



ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická
Katedra elektroenergetiky

Zpracování signálů v elektroenergetice

Signal processing in electrical power engineering

Diplomová práce

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management
Studijní obor: Elektroenergetika

Vedoucí práce: doc. Dr. Ing. Jan Kyncl

Jan Šilhánek

Praha 2017

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Šilhánek** Jméno: **Jan** Osobní číslo: **340212**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektroenergetiky**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Studijní obor: **Elektroenergetika**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Zpracování signálů v elektroenergetice

Název diplomové práce anglicky:

Signal processing in electrical power engineering

Pokyny pro vypracování:

1. Seznamte se s problematikou měření elektrických veličin v elektroenergetice
2. Rozeberte nejistoty měření proudu, a napětí, frekvence, fázového posuvu základní a vyšších harmonických
3. Ve vhodném programovacím prostředí zpracujte kódy pro studium vlivu indukovaných rušivých napětí, vzorkovací frekvence a rozlišení A/D převodníku
4. Měřením a simulací závěry práce ověřte

Seznam doporučené literatury:

- [1] Josef Tlustý a kol.: Monitorování, řízení a chránění elektrizačních soustav, ČVUT v Praze, 2011
[2] Haasz, V. - Sedláček, M.: Elektrická měření. Přístroje a metody (2. vydání). Monografie ČVUT, Praha 2003.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

doc. Dr. Ing. Jan Kyncl, katedra elektroenergetiky FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **13.02.2017** Termín odevzdání diplomové práce: _____

Platnost zadání diplomové práce: _____

Podpis vedoucí(ho) práce

Podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

Podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne 25. 5. 2017

.....
Jan Šilhánek

Rád bych na tomto místě poděkoval vedoucímu diplomové práce doc. Dr. Ing. Janu Kynclovi za svědomité vedení, odborné rady a čas věnovaný mé práci. Díky patří také mé rodině a kolegům ze společnosti Ekotechnika spol. s r.o. za podporu a trpělivost během celého studia.

Abstrakt:

Tato diplomová práce pojednává o možnostech zpracování signálů v elektroenergetice. Uvádí základní způsoby měření elektrických veličin v elektroenergetice. Rozebrána je problematika nejistoty měření proudu, napětí, frekvence a fázového posuvu. Obsahem je program pro studium vlivu indukovaných rušivých napětí, vzorkovací frekvence a rozlišení A/D převodníku. Závěry práce jsou ověřeny simulací a měřením na známé impedanci.

Klíčová slova:

Zpracování signálu, elektroenergetika, nejistota měření, simulace, Wolfram Mathematica, fázor, rozlišení A / D převodníku, rušení, Simpsonova metoda integrace, Fourierova transformace.

Abstract:

This diploma thesis deals with possibilities in signal processing in electrical power engineering. The issue of uncertainty of current, voltage, frequency and phase shift measurement is discussed. The thesis contains program for studying the influence of induced interference voltages, sampling frequency and A / D converter resolution. The conclusions of the thesis are verified by simulation and measurement at known impedance.

Keywords:

Signal processing, power engineering, uncertainty of measurement, simulation, Wolfram Mathematica, phasor, resolution of A / D converter, interference, Simpson method of integration, Fourier transform.

Obsah

1	Úvod	8
2	Měření vysokých napětí	10
2.1	Měřicí transformátor napětí	10
2.2	Děliče napětí.....	11
2.2.1	Odporový dělič napětí	11
2.2.2	Kapacitní dělič napětí	12
2.2.3	Smíšený dělič napětí.....	13
2.3	Elektrostatický voltmetr	13
3	Měření velkých proudů	15
3.1	Měřicí transformátor proudu	15
3.2	Měření pomocí bočníků	15
3.3	Klešťové měřicí přístroje	16
4	Určení frekvence a fázoru	17
4.1	Vzorkovací metoda.....	17
4.2	Statistická metoda.....	18
4.3	Využití Fourierovy transformace.....	20
4.3.1	Fourierova transformace.....	21
4.3.2	Diskrétní Fourierova transformace	22
4.3.3	Rychlá Fourierova transformace	22
4.4	Stanovení fázoru.....	24
4.4.1	Simpsonova metoda numerické integrace.....	24
4.4.2	Výpočet fázoru	25
5	Nejistota měření.....	27
5.1	Standardní nejistota typu A.....	27
5.2	Standardní nejistota typu B.....	28
5.3	Kombinovaná nejistota	28
5.4	Nejistota při nepřímém měření.....	29
5.5	Rozšířená nejistota	29
5.6	Nejistota měření napětí a proudu	30

5.7	Nejistota měření frekvence	30
5.8	Nejistota měření fázového posuvu	31
6	Simulace v programu Mathematica	32
6.1	Popis funkcí programu	32
6.2	Výsledky simulace	34
7	Experimentální ověření	39
8	Závěr	45
9	Seznam použitých zkratk	46
10	Seznam obrázků	47
11	Seznam tabulek	48
12	Seznam příloh	49
13	Použitá literatura	50

1 Úvod

Rušivé jevy různých druhů ovlivňují kvalitu dodávané elektrické energie a samotný chod elektrických přenosových nebo distribučních soustav. Jedná se například o rušivé jevy způsobené indukovanými rušivými napětími, elektromotory, spínacími prvky, elektroenergetickými rozvody, výkonovými polovodičovými měniče, počítači, zářivkami, obloukovými pecemi. Rušení může být způsobeno také jevy přírodního charakteru, jako jsou například atmosférické výboje.

V této práci jsem se zabýval simulací toho, jak šum způsobený například indukovaným rušivým napětím ovlivňuje přesnost stanovení činného a jalového výkonu. K tomuto účelu byl vytvořen výpočetní program. Fázory napětí a proudu potřebné k výpočtu výkonů lze určit různými způsoby. V této práci byly porovnány dvě odlišné metody.

V úvodních dvou kapitolách jsou popsány metody měření vysokých napětí a velkých proudů. V elektroenergetice se můžeme setkat s velice širokým rozsahem velikostí napětí a proudů. Od bezpečných malých napětí v řídicí a regulační technice, přes nízká napětí v lokální distribuční soustavě až po velmi vysoká napětí v distribuční soustavě. Obdobná situace panuje i v případě proudů. Přístrojová technika pro měření napětí a proudů v elektroenergetice se proto skládá jak z běžných přístrojů známých z elektrických měření nízkých napětí, tak ze speciálně připravených metod měření a přístrojů odlišných principů pro napětí vyšší.

Následuje kapitola pojednávající o způsobu harmonické analýzy naměřených průběhů napětí a proudů. Popsány jsou zde dva postupy stanovení frekvence z navzorkovaného signálu, metodou vzorkovací a statistickou. Tato kapitola obsahuje popis výpočtu fázoru ze získané frekvence.

Pátá kapitola se zabývá rozbořem nejistot měření napětí, proudu, frekvence a fázového posuvu. Pro příklad jsou zde uvedeny typické třídy přesností běžně používaných přístrojů.

Šestá kapitola obsahuje popis jednotlivých funkcí programu, který byl pro účely simulace připraven v programovacím prostředí Wolfram Mathematica a výsledky

simulace vlivu indukovaných rušivých napětí na přesnost stanovení činného a jalového výkonu. Porovnány jsou dvě metody stanovení fázorů napětí a proudu pro výpočet výkonů, postup využívající Simpsonovu metodu numerické integrace a metoda aplikující rychlou Fourierovou transformaci.

Sedmá kapitola se věnuje experimentálnímu ověření funkčnosti připraveného programu na vzorcích signálů z reálných měření. Následuje vyhodnocení výsledků poskytnutých programem a porovnání se skutečnými hodnotami.

2 Měření vysokých napětí

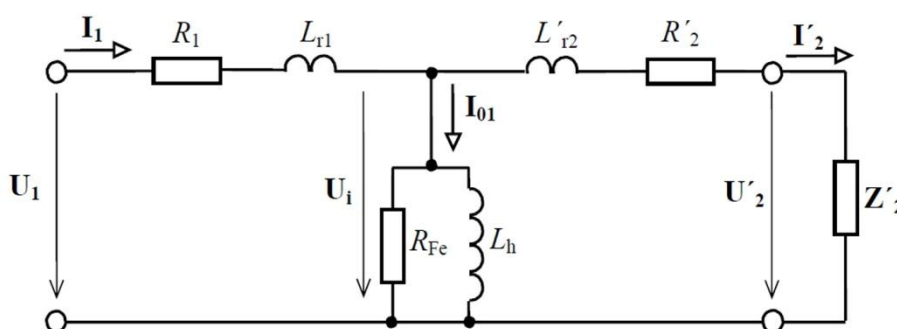
Vysoká napětí lze měřit celou řadou metod a přístrojů. Mezi nejrozšířenější metody patří použití měřících transformátorů napětí, odporových a kapacitních děličů napětí a elektrostatických voltmetrů. Zmínit lze také metody měření vrcholové hodnoty napětí. A to měřením nabíjecího proudu, měřením nabíjecího napětí, měřením s předřadným odporem, s využitím kulového jiskřiště. Některé z těchto metod budou popsány detailněji.

2.1 Měřící transformátor napětí

Měřící transformátory napětí slouží k převodu vysokého napětí na primární straně transformátoru na napětí odpovídající měřicímu rozsahu přístrojů připojených k sekundární straně. Primární cívka měřícího transformátoru se připojuje paralelně k měřenému objektu, například vedení. Rozsah měření připojeného měřícího přístroje se tak zvýší úměrně podle konstanty transformátoru k .

$$k = \frac{U_{n1}}{U_{n2}}, \quad (2.1)$$

kde napětí U_{n1} a U_{n2} představují jmenovité hodnoty napětí na primárním a sekundárním vinutí transformátoru. Zjednodušené náhradní schéma měřícího transformátoru je uvedeno na obrázku 2.1.



Obr. 2.1 Náhradní schéma měřícího transformátoru

Svorky jednofázových měřících transformátorů se označují písmeny M, N na primárním vinutí a písmeny m, n na sekundární straně vinutí. V případě trojfázových

transformátorů jsou svorky jednotlivých fází označeny A, B, C na primárním vinutí, respektive a, b, c na sekundárním vinutí.

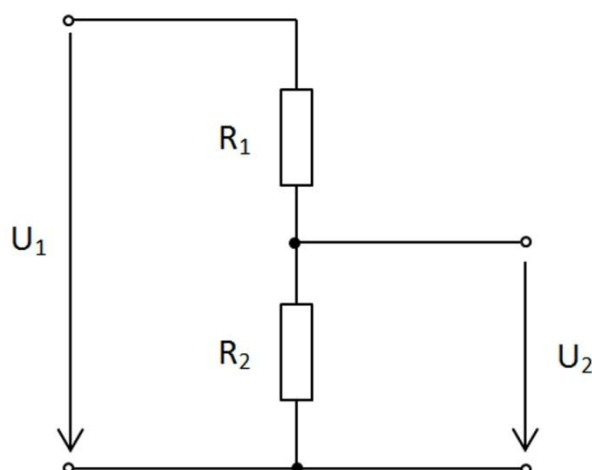
Podobně jako u jiných měřicích přístrojů přesnost měření určuje třída přesnosti (TP). Dostupné jsou podle normy TP 0,2; 0,5; 1; 3.

2.2 Děliče napětí

Obdobně jako měřicí transformátory napětí slouží i děliče napětí ke snížení hodnoty měřeného napětí na hodnotu přijatelnou pro měřicí přístroje. Na rozdíl od transformátorů nezajistí děliče napětí galvanické oddělení měřeného a měřicího obvodu. Děliče napětí se skládají buď z rezistorů, kapacitorů, anebo z kombinace těchto součástek [2].

2.2.1 Odporový dělič napětí

Nejjednodušším případem děliče napětí je dělič odporový. Je tvořen ze dvou do série spojených rezistorů. Základní zapojení znázorňuje obrázek 2.2.



Obr. 2.2 Odporový dělič napětí

Pro nezatížený dělič napětí lze psát:

$$I = \frac{U_1}{R_1 + R_2} = \frac{U_2}{R_2} \quad (2.2)$$

$$U_2 = U_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (2.3)$$

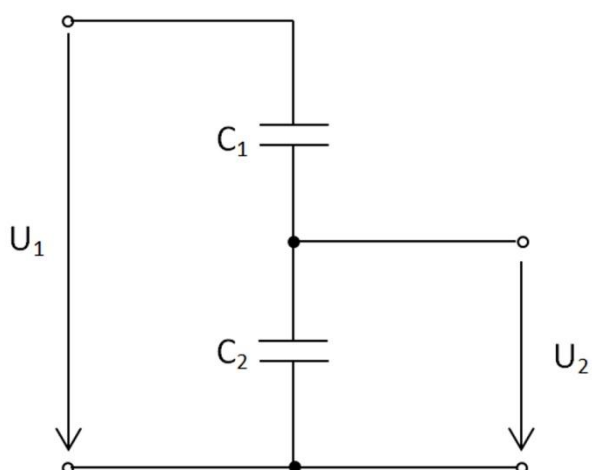
Pokud je na výstupní svorky děliče připojena zátěž, hovoříme potom o zatíženém děliči napětí. Odpor R_2 z nezatíženého děliče napětí lze nahradit paralelní kombinací odporu R_2 a zátěže R_Z . Upravený vztah bude:

$$U_2 = U_1 \frac{R_2 \parallel R_Z}{R_1 + R_2 \parallel R_Z}. \quad (2.4)$$

Dle [2] vnáší chybu do měření především kapacita vysokonapěťové strany obvodu proti zemi. Při měření rázových napětí s dobou trvání pod $1 \mu\text{s}$, se navíc projevuje indukčnost měřícího obvodu.

2.2.2 Kapacitní dělič napětí

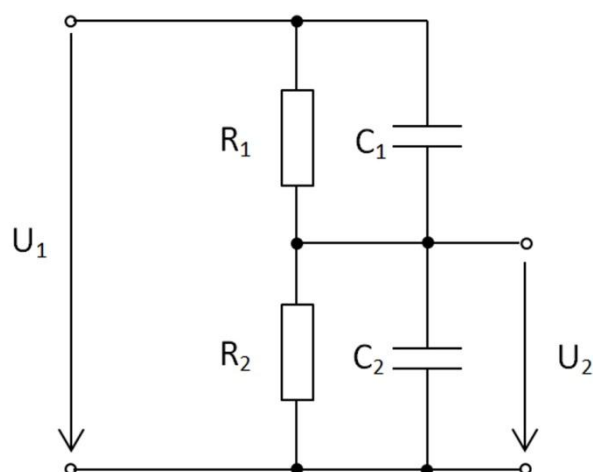
Kapacitní dělič napětí vznikne nahrazením rezistorů odporového děliče kondenzátory. Zjednodušené schéma zapojení postihuje obrázek 2.3. Kapacitní dělič napětí lze aplikovat na měření pomalých i rychlých dějů. Lze-li zanedbat odpor a indukčnost děliče, chyba kapacitního děliče napětí závisí na kapacitě děliče k zemi. Je-li vyžadováno měření strmého průběhu napětí, lze doplnit vysokonapěťovou část tlumícími odpory v sérii s kondenzátory [2].



Obr. 2.3 Kapacitní dělič napětí

2.2.3 Smíšený dělič napětí

Doplníme-li odporový dělič napětí o paralelní kondenzátory k odporům, vznikne dělič smíšený. V případě pomalých dějů se smíšený dělič chová jako odporový, v případě rychlých dějů se pak chová jako dělič kapacitní. Smíšený dělič se nevyznačuje žádnými významnými výhodami oproti děliči odporovému [2].



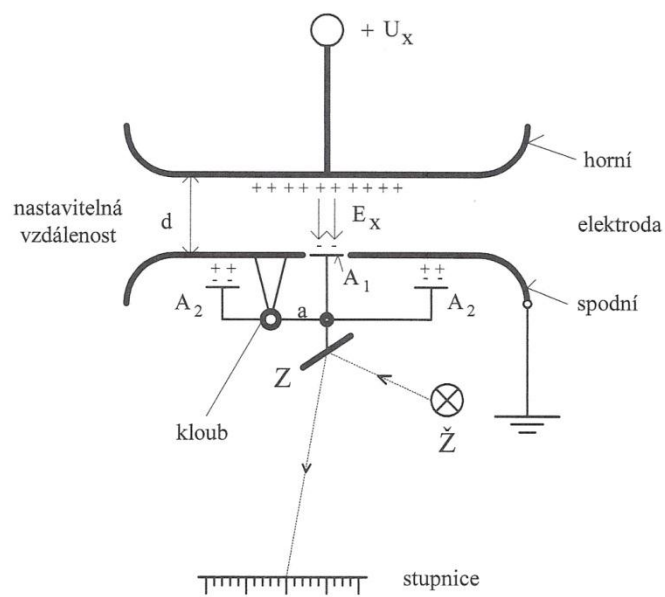
Obr. 2.4 Smíšený dělič napětí

2.3 Elektrostatický voltmetr

Elektrostatický voltmetr měří efektivní hodnotu napětí (RMS). Rozsah měření některých speciálních typů elektrostatických voltmetrů může dosahovat až 1000 kV [4]. Běžně se pro úpravu měřicího rozsahu voltmetrů používají děliče napětí.

Principiální schéma elektrostatického voltmetru uvádí obrázek 2.5. Napětí přivedené mezi dvě desky vytvoří mezi nimi homogenní elektrické pole. Jedna z desek nebo její část je pohyblivá. Síla působící na pohyblivou část je úměrná intenzitě elektrického pole, tj. na velikosti přivedeného napětí. Optický systém složený ze zdroje světla a zrcátka spojeného s pohyblivou částí přenáší její vychýlení na stupnici přístroje.

Elektrostatický voltmetr zatěžuje měřený obvod pouze minimálně, pouze vytvořením elektrického pole mezi deskami [4]. Elektrostatické voltmetry nejsou vhodné pro měření napětí do 50 V, protože síla působící na pohyblivou desku je příliš malá.



Obr. 2.5 Princip elektrostatického voltmetru [3]

3 Měření velkých proudů

Proudy v elektroenergetice dosahují hodnot od jednotek A až po desítky kA. Charakterem se jedná jak o proudy stálé při ustálením stavu sledovaného objektu, tak o proudy proměnné s krátkým trváním. Například při stavech jako jsou zkrat, zemní spojení, přepětí, přechodové jevy při spínání a vypínání atd.

Metody měření proudu známé ze slaboproudé techniky jsou pro aplikaci v elektroenergetice vhodně modifikovány. Například použitím měřících transformátorů proudu, bočníků atd. Některé metody budou popsány v následujících částech této kapitoly.

3.1 Měřící transformátor proudu

Měřící transformátory proudu se na rozdíl od transformátoru napětí připojují k měřenému objektu do série. Na svorky sekundárního vinutí se připojují přístroje s velice malým odporem jako je ampérmetr. Jmenovitý převod transformátoru k se rovná poměru jmenovitých proudů v primárním a sekundárním vinutí:

$$k = \frac{I_{1n}}{I_{2n}}. \quad (3.1)$$

Napětí na sekundárním vinutí je závislé na velikosti připojené zátěže. Z toho důvodu nesmí za žádných okolností dojít k rozpojení obvodu připojeného na sekundární vinutí. Došlo by k náhlému prudkému zvýšení napětí a tím by mohla být ohrožena bezpečnost stroje a jeho obsluhy.

Svorky měřícího transformátoru proudu jsou označeny K, L na primární straně a k, l na straně sekundární. Třídy přesnosti transformátorů dosahují hodnot 0,1; 0,2; 0,5; 1; 3; 5.

3.2 Měření pomocí bočníků

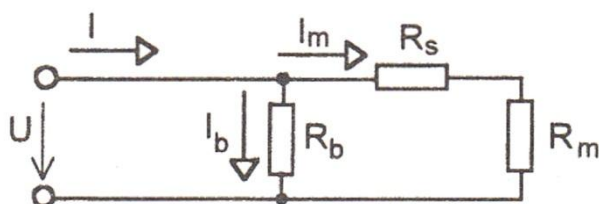
Jako bočníky se označují odpory, které se připojují paralelně k ampérmetru. Funkce bočníků spočívá v odvedení proudu, který by jinak tekla ampérmetrem. Tak je dosaženo

zvětšení měřícího rozsahu ampérmetru. Podle [5], potřebujeme-li zvětšit rozsah měření přístroje N-krát, je nutno použít bočník s odporem

$$R_b = \frac{R'_m}{N - 1}, \quad (3.2)$$

$$R'_m = R_m + R_s, \quad (3.3)$$

kde R_m je odpor cívky ampérmetru a R_s je sériový odpor dle schématu na obrázku 3.1. Podstatná je malá teplotní závislost odporu bočníku, proto se bočníky vyrábějí z manganinu.



Obr. 3.1 Bočník[5]

3.3 Kleškové měřicí přístroje

Pro rychlé a orientační měření lze použít kleškových měřících přístrojů. Výhodou je možnost měření proudu bez nutnosti přerušování zkoumaného obvodu. Vodič, který je protékán elektrickým proudem se umístí do kleští tvořících dělený magnetický obvod. Proud je měřen za využití Hallova jevu nebo měřícího transformátoru proudu.



Obr. 3.2 Kleškový ampérmetr (Zdroj: www.qhvtrading.cz)

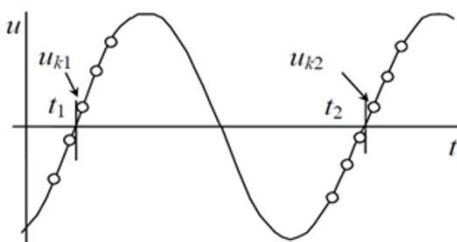
4 Určení frekvence a fázoru

Možnost určit frekvenci a následně i fázor napětí nebo proudu je klíčová pro bezproblémové řízení soustav přenášejících elektrickou energii. Díky znalosti fázorů v důležitých bodech soustavy lze mimo jiné lokalizovat poruchy anebo určit proudovou zatížitelnost venkovního vedení.

Do současnosti byla vypracována celá řada metod pro stanovení frekvence a fázoru. V této kapitole budou stručně popsány tři perspektivní metody určení frekvence a fázoru. Jedná se o vzorkovací metodu, statistickou metodu a metodu využívající Fourierovu transformaci.

4.1 Vzorkovací metoda

Sledovaný signál je vzorkován se vzorkovací periodou T_S . Stanoví se referenční úroveň, např. napětí rovno nule. Vzorkovací metoda je založena na stanovení času mezi dvěma průchody signálu referenční úrovní. Pro stanovení času se užívá znalosti počtu vzorků mezi průchody referenční úrovní a vzorkovací periody.



Obr. 4.1 Vzorkovací metoda [6]

Periodu signálu lze určit pomocí vztahu:

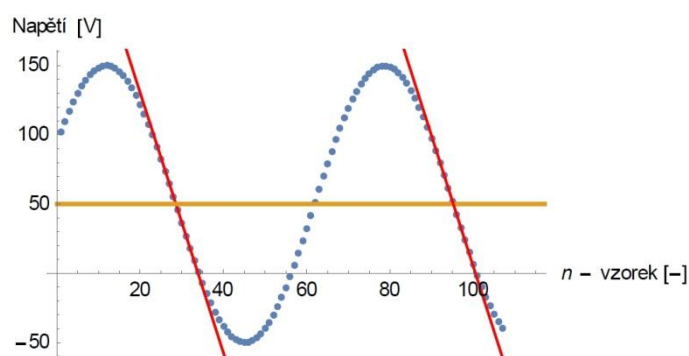
$$T = (k_2 - k_1)T_S, \quad (4.1)$$

kde k_1 představuje pořadí vzorku prvního průchodu měřeného signálu referenční hodnotou, k_2 pořadí vzorku druhého průchodu signálu referenční hodnotou a T_S vzorkovací periodu.

Frekvence se potom určí podle vztahu:

$$f = \frac{1}{T}. \quad (4.2)$$

Metoda může být zatížena chybou způsobenou tím, že okamžik odebrání vzorku signálu nemusí přesně odpovídat okamžiku průchodu signálu referenční hodnotou. Tento nedostatek může být odstraněn interpolací mezi několika vzorky signálu a určením průchodu signálu referenční hodnotou pomocí interpolační přímky, viz obrázek 4.2.



Obr. 4.2 Interpolace mezi vzorky signálu [6]

4.2 Statistická metoda

Tato metoda využívá pro určení frekvence signálu nástrojů statistiky, byla vytvořena na katedře elektroenergetiky ČVUT [7]. Signál o délce větší než jedna jeho perioda je vzorkován. Délka signálu se značí $kper$ a dosahuje hodnot větších než jedna a menších než dvě periody signálu.

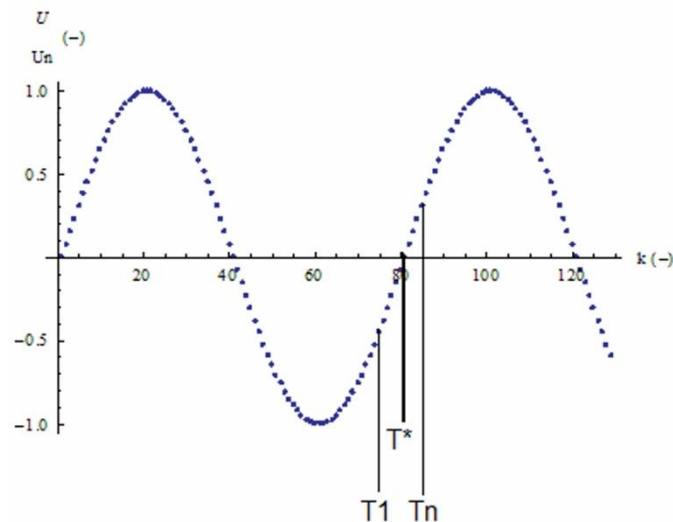
Pro analýzu statistickou metodou jsou využívány tyto vztahy:

$$x = \frac{1}{kT} \sum_{t=t_0}^{t_0+kT} \sin(2\pi \frac{t}{T}), \quad (4.3)$$

$$mx = \frac{1}{(kper - k)T} \sum_{t_0=0}^{(kper-k)T} x, \quad (4.4)$$

$$\sigma^2(kper, k) = \frac{1}{(kper - k)T} \sum_{t=0}^{(kper-k)T} (x - mx)^2. \quad (4.5)$$

Postup výpočtu je následující. Zvolí se meze intervalu T_1 a T_n s předpokladem, že hledaná perioda signálu T^* se nalází v tomto intervalu, viz obrázek 4.3. Zvolí se výpočetní perioda $kT=T_1$ a provede se výpočet dle rovnice 4.3.



Obr. 4.3 Meze vzorků signálu [8]

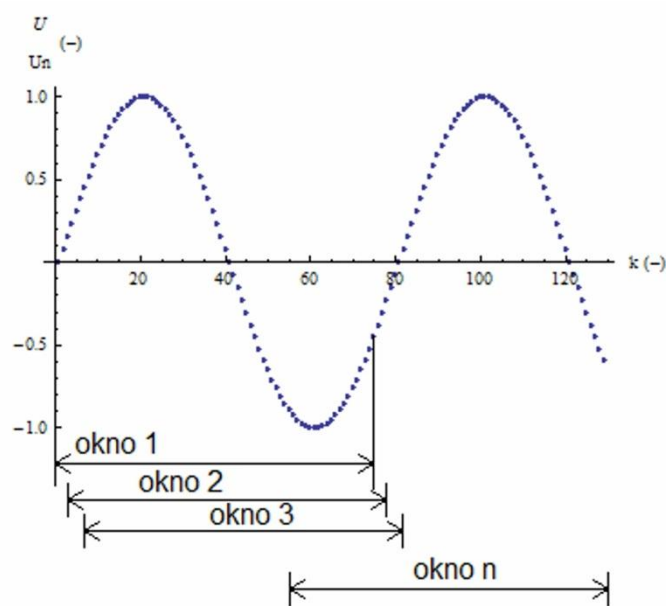
V dalším kroku dojde k posunu výpočetního okna o jeden vzorek vpřed, jak naznačuje obrázek 4.4. Opakuje se výpočet hodnoty x podle vztahu 4.3 a výsledek je zaznamenán pro další zpracování. Tento proces se opakuje až do dosažení počtu výpočetních oken odpovídajícímu počtu vzorků mezi T_n a koncem navzorkovaného signálu. Nyní lze vyhodnotit z hodnot x všech početních oken dané periody T_1 jejich střední hodnotu podle vztahu 3.5 a rozptyl dle vzorce 3.6.

Následuje zvětšení výpočetní periody o 1, tj. nyní je délka výpočetní periody kT rovna T_2 . Celý proces s výpočetními okny se opakuje a jsou stanoveny hodnoty x , mx a σ^2 pro výpočetní periodu T_2 . Stejně se postupuje pro zbývající výpočetní periody až do periody T_n .

Výpočetní periodu blížíící se nejvíce periodě zkoumaného signálu nalezneme analýzou vypočtených rozptylů série period T_1 až T_n . Hledané periodě připadá výpočetní perioda

s minimálním rozptylem. Vychází se z předpokladu, že pokud výpočetní perioda odpovídá periodě zkoumaného signálu, je střední hodnota x rovna pro všechna výpočetní okna, tj. rozptyl hodnot je nulový.

Nelze se ale spoléhat na to, že perioda zkoumaného signálu bude vždy odpovídat násobku vzorkovací periody. Pro tento případ lze, dle [8], využít proložení vypočtených rozptylů parabolou a následně nalézt minimum této funkce.



Obr. 4.4 Posun výpočetního okna [8]

Získaná perioda má ale charakter počtu vzorků. Abychom získali skutečnou periodu, je nutné ještě vynásobit tuto periodu periodou vzorkovací T_S :

$$T = T^* \cdot T_S. \quad (4.6)$$

Hledanou frekvenci nakonec získáme stejně jako u předchozí metody ze známého vztahu 4.2.

4.3 Využití Fourierovy transformace

Průběh periodické funkce lze vyjádřit pomocí Fourierovy řady. Ta nám dovoluje popsat průběh periodického signálu jako superpozici ideálně nekonečně mnoha základních průběhů sinového a kosinového tvaru. Frekvence těchto průběhů je dána celočíselným

násobkem základní frekvence, tzv. základní harmonické. Každý periodický průběh je možné rozložit do tzv. harmonických složek s frekvencemi rovnými celočíselným násobkům základní harmonické [9].

$$f(t) = B_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega_1 t) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cos(n\omega_1 t) \quad (4.7)$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega_1 t) dt \quad (4.8)$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega_1 t) dt \quad (4.9)$$

$$B_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (4.10)$$

4.3.1 Fourierova transformace

Fourierova transformace představuje integrální transformaci, s pomocí které lze převést sledovaný signál mezi časovou a frekvenční oblastí. Přímá Fourierova transformace je definována [10]:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (4.11)$$

Zpětná (inverzní) Fourierova transformace je definována:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (4.12)$$

Obraz průběhu $S(\omega)$ ve frekvenční oblasti je komplexní veličina

$$S(\omega) = |S(\omega)| e^{j \arg S(\omega)}, \quad (4.13)$$

kde modul $|S(\omega)|$ představuje amplitudové spektrum signálu $s(t)$ a argument $\arg S(\omega)$ představuje fázové spektrum signálu $s(t)$.

4.3.2 Diskrétní Fourierova transformace

Fourierova transformace popsaná v předchozí kapitole není pro použití v technické praxi vhodná. Protože pro vyjádření signálu ve frekvenční oblasti je nutné splnit dvě podmínky:

1. signál musí být popsán pomocí explicitních matematických výrazů,
2. lze nalézt primitivní funkci výrazu $s(t)e^{-j\omega t}$.

Vhodnější je použití numerické metody výpočtu Fourierovi transformace. Diskrétní hodnoty získané například vzorkováním zkoumaného signálu v pravidelném časovém intervalu. Přímá diskrétní Fourierova transformace (DFT) je definována vztahem

$$S(n) = \sum_{k=0}^{N-1} s(k)e^{-jn\frac{2\pi}{N}k}, \quad n = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (4.14)$$

4.3.3 Rychlá Fourierova transformace

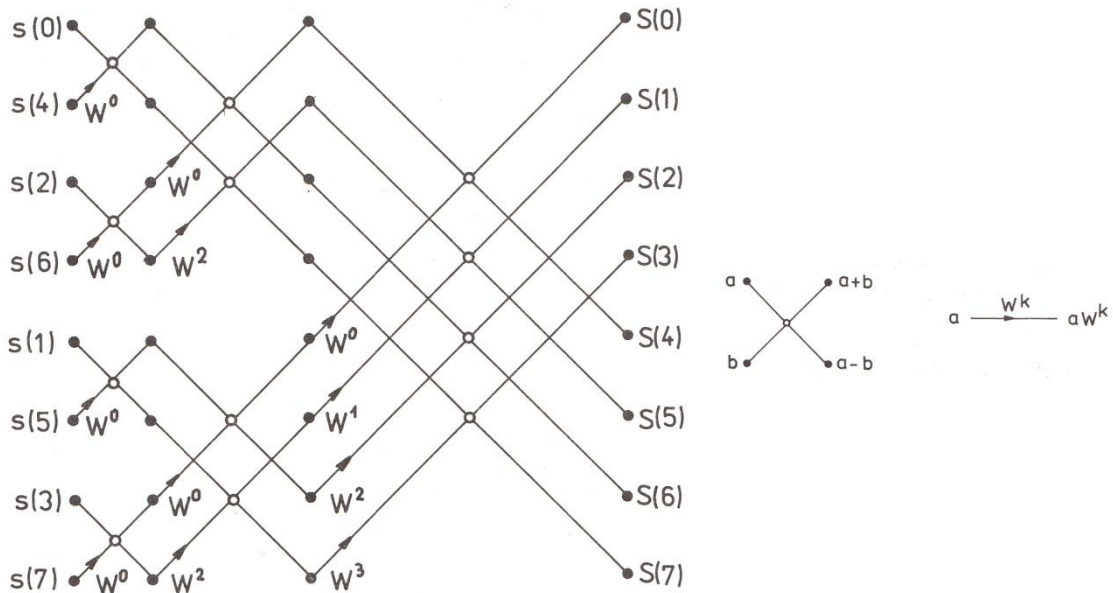
Podle [10] je potřeba pro DFT posloupnosti N vzorků signálu provést $(N-1)^2$ komplexních součinů a $N(N-1)$ součtů. Princip rychlé Fourierovy transformace (FFT) spočívá v rozdělení posloupnosti vzorků na dvě poloviny a určení DFT ke každé z nich. Pro jednu polovinu posloupnosti je potřeba provést $(N/2)^2$. Celkem tedy $N^2/2$ součinů, tj. polovinu původního počtu. Toto dělení posloupnosti lze několikrát opakovat. Dva základní typy postupů se nazývají FFT s redukcí v čase (DIT) a FFT s redukcí ve frekvenci (DIF).

4.3.3.1 FFT s redukcí v čase

Předpokládejme, že počet vzorků N je mocninou dvou. Z původní posloupnosti vzorků se vytvoří dvě posloupnosti s polovičním počtem prvků. Do jedné posloupnosti se umístí liché členy a do druhé posloupnosti sudé členy původní posloupnosti. U obou posloupností provedeme DFT. Je zřejmé, že lze opět postup s dělením posloupnosti opakovat až do chvíle, kdy každá posloupnost obsahuje dva členy.

Na obrázku 4.5 je uvedeno schéma pro případ DIT aplikovaný na posloupnost osmi prvků, kde W je tzv. periodičnost definovaná jako

$$W = e^{-j\frac{2\pi}{N}}. \quad (4.15)$$



Obr. 4.5 Schéma postupu FFT DIT [10]

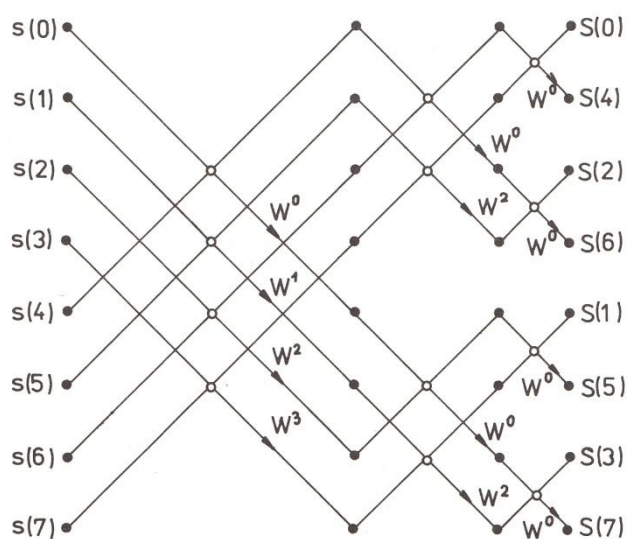
Při využití DIT lze dosáhnout úspory strojového času redukcí potřebných početních operací. V uvedeném příkladu osmi prvků posloupnosti vzorků by potřebný počet operací při využití základní DFT byl 64. Využije-li se DIT, klesne počet operací na 24.

S rostoucím počtem vzorků lze dosáhnout ještě výraznější redukce počtu operací. Například při počtu vzorků 1024 se sníží počet potřebných početních operací přibližně 100krát [10].

4.3.3.2 FFT s redukcí ve frekvenci

FFT s redukcí ve frekvenci spočívá v rozdělení původní posloupnosti vzorků $s(k)$ o počtu vzorků N na dvě poloviční posloupnosti. První poloviční posloupnost $s_1(k)$ obsahuje vzorky 0 až $N/2-1$, druhá posloupnost $s_2(k)$ se skládá ze zbývajících vzorků posloupnosti $s(k)$. Podrobný postup odvození DIF lze nalézt např. v [10].

Na obrázku 4.6 je uvedeno schéma postupu výpočtu FFT DIF. DIF se liší oproti DIT násobením komplexním koeficientem W provedeno po součtu.



Obr. 4.6 Schéma postupu FFT DIF [10]

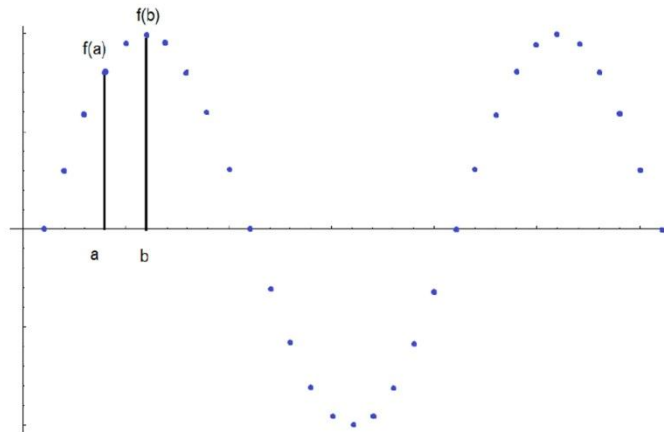
4.4 Stanovení fáze

V této části bude popsán postup jak z navzorkovaného signálu určit fázor. Využívá se při tom znalosti Fourierovy řady. K výpočtu koeficientů Fourierovy řady je nutné stanovit integrál signálu. Protože máme k dispozici signál reprezentovaný posloupností vzorků, bude k integraci použita metoda numerické integrace. Konkrétně bude popsána Simpsonova metoda numerické integrace.

4.4.1 Simpsonova metoda numerické integrace

Simpsonova metoda je jednou z metod numerické integrace. Metoda vychází ze vztahu 4.16. Ze vztahu vyplývá, že pro integraci je potřeba znát funkční hodnoty (vzorky) nejen v bodech a a b ale také funkční hodnotu mezi těmito body $(a+b)/2$, viz obrázek 4.7. Výsledný integrál obdržíme sumou přes celou posloupnost vzorků signálu.

$$\int_a^b f(x) dx \approx \frac{b-a}{6} \left[f(a) + 4f\left(\frac{a+b}{2}\right) + f(b) \right]. \quad (4.16)$$



Obr. 4.7 Simpsonova metoda integrace [8]

4.4.2 Výpočet fázoru

Jak bylo uvedeno v kapitole 4.3, obecný periodický signál lze popsat Fourierovou řadou podle vztahů 4.7 až 4.10. V kapitole 4.4.1 byla popsána Simpsonova metoda numerického výpočtu integrálu. Oba matematické aparáty lze použít při určení fázoru navzorkovaného signálu.

Uvedme Eulerův vzorec určující vztah mezi goniometrickými funkcemi a exponenciální funkcí:

$$e^{j\psi} = \cos(\psi) + j\sin(\psi). \quad (4.17)$$

Z toho vyplývá:

$$\sin(\psi) = \text{Im}\{e^{j\psi}\}. \quad (4.18)$$

Obecný sinusový signál:

$$u_A(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi). \quad (4.19)$$

Fázor tohoto signálu potom je:

$$u_A(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi) = \text{Im}\{U_m e^{j\varphi} e^{j\omega t}\} = \text{Im}\{\mathbf{U}_m e^{j\omega t}\}, \quad (4.20)$$

kde:

$$\mathbf{U}_m = U_m e^{j\varphi}. \quad (4.21)$$

Stejným způsobem lze psát pro kosinový signál:

$$u_B(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi). \quad (4.22)$$

Kosinus může být popsán pomocí sinu:

$$\cos(\omega t) = \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right). \quad (4.23)$$

Vztah 4.22 lze přepsat s použitím rovnice 4.23:

$$u_B(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi) = U_m \sin\left(\omega t + \varphi + \frac{\pi}{2}\right) = \text{Im}\left\{U_m e^{j\varphi} e^{j\omega t} e^{j\frac{\pi}{2}}\right\}. \quad (4.24)$$

Do vztahu 4.24 dosadíme výraz 4.21 a vztah:

$$e^{j\frac{\pi}{2}} = j. \quad (4.25)$$

Obdržíme:

$$\text{Im}\left\{U_m e^{j\varphi} e^{j\omega t} e^{j\frac{\pi}{2}}\right\} = \text{Im}\{j\mathbf{U}_m e^{j\omega t}\}. \quad (4.26)$$

Vztahy pro sinus a kosinus tedy jsou:

$$u_A(t) = U_{Am} \sin(\omega t + \varphi) = \text{Im}\{\mathbf{U}_{Am} e^{j\omega t}\}, \quad (4.27)$$

$$u_B(t) = U_{Bm} \cos(\omega t + \varphi) = \text{Im}\{j\mathbf{U}_{Bm} e^{j\omega t}\}. \quad (4.28)$$

Obecný periodický signál lze tedy popsat řadou obsahující funkce sinus a kosinus s odpovídajícími koeficienty.

$$\begin{aligned} u(t) &= u_A(t) + u_B(t) = A_n \sin(\omega t + \varphi) + B_n \cos(\omega t + \varphi) = \\ &= \text{Im}\{A_n e^{j\omega t}\} + \text{Im}\{jB_n e^{j\omega t}\} = \text{Im}\{(A_n + jB_n) e^{j\omega t}\} \end{aligned} \quad (4.29)$$

5 Nejistota měření

Stanovení nejistoty měření postupně nahrazuje dlouhou dobu používanou chybu měření jako charakteristiku popisující přesnost zvolené metody měření. Nevýhodou chyby měření je nutnost porovnávat hodnotu získanou měřením se správnou hodnotou měřené veličiny. V praktických aplikacích ale správnou hodnotu nemáme k dispozici. Správná hodnota byla pro praktické aplikace nahrazována hodnotou získanou například pomocí přístroje s podstatně vyšší přesností.

Zavedením nejistoty měření se eliminuje nutnost znát správnou hodnotu měřené veličiny. Při užívání nejistoty měření předpokládáme s určitou pravděpodobností přítomnost správné hodnoty v intervalu okolo naměřené hodnoty. Nejistota se skládá z několika složek. Na základě způsobu vyhodnocení rozlišujeme standardní nejistotu typu A a B. Nejistotu měření definuje norma ČSN ES 60359 [11].

5.1 Standardní nejistota typu A

Tento typ nejistoty vychází ze statistického vyhodnocení série opakujících se měření stejné veličiny. Nejistota měření odpovídá směrodatné odchylce. Aby byla získaná směrodatná odchylka vypovídající, je potřeba provést více měření za stejných podmínek. Pokud bylo pro výpočet použito méně než 10 měření, získaná hodnota nejistoty je nepříliš spolehlivá. Nejistota typu A se značí u_A a určíme ji podle vztahu:

$$u_A = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}, \quad (5.1)$$

kde n je počet naměřených hodnot, x_i jsou naměřené hodnoty, \bar{x} je aritmetický průměr naměřených hodnot.

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i, \quad (5.2)$$

kde n je počet naměřených hodnot a x_i jsou jednotlivé naměřené hodnoty. Příčiny nejistot typu A se považují za neznámé a jejich hodnota s počtem provedených měření.

5.2 Standardní nejistota typu B

Vyhodnocování nejistoty typu B vychází z jiných než statistických metod zpracování série měření. Stanovuje se na základě dostupných informací a zkušeností. Vychází se z údajů uvedených výrobcem měřicí techniky, předchozí zkušenosti s metodou měření, znalosti chování materiálů, údajů získaných z kalibračních certifikátů a příruček. V případě údajů uvedených výrobcem měřicí techniky se jedná například o třídu přesnosti (TP) ručkového měřicího přístroje nebo u digitálních přístrojů chybou v procentech měřeného údaje a chybou v kvantovacích krocích nastaveného rozsahu.

Při určování nejistoty typu B se nejprve odhadne maximální předpokládaný rozsah odchylek $\pm\Delta z_{\max}$ tak, aby překročení Δz_{\max} bylo jen málo pravděpodobné. Následuje volba rozdělení pravděpodobnosti odchylek vycházející ze znalosti, zkušenosti nebo jinak získaných vědomostí o velikosti Δz . Nejistota typu B určuje vztah:

$$u_B = \frac{\Delta z_{\max}}{\theta}, \quad (5.3)$$

kde parametr θ závisí na zvoleném rozdělení pravděpodobnosti. Například pro často používané rovnoměrné rozdělení pravděpodobnosti se za θ dosadí hodnota $\sqrt{3}$. Získaná hodnota nejistoty typu B nezávisí na množství opakujících se měření.

5.3 Kombinovaná nejistota

Použití pouze jednoho z typů nejistot není v praktických aplikacích ve většině případů dostatečně vypovídající. Pro sloučení vlivů obou typů nejistot se používá odmocnina ze součtu čtverců nejistot u_A a u_B . Výsledná kombinovaná nejistota se značí u_C a její výpočet se provede podle vztahu 5.4.

$$u_C = \sqrt{u_A^2 + u_B^2}, \quad (5.4)$$

kde u_A je standardní nejistota typu A, u_B je standardní nejistota typu B.

5.4 Nejistota při nepřímém měření

U nepřímých měření, tj. měření, při kterých se měřená veličina Y stanoví ze známých funkčních závislostí s veličinami $X_i = X_1, X_2, \dots, X_N$. Veličiny X_i jsou stanoveny přímým měřením se známými odhady a nejistotami. Platí tedy vztah:

$$Y = f(X_1, X_2, \dots, X_N), \quad (5.5)$$

kde f je známá funkční závislost.

Stanovení odhadů y nepřímo měřené veličiny Y lze také stanovit z funkční závislosti podle vztahu:

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_N), \quad (5.6)$$

kde prvky funkční závislosti x_1, x_2, \dots, x_N představují odhady přímo měřených vstupních veličin X_1, X_2, \dots, X_N .

Výslednou nejistotu nepřímo měřené veličiny lze, za předpokladu neexistence korelace mezi vstupními hodnotami, stanovit ze vztahu:

$$u_y = \sqrt{\sum_{i=1}^m \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} u_{x_i} \right)^2}, \quad (5.7)$$

kde u_y je kombinovaná standardní nejistota veličiny y a u_{x_i} standardní kombinované nejistoty měřených veličin x_i .

5.5 Rozšířená nejistota

Uvažujeme-li u měřené veličiny normální rozdělení pravděpodobnosti, leží skutečná hodnota v intervalu vymezeném směrodatnou odchylkou s pravděpodobností přibližně 68 %. Aby bylo zajištěno, že bude tato pravděpodobnost vyšší, rozšíří se interval vynásobením standardní nejistoty koeficientem rozšíření k_r .

$$U = k_r \cdot u_c, \quad (5.8)$$

kde U je rozšířená nejistota, k_r koeficient rozšíření a u_c kombinovaná nejistota. Pro $k_r = 2$ se pravděpodobnost zvýší na 95 %, pro $k_r = 3$ se pravděpodobnost zvýší na 99,7 %.

5.6 Nejistota měření napětí a proudu

Na výslednou nejistotu měření napětí a proudu mají vliv třídy přesnosti použitých přístrojů při měření. Jednak samotného měřicího přístroje a dále zvolenou metodou přizpůsobení vysoké hodnoty napětí nebo proudu pro rozsah měřicího přístroje.

V závislosti na konstrukci jednotlivých typů ampérmetrů a voltmetrů dosahují přístroje třídy přesnosti 0,1 – 0,2 – 0,5 – 1 – 1,5.

Bočníky dosahují třídy přesnosti 0,5. Měřicí transformátory proudu a napětí se vyrábějí s třídami přesností obvykle 0,1 – 0,2 – 0,5 – 1 – 3.

5.7 Nejistota měření frekvence

Při použití čítačů metodou přímého měření frekvence lze nejistotu měření odhadnout dle vztahu:

$$u_{f_x} = \sqrt{\left(\frac{\Delta' f_x}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta f_x}{\sqrt{3}}\right)^2}, \quad (5.9)$$

$$\Delta' f_x = \frac{1}{T_N}, \quad (5.10)$$

$$\Delta f_x = \frac{\delta f_0}{100} \frac{N}{T_N} = \frac{\delta f_0}{100} f_x, \quad (5.11)$$

$\Delta' f_x$ je rozlišovací schopnost čítače, δf_0 udává nestabilitu frekvence krystalového oscilátoru v %.

Při metodě s využitím čítače a měření časového intervalu lze odhadnout nejistotu měření při určení délky periody:

$$u_{T_x} = \sqrt{\left(\frac{\Delta' T_x}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta T_x}{\sqrt{3}}\right)^2 + 2u_k^2}, \quad (5.12)$$

$$\Delta' T_x = \frac{1}{f_N}, \quad (5.13)$$

$$\Delta T_x = \frac{\delta f_0}{100} T_x, \quad (5.14)$$

kde $\Delta' T_x$ je rozlišovací schopnost čítače v režimu měření periody, f_0 udává nestabilitu frekvence krystalového oscilátoru v %, u_k směrodatná odchylka způsobená šumem signálu a kolísáním komparační úrovně.

Dnes již zřídka používané jazýčkové rezonanční kmitočtoměry dosahují třídy přesnosti 0,5.

5.8 Nejistota měření fázového posuvu

Pro měření fázového rozdílu mezi napětím a proudem se v silnoproudých aplikacích používá nepřímá metoda pomocí účinníku:

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} = \frac{P}{UI}, \quad (5.15)$$

kde P je změřený výkon, U a I efektivní hodnoty napětí a proudu.

Většina dnes vyráběných číslicových wattmetrů provádí v režimu stanovení účinníku měření napětí, proudu a činného výkonu automaticky. Účinník počítá podle vztahu 5.15.

Například třífázový analyzátor sítě FLUKE 1750/B dosahuje přesnosti měření účinníku $\pm 0,5\%$ z hodnoty $\pm 2\%$ z plného rozsahu ± 1 digit.

6 Simulace v programu Mathematica

Kód pro studium účinků indukovaných rušivých napětí a dalších vlivů byl zpracován v programovacím prostředí Wolfram Mathematica. Pro potřeby simulace je možno v programu upravovat parametry posloupnosti vzorků vstupního signálu. Jedná se o míru šumu představující vliv indukovaného rušivého napětí, vzorkovací frekvenci, rozlišení A/D převodníku a odchylku frekvence od 50 Hz.

Ze vzorků se nejprve statistickou metodou stanoví frekvence vstupních signálu. Získaná frekvence je následně užita při výpočtu fázorů napětí a proudu. Program porovnává dvě metody pro výpočet fázorů. Metodu využívající Simpsonovu metodu numerické integrace a metodu aplikující rychlou Fourierovu transformaci.

Získané fázory napětí a proudu z obou metod jsou použity pro výpočet činného a jalového výkonu pro obě metody. Následuje porovnání odchylek programem vypočítaných výkonů od analyticky určených výkonů vstupních signálů. Dále se pro jednu z metod porovnává vliv rozlišení A/D převodníku a změny konfigurace generátoru pseudonáhodných čísel, který slouží k simulaci úrovně šumu.

6.1 Popis funkcí programu

Program tvoří posloupnost funkcí vykonávající dílčí výpočty potřebné k analýze zadaného úkolu. Funkce jsou postupně volány a jsou jim předávány vstupní parametry, funkce po zpracování vstupních parametrů vracejí výslednou hodnotu.

Na začátku analýzy je potřeba vytvořit vzorky signálů napětí a proudu. K tomu slouží funkce *makeSamp* se vstupními parametry frekvence, amplituda, vzorkovací frekvence, fáze, rozlišení A/D převodníku, maximální úroveň signálu A/D převodníku, délka trvání signálu, úroveň šumu a parametr *Seed* pro nastavení generátoru pseudonáhodných čísel. Výstupem funkce *makeSamp* je posloupnost vzorků signálů v Mathematice označená jako seznam.

Parametr *Seed* slouží k tomu, aby generátor pseudonáhodných čísel generoval vždy stejnou sekvenci hodnot v závislosti na tomto parametru. Použití tohoto parametru

zajistí konzistenci posloupnosti vzorků reprezentující šum. Ke generaci šumu slouží funkce *noiseP*.

Vliv kvantování na výsledný signál při převodu spojitého signálu na signál diskrétní simuluje funkce *quantizationP*. Skutečné hodnotě vzorku signálu je přiřazena nejbližší kvantizační úroveň odpovídající rozlišení A/D převodníku a maximální možné velikosti signálu, referenční hodnotě.

Ze získaných vzorků napětí a proudu je při analýze nejprve potřeba stanovit frekvenci signálů. Pro tento účel byla ve funkci *statMethod* použita statistická metoda určování frekvence. Princip statistické metody byl popsán v kapitole 4.2. Vstupními parametry funkce jsou seznam vzorků, předpokládaná nominální frekvence a vzorkovací frekvence. Na výstupu funkce získáme kromě frekvence signálu navíc také normovaný rozptyl vzorků signálu. Výpočet normovaného rozptylu byl převzat z [8].

Ve funkci *makeFazor* dochází ke stanovení fázoru s využitím funkcí *statMethod*, *resample*, *simpson* a *fourier*. Funkce *statMethod*, jak bylo popsáno výše, slouží pro získání frekvence navzorkovaného signálu. Funkce *resample* upravuje převzorkováním, s využitím interpolace, vzorky signálu, aby splňoval podmínky pro další zpracování funkcemi *simpson* a *fourier*. Ve funkci *simpson* je pro výpočet fázoru použito při stanovování koeficientů Fourierovy řady Simpsonovy metody integrace. Funkce *fourier* naproti tomu využívá k výpočtu fázoru rychlou Fourierovu transformaci.

Funkce *errPQ* vypočítává z fázorů napětí a proudu, získaných oběma metodami, činné a jalové výkony. Pro porovnání výsledků z obou metod jsou v této funkci výkony stanoveny také analytickým výpočtem. Výstupem funkce jsou frekvence napětí a proudu, rozptyly vzorků signálu napětí a proudu, odchylky činných a jalových výkonů od výkonů získaných analyticky pro obě metody stanovení fázorů.

Pro analýzu vlivu šumu na přesnost určení výkonu a porovnání obou metod se vstupní parametry do funkce *errPQ* zadávají přes funkci *simpleErr*. Kromě parametru úrovně šumu k , který je vstupním parametrem funkce *simpleErr*. Tato funkce bude dále využita pro inicializaci analýzy závislosti přesnosti vypočtených výkonů na úrovni šumu.

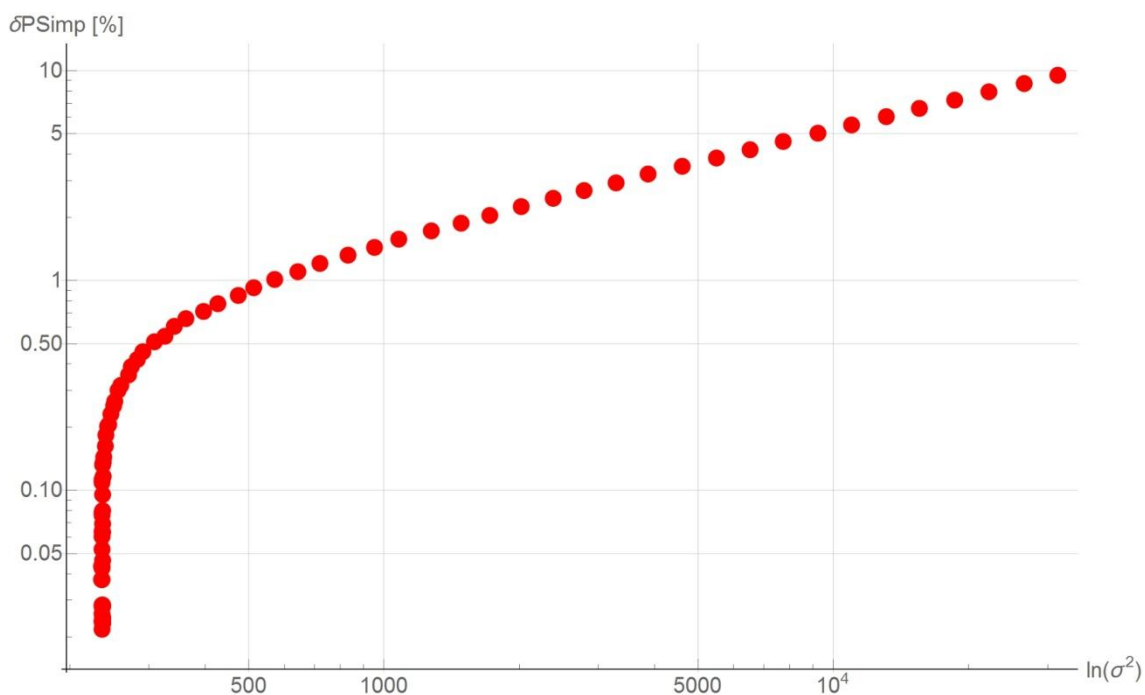
6.2 Výsledky simulace

Připravený program byl použit pro analýzu vlivu úrovně šumu na výsledné odchylky vypočítaných výkonů od analyticky stanovených hodnot. Simulace byla provedena pro činný a jalový výkon, vždy pro obě metody výpočtu fázorů. Jako argument funkce *simpleErr* je postupně zadáno 81 hodnot v rozsahu 0,01 až 12. Hodnoty 0,01 až 12 reprezentují procentuální vyjádření úrovně šumu z amplitudy čistého signálu.

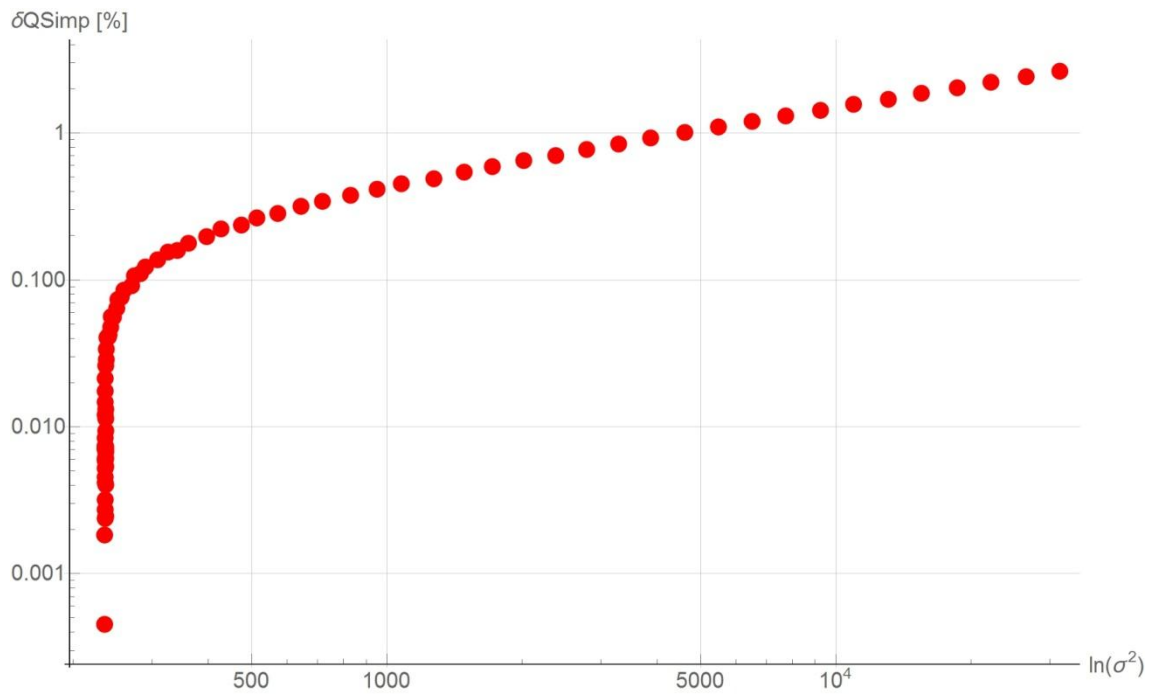
Výsledky simulace jsou uvedeny v následujících grafech, které vyjadřují závislost odchylky vypočítaného výkonu od teoretického výkonu (viz vztah 6.1 jako příklad pro činný výkon) na úrovni šumu. Úroveň šumu reprezentuje normovaný rozptyl vzorků analyzovaného signálu.

$$\delta P = \frac{P_{mer} - P}{P} \cdot 100, \quad (6.1)$$

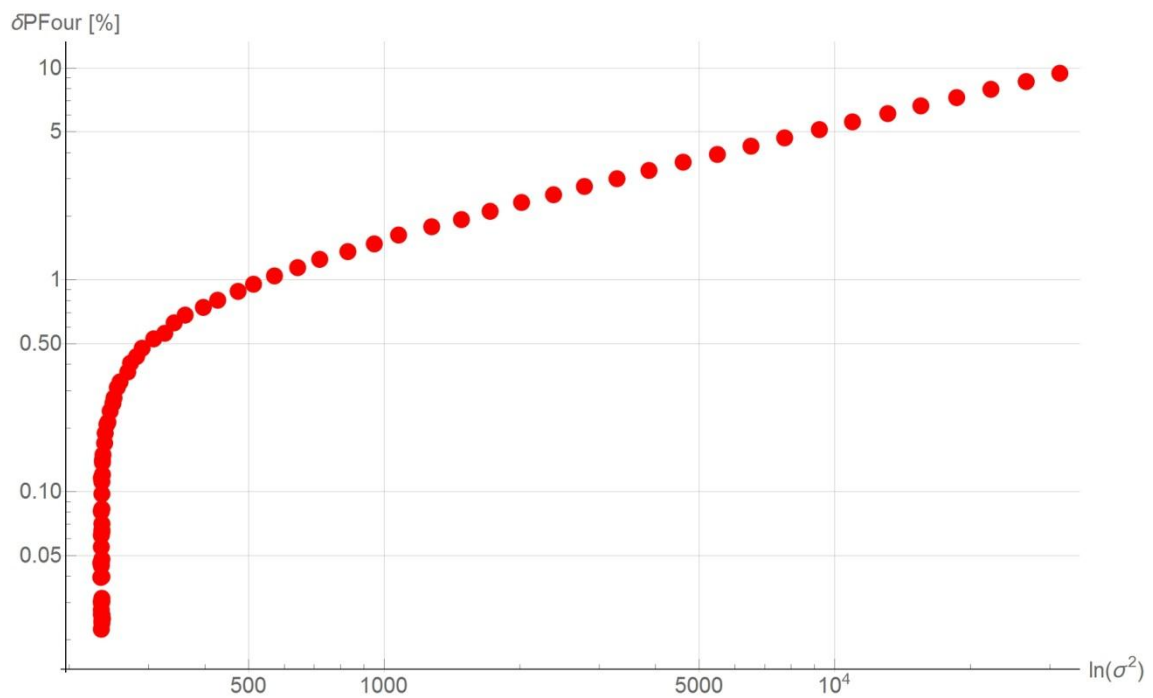
kde P_{mer} je vypočítaný činný výkon, P teoreticky stanovený výkon.



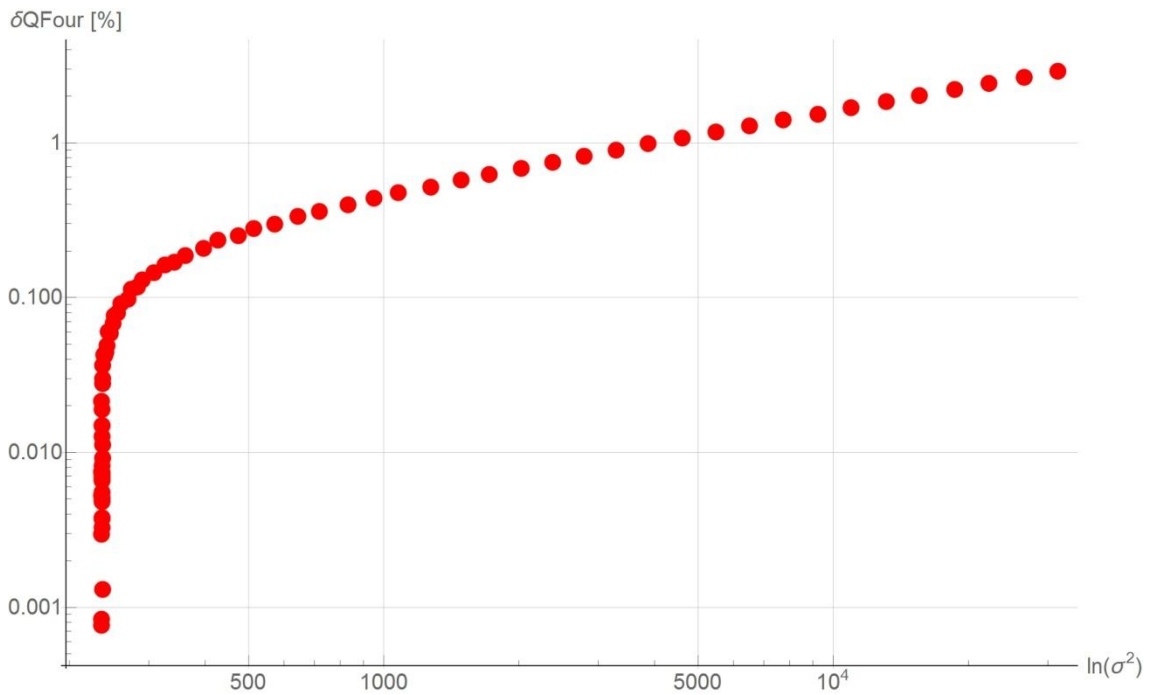
Obr. 6.1 Simpsonova metoda: závislost odchylky činného výkonu na rozptylu vzorků signálu



Obr. 6.2 Simpsonova metoda: závislost odchylky jalového výkonu na rozptylu vzorků signálu

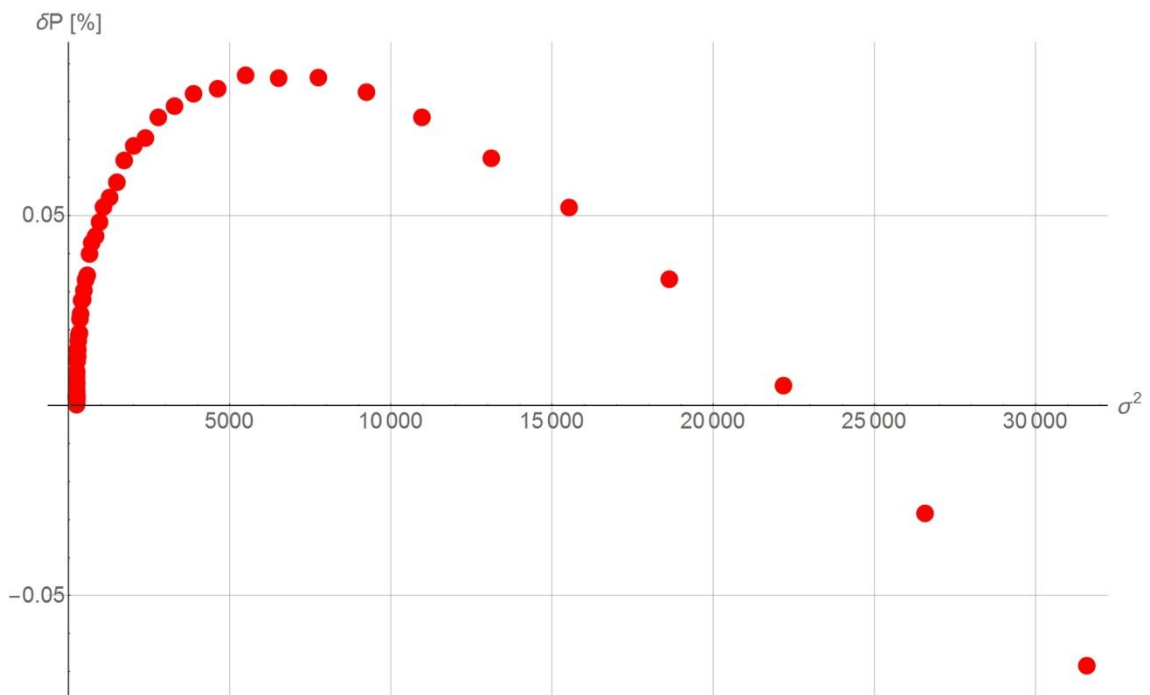


Obr. 6.3 FFT: závislost odchylky činného výkonu na rozptylu vzorků signálu

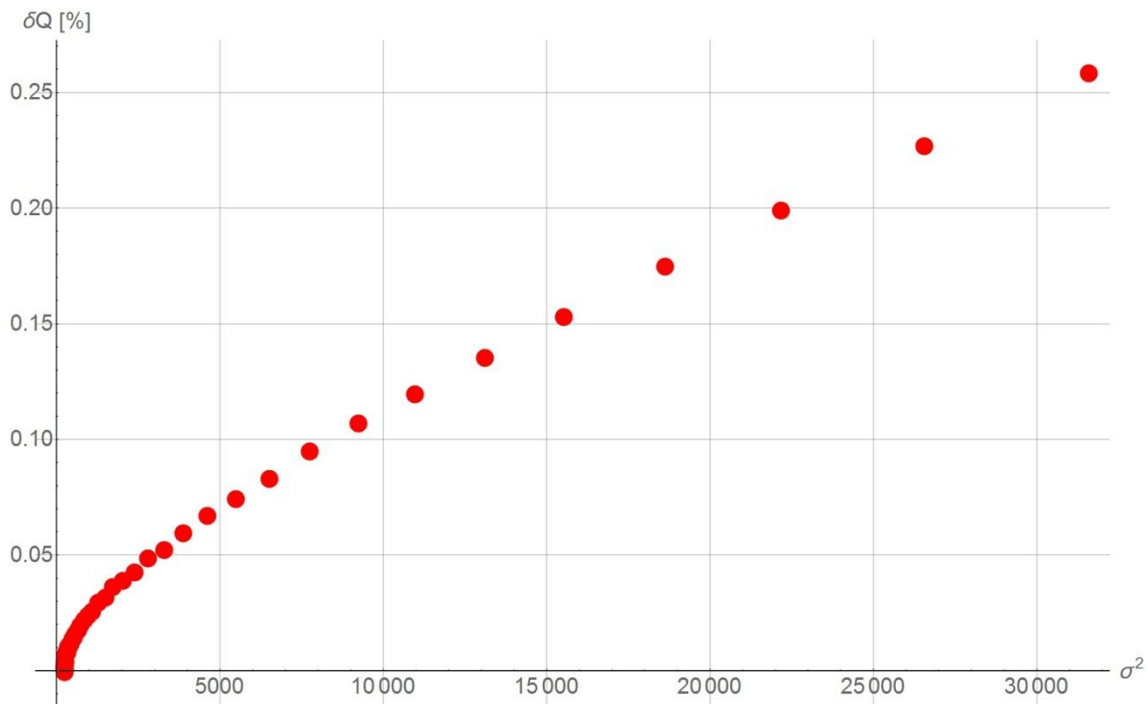


Obr. 6.4 FFT: závislost odchylky jalového výkonu na rozptylu vzorků signálu

Na následujících grafech je zobrazena závislost rozdílu odchylek výkonů stanovených Simpsonovou metodou a metodou FFT na rozptylu vzorků signálu. Zvláště pro činný a jalový výkon.



Obr. 6.5 Závislost rozdílu odchylek činných výkonů na rozptylu vzorků signálu



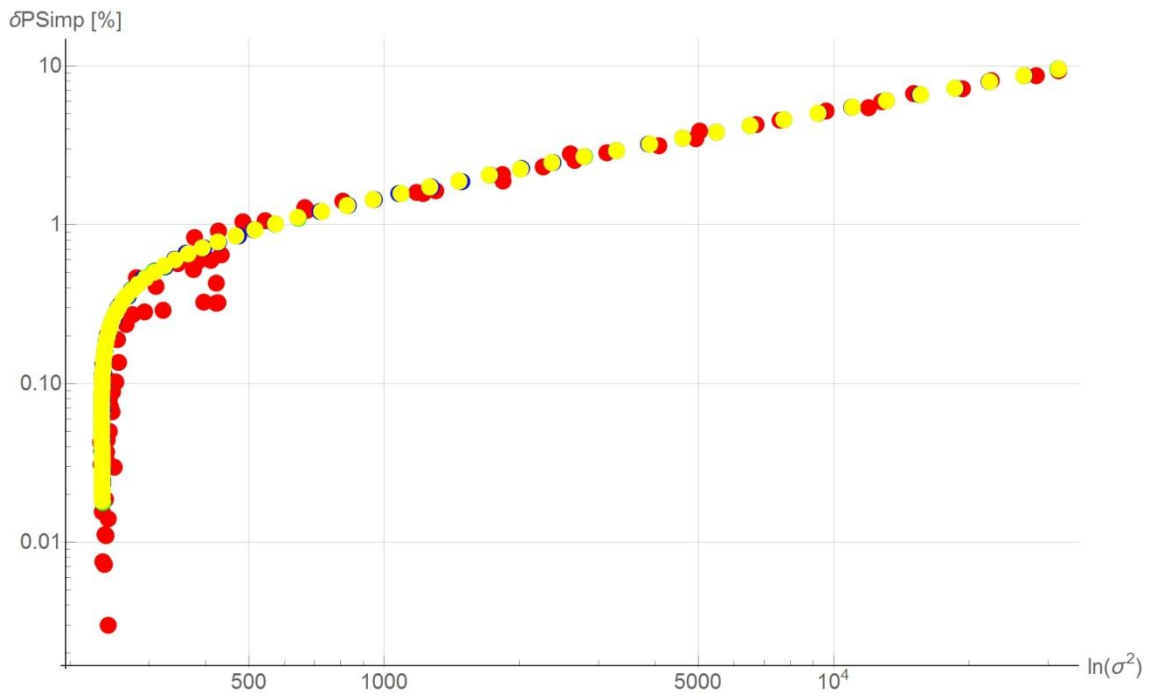
Obr. 6.6 Závislost rozdílu odchylek jalových výkonů na rozptylu vzorků signálu

Součástí simulace byla také analýza toho, jak se rozlišení A/D převodníku projeví na přesnosti určení fázorů, respektive výkonů z nich určených. Analýza proběhla na výpočtu činného výkonu Simpsonovou metodou a pro rozlišení 8, 12, 16 a 24 bitů. Výsledky analýzy zobrazuje graf na obrázku 6.7, kde červená reprezentuje rozlišení 8 bitů, modrá 12 bitů, zelená 16 bitů a žlutá 24 bitů. Až na rozlišení 8 bitů jsou výsledky ostatních rozlišení téměř identické a na grafu lze jen těžko rozeznat výsledky pro 12, 16 a 24 bitů.

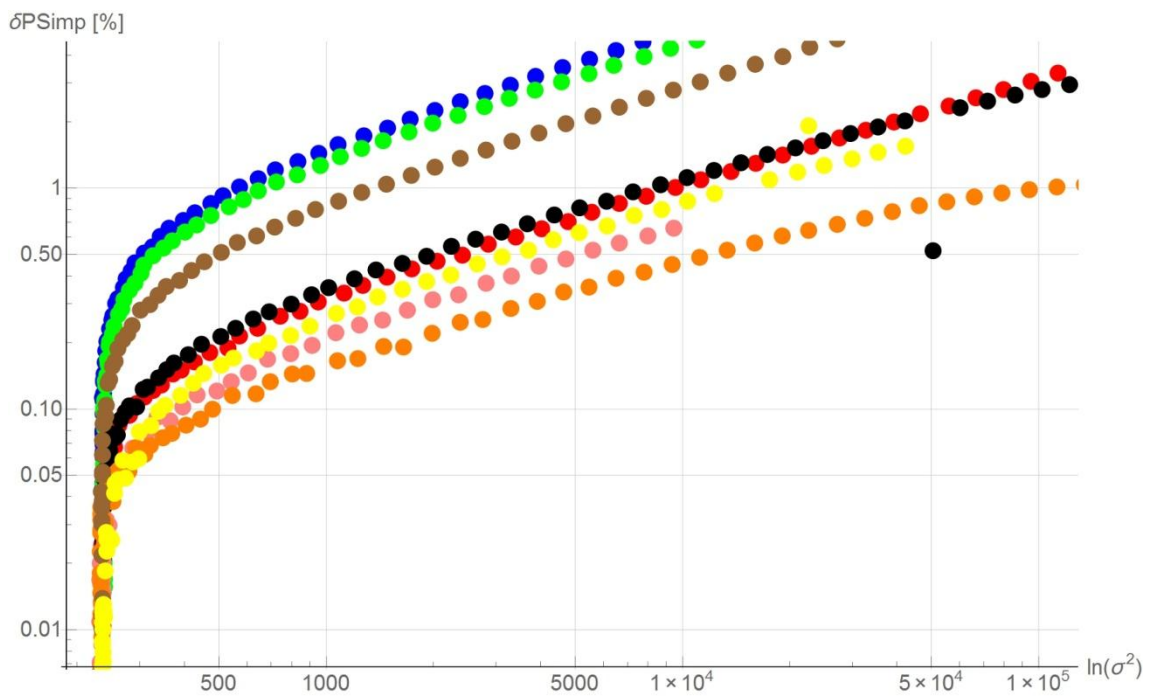
Další část simulace vyhodnocuje vliv změny parametru *Seed* v nastavení generátoru pseudonáhodných čísel na výsledný činný výkon určený pomocí Simpsonovy metody integrace. Barevné značení pro odlišení jednotlivých hodnot parametru *Seed* popisuje tabulka 1. Z grafu je patrné konzistentní chování programu pro různá nastavení generátoru pseudonáhodných čísel.

Seed	1	2	3	4	5	6	7	8
Barva	červená	modrá	zelená	černá	růžová	oranžová	hnědá	žlutá

Tabulka 1 Barevné odlišení různých hodnot parametru *Seed* v grafu na obrázku 6.8



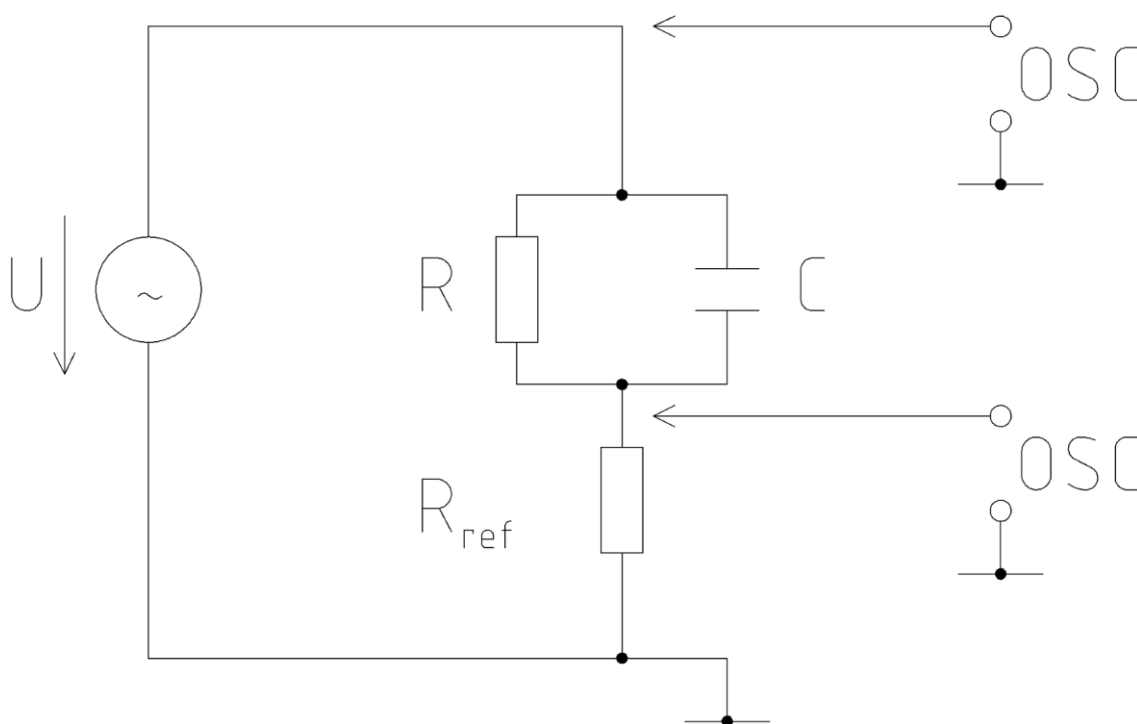
Obr. 6.7 Vliv rozlišení A/D převodníku



Obr. 6.8 Vliv změny parametru Seed generátoru pseudonáhodných čísel

7 Experimentální ověření

Experimentální ověření funkčnosti programu bylo provedeno pro měření napětí a proudu na známé impedanci tvořené paralelní kombinací odporu a kondenzátoru. Pomocí programu byla vypočítána impedance ze vzorků napětí a proudu pomocí osciloskopu při postupné změně napájecího střídavého napětí. Měření postupně proběhlo pro napětí s efektivní hodnotou od 1 do 13 V s krokem 1 V. Schéma zapojení při měření je uvedeno na obrázku 7.1. Následuje porovnání hodnot vypočtených programem a hodnoty impedance, respektive odporu a kondenzátoru s hodnotami změřenými přesným laboratorním multimetrem.



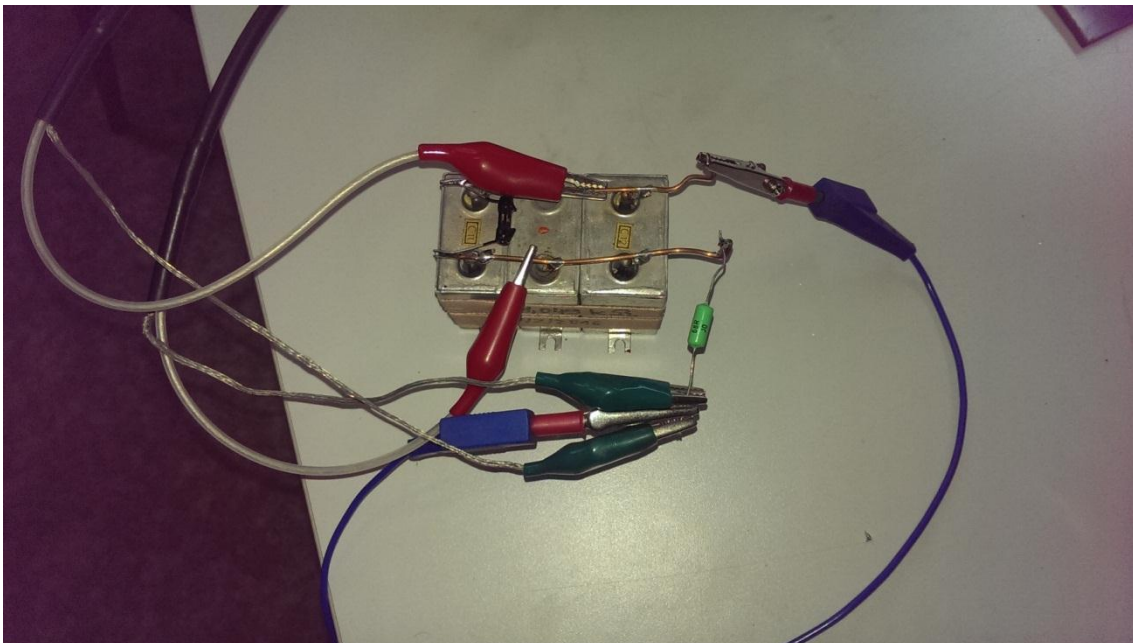
Obr. 7.1 Schéma zapojení

Měřená impedance se skládá z odporu hodnoty 1052Ω a kondenzátoru o kapacitě $7,356 \mu\text{F}$. Schéma kromě měřené impedance obsahuje odpor R_{ref} sloužící k měření proudu tekoucího měřenou impedancí výpočtem ze snímaného napětí osciloskopem. Velikost referenčního odporu $67,79 \Omega$. Na následujících obrázcích 7.2, 7.3 a 7.4 je

zobrazena měřená impedance, připojení impedance a referenčního odporu a rozložení měřící techniky na pracovišti laboratoře.



Obr. 7.2 Měřená impedance

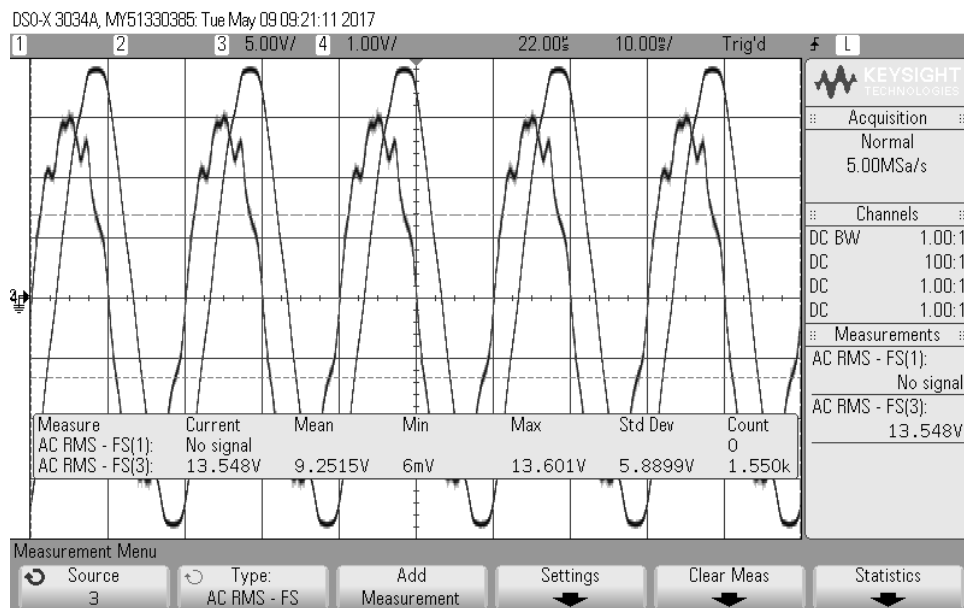


Obr. 7.3 Připojení impedance a referenčního odporu

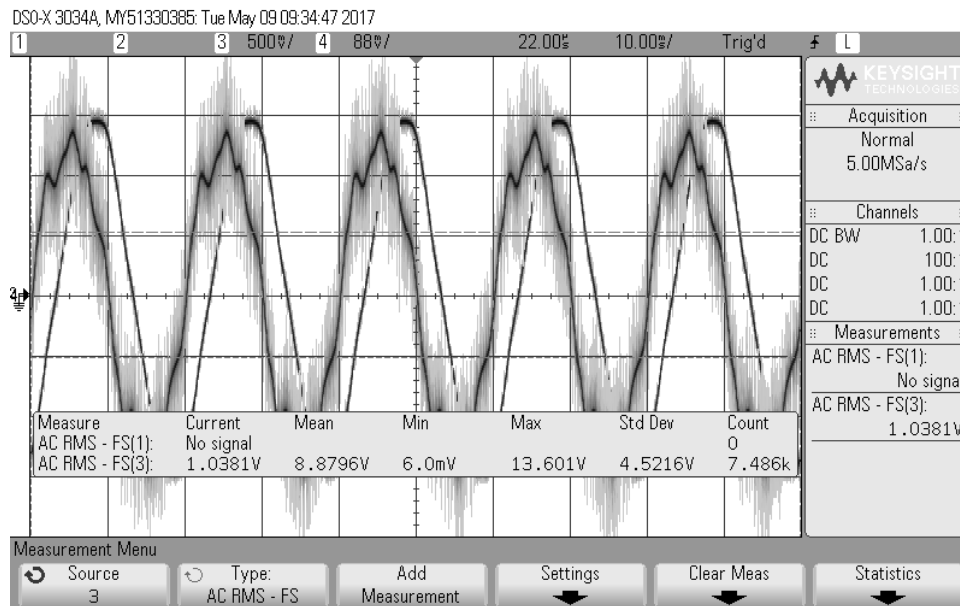


Obr. 7.4 Rozložení přístrojů na měřicím pracovišti

Na obrázcích 7.5 a 7.6 jsou uvedeny ukázky obrazovky z osciloskopu při měření napětí a proudu impedance. Obrázek 7.6 vystihuje šum, který se projevil při nastavení napájecího napětí na velikost 1 VAC. Kanál 3 snímá napětí na impedanci, kanál 4 snímá napětí na referenčním odporu R_{ref} pro výpočet proudu. Vzorkovací frekvence 100 kHz, pro každé měření zaznamenáno 10 000 vzorků.



Obr. 7.5 Ukázka obrazovky osciloskopu pro $U = 13 \text{ VAC}$



Obr. 7.6 Ukázka obrazovky osciloskopu pro $U = 1 \text{ VAC}$

Seznam použitých přístrojů:

Osciloskop Agilent DSO-X3034A

Zdroj napětí DIAMETRAL AC250K2D

Digitální multimetr Agilent 34410A

Výpočet impedance:

$$\frac{1}{\mathbf{Z}} = \frac{1}{\mathbf{Z}_R} + \frac{1}{\mathbf{Z}_C} = \frac{1}{R} + j\omega C = \frac{1}{1052} + j2\pi 50 \cdot 7,356 \cdot 10^{-6} = (9,5 + 23,1j) \cdot 10^{-4} \text{ S} \quad (7.1)$$

$$\mathbf{Z} = \frac{1}{(9,5 + 23,1j) \cdot 10^{-4}} = 152,2 - 370,1j \, \Omega \quad (7.2)$$

Výsledky analýzy:

U [V]	Z [Ω]	R [Ω]	ΔR [%]	C [μF]	ΔC [%]
13	154,333 - 368,607 j	1034,71	1,64368	7,34745	0,116260
12	154,431 - 368,966 j	1035,96	1,52432	7,34104	0,203407
11	154,740 - 368,732 j	1033,40	1,76826	7,33992	0,218612
10	155,002 - 369,063 j	1033,75	1,73490	7,33159	0,331864
9	154,225 - 369,136 j	1037,75	1,35472	7,34157	0,196139
8	154,390 - 368,719 j	1034,98	1,61811	7,34507	0,148652
7	154,473 - 368,887 j	1035,39	1,57917	7,34155	0,196449
6	154,721 - 369,404 j	1036,69	1,45533	7,33084	0,342073
5	155,241 - 370,266 j	1038,37	1,29594	7,31152	0,604715
4	155,176 - 369,418 j	1034,63	1,65153	7,32419	0,432393
3	155,120 - 370,859 j	1041,77	0,97279	7,30501	0,693201
2	156,231 - 371,301 j	1038,67	1,26688	7,28335	0,987679
1	152,168 - 365,376 j	1029,48	2,14023	7,42416	0,926586

Tabulka 2 Výsledky pro výpočet využívající Simpsonovy metody integrace

U [V]	Z [Ω]	R [Ω]	ΔR [%]	C [μF]	ΔC [%]
13	154,333 - 368,606 j	1034,71	1,64387	7,34746	0,116036
12	154,432 - 368,965 j	1035,95	1,52534	7,34103	0,203519
11	154,739 - 368,733 j	1033,41	1,76749	7,33993	0,218445
10	155,000 - 369,063 j	1033,76	1,73413	7,33161	0,331539
9	154,225 - 369,136 j	1037,75	1,35464	7,34158	0,196093
8	154,390 - 368,719 j	1034,98	1,61829	7,34506	0,148687
7	154,475 - 368,885 j	1035,37	1,58044	7,34155	0,196461
6	154,721 - 369,402 j	1036,68	1,45641	7,33085	0,341872
5	155,239 - 370,271 j	1038,40	1,29283	7,31148	0,605234
4	155,175 - 369,419 j	1034,64	1,65064	7,32420	0,432262
3	155,126 - 370,862 j	1041,75	0,973993	7,30490	0,694699
2	156,231 - 371,301 j	1038,67	1,26691	7,28334	0,987713
1	152,157 - 365,379 j	1029,55	2,13376	7,42425	0,927882

Tabulka 3 Výsledky pro výpočet využívající FFT

Výsledky analýzy v připraveném programu jsou uvedeny v tabulkách 2 a 3. Tabulka 2 obsahuje výsledky obdržené z výpočtu využívajícím pro stanovení fázoru Simpsonovu metodu integrace. Tabulka 3 uvádí výsledky získané pomocí metody s FFT. V tabulkách

jsou uvedeny výstupy programu, všechny desetinné číslice proto není možné považovat za platné. Výsledky obsahují vypočítanou impedanci a z ní stanovený odpor a kapacitu. Dále jsou v tabulkách uvedeny procentuální odchylky odporu a kapacity od jejich hodnot získaných měřením digitálním laboratorním multimetrem.

Z výsledků jsou patrné velice malé rozdíly mezi oběma použitými metodami analýzy pro celý zkoumaný rozsah hodnot napájecího napětí. Porovnáme-li procentuální odchylky odporů a kapacit, liší se od sebe obě metody nanejvýš v řádu tisícín procentního bodu.

8 Závěr

V první části této práce byly popsány základní metody měření vysokých napětí a velikých proudů. Druhá část byla věnována metodám určování frekvence z naměřeného signálu. Popsány byly dvě metody stanovení frekvence diskrétního signálu, který je produktem vzorkování spojitého signálu. Jedná se o metody vzorkovací a statistickou. Následující část práce se věnovala postupu získání fázoru z diskrétního signálu. V páté kapitole byly rozebrány nejistoty měření proudu, napětí, frekvence a fázového posuvu. Předposlední část popisuje výpočetní program a výsledky simulace. V poslední části je vyhodnoceno měření sloužící pro ověření správné funkce výpočetního programu.

Simulace vlivu rušení na přesnost stanovení činného a jalového výkonu ukázala jen malé rozdíly v přesnosti mezi oběma použitými metodami. Simulace dále postihuje vliv rozlišení použitého A/D převodníku. Byla uvažována rozlišení 8, 12, 16 a 24 bitů. Simulace naznačuje to, že pro rozlišení převodníku 12, 16 a 24 bitů nejsou rozdíly v přesnosti stanovení výkonů téměř patrné. To je dáno výrazně jemnějším rozestupem kvantizačních úrovní převodníků s rozlišením 12, 16, 24 bitů a tím menším kvantizačním šumem.

Správná funkčnost výpočetního programu byla ověřena měřením na známé impedanci tvořené paralelní kombinací odporu a kondenzátoru. Porovnání výsledků programu a známé impedance prokázalo funkčnost programu a minimální odchylky mezi oběma metodami pro výpočet fázorů.

9 Seznam použitých zkratek

A/D - analogově digitální

DFT - diskrétní Fourierova transformace

DIF - Decimation in Frequency

DIT - Decimation in Time

FFT - Fast Fourier Transform (rychlá Fourierova transformace)

RMS - Root Mean Square

TP - třída přesnosti

10 Seznam obrázků

Obr. 2.1 Náhradní schéma měřicího transformátoru.....	10
Obr. 2.2 Odporový dělič napětí	11
Obr. 2.3 Kapacitní dělič napětí	12
Obr. 2.4 Smíšený dělič napětí	13
Obr. 2.5 Princip elektrostatického voltmetru [3]	14
Obr. 3.1 Bočník[5].....	16
Obr. 3.2 Klešťový ampérmetr (Zdroj: www.ghvtrading.cz)	16
Obr. 4.1 Vzorovací metoda [6].....	17
Obr. 4.2 Interpolace mezi vzorky signálu [6]	18
Obr. 4.3 Meze vzorků signálu [8].....	19
Obr. 4.4 Posun výpočetního okna [8]	20
Obr. 4.5 Schéma postupu FFT DIT [10]	23
Obr. 4.6 Schéma postupu FFT DIF [10]	24
Obr. 4.7 Simpsonova metoda integrace [8]	25
Obr. 6.1 Simpsonova metoda: závislost odchylky činného výkonu na rozptylu vzorků signálu.....	34
Obr. 6.2 Simpsonova metoda: závislost odchylky jalového výkonu na rozptylu vzorků signálu.....	35
Obr. 6.3 FFT: závislost odchylky činného výkonu na rozptylu vzorků signálu.....	35
Obr. 6.4 FFT: závislost odchylky jalového výkonu na rozptylu vzorků signálu	36
Obr. 6.5 Závislost rozdílu odchylek činných výkonů na rozptylu vzorků signálu	36
Obr. 6.6 Závislost rozdílu odchylek jalových výkonů na rozptylu vzorků signálu.....	37
Obr. 6.7 Vliv rozlišení A/D převodníku	38
Obr. 6.8 Vliv změny parametru Seed generátoru pseudonáhodných čísel.....	38
Obr. 7.1 Schéma zapojení.....	39
Obr. 7.2 Měřená impedance	40
Obr. 7.3 Připojení impedance a referenčního odporu	40
Obr. 7.4 Rozložení přístrojů na měřicím pracovišti	41
Obr. 7.5 Ukázka obrazovky osciloskopu pro $U = 13 \text{ VAC}$	41
Obr. 7.6 Ukázka obrazovky osciloskopu pro $U = 1 \text{ VAC}$	42

11 Seznam tabulek

Tabulka 1 Barevné odlišení různých hodnot parametru Seed v grafu na obrázku 6.8 ..	37
Tabulka 2 Výsledky pro výpočet využívající Simpsonovy metody integrace.....	43
Tabulka 3 Výsledky pro výpočet využívající FFT	43

12 Seznam příloh

Příloha 1 CD obsahující:

- elektronickou verzi této práce
- kód v programovacím prostředí Wolfram Mathematica
- data z měření v experimentální části

13 Použitá literatura

- [1] KOPEČEK, Jan a Miloš DVOŘÁK. *Přístrojové transformátory: měřicí a jistící*. 1. vyd. Praha: Academia, 1966.
- [2] VEVERKA, Antonín. *Technika vysokých napětí*. 3. přeprac. vyd. Praha: Nakladatelství techn. lit, 1982.
- [3] LYSENKO, Vladimír. *VN zdroje: zdroje vysokého napětí pro experimenty, pokusy a měřicí přístroje, ochranné pomůcky*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2008. ISBN 9788073002350;8073002353.
- [4] KUFFEL, J., E. KUFFEL a W. S. ZAENGL. *High Voltage Engineering Fundamentals: 2nd*. 2nd. GB: Newnes, 2000. ISBN 9780750636346;0750636343.
- [5] HAASZ, Vladimír a Miloš SEDLÁČEK. *Elektrická měření: přístroje a metody*. 2. vyd. Praha: ČVUT, 2005. ISBN 9788001027318;8001027317.
- [6] FROLOV, Filipp. *Určování frekvence a fázorů v elektroenergetice*. Praha, 2016. Bakalářská práce (Bc.). České vysoké učení technické v Praze. Fakulta elektrotechnická, katedra elektroenergetiky.
- [7] KYNCL, Jan, Adithya HARIRAM a Martin NOVOTNY. *On measurement of synchronous phasors in electrical grids* [online]. IEEE, 2013. 2972-2975 s. ISBN 0271-4302.
- [8] HUMLÍČEK, Jiří. *Synchrofázory v elektrizačních soustavách*. Praha, 2014. Diplomová práce (Ing.). České vysoké učení technické v Praze. Fakulta elektrotechnická, katedra elektroenergetiky.
- [9] ČÍŽEK, Václav. *Diskrétní Fourierova transformace a její použití*. Praha: Nakladatelství techn. lit., 1981.
- [10] VEJRAŽKA, František. *Signály a soustavy*. Dotisk 3. vyd. Praha: České vysoké učení technické, 1995. ISBN 80-01-00450-3.

[11] ČSN EN Elektrická a elektronická měřící zařízení – vyjadřování vlastností, ČSN
2003.