



UNIVERZITET U NOVOM SADU  
FAKULTET TEHNIČKIH NAUKA U  
NOVOM SADU



Željko Beljić

**METODA MERENJA HARMONIKA U  
REALNOJ DISTRIBUTIVNOJ MREŽI  
PRIMENOM A/D KONVERTORA  
DVOBITNE REZOLUCIJE**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Novi Sad, 2016.



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

## КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, <b>РБР:</b>	
Идентификациони број, <b>ИБР:</b>	
Тип документације, <b>ТД:</b>	Монографска публикација
Тип записа, <b>ТЗ:</b>	Текстуални штампани материјал
Врста рада, <b>ВР:</b>	Докторска дисертација
Аутор, <b>АУ:</b>	Жељко Бељић
Ментор, <b>МН:</b>	проф. др Зоран Митровић
Наслов рада, <b>НР:</b>	Метода мерења хармоника у реалној дистрибутивној мрежи применом А/Д конвертора двобитне резолуције
Језик публикације, <b>ЈП:</b>	српски
Језик извода, <b>ЈИ:</b>	српски/енглески
Земља публиковања, <b>ЗП:</b>	Србија
Уже географско подручје, <b>УГП:</b>	Аутономна Покрајина Војводина
Година, <b>ГО:</b>	2016
Издавач, <b>ИЗ:</b>	Ауторски репринт
Место и адреса, <b>МА:</b>	Факултет техничких наука, Трг Доситеја Обрадовића 6, Нови Сад
Физички опис рада, <b>ФО:</b> (поглавља/страна/ цитата/табела/слика/графика/прилога)	8/114/117/20/54/0/9
Научна област, <b>НО:</b>	Електротехничко и рачунарско инжењерство
Научна дисциплина, <b>НД:</b>	Електрична мерења
Предметна одредница/Кључне речи, <b>ПО:</b>	Мерење хармоника, двобитни А/Д конвертор, варијација фреквенције, квалитет електричне енергије, Стохастичка мерна метода
<b>УДК</b>	Монографска публикација
Чува се, <b>ЧУ:</b>	Библиотека Факултета техничких наука, Универзитет у Новом Саду
Важна напомена, <b>ВН:</b>	
Извод, <b>ИЗ:</b>	У дисертацији је приказано теоријско и практично истраживање које се односи на утврђивање потребних и довољних услова за мерење хармоника у реалној електродистрибутивној мрежи. Циљ истраживања докторске дисертације је формулисање мерне методе и на методи базираном хардверу - по могућности минималне резолуције примењених А/Д конвертора - практично двобитних за мерење хармоника у реалној електродистрибутивној мрежи. Једноставан хардвер омогућује једноставна паралелна мерења, као и мали број извора систематске грешке мерења, што је врло применљиво у мерењима у реалној дистрибутивној мрежи. Симулационом анализом, а потом и експериментом потврђена је хипотеза истраживања.
Датум прихватања теме, <b>ДП:</b>	02.06.2016.
Датум одбране, <b>ДО:</b>	
Чланови комисије, <b>КО:</b>	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



## KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number, <b>ANO</b> :	
Identification number, <b>INO</b> :	
Document type, <b>DT</b> :	Monograph publication
Type of record, <b>TR</b> :	Textual printed material
Contents code, <b>CC</b> :	PhD thesis
Author, <b>AU</b> :	Željko Beljić
Mentor, <b>MN</b> :	dr Zoran Mitrović, full profesor
Title, <b>TI</b> :	Real power grid harmonic measurement method using 2-bit A/D converters
Language of text, <b>LT</b> :	Serbian
Language of abstract, <b>LA</b> :	Serbian/English
Country of publication, <b>CP</b> :	Serbia
Locality of publication, <b>LP</b> :	Autonomus Province of Vojvodina
Publication year, <b>PY</b> :	2016
Publisher, <b>PB</b> :	Author reprint
Publication place, <b>PP</b> :	Faculty of Technical Sciences, Trg Dositeja Obradovića 6, Novi Sad
Physical description, <b>PD</b> : (chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)	8/114/117/20/54/0/9
Scientific field, <b>SF</b> :	Electrical and Computer Engineering
Scientific discipline, <b>SD</b> :	Electrical Measurements
Subject/Key words, <b>S/KW</b> :	Harmonics measurement, two-bit A/D converter, frequency variation, power quality, Stochastic measurement method
<b>UC</b>	
Holding data, <b>HD</b> :	Library of the Faculty of Technical Sciences, University of Novi Sad
Note, <b>N</b> :	
Abstract, <b>AB</b> :	The dissertation shows the theoretical and practical research related to the determination of necessary and sufficient conditions for the measurement of harmonics in a real power grid. The aim of the PhD research is to formulate method and hardware based on the measurement method - preferably with minimal resolution of applied A/D converter - practically 2-bit, for harmonics measurement in a real power grid. Simple hardware allows simple parallel measurements, as well as a small number of systematic measurement error, which is applicable for measurement in the real power grid. Simulation analysis, followed by the experiment, confirmed the hypothesis of this research.
Accepted by the Scientific Board on, <b>ASB</b> :	02.06.2016.
Defended on, <b>DE</b> :	
Defended Board, <b>DB</b> :	
President:	dr Platon Sovilj, associate profesor
Member:	dr Dragan Kovačević, principal research fellow
Member:	dr Vesna Spasić-Jokić, full profesor
Member:	dr Dragan Pejić, assistant profesor
Member, Mentor:	dr Zoran Mitrović, full profesor

Menthor's sign

## Sadržaj

1. Uvod.....	1
1.1 Kvalitet električne energije i parametri kvaliteta.....	1
1.2 Stvaranje harmonika u elektroenergetskim sistemima.....	3
1.3 Opšti pregled disertacije .....	9
2. Merenje harmonika u elektrodistributivnoj mreži - stanje u oblasti .....	11
2.1 Standardi iz oblasti kvaliteta električne energije i merenje (estimacija) harmonika.....	11
2.1.1 Međunarodni standardi kvaliteta električne energije .....	11
2.1.2 Evropski standard kvaliteta električne energije - EN 50160.....	13
2.2 Merenje harmonika u frekvencijskom domenu .....	14
2.2.1 Diskretna Furijeova transformacija (DFT) .....	14
2.2.2 Goertzel-ov algoritam .....	16
2.3 Merenje harmonika u vremenskom domenu.....	16
2.3.1 Algoritam aproksimacije sinusnom funkcijom sa tri i četiri parametra .....	17
2.3.2 Multiharmonijski algoritam aproksimacije.....	18
3. Postavka problema .....	20
3.1 Frekvencija kao parametar kvaliteta električne energije.....	21
3.2 Utvrđivanje raspodele mrežne frekvencije u evropskoj interkonekciji.....	25
4. Teorijska analiza .....	27
4.1 Primena Stohastičke digitalne merne metode u merenju harmonika mrežnog signala.....	27
5. Simulaciona analiza .....	30
5.1 Simulacija merenja osnovnog harmonika mrežnog napona i struje.....	30
5.2 Simulacija merenja viših harmonika mrežnog napona i struje .....	34
5.2 Rezultati simulacija merenja osnovnog harmonika .....	35
5.3 Rezultati simulacija merenja osnovnog i viših harmonika .....	38
6. Eksperiment .....	42
6.1 Konstrukcija merila i ispitivanje na realnoj distributivnoj mreži .....	42
6.2 Rezultati eksperimentalne provere.....	45
7. Diskusija .....	48
8. Zaključak .....	50
9. Literatura.....	52
A. Dodaci.....	59
A.1 Štetni uticaji harmonika .....	59

A.1.1 Uticaj na generatore .....	60
A.1.2 Uticaj na transformatore.....	60
A.1.3 Uticaj na indukcione motore .....	62
A.1.4 Uticaj na provodnike .....	63
A.1.5 Uticaj na prekidače i osigurače .....	63
A.1.6 Uticaj na osvetljenje.....	63
A.1.7 Ostali štetni uticaji harmonika .....	64
A.2 Osnovne karakteristike standarda EN 50160 .....	66
A.3 Uporedna analiza metoda merenja harmonika .....	70
A.3.1 Tačnost.....	70
A.3.2 Računski zahtevi .....	73
A.4 Komerrijalna merila.....	76
A.4.1 Chauvin Arnoux.....	78
A.4.2 Circutor .....	85
A.4.3 Siemens .....	89
A.4.4 Yokogawa .....	92
A.5 Dvobitni fleš A/D konvertor .....	97
A.6 Eliminacija uticaja ofseta komparatora na rad A/D konvertora .....	97
A.7 Uticaj rezolucije bazisnih funkcija na mernu nesigurnost .....	100
A.8 Generator deterskog signala - zasnovan na LFSR .....	102
A.8.1 Deterski signali .....	102
A.8.2 Generisanje pseudoslučajnih brojeva.....	103
A.9 Simulacioni kod .....	106

## 1. Uvod

### 1.1 Kvalitet električne energije i parametri kvaliteta

Jednostavno rečeno, kvalitet električne energije je mera idealnog elektrodistributivnog sistema. Uopšteno, pojam i koncept kvaliteta električne energije se ne razlikuje generalno od pojma kvaliteta robe ili usluga različitih vrsta. Ali, dok je kvalitet generalni koncept koji uključuje i subjektivne atribute, poput lične dopadljivosti, ukusa, ili naprosto intuicije, kvalitet električne energije je objektivan, merljiv i jasan pokazatelj koji govori o stanju električne energije koja se isporučuje .

Uopšteno, kvalitet električne energije se može definisati kao obezbeđivanje napajanja i dizajniranje sistema tako da korisnik električne energije može uspešno da koristi električnu energiju iz distributivnog sistema, bez smetnji i bez prekida.

Kvalitet električne energije je definisan u Institutu za inženjere elektrotehnike i elektronike (IEEE) 100 - Merodavni rečnik standardnih IEEE termina kao: "koncept napajanja i uzemljenja elektronske opreme na način koji je pogodan za rad te opreme i kompatibilan sa premisama instalacije sistema, kao i druge povezane opreme" [1]. Distributivna preduzeća, prema tome, često žele da definišu kvalitet električne energije kao pouzdanost u isporuci.

Da bi se što jednostavnije shvatio pojam kvaliteta električne energije, treba prvo definisati osnovne parametre i pokazatelje kojima je određen, kao i pojedine posledice koje neodgovarajući nivo kvaliteta može prouzrokovati. Kvalitet električne energije primarno je definisan vrednostima karakterističnih parametara mrežnog napona, odnosno stepenom njihovog odstupanja u odnosu na propisane standardizovane referentne vrednosti kvalitativnih parametara.

Ove referentne, odnosno nominalne vrednosti naponskih parametara kvaliteta i njihova maksimalno dozvoljena odstupanja definisana su kako nacionalnim, tako i međunarodnim normama i standardima za kvalitet električne energije, koji su zakonski obavezujući za sve distributere električne energije. Nominalne vrednosti parametara i pokazatelja kvaliteta električne energije određene su na bazi višegodišnjih iskustava i analiza funkcionisanja elektrodistributivnih sistema u svetu, i rezultat su dogovora i kompromisa relevantnih organizacija koje se problemima standardizacije bave na širem međunarodnom planu.

Značaj pojedinih parametara kvaliteta električne energije se vremenom menjao. U početku, osnovni kriterijum je bila dostupnost električne energije potrošačima, pri čemu je bilo neophodno da vrednosti mrežnog napona i mrežne frekvencije ne izlaze iz unapred utvrđenih granica. Očigledno da u ovoj prvoj fazi, kada je osnovni problem bila dostupnost električne energije, propadi napona, prenaponi, tranzijenti, ili slične negativne pojave, nisu bile od presudnog značaja i uticaja kada se govorilo o kvalitetu električne

energije. U uslovima izrazitog industrijskog i ekonomskog razvoja, osim dostupnosti električne energije potrošačima, vrednosti mrežnog napona i mrežne frekvencije, velika pažnja mora se posvetiti i ostalim pokazateljima, koji se prvenstveno tiču negativnih pojava i kraćih ili dužih prekida snabdevanja potrošača električnom energijom [2-6].

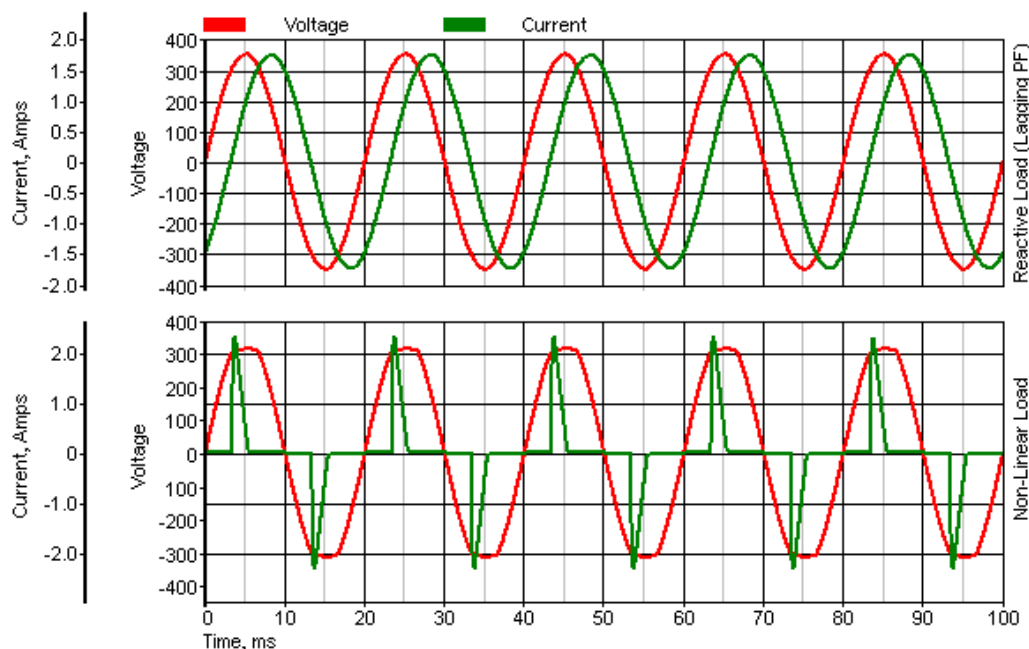
Osnovni tehnički parametri i pokazatelji kvaliteta isporučene električne energije propisani standardima i normama, koji se tiču vrednosti mrežne frekvencije, napona napajanja i eventualnih mrežnih poremećaja su:

- vrednost mrežne frekvencije;
- efektivna vrednost mrežnog napona (RMS);
- spore promene mrežnog napona;
- naponsko treperenje (flicker);
- propadi mrežnog napona;
- kratkotrajni prekidi mrežnog napona;
- duži prekidi mrežnog napona;
- privremeni prenaponi između faznih provodnika i zemlje;
- impulsni prenaponi između faznih provodnika i zemlje;
- naponsko-fazna nesimetrija;
- harmonijske komponente napona;
- međuharmonijske komponente napona;
- signalizacioni upravljački naponski signali.

## 1.2 Stvaranje harmonika u elektroenergetskim sistemima

Linearno opterećenje (potrošač) koje je povezano na elektroenergetski sistem je definisano kao opterećenje koje troši struju, iz mreže, koja je proporcionalna primenjenom naponu napajanja (kao što su svetiljke sa užarenim vlaknom). Tipičan primer talasnih oblika napona i struje linearnog opterećenja prikazan je na slici 1.2.1 (gore).

Opterećenje se smatra nelinearnim, ukoliko se njegova impedansa menja u skladu sa primenjenim naponom napajanja. Usled ove promenljive impedanse, struja koju troši nelinearno opterećenje je takođe nelinearna, to jest, nesinusoidalna po svojoj prirodi, čak i kada je potrošač vezan na linearni izvor napajanja. Tipičan primer talasnih oblika napona i struje nelinearnog opterećenja prikazan je na slici 1.2.1 (dole).



**Slika 1.2.1** Talasni oblik napona i struje linearnog opterećenja (gore) i nelinearnog opterećenja (dole)

Ove, nesinusoidalne (složeno-periodične), struje sadrže više harmonika koji interaguju sa impedansom elektroenergetskog sistema i na taj način stvaraju naponska izobličenja koja utiču i na opremu elektrodistributivnog sistema i na potrošače povezane na taj sistem. Standard (IEEE 519-1992) [7,8], definiše harmonik kao sinusoidalnu komponentu periodičnog talasa ili veličine (struja ili napon) frekvencije koja je celobrojni umnožak osnovne frekvencije signala.

Elektronski energetske pretvarači električne energije predstavljaju opremu koja koristi poluprovodničke elemente energetske elektronike za konverziju: iz naizmenične u jednosmernu (AC-DC), iz jednosmerne u jednosmernu (DC-DC), iz jednosmerne u

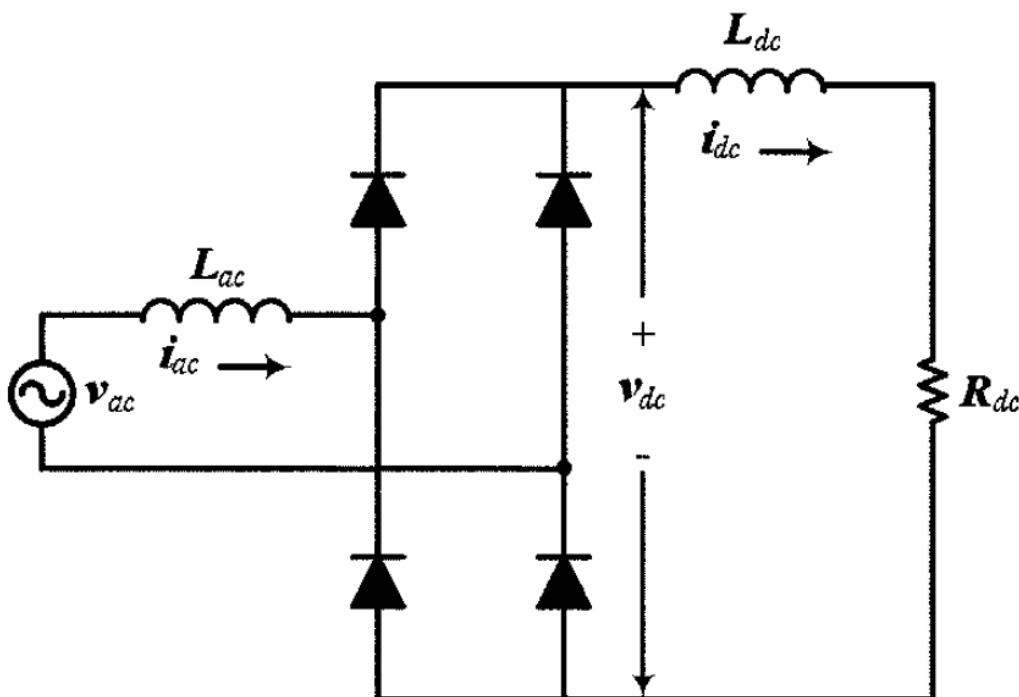


naizmjeničnu (DC-AC) i iz naizmjenične u naizmjeničnu (AC-AC) električnu energiju; oni čine najveći procenat nelinearnih opterećenja povezanih u elektrodistributivni sistem. Ovi pretvarači imaju višestruke namene u industriji, kao, na primer, za pogone promenljive brzine (ili frekvencije), neprekidne izvore napajanja (UPS), prekidačke izvore napajanja, kao i mnoge druge namene.

Ovi elektronski energetske pretvarači, koji imaju različite primene, uzrokuju nelinearne struje i na taj način izobličuju talasni oblik mrežnog napona u tačkama zajedničkog spoja (*Point of Common Coupling -PCC*) [9]. Ova pojava je objašnjena na primeru sa slike 1.2.2 i slike 1.2.3.

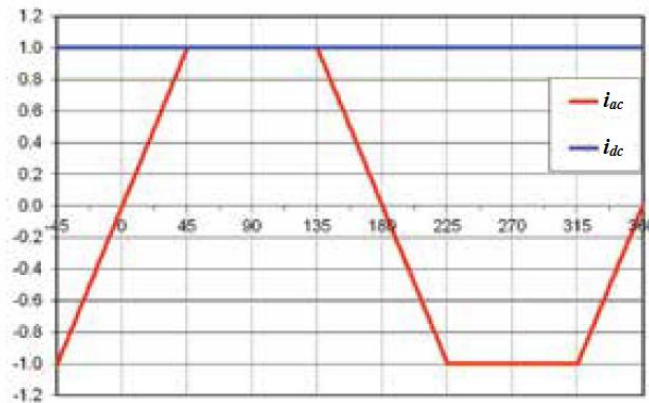
Radi pojašnjenja, tačka zajedničkog spoja predstavlja tačku u elektroenergetskom sistemu između vlasnika sistema, ili distributera i korisnika, odnosno kupca električne energije. PCC se uzima najčešće kao tačka energetske sistema, najbliža korisniku, u kojoj vlasnik sistema, ili distributer, može ponuditi svoje usluge drugom korisniku. Često se za pružanje usluga industrijskim korisnicima (fabrička postrojenja) postavlja namenska trafo-stanica, u tom slučaju se PCC nalazi na visokonaponskoj strani transformatora. Za komercijalne korisnike električna energija se doprema putem običnih distributivnih trafo-stanica i kod njih se PCC nalazi na niskonaponskom delu transformatora. Generalno, tačka zajedničkog spoja je tačka na javnom elektrodistributivnom sistemu, električno najbliža određenom opterećenju, na koji su (ili mogu biti) povezana druga opterećenja i nalazi se "uzvodno" od posmatrane instalacije.

Na slici 1.2.2 a) prikazan je monofazni, punotalasni ispravljač (sa mostom od dioda) koji snabdeva električnom energijom opterećenje koje se sastoji od induktivnosti  $L_{dc}$  i otpornosti  $R_{dc}$ . Impedansa voda je predstavljena induktivnošću  $L_{ac}$ .



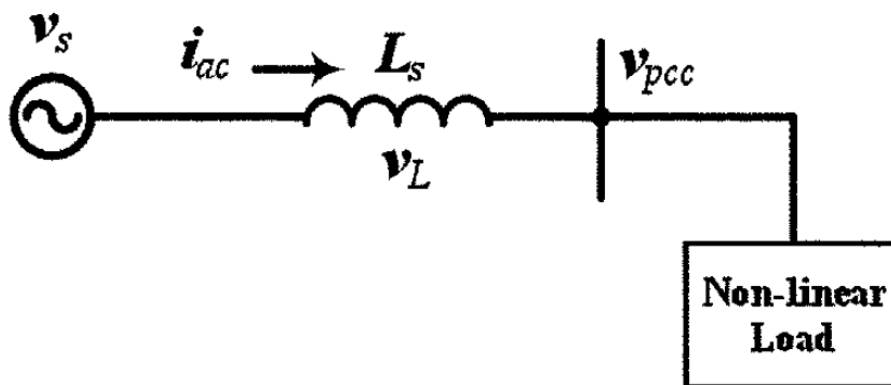
Slika 1.2.2 a) Monofazni punotalasni ispravljač

Slika 1.2.3 b) prikazuje jednosmernu struju opterećenja ( $i_{dc}$ ) bez izobličenja (pretpostavka je da je opterećenje izrazito induktivno) i odgovarajuću naizmeničnu ulaznu struju ( $i_{ac}$ ) ovog ispravljača. Trapezasti oblik naizmenične struje potiče od konačne induktivnosti naizmenične linije (voda) i prikazuje period preklapanja (ili komutacije) u kom dve diode provode, što rezultuje pojavom prelaznog kratkog spoja kroz njih. U idealnom slučaju, ako bi induktivnost naizmeničnog voda bila nula, promena naizmenične struje bila bi trenutna, a struja bi imala pravougaoni talasni oblik.



Slika 1.2.2 b) DC struja opterećenja i AC struja napajanja

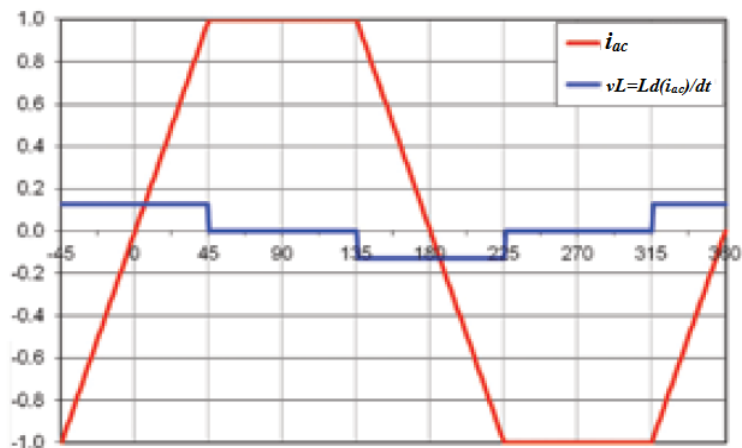
Na slici 1.2.3 a) dat je prikaz jedne faze elektroenergetskog sistema sa tačkom zajedničkog spoja (PCC), pod pretpostavkom da je sistemski, odnosno napon napajanja ( $v_s$ ), čisto sinusan, a njegova impedansa predstavljena samo induktivnošću  $L_s$ .



Slika 1.2.3 a) Dijagram jedne faze elektroenergetskog sistema

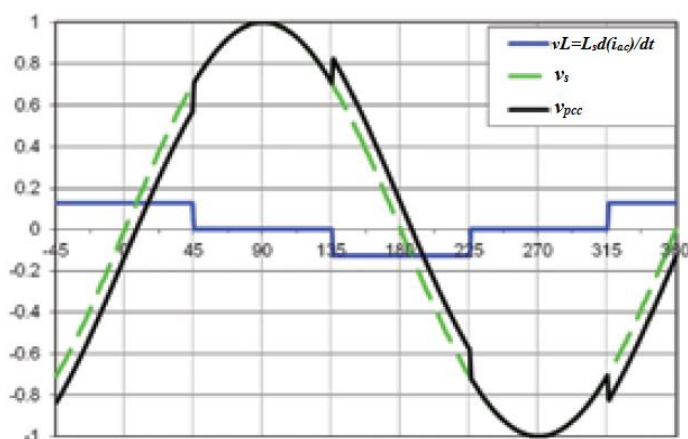
Napon u PCC tački,  $v_{pcc}$  se može izračunati oduzimanjem pada napona ( $v_L$ ), na impedansi sistema usled protoka nelinearne struje  $i_{ac}$ , od napona napajanja  $v_s$ , kao što je prikazano na slici 1.2.3 b) i dato izrazom (1.2.1).

$$v_{PCC} = (v_s - v_L) = \left[ v_s - L_s \frac{d(i_{ac})}{dt} \right] \tag{1.2.1}$$



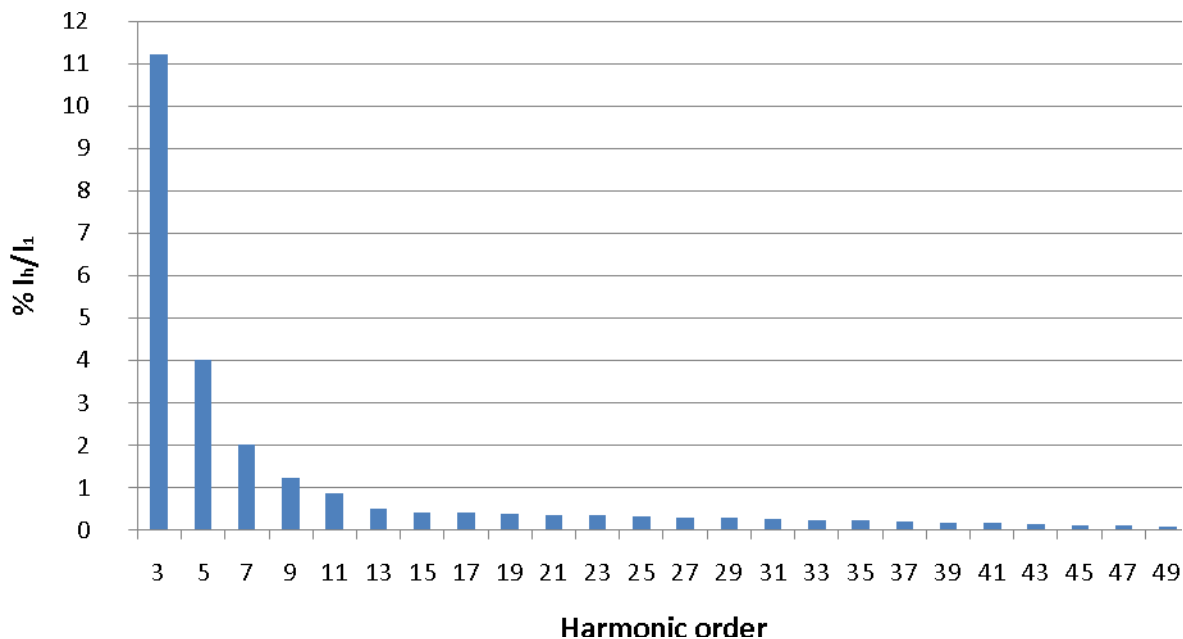
Slika 1.2.3 b) Naizmenična struja napajanja i talasni oblik pada napona

Na slici 1.2.3 c) prikazano je izobličenje talasnog oblika napona  $v_{PCC}$  usled protoka nelinearne struje kroz konačnu impedansu sistema. Zarezi na talasnom obliku napona posledica su kumulativnog dejstva ispravljača. Kao što je ranije objašnjeno, u idealnom slučaju, ako bi induktivnost naizmeničnog voda bila nula, talasni oblik struje bio bi pravougaoni i zarezi se ne bi pojavljivali na talasnom obliku napona.



Slika 1.2.3 c) Talasni oblik izobličenog napona u PCC

Ove nesinusoidalne veličine (naponi i struje) mogu se raščlaniti na sinusne komponente, t.j. na osnovnu komponentu (harmonik na frekvenciji 50 Hz) i na više harmonike. Na slici 1.2.4 dat je prikaz spektra do pedesetog harmonika trapezastog talasnog oblika naizmenične struje sa slike 1.2.3 a), kao procenat komponente na osnovnoj frekvenciji (50 Hz). Osnovna komponenta, odnosno  $I_1$  koja iznosi 100 %, je namerno izostavljena sa slike 1.2.4, zbog jasnoće prikaza.

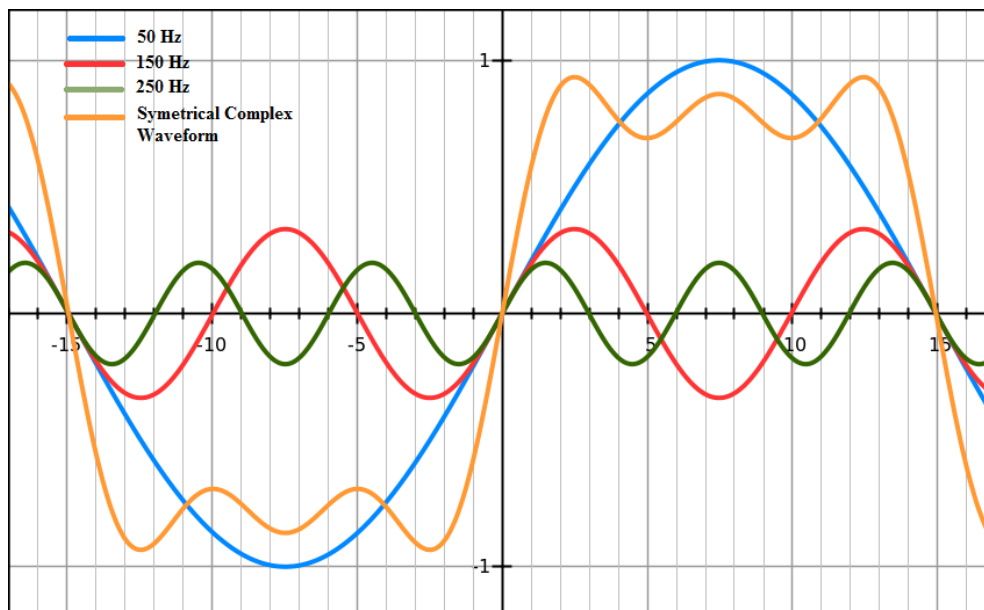


**Slika 1.2.4** Harmonici spektra trapezastog talasnog oblika naizmjenične struje prikazane na slici 1.2.3 a)

Što su veće harmonijske komponente neke veličine (napona/struje), veće je i izobličenje te veličine; drugim rečima, veće je odstupanje ove veličine od njegove elementarne sinusne forme.

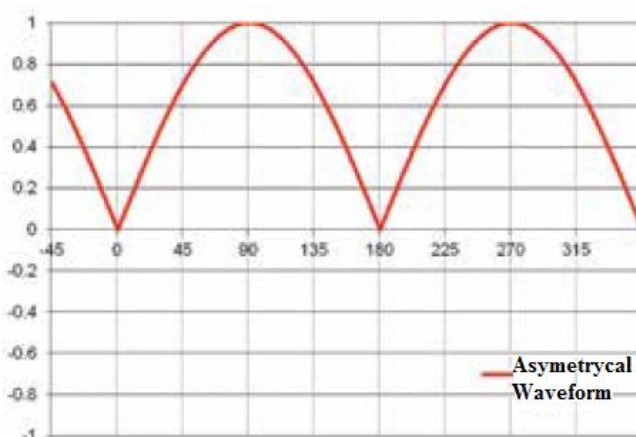
Harmonijske komponente napona i struje su komponente čije su frekvencije celobrojni umnošci osnovne frekvencije. Na primer, za elektrodistributivni sistem osnovne frekvencije 50 Hz, treći harmonik je  $3 \times 50 \text{ Hz} = 150 \text{ Hz}$ ; peti harmonik je  $5 \times 50 \text{ Hz} = 250 \text{ Hz}$  i na dalje po istom principu. Kada se sve harmonijske komponente pridodaju osnovnom talasnom obliku, nastaje takozvani kompleksni (t.j. kompleksno-periodični) talasni oblik.

Tipičan primer kompleksnog talasnog oblika, koji se sastoji od osnovnog, trećeg i petog harmonika, prikazan je na slici 1.2.5.



**Slika 1.2.5** Kompleksni talasni oblik koji se sastoji od osnovnog (50 Hz), trećeg (150 Hz) i petog (250 Hz) harmonika, predstavljen krivom narandžaste boje

Slika 1.2.5 je primer simetričnog kompleksno-periodičnog talasnog oblika, čiji pozitivni deo je jednak negativnom delu i simetrični talasni oblici sadrže samo neparne harmonike (na primer, treći, peti, sedmi, i tako dalje). S druge strane, asimetrični talasni oblici su takvi da su njihovi pozitivni i negativni delovi različiti (t.j. asimetrični). Asimetrični talasni oblici sadrže i parne (drugi, četvrti...) i neparne (treći, peti...) harmonike, a ponekad sadrže i jednosmerne (DC) komponente. Primer asimetričnog talasnog oblika, koji nastaje polutalasnim ispravljanjem sinusnog signala, prikazan je na slici 1.2.6.



**Slika 1.2.6** Nastajanje asimetričnog talasnog oblika

U **Dodatku A.1** prikazani su štetni uticaji harmonika na pojedine delove elektrodistributivnog sistema .

### 1.3 Opšti pregled disertacije

Tekst rada je organizovan po poglavljima.

Prvo poglavlje je uvod, koji se bavi definicijama kvaliteta električne energije, parametrima kvaliteta i izvorima harmonika u okviru elektroenergetskih sistema.

U drugom poglavlju je dat kratak prikaz najznačajnijih standarda iz oblasti kvaliteta električne energije i metoda za precizno i tačno merenje harmonika mrežnih signala. Dat je naglasak na Evropsku normu EN50160, na kojoj se temelji istraživački rad i rezultati ove disertacije. Opisane su zasebno metode merenja harmonika u frekvencijskom i vremenskom domenu i prikaz najpoznatijih algoritama za merenje (estimaciju) harmonika.

U trećem poglavlju je izložen problem koji se obrađuje u ovoj disertaciji i postavljena je hipoteza rada. Obradena je frekvencija kao parametar kvaliteta električne energije i predstavljeni su rezultati istraživanja uticaja varijacije mrežne frekvencije na tačnost merenja harmonika mrežnih signala.

U četvrtom poglavlju je prikazana teorijska analiza problema merenja harmonika u prisustvu varijacije mrežne frekvencije i dat je teorijski predlog merila harmonika zasnovan na Stohastičkoj digitalnoj mernoj metodi i A/D konvertorima dvobitne rezolucije.

U petom poglavlju je dat opis realistične simulacione analize merenja harmonika sa dobijenim rezultatima, na primeru dva ulazna signala (trougonaog i testerastog) kojima su simulirani mrežni napon i struja.

Šesto poglavlje se bavi realizacijom prototipa stohastičkog merila harmonika i eksperimentalnom proverom izvršenom uporednim merenjima na "živoj mreži" komercijalnim analizatorom i prototipskim merilom. Na kraju poglavlja dati su i rezultati uporednih merenja.

Sedmo poglavlje predstavlja rekapitulaciju rada sa diskusijom postignutih performansi i mogućnosti primene dvobitnog stohastičkog merila harmonika.

Osmo poglavlje predstavlja zaključak rada u kom su dati pravci za nastavak istraživanja i mogućnosti unapređenja predložene metode i na njoj zasnovanog merila harmonika.

Na kraju je dat spisak korišćene literature.

Dodaci sadrže prikaz :

- štetnih uticaja harmonika na pojedine delove elektrodistributivnog sistema;
- detalja iz Evropske norme EN 50160;

- rezultata uporedne analiza najčešće primenjivanih algoritama u pogledu tačnosti, računskih zahteva i vremena izvršavanja;
- modernih merila parametara kvaliteta električne energije renomiranih svetskih proizvođača;
- načina realizacije dvobitnog fleš A/D konvertora;
- uticaja ofseta A/D konvertora i načine za njegovu eliminaciju;
- uticaja rezolucije bazisnih funkcija na mernu nesigurnost;
- generisanje ditterskog signala;
- i simulacioni kod.

## **2. Merenje harmonika u elektrodistributivnoj mreži - stanje u oblasti**

### **2.1 Standardi iz oblasti kvaliteta električne energije i merenje (estimacija) harmonika**

Svetska populacija, koja je u stalnom porastu, stvara potrebe za donošenjem regulativa i normativa iz gotovo svake sfere društva, a u cilju stvaranja uslova koji će omogućiti njenu dugoročnu održivost. U uslovima porasta potrošnje električne energije i ograničenih resursa za njenu proizvodnju, izuzetno je važno stvoriti uslove potrebne za povećanje efikasnosti proizvodnje, distribucije i potrošnje električne energije, uz ukidanje monopola u ovoj privrednoj delatnosti i uz adekvatnu zaštitu životne sredine. Ovakav pristup sklanja u kraj tradicionalni koncept vertikalno i hijerarhijski organizovanih sistema, zasnovanih na centralizaciji i postepeno uvodi decentralizovani koncept poslovanja sa jakom konkurencijom i jasno definisanim tržišnim mehanizmima, koji su praćeni adekvatnim normativno-zakonskim regulativama.

Standardi kvaliteta električne energije usvojeni od ovlašćenih međunarodnih organizacija su dokumenti koji propisuju nominalne referentne vrednosti i maksimalna prihvatljiva odstupanja relevantnih parametara i pokazatelja kvaliteta električne energije [15-19]. Postizanje i održavanje optimalnog nivoa kvaliteta elektroenergetskog sistema najvažniji su zadaci distributera električne energije.

Bitni pokazatelji degradacije kvaliteta isporučene električne energije su eventualne žalbe potrošača, kao posledica raznih poremećaja u radu njihovih električnih uređaja. Distributerima se nameće potreba i obaveza da radi provere opravdanosti ovih pritužbi i brzog otklanjanja mogućih uzročnika degradacije kvaliteta električne energije, u svakom trenutku imaju detaljne informacije o kvalitetu svojih distributivnih mreža, uz kontinuirani monitoring parametara električne energije u skladu sa važećim preporukama i standardima kvaliteta. Na ovaj način obezbeđuju se uslovi za normalno funkcionisanje kompletnog elektrodistributivnog sistema, za preventivno obezbeđenje sredstava potrošača i ispunjenje svih prava i obaveza ugovorenih između distributera i potrošača.

#### **2.1.1 Međunarodni standardi kvaliteta električne energije**

Više međunarodnih standarda iz oblasti kvaliteta električne energije bavi se pitanjem merenja harmonika. U ovom poglavlju izložen je kratak prikaz ovih standarda, kao i zahteva u njima datim.

U standardu (IEEE 1150) [15], harmonici su klasifikovani kao jedan od izvora distorzije talasnog oblika signala i obično su stabilni po svojoj prirodi. Frekvencijski opseg harmonika je od 0 Hz do 9 kHz, a njihova vrednost može doseći do 20% od vrednosti osnovnog harmonika.



Standard (IEC 61000-4-7, 2009) [16] opisuje opšti instrument za merenje, t.j. procenu harmonika. Ovaj instrument zasnovan je na diskretnoj Furijeovoj transformaciji (DFT), ali, dozvoljena je i primena drugih algoritama. DFT algoritam i njegova primena prema standardu biće opisan u nekom od narednih poglavlja. Prema standardu (IEC 61000-4-30, 2015) [17], potrebno je meriti najmanje prvih 50 harmonika.

Standard (IEC 61000-4-7, 2009), takođe, uključuje zahteve po pitanju tačnosti merenja harmonika. Zahtevi su podeljeni u dve klase: Klasa I standarda IEC 61000-4-7 odgovara Klasi A standarda IEC 61000-4-30, dok Klasa II standarda IEC 61000-4-7 odgovara Klasi S standarda IEC 61000-4-30. Zahtevi su zasnovani na odnosu vrednosti izmerenih harmonika ( $U_h$ ) i nominalnog naponskog opsega ( $U_{nom}$ ), kao sto je prikazano u Tabeli 2.1.1.1.

Klasa	Uslov	Maksimalna greška
I	$U_h \geq 1\% U_{nom}$	$\pm 5\% U_h$
	$U_h < 1\% U_{nom}$	$\pm 0.05\% U_{nom}$
II	$U_h \geq 3\% U_{nom}$	$\pm 5\% U_h$
	$U_h < 3\% U_{nom}$	$\pm 0.15\% U_{nom}$

**Tabela 2.1.1.1** Zahtevi u pogledu tačnosti merenja harmonika napona

Merni opseg je naveden u (IEC 61000-4-30, 2015) koristeći nivoe kompatibilnosti (maksimalni dozvoljeni nivo smetnji kom će uređaj verovatno biti podvrgnut) za niskofrekvencijske smetnje u industrijskim postrojenjima, koje su standardizovane u (IEC 61000-2-4, 2002). Merni opseg treba da bude od 10 % do 200 % od nivoa kompatibilnosti klase 3 specificiranih u (IEC 61000-2-4, 2002) za A klasu instrumenata, dok za S klasu instrumenata opseg treba da bude od 10 % do 100 % od navedenih nivoa kompatibilnosti.

Nivoi kompatibilnosti klase 3 prema (IEC 61000-2-4, 2002) [18], su prikazani u Tabeli 2.1.1.2. Treba primetiti da su nivoi kompatibilnosti za neparne harmonike veći od nivoa kompatibilnosti za parne harmonike. Ovo odražava činjenicu da su neparni harmonici obično dominantni u elektroenergetskim, kao i u elektrodistributivnim sistemima. U klasi 3, nivo kompatibilnosti za ukupan faktor izobličenja (THD faktor) iznosi 10 %.

Red harmonika	Nivo kompatibilnosti Klase 3 u % od osnovnog harmonika

2	3
3	6
4	1.5
5	8
6	1
7	7
8	1
9	2.5
10	1
11	5
13	4.5
15	2
17	4
21	1.75
$10 < h \leq 50$ (h je parno)	1
$21 < h \leq 45$ (h su neparni umnošci trojke)	1
$17 < h \leq 49$ (h je parno)	$4.5 \cdot (17/h) - 0.5$

Tabela 2.1.1.2 Nivoi kompatibilnosti za harmonike napona

### 2.1.2 Evropski standard kvaliteta električne energije - EN 50160

U narednom delu više pažnje biće posvećeno Evropskom standardu za kvalitet električne energije - EN 50160 (*Voltage characteristics of electricity supplied by the public distribution systems*) - čiji je prvi nacrt dat 1993. godine od strane članica međunarodne organizacije CENELEC (*European Committee for Electrotechnical Standardisation*), sa sedištem u Briselu [19]. Glavni zadatak usvajanja dokumenta bio je otklanjanje unutrašnjih granica za proizvode i usluge iz oblasti elektrotehnike u okviru teritorije zemalja članica Evropske Unije. Standard EN 50160 propisuje merenje parametara mrežnog napona na mestima predaje električne energije potrošačima u niskonaponskim i srednjenaponskim mrežama pri normalnim uslovima rada.

CENELEC su u trenutku donošenja nacrta standarda činili nacionalni elektrotehnički odbori iz osamnaest zemalja članica, dok danas CENELEC uključuje 22 stalne članice iz Evropske unije i 13 pridruženih zemalja članica iz okruženja. Zemlje članice CENELEC-a su u obavezi da poštuju pravilnik organizacije, koji precizno definiše uslove pod kojima se ovom evropskom standardu bez ikakvih promena može dati status nacionalnog standarda. Kompletan pregled nacionalnih normi proisteklih iz standarda EN 50160, zajedno sa njihovim osnovnim bibliografskim podacima, može se dobiti po posebnom zahtevu od osnovnih organa CENELEC-a ili od njegovih zemalja članica. Standard EN 50160 zvanično se na teritoriji Evropske Unije koristi u službenim verzijama na engleskom, nemačkom ili francuskom jeziku.

Celokupno poglavlje u Dodacima posvećeno je detaljnom izlaganju i tumačenju standarda EN 50160, jer se upravo na ovom standardu, njegovim zahtevima i preporukama (naročito iz oblasti merenja harmonika mrežnog napona), temelji istraživanje i rad na ovoj disertaciji (videti **Dodatak A.2**).

## 2.2 Merenje harmonika u frekvencijskom domenu

Jedan pristup estimaciji harmonika jeste primena neke vrste transformacije sa ciljem razlaganja vremenske serije odmeraka merenog signala na frekvencijske komponente. Najčešće se koriste metode bazirane na diskretnoj Furijeovoj transformaciji (DFT) [85-89], ali na primer, diskretna vejevlet transformacija (DWT) [78],[95],[116] se takođe ponekad koristi [49-51]. U sekciji 2.2.1 objašnjena je primena DFT za estimaciju harmonika prema standardu (IEC 61000-4-7, 2009). U sekciji 2.2.2 predstavljen je alternativni metod estimacije harmonika baziran na Goertzel-ovom algoritmu sa svojim karakteristikama [20].

### 2.2.1 Diskretna Furijeova transformacija (DFT)

Diskretna Furijeova transformacija, kao i njena optimizovana varijacija nazvana brza Furijeova transformacija (FFT), je bez sumnje najzastupljenija metoda za estimaciju harmonika. Instrument za merenje harmonika opisan u (IEC 61000-4-7, 2009) je baziran upravo na ovoj metodi. Diskretna Furijeova transformacija naponskog signala  $u$  čija dužina je  $N$  odmeraka je data kao u [21].

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} u[n] e^{-2\pi i k n / N}, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (2.2.1.1)$$

Rezultat jednakosti (2.2.1.1) je kompleksni frekvencijski spektar  $X[k]$  sa frekvencijskom rezolucijom

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} \quad (2.2.1.2)$$

gde je  $f_s$  frekvencija odabiranja.

Odatle se računaju amplitude pojedinih frekvencijskih komponenti kao,

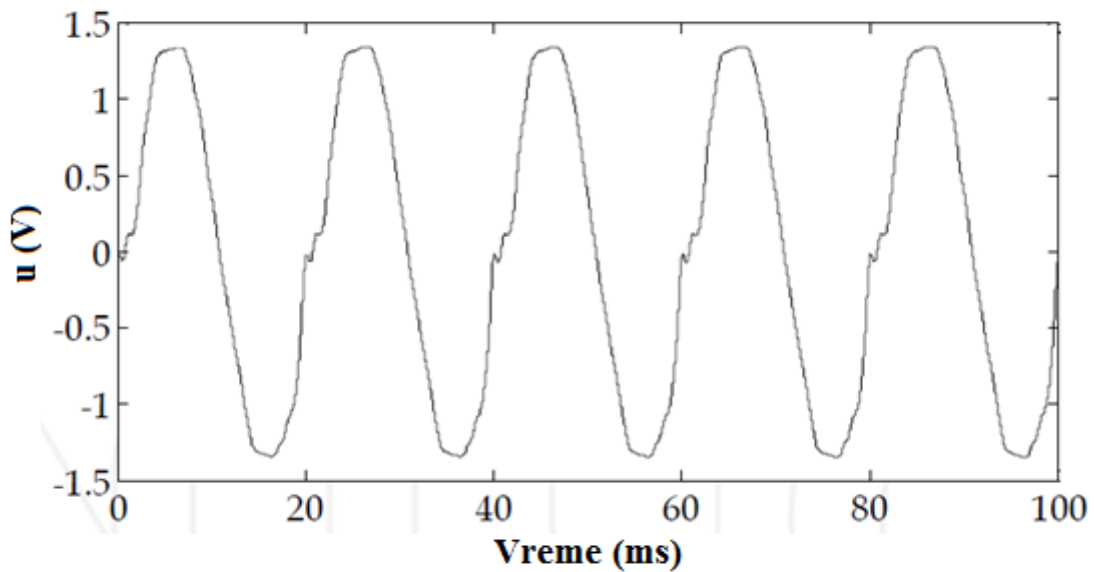
$$U[k] = \frac{2}{N} \sqrt{\operatorname{Re}(X[k])^2 + \operatorname{Im}(X[k])^2} \quad (2.2.1.3)$$

U jednakosti (2.2.1.3), faktor  $\frac{1}{N}$  je normalizacioni faktor, a množenje sa 2 se koristi da bi se u obzir uzela simetrija realnog ulaza DFT ( $X[k] = X[N-k]$ ).

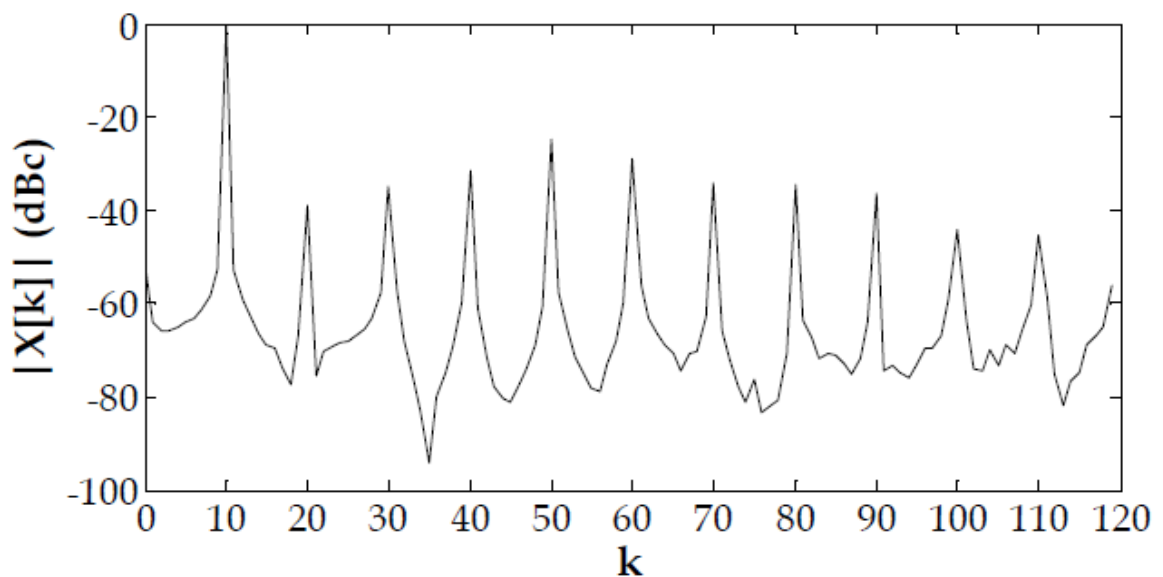
U (IEC 61000-4-7, 2009), DFT se primenjuje na 10 ciklusa (u slučaju sistema sa osnovnom frekvencijom od 50 Hz), odnosno 12 ciklusa (u slučaju sistema sa osnovnom frekvencijom od 60 Hz) fundamentalne frekvencije energetskog sistema. Pošto frekvencija energetskih sistema varira [22], dužina prozora nad kojim se primenjuje DFT mora biti prilagođena. Standard (IEC 61000-4-7, 2009) dozvoljava maksimalno

odstupanje (grešku) ovog prilagođenja od  $\pm 0.03\%$ . Prilagođavanje prozora može se realizovati, na primer, pomoću PLL (*Phase-locked Loop*) kola, kako bi se generisala frekvencija odabiranja u skladu sa stvarnom frekvencijom elektroenergetkog sistema. Alternativno, kada je frekvencija odabiranja dovoljno visoka, prozor može biti prilagođen uzimanjem broja odmeraka koji odgovaraju umnošku od 10 (ili 12) ciklusa osnovne frekvencije sistema. U 50-hercnom sistemu najmanje 10 kHz je potrebno kako bi se osigurala maksimalna greška od  $\pm 0.03\%$ .

Na slici 2.2.1.1 dat je primer izobličenog signala, odnosno signala koji pored osnovnog harmonika na 50 Hz ima i više harmonike, a na slici 2.2.1.2 dat je prikaz DFT amplitudskog spektra ovog signala merenog u periodu od 10 ciklusa osnovne frekvencije.



**Slika 2.2.1.1** Izobličen naponski signal prilagođen za ulaz A/D konverora



**Slika 2.2.1.2** Deo amplitudskog spektra izobličenog naponskog signala prikazanog na slici 1.

Kada se vrši obrada signala prema (IEC 61000-4-7, 2009), frekvencijska rezolucija spektra je 5 Hz, kako za 50-hercne sisteme tako i za 60-hercne sisteme. To znači da se harmonijske komponente (osnovni harmonik, 2. harmonik i viši harmonici) nalaze na indeksima  $k = 10, 20, 30, \dots$  za 50-hercne sisteme (na primer,  $U_1 = U[10]$ ,  $U_2 = U[20]$ , i tako dalje).

### 2.2.2 Goertzel-ov algoritam

Goertzel-ov algoritam [20] je efikasan algoritam za računanje pojedinih komponentata DFT spektra. Algoritam koristi filter sa beskonačnim impulsnim odzivom (IIR) trećeg reda nad odmercima naponskog signala u cilju računanja pojedine komponente spektra. Prema Goertzel-ovom algoritmu  $k$ -ta komponenta spektra računa se kao:

$$X[k] = e^{\frac{2\pi k}{N}} s[N-1] - s[N-2], \quad (2.2.2.1)$$

gde je

$$s[n] = u[n] + 2 \cos(2\pi k/N) s[n-1] - s[n-2], \quad (2.2.2.2)$$

$s[-1] = s[-2] = 0$ ,  $u[n]$  je mereni naponski signal, a  $N$  je broj odmeraka koji se obrađuje i  $n \in [0; N-1]$ . Goertzel-ov algoritam je efikasniji od brze Furijeove transformacije (FFT) kada broj spektralnih linija (komponenti) koje treba izračunati ( $H$ ), ispunjava uslov

$$2H \leq \log(N). \quad (2.2.2.3)$$

Čak i kada broj spektralnih komponentata ne zadovoljava uslov (2.2.2.3), Goertzel-ov algoritam ima svojih prednosti u nekim slučajevima. Brži je za implementaciju od DFT-a prema svojoj definiciji (2.2.1.1) i za razliku od mnogih implementacija FFT-a, Goertzel-ov algoritam ne zahteva da  $N$  bude ceo broj osnove 2. Iako algoritmi za brzo računanje DFT-a, kada je broj odmeraka nije ceo broj osnove 2 postoje, [23], mnoge biblioteke za digitalnu obradu signala imaju samo "radiks 2 FFT". Za Goertzel-ov algoritam, dovoljno je obezbediti da  $N$  sadrži ceo broj osnovnih perioda, kako bi se izbegli problemi sa "curenjem spektra".

### 2.3 Merenje harmonika u vremenskom domenu

U prethodnom poglavlju predstavljene su i opisane metode za estimaciju harmonika signala u frekvencijskom domenu, međutim, moguće je estimirati harmonike i u vremenskom domenu. Pristupi estimacije u vremenskom domenu su zasnovani na procedurama "fitovanja" (aproksimacije) po principu najmanjih kvadrata, koje pokušavaju da procene parametre modela naponskog signala tako da koren srednje

kvadratne vrednosti greške između modelovane i izmerene vrednosti bude minimalan. [83],[84].

Metode merenja u vremenskom domenu koje pokušavaju da aproksimiraju mereni signal sa jednim ili više jedno-harmonijskih signala nose naziv algoritmi aproksimacije sinusom (*sine fitting algorithms*) [24].

Uopšteni model signala koji sadrži više harmonijskih komponentata može biti napisan kao

$$u = \sum_{h=1}^H [U_h \cos(2\pi f_h t + \varphi_h)] + C \quad (2.3.1)$$

gde  $U_h$  označava amplitude individualnih harmonika,  $f_h$  njihove frekvencije (izražene kao celobrojni umnožak osnovne frekvencije  $f_h = h \cdot f_1$ ),  $\varphi_h$  označava faze pojedinih harmonika,  $C$  označava DC komponentu, a  $H$  predstavlja broj harmonika uključenih u model.

U svrhe algoritama aproksimacije sinusnom funkcijom, jednakost (2.3.1) može se napisati i kao

$$u = \sum_{h=1}^H [A_h \cos(2\pi f_h t) + B_h \sin(2\pi f_h t)] + C \quad (2.3.2)$$

gde su sa  $A_h$  predstavljene istofazne, a sa  $B_h$  ortogonalne komponente.

Amplitude  $U_h$  i faze  $\varphi_h$  se mogu izračunati kao

$$U_h = \sqrt{A_h^2 + B_h^2}, \quad (2.3.3)$$

$$\varphi_h = \arctan 2(-B_h; A_h). \quad (2.3.4)$$

### 2.3.1 Algoritam aproksimacije sinusnom funkcijom sa tri i četiri parametra

Algoritmi aproksimacije sinusnom funkcijom sa 3 i 4 parametra opisani su u (IEEE 1057-2007, 2008) [25],[26], gde su primenjivani za svrhe testiranja analogno-digitalnih konvertora u sklopu uređaja za snimanje talasnih oblika signala. Algoritam sa 3 parametra estimira amplitudu i fazu signala čija frekvencija je poznata. Kada je frekvencija poznata, model (2.3.2) je linearna funkcija preostalih nepoznatih parametara. Prema tome, računanje korišćenjem algoritma sa 3 parametra nije iterativno, [115], i svodi se na rešavanje sledeće jednakosti

$$[A \ B \ C]^T = (\mathbf{D}^T \mathbf{D})^{-1} \mathbf{D}^T \mathbf{u}, \quad (2.3.1.1)$$

gde je  $\mathbf{u}$  vektor izmerenih naponskih odmeraka, a  $\mathbf{D}$  je matrica

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} \cos(2\pi f t_0) & \sin(2\pi f t_0) & 1 \\ \cos(2\pi f t_1) & \sin(2\pi f t_1) & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(2\pi f t_{N-1}) & \sin(2\pi f t_{N-1}) & 1 \end{pmatrix}, \quad (2.3.1.2)$$

a  $t_n$  su vremenski trenuci naponskih odmeraka.

Tačnost ovog algoritma sa tri parametra zavisi od tačnosti frekvencije. Frekvencija može biti estimirana korišćenjem algoritma poput interpolacionog DFT (IpDFT) algoritma [27], međutim, dosta algoritama je primenljivo za ovaj zadatak [28.]

U slučaju da procena frekvencije nije dovoljno tačna [29],[30], može biti primenjen algoritam aproksimacije sa 4 parametra. Uključivanje frekvencije u algoritam pretvara proceduru najmanjih kvadrata u nelinearnu, što znači da algoritam mora da koristi proces iterativne optimizacije u cilju nalaženja optimalnih vrednosti estimiranih parametara.

Algoritam aproksimacije sa 4 parametra se svodi na rešavanje jednakosti

$$\begin{bmatrix} A^{(i)} & B^{(i)} & C^{(i)} & \Delta\omega^{(i)} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{D}^{(i)T} \mathbf{D}^{(i)} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{D}^{(i)T} \end{bmatrix} \mathbf{u} \quad (2.3.1.3)$$

gde je  $i$  broj iteracije,  $\omega$  je ugaona frekvencija  $\omega = 2\pi f$ ;  $\Delta\omega^{(i)}$  promena ugaone frekvencije u odnosu na prethodnu iteraciju, matrica  $\mathbf{D}^{(i)}$  je

$$\mathbf{D}^{(i)} = \begin{pmatrix} \cos(\omega^{(i-1)}t_0) & \sin(\omega^{(i-1)}t_0) & 1 & \alpha^{(i-1)}(t_0) \\ \cos(\omega^{(i-1)}t_1) & \sin(\omega^{(i-1)}t_1) & 1 & \alpha^{(i-1)}(t_1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(\omega^{(i-1)}t_{N-1}) & \sin(\omega^{(i-1)}t_{N-1}) & 1 & \alpha^{(i-1)}(t_{N-1}) \end{pmatrix}, \quad (2.3.1.4)$$

gde je  $\alpha^{(i-1)}(t_0) = -A^{(i-1)}t \times \sin(\omega^{(i-1)}t) + B^{(i-1)}t \times \cos(\omega^{(i-1)}t)$ .

Iterativno izračunavanje se nastavlja sve dok apsolutna vrednost relativne promene estimirane frekvencije ne padne ispod predefinisane granice ili dok se ne prekorači maksimalno dozvoljen broj iteracija.

Kako bi se estimirale vrednosti harmonika napona, prvo se primeni algoritam aproksimacije sa 4 parametra na naponski signal i njegovu osnovnu frekvenciju, a amplituda i faza se procenjuju. U drugom koraku, algoritam sa 3 parametra se primenjuje u iteracijama na ostatak nakon estimacije osnovnog harmonika sa ciljem estimacije pojedinih viših harmonika. Ovo znači da je frekvencija koja se daje kao ulaz algoritmu sa 3 parametra celobrojni umnožak procenjene osnovne frekvencije.

### 2.3.2 Multiharmonijski algoritam aproksimacije

Prethodno diskutovana kombinacija algoritama aproksimacije sa 4 i 3 parametra estimira amplitude i faze harmonika jednu po jednu. Ovakav pristup ima prednost u pogledu računskih zahteva, koji su mali, jer se u svakom koraku zahtevaju računске operacije nad malim matricama. Slaba tačka ovakvog pristupa leži u tačnosti procene osnovne frekvencije primenom algoritma aproksimacije sa 4 parametra. Pošto algoritmi sa 3 i 4 parametra uzimaju u obzir samo jednu frekvenciju, druge frekvencije sadržane u signalu deluju kao poremećaji koji utiču na konačnu procenu  $f$  frekvencije i amplitude harmonika.

Multiharmonijski algoritam aproksimacije [31,32,74,100] omogućuje tačniji, ali i računski zahtevniji i teži pristup. On koristi procedure optimizacije u kojima se svi parametri (frekvencija i amplituda osnovnog harmonika, kao i faze svih harmonika) estimiraju u isto vreme. Postoje dve verzije multiharmonijskog algoritma za aproksimaciju: neiterativna i iterativna verzija. Neiterativna verzija je slična algoritmu sa 3 parametra, diskutovanom u prethodnoj sekciji. Neiterativna verzija pretpostavlja poznatu osnovnu frekvenciju signala i estimira preostale parametre (komponente amplitude  $A_h$  i  $B_h$  i DC komponentu  $C$ )

$$[A_1 \ B_1 \ A_2 \ B_2 \ \dots \ A_H \ B_H \ C]^T = (\mathbf{D}^T \mathbf{D})^{-1} \mathbf{D}^T \mathbf{u} \quad (2.3.2.1)$$

gde je  $\mathbf{D}$  matrica

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t_0) & \sin(\omega t_0) & \cos(2\omega t_0) & \sin(2\omega t_0) & \dots & \cos(H\omega t_0) & \sin(H\omega t_0) & 1 \\ \cos(\omega t_1) & \sin(\omega t_1) & \cos(2\omega t_1) & \sin(2\omega t_1) & \dots & \cos(H\omega t_1) & \sin(H\omega t_1) & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(\omega t_{N-1}) & \sin(\omega t_{N-1}) & \cos(2\omega t_{N-1}) & \sin(2\omega t_{N-1}) & \dots & \cos(H\omega t_{N-1}) & \sin(H\omega t_{N-1}) & 1 \end{pmatrix} \quad (2.3.2.2)$$

$\omega$  je ugaona frekvencija osnovnog harmonika. Kao u slučaju algoritma aproksimacije sa 3 parametra, neiterativni multiharmonijski algoritam zavisi od početne procene frekvencije. U ovom slučaju inicijalna procena može se poboljšati primenom procedure iterativne optimizacije. Iterativni multiharmonijski algoritam aproksimacije dodaje frekvenciju u proračun

$$[A_1^{(i)} \ B_1^{(i)} \ A_2^{(i)} \ B_2^{(i)} \ \dots \ A_H^{(i)} \ B_H^{(i)} \ C^{(i)} \ \Delta\omega^{(i-1)}]^T = [(\mathbf{D}^{(i)})^T \mathbf{D}^{(i)}]^{-1} [\mathbf{D}^{(i)}]^T \mathbf{u}, \quad (2.3.2.3)$$

gde je  $\mathbf{D}^{(i)}$  matrica

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t_0) & \sin(\omega t_0) & \dots & \cos(H\omega t_0) & \sin(H\omega t_0) & 1 & \alpha^{(i-1)}(t_0) \\ \cos(\omega t_1) & \sin(\omega t_1) & \dots & \cos(H\omega t_1) & \sin(H\omega t_1) & 1 & \alpha^{(i-1)}(t_1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(\omega t_{N-1}) & \sin(\omega t_{N-1}) & \dots & \cos(H\omega t_{N-1}) & \sin(H\omega t_{N-1}) & 1 & \alpha^{(i-1)}(t_{N-1}) \end{pmatrix}, \quad (2.3.2.4)$$

$$\alpha^{(i-1)}(t) = \sum_{h=1}^H [-A_h^{(i-1)} ht \sin(h\omega^{(i-1)} t) + B_h^{(i-1)} ht \cos(h\omega^{(i-1)} t)].$$

Detalji uporednih analiza karakteristika i performansi pojedinih algoritama mogu se naći u **Dodatku A.3**



### 3. Postavka problema

Naponi i struje u modernim "pametnim mrežama" (*Smart Grid*), kao i u evropskoj interkonekciji su sve više nesinusoidalni, zahvaljujući primeni elektroenergetskih pretvarača kako na strani potrošnje, tako i na strani proizvodnje električne energije. Tačna merenja harmonika napona i struje, a naročito osnovnog harmonika, u nesinusoidalnom režimu veoma su važna zbog toga što se preko osnovnog harmonika napona i struje definiše i fundamentalna (korisna) komponenta aktivne i reaktivne električne snage i energije, koje su predmet ugovora i isporuke [40,52]. Osnovni harmonici napona i struje su, takođe, ključni za određivanje faktora ukupnog harmonijskog izobličenja (kraće, THD faktor) isporuke i potrošnje.

Većina mernih metoda i instrumenata pretpostavlja osnovnu periodu od 20 ms, pa su merenja harmonika u modernim "pametnim mrežama" veoma tačna kada je frekvencija mreže stabilna i jednaka 50 Hz (idealni slučaj). Međutim, tačnost je kompromitovana kada frekvencija varira, što je uobičajena pojava u evropskoj interkonekciji (o čemu će više reči biti u poglavlju koje sledi). U tom slučaju, umesto pravih harmonika, mere se takozvani pseudo-harmonici. Uslovi za detekciju pravih harmonika naponskih, odnosno strujnih signala u prisustvu varijacije mrežne frekvencije, kao i algoritama za njihov proračun detaljno su izloženi u radu [41].

Detaljan pregled modernih algoritama i metoda za estimaciju harmonika u prisustvu značajne varijacije mrežne frekvencije, kako u vremenskom, tako i u frekvencijskom domenu, prikazan je u poglavlju 2 ove disertacije, kao i u radovima [42],[70-73], [75-81], [99]. Veliki broj ovih algoritama je filtarskog tipa [107-110], a doslovno svi zahtevaju primenu numeričkog procesora koji radi u aritmetici sa pokretnim zarezom (*Floating Point Arithmetic*), A/D konvertor visoke rezolucije i mikroprocesor velike procesorske moći za njihovo izračunavanje u realnom vremenu [111-114].

Odranije je utvrđeno [43-45] da poznavanje harmonika struje i napona u realnom vremenu daje potpunu sliku stanja u mreži, odnosno vodu na kome se merenje harmonika vrši - to je merenje u frekvencijskom domenu. Međutim, uobičajeni način analize stanja mreže, odnosno voda, je merenje u realnom vremenu i to u vremenskom domenu. To znači da su merenja u vremenskom i u frekvencijskom domenu praktično ekvivalentna [43],[47]. Iako, na prvi pogled, merenja u frekvencijskom domenu izgledaju znatno komplikovanija, snižavanjem rezolucije A/D konvertora ona postaju drastično jednostavnija, a korišćenjem nekih osobina realne distributivne mreže, u prvom redu statističke raspodele frekvencije u vremenu, gotovo svi parametri mreže po normi EN 50160 mogu biti vrlo tačno izmereni veoma jednostavnim hardverom. Posebno treba istaći mogućnost merenja električne snage i energije u realnom vremenu, pa i najkomplikovanijih veličina u mreži - reaktivne snage i energije u složenoperiodičnom režimu.

Strateški vladajući stav je da se svi parametri mreže i veličine u mreži, pa samim tim i harmonici, mere (estimiraju) u vremenskom domenu [42], [67-69]. Algoritmi

merenja su, pre svega, filtarskog tipa i projektovani su da estimiraju harmonike pri širokim varijacijama mrežne frekvencije [67-70], [102],[103]. Stacionarna ili kvazistacionarna stanja u mreži se eksplicitno ne tretiraju [93],[94], [104], a pogotovo ne u svetlu primene norme EN 50160. Algoritmi daju dovoljne uslove da se korektno izmere harmonici. Cena koja se za to plaća je izuzetno složen, a inače standardan hardver. Potrebni uslovi za tačno merenje, odnosno estimaciju harmonika se eksplicitno ne tretiraju u literaturi, što je naučno i metodološki neprihvatljivo i prosto predstavlja diktat tehnološki razvijenih zemalja (brute-force solutions).

Predmet istraživanja u ovoj tezi je definisanje merne metode i na njoj baziranog minimalnog hardvera koji u realnom vremenu i realnoj distributivnoj mreži u stacionarnom ili kvazistacionarnom režimu mere harmonike prema zahtevima norme EN 50160, kao i isticanje mogućnosti merenja svih ostalih na harmonicima baziranih veličina u realnoj distributivnoj mreži. Ovo je ujedno i hipoteza rada.

### **3.1 Frekvencija kao parametar kvaliteta električne energije**

Frekvencija je električna slika brzine obrtanja sinhronih generatora u jednom elektroenergetskom sistemu. U stacionarnom stanju svi generatori su međusobno čvrsto spojeni sinhronizacionim momentima, pa se obrću istom električnom (sinhronom) brzinom. Tada postoji jednakost između motornih (turbinskih) i otpornih (generatorskih) momenata, odnosno postoji ravnoteža između proizvodnje i potrošnje električne energije u sistemu. Svako narušavanje te ravnoteže dovodi do varijacije brzine obrtanja sinhronih generatorskih grupa i frekvencije sistema.

Održavanje frekvencije je globalni, sistemski problem, jer je u ustaljenom stanju ona ista u svim tačkama elektroenergetskog sistema i na svim generatorima koji rade u sinhronizmu.

Glavni uzroci odstupanja frekvencije u jednom elektroenergetskom sistemu u normalnom pogonu jesu varijacije potrošnje, a u poremećenim režimima i ispadi iz pogona generatorskih i potrošačkih blokova, usled pojave kvarova. U većini slučajeva potrošači imaju slobodu da se proizvoljno uključe i isključe i menjaju svoje opterećenje, čime se menja stanje (ili radni režim) eksploatacije sistema. Te promene stanja se dalje preslikavaju na promene frekvencije sistema. Njihova kompenzacija zahteva odgovarajuće promene odatih generatorskih snaga. Ceo koncept regulacije frekvencije upravo se bazira na permanentnim naporima da se u uslovima pojave promena stanja održava ravnoteža između proizvedenih i utrošenih aktivnih snaga [101], [104-106].

Ukupna potrošnja jednog elektroenergetskog sistema sastoji se od velikog broja opterećenja individualnih potrošača različitog karaktera, kao što su domaćinstva, industrija itd., čija je jedinična snaga obično vrlo mala u odnosu na ukupno opterećenje sistema. Ponašanje svakog od tih pojedinačnih opterećenja je u osnovi stohastičko, ali srednja snaga potrošnje u celom sistemu prati ciklus ljudskih aktivnosti u nekom određenom vremenskom periodu, pa se može dosta tačno predvideti unapred i na osnovu

tog predviđanja načiniti program rada proizvodnih agregata koji će zadovoljiti te planirane potrebe.

Potrebe za održavanjem frekvencije, nametnute od samih potrošača, obično nisu stroge. Odstupanja frekvencije u opsegu od  $\pm 0.25$  Hz do  $\pm 0.5$  Hz, za potrošače su sasvim prihvatljiva, osim za neke specijalne aparate (sinhroni časovnici, elektronski računari, TV i telekomunikacioni uređaji itd.). Sa gledišta samog elektroenergetskog sistema, veća odstupanja frekvencije nepovoljna su za sve aparate sa gvozdenim jezgrom, gde sniženje frekvencije posebno može dovesti do pojave zasićenja, izobličenja talasa struje praznog hoda aparata, povećanih gubitaka energije u pojedinim elementima sistema i generisanje viših harmonika [82]. Osim toga, preterana odstupanja frekvencije su čest uzrok nedozvoljene promene ugovorenih snaga razmene, koje mogu ugroziti rad i čak izazvati raspad interkonekcije, naročito kada spojni vodovi rade u blizini graničnih opterećenja.

Osnovni zaključak prethodnih razmatranja je da svaka pojava odstupanja frekvencije u nekom elektroenergetskom sistemu preslikava narušavanje ravnoteže između proizvodnje i potrošnje. Novo stanje ravnoteže može se postići dejstvom samoregulacije sistema pri nekoj frekvenciji različitoj od referentne, ili ručnom, odnosno automatskom regulacijom odate snage generatorskih grupa radi kompenzacije uzroka pojave te neuravnoteženosti, pri čemu se frekvencija održava u unapred zadatim granicama oko neke, unapred zadate, referentne vrednosti. Pri narušavanju ravnoteže između proizvodnje i potrošnje mogu se znatno promeniti i tokovi snaga po pojedinim prenosnim vodovima, a s tim i gubici i rezerve statičke stabilnosti, što je nepoželjno sa gledišta racionalne eksploatacije sistema. Zbog toga se teži da se frekvencija u sistemu permanentno održava na propisanoj vrednosti.

Iz priloženog, mere za održavanje kvaliteta frekvencije odnose se na dva tipa upravljačkih akcija, i to:

- regulaciju frekvencije, na nivou celog elektroenergetskog sistema, centralizovano;
- brzu zaštitu skupih elemenata sistema, lokalno, pomoću zaštitnih releja, osetljivih na promene frekvencije.

Osnovni pokazatelj kvaliteta održavanja frekvencije u nekom elektroenergetskom sistemu naizmenične struje je odstupanje frekvencije u odnosu na svoju nominalnu (nazivnu) vrednost. To je globalni pokazatelj, isti za sve delove elektroenergetskog sistema u sinhronizmu, koji karakteriše održavanje ravnoteže između proizvodnje i potrošnje aktivne snage. Normiranje frekvencije vezuje se za normalni stacionarni radni režim, gde je ta uravnoteženost ostvariva [90-92].

Definicija odstupanja frekvencije nije jednoznačna, pa se mogu razmatrati sledeće tri opcije pri specifikaciji tog pokazatelja:

1. Odstupanje trenutne od nazivne vrednosti frekvencije:

$$\Delta f(t) = f(t) - f_n.$$

2. Odstupanje srednje vrednosti frekvencije u nekom određenom vremenskom periodu  $T$  (na primer, 15 minuta, 1 sat, 1 dan, 1 sedmica, 1 mesec, 1 godina itd.), u odnosu na nazivnu vrednost frekvencije:

$$\Delta f_T = f_T - f_n,$$

gde je  $f_T = \frac{1}{T} \int_0^T f(\tau) d\tau$  – srednja vrednost frekvencije u razmatranom vremenskom periodu  $T$ .

3. Srednje-kvadratno odstupanje frekvencije (standardna devijacija) tokom nekog vremenskog perioda  $T$ , računato u odnosu na svoju srednju vrednost  $f_T$  u istom tom periodu:

$$\sigma_{\Delta f} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (f(\tau) - f_T)^2 d\tau} .$$

Definicija srednje-kvadratnog odstupanja frekvencije je bitna, zbog slučajne prirode varijacija frekvencije, koja podleže normalnoj (Gausovoj) raspodeli, čija je funkcija gustine raspodele:

$$\varphi_{\Delta f} = \frac{1}{\sigma_{\Delta f} \sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{(\Delta f_T)^2}{2\sigma_{\Delta f}^2} \right] .$$

Sa frekvencijom i odstupanjem frekvencije u direktnoj je vezi i pojam sinhronog vremena. To je fiktivno vreme zasnovano na nazivnoj frekvenciji sistema u sinhronoj zoni, računato shodno formuli:

$$T_{syn} = \frac{1}{f_n} \int_0^{T_1} f(\tau) d\tau + T_{syn}^0 .$$

S druge strane, odstupanje sinhronog u odnosu na tačno (astronomsko) vreme  $T_{astr}$  predstavlja globalni pokazatelj održavanja ravnoteže između proizvodnje i potrošnje tokom dužeg vremenskog intervala, i definiše se preko formule:

$$\Delta T_{syn} = T_{syn} - T_{astr} = \frac{1}{f_n} \int_0^{T_1} [f(\tau) - f_n] d\tau ,$$

gde je  $T_{syn}^0 = T_{syn}(t = 0)$  sinhrono vreme na početku intervala, a  $T_1$  dužina tog intervala unutar razmatranog vremenskog perioda  $T$ .

*Kolebanje frekvencije* (varijacija frekvencije) definiše se kao razlika između maksimalne ( $f_{TM}$ ) i minimalne vrednosti trenutne frekvencije u nekom vremenskom periodu  $T(f_{TM})$ :

$$\Delta f_{Tkol} = f_{TM} - f_{Tm}.$$

Pri brzim promenama frekvencije (većim od 0.2 Hz/s) definiše se i brzina promene frekvencije kao:

$$v_F = \frac{df(t)}{dt},$$

gde se vremenska promena frekvencije  $f(t)$  posmatra na glatkoj krivoj frekvencije, bez šumova.

Svi napred definisani pokazatelji kvaliteta održavanja frekvencije u nekom elektroenergetskom sistemu služe kao sasvim dobre mere za karakterizaciju frekvencije u normalnom radnom režimu. U poremećenim režimima, pored tih pokazatelja, moraju se uzeti u obzir i broj, amplituda i trajanje pojedinih od njih, u opsezima izvan specifikovanih granica tolerancije.

Prema pogonskom priručniku UCTE [47], dozvoljeno je trajno kvazistacionarno odstupanje frekvencije od  $\pm 180$  mHz i najmanja trenutna vrednost od 49.2 Hz (što odgovara najvećoj dinamičkoj promeni frekvencije od  $-0.8$  Hz (odnosno  $-1.6$  %), s tim da prag delovanja I stepena automatskog frekvencijskog rasterećenja (AFR) bude na frekvenciji 49.0 Hz, a poslednji na frekvenciji od 47.5 Hz. S druge strane, propisuje se najveća dozvoljena trenutna vrednost frekvencije sistema od 50.8 Hz.

Nije pogodno da se normira trenutno odstupanje frekvencije, jer ono zavisi od veličine sistema i mogućeg debalansa aktivne snage u njemu, već je prirodnije da se u tu svrhu pojam "trajno" shvati u smislu srednjih vrednosti u toku određenog perioda. Takođe, dozvoljeno odstupanje sinhronog vremena treba primeniti na ukupnu nakupljenu grešku, a ne samo na udeo određenog vremena pogona sistema  $T$  na tu grešku (otuda se u definicijama sinhronog vremena i odstupanja sinhronog vremena pojavljuje vreme integracije  $T_I$ , koje se u opštem slučaju razlikuje od vremena  $T$ ).

Iz dela Evropske norme EN 50160 koji se odnosi na mrežnu frekvenciju kao obeležje elektroenergetskog sistema niskog napona, nominalna frekvencija napona napajanja je 50 Hz. Pri normalnim pogonskim uslovima desetosekundna srednja vrednost osnovne frekvencije u nekoj distributivnoj mreži mora biti u sledećim opsezima:

- kod mreža povezanih na elektroenergetski sistem: 50 Hz  $\pm$  1% tj. (od 49.5 Hz do 50.5 Hz) tokom 95 % nedelje, odnosno 50 Hz + 4 %/-6 % (tj. od 47 Hz do 52 Hz) tokom 100 % nedelje (u preostalim 5 %).

Sada je ovaj zahtev strožiji i glasi:

- kod mreža povezanih na elektroenergetski sistem: 50 Hz  $\pm$  1 % tj. (od 49.5 Hz do 50.5 Hz) tokom 99.5 % svake nedelje (tokom cele godine), odnosno 50 Hz + 4 %/-6 % (tj. od 47 Hz do 52 Hz) u preostalim 0.5% svake nedelje.
- kod izolovanih mreža (koje nisu povezane na elektroenergetski sistem i po starim i po novim stadnardima dozvoljene tolerancije su 50 Hz  $\pm$  2 %) tj.

od 49 Hz do 51 Hz) tokom 95 % nedelje, odnosno  $50 \text{ Hz} \pm 15 \%$  (tj. od 42.5 Hz do 57.5 Hz) u preostalih 5 % svake nedelje.

### 3.2 Utvrđivanje raspodele mrežne frekvencije u evropskoj interkonekciji

Da bi se utvrdila varijacija mrežne frekvencije, tokom jedne nedelje u univerzitetskom kampusu u Novom Sadu, kontinualno je merena mrežna frekvencija na sekundnom nivou. Na slici 3.2.1 prikazana je raspodela 604 800 rezultata merenja.

Poznato je da se tačno odstupanje empirijski dobijene raspodele od Gausove raspodele može utvrditi na osnovu trećeg i četvrtog momenta empirijske raspodele -  $M_3$  i  $M_4$ . Treći centralni moment raspodele prikazane na slici 3.2.1 može se predstaviti izrazom:

$$M_3 = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N (f_i - \bar{f})^3 = -1,435 \cdot 10^{-6} \text{ Hz}^3. \quad (3.2.1)$$

Treći centralni moment izražen u standardizovanom obliku je:

$$\mu_3 = \frac{M_3}{\sigma^3} = -0,1655. \quad (3.2.2)$$

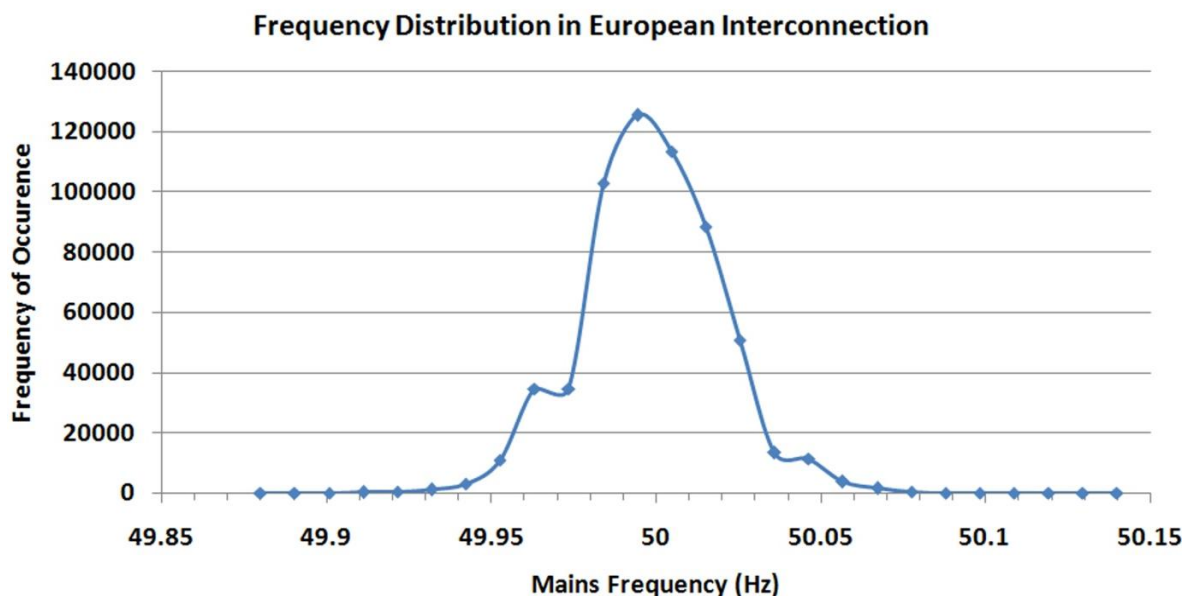
Četvrti centralni moment raspodele prikazane slikom 3.2.1 je:

$$M_4 = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N (f_i - \bar{f})^4 = 6,7375 \cdot 10^{-7} \text{ Hz}^4, \quad (3.2.3)$$

ili, izražen u standardizovanom obliku:

$$\mu_4 = \frac{M_4}{\sigma^4} = 3,7825. \quad (3.2.4)$$

Ukoliko je raspodela Gausova, treći centralni moment izražen u standardizovanom obliku  $\mu_3$ , koji je mera asimetrije funkcije raspodele u odnosu na srednju vrednost, treba da teži nuli. U ovom slučaju, sa slike 3.2.1 može se primetiti da je kriva raspodele blago pomerena u levo, na šta ukazuje i minus predznak u jednakosti (3.2.2). Četvrti centralni moment izražen u standardizovanom obliku  $\mu_4$  koji je mera "vertikalne razvučenosti" (*kurtosis*), trebalo bi da teži ka vrednosti 3.5 u slučaju Gausove raspodele. U ovom slučaju, vrednost četvrtog centralnog momenta (3.2.4) je nešto veća od 3.5, što ukazuje na činjenicu da je funkcija raspodele blago razvučena po vertikali. Odstupanja od nominalnih vrednosti trećeg i četvrtog centralnog momenta nisu značajne, te se rezultujuća funkcija raspodele varijacije mrežne frekvencije može tretirati kao Gausova.



**Slika 3.2.1** Funkcija raspodele varijacije mrežne frekvencije, utvrđene merenjem frekvencije na 1 sekund tokom jedne nedelje u Evropskoj interkonekciji

Može se izvesti sledeći zaključak, raspodela poremećaja mrežne frekvencije je Gausova sa srednjom vrednošću od 49.9941 Hz i standardnom devijacijom  $\sigma$  koja iznosi 0.0204 Hz. Srednja vrednost apsolutnog odstupanja frekvencije je 0.016 Hz. Pošto je to manje od 0.02 Hz, detekcija harmonika u elektrodistributivnoj mreži, sve do 50-tog, je moguća [22,41]. Osnovni harmonik se može meriti čak i kada frekvencija jedne periode mrežnog signala odstupa za 1 Hz [41].

Kako su pomenuta merenja frekvencije izvršena na sekundnom nivou, potrebno je proceniti varijaciju frekvencije na nivou jedne periode mrežnog signala (20 ms). Ukoliko pretpostavimo da je varijacija mrežne frekvencije na nivou jedne periode takođe Gausova, onda, na osnovu Centralne granične teoreme i Teoreme o odabiranju [53],[96], standardna devijacija ( $\sigma$ ) treba da iznosi 0.144 Hz, odnosno da bude  $\sqrt{50} = 7.071$  puta veća nego vrednost  $\sigma$  za merenja na 1 sekund. Varijacija frekvencije od  $6\sigma$  (0.864 Hz) obuhvata više od 99.99999999 % mrežnih perioda u kojima je poremećaj frekvencije manji od 1 Hz, dozvoljavajući na taj način tačno merenje osnovnog harmonika [41].

Sve navedeno podržava pretpostavku istraživanja, da je moguće detektovati i tačno izmeriti osnovni i više harmonike signala iz elektrodistributivne mreže primenom Stohastičke digitalne merne metode i fleš A/D konvertora dvobitne rezolucije, čak i pri značajnim varijacijama mrežne frekvencije.

U Stohastičkoj mernoj metodi, veliki broj odbiraka je ključan za tačnost merenja [44, 49], postignut bilo bržim odabiranjem i/ili dužim intervalom merenja. Evropska norma EN 50160 [19] nalaže da se harmonici mere na intervalu od 10 minuta (600 s), što je korišćeno u daljim simulacijama i eksperimentima. Svako merenje je izvršeno na nivou jedne periode (20 ms), a krajnji rezultat se dobija usrednjavanjem 30 000 pojedinačnih rezultata merenja.

## 4. Teorijska analiza

### 4.1 Primena Stohastičke digitalne merne metode u merenju harmonika mrežnog signala

Stohastička digitalna merna metoda predstavlja "metodu merenja na intervalu" [44]. Jedna od ključnih karakteristika ove metode jeste upotreba brzih A/D konvertora niske rezolucije - u graničnom slučaju 2-bitnih. U slučaju primene 2-bitnih A/D konvertora greška kvantizacije je značajna i ne može se eliminisati u potpunosti, ali se može značajno redukovati primenom odnarije poznatog postupka diterovanja ulaznog (merenog) signala [54].

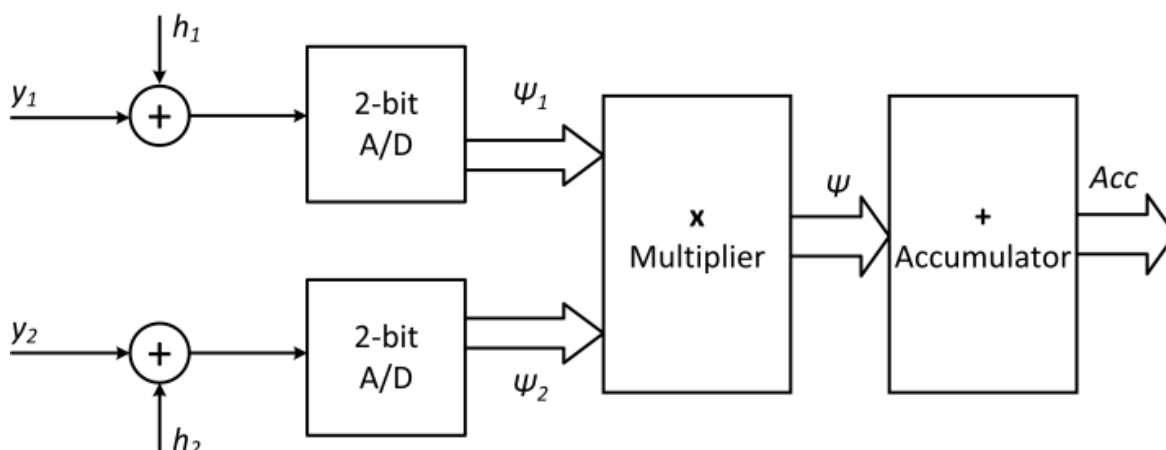
Postupkom diterovanja, ulazni signal se analogno sabira sa deterskim signalom koji je u opsegu  $\pm\Delta/2$ , gde je  $\Delta$  kvant primenjenog A/D konvertora (detalji o realizaciji dvobitnog fleš A/D konvertora nalaze se u **Dodatku A.5**, a realizacija generatora deterskog signala izložena je u **Dodatku A.6**).

Deterski signali treba da budu:

- slučajni;
- međusobno nekorelisani;
- uniformne raspodele.

Na slici 4.1.1 prikazan je blok dijagram instrumenta (zasnovanog na SDMM) za merenje srednje vrednosti (integrala) proizvoda dva signala na određenom vremenskom intervalu.

- $y_1$  i  $y_2$  su ulazni signali čiji se proizvod meri;
- $h_1$  i  $h_2$  su deterski signali koji se sabiraju sa ulaznim signalima.



**Slika 4.1.1** Blok dijagram instrumenta za merenje srednje vrednosti proizvoda dva signala



- U svakom taktu osnovnog oscilatora izvrši se A/D konverzija ulaznih signala. Rezultati ove konverzije su digitalni izlazi  $\Psi_1$  i  $\Psi_2$ . Vrednosti  $\Psi_1$  i  $\Psi_2$  su u zatvorenom skupu  $\{-1, 0, 1\}$ . Dalje se  $\Psi_1$  i  $\Psi_2$  međusobno množe, a njihov proizvod  $\Psi$  ima vrednost koja se takođe nalazi u zatvorenom skupu vrednosti  $\{-1, 0, 1\}$ . Poslednji blok prikazan na slici 4.1.1 je akumulator, koji je u slučaju dvobitne A/D konverzije realizovan kao jednostavni ("up-down") brojač, koji:
  - broji naviše kada je rezultat množenja odbiraka  $+1$ ,
  - broji niže kada je rezultat množenja  $-1$ ,
  - ne broji, odnosno zadržava prethodno stanje ako je rezultat množenja  $0$ .

Po završetku mernog intervala, sadržaj akumulatora je proporcionalan srednjoj vrednosti proizvoda ulaznih signala sa faktorom  $N$ , gde  $N$  predstavlja ukupan broj odbiraka u intervalu merenja.

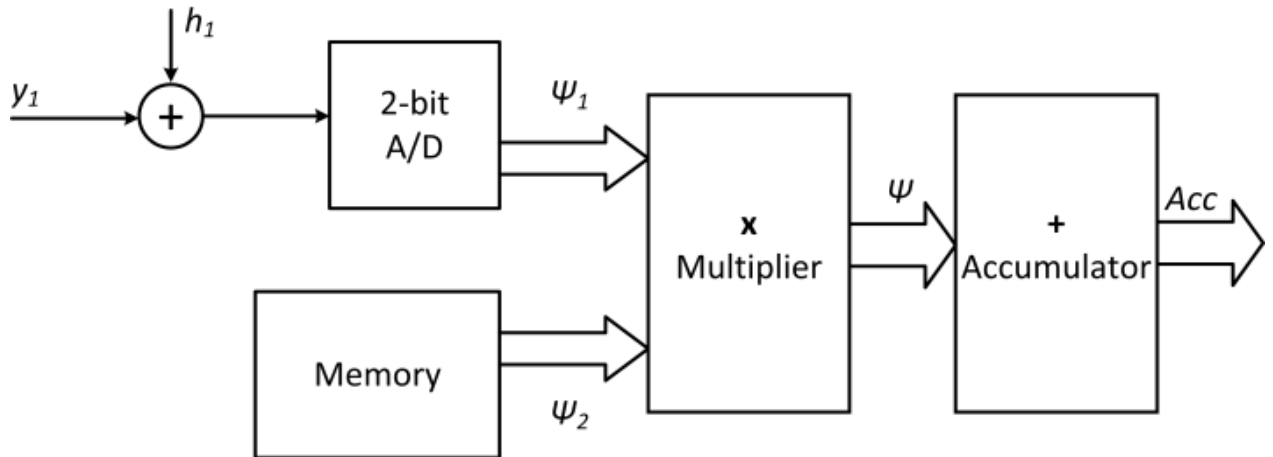
Prikazani instrument se može koristiti za merenje proizvoda dva signala  $y_1$  i  $y_2$  koji mogu predstavljati različite veličine (na primer napon i struja, za merenje električne snage i/ili energije), ili, ako se na ulaze oba A/D konvertora dovede isti signal, rezultat merenja biće proporcionalan efektivnoj (RMS) vrednosti ulaznog signala  $U$ ,

$$U = \sqrt{\frac{\langle Acc \rangle}{N}} \cdot \Delta. \quad (4.1.1)$$

Parametar  $\langle Acc \rangle$  predstavlja sadržaj akumulatora na kraju mernog intervala,  $N$  je ukupan broj odbiraka u intervalu merenja, a  $\Delta$  predstavlja kvant primenjenog A/D konvertora.

Još jedna veoma važna primena ovakvog uređaja, koja je ključna za ovu disertaciju, je merenje pojedinih harmonijskih komponentata složenoperiodičnih signala. Ako je na ulaz prvog A/D konvertora (sa slike 4.1.1) doveden signal  $y_1$  (na primer mrežni naopn ili struja koji sadrže više harmonike), a na ulaz drugog A/D konvertora dovedena diterovana bazisna funkcija  $y_2$  iz nekog ortonormiranog skupa (na primer Furijeovog), kao rezultat merenja dobiće se vrednost jednog od Furijeovih koeficijenata (kosinusni ili sinusni, u zavisnosti od primenjene bazisne funkcije).

Pošto je ulaz drugog A/D konvertora unapred poznata diterovana bazisna funkcija, moguće je u potpunosti zameniti drugi A/D konvertor memorijskim blokom u kom su smešteni odbirci diterovane bazisne funkcije. Jedini zahtev u ovom slučaju je da odbirci bazisne funkcije budu bar za 2 bita veće rezolucije od rezolucije prvog A/D konvertora [55]. (detaljnije obrazloženje dato je u **Dodatku A.7.**) Blok dijagram opisanog kola dat je na slici 4.1.2.



**Slika 4.1.2** Blok dijagram za merenje jednog Furijeovog koeficijenta n-tog harmonika ulaznog složenoperiodičnog signala

Kako bi se merila vrednost n-tog harmonika, potrebna su dva identična bloka sa slike 4.1.2, prvi da bi se odredio kosinusni Furijeov koeficijent  $a_n$ , a drugi blok da bi se odredio sinusni Furijeov koeficijent  $b_n$ .

$$a_n = \sqrt{\frac{2 \cdot \langle Acc_1 \rangle}{N}} \cdot \Delta \tag{4.1.2}$$

$$b_n = \sqrt{\frac{2 \cdot \langle Acc_2 \rangle}{N}} \cdot \Delta \tag{4.1.3}$$

$\langle Acc_1 \rangle$  i  $\langle Acc_2 \rangle$  predstavljaju vrednosti sadržaja prvog i drugog akumulatora na kraju mernog intervala,  $N$  je ukupan broj odbiraka, a  $\Delta$  je kvant primenjenog A/D konvertora.

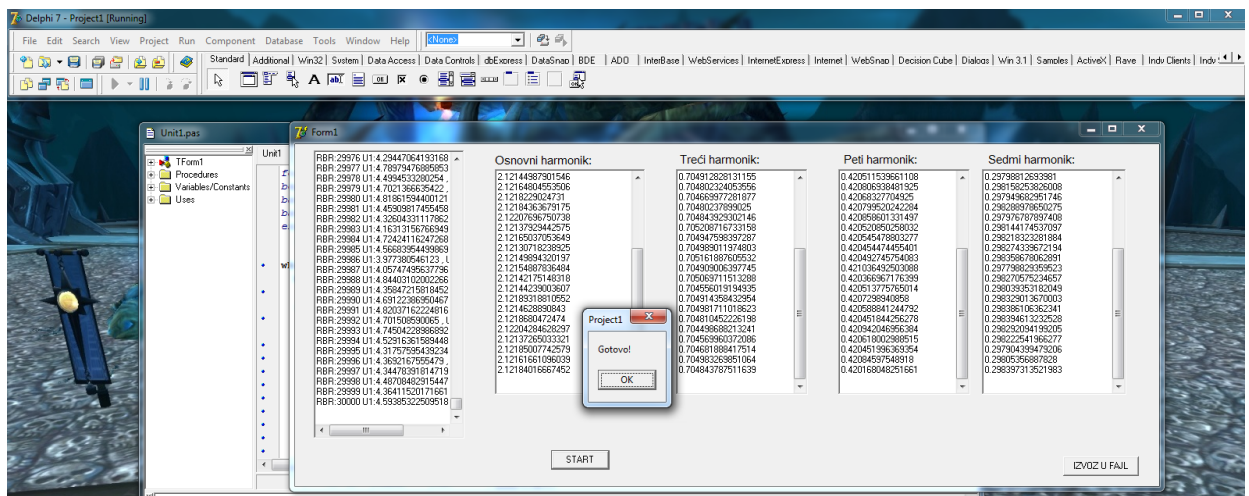
Efektivna vrednost n-tog harmonika računa se prema sledećoj formuli:

$$U_n = \sqrt{\frac{a_n^2 + b_n^2}{2}} \tag{4.1.4}$$

## 5. Simulaciona analiza

Usled visoke nelinearnosti instrumenta (uzrokovane grubom A/D konverzijom dvobitnog konvertora) i stohastičke prirode problema (uzrokovane Gausovskim poremećajem mrežne frekvencije), teorijski pristup analizi problema je veoma kompleksan. Iz tih razloga, simulacija je usvojena kao pogodan metod za brzo i pouzdano testiranje hipoteze istraživačkog rada.

Za pisanje simulacionog softvera korišćeno je razvojno okruženje *Delphi 7* [56], zasnovano na *Pascal* [56] programskom jeziku. Osnovna motivacija za korišćenje pomalo zastarelog razvojnog okruženja *Delphi 7* leži u činjenici da ima veoma dobar (ugrađen) generator slučajnih brojeva sa mogućnošću odabira raspodele slučajnih promenljivih - što je od izuzetnog značaja za SDMM metodu, kao i u brzini izvršavanja koda same simulacije. U poređenju sa opšteprihvaćenim i u naučnim krugovima popularnim *Matlab* softverom, simulacija napisana u *Delphi 7* okruženju izvršava se nekoliko desetina, pa i do stotinu puta brže nego istovetna simulacija realizovana u *Matlab*-u [57]. Na slici 5.1 dat je prikaz jednog detalja rada simulacionog softvera za merenje harmonika mrežnog signala. Kompletan izvorni kod simulacije prikazan je u **Dodatku A.9**.

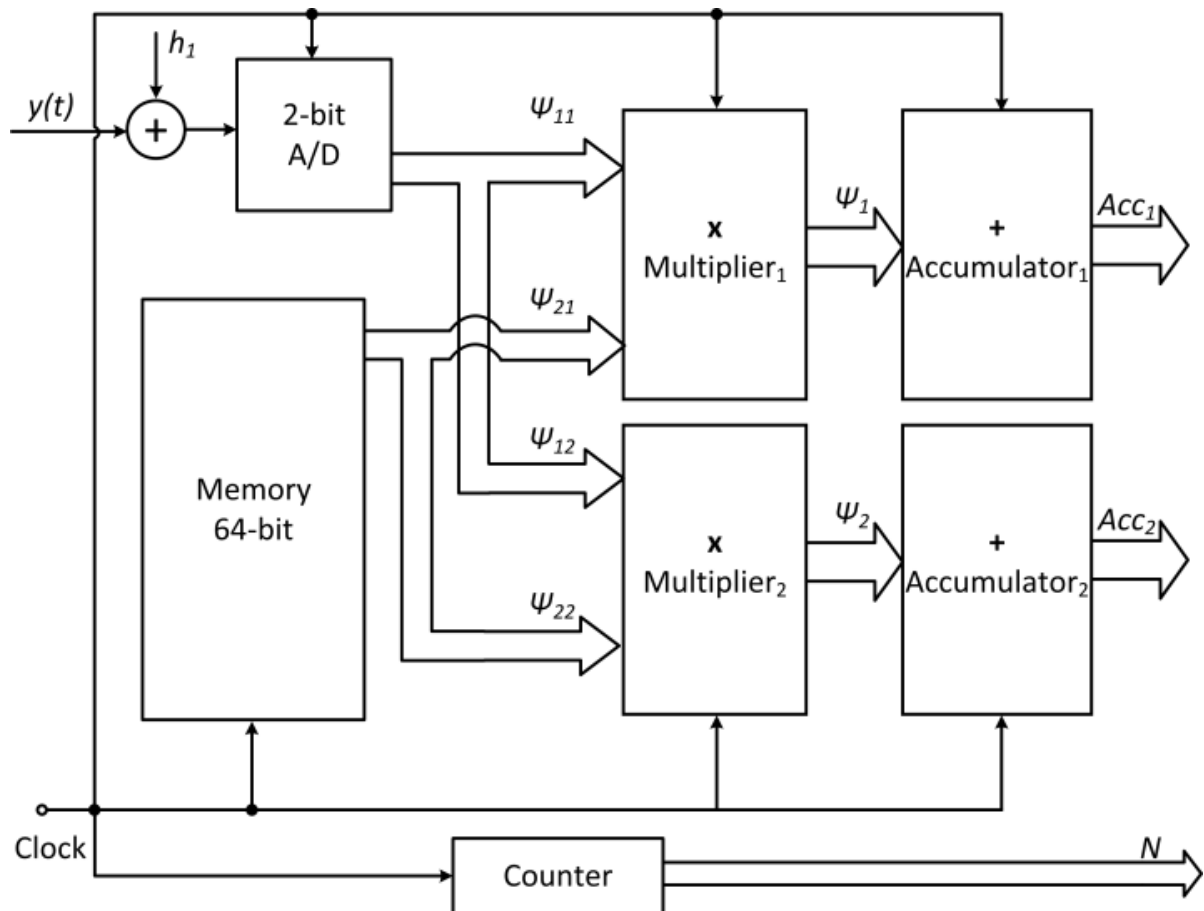


**Slika 5.1** Izgled softvera za simulaciju merenja harmonika mrežnog signala, realizovanog u *Delphi 7* razvojnom okruženju

### 5.1 Simulacija merenja osnovnog harmonika mrežnog napona i struje

Šema simuliranog uređaja za merenje jednog harmonika ulaznog mrežnog signala prikazana je na slici 5.1.1. Ditterski signal  $h_1$  se dodaje na ulaz  $y$ , kako bi se potisnula sistematska greška kvantizacije grubog dvobitnog A/D konvertora [43-46]. Kao što je diskutovano u poglavlju 4, odbirci diterovanih bazisnih funkcija su smešteni u memorijski blok u vidu celih brojeva 64-bitne rezolucije. Blokovi *Multiplier<sub>1</sub>* i

*Accumulator<sub>1</sub>* se koriste za određivanje kosinusnog koeficijenta, a *Multiplier<sub>2</sub>* i *Accumulator<sub>2</sub>* za određivanje sinusnog Furijeovog koeficijenta.



**Slika 5.1.1** Šema instrumenta za merenje jednog harmonika mrežne struje i/ili napona

Za potrebe simulacija korišćena su dva talasna oblika signala: trougaoni (ima THD faktor od 12 %) odgovara mrežnom naponu i testerasti signal (ima THD faktor od 81 %) odgovara mrežnoj struji. Analitički izrazi za izobličeni napon i struju dati su jednakostima (5.1.1) i (5.1.2):

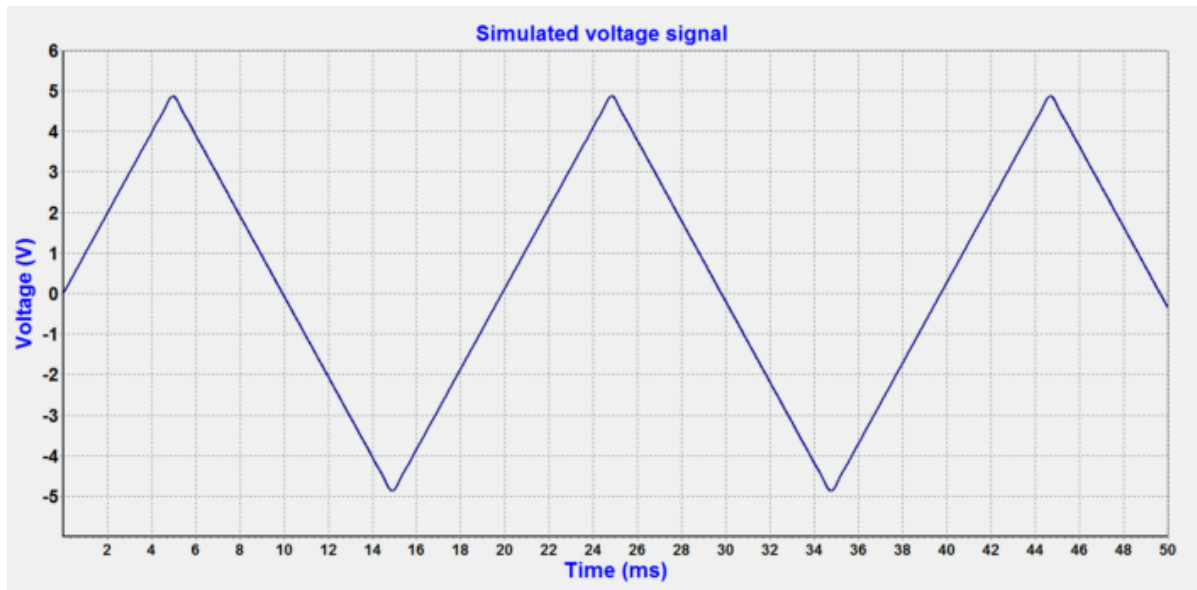
$$u(t) = \frac{8}{\pi^2} \sum_{k=0}^{15} (-1)^k \frac{\sin(2\pi(2k+1)(f + \Delta f)t)}{(2k+1)^2} \tag{5.1.1}$$

$$i(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{30} (-1)^k \frac{\sin(2\pi k(f + \Delta f)t)}{k} \tag{5.1.2}$$

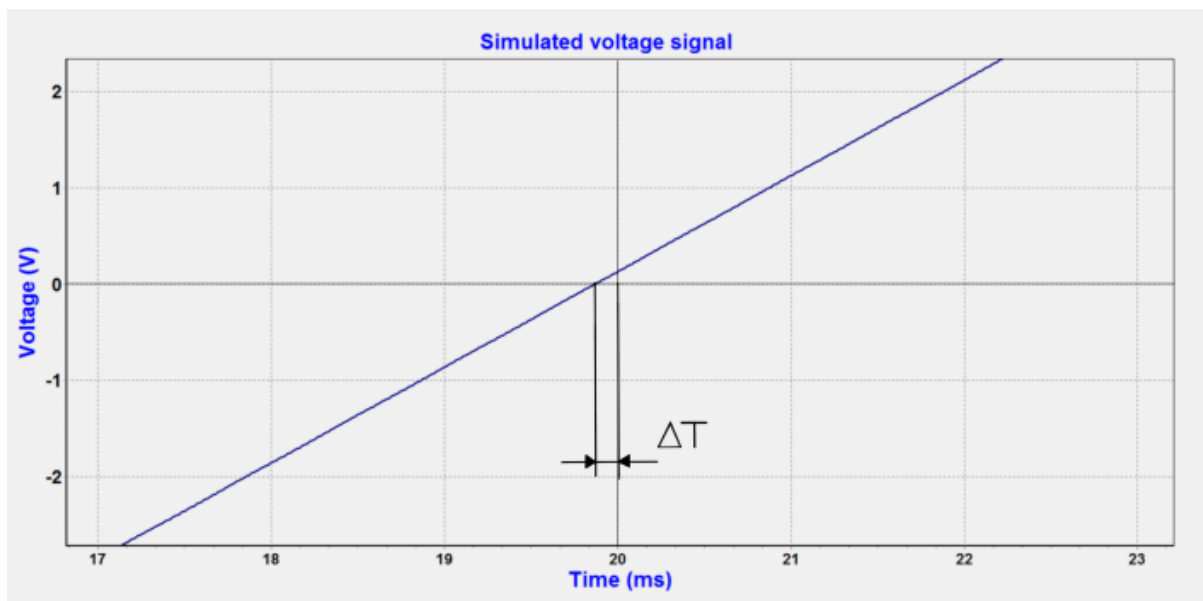
Na slici 5.1.2 prikazan je talasni oblik simuliranog naponskog signala datog jednakošću (5.1.1). Signal sadrži prvih 15 neparnih harmonika, i, kao što se može videti sa slike, ima skoro trougaoni oblik. Radi bolje preglednosti, na slici 5.1.3 prikazana je uvećano oblast sa slike 5.1.2 u okolini tačke 20 ms, gde bi funkcija trebalo da prolazi kroz "nulu" u slučaju kada je frekvencija signala tačno 50 Hz. Sa slike 5.1.3 se može videti da je tačka prolaska kroz nulu malo pomerena, što je na slici naznačeno sa  $\Delta T$ , usled varijacije mrežne frekvencije  $\Delta f$ .

Na isti način, na slici 5.1.4 predstavljen je simulirani strujni signal, opisan jednakošću (5.1.2). Kao što se može videti na slici, oblik signala blizak je testerastom talasnom

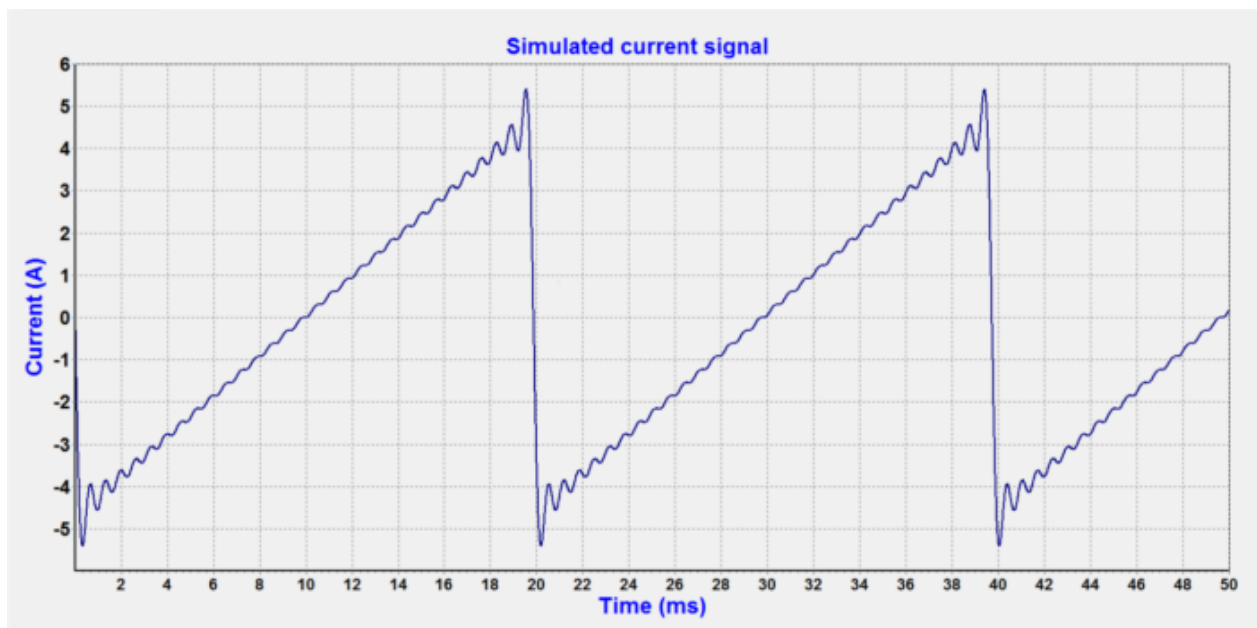
obliku. Uvećana oblast u okolini tačke 20 ms (slika 5.1.5), pokazuje da je tačka preseka sa nulom pomerena, što je označeno sa  $\Delta T$ , usled varijacije mrežne frekvencije  $\Delta f$ .



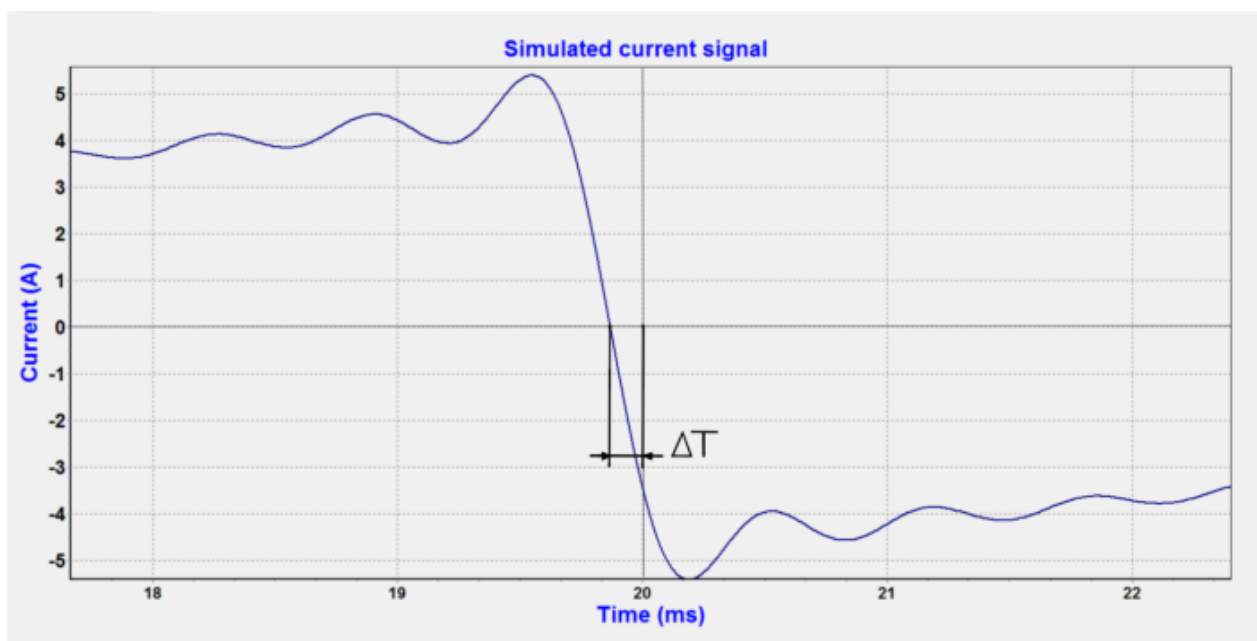
**Slika 5.1.2** Talasni oblik simuliranog naponskog signala, predstavljenog jednakošću (5.1.1)



**Slika 5.1.3** Tačka preseka naponskog signala sa nulom je pomerena, usled varijacije mrežne frekvencije (uvećana slika 5.1.2)



**Slika 5.1.4** Talasni oblik simuliranog strujnog signala, predstavljenog jednakošću (5.1.2)



**Slika 5.1.5** Tačka preseka strujnog signala sa nulom je pomena, usled varijacije mrežne frekvencije (uvećana slika 5.1.4)

Razvijen je namenski softver za simulaciju merenja osnovnog harmonika sa modelom gausovske varijacije mrežne frekvencije sa realne mreže (kako je diskutovano u poglavlju 3.2). Podešena je frekvencija odabiranja od 100 kHz, a merni interval podešen na 600 s, kao što nalaže Evropska norma [19]. Srednja vrednost mrežne frekvencije postavljena je na tačno 50 Hz, a standardne devijacije korišćene u simulacijama su 0.05 Hz, 0.1 Hz i 0.144 Hz. Vrednosti amplituda i za naponski (trougao) i za strujni (testerasti) signal su postavljene na vrednost 4 V, odnosno 4 A.

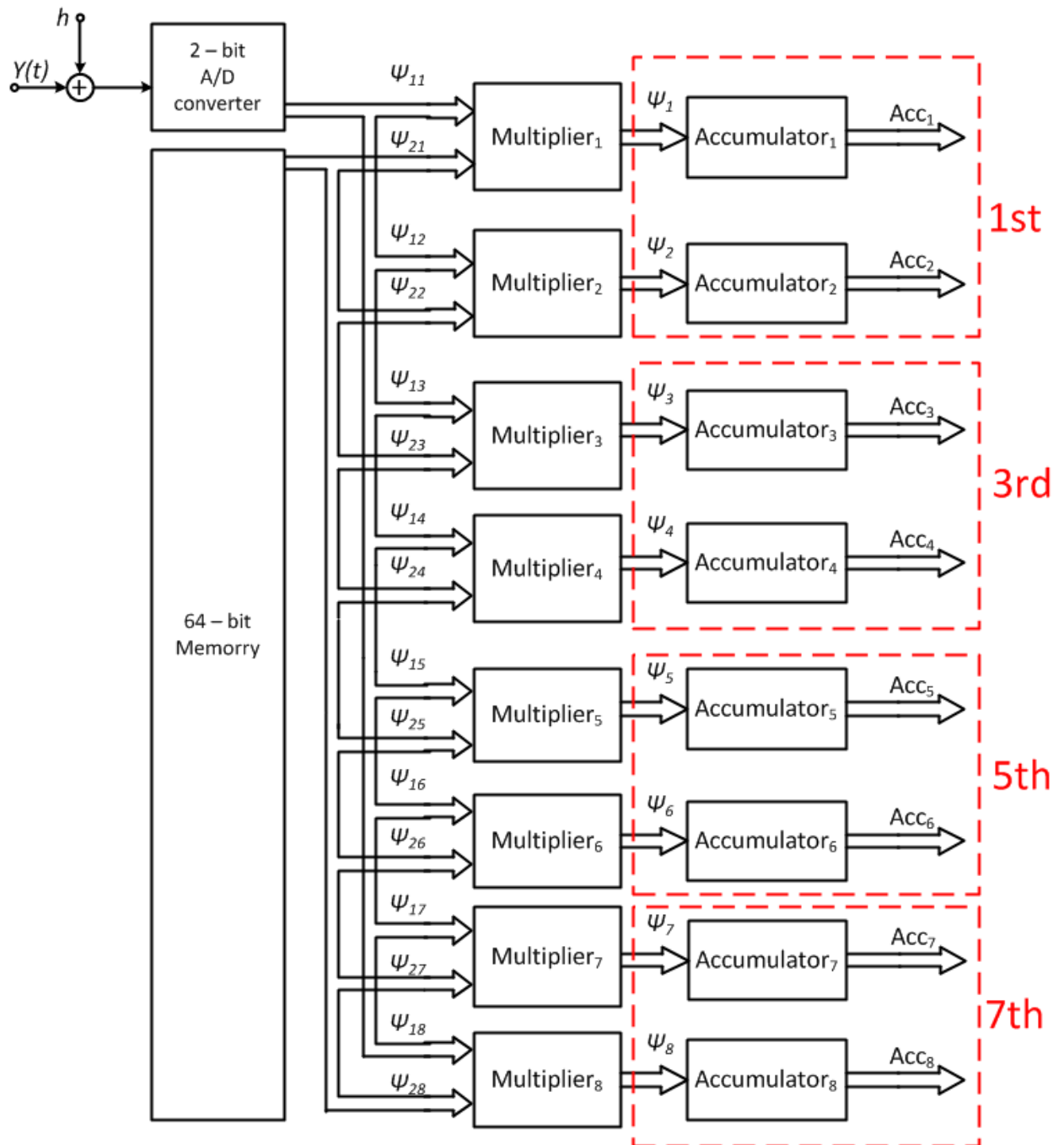
Čak i kada su parametri simulacije nepromenjeni, svaka simulacija je nešto drugačija usled stohastičke prirode deterskog signala  $h_I$ , kao i frekvencije ulaznog signala u svakoj od perioda (20 ms). Međutim, usrednjavanje 30 000 ciklusa (perioda) merenja trebalo bi da eliminiše uticaje oba navedena efekta na tačnost rezultata merenja. Da bi se ova tvrdnja dokazala i kako bi se ispitala ponovljivost merenja, za svaku od navedenih varijacija mrežne frekvencije izvršeno je po 30 simulacija [117].

## 5.2 Simulacija merenja viših harmonika mrežnog napona i struje

Ohrabrujući rezultati (koji će biti prikazani u narednom poglavlju), a pre svega mala greška i standardna merna nesigurnost, dobijeni u simulacijama merenja osnovnog harmonika mrežnog napona i struje u prisustvu značajne varijacije mrežne frekvencije, ukazali su na mogućnost tačnog merenja viših harmonika mrežnog signala.

U tu svrhu, simulacioni softver je modifikovan - nadograđen, tako da je pored simulacija merenja osnovnog harmonika, moguće simulirati i merenje viših harmonijskih komponenata mrežnih signala Stohastičkom metodom. Na slici 5.2.1 dat je prikaz blok šeme simuliranog instrumenta, koji pored osnovnog harmonika meri i: treći, peti i sedmi harmonik ulaznog signala. Kao što se da zapaziti poređenjem slike 5.1.1 i slike 5.2.1, novi uređaj je nadograđen sa 6 digitalnih množača i 6 akumulatora, a u memoriju su pored odbiraka diterovanih bazisnih funkcija na 50 Hz upisane i odbirci bazisnih funkcija na 150 Hz, 250 Hz i 350 Hz.

Preostali parametri simulacija ostali su isti kao u simulacijama merenja osnovnog harmonika, dakle, frekvencija odabiranja je 100 kHz, pojedinačna merenja se izvršavaju na jednu periodu, a ukupan interval merenja iznosi 600 s (prema EN50160), frekvencija ulaznih signala (trougao=>napon i testera=>struja) je 50 Hz sa simuliranim standardnim devijacijama od 0.5 Hz, 0.1 Hz i 0.144 Hz, amplitude simuliranih napona i struje iznose 4 V, odnosno 4 A. Rezultati simulacija merenja samo osnovnog harmonika, kao i rezultati merenja osnovnog harmonika u paraleli sa višim harmonicima (treći, peti i sedmi) biće detaljno izloženi u narednom poglavlju.



**Slika 5.2.1** Blok šema simuliranog instrumenta za merenje osnovnog, trećeg, petog i sedmog harmonika mrežnog napona/struje

## 5.2 Rezultati simulacija merenja osnovnog harmonika

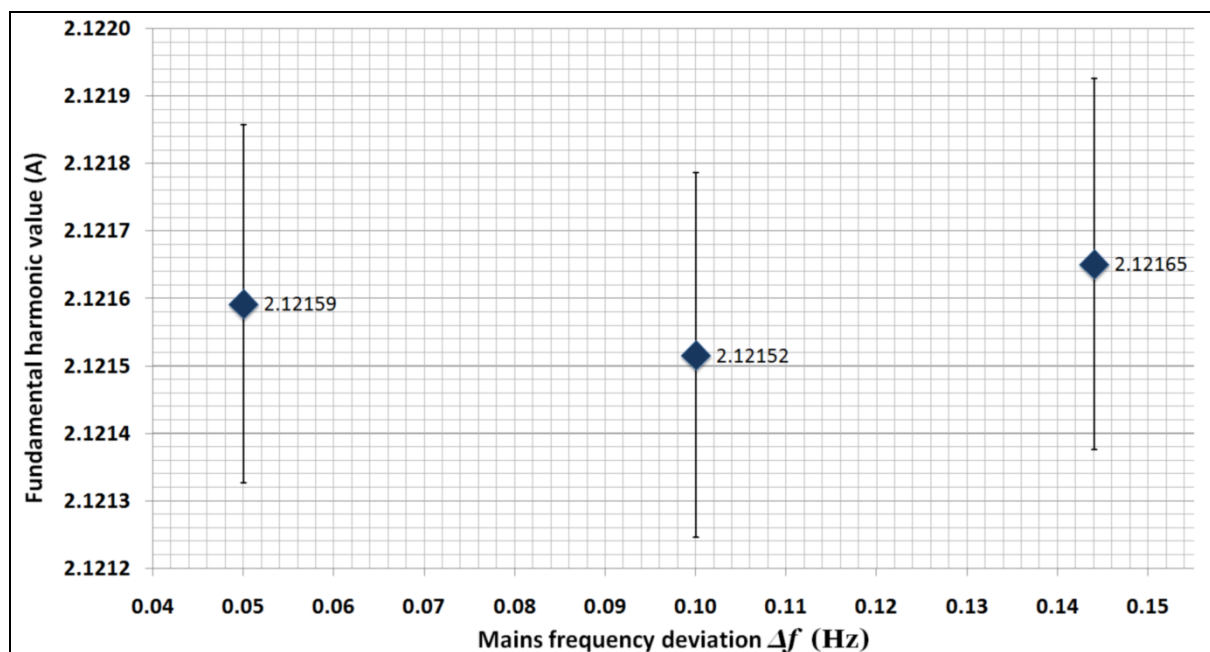
Rezultati simulacija merenja osnovnog harmonika struje i napona su prikazani u tabelama 5.2.1 i 5.2.2. Prva kolona obe tabele sadrži srednju vrednost varijacije mrežne



frekvencije,  $\Delta f$ (Hz), koja se menja prema Gausovoj funkciji u intervalu merenja od 600 s. U drugoj koloni nalaze se zadate (tačne) efektivne vrednosti osnovnog harmonika,  $Y_{IRMS}$ , a u trećoj koloni su date izmerene efektivne vrednosti osnovnog harmonika,  $Y_{IRMS_m}$ . U četvrtoj koloni obe tabele data je standardna devijacija 30 simulacija,  $\sigma$ , i u poslednjoj koloni data je standardna merna nesigurnost metode,  $u$ , u relativnoj formi. Ispod svake od tabela dat je i grafički prikaz rezultata simulacije na kojima se mogu videti izmerene vrednosti osnovnog harmonika struje, odnosno napona, sa pridruženom standardnom devijacijom, za date varijacije mrežne frekvencije (0.5 Hz, 0.1 Hz i 0.144 Hz).

**Tabela 5.2.1** Rezultati simulacije merenja osnovnog harmonika struje (testera)

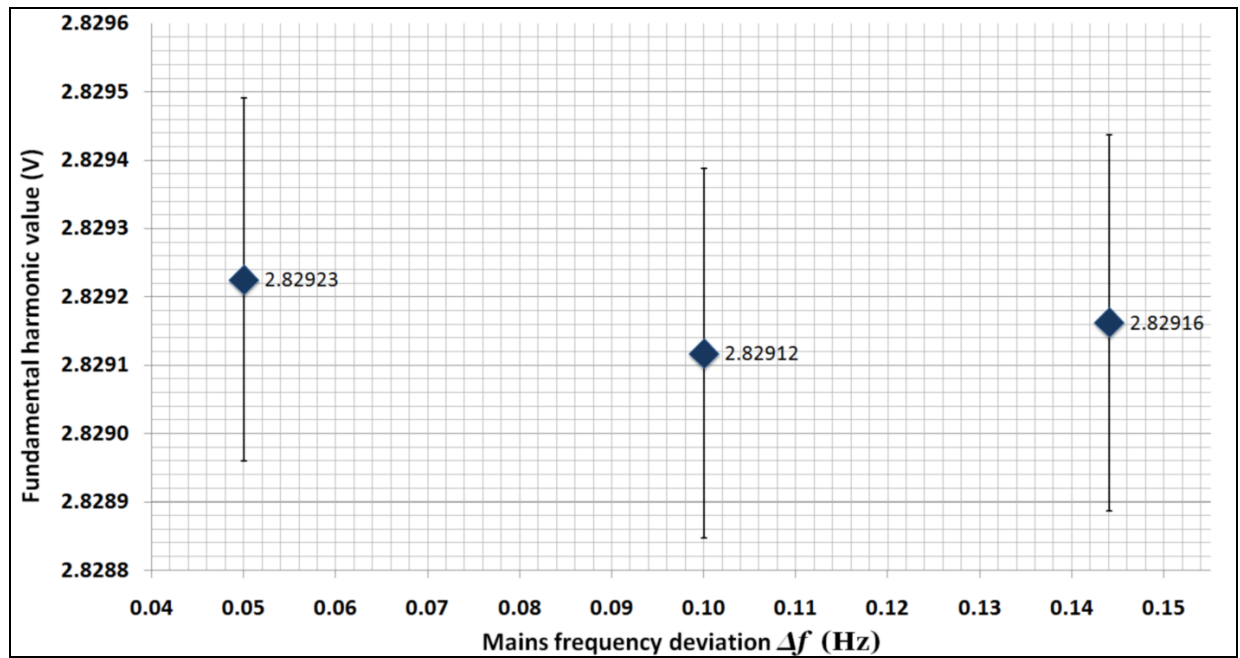
$\Delta f$ (Hz)	$Y_{IRMS}$ (A)	$Y_{IRMS_m}$ (A)	$\sigma$ (A)	$u$ (%)
0,05	2,12132	2,121592	2,65E-04	0.00484
0,1	2,12132	2,121516	2,70E-04	0.00493
0,144	2,12132	2,121651	2,75E-04	0,00502



**Slika 5.2.1** Rezultati simulacije merenja osnovnog harmonika struje (plavi rombovi predstavljaju izmerene vrednosti, a crne linije su granice standardne devijacije)

**Tabela 5.2.2** Rezultati simulacije merenja osnovnog harmonika napona (trougao)

$\Delta f$ (Hz)	$Y_{IRMS}$ (V)	$Y_{IRMS_m}$ (V)	$\sigma$ (V)	$u$ (%)
0,05	2,82847	2,829225	2,61E-04	0,00476
0,1	2,82847	2,829117	2,77E-04	0,00505
0,144	2,82847	2,829162	2,74E-04	0,00500

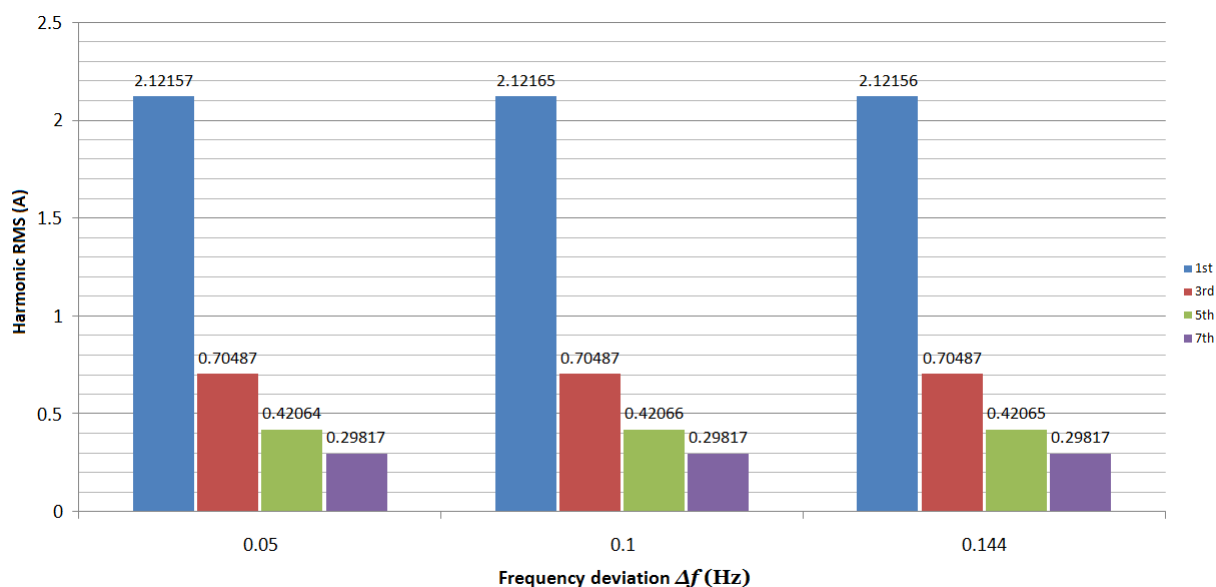


**Slika 5.2.2** Rezultati simulacije merenja osnovnog harmonika napona (plavi rombovi predstavljaju izmerene vrednosti, a crne linije su granice standardne devijacije)

### 5.3 Rezultati simulacija merenja osnovnog i viših harmonika

U ovom delu biće grafički i tabelarno prikazani rezultati simulacije merenja efektivnih vrednosti osnovnog i viših harmonika strujnog (testera) i naponskog (trougao) signala. Na slikama se mogu videti različitim bojama obeležene pojedine harmonijske komponente strujnog i naponskog signala: osnovni harmonik - plava, treći harmonik - crvena, peti harmonik - zelena i sedmi harmonik - ljubičasta.

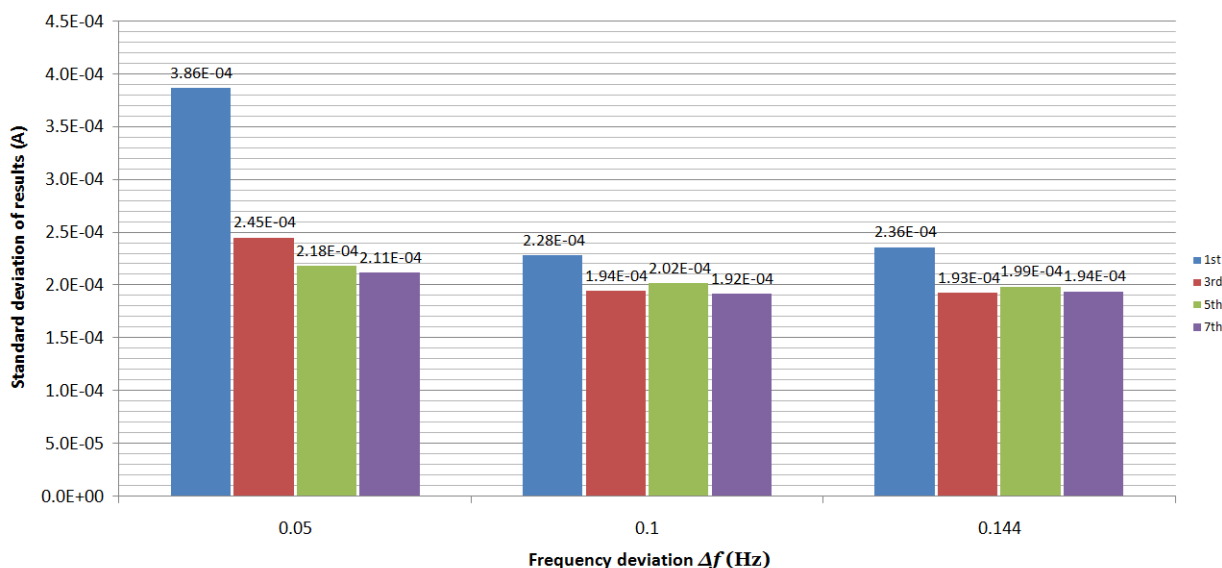
Slika 5.3.1 daje prikaz rezultata simulacije merenja efektivnih vrednosti harmonika strujnog signala. Na grafiku su i numerički jasno naznačene izmerene vrednosti pojedinih harmonijskih komponenata, za svaku od simuliranih poremećaja mrežne frekvencije (0.05 Hz, 0.1 Hz i 0.144 Hz).



**Slika 5.3.1** Rezultati simulacije merenja efektivne vrednosti harmonika strujnog signala pri varijaciji mrežne frekvencije

Na slici 5.3.2 mogu se videti i standardne devijacije rezultata 30 ponovljenih simulacija merenja efektivne vrednosti harmonika strujnog signala. Označavanje bojama je identično kao za slučaj efektivnih vrednosti (osnovni harmonik - plava, treći harmonik - crvena, peti harmonik - zelena i sedmi harmonik - ljubičasta).

U nastavku sledi tabela 5.3.1 u koja daje detaljniji pregled zadatih i izmerenih vrednosti struje, kao i odgovarajućih standardnih devijacija ( $\sigma$ ) rezultata i mernih nesigurnosti rezultata merenja ( $u$ ) za svaku od zadatih poremećaja mrežne frekvencije.

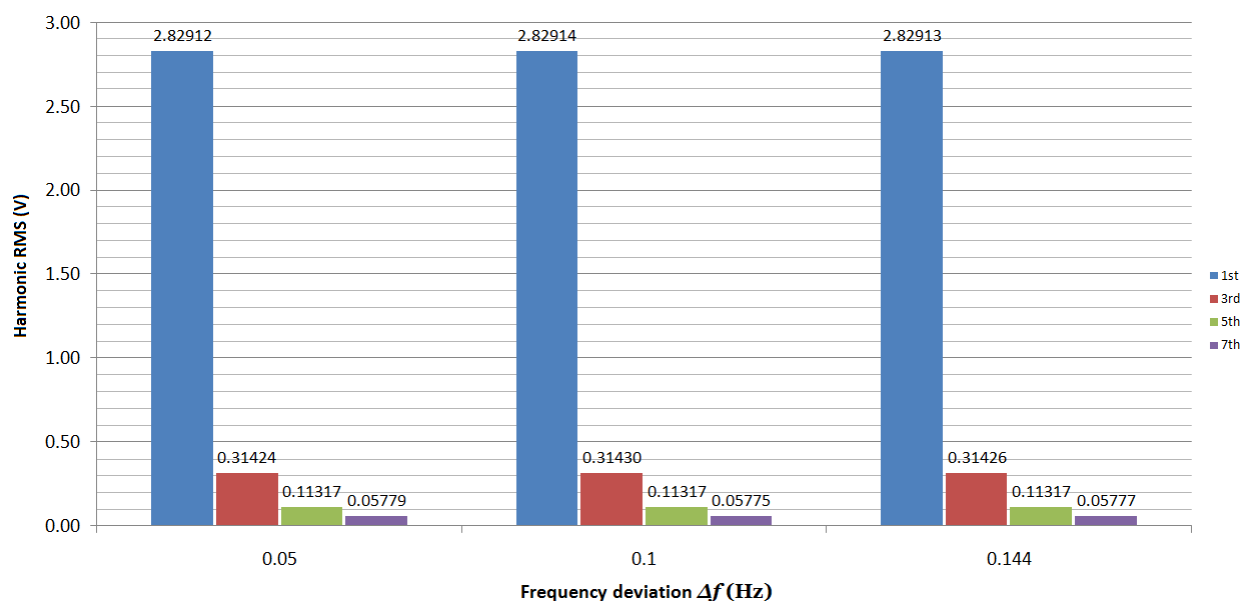


**Slika 5.3.2** Standardne devijacije rezultata simulacija merenja efektivne vrednosti harmonika strujnog signala pri varijaciji mrežne frekvencije

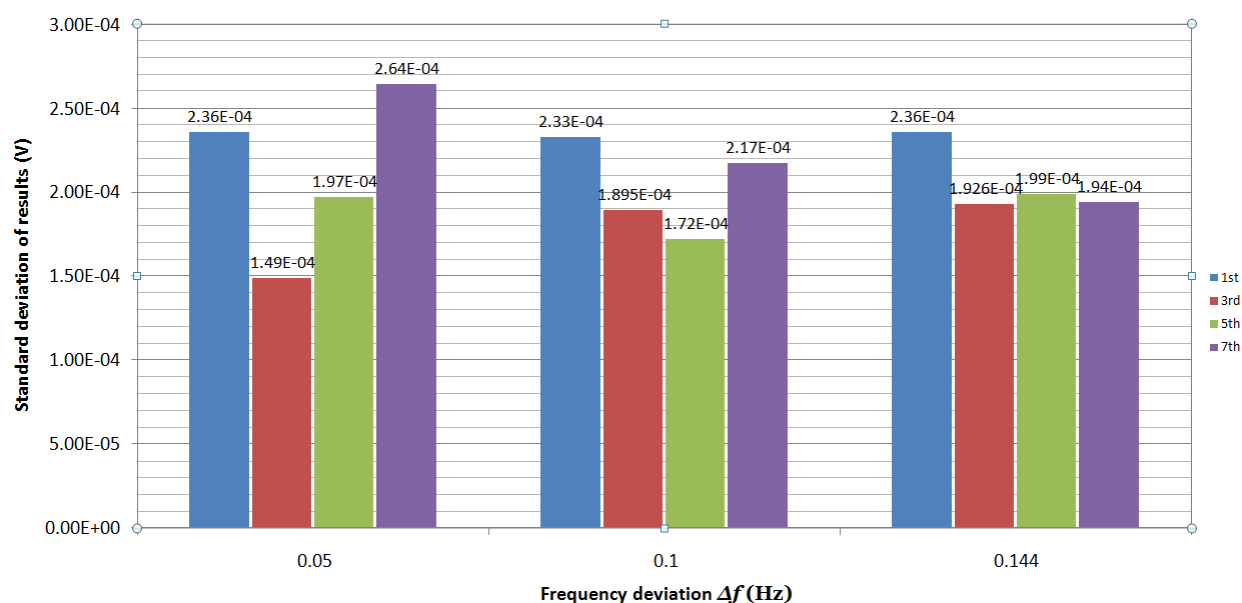
**Tabela 5.3.1** Tabelarni prikaz rezultata simulacije merenja harmonika strujnog signala (testerasti talasni oblik)

$\Delta f$ (Hz)	$Y_{IRMS}$ (A)	$Y_{IRMS_m}$ (A)	$\sigma$ (A)	$u$ (%)
0.05	2.121320	2.121570742	3.86E-04	0.0070
0.1	2.121320	2.121654157	2.28E-04	0.0042
0.144	2.121320	2.121560274	2.36E-04	0.0043
	$Y_{3RMS}$ (A)	$Y_{3RMS_m}$ (A)		
0.05	0.707106	0.70487176	2.45E-04	0.0045
0.1	0.707106	0.704870794	1.94E-04	0.0036
0.144	0.707106	0.70486986	1.93E-04	0.0035
	$Y_{5RMS}$ (A)	$Y_{5RMS_m}$ (A)		
0.05	0.424264	0.420644835	2.18E-04	0.0040
0.1	0.424264	0.420657277	2.02E-04	0.0037
0.144	0.424264	0.420653835	1.99E-04	0.0036
	$Y_{7RMS}$ (A)	$Y_{7RMS_m}$ (A)		
0.05	0.303045	0.298173757	2.11E-04	0.0039
0.1	0.303045	0.298166734	1.92E-04	0.0035
0.144	0.303045	0.298169457	1.94E-04	0.0035

Na slici 5.3.3 dat je prikaz rezultata simulacije merenja efektivne vrednosti harmonika naponskog signala, a na slici 5.3.4 prikazane su i odgovarajuće standardne devijacije za 30 ponovljenih simulacija. Označavanje harmonika po bojama je identično kao i u slučaju strujnog signala.



**Slika 5.3.3** Rezultati simulacije merenja efektivne vrednosti harmonika naponskog signala pri varijaciji mrežne frekvencije



**Slika 5.3.4** Standardne devijacije rezultata simulacija merenja efektivne vrednosti harmonika naponskog signala pri varijaciji mrežne frekvencije

U nastavku teksta sledi tabela 5.3.2 u koja daje detaljniji pregled zadatih i izmerenih efektivnih vrednosti simuliranog naponskog signala, kao i odgovarajućih standardnih devijacija rezultata ( $\sigma$ ) i mernih nesigurnosti rezultata merenja ( $u$ ) za svaku od zadatih poremećaja mrežne frekvencije.

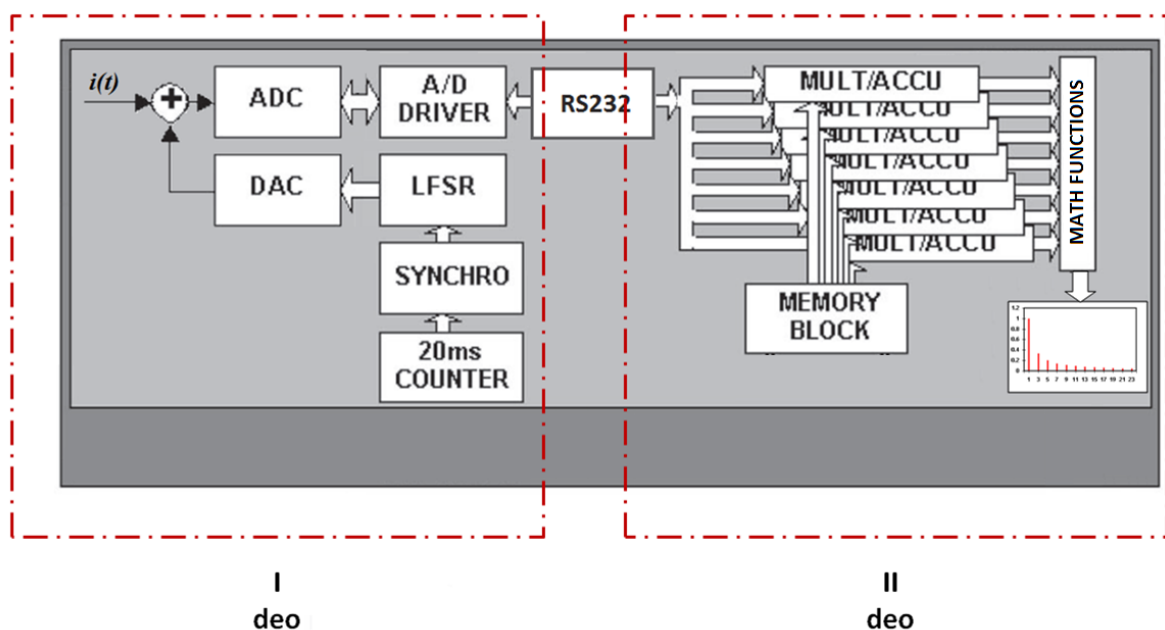
**Tabela 5.3.2** Tabelarni prikaz rezultata simulacije merenja harmonika naponskog signala (trougao talasni oblik)

$\Delta f$ (Hz)	$Y_{1RMS}$ (V)	$Y_{1RMS_m}$ (V)	$\sigma$ (V)	$u$ (%)
0.05	2.828427	2.829119	2.36E-04	0.0043
0.1	2.828427	2.829142	2.33E-04	0.0042
0.144	2.828427	2.829133	2.36E-04	0.0043
	$Y_{3RMS}$ (V)	$Y_{3RMS_m}$ (V)		
0.05	0.314270	0.314245	1.49E-04	0.0027
0.1	0.314270	0.314303	1.89E-04	0.0035
0.144	0.314270	0.314265	1.93E-04	0.0035
	$Y_{5RMS}$ (V)	$Y_{5RMS_m}$ (V)		
0.05	0.113137	0.113169	1.97E-04	0.0036
0.1	0.113137	0.113168	1.72E-04	0.0031
0.144	0.113137	0.113171	1.99E-04	0.0036
	$Y_{7RMS}$ (V)	$Y_{7RMS_m}$ (V)		
0.05	0.057723	0.057789	2.64E-04	0.0048
0.1	0.057723	0.057748	2.17E-04	0.0040
0.144	0.057723	0.057767	1.94E-04	0.0035

## 6. Eksperiment

### 6.1 Konstrukcija merila i ispitivanje na realnoj distributivnoj mreži

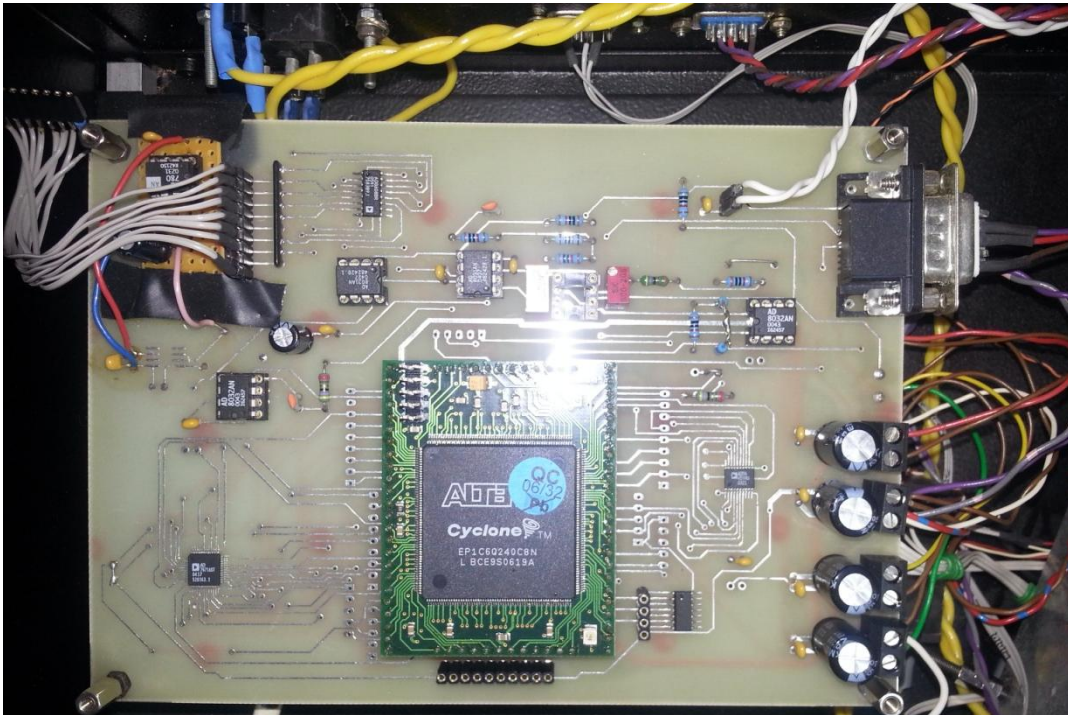
U svrhe brze eksperimentalne validacije metode, dizajniran je jednostavan prototip jednokanalnog mernog instrumenta za merenje prvih sedam neparnih harmonika mrežnog signala. Ovaj instrument se sastoji iz dva dela, kao što se može videti na slici 6.1.1.



**Slika 6.1.1** Principalska šema prototipa merila zasnovanog na SDMM u kombinaciji sa 2-bitnim A/D konvertorom

Glavne komponente prvog (mernog) dela su: dvobitni fleš A/D konvertor, generator slučajnog deterskog signala zasnovan na LFSR principu, analogni sabirač, naponska referenca od 5 V i serijski komunikacioni interfejs.

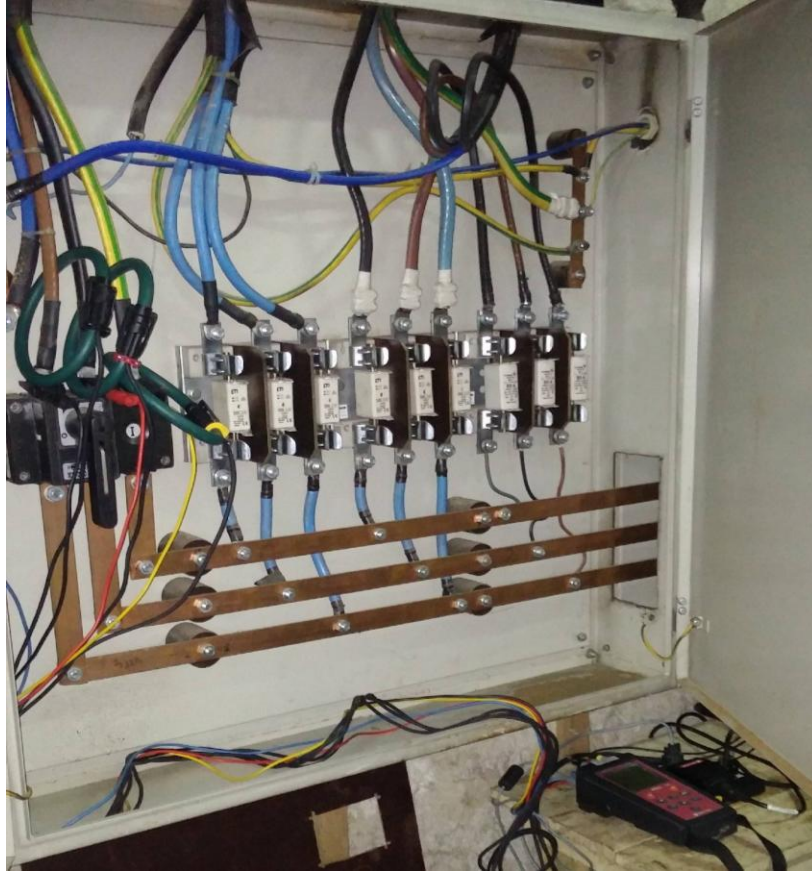
Množenje dvobitnih odbiraka ulaznog signala odbircima diterovane bazisne funkcije, akumulacija i ostali proračuni na višem nivou su obavljani na PC računaru (Slika 6.1.1 - drugi deo), koji je povezan sa mernim delom pomoću serijskog komunikacionog interfejsa. Učestanost odabiranja ovog instrumenta iznosi 100 kHz. Na slici 6.1.2 prikazana je štampana ploča prvog dela prototipskog instrumenta.



**Slika 6.1.2** Pogled odozgo na štampanu ploču prototipskog merila

Strujni signal sa jedne od faza u distributivnoj trafostanici u Novom Sadu je odabran za svrhe testiranja prototipskog merila. Sva merenja su simultano vršena prethodno pomenutim prototipom merila harmonika i komercijalnim trofaznim analizatorom snage marke "Circutor" [37], sa deklarisanom tačnošću na strujnom opsegu od 0.5 %. Kao merni pretvarač za oba instrumenta korišćen je kalem Rogovskog (Rogowski coil) [58], kao što je prikazano na slici 6.1.3.



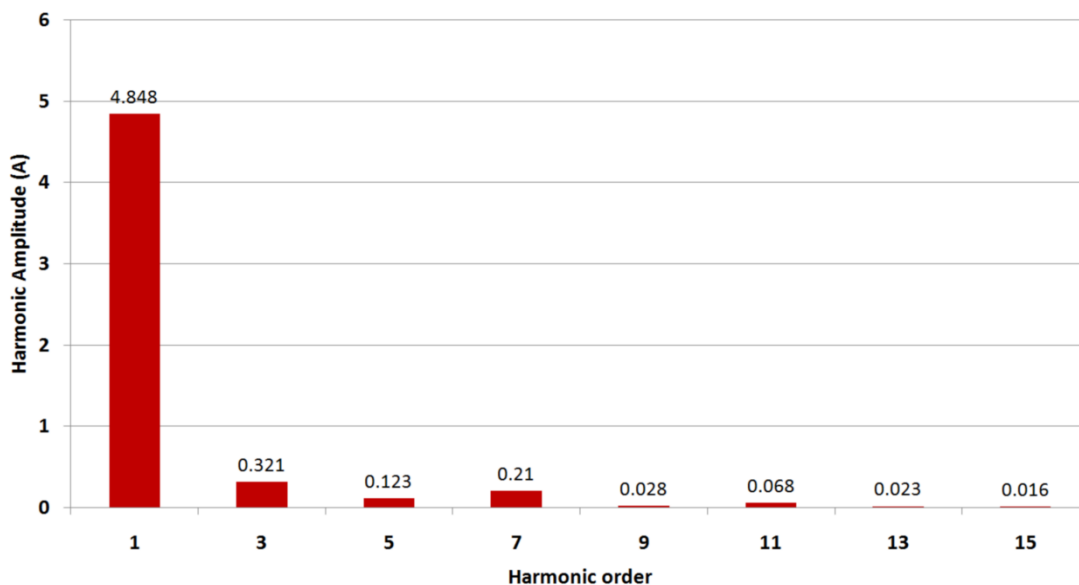


**Slika 6.1.3** Merenja harmonika struje primenom komercijalnog analizatora snage

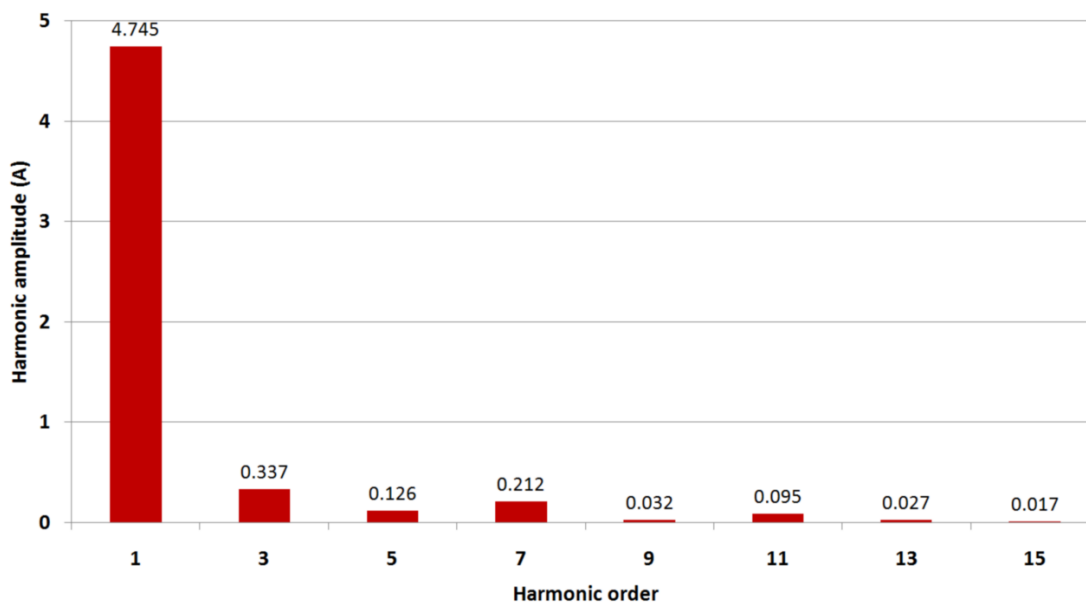
Kao dokaz koncepta, izvršena su dva desetominutna merenja korišćenjem dva instrumenta bazirana na dvema različitim mernim metodama. Rezultati ova dva desetominutna merenja su dovoljni za poređenje performansi prototipa merila baziranog na Stohastičkoj digitalnoj mernoj metodi u odnosu na performanse koje ostvaruje komercijalni analizator snage.

## 6.2 Rezultati eksperimentalne provere

Slike 6.2.1 i 6.2.2 prikazuju spektar stujnog signala izmeren komercijalnim analizatorom za prvi, odnosno drugi desetominutni interval merenja.



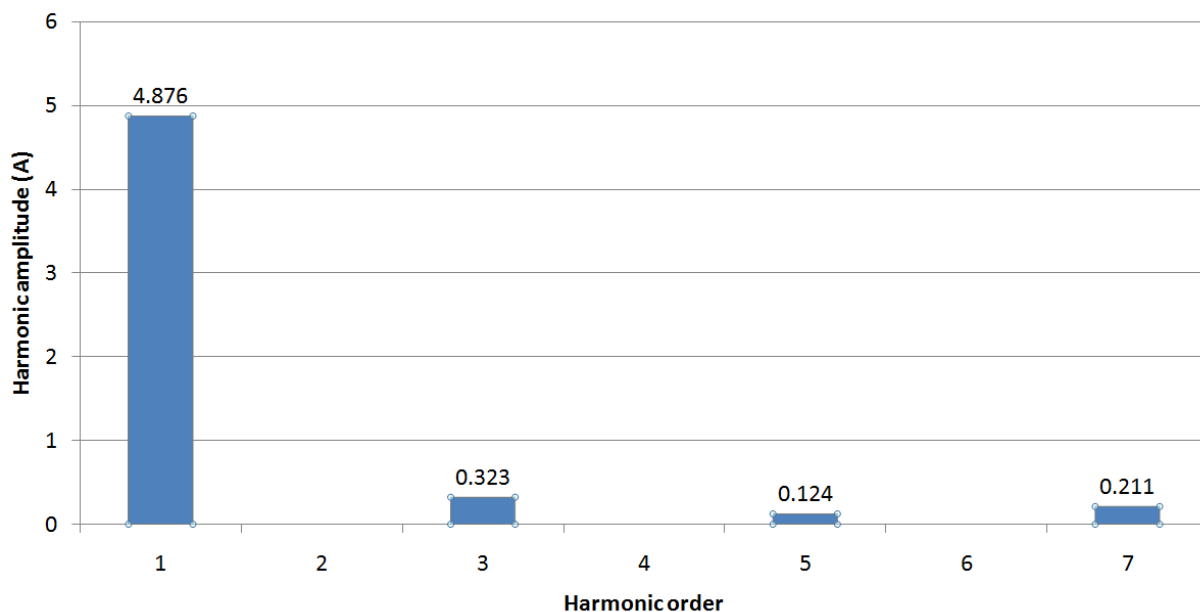
Slika 6.2.1 Spektar stujnog signala izmeren komercijalnim analizatorom za prvi desetominutni interval merenja



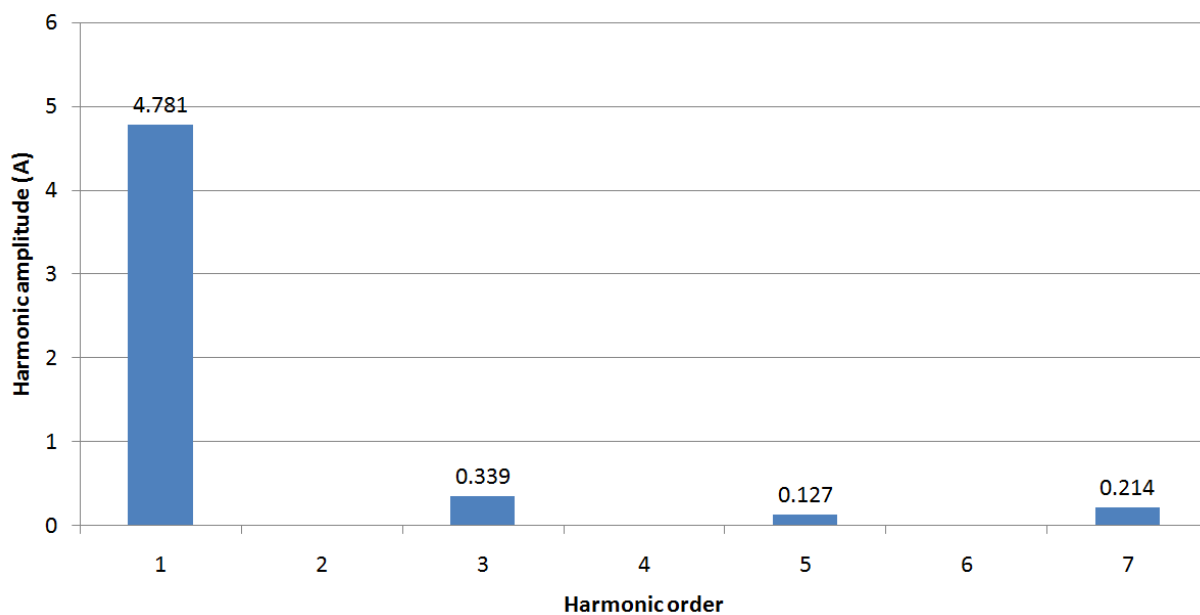
Slika 6.2.2 Spektar stujnog signala izmeren komercijalnim analizatorom za drugi desetominutni interval merenja

Vrednosti prvih 15 harmonika struje, izmerenih komercijalnim analizatorom snage, uzeti su za dalju analizu kao referentna merenja.

Slike 6.2.3 i 6.2.4 prikazuju spektar stujnog signala izmeren prototipskim merilom za prvi, odnosno drugi desetominutni interval merenja.



**Slika 6.2.3** Spektar stujnog signala, izmeren prototipskim merilom na prvom 10-minutnom intervalu



**Slika 6.2.4** Spektar strujnog signala, izmeren prototipskim merilom na drugom 10-minutnom intervalu

U tabeli 6.2.1 prikazani su rezultati uporednih merenja harmonika strujnog signala u elektrodistributivnoj mreži komercijalnim analizatorom i prototipom merila harmonika zasnovanog na SDMM metodi. U tabeli su date izmerene amplitude prvih sedam neparnih harmonika, jer je prototipsko merilo projektovano da meri samo sedam harmonijskih komponenta. Svakom od rezultata pridružena je i relativna greška merenja, pri čemu se za referentne rezultate uzimaju vrednosti harmonika izmerne komercijalnim analizatorom. Relativna greška merenja računata je prema izrazu (6.2.1).

**Tabela 6.2.1** Rezultati merenja harmonika struje komercijalnim i prototipskim merilom

Instrument	1st	3rd	5th	7th	Time interval
Comercial	4.745	0.337	0.126	0.212	12:46-12:56
SDMM	4.781	0.339	0.127	0.214	
Relative error $e(\%)$	0.77%	0.50%	0.41%	0.70%	
Comercial	4.848	0.321	0.123	0.210	12:59-13:08
SDMM	4.876	0.323	0.124	0.211	
Relative error $e(\%)$	0.58%	0.61%	0.53%	0.63%	

$$e = \frac{I_p - I_c}{I_c} \cdot 100 \quad (\%) \quad (6.2.1)$$

Gde su:

$e$  - relativna greška merenja izražena u procentima;

$I_p$  - Prototipskim merilom izmerena vrednost harmonika struje;

$I_c$  - Komercijalnim merilom izmerena vrednost harmonika struje.

## 7. Diskusija

Postavljena hipoteza, tačno merenje harmonika SDM metodom i dvobitnim fleš A/D konvertorima u realnoj distributivnoj mreži u stacionarnom ili kvazistacionarnom stanju je teorijski izuzetno složen problem, pa se autor odlučio da je potvrdi putem simulacije kao priznate naučne metode u prvoj fazi. Za tu svrhu je razvijen vrlo efikasan simulacioni model u Delphi-u. On je nekoliko stotina puta brži i samim tim efikasniji od standardnih simulacionih paketa koji se primenjuju u ovoj oblasti. Razvijeni simulacioni paket je omogućio brzu i kompletnu simulacionu analizu problema i brzo donošenje odluke o daljem toku istraživanja - drugoj fazi, eksperimentalnoj potvrdi hipoteze.

Tehnologija modernih elektronskih komponenata omogućuje znatno više frekvencije odabiranja nego simuliranih, a kasnije u prototipu implementiranih 100 kHz. Imajući to u vidu, ponovljene su pojedine simulacije, ali sa pet puta većom frekvencijom odabiranja (500 kHz), za testerasti talasni oblik signala i varijaciju mrežne frekvencije od 0.144 Hz. Ostvareni rezultati su u saglasnosti sa teorijskom redukcijom merne nesigurnosti sa faktorom  $\sqrt{5}$  [6-9,12] - standardna devijacija rezultata 30 simulacija merenja harmonika je manja od  $1,5 \cdot 10^{-4}$ .

Hardverska implemetacija bloka instrumenta, čija je principska šema data na slici 5.1.1, je vrlo jednostavna. U jednom FPGA čipu može da se realizuje 350 takvih blokova (za merenje 50 harmonika 4 mrežne struje i napona u 3 faze) koji mogu da rade na taktu od 500 kHz. Štaviše, u "mixed-mode" ASIC čip može da se smesti 8 navedenih trofaznih instrumenata (suštinski, analizatora spektra) koji bi radili na taktu od 10 MHz, što bi teorijski rezultovalo 10 puta većom preciznošću od one postignute prototipskim merilom.

Rezultati eksperimentalne validacije pokazuju dobro podudaranje rezultata merenja harmonika stujnog signala dobijenih komercijalnim instrumentom sa rezultatima dobijenim merenjima instrumentom baziranim na SDMM. Referentno merilo CIRCUTOR AR5-L nema eksplicitno definisanu tačnost merenja harmonika struje, ali zato ima definisanu tačnost merenja efektivne vrednosti struje. Kako je to jedini podatak o tačnosti merenja, bilo harmonika struje, bilo njene efektivne vrednosti, usvojeno je da je deklarirana tačnost 0.5% od očitane vrednosti  $\pm 2$  najniže cifre, logično je bilo očekivati da razlika očitanih vrednosti harmonika struje merenih referentnim instrumentom i prototipskim instrumentom bude unutar  $1 \% \pm 4$  cifre, ukoliko je pretpostavljena tačnost prototipa ravna tačnosti referentnog merila. Utvrđena razlika od približno 0.7 % za sve merene harmonike struje u realnoj mreži govori da je tačnost prototipskog instrumenta čak i bolja od pretpostavljene. Time je eksperimentalno potvrđena predložena merna metoda i pretpostavka o gausovskoj raspodeli varijacije frekvencije u mreži, odnosno, potvrđena je hipoteza ove teze.

Kada se harmonici mrežnih napona i struje tačno mere, moguće je dobiti informaciju o bilo kojoj, na harmonicima baziranoj, veličini u elektrodistributivnoj mreži - efektivnoj vrednosti napona, efektivnoj vrednosti struja, faktoru izobličenja struje (THD<sub>i</sub>), faktoru

izobličenja napona ( $\text{THD}_u$ ), čak i najkompikovanijim veličinama za merenje u složenoperiodičnom režimu, veličinama poput reaktivne snage i energije.

## 8. Zaključak

Teorijskim, simulacionim i na posletku eksperimentalnim analizama potvrđena je mogućnost primene SDMM pristupa (metoda) u kombinaciji sa 2-bitnim fleš A/D konvertorima u merenju, prevashodno osnovnog, a kasnije i viših harmonika u mreži, čak i u prisustvu značajne (7 puta veće od izmerene) gausovske varijacije mrežne frekvencije.

Merne nesigurnosti rezultata simulacija merenja efektivne vrednosti osnovnog harmonika trougaonog (THD = 12 %) i testerastog signala (THD = 81 %) su ispod 0.006 %, čak i pri (za fleš A/D konvertore i SDMM metodu) frekvenciji odabiranja od skromnih 100 kHz. Ostvareni rezultati ukazali su na mogućnost merenja, takođe, i viših harmonika, što je kasnije simulaciono i eksperimentalno potvrđeno.

Predloženi jednostavan hardver radi u celobrojnoj aritmetici, sa sabiranjem, oduzimanjem i akumulacijom kao jednim operacijama. Ova činjenica omogućava obradu ogromnog broja odbiraka u realnom vremenu, odnosno veoma visoku frekvenciju odabiranja i, na posletku, širok frekvencijski opseg mernog instrumenta. Za dalju obradu, odnosno za ekstrakciju akumuliranih vrednosti i proračune na višem nivou, dovoljan je mikroprocesor "skromne" procesorske moći i brzine.

Integracija predloženog hardvera u jedan "mixed-mode" ASIC čip koji bi radio na 100 puta višem taktu (10 MHz), omogućila bi i do  $\sqrt{100} = 10$  puta bolje performanse, što je izuzetno ohrabrujuće.

Izvršena je eksperimentalna validacija u „živoj“ mreži, poređenjem rezultata merenja komercijalnim instrumentom i rezultata merenja prototipskim merilom zasnovanim na SDMM. Utvrđeno je da su teorijska ocena, simulaciona potvrda i eksperimentalna potvrda u potpunoj saglasnosti. Međutim, potrebno je naglasiti da su rezultati eksperimenata uverljiv dokaz koncepta da je moguće tačno i precizno meriti osnovni i više harmonike u realnoj mreži primenom A/D konvertora rezolucije svega 2 bita u prisustvu značajne varijacije mrežne frekvencije. Na posletku, istraživanje i razvoj treba nastaviti i konstruisati, na prototipu zasnovano, merilo harmonika i testirati ga na "živoj" elektrodistributivnoj mreži.

Rezimirajući, treba naglasiti da je ova teza dala dva značajna doprinosa:

- a) Pokazala je da se u realnoj distributivnoj mreži u stacionarnom ili kvazistacionarnom stanju harmonici napona (i struje) u skladu sa Evropskom normom EN50160 mogu meriti izuzetno jednostavnim i robusnim hardverom sa zadovoljavajućom tačnošću i preciznošću;
- b) Drugi doprinos je simulaciona i eksperimentalna potvrda pretpostavljenog modela varijacije frekvencije - varijacija frekvencije je gausovska i ponaša se u skladu sa Centralnom graničnom teoremom i teorijom uzoraka na standardnom intervalu merenja od 10 minuta.

Kako svaki izmereni harmonik ima slučajnu grešku, sumarna merenja, kao što je merenje aktivne i reaktivne snage, odnosno merenje aktivne i reaktivne energije, se

ponašaju po Centralnoj graničnoj teoremi i Teoriji uzoraka, pa na dužim vremenskim intervalima imaju izuzetno malu mernu nesigurnost. To ukazuje na put daljeg razvoja ideja iznesenih u ovoj tezi, čemu u prilog ide i sve veći značaj čiste energije kao globalno ograničenog i dragocenog proizvoda.



## 9. Literatura

- [1] 100-2000 - The Authoritative Dictionary of IEEE Standards Terms, Seventh Edition, ISBN: 978-0-7381-2601-2, Dec. 11. 2000.
- [2] E. F. Fuchs, M.A.S. Masoum, "Power Quality in Power Systems and Electrical Machines", Academic Press, USA, February 2008.
- [3] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, S. Santoso, H. W. Beaty, "Electrical Power Systems Quality, Second Edition", McGraw-Hill, 2003.
- [4] C. Sankaran, "Power Quality", CRC Press LLC, New York, 2002.
- [5] D. Chapman, "Power Quality Application Guide - Introduction to Power Quality", Copper Development Association, London, UK, March, 2001.
- [6] Milan Simic, Doktorska disertacija, Elektronski fakultet Niš, 2013.
- [7] IEEE 519-1992, „IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems“, Institute for Electrical and Electronics Engineers, Inc. 1993.
- [8] T. Blooming, D. J. Carnovale, „Application of IEEE Std 519-1992 Harmonic Limits“, IEEE IAS Atlanta Section, September 17, 2007
- [9] Tony Hoevenaars et al, May 6, 2003: Interpreting IEEE Std 519 and Meeting its Harmonic Limits in VFD Applications. Online source. Date accessed 24th July, 2016. Available at <http://www.mirusinternational.com/downloads/Interpreting-IEEE-Std-519-and-Meeting-Harmonic-Limits-VFDs-PCIC-2003-15.pdf>
- [10] M. Williams, „UNDERSTANDING NONLINEAR LOADS AND GENERATOR SET INTERACTION“, Caterpillar Inc. (309) 578-4995
- [11] International Copper Association, Ltd and Codelco Services Ltd, "Harmonics, Transformers and K-Factors", CDA Publication 144, September (2000)
- [12] J.B Gupta, "Theory & Performance of Electrical Machine", S.K. Kataria & Sons, 2015, ISBN 10: 9350142775.
- [13] IEC Electric Motors - Insulation Class Explanation, web: [http://www.regalbeloit.eu/catalogues/Insulation\\_Class\\_Explanantion.pdf](http://www.regalbeloit.eu/catalogues/Insulation_Class_Explanantion.pdf) ; date 25.07.2016.
- [14] Effects of AC Drives on Motor Insulation – Knocking Down the Standing Wave, ABB Technical Guide No. 102
- [15] IEEE recommended practice for monitoring electric power quality, IEEE Std. 1159-1995, June 14, 1995.
- [16] IEC 61000-4-7, 2009, Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-7: Testing and measurement techniques - General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto
- [17] IEC 61000-4-30:2015, Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-30: Testing and measurement techniques - Power quality measurement methods
- [18] IEC 61000-2-4:2002, Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-4: Environment - Compatibility levels in industrial plants for low-frequency conducted disturbances
- [19] EN50160:2005, Voltage characteristics of electricity supplied by the public distribution systems, CENELEC, 2005.
- [20] Goertzel, G. "An Algorithm for the Evaluation of Finite Trigonometric Series", American Mathematical Monthly, 65 (1): 34–35, (January 1958), doi:10.2307/2310304
- [21] Oppenheim, Alan V.; Schaffer, R. W.; and Buck, J. R. (1999). Discrete-time signal processing. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall. ISBN 0-13-754920-2.

- [22] T. Gobmaier, „Measurement of the mains frequency“, Online source: <http://www.mainsfrequency.com/index.htm> ; pristupano 13.08.2016.
- [23] Charles M. Rader, "Discrete Fourier Transforms When the Number of Data Samples Is Prime," Proceedings of the IEEE, vol. 56, number 6, pp. 1107--1108, June 1968
- [24] Coope, I.D. (1993). "Circle fitting by linear and nonlinear least squares". Journal of Optimization Theory and Applications. 76 (2): 381. doi:10.1007/BF00939613
- [25] IEEE Std. 1057-2007, IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders, IEEE (2008).
- [26] W. B. Boyer, T.E. Linnenbrink, J. Blair „New Features of IEEE Std 1057-2007 Digitizing Waveform Recorders“, 2011 International Workshop on ADC Modelling, Testing and Data Converter Analysis and Design and IEEE 2011 ADC Forum June 30 - July 1, 2011. Orvieto, Italy
- [27] H. Renders, J.Schoukens, G.Vilain, „High-Accuracy Spectrum Analysis of Sampled Discrete Frequency Signals by Analytical Leakage Compensation “ IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. IM-33, NO. 4, DECEMBER 1984.
- [28] D. Belega, D. Dallet, D. Slepicka, „Accurate Amplitude Estimation of Harmonic Components of Incoherently Sampled Signals in the Frequency Domain“, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement Year: 2010, Volume: 59, Issue: 5 pp: 1158 - 1166, DOI: 10.1109/TIM.2010.2045144
- [29] T. Andersson, P. Händel, “IEEE standard 1057, Cramér -Rao bound and the parsimony principle”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 55, No. 1, pp. 44–53, February 2006.
- [30] T. Andersson and P. Händel, “Multiple-tone parameter estimation by IEEE standard 1057 and the expectation-maximization algorithm”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement , Vol.54, No. 5, pp. 1833–1839, October 2005
- [31] P.M. Ramos, M.F. da Silva, R.C. Martins, A.C. Serra , „Simulation and experimental results of multiharmonic least-squares fitting algorithms applied to periodic signals“, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement 55 (2), 646-651, 2006.
- [32] T. Radil and P. M. Ramos, “Methods for Estimation of Voltage Harmonic Components, Power Quality,” Mr Andreas Eberhard (Ed.), ISBN: 978-953-307-180-0, Publisher InTech, Apr. 2011.
- [33] Analog Devices, VisualDPS++ 5.0 - Assembler and Preprocessor Manual, Analog Devices, Inc. Revision 3.4, May 2010
- [34] PM Ramos, FM Janeiro, T Radil, "Comparison of impedance measurements in a DSP using ellipse-fit and seven-parameter sine-fit algorithms", Measurement 42 (9), 2009, 1370-1379
- [35] J. Nahman, D. Perić, D. Salamon, I. Vlajić-Naumovska, ”Štete potrošača u gradskim distributivnim mrežama usled prekida napajanja električnom energijom”, Časopis Elektroprivreda, Broj 3, Jul - Septembar, Beograd, Srbija, 2006.
- [36] Chauvin Arnoux Metrix, C.A. 8335 (Qualistar+), online source: <http://www.chauvin-arnoux.com/en/produit/c-a-8335.html> ; datum pristupa : 12.08.2016.
- [37] Circutor, AR5-L, online source: [http://circutor.com/docs/FT\\_M8\\_AR5L\\_EN.pdf](http://circutor.com/docs/FT_M8_AR5L_EN.pdf) ; pristupano: 12.08.2016.
- [38] Siemens, SICAM Q100, online source: [https://www.downloads.siemens.com/download-center/Download.aspx?pos=download&fct=getasset&mandator=ic\\_sg&id1=DLA03\\_7939](https://www.downloads.siemens.com/download-center/Download.aspx?pos=download&fct=getasset&mandator=ic_sg&id1=DLA03_7939) ; pristupano 21.08.2016.
- [39] Yokogawa Test&Measurement, CW240, Online source: <http://tmi.yokogawa.com/products/portable-and-bench-instruments/portable-power->

- monitorrecorder/model-cw240-clamp-on-power-meters/#instant ; datum pristupa: 15.08.2016.
- [40] Smirnov, A. S.; Solonina, N. N.; Suslov, K. V. Separate measurement of fundamental and high harmonic energy at consumer inlet - a way to enhancement of electricity use efficiency, International Conference on Power System Technology (POWERCON), Hangzhou, China, 24-28 Oct. 2010, pp. 1-5.
- [41] B.M. Antić, Z.L. Mitrović, V.V. Vujičić, „A Method for Harmonic Measurement of Real Power Grid Signals with Frequency Drift using Instruments with Internally Generated Reference Frequency“, MEASUREMENT SCIENCE REVIEW, Volume 12, No. 6, 2012.
- [42] M. D. Kušljević, J. J. Tomić, „Multiple-Resonator-Based Power System Taylor–Fourier Harmonic Analysis“, Instrumentation and Measurement IEEE Transactions on, Vol. 64 – No. 2, Feb. 2015, pp. 554 – 563.
- [43] V. Vujičić, Ž. Beljić, P. Sovilj, A. Radonjić, Z. Mitrović, “Concept of Stochastic Measurements in the Fourier Domain”, Proc. of 16th IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP 2014), Bucharest, Romania, 25-28 May 2014.
- [44] Vujičić, V.; Župunski, I.; Mitrović, Z.; Sokola, M. Measurement in a Point Versus Measurement Over an Interval. Proc. XIX IMEKO World Congress – Fundamental and Applied Metrology, Lisbon, 2009, pp. 1128 – 1132.
- [45] Ž. Beljić, B. Vujičić, I. Župunski, Z. Mitrović, V. Vujičić, "Measurement Over an Interval Method in Measuring and Monitoring of Power Quality", Serbian Journal of Electrical Engineering, Vol. 11, No.1, pp189-199, 2014.
- [46] Radonjić, A.; Sovilj, P.; Vujičić, V. Stochastic Measurement of Power Grid Frequency using a Two-bit A/D Converter, IEEE Trans. on Instrum. Meas. 63, 1(2014), pp. 56 – 62.
- [47] Sovilj P. M.; Milovančev S. S.; Vujičić V. „Digital Stochastic Measurement of a Nonstationary Signal With an Example of EEG Signal Measurement" IEEE Trans. on Instrum. Meas. 60, 9(2011), pp. 3230-3232.
- [48] Union for The Coordination of The Transport of Electricity, "UCTE Operation Handbook", version 2.5, level E, dated 24.06.2004
- [49] G. D'Antona, A. Ferero, "Digital Signal Processing for Measurement Systems- Theory and Applications", Springer Science&Business Media, Oct. 28, 2006.
- [50] S. Kay, "Fundamentals of Statistical Signal Processing, Vol. I: Estimation Theory", Prentice Hall, April 5, 1993.
- [51] S. Kay, "Fundamentals of Statistical Signal Processing, Vol. II: Detection Theory", Prentice Hall, February 6, 1998.
- [52] Lu Zuliang (2012) Measurement of Harmonic Voltage, Current, and Power at Industrial Frequency, Modern Metrology Concerns. Dr. Luigi Cocco (Ed.), ISBN: 978-953-51-0584-8, InTech, Available from: <http://www.intechopen.com/books/modern-metrology-concerns/measurement-of-harmonic-voltage-current-and-power-at-industrial-frequency>.
- [53] Oliver Kreylos “Sampling Theory 101”, Center for Image Processing and Integrated Computing (CIPIIC), Department of Computer Science, University of California. Online source: <http://idav.ucdavis.edu/~okreylos/TAship/Seminar/SamplingTheory101.pdf>
- [54] M.F.Wagdy, W.Ng, "Validity of uniform quantization error model for sinusoidal signals without and with dither," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 38, pp. 718-722, June 1989.
- [55] Velibor Pjevalica, "Stohastički procesor ortogonalnih transformacija," Doktorska disertacija, FTN, Novi Sad, 2008.

- [56] N. Wirth, "RECOLLECTIONS ABOUT THE DEVELOPMENT OF PASCAL", Institut für Computersysteme, ETH Zurich CH-8092, Zurich. Online source: <http://www.math.bas.bg/bantchev/place/pascal/recollections.pdf> ; 13.08.2016.
- [57] MatWorks, Matlab, online source: <http://www.mathworks.com/help/matlab/> ; 13.08.2016.
- [58] IEEE PSRC Special Report, "Practical Aspects of Rogowski Coil Applications to Relaying", Power System Relaying Committee of the IEEE Power Engineering Society, September 2010.
- [59] Linear Technology, LT1011 – Voltage Comparator, Data Sheet, online source: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1011afe.pdf>
- [60] Koon-Lun Jackie Wong , Chih-Kong Ken Yang, Offset Compensation in Comparators With Minimum Input-Referred Supply Noise, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 39, No. 5, May 2004.
- [61] Ethan A. Crain, Fast Offset Compensation for a 10Gbps Limit Amplifier, MIT, 2004.
- [62] Maxim Integrated, Datasheet DG411/412/413, online source: <https://www.maximintegrated.com/en/qa/info/milspecs/DG41123.PDF> ; datum pristupa 25.08.2016.
- [63] D. Pejić, "Stohastičko merenje električne snage i energije" - doktorska teza, Novi Sad, maj 2010.
- [64] Pjevalica, V.; Vujičić, V. "Further Generalization of the Low-Frequency True-RMS Instrument", IEEE Trans. Instrum. Meas. 59, 3(2010), pp. 736-744.
- [65] Popoulis, A, Probability, Random Variables, and Stochastic Processes, Tokyo, Japan, McGraw-Hill, 1965.
- [66] Donald E. Knuth, The Art of Computer Programming, Volume 3, Sorting and Searching.
- [67] Venturini R P, Mattavelli P, Zanchetta P, Sumner M. "Adaptive Selective Compensation for Variable Frequency Active Power Filters in More Electrical Aircraft Aerospace and Electronic Systems[J] ," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(2) : 1319-1328.
- [68] Miret J, Castilla M, Matas J, Guerrero J M, Vasquez J C. "Selective Harmonic Compensation Control for Single-Phase Active Power Filter With High Harmonic Rejection," IEEE Transactions on Industrial Electronic, 2009, 56(8) : 3117-3127.
- [69] Corasaniti V F, Barbieri M B, Arnera P L, Valla M I. "Hybrid power filter to enhanced power quality in a medium-voltage distribution network," IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(8) : 2885-2893.
- [70] E. Lavopa, P. Zanchetta, M. Summer, 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.
- [71] D. Belega, D. Dallet, and D. Petri. "Accuracy of sine wave frequency estimation multipoint interpolated DFT approach," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 59, no.11, pp.2808-2815, May. 2010.
- [72] 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.
- [73] J. D. Wang, G. Q. Yang, J. Wen, D. Zhu, Y. B. Che. "Harmonic analysis method based on multiple modulation zoom analysis and interpolating windowed FFT method ," the IEEE Power Electronics Systems and Applications (PESA), 2011, pp. 1-5.

- [74] 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
- [75] B. Chattopadhyay, C. Ivanov, and M. S. Sachdev. "A new frequency measurement algorithm in the presence of harmonics using instantaneous phasor quantities," in *Proc. Can. Conf. Elect. Comput. Eng.*, 1996, pp. 130-133
- [76] P. K. Dash, A. K. Pradhan, and G. Panda. "Frequency estimation of distorted power system signals using extended complex Kalman filter," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 14, no. 3, pp. 761-766, Jul. 1999.
- [77] J. Barros and E. Perez. "An adaptive method for determining the reference compensating current in single-phase shunt active power filters," *IEEE Trans. PowerDel.*, vol. 18, no. 4, pp. 1578-1580, Oct. 2003.
- [78] F. Cupertino, M. Marinelli, and L. Salvatore. "EKF and wavelet-based algorithms applied to harmonic detection for active shunt filters," in *Proc. 11 th Int. Conf. Harmonics Quality Power*, 2004, pp. 721-727.
- [79] D. Hart, D. Novosel, Y. Hu, B. Smith, M. Egolf. "A new frequency tracking and phasor estimation algorithm for generator protection," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 12, no. 3, pp. 1064-1073, July. 1997.
- [80] 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 Del.*, vol. 10, no. 3, pp. 1576-1583, Jul.1995.
- [81] B. Geethalakshmi, K. Babu, S. Sivajananai. "Analysis of Interharmonics in Conventional and Matrix Converter fed Adjustable Speed Drives," the 2012 IEEE 5th India International Conference on Power Electronics (IICPE), Delhi, 2012, pp. 1-6.
- [82] M. B. Duric, Z. R. Durisic. "Frequency measurement in power networks in the presence of harmonics using fourier and zero crossing technique," the IEEE Power Tech, Russia, 2005, pp. 1-6
- [83] Kuseljevic M. D. (2010), "Simultaneous Frequency and Harmonic Magnitude Estimation Using Decoupled Modules and Multirate Sampling", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 59 (4): 954-962.
- [84] Petrovic P. (2004), "Frequency and Parameter Estimation of Multi-sinusoidal Signal", *Measurement Science Review*, ISSN 1335-8871, 12 (5): 175-183.
- [85] Wang F., Bollen M. (2004), "Frequency response characteristics and error estimation in RMS measurement", *IEEE Trans. Power Delivery*, 19 (4): 1569-1578.
- [86] Duda K. (2010), "Accurate, Guaranteed-Stable, Sliding DFT", *IEEE Signal Processing Mag.*,:124- 127.
- [87] Jacobsen E., Lyons R. (2003), "The sliding DFT", *IEEE Signal Processing Mag.*, 20 (2): 74-80.
- [88] Wu R.C., Chiang C.T. (2010), "Analysis of the Exponential Signal by the Interpolated DFT Algorithm", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 59 (12): 3306-3317.
- [89] Duda K. (2011), "Interpolation Algorithms of DFT for Parameters Estimation of Sinusoidal and Damped Sinusoidal Signals", chapter in *Fourier Transform Book*, InTech - Open Access Publisher.
- [90] Wand M., Sun Y. (2004), "A practical, precise method for frequency tracking and phasor estimation", *IEEE Trans. Power Delivery*, 19 (4): 1547-1552.

- [91] Terzija V. V. (2003), "Improved recursive Newton-type algorithms for frequency and spectra estimation in power systems", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 52 (5): 1654-1659.
- [92] Sidhu T. T. (1999), "Accurate measurement of power system frequency using a digital signal processing technique", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 48 (1): 75-81.
- [93] Huang N. E., Shen Z., Long S. R. et al. (1998), "The empirical mode decomposition and the Hubert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis," *Proceedings of the Royal Society A*, 454 (1971): 903–995.
- [94] Huang N. E., Shen Z., Long S. R. (1999), "A new view of nonlinear water waves: the Hilbert spectrum," *Annual Review of Fluid Mechanics*, 31: 417–457.
- [95] Yang R., Song A., Xu B. (2010), "Feature extraction of motor imagery EEG based on wavelet transform and higher-order statistics," *International Journal of Wavelets, Multiresolution and Information Processing*, 8 (3): 373–384.
- [96] Gabor D. (1946), *Theory of communication*, *Journal of the Institute of Electrical Engineers*, 93: 429–457.
- [97] Neagoe V.E. (1996), "Inversion of the Van der Monde matrix", *IEEE Signal Processing Letters*, 3 (4):119-120.
- [98] Gohberg I., Olshevsky V. (1997), "The fast generalized Parker-Traub algorithm for inversion of Van der Monde and related matrices", *J. Complexity*, 13 (2): 208-234.
- [99] Petrovic P., Stevanovic M. (2011), "Algorithm for Fourier Coefficient Estimation", *IET Signal Processing*, 5 (2): 1751-9675.
- [100] Wang H., Liu Z., Zhu B., Song Q. (2013), "Multiple Harmonics Fitting Algorithms Applied to Periodic Signals Based on Hilbert-Huang Transform", *Journal of Sensors*, Article ID 580152, 9 pages, <http://dx.doi.org/10.1155/2013/580152>.
- [101] Kušljević M. D. (2004), "A simple recursive algorithm for frequency estimation," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 53 (2): 335–340.
- [102] Yang J. Z., Yu C. S., Liu C. W. (2005), "A new method for power signal harmonic analysis," *IEEE Trans. Power Del.*, 20 (2): 1235– 1239.
- [103] Tomic J. J., Kušljević M. D., Vujicic V. V. (2007), "A new power system digital harmonic analyzer," *IEEE Trans. Power Del.*, 22 (2): 772– 780.
- [104] López A., Montañó J.-C., Castilla M., Gutiérrez J., Borrás M. D., Bravo J. C. (2008), "Power system frequency measurement under nonstationary situations," *IEEE Trans. Power Del.*, 23 (2): 562–567.
- [105] Routray A., Pradhan A. K., Rao K. P. (2002), "A novel Kalman filter for frequency estimation of distorted signals in power systems," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 51 (3): 469–479.
- [106] Nguyen T. T., Li X. J. (2007), "Application of a z-transform signal model and median filtering for power system frequency and phasor measurements," *IET Gener. Transm.Distrib.*,1 (1): 72–79.
- [107] Poberezhskiy Y. S., Poberezhskiy G. Y. (2004), "Sampling and Signal Reconstruction Circuits Performing Internal Antialiasing Filtering and Their Influence on the Design of Digital Receivers and Transmitters", *IEEE Trans. Circ. Sys.-I*, 51 (1): 118-129.
- [108] Romero D. E. T., Dolecek G. J. (2012), *Digital FIR Hilbert Transformers: Fundamentals and Efficient Design Methods*, INTECH Open Access Publisher, chapter 19: 451-465.
- [109] Tai Y. L., Lin T. P. (1989), "Design of Hilbert transformers by multiple use of same subfilter", *Electronics Letters*, 25 (19): 1288-1290.
- [110] Lim Y. C., Yu Y., Saramaki T. (2005), "Optimum masking levels and coefficient sparseness for Hilbert transformers and Half-band filters designed using the Frequency-

- Response Masking technique”, IEEE Trans. Circuits and Systems-I: Reg. Papers, 52 (11): 2444-2453.
- [111] Nigham N. J. (2002), Accuracy and Stability of Numerical Algorithms, 2nd ed, SIAM, USA.
- [112] Arpaia, P., Serra C., Daponte A., Monteiro, C.L.P. (2001), “A critical note to IEEE 1057-94 standard on hysteretic ADC dynamic testing”, IEEE Trans. Instrum. Meas., 50(4): 941-948.
- [113] Kay S. M. (1988), Modern Spectral estimation: Theory and Applications, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, USA.
- [114] Stoica P., Li H., Lim J. (2000), “Amplitude estimation of sinusoidal signals: Survey, new results, and an application”, IEEE Trans. Signal Process., 48 (2): 338-352.
- [115] Pantazis Y., Roces O., Stylianou Y. (2010), “Iterative Estimation of sinusoidal Signal Parameters”, IEEE Signal Process.Lett., 17 (5): 461-464.
- [116] Tse N.C.F., Lai L. L. (2007), “Wavelet-Based Algorithm for Signal Analysis”, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, Article ID 38916, 10 pages.
- [117] Ž. Beljić, V. Vujičić, D. Pejić, M. Sokola, Z. Mitrović, " Grid Fundamental Harmonic Measurement in Presence of Gaussian Frequency Deviation Using 2-Bit Flash A/D Converter", Technical Gazette, ISSN 1330-3651, Online: ISSN 1848-6339), Vol. 24/No. 2 to be published towards the end of April 2017.

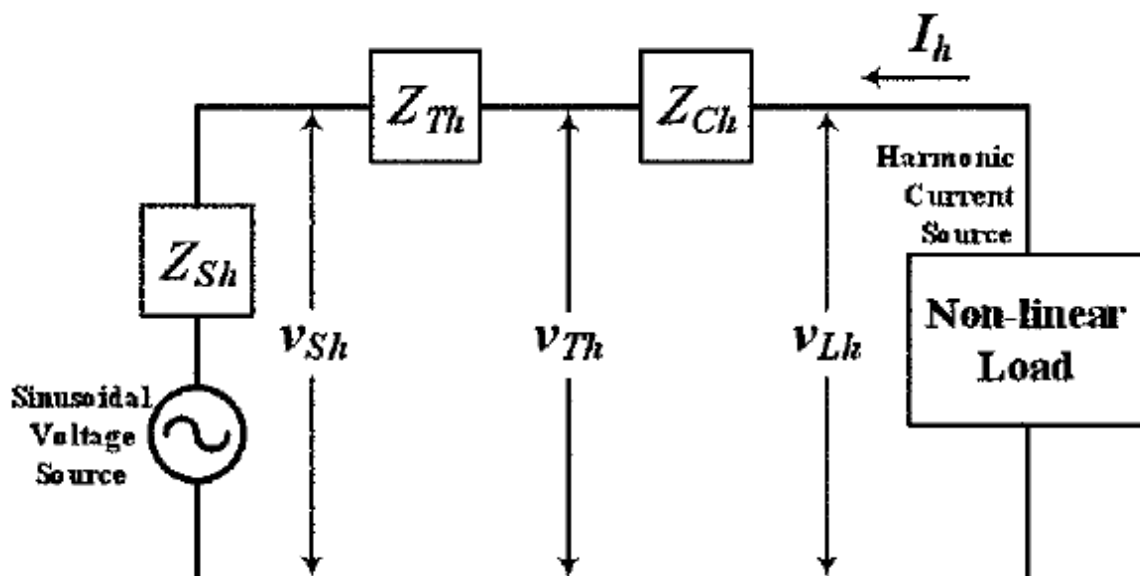
## A. Dodaci

### A.1 Štetni uticaji harmonika

Kao što je prikazano na slici 1.2.3 a), u prvom poglavlju, kada nelinearno opterećenje vuče izobličenu (nesinusoidalnu) struju iz izvora napajanja, ta struja prolazi kroz sve impedanse između opterećenja i izvora napajanja. Struje harmonika koji prolaze kroz impedansu sistema uzrokuju padove napona za svaku od harmonijskih komponenata prema Omovom zakonu, kao što je dato jednakošću (A.1.1). Vektorski zbir svih pojedinačnih padova napona rezultuje ukupnim izobličenjem napona, čija vrednost zavisi od impedanse sistema, dozvoljenih vrednosti struje otkaza u sistemu (*system fault current levels*) i vrednosti struja harmonika za svaku od harmonijskih komponenti. Tipovi sistema u zavisnosti od vrednosti struje otkaza mogu biti:

- Velike struje otkaza (*stiff system*)
  - Impedansa distributivnog sistema i izobličenje su mali;
  - Stuje harmonika su velike;
- Male struje otkaza (*soft system*)
  - Impedansa distributivnog sistema i izobličenje su veliki;
  - Stuje harmonika su male.

Na slici A.1.1 detaljno je prikazan efekat pojedinačnih harmonijskih struja na impedanse u okviru distributivnog sistema, kao i pridruženi padovi napona za svaku harmonijsku struju. Treba primetiti da se ukupno harmonijsko izobličenje napona, %THD<sub>V</sub> (dato preko vektorske sume svih pojedinačnih harmonika), smanjuje na izvoru kako se uvode nove impedanse između nelinearnog opterećenja i samog izvora napajanja.





### Slika A.1.1 Pad napona individualnih harmonika duž impedanse sistema

$$V_h = I_h \times Z_h \quad (\text{Omov zakon}) \quad (\text{A.1.1})$$

Na opterećenju:

$$V_{Lh} = I_h \times (Z_{Ch} + Z_{Th} + Z_{Sh}) \quad (\text{A.1.2})$$

Na transformatoru:

$$V_{Th} = I_h \times (Z_{Th} + Z_{Sh}) \quad (\text{A.1.3})$$

Na izvoru:

$$V_{Sh} = I_h \times Z_{Sh} \quad (\text{A.1.4})$$

gde su:

- $Z_h$  = Impedansa pri određenoj frekvenciji, odnosno harmoniku (na primer za peti harmonik, frekvencija je  $5 \times 50 \text{ Hz} = 250 \text{ Hz}$ )
- $V_h$  = Napon  $h$ -tog harmonika;
- $I_h$  = Struja  $h$ -tog harmonika.

#### A.1.1 Uticaj na generatore

U poređenju sa konvencionalnim napajanjima, efekti naponskih i strujnih harmonika su znatno više izraženi kod generatora (poput samostalnih generatora koji se koriste kao pomoćni izvori napajanja na brodovima), jer je njihova unutrašnja impedansa 3 do 4 puta veća nego kod distributivnih transformatora.

Glavni uticaj strujnih i naponskih harmonika jeste u pojačanom grejanju mašine usled gubitaka u gvožđu i gubitaka u bakru, jer su oba frekvencijski zavisna i povećavaju se srazmerno porastu harmonika. Da bi se umanjio uticaj harmonika na grejanje, generatorima koji napajaju nelinearna opterećenja treba smanjiti snagu, odnosno koristiti manju snagu od nazivne [10]. Pored toga, prisustvo harmonika zajedno sa nelinearnim opterećenjima uzrokuje lokalizovano grejanje, pulsiranje obrtnog momenta sa torzionim vibracijama.

#### A.1.2 Uticaj na transformatore

Efekti harmonika struje na različitim frekvencijama uzrokuju u transformatorima uvećanje gubitaka u jezgru usled povećanja gubitaka u gvožđu (vihorne struje i histerezis). Dodatno, usled povećanja gubitaka u bakru i rasipnog fluksa dolazi do dodatnog zagrevanja i nepoželjnih uticaja na izolaciju namotaja, pogotovo ako su visoke vrednosti  $dv/dt$  (stepen rasta napona) prisutne. Kruženje toplote i moguća pojava rezonanse među induktivnostima namotaja transformatora i kapacitivnosti izvora može da dovede do dodatnih gubitaka. Male vibracije laminiranog jezgra se povećavaju u prisustvu harmonijskih komponenta, što se može manifestovati kao pojačani zvučni brum. Povećana efektivna vrednost struje usled postojanja harmonika će uzrokovati povećanje  $I^2R$  gubitaka (u bakru).

Distributivni transformatori koji se koriste u četvorožičnim (3 faze i nula) distributivnim sistemima imaju tipično trougao-zvezda konfiguraciju. Zbog primara povezanog u trougao, struje harmonika koji su umnošci trojke (npr. 3-ći, 9-ti, 15-ti ....) ne mogu da idu dalje "niz" vod, zato ostaju da kruže u namotajima primara vezanim u trougao, gde prouzrokuju dodatno lokalno pregrevanje.

Pri linearnom opterećivanju, struje u tri faze će se poništiti u "nultom" provodniku. Međutim, kada se nelinearna opterećenja napajaju, struje harmonika koji su umnošci trojke se ne poništavaju u nultom provodniku, umesto toga se kumulativno uvećavaju u nultom provodniku i to pretežno na frekvenciji od 150 Hz (3. harmonik), pregrevajući transformator i često uzrokujući pregrevanje i pregorevanje nultog provodnika. Ovi problemi se prevazilaze korišćenjem transformatora sa "K-faktorom" [11] - koji odgovara procenjenom harmonijskom sastavu usled nelinearnih opterećenja na mreži.

### A.1.3 Uticaj na indukzione motore

Harmonijska izobličenja povećavaju gubitke u AC indukcionim motorima, na sličan način kao u transformatorima; uzrokuju povećano zagrevanje usled dodatnih gubitaka u bakru i gvožđu (gubici usled histerezisa i vihornih struja) u namotajima statora, kolu rotora i rotorskim limovima. Ovi gubici se dodatno pogoršavaju pojavom "skin" efekta, naročito na frekvencijama iznad 300 Hz.

Curenje magnetnog polja uzrokovano strujama harmonika u statorskim i rotorskim krajevima namotaja pruzrokuju dodatne gubitke koji zavise od frekvencijski zavisnih "lutajućih" vihornih struja. Značajni gubici u gvožđu se mogu javiti u indukcionim motorima sa kaveznim rotorima (namotaji imaju blagi otklon od uzdužne ose) usled viskokofrekvencijskih indukovanih struja i brzih promena fluksa (najčešće usled histerezisa) u statoru i rotoru [12]

Prekomerno zagrevanje može da smanji efikasnost podmazivanja ležaja i rezultuje njihovim otkazom. Struje harmonika mogu da dovedu i do električnih proboja na ležajima (uspostavlja se struja kroz ležaj), a to se može preduprediti upotrebom izolovanih ležaja, što je uobičajena praksa u naizmeničnim motorima upravljanim promenljivom frekvencijom.

Pregrevanje ima značajan uticaj na efektivno vreme upotrebe indukcionih motora. Za svakih 10°C iznad dozvoljenih granica temperature, radni vek izolacije u motoru se smanjuje i do 50 %.

Kavezni rotori mogu normalno da izdrže više temperature od rotora sa namotajima. Namotaji motora, pogotovo ako je izolacija klase B [13], ili niža, su takođe podložni oštećenjima usled visokih  $dv/dt$  (brzi rast napona) poput onih koji potiču od "notch" efekta (zareza) na talasnom obliku napona i takozvanog "voltage ringing" efekta (oscilacije napona) usled harmonijskih struja [14].

Različite sekvence harmonijskih komponenti utiču na indukzione motore na različite načine. Pozitivna sekvenca (na primer: 7-ti, 13-ti, 19-ti ...) će pomoći generisanje obrtnog momenta, za razliku od negativnih komponenata (na primer: 5-ti, 11-ti, 17-ti ...), koje će delovati nasuprot smeru rotacije, što izaziva oscilacije (pulsiranje) obrtnog momenta. Harmonijske komponente koje su umnošci troke su stacionarni, odnosno ne rotiraju, prema tome sva energija koja potiče od njih se disipira u vidu toplote. Vrednosti pulsacija obrtnog momenta, usled različitih sekvenci harmonika, mogu biti značajne i često uzrokuju problem sa torzionim vibracijama na osovini.

#### A.1.4 Uticaj na provodnike

Gubici u provodnicima, disipirani u vidu toplote, su značajno uvećani kada kroz njih protiče struja koja sadrži harmonike usled povećanih  $I^2R$  gubitaka, otpornosti provodnika  $R$ , određene prema svojoj DC vrednosti uključujući skin efekat i blizinski efekat. Otpornost provodnika je zavisna od frekvencije struje koja kroz njega prolazi. Skin efekat je fenomen pri kom struja ima tendenciju da prolazi blizu površine provodnika, gde je impedansa najniža.

Analogno tome, postoji i fenomen koji se zove blizinski efekat, koji postoji usled međusobne induktivnosti dva provodnika postavljena paralelno i blizu jedan drugome. Oba navedena efekta zavise od dimenzija provodnika, frekvencije, specifične otpornosti i permeabilnosti materijala od kojeg je provodnik sačinjen. Pri osnovnoj frekvenciji, uticaj oba efekta je praktično zanemarljiv, bar u slučaju manjih provodnika. Gubici usled promene otpornosti mogu se drastično uvećati porastom frekvencije, uvećavajući pritom ukupne  $I^2R$  gubitke.

#### A.1.5 Uticaj na prekidače i osigurače

Velika većina niskonaponskih termo-magnetnih prekidača koriste bimetalne mehanizme koji reaguju na efekat grejanja usled efektivne vrednosti struje koja kroz njih prolazi. U prisustvu nelinearnih opterećenja, efektivna vrednost će biti veća u odnosu na linearna opterećenja iste snage. Prema tome, ukoliko se ne izvrši podešavanje za odgovarajuću efektivnu vrednost struje, može se desiti da prekidač prekine strujno kolo pre vremena. Prekidači ovog tipa su dizajnirani tako da prekidaju strujno kolo prilikom prolaska talasnog oblika napona kroz nulu (0 V). Kod veoma izobličених napajanja, kog kojih se javljaju zarezi u talasnom obliku ili efekat oscilovanja (*ringing effect*), može se desiti lažni prolazak kroz nulu, koji će izazvati preranu aktivaciju prekidača, pre nego što uopšte dodju u situaciju da odreaguju na neko preopterećenje ili grešku. U slučaju struja kratkog spoja, vrednosti harmonika su male u odnosu na ove struje prilikom greške. Rad osigurača koji reaguje na prekoračenje struje ili u uslovima kratkog spoja zasnovan je na efektu zagrevanja prema odgovarajućoj  $I^2t$  karakteristici. Što je veća efektivna vrednost struje, to će brže osigurač reagovati. Kada su u pitanju nelinearna opterećenja, efektivna vrednost struje biće veća nego za linearno opterećenje iste snage, prema tome mora se izvršiti blago predimenzionisanje osigurača da bi se sprečilo njegovo prevremeno reagovanje; drugim rečima, koristi se osigurač veće nazivne vrednosti nego u slučaju linearnog opterećenja. Štaviše, osigurači prilikom prisustva viših harmonika trpe i zbog skin efekta i, još važnije, blizinskog efekta, što rezultuje neravnomernom raspodelom struje po elementima osigurača, dodajući dodatno termalno opterećenje na sam osigurač.

#### A.1.6 Uticaj na osvetljenje

Jedan primetan efekat na osvetljenje je fenomen koji se zove treperenje (*flicker*) (učestale promene u intenzitetu osvetljenja). Osvetljenje je veoma osetljivo na promene efektivne vrednosti napona; čak i male promene, recimo 0.25 %, vidljive su ljudskom oku u nekim tipovima svetiljki. Superponirani međuharmonijski naponi u naponu napajanja su značajan izvor treperenja svetla i u fluorescentnim i u svetiljkama sa užarenim vlaknom.

#### A.1.7 Ostali štetni uticaji harmonika

- a) Kondenzatori za popravku faktora snage se obično postavljaju u proizvodnim postrojenjima fabrika, kao i u komercijalnim zgradama. Fluorescentne svetiljke koje se koriste u ovim objektima takođe su opremljene kondenzatorima kako bi se poboljšao faktor snage samih svetiljki. Harmonici struje mogu da interaguju sa ovim kapacitivnostima i induktivnostima sistema i povremeno izazivaju paralelne rezonanse koje mogu da rezultuju pregrevanjem, smetnjama u radu, kao i da nanesu značajna oštećenja u fabrikama i opremi koja se tamo koristi.
- b) Energetski provodnici kroz koje se prostiru harmonici usled nelinearnih opterećenja često izazivaju elektromagnetne smetnje u susednim signalnim ili kontrolnim vodovima, kao i elektromagnetno zračenje u okolini. Ovo elektromagnetno zračenje ima štetan uticaj na telefone, televizore, radio aparate, računare, sisteme za upravljanje, kao i mnoge druge tipove opreme. Moraju se preduzeti odgovarajuće mere po pitanju uzemljenja i razdvajanja pojedinih delova i smeštanje u kućišta, sve u cilju minimizacije uticaja elektromagnetnog zračenja.
- c) Sva oprema za telemetriju, zaštitu, kao i druga oprema koja počiva na konvencionalnim mernim tehnikama ili grejnom efektu struje neće ispravno raditi u prisustvu nelinearnih opterećenja. Posledice pogrešnih merenja mogu biti značajne; preopterećeni vodovi mogu proći nedetektovano uz rizik da se zapale. Takođe, može doći do prevremenog starenja sabirnica i provodnika. Osigurači i zaštitni prekidači neće biti u stanju da ispune deklarisanu nivo pouzdanosti. Od kritične je važnosti da se u elektroenergetskim sistemima sa nelinearnim opterećenjima koristi samo oprema koja je prilagođena merenju efektivnih vrednosti struje i napona.
- d) U instalacijama gde energetski vodovi dopremaju električnu energiju nelinearnim opterećenjima, a signalni ili telefonski kablovi su postavljeni paralelno tim vodovima, verovatno je da će doći do indukovanja napona u telefonskim vodovima. Frekvencijski opseg od 450 Hz do 1000 Hz, (od 9-tog do 20-tog harmonika mreže sa osnovnom frekvencijom od 50 Hz) može biti izuzetno problematičan.

- e) Postoji takođe i mogućnost pojave provedene i zračene smetnje iznad normalnih frekvencija harmonika na telefonskim sistemima i drugoj opremi usled pogona promenlive brzine i drugih nelinearnih opterećenja, a pogotovo na visokim nosećim frekvencijama. Filteri za elektromagnetne smetnje se često moraju postavljati u pogonima i ostaloj opremi kako bi se smanjila mogućnost smetnji.
  
- f) Konvencionalna merila (naročito starije proizvodnje) su često konstruisana za merenje veličina sinusih talasnih oblika. Nelinearni naponi i struje dovedeni na ovakva merila izazivaju greške u mernim kolima, što rezultuje pogrešnim očitavanjima (rezultatima).

## A.2 Osnovne karakteristike standarda EN 50160

Standard kvaliteta električne energije EN 50160 definiše i propisuje merenje parametara i pokazatelja kvaliteta mrežnog napona na mestu isporuke električne energije krajnjim potrošačima u niskonaponskim i sredjenaponskim elektroenergetskim mrežama, pri normalnim radnim uslovima.

Osnovni zadatak primene odredbi propisanih ovim standardom je opis i utvrđivanje relevantnih karakteristika napona napajanja, koje se tiču mrežne frekvencije, trenutnih efektivnih vrednosti i simetričnosti talasnih oblika trofaznih napona elektrodistributivne mreže. Standard kvaliteta električne energije EN 50160 propisuje dozvoljene granične vrednosti i kontrolna vremena merenja sledećih bitnih parametara i poremećaja kvaliteta napona napajanja:

- varijacije mrežne frekvencije;
- spore promene napona napajanja;
- padovi i propadi napona napajanja ( $\leq 1$  min);
- kratki prekidi napajanja ( $\leq 3$  min);
- neočekivani, dugi prekidi napajanja ( $> 3$  min);
- privremeni i tranzijentni previsoki naponi;
- kratkotrajno  $P_{st}$  i dugotrajno  $P_{lt}$  treperenje (fliker);
- naponsko-fazna nesimetričnost;
- **harmonijske i međuharmonijske komponente napona;**
- naponi za signaliziranje (ripple control);

Karakteristike mrežnog napona su podložne manjim ili većim fluktuacijama tokom vremena, usled promena opterećenja potrošača priključenih na mrežu, ili kao posledica havarija i poremećaja u mreži, najčešće izazvanih spoljašnjim faktorima. Uzevši to u obzir, može se zaključiti da su u pitanju naponske promene sa izrazito stohastičkim (slučajnim) karakterom, kako u pogledu vremenske zavisnosti, tako i zavisno od geografskog položaja posmatranih mrežnih lokacija. Pojedini događaji sa negativnim efektima na kvalitet mrežnog napona potpuno su nepredvidivi, stoga, za određene naponske parametre naprosto nije moguće definisati stabilne prihvatljive granične vrednosti. Samim tim, dozvoljene tolerancije za neke od pokazatelja kvaliteta mrežnog napona, definisanih preporukama standarda EN 50160, kakvi su naponski prekidi ili propadi napona, pre svega treba tumačiti kao orijentaciono date vrednosti. Prihvatljive granične vrednosti, vremena merenja, kao i kontrolni periodi parametara i pokazatelja kvaliteta mrežnog napona, propisani prema standardu EN 50160, prikazani su u tabeli A.2.1. [19].

Pokazatelji kvaliteta mrežnog napona	Prihvatljive granične vrednosti	Interval merenja	Kontrolni period
Varijacije mrežne frekvencije	49.5Hz do 50.5Hz	10 s	1 nedelja
Spore promene napona	230V ± 10%	10 min	1 nedelja
Padovi i propadi napona (≤1min)	10 do 1000 puta godišnje (ispod 85% od nominalne vrednosti)	10 ms	1 godina
Kratki prekidi napajanja (≤3min)	10 do 100 puta godišnje (ispod 1% od nominalne vrednosti)	10 ms	1 godina
Neočekivani, dugi prekidi (>3min)	10 do 50 puta godišnje (ispod 1% nominalne vrednosti)	10 ms	1 godina
Privremeni prenaponi (faza-uzemljenje)	prosečno < 1.5kV	10 ms	nije propisano
Tranzijentni prenaponi (faza-uzemljenje)	prosečno < 6kV	nije propisano	nije propisano
Kratkotrajno treperenje $P_{st}$ (fliker)	nije propisano	10 min	nije propisano
Dugotrajno treperenje $P_{lt}$ (fliker)	$P_{lt} < 1$	120 min	1 nedelja
Naponsko-fazna nesimetrija	prosečno 2% - 3%	10 min	1 nedelja
Ukupno harmonijsko izobličenje (THD)	8% ukupnog harmonijskog izobličenja	10 min	1 nedelja
Naponi signaliziranja	< 5% od nominalne vrednosti u opsegu 1kHz –10kHz	3 s	1 dan

**Tabela A.2.1** Prihvatljive granične vrednosti i periodi merenja osnovnih parametara kvaliteta mrežnog napona prema standardu EN 50160

Standard EN 50160 posebno propisuje prihvatljive granične vrednosti viših harmonijskih komponenti napona napajanja od 2. do 40. reda. **Po pravilu, pri normalnim radnim uslovima 95% desetominutnih srednjih efektivnih vrednosti napona svake pojedinačne harmonijske komponente u toku vremenskog intervala**



**od sedam dana ne sme da premašuje dozvoljene granične vrednosti prikazane u tabeli A.2.2.** Dozvoljena vrednost za ukupno naponsko harmonijsko izobličenje THD, dobijena na bazi vrednosti viših harmonika napona do 40. reda, prikazana je u tabeli A.2.1 i ne treba da prekorači 8% od nominalne vrednosti napona napajanja. U tabeli A.2.2 nisu posebno navedene dozvoljene granice viših harmonijskih komponentata mrežnog napona preko 25. reda, budući da su ovi viši harmonici napona zanemarljivo malih vrednosti.

Neparni viši harmonici napona				Parni viši harmonici napona	
nije umnožak od 3		umnožak od 3			
red harmonika	dozvoljena vrednost	red harmonika	dozvoljena vrednost	red harmonika	dozvoljena vrednost
5.	6%	3.	5%	2.	2%
7.	5%	9.	1.5%	4.	1%
11.	3.5%	15.	0.5%	6.	0.5%
13.	3%	21.	0.5%	8.	0.5%
17.	2%	-	-	10.	0.5%
19.	1.5%	-	-	12.	0.5%
23.	1.5%	-	-	14.	0.5%
25.	1.5%	-	-	16. do 24.	0.5%

**Tabela A.2.2** Prihvatljive granične vrednosti viših harmonika mrežnog napona (od 2. do 25.) prema standardu EN 50160

Propisana su i sledeća ograničenja kada zahtevi definisani odredbama standarda kvaliteta električne energije EN 50160, nisu obavezujući za distributere električne energije:

- slučaj pojave kvara, ili poremećaja u nekom delu elektroenergetske mreže, ili planskog prekida napajanja, kada se prelazi na privremene mere u snabdevanju potrošača, kako bi se vreme trajanja prekida napajanja usled otklanjanja kvarova, ili održavanja mreže mogli svesti na najmanju moguću meru;
- slučaj pri kome električni uređaji, ili oprema potrošača ne ispunjavaju potrebne uslove, ili tehničke zahteve neophodne za priključenje na elektroenergetsku mrežu, ili

kada su premašene granične vrednosti smetnji koje se prenose mrežnim provodnicima;

- slučaj kada fabrički pogon za proizvodnju, ili neko postrojenje potrošača ne ispunjava neophodne tehničke zahteve i uslove za priključenje na elektroenergetsku mrežu;
- kod vanrednih događaja na koje distributer električne energije ne može uticati, i to:
  - iznenadnih vremenskih nepogoda ili prirodnih katastrofa;
  - smetnji i poremećaja koji su prouzrokovani od treće strane;
  - u slučaju vanrednih mera donešenih od strane organa vlasti;
  - radnih sporova vođenih prema zakonskim odredbama;
  - ograničenja kapaciteta za napajanje pod uticajem spoljašnjih faktora;

Prihvatljive granične vrednosti parametara kvaliteta električne energije, propisane prema standardu EN 50160, prikazane u tabelama A.2.1 i A.2.2, dosta su široke i moraju biti zadovoljene u 95 % vremenskog perioda tokom kojeg se parametri kontrolišu. Za preostalih 5 % od vremenskog intervala kontrole dozvoljene granice parametara kvaliteta su znatno šire ili čak nisu ni propisane. Primera radi, nominalna vrednost mrežne frekvencije, prema standardu EN 50160, jeste 50 Hz. Pri normalnim uslovima rada, desetosekundna srednja vrednost osnovne frekvencije napona napajanja elektrodistributivne mreže mora se nalaziti u sledećim graničnim opsezima [19]:

- kod distributivnih mreža koje su u sklopu elektroenergetskog sistema: 50 Hz  $\pm$ 1 % (od 49.5 Hz do 50.5 Hz) tokom 95 % kontrolnog vremenskog perioda od jedne nedelje, tj. 50 Hz +4 %/-6 % (od 47 Hz do 52 Hz) tokom preostalih 5 % vremenskog intervala;
- kod distributivnih mreža koje ne rade u sklopu elektroenergetskog sistema 50 Hz  $\pm$ 2 % (od 49 Hz do 51 Hz) tokom 95 % kontrolnog vremenskog perioda od jedne nedelje; tj. 50 Hz  $\pm$ 15 % (od 42.5 Hz do 57.5 Hz) tokom preostalih 5 % vremenskog intervala; Dozvoljeno odstupanje nominalne efektivne vrednosti napona napajanja, prema standardu EN 50160, jeste 230 V  $\pm$ 10 % (od 207 V do 253 V) tokom 95 % kontrolnog vremenskog perioda od nedelju dana, odnosno 230 V +10 %/-15 % (od 195.5 V do 253 V) tokom preostalih 5 % intervala.

Standard EN 50160 predstavlja kompromis između interesa isporučilaca i korisnika električne energije: prvi insistiraju na što širim granicama i tolerancijama parametara mrežnog napona, a drugi insistiraju na što užim. Upravo ta delikatna ravnoteža, uzrok je trajnosti i stabilnosti norme EN 50160. Ovaj standard definiše minimalne uslove koje isporučilac električne energije mora da zadovolji da bi obezbedio pouzdano snabdevanje potrošača kvalitetnom električnom energijom. Ukoliko pojedini potrošači imaju strožije zahteve po pitanju kvaliteta isporučene električne energije od onih koji su određeni standardom EN 50160, mora se napraviti poseban ugovor između distributera i takvih potrošača.

### A.3 Uporedna analiza metoda merenja harmonika

U ovom dodatku, prethodno predstavljene metode (u poglavlju 2) biće analizirane i međusobno upoređene. Biće diskutovana njihova tačnost, kao i računski zahtevi pojedinih algoritama.

#### A.3.1 Tačnost

Standard (IEC 61000-4-30, 2015) određuje uslove pod kojima se proveravaju (testiraju) merila kvaliteta električne energije. Standard prepoznaje tri klase instrumenata: Klasa A, Klasa S i Klasa B instrumenta. Dok su za klase A i S, testovi i željene performanse dati u standardu, performanse instrumenata klase B daju se od strane proizvođača merila.

Kao što je opisano ranije u poglavlju 2, nivo harmonika u signalima koji se koriste za testiranje treba da bude do 200% od vrednosti prikazanih u Tabeli 2.1.1.1 za instrumente klase A i 100% ovih vrednosti za S klasu instrumenta. Dalje, test signali treba da sadrže i druge poremećaje i varijacije parametara kako je predviđeno testom u tri faze. Najvažniji parametri ovih faza testiranja su sumirani u Tabeli A.3.1.1.

**Tabela A.3.1.1** Uslovi za testiranje instrumenata klase A i klase S prema Standardu IEC 61000-4-30

Uticajna veličina	Test faza 1	Test faza 2	Test faza 3
Frekvencija	$f_{nom} \pm 0.5 \text{ Hz}$	$f_{nom} - 1 \text{ Hz} \pm 0.5 \text{ Hz}$	$f_{nom} + 1 \text{ Hz} \pm 0.5 \text{ Hz}$
Fliker	$P_{st} < 0.1$	$P_{st} = 1 \pm 0.1$	$P_{st} = 4 \pm 0.1$
Napon	$U_{din} \pm 1\%$	određeno flikerom i međuharmonicima	određeno flikerom i međuharmonicima
Međuharmonici	0% do 0.5% $U_{din}$	$1\% \pm 0.5\% U_{din}$ pri 7.5 $f_{nom}$	$1\% \pm 0.5\% U_{din}$ pri 3.5 $f_{nom}$

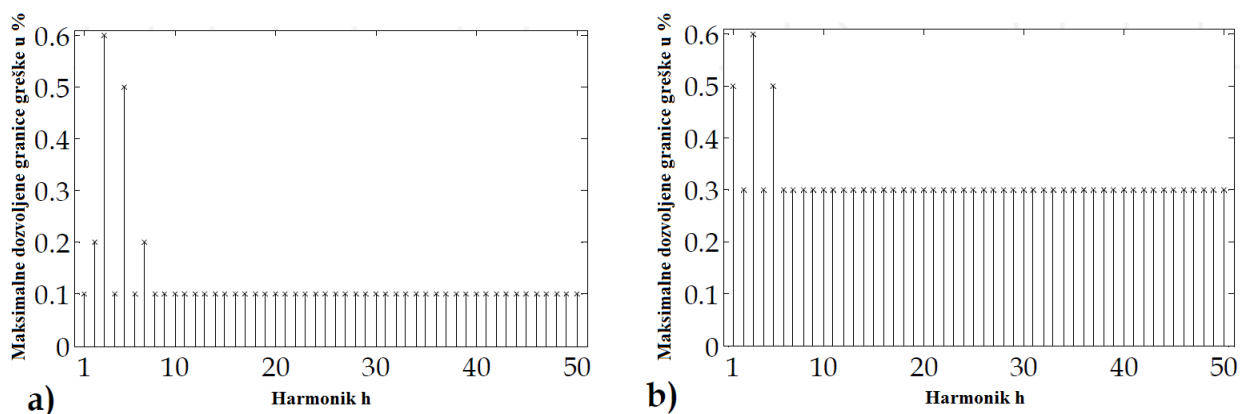
U tabeli A.3.1.1,  $f_{nom}$  označava nominalnu frekvenciju mrežnog napona,  $P_{st}$  je nivo kratkoročnog flikera i  $U_{din}$  je nominalni ulazni napon. Test signali su, prema zahtevima testa "u tri faze", simulirani u cilju ispitivanja gore opisanih algoritama za estimaciju harmonika. Harmonici su dodati u signale za postizanje izobličenja signala od 20 % (THD = 20 %) [32]. Faze harmonika su zadate kao slučajne, a raspodela amplituda harmonika je data tabelom A.3.1.2. Testni signali takođe sadrže beli Gausov šum koji odgovara odnosu signal-šum od 75 dB (šum je dodat da simulira ekvivalentni šum idealnog 12-bitnog analogno digitalnog konvertora).

Goertzel-ov algoritam, kombinovani algoritam aproksimacije sinusnom funkcijom sa 4 i 3 parametra, neiterativni multiharmonijski algoritam aproksimacije i iterativni multiharmonijski algoritam su primenjeni na 10 hiljada takvih test signala i maksimalna greška procene amplituda pojedinih harmonika je izračunata. Maksimalna dozvoljena greška za pojedinačne harmonike izračunata je korišćenjem Tabele 2.1.1.1, a rezultati su prikazani na slici A.3.1.1a i slici A.3.1.1b za klase instrumenata A i S.

Rezultati simulacije za testiranje u tri faze prikazani su na slikama. A.3.1.2, A.3.1.3 i A.3.1.4.

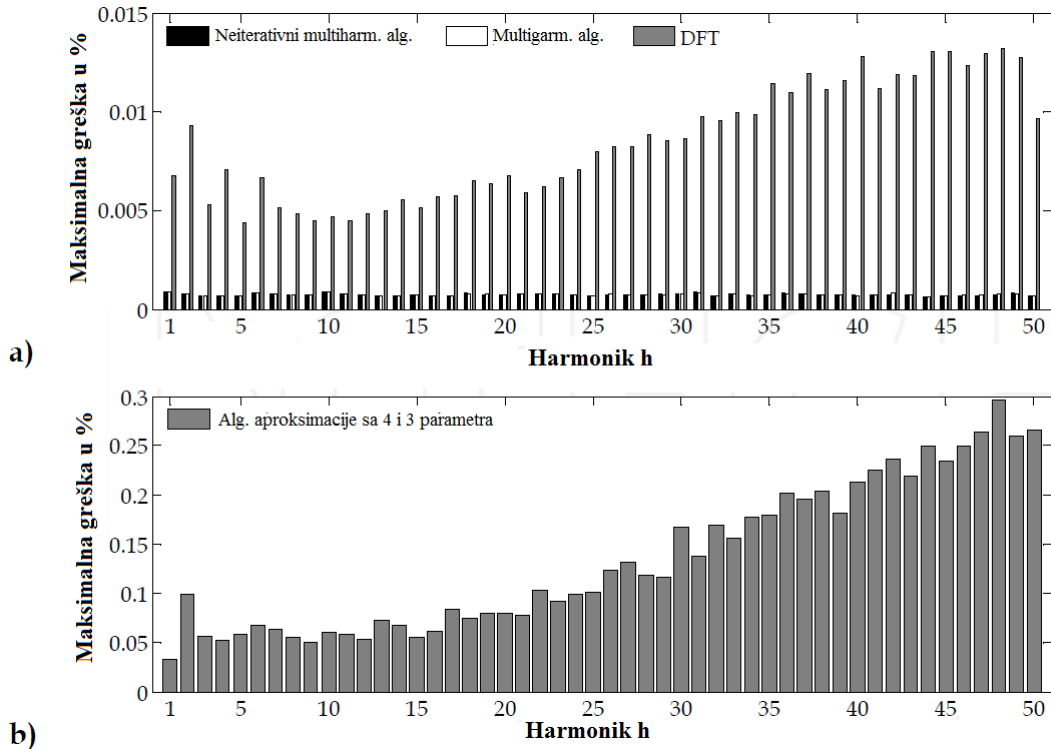
Red harmonika $h$	Amplituda (u % od osnovnog harmonika)
2.	4%
3.	12%
4.	2%
5.	10%
7.	4%
$h$ neparni od 9. do 17.	2%
$h$ parni od 6. do 18.	1.6%
$h$ od 19. do 50.	1.6%

Tabela A.3.1.2 Raspodela amplituda harmonika u testnim signalima

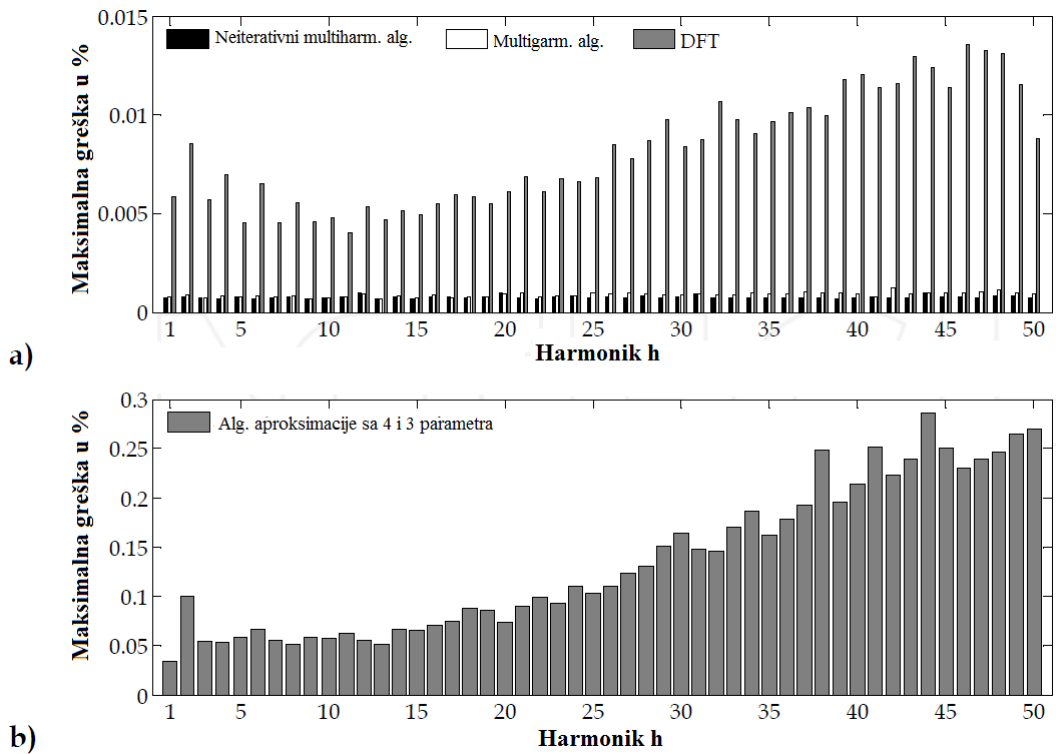


Slika A.3.1.1 Maksimalne dozvoljene granice greške estimacije harmonika za instrumente a) Klase A i b) Klase S

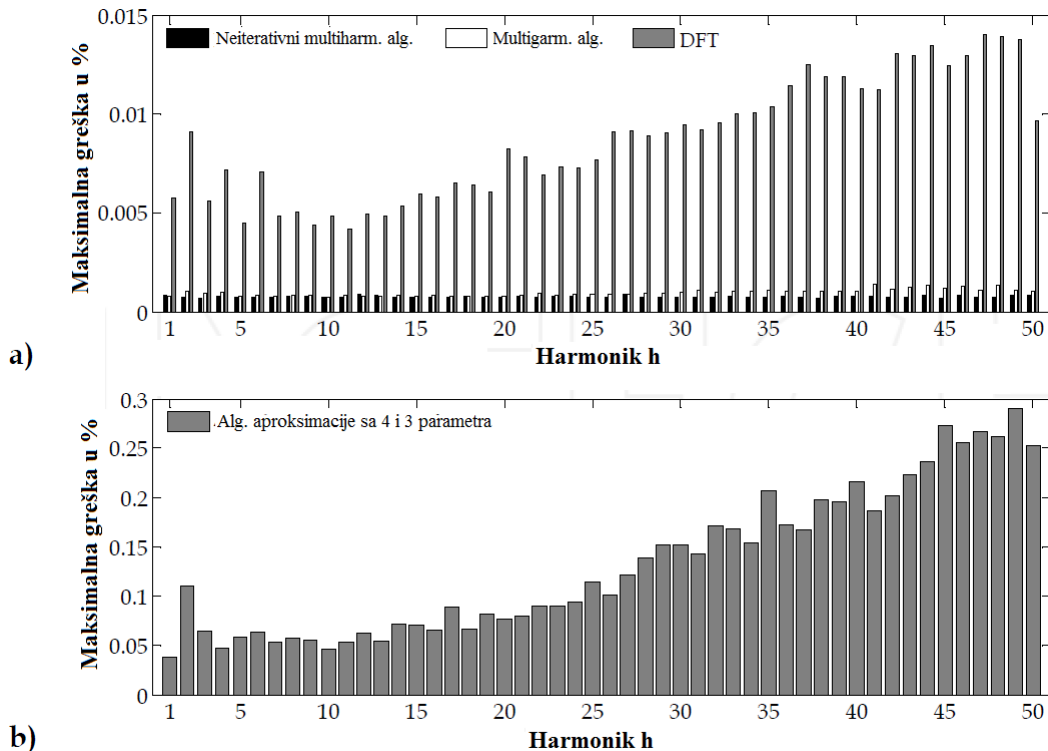
Poređenjem grafika na slikama A.3.1.2a, A.3.1.3a, i A.3.1.4a sa slikom A.3.1.1a, može se videti da su DFT (takođe i Goertzel-ov algoritam), neiterativni i iterativni multiharmonijski algoritam aproksimacije pogodni za instrumente Klase A prema specifikacijama iz standarda IEC 61000-4-30. Kombinovani algoritam aproksimacije sinusnom funkcijom sa 4 i 3 arametra daje najgore rezultate, međutim, ovaj algoritam se i dalje može koristiti za instrumente Klase S i Klase B, što se može videti poređenjem grafika na slikama A.3.1.2b, A.3.1.3b, i A.3.1.4b sa slikom A.3.1.1b. Treba pomenuti da nivoi harmonika koji se koriste u testu odgovaraju zahtevima testa za instrumente Klase A; za instrumente Klase S treba da se primene nešto niži nivoi (tačnije THD treba da bude maksimalno 10 %). Sa slika A.3.1.2a, A.3.1.3a, i A.3.1.4a, može se zaključiti da je multiharmonijski algoritam tačniji od proračuna DFT, kao i da je razlika između rezultata dobijenih iterativnim i neiterativnim algoritmom praktično zanemarljiva [32]. Osnovna razlika među ova dva algoritma je u estimaciji faza i estimaciji frekvencije, koje se ne koriste kada se procenjuju samo amplitude harmonika.



Slika A.3.1.2 Tačnost estimacije amplitude harmonika - Test faza 1



Slika A.3.1.3 Tačnost estimacije amplitude harmonika - Test faza 2



Slika A.3.1.4 Tačnost estimacije amplitude harmonika - Test faza 3

### A.3.2 Računski zahtevi

U ovom poglavlju biće diskusije po pitanju memorijskih zahteva i procesorskog vremena prethodno opisanih algoritama. Memorijski zahtevi algoritama za brzo izračunavanje DFT-a zavise od konkretne implementacije i mogu se značajno razlikovati [97], [98]. Na primer realna FFT radiks-2, koja je u obliku ugrađene funkcije dostupna u VisualDSP++ razvojnom okruženju namenjenom za digitalne procesore signala (DSP) [33], zahteva  $2 \times N$  memorijskog prostora za čuvanje realnih i imaginarnih delova rezultata i  $3 \times N/4$  memorijskog prostora za čuvanje konstanti trigonometrijskih koeficijenata.

Goertzel-ov algoritam ima veoma male memorijske zahteve koji ne zavise od broja procesiranih odbiraka  $N$ . Uobičajena implementacija zahteva samo 4 memorijska prostora: 2 za promenljivu  $s$ ; jedno mesto za multiplikativnu konstantu iz jednakosti (2.2.2.2) - iz drugog poglavlja - i jednu pomoćnu promenljivu.

Kada se prema definiciji implementira algoritam aproksimacije sinusom sa 3 i 4 parametra (videti (2.3.1.1) i (2.3.1.3)), neophodno je konstruisati matricu  $\mathbf{D}$  veličine  $N \times 3$  i  $N \times 4$ . Oba algoritma se mogu do neke mere optimizovati, direktnim konstruisanjem resultantnih matrica  $\mathbf{D}^T \mathbf{D}$  i  $\mathbf{D}^T \mathbf{u}$ . Na ovaj način samo matrice dimenzija  $3 \times 3$  i  $3 \times 1$  (u slučaju algoritma sa 3 parametra), ili  $4 \times 4$  i  $4 \times 1$  (u slučaju algoritma sa 4 parametra) se moraju čuvati u memoriji. Osim štednje memorijskog prostora, ovaj način je znatno brži jer su neki od elemenata matrica identični [34]. Na ovaj način, algoritam sa 3 parametra zahteva 24 memorijska mesta, a algoritam sa 4 parametra zahteva 40 memorijskih mesta, nezavisno od dužine signala koji se procesira. Ove vrednosti uključuju mesta za

međurezultate, a isključuju memorijska mesta potrebna za izračunavanje inicijalnih estimiranih vrednosti.

Multiharmonijski algoritmi za aproksimaciju su kompleksniji i oni pokušavaju da konstruišu matrice  $\mathbf{D}^T\mathbf{D}$  i  $\mathbf{D}^T\mathbf{u}$  direktno u procesu, što vodi do većeg računarskog opterećenja. Neiterativni multiharmonijski algoritam zahteva  $(N+2) \times (2H+1) + 2(2H+1)^2$  memorijskih mesta, a iterativni zahteva  $(N+2) \times (2H+2) + 2(2H+2)^2$ , (uključujući mesta za međurezultate i isključujući mesta za inicijalne procene vredosti).

Drugi, bitan parametar metoda za estimaciju harmonika je utrošak vremena, jer se u praćenju kvaliteta električne energije obično zahteva da se sva izračunavanja, uključujući estimaciju harmonika, obavljaju u realnom vremenu. Kako bi se ispitalo potrebno vreme za pojedine algoritme, simulirano je 10 hiljada signala frekvencije  $f = 49.95$  Hz i  $THD = 2\%$  sa dodatim šumom normalne raspodele. Signali su dužine 10 osnovnih perioda (10010 odbiraka pri frekvenciji odabiranja  $f_s = 50$  kHz). Prosečno vreme obrade pojedinih algoritama implementiranih u Matlab-u su evaluirani i prikazani u Tabeli A.3.2.1. Iz ove tabele se može videti da je, kako je i očekivano, FFT algoritam je najbrži od ispitivanih algoritama. Međutim Goertzel-ov algoritam, kombinovani algoritam aproksimacije sa 4 i 3 parametra i neiterativni multiharmonijski algoritam takođe mogu da rade u realnom vremenu (dužina procesiranog signala je okvirno 200 ms), [32].

Osim toga, neki od algoritama su realizovani u digitalnom procesoru signala (DPS) Analog Devices ADSP - 21369 koji radi na taktu od 264 MHz. DSP poput ovog može da se koristi za obradu u realnom vremenu u sklopu analizatora snage [34]. Samo algoritmi, čija realizacija se uklapa u internu memoriju DSP-a, su izabrani. Algoritmi su: FFT u 2048 tačaka, Goertzel-ov algoritam i kombinovani algoritam aproksimacije sinusnom funkcijom sa 4 i 3 parametra. DSP je obavljao odabiranje signala iz mreže (230V i 50 Hz) na frekvenciji odabiranja  $f_s = 10$  kHz. Srednja vremena obrade prikazana su u Tabeli A.3.2.2.

Rezultati u Tabeli A.3.2.2 slični su onima prikazanim u Tabeli A.3.2.1, sva tri razmotrena algoritma su pogodna za rad u realnom vremenu. Treba primetiti da se vreme procesiranja algoritma sa 4 parametra, prikazanog u Tabeli A.3.2.2, sastoji iz dva dela: početna izračunavanja čija dužina zavisi samo od broja odbiraka i iterativni deo koji zavisi od broja iteracija potrebnih da se postigne konvergencija algoritma. U DSP implementaciji, algoritmu je bilo potrebno u proseku 3 iteracije. Znatno veći broj iteracija ukazuje na to da je signal koji se procesira, na neki način, izobličen (na primer: propad, prekid, ili neki drugi vid poremećaja talasnog oblika).

**Tabela A.3.2.1** Srednja vremena procesiranja algoritama implementiranih u Matlab-u

Metod	Srednje vreme procesiranja (ms)
FFT	1.0
Goertzel-ov algoritam	10.2
Kombinovani algoritam sa 4 i 3 parametra	143
Neiterativni multiharmonijski algoritam	85
Multiharmonijski algoritam	683

**Tabela A.3.2.2** Srednja vremena procesiranja algoritama implementiranih u DSP procesoru

<b>Metod</b>	<b>Srednje vreme procesiranja (ms)</b>
FFT	0.5
Goertzel-ov algoritam	1.53
Kombinovani algoritam sa 4 i 3 parametra	100.2



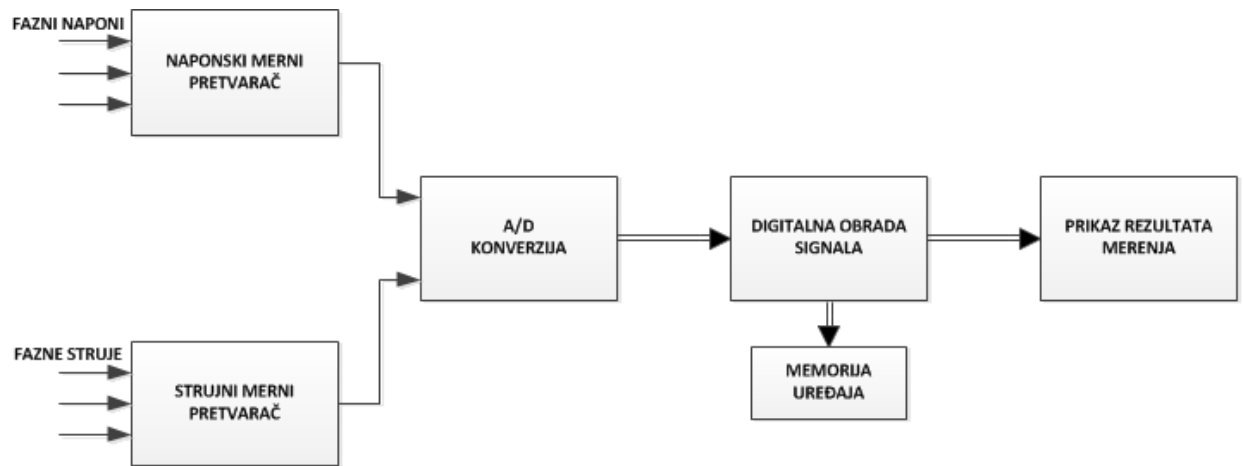
## A.4 Komercijalna merila

Narušavanje kvaliteta isporučene električne energije ima negativni uticaj kako na finansijske troškove tehnoloških procesa proizvodnje, tako i na smanjenje efikasnosti distribucije i potrošnje električne energije. Najčešći uzročnici problema su prekidu u napajanju potrošača i više harmonijske komponente mrežnog napona. Štete usled prekida u napajanju nastaju kao posledica narušavanja normalnih aktivnosti potrošača ili zbog eventualnog stvaranja škarta, kada se radi o neplanskim prekidima procesa proizvodnje. Kod samih distributera električne energije finansijski troškovi jesu rezultat neostvarenog profita od prodaje električne energije i eventualne finansijske nadoknade specifičnim kategorijama potrošača. Prema istraživanjima, većina troškova vezanih za nekvalitetno napajanje posledica je gubitaka prouzrokovanih višim harmonicima [35].

Bitni indikatori narušavanja kvaliteta električne energije jesu i žalbe potrošača koji utvrde nepravilnosti u radu svojih električnih aparata. Kako bi se predupredile eventualne žalbe potrošača i finansijski gubici samih distributera električne energije, potrebno je vršiti povremene ili kontinualne provere (tj. monitoring) parametara kvaliteta električne energije. Na osnovu rezultata merenja sprovedenih u prema važećim preporukama za kvalitet utvrđuje se opravdanost žalbe potrošača, kao i mogući uzroci poremećaja. Pri tome posebno je važno utvrditi ko je odgovoran za nastale probleme, odnosno da li oni potiču iz elektroenergetske mreže ili su posledica generisanja viših harmonika struje usled nelinearnih opterećenja od strane potrošača.

Verodostojni dokazi koji potvrđuju ispunjenost tehničkih preduslova potrebnih za obezbeđenje optimalnog kvaliteta u elektrodistributivnom sistemu, relevantnih u pogledu ugovorenih međusobnih prava i obaveza distributera i potrošača, mogu se utvrditi isključivo objektivnim kontinualnim monitoringom odgovarajućim metrološki overenim merilima parametara kvaliteta električne energije.

Na tržištu je danas prisutno dosta različitih tipova merila kvaliteta električne energije. U nastavku će biti predstavljene osnovne karakteristike najzastupljenijih instrumenata renomiranih svetskih proizvođača. Svi ovi instrumenti bazirani su na sofisticiranim mikroračunarskim rešenjima za kontinuirano merenje i softverski podržanu analizu rezultata merenja prema važećim relevantnim standardima iz oblasti kvaliteta električne energije. Na slici 2.5.1 prikazana je uprošćena šema tipičnog merila parametara kvaliteta električne energije.



**Slika A.4.1** Blok šema tipičnog uređaja za merenje parametara kvaliteta električne energije

#### A.4.1 Chauvin Arnoux

Chauvin Arnoux C.A 8335 (Qualistar+) [36], je trofazni mrežni analizator, opremljen grafičkim displejom u boji sa ugrađenom punjivom baterijom. Ovaj analizator ima tri uloge i može se koristiti za:

- merenje efektivnih vrednosti veličina u mreži, električnih snaga, kao i poremećaja u električnim mrežama;
- snimanje trenutnog stanja glavnih karakteristika trofazne mreže;
- praćenje varijacija različitih parametara mreže u vremenu.

Merna nesigurnost ovog merila bolja je od 1 %, pri čemu u obzir nisu uzeti strujni senzori (pretvarači). Uređaj je takođe veoma fleksibilan pri izboru senzora čime omogućava merenja u opsegu od nekoliko miliampera (MN93A) do nekoliko kiloampera (AmpFLEX™). Ovo merilo je kompaktnog dizajna sa jednostavnim korisničkim interfejsom, a takođe je i otporno na udarce. Analizator C.A. 8335 je namenjen tehničarima i inženjerima električnih instalacija, kao i za timove za inspekcije i održavanje električnih mreža. Na slici A.4.1.1 dat je prikaz analizatora C.A 8335.



**Slika A.4.1.1** Spoljašnji izgled analizatora tipa C.A 8335 proizvođača "Chauvin Arnoux"

U tabelama A.4.1.1a, A.4.1.1b i A.4.1.1c dat je detaljan prikaz parametara električne mreže koje C.A. 8335 može da meri sa odgovarajućim opsezima i tačnostima samih merenja.

**Tabela A.4.1.1a** Prikaz veličina koje meri C.A. 8335

Merena veličina		Obim merenja		Rezolucija displeja	Maksimalna greška na datom opsegu
		Minimum	Maksimum		
Frekvencija		40 Hz	60 Hz	0.01 Hz	±(1pt)
Efektivna vrednost faznog napona		10 V	1000 V	0.1 V V <1000 V	±(0.5 % + 2 pts)
				1 V V ≥1000 V	±(0.5 % + 1 pt)
Efektivna vrednost kompozitnog napona		10 V	2000 V	0.1 V V <1000 V	±(0.5 % + 2 pts)
				1 V V ≥1000 V	±(0.5 % + 1 pt)
Jednosmerni napon		10 V	1000 V	0.1 V V <1000 V	±(1 % + 5 pts)
				1 V V ≥1000 V	±(1 % + 1 pt)
Efektivna vrednost struje	Isključujući AmpFLEX™ i Mini-AmpFLEX	$I_{nom}$ - 1000 (A)	1.2x $I_{nom}$ (A)	0.1 A I <1000 A	±(0.5 % + 2 pts)
	AmpFLEX™ i Mini-AmpFLEX	10 A	6500 A	1 A I ≥1000 A	±(0.5 % + 1 pt)
Jednosmerna struja		1 A	1200 A	0.1 A I <1000 A	±(1 % + 1 A)
				1 A I ≥1000 A	
Pik struje	Isključujući AmpFLEX™ i Mini-AmpFLEX	$I_{nom}$ - 1000 (A)	1.7x $I_{nom}$ (A)	0.1 A I <1000 A	±(1 % + 1 A)
	AmpFLEX™ i Mini-AmpFLEX	10 A	9190 A	1 A I ≥1000 A	
Efektivna vrednost struje na poluperiodi	Isključujući AmpFLEX™ i Mini-AmpFLEX	$I_{nom}$ - 1000 (A)	1.2x $I_{nom}$ (A)	0.1 A I <1000 A	±(1 % + 1 A)
				1 A I ≥1000 A	

	AmpFLEX™ i Mini- AmpFLEX	100 A	6500 A	0.1 A $I < 1000 \text{ A}$	$\pm(1.5 \% + 4 \text{ A})$
				1 A $I \geq 1000 \text{ A}$	
	Pik faznog napona	10 V	1414 V	0.1 V $V < 1000 \text{ V}$	$\pm(1 \% + 1 \text{ V})$
				1 V $V \geq 1000 \text{ V}$	
	Pik kompozitnog napona	10 V	2828 V	0.1 V $V < 1000 \text{ V}$	$\pm(1 \% + 1 \text{ V})$
				1 V $V \geq 1000 \text{ V}$	

**Tabela A.4.1.1b** Prikaz veličina koje meri C.A. 8335

Merena veličina		Obim merenja		Rezolucija displeja	Maksimalna greška na datom opsegu
		Minimum	Maksimum		
Efektivna vrednost faznog napona na poluperiodi		10 V	1000 V	0.1 V V<1000 V	±(0.8% + 1 V)
				1 V V≥1000 V	
Efektivna vrednost kompozitnog napona na poluperiodi		10 V	2000 V	0.1 V U<1000 V	±(0.8% + 1 V)
				1 V U≥1000 V	
Faktor pika		1	3.99	0.01	±(1% + 2 pts)
		4	9.99	0.01	±(5% + 2 pts)
Aktivna snaga	Isključujući AmpFLEX™ i Mini-AmpFLEX	0 Ω	9999 kW	1 V U≥1000 V	±(1%) Cos φ≥0.8
	AmpFLEX™ i Mini-AmpFLEX				±(1.5% + 10 pts) 0.2≤Cos φ<0.8
Reaktivne snage Induktivne i kapacitivne	Isključujući AmpFLEX™ i Mini-AmpFLEX	0 VAR	9999 kVAR	4 cifre	±(1%) Sin φ≥0.5
	AmpFLEX™				±(1.5% + 10 pts) 0.2≤Sin φ<0.5
	AmpFLEX™	0 VAR	9999 kVAR	4 cifre	±(1.5%)

	i Mini- Amp <i>FLEX</i>				Sin $\phi \geq 0.5$
					$\pm(2.5\% + 20 \text{ pts})$
					$0.2 \leq \text{Sin } \phi < 0.5$
Prividna snaga		0 VA	9999 kVA	4 cifre	$\pm(1\%)$
Faktor snage		-1	1	0.001	$\pm(1.5\%)$
					$\text{Cos } \phi \geq 0.5$
					$\pm(1.5\% + 10 \text{ pts})$
					$0.2 \leq \text{Cos } \phi < 0.5$

**Tabela A.4.1.1c** Prikaz veličina koje meri C.A. 8335

Merena veličina		Obim merenja		Rezolucija displeja	Maksimalna greška na datom opsegu
		Minimum	Maksimum		
Aktivna energija	Isključujući AmpFLEX™ i Mini-AmpFLEX	0 Wh	9999 MWh	4 cifre	±(1%) Cos $\phi \geq 0.8$
					±(1.5%) 0.2 ≤ Cos $\phi < 0.8$
	AmpFLEX™ i Mini-AmpFLEX	0 Wh	9999 MWh	4 cifre	±(1%) 0.5 ≤ Cos $\phi < 0.8$
					±(1.5%) 0.2 ≤ Cos $\phi < 0.5$
Reaktivna energija	Isključujući AmpFLEX™ i Mini-AmpFLEX	0 VARh	9999 MVARh	4 cifre	±(1%) Sin $\phi \geq 0.5$
					±(1.5%) 0.2 ≤ Sin $\phi < 0.5$
Inguktivna i kapacitivna	AmpFLEX™ i Mini-AmpFLEX	0 VARh	9999 MVARh	4 cifre	±(1.5%) Sin $\phi \geq 0.5$
					±(2.5%) 0.2 ≤ Sin $\phi < 0.5$
Prividna energija		0 VAh	9999 MVAh	4 cifre	±(1%)
Izlaženje iz faze		-179°	180°	1°	±(2°)
Faktor pomeraja (DPF)		-1	1	0.001	±(1°) za $\phi$ ±(5pts) za DPF
Vrednosti harmonika		0 %	999.9 %	0.1%	±(1% +5pts)



od 1. do 50. ( $V_{RMS} < 50V$ )				
Isključujući AmpFLEX <sup>TM</sup> i Mini-AmpFLEX ( $I_{RMS} > 3 \times I_{NOM} \pm 10$ )				
AmpFLEX <sup>TM</sup> i Mini-AmpFLEX ( $I_{RMS} > I_{NOM} \pm 10$ )				
Uglovi harmonika				$\pm(3^\circ)$ [1;25]
Isključujući AmpFLEX <sup>TM</sup> i Mini-AmpFLEX ( $I_{RMS} > 3 \times I_{NOM} \pm 10$ )	-179°	180°	1°	
AmpFLEX <sup>TM</sup> i Mini-AmpFLEX ( $I_{RMS} > I_{NOM} \pm 10$ )				$\pm(10^\circ)$ [25;50]
Ukupna vrednost harmonika do 50. (THD odnosno THD-F)	0 %	999.9 %	0.1 %	$\pm(1\% + 5pts)$
Faktor izobličenja do 50. harmonika (DF odnosno THD-R)	0 %	999.9 %	0.1 %	$\pm(1\% + 10pts)$
Faktor K	1	99.99	0.01	$\pm(5\%)$
Disbalans	0 %	100 %	0.1 %	$\pm(1\%)$

### A.4.2 Circutor

Analizator snage Circutor AR5-L [37] meri sve glavne električne parametre elektroenergetske mreže. AR5-L poseduje: mogućnosti merenja efektivnih vrednosti struja i napona, ugrađeno električno brojilo sa 4 strujna i 4 naponska kanala. Ovaj uređaj takođe poseduje opciju podesivog automatskog trigerovanja u zavisnosti od parametara koji se mere. AR5-L poseduje operativne mogućnosti na 2 jezika, engleskom i španskom. Iako je generalno malih dimenzija i redukovane mase, svega 800 g, poseduje veliki grafički displej sa pozadinskim osvetljenjem, na kom je moguć prikaz 30 električnih parametara.

Sva merenja mogu se snimati u zasebne datoteke, i kasnije izvesti na PC računar, za koji postoji i namenski softver kao podrška za analizator AR5-L, "Power Vision Plus". Poseduje 2 moda napajanja, eksterno i baterijsko - pruža do 8 sati autonomnog rada. Za komunikaciju sa PC računarom AR5-L koristi RS232 interfejs. Pored toga poseduje opciju automatskog biranja parametara koji se čuvaju, uz mogućnost računanja preostalog vremena upisa, odnosno preostalog memorijskog kapaciteta. Memorija uređaja može biti linearna, ili rotirajuća - u zavisnosti od izabranih podešavanja. Na slici A.4.2.1 dat je prikaz analizatora AR5-L.



**Slika A.4.2.1** Spoljašnji izgled analizatora tipa AR5 proizvođača "CIRCUTOR"

Program za harmonike se može primenjivati za sledeće:

- Analizu svih električnih parametara: napon, struja, snaga, energija, itd.

- Analizu pregrevanja u transformatorima, kondenzatorima, itd.
- Detekcija struje nule
- Prikaz talasnih oblika veličina iz mreže u realnom vremenu
- Uvećanje (zumiranje) određenog dela talasnog oblika
- Prikaz harmonijskog sastava (30 ili 50 harmonijskih komponenata)
- Računanje procentualno izraženog THD faktora napona i struje.

Primene:

- Proračun prečnika provodnika potrebnog za eliminisanje gubitaka usled harmonika
- Proučavanje aplikacija za filtraciju harmonika
- Poređenje izmerenih vrednosti prema IEC standardu
- Proučavanje potrošnje električne energije i naplate
- Proučavanje potrošnje instalacija
- Analize kompenzacije faktora snage
- Grafičko predstavljanje:
  - Talasnih oblika i harmonijskog izobličenja
  - Ukupnog harmonijskog izobličenja - THD %

**Tabela A.4.2.1** Prikaz osnovnih karakteristika analizatora AR5-L

<b>Circuitor</b>	<b>AR5-L</b>	
<b>Napajanje</b>		
Pomoću eksterne napojne jedinice	100...240 V ac / 12 V dc	
Frekvencija	50..60 Hz	
Potrošnja	15 VA	
Radna temperatura	0..+40°C	
Dozvoljena nadmorska visina	≤2000 m	
Radna vlažnost vazduha	80 % za temperature ispod 31°C, sa linearnim opadanjem do 50 % pri 40°C	
<b>Merno kolo</b>	Trofazno (tri žice)	Trofazno (3/4 žice)
Nivo kontaminacije	2	
<b>Naponsko kolo</b>		

Merni opseg	U saglasnosti sa kleštima 0.01A..20 kA	
Odnosi naponskih i strujnih mernih transformatora	Programabilni	
Merne jedinice	Automatska promena opsega	
Interna memorija	1 MB	
<b>Klasa tačnosti</b>		
Napon	0.5 % ± 2 cifre (od očitavanja)	
Struja	0.5 % ± 2 cifre (od očitavanja)	
Aktivna snaga	1 % ± 2 cifre (od očitavanja)	
Faktor snage	1 % ± 2 cifre (od očitavanja)	
<b>Konstruktivski podaci</b>		
Kućište	Ojačana izolacija	
Tastatura / Displej	Na prednjem panelu	
Displej	LCD (160x160) pixel, sa pozadinskim osvetljenjem	
Konektori za strujna klešta	3	3/4
Dimenzije	220 x 60 x 130 mm	
Masa	800 g	
RS232 izlazi	Serijski izlaz	

**Relevantni standardi**

(EN 60664, EN 61010, EN 61036, VDE 110, UL 94)

**EM EMISIJA:**

- EN 6100032 (1995), Harmonici.

- EN 6100033 (1995), Varijacije napona.
- EN 500812 (1993), Industrijska emisija:
  - EN 55011 (1994): Provedena (EN 55022 Klasa B).
  - EN 55011 (1994): Izračena (EN 55022 Klasa A).

**EM IMUNITET:**

- EN 500822 (1995), Industrijska imunost.
- EN 6100042 (1995), ESD.
- ENV 50140 (1993), EM radijaciono polje od RF.
- EN 6100044 (1995), Nalet EFT.
- ENV 50141 (1993), RF zajednički "mod".
- EN 6100048 (1995), 50 Hz H-polje.
- EN 500821 (1997), Rezidencijalni imunitet.
- EN 6100045 (1995), Udari.
- EN 61000411 (1994), Propadi, prekidi.

### A.4.3 Siemens

Simensov SICAM Q100 [38], je multifunkcijski merni uređaj namenjen za akviziciju, vizualizaciju, evaluaciju i slanje izmerenih električnih parametara mreže, poput: naizmeničnih struja i napona, frekvencije, snage, harmonika i drugih veličina. Akvizicija, obrada i tačnost izmerenih veličina i događaja su usaglašeni sa IEC 61000-4-30, standardom koji se odnosi na merenje kvaliteta električne energije Klase A.

Izmerene vrednosti se mogu presnimati na PC ili uvezati u SCADA sistem putem komunikacionih interfejsa, ili naprosto prikazati na displeju samog uređaja. Kao dodatak funkciji monitoringa (nadzora), SICAM Q100 "all-in-one" uređaj pruža kombinovane funkcije za snimanje i evaluaciju, tako da se merene veličine mogu snimati u podesivim vremenskim intervalima sa različitim tipovima snimača poput snimača kvaliteta električne energije ili snimača grešaka. Veličine i događaji mereni na dužem intervalu se evaluiraju direktno u samom uređaju i prikazuju u vidu izveštaja o saglasnosti sa standardima kvaliteta električne energije (na primer EN 50160). Na slici A.4.3.1 dat je prikaz SICAM Q100 uređaja.



Slika A.4.3.1 Spoljašnji izgled analizatora tipa SICAM P proizvođača "SIEMENS"

### Karakteristike uređaja

#### Ulazna merna kola

- 4x naizmjenični napon, 4x naizmjenična struja;

### **Binarni ulazi / izlazi**

- 2 individualno programabilna binarna ulaza / izlaza;
- Moguće proširenje do 12 dodatnih ulaza i izlaza primenom SICAM I/O bloka;

### **Merene vrednosti**

- Akvizicija merenih vrednosti je usaglašena sa IEC 61000-4-30, standardom koji uređuje merenje kvaliteta električne energije Klase A;
- Funkcionalnost snimanja: srednjih vrednosti, događaja i grešaka u mreži;
- Profil opterećenja i TOU (Time of Use, za 2 tarife);
- Frekvencija, aktivna, reaktivna i prividna snaga, faktor snage i faktor aktivne snage ( $\cos \varphi$ ), fazni ugao;
- Harmonici napona i struja do 63. reda.

### **Komunikacioni interfejsi i protokoli**

- Ethernet: MODBUS TCP, IEC 61850 Edition 2;
- MODBUS Master iGateway funkcija za RS485 uređaje (kao što su: Switcher 3WL, PAC3x00, SICAM P50)

### **Funkcionalnost i prikaz**

- Grafički displej, kontrola pomoću 4 funkcijska tastera na prednjem panelu;
- Ugrađeni WEB server za interakciju sa računarom putem HTML stranica.

### **Vremenska sinhronizacija**

- Putem Ethernet-a: NTP klijent (Network Time Protocol)

### **Napon napajanja**

- DC 24 - 250 V i
- AC 110 - 230 V, 50/60 Hz

### **Specifikacije kućišta**

- Kompaktnih dimenzija: 96 x 96 x 100 mm (Š / V / D)

### **Specijalne funkcije**

- Izveštaj o kvalitetu električne energije u skladu sa EN 50160 i CBEMA direktno putem HTML WEB servera;
- Evaluacija događaja u mreži direktno u HTML-u putem COMTRADE Viewer/SIGRA plugin-a;
- Fleksibilni izvoz podataka u: PQDIF, COMTRADE i CSV formate;

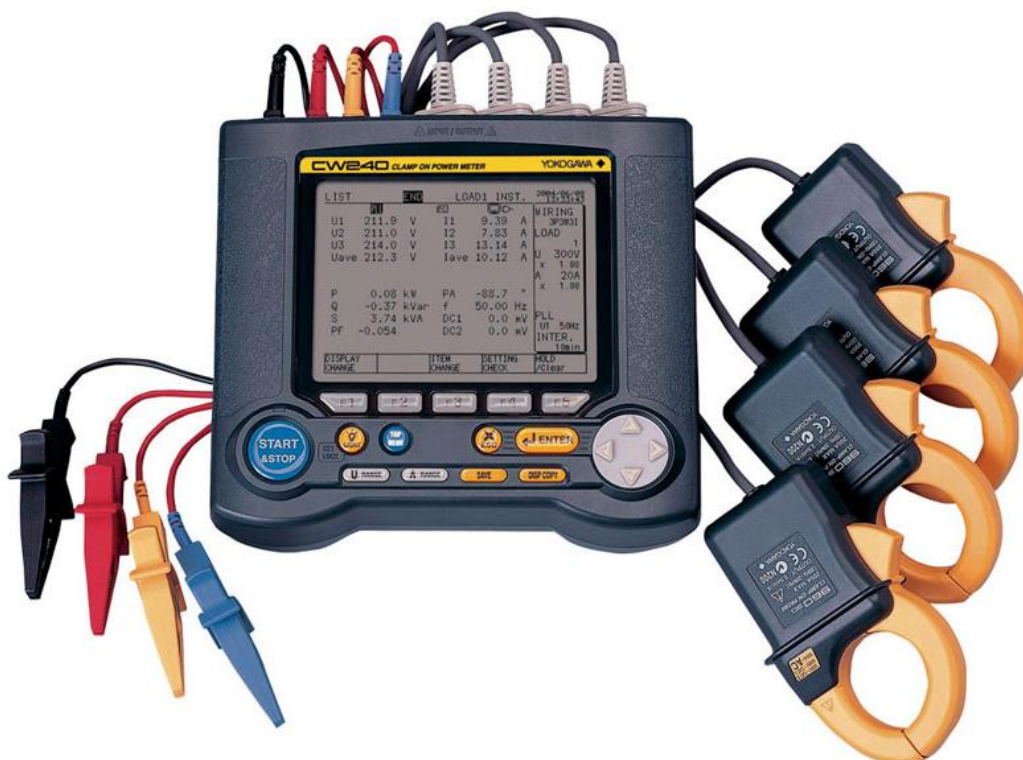
- Memorijski kapacitet od 2 GB;
- MODBUS Master i Gateway funkcije.



#### A.4.4 Yokogawa

Yokogawa CW240 instrument [39] nudi mnoštvo jedinstvenih funkcija za unapređenje energetske efikasnosti, sa detaljnom akvizicijom podataka i prikazom rezultata lakim za očitavanje.

- Merenje trenutnih vrednosti: jedinstveni displej trostrukog vatmetra prikazuje trenutne vrednosti za svaku merenu veličinu (napon/struja/snaga i druge), čime se omogućava bolje razumevanje potrošnje električne energije, faktor maksimalnog opterećenja, struju "pika", i samim tim omogućava korisnicima da redukuju troškove energije.
- Merenje kvaliteta električne energije: meri i prikazuje kvalitet aktivne, regenerativne i reaktivne energije - uz istovremeni prikaz svake od relevantnih veličina.
- Menadžment potražnje (*Demand Management*): Omogućava korisnicima da postave željeni limit potražnje u odabranim jedinicama vremena u cilju određivanja maksimalne potrebe za električnom energijom.
- Merenje harmonika: Otkriva izobličenja u talasnim oblicima napona i struja koji mogu da uzrokuju nepravilnosti u radu i gubitke. Meri harmonike od osnovnog do 50. harmonika.
- Merenje i prikaz talasnih oblika: Prikazuje talasne oblike struje i/ili napona u sve tri faze, grafikonima lakim za razumevanje i očitavanje.
- Merenje fluktuacija napona: Detektuje vreme i datum svake pojave fluktuacije, tip fluktuacije, efektivne vrednosti, kao i vreme početka i kraja pojave.



Slika A.4.4.1 Spoljašnji izgled analizatora tipa CW240, proizvođača "YOKOGAWA"

#### Merenje trenutnih vrednosti

Analizom detaljnih informacija o opterećenjima i faktorima potražnje, omogućava se bolje planiranje redovnih ili vanrednih održavanja za svaki deo električne opreme, poput transformatora i motora. Pruža se prikaz detaljnih informacija o fluktuacijama napona i struja pri pokretanju električnih motora.

**Veličine koje se mere:**

- Napon, struja, električna snaga (aktivna, reaktivna, prividna);
- Faktor snage, fazni ugao svake faze;
- Srednje, minimalne i maksimalne vrednosti svake merene veličine.

**Intervali prikupljanja podataka:**

- 1/2/5/10/15/30 sekundi;
- 1/2/5/10/15/30/60 minuta;
- jedna perioda (za talasne oblike signala).

**Merenje kvaliteta električne energije:**

Poboljšanje merenja energije i prikupljanja podataka u skladu sa ISO14001 standardom i drugim standardima, prikazujući tačno kako i kada se električna energija koristi (troši). Merenje električne energije je razloženo na individualne faze, kako bi se omogućio čitljiviji i detaljniji pregled ukupne potrošnje električne energije.

**Merene veličine:**

- Aktivna snaga i energija;
- Regenerativna snaga i energija;
- Reaktivna snaga i energija (i induktivna i kapacitivna).

**Intervali prikupljanja podataka:**

- 1/2/5/10/15/30 sekundi;
- 1/2/5/10/15/30/60 minuta.

CW240 takođe pruža mogućnosti merenja u realnom vremenu i snimanja podataka, koji se mogu prebaciti na PC, na kom se pomoću namenskog softvera za podršku mogu iscrtavati grafici, linije trenda i generisati izveštaji.

**Odabir broja cifara za prikaz i jedinica mere:**

- Standardni (naponski/strujni opseg se bira u skladu sa opsegom faze);
- Zadati (pozicija decimalne tačke i jedinice za prikaz mogu se zadavati eksplicitno);
- Automatski (pozicija decimalne tačke i jedinice za prikaz su automatski odabrane u skladu sa rezultatom integracije).

INTEGRATE		END	LOAD1	2004/06/08 13:26:09
W h +	0.509kWh		WIRING	3P3W3I
W h -	-0.189 kWh		LOAD	1
Varh -LAG-	0.000 kVarh		U	300V
Varh -LEAD-	-1.136 kVarh		x	1.00
START TIME 2004/06/08 10:23:02			A	20A
STOP TIME 2004/06/08 13:24:37			x	1.00
ELAPSED TIME 0003:01:35			PLL	U1 50Hz
			INTER.	10min
DISPLAY		SETTING	HOLD	
CHANGE		CHECK	/Clear	

## Demand Management

Ispitivanje potrošnje električne energije za deo opreme (uređaj), deo postrojenja ili čitav objekat. Dobijanje podataka i na većem intervalu od 30 minuta koji najveći broj distributivnih preduzeća uzimaju za referentni interval za proračun srednje potrošnje električne energije, podešavanjem intervala u jedinicama sekundi ili minuta.

### Merene veličine:

- Maksimalna zahtevana energija potrebna na startu beleženja merenja i vreme kada se taj maksimum desi;
- Aktivna snaga i energija, reaktivna snaga i energija, faktor snage;

CW240 takođe pruža mogućnosti za merenje vršne snage na definisanom intervalu. Ovi podaci se mogu iskoristiti u svrhe smanjivanja vršne snage ili planiranja koje podrazumeva pomeranje problematičnih uključenja u vreme jeftinije tarife.

### Podešavanje intervala merenja:

- 1/2/5/10/15/30 sekundi;
- 1/2/5/10/15/30/60 minuta.

DEMAND	END	LOAD1	2004/06/08 13:26:02
PLL	PC		
MAXIMUM DEMAND	0.12 kW	2004/06/08 11:13:02	WIRING 3P3W3I
DEMAND VALUE	INTER.ELEC.ENERGY		LOAD 1
P 0.11kW	Wh+	0.000kWh	U 300V
Q 0.00kVar	Wh-	0.000kWh	x 1.00
PF-0.063	Varh+	0.000kVarh	A 20A
	Varh-	0.000kVarh	x 1.00
START TIME 2004/06/08 10:23:02			PLL
STOP TIME 2004/06/08 13:24:37			U1 50Hz
DEMAND REST TIME 00:08:25			INTER. 10min
DISPLAY		SETTING	HOLD
CHANGE		CHECK	/Clear

### Merenje harmonika:

CW240 ima mogućnost merenja i prikaza harmonika struje i napona od osnovnog do 50. harmonika.

### Načini prikaza:

- Lista, bar-graf (linearni/logaritamski);
- Vektorski prikaz.

### Merene veličine:

- Nivo harmonika, harmonijski sastav;
- Fazni ugao (napona, struje, električnu snagu svakog od harmonika);
- Ukupna vrednost (napona, struje, električne snage i faktora snage);
- Ukupni faktori harmonijskih izobličenja (THD-F ili THD-R) napona / struje.

### THD-F

- Faktor izobličenja u odnosu na fundamentalnu komponentu, THD-R;
- Faktor izobličenja za sve efektivne vrednosti napona / struja.

### Intervali merenja:

- 1/2/5/10/15/30/60 minuta.

### Merenje (snimanje) talasnih oblika:

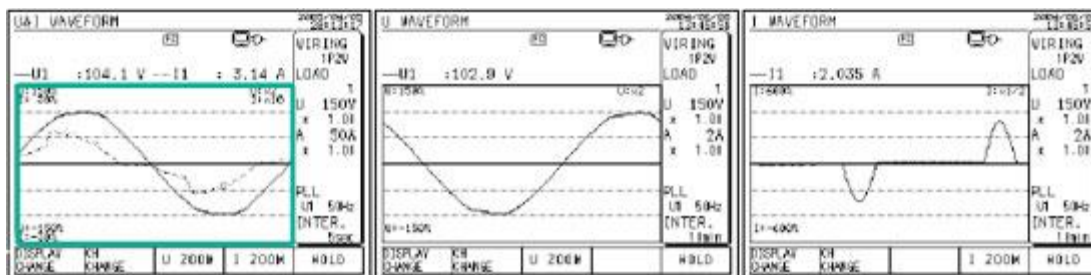
Detaljan uvid u informacije vezane za talasne oblike mrežnih signala pomoću lako razumljivih i čitljivih grafika. Ovaj mod merenja pruža različite načine merenja i analize talasnih oblika s ciljem uočavanja većih poremećaja koji mogu ukazivati na potencijalne probleme u sistemu.

**Merene veličine:**

- Naponi u svakoj od faza;
- Struje u svakoj od faza;
- I napon i struja u svakoj od faza (istovremeno).

**Format čuvanja podataka:**

- Binarni;
- Može se kovertovati u CSV format primenom standardne aplikacije za podršku.

**Upravljanje naponskim fluktuacijama:**

CW240 detektuje i beleži datume / vremena kada se fluktuacije dešavaju, uključujući i tip fluktuacije, kanal na kom se desila, efektivne vrednosti relevantnih veličina i periode između početka i kraja pojave. Da bi ovaj mod merenja korektno radio, samo treba podesiti željene pragove. Kada se ovi pragovi prekorače, fluktuacije se detektuju i beleže.

**Merene veličine:**

- Propad napona (pad napona);
- Nadvišenja napona (rast napona);
- Trenutni prekidi napajanja.

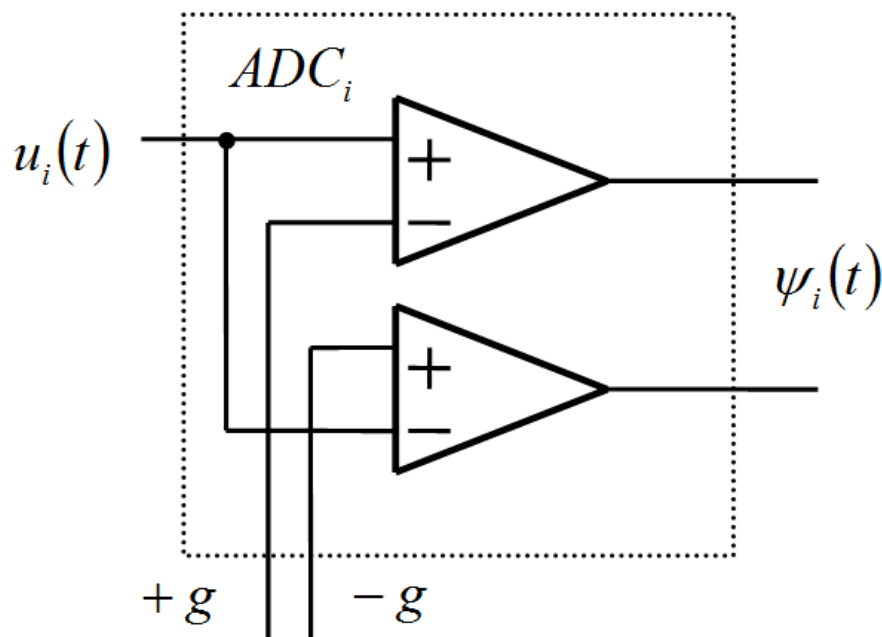
**Čuvanje podataka:**

- Detektovano na osnovu efektivnih vrednosti napona jednog talasnog oblika;
- Do 100 setova podataka može biti sačuvano u memoriju.

### A.5 Dvobitni fleš A/D konvertor

Stohastička digitalna merna metoda koristi fleš A/D konvertore male rezolucije, ali zato vrlo velike linearnosti. Dvobitni A/D konvertor je realizovan pomoću dva komparatora, kao što je prikazano na slici A.5.1, tako da se kao rezultat A/D konverzije mogu dobiti svega tri stanja i to:

- +1, ako je ulazni napon, a to je zbir merenog napona i ditera, veći od + 2.5 V,
- -1 ako je ulazni napon manji od - 2.5 V,
- 0 ako je napon između dva praga komparacije.



Slika A.5.1 Fleš AD konvertor realizovan pomoću dva komparatora

Komparatori ne bi smeli da imaju ofset na ulazima i treba dovoljno brzo da vrše postavljanje izlaza u zavisnosti od ulaza. Izabran je komparator LT1011 sa deklarisanim ofsetom manjim od 0.5 mV koji se menja sa promenom temperature ne više od 15  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  i vremenom odziva od 200 ns [59].

### A.6 Eliminacija uticaja ofseta komparatora na rad A/D konvertora

Ukoliko se obezbedi da su pragovi komparacije tačno podešeni, na rad fleš A/D konvertora može značajno da utiče ulazni ofset komparatora. Da bi se smanjio uticaj ofseta komparatora, primenjena je metoda zamene ulaza komparatora [60,61].

Na slici A.5.1, u prethodnom poglavlju, prikazana je realizacija fleš A/D konvertora pomoću dva komparatora. Gornji komparator poredi ulazni signal sa pozitivnim pragom +g i visokim nivoom na izlazu signalizira da je rezultat konverzije +1. Slično, donji komparator vrši poređenje ulaznog napona i negativnog praga -g i visokim izlazom signalizira da je digitalna vrednost izlaza -1. Ukoliko postoje ulazni

ofseti kod komparatora, javiće se greška. Problem je utoliko komplikovaniji jer je moguće da svaki komparator ima drugačiju vrednost ofseta i po amplitudi i po znaku.

Ako se izlazni napon komparatora obeleži sa  $u_{out}$ , a ulazni naponi na pozitivnom i negativnom ulazu obeleže sa  $u_{in+}$  i  $u_{in-}$ , onda se prenosna karakteristika idealnog komparatora može opisati tabelom A.6.1:

**Tabela A.6.1** Prenosna karakteristika idealnog komparatora

$u_{out} =$	1	$u_{in+} > u_{in-}$
	0	$u_{in+} < u_{in-}$

Ova tabela modeluje komparator kao pojačavač sa beskonačno velikim pojačanjem. Ukoliko postoji ofset napon na ulazu obeležen sa  $u_{of}$ , onda bi karakteristika realnog komparatora mogla da se opiše izmenjenom tabelom A.6.2:

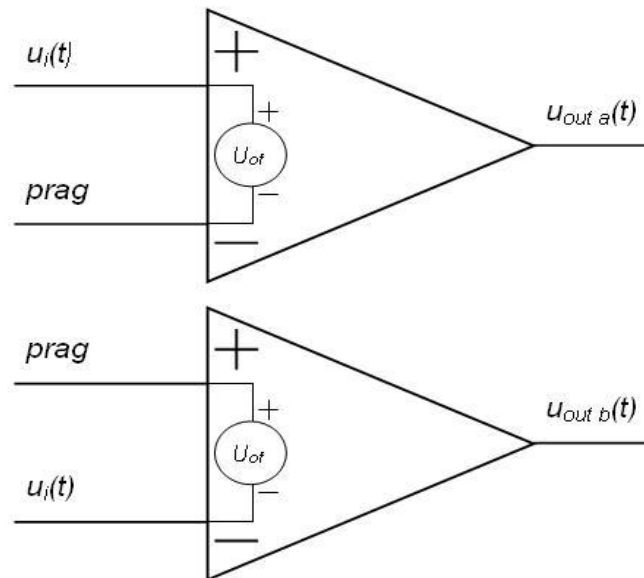
**Tabela A.6.2** Prenosna karakteristika realnog komparatora

$u_{out} =$	1	$u_{in+} > u_{in-} + u_{of}$
	0	$u_{in+} < u_{in-} + u_{of}$

U ovoj tabeli se vidi da se napon ofseta praktično može pridružiti jednom od ulaznih napona komparatora. Na primer, napon ofseta se pridruži referentnom naponu. Jasno je da će se usled napona ofseta "promeniti" referentni napon, a time i funkcionisanje fleš A/D konvertora i dalje kompletnog dela koji se nalazi iza A/D konvertora.

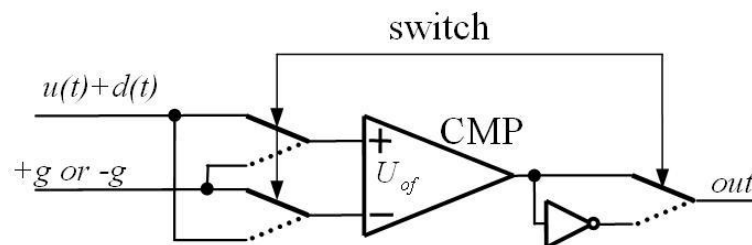
Ispred svakog komparatora u fleš A/D konvertorima je dodata mreža prekidača, tako da se periodično može vršiti zamena ulaza u komparator. Sinhrono sa ovom zamenom ulaza vrši se i menjanje značenja izlaza iz komparatora.

Na slici A.6.1 a) je prikazan jedan način dovođenja napona na komparator, pri čemu se napon ofseta dodaje na prag komparacije, dok se, kao što je prikazano na slici A.6.1 b), zamenom krajeva praktično dobija da je napon ofseta dodat na ulazni napon, odnosno oduzet od praga komparacije.



**Slika A.6.1** Ilustracija zamene ulaza u komparator

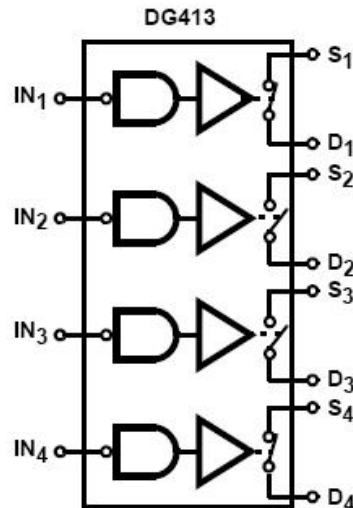
Zamena ulaza komparatora je praktično realizovana korišćenjem analognih prekidača kao na slici A.6.2. Pošto se očekuje da je ofset komparatora sporo promenljiva veličina, prebacivanje prekidača iz jednog u drugi položaj se vrši dosta retko, nakon svake periode merenog signala (20 ms) Ovo je dosta sporo menjanje stanja prekidača, tako da ne dolazi do izražaja *charge injection* problem: paraziti uticaj kontrolnog digitalnog signala na analogni signal koji analogni prekidač uključuje i isključuje.



**Slika A.6.2** Zamena ulaza u komparator korišćenjem analognih prekidača

Kao analogni prekidač je odabrano integrisano kolo DG413 sa dva normalno otvorena i dva normalno zatvorena prekidača, slika A.6.3 [62]. Kolo je karakterisano otpornošću od  $35 \Omega$  kada je prekidač uključen, malim *charge injection*, vremenom uključivanja prekidača od 175 ns vremenom isključivanja prekidača od 145 ns. Ova brzina rada je više nego dovoljna za primenu kod stohastičkih A/D konvertora, a otpornost uključenog prekidača nije od preteranog značaja jer su prekidači vezani na ulaze komparatora (velika otpornost) pa kroz njih ne teče struja.





**Slika A.6.3** Integrisano kolo DG413 sa četiri analogna prekidača

Po jedno integrisano kolo DG413 je pridruženo uz svaki komparator. DG413 sadrži dva normalno zatvorena i dva normalno otvorena analogna prekidača. Formirana su dva para prekidača, pri čemu svaki par čini po jedan normalno zatvoren i jedan normalno otvoren prekidač. Svakom od ulaza komparatora je zatim pridružen po jedan ovakav par analognih prekidača [63].

### A.7 Uticaj rezolucije bazisnih funkcija na mernu nesigurnost

U ovom dodatku prikazan je postupak ocene merne nesigurnosti merenja harmonika primenom Stohastičke digitalne merne metode, za slučaj kada su odbirci merenog signala i odbirci bazisnih funkcija različite rezolucije.

U svakom trenutku u procesu odabiranja, drugim rečima u svakom taktu, načini se greška koja potiče od digitalne prirode instrumenta (prikazanog na slici 10.3.1) i definisana je kao razlika izlaza množača i proizvoda dva stvarna signala:

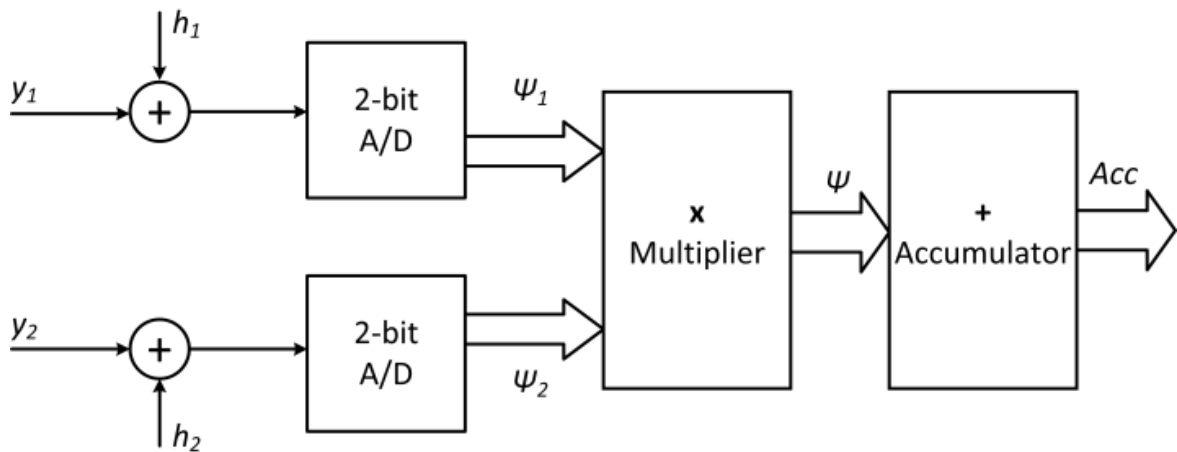
$$e = \psi - y_1 y_2 \tag{A.7.1}$$

Prema tome, varijansa srednje greške je :

$$\sigma_e^2 = \frac{\sigma_e^2}{N} \leq \frac{\sigma_s^2}{N}, \tag{A.7.2}$$

gde je N broj odbiraka u mernom intervalu  $(t_2 - t_1)$ , dok je stohastička varijansa  $\sigma_s$  određena kvantom primenjenih A/D konvertora ( $\Delta$ ) i normom dva ulazna signala [64]:

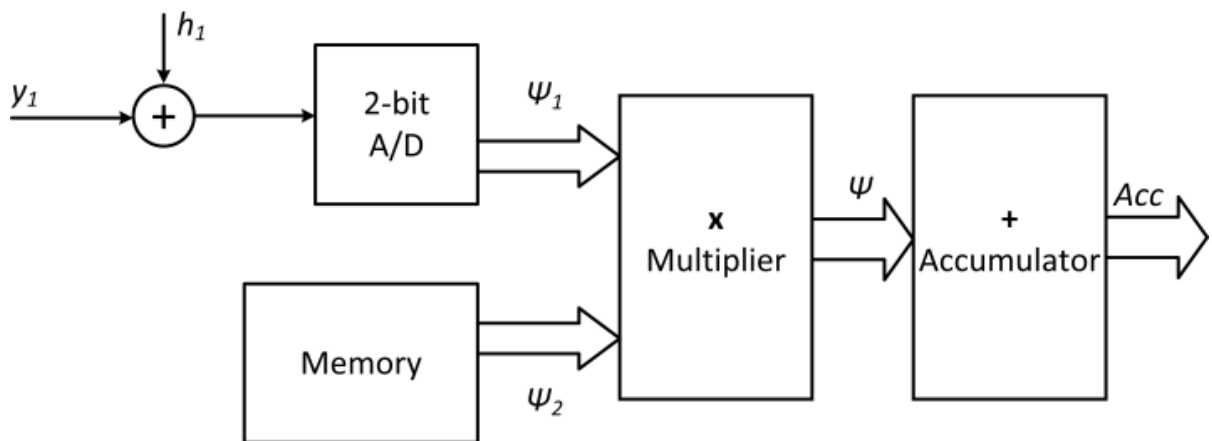
$$\sigma_s^2 = \frac{\Delta^2}{4} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} [y_1^2(t) + y_2^2(t)] dt + \frac{\Delta^4}{16}. \tag{A.7.3}$$



**Slika A.7.1** Blok dijagram instrumenta za merenje srednje vrednosti proizvoda dva signala

Gornji izraz (jednakost (A.7.3)) važi samo u slučaju kada su oba A/D konvertora sa slike A.7.1 iste rezolucije ( $\Delta_1 = \Delta_2 = \Delta$ ). Međutim, ako će se ovim instrumentom meriti harmonijske komponente korišćenjem prethodno spremljenih odbiraka bazisne funkcije u memoriji (slika A.7.2), moguće je da njihovi odbirci budu sačuvani u višoj rezoluciji, a da sam mereni signal  $y_1$  bude odabiran u nižoj rezoluciji, tako da  $\Delta_1 \neq \Delta_2$ . Pošto su vrednosti kvantova sada različite veličene, jednakost (A.7.3) postaje :

$$\sigma_s^2 = \frac{\Delta_1^2}{4(t_2 - t_1)} \int_{t_1}^{t_2} y_2^2(t) dt + \frac{\Delta_2^2}{4(t_2 - t_1)} \int_{t_1}^{t_2} y_1^2(t) dt + \frac{\Delta_1^2 \Delta_2^2}{16} \tag{A.7.4}$$



**Slika A.7.2** Blok dijagram za merenje jednog Furijeovog koeficijenta n-tog harmonika ulaznog složenoperiodičnog signala

Pošto su opsezi signala identični, kvadratne norme  $\frac{1}{(t_2 - t_1)} \int_{t_1}^{t_2} y_1^2(t) dt$  i  $\frac{1}{(t_2 - t_1)} \int_{t_1}^{t_2} y_2^2(t) dt$  su istog reda veličine [64]. Ako se usvoji da je rezolucija na kanalu 2 veća,  $\Delta_1^2 \gg \Delta_2^2$ , kao u slučaju predmetnih simulacija i eksperimenata ( $\Delta_2^2 \approx 10^{-38}$ ), drugi i treći sabirak u jednakosti (A.7.4) mogu se zanemariti, a (A.7.4) postaje:

$$\sigma_s^2 \approx \frac{\Delta_1^2}{4(t_2 - t_1)} \int_{t_1}^{t_2} y_2^2(t) dt . \quad (\text{A.7.5})$$

Pošto je signal  $y_2$  sinusna ili kosinusna funkcija bez DC komponente, njena kvadratna norma je zapravo njena efektivna vrednost:

$$\frac{1}{(t_2 - t_1)} \int_{t_1}^{t_2} y_2^2(t) dt = Y^2 . \quad (\text{A.7.6})$$

Oдавde sledi da je apsolutna varijansa srednje greške :

$$\sigma_e^2 \leq \frac{1}{N} \frac{\Delta_1^2}{4} Y^2 . \quad (\text{A.7.7})$$

Da bi se maksimizovao rezultat merenja, potrebno je iskoristiti pun opseg  $R$  za memorisane bazisne funkcije, tako da kvadratna norma sada glasi:

$$Y^2 = \frac{R^2}{2} . \quad (\text{A.7.8})$$

Kombinacijom izraza (A.7.7) i (A.7.8) dobija se varijansa srednje greške merenja pojedinačnih komponenata harmonika (sinusnog ili kosinusnog Furijeovog koeficijenta):

$$\sigma_e^2 \leq \frac{1}{N} \frac{\Delta_1^2}{4} \frac{R^2}{2} . \quad (\text{A.7.9})$$

Upotreba bazisnih funkcija visoke rezolucije rezultuje drastičnim smanjenjem merne nesigurnosti, koja je u slučaju SDMM definisana preko standardne devijacije (odnosno, varijanse srednje greške merenja, date izrazom (A.7.9)) pojedinih Furijeovih koeficijenata. Štaviše, standardna devijacija se smanjuje sa faktorom  $\sqrt{N}$ , gde je  $N$  ukupan broj odbiraka u intervalu merenja ( $t_2 - t_1$ ).

## A.8 Generator deterskog signala - zasnovan na LFSR

### A.8.1 Deterski signali

Ranija istraživanja, brojne simulacije i praktične realizacije uređaja zasnovanih na SDMM ukazuju da je od presudne važnosti za preciznost rada stohastičke digitalne merne metode upravo diter, odnosno njegove statističke osobine. Bitan je opseg i raspodela amplitude ditera, koja mora biti što bliža uniformnoj raspodeli u normalizovanom opsegu  $(-0.5, +0.5)$ . Kod prototipa merila harmonika je odabrano da

opseg ditera bude  $(-2.5, +2.5)$  V, dok je opseg ulaznog signala  $(-5, +5)$  V. Realizovan je jedan hardverski generator deterskog signala, pri čemu je vođeno računa da generisani signal maksimalno zadovoljava navedeni uslov u pogledu uniformnosti raspodele amplituda (o čemu će biti više reči u nastavku), dok je za diterovanje bazisnih funkcija korišćen generator slučajnih brojeva na samom računaru.

Dodatni uslov je da su dva ditera međusobno statistički nezavisna, to jest, u što manjoj meri korelisana [65]. Korišćenjem dva odvojena generatora ditera, zasnovana na različitim principima rada (uz to je jedan hardverski, a drugi softverski generator), obezbeđena je dobra polazna osnova za nekorelisanost ova dva deterska signala. U cilju obezbeđenja što bolje statističke nezavisnosti generisanih ditera provedena je i matematička analiza korelacije ova dva signala, čime je utvrđeno da generatori zadovoljavaju zahtevane kriterijume.

Hardverski diter je generisan iz dva koraka:

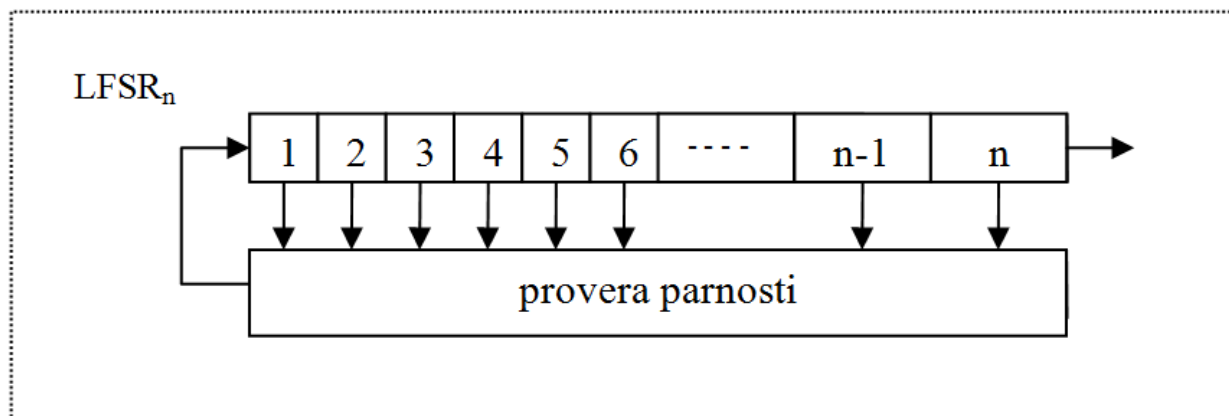
- prvo se vrši generisanje pseudoslučajne sekvence brojeva za koje se unapred zna da imaju uniformnu raspodelu vrednosti,
- u drugom koraku je vršeno pretvaranje generisanog broja u napon korišćenjem D/A konvertora.

### A.8.2 Generisanje pseudoslučajnih brojeva

Pseudoslučajna sekvenca je generisana na LFSR principu (*Linear Feedback Shift Register*). Reč je o pomeračkom registru određene dužine koji ima povratnu spregu na osnovu principa provere parnosti. Postoje tačno određene strukture povratne sprege kojima se postiže maksimalno duga pseudoslučajna sekvenca generatora, tako da za pomerački registar dužine  $n$  bita dobijamo sekvencu dugačku  $2^n - 1$ . Pri tome, u zavisnosti od vrste povratne sprege (parna provera parnosti ili neparna provera), u pseudoslučajnoj sekvenci se ravnopravno javljaju sve vrednosti sa istom verovatnoćom osim najmanje vrednosti (koja se sastoji od svih nula) ili najveće vrednosti (sastoji se od svih jedinica). Po isteku  $2^n - 1$  vrednosti dolazi do ponavljanja sekvence u potpuno istom obliku.

Pokazuje se da bilo koji bit u pomeračkom registru ima jednaku verovatnoću da mu je vrednost 1, odnosno 0. Takođe, odabirom bilo kojih  $m$  bitova i formiranjem reči dužine  $m$  dobija se pseudoslučajna sekvenca sa uniformnom raspodelom amplituda. Koristi se izraz pseudoslučajna sekvenca, jer se radi o sekvenci konačne dužine, koja se u potpunosti i na isti način ponavlja. Za dovoljno dugačak LFSR se dobija dugačka sekvenca koja se najčešće za praktičnu aplikaciju može smatrati skroz slučajnom. Za pomerački registar dužine 40 bita, maksimalna sekvenca je dugačka  $2^{40} - 1$ , što pri frekvenciji iščitavanja od 100 kHz daje trajanje sekvence u iznosu od oko četiri meseca. Danas je poznat način za ostvarivanje LFSR strukture dužine 168 bita koja daje

maksimalnu sekvencu dužine  $2^{168} - 1$ , što bi pri istoj frekvenciji iščitavanja trajalo oko  $10^{38}$  godina!



**Slika A.8.2.1** LFSR struktura sadrži pomerački registar sa linearnom povratnom spregom preko provere parnosti

Na slici A.8.2.1 je data principska šema LFSR strukture dužine  $n$ , koja se sastoji od pomeračkog registra sa  $n$  ćelija i povratne sprege po principu provere parnosti. Postoje tačno definisane povratne sprege koje, za odabranu dužinu pomeračkog registra, daju sekvencu maksimalne dužine. Na slici je prikazan opšti slučaj gde se iz svake ćelije vraća signal u kolo povratne sprege. Najčešće se sa svega dva (do šest) mesta vrši vraćanje signala da bi se dobila sekvencu maksimalne dužine. Modelovanje rada LFSR koji daje sekvencu maksimalne dužine se vrši nesvodljivim polinomima nad Galoovim poljima [66]. Data je tabela A.8.2.1 sa opisom mesta sa kojih se uzima signal za povratnu spregu za razne dužine pomeračkog registra, koje obezbeđuju maksimalnu sekvencu.

**Tabela A.8.2.1** Mesta sa kojih se uzimaju povratne sprege za realizovanje maksimalno dugačke pseudoslučajne sekvence

broj bita	povratna sprega	broj bita	povratna sprega	broj bita	povratna sprega
3	3, 2	18	18, 11	33	33, 20
4	4, 3	19	19, 6, 2, 1	34	34, 27, 2, 1
5	5, 3	20	20, 17	35	35, 33
6	6, 5	21	21, 19	36	36, 25
7	7, 6	22	22, 21	37	37, 5, 4, 3, 2, 1
8	8, 6, 5, 4	23	23, 18	38	38, 6, 5, 1

9	9,5	24	24, 23, 22, 17	39	39, 35
10	10, 7	25	25, 22	40	40, 38, 21, 19
11	11, 9	26	26, 6, 2, 1	41	41, 38
12	12, 6, 4, 1	27	27, 5, 2, 1	42	42, 41, 20, 19
13	13, 4, 3, 1	28	28, 25	43	43, 42, 38, 37
14	14, 5, 3, 1	29	29, 27	44	44, 43, 18, 17
15	15, 14	30	30, 6, 4, 1	45	45, 44, 42, 41
16	16, 15, 14, 13	31	31, 28	46	46, 45, 26, 25
17	17, 14	32	32, 22, 2, 1	47	47, 42

Za pomerački registar od  $n$  bita maksimalno dugačka sekvenca ima  $2^n - 1$  stanja. Ovo je za jedan manje od maksimalnog broja stanja koja se mogu dobiti od  $n$  binarnih brojeva. Jedno stanje, kod nekih LFSR su to sve nule, a kod drugih su u pitanju sve jedinice, se nikada ne dešava u ispravnom radu. Ako se na bilo koji način zabranjeno stanje desi, dolazi do "zaključavanja" LFSR strukture, odnosno do ostajanja u tom stanju. Ukoliko je provera parnosti realizovana pomoću XOR logike, nemoguće je stanje sa svim nulama. Ako je povratna sprega realizovana XNOR logikom, nemoguće je stanje sa svim jedinicama. Dobra realizacija LFSR strukture podrazumeva i proveru da li se desilo nedozvoljeno stanje i u tom slučaju izvođenje LFSR iz zabranjenog stanja. Ovo se najčešće radi resetovanjem svih stanja (ukoliko je nedozvoljeno stanje sačinjeno od svih jedinica) ili setovanjem svih stanja (ako je nedozvoljeno stanje sačinjeno od svih nula).

Svaki element pomeračkog registra ima verovatnoću pojavljivanja nule, odnosno jedinice istu - 50%. Ukoliko  $m$  proizvoljnih bitova iz LFSR strukture posmatramo kao binarnu vrednost, pokazuje se da će ta vrednost u dovoljno dugačkom vremenskom intervalu imati uniformnu raspodelu, to jest da će sa istom verovatnoćom da se pojavi svaka od mogućih vrednosti. Ukoliko je  $m < n$  onda je broj mogućih različitih vrednosti koje mogu da se pojave  $2^m$ , a ne  $2^n - 1$ . Pošto maksimalna sekvenca LFSR strukture dužine  $n$  bita iznosi  $2^n - 1$ , a za posmatranih  $m$  mesta imamo  $2^m$  mogućih vrednosti, očekujemo da se u toku jednog ciklusa svaka vrednost dužine  $m$  bita ponovi približno

$$\frac{2^n - 1}{2^m} \approx 2^{n-m} \text{ puta [63].}$$

## A.9 Simulacioni kod

```
unit Unit1;

interface

uses
  Windows, Messages, SysUtils, Variants, Classes, Graphics,
  Controls, Forms,
  Dialogs, StdCtrls, Math;

type
  TForm1 = class(TForm)
    Button1: TButton;
    Memo1: TMemo;
    Button2: TButton;
    Memo2: TMemo;
    Memo3: TMemo;
    Memo4: TMemo;
    Memo5: TMemo;
    procedure Button1Click(Sender: TObject);
    procedure Button2Click(Sender: TObject);

  private
    { Private declarations }
  public
    { Public declarations }
  end;
const
  prag = 2.5;
var
  Form1: TForm1;
  // b_sinus, b_kosinus : array [1..200000] of double;
  fundamental, treci_harmonik, peti_harmonik, sedmi_harmonik,
  fundamental_kor, Umax: array [1..30000] of double;
  a, b, a_kor, b_kor : double;
implementation

{$R *.dfm}

function FADC(ulaz, diter : double) :integer;

begin
  if (ulaz + diter) < -prag then
  begin
    Result := -1;
  end
end
```

```
else if (ulaz + diter) > prag then
begin
Result := 1;
end
else
Result := 0;

end;

procedure TForm1.Button1Click(Sender: TObject);
var
fs, ukupno_t_merenja,i, br_obrada,ukupno_simulacija: integer; //
frekv. semplovanja i vreme merenja (600 s)
delta_f, delta_t, t_ciklusa, diter1, diter2, diter3, diter4: double;
//promena frekvencije i prirastaj vremena
mereni_signal, AkumUmax, a1_prim, b1_prim,
a1_sekundum,b1_sekundum,a3_prim, b3_prim, a3_sekundum,b3_sekundum,
a5_prim, b5_prim, a5_sekundum,b5_sekundum,a7_prim, b7_prim,
a7_sekundum,b7_sekundum: double;
baz_sinus1, baz_kosinus1, baz_sinus3, baz_kosinus3,baz_sinus5,
baz_kosinus5,baz_sinus7, baz_kosinus7,ksi :double;
C_a,S_a,C_b,S_b: double; // koeficijenti korekcije
AkumS1, AkumC1, AkumS2, AkumC2, AkumS3, AkumC3, AkumS4, AkumC4,
AkumS5, AkumC5, AkumS6, AkumC6, AkumS7, AkumC7, AkumS8,
AkumC8:double ;

//za obradu
srednja_fundamental,srednja_treci,srednja_peti,srednja_sedmi,
srednja_efektivna, s: double;
THD1,Fundamental_600,Treci_600,Peti_600,Sedmi_600: array[1..30]
of double;

// za korekciju - paralelizacija
bafer1,bafer2 : array[1..25] of double;
baf_brojac,n,redni_periode: integer;
bafer_zbir1,bafer_zbir2: double;

begin
ukupno_simulacija:=1;
while (ukupno_simulacija<=30) do
begin

randomize;
srednja_fundamental:=0;
srednja_treci:=0;
srednja_peti:=0;
srednja_sedmi:=0;

//srednja_efektivna:=0;
ukupno_t_merenja := 1;
fs:= 100000;
```



```
delta_t:= 1/fs;
i:=0;
AkumS1:=0;
AkumC1:=0;
AkumS2:=0;
AkumC2:=0;
t_ciklusa:=0;
redni_periode:=1;
//fundamental:=0;
//Umax:=0;
{
for i:=1 to 25 do
begin
bafer1[i]:=0;
bafer2[i]:=0;
end;
}

while ukupno_t_merenja <= 30000 do
begin
i:=1;
//delta_f:= 0.0 ;
delta_f:= randg(0,0.05);
// t_ciklusa:=0;
a1_prim:=0;
a1_sekundum:=0;
b1_prim:=0;
b1_sekundum:=0;
a3_prim:=0;
a3_sekundum:=0;
b3_prim:=0;
b3_sekundum:=0;
a5_prim:=0;
a5_sekundum:=0;
b5_prim:=0;
b5_sekundum:=0;
a7_prim:=0;
a7_sekundum:=0;
b7_prim:=0;
b7_sekundum:=0;
AkumS2:=0;
AkumC2:=0;
AkumS1:=0;
AkumC1:=0;
AkumS4:=0;
AkumC4:=0;
AkumS3:=0;
AkumC3:=0;
AkumS6:=0;
AkumC6:=0;
AkumS5:=0;
```

```

    AkumC5:=0;
    AkumS8:=0;
    AkumC8:=0;
    AkumS7:=0;
    AkumC7:=0;
    AkumUmax:=0;
    repeat
    baf_brojac:=25;

    s:=0; //za testeru

    // if (i = 200000) then i:=1;
    // mereni_signal:= 3 * sin(2*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa) + 0.17 *
    sin(6*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+ 0.1385 *
    sin(10*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+ 0.098 *
    sin(14*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa);
    //Trougao
    // mereni_signal:= 4 * sin(2*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa) - 4/9 *
    sin(6*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+ 4/25 *
    sin(10*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa) -4/49 *
    sin(14*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+4/81 *
    sin(18*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)-4/121 *
    sin(22*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+4/169 *
    sin(26*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa) - 4/225 *
    sin(30*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+4/289 *
    sin(34*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)-4/361 *
    sin(38*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+4/441 *
    sin(42*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)-4/529 *
    sin(46*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+4/625 *
    sin(50*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)-4/729 *
    sin(54*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+4/841 *
    sin(58*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)-4/961 *
    sin(62*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa);

    //Cetvrtka
    // mereni_signal:= 4 * sin(2*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa) + 4/3 *
    sin(6*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+ 4/5 *
    sin(10*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa) +4/49 *
    sin(14*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+4/81 *
    sin(18*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+4/121 *
    sin(22*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+4/169 *
    sin(26*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa) + 4/225 *
    sin(30*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+4/289 *
    sin(34*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+4/361 *
    sin(38*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+4/441 *
    sin(42*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+4/529 *
    sin(46*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+4/625 *
    sin(50*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+4/729 *
    sin(54*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+4/841 *
    sin(58*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+4/961 *
    sin(62*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa);

```

```
{ //Testera
    for n:=1 to 30 do
begin

    s:= s + (3/n * sin(2*n*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa));

end;
mereni_signal:=-s;
}
// mereni_signal:= 2 * sin(2*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa) + 2 *
sin(6*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa) ;

// Strujni signal iz mreze - NOVO

mereni_signal:= 3.94 * sin(2*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa) +
0.0298 * sin(6*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+ 0.01 *
sin(10*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa) + 0.01723 *
sin(14*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+ 0.0055 *
sin(18*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+ 0.0065 *
sin(22*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa)+ 0.00396 *
sin(26*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa) + 0.001 *
sin(30*pi*(50+delta_f)*t_ciklusa);

    baz_sinus1 := 5 * sin( 2*pi*50*t_ciklusa);
    baz_kosinus1 := 5 * cos( 2*pi*50*t_ciklusa);

    baz_sinus3 := 5 * sin( 6*pi*50*t_ciklusa);
    baz_kosinus3 := 5 * cos( 6*pi*50*t_ciklusa);

    baz_sinus5 := 5 * sin( 10*pi*50*t_ciklusa);
    baz_kosinus5 := 5 * cos( 10*pi*50*t_ciklusa);

    baz_sinus7 := 5 * sin( 14*pi*50*t_ciklusa);
    baz_kosinus7 := 5 * cos( 14*pi*50*t_ciklusa);

//diter1
diter1:=(random - 0.5) * 5 ;
//diter2
diter2:=(random - 0.5) * 5 ;

//diter3
diter3:=(random - 0.5) * 5 ;

//diter4
diter4:=(random - 0.5) * 5 ;

//Osnovni harmonik
```

```

AkumS1:= AkumS1+FADC (mereni_signal,diter1)*baz_sinus1;
AkumC1:= AkumC1+FADC (mereni_signal,diter2)*baz_kosinus1;
AkumS2:= AkumS2+FADC (mereni_signal,diter3)*baz_sinus1;
AkumC2:= AkumC2+FADC (mereni_signal,diter4)*baz_kosinus1;

//Treci harmonik
AkumS3:= AkumS3+FADC (mereni_signal,diter1)*baz_sinus3;
AkumC3:= AkumC3+FADC (mereni_signal,diter2)*baz_kosinus3;
AkumS4:= AkumS4+FADC (mereni_signal,diter3)*baz_sinus3;
AkumC4:= AkumC4+FADC (mereni_signal,diter4)*baz_kosinus3;

//Peti harmonik
AkumS5:= AkumS5+FADC (mereni_signal,diter1)*baz_sinus5;
AkumC5:= AkumC5+FADC (mereni_signal,diter2)*baz_kosinus5;
AkumS6:= AkumS6+FADC (mereni_signal,diter3)*baz_sinus5;
AkumC6:= AkumC6+FADC (mereni_signal,diter4)*baz_kosinus5;

//Sedmi harmonik
AkumS7:= AkumS7+FADC (mereni_signal,diter1)*baz_sinus7;
AkumC7:= AkumC7+FADC (mereni_signal,diter2)*baz_kosinus7;
AkumS8:= AkumS8+FADC (mereni_signal,diter3)*baz_sinus7;
AkumC8:= AkumC8+FADC (mereni_signal,diter4)*baz_kosinus7;

// AkumUmax:= AkumUmax +
FADC (mereni_signal,diter1)*FADC (mereni_signal,diter2);
i:= i + 1;
t_ciklusa:= t_ciklusa + delta_t;
until t_ciklusa >=(redni_periode * 0.02);
redni_periode:=redni_periode + 1;
// OSNOVNI HARMONIK I MAX VREDNOST NAPONA - NEKORIGOVANI

a1_prim:=(AkumC1 * 2)/(fs/50)/5;
b1_prim:=(AkumS1 * 2)/(fs/50)/5;
a1_sekundum:=(AkumC1 * 2)/(fs/50)/5;
b1_sekundum:=(AkumS1 * 2)/(fs/50)/5;

//Treci harmonik
a3_prim:=(AkumC3 * 2)/(fs/50)/5;
b3_prim:=(AkumS3 * 2)/(fs/50)/5;
a3_sekundum:=(AkumC4 * 2)/(fs/50)/5;
b3_sekundum:=(AkumS4 * 2)/(fs/50)/5;

//Peti harmonik
a5_prim:=(AkumC5 * 2)/(fs/50)/5;
b5_prim:=(AkumS5 * 2)/(fs/50)/5;
a5_sekundum:=(AkumC6 * 2)/(fs/50)/5;
b5_sekundum:=(AkumS6 * 2)/(fs/50)/5;

```

```

//Sedmi harmonik
a7_prim:=(AkumC7 * 2)/(fs/50)/5;
b7_prim:=(AkumS7 * 2)/(fs/50)/5;
a7_sekundum:=(AkumC8 * 2)/(fs/50)/5;
b7_sekundum:=(AkumS8 * 2)/(fs/50)/5;

// fundamental[ukupno_t_merenja]:=sqrt((a1*a1+b1*b1)/2)*5;

fundamental[ukupno_t_merenja]:=(a1_prim*a1_sekundum+b1_prim*b1_sekundum)/2*25;

treći_harmonik[ukupno_t_merenja]:=(a3_prim*a3_sekundum+b3_prim*b3_sekundum)/2*25;

peti_harmonik[ukupno_t_merenja]:=(a5_prim*a5_sekundum+b5_prim*b5_sekundum)/2*25;

sedmi_harmonik[ukupno_t_merenja]:=(a7_prim*a7_sekundum+b7_prim*b7_sekundum)/2*25;

//fundamental[ukupno_t_merenja]:=
sqrt(((AkumS/(fs/10))*(AkumS/(fs/10)))+((AkumC/(fs/10))*(AkumC/(fs/10))))/25;
//Umax[ukupno_t_merenja]:= sqrt((AkumUmax/(fs/50)))*5; // Umax
je ustvari Ueff - efektivna vrednost signala
//Umax[ukupno_t_merenja]:= (AkumUmax/(fs/50))*25;

memor1.Lines.add('RBR:'+inttostr(ukupno_t_merenja)+'
U1:'+floattostr(fundamental[ukupno_t_merenja])+' ,
Um:'+floattostr(Umax[ukupno_t_merenja])+' ,
U1K:'+floattostr(fundamental_kor[ukupno_t_merenja]));

ukupno_t_merenja := ukupno_t_merenja + 1;
end;
// Obrada
for br_obrada:=1 to 30000 do

begin

srednja_fundamental:=
srednja_fundamental+fundamental[br_obrada];

srednja_treći:= srednja_treći + treći_harmonik[br_obrada];

srednja_peti:= srednja_peti + peti_harmonik[br_obrada];

srednja_sedmi:= srednja_sedmi + sedmi_harmonik[br_obrada];

```

```

    srednja_efektivna:=srednja_efektivna + Umax[br_obrada];
end;

srednja_fundamental:= srednja_fundamental/30000;
srednja_treci:=srednja_treci/30000;
srednja_peti:=srednja_peti/30000;
srednja_sedmi:=srednja_sedmi/30000;
// srednja_efektivna:= srednja_efektivna/30000;
//THD1[ukupno_simulacija]:= sqrt((srednja_efektivna-
srednja_fundamental)/(srednja_fundamental));
//memo2.Lines.Add(floattostr(THD1[ukupno_simulacija]));

Fundamental_600[ukupno_simulacija]:=srednja_fundamental;
Treci_600[ukupno_simulacija]:=srednja_treci;
Peti_600[ukupno_simulacija]:=srednja_peti;
Sedmi_600[ukupno_simulacija]:=srednja_sedmi;

//
memo2.Lines.Add(floattostr(sqrt(Fundamental_600[ukupno_simulacija]))
+', '+floattostr(sqrt(Treci_600[ukupno_simulacija]))+',
'+floattostr(sqrt(Peti_600[ukupno_simulacija]))+',
'+floattostr(sqrt(Sedmi_600[ukupno_simulacija])));

memo2.Lines.Add(floattostr(sqrt(Fundamental_600[ukupno_simulacija]))
);
memo3.Lines.Add(floattostr(sqrt(Treci_600[ukupno_simulacija])));
memo4.Lines.Add(floattostr(sqrt(Peti_600[ukupno_simulacija])));
memo5.Lines.Add(floattostr(sqrt(Sedmi_600[ukupno_simulacija])));

ukupno_simulacija:=ukupno_simulacija+1;
end;
//Ovde kraj 30 ciklusa

showmessage('Gotovo!');

end;

procedure TForm1.Button2Click(Sender: TObject);

var
    myFile : TextFile;
    text   : string;
    i,delilac      : integer;
    THD         : double;
    srednja_fundamental, srednja_efektivna, THD1: double;
begin

```

```
THD:=0;
delilac:=0;
srednja_fundamental:=0.0;
srednja_efektivna :=0.0;
  // Try to open the Test.txt file for writing to
  // AssignFile(myFile, 'Poslednji_pokusaj.csv');
  //ReWrite(myFile);
  //WriteLn(myFile,'Izmereni osnovni,'+'Korigovani
osnovni,'+'Izmerena amplituda');
  for i:=1 to 30000 do
  begin
  //if (Umax[i]>=fundamental[i]) then
  begin

      srednja_fundamental:= srednja_fundamental+fundamental[i];
      srednja_efektivna:=srednja_efektivna + Umax[i];

  // THD:= THD + (sqrt(abs(Umax[i]-
fundamental[i])/fundamental[i]));
      // delilac:= delilac+1;
      end;
      //WriteLn(myFile,
floattostr(fundamental[i])+','+'floattostr(fundamental_kor[i])+','+'fl
oattostr(Umax[i]));
      // WriteLn(myFile, 'World');
      end;

  //THD:= THD/30000;
  srednja_fundamental:= srednja_fundamental/30000;
  srednja_efektivna:= srednja_efektivna/30000;
  THD1:= sqrt((srednja_efektivna-
srednja_fundamental)/(srednja_fundamental));

  // showmessage('THD1: '+floattostr(THD)+'
Fundamental:'+floattostr(srednja_fundamental)+'
Fundamental:'+floattostr(srednja_efektivna));
      showmessage(' THD2:'+floattostr(THD1));
      // Close the file
      //CloseFile(myFile);
      end;

end.
```