Karakterizacija mjernih instrumenata i preciznih širokopojasnih pretvornika struje i napona u sklopu digitalnoga vatmetra.

Konjevod, Jure

Doctoral thesis / Disertacija

2020

Degree Grantor / Ustanova koja je dodijelila akademski / stručni stupanj: **University of Zagreb, Faculty of Electrical Engineering and Computing / Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva**

Permanent link / Trajna poveznica: https://urn.nsk.hr/urn:nbn:hr:168:549193

Rights / Prava: In copyright / Zaštićeno autorskim pravom.

Download date / Datum preuzimanja: **2024-03-29**



Repository / Repozitorij:

FER Repository - University of Zagreb Faculty of Electrical Engineering and Computing repozitory







Sveučilište u Zagrebu
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

Jure Konjevod

KARAKTERIZACIJA MJERNIH INSTRUMENATA I PRECIZNIH ŠIROKOPOJASNIH PRETVORNIKA STRUJE I NAPONA U SKLOPU DIGITALNOGA VATMETRA

DOKTORSKI RAD

Zagreb, 2020.



Sveučilište u Zagrebu
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

JURE KONJEVOD

KARAKTERIZACIJA MJERNIH INSTRUMENATA I PRECIZNIH ŠIROKOPOJASNIH PRETVORNIKA STRUJE I NAPONA U SKLOPU DIGITALNOGA VATMETRA

DOKTORSKI RAD

Mentor: prof. dr. sc. Roman Malarić

Zagreb, 2020.



University of Zagreb
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMPUTING

Jure Konjevod

CHARACTERIZATION OF DIGITIZERS AND PRECISE WIDEBAND CURRENT AND VOLTAGE TRANSDUCERS IN DIGITAL SAMPLING WATTMETER

DOCTORAL THESIS

Supervisor: Professor Roman Malarić Ph.D.

Zagreb, 2020

Doktorski rad izrađen je na Sveučilištu u Zagrebu Fakultetu elektrotehnike i računarstva, na Zavodu za osnove elektrotehnike i električka mjerenja.

Mentor: prof. dr. sc. Roman Malarić

Doktorski rad ima: 119 stranica

Doktorski rad br.:

O mentoru:

Roman Malarić rođen je u Zagrebu 1971. godine. Diplomirao je, magistrirao i doktorirao u polju elektrotehnike na Sveučilištu u Zagrebu Fakultetu elektrotehnike i računarstva (FER), 1994., 1996. odnosno 2001. godine.

Od listopada 1994. godine radi na Zavodu za osnove elektrotehnike i električka mjerenja FER-a. U lipnju 2011. godine izabran je u zvanje redovitog profesora. Sudjelovao je na više znanstvenih projekata Ministarstva znanosti, obrazovanja i sporta Republike Hrvatske te nekoliko bilateralnih i EU projekta.. Trenutno je voditelj istraživačkog projekta: "Mjeriteljska infrastruktura za pametne mreže - SMAGRIMET" koji financira Hrvatska zaklada za znanost. Objavio je više od 130 radova u časopisima i zbornicima konferencija u širem području mjeriteljstva.

Prof. Malarić je glavni organizator i pokretač Međunarodne konferencije Smagrimet koja se organizira pod pokroviteljstvom FER-a, Sveučilišta u Zagrebu i FESB-a, Sveučilišta u Splitu. Osim toga, sudjeluje u nekoliko međunarodnih programskih odbora znanstvenih konferencija, član je jednog uredničkog odbora znanstvenih časopisa te sudjeluje kao recenzent u većem broju inozemnih časopisa. Godine 2003. primio je godišnju nagradu Društva sveučilišnih nastavnika i drugih znanstvenika.

About the Supervisor:

Roman Malarić was born in Zagreb in 1971. He graduated and received his Ph.D. in the field of electrical engineering at the University of Zagreb, Faculty of Electrical Engineering and Computing (FER), in 1994, 1996 and 2001. respectively.

From October 1994. he worked at the Department of Electrical Engineering Fundamentals and Measurements at FER. In June 2011. was elected to the position of full professor. He participated in several research projects of the Ministry of Science, Education and Sports of the Republic of Croatian as well as several bilateral and EU projects. Currently he is the leader of the research project "SMAGRIMET-Smart Grid Metrology Infrastructure" financed by the Croatian Science Foundation (CSF) within this doctoral research is conducted. He has published more than 130 papers in journals and conference proceedings in the broad field of metrology.

Prof. Malarić is General Chair of International Colloquium on Smart Grid Metrology which is organized by University of Zagreb, FER, and University of Split, FESB. Beside of that, he participated in the program committees of several international scientific conferences, he is member of the editorial boards of one scientific journal, and participated as a reviewer in a number of international journals. In 2003. he received the annual award of university professors and other scholars.

Sažetak:

Karakterizacija mjernih instrumenata i preciznih širokopojasnih pretvornika struje i napona u sklopu digitalnoga vatmetra

Precizno mjerenje električne snage obično se provodi u nacionalnim mjeriteljskim institutima. Razvoj širokopojasnih mjernih instrumenata električne snage zahtijeva nove mjeriteljske alate te je potrebno omogućiti sljedivost mjerenja električne snage i pri većim frekvencijama od standardne mrežne frekvencije iznosa 50 Hz. U tu svrhu uobičajeno se koristi širokopojasni digitalni vatmetar te je u ovoj doktorskoj disertaciji stavljen naglasak na karakterizaciju, ispitivanje i usporedbu komponenti digitalnoga vatmetra za precizno mjerenje električne snage.

Karakterizirani su precizni širokopojasni pretvornici struje i napona, a relevantni mjerni instrumenti su ispitani i uspoređeni u sklopu digitalnoga vatmetra. Osim toga, dan je pregled svake pojedine spomenute komponente sustava kao i opis upotrijebljenih mjernih metoda za njihovu karakterizaciju i usporedbu. Spomenute komponente od kojih se sastoji digitalni vatmetar uključuju: sustav za proizvodnju električne snage (kalibrator snage ili kalibrator struje i napona), pretvornik struje (strujni shunt), pretvornik napona (naponsko djelilo), mjerne instrumente (digitalni voltmetri i/ili mjerne kartice).

Također, uz sve navedene sklopovske komponente, gotovo uvijek je potrebno automatizirati mjerne procedure te pohraniti mjerne podatke kako bi mogli biti obrađeni tj. potrebno je provesti analizu podataka koristeći tzv. algoritme za korekciju analiziranih signala. Uz sve navedeno, neizostavan dio mjeriteljskih procedura i djelovanja je provesti analizu mjerne nesigurnosti za određene mjerne sustave, pa je tako napravljeno i u ovoj doktorskoj disertaciji.

U prvom poglavlju (*1. Uvod*) je sažeto prikazana motivacija i ciljevi doktorskog rada, te je razrađen sadržaj rada. Također, kronološki su navedeni pojedini dijelovi rada koji su prethodili konačnoj realizaciji digitalnoga vatmetra i mjernoj metodi kojom se isti analizirao.

U drugom poglavlju (*2. Pregled digitalnoga vatmetra i pripadajućih komponenti*) dan je pregled matematičkih izraza kojima se definira radna, reaktivna (jalova) i prividna snaga u skladu s važećom IEEE normom IEEE Standard 1459^{TM} – 2010. Osim toga, drugo

potpoglavlje 2.1. obuhvaća pregled digitalnih vatmetara razvijenih u drugim vrhunskim laboratorijima diljem svijeta čime se daje osvrt na dosadašnje mjerne mogućnosti istih kao i na pregled pojedinih komponenti digitalnoga vatmetra koje se trenutno koriste u navedenim laboratorijima. U potpoglavlju 2.2. pojedinačno je analizirana svaka sklopovska komponenta digitalnoga vatmetra u skladu s relevantnom znanstvenom literaturom čime se daje uvid u današnje znanstvene trendove u istraživanju i razvoju ovog znanstvenog područja.

Treće poglavlje (*3. Karakterizacija pretvornika*) posvećeno je opisu funkcije pretvornika struje odnosno napona kao i opisu upotrijebljenih mjernih metoda kojima su određene karakteristike pretvornika struje (3.1. i 3.2) odnosno karakteristike pretvornika napona (3.3.). Potpoglavlje 3.2.3. opisuje naknadno razvijenu sklopovsku komponentu (relejna kutija) koja je bila neophodna za mjerne metode odnosno za određivanje ac-dc razlike pretvornika struje što je objašnjeno u potpoglavlju 3.2. Relejna kutija je poslužila i za mjerenja u potpoglavlju 4.1.1. Poseban naglasak u trećem poglavlju je bio na mjernim metodama za karakterizaciju pretvornika.

U četvrtom poglavlju (*4. Karakterizacija mjernih instrumenata visoke razlučivosti*) se opisuju mjerne procedure kojima se omogućuje usporedba pojedinih mjernih instrumenata koji se najčešće koriste u sklopu digitalnih vatmetara. Definiranju mjernih procedura je prethodila analiza dosadašnje relevantne literature kako bi se uočile dosadašnje karakteristike mjernih instrumenata te mogućnosti unaprijeđenja odabirom pojedinog mjernog instrumenta za uporabu u sklopu digitalnoga vatmetra, čime je dana perspektiva istraživanja provedenog u ovoj doktorskoj disertaciji.

U petom poglavlju (*5. Usporedba mjernih instrumenata u sklopu digitalnoga vatmetra*) je opisan konačni mjerni sustav koji služi za usporedbu mjernih instrumenata u sklopu digitalnoga vatmetra. Prikazani su i dobiveni rezultati istraživanja na priloženim grafovima i tablicama. Napravljena je analiza mjerne nesigurnosti (5.4.). Uz sve navedeno, dan je i pregled programskih komponenti digitalnoga vatmetra tj. algoritama za korekciju (5.1.).

Na kraju doktorske disertacije (*Zaključak*) izneseni su najvažniji doprinosi znanstvenog istraživanja u sklopu ovog doktorskog rada.

Ključne riječi: pretvornik struje (strujni shunt), pretvornik napona (otporničko djelilo), dc i ac karakterizacija pretvornika, precizno mjerenje električne snage, sustav za proizvodnju snage, algoritmi za korekciju, digitalni vatmetar.

Summary

Title: Characterization of digitizers and precise wideband current and voltage transducers in digital sampling wattmeter

The precise electric power measurement is usually done in national metrology institutes and sampling power meter is usually used for that purpose. Typically, this approach is based on a system which consists of three general types of components: power calibrators, appropriate voltage or current transducers and measurement devices. Such system is digital sampling wattmeter system. The emphasis in this doctoral thesis is on the characterization, testing and comparison of digital sampling wattmeter components.

More specifically, sampling power meter components include: power generation system (power calibrator or voltage-current calibrator), current transducer (current shunt), voltage transducer (voltage divider) and sampling devices (digital voltmeters or measurement cards). Current transducer transforms current signal to a voltage signal of the same suitable level. Voltage dividers are resistive or inductive type. In this doctoral thesis, the resistive voltage divider (RVD) is characterized. The RVD is fully designed and developed at the Faculty of electrical engineering and computing in Zagreb. It transforms the high-level input voltage from 560 V to the level of 10 V, (i.e. the rms (root mean square) voltage value is 7,14 V) suitable for input range of used multimeters. Because of the ratio linearity it can apply lower input voltage to obtain suitable output voltage for the sampling measurement devices which has lower input range, such as NI5922 which has maximum full-scale input range of ± 5 V (10 V_{pp}). Output voltage of current shunt is 1 V, i.e. rms voltage value is 0,714 V.

Further, cage type current shunts are the most often used current transducers. Despite specific transducers design, inevitably the devices will introduce errors, such as frequency dependent scale factor, phase displacement and distortion. In recent years several National metrology institutes have developed a new type of precise ac shunts that can provide measurement of ac current and power up to 100 A and 100 kHz or even 1 MHz with low uncertainties. Those shunts can be divided into cage and foil type. In this paper emphasis is on the cage type shunt. The shunts are based on specific design to meet all requirements. They are equipped with N-type connectors, and constructed with three circular PCB elements, crossbars and resistors. The resistive element is Vishay S102C

type. The current flows from the input plate over the crossbars to the resistors connected in parallel on the output plate and returns over the other side of the crossbars. Thus, seemingly large loop in the current path is balanced by an opposite loop to keep mutual inductance to a minimum. The input plate is distanced from the two output plates by the length of the crossbars. This design minimizes inductive coupling between the input and the output circuits. In addition to measuring amplitude and phase errors of such shunts, a proper dc characterization of shunts is also important for measurement uncertainty calculation of sampling power standards and similar applications. The most important dc parameters are temperature coefficient, power coefficient and drift, even though some recent experiments show that even a humidity coefficient should be investigated as it may have considerable influence on the measurement uncertainty. According to that, special measurement setup is applied to investigate that potential dependance.

In order to determine the actual temperature coefficients (TCR), the shunts were compared against L&N set of resistance standards (1 Ω to 10 kΩ) with low TCR using two 6,5 digital multimeters in usual DVM type resistance comparison method. The method is capable to compare two resistors with needed precision with simultaneous triggering. Each shunt was matched with resistance standard with closest nominal resistance to tested shunt. The used DVMs have 24-bit analog to digital converters (ADS1256) and precise voltage reference type ADR421; 2.5 V that can replace usual Keysight 3458A 8,5 digitsmultimeters in DVM method for this purpose. The system to measure shunt TCR consists of two temperature regulated air baths capable to set up temperature in 10–40 °C range independently, DVM resistance method, current reversal module using two SPDT OMRON G5LA-14 5 V power relays controlled by National Instruments 6008 DAQ card, Rigol DP1116A DC power supply with a switchable output up to 16 V/10 A or 32 V/5 A and computer that serves as a controller to fully automate the measurement process. The whole measurement procedure was programmed and automatized using LabVIEW programming language. The fully automated procedure allows measurement to be performed when temperature stabilizes to predefined temperatures of both baths. The TCR measurements have been performed in 18 different temperatures ranging from 18 °C to 39 °C to cover temperature range of shunts. The whole procedure lasts approximately four hours, and each measurement was repeated at least twice to check the repeatability of measurements. To reduce the self-heating during

TCR measurements the shunt is powered to less than 10% of nominal current and the reference resistor is powered to maximum of 100 mW. The reference resistance standard is kept in separate regulated air bath at constant temperature of 23 °C ± 30 mK. The results of TCR measurement for shunts have shown that TCRs for all shunts are in the range from 1,5 μΩ/Ω/°C to 6,2 μΩ/Ω/°C. The total uncertainty contribution of TCR depends on the data fit uncertainty calculated with Gauss-Newton fitting program, non-homogenous air bath temperature and temperature measurement accuracy itself and it is estimated to be 0,5 μΩ/Ω/°C for all shunts.

Power coefficient measurement was conducted in the same setup as described for TCR using one reference resistance standard and one shunt, both enclosed in separate air baths and kept at constant temperature of 23 °C. The main challenge in this setup is to increase the power dissipation of shunt while keeping the power dissipation of standard resistor constant. This was solved by supplying ac current (10 kHz frequency) to the shunt using arbitrary generator (Rigol DG4062) and power amplifier (Rigol PA1011), while keeping dc current passing through standard resistor and shunt constant at 10% of nominal current of measured shunt. In this way it was possible to power shunts (I = 1 A; I = 5 A and I = 10 A) with additional ac current to obtain several measuring points: 50%, 60%, 75%, 90% and 100% of nominal ac shunt current ratings. The reference resistors are powered to maximum of 10 mW during measurement to minimize the heating of reference resistors. In addition, the capacitor is connected on the power amplifier to avoid shunting the resistor shunt with the function generator. Further, voltmeters on reference resistor and shunt are connected through double RC filter used to cancel ac component during dc voltage measurement. The voltmeter measuring the standard resistor does not need to have RC filter as there is no ac current passing through standard resistor but it was added to equalize the input characteristics of both voltmeters.

Drift investigation was conducted in the same setup as for TCR and PCR using one shunt (I = 1 mA, R = 714,29 Ω) and one reference resistance standard (R = 1000 Ω), both enclosed in each air bath and kept at constant temperature of 23 °C. The resistance value of the shunts was measured over a three months period in order to determine the long-term drift. The measurement procedure was repeated several times and consists of approximately three weeks of intensive measurement performed each hour to discern any

day-night pattern from the drift itself. Drift is only measured for shunt resistor with nominal current 1 mA. The calculated drift value is 0,238 μΩ/Ω/year.

In the humidity coefficient measurement setup, standard resistor is kept in enclosed regulated chamber with temperature at 23 °C and shunt with nominal current of 1 A is kept in second thermal chamber with equal temperature of 23 °C where relative humidity has been regulated from 29% up to 85%. Taking all measurement results into account, it can be concluded that there is no significant dependance between humidity and shunt resistance except that dc resistance has changed in the order of about 1 μΩ/Ω/RH% in the case where relative humidity is in ranges higher than standard values of relative humidty in laboratory conditions.

Measurement device is another substantial component in digital sampling wattmeter system. Thus, the most often used instrument is Keysight 3458A which is standard equipment in most today's NMI's. However, National Instruments (NI) cards, i.e. NI 5922 and NI 4461 are also used as well as NI 9239 and NI 9225 types. In the doctoral thesis, the digitzers NI 5922, NI 4461 and Keysight 3458A are tested and compared by its characteristics defined by manufacturer as well as by specially developed measurement setups described in chapters 4 and 5.

In the chapter 4, the digitizers NI 4461 and NI 5922 are compared against the standard for ac measurements i.e. Swerlein's method which is reliable only for small phase shifts since it is originally developed for rms voltage measurements and not for complex voltage measurements. It is important to emphasize that all the analyzed signals were pure sinusoidal i.e. with no presence of harmonics (i.e. distortion factor is 0) and with the highest frequency of 200 Hz. This method, i.e. Swerlein algorithm is applicable on Keysight 3458A. Moreover, multimeter Keysight 3458A is the standard which is widely used in the digital sampling wattmeter application. For test purposes, the same voltage is applied to both DMMs and it is shown that it is possible to measure phase difference with an uncertainty in the order of 2 μrad. On the other hand, the same procedure is repeated for digitizer NI 5922 and it is shown that the uncertainty is in the order of 0,2 μrad which is one size order lower. According to that, phase difference obtained with NI 5922 was considered as reference in the following presented measurement results. Also, digitizer NI 5922 is compared against Swerlein's method

which is standard for rms amplitude measurements to 200 Hz. Results are obtained and all corrections which are made enable to consider NI 5922 as reference for amplitude measurements in this method. Thus, taking all three relevant parameters for electric power into account, the reference digitizer to 200 Hz is NI 5922. Further, this frequency range is expanded to 100 kHz by comparison of digitizer NI 5922 against planar multijunction thermal converter (PMJTC). Respectively, ac-dc transfer difference (δ_{ADC}) is obtained for frequency range from 50 Hz to 100 kHz applying different sampling rates. Regarding mentioned measurement results, NI 5922 is considered as reference on whole frequency range. Besides of that, in the doctoral thesis constraints are also set on the quality of reconstruction of the sampled signal. According to that, value of oversampling ratio (OSR) has to be taken into account. Further, the values of the aperture t_a and the internal sampling interval t_s applied during digitizing are chosen regarding the OSR. According to that, OSR was set to be minimally 5 for each frequency on the whole frequency range.

Regarding the measurement setup in chapter 5, it is built on the basis of a modular PXI system. The digitizers (sampling devices) are NI-PXI5922 (NI 5922), NI-PXI4461 (NI 4461) modules and two Keysight 3458As. Two NI 5922 modules are needed because the board has only one differential channel. The system also includes NI-PXI6653 (NI 6653) timing module which provides precise clock signal to ensure synchronization of digitizers. PFI terminal of NI 6653 module are programmatically synchronized to high precision Direct Digital Synthesis (DDS) clock. Signals which are routed from DDS clock to PFI terminal of NI 6653 are then transferred with usage of SMB (SubMiniature version B) cables and T-pieces to achieve external triggering of sampling devices and to guarantee their synchronization. SMB cables are coaxial cables equipped with special RF (radio frequency) connectors which are suitable for synchronization signal distribution between special inputs of the sampling devices. NI 4461 has delta-sigma analog to digital converter (ADC) type with resolution of 24 bits and maximum sampling rate of 204.8 kS/s. NI 5922 has 24 bits resolution at sampling rate of 500 kS/s while its maximum sampling rate is 15 MS/s. Sampling rates for digitizers NI 4461 and NI 5922 are set to 50 kS/s at frequencies from 50 Hz to 2 kHz. For 4 kHz and 10 kHz, sampling rates are increased to 100 kS/s. Thus, e.g. for input signals frequencies of 10 kHz all three tested devices have same sampling rate of 100 kSa/s because t_s for Keysight 3458As is set to 10 μs.

In addition to that, measurement results have to be processed with correction algorithms. Correction algorithms are used to calculate relevant signal parameters such as amplitude, frequency and phase. Sine fitting algorithms (SFA) such as parameter sine fit techniques (3PSF or 4PSF), Phase Sensitive Frequency Estimation (PSFE) and interpolated discrete Fourier Transform (IpDFT) can be used regarding specific measurement circumstances. Thus, acquisition of measurement data in doctoral thesis was automatized and processed with correction algorithms to obtain relevant electric parameters: voltage amplitude, current amplitude and phase difference between voltage and current. Further, for every measurement method a special application has been programmed to automatize the measurement process and new additional electric components such as relay switch box have been produced.

According to obtained results, the performances and limitations of digitizers as well as their combinations with algorithm or power generation system are presented in Table 5.6. However, application of mentioned algorithms depends on number of samples per signal period which has impacts on the errors of the algorithm. According to that, summarized performances of tested measurement setup and respectively performances of algorithms are described with marks “robust” and “satisfy”. Regarding mentioned marks “robust” or “satisfy”, the “robust” means that in combination with related sampling device there was not any large deviation from reference. On the other hand, “satisfy” means that deviation from reference is observable at exactly one frequency point during measurement with related sampling device. However, taking all the measurement results and related relevant parameters (amplitudes and phase differences) into account, all three correction algorithms have shown significantly large overlapping of estimated results. Relatively low full-scale range of NI5922 can be considered as an disadvantage in application within digital sampling wattmeter. On the other hand, possibility to choose high sampling rates is advantage and practically one may sample input signals with quite large sampling rates, i.e. respecting only Nyquist theorem maximum frequency of input signal can (theoretically) be 7,5 MHz. Thus, the digitizer NI 5922 is optimal choice for measurement application trends that have lately emerged regarding widening of frequency range in electric power measurements. Fairly equal conclusions are for NI4461 except that for frequencies higher than 1 kHz larger phase deviation can be introduced according to measurement results. Also, its highest sampling rate is still low for such

applications. Advantage of digitizer NI 4461 is that only one such module is sufficient for presented high-precision power measurement. Keysight 3458A has shown excellent performances except that regarding mentioned measurement requirements, maximum frequency of the input signal is limited to 10 kHz. Also, Keysight 3458A in sub-sampling digitizing mode has sampling ration of 100 MS/s, but disadvantages of sub-sampling are that the input signal must be periodic (repetitive) and sub-sampling is not a real-time measurement.

Consequently, the voltage and current transducers are characterized in detail and results were compared to get insight into performances of the tested digitizers. The measurement uncertainty has been analysed and based on comparison results, a general strategy for testing sampling devices within the application of the sampling power meter has been proposed. Also, based on sampling devices comparison, advantages and disadvantages of their application have been proposed.

Keywords: current transducer (current shunt), voltage transducer (resistive voltage divider), dc and ac characterization of transducers, precise electric power measurement, power generation system, correction algorithms, sampling power meter.

Sadržaj

1. UVOD 1

2. PREGLED DIGITALNOGA VATMETRA I PRIPADAJUĆIH KOMPONENTI 4

2.1. Različiti tipovi digitalnih vatmetara 5
2.2. Komponente digitalnoga vatmetra 8
2.2.1. Sustav za proizvodnju snage 9
2.2.2. Pretvornici struje 10
2.2.3. Pretvornici napona 15
2.2.4. Mjerni instrumenti (analogno-digitalna pretvorba) 18

3. KARAKTERIZACIJA PRETVORNIKA 23

3.1. Karakterizacija pretvornika struje 23
3.1.1. Određivanje temperaturnog koeficijenta (TCR-a) 24
3.1.2. Određivanje koeficijenta snage (PCR-a) 32
3.1.3. Mjerenje stabilnosti shunta tijekom vremena (drifta) 35
3.1.4. Mjerenje ovisnosti otpora shunta o koeficijentu vlažnosti 35
3.2. Ac-dc karakterizacija pretvornika struje 37
3.2.1. Mjerenje ac-dc razlike preciznih strujnih otpornika (shuntova) kaveznog oblika 39
3.2.2. Mjerna procedura i rezultati mjerenja ac-dc razlike pretvornika struje 41
3.2.3. Relejna kutija 46
3.3. Ispitivanje pretvornika napona 51

4. KARAKTERIZACIJA MJERNIH INSTRUMENATA VISOKE RAZLUČIVOSTI 54

4.1. Karakterizacija mjernih instrumenata temeljena na kalibraciji s termičkim pretvornikom i Swerleinovim algoritmom 54
4.1.1. Mjerna metoda i mjerna oprema 54
4.1.2. Mjerni rezultati 57
4.1.3. Mjerna nesigurnost rezultata mjerenja 63
4.2. Analiza preliminarnih rezultata digitalnoga vatmetra 65
4.2.1. Mjerna nesigurnost 68

5. USPOREDBA MJERNIH INSTRUMENATA U SKLOPU DIGITALNOGA VATMETRA 71

5.1. Odabir algoritama za korekciju 71

5.2. Mjerni postav ... 73
5.2.1. Sustav za proizvodnju snage ... 74
5.2.2. Pretvornici ... 75
5.2.3. Mjerni instrumenti ... 75
5.2.4. Povezivanje uređaja ... 78
5.3. Rezultati mjerenja pri frekvencijskom opsegu 50 -500 Hz ... 81
5.3.1. Rezultati mjerenja pri frekvencijskom opsegu 1 kHz -10 kHz ... 91
5.4. Mjerna nesigurnost digitalnoga vatmetra ... 94
6. ZAKLJUČAK ... 99
LITERATURA: ... 102
Popis oznaka ... 111
PRILOZI ... 114
Računalni programi: ... 114
O AUTORU: ... 117
POPIS RADOVA AUTORA: ... 118
ABOUT THE AUTHOR: ... 119

1. Uvod

Električna snaga se precizno mjeri najčešće u sklopu laboratorijskih mjerenja u nacionalnim mjeriteljskim institutima. Stalni razvoj mjernih instrumenata i elektroenergetskog sustava u cjelini podrazumijeva i razvoj nove opreme za umjeravanje istih. U skladu s time, potrebno je razvijati nove sklopovske i programske komponente koje će zadovoljiti sve postavljene zahtjeve za precizno mjerenje električne snage odnosno s time povezane parametre kvalitete električne energije.

Budući da se u svrhu preciznog mjerenja električne snage koristi digitalni vatmetar koji se sastoji od određenih sklopovskih i programskih komponenti onda je potrebno razvijati i u detalje karakterizirati takve komponente. Digitalni vatmetar se sastoji od sljedećih komponenti:

- Sustav za proizvodnju snage
- Pretvornik struje
- Pretvornik napona
- Mjerni instrument
- Algoritmi za korekciju.

U sklopu ove doktorske disertacije naglasak je na karakterizaciji pretvornika struje i napona i na međusobnoj usporedbi mjernih instrumenata prema mjernim karakteristikama u sklopu digitalnoga vatmetra.

Doktorska disertacija započinje s analizom digitalnog vatmetra u pogledu trenutnih dostignuća pojedinih nacionalnih mjeriteljskih instituta i laboratorija koji se bave razvojem i potencijalnim poboljšanjima digitalnoga vatmetra. Naveden je pregled digitalnih vatmetara prema relevantnoj znanstvenoj literaturi što uključuje pregled upotrijebljenih komponenti. Osim toga, takav pregled uključuje i analizu mjernih mogućnosti i dosega u smislu iznosa napona, struje koje može mjeriti i frekvencijskog opsega te analizu ukupne točnosti odnosno procjenu mjerne nesigurnosti. Također, navode se određene posebnosti i primjene pojedinih sklopovskih komponenti te su u skladu s time navedene informacije o komponentama digitalnoga vatmetra razvijenog u laboratoriju na FER ZOEEM-u.

Nakon toga se pristupilo karakterizaciji pretvornika struje odnosno napona. Prilikom razrade karakterizacije pretvornika struje i napona naglasak je stavljen na opis mjernih metoda i upotrijebljene mjerne opreme za ispitivanje uz prikaz slika za jasniju predodžbu. Osim toga,

opisane su mjerne procedure i programske aplikacije kojima su automatizirana mjerenja. Programske aplikacije su razvijene u LabVIEW programskom okruženju koje omogućuju izradu svojevrsnog SCADA (eng. *Supervisory Control and Data Acquisition*) sustava za *in situ* primjenu.

Jedan od preduvjeta za poboljšanje etalona električne snage uključuje karakterizaciju strujnih shuntova u pogledu istosmjernih (dc) i izmjeničnih (ac) parametara i to za različite frekvencijske i strujne opsege. Istosmjerna (dc) karakterizacija uključuje mjerenje temperaturnog koeficijenta (TCR-a), koeficijenta snage (PCR-a), stabilnosti tijekom vremena (drift) te u najnovije vrijeme i provjeru tj. mjerenje ovisnosti otpora strujnog shunta o koeficijentu vlažnosti (RH). Sva navedena mjerenja podrazumijevaju i primjenu prikladnih mjernih metoda za određivanje tih parametara te su detaljno opisana u nastavku doktorske disertacije. Također, svi karakterizirani mjerni parametri su i teoretski istraženi i objašnjeni na način da se analizirao njihov izvor i utjecaj kako bi se stekao jasniji dojam o prirodi samog parametra. Sva navedena mjerenja su provedena s dostupnom mjernom opremom u sklopu našeg mjernog laboratorija na FER ZOEEM-u, a bitno je naglasiti da su zbog zahtjeva određenih mjerenja razvijene komponente poput temperaturnih komora i relejne kutije.

Karakterizacija pretvornika napona opisana je mjerenjem točnog omjera naponskog djelila uz definiranje ostalih karakteristika koje su prethodno odrađene u sklopu HRZZ projekta „Mjeriteljska infrastruktura za pametne mreže“. Za svaki rezultat je procijenjena i navedena mjerna nesigurnost. Mjerenja su provođena s dostupnom mjernom opremom u sklopu mjernog laboratorija na FER ZOEEM-u. U istom okviru i potporom navedenog HRZZ projekta omogućena je izrada ove doktorske disertacije.

Nakon što su obje vrste pretvornika ispitane i određene njihove karakteristike, povezane su sve komponente u sustav digitalnog vatmetra. Tako razvijene komponente te dostupne i kompatibilne komercijalne komponente poput kalibratora koji služi kao sustav za proizvodnju snage te tri vrste mjernih instrumenata su povezane u digitalni vatmetar te se krenulo s prvim preliminarnim mjerenjima električne snage. Dodatni mjerni uređaji i mjerne tehnike su ispitani kako bi se dobile dodatne karakteristike i usporedbe mjerenja izmjeničnih električnih signala. Tako su mjereni izmjenični signali u odnosu na referentne termičke PMJTC (eng. *Planar Multijunction Thermal Converter*) pretvornike, a to je detaljno opisano u četvrtom poglavlju ove doktorske disertacije.

Završna faza rada obuhvaća precizno mjerenje električne snage digitalnim vatmetrom sastavljenim od svih prethodno ispitanih komponenti. Razvijena je mjerna metoda kojom se

utvrdila međusobna usporedba mjernih instrumenata u sklopu digitalnoga vatmetra. Poseban naglasak je stavljen na njihovu međusobnu sinkronizaciju i ulazne impedancije mjernih instrumenata. Nakon prikupljanja mjernih uzoraka, rezultati su obrađeni s tri različite vrste algoritama za korekciju koji čine programsku komponentu digitalnoga vatmetra. U konačnici je analizirana mjerna nesigurnost cjelokupnog razvijenog digitalnoga vatmetra i sukladno tome njegove mogućnosti i dosezi u preciznom mjerenju električne snage. U zaključku su izneseni najvažniji ostvareni doprinosi kao rezultat znanstvenog istraživanja u sklopu doktorske disertacije.

2. Pregled digitalnoga vatmetra i pripadajućih komponenti

Sustav za precizno mjerenje snage se obično sastoji od sljedećih komponenti: sustava za proizvodnju snage, tj. strujni i naponski izvor (npr. kalibrator), pretvornika napona i struje (induktivno ili otporničko dijelilo, strujni shunt, strujni transformator, itd.), uređaja za A/D pretvorbu (DAQ kartice, digitalni multimetri, itd.), te programskog razvojnog okruženja (npr. *LabVIEW* (eng. *Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*) za procesiranje podataka s primjenom određenih algoritama (npr. *Swerlein*, DFT, itd.). Svaku od navedenih komponenti potrebno je detaljno analizirati jer doprinosi konačnom proračunu mjerne nesigurnosti.

Mjerenje električne snage zahtijeva osim mjerenja veličina napona i struje također i mjerenje faznog kuta između naponskog i strujnog signala kako bi se dobila konačna vrijednost električne snage. Norma IEEE Standard 1459^{TM} – 2010, koja je trenutno aktivna, propisuje univerzalnu definiciju električne snage i energije za sinusoidalne uvjete. Izrazi za snagu se definiraju preko efektivnih vrijednosti (RMS- eng. *root mean square*) napona i struje [1]:

$$I_{\mathrm{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)\,dt} \tag{2.1}$$

$$U_{\mathrm{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2(t)\,dt} \tag{2.2}$$

Norma IEEE 1459 podrazumijeva da sinusne funkcije napona i struje imaju jednaku frekvenciju, a različit fazni pomak φ. U skladu s time, dani su izrazi za radnu, reaktivnu (jalovu) i prividnu snagu:

$$P = U_{\mathrm{RMS}} \cdot I_{\mathrm{RMS}} \cdot \cos(\varphi) \tag{2.3}$$

$$Q = U_{\mathrm{RMS}} \cdot I_{\mathrm{RMS}} \cdot \sin(\varphi) \tag{2.4}$$

$$S = U_{\mathrm{RMS}} \cdot I_{\mathrm{RMS}} \tag{2.5}$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \tag{2.6}$$

Uz navedeno, bitno je spomenuti faktor snage (7) koji predstavlja omjer aktivne i prividne snage:

$$\lambda = \frac{P}{S} \tag{2.7}$$

Ako su uvjeti sinusoidalni, tj. napon i struja su sinusne funkcije, faktor snage se može dobiti i iz izraza (8):

$$\lambda = \cos(\varphi) \tag{2.8}$$

Međutim, neidealne komponente i neidealna opterećenja u realnim uvjetima uzrokuju distorzije, tj. struje i naponi će biti nesinusoidalni i sadržavati harmonike [2]. Ipak, u većini slučajeva funkcije struje i napona će biti periodične funkcije s osnovnom frekvencijom 50 Hz, pa se stoga snaga može definirati i preko Fourierovog reda (9):

$$P = \sum_n U_n I_n \cos\varphi_n \tag{2.9}$$

gdje je n član za koji postoje harmonici struje i napona, a φ_n razlika u fazi između U_n i I_n.

Za periodične nesinusoidalne signale, prividna snaga je (10):

$$S = \sqrt{\sum_n {U_n}^2 \sum_n {I_n}^2} \tag{2.10}$$

Što se tiče nesinusoidalnih uvjeta, postoji nekoliko prijedloga za jalovu snagu, a značajno je spomenuti definiciju koju je uveo Budeanu [3], a odobrena je i u IEEE normi (11):

$$Q = \sum_n U_n I_n \sin\varphi_n \tag{2.11}$$

Budeanu je definirao faktor distorzije (D) pomoću kojeg se određuje odnos između prividne, radne i jalove snage (12):

$$D^2 = S^2 - P^2 - Q^2 \tag{2.12}$$

Ako su uvjeti sinusoidalni, iznos faktora distorzije (D) je nula jer se uglavnom sastoji od vektorskog umnoška napona i struje harmonika [4].

2.1. Različiti tipovi digitalnih vatmetara

Precizno mjerenje električne snage se najčešće provodi u nacionalnim mjeriteljskim institutima (NMI) ili u relevantnim mjeriteljskim laboratorijima u sklopu sveučilišnih institucija. U tu svrhu se koristi i digitalni vatmetar, pa tako postoje i njegove različite izvedbe u pojedinim institutima. Analizom dostupnih znanstvenih radova na tu temu tj. analizom onih radova u kojima su eksplicitno navedene karakteristike pripadajućih vatmetara, u sljedećoj tablici (Tablica 2.1.) je prikazana usporedba digitalnih vatmetara.

Tablica 2.1 Usporedba digitalnih vatmetara prema izvedbi u različitim laboratorijima

Laboratorij	**SP (RISE) (Švedska)**	**INTI (Argentina)**	**(Sveučilište u Palermu) Italija**	**(CMI) Češka**	**(Sveučilište u Malagi) Španjolska**
Naponski i strujni opseg	50mV-1000V; 5mA-100A	120V/1A	10-240 V_{rms}, 2-20 A_{rms} [11] ili 120 V/ 5A [12]	12-560 V; 10mA-20A	220 V–380V, 0,5 – 5 A ili Pri 60V/4A
Frekvencijski opseg	15 Hz – 5 kHz (20 kHz)	pri 50 Hz	40 Hz – 20 kHz [11] ili pri 53 Hz [12]	Pri 50 Hz prikazano na slici Fig.3. u [13]	Pri 53 Hz
Harmonici	Moguće mjeriti do 30.-og harmonika	Moguće mjeriti harmonike [9]	Moguće mjeriti do 50.-og harmonika	Nije navedeno, upotrijeblj-en Fluke 6100A kao sustav za proizvodnju snage	Moguće mjeriti do 50.-og harmonika za naponski kanal i do 30.-og za strujni [14]
Točnost, mjerna nesigurnost	60 ppm uz mjernu nesigurnost od 2σ [2]	25 μW/VA	<15 ppm uz mjernu nesigurnost od 1σ [12]	Upotrijebljena Monte-Carlo metoda za prikaz mjerne nesigurnosti [13]	~10 ppm razlika u odnosu na nacionalni etalon el. snage
Sustav za proizvodnju snage	ZERA *Meter Test Board* ED 7441	ZERA VCS320 ili Fluke 6100A	Fluke 5720A	Fluke 6100A	Fluke 6100A
Mjerni instrumenti	HP3458A	HP3458A	Mjerne kartice NI9239 i NI9225	Mjerne kartice NI 5922	HP3458A
Algoritmi za korekciju	FFT, DFT	Algoritam iz znanstvenog rada [12]	FFT [11], Algoritam iz znanstvenog rada [12]	DFT	DFT, DI (eng. *Discrete Integration*), 3PSF i 4 PSF

Digitalni vatmetri u Tablici 2.1 su uspoređeni prema upotrijebljenoj komponenti sustava za proizvodnju snage, upotrijebljenom mjernom instrumentu kao i prema mjernom dosegu pojedine izvedbe digitalnoga vatmetra.

Naponski i strujni opseg ponajprije ovisi o sklopovskim komponentama, naponskom pretvorniku za naponski opseg te strujnom pretvorniku za strujni opseg. Također, navedena karakteristika može ovisiti i o ulaznom mjernom opsegu instrumenta koji se koristi.

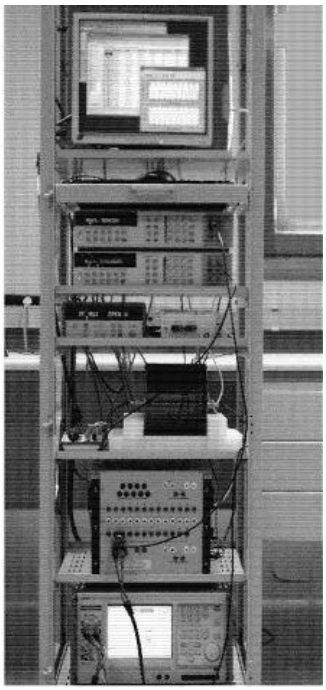
To se posebice odnosi na izvedbe u kojima se npr. uopće ne koristi pretvornik struje i/ili napona. U tom slučaju mogućnost mjerenja veličine napona ili struje direktno ovisi o ulaznom mjernom opsegu instrumenta jer nema sklopovskih komponenti koja smanjuju napon. Ako se granice mjernog opsega promatraju iz perspektive generiranja signala, što je slučaj u laboratorijskim mjerenjima u odnosu na npr. stvarna mjerenja u električnoj mreži, onda su te granice izravno ovisne o mogućnostima sustava za proizvodnju snage. Što se tiče frekvencijskog opsega, za pojedine izvedbe digitalnih vatmetara navedeno je samo mjerenje pri osnovnoj frekvenciji od 50 Hz, dok se za neke izvedbe navodi i mjerenje pri visokim frekvencijama kao npr. za SP (današnji *RISE*) institut u Švedskoj ili za laboratorij u Italiji na Sveučilištu u Palermu. Osim toga, u literaturi se mogu pronaći i znanstveni radovi u kojima su se neke od komponenti digitalnoga vatmetra ispitivale do 1 MHz. Prema znanstvenoj literaturi iz tog područja okviran frekvencijski opseg je do 100 kHz [5][6]. Također, vidljive su i današnje tendencije proširenja opsega do 1 MHz [7][8]. Sve izvedbe imaju mogućnost generiranja i mjerenja harmonika. Generiranje harmonika ovisi direktno o upotrijebljenom sustavu za proizvodnju snage odnosno o njegovim mogućnostima generiranja viših članova harmonika. Upotrijebljeni sustav koji je bio na raspolaganju prilikom istraživanja u sklopu ovog doktorskog rada je kalibrator snage Calmet C300 koji ima mogućnost generiranja do 60.-og harmonika osnovne frekvencije 50 Hz. Za usporedbu, upotrijebljeni Fluke 6100A iz Tablice 2.1. može proizvesti članove do 120.-og harmonika osnovne frekvencije 50 Hz [10].

Iz prikazanih podataka u tablici, može se uočiti da je mjerni instrument HP3458A prisutan u svim izvedbama digitalnoga vatmetra osim kod izvedbe laboratorija u Italiji [11] gdje su korištene mjerne kartice NI 9239 i NI 9225 čime je pokazano da je precizno mjerenje električne snage moguće provoditi i s instrumentima koji imaju nižu cijenu a da pri tome točnost odnosno mjerna nesigurnost bude unutar zadovoljavajućeg opsega. Digitalni voltmetar HP3458A predstavlja standardnu opremu gotovo svakog certificiranog mjernog laboratorija. Češki Nacionalni mjeriteljski laboratorij koristi izvedbu s dvije NI 5922 kartice [13]. Navedene mjerne nesigurnosti su dobivene na različite načine npr. usporedbom sa standardnim etalonom

snage (Španjolska) ili procjenom odnosno zbrajanjem doprinosa mjernih nesigurnosti pojedinih komponenti sustava. U tom slučaju, mjerna nesigurnost itekako ovisi o dosljednoj analizi i korektnosti prilikom određivanja doprinosa svake pojedine komponente sustava. Također, bitno je naglasiti da se kod izvedbe digitalnoga vatmetra u institutu SP u Švedskoj mjerna nesigurnost prikazana u tablici odnosi na frekvenciju 50 Hz [2]. Pri frekvenciji 20 kHz navedeno je da mjerna nesigurnost iznosi 600 ppm. Što se tiče, algoritama za korekciju, najčešće korišteni je DFT (eng. *Discrete Fourier algorithm*) algoritam. Drugi tipovi algoritama za korekciju biti će detaljnije spomenuti u potpoglavlju 5.1. doktorske disertacije.

2.2. Komponente digitalnoga vatmetra

Budući da su precizna mjerenja električne snage izvode u laboratorijima onda je potrebno generirati signale napona odnosno struje. Ta komponenta se naziva precizni kalibrator snage ili precizni kalibrator napona odnosno struje. Prilikom mjerenja električne snage, ulazne veličine amplituda naponskih signala često mogu iznositi nekoliko stotina volti ili više te od nekoliko ampera do više stotina ampera za strujne signale. Stoga su potrebni pretvornici struje odnosno napona kako bi velike iznose napona odnosno struje pretvorili u iznose prihvatljive za mjerenje mjernim instrumentima. Nakon što izmjerimo sve potrebne veličine, mjerni podaci se dalje obrađuju algoritmima za korekciju. Na slici 2.1 je primjer izgleda digitalnog vatmetra nakon što su pripadajuće komponente međusobno povezane.



Slika 2.1 Primjer izgleda digitalnoga vatmetra na Sveučilištu u Malagi (Španjolska) sa svim komponentama povezanim u cjelinu [14]

Sve navedene komponente povezane u jedan sustav zapravo predstavljaju digitalni vatmetar. Također, svaka od tih komponenti zahtijeva detaljnu karakterizaciju kako bi se u konačnici mogle odrediti mjerne karakteristike digitalnoga vatmetra. Pojedine komponente digitalnog vatmetra su u narednim potpoglavljima objašnjene i analizirane..

2.2.1. Sustav za proizvodnju snage

Ova komponenta služi za generiranje naponskih odnosno strujnih signala čije se amplitude mogu definirati s određenom točnosti i mjernom nesigurnosti. Tako pojedini instituti poput PTB-a (*Physikalisch-Technische Bundesanstalt*) u Njemačkoj i NIST-a (eng. *National Institute of Science and Technology*) u Sjedinjenim Američkim Državama detaljno razvijaju i analiziraju ovu komponentu, dok npr. već spomenuti institut SP (RISE) (eng. *Swedish National Testing and Research Institute*) u Švedskoj koristi neki od postojećih komercijalnih kalibratora snage [2].

Sustav za proizvodnju električne snage treba zadovoljiti određenu točnost (< 1000 ppm), nisku mjernu nesigurnost (10^{-7}) i određeni frekvencijski spektar. Tako, u PTB-u dvokanalni AC izvor generira sinusne napone U_A i U_B pomoću signala takta f_{Clock}, a fazni pomak između njih, γ može biti izabran proizvoljno između 0° i ± 180° (u jednom koraku promjena od 1,5°). Maksimalni napon i struja koju takav sustav može proizvesti je 120 V i 5 A. Sustav karakterizira velika stabilnost amplitude napona i struje < $0{,}5 \cdot 10^{-6}$ [15]. Uz navedeno, prošlih godina se u PTB-u istraživalo o programabilnom Josephsonovom standardu etalona napona (PJVS) koji radi kao digitalno-analogni pretvornik i generira precizne valne oblike s nesigurnošću manjom od $1 \cdot 10^{-7}$. Dakle, ovakva izvedba s Josephsonovim sintetizatorom valnog oblika doprinosi smanjenju nesigurnosti za mjerenje radne, jalove i prividne snage pri 120 V i 5 A [16]. Također, PTB koristi i termičke pretvarače kako bi dodatno smanjio mjernu nesigurnost za mjerenje AC snage na 2.5 μW/VA (k=2) [17]. Nadalje, što se tiče vrijednosti amplituda koje može proizvesti sustav u NIST-u, za napon je najveći iznos do 120V efektivne vrijednosti (RMS) i za struju do 5 A efektivne vrijednosti (RMS) za frekvencijski opseg 50-400 Hz. Ovakav pristup zahtijeva generator signala visokih performansi, te je razvijen novi višekanalni generator s izrazito malim šumom amplitude i faze, malom distorzijom i 24 bitnom amplituda/faza razlučivošću. Navedena mjerna nesigurnost sustava pri 60 Hz je manja od 2 μW/VA (k=1) [18]. Upotrijebljen je PJVS za proizvodnju sinusnih valnih oblika napona kako bi se doprinijelo smanjenju svih pogrešaka izvora i smanjila mjerna nesigurnost PJVS sintetiziranja na razinu 10^{-8} [19]. U NRC-u (*National Research Council of Canada*) u Kanadi

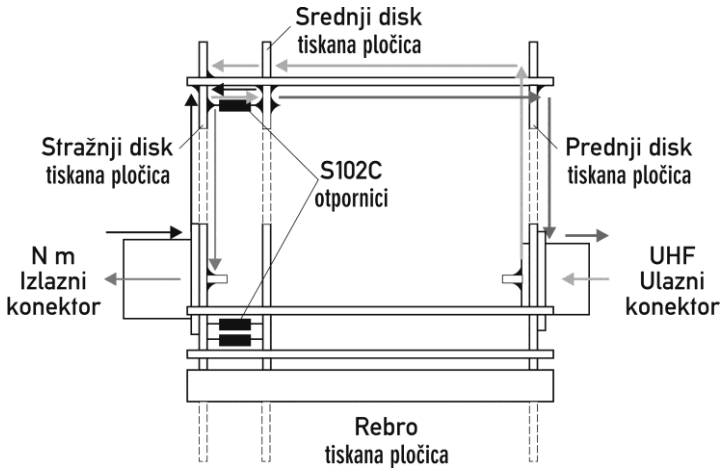
se također koristi PJVS za proizvodnju AC napona u kvantnom sustavu za proizvodnju ac snage [20]. Također, vrijedi spomenuti da su neke kompanije proizvele potpuno sljedivi ac izvor napona koristeći najnovije DAC tehnologije uz točnost reda 10 ppm. Međutim, taj proizvod ima ograničenu upotrebu za mjerenje snage jer ima ograničen maksimalni izlazni napon iznosa 7 V RMS [21].

Do sada su navedene upotrebe PJVS-a kao sustava za proizvodnju snage. Međutim, u laboratorijima koji nemaju PJVS, obično se koriste komercijalni kalibratori snage ili višefunkcijski kalibratori kao izvori napona i struje (npr. Fluke 5720A) koji imaju točnost ± (45 ppm od izlaznog ac napona + 50 μV) za naponsku razinu do 22 V i ± (52 ppm od izlaznog ac napona + 0,6 mV) za naponsku razinu do 220 V, te za frekvencije od 40 Hz do 20 kHz [11]. U češkom Mjeriteljskom institutu (CMI) koristi se kalibrator snage Fluke 6100A koji može dati signale napona i struje s višestrukim harmonicima i faznim pomacima [13]. Navedeni kalibrator daje čistu sinusoidu do 1000 V i struju do 20 A uz točnost 100 ppm (0,01 %) [10]. Brazilski mjeriteljski institut (INMETRO) kao kalibrator koristi Rotek 8000 za dobivanje napona iznosa do 700 V i struja do 50 A. Njegova točnost je 100 ppm, fazni kut od +180° to -180° i frekvencijski opseg 25 - 1000 Hz. Koriste se i trofazni kalibratori poput Fluke 6003A, Calmet C300, te Meatest M133C. Točnost Fluke 6003A za snagu iznosi ± 375 ppm, a za fazu 0,01° [22]. Calmet C300 i Meatest M133C imaju nešto lošije točnosti od Fluke 6003A [23] [24]. Prilikom istraživačkog rada u sklopu ove doktorske disertacije upotrijebljen je spomenuti Calmet C300 u jednoj od varijanti digitalnoga vatmetra i to za frekvencijski opseg 50 – 500 Hz. U drugoj varijanti je upotrijebljen Transmile 3050A kao kalibrator za naponski kanal te funkcijski generator NI 5442 u kombinaciji sa strujnim pojačalom TOE 7621 [25] i to za frekvencijski opseg 500 – 10000 Hz što je detaljno opisano u petom poglavlju u postupku usporedbe mjernih instrumenata u sklopu digitalnoga vatmetra.

2.2.2. Pretvornici struje

Pretvornici struje služe pretvaranju signala struje u signal napona i iznimno su bitna komponenta digitalnoga vatmetra. Upravo takvu funkciju ima i strujni shunt. Dva osnovna tipa konstrukcije strujnih shuntova su: konstrukcija s više paralelno spojenih otpornika (koaksijalni shunt) u kaveznom (cilindričnom) obliku ili u pravokutnom obliku, te konstrukcija s metalnim folijama (uglavnom manganinske i bakrene folije). Kod koaksijalnih strujnih shuntova u cilindričnom (kaveznom) obliku struja protječe od ulazne ploče (diska) preko rebrastih šipki (tzv. rebra) do paralelno spojenih otpornika (npr. *Vishay S102C*) na izlaznom disku kao što se

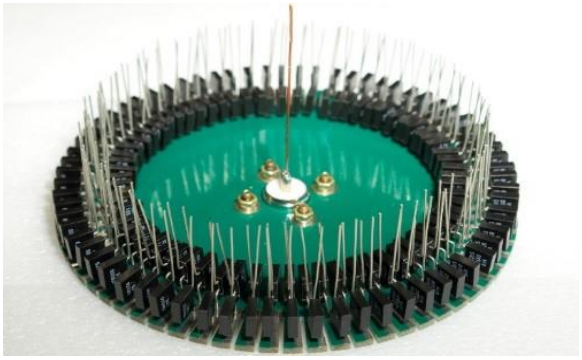
može vidjeti na slici 2.2. koja prikazuje njihovu konstrukciju [26]. *Vishay S102C* su otpornici visoke preciznosti, temperaturnog koeficijenta iznosa ± 2.0 ppm/°C te zadovoljavajućih svojstava niskog iznosa induktiviteta, kapaciteta i koeficijenta snage. Odlikuju se dobrom stabilnošću i niskom razinom šuma [27]. Specifična konstrukcija koaksijalnog shunta u kaveznom obliku doprinosi zadovoljenju svih kriterija i zahtijeva za tu komponentu i prikazana je na slici 2.2. Parametri koje treba osigurati prilikom razvoja strujnih shuntova su nizak vlastiti kapacitet i induktivitet za široki strujni opseg, smanjenje lutajućih magnetskih polja, homogenu disipaciju snage kao i smanjenje skin-efekta. To se postiže prethodno navedenim konstrukcijama a također i uporabom materijala s niskim dielektričnim gubicima, te posebnim vrlo preciznim SMD (eng. *surface-mounted*) otpornicima, niskog induktiviteta. Materijal koji je upotrijebljen za izradu strujnih shuntova je FR4 *fiberglass-epoxy* PCB materijal. Shuntovi se sastoje od tri cilindrična PCB elementa (tri diska) zatim od određenog broja poprečnih rebara i otpornika. Na shuntu su dva konektora N-tipa, na ulaznoj i izlaznoj strani shunta. Struja teče od ulaznog diska preko poprečnih rebara prema međusobno paralelno povezanim otpornicima koji se nalaze na izlaznom disku. Potom se strujni krug povratno zatvara preko druge strane poprečnih rebara [28]. Time se postiže uravnoteženje strujnih petlji s tokom struje u suprotnim smjerovima s ciljem minimizacije međuinduktiviteta [29]. Ulazni disk je razmaknut od druga dva izlazna diska duljinom poprečnih rebara. Ovakva konstrukcija minimizira induktivnu vezu između ulaznog i izlaznog strujnog kruga shunta [26]. Detalji konstrukcije takvog shunta su prikazani na sjedećoj slici:



Slika 2.2 Konstrukcijski detalji strujnog shunta (kavezni oblik) [30]

Prije same proizvodnje strujnih shuntova nužno je napraviti kvalitetan model u kojem se definiraju dimenzije pojedinih elemenata kaveznog shunta poput debljine PCB materijala, dužine i širine poprečnih rebara te polumjer diska. Proračun takvog modela je moguće napraviti

numeričkim postupcima npr. metodom momenata (eng. *Method of Moments* (*MoM*)) u programskim alatima kao što je MATLAB. Koristeći navedenu metodu izračunati su kapacitet i induktivitet poprečnih rebara dok se veličinu diskova nastojalo izabrati što je moguće manju. Mjerena je i dielektrična konstanta PCB materijala na širokom frekvencijskom opsegu koristeći LCR-most i dva pravokutna uzorka. U tu svrhu su napravljena dva kondenzatora s paralelnim pločama od FR4 materijala. Prvi kondenzator je imao debljinu 1 mm dok je drugi imao debljinu od 2 mm. Poprečno rebro je dimenzije 137mm x 148mm i debljine 1 mm te je izmjeren kapacitet koristeći Rohde&Schwarz (Hameg) HM8118 LCR most. Kapacitet je iznosio 890,5 pF pri frekvenciji 1 kHz uz točnost od 0,11 % definiranom od proizvođača pri navedenim iznosima impedancije i frekvencije. Izmjerena dielektrična konstanta materijala poprečnih rebara iznosi 4,96. Što se tiče diskova, njihova debljina je 2 mm i izrezan je uzorak dimenzija 157 mm x 168 mm te je izmjeren kapacitet od 565,21 pF pri frekvenciji 1 kHz uz točnost od 0,12 % definiranom od proizvođača proizvođača pri navedenim iznosima impedancije i frekvencije. Dobivena je dielektrična konstanta diskova iznosa 4,84. Na slici 2.3 se može vidjeti kako izgledaju neki od elemenata shunta prilikom procesa sastavljanja i proizvodnje.



Slika 2.3 Dva reda Vishay otpornika na jednom od diskova shunta nazivne struje 10 A

Spomenutu konstrukciju s više paralelno spojenih SMD otpornika u pravokutnom obliku imaju strujni shuntovi izrađeni u norveškom Nacionalnom mjeriteljskom institutu, Justervesenetu (JV). Uz navedene tipove konstrukcije iznimno je bitno odrediti karakteristike strujnih shuntova koje se dijele na istosmjerne (dc, eng. *direct current*) i izmjenične (ac, eng. *alternating current*) karakteristike. U ovoj doktorskoj disertaciji posebna je pozornost posvećena upravo karakterizaciji pretvornika kao komponente digitalnog vatmetra a to je detaljno opisano u trećem poglavlju gdje se opisuju upotrijebljene mjerne metode prilikom postupka karakterizacije [31]. Glavne istosmjerne karakteristike su nizak temperaturni koeficijent (TCR) kao i nizak koeficijent disipirane snage (PCR) te dobra stabilnost tijekom vremena (tzv. drift). Uz to, bitno je utvrditi pogrešku faznog kuta kao i tzv. ac-dc razliku (eng.

ac-dc transfer difference) strujnog shunta. Spomenuti strujni shuntovi izrađeni u JV-u su karakterizirani u Nizozemskoj, a dobivene vrijednosti TCR-a su < 9 μΩ/Ω/°C za cijeli opseg nazivnih struja shuntova. Također, vrijednosti PCR-a za izmjerene shuntove su < 4 μΩ/Ω/W [32]. U Češkom mjeriteljskom institutu (CMI) su mjereni shuntovi dviju različitih konstrukcija, prvi kavezni shuntovi izrađeni u CMI-u, a drugi shuntovi s folijom, izrađeni u austrijskom institutu (BEV). Za usporedbu ova dva tipa konstrukcije, mogu se spomenuti podaci dobiveni za shuntove s manganinskom folijom koji su imali TCR u intervalu od -2,8 μΩ/Ω/°C do + 8 μΩ/Ω/°C. A izmjerene vrijednosti PCR-a za shuntove s folijom (eng. *foil shunts*) su < ± 4 μΩ/Ω/W dok su za shuntove s paralelno spojenim otpornicima vrijednosti PCR-a < ± 1,5 μΩ/Ω/W [33]. Također, osim prethodno spomenutih pretvornika struje, u NIST-u se npr. koristi temperaturno-kontrolirani strujni shunt koji služi za pretvaranje struje 5 A RMS u napon 0,5 V RMS. Temperaturna kontrola spomenutog shunta ograničava promjenu dc otpora na manje od 1,1 μΩ/Ω za primijenjene struje od 0,3 do 10 A [34][35].

Osim toga, može se spomenuti da se ponekad u svrhu pretvornika struje koristi strujni transformator, takav pretvornik struje npr. koriste u INMETRO-u jer su postavljena ograničenja i zahtjevi za mjerenje isključivo sinusnih struja mrežne frekvencije. No, tu se ipak radi o stvarnim mjerenjima na električnoj mreži. Takav strujni transformator osigurava mjerenja struja od 250 mA do 60 A. Struja sekundara transformatora je 100 mA te uz primjenu etalonskih otpora od 2 × 10 Ω ili 2 × 20 Ω, napon na izlazu je 1 V ili 2 V [36].

Kao što se može zaključiti iz prethodnih primjera, pojedini laboratoriji sami konstruiraju i razvijaju pretvornike struje no dakako da postoje i komercijalne izvedbe strujnih shuntova. Tako je talijanski istraživački tim sa Sveučilišta u Palermu koristio npr. precizni strujni shunt Fluke A40B nazivne struje 20 A i točnosti ± 43 μA/A i faznog pomaka < 0,008° za frekvencije do 1 kHz [11][37].

U svrhu izrade ove doktorske disertacije, na Fakultetu elektrotehnike i računarstva u Zagrebu konstruiran je set koaksijalnih strujnih shuntova u kaveznom obliku i prikazan je na sljedećoj slici (Slika 2.4.). Osim toga, slika prikazuje i dva standarda termičkih pretvornika (PMJTC) čiji konektori odgovaraju strujnim shuntovima te se mogu lako povezati u svrhu tzv. ac-dc *transfer difference* mjerenja koje je opisano poglavlju 3.2.



Slika 2.4 Kompletan set koaksijalnih shuntova [31]

Matematički izraz za struju mjerenu pomoću strujnog shunta koja se zapravo može dobiti mjerenjem pada napona na shuntu dan je jednadžbom:

$$I_m = \frac{U_\mathrm{s} \cdot (1 + \delta_\mathrm{A} + \delta_\mathrm{sv} + \delta_\mathrm{res} + \delta_\mathrm{le})}{R_\mathrm{s} \cdot (1 + \delta_\mathrm{Rs} + \delta_\mathrm{drift} + \delta_\mathrm{ac-dc} + \delta_\mathrm{tcr} + \delta_\mathrm{pcr})} \tag{2.13}$$

gdje je U_s izmjereni izmjenični (ac) napon na shuntu, a R_s istosmjerni (dc) otpor shunta. Iz izraza (2.13) je očito koje su sve potrebne korekcije kako bi se shuntu mogle detaljno odrediti karakteristike. Tako, koeficijenti u brojniku izraza (2.13) su korekcije (korekcije zbog ponovljivosti mjerenja δ_A, devijacije δ_Rs, razlučivosti voltmetra δ_res i efekta opterećenja δ_le vezane uz mjerenje izmjeničnog (ac) napona voltmetrom. Prilikom karakterizacije strujnog shunta od posebnog interesa su koeficijenti u nazivniku, a vezani su uz korekcije otpora shunta:

δ_A korekcija zbog ponovljivosti mjerenja izmjeničnog (ac) napona (pretpostavlja se da ima iznos 0 unutar mjerne nesigurnosti $u(\delta_\mathrm{A})$ koja prati funkciju normalne razdiobe).

δ_sv korekcija zbog odstupanja (ac) voltmetra (pretpostavlja se da ima iznos 0 unutar mjerne nesigurnosti $u(\delta_{sv})$ koja prati funkciju normalne razdiobe).

δ_res korekcija zbog razlučivosti referentnog (ac) voltmetra (pretpostavlja se da ima iznos 0 unutar mjerne nesigurnosti $u(\delta_{res})$ koja prati funkciju pravokutne razdiobe).

δ_le korekcija zbog efekta opterećenja referentnog (ac) voltmetra (pretpostavlja se da ima iznos 0 unutar mjerne nesigurnosti $u(\delta_{le})$ koja prati funkciju pravokutne razdiobe).

δ_Rs korekcija zbog standardne devijacije mjerenja istosmjernog (dc) otpora (pretpostavlja se da ima iznos 0 unutar mjerne nesigurnosti $u(\delta_{Rs})$ koja prati funkciju normalne razdiobe).

δ_drift korekcija zbog drifta strujnog shunta unutar mjerne nesigurnosti $u(\delta_{drift})$ koja prati funkciju normalne razdiobe.

$\delta_{\mathrm{ac-dc}}$ korekcija zbog ac-dc razlike (eng. *ac-dc transfer difference*) shunta (pretpostavlja se da ima iznos 0 unutar mjerne nesigurnosti $u(\delta_{\mathrm{ac-dc}})$ koja prati funkciju normalne razdiobe).

δ_{tcr} korekcija zbog TCR parametra shunta (pretpostavlja se da ima iznos 0 unutar mjerne nesigurnosti $u(\delta_{\mathrm{tcr}})$ koja prati funkciju pravokutne razdiobe).

δ_{pcr} korekcija zbog disipacije snage na shuntu (pretpostavlja se da ima iznos 0 unutar mjerne nesigurnosti $u(\delta_{\mathrm{pwc}})$ koja prati funkciju normalne razdiobe) [28][38].

2.2.3. Pretvornici napona

Drugi tip pretvornika su pretvornici napona i njihova bitna funkcija je osigurati visoku točnost amplitude uz male fazne pogreške. Imajući to u vidu, idealno naponsko djelilo snižava ulazni napon, te na izlazu daje savršenu kopiju ulaznog napona sniženog za potrebni omjer. Što se tiče pretvornika napona najčešće se koristi naponsko djelilo te je u ovome poglavlju analizirano koristeći nekoliko primjera naponskih djelila koja se koriste u mjeriteljskim laboratorijima diljem svijeta. Svrha naponskog djelila je transformiranje signala napona više razine na prikladnu razinu za mjerenje voltmetrom, tj. prikladnu razinu za analogno-digitalnu (A/D) pretvorbu. Većina Nacionalnih mjeriteljskih instituta u analiziranom području utvrđuje vlastite standarde etalone za električnu snagu. Ti standardi se obično sastoje od naponskih djelila koja snizuju napon na razinu ispod 10 V [39]. Postoje otpornička (eng. *resistive voltage divider-RVD*) i induktivna naponska djelila (eng. *inductive voltage divider-IVD*). Induktivno dijelilo dijeli ulazni AC napon ovisno o postavljenom omjeru koristeći princip elektromagnetske indukcije. Sastoji se od jezgre visoke magnetske permeabilnosti te od zavoja (npr. do nekoliko stotina) i izlaznih priključaka. Takva djelila osiguravaju točno dijeljenje napona pomoću promjene omjera zavoja i koriste se u istraživačkim područjima gdje se zahtijevaju precizna mjerenja impedancije ili snage [40]. Međutim, konstrukcija preciznih induktivnih djelila za više frekvencije stvara poteškoće [39]. U svrhu analize ove komponente digitalnoga vatmetra kao primjer može poslužiti mjeriteljski istraživački projekt koji je trajao tri godine i u kojem su sudjelovali brojni europski mjeriteljski instituti [41]. U sklopu tog projekta izrađena su naponska djelila sa sljedećim naponskim omjerima: 1000 V, 400 V, 10 V / 1 V, te 100, 10 V / 0,8 V. Njihov frekvencijski opseg je u području od dc do 100 kHz. Izlazni napon na naponskom djelilu se najčešće određuje tako da se prilagodi ulaznom naponu mjernog instrumenta koji se planira koristiti u digitalnom vatmetru. Tako je i ova komponenta digitalnoga vatmetra razvijena i proizvedena u sklopu Zavoda za osnove elektrotehnike i električka mjerenja na Fakultetu elektrotehnike i računarstva u Zagrebu. Napravljeno je otporničko naponsko djelilo prijenosnog

omjera 560/10 V. S time da je napon na izlazu iznosa 10 V određen prema ulaznom naponskom opsegu mjernog instrumenta HP3458A pazeći na ulaznu impedanciju instrumenta pri navedenom mjernom opsegu.

Naponskom djelilu je potrebno odrediti pripadajuće karakteristike. Postoje određene razlike u konstrukciji naponskih djelila za male i velike snage. Kod djelila na kojima se disipiraju veći iznosi snage potrebno je prilikom konstrukcije obratiti pažnju na dimenzije i materijale koji se koriste u izradi. U takvim izvedbama se za izradu ploče koristi aluminijev nitrat – AlN koji ima velik iznos termičke vodljivosti. Može se koristiti i prisilno hlađenje, a bitno je paziti i na povezivanje djelila s mjernim instrumentom, tj. na unutarnji otpor mjernog instrumenta koji utječe na fazu i frekvenciju signala [41]. U institutu u Švedskoj (SP) konstruirali su nekoliko otporničkih naponskih djelila s malom faznom pogreškom za napone do 1 kV i frekvencije do 20 kHz. Omjer otporničkog djelila je prikazan sljedećom jednadžbom:

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{n \cdot R}{R_0} + 1 \tag{2.14}$$

gdje je V_{in} napon na ulazu naponskog djelila, V_{out} napon na izlazu naponskog djelila, n broj otpornika koji imaju vrijednost R, a R_0 je izlazni otpor. Spomenute vrijednosti su odabrane u odnosu na omjer djelila i disipaciju snage na njemu. Također, R_0 je odabran pazeći na unutarnji otpor mjernog instrumenta koji mjeri izlazni napon. Uz to, kako bi se kompenzirao kapacitet mjernog instrumenta koji mjeri izlazni napon djelila, odabrana je vrijednost kapaciteta C tako da je:

$$R \cdot C = R_0 \cdot C_0 \tag{2.15}$$

gdje je C vrijednost kapaciteta koji ide u paraleli s već spomenutim otpornikom R. Parametar C_0 koji je paralelan izlaznom otporu R_0 predstavlja ulazni kapacitet mjernog instrumenta koji mjeri izlazni napon djelila [42]. Osim toga, u švedskom institutu SP (tj. današnji RISE) pri usporedbi dvaju sustava za mjerenje električne snage koriste i induktivno djelilo koje je bolje od internog tj. unutarnjeg djelila upotrijebljenog digitalnoga vatmetra (DVM-a). Mjereni napon snižen pomoću IVD-a iznosi 8 V, a nazivni izlazni napon strujnih shuntova je 0,8 V [43][44]. Za etalon električne snage za raspon frekvencija do 20 kHz, procijenjena mjerna nesigurnost amplitudne pogreške i pogreške faznog kuta upotrijebljenih IVD-a je manja od 100 μV/V i 100 μrad [29]. Švedski SP je u suradnji s norveškim JV-om razvio seriju otporničkih djelila i izradili su faznu karakterizaciju do 1 MHz [45]. U češkom CMI-u korišten je SP-ov set naponskih djelila za vlastiti etalon električne snage [13]. U Nacionalnom mjeriteljskom institutu Australije (NMIA)

izrađena su otpornička djelila za napone iznad 240 V koji daju izlazi napon od 1 V s minimalnom pogreškom amplitude i faze u frekvencijskom rasponu do 100 kHz. Nazivna struja koja teče kroz otpornike je 5 mA, a odabrana je kao kompromis između pogrešaka disipirane snage na otpornicima te parazitnog kapaciteta.

Spomenuta induktivna djelila koriste se do frekvencije 1 kHz i napona do 1000 V [46]. U NIST-u su koristili induktivno djelilo koje na izlazu daje 1,2 V za ulazni naponski signal od 120 V. To djelilo je korišteno pri izradi etalona električne snage pri frekvenciji 60 Hz gdje uz sustav za proizvodnju električne snage služi programibilni Josephsonov standard napona (PJVS) [19]. Također, postoje i izvedbe mjerenja snage bez upotrebe naponskog djelila. U radu [11], tj. [47] upotrijebljena je DAQ (eng. *Data Acquistion*) kartica, odnosno modul NI-9225 koji ima ulazni kanal za napon u rasponu ± 300 V za izravno mjerenje napona te je izbjegnuta upotreba naponskog djelila oslanjajući se samo na mjerni instrument kao takav. U talijanskom mjeriteljskom institutu u Torinu upotrijebljena su otpornička djelila u sustavu za točno mjerenje električne snage s distorzijama u signalima, te je uočena nestabilnost upotrijebljenih djelila [48]. U INMETRO-u je korišteno induktivno djelilo za snižavanje napona na 6 V kako bi se olakšalo uzorkovanje napona sa DVM-om HP 3458A pri naponskoj razini 10 V. U Nacionalnom mjeriteljskom institutu Kine (NMI) upotrijebljen je set naponskih djelila s ulaznim naponskim razinama: 8, 15, 30, 60, 120, 240, i 500 V, te izlaznim naponom od 0,8 V [38][49]. Dakle, kao što se može vidjeti iz navedenih primjera, ova komponenta itekako može doprinijeti poboljšanju točnosti preciznog mjerenja električne snage pomoću digitalnoga vatmetra te se kao takva smatra njegovom nezaobilaznom komponentom.

U sklopu istraživačkog tima na FER-u u sklopu ZOEEM-a razvijeno je otporničko naponsko djelilo koje se sastoji od 25 otpornika (n=25) nazivne vrijednosti R= 4,4 kΩ i od jednog otpornika nazivne vrijednosti R_0 = 2 kΩ, te se prema sljedećoj jednadžbi može dobiti nazivni omjer:

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{n \cdot R + R_0}{R_0} = \frac{560}{10}\ \text{V} \tag{2.16}$$

Svi otpornici su visoko precizni otpornici tipa Vishay S – BMF (eng. *bulk metal foil*) a broj modela je S102C. Deklarirani temperaturni koeficijent proizvođača je ± 2 ppm/ °C za sve otpornike u naponskom djelilu. Karakterizacija i prikaz ovog RVD-a je opisana u poglavlju 3.3 [50].

2.2.4. Mjerni instrumenti (analogno-digitalna pretvorba)

Mjerni instrumenti su posljednja komponenta sklopovskog slijeda komponenti digitalnoga vatmetra. Njihova uloga je izmjeriti naponski i strujni signal kako bi u konačnici mogli odrediti električnu snagu. U skladu s time, potrebo je navesti da se analogno-digitalna pretvorba može provoditi s karticama za prikupljanje podataka (eng. *DAQ card*), digitalnim voltmetrima (DVM) odnosno digitalnim multimetrima (DMM). Kao što je već spomenuto, analogno-digitalni pretvornici su sastavni dio digitalnih voltmetara odnosno digitalnih multimetara.

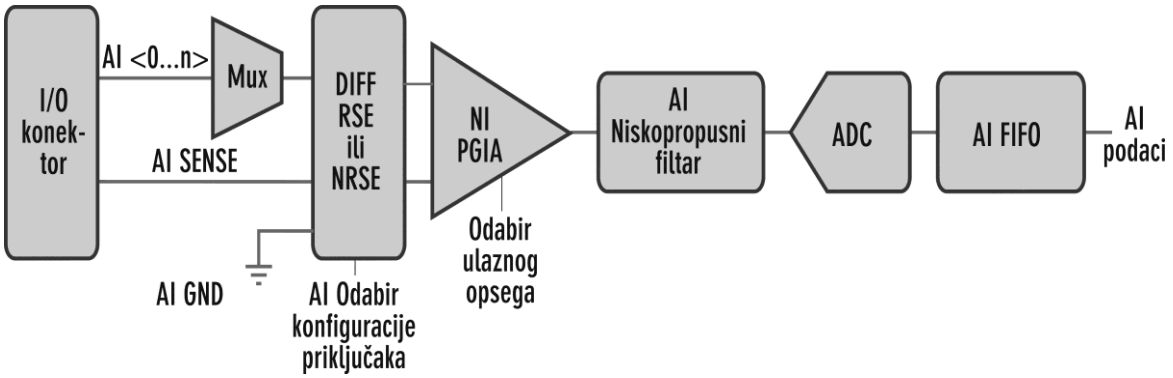
A/D pretvornici predstavljaju glavnu komponentu koja definira konačnu točnost DMM-a. Osnovna specifikacija A/D pretvornika je razlučivost (broj bitova) i najčešće iznosi 16 do 24 bita, dok kod najtočnijih iznosi i do 32 bita. Način povezivanja A/D pretvornika i računala je uvelike određen brzinom uzorkovanja, tj. brzinom prikupljanja podataka. Tako se sporiji A/D pretvornici mogu direktno povezati s računalom. Međutim, uobičajena je uporaba predmemorije (eng. *buffer memory*) za prikupljanje podataka i ta memorija određuje pripadajuću brzinu uzorkovanja A/D pretvornika. Zatim se prikupljeni uzorci predaju računalu određenom nižom brzinom [51].

Što se tiče spomenutih tipova bitno je navesti da su najčešće upotrijebljene DAQ kartice NI DAQ (eng. *National Instruments*) modeli: NI 4461, NI4462, NI 5922, NI 9239, itd. Osim što služe u svrhu mjerenja, iste se kartice obično mogu koristiti i za generiranje signala. Korisno je navesti i mjerne karakterisitke pojedinih mjernih instrumenata pa je tako npr. kartica NI 4461 opremljena četverokanalnim 24 bitnim A/D pretvornikom (tip sigma-delta), brzina uzorkovanja je 204,8 kS/s, a mjerni opseg je ± 0,316 V do ± 42,4 V [52]. Izgled mjernih kartica NI 5922 i NI 4461 je prikazan na slici 2.5.



Slika 2.5 Izgled mjernih kartica NI *PXI* 5922 (lijevo) i NI *PXI* 4461 (desno)

Osim razlučivosti A/D pretvornika (broj bitova), na točnost signala utječu i druge varijable. Te varijable su posljedica ostalih sklopovskih komponenti od kojih se sastoji DAQ uređaj (multiplekser, niskopropusni filter, odabir mjernog opsega, itd.), a ne isključivo A/D pretvornika (Slika 2.6).



Slika 2.6 Sklopovske komponente DAQ uređaja

Zbog toga se definira apsolutna točnost koja kao bitna specifikacija daje najveću moguću pogrešku DAQ uređaja za specifični mjerni opseg. Tako, proizvođač daje sljedeći izraz za izračun apsolutne točnosti uređaja [53]:

$$Apsolutna\ točnost = ([\text{Očitana vrijednost} \cdot \text{Pogreška pojačanja}] + [\text{Naponski opseg} \cdot \text{Pogreška pomaka}] + \text{Nesigurnost šuma}) \quad (2.17)$$

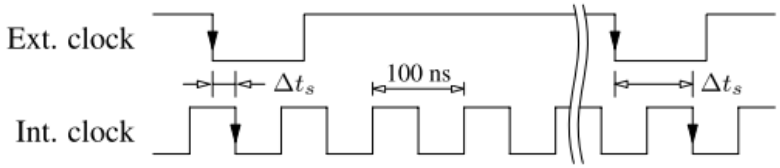
DAQ kartice se u najpreciznijim aplikacijama koriste kao moduli tzv. PXI sustava koji predstavlja računalno-baziranu platformu za automatizaciju mjerenja, te omogućuje komunikaciju između pripadajućih modula kao i dobru vremensku sinkronizaciju. Za vremensku sinkronizaciju više PXI sustava ili nekih vanjskih uređaja (npr. PJVS) može se koristiti NI PXI 6652 modul koji proizvodi visoko stabilni signala takta TCXO od 10 MHz (točnost od 1 ppm) [54][55]. Prilikom rada na doktorskoj disertaciji upotrijebljene su kartice NI 5922 i NI 4461 u sklopu spomenutog PXI sustava, a detaljan opis mjernog postupka i usporedbe mjernih instrumenata je opisan u poglavljima 4.1 i 5.2. U poglavlju 4.1. su navedene i najbitnije specifikacije ovih dviju mjernih kartica.

Osim DAQ kartica, sljedeći spomenuti tip mjernih instrumenata su digitalni multimetri koji se također koriste za mjerenje signala napona u sustavima za precizno mjerenje električne snage. Najčešće upotrijebljen model je Agilent HP 3458A (današnji Keysight 3458 A). Izgled digitalnog multimetra je prikazan na slici 2.7.



Slika 2.7 Izgled digitalnog multimetra 3458 A

Navedeni model se, zbog svojih karakteristika, koristi za mjerenja najviše točnosti u nacionalnim mjeriteljskim institutima i može se reći da je njihova standardna oprema. Mjerenje električne snage zahtijeva sinkronizirano uzorkovanje dva DMM-a. To se postiže vanjskim okidanjem (eng. *external triggering*) ili tzv. *master-slave* načinom, a oba načina unose dodatne promjene vremena između uzoraka (eng. *sampling time jitter*). Te promjene prema specifikacijama proizvođača za model 3458A iznose ± 50 ns. Interna vremenska konstanta ovog DMM-a je realizirana s kristalnim oscilatorom frekvencije 20 MHz koja se dijeli s dva za sve vremenske funkcije povezane s uzorkovanjem. Stoga se uzima u obzir kao signal takta frekvencije 10 MHz. Dakle, na taj način se osigurava signal s periodom 100 ns (Int. Clock na slici 5.) o kojem ovisi točno uzorkovanje A/D pretvornika. Promjena vremena Δt_s sa slike 2.8. može varirati od 0 do 100 ns [56][57].



Slika 2.8 Poreška kojom se unose dodatne promjene vremena između uzoraka (eng. *sampling time jitter*) prilikom uporabe opcije vanjskog okidanja (eng. *external triggering*) ili tzv. *master-slave* načina [57]

Jedan od parametara A/D pretvornika je i SNR (eng. *Signal to Noise Ratio*). SNR je izračunata RMS vrijednost koja predstavlja omjer snage izmjeničnog signala i snage šuma s time da je frekvencija signala f_0 manja od polovice frekvencije uzorkovanja f_s, tj. da zadovoljava Shannon- Nyquistov teorem uzorkovanja:

$$f_0 < \frac{f_s}{2} \tag{2.18}$$

Jedan od izraza za definiciju SNR-a je :

$$SNR = 20\log_{10}(\frac{U_{\text{rms signal}}}{U_{\text{rms šum}}}) \tag{2.19}$$

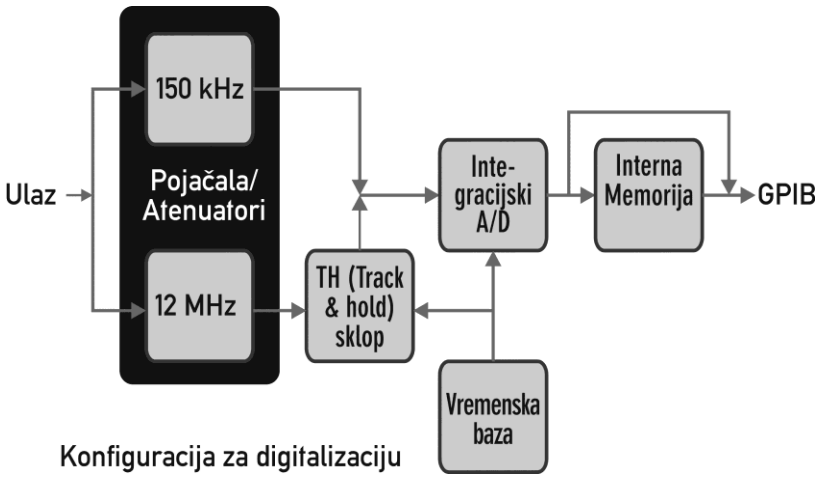
Bitno je spomenuti da u navedenu snagu šuma ne spadaju harmonici i dc komponenta. Nadalje, izraz za doprinos *sampling time jitter*-a parametru SNR je:

$$SNR = 20\log_{10}(\frac{1}{2\pi f t_{\text{j}}}) \tag{2.20}$$

gdje je t_j iznos vremena treperenja, a f frekvencija takta A/D pretvornika [58]. U radu [56] je izračunato pripadajuće vrijeme treperenja i iznosi puno manje od navedenog, tj. za vanjsko okidanje iznosi 6,0 ns, a za *master-slave* način rada 6,8 ns. Za izračun je upotrijebljen izraz za SNR u ovisnosti o frekvenciji:

$$SNR\ (f) = -20\log_{10}\sqrt{(\sigma_{\text{n}}^2 + 2\pi f {t_{\text{j}}}^2)} \tag{2.21}$$

gdje je σ_n standardno odstupanje kombinacije šuma amplitude signala i voltmetra, f je frekvencija signala, a t_j promjena vremena unesena u uzorkovanje (eng. *sampling time jitter* ili *timing jitter*). Za DMM 3458A su predviđene dvije različite ulazne mjerne petlje: standardna DCV petlja i tzv. *track-and-hold* petlja (Slika 2.9). DCV petlja omogućuje prikaz do 8 1/2 digita (27 bitova), a ograničena je na frekvencijski pojas do 150 kHz. Također, omogućuje izbor kompromisa između razlučivosti (broja bitova) i brzine uzorkovanja od 18 bita (5 l/2 digita) i 6 kS/s, te 16 bita (4 l/2 digita) i 100 kS/s. Šumna dna (eng. *Noise floor*) na mjernom opsegu 10 V iznose 0,005 % pri 6kS/s i 0,05 % pri 100 kS/s.



Slika 2.9 Dvije konfiguracije ulaznih mjernih petlji za mjerenja visokom brzinom i uzorkovanje za Keysight 3458 A [57]

Track-and-hold petlja može prihvatiti signale do 12 MHz i predstavlja rješenje za „hvatanje“ amplitude uskih pulseva. Ova petlja ima frekvencijski pojas od 12 MHz i fiksno

trajanje mjerenja u kojem se signal uzorkuje (eng. *aperture time*) iznosa 2 ns. Uz trajanje uzorkovanja signala iznosa 2 ns može se uhvatiti i vršna amplituda pulsa koji ima širinu 40 ns [59]. Ako se koristi 150 kHz frekvencijski pojas onda trajanje uzorkovanja može podešavati od 500 ns do 1s. Dakle, za signale s nižim šumom preporuča se koristiti DCV petlja, a *track-and-hold* petlja za precizno hvatanje napona u jednoj točki na valnom obliku [38][57].

3. Karakterizacija pretvornika

U ovome poglavlju opisane su mjerne metode kojima su se određivale karakteristike pretvornika struje i napona u sklopu istraživačkog rada ove doktorske disertacije. Pretvornici struje koji su karakterizirani uključuju set od devet strujnih shuntova strujnog opsega od 1 mA do 10 A razvijenih u laboratoriju na Zavodu za osnove elektrotehnike i električna mjerenja na FER-u u Zagrebu. Osim toga, pretvornik napona podrazumijeva otporničko naponsko djelilo prijenosnog omjera 560/10 V koje je isto tako potrebno karakterizirati te je također razvijeno u FER-ovom laboratoriju.

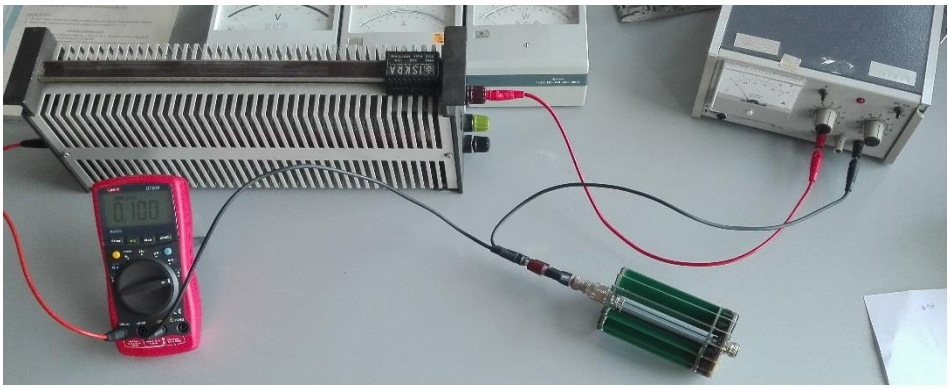
3.1. Karakterizacija pretvornika struje

Kako bismo mogli točno mjeriti struju koristimo pretvornik struje koji pretvara struju u naponski signal prikladan za mjerenje mjernim instrumentima. Posljednjih godina nekoliko je Nacionalnih mjeriteljskih instituta razvilo novi tip preciznih pretvornika struje, tj. konkretnije strujne shuntove. Pomoću takvih strujnih shuntova moguće je mjeriti izmjenične struje do 100 A u frekvencijskom opsegu do 100 kHz ili čak do 1 MHz s niskom mjernom nesigurnosti [60]. Kao što je već spomenuto u prethodnom poglavlju, strujni shuntovi se prema tipu mogu podijeliti na shuntove kaveznog oblika i na tzv. shuntove s metalnom folijom [61]. U ovoj doktorskoj disertaciji karakterizirani su kavezni strujni shuntovi razvijeni u sklopu laboratorija na FER-u. Nakon što su modelirani te nakon toga i proizvedeni, bilo je potrebno odrediti njihove karakteristike kako bi mogli poslužiti u sustavu za mjerenje snage s određenom mjernom nesigurnosti. Proizvedeni su shuntovi sljedećih nazivnih struja: 1 mA, 10 mA, 30 mA, 100 mA, 300 mA, 1 A – 2 shunta, 5 A i 10 A. Potrebno je bilo odrediti njihove istosmjerne karakteristike kao i ac-dc razliku te drift što je i napravljeno u sklopu ove doktorske disertacije. Osim ovih karakteristika, postoji još jedan važan parametar strujnih shuntova a to je fazna pogreška strujnih shuntova [62]. Taj parametar je također određen, a na njemu je radio dio istraživačkog tima u okviru HRZZ projekta "Mjeriteljska infrastruktura za pametne mreže" u sklopu kojeg je napravljena i ova doktorska disertacija. Najvažnije istosmjerne karakteristike su već navedene, ali ih je korisno ponovno navesti u ovome poglavlju budući da svaki od njih zahtijeva posebnu mjernu proceduru, pa su tako redom određeni i izmjereni sljedeći istosmjerni parametri: temperaturni koeficijent (TCR), koeficijent snage (PCR) i drift, a nedavno provedeni eksperimenti pokazuju na mogućnost utjecaja vlage na otpor strujnog shunta. Budući da postoje takve naznake u znanstvenoj literaturi, u sklopu ove doktorske disertacije je ispitan i utjecaj koeficijenta vlage na otpor shunta tj. njegov doprinos ukupnoj mjernoj nesigurnosti. Detalji koji

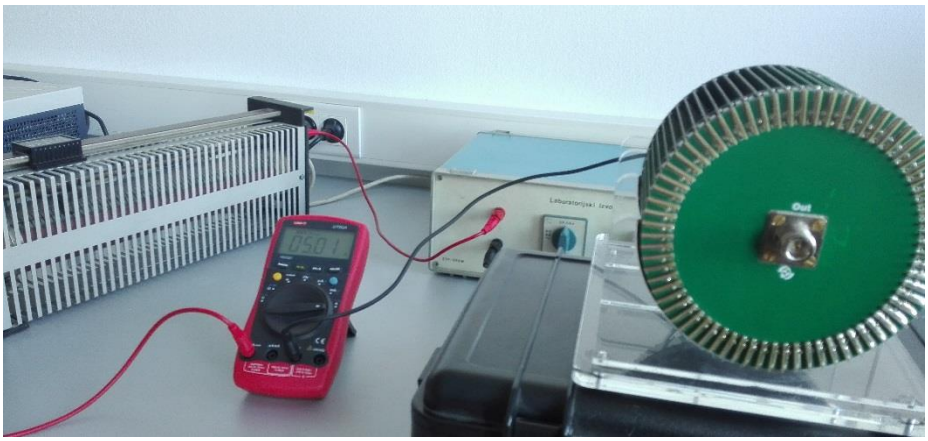
se tiču konstrukcije i modeliranja pretvornika struje prethodno su opisani u poglavlju 2.2.2. Bitno je naglasiti da su strujni shuntovi konstruirani tako da osiguravaju izlazni napon od 1 V_{pp} pri nazivnoj struji pojedinog shunta. Upravo ta vrijednost izlaznog napona je pogodna za najmodernije precizne mjerne instrumente u smislu njihove točnosti unutar tog mjernog opsega.

3.1.1. Određivanje temperaturnog koeficijenta (TCR-a)

Prije nego se uopće započelo sa samom mjernom procedurom za određivanje temperaturnog koeficijenta, strujni shuntovi su fotografirani s termičkom kamerom proizvođača FLIR kako bi se vidjelo kakva je temperaturna distribucija i koje su aktualne vrijednosti temperatura pri narinutoj nazivnoj struji shunta ili npr. pri određenom postotku nazivne struje shunta. Na sljedećoj slici je prikazan mjerni postav koji je upotrijebljen u navedene svrhe, a prikazane slike se odnose na strujne shuntove nazivnih struja 100 mA (14 poprečnih rebara) i 5 A (70 poprečnih rebara).



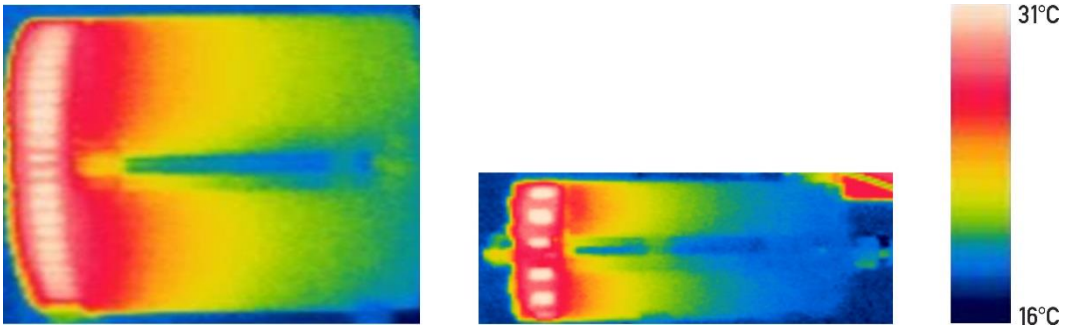
Slika 3.1 Mjerni strujni krug za praćenje temperaturne distribucije pomoću termičke kamere (za shuntove sa 14 rebara)



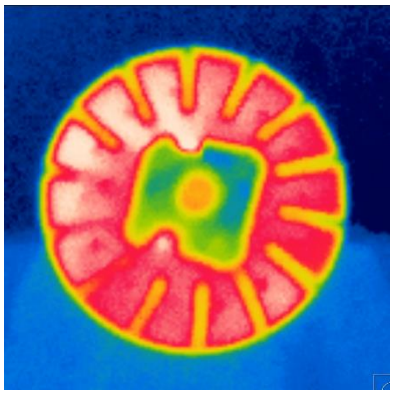
Slika 3.2 Mjerni strujni krug za praćenje temperaturne distribucije pomoću termičke kamere (za shuntove sa 70 rebara)

Razlika između dva prikazana mjerna strujna kruga je u laboratorijskom izvoru obzirom na iznose struja kojima napajamo shunt. Promjenjivi otpornik (reostat) služi za kontrolirano podešavanje struja koje se očitavaju pomoću običnog ručnog digitalnog multimetra.

Nakon što se pričekalo određeno vrijeme koje je potrebno za zagrijavanje shuntova na stabilnu temperaturu snimljene su sljedeće slike na kojima se vidi raspodjela i iznosi temperature na pojedinim dijelovima shunta. Naravno da su najveći iznosi temperature u području dva izlazna diska između kojih se nalaze *Vishay* otpornici na kojima se disipira električna snaga.



Slika 3.3 Temperaturna distribucija pri nazivnoj struji fotografirana termičkom kamerom (za shunt 5 A i 100 mA)



Slika 3.4 Temperaturna distribucija pri nazivnoj struji fotografirana termičkom kamerom (shunt 100 mA)

Na slici 3.4 je fotografiran shunt nazivne struje 100 mA tako da se vidi raspodjela temperature s prednje strane diska (izlazni električni krug) tj. na *Vishay* otpornicima kojih je ukupno 14 za ovaj strujni shunt. Može se zaključiti da je raspodjela temperature na svim otpornicima jednolika kao što je i očekivano.

Dodatno je utvrđeno, kao što se može vidjeti na slici 3.3, da je maksimalna temperatura na strujnim shuntovima dosegla 31°C što je značajan porast obzirom na radnu okolinu odnosno temperaturu laboratorija koja iznosi 23°C ± 1°C. Nadalje, kako bi se odredio temperaturni koeficijent (TCR) strujni shuntovi su uspoređeni s L&N *(Leeds and Northrup Co*.) grupom etalonskih otpornika iznosa od 1 Ω do 10 kΩ. Takvi etalonski otpornici imaju nizak TCR i prikazani su na slici 3.5.



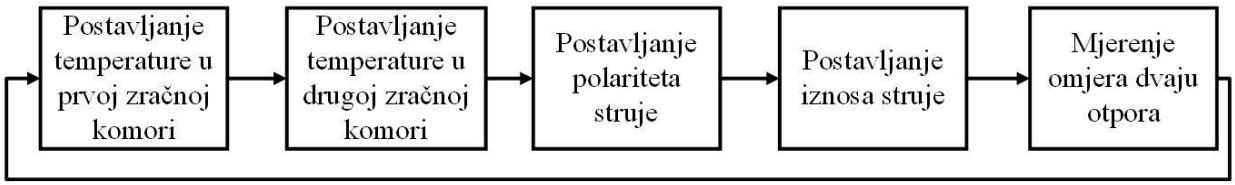
Slika 3.5 L&N grupa etalonskih otpornika iznosa od 1 Ω do 10 kΩ

Kao mjerni instrumenti upotrijebljena su dva digitalna multimetra proizvođača Rigol uz razlučivost od 6,5 znamenki. Upotrijebljena mjerna metoda je metoda usporedbe otpora detaljno opisana u [63] te u principu vrijedi sljedeći matematički izraz:

$$\frac{U_{\text{shunt}}}{U_{\text{etalon}}} \sim \frac{R_{\text{shunt}}}{R_{\text{etalon}}} \tag{3.1}$$

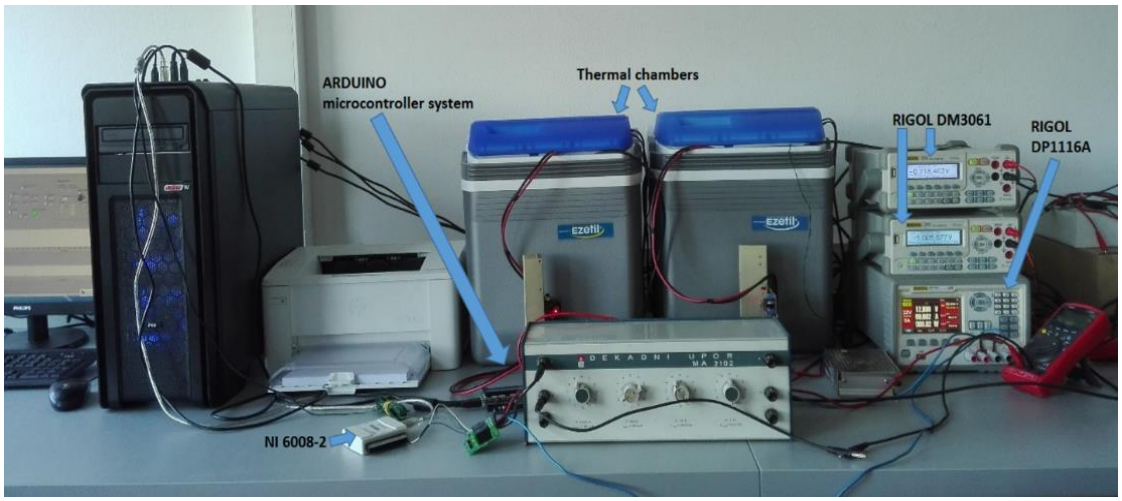
Pomoću nje je moguće usporediti dva otpora sa istovremenim okidanjem kako bi se dobila potrebna preciznost. Svaki pojedini strujni shunt je prilikom mjerenja uparen s etalonskim otpornikom. Uparivanje je napravljeno tako da se obzirom na nazivni otpor shunta izabrao etalonski otpornik iznosa što bližeg nazivnom otporu mjerenog strujnog shunta. Upotrijebljeni digitalni multimetri imaju analogno-digitalne pretvornike razlučivosti 24 bita (ADS1256) i preciznu naponsku referencu tipa ADR421 (2,5 V). Obzirom na te navedene karakteristike te u svrhu ovog mjerenja moguće je koristiti i ove digitalne multimetre umjesto standardnih digitalnih multimetara Keysight 3458A razlučivosti 8,5 znamenki [64]. Mjerni sustav za za određivanje TCR-a strujnih shuntova se sastoji od temperaturno kontroliranih zračnih komora u kojima je moguće neovisno uspostaviti i održavati temperaturu od 10° C do 40 °C, digitalnih multimetara, zatim od jednog elektroničkog modula koji služi za mijenjanje smjera struje na način da se koriste dva releja tipa SPDT OMRON G5LA-14 5V, DAQ kartice tipa 6008 od proizvođača *National Instruments*, dc izvora tipa Rigol DP1116A s promjenivim

izlazom (16 V/10 A ili 32 V/5 A) te od računala na kojem je pokrenut program razvijen u programskom jeziku LabVIEW te se njime cijeli proces mjerne procedure automatizirao. Spomenuta DAQ 6008 kartica služi za kontrolu releja koji se nalaze na elektroničkom modulu za promjenu smjera struje. Tijek mjerne procedure je prikazan na sljedećoj slici odnosno dijagramu.



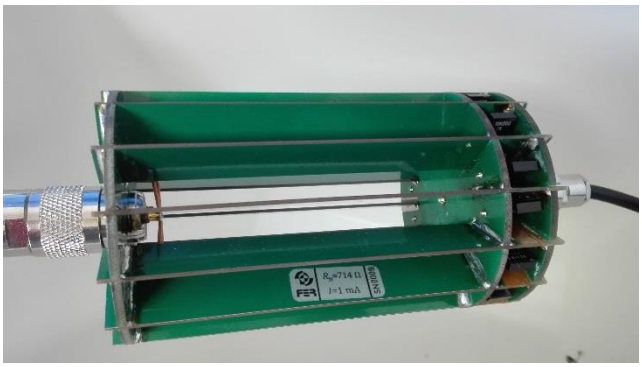
Slika 3.6 Mjerna procedura za određivanje TCR-a strujnih shuntova

Zračne komore u kojima je moguće kontrolirati temperaturu su posebno razvijene u svrhu ovog mjerenja te su bazirane na komorama tipa *Ezetil E21 Electric Cool Boxes* koje imaju volumen iznosa 20 litara. Ove komore su opremljene i Peltierovim modulima (rade na stalnom dc naponu od 12 V) te ventilatorima kojima se postiže cirkulacija zraka kroz komoru. Peltierovi moduli osiguravaju mogućnost i grijanja i hlađenja zraka unutar komore, ovisno o postavljenom i narinutom polaritetu dc napona. Ventilatori se napajaju odvojeno od Peltierovih modula koji se pogone s dva dupla tzv. H-mosta kojima se upravlja pomoću programabilnih mikorkontrolerskih pločica tipa *Arduino Uno*. U skladu s time, svaka zračna komora ima vlastiti mikrokontroler koji mjeri temperaturu unutar komore koristeći tzv. NTC (eng. *negative temperature coefficient*) temperaturni senzor te uz to kontrolira i Peltierov modul ovisno o razlici izmjerene i postavljene temperature od strane korisnika. Temperatura zračne komore je kontrolirana u rasponu od +10 °C do +40 °C uz razlučivost od 0,01 °C pomoću PID algoritma koji se izvodi na Arduino mikrokontrolerskoj pločici. Navedeni temperaturni opseg je moguć uz sobnu temperaturu od 23 °C. Arduino mikrokontroler prima naredbe zadane LabVIEW programom koji se pokreće na računalu i zatim se naredbe prenose putem RS232 komunikacijskog protokola odnosno preko USB kabela. Cjelokupni mjerni sustav za mjerenje TCR-a je prikazan na sljedećoj slici [31].



Slika 3.7 Mjerna oprema za određivanje TCR-a strujnih shuntova [31]

Kako bi se dobio bolji uvid u mjerni sustav, na sljedećim slikama su prikazane unutrašnjosti zračnih komora za vrijeme mjerenja.



Slika 3.8 Mjereni strujni shunt unutar zračne komore



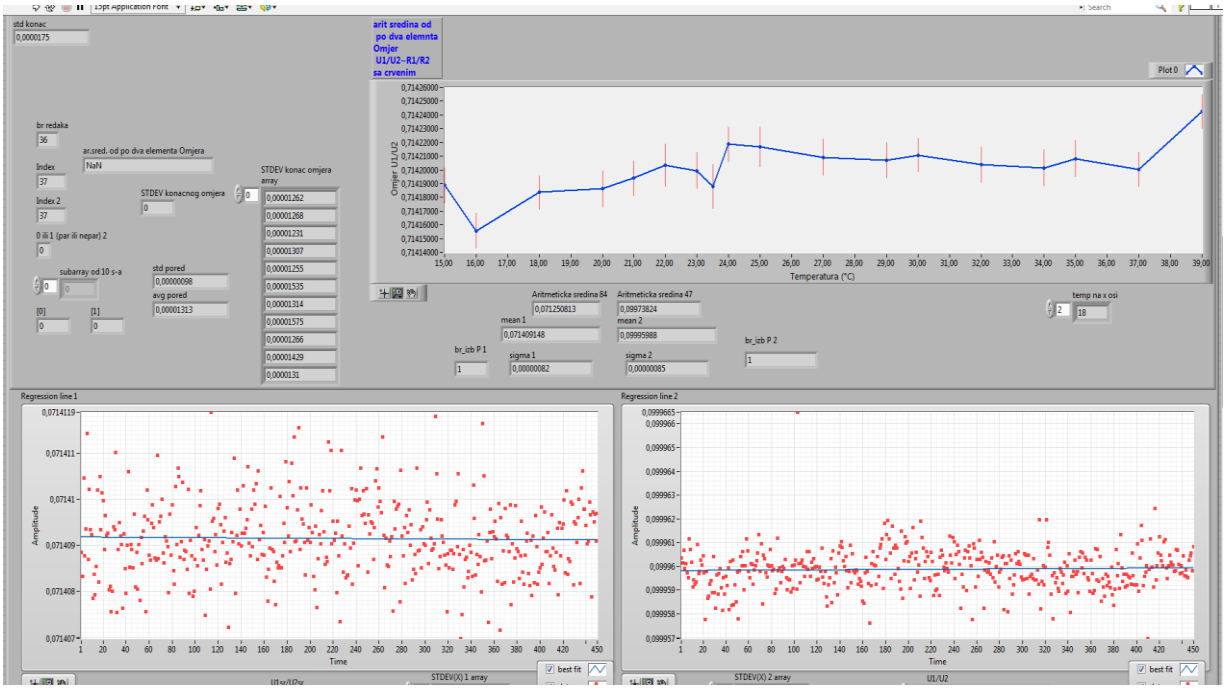
Slika 3.9 Etalonski otpornik unutar zračne komore

Potpuno automatizirana mjerna procedura omogućuje da se mjerni podaci uzimaju kada se temperature u obje zračne komore stabiliziraju. To je postignuto uvođenjem dodatnog parametra u programski kod kojim se provjerava razlika postavljene i izmjerene temperature. Mjerenja za određivanje TCR-a su uzeta u 18 različitih temperaturnih točaka i to u rasponu od

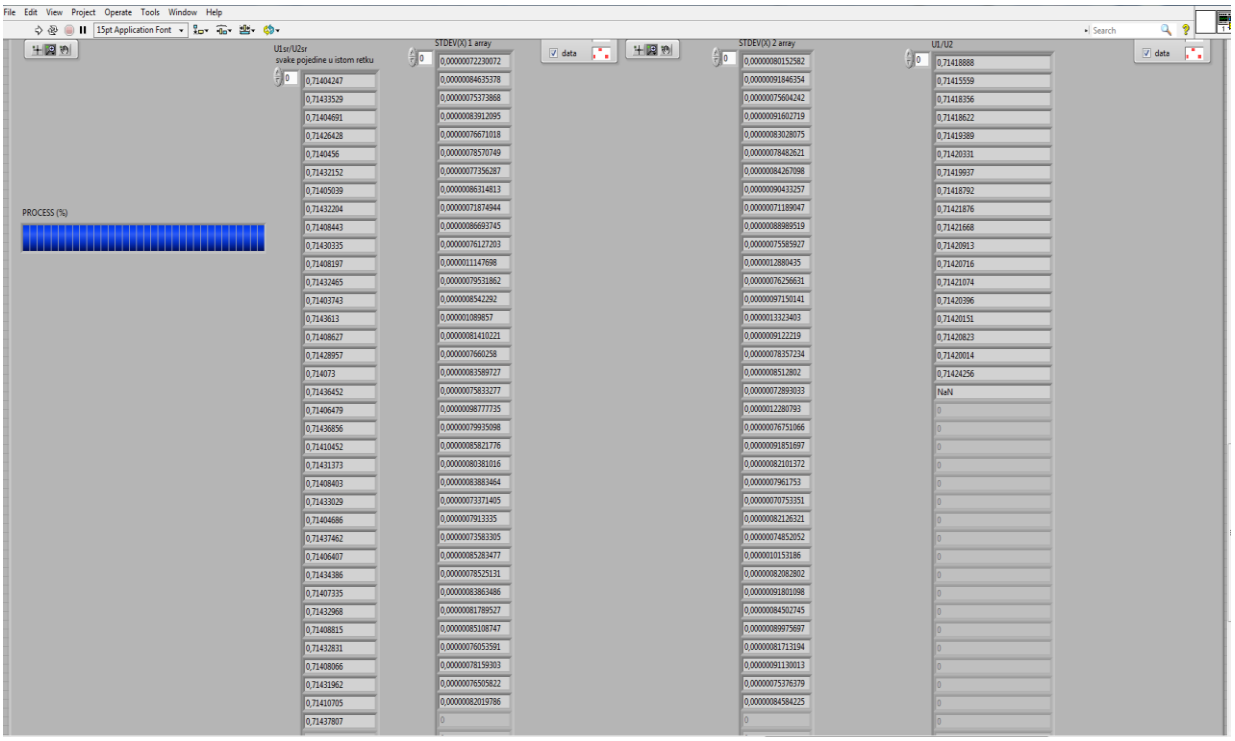
18 °C do 39 °C. Trajanje cijele mjerne procedure za jedan strujni shunt traje približno četiri sata te je svako pojedino mjerenje ponovljeno barem dva puta kako bi se provjerila ponovljivost mjerenja. Također, kako bi se smanjio utjecaj vlastitog grijanja shunta na mjerenje TCR-a shuntovi su prilikom mjerenja napajani sa strujom iznosa od maksimalno $0{,}1 \cdot I_n$ (I_n - nazivna struja shunta). Nadalje, dodatnim mjerenjima je utvrđeno da je raspršenje rezultata manja ukoliko je manja disipacija električne snage na otpornicima. Osim toga, što se tiče referentnih etalonskih otpornika, oni su napajani tako da disipirana snaga na tim otpornicima ne prelazi 100 mW. To je također maksimalni iznos disipirane snage kojim se osigurava manja raspršenost rezultata. Kao što se vidi na slici 3.9, etalonski referentni otpornik je prilikom mjerenja bio smješten u komorama gdje je stalna temperatura održavana na iznosu 23 °C ± 30 mK. U upotrijebljenom programu za automatizaciju mjerenja postavke su podešene tako da mjerne podatke uopće nije moguće uzeti ukoliko nisu zadovoljeni spomenuti temperaturni uvjeti u zračnim komorama. Vizualni izgled programa za automatizaciju mjerenja TCR-a razvijen je u LabVIEW i prikazan je na slikama 3.10 do 3.12.



Slika 3.10 Vizualni izgled programa za automatizaciju mjerenja TCR-a, prikazan dio koji se odnosi na početne postavke mjerenja



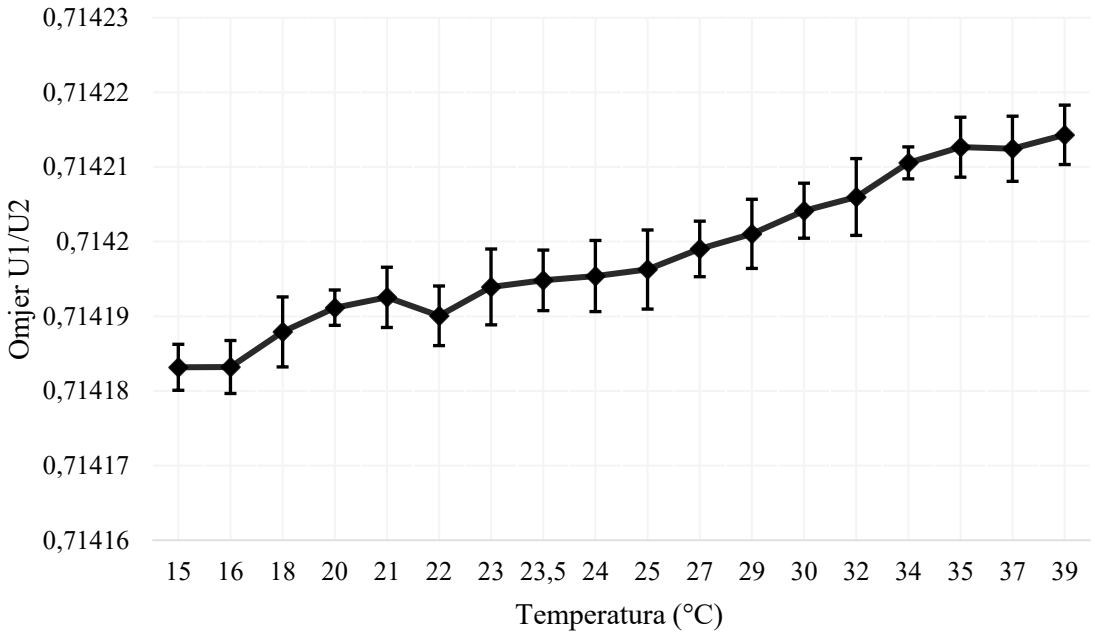
Slika 3.11 Vizualni izgled programa za automatizaciju mjerenja TCR-a, prikazan dio koji se odnosi na rezultate mjerenja u grafičkom obliku



Slika 3.12 Vizualni izgled programa za automatizaciju mjerenja TCR-a, prikazan dio koji se odnosi na rezultate mjerenja u numeričkom obliku

Dakle, u LabVIEW-u je za ovakve tipove laboratorijskih mjerenja moguće napraviti prilagođene SCADA (eng. *Supervisory Control And Data Acquisition*) sustave.

Dobiveni rezultati mjerenja TCR-a za sve shuntove su pokazali da su vrijednosti u rasponu od 1,5 μΩ/Ω/°C do 6,2 μΩ/Ω/°C.



Slika 3.13 Mjerni rezultati omjera otpora tijekom mjerenja TCR-a s pripadajućim standardnim odstupanjima za shunt 100 mA [31]

Na slici 3.13 su prikazani omjeri otpora za shunt 100 mA u određenim temperaturnim točkama. Grafovi mjernih rezultata ostalih shuntova izgledaju dosta slično pa su izostavljeni. Obzirom na to, dani su konačni rezultati TCR-a za sve shuntove prikazani u Tablici 3.1.

Tablica 3.1 Vrijednosti TCR-a za strujne shuntove do 5 A

Shunt	**TCR [μΩ/Ω/°C]**
1 mA	0,6
10 mA	0,7
30 mA	4,3
100 mA	1,3
300 mA	-1,5
1 A	2,8
5 A	6.5

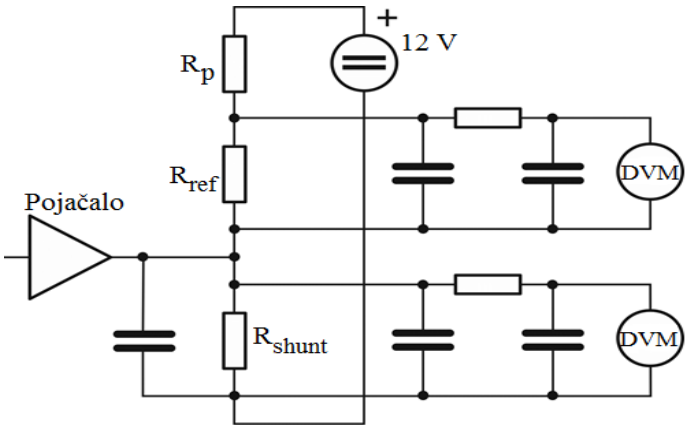
Što se tiče mjerne nesigurnosti, mogu se navesti tri glavna doprinosa ukupnoj mjernoj nesigurnosti: nehomogenost temperature unutar zračne komore, točnost mjerenja temperature te upotrijebljeni Gauss-Newton program za prilagodbu mjernih rezultata [65]. U skladu s time, ukupna mjerna nesigurnost je procijenjena na iznos 0,5 μΩ/Ω/°C za sve shuntove [31]. Bitno je spomenuti da su mjerni rezultati također obrađeni spomenutim Gaus-Newton programom kako bi se na osnovu pojedinih mjernih točaka dobila određena matematička funkcija npr. pravac ili krivulja drugog reda.

3.1.2. Određivanje koeficijenta snage (PCR-a)

Drugi bitan parametar prilikom karakterizacije strujnih shuntova je i koeficijent snage (eng. *power coefficent* - PCR). U svrhu mjerenja ovog parametra upotrijebljene su iste zračne komore i referentni etalonski otpori kao i kod mjerenja TCR-a. S time da je razlika u tome što kod ovog mjerenja nije potrebno mijenjati temperaturu u komori u kojoj se nalazi strujni shunt. Jedino je bitno da temperature u obje komore budu stabilne i određenog iznosa od 23 °C. Međutim, ovdje je upotrijebljena i nova mjerna metoda koja treba zadovoljiti uvjet da disipacija snage na referentnom standardnom otporniku bude cijelo vrijeme stalna dok se disipacija snage na otporu shunta treba mijenjati tj. povećavati kako bi se mogao odrediti traženi koeficijent. Kako bi se postiglo navedeno, upotrijebljen je dodatni izmjenični (ac) izvor koji služi povećanju disipacije snage na shuntu. Kao izmjenični izvor upotrijebljen je funkcijski generator (Rigol DG4062) frekvencije 10 kHz u kombinaciji s pojačalom (Rigol PA1011). Uz sve to, istosmjerna (dc) struja iznosa $0{,}1 \cdot I_n$ stalno prolazi kroz referentni etalonski otpornik i pripadajući strujni shunt. Taj iznos je odabran kako bi se smanjio utjecaj vlastitog zagrijavanja otpornika na mjerenje traženog parametra. Što se tiče referentnih otpornika, iznos disipirane snage također nije prelazio 10 mW kako bi se zagrijavanje svelo na minimum. Još jedna bitna stvar za napomenuti je da zbog izrazito male disipacije električne snage na *Vishay* otpornicima određivanje PCR-a ima smisla provesti samo za strujne shuntove nazivnih struja 1, 5 i 10 A budući da je za shuntove s manjim nazivnim strujama taj parametar praktički zanemariv.

Mjerne točke su odabrane prema postotku iznosa od nazivne ac struje shunta pa su tako redom iznosi: $0{,}5 \cdot I_n$; $0{,}6 \cdot I_n$; $0{,}75 \cdot I_n$; $0{,}9 \cdot I_n$ i $1 \cdot I_n$. Nadalje, kako bi se spriječilo shuntiranje strujnog shunta s funkcijskim generatorom, spojen je dodatni kondenzator sa strujnim pojačalom. Osim toga, dodan je dvostruki RC filter između shunta i njegovog pripadajućeg voltmetra kojim se mjeri izlazni napon. Spomenuti RC filter služi uklanjanju ac komponente tijekom mjerenja dc napona. Voltmetar koji mjeri iznos napona na referentnom otporniku ne

treba RC filter budući da kroz njega niti ne teče ac struja, ali je svejedno dodan kako bi se izjednačile ulazne karakteristike oba voltmetra [66]. Kako bi opisane stvari bile jasnije, koristan je prikaz sheme mjernog električnog kruga na slici 3.14.



Slika 3.14 Shema mjernog električnog kruga za određivanje PCR-a strujnih shuntova [31]

Nadalje, bitna razlika u odnosu na mjerenje TCR-a je što se u ovom slučaju koriste digitalni multimetri HP3458A čije su karakteristike ipak presudne kako bi se izvelo ovo mjerenje budući da su zahtjevi postavljeni na visoku razlučivost jer su razlike između mjernih točaka još manje nego kod TCR-a te je razlučivost multimetra 3458A potrebna za to mjerenje i iznosi 8,5 znamenki.

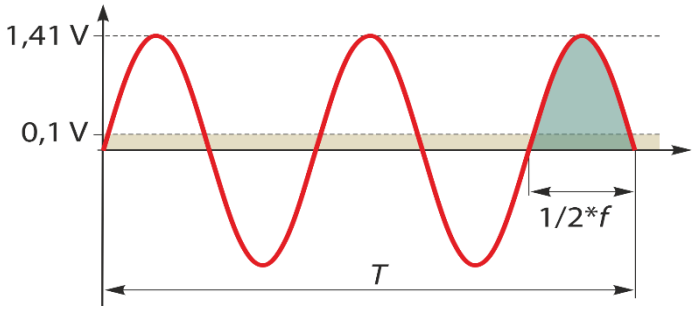


Slika 3.15 Mjerna oprema za određivanje PCR-a strujnih shuntova [31]



Slika 3.16 Mjerni instrumenti (vidi se RC filter) i funkcijski generator prilikom određivanja PCR-a strujnih shuntova

Također, što se tiče upotrijebljenih mjernih instrumenata i njihovog principa rada, bitno je spomenuti da oni uklanjaju pune periode na istosmjernom (dc) opsegu tako da maksimalna pogreška tijekom vremena integriranja T će biti kada to isto vrijeme T traje n+1/2 periodu signala izmjenične struje s frekvencijom f što je prikazano na sljedećoj slici.



Slika 3.17 Maksimalna pogreška integriranja na dc području za 3458A multimetar [31]

Tako se maksimalna pogreška integriranja (1 V_{rms} nadodan na 0,1 V_{DC}) može izračunati pomoću izraza:

$$p_{max} = \frac{1\mathrm{V_{rms}}}{1{,}11} \cdot \frac{1}{2fT} \cdot \frac{1}{0{,}1\mathrm{V}} \tag{3.2}$$

Tako npr. za frekvenciju izmjeničnog signala f = 10 kHz te vrijeme integriranja T = 1 s, maksimalna pogreška je p_{max} = 450 µV/V što je prevelik iznos kada se radi o preciznim mjerenjima. Međutim, uporabom spomenutog dvostrukog RC filtra spojenog na ulaz voltmetra, utjecaj izmjenične struje se smanjuje prema sljedećem izrazu:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{1}{(2\pi fRC)^2} \tag{3.3}$$

Uz navedeno, odabirom iznosa otpora R = 10 kΩ i iznosa kapaciteta C = 1μF slijedi da je omjer U_{out}/U_{in} = 2,53·10^{-6}. Iz toga slijedi da je maksimalna pogreška integriranja p_{max} = 0,00114 μV/V što je praktički zanemarivo. Stoga će se omjer shunt/referentni otpornik mijenjati jedino zbog promjene otpora shunta zahvaljujući dodanoj električnoj snazi disipacije u svakom koraku mjerne procedure. Dobiveni mjerni rezultati su izmjereni za shunt 1 A i PCR iznosi 8,6 ± 0,5 μΩ/Ω/W [31].

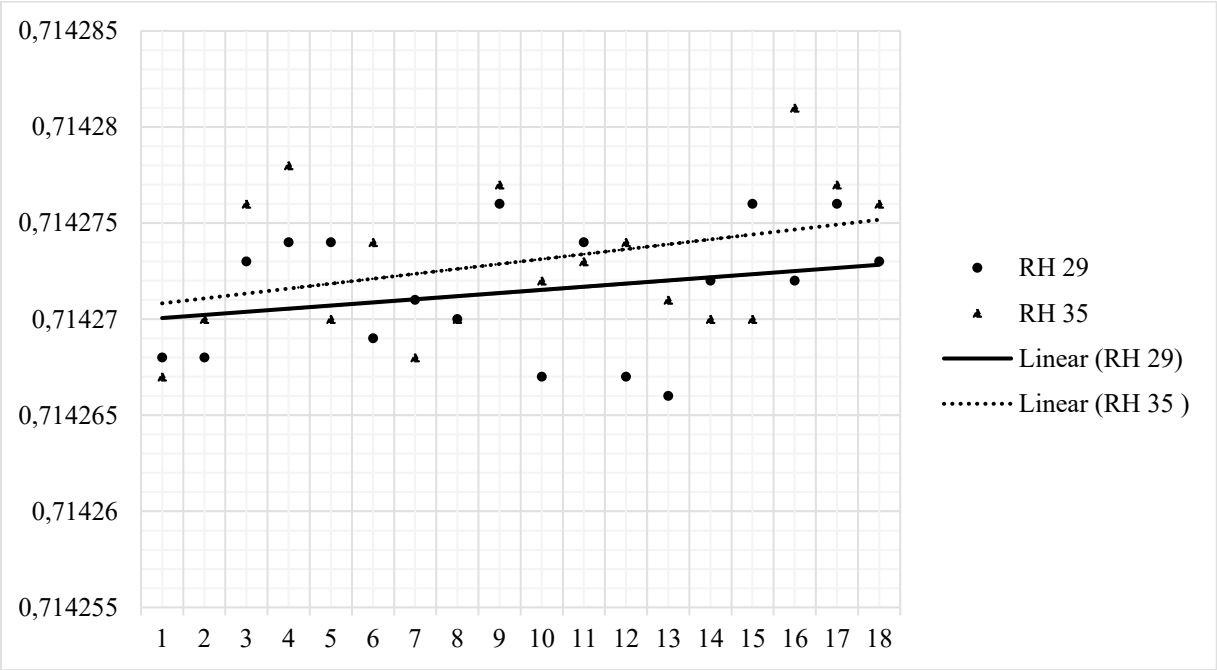
3.1.3. Mjerenje stabilnosti shunta tijekom vremena (drifta)

Treći parametar koji je potrebno odrediti je najopćenitiji kada se radi o karakterizaciji komponenti sličnog tipa a to je stabilnost tijekom vremena odnosno tzv. drift. Za njegovo određivanje je potrebno imati valjane mjerne podatke onoga što mjerimo u određenom dovoljno velikom vremenskom razmaku. Tako je za određivanje stabilnosti otpora strujnog shunta upotrijebljena mjerna oprema kao i za određivanje prethodna dva parametra tj. TCR i PCR. Mjeren je drift shunta nazivne struje 1 mA i nazivnog otpora 714,29 Ω u odnosu na referentni otpor od 1000 Ω. Shunt je bio smješten u jednoj komori a referentni otpor u drugoj te je temperatura unutar komora održavana na stabilnom iznosu od 23 °C. Vremenski razmak je iznosio tri mjeseca što je itekako dovoljno za određivanje dugoročnog drifta. Nakon što je provedena mjerna procedura i dobiveni mjerni rezultati, rezultat se lako može preračunati na očekivanu promjenu vrijednosti otpora nakon vremena godinu dana. U skladu s time, izračunati iznos drifta na osnovu mjernih podataka za shunt 1 mA je 0,238 μΩ/Ω/godina.

3.1.4. Mjerenje ovisnosti otpora shunta o koeficijentu vlažnosti

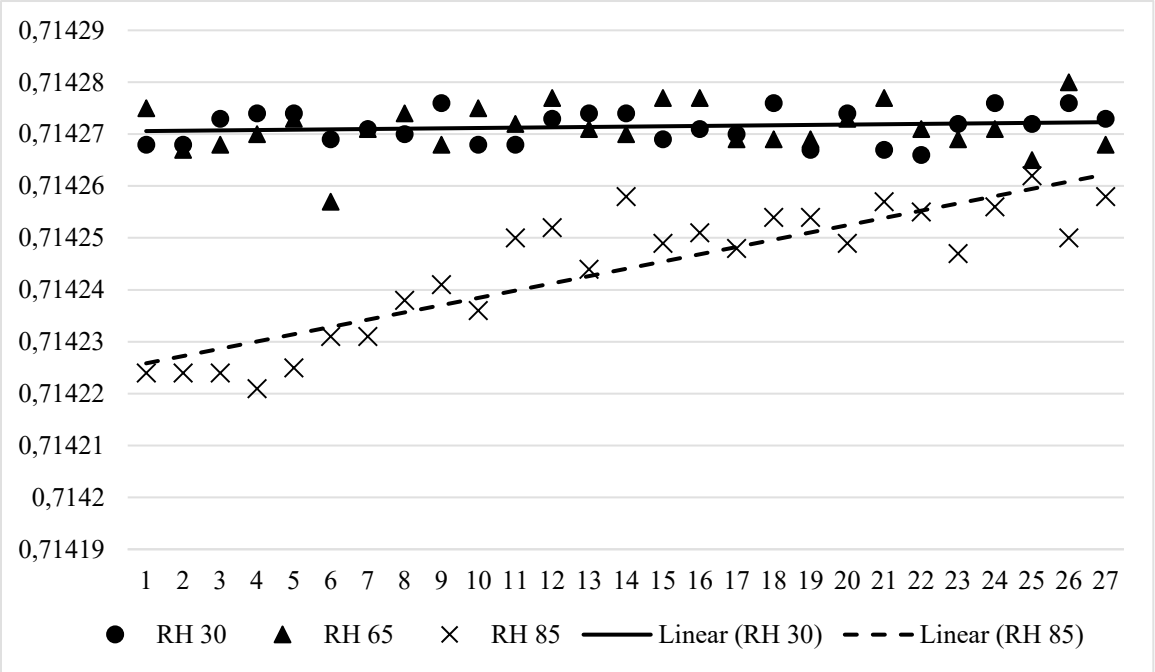
Ovaj parametar se do sada u znanstvenoj literaturi obično nije mjerio prilikom karakterizacije strujnih shuntova. Međutim, nedavno je objavljen relevantan znanstveni članak u uskom području istraživanja strujnih shuntova u kojem se tvrdi da potencijalno postoji određena ovisnost otpora shunta i koeficijenta relativne vlažnosti [67]. Prema tome, u [67] se također navodi da bi ta vrijednost bila reda veličine μΩ/Ω /RH%. Budući da su iznesene takve tvrdnje onda se u sklopu ove doktorske disertacije istražila potencijalna ovisnost promjene otpora shunta o vlažnosti. I u ovome slučaju se ponovno mogu iskoristiti termičke komore kako bi zadovoljili uvjete mjerenja. Tako je u prvu komoru stavljen referentni otpor a u drugu strujni shunt od 1 A za kojeg se određuje ovaj parametar. U obje komore se održavala stalnom temperatura od 23 °C. Međutim, u komori u kojoj se nalazi shunt bilo je potrebno mijenjati koeficijent vlažnosti a to se radilo postupnim dodavanjem raspršenih kapljica vode u komoru. Na taj način se koeficijent vlažnosti (RH koeficijent) mijenjao od početnih 29 % do konačnih

85 %. Također, posebno je bilo bitno istražiti kako se mijenja otpor shunta u rasponu od npr. 29 % do 35 % jer je to raspon u kojem RH koeficijent može lako varirati u prostoriji gdje se provode ovakva ili slična laboratorijska mjerenja. Prema tome, rezultati na sljedećem grafu prikazuju da se dc otpor strujnog shunta zanemarivo mijenja tj. promjena je unutar iznosa standardne devijacije kada je RH koeficijent povećan sa 29% na 35%. Stoga se može reći da je utjecaj vlažnosti na promjenu otpora zanemariv. Ponovljivost mjerenja je postignuta tako što se mjerna procedura ponovila 18 puta a svako mjerenje je trajalo otprilike tri minute. Još je bitno spomenuti da upotrijebljeni referentni otpornici imaju otpornički element uronjen u posudu ispunjenu mineralnim uljem te stoga zadovoljavaju uvjete za ovo mjerenje kao i za prije opisana mjerenja. Kako bi se bolje uočio trend promjene vrijednosti otpora shunta, na sljedećem grafu (Slika 3.18) je prikazana linearna aproksimacija vrijednosti promjene otpora shunta u ovisnosti o koeficijentu vlažnosti za RH iznose 29 % i 35 % .



Slika 3.18 Linearna aproksimacija vrijednosti promjene otpora shunta u ovisnosti o koeficijentu vlažnosti za RH 29 % i 35 % [31]

Kako bi se dodatno istražio utjecaj vlage, RH koeficijent je povećan na rubne tj. još više vrijednosti od 65 % i 85 %. Graf na sljedećoj slici (Slika 3.19) pokazuje vrijednosti promjenu dc otpora shunta za tri različita RH koeficijenta, a dobiveni uzorci su aproksimirani pravcem regresije za svako pojedino mjerenje koristeći metodu najmanjih kvadrata.



Slika 3.19 Linearna aproksimacija vrijednosti promjena otpora shunta u ovisnosti o koeficijentu vlažnosti za RH 30; 65 i 85 % [31]

Može se vidjeti da se pravci regresije za RH koeficijente 30 i 65 praktički preklapaju što znači da nema promjene otpora shunta između te dvije različite točke vlažnosti. Dok su za RH od 85 dobiveni rezultati s nešto većom standardnom devijacijom te se u skladu s njima može reći da se otpor shunta mijenja u iznosu reda veličine 1 μΩ/Ω/RH% [31]. Međutim, u ovom posljednjem slučaju se doista radi o visokom RH koeficijentu koji se u propisanim laboratorijskim uvjetima ne bi nikada trebao dogoditi.

3.2. Ac-dc karakterizacija pretvornika struje

U ovome poglavlju se analizira još jedna od iznimno bitnih karakteristika pretvornika struje, a to je tzv. ac-dc prijenosna razlika (eng. *ac-dc transfer difference*). Također, opisan je mjerni sustav i mjerna procedura mjerenja ac-dc razlike. Mjerni sustav omogućuje mjerenje navedenog parametra za shuntove od 1 mA do 10 A u frekvencijskom opsegu 50 Hz – 100 kHz.

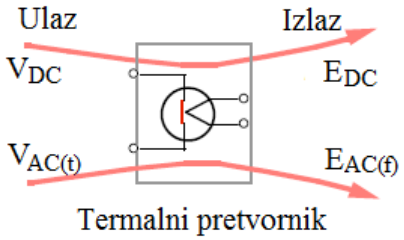
Nadalje, efektivna vrijednost izmjeničnog napona (eng. *root-mean square* - *RMS*) sinusnog valnog oblika se definira izrazom:

$$V_{AC}(rms) = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \big(V(t)\big)^2 dt} \tag{3.4}$$

S obzirom na navedenu definiciju, moguće je usporediti izmjenični napon (ac napon) sa istosmjernim (dc) preko električne snage. U termičkoj metodi, dc i ac napon se naizmjence primjenjuju na grijač termičkog pretvornika. Potom se količine Jouleove topline uspoređuju s mjerenjem temperature grijača pomoću termočlanaka koji rade na principu Seebeckovog efekta. Kada se dc i ac napon, koji daju jednaku snagu, primjene na ulaz idealnog termičkog pretvornika, električni naponi na izlazu bi trebali biti jednaki za oba takva ulazna napona. Međutim, u slučaju realnih termičkih pretvornika, na izlaze, odnosno električne napone utječu efekti zagrijavanja koji nisu posljedica Jouleove topline i frekvencijske karakteristike grijača. Ac-dc prijenosna razlika je osnovna veličina za ac-dc prijenosni etalon i definirana je sljedećom jednadžbom:

$$\delta_{\mathrm{AC-DC}} = \left.\frac{V_{\mathrm{AC}} - V_{\mathrm{DC}}}{V_{\mathrm{DC}}}\right|_{E_{\mathrm{AC}}=E_{\mathrm{DC}}} \tag{3.5}$$

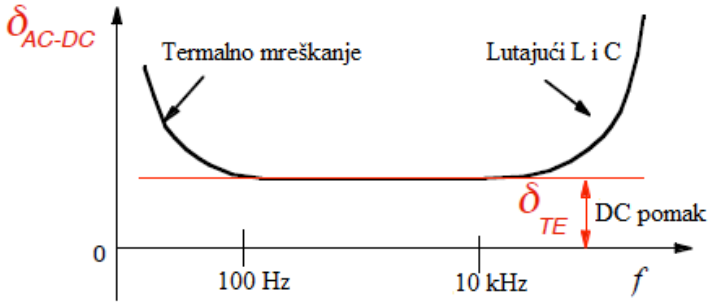
U navedenoj jednadžbi veličine E_{DC} i E_{AC} predstavljaju električni napon na izlazu termočlanka kada su dc napon V_{DC} i ac napon V_{AC} primijenjeni na termički pretvornik. U slučaju idealnog termičkog pretvornika ($\delta_{\mathrm{AC-DC}} = 0$), dobit će se da je $E_{\mathrm{AC}} = E_{\mathrm{DC}}$ za jednak ulazni napon ($V_{\mathrm{AC}} = V_{\mathrm{DC}}$). Dok se u slučaju stvarnog termičkog pretvornika, V_{AC} podešava za veličinu $\delta_{\mathrm{AC-DC}} \cdot V_{\mathrm{DC}}$ u odnosu na V_{DC} kako bi se zadovoljio uvjet $E_{\mathrm{AC}} = E_{\mathrm{DC}}$ [68]. Na slici 3.20 prikazan je termički pretvornik sa označenim ulazima i izlazima [70].



Slika 3.20 Termički pretvornik za ac-dc prijenosni etalon [71]

Ako je potreban veći ulazni ac napon koji proizvodi jednak izlazni električni napon kao dc napon, onda termički pretvornik ima pozitivnu ac-dc razliku (Izraz „ac-dc prijenosna razlika“ se često skraćuje i navodi kao „ac-dc razlika“).

Spomenuto je da frekvencija utječe na odziv termičkog pretvornika. U skladu s time, tipična frekvencijska karakteristika termičkog pretvornika je prikazana na slici 3.21.

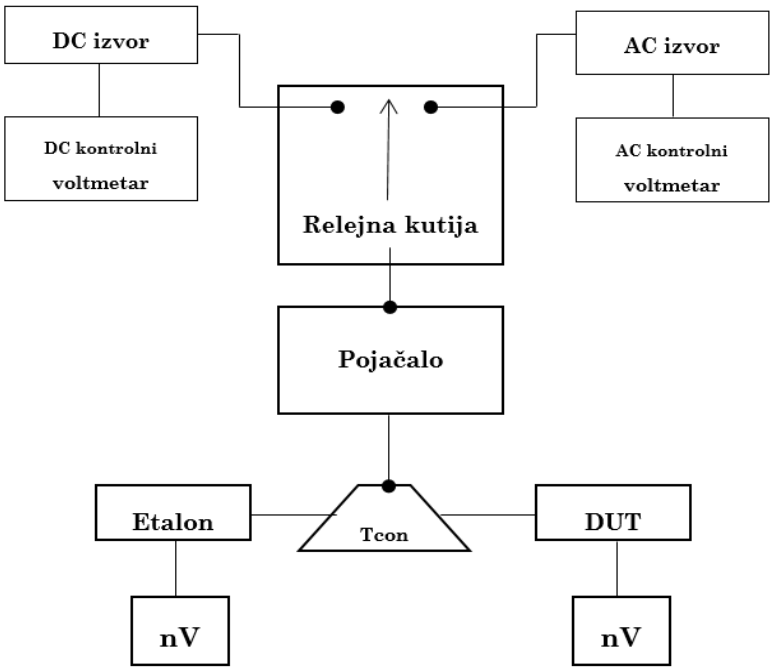


Slika 3.21 Frekvencijska karakteristika termičkog pretvornika [71]

Termoelektrični efekti koji se pojavljuju u dc režimu daju frekvencijski ovisan pomak ac-dc razlike. Za frekvencijsko područje od 100 Hz do 10 kHz vrijednosti $\delta_{\mathrm{AC-DC}}$ su manje od 0,1 ppm, a uzrok tome je dc pomak zbog termoelektričnog efekta i nije frekvencijski ovisan. Iznad 10 kHz vrijednost $\delta_{\mathrm{AC-DC}}$ raste zahvaljujući skin-efketu, dielektričnim gubicima, lutajućem induktivitetu i kapacitetu te takve pojave uzrokuju promjene koje su primjetne u usporedbi s termoelektričnim efektom. Međutim, PMJTC upotrijebljeni u ovoj doktorskoj disertaciji imaju vrijednosti manje od 1 ppm do frekvencije 100 kHz [72].

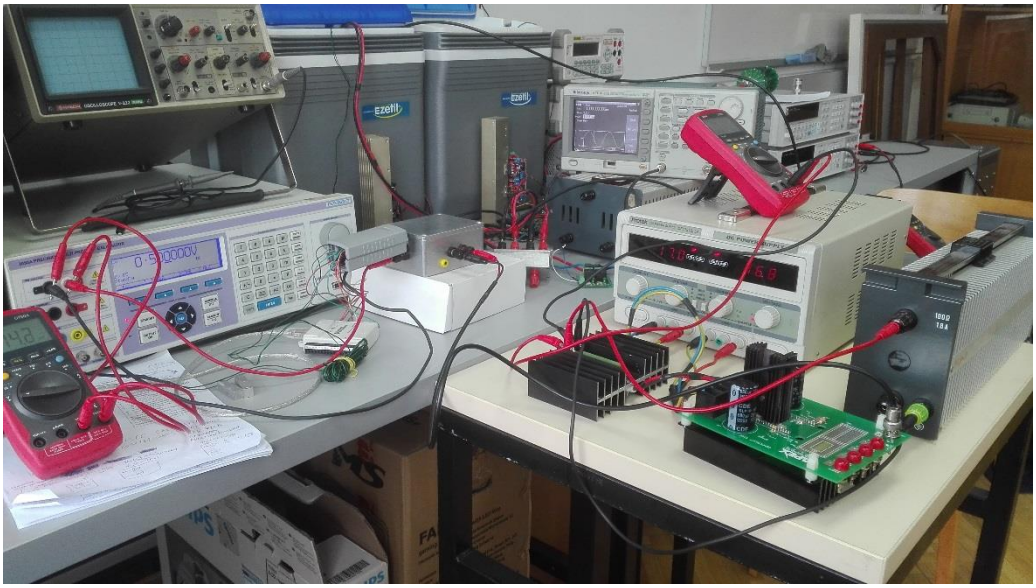
3.2.1. Mjerenje ac-dc razlike preciznih strujnih otpornika (shuntova) kaveznog oblika

Ac-dc razlika strujnih shuntova nazivnih struja od 10 mA do 10 A mjerena je prema mjernoj shemi na slici 3.22 uz prikazane komponente.



Slika 3.22 Mjerne komponente za mjerenje ac-dc razlike [68]

Na slici 3.23 su također prikazane mjerne komponente prilikom realnih mjerenja.



Slika 3.23 Stvarne mjerne komponente prilikom mjerenja ac-dc razlike

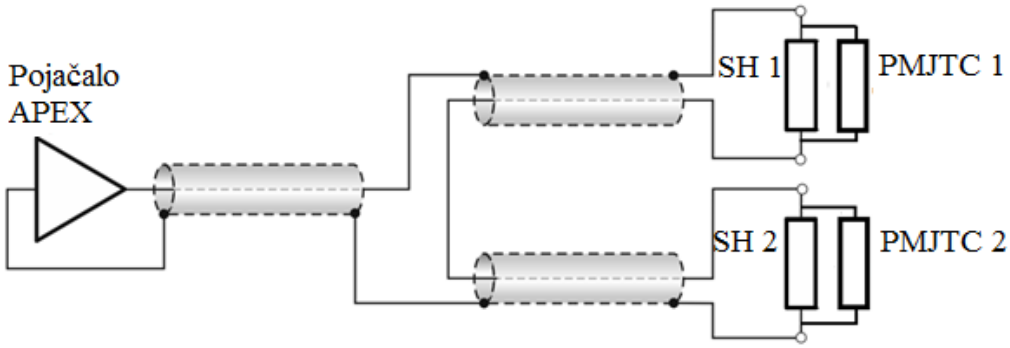
Kao dc izvor napona upotrijebljen je kalibrator Transmille 3050A. Stabilnost dc napona kalibratora koju navodi proizvođač prikazana je u sljedećoj tablici [73].

Tablica 3.2 Stabilnost dc napona kalibratora Transmille 3050A

Opseg	**24 h Stabilnost**			**Šum**	**1 god Rel**		
	ppm		µV	µV	ppm		µV
0-202mV	11,5	+	4	1.3	46	+	4
0.2-2.02V	11,5	+	12	4	46	+	35
2-20.2V	11,5	+	60	20	46	+	300
20-202V	11,5	+	1200	396	46	+	3000
200-1020V	11,5	+	10000	3300	46	+	20000

Kao ac izvor upotrijebljen je funkcijski generator Tektronix AFG 3021B. Stabilnost postavljenog napona koju navodi proizvođač je ± 1% od postavljenog iznosa + 1 mV za 1 kHz sinusni valni oblik uz 0 V pomak i za amplitudu > 10 mV_{pp}. Stabilnost unutarnje frekvencijske reference je ± 1 ppm (od 0 °C do 50 °C) [74]. Dc i ac voltmetri su kontrolni voltmetri za kontrolu i praćenje postavljenog napona, a tip voltmetra je Rigol DM3061. Relejna kutija je izrađena u laboratoriju i služi za postavljanje mjerne sekvence u mjernoj proceduri. Ova sklopovska

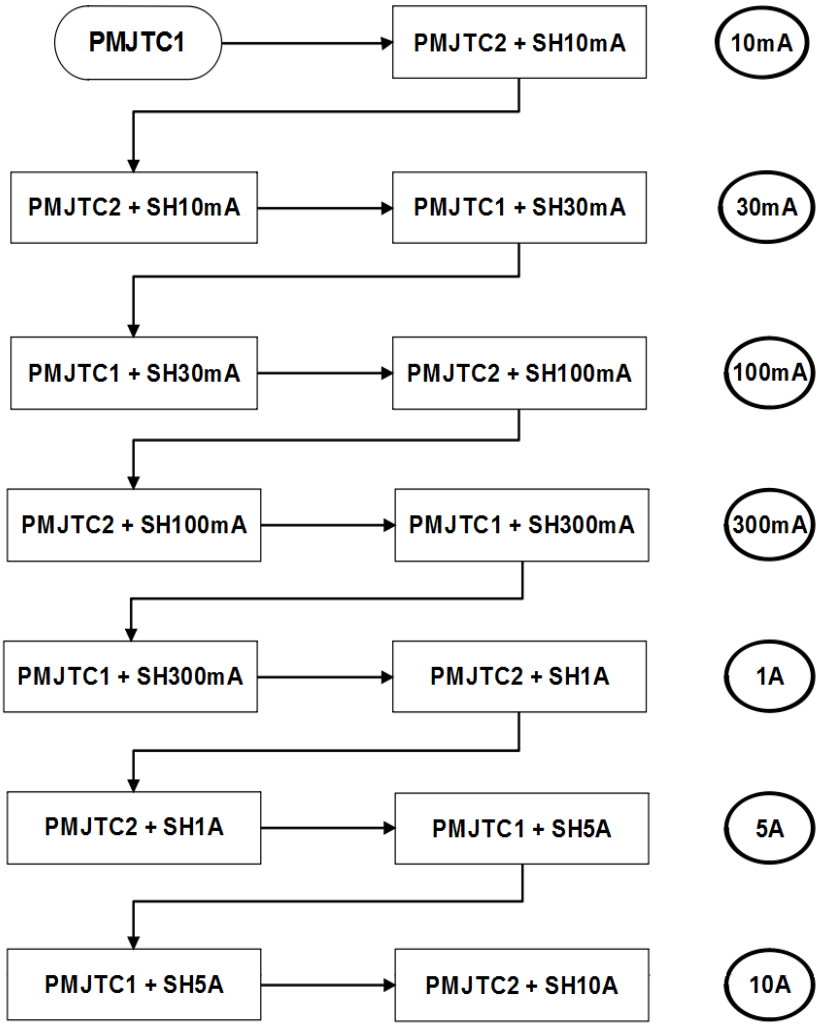
komponenta je neizostavna za ovakav tip mjerenja te će detaljno biti analizirana u sljedećem poglavlju. Upotrijebljeno pojačalo je Apex Eval 57 R-A (eng. *power amplifier* (PA) Apex) uz faktor pojačanja (tzv. *gain*) iznosa 10. Za napajanje tog pojačala upotrijebljen je Protek dc izvor koji se vidi na slici 3.23. Kao nanovoltmetri upotrijebljeni su HP Agilent 3458A uz postavljeni mjerni opseg od 100 mV. T-konketor je također izrađen u laboratoriju te prema navedenom shema spajanja izgleda kao na slici 3.24 na kojoj PMJTC označava termički pretvornik izrađen uz posebnu tehnologiju tzv. tehnologiju tankog filma (eng. *Thin-Film (Planar) Multijunction Thermal Converters (PMJTC)*). Upotrijebljeni su PMJTC-ovi (90 Ω) izrađeni u IPHT (eng. *Institute of Photonic Technology*), u Jeni (Njemačka) posebno za ovo istraživanje [68][69][72].



Slika 3.24 Upotrijebljeni spoj u mjernoj proceduri za mjerenje ac-dc razlike [68]

3.2.2. Mjerna procedura i rezultati mjerenja ac-dc razlike pretvornika struje

Mjerna procedura upotrijebljena u ovom mjerenju je tzv. *step-up* procedura [75]. Početni korak *step-up* procedure je umjeravanje strujnog shunta pomoću termičkog PMJTC pretvornika. tj. radi se o umjeravanju paralelne kombinacije strujnog shunta i jednog PMJTC-a pomoću drugog PMJTC-a koji služi kao referenca. Dakle, jedan zaseban PMJTC služi kao referenca odnosno etalon i za njega je točno poznat iznos ac-dc prijenosne razlike koji je praktički zanemariv za ovo istraživanje (manji od 0,1 ppm). Nakon tog početnog koraka dobijemo umjerenu kombinaciju jednog strujnog shunta s manjim iznosom struje i PMJTC-a te u drugom koraku tako umjerena kombinacija služi kao referenca za umjeravanje sljedećeg strujnog shunta (tj. strujnog shunta u paraleli sa PMJTC-om i to onim PMJTC-om koji je imao ulogu zasebnog PMJTC-a u početnom koraku). Analogno tome, koraci se u mjernoj metodi nastavljaju sve dok se ne umjeri i posljednji shunt s najvećom nazivnom strujom. Kako bi stvar bila jasnija, na slici 3.25 je dan i grafički prikaz opisa *step-up* metode.

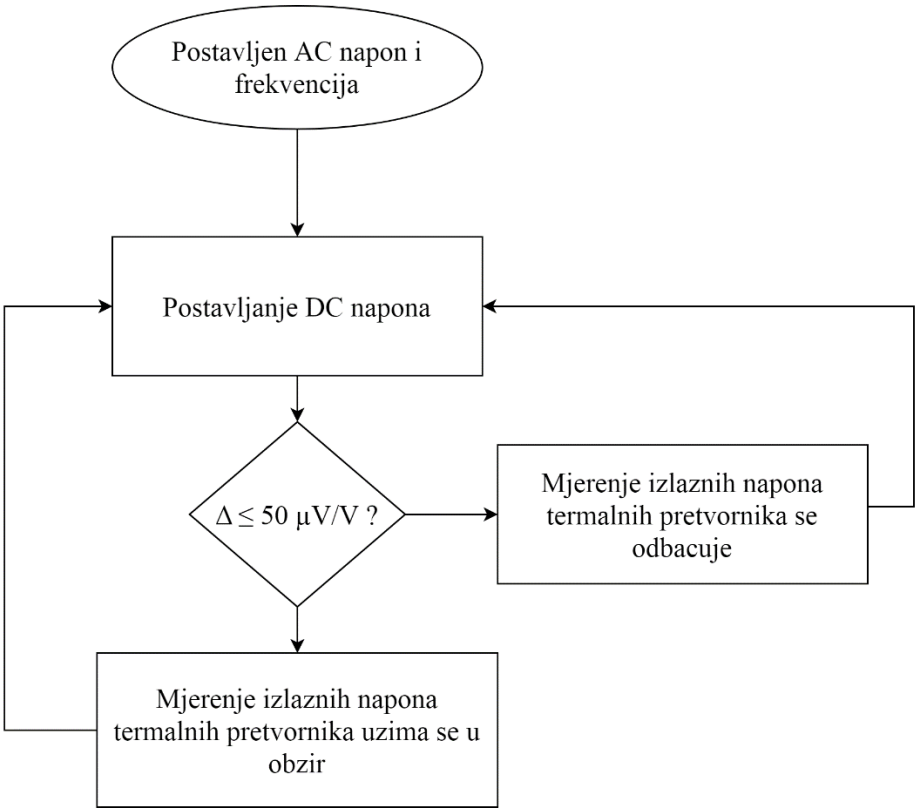


Slika 3.25 Step-up procedura za mjerenje ac-dc razlike (prikazano do koraka u kojem je nazivna struja od 10A) [68]

Mjerna sekvenca upotrijebljena u mjerenju je: ac1, dc+, ac2, dc-, ac3. Između svakog prebacivanja releja pomoću relejne kutije, čekano je 60 sekundi kako bi se izlazni napon ustabilio nakon postavljanja određenog ulaznog napona. Pojedina mjerna sekvenca se primjenjuje, a uzimaju se u obzir samo ona mjerenja koja zadovoljavaju sljedeći uvjet [76][77]:

$$\Delta_0 = \frac{E_{\mathrm{AC}} - E_{\mathrm{DC}}}{E_{\mathrm{DC}}} \leq 50\ \mu\mathrm{V/V} \tag{3.6}$$

gdje su E_{AC} i E_{DC} izlazni naponi termičkih pretvornika. Mjerna sekvenca se ponavlja sve dok se ne dobije 10 mjerenja (pri svakoj pojedinoj frekvenciji primijenjenog AC napona) koja zadovoljavaju navedeni uvjet. Podešavanje napona prikazano je na blok-dijagramu na slici 3.26.



Slika 3.26 Blok-dijagram podešavanja dc napona u mjernoj proceduri za mjerenje ac-dc razlike [68]

Kada se uspoređuju 2 shunta (npr. s i x) s pripadajućim PMJTC-ovima razlika između dvije ac-dc razlike

$$\delta = \delta_{\mathrm{X}} - \delta_{\mathrm{S}} \tag{3.7}$$

se izražava kao:

$$\delta = \frac{V_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{x}} - V_{\mathrm{AC}}^{\mathrm{x}}}{k^{\mathrm{x}} V_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{x}}} - \frac{V_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{S}} - V_{\mathrm{AC}}^{\mathrm{S}}}{k^{\mathrm{S}} V_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{S}}} \tag{3.8}$$

gdje su $V_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{S}}$ i $V_{\mathrm{AC}}^{\mathrm{S}}$ izlazni naponi referentne kombinacije (shunt i PMJTC u paraleli) pri dc i ac primijenjenom naponu.

$V_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{X}}$ i $V_{\mathrm{AC}}^{\mathrm{X}}$ izlazni naponi nepoznate kombinacije (shunt i PMJTC u paraleli).

k^{x} i k^{S} su karakteristični prijenosni eksponent prijenosne funkcije termičkog pretvornika i za PMJTC-ove iznose 2 [78].

U primijenjenoj mjernoj proceduri i uz upotrijebljenu mjernu sekvencu vrijede sljedeći izrazi:

$$V_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{S}} = \frac{V_{\mathrm{DC}+}^{\mathrm{S}} + V_{\mathrm{DC}-}^{\mathrm{S}}}{2}, V_{\mathrm{AC}}^{\mathrm{S}} = \frac{V_{\mathrm{AC}_1}^{\mathrm{S}} + V_{\mathrm{AC}_2}^{\mathrm{S}}}{2}, V_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{X}} = \frac{V_{\mathrm{DC}+}^{\mathrm{X}} + V_{\mathrm{DC}-}^{\mathrm{X}}}{2}, V_{\mathrm{AC}}^{\mathrm{X}} = \frac{V_{\mathrm{AC}_1}^{\mathrm{X}} + V_{\mathrm{AC}_2}^{\mathrm{X}}}{2} \quad (3.9)$$

Budući da je za referentnu kombinaciju poznata ac-dc razlika δ_{S}, onda se ac-dc razlika nepoznate kombinacije shunta i PMJTC-a dobije pomoću sljedećeg izraza [78]:

$$\delta_{\mathrm{X}} = \delta_{\mathrm{S}} + \frac{V_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{x}} - V_{\mathrm{AC}}^{\mathrm{x}}}{k^{\mathrm{x}} V_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{x}}} - \frac{V_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{S}} - V_{\mathrm{AC}}^{\mathrm{s}}}{k^{\mathrm{S}} V_{\mathrm{DC}}^{\mathrm{S}}} \quad (3.10)$$

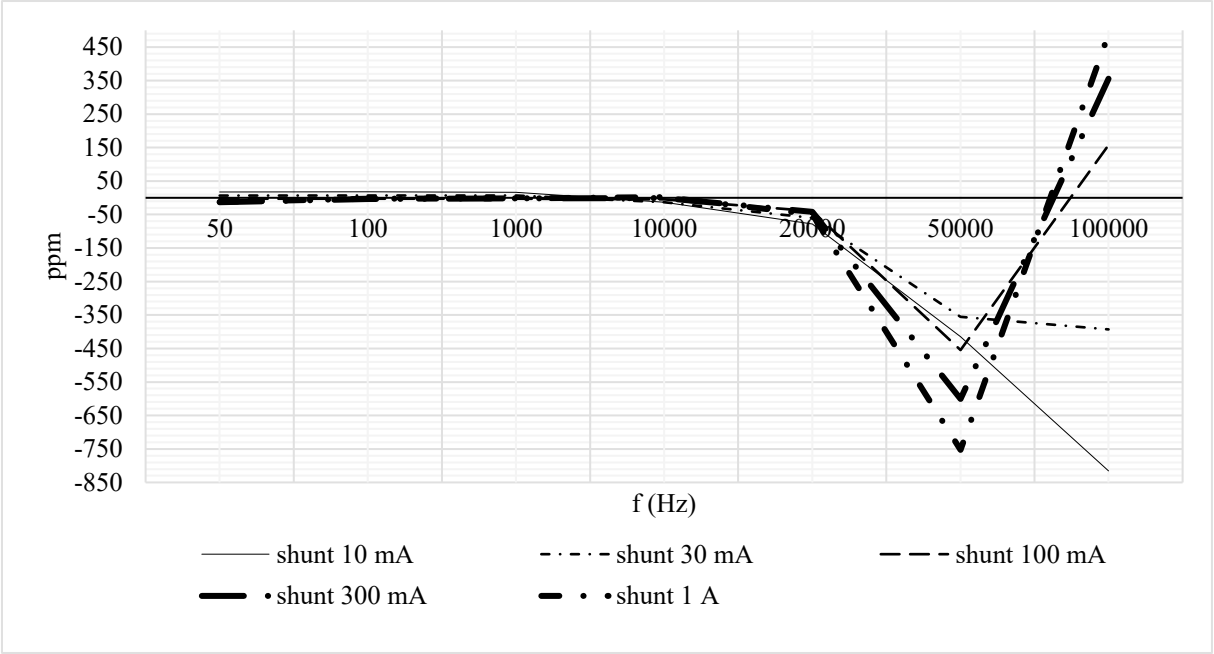
Nakon zadovoljenja svega navedenog, uzima se 10 mjerenja i izračunava prosjek pomoću sljedeće jednadžbe:

$$\delta_X = \frac{\sum_{\mathrm{i}=1}^{10} \delta_{\mathrm{i}}^{\mathrm{x}}}{10} \quad (3.11)$$

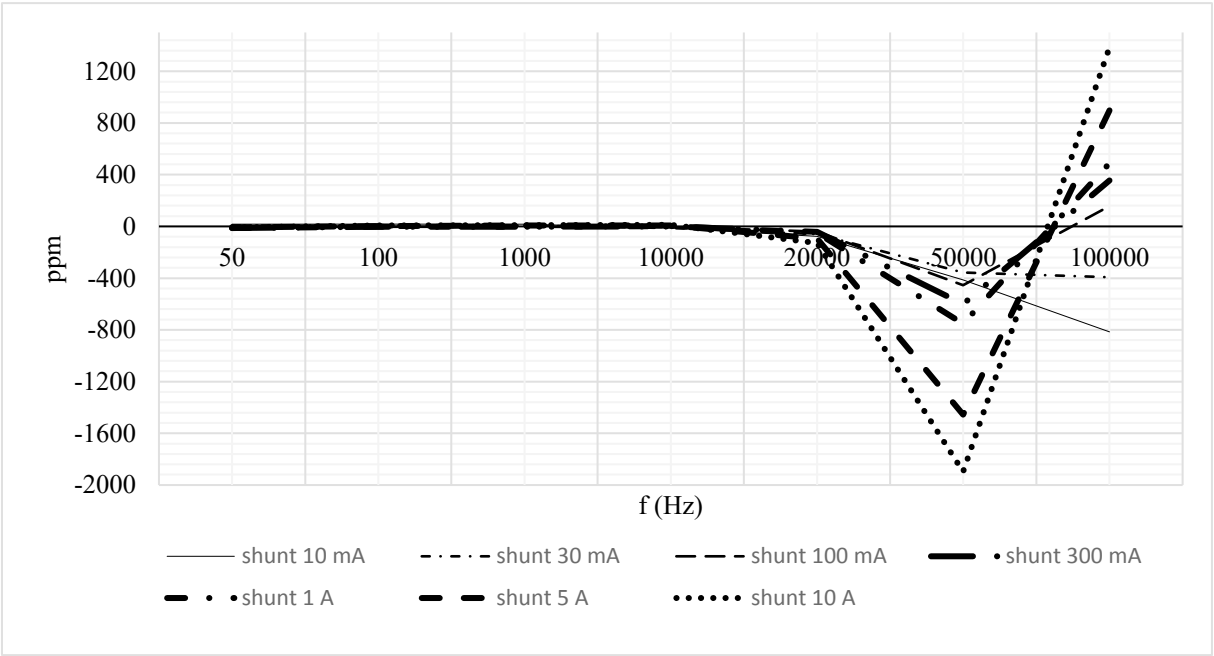
Frekvencije pri kojima se mjeri su sljedeće: 50, 100, 1000, 10 000, 20 000, 50 000 i 100 000 Hz. A mjerenje je izvedeno tako da se ac napon postavi kao stalan, a dc se potom podešava prema postavljenom iznosu ac napona. To je izvedeno jer upotrijebljeni kalibrator (dc izvor) Transmille 3050A ima veću razlučivost te je moguće finije podešavanje i ugađanje napona. To ugađanje napona je isprogramirano u LabVIEW aplikaciji pomoću tzv. PID regulatora, a tako je i cijeli proces mjerne procedure automatiziran [68].

Nakon što je opisana mjerna oprema i mjerna procedura ac-dc razlike, u nastavku su dani rezultati mjerenja ac-dc razlike strujnih shuntova.

Dobiveni rezultati mjerenja su prikazani na sljedećim grafovima. Kao što je vidljivo s grafova na slikama 3.27 i 3.28, ac-dc razlika shuntova poprima znatno veće vrijednosti za frekvencije iznad 20 kHz. U frekvencijskom rasponu od 50 Hz do 10 kHz, ac-dc razlika je manja od 20 μΩ/Ω.

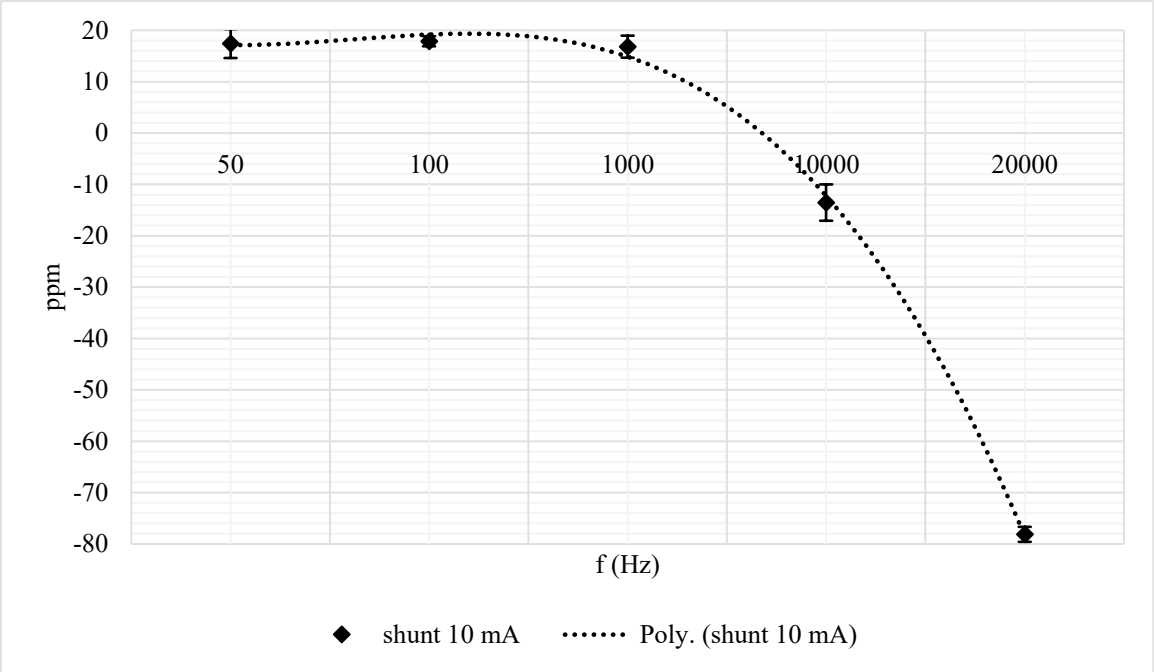


Slika 3.27 ac-dc razlika za shuntove 10, 30, 100, 300 mA i 1 A (SN 0001) na cijelom frekvencijskom opsegu [68]



Slika 3.28 ac-dc razlika za shuntove od 10 mA do 10 A na cijelom frekvencijskom opsegu [68]

Na sljedećem grafu prikazane su vrijednosti ac-dc razlike samo za jedan strujni shunt i to nazivne struje od 10 mA (prikazano vrijedi za frekvencijski opseg od 50 Hz do 20 kHz kao što se vidi sa slike 3.31). Pomoću grafa na slici 3.29 može se dobiti bolji uvid u prethodno prikazane grafove (slika 3.27 i 3.28). Krivulja koja opisuje trend promjene ac-dc razlike s porastom frekvencije je aproksimirana polinomom trećeg stupnja.



Slika 3.29 ac-dc razlika za shunt od 10 mA na frekvencijskom opsegu 50 Hz – 20 kHz [68]

Obzirom na prikazane rezultate ac-dc razlike za shuntove nazivne struje od 10 mA do 1 A, vidljivo je da pretvornici struje imaju itekako zadovoljavajuće iznose mjerenog parametra te se svakako mogu upotrijebiti u sklopu sustava za precizno mjerenje električne snage (digitalnoga vatmetra). Naravno da su moguća poboljšanja i usavršavanja pretvornika struje u smislu promjene konstrukcije, odnosno smanjenja međusobnog induktiviteta između diskova i pločica shunta ili odabirom još preciznijih otpornika od kojih je svaki pojedini shunt izrađen i koji paralelno spojeni daju ukupni otpor shunta.

Uzimajući u obzir sve do sada navedene mjerne procedure kojima su određeni pojedini parametri pretvornika struje i to redom: temperaturni koeficijent, koeficijent snage, stabilnost, ovisnost iznosa otpora o RH koeficijentu te ac-dc razlika, može se ustanoviti da su strujnim shuntovima razvijenim u laboratoriju na Zavodu za osnove elektrotehnike i električna mjerenja (FER ZOEEM, Zagreb) u sklopu HRZZ projekta "Mjeriteljska infrastruktura za pametne mreže" određene i dc i ac karakteristike (fazna pogreška je također mjerena unutar istraživačkog tima, ali ne u sklopu ove doktorske disertacije).

3.2.3. Relejna kutija

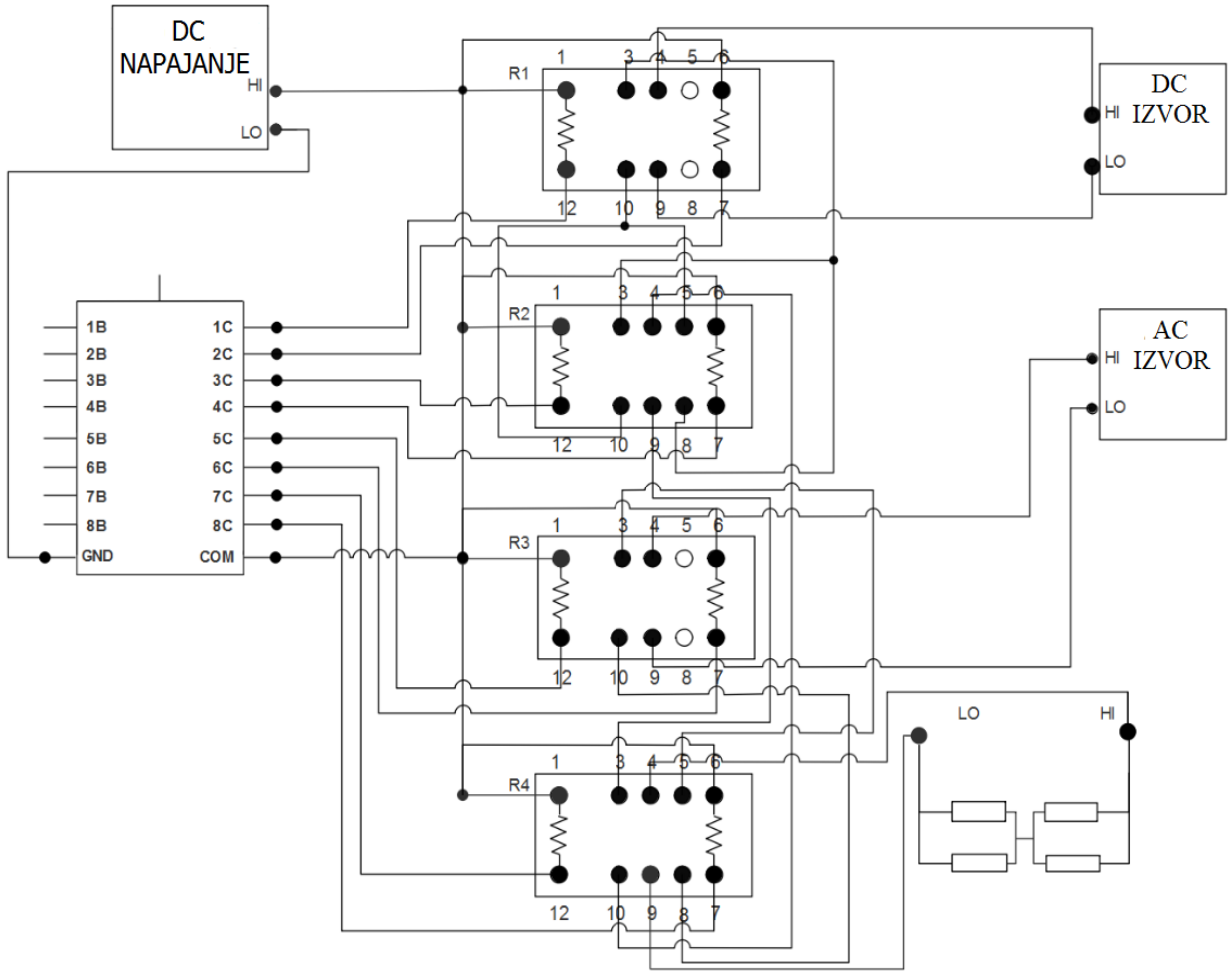
Ovo potpoglavlje je dodatak poglavlju 3.2.1. o mjerenju ac-dc razlike pretvornika struje. Budući da su zahtjevi za ac-dc mjerenje takvi da je potrebno minimizirati vrijeme koje protekne između prebacivanja napajanja sa istosmjernog na izmjenični napon i obrnuto, javlja se potreba

za jednom ovakvom specifičnom sklopovskom komponentom kao što je relejna kutija. Dakle, kako bi se postiglo, u idealnom slučaju, neprekidno zagrijavanje termičkih pretvarača koji se koriste prilikom ac-dc mjerenja potrebno je što je moguće brže prebacivanje napajanja sa istosmjernog na izmjenični napon. Također, bitno je naglasiti da za takve potrebe ne postoje komercijalni proizvodi koji bi se mogli direktno primijeniti za ovakvu specifičnu upotrebu [79]. Iznimka je jedino relejna kutija prikazana u [80]. Stoga je i ova sklopovska komponenta razvijena i proizvedena u sklopu laboratorija na FER-u i u sklopu ove doktorske disertacije. U radu [79] koji prikazuje jednu sličnu sklopovsku komponentu koja služi za potrebe brzog preklapanja koriste se 2 brza releja proizvođača Matsushita-NAIS te imaju mogućnost preklopa napona do 350 V DC pri struji 100 mA.

Relejna kutija razvijena i konstruirana unutar našeg istraživačkog tima se sastoji od 3 jedinice. Prva jedinica je kontrolna ili upravljačka jedinica koja se sastoji od kombinacije kartice proizvođača *National Instruments* i to NI USB-6008 te ULN2803A tranzistora. Ta upravljačka jedinica se nalazi izvan same relejne kutije kako ne bi utjecala na zagrijavanje releja tj. kako bi se strogo razdvojio upravljački uređaj od samih preklopnih releja. Tako se tijekom mjerenja može smanjiti šum i osigurati dobra termička stabilnost. Dodatno su releji još pomoću termičke paste stavljeni na zajedničku bakrenu podlogu kako bi na taj način pospješili termičku stabilnost. Četiri minijaturna releja koja se koriste su od proizvođača Kemet tipa EC2/EE2. Ovi releji su odabrani obzirom na njihove karakteristike a to su izrazito kratko vrijeme operacije te kratko vrijeme otpuštanja releja. Međutim, releji dakako imaju i mehanički dio te tako vrijeme operacije iznosi približno 2 ms a vrijeme otpuštanja 1 ms [81]. U skladu s tim vremenima, releji imaju isto ili kraće vrijeme preklapanja od onih predloženih u [79] što ih čini izrazito povoljnim za ovakvu upotrebu. Nazivni napon ovakvih releja je 5 V dc, a otpor njihove unutarnje zavojnice je 178 Ω ± 10% s pripadajućom nazivnom snagom od 140 mW [82].

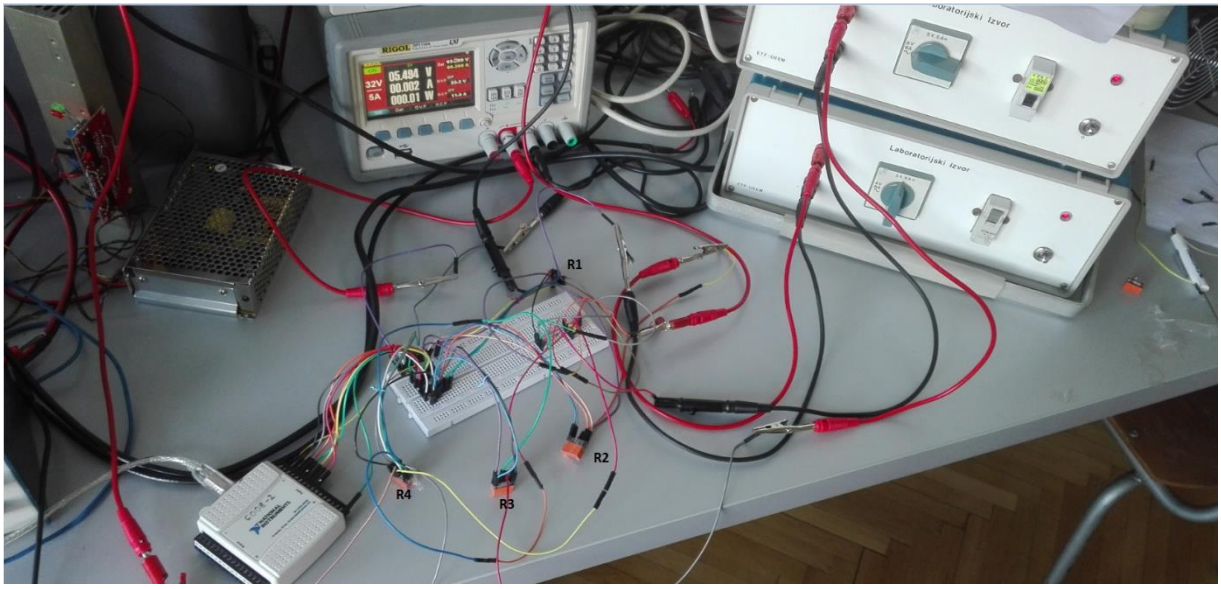
Nadalje, na slici 3.30 je prikazan međusobni spoj između četiri releja koji se nalaze unutar samog oklopa odnosno relejne kutije te također povezanost releja s vanjskim komponentama a to su: ac izvor, dc izvor, dc napajanje te izlazne stezaljke s relejne kutije koje se dalje povezuju sa strujnim i termičkim pretvornikom u našem slučaju. Inače, ako se relejna kutija primjenjuje u druge svrhe onda se izlazne stezaljke s relejne kutije povezuju s komponentama na koje je potrebno primijeniti određeni iznos napona. Kao dc izvor koristio se kalibrator Transmille 3050A, a kao ac izvor funkcijski generator Tektronix AFG 3021B. Naponska točnost ovog posljednjeg spomenutog instrumenta je ± (1% od postavljenog +1 mV) za 1 kHz sinusni valni oblik, 0 V pomak i amplitudu >10 mV_{pp}. Frekvencijska stabilnost iznosi

± 1 ppm ± 1 µHz, (za temperaturu od 0 °C do 50 °C) [74]. Na konektoru koji predstavlja izlaz iz relejne kutije naponski signali se pojačavaju koristeći pojačalo Apex Eval 57 R-A s faktorom pojačanja 10 [82].



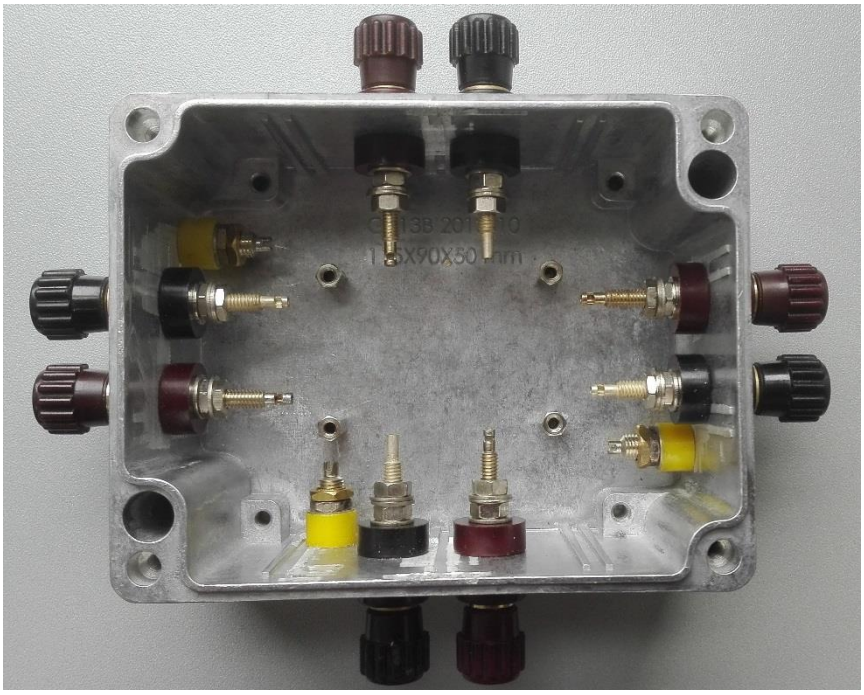
Slika 3.30 Međusobna povezanost između četiri releja unutar relejne kutije te njihova povezanost s vanjskim komponentama [82]

Isto tako, već spomenuta upravljačka jedinica odnosno NI USB-6008/6009 ima 2 ulaza (tzv. *Port 0* i *Port 1*), s time da prvi ulaz ima osam digitalnih pinova (ulazi/izlazi) a drugi 4 pina što daje ukupno 12 digitalnih pinova. Osim toga, postoji i GND pin kao referentni signal za uzemljenje [83]. U skladu s time, 8 digitalnih pinova od prvog ulaza se koristi za komponentu ULN2803A koja ima svrhu pojačanja napona na nazivnu razinu releja odnosno na 5 V dc. ULN2803A se zapravo sastoji od 8 *Darlington* parova NPN tipa [84]. Napajanje ove komponente je izvedeno preko PC-USB kabela. Programska aplikacija kojom se šalju naredbe opisanoj upravljačkoj jedinici je razvijena u LabVIEW programskoj okolini. Slike 3.31 i 3.32 prikazuju relejnu kutiju tijekom konstruiranja odnosno ispitivanja iste.



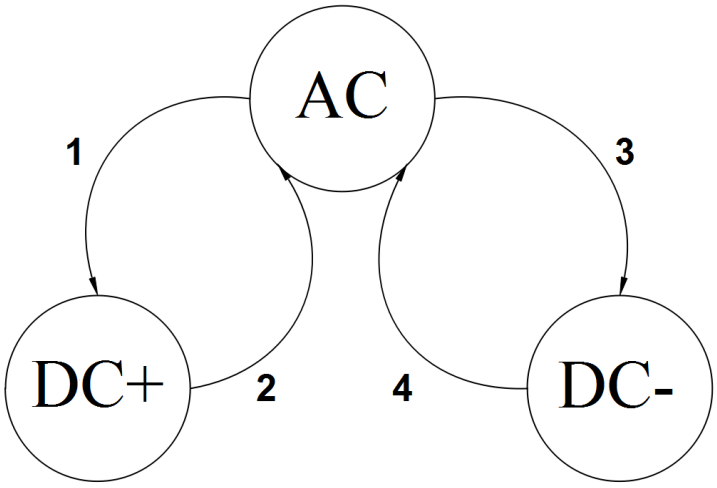
Slika 3.31 Ispitivanje rada upravljačke jedinice i releja za relejnu kutiju

Kao što se vidi sa slike, najprije se ispitao rad releja pomoću ispitnih električnih krugova a nakon te razvojne faze krenulo se s međusobnim povezivanjem releja na način kako su raspoređeni u konačnoj verziji relejne kutije.



Slika 3.32 Kućište s konektorima za relejnu kutiju

Uz sve navedeno, cjelokupna mjerna procedura za mjerenje ac-dc razlike je automatizirana i usklađena zajedno s relejnom kutijom i njenom pripadajućom mjernom sekvencom koja se izvodi i to: ac, dc+, ac, dc-, ac [82]. Tako zapravo postoje tri moguća stanja a kako bi se dobio jasniji uvid u prijelaze između pojedinih stanja prikazana je slika 3.33.



Slika 3.33 Logički prijelazi izvršeni pomoću relejne kutije i programirani u LABVIEW okruženju [82]

Uz to, bitno je naglasiti da je prilikom prijelaza u stanje dc iz ac stanja potrebno potpuno odspojiti dc izvor i obrnuto. Tako je ova sklopovska komponenta neizostavan dio upotrijebljene mjerne metode za mjerenje ac-dc razlike pretvornika struje.

3.3. Ispitivanje pretvornika napona

Druga bitna komponenta koja se ispitala je pretvornik napona odnosno u našem slučaju poseban tip otporničkog naponskog djelila kojemu je određena i izmjerena vrijednost omjera ulaznog i izlaznog napona u sklopu ove doktorske disertacije. Ostali parametri tj. maksimalna pogreška omjera i maksimalna fazna pogreška pri frekvencijama do 100 kHz su također određene tijekom rada istraživačkog tima HRZZ projekta a u sklopu kojeg je napravljena i ova doktorska disertacija.

Prototip naponskog djelila RVD - 17 560/10 V (slika 3.34) je razvijen u sklopu istraživačkog projekta Hrvatske zaklade za znanost „Mjeriteljska infrastruktura za pametne mreže“ kao dio budućeg preciznog digitalnog vatmetra. Djelilo je projektirano kako bi zadovoljilo uske granice pogrešaka u širokom frekvencijskom rasponu do 100 kHz.



Slika 3.34 Otporničko naponsko djelilo 560/10 V [85]

Svakako je bitno spomenuti glavne parametre ovog djelila kao što je omjer nazivnog ulaznog i izlaznog napona i taj omjer je određen na 560/10 V. Izlazni napon je određen slično kao i izlazni napon pretvornika struje tj. u skladu s mjernim opsegom mjernih instrumenata koji su predviđeni za međusobno povezivanje tih dviju komponenti u sklopu konačnog sustava odnosno digitalnoga vatmetra. U skladu s time, izlazni napon je određen tako da bude u skladu s ulaznom impedancijom odnosno mjernim opsegom mjernog instrumenta 3458A. Mjerenje koje je provedeno u sklopu ove doktorske disertacije je određivanje točnog omjera naponskog djelila. Na ulaz naponskog djelila primijenjena su tri različita iznosa napona i to: 560 V, 197 V

i 3,3 V. Svrha ovog mjerenja je bila utvrditi promjenjivost omjera otpora obzirom na različite iznose ulaznih napona odnosno ispitati termičke efekte na otporničko djelilo. Mjerna oprema upotrijebljena u ovom mjerenju se sastojala od istosmjernog naponskog izvora (kalibrator Transmille 3050A) i dva digitalna multimetra (HP3458A). Pomoću ovih multimetara mjerio se napon ulaza i izlaza otporničkog naponskog djelila. U tu svrhu trebalo je osigurati sinkronizirano mjerenje oba multimetra te je u skladu s time izrađen program u LabVIEW-u. Vrijeme integriranja analogno digitalnog pretvornika unutar multimetara se zadalo pomoću tzv. NPLC (eng. *Number of power line cycles*) naredbe. Taj iznos je podešen tako da osigura razlučivost od 8,5 znamenki (osim za mjerni opseg od dc 100 mV na kojem je maksimalna razlučivost 7,5 znamenki). Nakon čekanja određenog vremena da se napon otporničkog djelila ustabili zbog termičkih efekata uzeto je 100 uzoraka svakih 50 sekundi i takva procedura je ponovljena 60 puta kako bi se dobilo ukupno vrijeme mjerenja od 50 minuta. Za svaki set od 100 uzoraka izračunat je prosjek i pripadajuće standardno odstupanje. Na taj način se dobije 50 usrednjenih vrijednosti u 50 minuta [85]. Rezultati mjerenja za različite ulazne napone su prikazani u tablici 3.3.

Tablica 3.3 Vrijednosti omjera otporničkog djelila

Ulazni napon	**U_u / U_i ± stand. odstupanje**
560 V	55,99897 ± 17 ppm
197 V	55,99733 ± 12 ppm
3,53 V	55,99799 ± 57 ppm

Relativna pogreška omjera pri ulaznom naponu od 197 V u odnosu na omjer pri ulaznom nazivnom naponu je -29,3 ppm. Također, relativna pogreška omjera pri ulaznom naponu 3,53 V u odnosu na omjer pri ulaznom naponu od 560 V iznosi -17,5 ppm.

Što se tiče mjernih instrumenata i njihove točnosti na određenom mjernom području, može se navesti da je prilikom mjerenja u kojem je ulazni napon postavljen na 3,53 V, prvi multimetar je bio postavljen na mjernom opsegu od 100 mV a drugi na 10 V. Za druga dva ulazna napona (197 V i 560 V), prvi multimetar je bio postavljen na mjernom opsegu od 1000 V a drugi na 10 V. Također, digitalni multimetri imaju pogrešku manju od 10 ppm na cijelom mjernom opsegu za tzv. dcv područje. Nadalje, za upotrijebljeni kalibrator Transmille 3050A vrijede sljedeće karakteristike koje navodi proizvođač: točnost pri naponskom opsegu 220-1000

V je 50 ppm + 20 mV, točnost pri 200 V je 50 ppm + 0.3 mV te točnost pri 10 V je 50 ppm + 35 μV.

Osim ovog mjerenja, napravljena su dodatna mjerenja unutar istraživačkog tima na FER-ZOEEM-u te su dobiveni sljedeći rezultati odnosno karakteristike naponskog djelila. Dakle, koristeći predloženu digitalnu kompenzaciju u članku [85] dobila se maksimalna pogreška omjera od 350 ppm za frekvencijski opseg od 50 Hz do 100 kHz. Nadalje, maksimalna fazna pogreška na istom frekvencijskom opsegu iznosi 4500 μrad. Spomenute pogreške su uglavnom posljedica sklopovskih i programskih ograničenja tijekom implementacije u realnom vremenu. Međutim, pomoću algoritma predloženog u [85] može se postići kompenzacija prijenosne funkcije tako da pogreška omjera bude ispod 40 ppm i ukupna fazna pogreška ispod 150 μrad za isti frekvencijski opseg. Uz to, takav pristup omogućuje uporabu RVD-a u kombinaciji s različitim mjernim instrumentima (mjerne kartice ili digitalni multimetri) te uz različite duljine kabela gdje se zapravo digitalna kompenzacija može provoditi odvojeno za pojedine različite impedancije tereta.

4. Karakterizacija mjernih instrumenata visoke razlučivosti

U poglavlju 2.2.4 opisana je uloga odnosno funkcija mjernih instrumenata unutar digitalnoga vatmetra. U ovome poglavlju je naglasak stavljen na analizu pojedinog instrumenta tj. na njihovu međusobnu usporedbu koristeći mjernu metodu i mjerni postav opisan u poglavlju 4.1.1. Bitno je dobro poznavati pojedine karakteristike instrumenata kako bi se omogućio pravi izbor mjernog instrumenta za određene uvjete mjerenja električne snage (npr. ovisnost o iznosu amplitude napona, utjecaj fazne razlike između signala napona i struje, utjecaj frekvencijskog opsega i dr.).

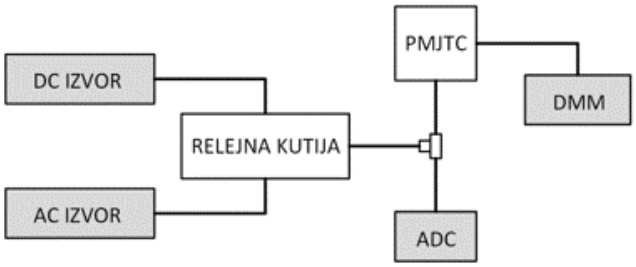
4.1. Karakterizacija mjernih instrumenata temeljena na kalibraciji s termičkim pretvornikom i Swerleinovim algoritmom

Do sada su već spomenuti termički pretvornici (PMJTC) i njihova primjena u određenim mjernim metodama u sklopu ove doktorske disertacije. U ovom poglavlju je prikazana mogućnost primjene takvih termičkih pretvornika u svrhu umjeravanja mjernog instrumenta [86]. Razvijeni su automatizirano ispitivanje i kalibracijski sustav baziran na PMJTC-u i modularnoj elektroničkoj instrumentaciji (NI *PXI* sustav s pripadajućim mjernim karticama). Takav sustav je moguće koristiti kako bi se karakterizirali mjerni instrumenti bazirani na 24-bitnim analogno-digitalnim pretvornicima s visokom razlučivošću. Frekvencijski opseg prilikom ispitivanja je od 50 Hz do 100 kHz. Za potrebe ovakvih mjerenja koristi se u pojedinim mjeriteljskim institutima i tzv. Josephsonov standard napona. U nedostatku tog uređaja uporaba PMJTC-a je dovoljno dobra zamjena jer je ac-dc razlika PMJTC-a za frekvencije do 10 kHz manja od 1 ppm a za frekvencije od 10 do 100 kHz manja od 10 ppm [72][86][87]. Osim navedenog ispitivanja, dva tipa mjernih kartica koji su dio modularnog sustava *PXI* i to NI *PXI* 5922 [88] i NI *PXI* 4461 [89] su uspoređeni i s algoritmom koji se smatra referentnim standardom uz određene uvjete (Swerleinov algoritam [90]) kako bi se ispitala preciznost mjerenja izmjeničnih signala [91]. Odabrana su upravo ova dva tipa kartica jer su ti mjerni instrumenti uz digitalne multimetere (razlučivost od 8 ½ znamenki) najčešće upotrijebljeni u sklopu digitalnoga vatmetra za precizno mjerenje električne snage.

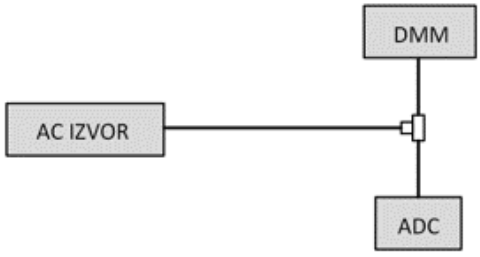
4.1.1. Mjerna metoda i mjerna oprema

Ovom mjernom metodom se mjeri ac-dc prijenosna razlike uređaja NI PXI 5922 te se kao i kod mjerenja ac-dc razlike pretvornika struje i u ovom mjerenju također koristila relejna

kutija opisana u poglavlju 3.2.3. Mjerna oprema koja je upotrijebljena u mjerenju je sljedeća: dc i ac izvor, relejna kutija, tzv. T-konektor (BNC tip), PMJTC (90Ω) i digitalni multimetar 3458A. Pomoću digitalnog multimetra mjeri se dc napon na izlazu PMJTC-a [91]. Na sljedećoj slici su shematski prikazani dijelovi mjerne opreme.



(a) uz PMJTC



(b) uz Swerleinov algoritam

Slika 4.1 Dva tipa povezanosti mjernih komponenti za ac-dc mjerenje: (a) koristeći PMJTC i (b) koristeći izravno Swerleinov algoritam

Kao što se vidi sa slike 4.1, prvi mjerni električni krug se sastoji od relejne kutije koja služi za komutiranje napona između izmjeničnog i istosmjernog te reference za mjerenje PMJTC-a. Drugi mjerni električni krug ne sadrži te komponente jer je izlaz izmjeničnog izvora signala direktno povezan na digitalni multimetar i ispitivani ADC (NI *PXI* 5922). Te komponente nisu potrebne jer se ova metoda bazira na Swerleinovom algoritmu koji mjeri izmjenični signal te se kao takav može smatrati referencom. Međutim, postoje i određena ograničenja a ona se tiču frekvencijskog opsega. Iako se ranije smatralo da Swerleinov algoritam može biti referenca za mjerenje izmjeničnih signala frekvencije do 1 kHz pa čak i do 2 kHz, danas se ipak uzima kao relevantna referenca do frekvencije 200 Hz [92]. Nadalje, sve upotrijebljene kartice modularnog *PXI* sustava (*PXIe*-5442, *PXI*-6653, *PXI*-5922 i *PXI*-4461) se nalaze unutar *PXI* kućišta tipa *PXIe*-1062Q. *PXI*-1062Q kućište ima 8 ulaza za različite *PXI* kartice te sadrži i ulaze za napajanje kao i ulaze za spajanje raznih drugih kompatibilnih uređaja koji koriste GPIB ili USB komunikaciju. Osim toga, postoje i ulazi kojima se može upravljati

vremenskom funkcijom odnosno uporaba raspodjele takta za izvođenje sinkronizacije ili okidanja [93]. Prethodno navedena kartica *PXIe*-5442 je kartica koja služi za generiranje izmjeničnog signala dok se za prihvat i mjerenje signala koriste kartice *PXI*-5922 i *PXI*-4461. Kartica *PXI*-6653 je modul koji služi za manipuliranje vremenskim signalima. U ovom slučaju se koristi kao izvor signala okidanja te se oni dalje raspodjeljuju tj. dovode na ulaze uređaja koje želimo okidati ovako proizvedenim signalom. Direktna digitalna sinteza takta (eng. *direct digital synthesis* (DDS) *clock*) u ovom mjerenju služi kao referenca signala okidanja koji se u mjerenju generira pomoću modula *PXI*-6653. Nakon što je tako dobiven signal sa DDS takta, isti je dalje preusmjeren na izlaz modula PFI0 a potom kabelima dalje odveden do mjernih instrumenata koji se ispituju. Kabeli koji se koriste i koji su kompatibilni s NI 6653 modulom imaju SMB konektore te su jednake duljine. Kao i za ostale do sada opisane mjerne procedure i u ovom slučaju mjerna procedura je razvijena u programskom okruženju LabVIEW-u i proces mjerenja je automatiziran.

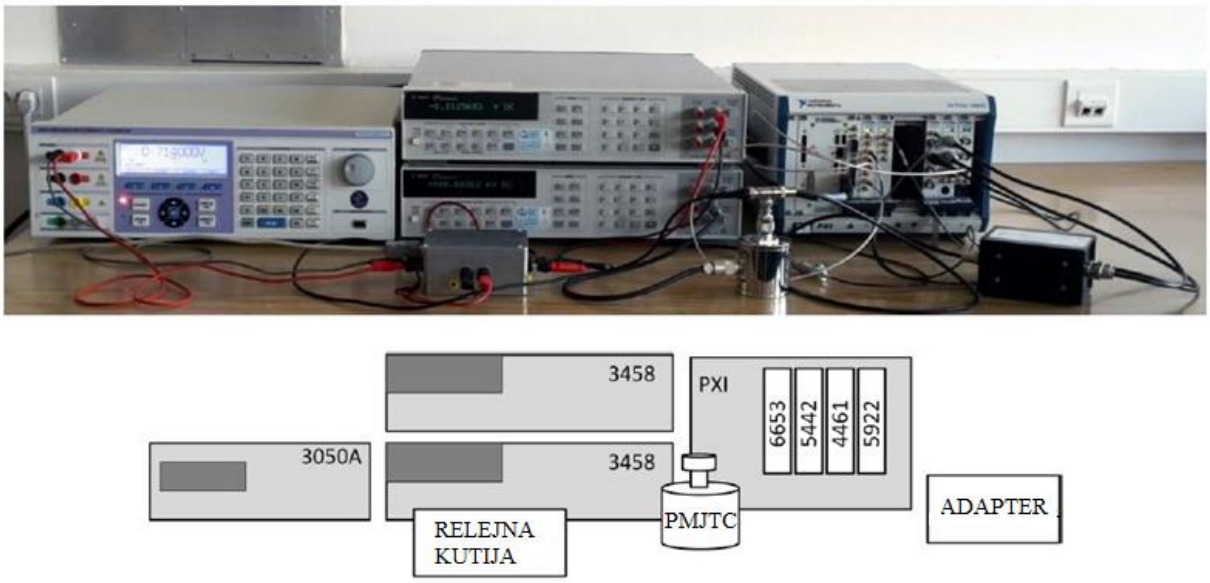
Kada se radi o mjerenju prikazanom na slici 4.1 (a) onda je potrebno koristiti i dc izvor te se u tom slučaju koristi Transmille 3050A [73]. Kao izmjenični izvor se koristi već spomenuti PXIe-5442 [94]. Nakon što je cijeli mjerni postav sastavljen i narinut izmjenični napon određene frekvencije potrebno je napraviti kompenzaciju ulaznih otpora PMJTC-a i digitalnog multimetra. Kompenzacija se može programski podesiti tako da se promjeni impedancija tereta analogno-digitalnog pretvornika PXI mjerne kartice. Budući da je zahtijevani frekvencijski opseg od 50 Hz do 100 kHz potrebno je provesti i kompenzaciju u skladu s postavljenom frekvencijom unutar navedenog opsega. Nadalje, mjerna procedura je provedena tako da je iznos napona izmjeničnog (ac) izvora postavljen stalnim dok se napon istosmjernog (dc) izvora podešavao prema potrebi. Kao i u slučaju ac-dc mjerenja pretvornika struje bilo je potrebno zadovoljiti sljedeći uvjet:

$$\Delta_0 = \frac{E_{\mathrm{AC}} - E_{\mathrm{DC}}}{E_{\mathrm{DC}}} \leq 50\ \mu\mathrm{V/V} \tag{4.1}$$

Prema tome, ako je vrijednost Δ_0 manja od 50 μV/V onda se može smatrati da su istosmjerni (dc) i izmjenični (ac) signal dovoljno dobro uravnoteženi i da efekt neravnoteže ovih izvora ima zanemariv utjecaj na cjelokupno mjerenje ac-dc razlike [95][96]. Također, obzirom da se računa isti parametar kao i kod pretvornika struje onda vrijede isti matematički izrazi prikazani u poglavlju o mjerenju ac-dc razlike pretvornika struje. Bitno je još naglasiti da se posebno kontroliralo postizanje stabilizacije izlaznog napona PMJTC-a tako da se postavio

određeni vremenski period odgode između prijelaza pojedinih mjernih sekvenci (npr. promjena ac na dc +) i tek su se potom uzimali mjerni uzorci.

Što se tiče shematskog prikaza na slici 4.1 (b), taj mjerni postav služi za usporedbu NI *PXI* 5922 ili NI *PXI* 4461 s HP3458A uz izravno izvođenje Swerleinovog algoritma na digitalnom multimetru. Kao što je već spomenuto, navedeni algoritam je prihvaćen kao svojevrsna referenca za mjerenje izmjeničnih signala pod određenim uvjetima (signal treba biti čistog sinusnog oblika maksimalne frekvencije 200 Hz te imati mali fazni pomak) te je uz to mnogo puta ispitan [90][92]. Na sljedećoj slici je prikazana mjerna oprema prilikom realnog mjerenja uz simbolički prikaz kako bi se dobio uvid u izgled pojedine komponente.



Slika 4.2 Mjerna oprema uz simbolički prikaz

4.1.2. Mjerni rezultati

Nakon provedbe prethodno opisane mjerne procedure, uzeto je jedanaest relevantnih mjernih rezultata koji zadovoljavaju zahtjev ponovljivosti te je izračunata srednja vrijednost:

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^{11} x_i}{11} \tag{4.2}$$

Mjerenja su izvođena prema mjernoj sekvenci ac, dc+, ac, dc-. Također, brzina uzorkovanja mjerne kartice NI PXI 5922 je postavljena na određene iznose u rasponu od 50 kSa/s do 10 MSa/s. Nadalje, ovakve mjerne kartice zahtijevaju posebnu pozornost prilikom odabira brzine uzorkovanja jer treba uzeti u obzir frekvenciju signala koji se uzorkuje. To se radi kako bi se svojstva mjerne kartice iskoristila na optimalan način u svrhu maksimalne preciznosti mjerenja. Tako npr. nije dovoljno zadovoljiti samo Shannon-Nyquistov teorem:

$$f_0 < \frac{f_s}{2} \tag{4.3}$$

nego je potrebno dodatno povećati omjer frekvencije uzorkovanja i frekvencije signala kako bi se postigla dovoljno kvalitetna rekonstrukcija uzorkovanog signala [97]. U tom smislu se uvodi i tzv. faktor naduzorkovanja (OSR - eng. *oversampling ratio*) koji je definiran sljedećim matematičkim izrazom:

$$OSR = \frac{f_s}{2f_0} \tag{4.4}$$

gdje je f_s frekvencija uzorkovanja a f_0 frekvencija uzorkovanog signala. U sljedećoj tablici su prikazane vrijednosti brzine uzorkovanja signala za pojedine frekvencije uzorkovanog signala. U skladu s tim izrazom, prilikom mjerenja je vrijedilo da je iznos OSR-a najmanje 10. Što se tiče mjerne kartice NI PXI 5922 u Tablici 4.1 navedene su odabrane frekvencije uzorkovanja za pripadajuće frekvencije uzorkovanih signala.

Tablica 4.1 Brzine uzorkovanja (NI 5922) za pripadajuće frekvencije signala

Frekvencija uzorkovanog signala (Hz)	**Brzina uzorkovanja za NI 5922**
50	50 kSa/s; 1 MSa/s
100	50 kSa/s; 1 MSa/s
1000	50 kSa/s; 1 MSa/s; 10 MSa/s
10 000	1 MSa/s; 10 MSa/s
50 000	1 MSa/s; 10 MSa/s
100 000	2 MSa/s; 10 MSa/s

Kao što se može vidjeti iz prikazane tablice 4.1, za sve frekvencije signala su se primijenile barem dvije različite brzine uzorkovanja NI 5922 kartice. Slično kao za prethodnu tablicu, u tablici 4.2 su prikazani podaci za brzine uzorkovanja NI 4461 kartice.

Tablica 4.2 Brzine uzorkovanja (NI 4461) za pripadajuće frekvencije signala [89]

Frekvencija uzorkovanog signala (Hz)	**Brzina uzorkovanja za NI 4461**
50	50 kSa/s; 200 kSa/s
100	50 kSa/s; 200 kSa/s
1000	50 kSa/s; 200 kSa/s
10 000	200 kSa/s

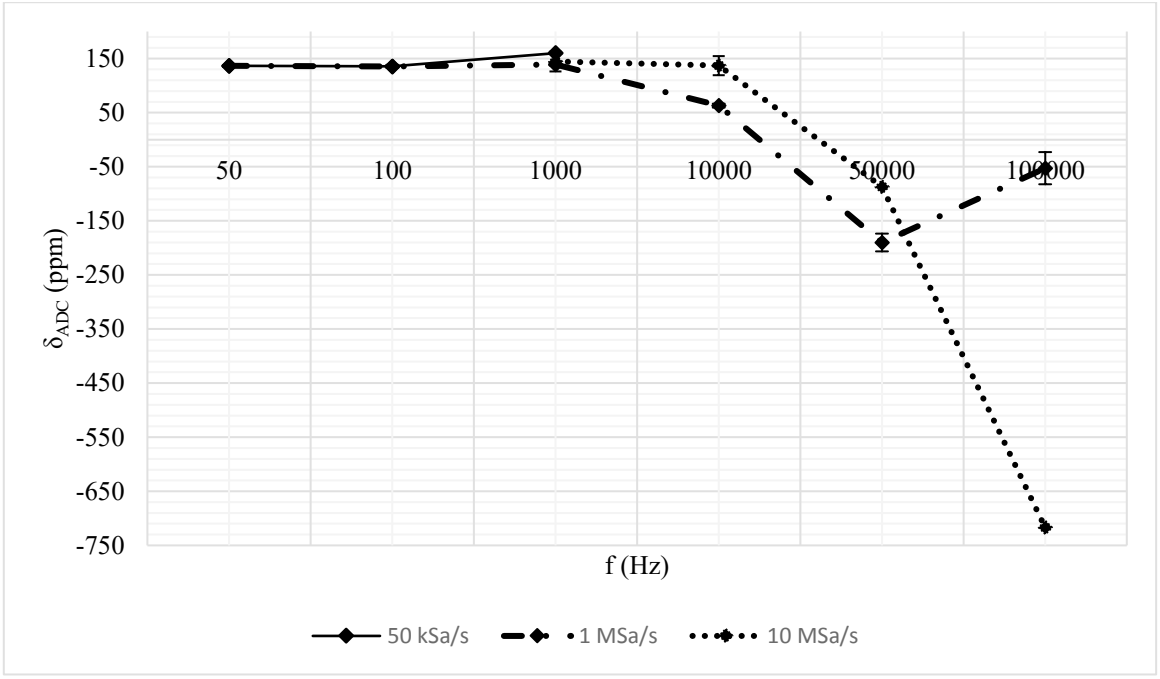
Usporedbom Tablice 4.1 i 4.2 očito se može zaključiti da mjerna kartica ima nedostatak jer nije moguće mjeriti signale frekvencije veće od 10 kHz (naravno ovo vrijedi samo ako se uzmu u obzir zahtjevi postavljeni na iznos OSR-a kao što je u ovoj doktorskoj disertaciji). A to dakako proizlazi iz same karakteristike mjerne kartice NI 4461 tj. njene najveće brzine uzorkovanja od 204.8 kSa/s u odnosu na NI 5922 karticu kojom je moguće uzorkovati uz brzinu od čak 10 MSa/s. Međutim, osim ovih informacija za pojedine mjerne kartice korisno je razmotriti i ovisnost razlučivosti analogno-digitalnog pretvornika mjerne kartice NI 5922 o brzini uzorkovanja. Tako su u sljedećoj tablici prikazani podaci koji definiraju spomenuto a navedeni su od strane proizvođača.

Tablica 4.3 Ovisnost razlučivosti o brzini uzorkovanja za NI 5922 karticu [88]

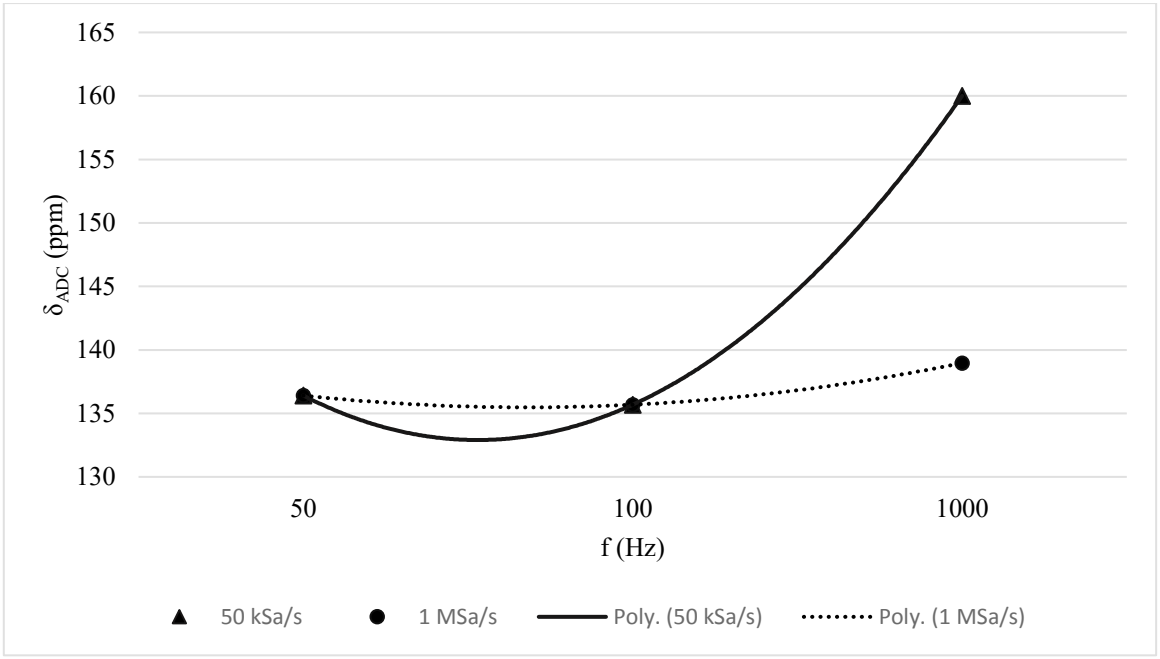
Brzina uzorkovanja za NI 5922	**Razlučivost analogno-digitalnog pretvornika kartice NI 5922 (bitovi)**
< 0.5 MSa/s	24
1 MSa/s	22
5 MSa/s	20
10 MSa/s	18
15 MSa/s	16

Mjerna kartica NI 4461 odnosno pripadajući analogno-digitalni pretvornik ima jednaku razlučivost od 24 bita za cijeli raspon brzina uzorkovanja.

Uz sve navedeno, nakon mjerenja dobiveni su rezultati ac-dc razlike za mjernu karticu NI 5922 prikazani pomoću sljedeća dva grafa. δ_{ADC} parametar se definira jednadžbom (3.5) navedenom u poglavlju 3.2.

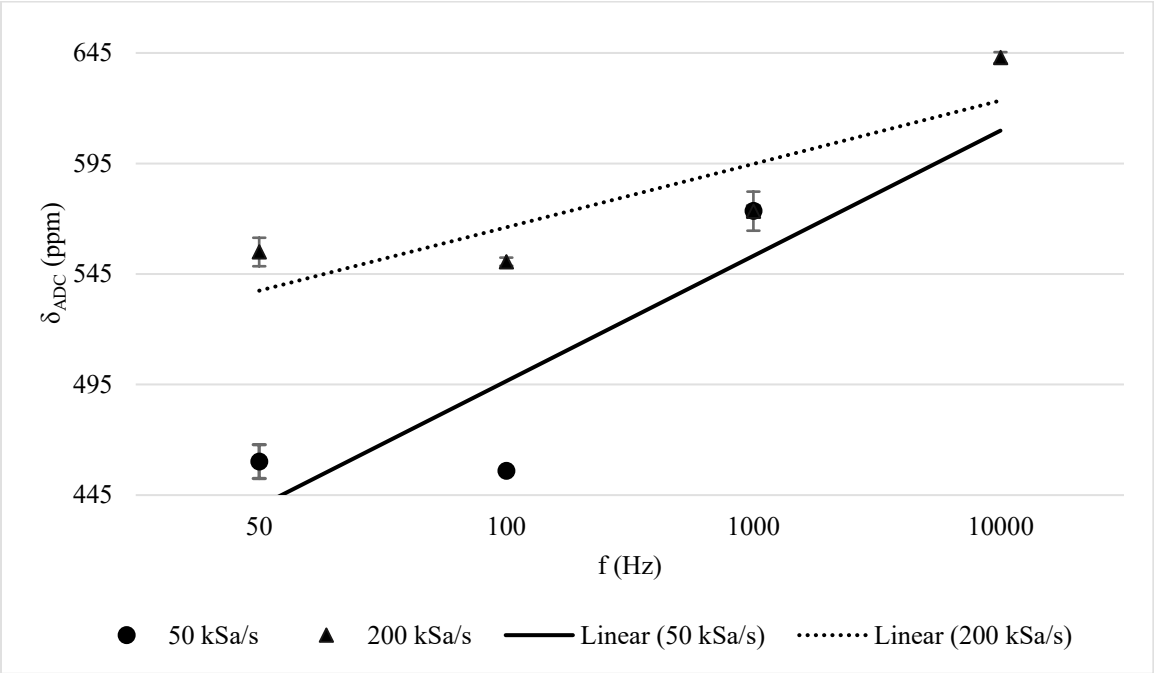


Slika 4.3 Ac-dc prijenosna razlika za cijeli frekvencijski opseg (NI PXI 5922)



Slika 4.4 Ac-dc prijenosna razlika za maksimalnu frekvenciju do 1kHz (za NI PXI 5922 uz aproksimaciju polinomom drugog reda)

Drugi graf na slici 4.4 je dodan kako bi se dobio bolji uvid u graf iznad njega. Iz rezultata je očito da su vrijednosti mjerenog parametra poprilično jednake za sve postavljene brzine uzorkovanja. Također, za frekvenciju 1 kHz su prikazane vrijednosti za sve tri postavljene brzine. Za frekvencije veće od 10 kHz dolazi do većih odstupanja iznosa tj. iznos mjerenog parametra se počinje znatnije mijenjati. Na sljedećoj slici su dani rezultati mjerene ac-dc razlike za mjernu karticu NI 4461. Prikazane su vrijednosti odnosno dobiveni mjerni uzorci te je dodatno prikazana linearna aproksimacija za obje brzine uzorkovanja.

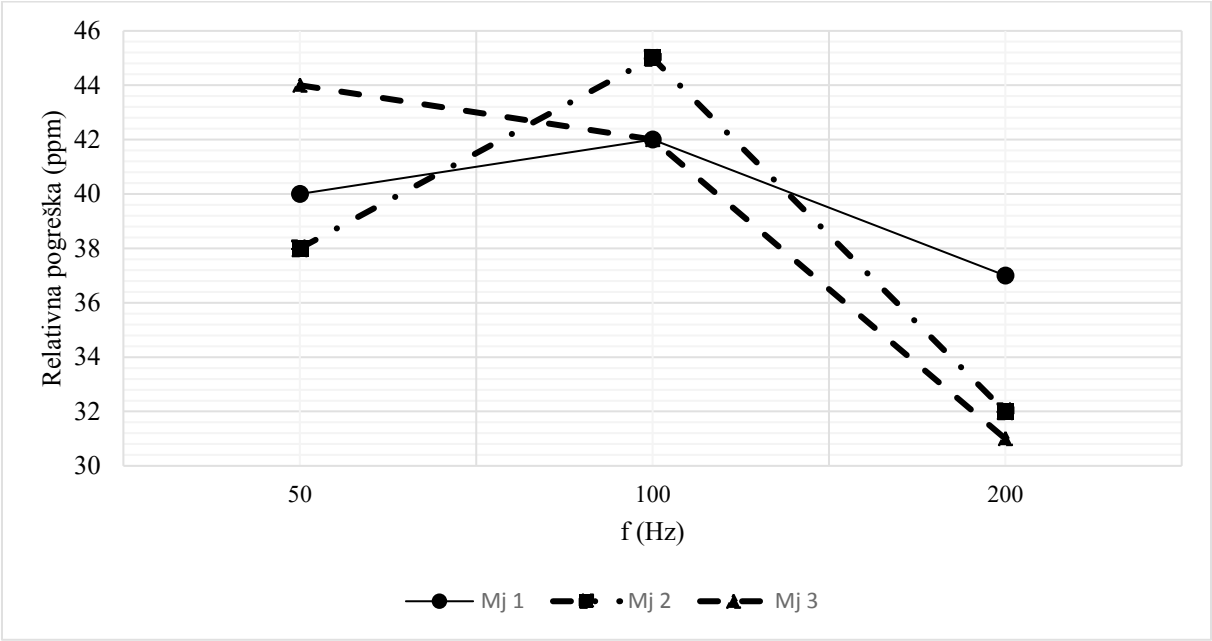


Slika 4.5 Ac-dc prijenosna razlika za NI PXI 4461, vrijedi za cijeli frekvencijski opseg tj. do 10 kHz

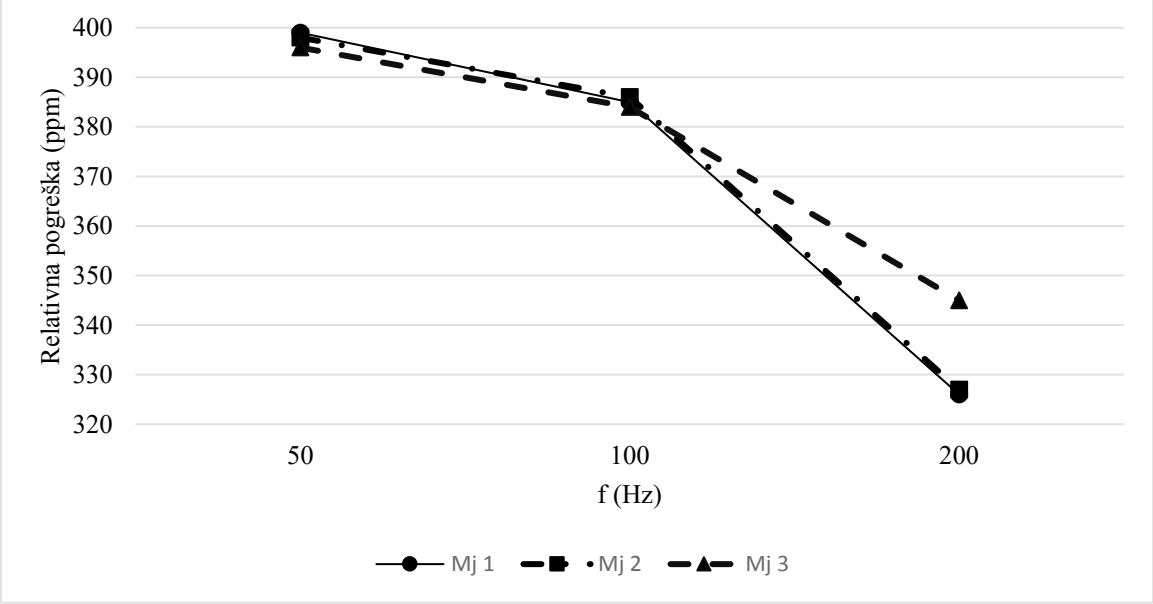
Kao što se može vidjeti iz posljednjeg prikazanog grafa (Slika 4.5) rezultati su praktički jednaki za frekvenciju od 1 kHz neovisno o brzini uzorkovanja. Za frekvencije 50 i 100 Hz postoji određena razlika koja nije prevelika (do 100 ppm). Međutim, uzimajući sve rezultate u obzir tj. za obje ispitivane kartice očita je razlika u iznosu mjerenog parametra između NI 5922 i NI 4461. Tako, iznosi ac-dc razlike za NI 5922 su skoro 4 do 5 puta manji nego što su za karticu NI 4461.

Nadalje, druga faza mjerenja je obuhvaćala mjerenje efektivne vrijednosti izmjeničnog signala napona. Prvo se mjerilo mjernom karticom NI 5922 u usporedbi s referencom a kao referenca je poslužio digitalni multimetar HP3458A uz izravno izvođenje Swerleinovog algoritma na njemu. Nakon toga se mjerio izmjenični signal pomoću NI 4461 u usporedbi s istom referencom. Bitno je navesti da je prilikom oba mjerenja postavljena vrijednost brzine uzorkovanja iznosila 50 kSa/s za obje kartice [91]. Pri toj brzini uzorkovanja pripadajuća

razlučivost je također jednaka i iznosi 24 bita. Mjerni uzorci uzeti pomoću ovih mjernih kartica su potom obrađeni tzv. DFT (eng. *Discrete Fourier algorithm*) algoritmom pomoću kojeg su se dobile amplitude mjerenih signala. Kako bi bio zadovoljen uvjet ponovljivosti mjernih rezultata svako mjerenje se sastojalo od 10 mjernih rezultata a potom je cijela mjerna procedura ponovljena tri puta. Mjerni rezultat je izražen kao relativna pogreška mjerenja mjernom karticom u odnosu na spomenutu referencu. Grafovi dobivenih rezultata za jednu i drugu ispitivanu karticu su prikazani na sljedećoj slici.



(a)



(b)

Slika 4.6 Usporedba Swerleinovog algoritma i mjerne kartice: a) NI 5922 b) NI 4461 [91]

Iz prikazanih rezultata je vidljiva ponovljivost rezultata jer su sve krivulje jako bliske i gotovo da se preklapaju. Osim toga, rezultati pokazuju da se i u ovom mjerenju rezultati za mjernu karticu NI 5922 i NI 4461 razlikuju. S time da je u ovom slučaju ta razlika još izraženija te je relativna pogreška skoro 9 do 10 puta veća za karticu NI 4461 u odnosu na NI 5922. Bitno je još jednom naglasiti da referenca tj. Swerleinov algoritam vrijedi samo do frekvencije 200 Hz. Obzirom na rezultate i ovog parametra može se zaključiti da mjerna kartica NI 5922 daje preciznije rezultate mjerenja amplitude izmjeničnog signala od kartice NI 4461.

4.1.3. Mjerna nesigurnost rezultata mjerenja

U prethodnom poglavlju prikazani su dobiveni mjerni rezultati a u ovom poglavlju je analizirana njihova mjerna nesigurnost. Dakako, nastojao se uzeti u obzir doprinos svake pojedine komponente mjernog postava ukupnoj mjernoj nesigurnosti. Mjerna nesigurnost je analizirana prema pravilima koje definira GUM (BIPM, eng. *Guide to the expression of uncertainty in measurement*) [98]. Mjerna nesigurnost je nenegativni parametar koji označuje rasipanje vrijednosti veličina pridruženih mjerenoj veličini te se prema metodi procjenjivanja dijeli u dvije kategorije: mjerna nesigurnost vrste *A* i mjerna nesigurnost vrste *B*.

U većini slučajeva vrijedi da je najbolja moguća procjena očekivane vrijednosti μ_q za veličinu q (slučajna varijabla - eng. *random variable*), za koju je dobiveno n neovisnih opažanja q_k, upravo aritmetička sredina ili prosjek $\bar{q}$:

$$\bar{q} = \frac{\sum_{k=1}^{n} q_k}{n} \tag{4.5}$$

Eksperimentalna varijanca opažanja, koja procjenjuje varijancu razdiobe vjerojatnosti od q, jednaka je:

$$s^2(q_k) = \frac{1}{n-1}\sum_{k=1}^{n}(q_k - \bar{q})^2 \tag{4.6}$$

Te je pritom pozitivni korijen ove varijance, $s\,(q_k)$, eksperimentalno standardno odstupanje. Najbolja procjena standardne nesigurnosti vrste *A* računa se kao standardno odstupanje sredine, odnosno kao pozitivni korijen varijance:

$$u^2(x_i) = \mathrm{s}^2(q_k) = \frac{s^2(q_k)}{n} \tag{4.7}$$

Za procjenu x_i neke ulazne veličine X_i koja nije dobivena ponavljajućim opažanjima, povezana procijenjena varijanca $u^2(x_i)$ ili standardna nesigurnost $u\,(x_i)$ se procijenjuje prema

znanstvenoj prosudbi temeljenoj na raspoloživim informacijama o mogućim varijacijama veličine X_i [98]. Skup informacija može uključivati:

- prijašnje mjerne podatke;
- iskustvo ili opće poznato ponašanje o svojstvima relevantnih materijala i instrumenata;
- specifikacije proizvođača;
- podatke o umjeravanju i drugim dokumentima;
- nesigurnosti pridružene referentnim podacima preuzete iz priručnika (npr. stalnice).

Stoga se veličine $u^2(x_i)$ i $u\,(x_i)$ procijenjene na ovaj način nazivaju varijanca tipa *B* te standardna nesigurnost vrste *B* [98].

U skladu s gore navedenim, združivanjem standardnih nesigurnosti vrste *A* definirane prema GUM-u statističkim metodama iz laboratorijskih mjerenja i sastavnica nesigurnosti vrste *B* definirane analizama ostalih veličina mjernog lanca koje imaju utjecaj na ukupnu mjernu nesigurnost napravljen je proračun mjerne nesigurnosti mjerenja u tablici 4.4. Doprinosi mjernoj nesigurnosti analogno-digitalnog pretvornika (ADC-a) su podijeljeni u tri različita doprinosa, prvi navedeni doprinos je obzirom na temperaturnu stabilnost te je naveden kao parametar u tablici 4.4 a procijenjen je prema [86] tj. [88] za mjernu karticu NI 5922 i prema [89] za mjernu karticu NI 4461. Također, doprinos zbog razlučivosti i dc drifta je procijenjen prema navedenoj literaturi. Osim toga, uzeta je u obzir ponovljivost mjernih rezultata kao i doprinos ostalih upotrijebljenih komponenti (kalibrator, relejna kutija i digitalni multimetar [99]). Ukupna mjerna nesigurnost je izračunata kao korijen iz sume kvadrata svih doprinosa mjernoj nesigurnosti te su dobivene dvije prilično slične vrijednosti za obje mjerne kartice. Dobiveni rezultat se može proširiti obuhvatnim faktorom prema GUM-u.

Tablica 4.4 Proračun mjerne nesigurnosti za mjerenje ac-dc razlike ADC-ova

	Procijenjene apsolutne vrijednosti pogrešaka (ppm) – NI 5922	**Procijenjene apsolutne vrijednosti pogrešaka (ppm) – NI 4461**
PMJTC	**≤7**	**≤7**
Kalibrator i relejna kutija	**≤50**	**≤50**
DC Amplituda (DMM)	**4**	**4**
Stabilnost ADC-a	**29**	**32**
Razlučivost ADC-a	**≤9**	**≤8**
DC Drift ADC-a	**40**	**40**
Ponovljivost	**≤8**	**≤8**
Ukupna mjerna nesigurnost:	**≤72**	**≤73**

Uz sve navedeno, sva mjerenja prikazana u ovom poglavlju su svakako bila potrebna kako bi se moglo nastaviti s radom na karakterizaciji tj. usporedbi mjernih instrumenata za precizno mjerenje električne snage u sklopu samog digitalnoga vatmetra te se tako analiza i mjerne metode u tu svrhu nastavljaju u petom poglavlju.

4.2. Analiza preliminarnih rezultata digitalnoga vatmetra

U ovom poglavlju je opisano ispitivanje i prikazani su preliminarni rezultati digitalnoga vatmetra razvijenog na FER-ZOEEM-u dobiveni prije konačne realizacije digitalnoga vatmetra opisanog u poglavlju 5. Izvedba digitalnoga vatmetra koji se koristi u ovom potpoglavlju se razlikuje od izvedbe definirane u poglavlju 5. Glavne razlike se odnose na upotrijebljeni sustav za proizvodnju snage i korištene mjerne instrumente. U ovom potpoglavlju se kao mjerni instrumenti koriste dva HP 3458A uređaja u tzv. *master-slave* načinu rada. Uz sve do sada opisane i analizirane komponente te uz pretvornike napona i struje (naponsko djelilo i strujni

shuntovi) razvijene i konstruirane u našem laboratoriju, moguće je bilo odrediti granice pogrešaka razvijenog digitalnoga vatmetra. U skladu s time, u ovom poglavlju su prikazani prvi preliminarni rezultati preciznog mjerenja električne snage pomoću digitalnoga vatmetra za vrijednosti napona 560 V i struje 1 A pri frekvenciji od 50 Hz. Rezultati su objavljeni kao konferencijski članak [100]. Prilikom ove izvedbe digitalnoga vatmetra tj. prilikom ovog mjerenja kao sustav za proizvodnju snage koristio se već spomenuti Transmille 3050 A na kojemu je moguće odabrati funkciju rada u tzv. režimu rada električne snage (eng. *Power mode*). U skladu s proizvođačevim specifikacijama, točnost naponskog izvora je oko 600 ppm i strujnog oko 1500 ppm za primijenjene iznose izmjeničnih napona i struja u ovom mjerenju. Kao pretvornik struje upotrijebljen je strujni shunt nazivne struje 1 A (nazivni otpor - 714 mΩ), a kao pretvornik napona upotrijebljeno je otporničko naponsko djelilo (nazivni omjer 560/10 V) što se može vidjeti na sljedećoj slici 4.7.

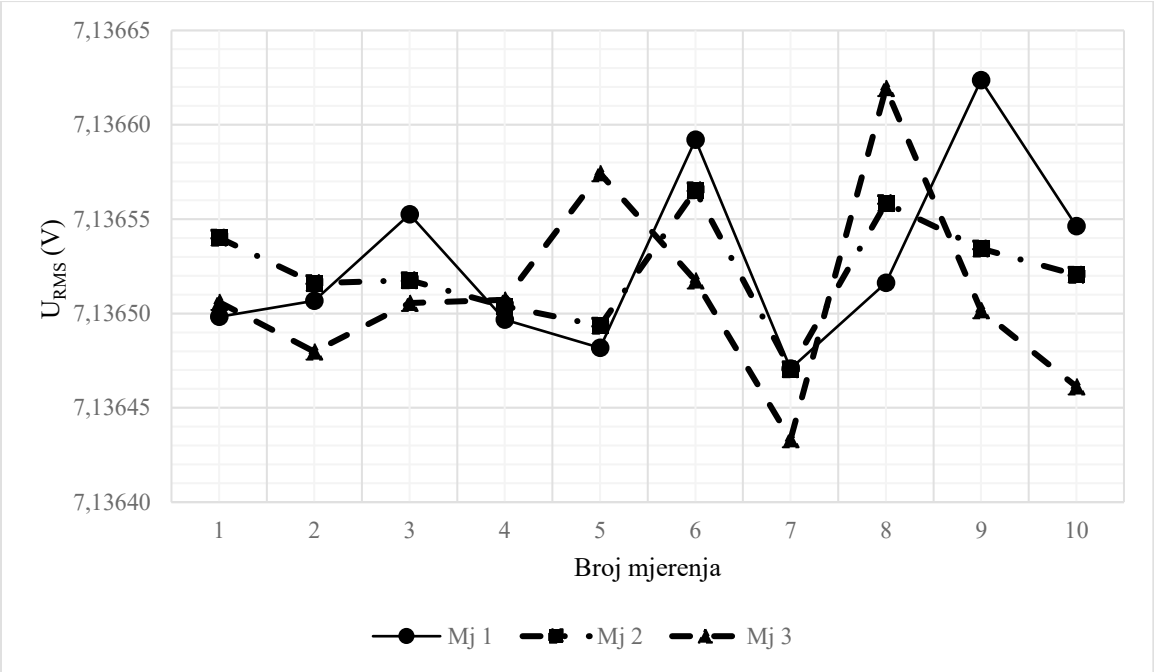


Slika 4.7 Laboratorijski mjerni postav za ispitivanje digitalnoga vatmetra [100]

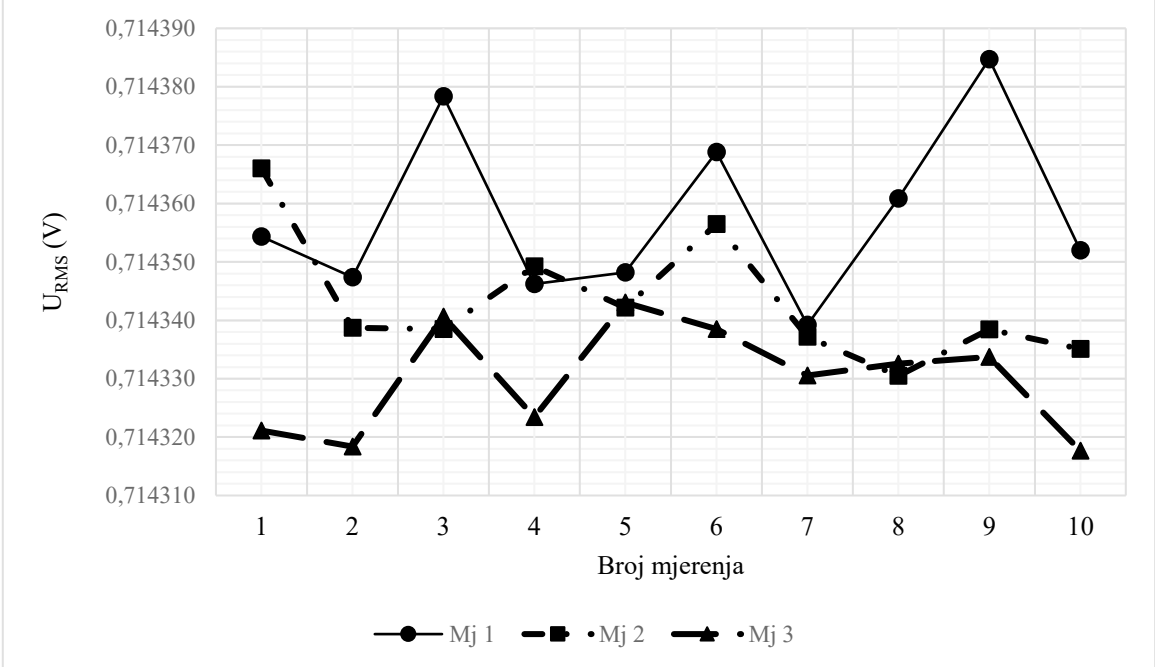
Osim gore navedenih komponenti, na slici se mogu vidjeti upotrijebljeni instrumenti tj. dva digitalna multimetra 3458 A. Jedan služi za uzorkovanje naponskog signala a drugi za uzorkovanje strujnog signala. Postavke su podešene sklopovski i programski tako da rade u tzv. *master-slave* načinu rada. To se postiže povezivanjem ulaza na stražnjoj strani oba instrumenta tako da se ulaz *Ext Out* prvog instrumenta (*master*) poveže s ulazom *Ext Trig* drugog instrumenta (*slave*). U skladu s takvim sklopovskim postavkama potrebno je programski poslati ispravne naredbe jednom i drugom uređaju.

Oba digitalna multimetra su konfigurirana koristeći naredbu PRESET DIG. Pomoću nje se odabire mjerenje napona na istosmjernom (dc) mjernom području uz brzinu uzorkovanja od 50 000 uzoraka/sekundi. Vrijeme integriranja se postavlja na 3 μs a način okidanja je postavljen tako da uzorkovanje kreće kada ulazni signal prođe kroz nulu i to na pozitivni brid [99]. Broj uzoraka koji se uzima je postavljen na 10240, a mjerilo se pri osnovnim frekvencijama oba signala iznosa 50 Hz. Kako bi se zadovoljio uvjet ponovljivosti, mjerna procedura se ponovila 3 puta a u svakom koraku je urađeno 10 mjerenja pa se tako na sljedećim slikama mogu vidjeti efektivni iznosi napona izlaza otporničkog naponskog djelila (efektivni iznosi za naponski

kanal) te efektivni iznosi napona izlaza strujnog shunta (efektivni iznosi za strujni kanal). U skladu s nazivnim vrijednostima pretvornika napona uz primijenjeni napon od 560 V dobije se izlazni napon od 10 V odnosno napon efektivne vrijednosti 7,14 V_{rms}. Isto tako vrijedi i za pretvornik struje, tj. kada se primijeni struja od 1 A onda se dobije na izlazu iznos napona od 1 V odnosno napon efektivne vrijednosti 0,714 V_{rms}.

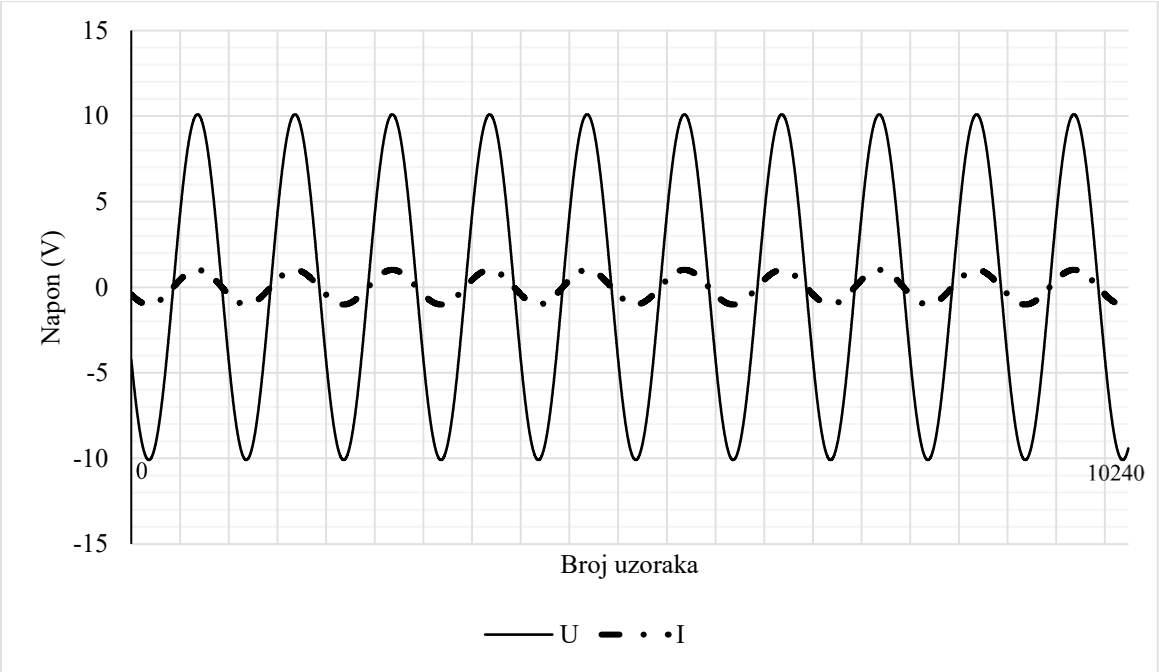


Slika 4.8 Efektivne (RMS) vrijednosti izlaznog napona otporničkog djelila [100]



Slika 4.9 Efektivne (RMS) vrijednosti izlaznog napona strujnog shunta [100]

Efektivne vrijednosti napona su se dobile nakon što su mjerni uzorci obrađeni pomoću algoritama za korekciju. U ovom slučaju je primijenjen interpolacijski DFT algoritam. Osim efektivnih vrijednosti dobije se i fazni kut te frekvencija uzorkovanih signala. Također, iz mjernih uzoraka su signal napona i struje rekonstruirani te su prikazani na sljedećoj slici (Slika 4.10).



Slika 4.10 Rekonstruirani valni oblici naponskog i strujnog signala uzorkovani digitalnim multimetrima (3458A) u master-slave načinu rada [100]

Kako bi se ispitala nesigurnost mjerenja fazne razlike pomoću upotrijebljenih digitalnih multimetara provelo se mjerenje fazne razlike tako da se primijenio isti naponski signal frekvencije 50 Hz na ulaze oba multimetra. Mjerenja su ponovljena dovoljan broj puta da se zadovolji uvjet ponovljivosti te je utvrđeno da je standardno odstupanje fazne razlike reda veličine 1 ppm. Prilikom prethodno opisanog preliminarnog mjerenja, standardno odstupanje fazne razlike je oko 35 ppm, što znači da znatno veće doprinose mjernoj nesigurnosti fazne razlike uzrokuju strujni i naponski pretvornici.

4.2.1. Mjerna nesigurnost

U ovom poglavlju su analizirani neki od doprinosa ukupnoj mjernoj nesigurnosti mjerenja opisanog u prethodnom poglavlju. Doprinosi pogreške mjerenja električne snage mogu se izvesti iz matematičkog izraza za električnu snagu:

$$P = U_{\mathrm{RMS}} \cdot I_{\mathrm{RMS}} \cdot \cos(\varphi) \tag{4.8}$$

Ako se matematički izraz (3) diferencira s obzirom na amplitude i fazni kut dobije se [100]:

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{\Delta U}{U} + \frac{\Delta I}{I} - \mathrm{tg}(\varphi)\Delta\varphi \tag{4.9}$$

Budući da je postavljeni fazni kut između naponskog i strujnog signala iznosio 0 onda prema izrazu za faktor snage:

$$\lambda = \cos(\varphi) \tag{4.10}$$

λ iznosi 1 tj. doprinos mjernoj nesigurnosti faznog kuta za ukupno mjerenje električne snage je zanemariv (može se uzeti < 0,1 ppm zbog pretvornika napona i struje). Međutim, realnim mjerenjem fazne razlike koje je spomenuto u prethodnom poglavlju utvrđeno je standardno odstupanje od 35 ppm, pa se doprinos mjernoj nesigurnosti zbog utjecaja oba pretvornika na mjerenje fazne razlike može uzeti kao ± 17,5 ppm. U radu [92] su detaljno analizirani pojedini doprinosi mjerenja izmjeničnih signala na istosmjernom mjernom području za digitalne multimetre 3458 A. Prema tome, uz postavljeno vrijeme integriranja od 3 μs omogućena je razlučivost od 17 bita. Također, obzirom na iznose napona koji se mjere, prvi digitalni multimetar je na mjernom opsegu od 10 V a drugi na mjernom opsegu od 1 V. Kako bi se još detaljnije analizirao doprinos mjernoj nesigurnosti digitalnog multimetra uzima se u obzir i nesigurnost DC kalibracije i određena nestabilnost instrumenata tijekom 1 godine te se određuje mjerna nesigurnost za pojedini multimetar iznosa 4 ppm. Pogreške zbog mjerenja amplitude izmjeničnih signala su uglavnom zbog ograničenog frekvencijskog opsega od 120 kHz za oba navedena naponska područja i mogu se računati prema sljedećoj formuli [100]:

$$Err = \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{f}{120\ \mathrm{kHz}}\right)^2}} - 1 \tag{4.11}$$

Tako se dobije iznos tog doprinosa od ~ 0,2 ppm. Obzirom na karakterizaciju strujnih shuntova koja je obrađena u prethodnim poglavljima, procjenjuje se da je doprinos mjernoj nesigurnosti zbog utjecaja temperaturnog koeficijenta i koeficijenta snage ukupno ± 10 ppm. Prema mjerenjima i karakterizaciji otporničkog naponskog djelila u [50] uzima se kao doprinos mjernoj nesigurnosti amplitude mjerna nesigurnost temperaturnog koeficijenta te odstupanje nazivnog omjera pretvornika koje je unutar 3 ppm. Nesigurnost zbog primjene DFT algoritma se procjenjuje na 0,5 ppm [100]. Tako se ukupna mjerna nesigurnost može izračunati kao suma

kvadrata svih pojedinih procijenjenih mjernih nesigurnosti u skladu s GUM-om. Uz to dobije se da je za sinusne signale napona i struje frekvencije 50 Hz i koeficijenta snage $\lambda = 1$ ukupna mjerna nesigurnost 22,5 ppm.

5. Usporedba mjernih instrumenata u sklopu digitalnoga vatmetra

U ovome poglavlju analiziraju se mjerni instrumenti kao neizostavne komponente digitalnoga vatmetra o čijim karakteristikama itekako ovisi kvaliteta i preciznost mjerenja električnih signala. Obzirom na mjerne instrumente koji se standardno koriste u vrhunskim mjeriteljskim laboratorijima i ovdje je stavljen naglasak na analizu takvih mjernih instrumenata. U laboratoriju na FER ZOEEM-u u sklopu ove doktorske disertacije mjerni instrumenti kojima raspolažemo i koji spadaju u mjerne instrumente vrhunskih karakteristika su digitalni multimetri HP 3458A (današnji Keysight 3458A), modularne kartice *PXI* sustava od kojih je naglasak stavljen na NI *PXI*-5922 i NI *PXI*-4461 [13][14][87][101]. U ovome poglavlju se nastoji usporediti karakteristike navedenih instrumenata u svrhu preciznog mjerenja električne snage pomoću digitalnoga vatmetra. U skladu s pristupom mjerenju električne snage koji je predstavljen u ovoj disertaciji potrebno je mjeriti dva naponska signala. Jedan naponski signal potječe od naponskog kanala na kojemu se ulazni napon uz pomoć otporničkog djelila atenuira na vrijednost izlaznog napona prikladnog za mjerenje mjernim instrumentom. Drugi naponski signal koji se mjeri potječe od strujnog kanala u kojemu se struja uz pomoć pretvornika struje (strujni shunt) pretvara u napon prikladan za mjerenje mjernim instrumentom. Tako se u principu mjerenje električne snage svodi na mjerenje dvaju napona pomoću dvaju voltmetara npr. dva HP 3458A uređaja. Tako dobiveni mjerni uzorci se potom obrađuju algoritmima za korekciju kojima se dobiju sljedeći relevantni parametri: amplitude napona i struje te fazna razlika između napona i struje. Dakle, iz dobivenih parametara se lako može izračunati električna snaga. Osim spomenutih parametara, korekcijski algoritmi proračunavaju i iznos frekvencije signala.

5.1. Odabir algoritama za korekciju

U prethodnim poglavljima su navedeni mjerni instrumenti koji su odabrani za uporabu u sklopu digitalnoga vatmetra. U nastavku ovog poglavlja opisane su mjerne procedure za ispitivanje i usporedbu tih mjernih instrumenata. Prethodno su se karakterizirale sklopovske komponente pretvornika. U ovom poglavlju se analizira posljednja sklopovska komponenta ovog mjernog sustava a to su mjerni instrumenti. Osim toga, programska komponenta digitalnog vatmetra su korekcijski algoritmi od kojih vrijedi spomenuti algoritme koji se

baziraju na tehnikama vezanim uz sinusno podešavanje (eng. *parameter sine fit techniques*) kao što je 3PSF ili 4PSF algoritam. U tim algoritmima provjerava se najmanja kvadratna pogreška (eng. *least square error - LSE*) temeljena na razlici između uzoraka mjerenog signala i uzoraka idealnog sinusnog signala. Sinusni signal se karakterizira sa tri parametra: amplituda, frekvencija i faza ako se radi o 3PSF algoritmu ili sa četiri parametra: istosmjerna komponenta, amplituda, frekvencija i faza ako se radi o 4PSF algoritmu. Osim njih, koristi se i tzv. *Phase Sensitive Frequency Estimation* (PSFE) algoritam te već u prethodnim poglavljima spomenuti i upotrijebljeni interpolacijski DFT (IpDFT) algoritam. Naravno da postoje i brojni drugi algoritmi koji se mogu koristiti u ove svrhe, ali ovdje su navedeni neki koji se najčešće koriste i spominju u znanstvenoj literaturi.

Općenito, DFT (diskretna Fourierova transformacija) algoritam pretvara mjerne uzorke iz vremenske domene u frekvencijsku domenu i definira se sljedećim matematičkim izrazom [102]:

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot \mathrm{e}^{-i2\pi\frac{k\,n}{N}}; \qquad k = 0, \dots, N-1, \tag{5.1}$$

gdje x_n predstavlja mjerni uzorak, n-ti po redu. Nadalje, N je ukupan broj uzoraka a X_k predstavlja kompleksni spektar signala te se obično prikazuje tako da se odvojeno prikažu amplituda i faza definirane kao:

$$A_k = |X_k| = \sqrt{\mathbf{Re}(X_k)^2 + \mathbf{Im}(X_k)^2} \tag{5.2}$$

$$\varphi_k = \arg\,(X_k) \tag{5.3}$$

gdje su $\mathbf{Re}(X_\mathrm{k})$ i $\mathbf{Im}(X_k)$ realni i imaginarni dio DFT spektra X_k, a φ_k je argument kompleksne varijable X_k koji se računa kao arkus tangens.

Navedeni algoritmi i tehnike su detaljno analizirane i ispitane u sklopu projekta u kojem je sudjelovalo više relevantnih institucija te je zaključeno da 4PSF može predstavljati standard u odnosu na kojeg se drugi algoritmi mogu uspoređivati [41]. Osim toga, 4PSF i PSFE algoritam su iterativni algoritmi koji zapravo koriste DFT algoritam kako bi se dobila prva procjena frekvencije [103]. U važećoj IEEE normi [102] su dane detaljne matematičke formule koje opisuju DFT, 3PSF i 4PSF algoritme. Tako se 3PSF algoritam preporuča koristiti u slučaju kada je frekvencija uzorkovanog signala poznata. U suprotnom, preporuča se uporaba 4 PSF algoritma. Nadalje, PSFE algoritam se temelji na procjeni frekvencije uzorkovanog signala u

vremenskoj domeni pomoću fazne razlike između dvije točke signala koristeći 3PSF algoritam. PSFE je detaljno opisan i uspoređen s drugim spomenutim algoritmima u [104]. Nakon provedene analize algoritama, u sklopu ove doktorske disertacije primijenjena su 3 sljedeća algoritma: 4PSF, PSFE i IpDFT [105].

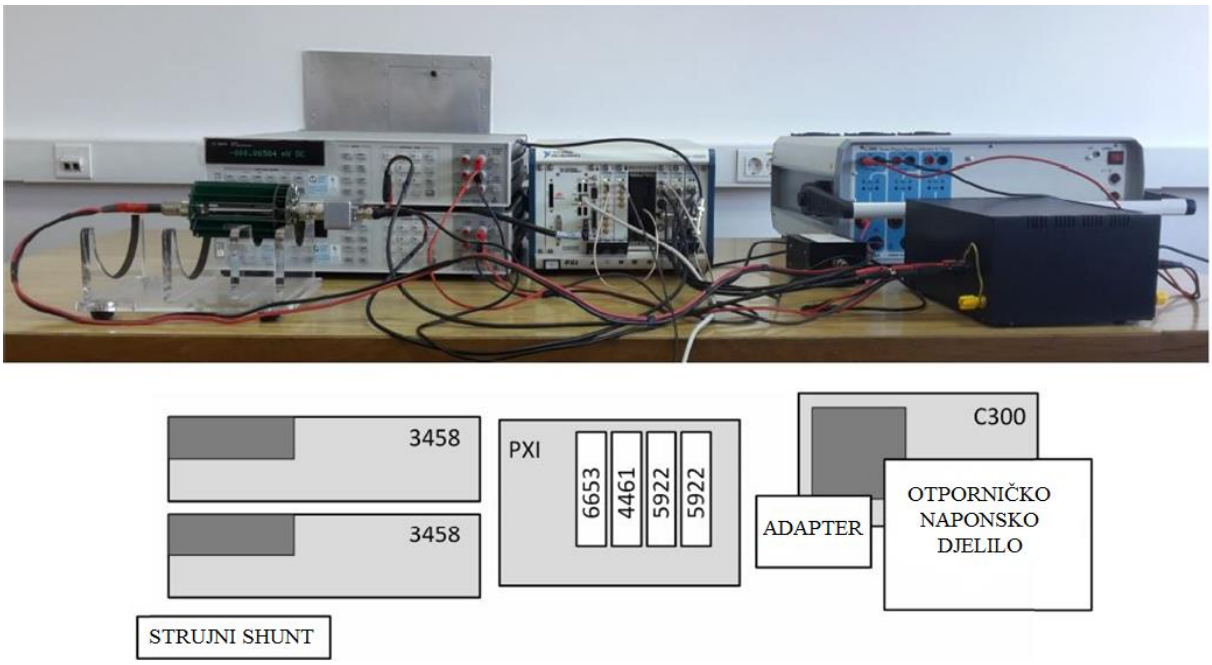
5.2. Mjerni postav

Nakon poglavlja o odabiru programske komponente za mjerenje, u ovom poglavlju naglasak je na sklopovskim komponentama tj. na njihovu povezivanju u sustav za mjerenje. Takav sustav za mjerenje bi trebao poslužiti u svrhu usporedbe pojedinih mjernih instrumenata u smislu karakteristika i primjene u određenim uvjetima signala kao što su npr. iznos frekvencije signala ili faznog kuta. Kako bi se omogućila takva usporedba bilo je potrebno postići sinkronizaciju mjernih uređaja (instrumenata). Postupak same sinkronizacije je objašnjen u sljedećim potpoglavljima ovog poglavlja. Bitno je navesti da se mjerenje uzorkovanjem može podijeliti u određene kategorije i to kao sinkrono i asinkrono mjerenje te koherentno i nekoherentno mjerenje. Koherentno mjerenje znači da se neki periodični signal uzorkuje tako da se uzme cjelobrojan iznos perioda signala u mjernom zapisu podataka. U skladu s navedenim, sljedeći matematički izraz treba biti zadovoljen [106]:

$$N \cdot f = f_S \cdot K \tag{5.4}$$

gdje je N broj uzoraka u mjernom zapisu podataka, f je frekvencija ulaznog signala, f_S je frekvencija uzorkovanja, a K je cijeli broj perioda signala u mjernom zapisu podataka.

Nadalje, sinkrono uzorkovanje se odnosi na uzorkovanje ulaznog signala čija je faza usuglašena (eng. *phase locked*) s frekvencijom uzorkovanja analogno-digitalnog pretvornika [51]. U skladu s navedenim kategorijama uzorkovanja, mjerenje opisano u ovom poglavlju je koherentno i asinkrono. Zbog specifične izvedbe sinkronizacije u ovom mjerenju koja uključuje poseban modul za sinkronizaciju tj. NI 6653 modul onda se može zaključiti da se radi o asinkronom mjerenju. Na slici 5.1 je fotografijom prikazan mjerni postav odnosno upotrijebljena mjerna oprema tijekom laboratorijskog mjerenja električne snage uz kalibrator snage Calmet C300. Uz to, slika 5.1. je popraćena i dodatnom shemom pomoću koje se jasno definiraju pojedine komponente ovako izvedenog sustava za precizno mjerenje električne snage tj. digitalnoga vatmetra.



Slika 5.1 Mjerni postav tijekom laboratorijskih mjerenja uz uporabu kalibratora Calmet C300 [106][105]

5.2.1. Sustav za proizvodnju snage

Prema normi IEEE-1459 tj. prema matematičkim jednadžbama vrijedi [10]:

$$P = U_{\mathrm{RMS}} \cdot I_{\mathrm{RMS}} \cdot \cos(\varphi) \tag{5.5}$$

$$\lambda = \cos(\varphi) \tag{5.6}$$

U skladu s time, na kalibratoru C300 su postavljeni iznosi 40 V i 1A te se frekvencija postavljala na određene iznose u rasponu od 50 do 400 Hz dok je iznos λ postavljen na 0,5 tj. razlika faznog kuta između napona i struje je 60°. Također, Calmet C300 omogućuje jednostavno postavljanje faznog kuta između signala napona i struje kroz programsku aplikaciju kalibratora koju isporučuje proizvođač zajedno s uređajem a s ovim kalibratorom je moguće lako postaviti i harmonike koji idu sve do 64.-og člana osnovne frekvencije 50 Hz (tj. do 3200 Hz) [23]. Ograničavajuća karakteristika ovog kalibratora je maksimalna frekvencija signala koja iznosi 500 Hz u tzv. *Power mode* načinu rada. Osim navedenog sustava za proizvodnju snage, koristio se i drugi kalibrator snage kako bi se zadovoljio uvjet pokrivanja što većeg frekvencijskog opsega pa je tako minimalna frekvencija 50 Hz a maksimalna 10 kHz. Drugi upotrijebljeni kalibrator je već spomenuti Transmille 3050A koji je kako je već rečeno moguće koristiti u tzv. *Power mode* načinu rada, ali budući da se frekvencijski opseg proširio do 10 kHz onda se ovaj kalibrator koristio samo kao izvor za naponski kanal do maksimalne frekvencije 10 kHz. Obzirom na to, upotrijebljeno je strujno pojačalo TOELNER TOE 7621 za

strujni kanal koje također osigurava frekvenciju do 10 kHz u tzv. CC (eng. *constant current*) načinu rada [25].

5.2.2. Pretvornici

Što se tiče pretvornika struje odnosno napona, koriste se pretvornici analizirani u prethodnim poglavljima. Budući da su oba pretvornika karakterizirana onda su poznate i njihove frekvencijske karakteristike. Odabran je shunt nazivne struje 1 A i otporničko djelilo koje imamo na raspolaganju prijenosnog omjera 560/10 V. Iznos ulaznog napona otporničkog djelila je postavljen na prikladnu vrijednost obzirom na niži ulazni mjerni opseg iznosa od 5V mjernog modularnog instrumenta (mjerne kartice) NI PXI-5922 [39].

5.2.3. Mjerni instrumenti

Mjerne instrumente je moguće vidjeti na slici 5.1 koja prikazuje mjerni postav. Upotrijebljene su dvije kartice NI *PXI*-5922 i dva multimetra HP3458A te jedna kartica NI *PXI*-4461. Adapter prikazan na slici služi prilagođavanju ulaznih signala za kartice NI 5922. Cjelokupno *PXI* kućište NI *PXIe*-1062Q s pripadajućim mjernim karticama NI 5922 i NI 4461 kao i korištenom modularnom karticom za sinkronizaciju NI 6653 se vidi i na slici 5.2. Osim navedenog, na slici se vidi i kartica NI 5442 koja služi kao funkcijski generator u slučaju izvedbe digitalnoga vatmetra bez uporabe Calmet C300 kao kalibratora snage. Uz to, vide se i koaksijalni kabeli upotrijebljeni za prijenose signala kao i tzv. SMB (eng. *SubMiniature version B*) kabeli koji se spominju u potpoglavlju 5.2.4. u kojem je definirano povezivanje svih komponenti mjernog postava. Komunikacija između osobnog računala kojim se upravlja *PXI* sustavom se odvija putem LAN kabela koji je također vidljiv na slici 5.2.

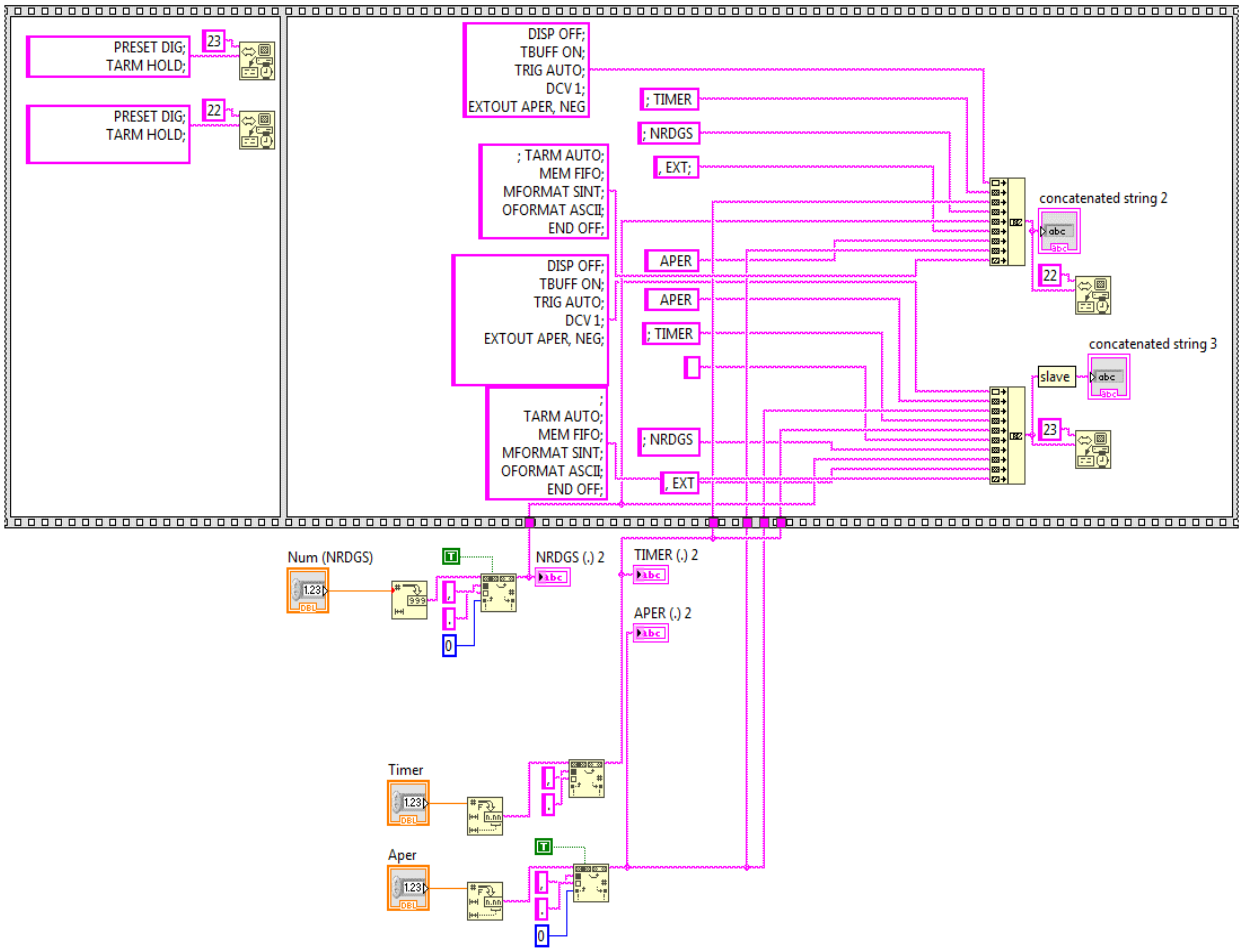


Slika 5.2 PXI kućište uz pripadajuće kartice sustava

Budući da jedna kartica NI 5922 ima samo jedan diferencijalni ulaz bilo je potrebno prilagoditi kabele, koji prenose signal napona odnosno struje, ulazima kartice NI 5922. Što se tiče kartice NI 4461 dovoljno je dovesti jedan koaksijalni kabel za naponski kanal i drugi koaksijalni kabel za strujni kanal na ulaze jedne kartice koja se koristi budući da se ulazi mogu koristiti kao dva diferencijalna ulaza. Nadalje, osim mjernih kartica koristi se već spomenuta modularna kartica NI *PXI*-6653 u svrhu izvedbe međusobne sinkronizacije mjernih instrumenata [107]. U slučaju multimetara HP 3458A, na stražnjoj strani uređaja postoji ulaz odnosno izlaz *Ext Out* na kojem je tijekom mjerenja moguće dobiti tzv. *aper* signal koji može poslužiti za preciznu sinkronizaciju dva voltmetra. To se postiže dodavanjem naredbe EXTOUT APER, NEG u program koji se šalje HP uređajima. Taj signal naznačuje u kojim trenucima analogno-digitalni pretvornik prvog mjernog instrumenta mjeri ulazni signal te služi drugom instrumentu kao signal za okidanje. Na taj način ostvaruje se vrlo precizna fazna sinkronizacija između dva uređaja i takav *master-slave* postupak osnova je za izvedbu digitalnog vatmetra.

Što se tiče analogno-digitalnih pretvornika kartica NI 5922 i NI 4461, njihove razlučivosti i brzine uzorkovanja su već navedene u prethodnom poglavlju. Također, to vrijedi i za HP 3458A uređaje. Međutim, za njih je ovdje bitno spomenuti da postoji više tehnika tj. strategija kojom je moguće uzorkovati signal pomoću dva voltmetra. Jedan način je već spomenut i upotrijebljen u poglavlju 4.2. i to je tzv. *master-slave* način. Ostali načini povezivanja i mjerenja signala pomoću ta dva voltmetra su detaljno ispitani u [14]. Budući da se u ovom mjerenju nastoji sinkronizirati uzorkovanje više različitih uređaja zajedno onda *master-slave* način nije prikladan za tu svrhu iz jednostavnog razloga što je uzorkovanje *slave*-a u tom slučaju diktirano od *master* voltmetra. U ovom mjerenju se stoga pristupilo strategiji da se zajednički signal okidanja za sve uređaje dovodi do *Ext Trig* ulaza na stražnjoj strani oba voltmetra. U skladu s time, oba voltmetra su sinkronizirana vanjskim signalom okidanja (eng. *external triggering*). Također, oba su postavljena u DCV način rada i broj uzoraka je postavljen na 2000. Što se tiče samog funkcioniranja multimetara u pogledu okidanja, postoje tri razine okidanja. Te tri razine imaju određeni prioritet okidanja te je tako TARM najveća razina a potom slijedi TRIG i NRDGS. Sve tri razine se upravljaju naredbama istovjetnog imena, ali uz definiranje određenih parametara. Odabir mogućih parametara i kombinacija odabira je moguće vidjeti u [99]. U slučaju ovog mjerenja i postavljenih zahtjeva na sinkronizaciju iznimno je bitno odabrati prikladne parametre. Na početku programa je poslana naredba TARM, HOLD kako bi se spriječilo uređaje od neočekivanog početka uzorkovanja. Potom su poslane naredbe

TRIG, AUTO i NRDGS, EXT. Bitno je spomenuti da je redoslijed naredbi itekako bitan za programiranje HP 3458A voltmetara. Nakon slanja ovih naredbi, šalje se i naredba TARM, AUTO kako bi se omogućio početak uzorkovanja. Dio programskog koda napisanog u LABVIEW-u kojim se kontroliraju HP uređaji dan je na slici 5.3. Digitalni multimetri koriste GPIB protokol za komunikaciju sa upravljačkim računalom. Budući da se upravljački program (eng. *PXI running control VI* na slici 5.4) izvodi na PXI-u onda je bilo potrebno povezati PXI kućište i digitalne multimetre odgovarajućim kabelima. PXI kućište je između ostalog opremljeno i s GPIB ulazom što omogućuje takvo rješenje. Cijela mjerna procedura je automatizirana pomoću razvijene aplikacije u LabVIEW programskom okruženju.



Slika 5.3 Naredbe za HP uređaje

Osim toga, vezano za mjerenje fazne razlike pomoću multimetara, ispitnim je mjerenjima (isti signal doveden na oba multimetra) pokazano da je moguće mjeriti faznu razliku uz mjernu nesigurnost reda veličine 2 µrad. Isto ispitno mjerenje je ponovljeno ali koristeći NI 5922 kartice i mjerna nesigurnost mjerenja je još niža i to reda veličine 0,2 µrad (vrijedi za čiste sinusne signale frekvencije do 200 Hz). Obzirom na te mjerne rezultate, kartica NI 5922 se

uzela kao referenca za mjerenje fazne razlike. Također, u skladu s mjerenjima iz poglavlja 4. u kojem je Swerleinov algoritam koji se izvodi na HP 3458A uspoređen s mjerenjem NI 5922 kartica, kartice NI 5922 se mogu uzeti kao referenca i za mjerenje amplitude ali potrebno je uzeti u obzir dobivene korekcije. Do sada navedeno vrijedi za frekvencije do 200 Hz, no mjerni opseg se proširio do 100 kHz usporedbom PMJTC-ova s NI 5922 karticama te se tako dobivene korekcije amplituda mogu uzeti u obzir i ponovno smatrati NI 5922 referencom. Brzine uzorkovanja kartica NI 5922 i NI 4461 za određeno frekvencijsko područje signala su prikazane u sljedećoj tablici.

Tablica 5.1 Brzine uzorkovanja (NI 5922 i NI 4461) za pripadajuće frekvencije signala

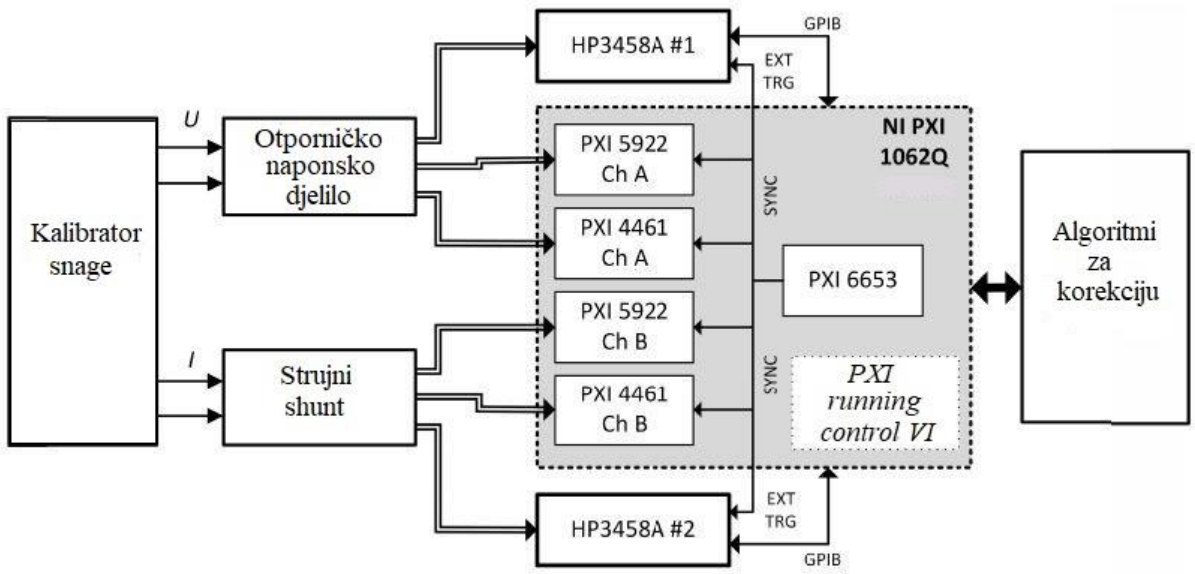
Frekvencije uzorkovanog signala	**Brzina uzorkovanja Za NI 5922 i NI 4461**
50 Hz – 2 kHz	50 kSa/s
4 kHz – 10 kHz	100 kSa/s

Što se tiče brzine uzorkovanja HP3458A uređaja ona se može postaviti pomoću naredbe za iznose vremena uzorkovanja. Tako npr. za frekvenciju 10 kHz, obje kartice imaju brzinu uzorkovanja 100 kSa/s a također ista je brzina postavljena i za HP3458A uređaj tako što se vrijeme uzorkovanja t_s postavilo na 10 µs.

Uz sve navedeno, u mjerenju se pazilo da faktor naduzorkovanja (*OSR*) bude minimalnog iznosa 5 za bilo koju postavljenu frekvenciju signala. Također, svi mjerni uređaji su se uspoređivali na razini napona od 1 V budući da imaju različite maksimalne mjerne opsege.

5.2.4. Povezivanje uređaja

Na slici 5.4 je dan shematski prikaz sklopovskih komponenti te je uz to moguće pratiti gdje je preusmjeren pojedini signal kako bi se dobio bolji uvid u mjerenje.

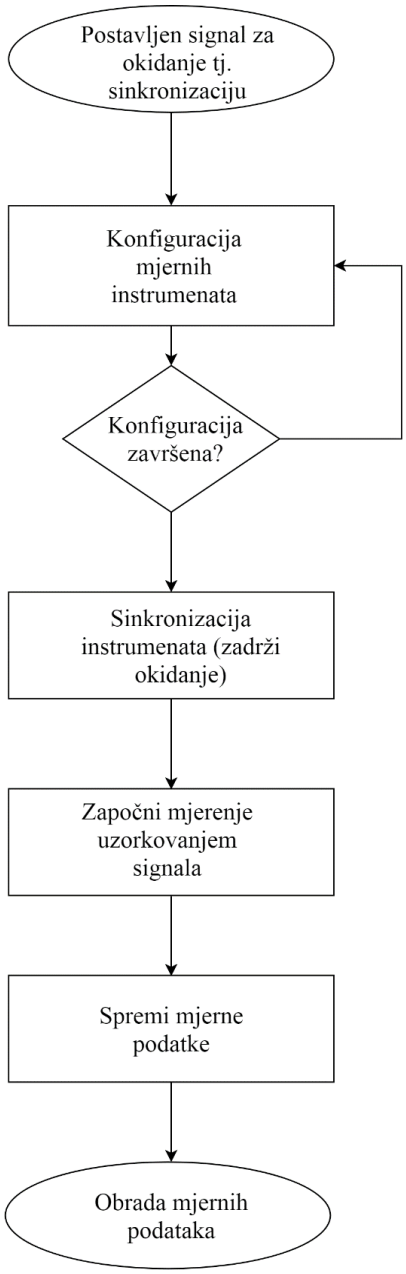


Slika 5.4 Shema mjernog sustava [106]

Budući da su se u ovom mjerenju mjerili signali različitih vrijednosti amplituda i frekvencija bilo je potrebno prilagoditi impedancije između pretvornika i mjernih instrumenata. Što se tiče povezivanja otporničkog djelila i HP 3458A, već je spomenuto da je prilikom razvoja otporničko djelilo rađeno upravo za spajanje s digitalnim multimetrom 3458A i to pri naponskom opsegu 10 DCV i pripadajućem ulaznom otporu. Također, isto vrijedi i za strujne pretvornike. Međutim, ulazni otpor i strujnog shunta i naponskog djelila treba biti kompenziran prilagođavajući impedanciju spojenog analogno-digitalnog pretvornika NI kartice a to je moguće izvesti programski pomoću naredbi u LabVIEW-u. Signali koji u mjernom postavu idu od izvora odnosno sustava za proizvodnju snage preko pretvornika do mjernih instrumenata prenose se koristeći koaksijalne kabele. Što se tiče ulazne impedancije NI 4461 uređaja, ona se sastoji od ulazne impedancije kartice (1 MΩ) i paralelno spojenog kapaciteta kabela (217 pF). Svi ulazi mjernih kartica su diferencijalno konfigurirani a kod kartice NI 5922 je to izvedeno pomoću specijalno izrađenog adaptera na način objašnjen u poglavlju 5.2.3.

Slično kao i kod mjerenja opisanog u poglavlju 4.1.1. i ovdje se kao izvor signala okidanja koristi direktna digitalna sinteza takta (eng. *direct digital synthesis* (DDS) *clock*). Nakon što je tako dobiven signal sa DDS takta isti je dalje preusmjeren i raspodijeljen na izlaze NI 6653 modula PFI0-PFI3. A potom je SMB (eng. *SubMiniature version B*) kabelima i uporabom T-konektora dalje odveden do mjernih instrumenata kako bi se osiguralo njihovo vanjsko okidanje i međusobna sinkronizacija. Ti kabeli su kompatibilni s NI-6653 modulom i imaju SMB konektore te su jednake duljine. Također, za ovu mjernu proceduru bilo je potrebno razviti LabVIEW program pazeći na detalje sinkronizacije i redoslijed izvršavanja pojedinog

dijela programa. Dijagramom toka na slici 5.5. je prikazan redoslijed izvođenja programskog procesa u LabVIEW programu koji služi za upravljanje mjernom procedurom. Početni korak postavljanja signala za okidanje tj. sinkronizaciju se odnosi na NI 6653 modul a potom se kreće sa konfiguracijom svih ispitivanih mjernih instrumenata. U tom koraku se postavljaju parametri kao što su broj uzoraka i način okidanja instrumenta. Kod postavljanja okidanja bitno je paziti na to da se zadrži okidanje tj. početak uzorkovanja instrumenata prije postignute sinkronizacije tako što se mjernom instrumentu pošalje naredba za zadržavanje okidanja (HP 3458A) ili se jednostavno ne pošalje naredba za početak uzorkovanja (NI mjerne kartice). Kada su mjerni instrumenti konfigurirani i sinkronizacijski signal spreman započinje se s uzorkovanjem signala. Nakon što su svi mjerni instrumenti dovršili uzorkovanje bitno je spremiti mjerne podatke te ih potom obraditi algoritmima za korekciju kako bi se dobili traženi rezultati mjerenja.



Slika 5.5 Dijagram toka programa za upravljanje mjernom procedurom

Cijeli proces je na taj način automatiziran, a u svrhu provjere sinkronizacije i signala okidanja provela su se dodatna ispitivanja pomoću digitalnog osciloskopa Picoscope 5000B [106].

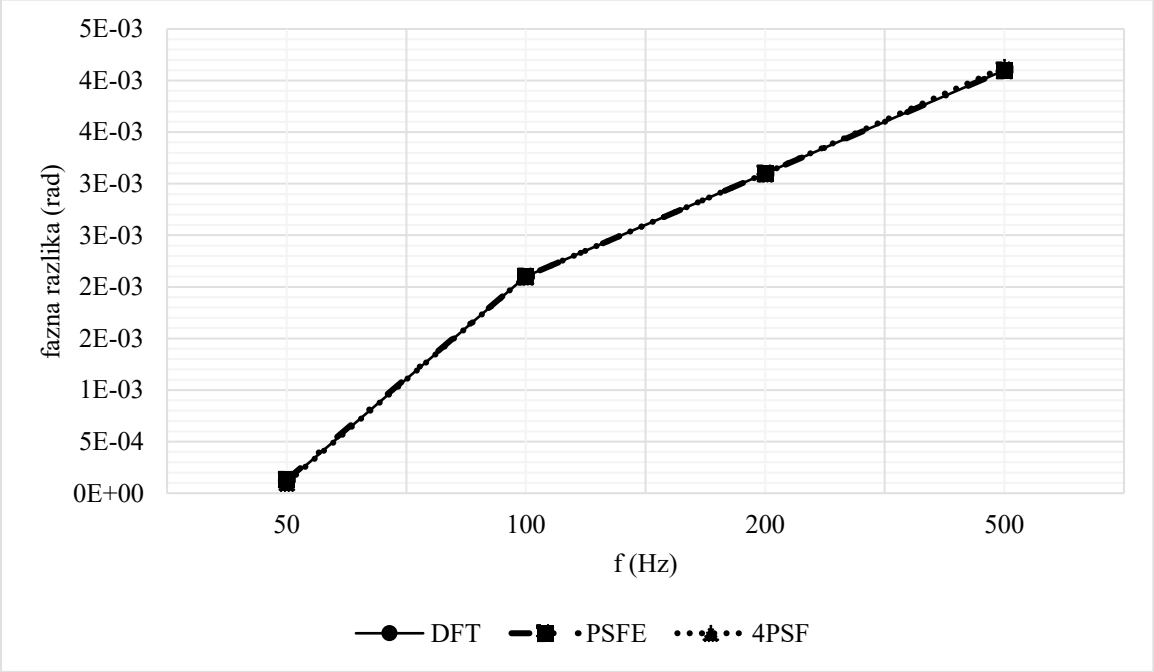
5.3. Rezultati mjerenja pri frekvencijskom opsegu 50 -500 Hz

Uz prethodno opisanu upotrijebljenu mjernu opremu i analizu mjerne procedure, u ovom potpoglavlju se navode dobiveni rezultati i osvrt na iste. Svi parametri navedenih rezultata su dobiveni primjenjujući tri različita algoritma za korekciju i to: iDFT3p, 4PSF i PSFE. Uz postavljene sklopovske komponente te pokretanjem razvijene programske aplikacije u

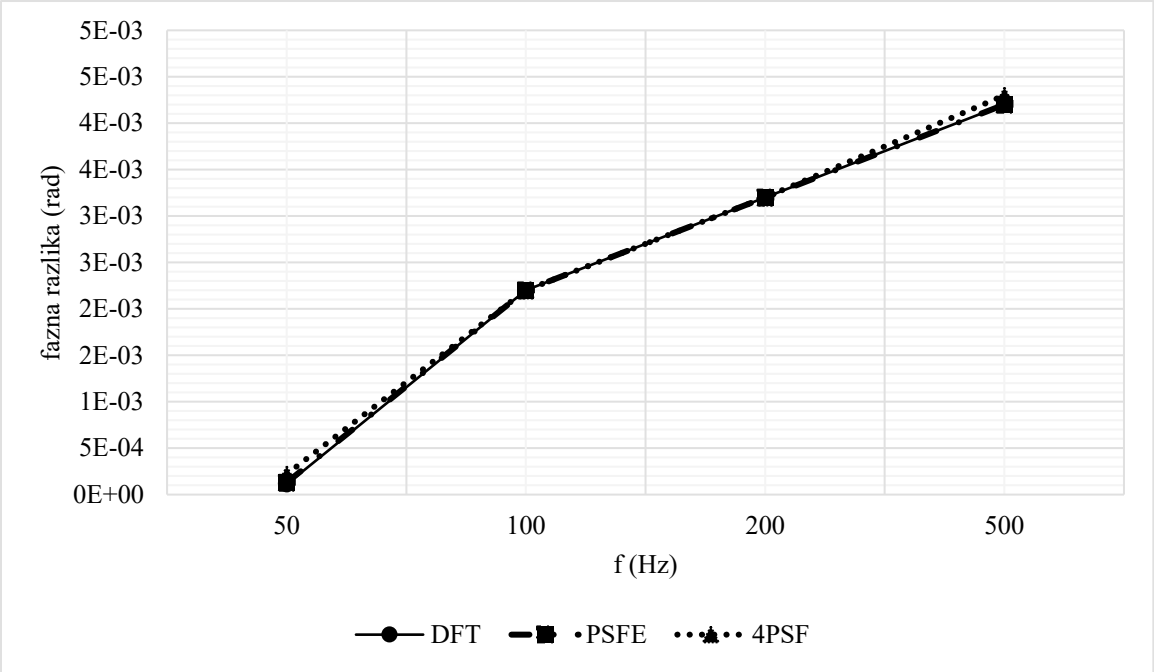
LabVIEW programu prikupljali su se mjerni uzorci. Kako bi se zadovoljio zahtjev ponovljivosti, mjerna procedura se provodila 10 puta za svaku pojedinu frekvenciju te su se pomoću matematičkih izraza računali prosjek i standardno odstupanje:

$$\bar{x} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} x_i \, , s = \sqrt{\frac{1}{N-1}\sum_{i=1}^{N}(x_i - \bar{x})^2} \tag{5.7}$$

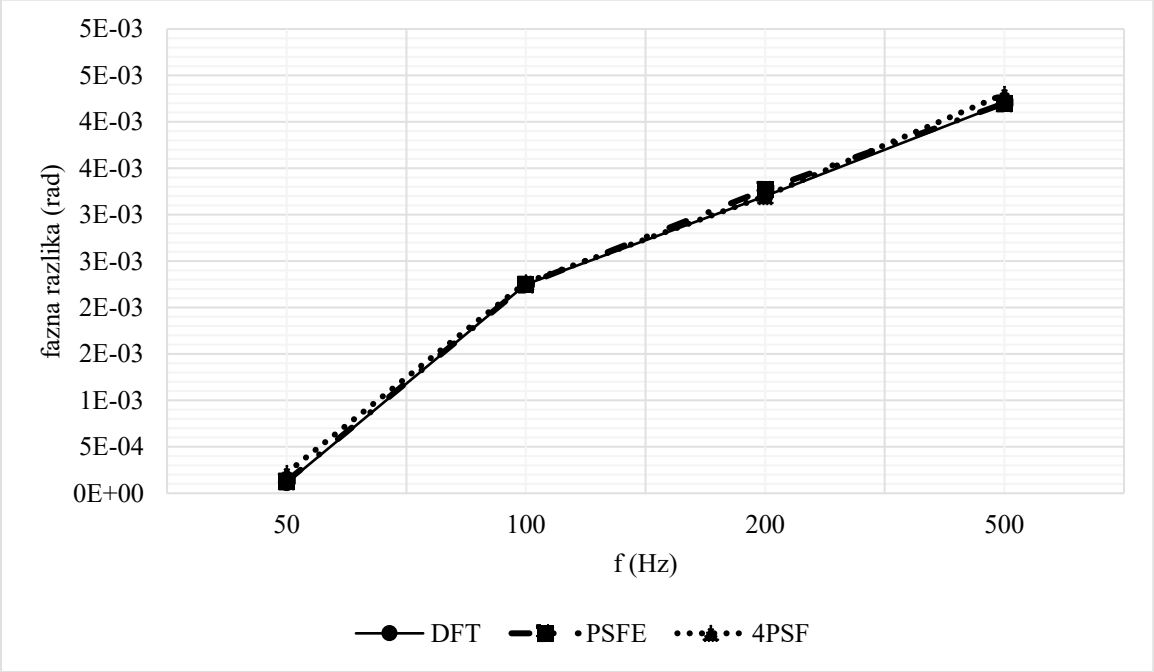
Također, uz tri različita tipa upotrijebljenih mjernih instrumenata i tri različita primijenjena algoritma na prikupljene mjerne uzorke dobiju se grafovi kojima je moguće usporediti upotrijebljenu sklopovsku i programsku opremu. Nadalje, sljedeći grafovi prikazuju dobivene rezultate za faznu razliku.



(a) NI5922



(b) HP3458A

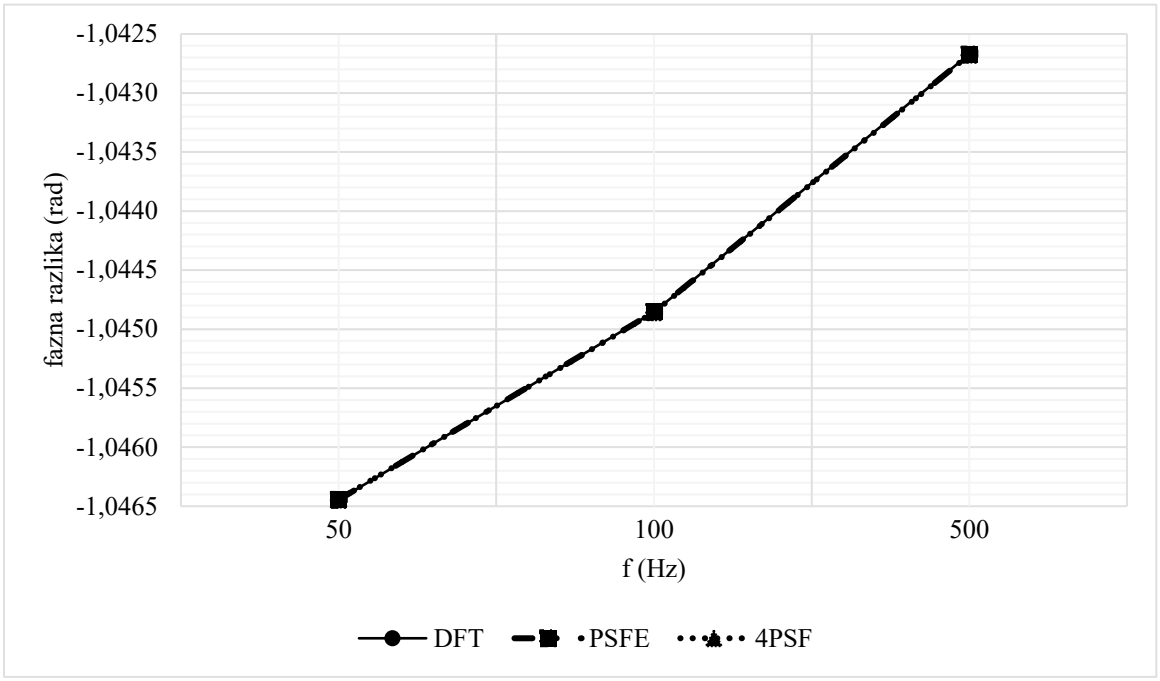


(c) NI4461

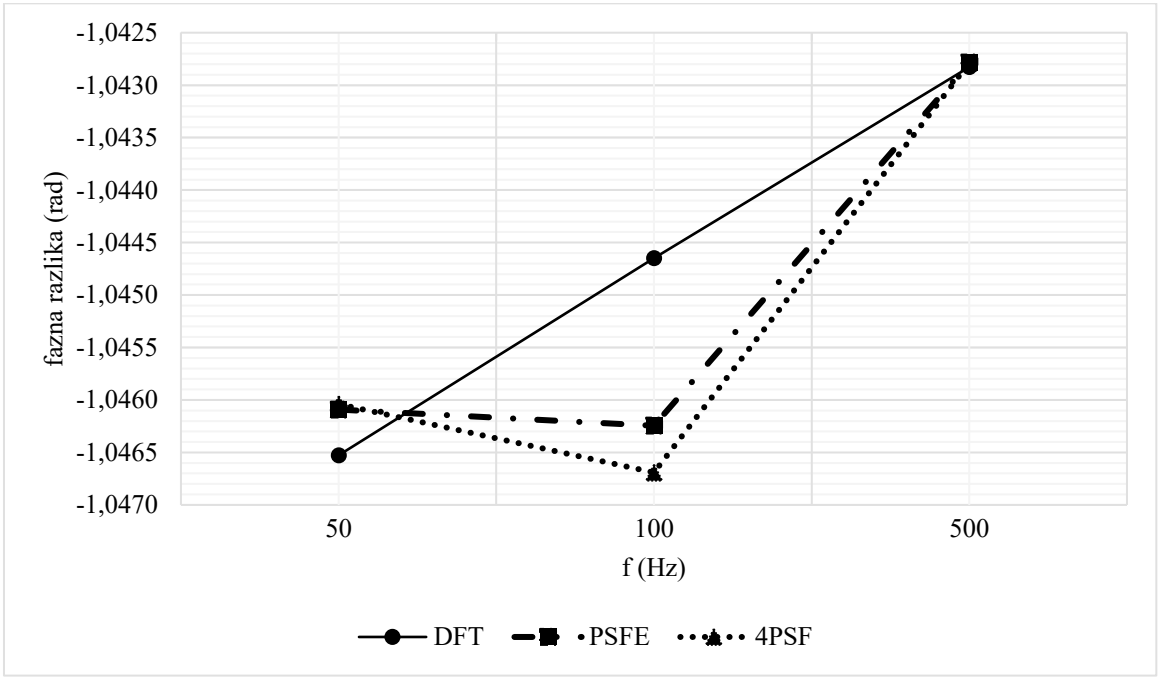
Slika 5.6 Usporedba mjernih uređaja prema faznoj razlici ($\lambda = 1$), kalibrator je C300 [106]

Uočava se sa gore prikazanih grafova da su vrijednosti fazne razlike izraženo u radijanima gotovo jednake i to neovisno o mjernom uređaju odnosno o primijenjenom algoritmu. U ovom mjerenju koje je prikazano na grafovima, fazni kut između napona i struje je postavljen na 0. Međutim, u slučaju kada je fazni kut postavljen na 60° rezultati su jako slični i prikazani su na

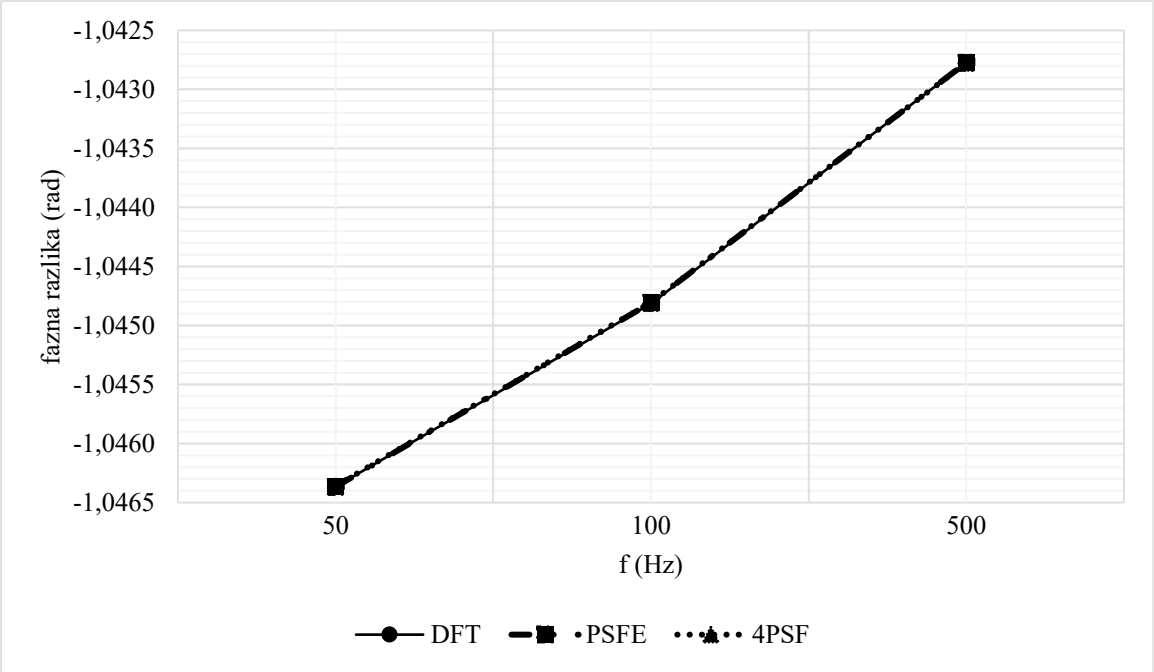
sljedećim grafovima. S tim da je mjerenje provedeno za tri različite vrijednosti frekvencije kao što se vidi na grafovima.



(a) NI5922



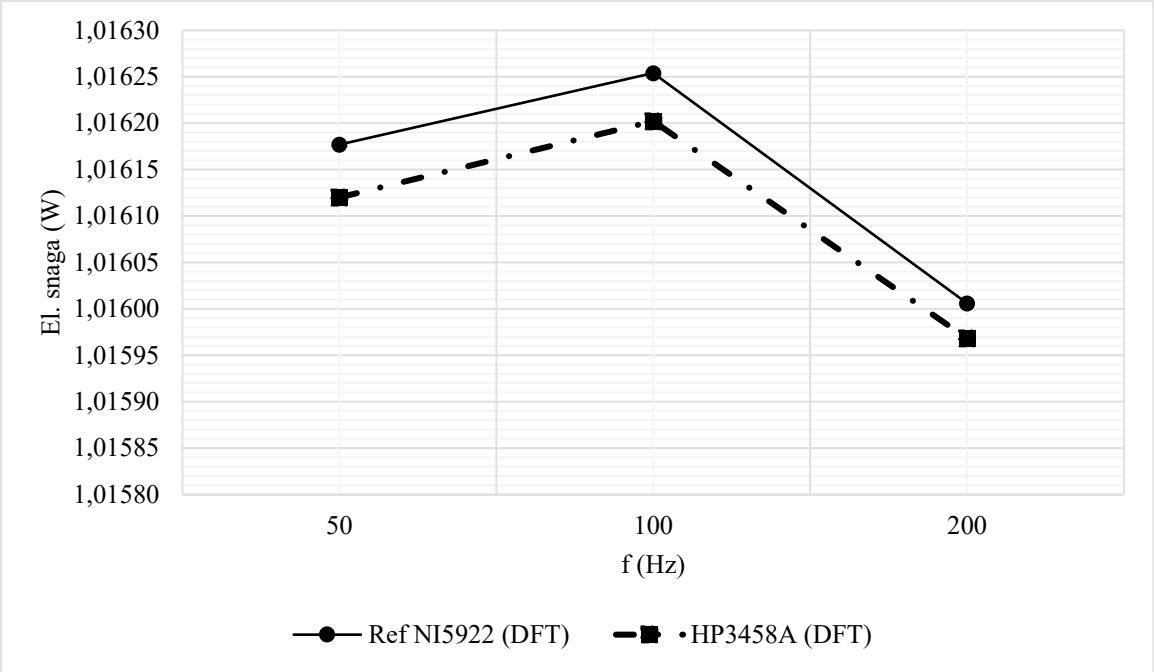
(b) HP3458A



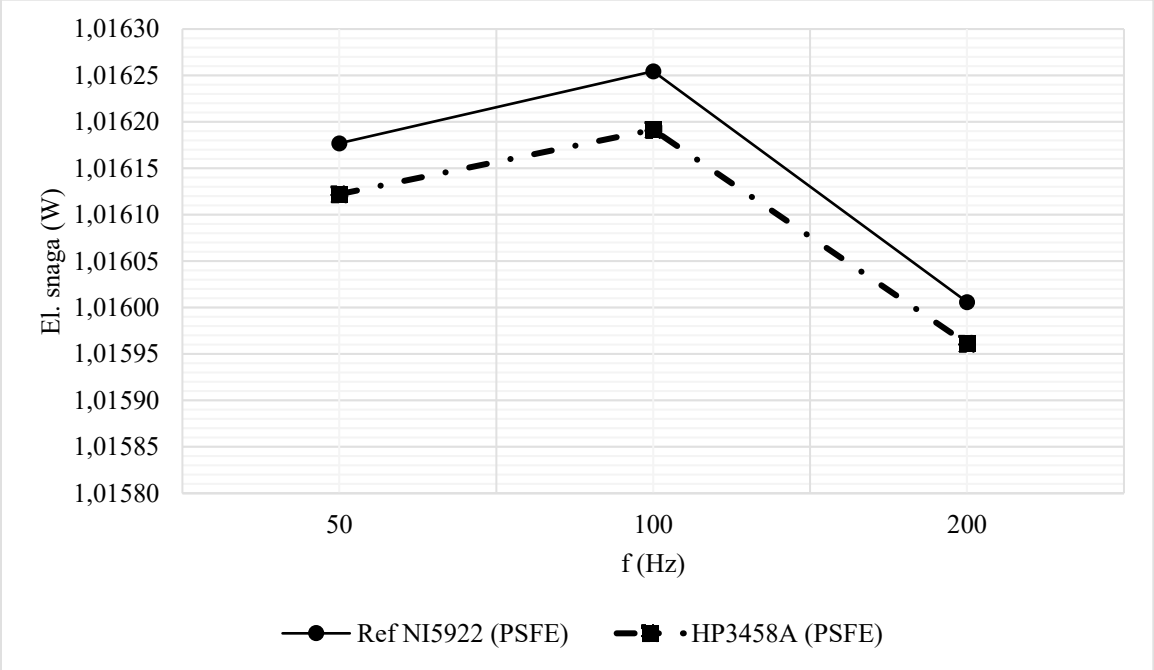
(c) NI 4461

Slika 5.7 Usporedba mjernih uređaja prema faznoj razlici ($\lambda = 0.5$), kalibrator je C300

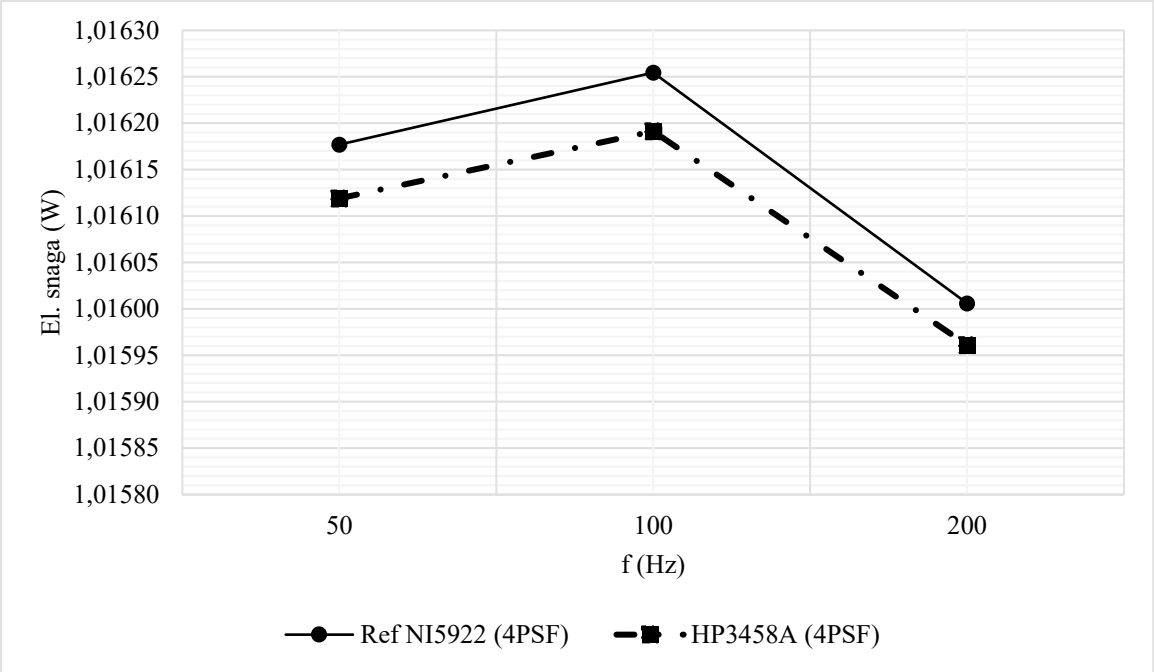
Vrijednosti fazne razlike za mjerne instrumente su proračunate trima različitim algoritmima za pojedinu frekvenciju te je vidljivo da se praktički preklapaju. Fazna razlika za mjerni instrument HP 3458A ima određeno odstupanje od ostalih dobivenih vrijednosti s drugim instrumentima i to pri 100 Hz i primijenjenom DFT odnosno 4PSF algoritmu. Nadalje, iz dobivenih vrijednosti amplituda i faznih kutova izračunata je električna snaga te su na sljedećim grafovima prikazane usporedbe iznosa električne snage mjerene različitim uređajima i primjenom tri algoritma na mjerne uzorke. Bitno je reći da je prilikom ovog mjerenja, fazni kut na kalibratoru C300 postavljen na 0 tj. $\lambda = 1$.


1,01630
1,01625
1,01620
1,01615
1,01610
1,01605
1,01600
1,01595
1,01590
1,01585
1,01580
El. snaga (W)
50
100
200
f (Hz)
Ref NI5922 (DFT)
HP3458A (DFT)

(a) DFT

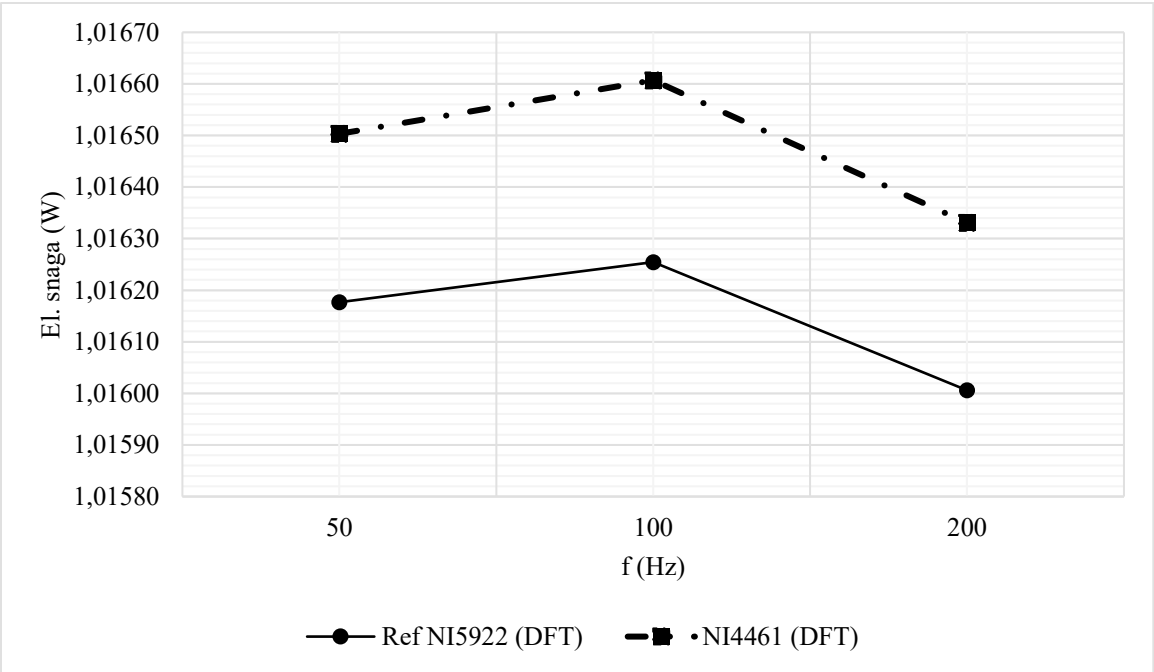

1,01630
1,01625
1,01620
1,01615
1,01610
1,01605
1,01600
1,01595
1,01590
1,01585
1,01580
El. snaga (W)
50
100
200
f (Hz)
Ref NI5922 (PSFE)
HP3458A (PSFE)

(b) PSFE

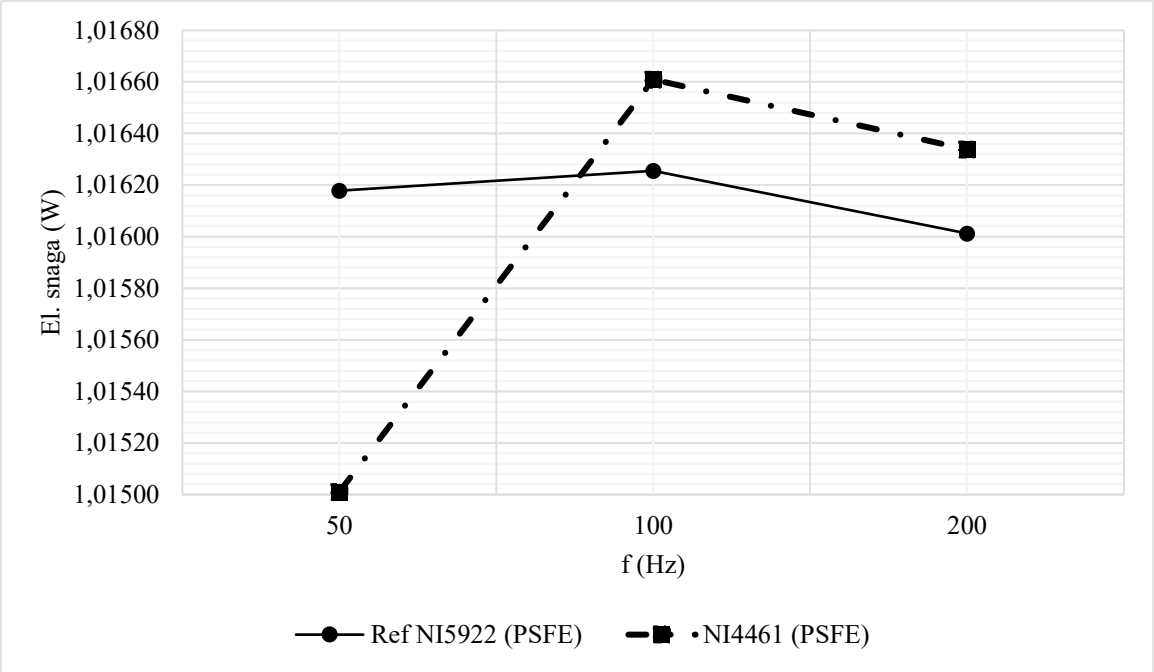


(c) 4PSF

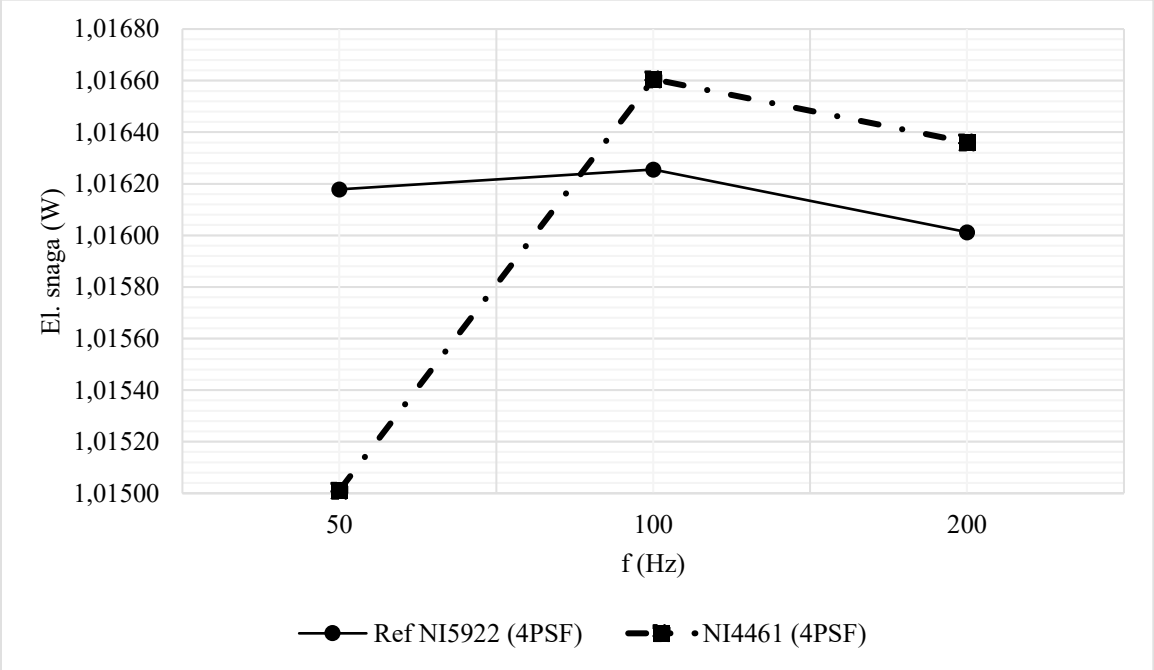
Slika 5.8 Usporedba mjerene električne snage uz HP3458A u donosu na NI5922 (uzeto za referencu) uz $\lambda = 1$, kalibrator je C300 [106]



(a) DFT



(b) PSFE



(c) 4PSF

Slika 5.9 Usporedba mjerene električne snage uz NI4461 u odnosu na NI5922 (uzeto za referencu) uz $\lambda = 1$, kalibrator je C300 [106]

Razlike između mjerenja električne snage uređajima HP3458A u odnosu na NI5922 su oko 100 ppm, dok su pri mjerenju uređajima NI4461 razlike nešto veće tj. oko 200 ppm. Ta odstupanja su označena i na grafovima. Određena veća odstupanja su pri 50 Hz i to pri

primijenjenim algoritmima PSFE i 4PSF [106]. Uzrok toga se može pronaći i kada promotrimo dobivene rezultate standardnih odstupanja amplituda što se vidi iz sljedeće tablice.

Tablica 5.2 Standardna odstupanja amplituda i fazne razlike za NI4461 pri 50 Hz (λ=1) [106]

Algoritam za korekciju	**NI 4461**		
	s_V	s_C	s_φ
DFT	$8{,}95 \cdot 10^{-5}$	$3{,}67 \cdot 10^{-5}$	$6{,}54 \cdot 10^{-5}$
PSFE	$1{,}13 \cdot 10^{-3}$	$1{,}06 \cdot 10^{-3}$	$6{,}87 \cdot 10^{-5}$
4PSF	$1{,}11 \cdot 10^{-3}$	$1{,}03 \cdot 10^{-3}$	$6{,}98 \cdot 10^{-5}$

Dakle, znatnija odstupanja su vidljiva kod amplitude napona i struje, dok je odstupanje fazne razlike jednako za sve algoritme. Dakako da to onda izravno utječe na vrijednost električne snage i njeno odstupanje. Nadalje, rezultati dobiveni pri mjerenjima električne snage uz uvjete λ = 0,5 i λ = 1 te za frekvencije 50, 100 i 500 Hz prikazani su u tablici 5.3.

Tablica 5.3 Usporedba rezultata električne snage mjerene pri $\lambda = 1$ i $\lambda = 0{,}5$. Mjerni uređaj u odnosu na referencu (NI 5922), rezultati su u μW/VA [106]

Apsolutne vrijednosti razlike el. snage između mjernog uređaja i ref. (NI5922) u ppm	**Algoritam za korekciju**	**$\lambda = 1$**			**$\lambda = 0{,}5$**		
		Frekvencija (Hz)			**Frekvencija (Hz)**		
		50	100	500	50	100	500
HP 3458A	DFT	57	52	41	81	218	528
	PSFE	56	64	57	323	2084	489
	4PSF	59	64	57	370	2473	489
NI 4461	DFT	326	353	169	988	927	1052
	PSFE	1131	354	206	990	911	1049
	4PSF	1167	350	260	985	916	1050

Očito je iz tablice 5.3 da su vrijednosti apsolutne razlike električne snage u pravilu veće pri $\lambda = 0{,}5$. Veće odstupanje pri mjerenju s HP 3458A i pri $\lambda = 0{,}5$ za f =100 Hz je analogno onome objašnjenom na slici 5.9 (b) i 5.9 (c). U skladu s time, prikazana su standardna odstupanja amplitude napona, amplitude struje i fazne razlike u tablici 5.4 [106].

Tablica 5.4 Standardna odstupanja amplituda i fazne razlike za HP3458A pri 100 Hz (λ=0,5) [106]

Algoritam za korekciju	**HP 3458A**		
	s_V	s_C	s_φ
DFT	$5{,}25 \cdot 10^{-5}$	$5{,}36 \cdot 10^{-6}$	$4{,}16 \cdot 10^{-4}$
PSFE	$9{,}16 \cdot 10^{-4}$	$7{,}80 \cdot 10^{-4}$	$3{,}39 \cdot 10^{-3}$
4PSF	$9{,}16 \cdot 10^{-4}$	$7{,}80 \cdot 10^{-4}$	$4{,}29 \cdot 10^{-3}$

5.3.1. Rezultati mjerenja pri frekvencijskom opsegu 1 kHz -10 kHz

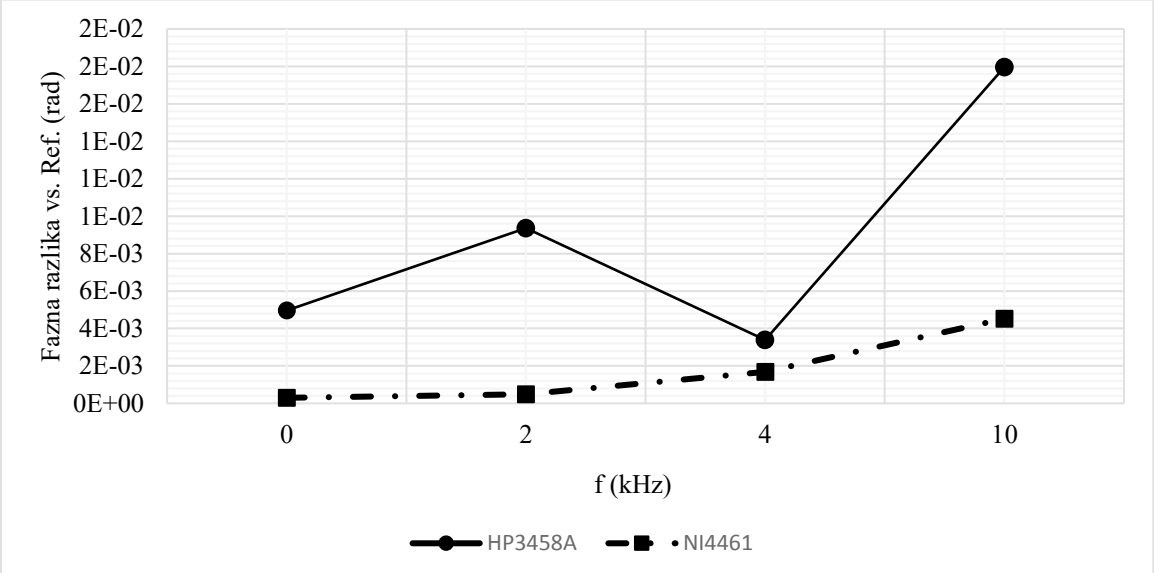
U ovome poglavlju se mjerenja odnose na frekvencijski opseg koji je proširen do 10 kHz. No, za to se trebao koristiti drugi sustav za proizvodnju snage. U skladu s time, upotrijebljen je kalibrator Transmille 3050A ali samo za naponski kanal, dok je za strujni kanal upotrijebljena modularna kartica odnosno funkcijski generator u sklopu *PXI* sustava (NI *PXI* 5442– FGEN) uz strujno pojačalo TOELLNER TOE 7621. Navedene sklopovske komponente omogućuju mjerenja do 10 kHz. Međutim, bitno je navesti da u ovom slučaju nije moguće postaviti točan iznos faznog kuta između napona i struje iz jednostavnog razloga jer se za naponski i strujni kanal koriste dva odnosno tri različita uređaja. Usporedbom mjernih rezultata električne snage pri većim frekvencijama (od 1 do 10 kHz) u odnosu na rezultate prikazane u prethodnom poglavlju (frekvencije do 500 Hz) očite su veće razlike i to reda veličine 1000 ppm. Osim toga, mjerni uzorci dobiveni pomoću HP3458A imaju značajnija odstupanja od NI 4461 u odnosu na referencu. Razlog tomu je konačna i ograničena brzina uzorkovanja HP3458A uređaja od 100 kSa/s te je također i razlučivost analogno-digitalnog pretvornika manja u takvim mjernim uvjetima [106]. U skladu s time, što je frekvencija signala veća potrebno je postaviti druge postavke za t_s (eng. *internal sampling interval*) i t_a (eng. *aper time*). Tako se uz manji t_a smanjuje i razlučivost što se vidi i iz Tablice 5.5 [99].

Tablica 5.5 Odnos između t_a i razlučivosti [99]

t_a	**Razlučivost (bitovi)**
2 ns	16
500 ns	15
1 µs	16
3 µs	17
6 µs	18
100 µs	21

Uz navedene karakteristike mjernih instrumenata, pri većim frekvencijama su svakako više naglašena i odstupanja pretvornika napona i struje. Osim odstupanja amplituda, pri većim frekvencijama su veća i odstupanja faznih razlika što je također očekivano jer su pri većim frekvencijama veći utjecaji kapaciteta i induktiviteta sklopovskih komponenti odnosno pretvornika.

Nadalje, rezultati razlike faznih kutova mjereni pomoću HP3458A i NI 4461 u odnosu na referentne uređaje NI 5922 pri frekvencijama od 1 do 10 kHz su prikazani na slici 5.10 [106].



Slika 5.10 Usporedba mjerene fazne razlike uz NI4461 i HP3458A u odnosu na NI5922 (uzeto za referencu) uz $0 < \lambda < 1$ [106]

Moguće je vidjeti sa slike da je veće odstupanje fazne razlike kada se mjeri s NI4461. Svaka točka prikazan na grafu zapravo predstavlja prosjek od 10 mjernih rezultata uz faktor snage $0 < \lambda < 1$. Dobivene fazne razlike su dobivene primjenom iDFT3p algoritma. Rezultati dobiveni primjenom druga dva algoritma su jako slični ovome pa su izostavljeni [106].

Obzirom na sve do sada prikazane rezultate, moguće je donijeti zaključke koji se tiču uporabe pojedinih mjernih uređaja ili primjene pojedinih algoritama u određenim tj. specifičnim mjernim uvjetima. Tako su u tablici 5.6 navedene neke od uočenih karakteristika i sažete u opis u tablici.

Tablica 5.6 Svojstva upotrijebljene mjerne opreme [106]

Mjerni uređaj	Maks. frekv. ulaznog signala (za OSR=5)	Maks. ulazni mjerni opseg - FS (eng. *Full Scale*) (V)	iDFT3p	PSFE	4PSF
NI 5922	1,5 MHz	± 5	robustan	robustan	robustan
NI 4461	20,48 kHz	± 42.4	robustan	zadov.	zadov.
HP 3458A	10 kHz	± 1000	robustan	zadov.	zadov.

Što se tiče karakteristika za primijenjene algoritme dana su dva opisa i to pridjevima „robustan“ i kratica „zadov.“ se odnosi na zadovoljavajući. Robustan podrazumijeva da u kombinaciji s odgovarajućim mjernim uređajem nije uočeno znatnije odstupanje rezultata od reference. Dok pojam zadovoljavajući znači da se odstupanje za određenu frekvenciju ipak dogodilo. U skladu s time, iDFT3p ima robusne karakteristike bez obzira s kojim se uređajem prikupljaju mjerni uzorci. S druge strane, PSFE i 4PSF imaju određena odstupanja ali svejedno su zadovoljavajućih karakteristika.

U tablici 5.6 su navedeni i maksimalni ulazni mjerni opsezi mjernih uređaja te obzirom na tu karakteristiku, NI 5922 se može smatrati da ima prilično nizak mjerni opseg u odnosu na ostala dva uređaja. Međutim, ujedno mjerna kartica NI 5922 ima najveću mogućnost izbora brzine uzorkovanja do čak maksimalnih 15 MSa/s što je 15 puta veća brzina uzorkovanja od HP3458A te 7,5 puta veća od NI 4461. Dakle, NI 5922 uređajem je moguće uzorkovati signale visokih frekvencija i to teoretski do frekvencije 7,5 MHz poštujući Nyquistov teroem. U posljednje vrijeme jako je veliki naglasak stavljen upravo na proširenje frekvencijskog područja u pogledu preciznog mjerenja električne snage digitalnim vatmetrom. Stoga, NI 5922 ima najviše potencijala za uporabu u te svrhe.

Treba svakako navesti da se HP3458A pokazao itekako pouzdanim u mjerenjima. Međutim, u mjerenjima je zahtjev postavljen na OSR = 10 (faktor naduzorkovanja) te je u skladu s time najveća moguća frekvencija signala koju je moguće njime uzorkovati iznosa 10 kHz. Premda, u tzv. *sub-sampling* načinu uzorkovanja koji se navodi u [99], moguće je postići znatno veće brzine uzorkovanja ali u tom slučaju osim što signal mora biti periodičan također se ne radi o mjerenju u realnom vremenu, pa se nije pribjeglo tome načinu rada.

5.4. Mjerna nesigurnost digitalnoga vatmetra

Nakon što su u prethodnim poglavljima opisana mjerenja električne snage digitalnim vatmetrom tj. mjerenja u svrhu usporedbe mjernih instrumenata u sklopu digitalnoga vatmetra, potrebno je tom mjerenju dodijeliti i određenu mjernu nesigurnost. U skladu s time, ovo poglavlje se odnosi na mjernu nesigurnost digitalnoga vatmetra razvijenog na FER ZOEEM-u u sklopu ove doktorske disertacije. Mjerna nesigurnost je proračunata u skladu sa smjernicama koje su propisane u GUM-u (BIPM, eng. *Guide to the expression of uncertainty in measurement*). Definicije mjerne nesigurnosti vrste *A* i mjerne nesigurnosti vrste *B* su objašnjene u poglavlju 4.1.3.

Analiza mjerne nesigurnosti podrazumijeva da svaki dio mjernog lanca opisane mjerne metode utječe na ukupnu mjernu nesigurnost. Doprinosi se mogu procijeniti na temelju relevantne literature u kojoj se mogu pronaći karakteristike ostalih upotrijebljenih komponenti koje navodi proizvođač poput upotrijebljenih kalibratora, mjernih instrumenata i sl. što spada u mjernu nesigurnost vrste *B*. Naravno, da se u obzir uzimaju i sva mjerenja kojima je mjeritelj u mogućnosti ispitati određenu mjernu opremu što predstavlja mjernu nesigurnost vrste *A*. Tako su procijenjeni doprinosi pojedinih sklopovskih i programskih komponenti koji utječu na mjernu nesigurnost. Procijenjeni doprinosi mjerne nesigurnosti su izvedeni na temelju prethodnih mjerenja kojima se karakteriziralo određene komponente poput pretvornika struje i napona te na temelju znanstvene literature kao što je uzeto za upotrijebljeni DFT algoritam. Nadalje, procijenjeno je i standardno odstupanje mjerenja razlike faznog kuta jednog te istog izmjeničnog signala dovedenog na ulaze ispitivanih mjernih instrumenata (HP3458A i NI 5922). U skladu s navedenim kao i u poglavlju 4.1.3. tj. združivanjem standardnih nesigurnosti vrste *A* definirane prema GUM-u statističkim metodama iz laboratorijskih mjerenja i sastavnica nesigurnosti vrste *B* definirane analizama ostalih veličina mjernog lanca koje imaju utjecaj na ukupnu mjernu nesigurnost napravljen je proračun mjerne nesigurnosti mjerenja.

Također, budući da se radi o mjerenju električne snage, doprinosi mjerne nesigurnosti obzirom na matematički izraz (9) su podijeljeni na doprinose mjernoj nesigurnosti vezane uz amplitudu te uz faznu razliku kuta između napona i struje. Nadalje, električna snaga se mjerila u točno određenim frekvencijskim opsezima i pri točno određenim kutovima odnosno različitim vrijednostima λ ($0 \leq \lambda \leq 1$) pa svakako da i takvi mjerni uvjeti utječu različito na iznos doprinosa. Tako npr. pogreška nastala zbog tzv. *aper* vremena (t_a) koje se definira za digitalne multimetre HP3458A može se računati prema sljedećem izrazu [99]:

$$\frac{\Delta P}{P} = -2 \cdot 1.65 \cdot f^2 \cdot {t_\mathrm{a}}^2 \tag{5.8}$$

gdje je prema navedenom matematičkom izrazu očito da je pogreška ovisna s kvadratom iznosa frekvencije. Utjecaj ove pogreške na fazni kut se može izostaviti ako je definirano vrijeme t_a jednako za oba multimetra kao što je u našem slučaju. Nadalje, utjecaj granica pogrešaka (dc umjeravanje) i utjecaj godišnjeg drifta digitalnih multimetara na pogrešku mjerenja amplitude je ukupno 4 ppm za svaki pojedini multimetar [2][57][59][106]. Što se tiče upotrijebljenog pretvornika struje, uzima se u obzir provedena karakterizacija i mjerenje parametara strujnog shunta iz poglavlja 3.1 ove doktorske disertacije. U skladu s time, postoji utjecaj temperaturnog koeficijenta i koeficijenta snage na amplitudu shunta i prema tome procijenjeni doprinos je ± 10 ppm [31][68][69]. Utjecaj vlage koji je također mjeren za strujne shuntove u ovom slučaju se potpuno zanemaruje jer su laboratorijski uvjeti bili pri normalnom i stabilnom sobnom RH koeficijentu (~30 %). To je vidljivo iz mjerenja prikazanih u potpoglavlju 3.1.4 gdje je pokazano da je promjena otpora strujnog shunta pri stabilnom sobnom RH koeficijentu (~30 %) praktički zanemariva.

Nadalje, vezano uz doprinos mjernoj nesigurnosti otporničkog djelila uzima se u obzir pogreška omjera amplitude naponskog djelila čiji su rezultati prikazani u ovoj doktorskoj disertaciji te parametri koji utječu na amplitudu i to mjereni i navedeni u [50]. Oni se procjenjuju na ukupni doprinos mjernoj nesigurnosti amplitude od ± 5 ppm. Što se tiče doprinosa faznoj pogreški, pri 50 Hz je ta pogreška približno 380 μrad a prema izmjerenoj karakteristici fazni kut se mijenja linearno s negativnim nagibom iznosa -0,2 °/kHz. U skladu s time, doprinose faznoj pogreški kuta zbog utjecaja otporničkog djelila je moguće kompenzirati te nisu uvršteni u tablicu ukupne mjerne nesigurnosti (Tablica 5.7).

Tablica 5.7 Doprinosi mjernoj nesigurnosti (pretvornici i mjerni instrumenti), mjerenje u sklopu digitalnoga vatmetra pri tri različite vrijednosti frekvencije i dvije različite vrijednosti faktora snage (μW/VA) [106]

	50 Hz λ=1	50 Hz λ=0,5	1 kHz λ=1	1 kHz λ=0,5	10 kHz λ=0,5
Pretvornici- Pogreške amplitude:					
Shunt	20	20	20	20	20
Nap. djelilo	10	10	10	10	10
DFT**:**	<0.1	<0.1	<0.1	<0.1	<0.1
HP3458A:					
DC, DMM1	8	8	8	8	8
DC, DMM2	8	8	8	8	8
Frekv. Pojas, DMM1	0.1	0.1	22	22	2200
Frekv. Pojas, DMM2	0.1	0.1	22	22	2200
t_a	<0.1	<0.1	<0.1	<0.1	<0.1
Faza- (*delay time*)	~0	41	0.2	816	8160
Ukupna mj. nesigurnost (HP3458A):	**23**	**47**	**23**	**816**	**8160**
NI 5922:					
Stabilnost (uređaj 1)	8	8	14	14	24
Stabilnost (uređaj 2)	8	8	14	14	24
Temp. (uređaj 1)	20	20	20	20	20
Temp. (uređaj 2)	20	20	20	20	20
Kalibr., (uređaj 1)	20	20	22	22	24
Kalibr., (uređaj 2)	20	20	22	22	24
Faza- (*delay time*)	<0.1	<0.1	3	3	26
Ukupna mj. nesigurnost (NI5922):	**40**	**40**	**47**	**47**	**61**
NI 4461:					
Amplituda	62	62	64	64	66
Faza- (*delay time*)	0.7	0.7	26	26	258
Ukupna mj. nesigurnost (NI4461):	**62**	**62**	**69**	**69**	**266**

Kao što se vidi iz prikazane tablice, za mjerne uređaje NI 5922 i NI 4461 su navedeni sljedeći doprinosi mjernoj nesigurnosti:

- Temperatura
- Stabilnost
- Umjeravanje
- Faza- (*delay time*)

pri čemu su se koristile informacije iz znanstvene literature [7][52] gdje su određeni mjerni uređaji detaljno karakterizirani. Kao što se može vidjeti iz tablice, za doprinose mjernog uređaja NI 4461 navodi se „amplituda“ budući da se u slučaju ovog uređaja koristila samo jedna kartica zbog mogućnosti dvokanalnog načina rada (eng. *dual-channel mode*) te su procijenjeni doprinosi na temelju [7] i [87] gdje je ova kartica detaljno karakterizirana. Osim navedene znanstvene literature, doprinosi su se temeljili i na specifikacijama koje navodi proizvođač za mjerne uređaje i to prema [88][88] i [89].

Tako za NI 5922 karticu vrijedi da je odstupanje veličine omjera napona od nazivne vrijednosti unutar ± 3 μV/V, utjecaj temperaturnog koeficijenta na amplitude je izmjeren te iznosi 7,4 μV/V/K, a njegov utjecaj na fazu je 0,000008 /K [7]. Nadalje, utjecaj propusnosti filtera na faznu pogrešku se može eliminirati jer su obje kartice upotrijebljene na jednakom mjernom opsegu odnosno na 1 V za koji je gornja širina pojasa 150 kHz [99][106].

U slučaju kada je λ = 1 utjecaj pogreške na faznu razliku se može smatrati zanemarivim tj. manjim od 0,1 ppm za pretvornik struje i napona te prema jednadžbi:

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{\Delta U}{U} + \frac{\Delta I}{I} - \mathrm{tg}(\varphi)\Delta\varphi \tag{5.9}$$

Što se tiče utjecaja tzv. *delay-time* i u slučaju većih iznosa frekvencije, za uređaj HP3458A može se izračunati prema:

$$\frac{\Delta P}{P} = \pm 2\pi f \cdot \tan(\varphi) \cdot 75 \cdot 10^{-9} \tag{5.10}$$

Procijenjen je i utjecaj programske komponente tj. DFT algoritma kojim su podaci procesuirani te je glavni doprinos njegove mjerne nesigurnosti kvantizacijski [108].

Ukupna mjerna nesigurnost je izračunata kao suma korijena pojedinačnih doprinosa. Tako se vidi iz tablice 5.7 da fazne pogreške dominiraju ukoliko je λ = 0,5 a posebno za

HP3458A. Međutim, obzirom da se za određenu frekvenciju i fazni kut može eksplicitno izračunati onda je moguće napraviti i korekciju istog.

Dakle, analizirani su mjerni uređaji prema njihovim karakteristikama te je na temelju mjernih rezultata i dostupne analizirane znanstvene literature te literature proizvođača moguće dobiti uvid u primjenu pojedinog mjernog uređaja u određenim okolnostima mjerenog signala. Osim analize mjernih uređaja, na tako dobivene mjerne uzorke su se primijenila tri različita algoritma za korekciju koji su uspoređeni u sklopu mjerenja snage digitalnim vatmetrom. Ovim mjerenjima su se istražile karakteristike pojedinih sklopovskih i programskih komponenti digitalnoga vatmetra i omogućio optimalan izbor u skladu sa zahtijevanim uvjetima mjerenja.

6. Zaključak

U ovoj doktorskoj disertaciji su opisana istraživanja sustava za precizno mjerenje električne snage (digitalnoga vatmetra). Na početku doktorske disertacije definiran je digitalni vatmetar i njegova primjena. Obzirom na sve navedene komponente od kojih se takav sustav sastoji, bilo je potrebno detaljno istražiti i analizirati svaku pojedinu komponentu tog sustava kako bi potom bilo moguće odrediti ukupne specifikacije sustava ili ga detaljno ispitati. Osim toga, na početku doktorske disertacije dan je i pregled matematičkih izraza kojima se definira električna snaga i to važećom IEEE normom Standard 1459^{TM} – 2010, koja je trenutno važeća. Nadalje, kako bi bilo moguće odrediti početnu točku istraživanja potrebno je imati uvid u dosadašnja istraživanja u ovom području pa je u skladu s time naveden pregled digitalnih vatmetara u relevantnim mjeriteljskim laboratorijima diljem svijeta.

Obzirom da se kod mjerenja električne snage zapravo mjeri strujni i naponski signal, pretvornici signala imaju iznimno bitnu ulogu. Tako se za mjerenje struje koristi pretvornik struje odnosno strujni shunt koji pretvara signal struje u signal napona koji se potom mjeri i obrađuje. Isto tako, za mjerenje napona se koristi pretvornik napona koji smanjuje razinu ulaznog napona na potrebni niži izlazni napon prilagođen za daljnje mjerenje mjernim instrumentom. Pretvornici struje koji se najčešće koriste su strujni shuntovi kaveznog oblika a uz njih se još koriste i shuntovi s metalnom folijom. U ovoj doktorskoj disertaciji su detaljno karakterizirani strujni shuntovi kaveznog oblika razvijeni u sklopu Laboratorija na FER ZOEEM-u. Određene su njihove istosmjerne (dc) i izmjenične (ac) karakteristike koje se definiraju određenim relevantnim parametrima (temperaturni koeficijent (TCR), koeficijent snage (PCR), drift, utjecaj vlage na otpor shunta te ac-dc razlika shunta) i to u poglavljima 3.1 i 3.2. Kako bi se odredio pojedini parametar bilo je potrebno primijeniti odgovarajuću mjernu metodu a to svakako zahtijeva i odgovarajuću mjernu opremu koja se potom povezuje tako da čini mjerni postav za određeno mjerenje. Osim toga, zbog specifičnosti zahtijeva pojedinih mjernih metoda bilo je potrebno razviti još neke sklopovske komponente poput relejne kutije koja je objašnjena u poglavlju 3.2.3. Što se tiče pretvornika napona, postoje dva standardna tipa koja se koriste a to su induktivna naponska djelila i otpornička naponska djelila. U sklopu ove doktorske disertacije ispitane su određene karakteristike otporničkog naponskog djelila razvijenog također u Laboratoriju na FER ZOEEM-u. Što se tiče narednih istraživanja, potencijalni ciljevi su razvoj drugog spomenutog tipa strujnih shuntova, tj. shuntova s metalnom folijom kako bi se mogle ispitati optimalne primjene u određenim uvjetima mjerenja tj. napraviti kvalitetna usporedba i uvidjeti daljnja moguća poboljšanja.

Nakon što su određene karakteristike tih dvaju sklopovskih komponenti stvoreni su uvjeti za nastavak rada na sustavu za precizno mjerenje električne snage. Sljedeća komponenta koja se ispitivala i analizirala bili su mjerni instrumenti. Detaljnom analizom relevantne znanstvene literature iz područja dobio se uvid u najčešće upotrijebljene mjerne instrumente. U skladu s time, u istraživanju su upotrijebljeni mjerni instrumenti koji su trenutno najbolji i najpouzdaniji u svojoj kategoriji sukladno navedenim specifikacijama od strane proizvođača te njihovoj ispitanosti tijekom uporabe u laboratorijima za precizna mjerenja. Ti mjerni instrumenti su digitalni multimetri HP 3458A (današnji Keysight 3458A) te mjerne kartice *PXI* sustava i to NI 5922 i NI 4461. Od spomenutih mjernih instrumenata, digitalni multimetar 3458A ima najstariju tehnologiju ali je sveprisutan u laboratorijima za precizna mjerenja zbog svojih tehničkih karakteristika i pouzdanosti. Uz taj uređaj je izravno vezan i Swerleinov algoritam. Taj program je razvijen konkretno za ovaj uređaj i pomoću njega je moguće mjeriti izmjenične signale a u ovom slučaju napon uz točnost od 10 ppm. Međutim, postoje određena ograničenja njegove primjene koji su objašnjeni i u doktorskoj disertaciji. Nadalje, mjerne kartice NI *PXI* sustava su znatno novije tehnologije i također su sastavni dio većine laboratorija za precizna mjerenja. Obje se ističu svojim tehničkim karakteristikama a NI 5922 poglavito zbog visokih pripadajućih brzina uzorkovanja. U skladu s time, u četvrtom poglavlju su se uspoređivale mjerne kartice sa Swerleinovim algoritmom na digitalnom multimetru. To je bila prva usporedba, a druga usporedba je bila uz uporabu PMJTC-a kako bi se proširio frekvencijski opseg mjerenja zbog ograničenosti Swerleinovog algoritma u pogledu iznosa frekvencije mjerenog signala. Dakle, PMJTC se također može koristiti kao referenca za mjerenje izmjeničnih signala kako je i objašnjeno u doktorskoj disertaciji. Nakon što su mjerni rezultati takvih mjerenja obrađeni dobio se uvid u međusobnu usporedbu i određene karakteristike ispitanih mjernih instrumenata. Što se tiče potencijalnih budućih istraživanja, cilj je ispitati i neke druge mjerne instrumente koji su svojim tehničkim karakteristikama slabiji te cjenovno nižega ranga od ispitanih uređaja. Međutim, u pripadajućem znanstvenom području pod tzv. paradigmom *Low-cost metrology* postoje određene tendencije i nastojanja da se i takvi uređaji primjene u preciznim mjerenjima. Na taj način bi se usporedio mjerni sustav za precizno mjerenje električne snage u kojem se koristi mjerna oprema ispitana u ovoj doktorskoj disertaciji s mjernom opremom niže kategorije čime bi se ispitala stvarna veličina odstupanja između tih dviju kategorija uređaja.

Mjerni sustav za precizno mjerenje električne snage je nakon prethodno određenih karakteristika postavljen i krenulo se s njegovim ispitivanjem a s ciljem da se međusobno

usporede mjerni instrumenti te pronađe optimalan izbor sklopovskih i programskih komponenti ovisno o amplitudi, frekvenciji ili fazi mjerenog signala. U ovom mjerenju koje je opisano u petom poglavlju iznimno je bilo bitno osigurati sinkronizaciju svih mjernih instrumenata te je ista zahtijevala detaljan razvoj i pozornost. Nakon što su sve sklopovske komponente mjernog postava međusobno povezane i razvijen program za automatizaciju mjerenja u LabVIEW programskom okruženju dobiveni su mjerni rezultati prikazani u poglavlju 5.3. Takve mjerne rezultate je bilo potrebno obraditi algoritmima za korekciju kako bi se dobili električni parametri (amplitude napona i struje, fazni kut između napona i struje) relevantni za definiciju tj. određivanje vrijednosti električne snage. Sukladno opisanoj proceduri u petom poglavlju odabrana su tri algoritma za korekciju (IpDFT, 4PSF i PSFE) i nakon toga su dobiveni svi potrebni rezultati na temelju kojih je napravljena usporedba pojedine upotrijebljene mjerne opreme u sklopu digitalnoga vatmetra. Na taj način se došlo do određenih spoznaja te su se pojedine kombinacije sklopovske mjerne opreme i algoritama za korekciju u sklopu digitalnoga vatmetra ispitale. Obzirom na dobivene rezultate zaključeno je da su pojedine komponente sustava za precizno mjerenje električne snage imaju bolje ili lošije karakteristike od drugih u uvjetima ispitanog frekvencijskog ili amplitudnog mjernog opsega. Prema tome, moguće je odabrati pojedinu komponentu ili kombinaciju komponenti u sklopu digitalnoga vatmetra kako bi se ostvarilo mjerenje električne snage sa što većom preciznosti i ponovljivosti. Na temelju provedenih istraživanja ove doktorske disertacije moguće je optimizirati uporabu digitalnoga vatmetra odabirom prikladnih sklopovskih i programskih komponenti prema kriteriju točnosti i mjernim karakteristikama. Uz sve navedeno, proračunata je mjerna nesigurnost za digitalni vatmetar u skladu sa smjernicama propisanim u GUM-u te u skladu s dobrom mjeriteljskom praksom. Naredna potencijalna istraživanja u ovom smjeru će biti fokusirana na dodatna mjerenja u kojima bi se ispitao utjecaj prisutnosti harmonika i mogućnost mjerenja električne snage u tzv. nesinusoidalnim uvjetima.

Literatura:

[1] International standard - IEEE 1459-2010 Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nosinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions, str. 1. – 50., 2010.

[2] S. Svensson, "Power measurement techniques for non-sinusoidal conditions", Doctoral Thesis, CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, Sweden 1999

[3] C. Budeanu, "Reactive and fictitious power", Romanian National Institute, No.2., 1927.

[4] C. Cepisca, H. Andrei, S. Ganatsios, M. Veyssiere, "Energy measurement techniques for non-sinusoidal situations", Acta electrotehnica, 2003.

[5] J. Díaz de Aguilar, R. Caballero, and Yolanda A. Sanmamed, "Realization and Validation of the 10 mA–100 A Current Standard at CEM", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 63., No. 7., str. 1753. -1759., 2014.

[6] G. C. Bosco, M. Garcocz, K. Lind, U. Pogliano, G. Rietveld, V. Tarasso, B. Voljc, V. Nováková Zachovalová, "Phase Comparison of High-Current Shunts up to 100 kHz", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 60., No. 7., str. 2359. - 2365., 2011.

[7] G. Rietveld, D. Zhao, C. Kramer, E. Houtzager, O. Kristensen, C. de Leffe, T. Lippert, "Characterization of a Wideband Digitizer for Power Measurements up to 1 MHz", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 60., No. 7., str. 2195. - 2201., 2011.

[8] K. E. Rydler, T. Bergsten, V. Tarasso, "Determination of Phase Angle Errors of Current Shunts for Wideband Power Measurement", Conference on Precision electromagnetic Measurements, Washington, DC, USA, 2012.

[9] Lucas Di Lillo, H. Liaz, E. Yasuda, R. Garcia, "Sampling wattmeter at INTI", VIII Semetro – Inmetro, 2009.

[10] Fluke, *The Fluke 6100A Electrical Power Standard, Specification*, http:// fluke.com, 2002.

[11] A. Cataliotti, V. Cosentino, D. Di Cara, A. Lipari, S. Nuccio, C. Spataro, "A PC-Based Wattmeter for Accurate Measurements in Sinusoidal and Distorted Conditions: Setup and Experimental Characterization", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 61., No. 5., str. 1426. - 1434., 2012.

[12] U. Pogliano, “Use of intergative Analog to Digital Converters for high precision measurement of electrical power”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 50., No. 5., str. 1315. - 1318., 2001.

[13] V. Nováková Zachovalová, M. Šíra, J. Streit, “Development of the Digital Sampling Power Measuring Standard for the Energy Monitors Calibration”, Conference on Precision electromagnetic Measurements, Washington, DC, USA, 2012.

[14] J.R. Salinas, F.G. Lagos, G. Joya, F. Sandoval, “Sampling Strategies Comparison for High Accuracy Power Measurements”, IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conference IMTC, Warsaw, Poland, 2007.

[15] G. Ramm, H. Moser and A. Braun, “A New Scheme for Generating and Measuring Active, Reactive, and Apparent Power at Power Frequencies with Uncertanities of $2{,}5\times10^{-6}$ ”, IEEE Transactions on instrumentation and measurement”, Vol. 48., No. 2., str. 422. - 426., 1999.

[16] L. Palafox, G. Ramm, R. Behr, W.G.K. Ihlenfeld, and H. Moser, “Primary AC Power Standard Based on Programmable Josephson Junction Arrays”, IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 56., No. 2., str. 534. - 537., 2007.

[17] E. Mohns, G. Ramm, W.G.K. Ihlenfeld, L. Palafox and H. Moser, “The PTB primary standard for Eelectrical AC power”, Journal of Metrology Society of India, str. 15. – 19., 2009.

[18] B. C. Waltrip, B. Gong, T. L. Nelson, Y. Wang, C. J. Burroughs, Jr., A. Rüfenacht, S. P. Benz and P. D. Dresselhaus, “AC Power Standard Using a Programmable Josephson Voltage Standard”, IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 58., No. 4., str. 1041. - 1048., 2009.

[19] C. J. Burroughs, Jr., S. P. Benz, P. D. Dresselhaus, B. C. Waltrip, T. L. Nelson, Y. Chong, J. M. Williams, D. Henderson, P. Patel, L. Palafox, and R. Behr, “Development of a 60 Hz Power Standard Using SNS Programmable Josephson Voltage Standards”, IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 56., No. 2, str. 289. – 294., 2007.

[20] B. Djokic, “Development of a low-frequency quantum-based AC Power Standard at NRC Canada”, Conference on Precision Electromagnetic Measurements Digest, Broomfield, CO, USA, 2008.

[21] Transmille, *3000AC Voltage reference, Precision references and standards*, http://www.transmille.com, 2016.

[22] Fluke, *6003A Three Phase Electrical Power Calibrator*, http:// flukecal.com, 2014.

[23] Calmet, *C300 3-Phase Power Calibrator and Tester*, http://calmet.com.pl, 2019.

[24] Meatest, *M133C Power & Energy Calibrator*, http://meatest.com, 2019.

[25] Toellner, *Toellner 4-Quadrant Power Supply, Specifications*, https://www.toellner.de/en, 2019.

[26] B. Voljc, M. Lindic, B. Pinter, M. Kokalj, Z. Svetik, R. Lapuh, "Evaluation of a 100 A Current Shunt for the Direct Measurement of AC Current", IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 62., No. 6, str. 1675. – 1680., 2013.

[27] Vishay, *Vishay Precision Group. High Precision Foil Resistor with TCR of ± 2.0 ppm/°C, Tolerance of ± 0.005 % and Load Life Stability of ± 0.005 %*, http://vishaypg.com, 2014.

[28] B. Voljc, M. Lindic, R. Lapuh, "Direct Measurement of AC Current by Measuring the Voltage Drop on the Coaxial Current Shunt", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 58., No. 4, str. 863. – 867., 2009.

[29] S. Svensson, "A Wattmeter Standard for the Audio Frequency Range, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 48., No. 2, str. 431 – 433., 1999.

[30] P. S. Filipski and M. Boecker, "AC–DC Current Shunts and System for Extended Current and Frequency Ranges", IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 55., No. 4, str. 1222. – 1227., 2006.

[31] J. Konjevod, R. Malaric, M. Dadic, P. Mostarac, H. Hegeduš, "Measurement of DC properties and relative humidity (RH) dependence of wideband AC current shunts", Elsevier Measurement, Vol. 131, str. 1. - 6., 2019.

[32] G. Rietveld, J. H. N. van der Beek, E. Houtzager, "DC Characterization of AC Current Shunts for Wideband Power Applications", IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 60., No. 7., str. 2191. - 2194., 2011.

[33] V. Novákova Zachovalova, M. Sira, L. Indra, "Measurement System for DC Characterization of Low Resistance Standards", NCSL International Workshop and Symposium, 2009.

[34] B. C. Waltrip, B. Gong, T. L. Nelson, Y. Wang, C. J. Burroughs, Jr., A. Rüfenacht, S. P. Benz, P. D. Dresselhaus, "AC Power Standard Using a Programmable Josephson Voltage Standard", IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 58., No. 4., str. 1041. – 1048., 2009.

[35] O. B. Laug, T. M. Souders, B. C. Waltrip, "A Four-Terminal Current Shunt with Calculable AC Response", NIST Technical Note 1462, 2004.

[36] E.Toth, A. M. Ribeiro Franco, and R. M. Debatin, "Power and Energy Reference System, Applying Dual Channel Sampling", IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 54., No. 1., str. 404. – 408., 2005.

[37] Fluke Corporation, Everett, WA, *Fluke A40B precision AC current shunt set*, *Instruction Manual*, http:// fluke.com, 2015.

[38] J. Konjevod, "Pregled komponenti digitalnog vatmetra za precizno mjerenje električne snage", Kvalifikacijski doktorski ispit, FER Zagreb, 2018.

[39] T. Hagen, I. Budovsky, "Development of a Precision Resistive Voltage Divider for Frequencies up to 100 kHz", Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Daejeon, South Korea, 2010.

[40] S. Kon and T. Yamada, "Characterization of a current shunt and an inductive voltage divider for PMU calibration", IEEE International Power Electronics Conference, Hiroshima, Japan, 2014.

[41] JRP-Coordinator: P. Wright, *The Next Generation of Power and Energy Measurements*, Final publishable report, 2011.

[42] K.-E. Rydler, S. Svensson, V. Tarasso, "Voltage dividers with low phase angle errors for a wideband power measuring system", Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Ottawa, Ontario, Canada, 2002.

[43] S. Svensson, K.-E. Rydler, "A Measuring System for the Calibration of Power Analyzers", IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 44., No. 2., str. 316. - 317., 1995.

[44] P. Simonson, S. Svensson, K.-E. Rydler, "A Comparison of Power Measuring Systems, IEEE Transactions on instrumentation and measurement", Vol. 46., No. 2., str. 423. – 425., 1997.

[45] T. Bergsten, V. Tarasso, K.-E. Rydler, "Precision Measurement System for characterisation of phase displacement of voltage dividers up to 1 MHz", Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Daejeon, South Korea, 2010.

[46] I. Budovsky, "Standard of Electrical Power at Frequencies Up to 200 kHz", IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 58., No. 4., str. 1010. – 1016., 2009.

[47] A. Cataliotti, V. Cosentino, D. Di Cara, A. Lipari, S. Nuccio, C. Spataro, "Uncertainty evaluation in power measurements with commercial data acquisition boards", International Workshop on ADC Modelling, Testing and Data Converter Analysis and Design and IEEE 2011 ADC Forum, 2011.

[48] U. Pogliano, B. Trinchera, D. Serazio, “Development of a System for the Accurate Measurement of Power with Distorted Signals”, 19th IMEKO TC 4 Symposium and 17th IWADC Workshop Advances in Instrumentation and Sensors Interoperability, Barcelona, Spain, 2013.

[49] Zuliang, W. Lei, L. Min, L. Lijuan, Z. Hao, “Harmonic Power Standard at NIM and Its Compensation Algorithm”, IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 59., No. 1., str. 180. – 187., 2010.

[50] M. Dadić, B. Sandrić, P. Mostarac, R. Malarić, “A Resistive Voltage Divider for Power Measurements”, First International Colloquium on Intelligent Grid Metrology, Split, Hrvatska, 2018.

[51] IEEE Std 1241-2010, IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters, str. 1. – 127., 2011.

[52] R. Rybski, J. Kaczmarek, M. Kozioł, “A High-Resolution PXI Digitizer for a Low-Value-Resistor Calibration System”, IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 62., No. 6., str. 1783. – 1788., 2013.

[53] National Instruments, *White Papers*, *How to Choose the Right DAQ Hardware for Your Measurement System*, http://www.ni.com, 2016.

[54] National Instruments, *PXI, NI PXI-665x User Manual, Timing and Synchronization Module for PXI*, http://www.ni.com, 2016.

[55] F. Overney, B. Jeanneret, A. Mortara, “A Synchronous Sampling System for High Precision AC Measurements”, Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Broomfield, CO, USA, 2008.

[56] R. Lapuh, B. Voljč, M. Lindič, “Evaluation of the Agilent 3458A Time Jitter Performance, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement”, Vol. 64., No. 6., str. 1331. – 1335., 2015.

[57] Keysight Technologies, *Keysight 3458A Multimeter, Shattering performance barriers of speed and accuracy, Data Sheet*, http://keysight.com, 2014.

[58] Texas Instruments, *A Glossary of Analog-to-Digital Specifications and Performance Characteristics, Application Report*, http://ti.com, 2011.

[59] Keysight Technologies, *Keysight 3458A Multimeter, Shattering performance barriers of speed and accuracy, User's Guide*, http://keysight.com, 2014.

[60] T. Bergsten, V. Tarasso, K.-E. Rydler, “A Calibration System for Electric Power at Frequencies up to 1 MHz”, 17, Int. Cong. Metrol., 2015.

[61] M. Garcocz, P. Scheibenreiter, G. Heine, W. Waldmann, “Progess on BEV Foil Shunts for AC-DC Current Transfer”, Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Rio de Janeiro, Brazil, 2014.

[62] I. Budovsky, “Measurement of Phase Angle Errors of Precision Current Shunts in the Frequency Range from 40 Hz to 200 kHz”, IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 56., No. 2., str. 284. – 288., 2007.

[63] V. Nováková Zachovalová, M. Šíra, J. Streit, L. Indra, “Measurement system for high current shunts DC characterization at CMI”, Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Daejeon, South Korea, 2010.

[64] H. Hegeduš, J. Konjevod, R. Malarić., M. Dadić, P. Mostarac, “Comparison of DMMs based on RMS noise and standard deviation noise”, Proceedings of the11th International Conferenceon Measurement, Smolenice, Slovakia; str.111-115., 2017

[65] K. Malarić, R. Malarić, H. Hegeduš, “A Nonlinear Least-Squares Graphical Tool (‘Gaussfit’) for Educational Purposes”, International Journal of Electrical Engineering Education, Vol. 47., No. 1., str. 11. – 22., 2010.

[66] R. Malarić, I. Lenićek, M. Krešić, “Measurement of Resistor Load Coeficients”, XVI IMEKO World Congress, Vienna, Austria, str. 211. – 214., 2000.

[67] S. Svensson, K.-E Rydler, V. Tarasso, “Upgrade of accuracy and traceability the SP Sampling Wattmeter”, Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Ottawa, Canada, 2016.

[68] J. Konjevod, M. Dadić, R. Malarić, I. Kunšt, “AC-DC transfer difference measurement of AC shunts”, First International Colloquium on Intelligent Grid Metrology, Split, Hrvatska, 2018.

[69] J. Konjevod, R. Malarić, M. Dadić, I. Kunšt, H. Hegeduš, “AC-DC characterization of coaxial current shunts and application of the shunt in the digital sampling wattmeter”, Journal of Energy, Vol. 67, No. 1, Special issue; 15-18, 2018

[70] Researches of the Electrotechnical Laboratory No.989, *Introduction to AC-DC Transfer Standards*, str. 1. – 6.

[71] Nano-Electronics Research Institute / AIST, *Technical Reference for ET2001 Thermal Voltage Converters (Version 3.01, 15/Apr./2010)*, Japan, 2010.

[72] PTB Jena, *PLANAR MULITJUNCTION THERMAL CONVERTER - PTB/IPHT DESIGN*, Jena, Germany, https://www. https://www.leibniz-ipht.de, 2011.

[73] Transmille, *Extended Specifications, MULTI PRODUCT CALIBRATOR 3050 A SERIES*, TRANSMILLE SOLUTIONS, http://www.transmille.com 2011.

[74] Tektronix, *Arbitrary/Function Generators AFG 3011 / 3021B / 3022B / 3101 / 3102 / 3251 / 3252 Datasheet*, http://www.tek.com, 2012.

[75] V. Nováková Zachovalová, "AC-DC Current Transfer Difference in CMI", Conference on Precision Electromagnetic Measurements Digest, Broomfield, CO, USA, 2008.

[76] R. M. Souza, R. V. F. Ventura, F. A. Silveira, "Reevaluation of AC-DC Current Transfer System based on Single Junction Thermal Converters at INMETRO", IX Semetro – Inmetro, 2011.

[77] O. Séron, S. Djordjevic, I. Budovsky, T. Hagen, R. Behr, L. Palafox, "Precision AC–DC Transfer Measurements With a Josephson Waveform Synthesizer and a Buffer Amplifier", IEEE Transactions on instrumentation and measurement, Vol. 61., No. 1., str. 198. – 204., 2012.

[78] K.-E. Rydler, V. Tarasso, *Final report of key comparison EURAMET.EM-K11 ac-dc voltage transfer difference at low voltages*, SP Technical Research Institute of Sweden, 2011.

[79] M. Kampik, "A Low-cost switch for AC-DC Transfer, Institute of Electrical Measurements and Control", XVI Imeko World Congress, Vienna, Austria, 2000.

[80] M. Flueli, W. Fasel, "A Fast Switching System for AC-DC Transfer Measurements", METAS, Switzerland, Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Washington, USA, 1998.

[81] KEMET Electronics Corporation, *Miniature Signal Relays EC2/EE2 Series B*, 2017.

[82] J. Konjevod, H. Hegeduš, R. Malarić, I. Kunšt, "Switch based on relays with low operation and release time for AC-DC transfer difference measurements", First International Colloquium on Intelligent Grid Metrology, Split, Hrvatska, 2018.

[83] National Instruments, *NI USB-6008/6009 User Guide - National Instruments*, http://www.ni.com, 2015.

[84] Texas Instruments, *ULN2803A Darlington Transistor Arrays*, http://www.ti.com, 2017.

[85] M. Dadić, P. Mostarac, R. Malarić, B. Sandrić, J. Konjevod, "A Digitally Compensated Resistive Voltage Divider", u pripremi.

[86] G.W.C. Wijayasundara, M.-S. Kim, S.-N. Park, H.-K. Lee, "Calibration of AC voltage for a high-speed sampling ADC bord using thermal voltage converters", Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Paris, France, 2018.

[87] F. Overney, A. Rüfenacht, J.P. Braun, B. Jeanneret, P. S. Wright, "Characterization of Metrological Grade Analog-to-Digital Converters Using a Programmable Josephson

Voltage Standard", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 60., No. 7., str. 2172. - 2177., 2011.

[88] National Instruments, *24-Bit Flexible-Resolution Digitizers NI PXI/PCI-5922 Digitizers*, http://www.ni.com, 2014.

[89] National Instruments, *NI 446x Specifications*, http://www.ni.com, 2008.

[90] R. L. Swerlein, "A 10 ppm Accurate Digital Ac Measurement Algorithm", Hewlett-Packard internal publication, 1991.

[91] J. Konjevod, R.Malarić, P. Mostarac, M. Jurčević, "Characterization of high-resolution digitizers based on calibration with thermal voltage converter and Swerlein algorithm", u pripremi.

[92] Ana M. R. Franco, E. Tóth, Rosane M. Debatin, R. Prada, "Development of power analyzer", 11 IMEKO TC-4 Symp. - Trends in Electrical Measurement and Instrumentation, Lisbon, Portugal, 2001.

[93] National Instruments, *NI PXIe-1062Q User Manual and Specifications - National Instruments*, http://www.ni.com, 2012.

[94] National Instruments, *NI PXIe-5442 Specifications - National Instruments*, http://www.ni.com, 2015.

[95] Thomas E. Lipe, "Operation and Reference Manual for the NIST Automated AC-DC Calibration Systems and Software", NIST Special Publication 250-61, 2004.

[96] M. Kampik, "Measurement system for investigation and calibration of digital sources of low-frequency AC voltage", PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, ISSN 0033-2097, 2013.

[97] G. Rietveld, D. Zhao, C. Kramer, E. Houtzager, O. Kristensen, C. de Leffe, T. Lippert, "Characterization of a Wideband Digitizer for Power Measurements up to 1 MHz", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 60., No. 7., str. 2195. - 2201., 2011.

[98] Evaluation of measurement data — Guide to the expression of uncertainty in measurement, First Edition, JCGM 100:2008, http://www.bipm.org, 2008.

[99] Keysight, *Keysight 3458A Multimeter, User's Guide, Edition 6*, http://www.keysight.com, 2017.

[100] J. Konjevod, P. Mostarac, M. Dadić, R. Malarić, "Analysis and development of digital sampling wattmeter components for precise electric power measurement", International Conference on Smart Systems and Technologies (SST), Osijek, Hrvatska), 2018.

[101] SP Technical Research Institute of Sweden (RISE), *DSWM a Digital multifunctional Sampling WattMeter standard*, https://www.sp.se, 2009.

[102] IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders, IEEE Std 1057-2017

[103] R. Lapuh, P. Clarkson, U. Pogliano, P. S. Wright and J. Hällström, "Comparison of asynchronous sampling correction algorithms for power quality measurements under realistic conditions", Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Daejeon, South Korea, 2010.

[104] R. Lapuh, " Phase sensitive frequency estimation algorithm for asynchronously sampled harmonically distorted signals", IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference, Binjiang, China, 2011.

[105] M. Šíra, S. Mašláň, V. Nováková Zachovalová, "QWTB – Software Tool Box for Sampling Measurements", Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Ottawa, ON, Canada, 2016.

[106] J. Konjevod, R. Malarić, M. Jurčević, P. Mostarac, M. Dadić, "Comparison of Digitizers for High Precision Sampling Power Meters", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2019.

[107] National Instruments, *NI-Sync User Manual*, http://www.ni.com, 2005.

[108] M. Novotný, D. Slepicka, M. Sedlácek, "Uncertainty Analysis of the RMS Value and Phase in the Frequency Domain by Noncoherent Sampling", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 56., No. 3., str. 983. – 989., 2007.

Popis oznaka

TCR	temperaturni koeficijent
PCR	koeficijent snage
RH	koeficijent vlažnosti
t	vrijeme
U_{RMS}	efektivna vrijednost napona
I_{RMS}	efektivna vrijednost struje
P	iznos radne električne snage
Q	iznos jalove električne snage
S	iznos prividne električne snage
f	frekvencija signala
R	iznos otpora
λ	faktor snage
φ	faza signala
D	faktor distorzije
f_{Clock}	frekvencija signala takta
I_{m}	efektivna vrijednost struje mjerene pomoću strujnog shunta
U_{S}	efektivna vrijednost napona mjerenog pomoću strujnog shunta
R_{DC}	istosmjerni (DC) otpor shunta
δ_{A}	korekcija ponovljivosti mjerenja izmjeničnog (ac) napona strujnog shunta
δ_{sv}	korekcija odstupanja (ac) voltmetra
δ_{res}	korekcija razlučivosti referentnog (ac) voltmetra
δ_{le}	korekcija efekta opterećenja referentnog (ac) voltmetra
δ_{Rs}	korekcija standardne devijacije strujnog shunta
δ_{drift}	korekcija drifta strujnog shunta

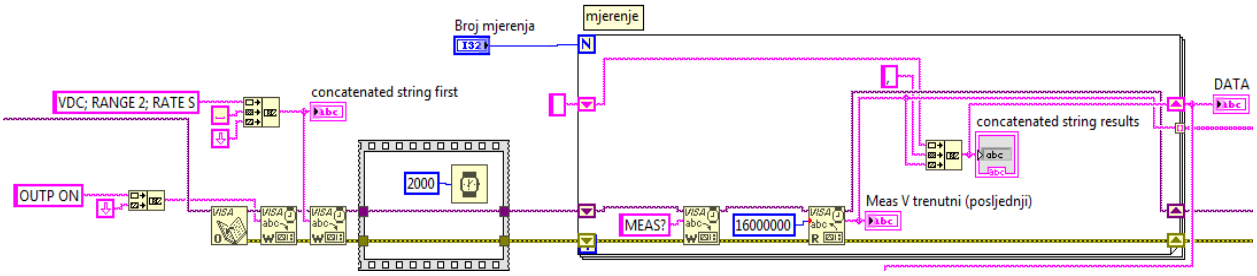
$\delta_{\text{ac-dc}}$	korekcija ac-dc razlike strujnog shunta
δ_{tcr}	korekcija temperaturnog koeficijenta strujnog shunta
δ_{pcr}	korekcija koeficijenta snage strujnog shunta
R_0	izlazni otpor
C_0	kapacitet mjernog instrumenta
SNR	efektivna vrijednost omjera snage izmjeničnog signala i snage šuma
f_{S}	frekvencija uzorkovanja
f_0	frekvencija uzorkovanog signala
t_{j}	vrijeme treperenja
I_{n}	nazivna vrijednost struje
$\delta_{\text{AC-DC}}$	ac-dc prijenosna razlika strujnog shunta
E_{DC}	vrijednost istosmjernog napona na izlazu termočlanka
E_{AC}	vrijednost izmjeničnog napona na izlazu termočlanka
V_{DC}	vrijednost istosmjernog primjenjenog napona na termički pretvornik
V_{AC}	vrijednost izmjeničnog primjenjenog napona na termički pretvornik
$PMJTC$	termički pretvornik (izrada uz tehnologiju tankog filma)
SH	strujni shunt
V_{DC}^{S}	vrijednost izlaznog napona referentne kombinacije shunt i PMJTC u paraleli pri istosmjernom primijenjenom naponu
V_{AC}^{S}	vrijednost izlaznog napona referentne kombinacije shunt i PMJTC u paraleli pri izmjeničnom primijenjenom naponu
V_{DC}^{X}	vrijednost izlaznog napona tražene kombinacije shunt i PMJTC u paraleli pri istosmjernom primijenjenom naponu
V_{AC}^{X}	vrijednost izlaznog napona tražene kombinacije shunt i PMJTC u paraleli pri izmjeničnom primijenjenom naponu
k^{x}	karakteristični prijenosni eksponent prijenosne funkcije termičkog pretvornika
k^{S}	karakteristični prijenosni eksponent prijenosne funkcije termičkog pretvornika

δ	razlika između dvije vrijednosti ac-dc prijenosne razlike strujnog shunta
OSR	faktor naduzorkovanja
s	standardno odstupanje
$\bar{x}$	aritmetička sredina
t	vrijeme
t_S	interno vrijeme trajanja uzorkovanja
t_a	vrijeme trajanja uzorkovanja

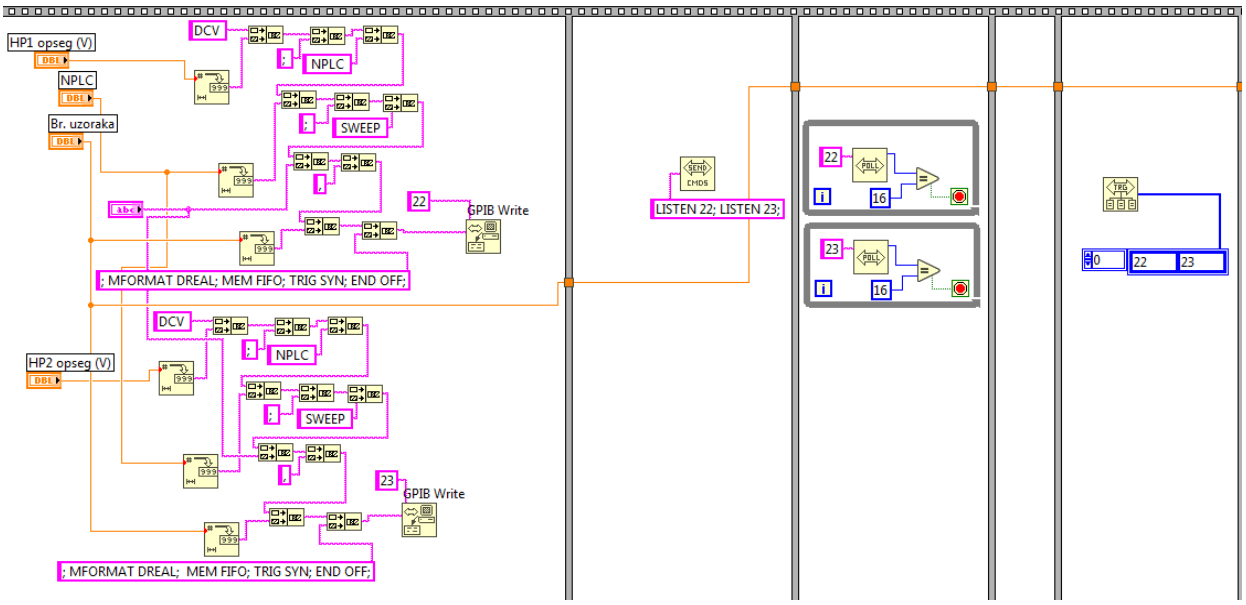
Prilozi

Računalni programi:

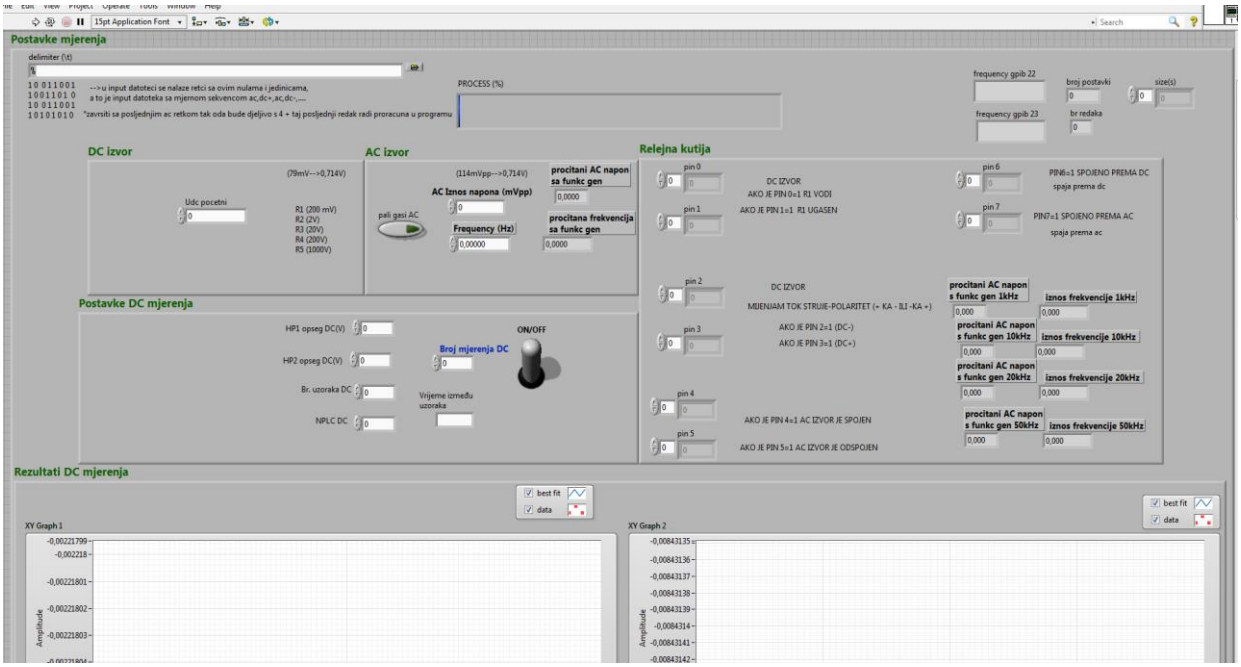
Prikazani su samo neki od upotrijebljenih računalnih programa kako bi poslužili kao reprezentativni primjeri razvijenih LabVIEW programa za izvođenje mjernih procedura opisanih u doktorskoj disertaciji.



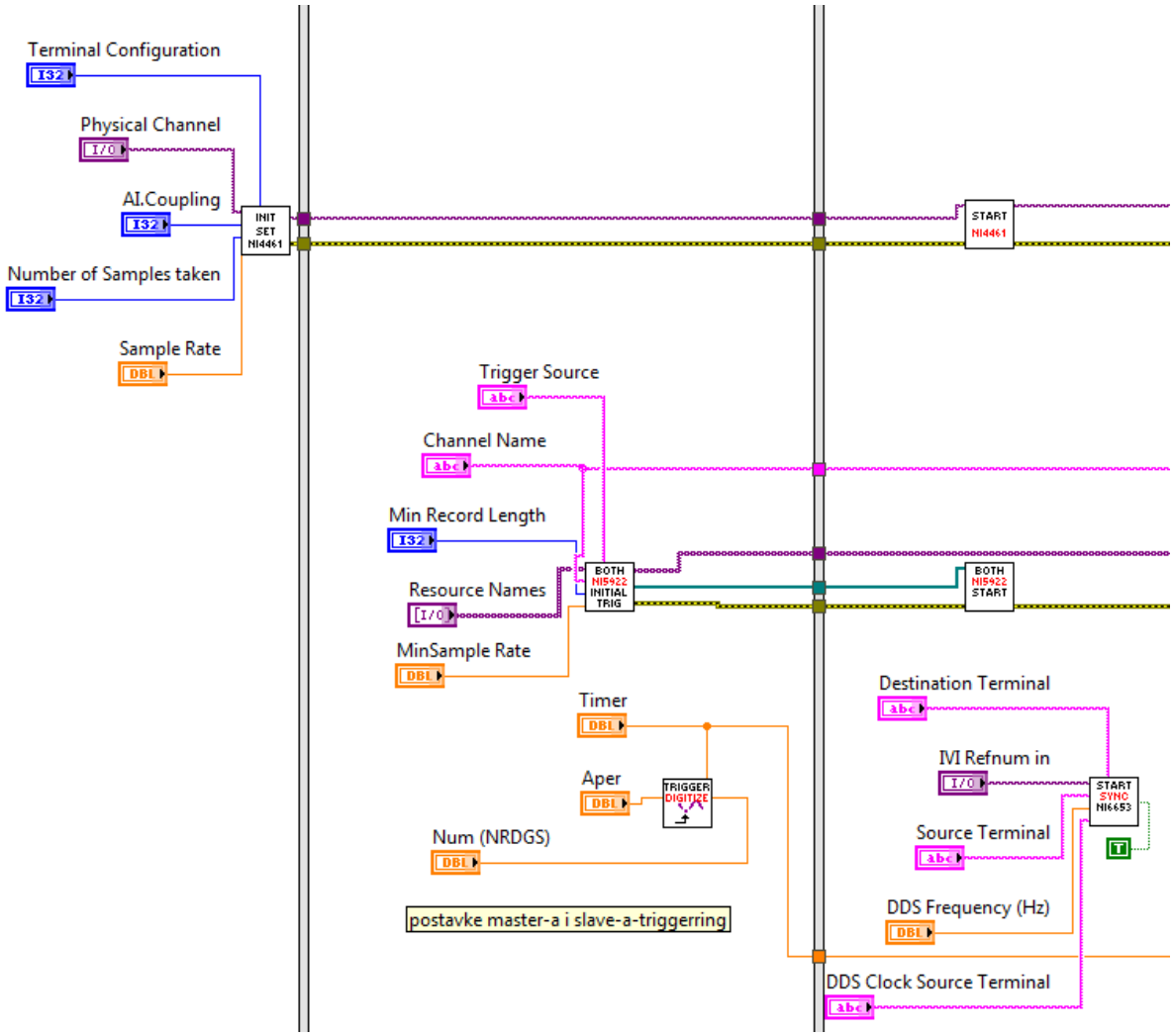
Slika 6.1 Dio programa za mjerenje napona digitalnim multimetrom (RIGOL DM3061) prilikom mjerenja TCR-a



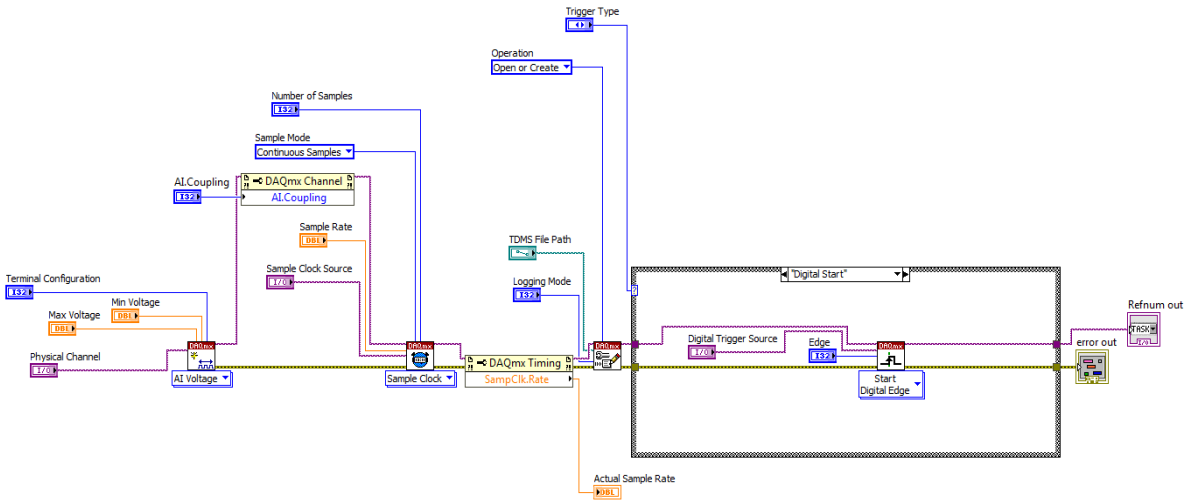
Slika 6.2 Dio programa za mjerenje napona digitalnim multimetrom (HP 3458A) prilikom mjerenja PCR-a



Slika 6.3 Vizualni izgled programa za automatizaciju mjerenja ac-dc razlike strujnih shuntova, prikazan dio koji se odnosi na početne postavke mjerenja i prikaz rezultata na grafu



Slika 6.4 Dio glavnog programa za usporedbu mjernih instrumenata u sklopu digitalnoga vatmetra (radi jednostavnosti je prikazan samo dio glavnog programa bez detaljnog uvida u potprograme (tzv. *subVIs*))



Slika 6.5 Potprogram za konfiguraciju mjerne kartice NI 4461

O Autoru:

Jure Konjevod rođen je 17. ožujka 1993. godine u Metkoviću u Hrvatskoj. Osnovnu školu je pohađao u Neumu, a srednju školu Gimnaziju u Metkoviću. Obrazovanje je nastavio na Fakultetu elektrotehnike i računarstva Sveučilišta u Zagrebu gdje je diplomirao 2016. godine.

Od 2016. godine zaposlen je kao doktorand Hrvatske zaklade za znanost (HRZZ) na Zavodu za osnove elektrotehnike i električka mjerenja Fakulteta elektrotehnike i računarstva Sveučilišta u Zagrebu u sklopu projekta IP-2014-09-8826 "SMAGRIMET - Smart Grid metrology infrastructure" pod vodstvom prof. dr. sc. Romana Malarića.

Autor je odnosno koautor više radova na međunarodnim skupovima i časopisima iz područja preciznih pretvornika struje i napona, električnih mjernih instrumenata i preciznog mjerenja električne snage.

Dobitnik je dviju stipendija: Fulbright programa za akademsku godinu 2019./2020 u sklopu kojeg je proveo istraživanje i usavršavanje na sveučilištu u SAD-u (RPI, Troy, država New York) te stipendije "Prof. dr. sc. Jasna Šimunić Hrvoić" u sklopu koje je boravio na Sveučilištu u Torontu i u kompaniji GEM Systems, Toronto, Kanada. Također, bio je uključen u organizaciju međunarodne konferencije. Aktivno se služi engleskim jezikom.

Popis radova autora:

A) Znanstveni radovi u časopisima

1. J. Konjevod, R. Malarić, N. Jurčević, P. Mostarac, M. Dadić, "Comparison of Digitizers for High Precision Sampling Power Meters", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2019.
2. J. Konjevod, R. Malarić, M. Dadić, P. Mostarac, H. Hegeduš, "Measurement of DC properties and relative humidity (RH) dependence of wideband AC current shunts", Elsevier Measurement, Vol. 131, 1-6, 2019
3. J. Konjevod, R. Malarić, M. Dadić, I. Kunšt, H. Hegeduš, "AC-DC characterization of coaxial current shunts and application of the shunt in the digital sampling wattmeter", Journal of Energy, Vol. 67, No. 1, Special issue; 15-18, 2018
4. J. Konjevod, S. Krajcar, P. Ilak, "The real-time coordination of a wind-hydro power generation", Journal of Energy, Vol. 66, No. 1, Special issue, 04-17, 2017

B) Znanstveni radovi u zbornicima skupova s međunarodnom recenzijom

1. J. Konjevod, P. Mostarac, M. Dadić, R. Malarić, "Analysis and development of digital sampling wattmeter components for precise electric power measurement", in Proceedings of International Conference on Smart Systems and Technologies 2018 (SST), pp. 61-66, Osijek (Croatia), 2018
2. J. Konjevod, H. Hegeduš, R. Malarić, I. Kunšt, "Switch based on relays with low operation and release time for AC-DC transfer difference measurements", in Proceedings of First International Colloquium on Smart Grid Metrology 2018 (SMAGRIMET), pp. 87-89, Split (Croatia), 2018
3. J. Konjevod, M. Dadić, R. Malarić, I. Kunšt, "AC-DC transfer difference measurement of AC shunts", in Proceedings of First International Colloquium on Smart Grid Metrology 2018 (SMAGRIMET), pp. 83-86, Split (Croatia), 2018
4. Hegeduš, Hrvoje; Konjevod, Jure; Mostarac, Petar; Malarić, Roman, "Comparison of DMM characterization methods based on RMS noise and standard deviation noise", in Proceedings of 11th International Conference on Measurement 2017 (MEASUREMENT), pp. 11-115, Smolenice (Slovakia), 2017

About the author:

Jure Konjevod was born on March 17, 1993 in Metković, Croatia. He attended primary school in Neum and secondary school in Metković, Gimnazija Metković. He continued his education at the University of Zagreb, Faculty of Electrical Engineering and Computing, where he graduated in 2016.

Since 2016, he has been working as a CSF (Croatian Science Foundation) research assistant at the Department of Electrical Engineering Fundamentals and Measurements, Faculty of Electrical Engineering and Computing, University of Zagreb within the scientific project IP-2014-09-8826 "SMAGRIMET - Smart Grid metrology infrastructure" coordinated by Professor Roman Malarić.

He is an author or coauthor of several scientific papers within research area of precise current and voltage transducers, electrical measurement instruments and precise measurement of electric power that are published in scientific journals and presented at international conferences.

He won two fellowships: the first is Fulbright fellowship for the academic year 2019/2020 enabling him to conduct research and to specialize in the United States (RPI, Troy, New York state) and the second is "Professor Jasna Šimunić Hrvoić" fellowship within he was on secondment to the University of Toronto as well as to GEM Systems Inc. Toronto, Canada. He was also involved in the organization of international conference. He speaks English fluently.