A^2 - 3\sigma^2 \right) \quad (3.5)$$

kada je deterministički signal prostoperiodičan amplitude A .

Varijansa greške kvantizacije e jednog (trenutnog) merenja, kada je s uniformni šum, kod

koga je $\sigma^2 = \frac{\Delta^2}{12}$, je:

$$\sigma_e^2 = (2g)^2 \left[\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f^2(t) dt + \frac{\Delta^2}{12} \right] - \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f^4(t) dt - \frac{\Delta^2}{2} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f^2(t) dt - \frac{\Delta^4}{80} \quad (3.6)$$

odnosno:

$$\sigma_e^2 = (2g)^2 \left[\frac{A^2}{2} + \frac{\Delta^2}{12} \right] - \frac{3}{8} A^4 - \frac{\Delta^2}{2} \frac{A^2}{2} - \frac{\Delta^4}{80} \quad (3.7)$$

kada je deterministički signal prostoperiodičan amplitude A .

Izazov je potvrditi formule (3.5) i (3.7) korišćenjem simulacije, da se dokaže njihova primenljivost u navedenim bitnim praktičnim slučajevima.

Detaljna izvođenja formula (3.1) - (3.7) su data u Dodatak 1.

3.4 Matematičke definicije značajnih praktičnih slučajeva

Gornji brojač na (Slika 3-1) meri:

$$\overline{\Psi}_1 = \overline{\Psi}_2 = \overline{f(t)} + \bar{s} = \bar{y} \quad (3.8)$$

Pošto u svim bitnim slučajevima šum ima srednju vrednost nula, tj, $\bar{s} = 0$:

$$\overline{\Psi}_1 = \overline{f(t)} = \bar{x} \quad (3.9)$$

Ako je $x = f(t)$ kontinualna funkcija (sve fizičke veličine u Njutn-Maksvelovoj fizici jesu), onda se može izraziti Furijeovim redom nad mernenim intervalom $T = t_2 - t_1$, to jest trigonometrijskom polinomom sa dovoljnom tačnošću (Vajerštrasova teorema aproksimacije) [37]:

$$x(t) \approx A_0 + \sum_{i=1}^M (a_i \cos i\omega t + b_i \sin i\omega t) = A_0 + \sum_{i=1}^M A_i \sin(i\omega t + \varphi_i) \quad (3.10)$$

Jednačina (3.9) tada postaje:

$$\overline{\Psi}_1 = \overline{f(t)} = \bar{x} = A_0 \quad (3.11)$$

Srednji brojač na (Slika 3-1). nad intervalom T sadrži podatke:

$$\overline{y^2} = \overline{f^2(t)} + \bar{s}^2 = A_0^2 + \sum_{i=1}^M \frac{A_i^2}{2} + \sigma^2 \quad (3.12)$$

Jednačine (3.11) i (3.12) su opšte. Drugi i treći član u jednačini (3.12) predstavljaju ripl i šum.

Označimo njihovu sumu sa $P_m = \sum_{i=1}^M \frac{A_i^2}{2} + \sigma^2 = P_r + \sigma^2$.

Jednačina (3.12) se može izraziti kao:

$$\overline{y^2} = A_0^2 + P_m \quad (3.13)$$

Dva granična slučaja su značajna:

$A_0^2 \ll P_m$, što je značajno u detektorima nule, DC i AC i

$A_0^2 \gg P_m$, što je primenljivo za merenje napona u DC naponskim napajanjima, najviše u DC/DC prekidačkim konvertorima koji danas imaju široku primenu.

Pošto je ulazni opseg $R = 2g$ dvobitnog fleš A/D konvertora ograničen, u drugom slučaju P_m je vrlo malo, kao $P_r = \sum_{i=1}^M \frac{A_i^2}{2}$ i σ^2 . Čak, za dovoljno visoku frekvenciju odabiranja f_s ,

standardna devijacija greške merenja P_m je takođe mala; sledi da analiza tog slučaja ne može da da pravi uvid u efikasnost (preciznost, tačnost i brzinu) metode i instrumenta prikazanog na (Slika 3-1). Kada $A_0^2 \ll P_m$, što je situacija u detektorima nule (AC ili DC) u mernim mostovima, šum i riple mogu biti istog reda veličine kad je most u blizini ravnotežne tačke. Izazov je meriti AC signal i kada je šum veći od AC signala (ripla). Ovaj slučaj je zahtevniji i za metodu i za uređaj. S obzirom da je tema ove teze detektor nule, ovaj slučaj izabran je za proveru i potvrdu simulacijom instrumenta (Slika 3-2) je namenjen za tu svrhu.

U AC mostovima napon u mernoj dijagonali y je:

$$y = A_1 \sin \omega t + s \quad (3.14)$$

Ovaj signal je usvojen kao ulazni u sprovedenim simulacijama.

3.5 Potvrda teorijske analize simulacijom

Za proveru metode simulacijom, korišćene su sledeće formule:

Teorijska merena vrednost: $\overline{\Psi} = \frac{A_1^2}{2} + \sigma^2$ za Gausov šum, i $\overline{\Psi} = \frac{A_1^2}{2} + \frac{\Delta^2}{12}$ za uniformni šum.

Teorijska merna nesigurnost je: $\sigma_{\overline{\Psi}}^2 = \frac{1}{N} \left[\frac{A_1^2}{2} \left((2g)^2 - \frac{3}{4} A_1^2 \right) + \sigma^2 \left((2g)^2 - 3A_1^2 - 3\sigma^2 \right) \right]$ za Gausov

šum, i $\sigma_{\overline{\Psi}}^2 = \frac{1}{N} \left[(2g)^2 \left(\frac{A_1^2}{2} + \frac{\Delta^2}{12} \right) - \frac{3}{8} A_1^4 - \frac{\Delta^2}{2} \frac{A_1^2}{2} - \frac{\Delta^4}{80} \right]$ za uniformni šum.

U oba slučaja, funkcija $\bar{\Psi} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Psi_1(i) \cdot \Psi_2(i)$ je korišćena za simulirane merene vrednosti.

Takođe, standardna statistička obrada simuliranih mernih podataka je korišćena za dobijanje mernih nesigurnosti simuliranih merenja.

Rad instrumenta prikazanog na (Slika 3-1) je proveren simulacijom koristeći različite ulazne signale, sa različitim amplitudama, učestanostima semplovanja i nivoima šuma. Svako merenje je trajalo 1 s i za svaku tačku je simulirana 600 merenja da bi se dobio validan statistički uzorak. Naponski pragovi komparatora su bili $|g| = 0.5 \text{ V}$, ulazni opseg instrumenta je $R = 2g = 1 \text{ V}$ i sledeći kriterijumi su morali biti ispunjeni: $A_1 + 5\sigma \leq R$ za Gausov šum i $A_1 + \Delta \leq R$ za uniformni šum, da bi A/D konvertori radili optimalno (maksimalna tačnost).

Granični slučajevi $A_1 + 5\sigma = R$ za Gausov šum i $A_1 + \Delta = R$ za uniformni šum su obrađeni u simulacijama. Rezultati simulacija koje su urađene u programskom jeziku Delphi su prikazani u tabeli (Tabela 3-1).

Tabela 3-1 Simulacija i teorijski rezultati merenja snage sinusoidalnih signala sa Gausovim ili uniformnim šumom

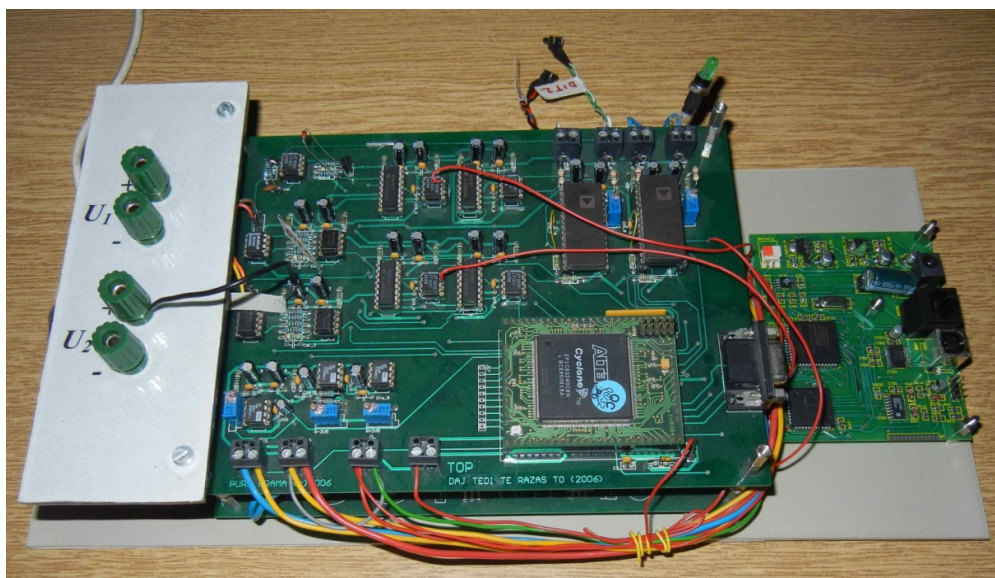
Redni broj	A_1 (V)	Gausov šum	Uniformni šum	Frekvencija odabiranja		Simulirana merena vrednost (RMS) (V^2)	Teorijski merena vrednost (RMS) (V^2)	Simulirana merna nesigurnost (standardna devijacija) (V^2)	Teorijska merna nesigurnost (standardna devijacija) (V^2)
		σ (V)	Δ (V)	$f_s = 0.5 \text{ MHz}$	$f_s = 2 \text{ MHz}$				
1	0.2	0.16	-	+	-	0.04561	0.04560	0.000289	0.000282
2	0.5	0.1	-	+	-	0.13502	0.13500	0.000461	0.000456
3	0.8	0.04	-	+	-	0.32161	0.32160	0.000587	0.000574
4	0.2	0.16	-	-	+	0.04559	0.04560	0.000143	0.000141
5	0.5	0.1	-	-	+	0.13502	0.13500	0.000237	0.000228
6	0.8	0.04	-	-	+	0.32159	0.32160	0.000291	0.000287
7	0.2	-	0.8	+	-	0.07334	0.07333	0.000361	0.000362
8	0.5	-	0.5	+	-	0.14585	0.14583	0.000489	0.000460
9	0.8	-	0.2	+	-	0.32335	0.32333	0.000602	0.000579
10	0.2	-	0.8	-	+	0.07333	0.07333	0.000182	0.000181
11	0.5	-	0.5	-	+	0.14583	0.14583	0.000241	0.000230
12	0.8	-	0.2	-	+	0.32333	0.32333	0.000297	0.000290

3.6 Diskusija

Kao što se može videti iz tabele (Tabela 3-1), postoji dobro poklapanje teorijskih rezultata (3.4) - (3.7) sa onim dobijenim simulacijama, kako za Gausov, tako i za uniformni šum.

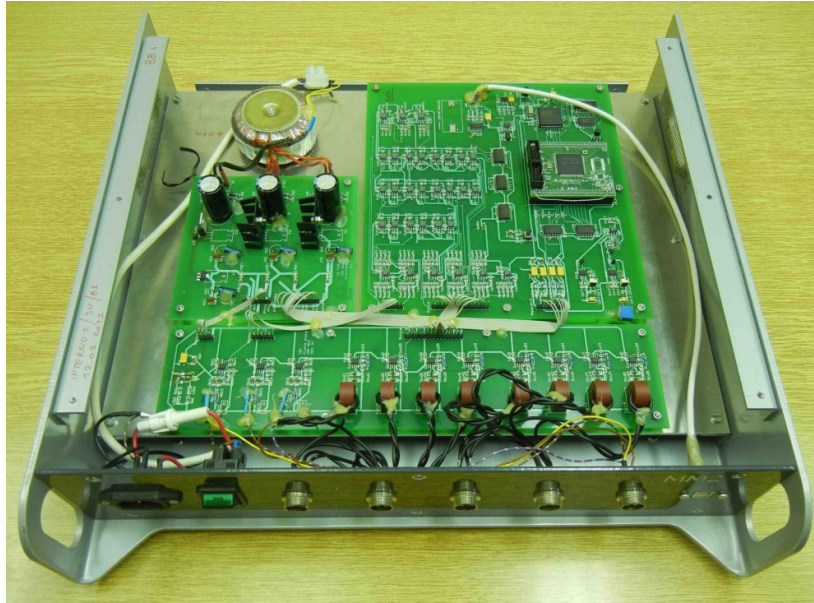
Treba napomenuti da je $x = f(t) = A_i \sin \omega t$ poznat signal i da su Gausov i uniformni šum takođe poznati. Ovo nameće pitanje šta se dešava u praktičnim merenjima kada je $x = f(t)$ nepoznatog talasnog oblika i kada je s nepoznat šum. U tom slučaju treba da primenimo ideju i hardver opisan u [31]. Koristeći jednostavan hardver možemo on-line da merimo snagu signala i šuma kao i njihovu mernu nesigurnost.

Formule (3.1), (3.2) i (3.3) su opšte i odnose se na bilo koji dati signal i šum. Pretpostavili smo da je šum sa srednjom vrednošću nula. Ovaj slučaj je najznačajniji i korišćen je za pojednostavljenju analize simulacijom. U Dodatak 1. smo analizirali opšti slučaj kada je stohastička komponenta sa srednjom vrednošću različitom od nule.



Slika 3-2 Prototip instrumenta baziranog na dvobitnom stohastičkom A/D konvertoru, čija šema je data na Slici 3.1

Uređaj čija principijelna šema je prikazana na (Slika 3-1) je osnovni blok visoko paralelnih (DTAS) (dvostrukih trofaznih analizatora snage), implementiranih u FPGA tehnologiji i pomenutih u [11]. Prototip osnovnog (gradivnog) bloka je prikazan na (Slika 3-2), a njegova primena u DTAS na (Slika 3-3). Koristeći uređaj sa (Slika 3-3) moguće je meriti i kontrolisati kvalitet 12 AC ili DC napajanja, to jest 12 prekidačkih DC napajanja, u kom slučaju je potrebno zameniti 8 ulaznih strujnih mernih transformatora sa osam otporničkih razdelnika.



Slika 3-3 Dupli trofazni analizator snage baziran na dvobitnom stohastičkom A/D konvertoru

3.7 Rezime

U ovom poglavlju je definisana metoda merenja snage izobličenih i zašumljenih signala, koji se sreću u inženjerskoj praksi. Pokazano je da se snaga signala i merna nesigurnost mogu odrediti korišćenjem stohastičke digitalne merne metode i dvobitnih fleš A/D konvertora. Rigorozna matematička analiza je potvrđena simulacijama koje su obuhvatile sve osobine realnih signala, modelovanih različitim nivoima determinističkih i stohastičkih komponenti. Stohastička metoda je praktično primenjena na vrlo jednostavnom, a stoga i veoma brzom hardveru koji je implementiran u integrisanom kolu (FPGA) i koji je omogućio precizno paralelno merenje na 12 kanala. Metoda i hardver su direktno primenljivi u danas vrlo značajnoj kontroli kvaliteta izvora napajanja (na primer prekidačkih DC/DC izvora) i njihovih proizvodnih linija, kao i u preciznim DC i AC detektorima nule – osnovnoj temi ove teze.

4 Stohastičko merenje efektivne vrednosti šuma dvobitnim fleš A/D konvertorom

Primena stohastičke digitalne merne metode i 2-bitnog fleš A/D konvertora na merenje snage šuma je nazvana Metoda 1 ili prva metoda. Pod pojmom merenje često se misli na diskretno digitalno merenje, odnosno na merenje metodom odabiranja [38]. Poznato je da ova metoda ima dva uzroka sistematske greške: greška usled diskretizacije po vremenu i greška usled diskretizacije po vrednosti. Greška usled diskretizacije po vremenu se može eliminisati ako su zadovoljeni uslovi teoreme o odabiranju, odnosno ukoliko je frekvencija odabiranja f_s bar dvostruko veća od maksimalne frekvencije f_g koja se javlja u merenom signalu ($f_s \geq 2f_g$). Greška usled diskretizacije po vrednosti, sa druge strane, prouzrokuje sistematsku grešku koju je moguće držati u željenim granicama korišćenjem preciznih A/D konvertora. Međutim, ukoliko su signali visokofrekventni ili zašumljeni, postavlja se pitanje kako ih meriti. U ovom slučaju nije moguće koristiti A/D konvertore koji su istovremeno vrlo brzi i vrlo tačni, pošto takvi uređaji nisu ekonomski isplativi.

Imajući u vidu da se navedeni problem ne može rešiti bez značajnog napretka u oblasti tehnologije, u [8] je ponuđen alternativni merni prisup. Preciznije, u [8] je pokazano da se precizna merenja mogu realizovati i korišćenjem dvobitnih A/D konvertora, i to ukoliko se na mereni signal, pre A/D konverzije, doda slučajni šum uniformne raspodele. Ova metoda, kasnije nazvana stohastičkom digitalnom mernom metodom [8], [9], [10], [11], [39], [40], pokazala se superiornijom od klasičnog pristupa, pogotovo kada se radi o merenjima:

- brzo promenljivih signala
- zašumljenih signala
- koja zahtevaju veliku tačnost, preciznost i linearnost.

4.1 Postavka problema

Šum je, kao što je poznato, neželjeni faktor u oblastima kalibracije, telekomunikacija, biomedicinskih merenja, itd. [41]–[45]. S druge strane, postoje aplikacije koje zahtevaju detekciju i precizno merenje niskofrekventnog šuma. Jedna od njih koristi se u tehnologiji grafenskih senzora [11], [46]–[48], gde interakcija između molekula supstance i molekula grafena (na površini senzora) stvara niskofrekventni šum. Precizno merenje spektralne gustine snage ovog šuma ima ključnu ulogu u identifikaciji biološke ili hemijske supstance [46]. Projektovanje i realizacija preciznog, tačnog, pouzdanog i autonomnog grafenskog senzora (baterijski napajanog) donosi niz praktičnih inženjerskih izazova. Oni su uglavnom rešeni na zadovoljavajućem nivou, ali je niska potrošnja energije je i dalje ozbiljna prepreka.

U standardnom pristupu (na osnovu merenja u tački), snaga šuma se obično dobija kao integral gustine snage spektralnog šuma u izabranom frekventnom opsegu. Stoga je neophodno izračunati precizne vrednosti gustine snage na različitim frekvencijama. To se obično radi pomoću brze Furijeove transformacije, odnosno FFT algoritma. Ovaj pristup je zahtevan u pogledu računarske obrade, vremena i energije, pa zahteva složene instrumente.

Tačne frekvencije sa naglašenim gustinama snage kasnije se mogu koristiti za identifikaciju određene vrste supstance. Međutim, ako je koncentracija hemijskih i bioloških materija vrlo niska, precizna identifikacija nije ni potrebna. Potrebna je samo ako je koncentracija supstance iznad neke granične vrednosti. Ovo činjenica otvara mogućnost podele problema u dve faze. Prva faza jeste odgovor na pitanje "da li postoji bilo kakava supstanca?", i ako je odgovor pozitivan, druga faza obuhvata merenje u cilju identifikacije "koja supstanca je u pitanju?" i "koji je njen nivo koncentracije?"

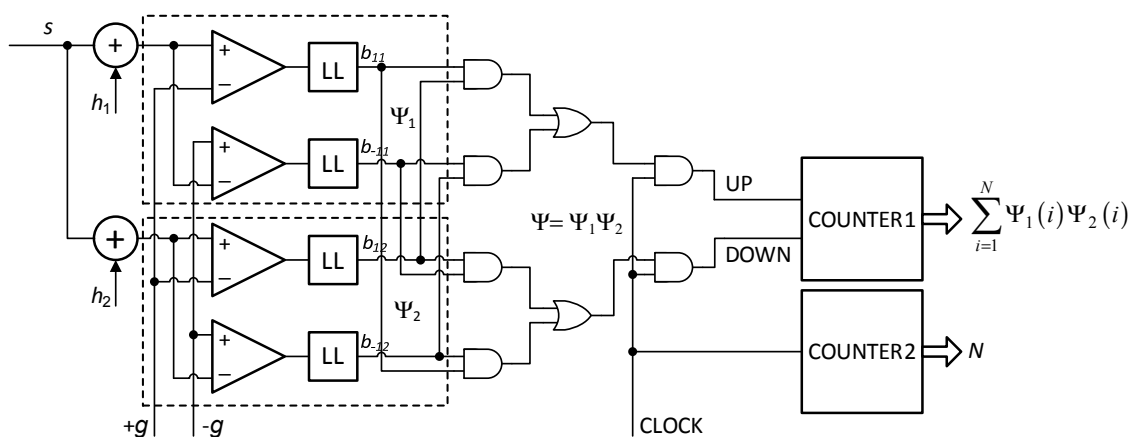
Pristup zasnovan na "meranju na intervalu" je veoma pogodan za direktno merenje snage šuma. Samim tim, njegovom primenom moguće je dati odgovor na prvo pitanje, i to sa mnogo jednostavnijim hardverom u odnosu na standardni pristup. Sličan instrument može se koristiti i za drugu fazu, kako bi se odredila gustina snage šuma na određenim frekvencijama.

U ovom poglavlju biće pokazano da se koncept "merjenja na intervalu" može koristiti za precizno merenje ukupne srednje snage šuma na određenom vremenskom intervalu. Za tu svrhu biće korišćen model stohastičkog instrumenta prikazan u [8], [9], [39]. Međutim, teorijska razmatranja predstavljena u nastavku prvi put će obuhvatiti detaljnu analizu uticaja stohastičke prirode ulaznog signala na proces merenja. Teorijska predviđanja verifikovana su brojnim simulacijama za dva najznačajnija slučaja u praksi - kada ulazni signal ima Gausovu i ravnomernu raspodelu. Pored toga, urađeni su brojni eksperimenti čiji rezultati pokazuju vrlo dobro slaganje sa teorijom, simulacijama i rezultatima merenja standardnim instrumentom Fluke 8846A.

4.2 Princip rada instrumenta

4.2.1 Teorijski model instrumenta

Struktura instrumenta za merenje snage šuma prikazana je na (Slika 4-1)



Slika 4-1 Model predloženog stohastičkog instrumenta sa dvobitnim fleš A/D konvertorom

Instrument ne sadrži "sample-and-hold" kolo na ulazu, ali zato uključuje dvobitni fleš A/D konvertor i operacione pojačavače (brze komparatore) čiji izlazi mogu biti -10 V ili +10 V.

Ovi naponi su ograničeni na 0 V i 5 V pomoću limitera nivoa napona. Velika kvantizaciona greška, zbog korišćenja dvobitnog A/D konvertora, eliminiše se kako dodavanjem dva slučajna deterska nekorelisana signala h_1 i h_2 na ulazni signal s , tako i usrednjavanjem proizvoda digitalnih semplova Ψ_1 i Ψ_2 [8]. Ovi semplovi se mogu izraziti kao:

$$\Psi_i = (b_{1i} - b_{-1i}) \cdot 2g \quad (4.1)$$

gde je g prag, dok b_{1i} i b_{-1i} predstavljaju izlaze fleš A/D konvertora, $i = 1, 2$. Gornji brojač na (Slika 4-1) vrši akumulaciju (tj. integraciju) tokom mernog intervala, dok donji brojač broji broj semplova N . Na kraju svakog mernog intervala, obe akumulirane vrednosti se prosleđuju računaru radi usrednjavanja i skaliranja. Brojači se zatim resetuju i merenje se vrši iz početka.

Za pravilan rad instrumenta, signal šuma s treba da bude u opsegu $\pm 2g$, dok deterski signali h_1 i h_2 moraju ispunjavati sledeći uslove [5], [8]–[10], [39], [50]:

$$|s| \leq 2g, \quad |h_i| \leq g, \quad |s + h_i| \leq 3g; \quad (i = 1, 2) \quad (4.2)$$

4.2.2 Vrednost signala na izlazu instrumenta u slučaju beskonačno semplova

Zbog velike brzine elektronskih komponenti, a samim tim i velikog broja uzoraka u okviru mernog intervala, moguće je primeniti Statističku teoriju uzoraka i Centralnu graničnu teoremu. Tako se srednja snaga šuma dobija kao [5], [8], [39]:

$$\overline{s^2} \approx \overline{\Psi} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N \Psi_1(i) \cdot \Psi_2(i) \quad (4.3)$$

gde $\overline{\Psi}$ predstavlja prosečnu vrednost proizvoda $\Psi_1(i) \cdot \Psi_2(i)$. Ako postoji beskonačno veliki broj semplova, Ψ se može smatrati kao stohastička promenljiva

$$\overline{\Psi} = \int_{-\infty}^{\infty} \Psi dP_{\Psi} \quad (4.4)$$

pri čemu je

$$dP_{\Psi} = dP_{h_1} dP_{h_2} dP_s = \frac{1}{2g} dh_1 \cdot \frac{1}{2g} dh_2 \cdot p(s) ds \quad (4.5)$$

Pošto su veličine h_1 , h_2 i s međusobno nekorelisane sledi:

$$\overline{\Psi} = \int_{-\infty}^{+\infty} p(s) ds \int_{-g}^g \frac{\Psi_1}{2g} dh_1 \int_{-g}^g \frac{\Psi_2}{2g} dh_2 \quad (4.6)$$

U slučaju dvobitnog A/D konvertora unutrašnji integrali imaju vrednost

$$\int_{-g}^g \frac{\Psi_i}{2g} dh_i = s, \quad (s = \text{const}; i=1, 2) \quad (4.7)$$

odakle sledi

$$\bar{\Psi} = \int_{-\infty}^{+\infty} s^2 p(s) ds = \overline{s^2} \quad (4.8)$$

što predstavlja srednju snagu šuma. Samim tim, srednja efektivna vrednost iznosi

$$s_{RMS} = \sqrt{\bar{\Psi}} = \sqrt{\overline{s^2}} \quad (4.9)$$

4.2.3 Treći centralni moment greške

Za procenu merne nesigurnosti neophodno je odrediti treći centralni moment greške e [32], [51]:

$$M_3 = \overline{(e - \bar{e})^3} \quad (4.10)$$

U svakom trenutku semplovanja proizvod Ψ se može izraziti kao zbir stohastički nezavisnih veličina s^2 i e , odnosno $\Psi = s^2 + e$. Imajući u vidu izraz (4.3), kao i činjenicu da je $\bar{\Psi} = \overline{s^2} + \bar{e}$ lako se zaključuje da je srednja vrednost greške jednaka nuli ($\bar{e} = 0$). Stoga je $(e - \bar{e})^3 = e^3$, a samim tim treći centralni moment postaje [32], [51]:

$$M_3 = \overline{e^3} = \int_{e_{\min}}^{e_{\max}} e^3 p(e) de \quad (4.11)$$

S obzirom da je $\Psi = \Psi_1 \cdot \Psi_2$, vrednost greške e pripada intervalu $[-4g^2, 4g^2]$. Zato važi sledeća nejednakost:

$$M_3 \leq \int_{-4g^2}^{4g^2} |e^3| p(e) de = \int_{-4g^2}^{4g^2} (4g^2)^3 p(e) de = 64g^6 \quad (4.12)$$

Pošto je treći centralni moment ograničen, moguće je primeniti centralnu graničnu teoremu [32], [51]. Po toj teoremi, varijansa srednje vrednosti greške je

$$\sigma_e^2 = \frac{\sigma_e^2}{N} \quad (4.13)$$

gde σ_e^2 označava varijansu greške pojedinačnog sempla.

4.2.4 Nesigurnost merenja snage i efektivne vrednosti šuma

Kako su s^2 i e međusobnostatistički nezavisne veličine, važi jednakost

$$\sigma_\Psi^2 = \sigma_{s^2}^2 + \sigma_e^2 \quad (4.14)$$

Imajući ovo u vidu, interesantno je videti kolika je varijansa proizvoda $\Psi = \Psi_1 \cdot \Psi_2$. Njen opšti izraz glasi:

$$\sigma_\Psi^2 = \overline{\Psi^2} - \overline{\Psi}^2 \quad (4.15)$$

Na početku, uočimo veličinu $\overline{\Psi^2}$. Ona se može izraziti na sledeći način:

$$\overline{\Psi^2} = \int_{-2g}^{2g} p(s) ds \int_{-g}^g \frac{\Psi_1^2}{2g} dh_1 \int_{-g}^g \frac{\Psi_2^2}{2g} dh_2 \quad (4.16)$$

S obzirom da promenljive Ψ_1^2 i Ψ_2^2 imaju vrednost $\Psi_i^2 = 2g \cdot |\Psi_i|$, pri čemu je $i = 1, 2$, važi sledeća jednakost:

$$\overline{\Psi^2} = \int_{-2g}^{2g} p(s) ds \int_{-g}^g (2g) \frac{|\Psi_1|}{2g} dh_1 \int_{-g}^g (2g) \frac{|\Psi_2|}{2g} dh_2 = (2g)^2 \overline{|s|^2} = (2g)^2 \overline{s^2} \quad (4.17)$$

Ukoliko ovaj i izraz (4.3) uvrstimo u (4.15), dobija se da je

$$\sigma_\Psi^2 = \overline{\Psi^2} - \overline{\Psi}^2 = (2g)^2 \cdot \overline{s^2} - \overline{s^2}^2 \quad (4.18)$$

odnosno

$$\sigma_\Psi^2 = \overline{s^4} - \overline{s^2}^2 \quad (4.19)$$

Sada, kombinujući izraze (4.13)-(4.19) dolazimo do zaključka da varijansa srednje greške ima vrednost:

$$\sigma_e^2 = \sigma_\Psi^2 - \sigma_{s^2}^2 = (2g)^2 \cdot \overline{s^4} - \overline{s^4} \quad (4.20)$$

$$\sigma_e^2 = \frac{(2g)^2 \cdot \overline{s^2} - \overline{s^4}}{N} \quad (4.21)$$

odnosno, da relativna merna nesigurnost merenja snage šuma iznosi:

$$\gamma = \frac{\sigma_e}{s^2} \quad (4.22)$$

Označimo sa P relativnu mernu nesigurnost merenja srednje snage šuma

$$\overline{s^2} = P \cdot (1 + \gamma) \quad (4.23)$$

$$\sqrt{\overline{s^2}} = \sqrt{P} \cdot (1 + \varepsilon) \quad (4.24)$$

Ukoliko kvadriramo obe strane poslednje jednakosti, dobijamo da je

$$\overline{s^2} = P \cdot (1 + \varepsilon)^2 = P \cdot (1 + 2\varepsilon + \varepsilon^2) \quad (4.25)$$

Pošto je ε mnogo manje od 1, ε^2 se može zanemariti. Samim tim, ako uporedimo (4.23) i (4.25) jasno je da je $\varepsilon \approx \gamma/2$. Imajući ovo u vidu, izraz za relativnu mernu nesigurnost merenja efektivne snage šuma glasi

$$\varepsilon \approx \frac{\sigma_e}{2s^2} \quad (4.26)$$

4.2.5 Teorijske merne nesigurnosti za Gausov i uniformni šum

Pretpostavimo da mereni šum ima srednju vrednost jednaku nuli, odnosno $\bar{s} = 0$. Tada njegova varijansa predstavlja srednju snagu ($\sigma^2 = \overline{s^2}$) za obe vrste šuma.

U slučaju Gausovog šuma važi jednakost $\overline{s^4} = 3\sigma^4$ [32], [51]. Samim tim varijansa, definisana izrazom (4.21), postaje

$$\sigma_e^2 = \frac{\sigma^2 \left[(2g)^2 - 3\sigma^2 \right]}{N} \quad (4.27)$$

Linearna aproksimacija σ_e je:

$$\sigma_e = \frac{\sigma \cdot 2g}{\sqrt{N}} \sqrt{1 - \frac{3\sigma^2}{(2g)^2}} \approx \frac{\sigma \cdot 2g}{\sqrt{N}} \left[1 - \frac{3}{2} \left(\frac{\sigma}{2g} \right)^2 \right] \quad (4.28)$$

Koristeći izraze (4.22) i (4.28), dobija se da je

$$\gamma = \frac{2g}{\sigma \cdot \sqrt{N}} \left[1 - \frac{3}{2} \left(\frac{\sigma}{2g} \right)^2 \right] \quad (4.29)$$

$$\varepsilon \approx \frac{\gamma}{2} = \frac{g}{\sigma \cdot \sqrt{N}} \left[1 - \frac{3}{2} \left(\frac{\sigma}{2g} \right)^2 \right] \quad (4.30)$$

U slučaju uniformnog šuma važi jednakost $\overline{s^4} = \frac{9}{5} \sigma^4$ [32], [51]. Koristeći isti postupak kao u prethodnom slučaju, dobijamo sledeće vrednosti:

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{N} \left[(2g)^2 \cdot \sigma^2 - \frac{9}{5} \sigma^4 \right] \quad (4.31)$$

$$\sigma_e \approx \frac{\sigma \cdot 2g}{\sqrt{N}} \left[1 - \frac{9}{10} \left(\frac{\sigma}{2g} \right)^2 \right] \quad (4.32)$$

$$\gamma = \frac{2g}{\sigma \cdot \sqrt{N}} \left[1 - \frac{9}{10} \left(\frac{\sigma}{2g} \right)^2 \right] \quad (4.33)$$

$$\varepsilon \approx \frac{\gamma}{2} = \frac{g}{\sigma \cdot \sqrt{N}} \left[1 - \frac{9}{10} \left(\frac{\sigma}{2g} \right)^2 \right] \quad (4.34)$$

Iz gornjih izraza može se videti da relativna merna nesigurnost zavisi od standardne devijacije šuma σ i parametara g i N , koji karakterišu merni instrument. To znači da merna nesigurnost opada sa povećanjem brojem semplova N , odnosno, ako se poveća frekvencija semplovanja i/ili dužina mernog intervala.

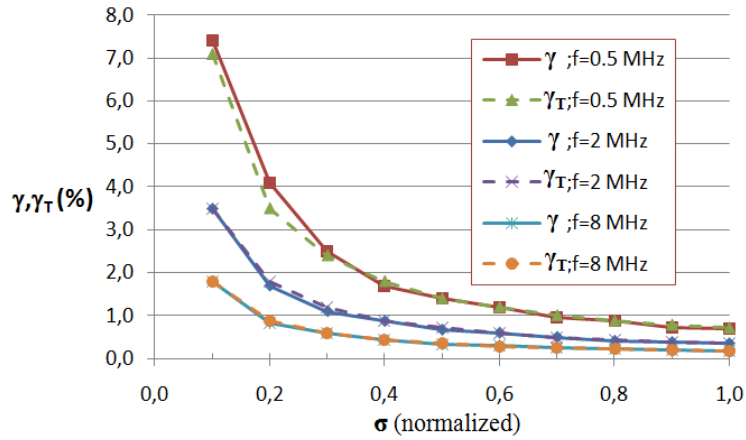
4.3 Simulacioni rezultati

U cilju verifikacije prethodnih rezultata izvedene su brojne simulacije (u programskom jeziku Delphi). U svim simulacijama dužina mernog intervala iznosila je 1 s. Ulazni opseg A/D konvertora podešen je na ± 1 V, dok su frekvencije semplovanja imale vrednosti 0.5 MHz, 2 MHz i 8 MHz. Za prvu simulaciju maksimalne amplitude Gausovog i uniformnog šuma podešene su na $5\sigma = 2g = 1$ V i $2\sqrt{3}\sigma = 2g = 1$ V. U narednim simulacijama vrednost σ je svaki put smanjivana za 10 %.

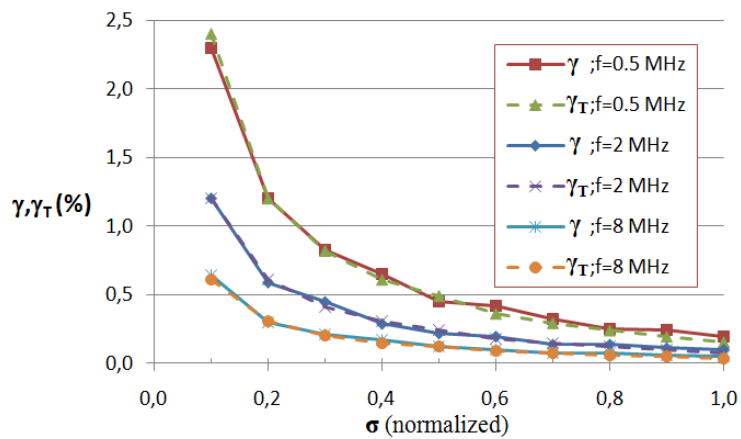
Čak i kada su parametri simulacije nepromenjeni, rezultati svake pojedinačne simulacije bili su malo drugačiji. Uzrok za to leži u stohastičkoj prirodi signala s , h_1 i h_2 . Stoga, u cilju dobijanja statistički validnih rezultata, izvršeno je 200 simulacija za svaki skup ulaznih parametara. Prosečna vrednost, dobijena na ovakav način, prikazana je tačkama na slikama (Slika 4-2 - Slika 4-5).

Relativna merna nesigurnost za snagu šuma γ je zatim poređena sa teorijskim vrednostima γ_T koje opisuje izrazi (4.29) i (4.33). Promene vrednosti γ i γ_T , izražene u procentima, u odnosu na normalizovane vrednosti σ , prikazane su na slikama (Slika 4-2 - Slika 4-3).

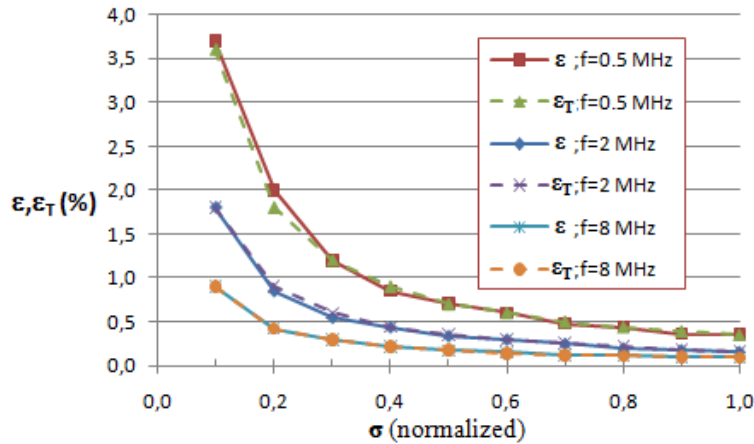
S druge strane, na slikama (Slika 4-4 - Slika 4-5) prikazane su relativne merne nesigurnosti za srednje snage šuma (Gausovog i uniformnog). Ove vrednosti su takođe izražene u procentima i prikazane u odnosu na normalizovane vrednosti σ .



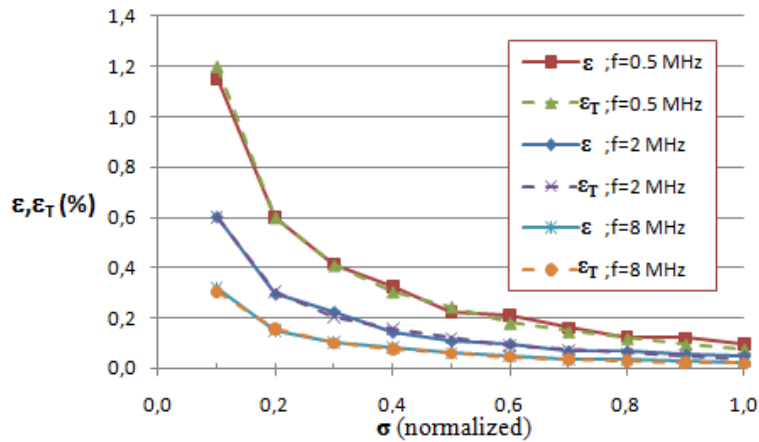
Slika 4-2 Merenje snage Gausovog šuma: simulirane i teorijske relativne merne nesigurnosti u odnosu na normalizovane vrednosti σ



Slika 4-3 Merenje snage uniformnog šuma: simulirane i teorijske relativne merne nesigurnosti u odnosu na normalizovane vrednosti σ



Slika 4-4 Merenje efektivne vrednosti Gausovog šuma: simulirane i teorijske relativne merne nesigurnosti u odnosu na normalizovane vrednosti σ

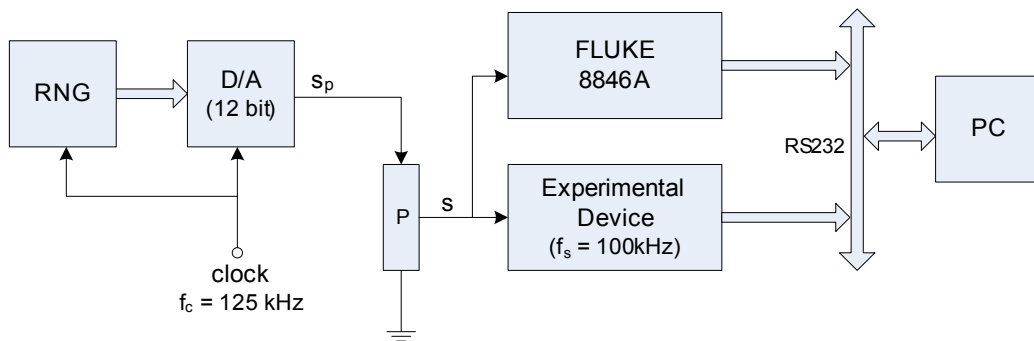


Slika 4-5 Merenje efektivne vrednosti uniformnog šuma: simulirane i teorijske relativne merne nesigurnosti u odnosu na normalizovane vrednosti σ

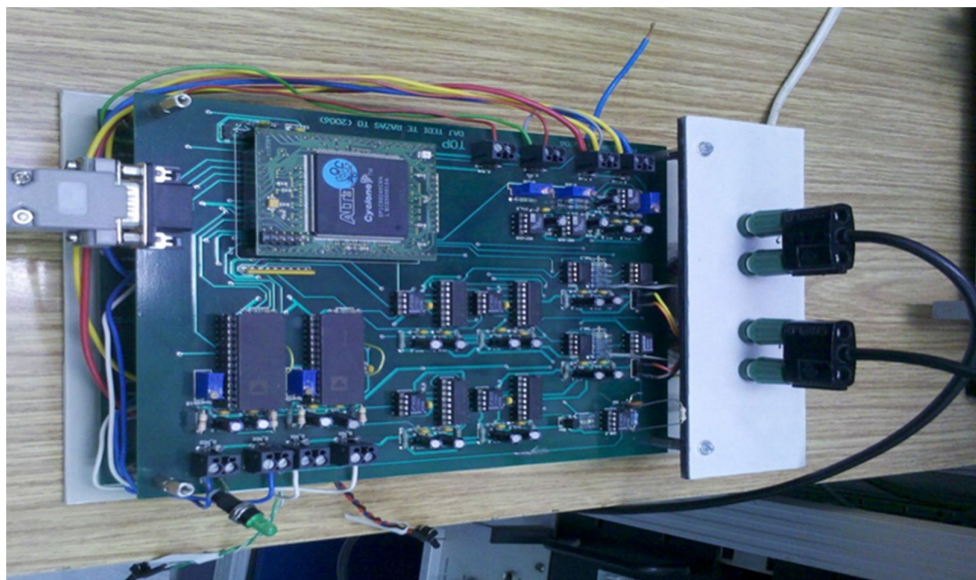
Na svim slikama vidi se da merne nesigurnosti opadaju kako sa porastom broja semplova N , tako i sa povećanjem standardne devijacije šuma σ . Slaganje između teorijskih i simulacionih vrednosti je veoma dobro, što potvrđuje ispravnost predložene metode.

4.4 Eksperimentalni rezultati

Predložena metoda je verifikovana i eksperimentalno korišćenjem platforme prikazane na (Slika 4-6). Generator slučajnih brojeva (GSB) je osnova za generator digitalno sintetizovanog slučajnog napona. Izlaz GSB je priključen na 12-bitni D/A konvertor, koji generiše uniformni signal šuma čiji opseg je u granicama u $\pm 2,5$ V. Oba uređaja rade na 125 kHz, što obuhvata većinu frekvencija koje generišu grafenski senzori [46]–[48], [52]. Kada je generisan, šum se podešava pomoću potenciometra P (delitelja napona), a potom se istovremeno meri eksperimentalnim uređajem (Slika 4-7) i standardnim instrumentom FLUKE 8846A. (Slika 4-6). Oba instrumenta su povezana na PC pomoću RS-232 veze.

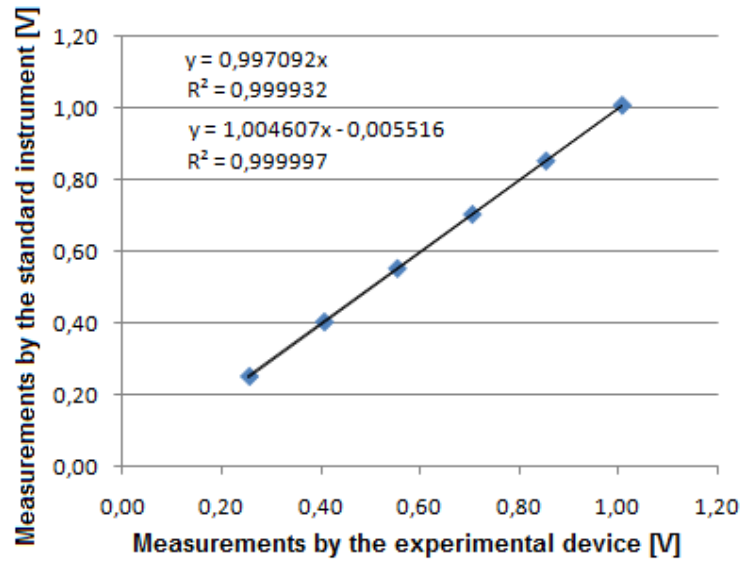


Slika 4-6 Blok dijagram eksperimentalne platforme



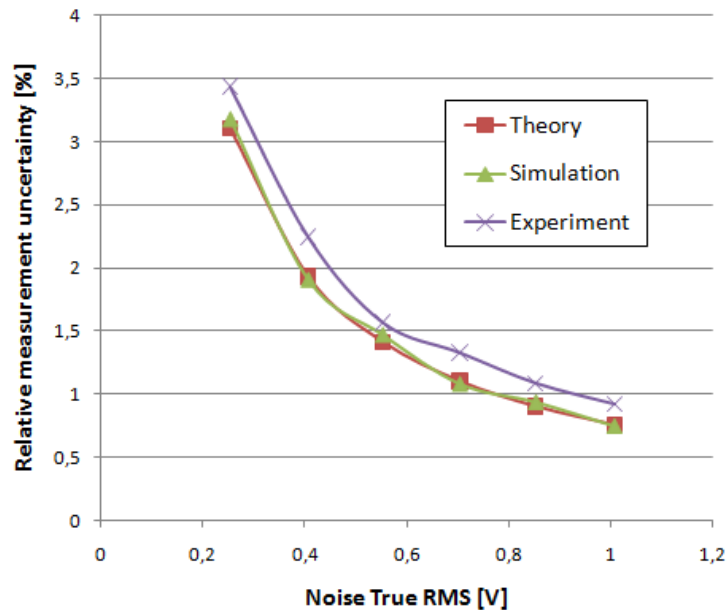
Slika 4-7 Eksperimentalni uređaj

Na (Slika 4-8) prikazani su rezultati merenja za 6 nivoa šuma, pri čemu svaki nivo predstavlja srednju vrednost dobijenu iz 600 merenja. Proseci mereni eksperimentalnim i FLUKE 8846A uređajem prikazani su na horizontalnoj (x) i vertikalnoj (y) osi. Sa slike primećujemo da je odlična linearna korelacija između merenja dobijenih korišćenjem ova dva instrumenta.



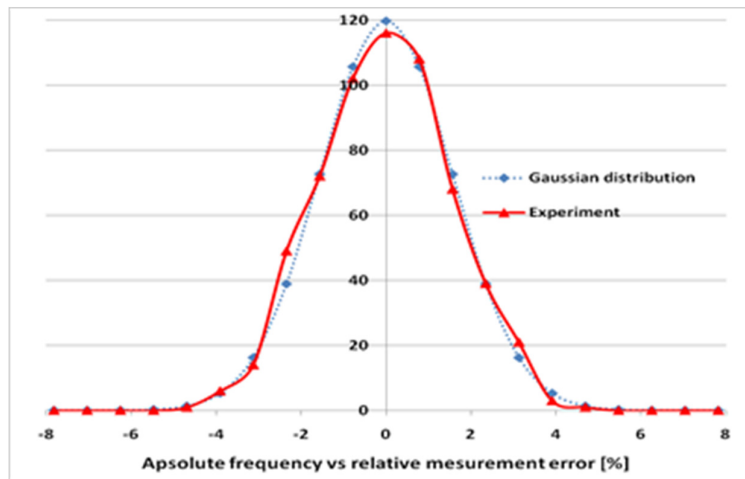
Slika 4-8 Efektivna vrednost šuma: linearna korelacija između rezultata dobijenih korišćenjem eksperimentalnog i FLUKE 8846A uređaja

Na (Slika 4-9) prikazane su relativne merne nesigurnosti ε (takođe za 6 nivoa šuma) i to njene teorijske vrednosti, vrednosti dobijene simulacionim putem i vrednosti dobijene korišćenjem eksperimentalnog uređaja. Vidimo da postoji gotovo savršeno poklapanje između simulacionih i teorijskih rezultata, dok eksperimentalni rezultati neznatno odstupaju.



Slika 4-9 Poređenje relativnih mernih nesigurnosti dobijenih teorijskim, simulacionim i eksperimentalnim putem

Zanimljivo je i ispitati raspodelu eksperimentalno dobijenih grešaka merenja u slučaju 600 merenja sprovedenih za određeni nivo šuma. S tim u vezi, na (Slika 4-10) je prikazana raspodela relativne greške merenja kada je $sRMS = 0,553$ V. Horizontalna osa opisuje relativnu greška merenja, koja se nalazi u opsegu $[-5\sigma_e, 5\sigma_e]$, pri čemu širina intervala iznosi $0,5\sigma_e$, odnosno 0.782 %. Može se primetiti da i pri vrlo niskoj frekvenciji smplovanja (u konkretnom slučaju 100 kHz) dobijeni rezultati imaju raspodelu vrlo blisku Gausovoj sa svim vrednostima unutar $\pm 3\sigma_e$. Gotovo 20 % rezultata ima relativnu grešku ispod 0.391 % ($0,25\sigma_e$), a njih više od 50 % relativnu grešku ispod 1.173 %, odnosno unutar $[-0,75\sigma_e, 0,75\sigma_e]$.



Slika 4-10 Poređenje eksperimentalno dobijenih grešaka merenja u slučaju 600 merenja ($sRMS = 0,553$ V) sa Gausovom raspodelom

4.5 Diskusija

Ako bi se koristile najsavremenije elektronske komponente, frekvencija smplovanja bi se mogla povećati na 500 MHz. To bi dovelo do povećanja broja smplova za $500/8 = 62.5$ puta u odnosu na broj smplova korišćen u simulacijama, odnosno do povećanja broja smplova za $500/0.1 = 5000$ puta u odnosu na broj smplova korišćen u eksperimentima. Shodno tome, prema izrazima (4.29), (4.30), (4.33) i (4.34), relativna merna nesigurnost bi se smanjila za 7.9 puta u odnosu na rezultate simulacija, odnosno za 70.7 puta u odnosu na rezultate eksperimenata. Time bi se omogućilo veoma precizno merenje snage šuma i njegove efektivne vrednosti. Tačnije, to bi dalo mernu nesigurnost ispod $200 \cdot 10^{-6}$ pod uslovom da je nivo šuma u skladu sa ulaznim mernim opsegom instrumenta.

S druge strane, poznato je da je za potrebe merenja spektralne gustine snage šuma na grafenskim sensorima potrebno definisati merni interval minimalne dužine 1000 s [46]. U takvom intervalu merenja, eksperimentalni uređaj bi izmerio 31.6 puta preciznije nego u eksperimentima. Ovo potvrđuje da se razvijeni eksperimentalni merni uređaj može koristiti u daljijm istraživanjama u oblasti grafenskih senzorskih aplikacija.

Eksperiment, kao što je objašnjeno, sastoji se od merenja niskofrekventnog uniformnog šuma generisanog u kontrolisanim uslovima na frekvenciji od 125 kHz. Ovakav šum dosta podseća na onaj koji generišu grafenski senzori [46]–[48], [52]. Iz tog razloga, obavljeni eksperiment ima i praktičan značaj jer pokazuje mogućnost korišćenja stohastičkog merenja u grafenskim senzorskim aplikacijama. U odnosu na klasične FFT-bazirane metode, predložena metoda je jednostavnija za hardversku implementaciju i znatno manje zahtevna u pogledu računskih operacija. Obe ove osobine čine je pogodnom za praktičnu implementaciju, pogotovo ako se ima u vidu da se grafenski senzori baterijski napajaju [52].

4.6 Rezime

U ovom poglavlju razmotrena je primena stohastičke digitalne merne metode za potrebe merenja snage i efektivne vrednosti šuma. Instrument koji se koristi u tu svrhu je vrlo jednostavan, jer se zasniva na dvobitnim fleš A/D konvertorima koji imaju visoke frekvencije smplovanja. U ovom poglavlju su izvedeni i novi izrazi za relativnu mernu nesigurnost u slučaju ulaznog signala čiji je talasni oblik stohastičke prirode.

Rezultati simulacije za Gausov i uniformni šum pokazali su veoma dobro slaganje sa teorijskim očekivanjem. Pokazano je i da se te razlike smanjuju povećanjem frekvencije smplovanja i/ili produžavanjem mernog intervala. Pored toga, u ovom poglavlju su predstavljeni eksperimentalni rezultati dobijeni korišćenjem prototipskog instrumenta. Rezultatati su, čak i na kratkom vremenskom intervalu (od 1 s), veoma bliski onima koje je izmerio etalonski instrument Fluke 8846A.

Zahvaljujući ovoj činjenici, predloženi metod ne samo da je jednostavan za hardversku implementaciju, već i veoma pogodan za integraciju sa grafenskim sensorima.

5 Granica detekcije nule po prvoj metodi

Granice detekcije nule po Metodi 1. određiće se u skladu sa kriterijumom da je za faktor prekrivanja 5, u okolini nulte vrednosti amplitude determinističkog signala, merna nesigurnost jednaka upravo toj vrednosti amplitude. Primetimo najpre da ako u relaciji (3.5) vrednost amplitude teži ka nuli, primenjujući Centralnu graničnu teorem, dobijamo relaciju (4.20). Kako su obe relacije izvođene nezavisno i na osnovu dva različita teorijska modela instrumenta, vidi se da je:

- relacija (4.20) specijalni slučaj relacije (3.5),
- zajednička teorijska osnova korektno zasnovana.

Tada je:

$$\sigma_e = \sqrt{\frac{\Delta^2 \sigma^2 - 3\sigma^4}{N}} \quad (5.1)$$

Ako usvojimo da su:

$$\Delta = 0,05 \text{ V}$$

$$\sigma = 2 \cdot 10^{-6} \text{ V}$$

$$f_s = 12 \text{ MHz} \rightarrow t_2 - t_1 = 10 \text{ s} \Rightarrow N = 120 \cdot 10^6$$

$$k_c = 5$$

Na osnovu usvojenih parametara jasno je da se (5.1) svodi na:

$$\sigma_e = \frac{\Delta \sigma}{\sqrt{N}} \quad (5.2)$$

budući da je $\sigma \ll \Delta$.

Kako σ_e sadrži slučajnu grešku usvojen je faktor prekrivanja $k_c = 5$

Tada je granična vrednost detekcije nulte vrednosti amplitude:

$$A_g^2 = 5 \sigma_e^2 = 5 \cdot \frac{\Delta \sigma}{\sqrt{N}} = 5 \cdot 8 \cdot 10^{-12} \text{ V}^2$$

odnosno:

$$A_g = 6,3 \cdot 10^{-6} \text{ V} = 6,3 \mu\text{V}$$

Pojačanje signala ovde ne bi pomoglo – pojačavaju se i signal i šum, pa granica ostaje ista. Međutim, treba imati u vidu da uređaj sa (Slika 3-1) daje dvobitne odmerke kombinovanog signala pa se može primeniti ideja iz [11], primena equiripple FIR filtra, i drastično smanjiti snaga šuma.

Naime, equiripple FIR filter može drastično da istakne koristan signal a potisne šum tako da granicu detekcije nule snizi i za red veličine. Zaključujući diskusiju ocene granice detekcije nule može se reći da je ona reda veličine mikrovolta. Na ovoj metodi je baziran i napravljen detektor nule, jednostavan, robustan i konceptijski sličan Genradu 1232-A, s tim da je kompletno digitalan (Slika 3-2).

6 Metoda detekcije kosinusne i sinusne komponente signala

U ovom poglavlju je predložena hardverska struktura uređaja i optimalni postupak merenja ekstremno malih prostoperiodičnih napona korišćenjem SDMM. Pokazano je teorijski i simulaciono da je sa relativnom mernom nesigurnošću manjom od 1 % moguće meriti predloženim uređajem prostoperiodične napone reda nV. Problem je rigorozno matematički analiziran. Nađena je jednostavna formula koja definiše teorijsku granicu detekcije AC nule u zavisnosti od parametara SDMM – kvanta dvobitnog fleš A/D konvertora, frekvencije semplanja, vremenskog intervala trajanja merenja, veličine pojačanja merenog signala i zahtevanog intervala poverenja, odnosno faktora prekrivanja. Opsežne simulacije rada uređaja, navedene u ovom poglavlju su, bez izuzetka, potvrdile korektnost formule i time i kompletne teorijske analize. Za granični, dosta realan, izbor parametara SDMM teorijska granica detekcije AC nule predloženim uređajem je reda pV. Ta činjenica govori da bi predloženi merni uređaj mogao da bude i veoma dobar detektor AC nule. Primena stohastičke digitalne merne metode i 2-bitnog fleš A/D konvertora na merenje kosinusne i sinusne komponente signala je nazvana Metoda 2 ili druga metoda.

6.1 Postavka problema

U okviru projekta tehnološkog razvoja Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Srbije TR32019 „Merenje u konceptu pametne distributivne mreže“ eksperimentalno je istraživao uticaj rezolucije primenjenog fleš A/D konvertora na mernu nesigurnost ključnog instrumenta projektovanog u projektu – dvostrukog trofaznog analizatora snage MM2 u kome je primenjena stohastička digitalna merna metoda (SDMM). Ovaj uređaj je prikazan na (Slika 6-1). Favorit je bila dvobitna rezolucija, ali je izrađen i jedan prototip sa četvorobitnim fleš A/D konvertorom. Uočeno je da u slučaju merenja malih struja (što je bitno u merenju malih snaga i, posebno, malih energija) sa približavanjem amplitude nuli:

- a) u oba slučaja (i kod dvobitnog i kod četvorobitnog A/D konvertora) raste preciznost (smanjuje se standardna devijacija merenja amplitude), i
- b) u slučaju četvorobitnog fleš A/D konvertora standardna devijacija je znatno (nekoliko puta) manja za istu vrednost amplitude.

To je bila motivacija da se taj problem uopšti kao problem merenja ekstremno malih prostoperiodičnih signala i detekcije AC nule, i da se detaljno teorijski istraži. U radovima [8], [39], [50], [54], [55] iz više aspekata je prikazana teorija SDMM i pokazana teorijska zavisnost merenja, u prvom redu RMS i harmonika od rezolucije primenjenog A/D konvertora i uređaja za obradu (množača/akumulatora). Za tu svrhu je potrebno precizno definisati hardverski i softverski model instrumenta, odnosno, detektora AC nule.



Slika 6-1 Dvostruki trofazni analizator snage MM2

S druge strane, nul-detektor je klasičan merni instrument (AC voltmetar) koji detektuje ravnotežu AC mernog mosta. Najviše je korišćen šezdesetih i sedamdesetih godina prošlog veka [2]. Zatim je došlo do promene u konstrukciji AC mernih mostova tako da su dve grane mosta postale digitalni, softverski kontrolisani izvori AC napona [1], kao što je prikazano na (Slika 2-1).

Navedeni pristup (mostovi sa dva izvora AC napona) je praktično definisao AC merni most kao jedinstven digitalni sistem sa jedinstvenim vremenom i frekvencijom. To je činjenica koja izuzetno olakšava detekciju nule jer uravnotežavanje i detekcija nule postaju delovi istog digitalnog algoritma. Rezolucija A/D konvertora i dva D/A konvertora su obično jednake, mada to nije neophodno.

AC most sa dva izvora može biti realizovan i drugačije: razvoj digitalnih generatora funkcija je omogućio da imamo nekoliko nezavisnih izvora u istom instrumentu [1], pa se dva izvora (kanala) mogu usvojiti za jedan most. Blok za detekciju AC nule je tada poseban element koga treba povezati u digitalni sistem mosta. Visoka tačnost i visoka stabilnost savremenih generatora funkcija ($1 \cdot 10^{-6}/\text{god}$) omogućavaju punu primenu SDMM za detekciju nule.

SDMM [9], zahvaljujući upotrebi uniformnog slučajnog ditera postiže visoku rezoluciju iako radi sa A/D konvertorima niske rezolucije, najčešće dvobitnim. Postiže i visoku tačnost jer, zbog jednostavnog hardvera, ima mali broj izvora sistematske greške. U radu [55] je pokazano kako se metodološki može čak za više od tri reda veličine smanjiti uticaj ofseta komparatora u dvobitnom fleš A/D konvertoru na tačnost merenja AC signala. Ofset komparatora je ključni uticajni faktor u ovom merenju.

U ovom poglavlju se analizira osobina SDMM – porast rezolucije sa približavanjem merenog AC signala nuli i njena primena u merenju ekstremno malih prostoperiodičnih signala i u

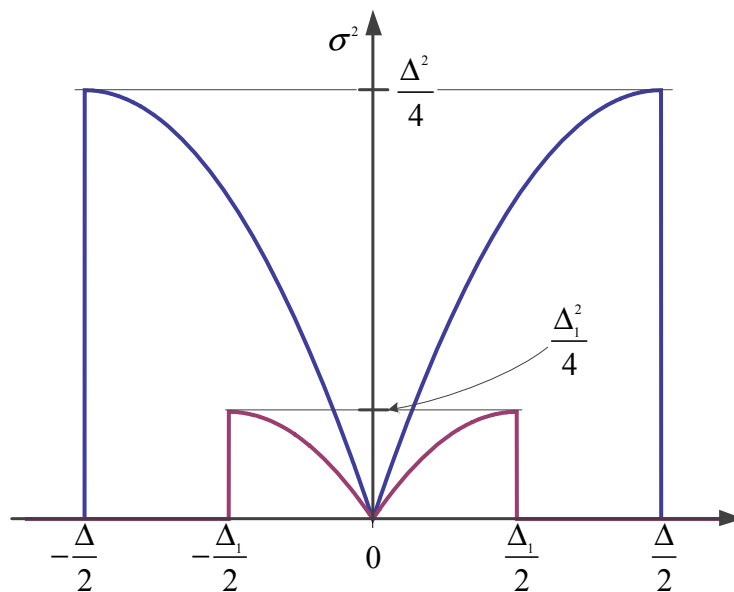
detekciji AC nule. Ona se analizira teorijski, a dobijeni rezultati se proveravaju simulaciono u programima koji su napisani u programskom jeziku Delphi.

6.2 Predlog rešenja

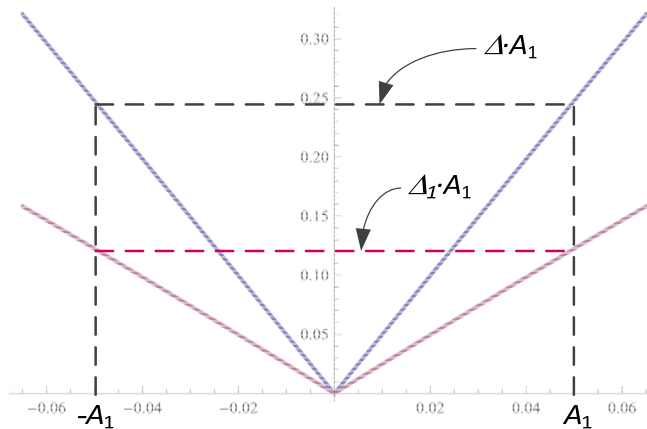
6.2.1 Hardverski model

Usvaja se dvobitni fleš A/D konvertor sa promenljivom rezolucijom, odnosno kvantom, $\Delta_1 = R_1 = 2g$ za merenje AC signala, kao na (Slika 6-4). Sa promenljivim kvantom Δ_1 on može da predstavlja i četvorobitni i, uopšte, višebitne konvertore u blizini nule. U bliskoj okolini nule je amplituda $A \ll \Delta_1$, pa viši kvantni nivoi nisu ni bitni. Varijansa SDMM definiše njenu preciznost i na slikama (Slika 6-2 i Slika 6-3) se vidi uticaj veličine kvanta na njenu vrednost. Na (Slika 6-3) je posebno istaknuta linearna zavisnost varijanse od amplitude sinusoidalnog signala u bliskoj okolini nultog kvantnog nivoa. To je od ključnog značaja za nalaženje teorijske granice detekcije nule, odnosno, rešenje problema u celini. Relacije na osnovu kojih su dobijeni grafici na slikama (Slika 6-2 i Slika 6-3) su izvedene u Dodatak 2. i u Dodatak 3.

Kao uređaj za obradu se usvaja računar sa USB priključkom koji radi u floating-point aritmetici u dvostrukoj preciznosti, pa je njegova rezolucija ekstremno visoka, i praktično je $\Delta_2 = 0$



Slika 6-2 Varijansa izlaza dvobitnog A/D konvertora u $\Delta/2$ i $\Delta_1/2$ okolini nultog kvantnog nivoa - relacija (11.76)



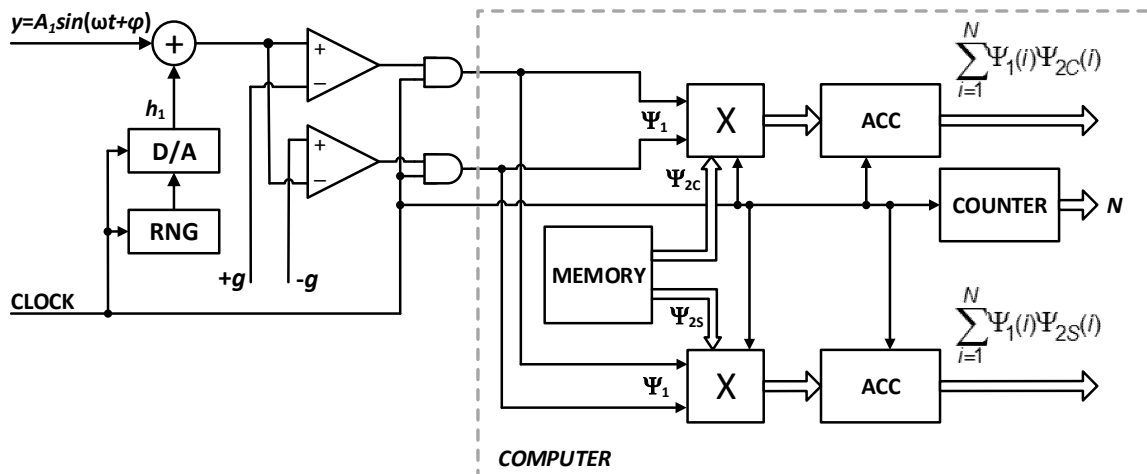
Slika 6-3 Normirana varijansa izlaza dvobitnog A/D konvertora u bliskoj okolini nultog kvantnog nivoa za sinusni signal amplitude $A_1 \ll \Delta = 2\Delta_1$ - relacija (11.76)

6.2.2 Softverski model

Usvaja se algoritam DFT za merenje amplitude osnovnog, u AC mostnim metodama i jedinog harmonika amplitude A_1 .

6.3 Rešenje teorijskog problema

Na (Slika 6-4) je šematski prikazan teorijski hardverski model uređaja za merenje ekstremno malih sinusoidalnih napona.



Slika 6-4 Šematski prikaz teorijskog hardverskog modela stohastičkog digitalnog detektora nule

Ako primenom stohastičke digitalne merne metode merimo srednju vrednost integrala proizvoda dva signala na konačnom vremenskom intervalu $T = t_2 - t_1$ i ako sempling učestanost $f_s \rightarrow \infty$, onda je:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\sum_{i=1}^N \Psi_1(i) \Psi_2(i)}{N} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_1(t) f_2(t) dt \quad (6.1)$$

i tada nema greške, odnosno, merna nesigurnost je nula.

Ako je, pak, frekvencija semplovanja konačna, a kvant A/D konvertora na oba kanala Δ , tada važi:

$$\frac{\sum_{i=1}^N \Psi_1(i) \Psi_2(i)}{N} \approx \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_1(t) f_2(t) dt \quad (6.2)$$

a varijansa srednje vrednosti greške kvantizacije σ_e^2 je ograničena i iznosi:

$$\sigma_e^2 = \frac{\sigma_e^2}{N} \leq \frac{1}{N} \left\{ \frac{\Delta^2}{4} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} (f_1^2(t) + f_2^2(t)) dt + \frac{\Delta^4}{16} \right\} \quad (6.3)$$

U uređaju na (Slika 6-4) uvek je $y_1 = f_1(t) = A_1 \sin(\omega t + \varphi) = A \sin(\omega t + \varphi)$ a y_2 je ili $y_2 = f_2(t) = \cos(\omega t)$ ili je $y_2 = f_2(t) = \sin(\omega t)$ u zavisnosti od toga da li se meri kosinusna ili sinusna komponenta osnovnog harmonika AC signala.

Greška e je definisana u svakom trenutku sa:

$$\Psi = \Psi_1 \cdot \Psi_2 = y_1 y_2 + e \quad (6.4)$$

Kada su rezolucije, odnosno kvanti merenja y_1 i y_2 različiti, relacija (6.3) postaje:

$$\sigma_e^2 = \frac{\sigma_e^2}{N} \leq \frac{1}{N} \left\{ \frac{\Delta_1^2}{4} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_2^2(t) dt + \frac{\Delta_2^2}{4} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_1^2(t) dt + \frac{\Delta_1 \Delta_2^2}{16} \right\} \quad (6.5)$$

Specijalan slučaj relacije (6.5) je slučaj kada je $\Delta_1^2 \gg \Delta_2^2$, praktično govoreći, situacija kad $\Delta_2 \rightarrow 0$:

$$\sigma_e^2 = \frac{\sigma_e^2}{N} \leq \frac{1}{N} \frac{\Delta_1^2}{4} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_2^2(t) dt \quad (6.6)$$

Ako je $y_2 = f_2(t)$ funkcija iz Furijeove ortonormirane baze, onda je merna nesigurnost ograničena konstantom ako je interval vremena $t_2 - t_1$ jedna ili ceo broj perioda funkcije $y_2 = f_2(t)$

$$\sigma_e^2 = \frac{\sigma_e^2}{N} \leq \frac{1}{N} \frac{\Delta_1^2}{4} \cdot \frac{1}{2} \quad (6.7)$$

za proizvoljnu funkciju iz Furijeove ortonormirane baze.

U svim ovim slučajevima je pretpostavljeno da je $|y_1|_{\max} \geq \Delta_1$ ili $|y_1|_{\max} \gg \Delta_1$

U slučaju detekcije nule je $y_1 = A \sin(\omega t + \varphi)$ i $A \rightarrow 0$.

Kako je $|y_1|_{\max} = A \rightarrow 0$, sledi da je $|y_1|_{\max} \ll \Delta_1$ što je potpuno drugačija situacija u odnosu na dosad istraživane i analizirane.

Na (Slika 6-2) je prikazana zavisnost $\sigma_e^2(y_1)$ u slučaju dvobitnog A/D konvertora u stohastičkoj digitalnoj mernoj metodi:

$$\sigma_e^2(y_1) = |y_1|(\Delta_1 - |y_1|) \quad (6.8)$$

Ako je $|y_1|_{\max} = A \ll \Delta_1$, onda je

$$\sigma_e^2(y_1) \leq \Delta_1 \cdot A \quad (6.9)$$

Pa relacija (6.7) postaje:

$$\sigma_e^2 \leq \frac{1}{N} \frac{\Delta_1 \cdot A}{2} = \varepsilon^2 \quad (6.10)$$

Kompletno izvođenje relacije (6.10), ključne za analizu mogućnosti primene SDMM na detekciju nule, dato je u Dodatak 3.

Ako želimo da izmerimo amplitudu napona A pomoću stohastičke digitalne merne metode i hardvera (Slika 6-4), onda je:

$$A_m = \sqrt{a_m^2 + b_m^2} \leq \sqrt{(a + \varepsilon)^2 + (b + \varepsilon)^2} \quad (6.11)$$

merena vrednost amplitude A_m , a

$$A = \sqrt{a^2 + b^2} \quad (6.12)$$

tačna vrednost amplitude A .

Ako $A \rightarrow 0$, onda i $a^2 \rightarrow 0$ i $b^2 \rightarrow 0$, odnosno $|a| \rightarrow 0$ i $|b| \rightarrow 0$, pa (6.11) postaje:

$$A_m \leq \sqrt{2\varepsilon^2} = \sqrt{\frac{\Delta_1 \cdot A}{N}} \quad (6.13)$$

Podatak o amplitudi, u slučaju mernog mosta, nemamo, nego samo:

$$a_m = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N \Psi_1(i) \Psi_{2c}(i) \approx a \quad (6.14)$$

$$b_m = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N \Psi_1(i) \Psi_{2s}(i) \approx b \quad (6.15)$$

S druge strane, granica merne nesigurnosti zavisi od amplitude. U slučaju (6.13) verovatnoća da je $A = 0$ je 68 % jer je faktor prekrivanja 1 (budući da se radi o Normalnoj raspodeli greške).

Dva puta veća granica je u slučaju da je verovatnoća 95 %, odnosno, faktor prekrivanja 2. Na samoj granici je:

$$A_m = A_g = 2\sqrt{\frac{\Delta_1 \cdot A_g}{N}} \quad (6.16)$$

pa se iz (6.16) dobija

$$A_g = \frac{4\Delta_1}{N} \quad (6.17)$$

Kada je merena veličina A_m , unutar kruga poluprečnika $A_g = \frac{4\Delta_1}{N}$ u kompleksnoj ravni, detektovana je nula sa 94 % pouzdanosti.

Analogno rezonujući,

$$A_g = \frac{9\Delta_1}{N} \quad (6.18)$$

definiše krug unutar koga je verovatnoća detekcije nule 99.7 %, odnosno faktor prekrivanja 3 itd.

Gledano sa stanovišta uravnotežavanja mosta, korisna informacija nije kad je $A_m \leq A_g$, nego upravo obrnuto, kad je $A_m > A_g$. To znači da most još uvek nije u ravnoteži i da ga još treba uravnotežavati. Ta informacija, posebno u slučaju (6.18), po teoriji informacija [56] nosi daleko veću količinu informacija nego $A_m \leq A_g$. Za faktore prekrivanja 4 i 5 je to još mnogo izraženije.

U detektorima nule se obično koriste i pojačavači. Ako je A_m dobijeno pojačanjem k puta, onda je, za faktor prekrivanja 3:

$$kA_g = 3\sqrt{\frac{\Delta_1 \cdot kA_g}{N}} \quad (6.19)$$

odnosno

$$A_g = \frac{9\Delta_1}{kN} \quad (6.20)$$

S druge strane, na granici a i b stvarno nisu nule, pa za nalaženje granice detekcije nule treba početi od definicije granice – na granici su amplituda A i njena merna nesigurnost ($A_m - A$) jednake. To je poseban problem i njegovo rešenje se svodi na rešavanje algebarske jednačine četvrtog stepena po $\sqrt{A_g}$ i ono zavisi od međusobnog odnosa a_g i b_g . Pokazuje se da se

najšira granica dobija u slučaju kad je $a_g = b_g = \frac{A_g}{\sqrt{2}}$ i ona je upravo definisana relacijama (6.17), (6.18), odnosno (6.20). U tekstu koji sledi je ta činjenica detaljno elaborirana.

Analiza granice detekcije nule Metodom 2

Neka je faktor prekrivanja $k=5$ pa se a i b mere sa greškom

$$\varepsilon_s = 5\sqrt{\frac{\Delta A}{2N}} \quad (6.21)$$

Odnosno,

$$A_m = \sqrt{(a + \varepsilon_s)^2 + (b + \varepsilon_s)^2} \quad (6.22)$$

Ako A teži ka nuli onda i a i b teže ka nuli pa je

$$A_m = \sqrt{2\varepsilon_s^2} = \sqrt{2 \cdot 5^2 \cdot \frac{\Delta \cdot A_g}{2N}} = A_g \quad (6.23)$$

Odakle sledi da je:

$$A_g = 25 \frac{\Delta}{N} \quad (6.24)$$

Međutim, kako je A_g različito od nule, onda ili a ili b ili oba nisu nule pa se navedena granica mora korigovati. A_g je tada rešenje sledećeg sistema jednačina:

$$\begin{aligned} A_g &= A_m - A_g = \sqrt{(a + \varepsilon_s)^2 + (b + \varepsilon_s)^2} - A_g \\ A_g &= \sqrt{a_g^2 + b_g^2} \\ \varepsilon_s &= 5\sqrt{\frac{\Delta A}{2N}} \end{aligned} \quad (6.25)$$

Pošto imamo tri jednačine a četiri promenljive, imamo jedan stepen slobode i možemo da ga koristimo. Uočavaju se 4 značajna slučaja:

- a) $a_g = b_g = \frac{A_g}{2}$
- b) $a_g = A_g, b_g = 0$
- c) $a_g = -b_g = \frac{A_g}{2}$
- d) $a_g = b_g = -\frac{A_g}{2}$

Rešimo gornji sistem u sve četiri navedena slučaja po A_g .

Slučaj a):

Ovaj slučaj se svodi na jednačinu

$$3A_g^2 - 10\sqrt{\frac{\Delta}{N}}A_g^{3/2} - 25\frac{\Delta}{N}A_g = 0 \quad (6.26)$$

To je jednačina četvrtog stepena po korenu iz A_g

Njeno jedino realno i pozitivno rešenje je:

$$\sqrt{A_g} = 5\sqrt{\frac{\Delta}{N}} \quad (6.27)$$

Odnosno,

$$A_g = 25\frac{\Delta}{N}$$

Slučaj b):

Ovaj slučaj se svodi na jednačinu

$$3A_g^2 - 25\frac{\Delta}{N}A_g = 0 \quad (6.28)$$

Njeno jedino realno i pozitivno rešenje je:

$$A_g = \frac{25}{3}\frac{\Delta}{N} \quad (6.29)$$

Slučaj c):

Ovaj slučaj se svodi na jednačinu

$$3A_g - 5\sqrt{2\frac{\Delta}{N}} \cdot \sqrt{A_g} - 25\frac{\Delta}{N} = 0 \quad (6.30)$$

Njeno jedino realno i pozitivno rešenje je:

$$A_g = 18,46\frac{\Delta}{N} \quad (6.31)$$

Slučaj d):

Ovaj slučaj se svodi na jednačinu

$$3A_g^2 + 10\sqrt{\frac{\Delta}{N}}A_g^{3/2} - 25\frac{\Delta}{N}A_g = 0 \quad (6.32)$$

Njeno jedino realno i pozitivno rešenje je:

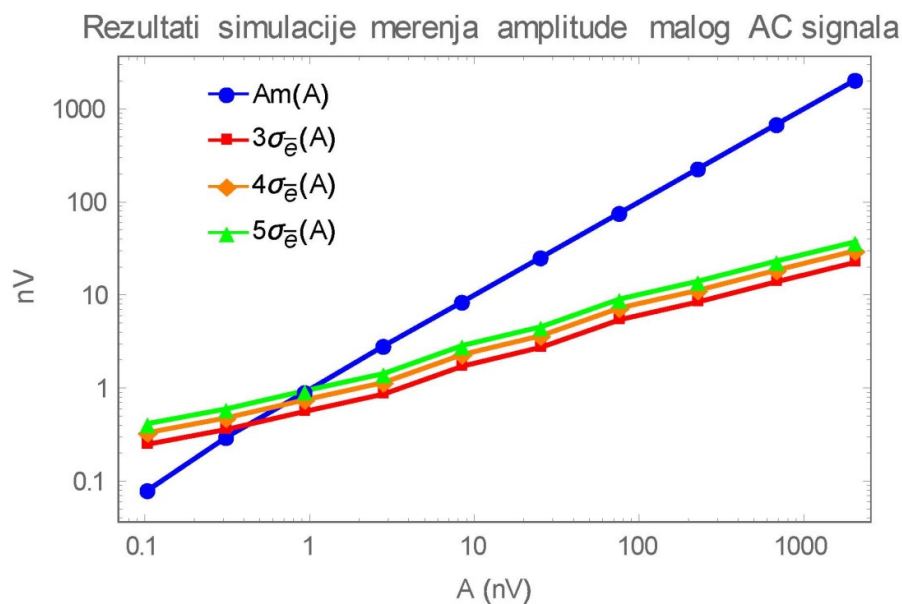
$$A_g = \frac{25}{9}\frac{\Delta}{N} \quad (6.33)$$

Sistem jednačina koji je rešavan u slučajevima a), b), c) i d) je simetričan u odnosu na osu $a=b$ u kompleksnoj ravni tako da je navedeno rešenje kompletno. Vidimo da je

$$A_g = 25\frac{\Delta}{N}$$

najšira granica i nju usvajamo kao teorijsku granicu detekcije nule po metodi 2.

6.4 Simulaciona provera



Slika 6-5 Rezultati simulacije merenja amplitude A malog AC signala

Simuliran je rad (teorijski softverski model) uređaja sa (Slika 6-4), odnosno, teorijskog hardverskog modela. Rezultati su prikazani na (Slika 11-1). Parametri simulacije su bili:

- $\Delta_1 = 1$ mV - kvant dvobitnog fleš A/D konvertora;
- $f_s = 500$ kHz - frekvencija semplovanja;
- $t_2 - t_1 = 50$ s - interval vremena u kome se meri amplituda AC signala;
- $a = b = \frac{A}{\sqrt{2}}$ - usvojeni međusobni odnos a i b .

Simulacija je izvršena u 10 tačaka, počev od 0.105 nV do 2066.715 nV u geometrijskoj progresiji sa faktorom 3. Simulirano je merenje amplitude u svakoj tački po 256 puta. Uzorak merenja dakle, ima 256 elemenata.

U tabeli (Tabela 6-1) su dati rezultati poređenja teorijske i simulacione granice detekcije nule za faktore prekrivanja 3, 4 i 5. Odgovarajući intervali poverenja su 99.7 %, 99.99 % i 99.9999 %.

Tabela 6-1 Poređenje teorijske i simulacione granice detekcije nule

Veličina Redni broj	Faktor prekrivanja	Teorijska granica (nV) A_g	Simulaciona granica (nV) A_g	Relativno odstupanje (%)	Apsolutno odstupanje (pV)
1	3	0.36	0.374	3.9	14
2	4	0.64	0.619	-3.3	-21
3	5	1.00	0.952	-4.8	-48

Vidi se da se teorijska i simulaciona granica za sve navedene faktore prekrivanja slažu unutar relativnog odstupanja od 5 %, odnosno apsolutnog od 50 pV. S obzirom na veličinu statističkog uzorka (256 rezultata simulacije za svaku tačku), dozvoljeno relativno odstupanje simulacionih rezultata u odnosu na teorijske je $\frac{1}{\sqrt{256}} = 0.0625$, odnosno 6.25 %. Prema tome, možemo konstatovati da je u sva tri razmatrana slučaja simulacijom potvrđena izračunata teorijska granica. Simulacija je potpuno potvrdila teorijsku analizu.

Napominjemo da nije simulirano pojačanje, jer je ono u simulacijama trivijalno: pojačanje $k = 10$ prosto znači da je granica za red veličine niža, pojačanje $k = 100$ znači da je granica za dva reda veličine niža i td.

6.5 Diskusija

Neka su parametri merenja, odnosno SDMM: $\Delta_1 = 0.05$ V; $f_s = 500$ kHz; $t_2 - t_1 = 100$ s; $k = 100$. Tada je na osnovu relacije (6.20):

$$A_g = \frac{9 \cdot 0.05 \text{ V}}{100 \cdot 5 \cdot 10^5 \cdot 100} = \frac{9 \cdot \cancel{5} \cdot 10^{-2} \text{ V}}{10^4 \cdot \cancel{5} \cdot 10^5} = 9 \cdot 10^{-11} \text{ V} \approx 1 \cdot 10^{-10} \text{ V}, \text{ odnosno}$$

$$A_g \approx 0.1 \text{ nV}$$

Već za ovakav skroman izbor parametara merenja, korišćenjem dvobitne stohastičke digitalne merne metode se dobija izuzetno niska teorijska granica merne nesigurnosti. Ona se i dalje može snižavati, bilo:

- Smanjenjem Δ_1 ,
- povećanjem frekvencije semplovanja f_s ,
- odnosno produžavanjem intervala merenja,
- povećanjem pojačanja.

Sa dva puta manjim Δ_1 , 10 puta većim pojačanjem i 5 puta dužim vremenom merenja, A_g pada ispod 1 pV.

S druge strane, dvobitni fleš A/D konvertor je izuzetno jednostavan i ima mali broj izvora sistematske greške, pa je ozbiljan izazov da se one eliminišu. To je izazov, kako za tehnologiju, tako i za primenjenu metodologiju. Na primer, u radu [55] je pokazano kako se uticaj ofseta komparatora može, u slučaju merenja RMS, snage i energije, korišćenjem stohastičke digitalne merne metode smanjiti za više od tri reda veličine definisanim metodološkim postupkom.

U svakom slučaju, praktično dostizanje vrlo niskih granica merne nesigurnosti detekcije nule primenom stohastičke digitalne merne metode je problem za sebe i izlazi izvan okvira ovog poglavlja.

6.6 Rezime

Teorijskom analizom u ovom poglavlju je utvrđeno, a simulacionom analizom i potvrđeno, da SDMM ima osobine da:

- rezolucija merenja AC signala (prostoperiodičnog) značajno raste kad se amplituda signala približava nuli;
- na osnovu definisanog kriterijuma detekcije AC nule je utvrđena teorijska granica detekcije nule i njena zavisnost od parametara SDMM;
- za realan izbor parametara SDMM ona je ispod 1 nV, što SDMM kvalifikuje za detekciju AC nule u vrhunskim savremenim uravnoteženim AC mostovima;
- pokazano je da je dvobitna rezolucija u SDMM primenjenog fleš A/D konvertora i potrebna i dovoljna;
- pokazano je da je moguće predloženim hardverom i softverom precizno meriti prostoperiodične signale u području reda mikrovolta i niže, dakle, ekstremno male AC signale.

Primenjenoj metodologiji i tehnologiji elektronskih komponenti je ostavljeno da praktično dostignu nađenu teorijsku granicu detekcije AC nule, odnosno, merenja slabih AC signala primenom SDMM i dvobitnih fleš A/D konvertora.

7 Stohastički digitalni DFT procesor i njegova primena u merenju reaktivne snage i energije

Brzina savremenih elektronskih komponenti omogućuje drastično pojednostavljenje rešenja nekih klasičnih problema. Jedan od njih je problem Furijeove transformacije, inače široko korišćen u merenjima i obradi signala. Zbog redukcije broja množenja i potrebne memorije za bazisne funkcije najčešće se primenjuje Cooley-Tukey algoritam FFT ili neki njegov derivat. Da bi se ostalo u brojnom opsegu računara, mora se koristiti aritmetika u pokretnom zarezu. Prvo se snimi digitalna sekvenca signala, a potom se obrađuje FFT algoritmom. Posle završene obrade dobijaju se sve komponente spektra sekvence signala. U FFT-u, međutim, nije moguće izolovano ili paralelno meriti pojedinačne komponente transformacije. Pored toga, da bi se vrednosti u sekvenci izmerile sa maksimalnom preciznošću, neophodno je koristiti A/D konvertore visoke rezolucije. Ovi konvertori ne samo da su spori, već su i vrlo skupi.

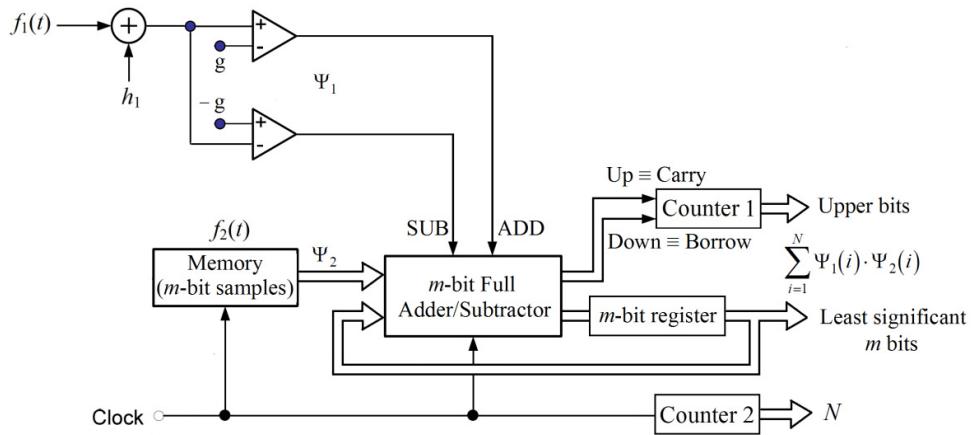
Nasuprot ovakvom pristupu, stohastička digitalna merna metoda (SDMM) [5], [8], [10], [39], [50], [54], [55] nudi mogućnost preciznog merenja A/D konvertorima niske rezolucije. Na primer, efektivna vrednost i aktivna snage se mogu vrlo precizno meriti i dvobitnim fleš A/D konvertorom ako se merenom signalu (pre njegove digitalizacije) doda uniformni slučajni deterski napon. U [53] je razmotrena ideja primene ove ideje na m -bitni fleš A/D konvertor i merenje koeficijenata diskretne Furijeove transformacije (DFT). Pokazalo se da se koeficijenti DFT mogu meriti precizno ako je rezolucija primenjene bazisne funkcije bar za 2 bita veća od rezolucije primenjenog A/D konvertora. Tada, ako je rezolucija diterovane bazisne funkcije $m+2$ bita ili veća, pri čemu je m rezolucija ili broj bita primenjenog A/D konvertora, preciznost merenja ne zavisi od oblika analizirane (merene) funkcije, kao ni od reda koeficijenta DFT i jednaka je za sve koeficijente u apsolutnom iznosu. Ona zavisi samo od rezolucije primenjenog fleš A/D konvertora i broja odmeraka.

Do sada nije analiziran slučaj kada je fleš A/D konvertor 2-bitni, a rezolucija bazisnih funkcija 4-bitna ili manja. Taj slučaj ima poseban značaj iz dva razloga:

2-bitni fleš A/D konvertor ima najjednostavniji hardver,

na izlazu postoje samo tri vrednosti: -1 , 0 i $+1$; što znači da se množenje signala bazisnom funkcijom svodi na promenu znaka bazisne funkcije, njeno anuliranje i ostavljanje iste vrednosti.

Osnovna šema merenja jednog koeficijenta 2-bitnim fleš A/D konvertorom je prikazana na (Slika 7-1). Sa slike se može uočiti da se iz memorije uzimaju m -bitni diterovani odmerci bazisne funkcije.



Slika 7-1 Opšta šema za merenje jednog Furijeovog koeficijenta

U [53] je pokazano da gornja granica varijanse merne nesigurnosti merenja jednog koeficijenta iznosi

$$\sigma_e^2 = \frac{\sigma_e^2}{N} \leq \frac{\sigma_s^2}{N} = \frac{1}{N} \cdot \left[\frac{\Delta_1^2}{4} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_2^2(t) dt + \frac{\Delta_2^2}{4} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_1^2(t) dt + \frac{\Delta_1^2 \cdot \Delta_2^2}{16} \right] \quad (7.1)$$

gde su:

σ_e^2 - varijansa srednje vrednosti greške merenja na uzorku od N merenja

σ_s^2 - varijansa greške pojedinačnog merenja

N - broj pojedinačnih merenja (odmeraka) analizirane funkcije

$f_1(t)$ - merena (analizirana) funkcija - mereni signal

$f_2(t)$ - bazisna funkcija

Δ_1 - kvant dvobitnog fleš A/D konvertora

Δ_2 - kvant bazisnih funkcija

Pošto je, generalno, rezolucija bazisne funkcije za dva bita veća, odnosno $\Delta_2^2 = \frac{\Delta_1^2}{16}$, drugi i treći član iz relacije (7.1) se mogu zanemariti, pa je:

$$\sigma_e^2 \leq \frac{1}{N} \cdot \frac{\Delta_1^2}{4} \cdot \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_2^2(t) dt \quad (7.2)$$

Ako merimo u jednoj ili celom broju perioda bilo koje bazisne funkcije iz Furijeovog ortonormiranog skupa, važi jednakost

$$\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_2^2(t) dt = \frac{1}{2} \quad (7.3)$$

pa se izraz (7.1) svodi na

$$\sigma_e^2 \leq \frac{1}{N} \cdot \frac{\Delta_1^2}{4} \cdot \frac{1}{2} \quad (7.4)$$

7.1 Analiza najgoreg slučaja

Na osnovu gornjeg razmatranja jasno je da za 2-bitnu rezoluciju fleš A/D konvertora i rezoluciju bazisnih funkcija $m \leq 4$ bita, preciznost σ_e zavisi od funkcije koja se analizira. Za opštu analizu pretpostavimo najgori slučaj, da je

$$\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_1^2(t) dt \leq \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} R^2 dt = \Delta_1^2 \quad (7.5)$$

gde je R opseg 2-bitnog fleš A/D konvertora i pri čemu važi $R = \Delta_1$. U tom slučaju, varijansa srednje vrednosti greške merenja će imati sledeće vrednosti:

1) $m = 2$ ($\Delta_2 = 1$)

$$\sigma_e \leq \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \left[\frac{\Delta_1^2}{8} + \frac{\Delta_1^2 \cdot \Delta_2^2}{4} + \frac{\Delta_1^2 \cdot \Delta_2^2}{16} \right]} = \frac{\Delta_1}{\sqrt{8N}} \cdot (1.87) \quad (7.6)$$

2) $m = 3$ ($\Delta_2 = 1/3$)

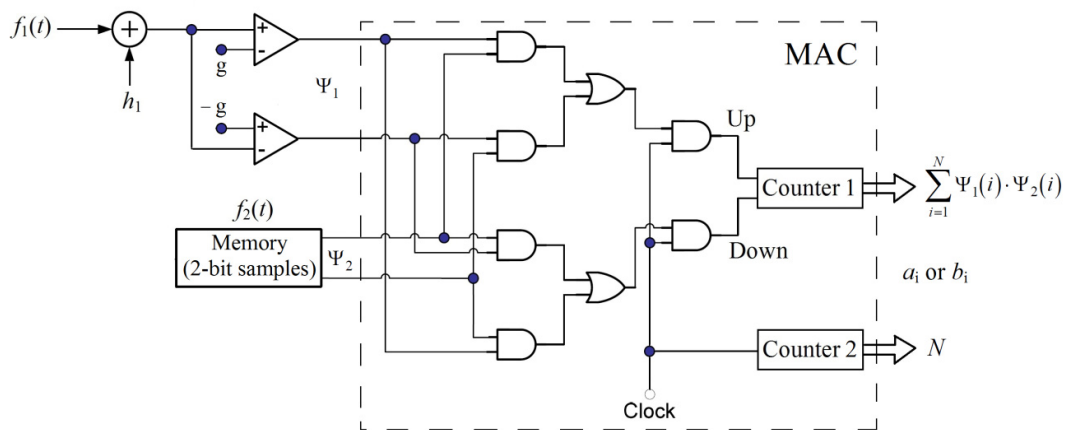
$$\sigma_e \leq \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \left[\frac{\Delta_1^4}{8} + \frac{\Delta_1^2 \cdot \Delta_2^2}{4} + \frac{\Delta_1^2 \cdot \Delta_2^2}{16} \right]} = \frac{\Delta_1}{\sqrt{8N}} \cdot (1.13) \quad (7.7)$$

3) $m = 4$ ($\Delta_2 = 1/7$)

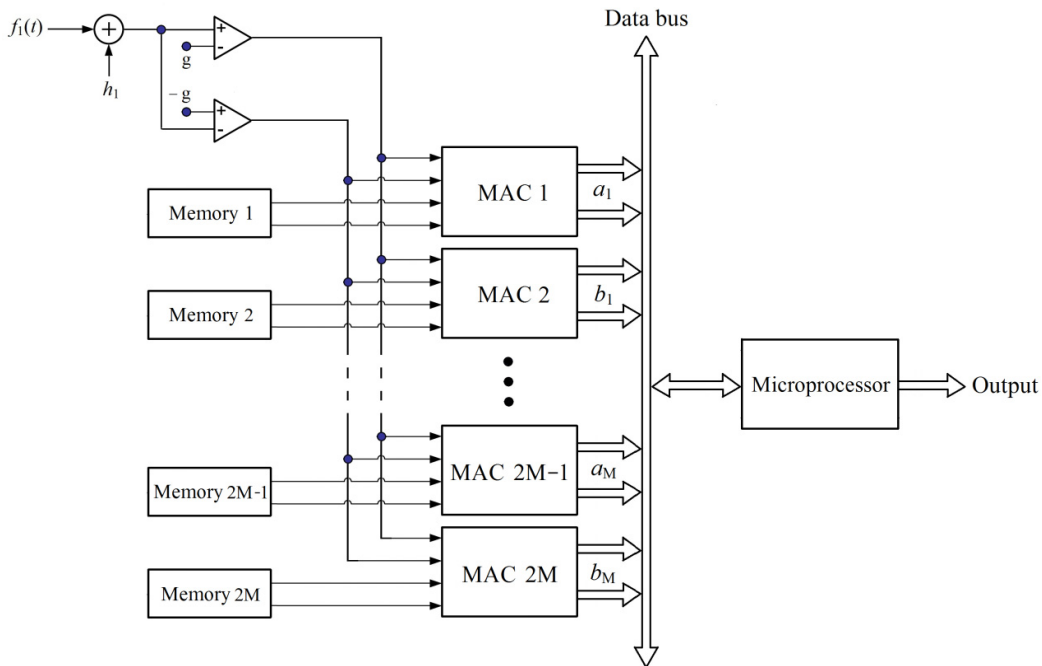
$$\sigma_e \leq \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \left[\frac{\Delta_1^4}{8} + \frac{\Delta_1^2 \cdot \Delta_2^2}{4} + \frac{\Delta_1^2 \cdot \Delta_2^2}{16} \right]} = \frac{\Delta_1}{\sqrt{8N}} \cdot (1.025). \quad (7.8)$$

Kada se analiziraju tri najgora slučaja, vidi se i da je u najnepovoljnijem od njih (kada se koriste 2-bitne diterovane bazisne funkcije) preciznost istog reda veličine kao i u najpovoljnijem od njih (kada se koriste 4-bitne diterovane bazisne funkcije). S druge strane, MAC blok (Slika 7-2) je tada najjednostavniji, a potrebno je i 2 puta manje memorije za memorisanje odmeraka diterovanih bazisnih funkcija. Ukoliko je učestanost uzimanja odmeraka visoka i/ili ako se meri na dugom vremenskom intervalu (odnosno kada je N vrlo veliko), navedene razlike u preciznosti postaju zanemarljive.

Na (Slika 7-2) je prikazan hardver optimalnog stohastičkog digitalnog DFT (SDDFT) procesora koji meri jedan Furijeov koeficijent. Ukoliko želimo da paralelno merimo M Furijeovih koeficijenata potrebno je $2M$ bazisnih funkcija, $2MN$ dvobitnih odbiraka bazisnih funkcija, $2M$ up-down brojača Counter 1 i K brojača Counter 2 ($1 \leq K \leq 2M$) (Slika 7-3).



Slika 7-2 Optimalna šema za merenje jednog Furijeovog koeficijenta



Slika 7-3 Optimalna šema za merenje 2M Furijeovih koeficijenata

Operacije deljenja sadržaja brojača Counter 1 sa N i time dobijanje koeficijenata Furijeovog polinoma

$$a_i = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} f_1(t) \cdot \cos(i\omega t) dt = \frac{2}{N} \cdot \sum_{j=1}^N \Psi_1(j) \cdot \Psi_{2,2i-1}(j) = \frac{2 \cdot \langle \text{Counter } 1_{2i-1} \rangle}{\langle \text{Counter } 2_{2i-1} \rangle} \quad (7.9)$$

$$b_i = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f_1(t) \cdot \sin(i\omega t) dt = \frac{2}{N} \cdot \sum_{j=1}^N \Psi_1(j) \cdot \Psi_{2,2i}(j) = \frac{2 \cdot \langle \text{Counter } 1_{2i} \rangle}{\langle \text{Counter } 2_{2i} \rangle} \quad (7.10)$$

kao i neophodne operacije sa koeficijentima vrši mikroprocesor za podršku. Treba napomenuti da dvobitni odmerci diterovane bazisne funkcije, moraju biti kodovani na sledeći način: -1 sa 10; 0 sa 00; +1 sa 01 (kombinacija 11 nije dozvoljena). Treba uočiti da je izostavljen blok sabirač/oduzimač, kao na (Slika 7-1), i da je šema sa druge (Slika 7-2) krajnje jednostavna. Proizvod odmeraka signala (2-bitnih) i odmeraka odgovarajuće bazisne funkcije (2-bitnih) je takođe 2-bitni i njegova akumulacija se vrši up-down brojanjem - sadržaj brojača Counter 1. Sadržaj brojača Counter 2 pokazuje broj taktova u intervalu, odnosno broj akumuliranih pojedinačnih proizvoda.

7.2 Primer primene SDDFT procesora

U primeru su dati rezultati simulacije merenja reaktivne snage na osnovnoj učestanosti

Formula za merenje reaktivne snage Q preko merenja harmonika napona i struje glasi:

$$Q = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \left[(a_i c_i + b_i d_i) \cdot \cos\left(\frac{i\pi}{2}\right) + (a_i d_i - b_i c_i) \cdot \sin\left(\frac{i\pi}{2}\right) \right] \quad (7.11)$$

pri čemu a_i i b_i označavaju sinusne i kosinusne koeficijente naponskog signala, a c_i i d_i sinusne i kosinusne koeficijente strujnog signala.

Za $i = 1$ dobija se izraz za reaktivnu snagu Q_1 na osnovnoj učestanosti (50 Hz ili 60 Hz)

$$Q_1 = \frac{a_1 \cdot d_1 - b_1 \cdot c_1}{2}, \quad (7.12)$$

za $i = 2$ dobija se izraz za reaktivnu snagu Q_2 na dvostrukoj osnovnoj učestanosti (100 Hz ili 120 Hz)

$$Q_2 = - \frac{a_2 \cdot c_2 + b_2 \cdot d_2}{2} \quad (7.13)$$

i tako dalje sve do $i = M$.

Dakle, za svaku harmonijsku frekvenciju potrebno je meriti četiri Furijeova koeficijenta: dva koeficijenta napona i dva koeficijenta struje.

Da bismo dokazali validnost modela optimalnog SDDFT procesora, simuliraćemo merenje srednje reaktivne snage, odnosno energije, na osnovnoj učestanosti Q_1 . Parametri simulacije su sledeći:

a) talasni oblik ulaznog napona je $u(t) = \frac{U_m}{2} \cdot \sin(100\pi t) + \frac{U_m}{2} \cdot \sin(300\pi t)$ (Slika 7-4) -

pretpostavka je da je napon izobličen 100 %, što je u mreži praktično nemoguće,

b) talasni oblik ulazne struje je $i(t) = \frac{I_m}{2} \cdot \sin(100\pi t + \frac{\pi}{6}) + \frac{I_m}{2} \cdot \sin(300\pi t + \frac{\pi}{9})$ (Slika 7-5) -

pretpostavlja se da je i struja izobličena 100 % što je već verovatnije,

c) pretpostavlja se da postoje samo prvi i treći harmonik napona i struje, i na kraju,

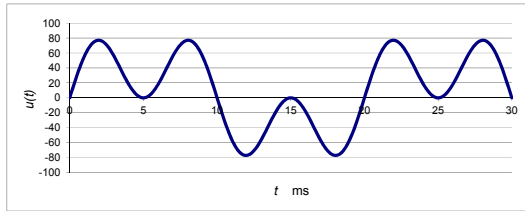
d) pretpostavlja se da je u toku jedne sekunde frekvencija u mreži stabilna i da iznosi 50 Hz, što je realna pretpostavka.

e) frekvencija smplovanja je 12 MHz,

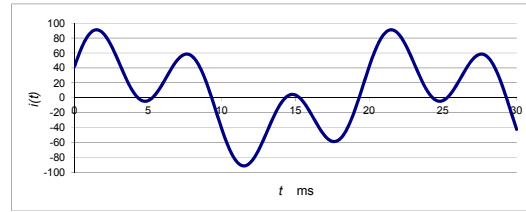
f) ulazni opseg naponskog i strujnog A/D konvertora iznosi

$$R_u = \Delta_1 = U_m = 2V \text{ i } R_i = \Delta_1 = I_m = 2A,$$

f) vremenski interval jednog merenja je 1.28 s (64 periode osnovne učestanosti)



Slika 7-4 Talasni oblik napona korišćen u simulaciji



Slika 7-5 Talasni oblik struje korišćen u simulaciji

Za skup izabranih parametara je izvršeno 300 merenja, da bi mogla da se izvrši statistička obrada rezultata. Izvršeno je, zapravo, tri puta po 300 merenja i uzete su srednje vrednosti za tri sledeće veličine: Q_1 , σ i $F = (\sigma/Q_1) \cdot 100$. Rezultati simulacije prikazani su u tabeli (Tabela 7-1).

Na osnovu teorijskih ocena preciznosti predloženog SDDFT procesora je bilo jasno da postoje argumenti za prihvatanje sve razmatrane rezolucije bazisnih funkcija (4, 3 i 2 bita). Od konkretne primene zavisi koja rezolucija bazisnih funkcija se usvaja. Generalno gledajući, dvobitna rezolucija bazisnih funkcija zahteva najmanji memorijski prostor, ima najjednostavniji hardver i ima isti red veličine preciznosti kao i preostale dve i autor smatra da je optimalna. U prilog tome govore i sledeći argumenti:

- a) preciznost merenja reaktivne snage opada sa faktorom $0.122/0.096=1.27$ (Tabela 7-1), odnosno nepreciznost raste svega 27 % kada se umesto četvorobitne usvoji dvobitna rezolucija bazisnih funkcija u razmatranom slučaju.
- b) potrebna memorija za bazisne funkcije u slučaju dvobitne rezolucije je dvostruko manja u odnosu na četvorobitnu rezoluciju bazisnih funkcija.
- c) kako je merena srednja reaktivna snaga slučajna veličina, njena suma ispunjava uslove centralne granične teoreme, pa suma od četiri sabirka ($4 \cdot 1.28 = 5.12$ merenje u 5.12 s) je dva puta preciznija, suma od 16 sabiraka (merenje 20.48 s) je četiri puta preciznija, itd. U tabeli (Tabela 7-1) u koloni \bar{Q}_1 se vidi preciznost merenja srednje fazne reaktivne snage na osnovnoj učestanosti na 384 sekunde.
- d) memorija za bazisne funkcije je zajednička za sve merne uređaje na jednom mernom mestu:

jedan trofazni uređaj je, zbog centralne granične teoreme, precizniji $\sqrt{3}$ puta ili 73 %, dok memorijski zahtevi ostaju isti.

Tabela 7-1 Srednje vrednosti parametara Q_1 , σ i $\Gamma = \sigma/Q_1$

m	Teorijska vrednost \bar{Q}_1 (VAr)	Simulaciona vrednost \bar{Q}_1 (VAr)	Teorijska vrednost $\bar{\sigma}$ (VAr)	Simulaciona vrednost $\bar{\sigma}$ (VAr)	Teorijska vrednost $\bar{\Gamma}$ (%)	Simulaciona vrednost $\bar{\Gamma}$ (%)
4	- 0.25000000	- 0.25000726	0.00025697	0.00024082	0.103	0.096
3	- 0.25000000	- 0.25000129	0.00026816	0.00024452	0.098	0.098
2	- 0.25000000	- 0.24998838	0.00035977	0.00030454	0.144	0.122

dva trofazna uređaja su, zbog centralne granične teoreme, preciznija $\sqrt{6}$ puta ili 145 %, dok memorijski zahtevi ostaju isti za oba uređaja.

e) predloženi optimalni SDDFT procesor je izuzetno pogodan za paralelna merenja u svim čvorovima elektrodistributivne mreže, počev od onih najnižeg ranga - stubova, odnosno kablovskih razvodnih ormana.

Kada se srednja reaktivna snaga pomnoži intervalom vremena u kojem je izmerena, dobija se reaktivna energija. S obzirom na izuzetno malu mernu nesigurnost merenja i kontrole vremena, svi prethodni zaključci, izvedeni za reaktivnu snagu, važe u potpunosti i za merenje reaktivne energije. S druge strane, reaktivna energija se meri u vrlo dugim vremenskim intervalima, pa, na osnovu zaključka pod c), na primer, u toku jednog dana preciznost izmerene srednje reaktivne snage predloženim optimalnim SDDFT procesorom iznosi

$$0.122 / \sqrt{86400 / 1.28} \% = 0.0076 \% , \text{ odnosno } 76 \cdot 10^{-6} \text{ u odnosu na očitano vrednost } \bar{Q}_1$$

(Tabela 7-1). Na nivou očitavanja od mesec dana nepreciznost se smanjuje $\sqrt{30}$ puta, pa iznosi $14 \cdot 10^{-6}$. Kada bi se koristile najnovije tehnološke komponente sampling takt bi mogao da bude uvećan do 500 MHz, pa bi na nivou jednog dana preciznost merenja reaktivne energije bila $\sqrt{500 / 12} = 6.45$ puta veća i iznosila bi $12 \cdot 10^{-6}$, a na nivou mesec dana bila bi $2 \cdot 10^{-6}$.

Na kraju je važno napomenuti da je zbog malog dozvoljenog faktora izobličenja za napon najznačajnija komponenta reaktivne energije upravo na osnovnoj učestanosti. Kompenzacija reaktivne snage, bitna u merenju i obračunu električne energije, se izvodi baterijama kondenzatora i to na osnovnoj učestanosti. Predloženo merenje reaktivne snage i energije je direktno primenljivo u kompenzatorima reaktivne snage i na nivou 1.28 s teorijska granica kompenzacije je 0.1 % (kao što se vidi iz tabele (Tabela 7-1) u razmatranom slučaju). Dvobitnim fleš A/D konvertorima se mogu efikasno meriti vrlo različite veličine sa zadovoljavajućom tačnošću i preciznošću [11], [62]–[64]. Diskretna Furijeova transformacija je vrlo aktuelna tema u merenjima, posebno u elektroenergetici i energetskej elektronici [65]–[69], [69]–[117].

7.3 Rezime

U ovom poglavlju je predložen stohastički digitalni diskretni Furijeov procesor u opštoj formi i izvršena je optimizacija njegovog hardvera na osnovu kriterijuma jednostavnosti i

minimalnosti potrebnog memorijskog prostora za bazisne funkcije. Problem je teorijski analiziran, dok je simulaciona provera na primeru merenja fazne reaktivne snage/energije na osnovnoj učestanosti potvrdila teorijske zaključke: 1) optimalni SDDFT procesor ima dvobitnu rezoluciju primenjenog fleš A/D konvertora i 2) dvobitnu rezoluciju bazisnih funkcija. Opšta hardverska struktura SDDFT procesora se prilagođava primeni i vrlo je pogodna za paralelna merenja koja su karakteristična za merenje u “pametnim” distributivnim mrežama. Predloženi SDDFT procesor je takođe pogodan i za dugotrajna merenja, kakva su merenja reaktivne snage i energije, kao najsloženijih veličina u mreži. Tada mu preciznost raste sa kvadratnim korenom iz vremenskog intervala merenja i postaje izuzetno visoka. Predloženi SDDFT može da bude osnova vrlo preciznog reaktivnog brojila.

8 Predlog novog načina generisanja diskretnog analognog uniformnog šuma

U ovom poglavlju je dat predlog novog načina generisanja diskretnog šuma uniformne raspodele. Umesto uobičajenog načina generisanja korišćenjem generatora pseudoslučajnih brojeva i digitalno analognog (DA) konvertora, ovde se predlaže generisanje zasnovano na neekvidistantnom semplovanju testerastog napona. Predložena je originalna hardverska struktura koja tu ideju realizuje i simuliran je njen rad. Simulacije su potvrdile korektnost ideje. Glavni dobitak je praktično neograničena rezolucija analognog izlaza predloženog generatora uniformnog šuma. Rezolucija standardnih generatora uniformnog šuma je ograničena rezolucijom primenjenog D/A konvertora, što je kritično u okolini nultog kvantnog nivoa.

8.1 Postavka problema

Stohastičko računanje (eng. *Stochastic computing* (SC)), započeto sredinom šezdesith godina prošlog veka [118], ponovo dolazi u žižu zbivanja [4]. Karakterisano je jednostavnim hardverom: sabiranje i množenje se realizuju OR i AND logičkim kolima, integraljenje korišćenjem brojača, itd. Da bi ovako jednostavan hardver mogao da se koristi za obavljanje računskih operacija, neophodno je imati operande u obliku povorke impulsa. Srednja vrednost povorke impulsa, srazmerna verovatnoći pojave jedinica, nosi informaciju o veličini nad kojom se želi vršiti računanje. Da bi se stohastičko računanje moglo primeniti i na ulazne analogne veličine, neophodno je izvršiti pretvaranje analogne veličine u povorku impulsa. Analog-to-stochastic je pretvaranje analogne informacije u povorku impulsa i najčešće se vrši poređenjem sa pomoćnim naponom - šumom uniformne raspodele.

Šumove iz prirodnih izvora karakteriše kontinualnost u vremenu i kontinualnost po amplitudi. Nažalost, ovi šumovi nemaju traženu uniformnu raspodelu. Druga mogućnost jesu veštački generisani šumovi. Uobičajeno je korišćenje pseudoslučajnih generatora brojeva uniformne raspodele u sprezi sa digitalno-analognim (D/A) konvertorom. Na izlazu D/A konvertora se dobija napon uniformne raspodele; napon je diskretan u vremenu (određen vremenom uspostavljanja izlaza (eng. *settling time*) D/A konvertora) i diskretan po vrednosti (određen rezolucijom D/A konvertora). Iako je generisanje pseudoslučajnog broja uniformne raspodele često izučavana oblast [119], malo je rešenja koja su lako hardverski izvodljiva. Generatori pseudo slučajnih brojeva uglavnom se zasnivaju na Linear Feedback Shift Register (LFSR), kojima se dobija sekvenca konačne dužine i koji su u potpunosti ponovljivi. LFSR se sastoji od m flipflopova koji formiraju pomerački registar i povratne sprege po principu provere parnosti. Poznate su strukture povratne sprege, koje daju maksimalno dugačku pseudoslučajnu sekvencu dužine $2^m - 1$. Bilo kojih n bita, $n \leq m$, takođe definišu vrednosti koje imaju uniformnu raspodelu. Dovođenjem n bita na ulaz D/A konvertora, na njegovom analognom izlazu se dobija napon uniformne raspodele amplituda. Pored osobina LFSR strukture (m , n , strukture povratne sprege), na performanse dobijenog pseudoslučajnog napona u izvesnoj meri utiču i ograničenja D/A konvertora (rezolucija, stabilnost, monotonost, opseg,...).

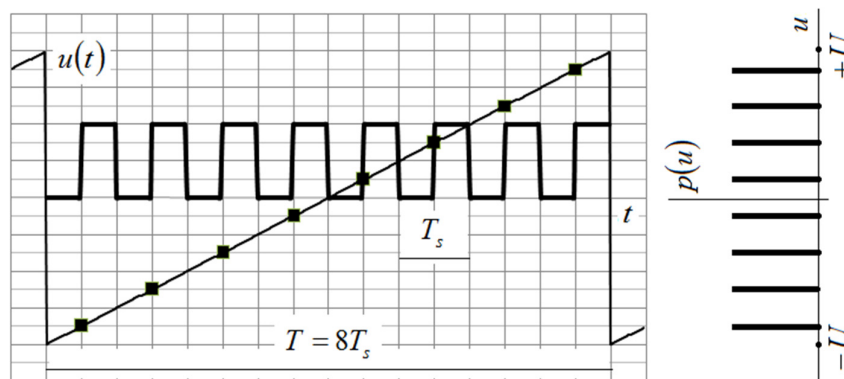
Opisani načini generisanja uniformnog šuma [120]–[122] su zasnovani na korišćenju LFSR strukture bez digitalno analognog konvertora. Vršiti se usrednjavanje impulsa korišćenjem NF filtera radi dobijanja analognog naponskog signala. Raspodela vrednosti šuma nakon NF filtera nije uniformna, nego je približno normalna. Različitim postupcima se vrši izmena srednje vrednosti normalne raspodele radi dobijanja napona uniformne raspodele (Gaus step method) [130]. Primena NF filtera za usrednjavanje i uobličavanje je vrlo jednostavno i jeftino rešenje. Nedostatak je potreba za vrlo velikom frekvencijom u digitalnom delu, u odnosu na frekvenciju kojom se mogu očitavati generisani naponi uniformne raspodele.

8.2 Predlog rešenja

U radovima autora, koji su se bavili ovom temom, uglavnom se podrazumeva da je šum uniformne raspodele (eng. *dither*) [5], uz pretpostavku da je šum idealnih osobina. Jasno je da od kvaliteta ovog šuma direktno zavisi kvalitet konverzije analogne u stohastičku veličinu. Ovo poglavlje predstavlja predlog novog načina generisanja šuma uniformne raspodele, koji je zasnovan na neekvidistantnom odabiranju testerastog napona. Korišćenjem testerastog napona se izbegava potreba za D/A konvertorom. Dodatno se otvara mogućnost za dobijanje kontinualnog umesto diskretnog skupa vrednosti šuma praktično uniformne raspodele.

I korak

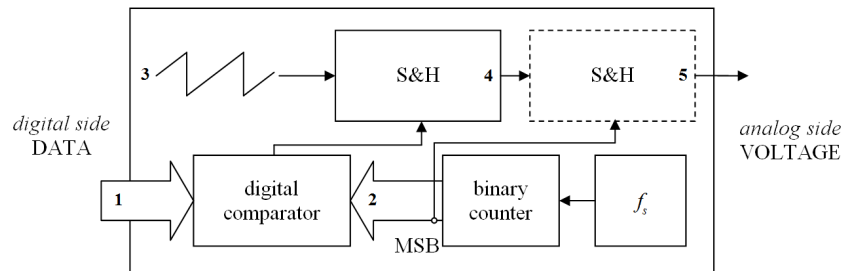
Pretpostavimo da imamo testerast napon $u(t)$ periode T , odnosno frekvencije $f = 1/T$, u opsegu $(-U, +U)$. Ako vršimo semplovanje ovog periodičnog napona frekvencijom $f_s = 2^n \cdot f$, dobićemo 2^n različitih vrednosti napona ravnomerno raspoređenih u okviru opsega testerastog napona. Na (Slika 8-1) je prikazana jedna perioda testerastog napona u okviru koje postoji $2^3 = 8$ digitalnih impulsa. Ako se semplovanje testerastog napona vrši u trenutku uzlazne ivice digitalnih impulsa, dobiće se 8 diskretnih analognih vrednosti. Statistički posmatrano na većem broju perioda dobija se da se svaka diskretna vrednost javlja sa jednakom verovatnoćom $p(u)$. Jasno je da u ovom primeru nema nikakve slučajnosti, odnosno, postoji potpuna predvidljivost.



Slika 8-1 Testerasti napon i digitalni takt 8 puta veće učestanosti - 8 jednako verovatnih diskretnih vrednosti

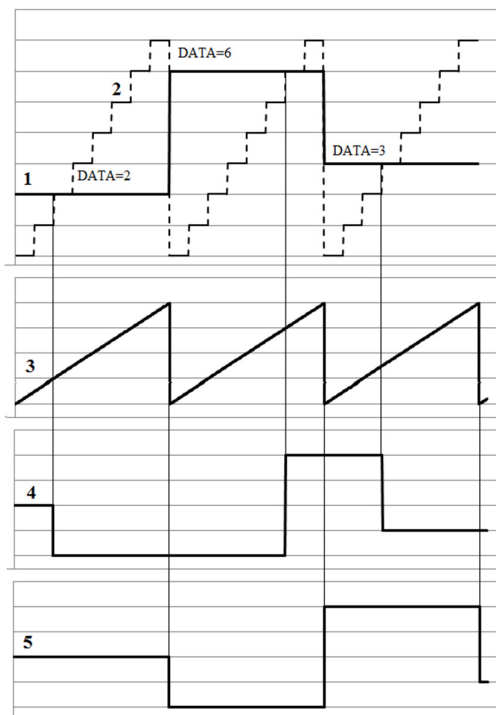
Ovo bi praktično moglo da se iskoristi za realizaciju D/A konvertora. Na (Slika 8-2) je prikazana blok šema D/A konvertora koji bi radio na ovom principu, dok su na (Slika 8-3) dati karakteristični talasni oblici. Ulazni digitalni podatak (talasni oblik 1) bi se digitalnim komparatorom poredio sa stanjem n -bitnog binarnog brojača (talasni oblik 2). Brojač radi na frekvenciji $f_s = 2^n \cdot f$, što znači da za jednu periodu testerastog signala T , brojač prođe kroz svih 2^n stanja, odnosno napravi jedan overflow. Jedna perioda testerastog napona (talasni oblik 3) se poklapa sa jednim ciklusom binarnog brojača, za koji on prođe kroz svih 2^n vrednosti počev od 0 do $2^n - 1$. U momentu kad se stanje brojača izjednači sa ulaznim digitalnim podatkom, vrši se semplovanje testerastog napona (talasni oblik 4). Za manju vrednost ulaznog digitalnog podatka dobija se kraće trajanje konverzije, a za veće vrednosti duže vreme. Dodavanjem još jednog sempling kola (naznačeno isprekidanom linijom na slici), vrši se semplovanje u momentu obrtanja stanja binarnog brojača (overflow) (talasni oblik 5). Time se postiže da je vreme konverzije jednako periodi T bez obzira na vrednost ulaznog digitalnog podatka.

Izlazni opseg ovakvog D/A konvertora jednak je opsegu testerastog napona, a broj mogućih stanja 2^n , odnosno rezolucija n bita.



Slika 8-2 Blok šema predloženog D/A konvertora

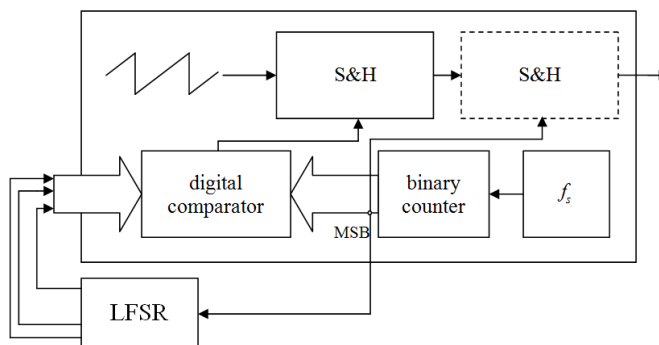
Binarni brojač vrši brojanje u taktu oscilatora. U momentu izjednačavanja stanja brojača i ulaznog digitalnog podatka, komparator daje komandu S&H kolu da zapamti trenutnu vrednost testerastog napona. Drugo S&H kolo ovu vrednost sempluje u momentu overflow-a brojača.



Slika 8-3 Talasni oblici signala

Na (Slika 8-3) prikazana su tri puna ciklusa brojača. U svakom od ciklusa DATA ima fiksnu vrednost. U momentu izjednačavanja DATA i sadržaja brojača, generiše se komanda za prvo S&H kolo, a u momentu overflow-a brojača za drugo S&H kolo.

Ova ideja je u osnovi predloga za generisanje uniformnog napona. Na ulaz ovako realizovanog D/A konvertora se dovodi digitalni podatak iz LFSR registra, kao što je prikazano na (Slika 8-4). Sadržaj LFSR-a se menja u trenutku overflow-a brojača, što znači da je potrebno da LFSR sadržaj bude konstantan za vreme trajanja jedne periode testerastog napona, odnosno za vreme u kojem brojač jednom prođe kroz svih 2^n stanja. U momentu poklapanja sadržaja brojača i LFSRa se vrši semplovanje testerastog napona.

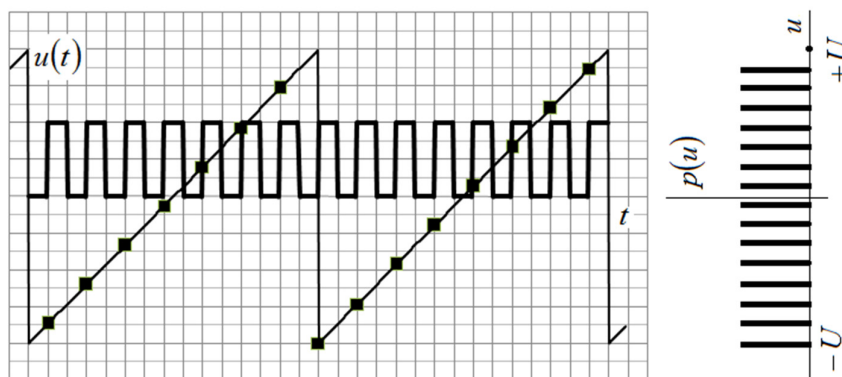


Slika 8-4 LFSR i neekvidistantno semplovanje testerastog napona

Da bismo na ovaj način dobili ponašanje kao da imamo 12 bitni D/A konvertor, moramo da obezbedimo da je frekvencija u digitalnom delu f_s viša od frekvencije testerastog napona $2^{12}=4096$ puta. Pri frekvenciji testerastog napona od 100 kHz, trebalo bi obezbediti da je $f_s = 2^{12} \cdot 100\text{kHz} = 409.6\text{ MHz}$. Ovo je neprihvatljivo visoka frekvencija. U daljem tekstu će biti prikazana mogućnost dobijanja većeg broja stanja, pri neznatnom povećanju frekvencije f_s .

II korak

Posmatrajmo slučaj u kojem odnos dveju frekvencija nije celobrojan, odnosno $f_s/f = 2^n \pm 1/2$. U ovom slučaju će za dve periode testerastog napona ($2T$) da se desi ceo broj digitalnih impulsa $N = 2T/T_s = 2^{n+1} \pm 1$. N istovremeno predstavlja broj mogućih diskretnih vrednosti. Ovakvim izborom odnosa dveju frekvencija dobija se približno dvostruko povećanje broja diskretnih vrednosti pri skoro istoj frekvenciji $f_s = f(2^n \pm 1)/2 \approx 2^n f$. U terminima D/A konvertora, to je analogno dobitku od 1 bita. Na (Slika 8-5) su prikazane dve periode testerastog napona i 15 impulsa koji definišu trenutke odabiranja. Sa strane je prikazana raspodela, gde se vidi (skoro) dvostruko povećanje broja diskretnih vrednosti.



Slika 8-5 Prikazane su dve periode, za odnos frekvencija $f_s/f = 15$; dobija se 15 jednako verovatnih diskretnih vrednosti

Ako bismo, pak, pretpostavili da je odnos $f_s/f = 2^n \pm 1/2 \pm 1/4$, dobili bismo da se za četiri periode testerastog napona desi ceo broj impulsa $N = 4T/T_s = 2^{n+2} \pm 2^1 \pm 2^0$. Na ovaj način bismo, za približno istu frekvenciju semplovanja $f_s = f \cdot (2^{n+2} \pm 2^1 \pm 2^0) / 2^2 \approx 2^n \cdot f$, dobili četiri puta veći broj stanja od početnog, odnosno dobitak od 2 bita. Sa ovakvim uopštavanjem bismo mogli nastaviti i dalje. U (Tabela 8-1) je dato nekoliko sledećih situacija.

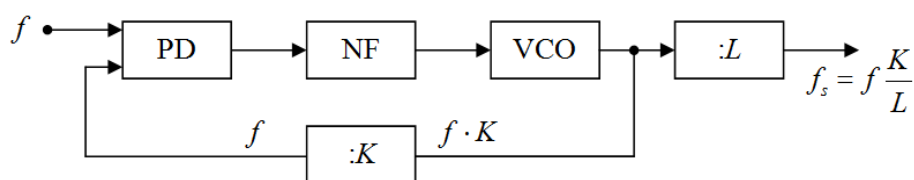
Tabela 8-1

	Odnosi frekvencija	Broj mogućih stanja
k	f_s/f	$N = kT/T_s$
2	$2^n \pm 1/2$	$2^{n+1} \pm 2^0$
3	$2^n \pm 1/2 \pm 1/4$	$2^{n+2} \pm 2^1 \pm 2^0$
4	$2^n \pm 1/2 \pm 1/4 \pm 1/8$	$2^{n+3} \pm 2^2 \pm 2^1 \pm 2^0$
5	$2^n \pm 1/2 \pm 1/4 \pm 1/8 \pm 1/16$	$2^{n+4} \pm 2^3 \pm 2^2 \pm 2^1 \pm 2^0$
6	$2^n \pm 1/2 \pm 1/4 \pm 1/8 \pm 1/16 \pm 1/32$	$2^{n+5} \pm 2^4 \pm 2^3 \pm 2^2 \pm 2^1 \pm 2^0$

Na ovaj način bismo mogli, barem teorijski, unedogled povećavati broj mogućih vrednosti napona, povećanjem parametra k . Koliko god da povećavamo parametar k , dobijamo konačan broj mogućih stanja N .

III korak

Nameće se pitanje, kako praktično obezbediti da se odnos dveju frekvencija f_s/f zada baš tačno po željenoj formuli. Kao logično rešenje se javlja primena fazno zaključane petlje (eng. *phase locked loop*) (PLL). Ulazna frekvencija u PLL je frekvencija testerastog napona f , a povratnom spregom se obezbeđuje množenje ove frekvencije željenim koeficijentom radi dobijanja impulsa frekvencije f_s . U svakoj od prethodnih formula je frekvencija semplovanja iskazana u obliku $f_s = f \cdot K / L$, pri čemu su K i L celi brojevi (L je oblika 2^k).

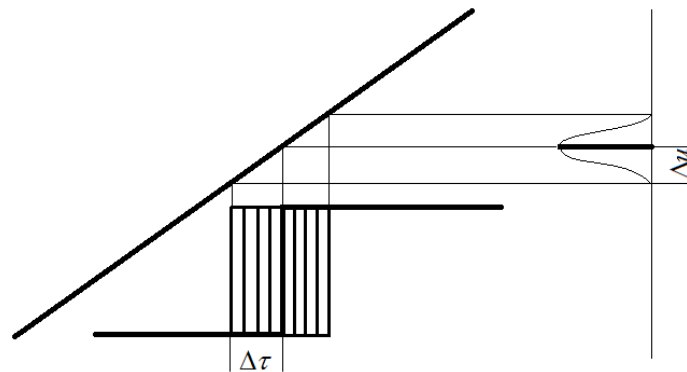
Slika 8-6 PLL struktura za dobijanje frekvencije f_s

Na (Slika 8-6) je prikazana blok šema PLL strukture namenjene za dobijanje frekvencije za digitalni deo f_s na osnovu frekvencije testerastog napona f . Na ulaz faznog detektora (phase detector PD) dolazi naponski signal frekvencije f i signal iz povratne sprege. Zadatak fazno zaključane petlje je da izjednači ove dve frekvencije. Izlaz faznog detektora je povorka impulsa koja se vodi na ulaz NF filtra. NF filter ima zadatak da izdvoji jednosmernu komponentu koja upravlja radom naponski kontrolisanog oscilatora (VCO). Impulsi sa izlaza VCO-a se povratnom spregom preko delitelja faktorom K vraćaju na fazni detektor. Delitelj

faktorom K praktično definiše faktor kojim se množi ulazna frekvencija f . Delitelj faktorom L deli frekvenciju sa izlaza VCO-a.

Pri projektovanju NF filtera, pokušava se zadovoljiti kompromis u brzini odziva NF filtera i veličine ripla. Kod pasivnog RC filtera, niskoj graničnoj učestanosti odgovara prihvatljivo mali ripl, odnosno nestabilnost napona na ulazu VCO-a, a time i podrhtavanje (eng. *jitter*) u frekvenciji na izlazu VCO-a. Nažalost, ovim se dobija dugačko vreme uspostavljanja, odnosno spor odziv na promenu ulazne frekvencije. Izborom niske granične učestanosti NF filtera obezbeđuje se dovoljno veliko potiskivanje naizmenične komponente, odnosno mali ripl.

U ovom slučaju parametri NF filtera se biraju tako da se dobije u izvesnoj meri nestabilna vrednost na izlazu, zbog čega se na ulazu VCO-a javlja ripl. Zbog postojanja ripla na ulazu u VCO, na izlazu će se dobiti impulsi čija će frekvencija biti modulisana oko srednje vrednosti, može se reći oko nazivne frekvencije. Usled modulisane frekvencije impulsa koji okidaju brojač, dobija se modulisanje mogućih trenutaka odabiranja testerastog signala. Na (Slika 8-7) je prikazan detalj koji ilustruje rasipanje vrednosti napona Δu usled džitera $\Delta \tau$ impulsa koji definiše trenutak odabiranja testerastog napona.



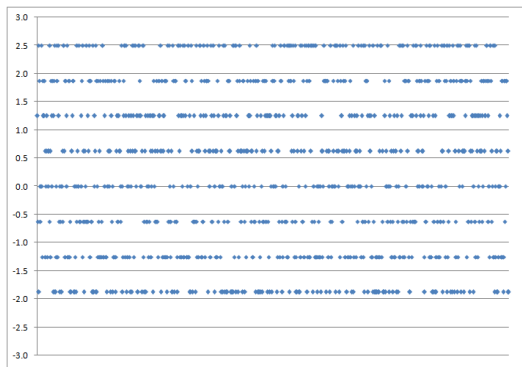
Slika 8-7 Detalj testerastog napona i digitalnog impulsa kojem prednja ivica varira i razmazivanje diskretne vrednosti u kontinualni skup vrednosti

Ovo za posledicu ima dobijanje novih vrednosti semplovanog napona malo manjih ili malo većih od očekivanih vrednosti (koje bi se dobile kada ripla ne bi bilo). Na osnovu ovoga se, umesto jedinstvene vrednosti dobija čitav skup različitih i približno istih vrednosti. Ako se posmatra ceo opseg, onda se umesto diskretne funkcije raspodele verovatnoće vrednosti napona, dobija kontinualna raspodela. Odnosno, dobija se šum koji može da poprimi bilo koju vrednost u željenom opsegu, a ne samo konačan skup diskretnih vrednosti.

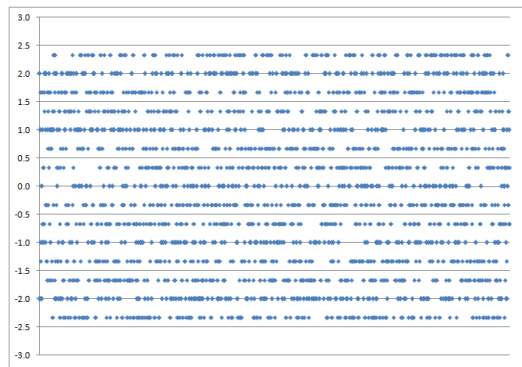
8.3 Simulacija

Napravljen je programski simulacioni model kojim je proverena osnovanost izloženih ideja. Simulirana je LFSR struktura dužine $m = 31$ iz koje se uzimaju svega $n = 3$ bita koja definišu

ulaz u D/A konvertor (kao na Slika 8-4). Pretpostavljeno je postojanje idealnog testerastog napona frekvencije $f = 100$ kHz u opsegu od -2.5 V do $+2.5$ V. Na (Slika 8-8) je prikazan skup pseudoslučajnih vrednosti dobijenih pri celobrojnom odnosu frekvencija $f_s = 8f$, kao što je opisano u I koraku. Jasno se vidi osam diskretnih vrednosti amplituda u očekivanom opsegu od -2.5 V do $+2.5$ V. Na slikama (Slika 8-9 i Slika 8-10) su prikazane situacije kada odnos frekvencija nije ceo broj (kao što je opisano u II koraku). Na (Slika 8-9) je odnos frekvencija $f_s = (15/2)f = 7.5f$ što rezultira pojavom 15 diskretnih vrednosti, dok se na (Slika 8-10) vidi 31 diskretna vrednost, pošto je $f_s = (31/4)f = 7.75f$ Na (Slika 8-11) je prikazana situacija pri kojoj se odnos dveju frekvencija menja oko vrednosti $f_s = (31/4)f = 7.75f$ (usled ripla na izlazu NF filtera, kao što je opisano u III koraku). U tom slučaju se više ne mogu uočiti diskretni nivoi mogućih amplituda, odnosno dobija se mnogo više mogućih vrednosti. Teorijski rečeno, umesto diskretnog i konačnog skupa mogućih vrednosti, dobija se kontinualan skup sa beskonačno mnogo mogućih vrednosti napona (šuma).



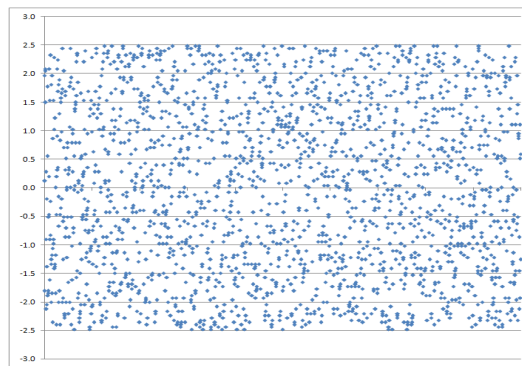
Slika 8-8 $f_s = 8f$



Slika 8-9 $f_s = (15/2)f = 7.5f$



Slika 8-10 $f_s = (31/4)f = 7.75f$

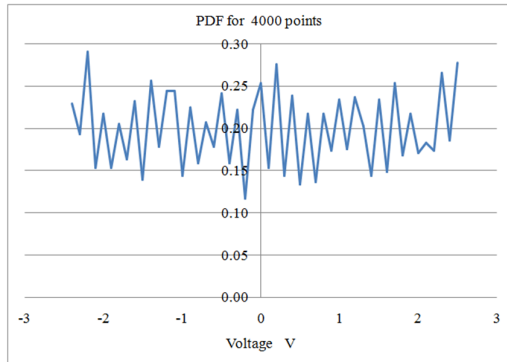


Slika 8-11 $f_s \approx (31/4)f \approx 7.75f$

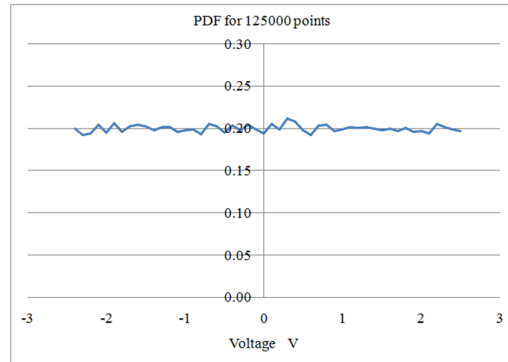
Na slikama (Slika 8-12 i Slika 8-13) je prikazana gustina verovatnoće funkcije (eng. *probability density function*) (PDF) za dve dužine ansambla. Na prvoj slici je uzet ansambl dužine 4000; dobijena je srednja vrednost šuma (jednosmerna komponenta) 0.0025 V

(iskazano u odnosu na pun opseg 2.5 V to je odstupanje od 10^{-3}), a srednja snaga 2.1441 V² (očekivana vrednost je $25 \text{ V}^2/12=2.083 \text{ V}^2$).

U drugom slučaju je posmatran mnogo duži ansambl (125000 elemenata). Dobijena je srednja vrednost 0.00013 V, a srednja snaga šuma iznosi 2.075 V², odnosno srednja vrednost odstupa $5 \cdot 10^{-5}$ u odnosu na opseg, a srednja snaga odstupa $4 \cdot 10^{-3}$ u odnosu na očekivanu vrednost.



Slika 8-12 PDF za dužinu ansambla 4000 elemenata



Slika 8-13 PDF za dužinu ansambla 125000 elemenata

8.4 Diskusija

U ovom poglavlju je dat predlog generisanja (pseudo) slučajnog napona uniformne raspodele vrednosti zasnovanog na LFSR strukturi i neekvidistantnom odmeravanju testerastog napona. Na ovaj način se izbegava korišćenje D/A konvertora, što značajno pojednostavljuje i pojeftinjuje generisanje uniformnog slučajnog ditera neophodnog u stohastičkoj digitalnoj mernoj metodi i njenim primenama. Predložena ideja je proverena simulacionim putem. Dobijeni rezultati pokazuju ispravnost ideje, istovremeno dajući uvid u bitne parametre koji utiču na kvalitet dobijenog ditera.

Postoji širok dijapazon vrednosti koje se mogu menjati radi dobijanja željenih karakteristika ditera. To su:

Realizacija LFSR bloka (broj flipflopova m i struktura povratne sprege), čime je određena dužina maksimalne pseudoslučajne sekvence. U simulaciji je korišćena LFSR struktura dužine $m = 31$, pri čemu je dužina sekvence $2^{31} - 1 \approx 2 \cdot 10^9$.

Broj bita iz LFSR strukture, broj bita n koji se dovode na ulaz u D/A konvertor. U simulaciji je $n = 3$, čime je određena približna vrednost odnosa frekvencije u digitalnom delu i frekvencije testerastog napona $f_s/f \approx 8$.

Brojevi K i L kojima se određuje tačan odnos frekvencije $f_s = f \cdot K / L$.

Parametri NF filtra, čime je određena veličina ripla na ulazu u VCO, što dalje određuje stepen modulacije frekvencije impulsa, na ovaj način se umesto skupa diskretnih vrednosti napona

može dobiti praktično kontinualan skup vrednosti. Naponski ripl na ulazu u VCO je modelovan trougaonim talasnim oblikom

Simulacije pokazuju da se isti rezultati dobijaju ako se umesto testerastog koristi trougaoni talasni oblik, pošto i on ima uniformnu raspodelu vrednosti. Ovo je značajno, pošto je napon trougaonog talasnog oblika lakše realizovati.

Ukoliko bi se pokazalo da ripl nema za posledicu dovoljno slučajan napon, na ulaz VCO-a se dodaje šum iz nekog prirodnog izvora. Ovaj šum ne bi morao da bude uniforman, pošto služi samo za razdešavanje PLL strukture. Trenutnom vrednošću prirodnog šuma bi se dodatno moglo uticati na karakteristike šuma. Na ovaj način bi se, kombinovanjem LFSR principa i prirodnog šuma moglo od oba pristupa uzeti ono što je najbolje. LFSR pristup obezbeđuje dobru uniformnost, ali je pseudoslučajan: ima sekvencu konačne dužine i zato je predvidljiv. S druge strane, prirodni šum (na primer termički šum) nema uniformnu raspodelu, ali je nepredvidljiv.

8.5 Rezime

U ovom poglavlju je dat predlog nove metode za generisanje šuma uniformne raspodele, koji je diskretan u vremenu i kontinualan po vrednosti. Metoda je bazirana na neekvidistantnom odabiranju napona testerastog ili trougaonog talasnog oblika. Moguće je kombinovati dobre osobine pseudoslučajnih i prirodnih generatora šuma u svrhu zadovoljavanja često oprečnih zahteva: uniformnost raspodele posmatrana na kraćim ili dužim intervalima, dužina i predvidljivost sekvence. Rezultati dobijeni simulacijama su ohrabrujući i predstavljaju dobru polaznu osnovu za eksperimentalnu proveru predložene metode. Pošto nema ograničenja u rezoluciji uniformnog šuma, predložena metoda omogućava računanje ekstremno malih veličina u SC i merenje ekstremno malih veličina u stohastičkim merenjima.

9 Diskusija

U glavnom toku istraživanja, detekciji nule signala, postignuta su tri značajna rezultata: formulisane su dve metode (Metoda 1 i Metoda 2) detekcije nule i formulisana je Optimalni stohastički digitalni DFT procesor koji je osnova druge metode.

Metoda 1. je formulisana i dokazana teorijski, simulaciono i eksperimentalno. Ona omogućuje detekciju nule u sub-mikrovoltnom području i u prisustvu Nikvistovog (termičkog) šuma. Eksperimentalno je istražena detekcija i merenje praktične nule – šuma. Eksperimentalno je dokazana visoka preciznost i tačnost, kao i odlično slaganje sa teorijski predviđenom i simulacijama potvrđenom preciznošću i tačnošću. Ključna osobina ove metode je izuzetno jednostavan hardver i, stoga, mali broj izvora sistematske greške koja se jednostavno identifikuje i eliminiše. Naime, u metodi se primenjuju dva dvobitna fleš A/D konvertora i dvobitni množač-akumulator, pa su jedini značajni izvori sistematske greške naponi ofseta u četiri analogna komparatora koja su primenjeni u dva fleš A/D konvertora. Jednostavnom zamenom njihovih ulaza uticaj napona ofseta na detekciju i merenje nule, odnosno sistematska greška, koja je ispod 0,4 %, potiskuje se za više od 80 dB. Time je sistematska greška eliminisana i realizovani eksperimentalni detektor nule je izuzetno tačan. Poređenje sa standardnim voltmetrom Fluke 8846A je to i potvrdilo u granicama tačnosti standardnog voltmetra. Vrlo visoka preciznost primenjene SDM metode, proverena i dokazana u nizu prototipova i serijskih mernih uređaja u poslednjih 20 godina od njenog definisanja, kombinovana sa vrlo visokom tačnošću realizovanog prototipa detektora nule, osposobili su Laboratoriju za metrologiju Fakulteta tehničkih nauka u Novom Sadu za vrhunska merenja impedanse (admitanse) i otpornosti. Već ranije, 2004. godine [123], [124], realizovan je potrební vrhunski digitalni dvokanalni etalonski naponski AC izvor. Vrhunska stabilnost i tačnost pomenutog izvora (obe reda 10^{-6}) omogućavaju vrlo jednostavnu i efikasnu primenu realizovanog prototipa nul-detektora u merenju impedanse i otpornosti, iako on radi na sampling učestanosti od svega 100 kHz. Primena višeslojne štampe i SMD komponenti u analognom delu realizovanog prototipa nul-detektora bi omogućili povećanje sampling učestanosti za blizu dva reda veličine. Time bi se, za istu (visoku) preciznost, i njegova brzina povećala za dva reda veličine, što bi značajno proširilo područje njegove praktične primene u realnom vremenu – precizna i tačna automatska kontrola i uravnotežavanje brzih industrijskih procesa.

Metoda 2. je formulisana i dokazana teorijski i simulaciono. Ona omogućava detekciju nule u sub-nanovoltnom području i otvara nove mogućnosti merenja slabih i zašumljenih AC signala. Metoda 2. je za više od tri reda veličine osetljivija od metode 1. Raspoloživa laboratorijska oprema, pre svega generatori signala, nije omogućavala i njenu eksperimentalnu proveru i dokazivanje. Koncipiran je kompletan eksperiment, ispitana je i dokazana funkcionalnost eksperimentalne opreme. Nedostajali su jedino adekvatni generatori signala za eksperimentalnu potvrdu izuzetno visokih performansi ove metode. Ključni elementi i u ovoj metodi su dva dvobitna fleš A/D konvertora iz Metode 1. proverena i ispitana. Navedeni A/D konvertori predstavljaju merni blok. Blok za obradu je PC računar i isti softver koji je korišćen u simulacionoj proveru metode. Dakle, kompletan hardver i

softver su realizovani i ispitani. Prototip detektora nule po Metodi 2. je, dakle, gotov – proveren i funkcionalno ispitan. Eksperimentalna potvrda performansi metode 2. i po njoj realizovanog prototipa je zadatak koji stoji pred autorom i Laboratorijom za metrologiju Fakulteta tehničkih nauka u Novom Sadu. O primenljivosti takvog uređaja treba izvršiti istraživanje tek kad se eksperimentalno potvrde navedene performanse. Inače, navedena unapređenja, kao i primene, za prototip nul-detektora po Metodi 1. važe i za prototip nul-detektora po Metodi 2.

Ključna performansa detektora nule, dinamička rezerva, je u Metodi 1 oko 100 dB dok, teorija i simulacije pokazuju da je dinamička rezerva od 160 dB realno ostvarljiv rezultat u Metodi 2. Na graničnim performansama komponenti čak i 200 dB dinamičke rezerve se čini ostvarljiv rezultat po Metodi 2. Ove brojke govore da Metoda 2 ima potencijal detekcije nule značajno iznad trenutno vrhunskih digitalnih lock-in pojačavača.

Treći značajan rezultat ove teze, uopštenje DFT algoritma efikasno primenjenog u Metodi 2. je: predlog optimalnog stohastičkog digitalnog DFT (OSDDFT) procesora. On je formulisan i teorijski i simulaciono dokazan. Štaviše, OSDDFT procesor je simulaciono proveren na primeru merenja najsloženije veličine u elektrodistributivnoj mreži – merenju reaktivne snage, odnosno reaktivne energije, u složenoperiodičnom režimu rada. Dobijeni rezultati su fazi publikovanja na međunarodnim konferencijama i časopisima i više su nego ohrabrujući.

Dalji razvoj i istraživanje primene OSDDFT procesora je velika tema koja je proistekla iz ovog istraživanja. Zbog svoje opštosti i dalekosežnih implikacija, tema može biti osnova za više novih istraživanja u različitim oblastima nauke i tehnike. U prvom redu to se odnosi na oblast merenja i oblast obrade signala.

10 Zaključak

U istraživanju problema definisanog temom “Detekcija nule A/D konvertorom niske rezolucije” postignuta su tri značajna glavna rezultata:

Razvijena je originalna metoda detekcije nule dvobitnim A/D konvertorom bez merenja realne i imaginarne komponente signala nazvana Metoda 1. To je detekcija nulte vrednosti amplitude signala. Funkcionalno, detektor nule u kome se ona primenjuje je sličan najpopularnijem detektoru nule, analognom GenRad-ovom 1232-A.

Razvijena je originalna metoda detekcije nule dvobitnim A/D konvertorom sa merenjem realne i imaginarne komponente signala nazvana Metoda 2. To je detekcija kompleksne nule AC signala. Funkcionalno, detektor nule u kome se ona primenjuje je sličan najsavremenijem detektoru nule sa lock-in pojačavačem.

Kako se u Metodi 2 koristi procedura DFT, ona je uopštena i formulisan je predlog optimalnog stohastičkog digitalnog DFT (OSDDFT) procesora. Napisan je njegov simulacioni model u programskom jeziku “LAZARUS”. Model omogućuje istraživanje on-line merenja i detekcije složenoperiodičnih signala u različitim oblastima korišćenjem predloženog OSDDFT procesora.

Osnovna ideja istraživanja je primena potpuno nestandardne SDMM niske rezolucije, praktično dvobitne. Prednost ovog pristupa se sastoji u, pre svega, jednostavnom hardveru koji omogućuje velike brzine odabiranja i jednostavnu kontrolu tačnosti i preciznosti. Cena nestandardnog pristupa je bila vrlo visoka – nisu mogli biti korišćeni standardni alati i standardne komponente eksperimentalnih uređaja. Zato su morali biti razvijani novi alati i komponente. To se na kraju isplatilo, jer je teorijski nađena i simulacijama potvrđena teorijska granica detekcije AC nule reda veličine pikovolta po Metodi 2 koliko je autoru poznato, takav podatak nije nađen u referentnoj literaturi.

Pored tri glavna rezultata dobijeno je i nekoliko sporednih. Prvi je instrument i metoda za merenje ripla i visokofrekventnog šuma u okviru Metode 1. Tu je prvi put primenjena dvobitna SDMM u merenju kombinovanih, determinističkih i stohastičkih signala. Instrument je direktno primenljiv u kontroli kvaliteta prekidačkih DC-DC izvora s jedne strane, i u detekciji nule s druge strane. Sledeći rezultat je instrument i metoda, u okviru Metode 1, za merenje šuma, direktno primenljiv u merenjima na grafenskim i sličnim senzorima. Svaki od navedena dva problema je teorijski tretiran nezavisno i dobijeni teorijski rezultati pokazuju da je drugi rezultat specijalan slučaj prvog. Treći rezultat je predlog metode i instrumenta za merenje reaktivne snage i energije u elektrodistributivnoj mreži u okviru Metode 2. Predlaže se primena OSDDFT procesora i simulira se merenje reaktivne snage i energije. Dobijeni rezultati su iznad svih očekivanja – simulacije ukazuju da bi reaktivno brojilo bazirano na ovom principu bilo za dva reda veličine preciznije i tačnije od standardnog digitalnog u kome je primenjena SSM. Četvrti, implicitni, rezultat je simulacioni model OSDDFT procesora napisan u programskom jeziku “LAZARUS”. Pokazalo se, naime, da je standardni SIMULINK (tool-box u okviru MATLAB-a) izuzetno neefikasan u simulaciji SDM metode i

da traži ogromno računarsko vreme već i za relativno jednostavne zadatke u okviru SDMM – na primeru merenja jedne spektralne komponente šuma se pokazalo da je SIMULINK preko stotinama puta sporiji. S obzirom da je SDMM stohastička metoda i da za korektnu analizu treba imati dovoljno velik uzorak, vrlo rano je napuštena ideja da se koriste standardni simulacioni alati i napravljen je originalni simulacioni model i program. Simulacioni model i program za simulaciju koji je razvijen na osnovu simulacionog modela prevazilaze okvir ove doktorske teze i nisu posebno navedeni, iako su svi rezultati simulacija generisani pomoću ovog programa za simulaciju. Peti rezultat je predlog novog metoda generisanja uniformnog deterskog šuma neophodnog u SDMM. Pokazalo se u simulacijama i eksperimentima da je rezolucija primenjenog D/A konvertora u okolini nultog kvantnog nivoa kritičan parametar – rezolucija D/A konvertora je granična rezolucija SDM metode. U detekciji vrlo slabih signala ona se pojavljuje kao nepremostiva prepreka. Zato je formulisan i simulaciono proveren nov pristup konstrukciji generatora uniformnog šuma. Pristup se zasniva na neekvidistantnom smplovanju testerastog napona. Rezultati simulacija su vrlo ohrabrujući, a ključni dobitak je funkcija gustine raspodele verovatnoće šuma neograničeno visoke rezolucije.

Široko zasnovano istraživanje na temi „Detekcija nule A/D konvertorom niske rezolucije“, ima i svoj centralni zaključak: SDMM u opsegu 0 % - 10 % FS u merenju slabih i zašumljenih signala značajno je bolja od SSM, što se izražava dinamičkom rezervom u detekciji nule. Dvobitna SDMM, kako je pokazano, za najmanje 160 dB dinamičku rezervu po Metodi 2 a u odnosu na najnovije digitalne lock-in pojačavače koji koriste SSM ima bar za 40 dB veću dinamičku rezervu. Time je u potpunosti, na osnovu ključnog kriterijuma – dinamičke rezerve, potvrđena hipoteza ovog istraživanja.

11 Dodatak

11.1 Dodatak 1: Merenje snage kombinovanog signala

Kao što se može videti sa (Slika 3-1), instrument ima dva merna kanala (ulazni naponski y_1 i y_2) sa izlazima Ψ_1 i Ψ_2 . Pretpostavimo da imamo signal šuma s prisutan na oba ulazna kanala. Onda je u opštem slučaju:

$$\bar{\Psi} = \int_{-\infty}^{\infty} \Psi dP_{\Psi} \quad (11.1)$$

Ovo je simbolički integral, gde je dP_{Ψ} verovatnoća dešavanja Ψ . Ulazni signali ditera h_1 i h_2 su slučajni, sa uniformnom raspodelom, međusobno nekorelisani, gde je $\bar{h}_1 = \bar{h}_2 = 0$ i

$$p(h_1) = p(h_2) = \frac{1}{2g}.$$

Dalje, sa (Slika 3-1) se može zaključiti da:

$$dP_{\Psi} = dP_{x_1/t} dP_{x_2/t} dP_t dP_{h_1} dP_{h_2} dP_s.$$

U opštem slučaju, proizvoljni deterministički signali $x_1 = f_1(t)$ i $x_2 = f_2(t)$, su dovedeni na ulaze kanala:

$$y_1 = x_1 + s = f_1(t) + s \quad (11.2)$$

$$y_2 = x_2 + s = f_2(t) + s \quad (11.3)$$

U [8] je pokazano da:

$$dP_{x_1/t} = \delta(x_1 - f_1(t)) dx_1 \quad (11.4)$$

$$dP_{x_2/t} = \delta(x_2 - f_2(t)) dx_2 \quad (11.5)$$

Gde je δ Dirakova delta funkcija, i:

$$dP_t = \frac{1}{t_2 - t_1} dt \quad (11.6)$$

$$dP_{h_1} = \frac{1}{2g} dh_1 \quad (11.7)$$

$$dP_{h_2} = \frac{1}{2g} dh_2 \quad (11.8)$$

dok, u opštem slučaju, za proizvoljnu stohastičku komponentu ulaznog signala, važi:

$$dP_s = p(s) ds \quad (11.9)$$

Pošto je $\Psi = \Psi_1 \cdot \Psi_2$, simbolički integral (11.1) se može napisati kao šestostruki određeni integral:

$$\begin{aligned} \bar{\Psi} &= \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{-2g}^{2g} p(s) ds \int_{-2g}^{2g} \delta(x_1 - f_1(t)) dx_1 \int_{-2g}^{2g} \delta(x_2 - f_2(t)) dx_2 \int_{-g}^g \frac{\Psi_1}{2g} dh_1 \int_{-g}^g \frac{\Psi_2}{2g} dh_2 = \\ &= \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{-2g}^{2g} p(s) ds \int_{-2g}^{2g} (x_1 + s) \delta(x_1 - f_1(t)) dx_1 \int_{-2g}^{2g} (x_2 + s) \delta(x_2 - f_2(t)) dx_2 = \\ &= \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{-2g}^{2g} (f_1(t) + s)(f_2(t) + s) p(s) ds = \\ &= \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{-2g}^{2g} (f_1(t)f_2(t) + s(f_1(t) + f_2(t)) + s^2) p(s) ds \end{aligned} \quad (11.10)$$

U opštem slučaju, kada je $\bar{s} = 0$, sledi:

$$\begin{aligned} \bar{\Psi} &= \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{-2g}^{2g} (f_1(t)f_2(t) + s(f_1(t) + f_2(t)) + s^2) p(s) ds = \\ &= \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_1(t)f_2(t) dt + \sigma^2 = \\ &= \overline{(x_1 + s)(x_2 + s)} = \overline{y_1 y_2}. \end{aligned} \quad (11.11)$$

11.1.1 Primena Centralne granične teoreme i Teorije uzoraka na mernu nesigurnost merenja snage kombinovanog signala

Sa (Slika 3-1), u svakom trenutku snaga signala se može izraziti kao:

$\Psi = y_1 y_2 + e$, gde su y_1 i y_2 ulazni signali, i e predstavlja grešku merenja. Pošto se koristi dvobitni A/D konvertor, $\Psi \in \{-(2g)^2, 0, (2g)^2\}$ greška merenja je ograničena na: $|e| \leq (2g)^2$.

Treći centralni momenat M_3 je:

$$M_3 = \overline{(e-\bar{e})^3} = \bar{e}^3 = \int_{-2g}^{2g} e^3 p(e) de \leq \int_{-2g}^{2g} |e^3| p(e) de = \overline{|e|^3} \quad (11.12)$$

pošto je $\bar{e} = 0$, što sledi iz (11.11). Budući da je $|e| < (2g)^2$, onda je $M_3 < \overline{(2g)^6} = 64g^6$.

Dovoljan uslov [32] da bi se primenila Centralna granična teorema Teorije uzoraka na grešku e je da je treći centralni momenat ograničen. Koristeći uređaj sa (Slika 3-1) za merenje snage kombinovanog signala, standardna devijacija za sumu N odbiraka je:

$$\sigma_{\bar{e}}^2 = \frac{\sigma_e^2}{N} \quad (11.13)$$

11.1.2 Merna nesigurnost odbirka snage signala

Slično, možemo izvesti mernu nesigurnost kvadrata determinističkog signala $x = f(t)$ sa aditivnim šumom s , to jest $y_1 = y_2 = y = x + s = f(t) + s$.

Koristeći matematičku indukciju lako je dokazati da za uređaj prikazan na (Slika 3-1) važi:

$$\Psi_i^l = \text{sgn}^l(\Psi_i) \cdot |\Psi_i| (2g)^{l-1} \quad (11.14)$$

Gde je $i (i=1, 2)$ redni broj ulaznog kanala i l je ceo broj koji predstavlja stepen funkcije Ψ_i .

Pošto za svaku slučajnu datu vrednost Ψ važi:

$$\sigma_{\Psi}^2 = \overline{\Psi^2} - \bar{\Psi}^2 \quad (11.15)$$

onda:

$$\begin{aligned} \overline{\Psi^2} &= \frac{(2g)^2}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{-2g}^{2g} p(s) ds \int_{-2g}^{2g} \delta(x_1 - f_1(t)) dx_1 \int_{-2g}^{2g} \delta(x_2 - f_2(t)) dx_2 \int_{-g}^g \frac{|\Psi_1|}{2g} dh_1 \int_{-g}^g \frac{|\Psi_2|}{2g} dh_2 = \quad (11.16) \\ &\frac{(2g)^2}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{-2g}^{2g} p(s) ds \int_{-2g}^{2g} |x_1 + s| \delta(x_1 - f_1(t)) dx_1 \int_{-2g}^{2g} |x_2 + s| \delta(x_2 - f_2(t)) dx_2 \end{aligned}$$

Kada $y_1 = y_2 = y = f(t) + s$, relacija (11.16) se svodi na:

$$\begin{aligned}\overline{\Psi^2} &= \frac{(2g)^2}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{-2g}^{2g} |f(t) + s| |f(t) + s| p(s) ds = \\ & \frac{(2g)^2}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{-2g}^{2g} (f^2(t) + 2sf(t) + s^2) p(s) ds\end{aligned}\quad (11.17)$$

u opštem slučaju, i:

$$\overline{\Psi^2} = (2g)^2 \left(\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f^2(t) dt + \sigma^2 \right) = \overline{y^2} \quad (11.18)$$

kada je $\bar{s} = 0$.

Pošto je $\Psi = (x_1 + s) \cdot (x_2 + s) + e = (x + s)^2 + e$, gde je e greška jednog (trenutnog) merenja, takvog da je $\bar{e} = 0$, e je statistički nezavisna u odnosu na x_1 , x_2 i s , odnosno od x i s ,

$\overline{\Psi} = \overline{(x + s)^2}$ i $\sigma_{\Psi}^2 = \sigma_{y^2}^2 + \sigma_e^2$. Budući da je $\sigma_{y^2}^2 = \overline{\left((x + s)^2 \right)^2} - \left(\overline{(x + s)^2} \right)^2$ i $\sigma_e^2 = \sigma_{\Psi}^2 - \sigma_{y^2}^2$

onda za $x_1 = x_2 = f(t)$, važi

$$\begin{aligned}\sigma_e^2 &= (2g)^2 \left(\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f^2(t) dt + \sigma^2 \right) - \\ & \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{-2g}^{2g} (f(t) + s)^4 p(s) ds = \\ & (2g)^2 \left(\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f^2(t) dt + \sigma^2 \right) - \\ & \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{-2g}^{2g} (f^4(t) + 4f^3(t)s + 6f^2(t)s^2 + 4f(t)s^3 + s^4) p(s) ds\end{aligned}\quad (11.19)$$

Ako je šum termalni, to jest Johnson-Nyquistov ili Gausov, ova jednačina se svodi na:

$$\begin{aligned}
\sigma_e^2 &= (2g)^2 \left[\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f^2(t) dt + \sigma^2 \right] - \\
&\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{-2g}^{2g} (f^4(t) + 6f^2(t)s^2 + s^4) p(s) ds = \\
&(2g)^2 \left[\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f^2(t) dt + \sigma^2 \right] - \\
&\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f^4(t) dt - \frac{6\sigma^2}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f^2(t) dt - 3\sigma^4
\end{aligned} \tag{11.20}$$

Ako je $y_1 = y_2 = f(t) + s = A_1 \sin \omega t + s$, onda jednačina (11.20) postaje:

$$\begin{aligned}
\sigma_e^2 &= (2g)^2 \left(\frac{A_1^2}{2} + \sigma^2 \right) - \frac{3}{8} A_1^4 - 3A_1^2 \sigma^2 - 3\sigma^4 = \\
&\frac{A_1^2}{2} \left((2g)^2 - \frac{3}{4} A_1^2 \right) + \sigma^2 \left((2g)^2 - 3A_1^2 - 3\sigma^2 \right)
\end{aligned} \tag{11.21}$$

Slično, formule za uniformni šum su:

$$\begin{aligned}
\sigma_e^2 &= (2g)^2 \left[\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f^2(t) dt + \frac{\Delta^2}{12} \right] - \\
&\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f^4(t) dt - \frac{\Delta^2}{2} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f^2(t) dt - \frac{\Delta^4}{80}
\end{aligned} \tag{11.22}$$

za proizvoljni signal i uniformni šum, odnosno:

$$\sigma_e^2 = (2g)^2 \left[\frac{A_1^2}{2} + \frac{\Delta^2}{12} \right] - \frac{3}{8} A_1^4 - \frac{\Delta^2}{2} \frac{A_1^2}{2} - \frac{\Delta^4}{80} \tag{11.23}$$

za prostoperiodični signal i uniformni šum.

11.1.3 Merenje srednje vrednosti kombinovanog signala

Gornji brojač na (Slika 3-1) meri srednju vrednost ulaznog signala:

$$\overline{\Psi}_1 = \int_{t_1}^{t_2} \Psi_1 dP_{\Psi_1} \tag{11.24}$$

Slično kao i za snagu kombinovanog signala, verovatnoća dP_{Ψ_1} je:

$$dP_{\Psi_1} = dP_{x_1|t} dP_t dP_{h_1} dP_s,$$

gde je:

$$dP_{x_1|t} = \delta(x_1 - f_1(t)) dx_1 \quad (11.25)$$

$$dP_t = \frac{1}{t_2 - t_1} dt \quad (11.26)$$

$$dP_{h_1} = \frac{1}{2g} dh_1 \quad (11.27)$$

$$dP_s = p(s) ds \quad (11.28)$$

Simbolički integral u (11.24) se može izraziti kao:

$$\overline{\Psi_1} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_t^{t_2} dt \int_{-2g}^{2g} p(s) ds \int_{-2g}^{2g} \delta(x_1 - f_1(t)) dx_1 \int_{-g}^g \frac{\Psi_1}{2g} dh_1 \quad (11.29)$$

Za $x_1 = const$ i $s = const$ krajnji desni integral je:

$$\int_{-g}^g \frac{\Psi_1}{2g} dh_1 = x_1 + s \quad (11.30)$$

stoga gornji integral postaje:

$$\overline{\Psi_1} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_t^{t_2} dt \int_{-2g}^{2g} p(s) ds \int_{-2g}^{2g} (x_1 + s) \delta(x_1 - f_1(t)) dx_1 \quad (11.31)$$

Promenljive x_1 i s su statistički nezavisne, tako da je:

$$\overline{\Psi_1} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_t^{t_2} f_1(t) dt + \int_{-2g}^{2g} sp(s) ds = \overline{x_1} + \overline{s} \quad (11.32)$$

Ako je srednja vrednost šuma ($\overline{s} = 0$), onda:

$$\overline{\Psi_1} = \overline{x_1} \quad (11.33)$$

Ako je $x_1(t) = A_0 + r(t)$ (DC vrednost + ripl), i ako $r(t)$ signal ripla ispunjava uslov $\overline{r(t)} = 0$,

$$\overline{\Psi_1} = \overline{x_1} = A_0 \quad (11.34)$$

11.1.4 Gornja granica trećeg centralnog momenta greške

Greška e_1 je definisana sledećom jednačinom:

$$\Psi_1 = x_1 + s + e_1 \Rightarrow \overline{\Psi_1} = \overline{x_1} + \overline{s} \Rightarrow \overline{e_1} = 0 \quad (11.35)$$

Pošto je greška ograničena ($|e_1| \leq 2g$), treći centralni momenat M_3 je takođe ograničen:

$$\begin{aligned} M_3 &= \int_{-2g}^{2g} (e_1 - \overline{e_1})^3 p(e_1) de_1 = \int_{-2g}^{2g} e_1^3 p(e_1) de_1 \leq \\ &\leq \int_{-2g}^{2g} |e_1|^3 p(e_1) de_1 \leq \int_{-2g}^{2g} (2g)^3 p(e_1) de_1 = (2g)^3 \end{aligned} \quad (11.36)$$

Centralna granična teorema i Teorija uzoraka [32] se može primeniti, dakle:

$$\sigma_{\overline{e_1}}^2 = \frac{\sigma_{e_1}^2}{N} \quad (11.37)$$

11.1.5 Standardna devijacija greške

Pošto su $\Psi_1 = x_1 + s + e_1 \Rightarrow \overline{\Psi_1} = \overline{x_1} + \overline{s} \Rightarrow \overline{e_1} = 0$ i $x_1 + s$ i e_1 statistički nezavisni,

$$\sigma_{\Psi_1}^2 = \sigma_{x_1+s}^2 + \sigma_{e_1}^2 \quad (11.38)$$

i

$$\sigma_{e_1}^2 = \sigma_{\Psi_1}^2 - \sigma_{x_1+s}^2 \quad (11.39)$$

Slično kao i za merenje snage kombinovanog signala,

$$\begin{aligned} \sigma_{e_1}^2 &= 2g \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} \int_{-2g}^{2g} |x_1 + s| p(s) dt ds - \\ &\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} \int_{-2g}^{2g} (x_1 + s)^2 p(s) dt ds \end{aligned} \quad (11.40)$$

Pošto signal na prvom kanalu mora biti ograničen ($|x_1 + s| \leq 2g$) da bi se pravilno izmerio 2-bitnim A/D konvertorom,

$$\sigma_{e_1}^2 \leq \frac{2g}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} 2g dt \int_{-2g}^{2g} p(s) ds - \left(A_0^2 + P_r + \overline{s^2} \right) =$$

$$(2g)^2 - \left(A_0^2 + P_r + \overline{s^2} \right) \quad (11.41)$$

gde je P_r snaga ripla. Standardna devijacija greške e_1 je ograničena:

$$\sigma_{e_1}^2 \leq (2g)^2 - \left(A_0^2 + P_r + \overline{s^2} \right) = (2g)^2 - \overline{\Psi} \quad (11.42)$$

$$\sigma_{e_1}^2 \leq \frac{(2g)^2 - \overline{\Psi}}{N} = \frac{(2g)^2 - \left(A_0^2 + P_r + \overline{s^2} \right)}{N} = \frac{(2g)^2 - \left(A_0^2 + P_r + \sigma^2 \right)}{N} \quad (11.43)$$

U DC izvorima napajanja, P_r i σ^2 su male veličine, A_0 je reda veličine $2g$, tako da je izračunata gornja granica merne nesigurnosti, $\sigma_{e_1}^2$, za dovoljno veliko N veoma mala.

Definišimo DC indeks kvaliteta k_{dc} kao:

$$k_{dc} = \sqrt{\frac{P_r + \sigma^2}{A_0^2}} \quad (11.44)$$

U svim DC prekidačkim napajanjima cilj je da taj faktor izlaznog napona bude što je moguće manji, nula u idealnom slučaju. Ovaj faktor se lako meri uređajem prikazanom na (Slika 3-1) pošto je

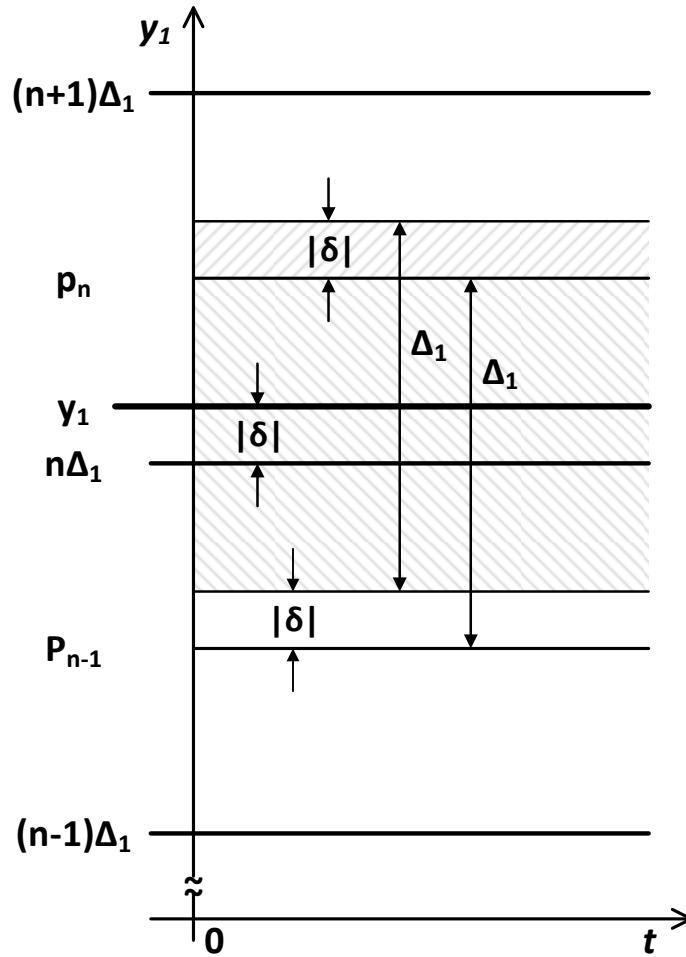
$$\overline{\Psi} = A_0^2 + P_r + \sigma^2 = \overline{y^2} \Rightarrow$$

$$k = \sqrt{\frac{\overline{\Psi} - \overline{\Psi}_1}{\overline{\Psi}_1}} \quad (11.45)$$

11.2 Dodatak 2: Merenje jednosmernog napona korišćenjem stohastičke digitalne merne metode

Na (Slika 11-1) je prikazana situacija u okolini kvantnog nivoa $n\Delta_1$, gde je Δ_1 kvant uniformnog kvantizera. Uniformni slučajni napon h_1 je takav da je $0 \leq |h_1| \leq \frac{\Delta_1}{2}$; $p(h_1) = \frac{1}{\Delta_1}$.

Neka je $|\delta|$ rastojanje merene veličine – konstantnog napona $y_1 = \text{const}$ od najbližeg kvantnog nivoa, recimo, $n\Delta_1$



Slika 11-1 Merenje konstantnog napona y_1 korišćenjem stohastičke digitalne merne metode

U gornjoj situaciji moguće vrednosti Ψ - izlaza dvobitnog A/D konvertora su

$$\Psi_1 = n\Delta_1 \quad \text{i} \quad \Psi_2 = (n+1)\Delta_1 \quad (11.46)$$

a njihove verovatnoće

$$P(\Psi_1) = \frac{\Delta_1 - |\delta|}{\Delta_1} \quad \text{i} \quad P(\Psi_2) = \frac{|\delta|}{\Delta_1} \quad (11.47)$$

Srednja vrednost izlaza A/D konvertora je

$$\bar{\Psi} = \Psi_1 P(\Psi_1) + \Psi_2 P(\Psi_2) \quad (11.48)$$

Smenom vrednosti iz (11.46) i (11.47) u (11.48) se dobija

$$\bar{\Psi} = n\Delta_1 + |\delta| = y_1 = \text{const} = \bar{y}_1 \quad (11.49)$$

Kako je

$$\Psi = y_1 + e \Rightarrow \overline{\Psi} = \overline{y_1} + \overline{e} \Rightarrow \overline{e} = 0 \quad (11.50)$$

Gde je e greška pojedinačnog merenja veličine y_1 .

$$\sigma_\Psi^2 = \overline{(\Psi - \overline{\Psi})^2} = \overline{(\Psi - y_1)^2} = \overline{e^2} \quad (11.51)$$

S druge strane je:

$\overline{e^2} = e_1^2 P(e_1) + e_2^2 P(e_2) = e_1^2 P(\Psi_1) + e_2^2 P(\Psi_2)$, pa je:

$$\sigma_\Psi^2 = \overline{e^2} = |\delta|^2 \frac{\Delta_1 - |\delta|}{\Delta_1} + (\Delta_1 - |\delta|)^2 \frac{|\delta|}{\Delta_1} \quad (11.52)$$

$$\sigma_\Psi^2 = |\delta|(\Delta_1 - |\delta|) \quad (11.53)$$

Relacija (11.53) važi u $\frac{\Delta_1}{2}$ okolini svakog kvantnog nivoa. U okolini nultog kvantnog nivoa važi:

$$\sigma_\Psi^2 = |y_1|(\Delta_1 - |y_1|) \quad (11.54)$$

Iz (11.53) se još vidi da za proizvoljno y_1 važi:

$$\sigma_\Psi^2 = \overline{\Psi^2} - \overline{\Psi}^2 = \overline{\Psi^2} - y_1^2 \leq \frac{\Delta_1^2}{4} \quad (11.55)$$

što ima za posledicu:

$$\overline{\Psi^2} \leq \frac{\Delta_1^2}{4} + y_1^2 \quad (11.56)$$

11.3 Dodatak 3: Nesigurnost merenja harmonijske komponente sinusnog signala

Nesigurnost merenja harmonijske komponente prostoperiodičnog signala odnosi se na korišćenje SDMM i dvobitnog A/D konvertora kada je moduo signala mnogo manji od kvanta. Signal koji se meri je $y_1 = A \sin(\omega t + \varphi)$, a digitalni signal bazisne funkcije je $y_2 = \cos \omega t$. Pretpostavka je, još, i da imamo beskonačno visoku učestanost odmeravanja i generisanja deterskih signala h_1 i h_2 na oba kanala (kanalu 1 i kanalu 2). Dalje pretpostavke su:

$$\Delta_1 \gg A; \Delta_2 \rightarrow 0 \quad (11.57)$$

Prvo se meri $\bar{\Psi} = \overline{\Psi_1 \cdot \Psi_2}$, gde je Ψ_1 diterovani izlaz iz dvobitnog konvertora – odnosno ulazni signal y_1 diterovan uniformnim šumom h_1 , a Ψ_2 je diterovana bazisna funkcija čiji odmerci se čitaju iz memorije – odnosno ulazni signal y_2 diterovan uniformnim šumom h_2 .

Pri tome je: $0 \leq |h_i| \leq \frac{\Delta_i}{2}$; $p(h_i) = \frac{1}{\Delta_i}$ ($i = 1, 2$)

U opštem slučaju je:

$$\bar{\Psi} = \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi dP_{\Psi} \quad (11.58)$$

dP_{Ψ} je elementarna verovatnoća da se desi Ψ , odnosno:

$$dP_{\Psi} = dP_{y_1/t} dP_{y_2/t} dP_t dP_{h_1} dP_{h_2} \quad (11.59)$$

U opštem slučaju je:

$$\begin{aligned} dP_{y_1/t} &= \delta(y_1 - f_1(t)) dy_1 \\ dP_{y_2/t} &= \delta(y_2 - f_2(t)) dy_2 \\ dP_t &= \frac{1}{t_2 - t_1} dt \\ dP_{h_1} &= \frac{1}{\Delta_1} dh_1 \\ dP_{h_2} &= \frac{1}{\Delta_2} dh_2 \end{aligned} \quad (11.60)$$

Simbolički integral (11.58) nakon što se uvrste prethodne nejednakosti postaje određeni integral:

$$\bar{\Psi} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{-R_1}^{R_1} \delta(y_1 - f_1(t)) dy_1 \int_{-R_2}^{R_2} \delta(y_2 - f_2(t)) dy_2 \int_{-\frac{\Delta_1}{2}}^{\frac{\Delta_1}{2}} \Psi_1 \frac{dh_1}{\Delta_1} \int_{-\frac{\Delta_2}{2}}^{\frac{\Delta_2}{2}} \Psi_2 \frac{dh_2}{\Delta_2} \quad (11.61)$$

integrabilnih funkcija $y_1 = f_1(t)$ i $y_2 = f_2(t)$

Određeni integrali su, na osnovu rezultata u Dodatak 2:

$$\int_{-\frac{\Delta_i}{2}}^{\frac{\Delta_i}{2}} \Psi_i \frac{dh_i}{\Delta_i} = y_i \quad (i = 1, 2) \text{ za } t = \text{const} \text{ odnosno } y_i = \text{const}, \text{ pa je, dalje:}$$

$$\bar{\Psi} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{-R_1}^{R_1} y_1 \delta(y_1 - f_1(t)) dy_1 \int_{-R_2}^{R_2} y_2 \delta(y_2 - f_2(t)) dy_2 \quad (11.62)$$

i na kraju je:

$$\bar{\Psi} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_1(t) f_2(t) dt = \overline{y_1 y_2} \quad (11.63)$$

Odnosno, u slučaju koji se razmatra, za harmonijske komponente sinusoidalnog signala:

$$\bar{\Psi} = \frac{A}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} \sin(\omega t + \varphi) \cos(\omega t) dt \quad (11.64)$$

Za $t_2 - t_1 = mT$; ($m = \pm 1, \pm 2, \dots$) T -perioda,

$$\bar{\Psi} = \frac{A}{2} \sin \varphi \quad (11.65)$$

U slučaju da učestanost semplovanja nije beskonačno visoka, relacija (11.65) nije potpuno tačna, tada je:

$$\bar{\Psi} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Psi_1(t) \Psi_2(t) \approx \frac{A}{2} \sin \varphi \quad (11.66)$$

i postoji određena merna nesigurnost merenja $\bar{\Psi}$ koju izražava σ_e^2 . Pri tome je e definisano relacijom (11.67):

$$\Psi = y_1 y_2 + e \quad (11.67)$$

Iz (11.63) i (11.67) sledi da je:

$$\bar{\Psi} = \overline{y_1 y_2} \Rightarrow \bar{e} = 0 \quad (11.68)$$

Iz (11.67) takođe sledi:

$$\sigma_{\Psi}^2 = \sigma_{y_1 y_2}^2 + \sigma_e^2 \quad (11.69)$$

a na osnovu Centralne granične teoreme i teorije uzoraka je za konačno N :

$$\sigma_e^2 = \frac{\sigma_e^2}{N} \quad (11.70)$$

varijansa srednje vrednosti greške e .

Takođe sledi:

$$\sigma_{\Psi}^2 = \overline{\Psi^2} - \overline{\Psi}^2 = \overline{\Psi^2} - y_1 y_2^2 \quad (11.71)$$

Treba odrediti $\overline{\Psi^2}$.

$$\overline{\Psi^2} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{-R_1}^{R_1} \delta(y_1 - f_1(t)) dy_1 \int_{-R_2}^{R_2} \delta(y_2 - f_2(t)) dy_2 \int_{-\frac{\Delta_1}{2}}^{\frac{\Delta_1}{2}} \Psi_1^2 \frac{dh_1}{\Delta_1} \int_{-\frac{\Delta_2}{2}}^{\frac{\Delta_2}{2}} \Psi_2^2 \frac{dh_2}{\Delta_2} \quad (11.72)$$

Kako je

$$\Delta_2 \ll 1 = |y_2|_{\max} \Rightarrow \sigma_{\Psi_2}^2 = \Psi_2^2 - y_2^2 \leq \frac{\Delta_2^2}{4} \Rightarrow \Psi_2^2 \leq \frac{\Delta_2^2}{4} + y_2^2 \quad (11.73)$$

gde je: Δ_2 kvant bazisne funkcije a $|y_2|_{\max}$ amplituda bazisne funkcije.

S druge strane je za prostoperiodičan signal amplitude A :

$$|y_1| \leq A \ll \Delta_1 \quad (11.74)$$

pa je:

$$\sigma_{\Psi_1}^2 = \overline{\Psi_1^2} - y_1^2 \leq \Delta_1 \cdot A \Rightarrow \overline{\Psi_1^2} \leq \Delta_1 \cdot A + y_1^2 \quad (11.75)$$

jer je, na osnovu rezultata u Dodatak 2:

$$\sigma_{\Psi_1}^2(y_1) = |y_1|(\Delta_1 - |y_1|) = |y_1|\Delta_1 \leq A \cdot \Delta_1 \quad (11.76)$$

Na osnovu (11.73) i (11.75) određeni integral (11.72) postaje:

$$\overline{\Psi^2} \leq \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{-R_1}^{R_1} (\Delta_1 A + y_1^2) \delta(y_1 - f_1(t)) dy_1 \int_{-R_2}^{R_2} \left(\frac{\Delta_2^2}{4} + y_2^2 \right) \delta(y_2 - f_2(t)) dy_2 \quad (11.77)$$

Odnosno

$$\overline{\Psi^2} \leq \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_1^2(t) f_2^2(t) dt + \frac{\Delta_1 A}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_2^2(t) dt + \frac{\Delta_2^2}{4} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_1^2(t) dt + \frac{\Delta_1 A \Delta_2^2}{4} \quad (11.78)$$

S druge strane je, na osnovu (11.71)

$$\overline{\Psi^2} = \sigma_{\Psi}^2 + \overline{y_1 y_2^2}^2 \quad (11.79)$$

pa (11.78) postaje:

$$\sigma_{\Psi}^2 + \overline{y_1 y_2}^2 \leq \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_1^2(t) f_2^2(t) dt + \frac{\Delta_1 A}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_2^2(t) dt + \frac{\Delta_2^2}{4} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_1^2(t) dt + \frac{\Delta_1 A \Delta_2^2}{4} \quad (11.80)$$

odnosno

$$\sigma_{\Psi}^2 \leq \sigma_{y_1 y_2}^2 + \frac{\Delta_1 A}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_2^2(t) dt + \frac{\Delta_2^2}{4} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_1^2(t) dt + \frac{\Delta_1 A \Delta_2^2}{4} \quad (11.81)$$

Smenom σ_{Ψ}^2 iz (11.69) u (11.81) se najzad dobija:

$$\sigma_e^2 \leq \frac{\Delta_1 A}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_2^2(t) dt + \frac{\Delta_2^2}{4} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_1^2(t) dt + \frac{\Delta_1 A \Delta_2^2}{4} \quad (11.82)$$

odnosno:

$$\sigma_e^2 = \frac{\sigma_e^2}{N} \leq \frac{1}{N} \left[\frac{\Delta_1 A}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_2^2(t) dt + \frac{\Delta_2^2}{4} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_1^2(t) dt + \frac{\Delta_1 A \Delta_2^2}{4} \right] \quad (11.83)$$

Ako je $\Delta_2 = 0$, sledi da je

$$\sigma_e^2 \leq \frac{1}{N} \frac{\Delta_1 A}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f_2^2(t) dt \quad (11.84)$$

odnosno

$$\sigma_e^2 \leq \frac{1}{N} \frac{\Delta_1 A}{2} \quad (11.85)$$

u slučaju $y_2 = f_2(t) = \sin \omega t$, kao i u slučaju $y_2 = f_2(t) = \cos \omega t$, jer je određeni integral u relaciji (11.84) u oba slučaja isti.

11.4 Dodatak 4

Definicija reaktivne snage u nesinusoidalnom režimu je:

$$Q = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u\left(t - \frac{T}{4}\right) \cdot i(t) dt \quad (11.86)$$

Pretpostavimo da se $u(t)$ i $i(t)$ mogu aproksimirati sa dovoljnom tačnošću trigonometrijskim (Fourier) polinomima stepena M . Tada je:

$$u(t) = \sum_{i=1}^M [a_i \cdot \cos(i\omega t) + b_i \cdot \sin(i\omega t)] \quad (11.87)$$

$$i(t) = \sum_{i=1}^M [c_i \cdot \cos(i\omega t) + d_i \cdot \sin(i\omega t)] \quad (11.88)$$

Na osnovu gornjih relacija dobija se

$$Q = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \sum_{i=1}^M [A_i + B_i] \cdot [c_i \cdot \cos(i\omega t) + d_i \cdot \sin(i\omega t)] dt \quad (11.89)$$

pri čemu je

$$A_i = a_i \cdot \left(\cos(i\omega t) \cdot \cos\left(\frac{i\pi}{2}\right) + \sin(i\omega t) \cdot \sin\left(\frac{i\pi}{2}\right) \right) \quad (11.90)$$

$$B_i = b_i \cdot \left(-\cos(i\omega t) \cdot \sin\left(\frac{i\pi}{2}\right) + \sin(i\omega t) \cdot \cos\left(\frac{i\pi}{2}\right) \right) \quad (11.91)$$

Reaktivna snage Q se može izraziti i kao funkcija Furijeovih koeficijenata

$$Q = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \left[(a_i c_i + b_i d_i) \cdot \cos\left(\frac{i\pi}{2}\right) + (a_i d_i - b_i c_i) \cdot \sin\left(\frac{i\pi}{2}\right) \right] \quad (11.92)$$

Literatura

- [1] D. Tarach and G. Trenkler, "A noise-adaptive digital null detector," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 46, no. 2, pp. 435–438, Apr. 1997.
- [2] "Tuned Amplifier and Null Detector." General Radio Company, Apr-1962.
- [3] "MFLI User Manual." Zurich Instruments, 14-Jul-2016.
- [4] A. Alaghi and J. P. Hayes, "Survey of Stochastic Computing," *ACM Trans Embed Comput Syst*, vol. 12, no. 2s, p. 92:1–92:19, May 2013.
- [5] D. Pejic and V. Vujicic, "Accuracy limit of high-precision stochastic watt-hour meter," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 49, no. 3, pp. 617–620, Jun. 2000.
- [6] V. Vujicic and D. Pejic, "Inherently digital stochastic analog AC to DC transfer," 2001, vol. 3, pp. 2070–2073.
- [7] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume I: Estimation Theory*, 1 edition. Englewood Cliffs, N.J: Prentice Hall, 1993.
- [8] V. V. Vujicic, S. S. Milovancev, M. D. Pesaljevic, D. V. Pejic, and I. Z. Zupunski, "Low-frequency stochastic true RMS instrument," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 48, no. 2, pp. 467–470, 1999.
- [9] V. Vujičić, I. Župunski, Z. Mitrović, and M. Sokola, "Measurement in a point versus measurement over an interval," in *XIX IMEKO World Congress Fundamental and Applied Metrology*, 2009.
- [10] P. M. Sovilj, S. S. Milovancev, and V. Vujicic, "Digital Stochastic Measurement of a Nonstationary Signal With an Example of EEG Signal Measurement," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 60, no. 9, pp. 3230–3232, Sep. 2011.
- [11] A. Radonjic, P. Sovilj, and V. Vujicic, "Stochastic Measurement of Power Grid Frequency Using a Two-Bit A/D Converter," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 63, no. 1, pp. 56–62, Jan. 2014.
- [12] W. R. Bennett, "Spectra of Quantized Signals," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 27, no. 3, pp. 446–472, Jul. 1948.
- [13] M. F. Wagdy and W.-M. Ng, "Validity of uniform quantization error model for sinusoidal signals without and with dither," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 38, no. 3, pp. 718–722, Jun. 1989.
- [14] L. Gammaitoni, P. Hänggi, P. Jung, and F. Marchesoni, "Stochastic resonance," *Rev. Mod. Phys.*, vol. 70, no. 1, pp. 223–287, Jan. 1998.
- [15] R. N. Chavan, D. G. Chougule, R. B. Patel, and B. P. Singh, "VHDL Implementation of Sigma-Delta Analog To Digital Converter," 2010, pp. 381–383.
- [16] S. A. Utage, R. R. Dube, R. B. Patel, and B. P. Singh, "SIGMA DELTA DAC USING VHDL-AMS," 2010, pp. 384–388.
- [17] P. Petrovic, "New Digital Multimeter for Accurate Measurement of Synchronously Sampled AC Signals," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 53, no. 3, pp. 716–725, Jun. 2004.
- [18] D. L. Carní, D. Grimaldi, and L. Serratore, "Behavioural characteristics of $\Sigma\Delta$ modulators in time and frequency domains," *Measurement*, vol. 40, no. 5, pp. 509–519, Jun. 2007.
- [19] Chang Han Bae, J. H. Ryu, and Kwang Won Lee, "Suppression of harmonic spikes in switching converter output using dithered sigma-delta modulation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 1, pp. 159–166, Feb. 2002.
- [20] "ADSST-SALEM-3T Datasheet | DatasheetLib.com." [Online]. Available: http://www.datasheetlib.com/datasheet/821753/adsst-salem-3t_adi-analog-devices-inc.html. [Accessed: 09-Oct-2016].

- [21] F. Adamo, F. Attivissimo, N. Giaquinto, and M. Savino, "Measuring the static characteristic of dithered A/D converters," *Measurement*, vol. 32, no. 4, pp. 231–239, Dec. 2002.
- [22] F. Adamo, F. Attivissimo, N. Giaquinto, and I. Kale, "Frequency Domain Analysis for Dynamic Nonlinearity Measurement in A/D Converters," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 56, no. 3, pp. 760–769, Jun. 2007.
- [23] P. Sovilj, M. Milovanović, D. Pejić, M. Urekar, and Z. Mitrović, "Influence of Wilbraham-Gibbs Phenomenon on Digital Stochastic Measurement of EEG Signal Over an Interval," *Meas. Sci. Rev.*, vol. 14, no. 5, pp. 270–278, 2014.
- [24] M. F. Wagdy, "Effect of various dither forms on quantization errors of ideal A/D converters," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 38, no. 4, pp. 850–855, Aug. 1989.
- [25] L. Krause, "Effective quantization by averaging and dithering," *Measurement*, vol. 39, no. 8, pp. 681–694, Oct. 2006.
- [26] A. Moschitta and D. Petri, "Integral non-linearity in memoryless A/D converters," *Measurement*, vol. 41, no. 2, pp. 186–191, Feb. 2008.
- [27] R. G. Arendt, D. J. Fixsen, and S. H. Moseley, "Dithering Strategies for Efficient Self-Calibration of Imaging Arrays," *Astrophys. J.*, vol. 536, no. 1, pp. 500–512, Jun. 2000.
- [28] F. Marchesoni, E. Menichella-Saetta, M. Pochini, and S. Santucci, "Analog simulation of underdamped stochastic systems driven by colored noise: Spectral densities," *Phys. Rev. A*, vol. 37, no. 8, pp. 3058–3066, Apr. 1988.
- [29] P. Shi, X. Ding, and D. Han, "Study on multi-frequency weak signal detection method based on stochastic resonance tuning by multi-scale noise," *Measurement*, vol. 47, pp. 540–546, Jan. 2014.
- [30] R. Benzi, A. Sutera, and A. Vulpiani, "The mechanism of stochastic resonance," *J. Phys. Math. Gen.*, vol. 14, no. 11, p. L453, 1981.
- [31] I. Župunski, V. Vujicic, Z. Mitrovic, S. Milovancev, and M. Pesaljevic, "On-Line Determination of the Measurement Uncertainty of the Stochastic Measurement Method," in *Proc. of XIX IMEKO World Congress*, Lisbon, Portugal, 2009, pp. 1048–1051.
- [32] A. Papoulis, *Probability, random variables, and stochastic processes*, 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1991.
- [33] J. von Neumann, "Probabilistic logics and synthesis of reliable organisms from unreliable components," in *Automata Studies*, Princeton University Press, 1956, pp. 43–98.
- [34] E. M. Petriu, K. Watanabe, and T. H. Yeap, "Applications of random-pulse machine concept to neural network design," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 45, no. 2, pp. 665–669, Apr. 1996.
- [35] K. Nagy and M. Takacs, "Type-2 Fuzzy Sets and SAAD as a Possible Application," *Acta Polytech. Hung.*, vol. 5, no. 1, pp. 111–120, 2008.
- [36] K. Nagy, S. Diveki, P. Odry, M. Sokola, and V. Vujičić, "A Stochastic Approach to Fuzzy Control," *Acta Polytech. Hung.*, vol. 9, no. 6, 2012.
- [37] K. Weierstrass, *Über die analytische Darstellbarkeit sogenannter willkürlicher Funktionen einer reellen Veränderlichen*, Kön. Preussischen Akad., Wissenschaften. 1855.
- [38] G. D'Antona and A. Ferrero, *Digital signal processing for measurement systems: theory and applications*. New York, NY: Springer, 2006.
- [39] V. Vujicic, "Generalized low-frequency stochastic true RMS instrument," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 50, no. 5, pp. 1089–1092, Oct. 2001.

- [40] B. M. Santrac, M. A. Sokola, Z. Mitrovic, I. Zupunski, and V. Vujicic, "A novel method for stochastic measurement of harmonics at low signal-to-noise ratio," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 10, pp. 3434–3441, 2009.
- [41] G. Vasilescu, *Electronic Noise and Interfering Signals: Principles and Applications*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [42] L. E. Crooks, "Noise reduction techniques in electronic systems (2nd ed.), Henry W. Ott. Wiley-Interscience, New York. 1988," *Magn. Reson. Med.*, vol. 10, no. 3, pp. 426–427, Jun. 1989.
- [43] George Kennedy, Brendan Davis, SRM Prasanna, *Electronic Communication System*.
- [44] P. J. Fish, *Electronic noise and low noise design*. New York: McGraw-Hill, 1994.
- [45] "Handbook_Noise_Measurement.pdf." [Online]. Available: http://www.ietlabs.com/pdf/Manuals/Handbook_Noise_Measurement.pdf. [Accessed: 09-Oct-2016].
- [46] Z. G. Djuric, I. M. Jokic, and A. Peles, "Highly sensitive graphene-based chemical and biological sensors with selectivity achievable through low-frequency noise measurement — Theoretical considerations," 2014, pp. 153–156.
- [47] Z. Djurić, I. Jokić, and A. Peleš, "Fluctuations of the number of adsorbed molecules due to adsorption–desorption processes coupled with mass transfer and surface diffusion in bio/chemical MEMS sensors," *Microelectron. Eng.*, vol. 124, pp. 81–85, Jul. 2014.
- [48] Z. Djurić, I. Jokić, and K. Radulović, "Resonant Frequency and Phase Noise of Nanoelectromechanical Oscillators Based on Two-dimensional Crystal Resonators," *Procedia Eng.*, vol. 87, pp. 460–463, 2014.
- [49] V. Vujicic, "Generalized low-frequency stochastic true RMS instrument," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 50, no. 5, pp. 1089–1092, Oct. 2001.
- [50] B. M. Santrac, M. A. Sokola, Z. Mitrovic, I. Zupunski, and V. Vujicic, "A novel method for stochastic measurement of harmonics at low signal-to-noise ratio," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 10, pp. 3434–3441, 2009.
- [51] J. A. Rice, *Mathematical Statistics and Data Analysis*. Duxbury Press, 1995.
- [52] V. Vujicic, A. Radonjic, B. Vujicic, and Z. Beljic, "Stochastic Measurement of the Spectral Power Density of Low-Frequency Noise Generated by Graphene-Based Chemical and Biological Sensors: Case Study," in *ResearchGate*, 2014.
- [53] V. Pjevalica and V. Vujicic, "Further Generalization of the Low-Frequency True-RMS Instrument," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 3, pp. 736–744, Mar. 2010.
- [54] A. Radonjic, P. Sovilj, and V. Vujicic, "Measurement uncertainty bounds of DSM method," 2012, pp. 572–573.
- [55] D. Pejic, M. Urekar, V. Vujicic, and S. Avramov-Zamurovic, "Comparator offset error suppression in stochastic converters used in a watt-hour meter," 2010, pp. 235–236.
- [56] C. E. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication," *SIGMOBILE Mob Comput Commun Rev*, vol. 5, no. 1, pp. 3–55, Jan. 2001.
- [57] J. W. Cooley and J. W. Tukey, "An Algorithm for the Machine Computation of the Complex Fourier Series," *Math. Comput.*, vol. 19, pp. 297–301, Apr. 1965.
- [58] R. Mersereau and T. Speake, "A unified treatment of Cooley-Tukey algorithms for the evaluation of the multidimensional DFT," *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process.*, vol. 29, no. 5, pp. 1011–1018, Oct. 1981.
- [59] R. Bernardini, G. M. Cortelazzo, and G. A. Mian, "A sequential multidimensional Cooley-Tukey algorithm," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 42, no. 9, pp. 2430–2438, Sep. 1994.
- [60] Y. Voronenko and M. Puschel, "Algebraic Signal Processing Theory: Cooley –Tukey Type Algorithms for Real DFTs," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 57, no. 1, pp. 205–222, Jan. 2009.

- [61] H.-Y. Lee and I.-C. Park, "Balanced Binary-Tree Decomposition for Area-Efficient Pipelined FFT Processing," *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 54, no. 4, pp. 889–900, Apr. 2007.
- [62] A. B. Baggini and A. Sumper, Eds., *Electrical energy efficiency: technologies and applications*. Chichester, West Sussex ; Hoboken, N.J: Wiley, 2012.
- [63] Canxing Lu, Lu Huang, and Wenjia Li, "A 2-Bit 4GS/s flash A/D converter in 0.18 μm CMOS for an IR-UWB communication system," 2008, pp. 1965–1968.
- [64] Ran Li, Qi Zhao, Ting Yi, and Zhiliang Hong, "A 14-bit 2-GS/s DAC with SFDR \geq 70dB up to 1-GHz in 65-nm CMOS," 2011, pp. 500–503.
- [65] R. P. Venturini, P. Mattavelli, P. Zanchetta, and M. Sumner, "Adaptive Selective Compensation for Variable Frequency Active Power Filters in More Electrical Aircraft," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 48, no. 2, pp. 1319–1328, 2012.
- [66] J. Miret, M. Castilla, J. Matas, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, "Selective Harmonic-Compensation Control for Single-Phase Active Power Filter With High Harmonic Rejection," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 8, pp. 3117–3127, Aug. 2009.
- [67] V. F. Corasaniti, M. B. Barbieri, P. L. Arnera, and M. I. Valla, "Hybrid Power Filter to Enhance Power Quality in a Medium-Voltage Distribution Network," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 8, pp. 2885–2893, Aug. 2009.
- [68] E. Lavopa, P. Zanchetta, M. Sumner, and F. Cupertino, "Real-Time Estimation of Fundamental Frequency and Harmonics for Active Shunt Power Filters in Aircraft Electrical Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 8, pp. 2875–2884, Aug. 2009.
- [69] D. Belega, D. Dallet, and D. Slepicka, "Accurate Amplitude Estimation of Harmonic Components of Incoherently Sampled Signals in the Frequency Domain," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 5, pp. 1158–1166, May 2010.
- [70] D. Belega, D. Dallet, and D. Petri, "Accuracy of Sine Wave Frequency Estimation by Multipoint Interpolated DFT Approach," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 11, pp. 2808–2815, Nov. 2010.
- [71] D. Belega and D. Dallet, "Amplitude Estimation by a Multipoint Interpolated DFT Approach," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 5, pp. 1316–1323, May 2009.
- [72] W. Jidong, Y. Guanqing, W. Jing, Z. Dong, and C. Yanbo, "Harmonic analysis method based on multiple modulation zoom analysis and interpolating windowed FFT method," 2011, pp. 1–5.
- [73] G. Simon, R. Pintelon, L. Sujbert, and J. Schoukens, "An efficient nonlinear least square multisine fitting algorithm," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 51, no. 4, pp. 750–755, Aug. 2002.
- [74] B. Chattopadhyay, C. Ivanov, and M. S. Sachdev, "A new frequency measurement algorithm in the presence of harmonics using instantaneous phasor quantities," 1996, vol. 1, pp. 130–133.
- [75] P. K. Dash, A. K. Pradhan, and G. Panda, "Frequency estimation of distorted power system signals using extended complex Kalman filter," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 14, no. 3, pp. 761–766, Jul. 1999.
- [76] J. Barros and E. Perez, "An adaptive method for determining the reference compensating current in single-phase shunt active power filters," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 18, no. 4, pp. 1578–1580, Oct. 2003.
- [77] F. Cupertino, M. Marinelli, and L. Salvatore, "EKF-and wavelet-based algorithms applied to harmonic detection for active shunt filters," 2004, pp. 721–727.

- [78] D. Hart, D. Novosel, Yi Hu, B. Smith, and M. Egolf, "A new frequency tracking and phasor estimation algorithm for generator protection," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 12, no. 3, pp. 1064–1073, Jul. 1997.
- [79] R. Carbone, A. Testa, D. Menniti, R. E. Morrison, and E. Delaney, "Harmonic and interharmonic distortion in current source type inverter drives," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 10, no. 3, pp. 1576–1583, Jul. 1995.
- [80] B. Geethalakshmi, K. Babu, and S. S. Santhoshma, "Analysis of interharmonics in conventional and matrix converter fed adjustable speed drives," 2012, pp. 1–6.
- [81] M. B. Duric and Z. R. Durisic, "Frequency measurement in power networks in the presence of harmonics using fourier and zero crossing technique," 2005, pp. 1–6.
- [82] M. D. Kusljevic, "Simultaneous Frequency and Harmonic Magnitude Estimation Using Decoupled Modules and Multirate Sampling," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 4, pp. 954–962, Apr. 2010.
- [83] Petrović P., "Frequency and parameter estimation of multi-sinusoidal signal," *Meas. Sci. Rev.*, vol. 12, no. 5, p. 175, 2012.
- [84] F. Wang and M. H. J. Bollen, "Frequency-Response Characteristics and Error Estimation in RMS Measurement," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 19, no. 4, pp. 1569–1578, Oct. 2004.
- [85] K. Duda, "Accurate, Guaranteed Stable, Sliding Discrete Fourier Transform [DSP Tips & Tricks]," *IEEE Signal Process. Mag.*, Nov. 2010.
- [86] R. Lyons, "dsp tips & tricks - the sliding DFT," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 20, no. 2, pp. 74–80, Mar. 2003.
- [87] R.-C. Wu and C.-T. Chiang, "Analysis of the Exponential Signal by the Interpolated DFT Algorithm," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 12, pp. 3306–3317, Dec. 2010.
- [88] K. Duda, "Interpolation Algorithms of DFT for Parameters Estimation of Sinusoidal and Damped Sinusoidal Signals," in *Fourier Transform - Signal Processing*, S. Salih, Ed. InTech, 2012.
- [89] M. Wang and Y. Sun, "A Practical, Precise Method for Frequency Tracking and Phasor Estimation," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 19, no. 4, pp. 1547–1552, Oct. 2004.
- [90] V. V. Terzija, "Improved recursive newton-type algorithm for frequency and spectra estimation in power systems," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 52, no. 5, pp. 1654–1659, Oct. 2003.
- [91] T. S. Sidhu, "Accurate measurement of power system frequency using a digital signal processing technique," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 48, no. 1, pp. 75–81, Feb. 1999.
- [92] S. R. Long, N. E. Huang, and Z. Y. Shen, "The empirical mode decomposition and the Hubert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis," Jan. 1998.
- [93] N. E. Huang, Z. Shen, and S. R. Long, "A NEW VIEW OF NONLINEAR WATER WAVES: The Hilbert Spectrum ¹," *Annu. Rev. Fluid Mech.*, vol. 31, no. 1, pp. 417–457, Jan. 1999.
- [94] R. Yang, A. Song, and B. Xu, "Feature extraction of motor imagery eeg based on wavelet transform and higher-order statistics," *Int. J. Wavelets Multiresolution Inf. Process.*, vol. 8, no. 3, pp. 373–384, May 2010.
- [95] D. Gabor, "Theory of communication. Part I: The analysis of information," *J. Inst. Electr. Eng. - Part III Radio Commun. Eng.*, vol. 93, no. 26, pp. 429–441, Nov. 1946.
- [96] V.-E. Neagoie, "Inversion of the Van der Monde matrix," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 3, no. 4, pp. 119–120, Apr. 1996.
- [97] I. Gohberg and V. Olshevsky, "The Fast Generalized Parker–Traub Algorithm for Inversion of Vandermonde and Related Matrices," *J. Complex.*, vol. 13, no. 2, pp. 208–234, Jun. 1997.

- [98] P. B. Petrović and M. R. Stevanović, "Algorithm for Fourier coefficient estimation," *IET Signal Process.*, vol. 5, no. 2, p. 138, 2011.
- [99] H. Wang, Z. Liu, B. Zhu, and Q. Song, "Multiple Harmonics Fitting Algorithms Applied to Periodic Signals Based on Hilbert-Huang Transform," *J. Sens.*, vol. 2013, p. e580152, Jun. 2013.
- [100] M. D. Kusljevic, "A Simple Recursive Algorithm for Frequency Estimation," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 53, no. 2, pp. 335–340, Apr. 2004.
- [101] J.-Z. Yang, C.-S. Yu, and C.-W. Liu, "A New Method for Power Signal Harmonic Analysis," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 20, no. 2, pp. 1235–1239, Apr. 2005.
- [102] J. J. Tomic, M. D. Kusljevic, and V. V. Vujicic, "A New Power System Digital Harmonic Analyzer," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 22, no. 2, pp. 772–780, Apr. 2007.
- [103] A. Lopez, J.-C. Montao, M. Castilla, J. Gutierrez, M. D. Borrás, and J. C. Bravo, "Power System Frequency Measurement Under Nonstationary Situations," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 23, no. 2, pp. 562–567, Apr. 2008.
- [104] A. Routray, A. K. Pradhan, and K. P. Rao, "A novel Kalman filter for frequency estimation of distorted signals in power systems," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 51, no. 3, pp. 469–479, Jun. 2002.
- [105] T. T. Nguyen and X. J. Li, "Application of a z-transform signal model and median filtering for power system frequency and phasor measurements," *IET Gener. Transm. Distrib.*, vol. 1, no. 1, p. 72, 2007.
- [106] Y. S. Poberezhskiy and G. Y. Poberezhskiy, "Sampling and Signal Reconstruction Circuits Performing Internal Antialiasing Filtering and Their Influence on the Design of Digital Receivers and Transmitters," *IEEE Trans. Circuits Syst. Fundam. Theory Appl.*, vol. 51, no. 1, pp. 118–129, Jan. 2004.
- [107] D. E. Troncoso Romero and G. Jovanovic, "Digital FIR Hilbert Transformers: Fundamentals and Efficient Design Methods," in *MATLAB - A Fundamental Tool for Scientific Computing and Engineering Applications - Volume 1*, V. Katsikis, Ed. InTech, 2012.
- [108] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*, 3 edition. Upper Saddle River: Pearson, 2009.
- [109] Y.-L. Tai and T.-P. Lin, "Design of Hilbert transformers by multiple use of same subfilter," *Electron. Lett.*, vol. 25, no. 19, p. 1288, 1989.
- [110] Yong Ching Lim, Ya Jun Yu, and T. Saramaki, "Optimum masking levels and coefficient sparseness for Hilbert transformers and half-band filters designed using the frequency-response masking technique," *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 52, no. 11, pp. 2444–2453, Nov. 2005.
- [111] N. J. Higham, *Accuracy and stability of numerical algorithms*, 2nd ed. Philadelphia: Society for Industrial and Applied Mathematics, 2002.
- [112] P. Arpaia, A. Manuel da Cruz Serra, and C. L. Monteiro, "A critical note to IEEE 1057-94 standard on hysteretic ADC dynamic testing," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 50, no. 4, pp. 941–948, Aug. 2001.
- [113] Kay S. M., *Modern Spectral Estimation: Theory and Applications*, Prentice-Hall. Englewood Cliffs, NJ.
- [114] P. Stoica, Hongbin Li, and Jian Li, "Amplitude estimation of sinusoidal signals: survey, new results, and an application," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 48, no. 2, pp. 338–352, Feb. 2000.
- [115] Y. Pantazis, O. Rosec, and Y. Stylianou, "Iterative Estimation of Sinusoidal Signal Parameters," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 17, no. 5, pp. 461–464, May 2010.
- [116] N. C. Tse and L. Lai, "Wavelet-Based Algorithm for Signal Analysis," *EURASIP J. Adv. Signal Process.*, vol. 2007, no. 1, p. 38916, 2007.

- [117] D. Agrez, "Improving Phase Estimation With Leakage Minimization," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 54, no. 4, pp. 1347–1353, Aug. 2005.
- [118] B. R. Gaines, "Stochastic computing," in *American Federation of Information Processing Societies: Proceedings of the AFIPS '67 Spring Joint Computer Conference, April 18-20, 1967, Atlantic City, New Jersey, USA, 1967*, vol. 30, pp. 149–156.
- [119] D. E. Knuth, *The Art of Computer Programming, Volume 2 (3rd Ed.): Seminumerical Algorithms*. Boston, MA, USA: Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 1997.
- [120] Jan Neškudla and Josef Vedral, "Digitally Controlled White Noise Generator," in *Proceedings*, Rio de Janeiro, 2006.
- [121] S. L. Toral, J. M. Quero, and L. G. Franquelo, "Stochastic pulse coded arithmetic," 2000, vol. 1, pp. 599–602.
- [122] J. Vedral and J. Holub, "Oscilloscope testing by means of stochastic signal," *ResearchGate*, vol. 1, no. 1, Jan. 2001.
- [123] Z. Mitrović, "A phase angle standard," *Meas. Sci. Technol.*, vol. 15, no. 3, p. 559, 2004.
- [124] Zoran Mitrović, "Prilog razvoju etalona faznog ugla," Univerzitet u Novom Sadu, Novi Sad, 2003.