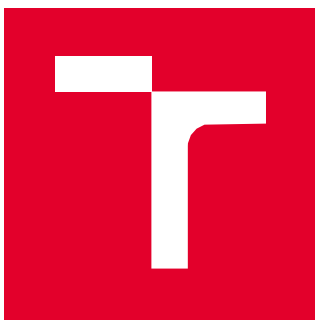




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAVELEKTROENERGETIKY

DEPARTMENT OF ELECTRICAL POWER ENGINEERING

OVĚŘENÍ FUNKCE METODY VDIP NA FYZIKÁLNÍM
MODELU VN SOUSTAVY

VERIFICATION OF THE VDIP METHOD ON THE PHYSICAL MODEL OF THE MV NETWORK

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Vít Krčál

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. David Topolánek, Ph.D.

BRNO 2019

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Elektroenergetika**

Ústav elektroenergetiky

Student: Bc. Vít Krčál

ID: 161718

Ročník: 2

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

Ověření funkce metody Vdip na fyzikálním modelu VN soustavy

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Cílem práce bude vytvoření algoritmu, který umožní výpočet změn zpětných složek napětí a proudu v rámci offline zpracování záznamů okamžitých hodnot proudů/napětí pořízených v napájecí rozvodně a trafostanicích VN/NN pro účely aplikace metody Vdip popsané národním patentem č.d. 305209 (Způsob určení pravděpodobnosti místa výskytu nesymetrických poruch v elektrických sítích a monitorovací systém určený k provádění této metody). Algoritmus bude zaměřen na estimaci změny zpětné složky napětí/proudu na základě záznamu s fixní vzorkovací frekvencí.

Pro ověření funkce navrženého algoritmu bude využit fyzikální model distribuční soustavy, kde budou realizovány vybrané typy zemních spojení v kompenzované soustavě s připínáním pomocného odporu, při nichž budou pořízeny poruchové záznamy U a I, které budou předmětem analýzy. Výsledky práce pak budou prezentovány při zhodnocení přesnosti lokalizace jednotlivých poruch.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 22.5.2019

Vedoucí práce: Ing. David Topolánek, Ph.D.

Konzultant:

doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Bibliografická citace práce

KRČÁL, Vít. *Ověření funkce metody Vdip na fyzikálním modelu VN soustavy* [online]. Brno, 2019 [cit. yyyy-mm-dd]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/119190>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav elektroenergetiky. Vedoucí práce David Topolánek.

Poděkování

Na tomto místě bych rád poděkoval vedoucímu práce Ing. Davidu Topolánkovi, Ph.D. za cenné rady, věcné připomínky a vstřícnost při konzultacích a vypracování diplomové práce.

Abstrakt

Diplomová práce se zabývá především tvorbou algoritmu, který počítá změny zpětných složek napětí a proudu ze záznamů jejich okamžitých hodnot. To umožňuje provádět lokalizaci nesymetrických poruch v síti VN dle metody Vdip, jejíž princip spočívá v monitoringu změn zpětných složek v distribučních trafostanicích a napájecí rozvodně.

Algoritmus je vyvíjen v programu Matlab za kontinuální implementace jednotlivých dílčích postupů, které jsou v práci hodnoceny a navzájem porovnávány. Proveden je rozbor metod pro výpočet fázoru a poukázáno je na problémy s výpočtem spojené, kterými jsou zejména rušení signálem HDO a odchýlení systémové frekvence od nominální hodnoty. Následně jsou navržena optimalizační opatření, která problémy odstraňují. Pro eliminaci negativního vlivu HDO je představen způsob na bázi průměrování ve výpočetních oknech. Odchýlení systémové frekvence je řešeno převzorkováním záznamů. Postupy analýzy jsou testovány jak na simulovaných signálech se známou referencí, tak na reálných změřených hodnotách. Optimalizovaný algoritmus umožňuje přesný výpočet změn zpětných složek, což je hlavním přínosem této práce

Sestaveného algoritmu je využito při ověření metody Vdip na laboratorním modelu sítě VN. Pro tyto účely je vytvořena jednoduchá kompenzovaná distribuční síť, ve které jsou v několika místech realizována zemní spojení s různými hodnotami odporu. Výsledky lokalizace jsou nepřesvědčivé, což je způsobeno především specifickými vlastnostmi laboratorních modelů vedení, které jsou sestrojeny se soustředěnými parametry.

Klíčová slova

Výpočet fázoru; zpětná složka; lokalizace poruchy; Fourierova transformace; Matlab; estimace frekvence; převzorkování

Abstract

This Master's thesis is focused on creating of an algorithm which calculates changes of negative-sequence voltages and currents from their instantaneous values. That allows to conduct localization of asymmetrical faults in MV network in line with the Vdip method, which is based on monitoring the changes of negative-sequence components at distribution substations and at a sub-transmission station.

The algorithm is being developed in Matlab environment with continuous implementation of partial procedures which are being assessed and compared with each other. A study of phasor estimating methods is carried out with pointing out related problems which are mainly caused by Ripple control and deviation of system frequency from its nominal value. Optimization precautions are designed to mitigate these problems. For elimination of the Ripple control effects a method based on averaging is presented. The deviation of system frequency is dealt with by resampling the original data recordings. The analysis processes are tested by both simulation signals and real measured data. The optimized algorithm enables precise calculation of negative-sequence components changes which is the main contribution of this thesis.

The constructed algorithm is used in verification of the Vdip method on physical model of MV network. For these purposes a simple distribution network is created within which ground faults on different places and with different resistances are realised. The results of localization are not convincing which is mainly caused by specific features of laboratory power line models which are constructed with heterogenous parameters.

Key words

Phasor estimation; negative sequence; fault localization; Fourier transform; Matlab; frequency estimation; resample

OBSAH

SEZNAM OBRÁZKŮ	8
SEZNAM TABULEK.....	9
SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK	10
1 ÚVOD	12
2 LOKALIZAČNÍ METODA VDIP	13
2.1 Popis metody	13
2.2 Změna zpětné složky	16
3 ALGORITMUS PRO VÝPOČET FÁZORU ZPĚTNÉ SLOŽKY	17
3.1 Metody pro výpočet fázoru.....	19
3.2 Odezva algoritmu na změny amplitudy a fáze	21
3.3 Vliv vyšších harmonických a signálu HDO	24
3.4 Vliv změn frekvence na přesnost algoritmu pro výpočet fázoru.....	30
4 OPTIMALIZACE ALGORITMU.....	34
4.1 Výpočet velikosti změny zpětné složky	34
4.2 Filtrace HDO optimalizací průměrovacích oken.....	35
4.2.1 Princip filtrace	35
4.2.2 Potlačení několika frekvenčních složek.....	41
4.2.3 Problém odchýlené síťové frekvence.....	37
4.2.4 Výsledná doporučení.....	42
4.3 Vstupní filtr	43
4.4 Estimace frekvence a převzorkování.....	47
4.4.1 Metody estimace frekvence	47
4.4.2 Převzorkování signálu.....	50
4.5 Postup algoritmu.....	52
5 OVĚŘENÍ METODY VDIP NA FYZIKÁLNÍM MODELU VN SÍTĚ.....	54
5.1 Laboratorní měření na modelu sítě VN	54
5.2 Vstupy do lokačního algoritmu	55
5.2.1 Odečet změn zpětných složek	55
5.2.2 Parametry sítě.....	58
5.3 Vyhodnocení lokalizace poruch	58
6 ZÁVĚR	61
LITERATURA	64
PŘÍLOHY	66

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 2-1: Zjednodušené blokové schéma lokalizační metody.....	14
Obr. 2-2: Blokové schéma jednotky MZSN	15
Obr. 2-3: Výpočet změny zpětné složky z oken [2]	16
Obr. 3-1: Základní struktury měření fázoru [4]	18
Obr. 3-2: Testovací signál podobný průběhu napětí při zemním spojení.....	23
Obr. 3-3: Maximálně zkreslený signál vyššími harmonickými, metoda FTFC	26
Obr. 3-4: Maximálně zkreslený signál vyššími harmonickými, metoda FTHC.....	26
Obr. 3-5: Zkreslený signál vlivem HDO ($f_{\text{HDO}} = 216,66 \text{ Hz}$), metoda FTFC	28
Obr. 3-6: Zkreslený signál vlivem HDO ($f_{\text{HDO}} = 216,66 \text{ Hz}$), metoda FTHC	28
Obr. 3-7: Zkreslení vyššími harmonickými a HDO, metoda FTFC	29
Obr. 3-8: Zkreslení vyššími harmonickými a HDO, metoda FTHC	29
Obr. 3-9: Výpočet fázoru při frekvenci 50,5 Hz, metoda FTFC	31
Obr. 3-10: Frekvenční závislost odchylek modulu a fáze zpětné složky	32
Obr. 3-11: Výpočet fázoru při rostoucí frekvenci	33
Obr. 4-1: Změna fázoru v závislosti na velikosti oken F1 a F2	36
Obr. 4-2: Optimální počet vzorků časové difference.....	39
Obr. 4-3: Velikost změny zpětné složky v závislosti na časové diferenci oken.....	40
Obr. 4-4: Chyba způsobená chybnou estimací frekvence	40
Obr. 4-5: Změna zpětné složky v závislosti na nastavení oken.....	43
Obr. 4-6: Vliv filtru na výpočet změny zpětné složky	44
Obr. 4-7: FFT ze signálu napětí s přítomností HDO	45
Obr. 4-8: Vliv filtrace a optimalizace oken na změnu zpětné složky.....	46
Obr. 4-9: Průběhy zpětných složek napětí a proudu.....	46
Obr. 4-10: Srovnání metod estimace frekvence	49
Obr. 4-11: Estimace frekvence v závislosti na použití filtru	49
Obr. 4-12: Vliv resamplu.....	51
Obr. 4-13: Postup výpočtu změny zpětné složky	53
Obr. 5-1: Měřená síť	55
Obr. 5-2: Průběhy velikostí změn zpětných složek ve všech měřicích uzlech.....	57
Obr. 5-3: Detail změn při připnutí odporu	57
 Obr. A-1: Míra utlumení vlivu jednotlivých frekvencí v překryvu s frekvenční analýzou.....	68
Obr. B-1: Skutečné zapojení v laboratoři	69

SEZNAM TABULEK

Tab. 3-1: Kvantitativní srovnání výkonu metod.....	22
Tab. 3-2: Hodnoty jednotlivých harmonických napětí v předávacím místě v procentech u_1 pro řády harmonických až do 25 [9]	24
Tab. 4-1: Doporučená nastavení velikosti a časové difference oken F1 a F2.....	42
Tab. 4-2: Orientační vyhodnocení přesnosti resamplu.....	52
Tab. 5-1: Vyhodnocení lokalizace.....	59
Tab. C-1: Sady nejvíce eliminovaných frekvencí pro nastavení velikosti oken 12-60 ms	67
Tab. C-1: Velikosti zpětných složek napětí a proudu v měřicích uzlech	70
Tab. C-2: Parametry vedení přepočtené na hladinu VN.....	70

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

SEZNAM SYMBOLŮ

symbol	název	jednotka
B_k	susceptance na kilometr délky	$S \cdot km^{-1}$
G_k	konduktance na kilometr délky	$S \cdot km^{-1}$
E	matice globálních odchylek	V
$\bar{I}^{(2)}$	zpětná složka proudu	A
$ \Delta \bar{I}^{(2)} $	velikost změny zpětné složky proudu	V
$\bar{I}_{m\bar{e}r}^{(2)}$	měřená zpětná složka proudu	A
$\Delta \bar{I}_{m\bar{e}r}^{(2)}$	změna měřené zpětné složky proudu	A
K	počet vzorků v jedné periodě	-
K_F	počet vzorků v okně F1/F2	-
ΔK_F	počet vzorků časové difference oken	-
N_{F1_2}	délka oken F1 a F2	per.
R	odpor pomocného odporníku	Ω
R_k	rezistance na kilometr délky	$\Omega \cdot km^{-1}$
T	perioda základní harmonické	s
$T_{HDO}^{(2)}$	perioda HDO ve zpětné složce	s
U	efektivní hodnota napětí	V
U_m	amplituda napětí	V
$\bar{U}^{(2)}$	zpětná složka napětí	V
$ \Delta \bar{U}^{(2)} $	velikost změny zpětné složky napětí	V
$\bar{U}_{m\bar{e}r}^{(2)}$	měřená zpětná složka napětí	V
$\Delta \bar{U}_{m\bar{e}r}^{(2)}$	změna měřené zpětné složky napětí	V
$\bar{U}_{vyp}^{(2)}$	vypočtená zpětná složka napětí	V
$\Delta \bar{U}_{vyp}^{(2)}$	změna vypočtené zpětné složky napětí	V
W	délka průměrovacího okna	s
X_k	reaktance na kilometr délky	$\Omega \cdot km^{-1}$
Y	admitance	S
$\bar{Z}_{ns}$	impedance nadřazené sítě	Ω
a_0, a_n, b_n	koeficienty Fourierovy řady	-
f_n	jmenovitá frekvence ($f_n = konst. = 50 \text{ Hz}$)	Hz
f_{el}	frekvence eliminované složky signálu	Hz
f_{est}	estimovaná frekvence	Hz

f_{HDO}	frekvence signálu HDO	Hz
$f_{\text{HDO}}^{(2)}$	frekvence signálu HDO ve zpětné složce	Hz
f_{syst}	systémová frekvence základní harmonické	Hz
f_{vz}	vzorkovací frekvence	Hz
k	číslo vzorku	-
p_{N}	pravděpodobnost výskytu nesymetrie	-, %
t	čas	s
t_{od}	čas odečtu změn zpětných složek	s
Δt_{F1_2}	časová diference oken F1 a F2	s
u	okamžitá hodnota napětí	V
Δ	délka elementu sítě	km
δf_{est}	odchylka estimace frekvence	Hz, %
$\delta \Delta \bar{U}^{(2)} $	odchylka velikosti zpětné složky napětí	V
ε	odchylky a měřených a vypočtených změn	V
φ, ϕ	fáze	rad, °
ω	úhlová frekvence	rad·s ⁻¹

SEZNAM ZKRATEK

zkratka	vysvětlení
<i>DFT</i>	diskrétní Fourierova transformace
<i>ES</i>	elektrizační soustava
<i>FFT</i>	rychlá Fourierova transformace (<i>Fast Fourier Transform</i>)
<i>FTFC</i>	Fourierova transformace z celé periody (<i>Fourier Transform Full-Cycle</i>)
<i>FTHC</i>	Fourierova transformace z půlperiody (<i>Fourier Transform Half-Cycle</i>)
<i>HDO</i>	hromadné dálkové ovládání
<i>IIR</i>	nekonečná impulzní odezva (<i>Infinite Impulse Response</i>)
<i>MM</i>	Mannův-Morrisonův algoritmus
<i>MU</i>	měřicí uzel
<i>MZSN</i>	monitor zpětné složky napětí
<i>MZSP</i>	monitor zpětné složky proudu
<i>PMU</i>	jednotka pro měření fázoru (<i>Phasor Measurment Unit</i>)
<i>RU</i>	Rockerfellerův-Udrenův algoritmus
<i>WAMS</i>	měřicí systém rozsáhlé sítě (<i>Wide Area Measurment System</i>)
<i>ZC</i>	průchody nulou (<i>Zero Crossing</i>)
<i>ZS</i>	zemní spojení

1 Úvod

Nejčastějším typem poruchy v sítích VN jsou zemní spojení, jejichž lokalizace v rámci postiženého vývodu bývá obtížná a zdoluhavá. Proto jsou vyvíjeny metody, které lokalizaci zpřesňují. Jedno z možných řešení nabízí metoda Vdip popsaná v národního patentu č. d. 305 209, jejíž účelem je co nejpresněji určit místo nesymetrické poruchy (zemního spojení či zkratu). Předmětná metoda vyhodnocuje místo poruchy na základě algoritmu, který používá skutečně změřené hodnoty v daných místech sítě a hodnoty vypočtené z numerického modelu sítě při její známé topologii. Sledovanými veličinami jsou v tomto případě změny zpětných složek napětí a proudu. Hlavní náplní práce je simulace monitorů zpětných složek napětí a proudu, tedy vytvoření algoritmu, který z naměřených okamžitých hodnot určí změny zpětných složek, které jsou dále zpracovávány lokačním algoritmem. Z rozboru problémů výpočtu sledovaných veličin plynou pro provedení zmíněných monitorů doporučení, která jsou opírána o výsledky aplikace algoritmu na testovací a naměřené signály. Sestavený algoritmus je také využit pro otestování funkce metody lokalizace na fyzikálním modelu distribuční sítě VN.

Základ algoritmu spočívá v přepočtu okamžitých hodnot napětí a proudů na požadovaný fázor zpětné složky, se kterým metoda dále počítá. Pro tyto jsou v práci představeny a otestovány různé výpočetní metody a podle výsledků testů je následně vybrána nejvhodnější metoda, na které je algoritmus postaven. Do výpočetního postupu musí být dále zařazena taková opatření, která sníží eventuální chybovost na přijatelnou úroveň a zároveň nebudou klást příliš vysoké požadavky na výpočetní výkon. Chyby mohou být při analýze signálů způsobeny různými druhy nepříznivých jevů, které často nelze zcela potlačit.

S digitálním zpracováním signálů jsou spojeny především chyby plynoucí z diskretizace spojených signálů, chyby způsobené zkresleními a rušením. V případě sledování veličin silové složky elektřiny v distribuční síti bude předmětem zájmu jen záznam veličin základní harmonické frekvence. Reálné signály v distribuční síti ovšem obsahují i jiné frekvenční složky, ať už jako výsledky nejrozumnějších forem rušení, nebo ve formě řídicích mezipřehledných frekvencí HDO. Další negativní vliv na detekci signálu má kolísání síťové frekvence. Zmíněné problémy jsou v práci adresovány a zohledněny při optimalizaci algoritmu.

Ověření funkce lokační metody s využitím sestaveného algoritmu je provedeno na fyzikálním modelu sítě a je východiskem pro další testy v procesu implementace popsané metody. Zhodnocení výsledků laboratorního měření podává obraz jak o funkčnosti sestaveného algoritmu, tak o funkci samotné metody, a to v souvislosti se specifickými podmínkami měření na modelu sítě.

2 Lokalizační metoda Vdip

2.1 Popis metody

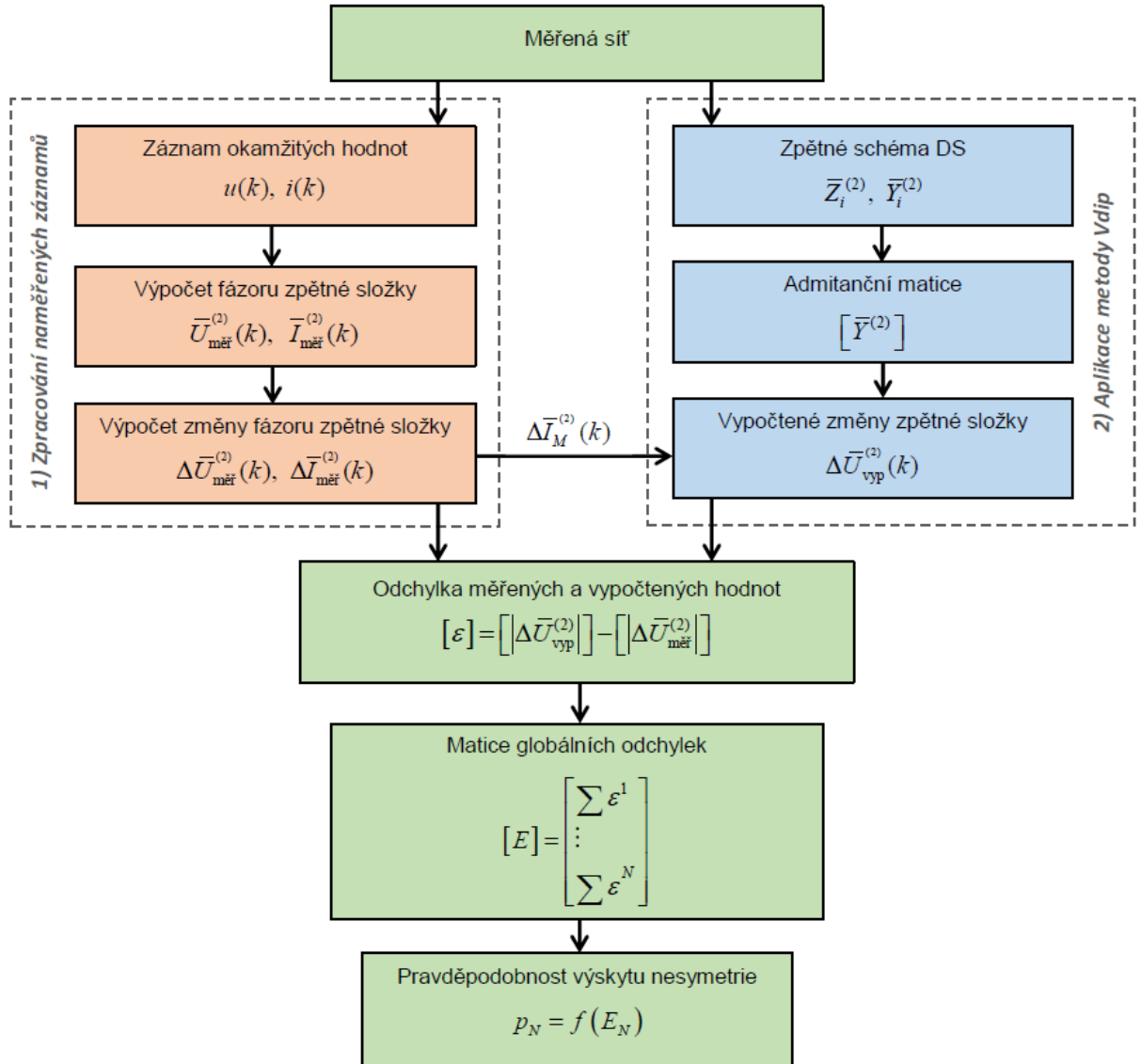
Metoda lokalizace poruchy vychází z národního patentu č. d. 305 209 (Způsob určení pravděpodobnosti místa výskytu nesymetrických poruch v elektrických sítích a monitorovací systém určený k provádění této metody) [1]. Princip metody Vdip spočívá v korelaci numerického modelu sítě a změřených hodnot napětí a proudu v určených místech v síti. Metoda pracuje se zpětnou složkou napětí a proudu, čímž se odlišuje od většiny ostatních metod, které jsou zaměřeny na měření netočivé složky. Na základě zaznamenaných změn zpětné složky lze podle stanoveného algoritmu určit místo zdroje nesymetrie, kterým může být porucha ve formě zemního spojení či nesymetrického zkratu. Lokalizaci místa poruchy se přitom rozumí určení místa nebo oblasti s největší pravděpodobností výskytu zdroje nesymetrie.

Celý postup lokalizace lze rozdělit na dva hlavní úkoly. První z nich se týká způsobu měření a záznamu změn zpětných složek napětí a proudu v distribuční síti. Druhým úkolem je sestavení numerického modelu sítě podle známé topologie, následná aplikace metody uzlových napětí a výpočet pravděpodobnosti výskytu nesymetrie v jednotlivých uzlech.

V reálné koncepci lokační metody jsou pro měření napětí a proudů použity monitorovací jednotky, které sledují změny zpětné složky dané veličiny. Monitory zpětné složky napětí (MZSN) jsou v síti umístěny na sekundární stranu distribučních transformátorů VN/NN a při překročení popudové hodnoty uloží záznam této změny a předají ho do vyhodnocovací jednotky. Podobně fungují monitory zpětné složky proudu (MZSP), které jsou instalovány na sekundární stranu napájecího transformátoru VVN/VN. Tyto monitory zaznamenávají změny zpětné složky proudu a posílají je do centrální jednotky. Ve vyhodnocovací jednotce musí dojít k synchronizaci záznamů ze všech MZSN a MZSP. Při vyhodnocování jsou záznamy dále zpracovávány a převedeny do formátu, který lze využít v maticovém výpočtu pravděpodobnosti poruchy.

Při sestavování modelu sítě je nutné dobře znát parametry všech prvků zapojených ve sledované oblasti. Na základě znalosti vlastností prvků a topologie sítě se sestaví zpětné schéma soustavy a následně se vytvoří admitanční matice. Ve zpětném schématu se poté uměle vytvoří několik pomocných uzlů, které slouží jako referenční body pro posuzování pravděpodobností výskytu asymetrie. Algoritmus poté uvažuje poruchu v každém uzlu a metodou uzlových napětí pro každý případ počítá změnu zpětné složky napětí. Následně se pro všechna potenciální místa poruchy vypočte odchylka vypočtené změny zpětné složky napětí od měřené změny zpětné složky napětí v každém měřicím uzlu, kde je umístěn MZSN. Sumací odchylek se pro každý případ vypočte globální odchylka zahrnující součet odchylek vůči jednotlivým měřicím uzlům. Z těchto hodnot se posléze určí minimální a maximální hodnota a ke každému uvažovanému uzlu se přiřadí pravděpodobnost výskytu nesymetrie. Uzel s nejmenší souhrnnou odchylkou je ten s největší pravděpodobností výskytu poruchy.

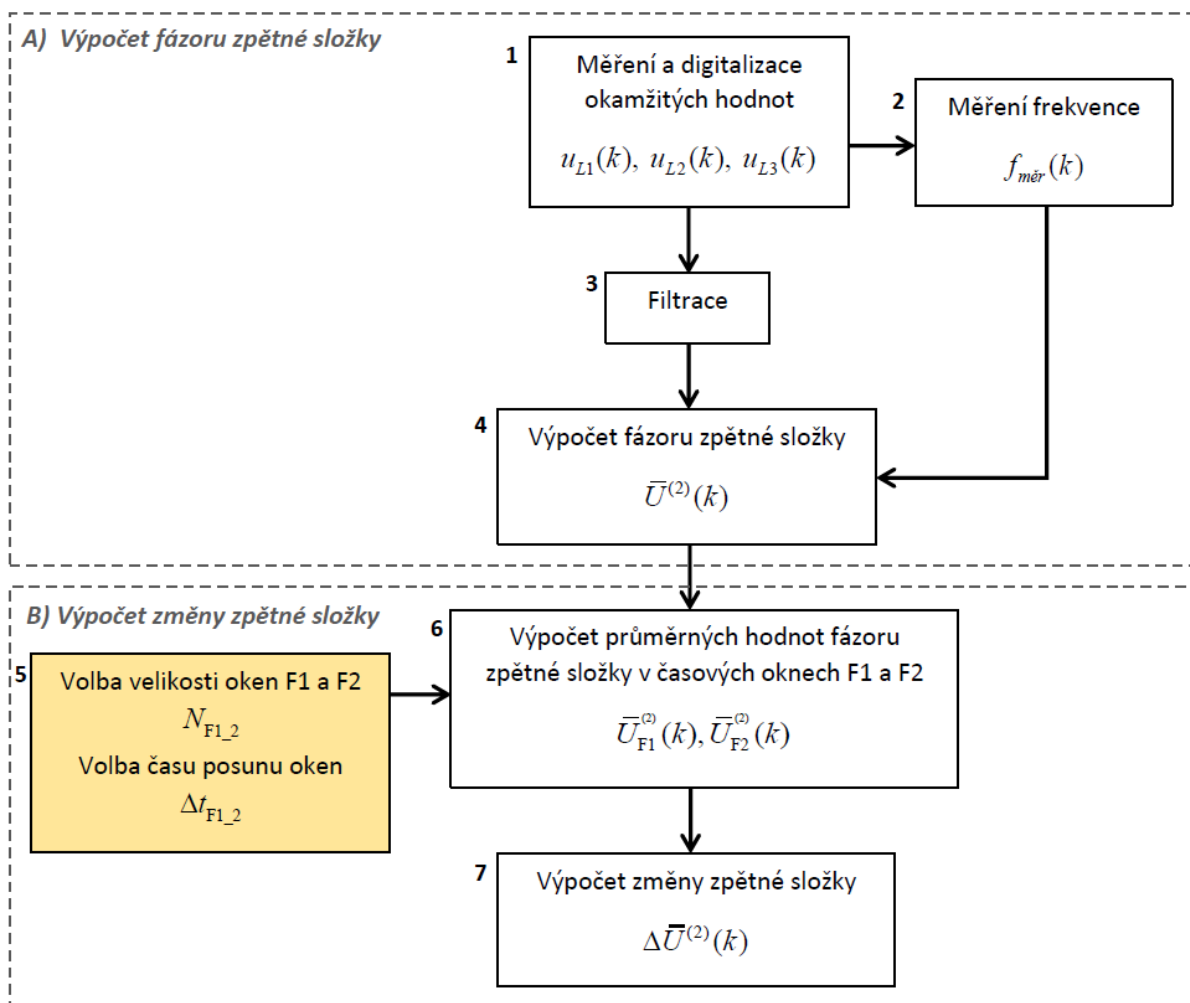
Zjednodušeně lze metodu znázornit blokovým diagramem na Obr. 2-1. Informace o příslušné části distribuční soustavy, která je předmětem měření, jsou zpracovávány ve dvou větvích. Výpočet změn zpětné složky napětí metodou uzlových napětí naznačuje modrá větev vpravo, zatímco výpočet změn zpětné složky napětí přímo z naměřených hodnot je naznačen v červené části vlevo. Práce se zaměřuje především na rozbor této červené větve schématu, tedy zpracováním měřených veličin za účelem získání co nejpřesnějších hodnot velikostí změn zpětné složky pro ověření funkce metody Vdip, a to vše ve fázi post-processingu. Předmětné je tedy simulovat funkce monitorů napětí a proudu MZSN a MZSP.



Obr. 2-1: Zjednodušené blokové schéma lokalizační metody

Zjednodušený vývojový diagram popisující funkci MZSN je na Obr. 2-2 a vychází z [2]. Digram monitoru proudu je obdobný. Schéma je rozděleno na 2 dílčí části. Část A zahrnuje nejobtížnější úkol, a sice výpočet fázoru zpětné složky, kterou se nejvíce zabývá následující text v kapitole 3. Část B již pracuje s nastavením oken pro výpočet změny zpětné složky, a je

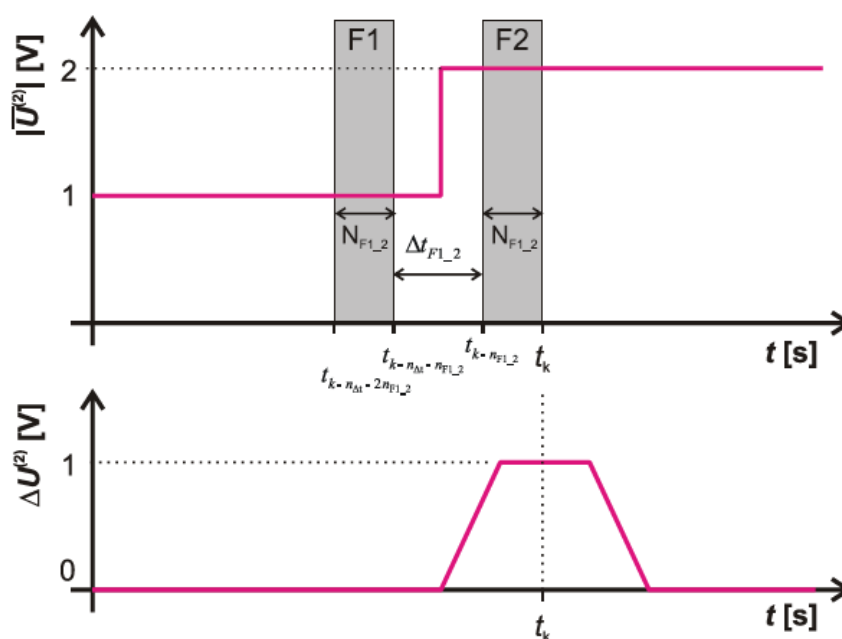
stručně představena v kapitole 2.2. V reálné aplikaci navazují na blok 7 postupy, které se týkají rozboru záznamu v reálném čase, a proto nebudou v práci řešeny. Nastavení popudových hodnot a způsob ukládání záznamu jsou v případě off-line analýzy laboratorního měření nadbytečné, neboť cílem není indikace vzniku nesymetrie, ale získání průběhů změn zpětných složek napětí v měření definovaných časových intervalech. V případě diplomové práce jsou data zpracovávána v off-line módu až po provedení měření, proto bude postup ukončen u bloku 7 získáním záznamů velikostí změn zpětných složek a odečtem maxim v určeném čase.



Obr. 2-2: Blokové schéma jednotky MZSN

2.2 Změna zpětné složky

Jak bylo uvedeno v popisu lokalizační metody, algoritmus pracuje se změnou zpětné složky. Časová změna zpětné složky se získává rozdílem hodnot zpětných složek ve dvou za sebou jdoucích oknech, přičemž referenční hodnotu jednoho okna lze uvažovat jako průměrnou hodnotu v rámci tohoto okna. Tento výpočet je na Obr. 2-2 znázorněn seskupením B), tedy bloky 5, 6 a 7. Časový záznam modulu zpětné složky a její změny je znázorněn na Obr. 2-3.



Obr. 2-3: Výpočet změny zpětné složky z oken [2]

Nastavení šířky oken a časového intervalu mezi nimi je naprosto klíčové pro detekci sledovaných změn. Pokud je například cílem sledovat pouze dlouhodobější trvání nesymetrie, nastaví se okna dostatečně široká a dostatečně vzdálená od sebe tak, aby se vyfiltrovaly popudy způsobené přechodnými ději. Dalším prostředkem k odstranění nežádoucích podnětů je nastavení popudových (prahových) hodnot, a to jak v časové, tak v napěťové oblasti. Okna také mohou principem průměrování odfiltrovat nežádoucí frekvenční složky. O nastavení velikosti oken bude pojednáno v dalším textu, především v části 4, zmínka o výpočtu změny zpětné složky je zde kvůli vlivu na korekci výpočtu fázoru.

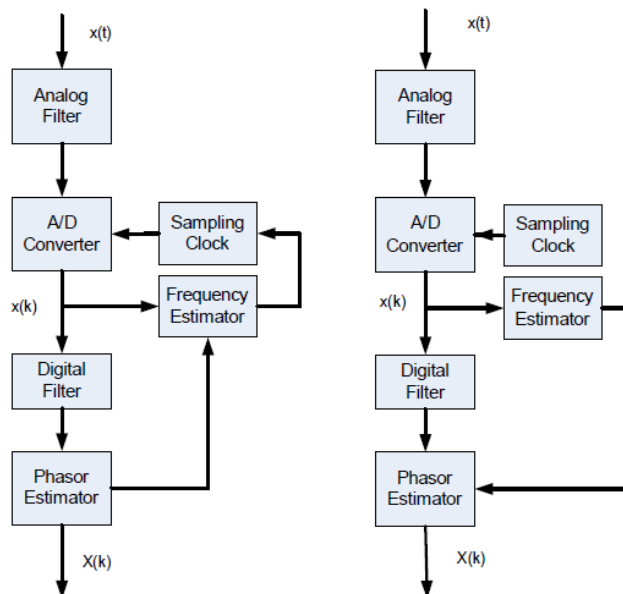
Výpočet změny fázoru zpětné složky tedy svou metodikou s možností vhodného nastavení oken může odfiltrovat nežádoucí odchylky vzniklé ve fázi digitalizace záznamu a následného výpočtu fázoru. Na jednu stranu lze s jistotou rezervou tvrdit, že využití oken snižuje nároky na přesnost určení fázoru zpětné složky. Na druhou stranu představuje porovnávání signálu v rozdílných časech problém. Mezi časovým okamžikem prvního a druhého okna může dojít například k odchylce frekvence, která zanechá do výpočtu chyby fáze. Tyto chyby navíc budou v každém okamžiku jiné, a tedy obtížně potlačitelné. Je tedy nutné adresovat problémy ve výpočtu fázoru a snažit se utlumit jejich vliv, případně navrhnout korekční mechanismy, které sníží chyby na přijatelnou úroveň.

3 Algoritmus pro výpočet fázoru zpětné složky

V reálné koncepci monitoringu soustavy jsou pro měření fázorů používány jednotky PMU (Phasor Measurement Unit), které jsou součástí měřicího systému WAMS (Wide Area Measurement System). Jednotky PMU poskytují v reálném čase informace o měřených fázorech centrálním jednotkám, které mohou na jejich popud dát pokyn akčním členům. Záznamy z PMU mohou být využívány i v off-line režimu pro další analýzy. To je případ i této práce, kde se změřené údaje budou analyzovat až po provedení měření. Jednotky PMU, či v případě metody Vdip jednotky MZSN a MZSP, budou v rámci práce nahrazeny algoritmem v prostředí Matlab.

Cílem této části je návrh a rozbor problémů algoritmu, který z naměřených okamžitých hodnot napětí počítá fázor zpětné složky pro každý vzorek digitálního záznamu. Důležité je zvolit vhodný způsob extrakce zpětné složky signálu. První možností je simulace jednotky PMU pro získání fázových fázorů a jejich následná dekompozice do symetrických složek. Druhou cestu představuje získání zpětné složky přes jiné transformace (např. Parkova) a následné další transformační a filtrační fáze (viz např. [3]). Posouzení vhodnosti jedné z nabízených metod na tuto konkrétní aplikaci by vyžadovalo vyzkoušení všech metod, neboť každá aplikace vyžaduje jiné parametry algoritmu. Použití „přímé“ extrakce zpětné složky je lákavé, ale vzhledem k nedostatku informací a důkazů o funkčnosti těchto metod zůstává jejich aplikace výzvou pro jiné studie zaměřující se na detekci symetrických složek. V rámci této práce bude pozornost věnována simulaci jednotky PMU s případnou možností změny algoritmu pro získání zpětné složky.

Systém měření fázoru v PMU lze rozložit na dvě základní části: vzorkování a filtrace, estimace fázoru a frekvence [4]. Lze rozlišit dva typy měření, mezi nimiž je hlavní rozdíl v nastavení vzorkovací frekvence, která může být buď fixní nebo proměnná (Obr. 3-1). Nevhodná kombinace měřené a vzorkovací frekvence může způsobit únik vzorku z okna, a tudíž je do algoritmu s fixní samplovací frekvencí nutné implementovat post-processingovou korekci. O vlivu frekvence na měření pojednává kapitola 3.4. Pro oba typy nastavení však platí potřeba měření skutečné frekvence.



Obr. 3-1: Základní struktury měření fázoru [4]

Problémy výpočtu fázoru navazující na detekci reálných signálů byly již zmíněny v úvodu. I když spolu všechny úzce souvisí, lze je v této práci rozdělit na problémy vlivem diskretizace, kolísání síťové frekvence, rušení a obsahu jiných frekvenčních složek. Problémy pramenící v samotném vzorkování jsou stručně shrnuty v následujících řádcích a slouží jako úvod pro další posuzování algoritmů pro výpočet fázoru.

Problémy související s digitalizací

Spektrální únik (Spectral leakage) je fenomén spojený především se spektrální analýzou. Při diskretizaci spektra může dojít k úniku části energie, která je zastoupena na frekvenci „mezi vzorky“. Na některých frekvencích tedy dochází ke spektrálnímu úniku v závislosti na vzorkovací frekvenci a počtu vzorků v analyzovaném signálu. Při frekvenční analýze (DFT) je třeba vyvážit hodnoty smplovací frekvence a počtu použitých vzorků, aby bylo rozlišení frekvence optimální, protože oba faktory působí protichůdně. Tento fenomén je jistou paralelou k Heisenbergově principu neurčitosti známého z kvantové fyziky [5]. Problém spektrálního úniku je řešen použitím oken (Hann, Barlett). Vliv spektrálního úniku by neměl být výrazný pro účely analýzy základní harmonické, která je naprosto dominantní v síti ES.

Aliasing je jev spojený se vzorkováním spojitého signálu. Jde o nerozeznatelnost dvou různých signálů, které jsou nedostatečnou smplovací frekvencí navzorkovány tak, že se jeví jako totožné. Pro předejití aliasingu je třeba dodržet Nyquistův teorém, který stanovuje minimální vzorkovací frekvenci jako dvojnásobek maximální frekvence zastoupené v signálu. K potlačení aliasingu se používají anti-aliasingové filtry. Toto opatření nebude při analýze základní harmonické důležité.

Další nepříznivé jevy mohou být způsobené nedostatečnou vzorkovací frekvencí či jejím neceločíselným násobkem vůči analyzované základní harmonické. Nízká vzorkovací frekvence může zapříčinit chybné vyhodnocování fázoru v případech, kdy měřicí algoritmus nedokáže sledovat změny signálu. Proto je třeba volit dostatečně vysokou vzorkovací frekvenci, která je

však zároveň bržděna vysokými nároky na výpočetní techniku a na měřicí zařízení. Pokud není poměr vzorkovací a analyzované frekvence celočíselný, dochází v rámci analyzovaného okna (např. periody) k úniku vzorku mimo toto okno. Jde tedy o podobný problém jako u spektrálního úniku, avšak v časové základně. Způsobená chyba se může posouváním okna zvyšovat a kumulovat. O vlivu frekvence na výpočet fázoru bude pojednáno v kapitole 3.4.

V následující kapitole je uveden přehled standartních metod pro výpočet fázoru. Následují tři kapitoly, z nichž každá se zabývá odděleně jedním problémem zpracování signálu a jeho vlivem na určení fázoru. Provedeny jsou také simulace odezev algoritmů na různé signály včetně vzájemného srovnání. Veškeré simulace jsou realizovány v prostředí Matlab.

3.1 Metody pro výpočet fázoru

Standartní postup pro extrakci zpětné složky je změření fázoru a následná dekompozice do symetrických složek dle Fortescuea. Na měření fázoru lze aplikovat různé algoritmy, které se odlišují svou rychlostí, přesností a citlivostí při neideálních podmínkách zpracovávání signálu. Algoritmy také můžou být provedeny rekurzivně tak, že používají informace předchozího vzorku a tím také snižují potřebný čas pro vyhodnocení. Stručný popis některých metod je uveden níže.

Mannův-Morrisonův algoritmus

Tento algoritmus používá k výpočtu fázoru pouze jeden vzorek signálu a jeho derivaci za předpokladu, že signál zůstává ve formě sinusoidy i po výskytu poruchy. Pokud je navzorkován harmonický signál o průběhu

$$u(t) = U_m \sin(\omega_0 t), \quad (3.1)$$

jeho derivace je

$$u'(t) = \frac{du(t)}{dt} = \omega_0 U_m \cos(\omega_0 t). \quad (3.2)$$

Amplituda U_m lze pak vyjádřit jako

$$U_m = \sqrt{u(t)^2 + \left(\frac{u'(t)}{\omega_0}\right)^2} \quad (3.3)$$

Derivaci diskrétního signálu lze určit ze dvou po sobě jdoucích vzorků za předpokladu, že signál může být považován za hladký a v krátkém úseku lineární. Potom je derivace určena sklonem lineární části signálu mezi dvěma vzorky jako

$$u'(k) = \frac{\Delta u}{\Delta t} = \frac{u(k+1) - u(k)}{\Delta t}, \quad (3.4)$$

kde Δt je vzorkovací interval. Amplituda a fáze k -tého vzorku se pak spočítají z následujících vztahů

$$U_m(k) = \sqrt{u(k)^2 + \left(\frac{u(k+1) - u(k)}{\omega_0 \Delta t} \right)^2} \quad (3.5)$$

$$\varphi(k) = \arctan \left(\frac{u(k) \omega_0 \Delta t}{u(k+1) - u(k)} \right) \quad (3.6)$$

Nevýhodou Mannova-Morrisonova algoritmu je velmi krátké okno, které bude velice nestabilní v případě jakékoliv odchylky vzorkovací frekvence [6]. Pokud okno zabírá jeden vzorek před a druhý po poruše, bude výsledek v tomto případě zcestný [7].

Na podobném principu jsou založeny i další algoritmy, např. Prodar 70, Rockerfellerův-Udrenův algoritmus. Druhý zmíněný využívá tři za sebou jdoucí vzorky a pro výpočet fázoru používá jak první, tak druhou derivaci signálu. Všechny tyto algoritmy se vyznačují stejnými vlastnostmi, kterými je vysoká rychlost a nízká přesnost v neideálních podmínkách. Zmíněné algoritmy nedokáží eliminovat chybu způsobenou jinými složkami signálu, než je základní harmonická, ani chybu způsobenou stejnosměrnou složkou.

Fourierova transformace

Diskrétní Fourierova transformace se často využívá v algoritmech pro měření fázoru. Vyznačuje se odolností proti stejnosměrné složce signálu a dokáže potlačit jiné harmonické frekvence. Měření fázoru základní harmonické vychází z podstaty, že každý periodický signál lze rozložit do Fourierovy řady

$$u(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega_0 t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega_0 t), \quad (3.7)$$

kde a_0 představuje stejnosměrnou složku, koeficienty a_n a b_n představují kosinovou a sinovou složku signálu a lze je vypočítat jako

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u(t) \cos(n\omega_0 t) dt \quad (3.8)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u(t) \sin(n\omega_0 t) dt, \quad (3.9)$$

kde $n=1, 2, \dots, \infty$ je řád harmonické složky, $\omega_0 = 2\pi f_0$ je frekvence základní harmonické a T její perioda. Pokud je signál rozložen pouze do základní harmonické frekvence, koeficienty a_n a b_n reprezentují přímo reálnou a imaginární část hledaného fázoru. Pro diskrétní signál zastoupený v základní periodě K vzorky lze pak složky fázoru k -tého vzorku určit jako

$$U_{\text{Re}}(k) = \frac{2}{K} \sum_{m=0}^{K-1} u(k-m) \cos\left(\frac{2\pi m}{K}\right) \quad (3.10)$$

$$U_{\text{Im}}(k) = \frac{2}{K} \sum_{m=0}^{K-1} u(k-m) \sin\left(\frac{2\pi m}{K}\right). \quad (3.11)$$

Pozn.: Ve výše uvedených vztazích se uvažuje počítání fázoru v k -tém vzorku z předešlé periody, pro počítání z periody následující by v závorce byl člen $k+m$.

Amplituda a fáze fázoru jsou pak určeny převedením složkového do polárního tvaru.

$$U_m(k) = \sqrt{U_{\text{Re}}^2(k) + U_{\text{Im}}^2(k)} \quad (3.12)$$

$$\varphi(k) = \arctan\left(\frac{U_{\text{Im}}(k)}{U_{\text{Re}}(k)}\right) \quad (3.13)$$

Výše uvedené vztahy popisují Fourierovu transformaci počítající fázor z celé periody (full-cycle, FC). Pro zkrácení výpočetní doby algoritmu lze použít i variantu half-cycle, tedy transformaci počítající s polovinou periody základní harmonické. Koeficienty, potažmo reálná a imaginární složka fázoru se vypočtou ze vztahů

$$U_{\text{Re}}(k) = \frac{4}{K} \sum_{m=0}^{K/2-1} u(k-m) \cos\left(\frac{2\pi m}{K}\right) \quad (3.14)$$

$$U_{\text{Im}}(k) = \frac{4}{K} \sum_{m=0}^{K/2-1} u(k-m) \sin\left(\frac{2\pi m}{K}\right). \quad (3.15)$$

Amplituda a fáze se pak spočítají ze stejných vztahů (3.12) a (3.13) jako v předchozím případě. Nevýhodou využití půlperiody je neschopnost potlačit stejnosměrnou složku.

Další snížení výpočetního času lze dosáhnout zavedením rekurzivního výpočtu. V tomto případě je Fourierovou transformací spočítán pouze fázor pro první vzorek, k němuž se přičítají přírůstky [8]. Při stejném značení lze napsat vztah pro rekurzivně vypočtený fázor

$$\bar{U}(k) = \bar{U}(k-1) + \frac{2}{K} (u(m+K) - u(m)) \cdot e^{-jm\frac{2\pi}{K}}, \quad (3.16)$$

kde $m = k, k+1, k+2, \dots$

Rekurzivní algoritmus sice výpočet značně zrychlí, ale výsledek je zatížen větší chybou. Pokud není signál ideální sinusoida, dostaví se v určování přírůstku chyba, která se navíc postupně zvětšuje.

3.2 Odezva algoritmu na změny amplitudy a fáze

Jelikož je metoda lokalizace založena na posuzování změn zpětné složky napětí a proudu, musí tyto změny navržený algoritmus dobře sledovat. Pro účely testování algoritmu je generována řada zkušebních signálů definovaných přímo fázory zpětné složky napětí. Signály jsou zatíženy náhlými změnami, které můžou při vzniku nesymetrie v síti nastat.

Referenčním vstupem algoritmu je tedy přímo fázor zpětné složky napětí definovaný pro každý vzorek. Fázory zpětné složky se transformují do nesymetrické soustavy fázových napětí, ze kterých se stanoví okamžité hodnoty základní harmonické, které jsou následně považovány za měřené veličiny. Z těchto pak algoritmus opět počítá fázory zpětné složky a porovnává je se zadanými.

Nutno podotknout, že v následujících analýzách jsou generovány pouze signály základní harmonické se stálou frekvencí $f = 50$ Hz bez jakéhokoliv rušení. Vliv kolísání frekvence a jiných frekvenčních složek v signálu jsou řešeny v samostatných kapitolách 3.3 a 3.4. Testovací algoritmus také vychází z předpokladu stálé vzorkovací frekvence, která je celočíselným násobkem frekvence základní harmonické, aby nedocházelo k úniku a posunu vzorků.

K testování budou použity konstantní průběhy amplitud a fází fázoru zpětné složky, které budou zatíženy jednotkovými skoky nebo skoky s náběžnou hranou. Pro výpočet fázoru bude použito několik metod, zmíněných v části 3.1. Jako referenční metoda bude brána zdánlivě nejpřesnější Fourierova transformace s výpočtem fázoru z celé periody (FTFC).

Konkrétní příklad vzniku nesymetrie v síti je zemní spojení, kdy napětí postižené fáze klesá k nule a na zdravých fázích se objeví sdružená hodnota napětí. Podobný případ je ukázán na Obr. 3-2, kde je uvažován skok modulu i fáze zpětné složky současně. Analýza je provedena metodou FTFC. Jak lze vidět z posledních dvou grafů, metoda dokáže změny sledovat, avšak po dobu jedné periody, ze které se počítá fázor, dochází k chybnému určení fázoru.

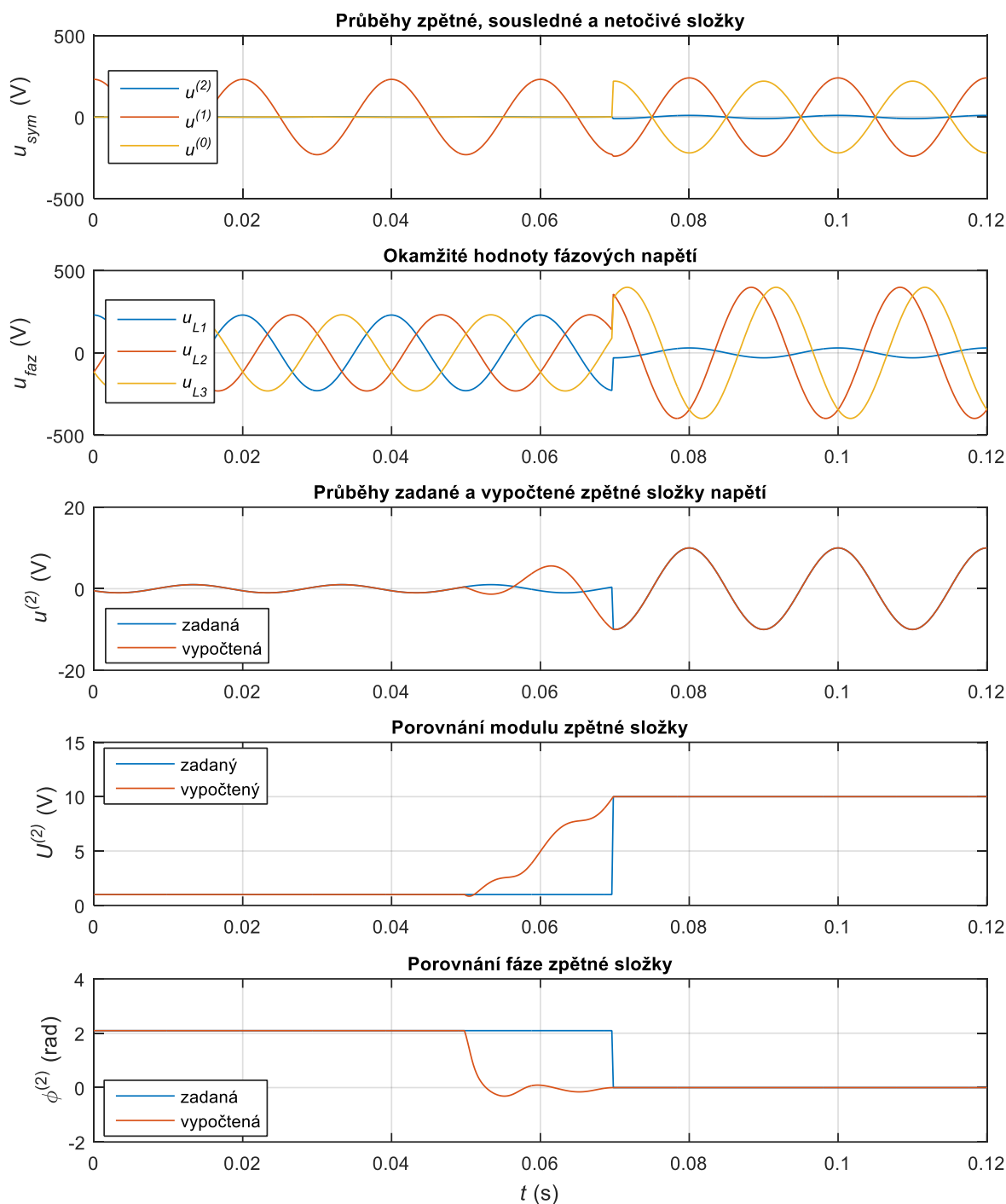
Pro zvolený případ dle Obr. 3-2 byla zhodnocena výkonnost jednotlivých metod. Měřeny byly rychlost a přesnost dané metody. Přesnost byla vyhodnocována pomocí odchylky rekonstruovaných průběhů veličin od těch zadaných, a to vždy pro modul, fázi a okamžitou hodnotu zpětné složky. Vypočteny byly celková, maximální a průměrná odchylka na daném časovém úseku. Kvantitativní srovnání testovaných metod je uvedeno v Tab. 3-1.

Tab. 3-1: Kvantitativní srovnání výkonu metod

veličina	metoda		FTFC	FTFC rek.	FTHC	MM	RU
rychlost	$t = 0,14$ s		1	3,92	1,63	4,87	4,70
	$t = 1$ s		1	9,37	1,89	13,23	9,53
odchylka	celková	modul	1	1,05	0,53	210,08	224,14
		fáze	1	1,13	0,52	5,99	6,03
		průběh	1	1,34	0,53	150,80	153,21
	maximální	modul	1	1,02	0,98	29,22	279,47
		fáze	1	1,03	1,05	1,95	1,96
		průběh	1	1,00	0,98	27,21	36,84
	průměrná	modul	1	1,05	0,49	180,37	192,44
		fáze	1	1,13	0,48	5,14	5,18
		průběh	1	1,34	0,49	129,47	131,54

V tabulce je uvažována jako referenční metoda FTFC, tudíž jsou hodnoty u ostatních metod vztaženy k výsledkům této metody. Z porovnání rychlostí je zřejmé, že referenční metoda je nejpomalejší, zatímco metody počítající fázor jen z několika vzorků (MM, RU) jsou nejrychlejší. To potvrzuje předpoklady uvedené v kapitole 3.1. Mimo uvažovanou poruchu dle Obr. 3-2 byla změřena i rychlost pro delší záznam, aby byly výsledky jednoznačnější – s rostoucím časem záznamu se zvětšuje rozdíl v rychlosti. V případě posuzování odchylek

výpočtu jsou evidentní obrovské hodnoty chyb ve dvou posledních sloupcích. Naopak nejvyšší přesnost vykazuje Fourierova metoda založená na půlperiodovém okně, protože přechodová fáze mezi ustálenými fázory trvá polovinu času než u okna z celé periody. Relativně dobré přesnosti dosahuje i rekursivní Fourierova metoda, která navíc disponuje vysokou rychlostí výpočtu. Nutno podotknout, že zhodnocení dle Tab. 3-1 je vztaženo k jednomu konkrétnímu příkladu signálu a nelze jej považovat za univerzální. Z vyhodnocení je ovšem patrné, že cesta k přesnému určení fázoru vede přes využití nějaké formy Fourierovy transformace, na které se práce v dalším postupu omezí.



Obr. 3-2: Testovací signál podobný průběhu napětí při zemním spojení

3.3 Vliv vyšších harmonických a signálu HDO

Mimo základní harmonické se vyskytují v elektrizační soustavě i vyšší harmonické či mezipharmonické složky. Pro analýzu signálu základní harmonické by bylo ideální odfiltrovat ostatní nežádoucí frekvence tak, aby neovlivňovaly výsledky měření. Maximální velikosti amplitud vyšších harmonických složek v síti VN jsou definovány v normě [9] a jsou uvedeny v Tab. 3-2.

Tab. 3-2: Hodnoty jednotlivých harmonických napětí v předávacím místě v procentech u_1 pro řády harmonických až do 25 [9]

Liché harmonické				Sudé harmonické	
Ne násobky 3		Násobky 3			
Řád harmonické h	Harmonické napětí (u_h)	Řád harmonické h	Harmonické napětí (u_h)	Řád harmonické h	Harmonické napětí (u_h)
5	6 %	3	5 % ^{a)}	2	2 %
7	5 %	9	1,5 %	4	1 %
11	3,5 %	15	0,5 %	6...24	0,5 %
13	3 %	21	0,5 %		
17	2 %				
19	1,5 %				
23	1,5 %				
25	1,5 %				

POZNÁMKA: Hodnoty pro harmonické vyšších řádů než 25 se neuvádějí, jelikož jsou obvykle malé, avšak vlivem rezonančních účinků obtížně předvídatelné.

Kromě násobků základní harmonické se v síti vyskytují i mezipharmonické složky, z nichž nejvýznamnější jsou ovládací frekvence HDO. Používání HDO je upřesněno v normě [10].

Lze použít frekvence v rozmezí 110-1060 Hz. Doporučené vysílací úrovně se pohybují od 1,7 do 5 % hodnoty nominálního napětí. V ČR se v dnešní době používá nejvíce frekvence 216,66 Hz, případně 283,33 a 183,33 Hz, výjimečně 760 či 1060 Hz. Maximální dovolené hodnoty signálů HDO jsou definovány tzv. Meister křivkou, která pro různé kmitočty stanovuje maximální velikosti napětí. Pro kmitočty do 500 Hz je toto maximum 9 % U_n . Doporučená vysílací úroveň pro signál s nejčastěji používanou frekvencí 216,66 Hz je 2 % U_n .

V případě superponování signálu s amplitudou o velikosti 9 % U_n a mezipharmonickou frekvencí 216,66 Hz dojde k nezanedbatelnému zkreslení harmonické sinusoidy. To také negativně ovlivní výpočet fázoru základní harmonické.

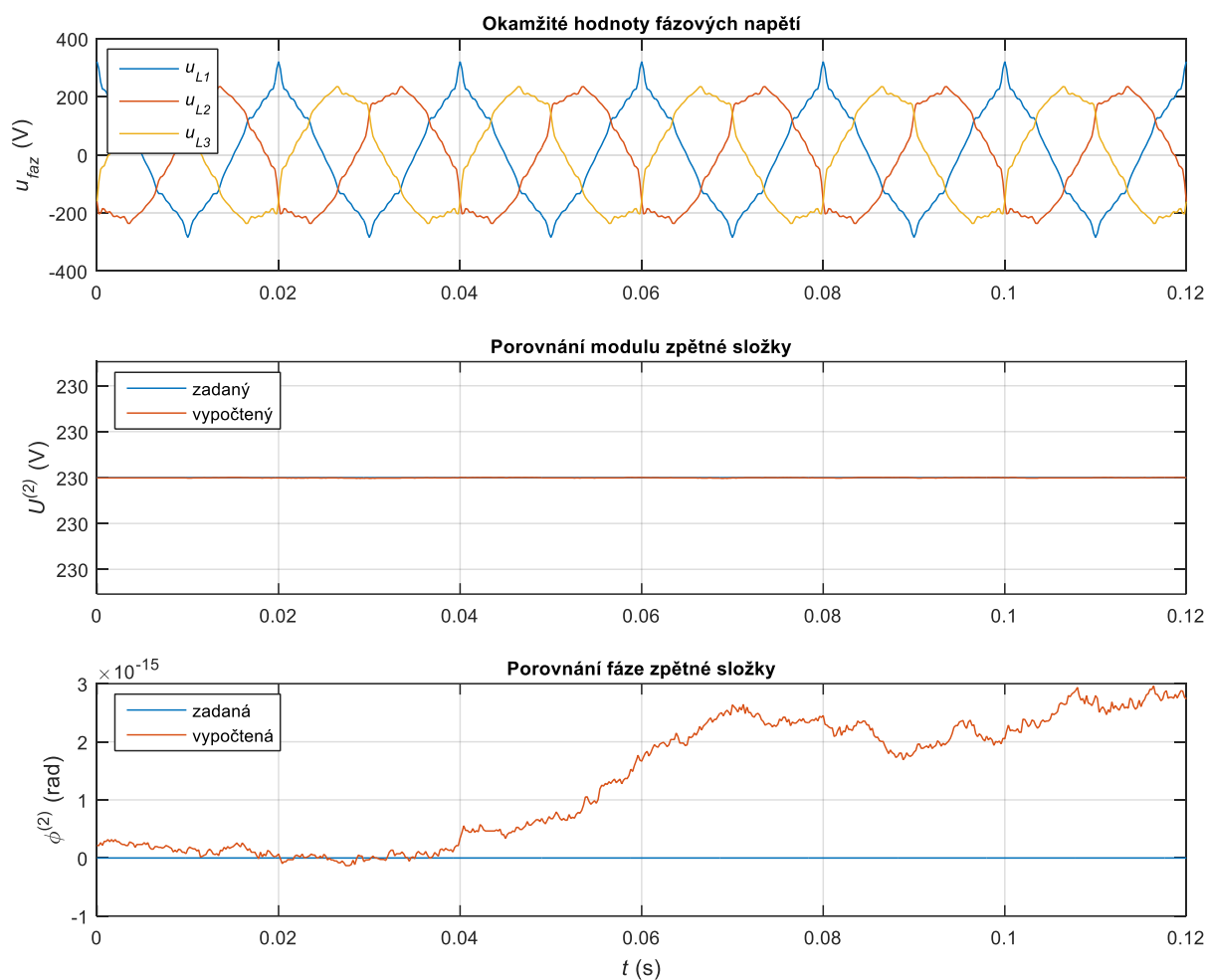
Pro potlačení vyšších harmonických komponent je potřeba navrhnout filtr (blok 3 na Obr. 2-2). Jako řešení se nabízí nějaký filtr typu dolní propust. Protože nejvýraznějších úrovní dosahují nízké liché harmonické (3., 5., 7.), požadavek na strmost filtru, a tudíž jeho řád, je značný. Navíc i frekvence HDO (216,66 Hz) je ve spektru velmi blízko základní harmonické. Co se týče off-line analýzy v prostředí Matlab, lze navrhnout filtr takřka libovolného řádu. V praktické aplikaci však měřicí monitory nedisponují takovým výpočetním výkonem, aby byly schopny tento filtr použít. Ke sledování vlivu vyšších frekvencí lze navrhnout několik filtrů různých řádů a např. vysledovat, který řád je potřebný k dosažení zadané přesnosti. Dále

v textu (kap. 4.3) je navržen jeden typ filtru a porovnávány jsou výsledky výpočtu s filtrem a bez filtru.

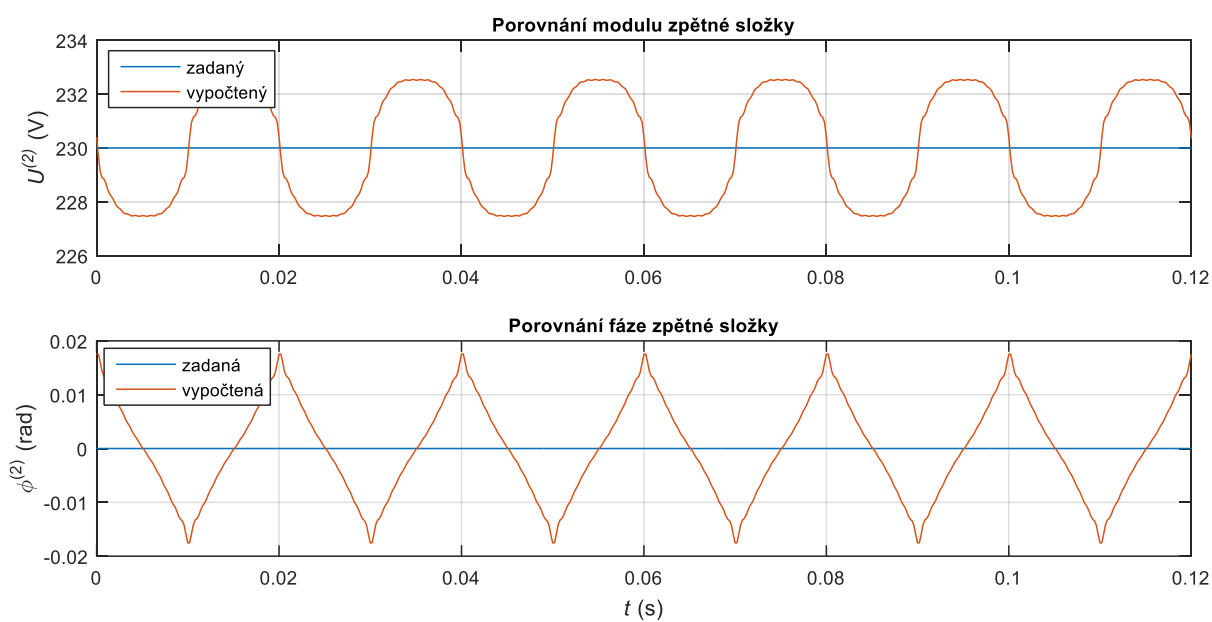
Jinou filtrační metodu navrhuje [3], kde se filtrace vybraných harmonických řádů provádí až po provedení Parkovy transformace v DQ složkách. Autoři této publikace dokonce stejným postupem navrhují extrakci sousledné a zpětné složky signálu. Metoda je navržena především pro velmi narušené provozní podmínky sítě, kde podává slibné výsledky. Výhodou je přesné určení frekvence z krátkého časového úseku, za nevýhodu lze považovat složitou filtraci zvláště pro každou vyšší harmonickou a pravděpodobně neschopnost filtrace meziharmonických frekvencí. Pro testy provedené v [3] byla zjištěna dobrá přesnost určení sousledné složky, naopak u zpětné složky byla změřena nezanedbatelná nepřesnost 2,4 %.

Pro posouzení vlivu vyšších frekvencí na přesnost algoritmů výpočtu fázoru jsou generovány zkreslené signály a následně jsou porovnávány zadané a vypočtené moduly a fáze zpětné složky základní harmonické stejně jako v části 3.2. Tento vliv je opět zkoumán izolovaně, a tedy bez přítomnosti skokových změn napětí a bez vlivu odchýlení síťové frekvence. Vyšší harmonické frekvence jsou generovány jako násobky základní frekvence 50 Hz, frekvence HDO je pak uvažována 216,66 Hz. Vstupní nezkreslený signál je tvořen pouze zpětnou složkou, s nulovou souslednou a netočivou složkou, ve fázích jsou tedy napětíové sinusoidy vzájemně posunuty o 120° , avšak s opačným pořadím než v symetrické soustavě.

Na základě závěru z porovnání metod v části 3.2 jsou dále uvažovány jen metody založené na Fourierově transformaci. Na Obr. 3-3 je vstupní signál zkreslen vyššími harmonickými až do řádu 25 dle Tab. 3-2. Vyšší harmonické byly superponovány v úrovni maximálních hodnot dle normy, aby tak vytvořily zdánlivě nejhorší případ. Na Obr. 3-3 je výpočet fázoru proveden z celoperiodového okna Fourierovy transformace, na Obr. 3-4 z okna půlperiodového. Ze srovnání obou metod je patrné, že výpočet fázoru celoperiodovou metodou není zatížen skoro žádnými chybami. U metody s polovičním oknem velikost modulu i fáze osciluje kolem referenční hodnoty, avšak maximální odchylky dosahují u obou veličin maximálně 1 %.



Obr. 3-3: Maximálně zkreslený signál vyššími harmonickými, metoda FTFC

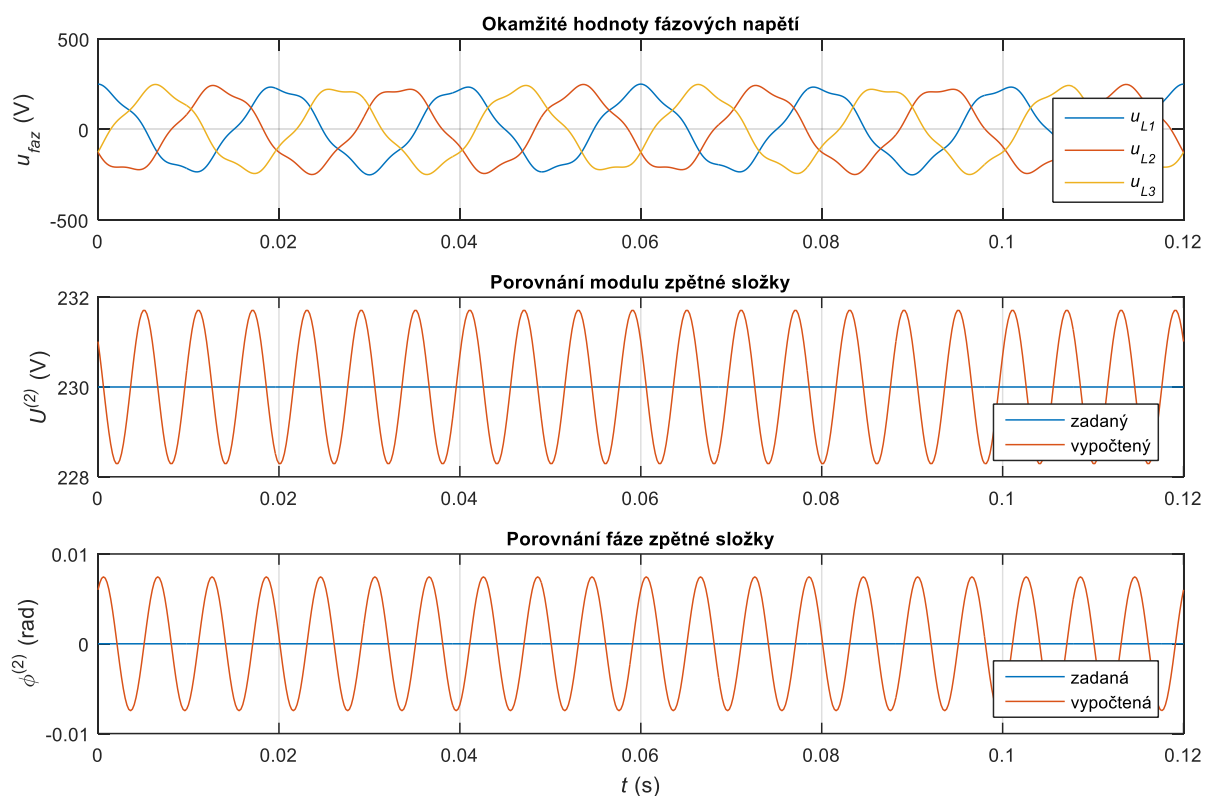


Obr. 3-4: Maximálně zkreslený signál vyššími harmonickými, metoda FTHC

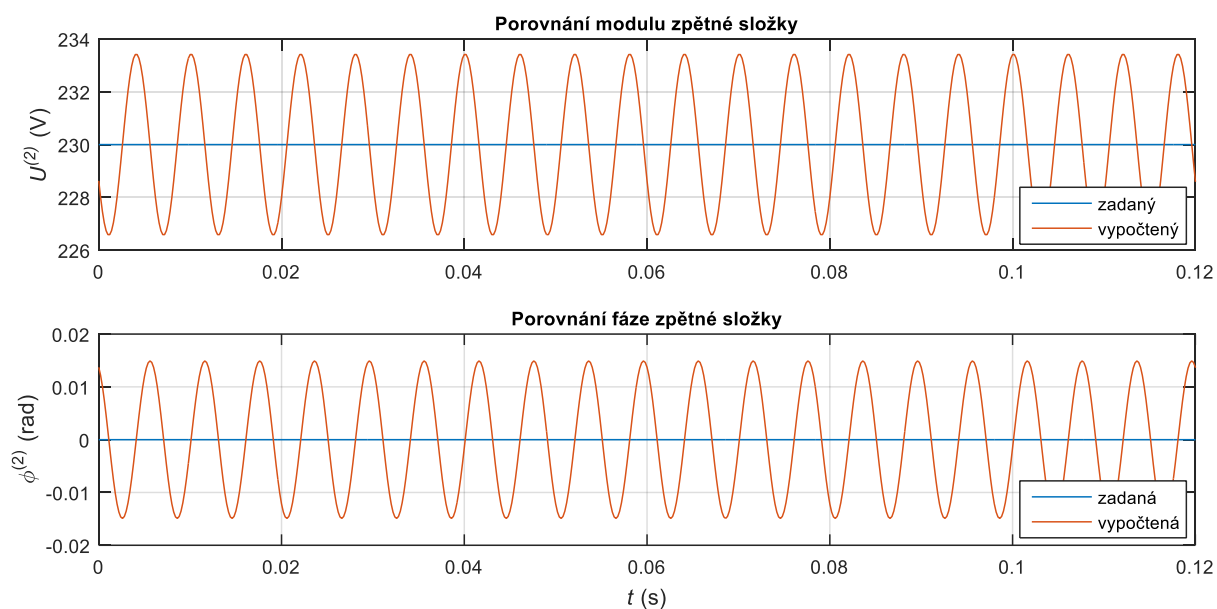
Na následujících obrázcích (Obr. 3-5 a Obr. 3-6) je demonstrován vliv signálu HDO s extrémní úrovní 9 % U_n a nejběžnější frekvencí v ČR 216,66 Hz. Tento signál je symetricky superponován na harmonický průběh silové složky. Na Obr. 3-5 je výpočet fázoru proveden metodou FTFC, na Obr. 3-6 metodou FTHC. Z grafů je patrný vliv na výpočet modulu i fáze, kdy obě hodnoty vypočtených veličin oscilují kolem těch vstupních. U metody výpočtu z celé periody je odchylka menší než 1 %, u metody vycházející z půlperiody je pak odchylka dvojnásobná.

Na obrázcích Obr. 3-7 a Obr. 3-8 je pak vstupní signál zatížen zkreslením vyššími harmonickými v maximální míře i extrémní úrovní signálu HDO, tedy kombinací předešlých dvou faktorů. U metody FTFC je odezva shodná s odezvou na izolované zkreslení signálem HDO a dosahuje tedy úrovně do 1 %. U metody FTHC je výsledná chyba kombinací odchylek obou předešlých případů a dosahuje úrovně až 3 %.

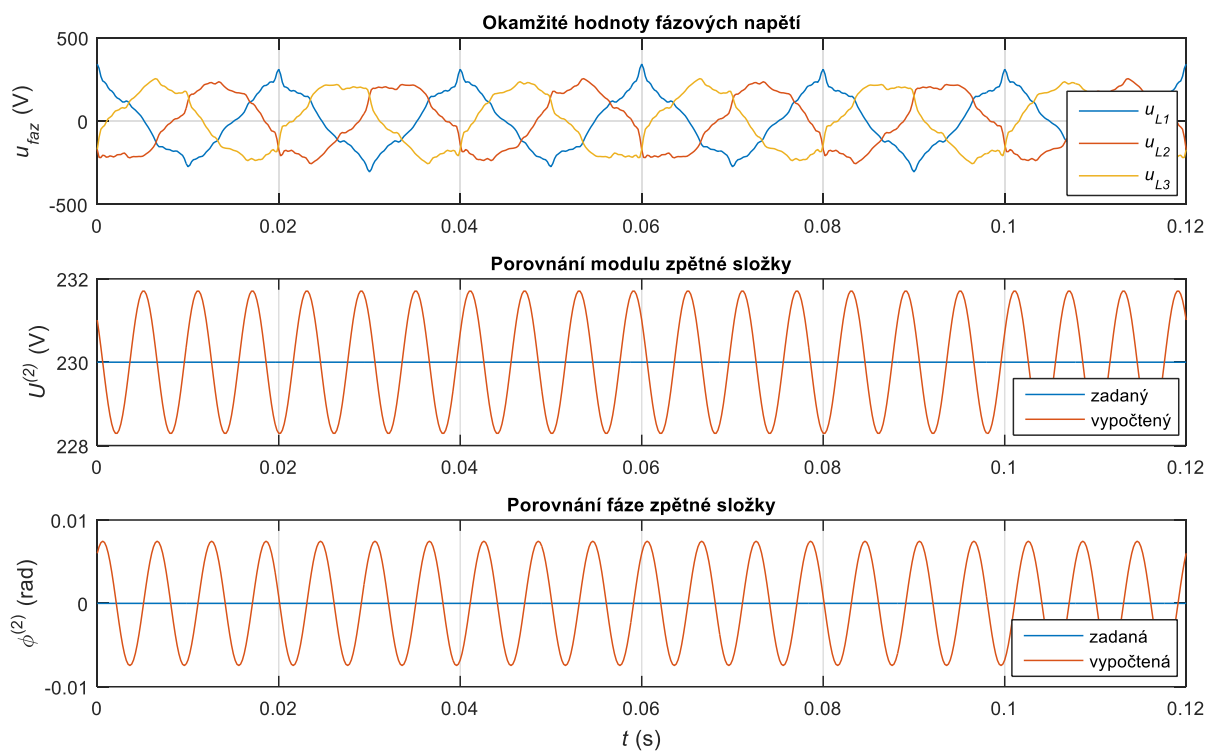
Z výše provedených testů plyne, že metody výpočtu fázoru založené na Fourierově transformaci jsou relativně odolné vůči vyšším harmonickým, či meziharmonickým frekvencím. Lepší výsledky podává varianta výpočtu z okna celé periody. Nutno podotknout, že testy byly prováděny se stálou frekvencí základní harmonické a bez změn fázorů zpětné složky. Metoda FTFC se ukazuje jako takřka imunní vůči vyšším harmonickým, a proto bude dále v textu uvažována jen tato metoda. Nicméně meziharmonické frekvence způsobují při určení fázoru nezanedbatelné odchylky, které musí být potlačeny pod cílenou hranici, která je v případě efektivní hodnoty fázoru stanovena na 0,1 V. Použití nějakého způsobu filtrace je tedy nutné. Nemusí však jít nutně o vstupní filtr, jelikož při výpočtu změny zpětné složky (viz kap. 2.2) může být vliv nežádoucích frekvenčních složek potlačen principem průměrování. Rozbor tohoto řešení je uveden v části 4.2.



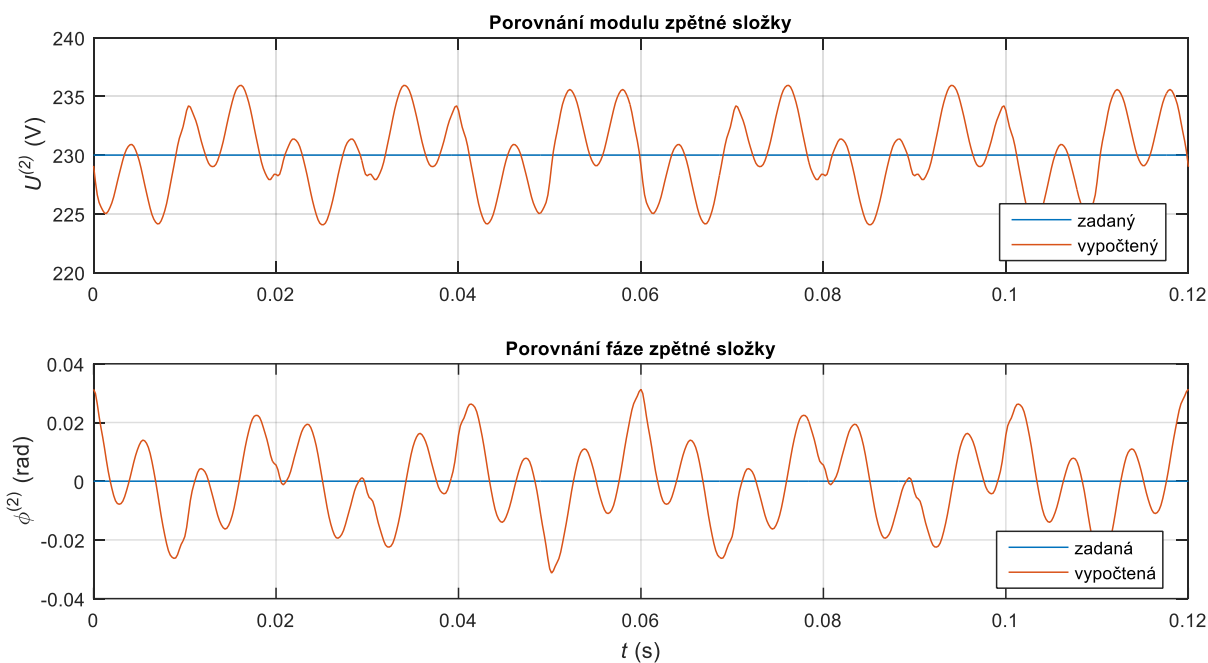
Obr. 3-5: Zkreslený signál vlivem HDO ($f_{HDO} = 216,66$ Hz), metoda FTFC



Obr. 3-6: Zkreslený signál vlivem HDO ($f_{HDO} = 216,66$ Hz), metoda FTHC



Obr. 3-7: Zkreslení vyššími harmonickými a HDO, metoda FTFC



Obr. 3-8: Zkreslení vyššími harmonickými a HDO, metoda FTHC

3.4 Vliv změn frekvence na přesnost algoritmu pro výpočet fázoru

Frekvence je systémová veličina elektrizační soustavy se jmenovitou hodnotou 50 Hz. Kvůli nepřetržitě probíhajícím dějům v ES kolísá frekvence kolem své nominální hodnoty. Dle normy ČSN EN 50160 [9] musí být frekvence v síti VN za normálních provozních podmínek v mezích 49,5 až 50,5 Hz po 99,5 % roku. Algoritmus zpracovávající signál by měl být odolný vůči odchylkám frekvence (± 1 %) od jmenovité hodnoty. Jelikož většina dosud uvažovaných algoritmů počítá s fixním nastavením na očekávanou frekvenci 50 Hz, může představovat odchýlení frekvence vstupního signálu problém.

Potlačení vlivu kolísající frekvence je možné dosáhnout jejím měřením a následným použitím ve vzorkování signálu, jak již bylo zmíněno v úvodu části 3. Jelikož některé metody měření frekvence jsou založeny na měření fázoru, je nutné zajistit vhodnou součinnost a konvergenci obou výpočtů. Proměnná vzorkovací frekvence je v praxi používána, ale podle [4] není tak dobře prozkoumána a naráží na řadu problémů. Pro účely této práce bude z důvodu laboratorních podmínek nutné použít zařízení s fixní vzorkovací frekvencí.

Druhou možností, jak zmírnit nepříznivý vliv odchylek frekvence, je provedení korekce buď během výpočtu, nebo až v post-processingu. I pro tyto případy je ale potřeba změřit reálnou frekvenci, aby bylo možné výsledek vhodně korigovat.

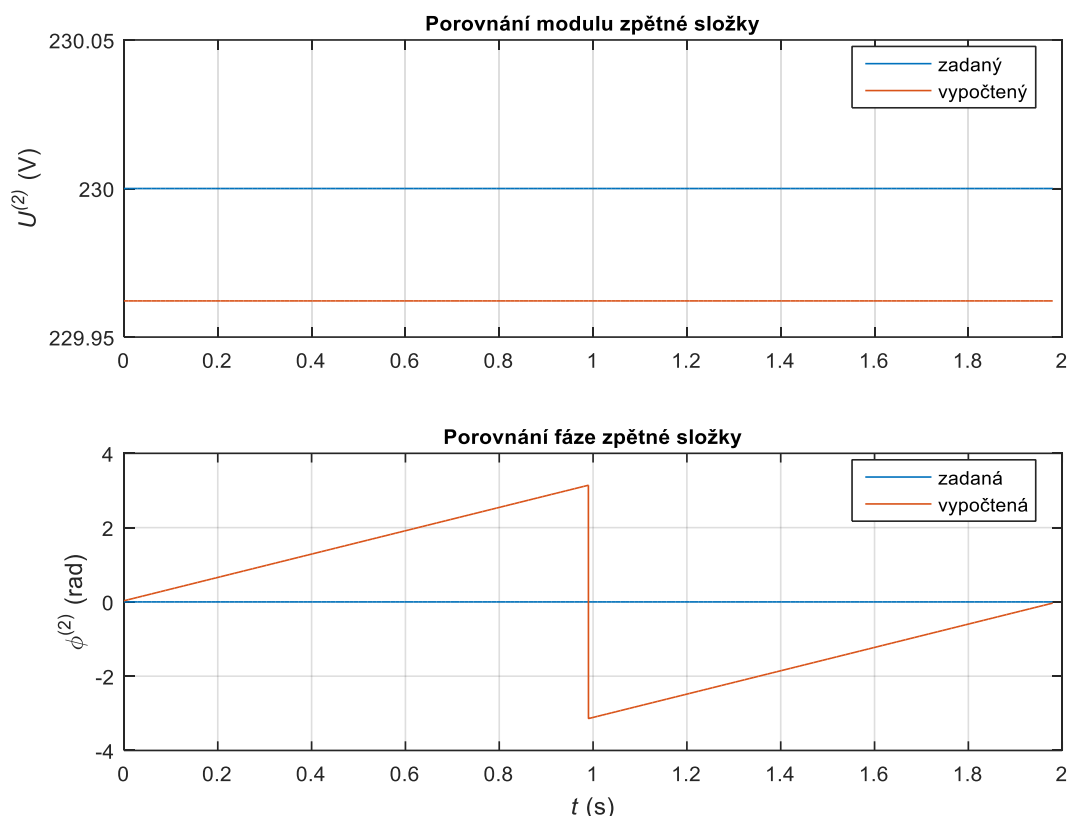
Nejběžnější metody pro měření frekvence jsou: měření průchodů nulou (Zero Crossing), metoda nejmenších čtverců, Kalmanovy filtry, demodulace a měření založené na fázorech (Phasor-based). Poslední dvě zmíněné jsou zabudovány v komerčních PMU a podávají uspokojivé výsledky při velkých odchylkách frekvence [4]. Při měření frekvence založené na měření fázoru se frekvence odvozuje z vypočtené fáze. Demonstrace nekorigovaného vlivu odchylky frekvence je uvedena níže.

Stejným způsobem jako v předchozích částech byl zkoumán vliv odchýlené frekvence základní harmonické od nominální hodnoty. Pro hraniční hodnotu 50,5 Hz, tedy odchylku +1 %, byl proveden výpočet, přičemž byl opět použit signál sestávající pouze ze zpětné složky. Srovnání vstupních a výstupních hodnot fázorů je na Obr. 3-9, kde je využito metody FTFC s tím, že výsledek metody FTHC je totožný. Z grafů je patrné, že modul je určován s minimální chybou, avšak fáze je v každém okamžiku jiná, a dosahuje odchylky až 100 %. Chyba fáze je způsobena použitím jmenovité (konstantní) frekvence ve Fourierově metodě, čímž dochází neustále k posouvání vzorků od správné hodnoty. Je zřejmé, že velikost chyby fáze je úměrná odchylce signálu od jmenovité frekvence. Je vidět, že chyba při frekvenci 50,5 Hz za cca 1 vteřinu dosáhne maxima (3,14 rad), což potvrzuje elementární výpočet (3.17), kterým lze určit, že v tomto okamžiku budou vlny s rozdílnými frekvencemi v protifázi.

$$\Delta\varphi = 2\pi \cdot \Delta f \cdot \Delta t = 2\pi \cdot (f - f_n) \cdot (t_1 - t_0) = 2\pi \cdot (50,5 - 50) \cdot (1 - 0) = \pi \text{ rad} \quad (3.17)$$

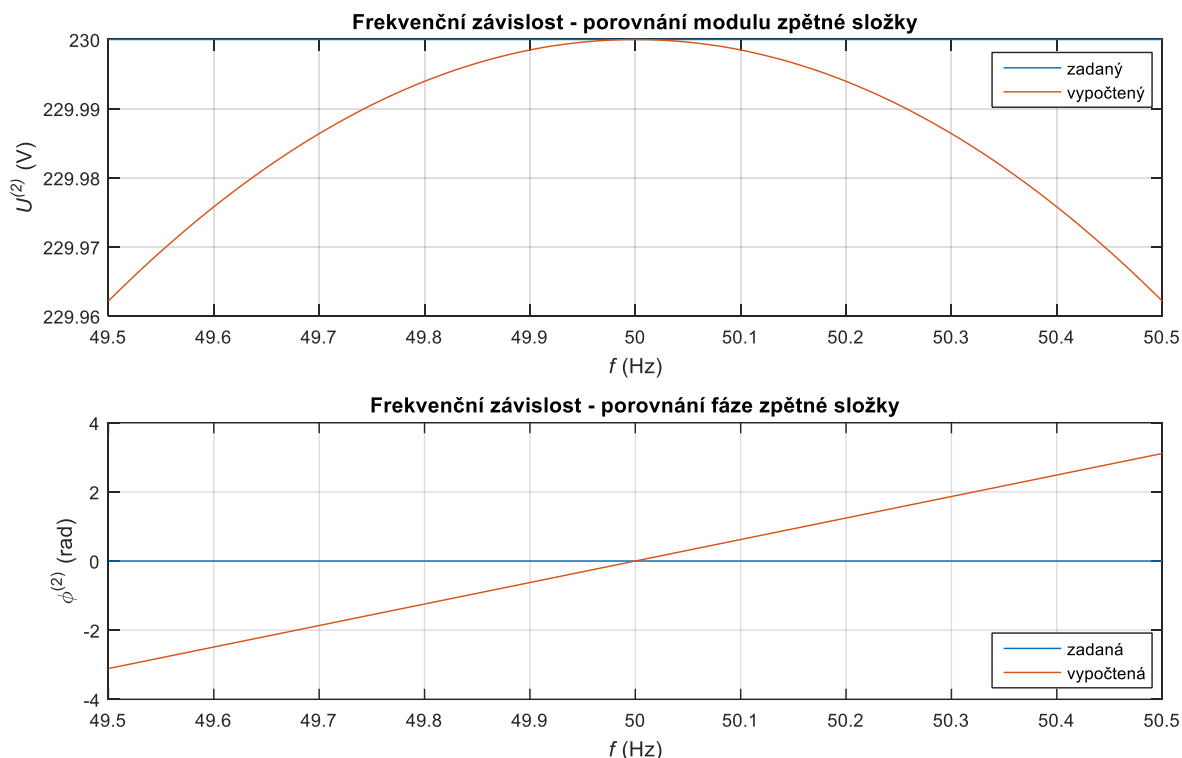
Nejen tedy, že fázor v každém okamžiku je počítán špatně, ale chyba navíc není konstantní a v kumulativním pojetí s časem neustále narůstá. Je nutné poznamenat, že při způsobu výpočtu změny zpětné složky (viz část 2.2) je tato časová úměra vysoce nežádoucí, neboť během

časového odstupu oken může dojít k výrazné změně určované fáze a rozdíl fázorů je potom určen špatně. Podle [2] lze běžně nastavit vzdálenost oken na 0,02 až 1 s. V extrémním případě by tedy při odčítání dvou stejných vstupních fázorů (bezporuchový stav) mohlo dojít k jejich sčítání, protože by vůči sobě byly pootočený o chybu fáze o velikosti π rad. Vliv odchýlené frekvence od nominálních 50 Hz je tedy velmi nepříznivý a musí být v dalším postupu odstraněn.



Obr. 3-9: Výpočet fázoru při frekvenci 50,5 Hz, metoda FTFC

Již bylo naznačeno, že chyba fáze je úměrná odchýlení frekvence od jmenovité hodnoty. Tato závislost je demonstrována na Obr. 3-10, kde je výpočet prováděn pro frekvence v rozmezí $(50 \pm 1 \%)$ Hz, a to pro časový okamžik, kdy je odchylka fáze maximální ($t = 0,98$ s). Lze pozorovat, že závislost je lineární, což je v souladu se vztahem (3.17). Na stejném obrázku je vidět minimální chybu ve výpočtu modulu zpětné složky. Ta je způsobena únikem vzorku a lze ji odstranit přizpůsobením vzorkování skutečné frekvenci, v případě off-line analýzy převzorkováním již pořízeného záznamu (viz část 4.4.2). Velikost chyby modulu je oproti chybě fáze téměř zanedbatelná.



Obr. 3-10: Frekvenční závislost odchylek modulu a fáze zpětné složky

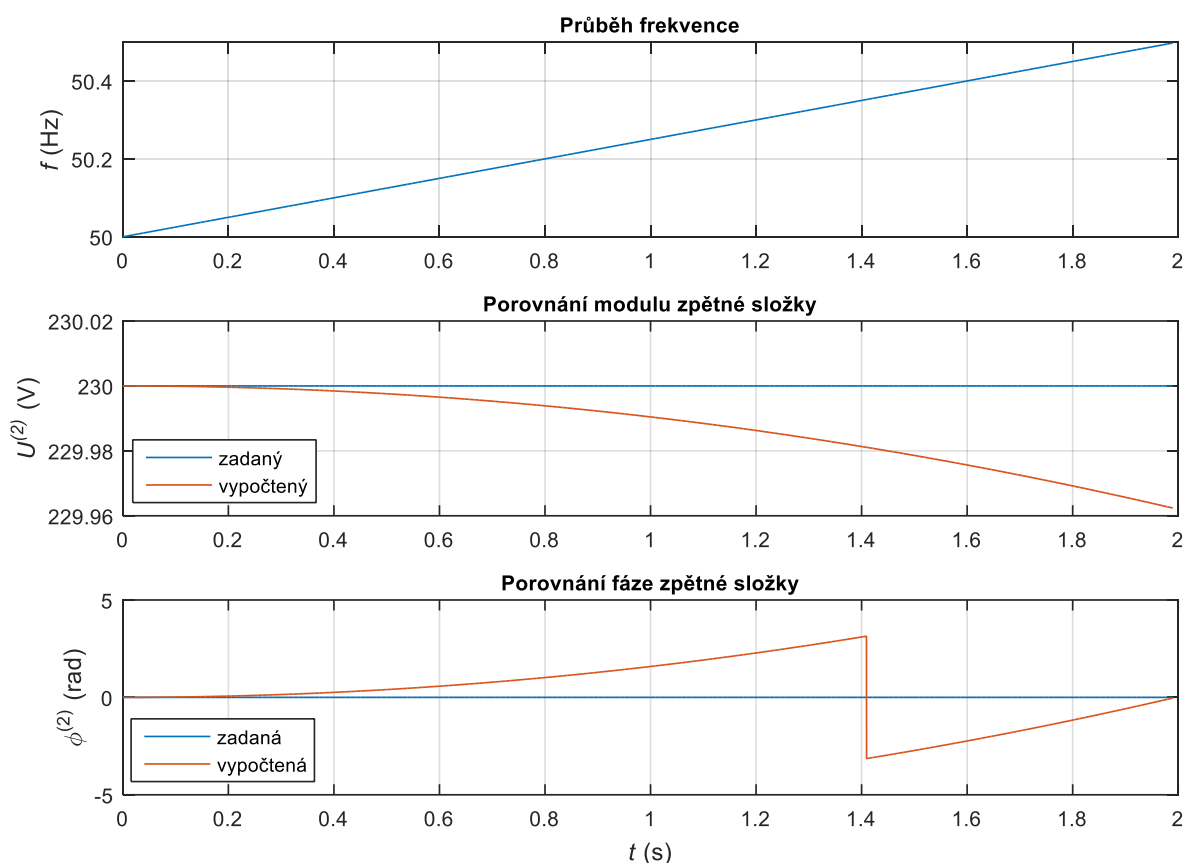
V předchozí analýze byla uvažována frekvence sice odchýlená od nominální hodnoty, avšak ustálená na konstantní hodnotě během celého záznamu. Další komplikace přináší kolísání frekvence, které lépe vystihuje reálnou podstatu chování sítě. Dá se předpokládat, že výpočet modulu opět nebude zatížen výraznými chybami, zatímco chyba fáze bude značná a bude mít těžko odhadnutelný průběh. Změny frekvence v čase jsou dalším zdrojem chyb při výpočtu změny fázoru. Pokud se změní frekvence mezi okamžiky záznamů oken počítající změnu fázoru, nelze již odhadnout změnu fáze z lineární závislosti vztahu (3.17), protože reálná frekvence f je funkcí času. Pro lineárně rostoucí frekvenci z hodnoty 50 na 50,5 Hz během časového úseku dvou vteřin je situace znázorněna na Obr. 3-11. Podobně rychlé změny frekvence jsou ovšem extrémní a nelze je v síti očekávat.

Korekce chyb

Pro správné korigování chyb způsobených odchýlenou frekvencí od nominální je nutné skutečnou frekvenci znát. Vzhledem k tomu, že odchylky modulů jsou velice malé, není potřeba jejich výpočet nutně korigovat, v případě výpočtu fáze je již korekce nezbytná. V základě lze použít pro zvolené metody výpočtu dvě možnosti. První je implementování změřené frekvence přímo do Fourierovy metody, druhou je počítání fázoru se jmenovitou hodnotou frekvence a na základně odchylky frekvence pak provádět korekce dle vztahů odvozených z (3.17). Nicméně v obou variantách je pro dosažení dobrých výsledků potřeba realizovat měření frekvence. Protože Fourierův vzorec (3.10) počítá s celočíselným počtem vzorků K v periodovém okně, implementaci změřené frekvence lze provést pouze převzorkováním záznamu tak, aby byl

dodržení počet vzorků na skutečnou periodu (danou změřenou frekvencí). O zavedení převzorkování pojednává kapitola 4.4.2.

Při měření frekvence lze posouvat výpočetní okno po jednom vzorku a pro každý tak estimovat frekvenci zvlášť. Otázkou však je, jak dlouhé okno je potřeba pro odhad frekvence. Na jednu stranu je potřeba mít okno dostatečně dlouhé, aby bylo k dispozici dostatek vzorků pro výpočet, na druhou stranu je vhodné krátké okno pro potlačení vlivu přechodných jevů. V případě krátkých, několikavteřinových záznamů lze považovat frekvenci během celého záznamu za konstantní.



Obr. 3-11: Výpočet fázoru při rostoucí frekvenci

4 Optimalizace algoritmu

V této části jsou k problémům výpočtu fázoru, které byly prezentovány v předchozí, 3. kapitole, navržena řešení, jež jsou následně odzkoušena v analýze jak testovacích, tak reálných signálů. Při volbě metody výpočtu fázoru pomocí Fourierovy transformace z celoperiodového okna se ukázaly jako největší problémy přítomnost meziperiodických složek v signálu (primárně HDO) a odchýlení frekvence od nominální hodnoty 50 Hz. Jednotlivé problémy spolu úzce souvisí, přesto jsou pro lepší přehlednost řešeny v oddělených podkapitolách a provázány odkazy. Podkapitoly jsou řazeny s ohledem na pořadí problémů v předchozí kapitole a v souvislosti s myšlenkovým procesem autora.

4.1 Výpočet velikosti změny zpětné složky

Na bázi teoretického rozboru a odzkoušení metod výpočtu fázoru v předchozí části je konstruován postup na základě výpočtu fázoru pomocí Fourierovy transformace z celé periody. Vzorce pro výpočet reálné a imaginární části fázoru diskrétního signálu jsou ve vztazích (3.10) a (3.11), v nichž je fázor počítán pro poslední vzorek definovaného časového rámce o počtu vzorků K . Při kontinuálním výpočtu fázoru pro každý vzorek signálu je pravděpodobně lepší umístit vzorek do středu tohoto rámce, a tudíž zahrnout do výpočtu půlperiodu před a půlperiodu za vzorkem. Ve vztahu se změní meze sumace a pro efektivní hodnotu reálné části fázoru platí

$$U_{\text{Re}}(k) = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2}{K} \sum_{m=-\lfloor K/2 \rfloor}^{\lceil K/2 \rceil - 1} u(k+m) \cos\left(\frac{2\pi m}{K}\right), \quad (4.1)$$

pro imaginární část je vztah analogický.

Podobně na střed se nastaví výpočet velikosti změny zpětné složky. Jelikož není uvažováno nastavení popudových hodnot, jedinými vstupními parametry výpočtu změny jsou v korelaci s blokem 5 na Obr. 2-2

- velikost oken F1 a F2 N_{F1_2} [per]
- a čas jejich posunu Δt_{F1_2} [s].

Po přepočtení těchto veličin na vzorky lze velikost změny zpětné složky napětí pro k -tý vzorek vyjádřit jako rozdíl průměrných hodnot zpětných složek napětí v rámci jednotlivých oken

$$\left| \Delta \bar{U}^{(2)}(k) \right| = \left| \bar{U}_{\text{F2}}^{(2)}(k) - \bar{U}_{\text{F1}}^{(2)}(k) \right| = \left| \frac{\sum_{m=\lceil \Delta K_{\text{F}}/2 \rceil}^{\lceil \Delta K_{\text{F}}/2 \rceil + K_{\text{F}}} \bar{U}^{(2)}(k+m)}{K_{\text{F}}} - \frac{\sum_{m=-\lfloor \Delta K_{\text{F}}/2 \rfloor}^{-\lfloor \Delta K_{\text{F}}/2 \rfloor - K_{\text{F}}} \bar{U}^{(2)}(k+m)}{K_{\text{F}}} \right|, \quad (4.2)$$

kde $K_{\text{F}} = N_{\text{F1}_2} \cdot K$ je počet vzorků v jednotlivých oknech F1 a F2

a $\Delta K_{\text{F}} = \Delta t_{\text{F1}_2} \cdot f_{\text{vz}}$ je počet vzorků definující jejich časový odstup.

4.2 Filtrace HDO optimalizací průměrovacích oken

V této části je rozebrán způsob potlačení negativního vlivu meziharmonické frekvence HDO na výpočet velikosti změny zpětné složky. Jednotlivé aspekty ovlivňující optimalizaci jsou představovány postupně v oddělených podkapitolách, jejichž pořadí sleduje myšlenkový postup autora. Shrnutí optimalizačních opatření je uvedeno až v části 4.2.4. Princip filtrace je představen na případu s nulovou odchylkou systémové frekvence od nominální hodnoty a s uvažováním fixní frekvence HDO o hodnotě 216,66 Hz., což odpovídá problémům prezentovaným v části 3.3. Vztahy jsou poté korigovány pro případy s odchýlenou systémovou frekvencí. Platnost způsobu filtrace je dále ukázána i na jiných frekvenčních složkách, jejichž porovnáním s nejběžnějšími frekvencemi vysílání HDO v ČR je docíleno výsledných doporučení.

Pozn.: Pro lepší přehled je zavedena veličina W reprezentující velikost okna v časových jednotkách. Zatímco parametr velikosti oken N_{F1_2} je uváděn v periodách základní harmonické, W bude udáváno v sekundách, či milisekundách.

4.2.1 Princip filtrace

Jelikož cílovou veličinou je změna zpětné složky počítaná ze dvou časových oken, lze chybu při výpočtu fázoru zpětné složky způsobenou rušením HDO ve výsledné změně potlačit vhodným nastavením těchto výpočetních oken. Pokud je na signál základní harmonické superponován signál HDO o frekvenci f_{HDO} , projeví se ve výpočtu fázoru zpětné složky po transformaci do souměrných složek kmitáním o frekvenci

$$f_{HDO}^{(2)} = f_{HDO} - f_{syst} \quad (4.3)$$

V případě, kdy má systémová frekvence nominální hodnotu $f_{syst} = f_n$ a frekvence HDO má hodnotu $f_{HDO} = 216,66$ Hz, má frekvence relativního točení obou fázorů hodnotu $f_{HDO}^{(2)} = 216,66 - 50 = 166,66$ Hz, což se promítne oscilacemi v modulu i fázi zpětné složky, jak lze pozorovat na Obr. 3-5.

Jak již bylo zmiňováno v kapitolách 2.2 a 4.1, v rámci časových oken F1 a F2 jsou počítány průměrné hodnoty, z nichž je následně určena změna veličiny pro daný vzorek. Pokud budou okna F1 a F2 nastavena tak, aby jejich délka byla celočíselným násobkem periody transformovaného signálu HDO, bude kmitání ve změně zpětné složky potlačeno. Průměrná hodnota vypočítaná v rámci jednoho okna bude odpovídat střední hodnotě, okolo které kmitají okamžité odchylky, a vliv HDO na výslednou změnu bude nulový. Perioda kmitání HDO ve fázoru zpětné složky má hodnotu

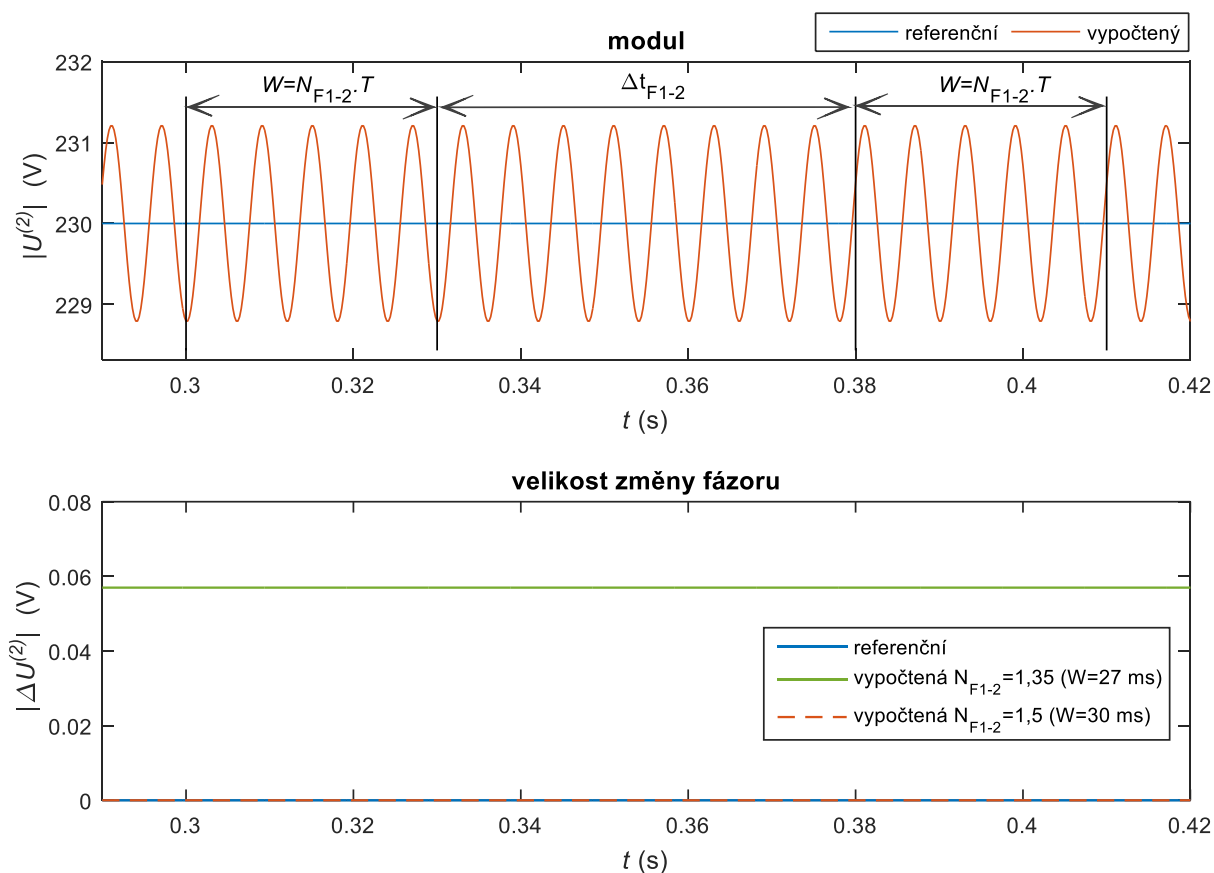
$$T_{HDO}^{(2)} = \frac{1}{f_{HDO}^{(2)}} = \frac{1}{f_{HDO} - f_{syst}}, \quad (4.4)$$

ve zmíněném případě s nominální síťovou frekvencí a nejběžnější hodnotou frekvence HDO pak hodnotu $T_{HDO}^{(2)} = \frac{1}{166,66} = 6$ ms. Vhodná (ideální) délka oken W_{id} tedy musí splňovat podmínku

$$W_{id} = n_w \cdot T_{HDO}^{(2)} = \frac{n_w}{f_{HDO} - f_{syst}}, \quad (4.5)$$

kde n_w je počet HDO⁽²⁾-period v ideální šířce okna. V uvažovaném případě musí být W_{id} celočíselným násobkem 6 ms. Z možností nastavení dle [2] přichází k úvahu několik variant, z nichž blízko základnímu nastavení je např. hodnota 30 ms, tedy 1,5násobek periody základní harmonické. Ta bude použita i při zpracování naměřených údajů.

Správnost této úvahy lze demonstrovat srovnáním dvou případů nastavení délky oken. V nejlepším případě bude délka W nastavena optimálně na $W = W_{id} = 30$ ms, v nejhorším případě bude nastavení o půl HDO⁽²⁾-periody kratší, tedy $W = 27$ ms. Srovnání je vyobrazeno na Obr. 4-1, kde je zpracováván signál s 3% úrovní HDO. V horním grafu je vypočtený modul fázoru zpětné složky napětí s vyznačením oken F1 a F2 o nastavené délce 30 ms a libovolně zvolenou časovou diferencí oken 50 ms. Je vidět, že průměr v rámci okna bude odpovídat střední hodnotě 230 V, což se promítne v dolním grafu nulovou odchylkou vypočtené změny od referenční hodnoty. V případě délky okna 27 ms (o půl periody červené sinusoidy kratší) bude průměr v rámci oken odlišný jak navzájem od sebe, tak i od referenčních 230 V. Výsledkem je odchylka změny od správné referenční hodnoty. Nutno připomenout, že výsledná změna se počítá z rozdílu fázorů, které jsou komplexními čísly, zatímco v grafech je často vykreslována jen jejich absolutní hodnota.



Obr. 4-1: Změna fázoru v závislosti na velikosti oken F1 a F2

Velikost oken F1 a F2 se v konfiguraci MZSN definuje jako počet period základní harmonické. Vzájemný vztah s časovou veličinou W lze vyjádřit jako

$$N_{F1_2} = W \cdot f_n = \frac{W}{T_n} \quad (4.6)$$

Důvod použití nominální frekvence v předchozím vztahu je následující: Pokud by se totiž nastavoval parametr N_{F1_2} jako násobek skutečné periody, délka okna by byla nepřímo úměrná systémové frekvenci

$$W = N_{F1_2} \cdot T_{\text{syst}} = \frac{N_{F1_2}}{f_{\text{syst}}} \quad (4.7)$$

což je v rozporu s požadavkem na ideální délku okna W_{id} vyjádřeným ve vztahu (4.5). Proto není vhodné nastavovat délku okna jednoduše jako násobek skutečné (estimované) periody. Korektní postup spočívá v určení ideální délky okna dle vztahu (4.5) a následným zaokrouhlením na nejbližší vzorek, což bude popsáno v dalším textu.

4.2.2 Problém odchýlené síťové frekvence

Dosud byl princip filtrace nastavením oken uvažován na případech, kdy byla fixní jak frekvence HDO, tak systémová. Problém však nastane, když se frekvence základní harmonické f_{syst} odchýlí od nominální hodnoty $f_n = 50$ Hz a frekvence HDO bude stále na pevné hodnotě (např. $f_{\text{HDO}} = \text{konst.} = 216,66$ Hz). Relativní rychlost točení fázoru HDO vůči základní harmonické již nebude 166,66 Hz, ale bude záviset na velikosti odchylky síťové frekvence dle vztahu (4.3). Perioda točení relativního fázoru zpětné složky se bude měnit se systémovou frekvencí dle vztahu (4.4). Požadovaná (ideální) délka okna W_{id} jako celistvý násobek této HDO⁽²⁾-periody bude růst s rostoucí systémovou frekvencí dle vztahu (4.5).

Pro korektní určení fázoru je v případě odchýlené systémové frekvence potřeba převzorkovat signál dle skutečné (estimované) frekvence, viz vztah (4.21) v části 4.4. Nová vzorkovací frekvence má hodnotu

$$f_{\text{vz,est}} = \frac{f_{\text{vz,fix}}}{f_n} \cdot f_{\text{est}} \quad (4.8)$$

kde $f_{\text{vz,fix}}$ je fixní vzorkovací frekvence měřicího zařízení, f_{est} je estimovaná hodnota skutečné systémové frekvence a f_n je jmenovitá hodnota frekvence.

Aby bylo možné do algoritmu jednoduše zadávat nastavení N_{F1_2} v uživatelsky přijatelných hodnotách (jako např. 1,5 per), je potřeba dodržet následující poustup, který se skládá ze dvou kroků:

- 1) Nejprve bude voleno fixní nastavení N_{F1_2} pro případ kdy platí $f_{\text{syst}} = f_n$. Dosazením zjednodušeného vztahu (4.5) do vztahu (4.7) budou přípustné hodnoty nastavení

$$N_{F1_2} = n_w \frac{f_n}{f_{\text{HDO}} - f_n} \quad (4.9)$$

z nichž se vybere jedna hodnota pro jednu hodnotu celočíselného koeficientu n_w .

- 2) V druhém kroku bude vybrané nastavení přizpůsobeno novému vzorkování tak, aby počet vzorků vymezující okno co nejlépe odpovídal ideální délce dle vztahu (4.5). Tento počet vzorků musí být celým číslem a při resamplu na novou vzorkovací frekvenci se vypočte ze vztahu

$$K_F = \text{round} \left(f_{\text{vz,est}} \cdot W_{\text{id}} \right). \quad (4.10)$$

Dosazením vztahů (4.9), (4.8) a (4.5) do (4.10) bude optimální počet vzorků definován v závislosti na nastavení N_{F1_2} jako

$$K_F = \text{round} \left(N_{F1_2} \cdot \frac{f_{\text{vz,fix}} \cdot f_{\text{est}}}{f_n^2} \cdot \frac{f_{\text{HDO}} - f_n}{f_{\text{HDO}} - f_{\text{est}}} \right), \quad (4.11)$$

kde $f_{\text{vz,fix}}$ je fixní vzorkovací frekvence použitého měřicího zařízení, f_{est} je estimovaná hodnota skutečné systémové frekvence (určená dle kap. 4.4.1), f_n je jmenovitá hodnota síťové frekvence a f_{HDO} je frekvence signálu HDO používaná v dané síti.

Chyba, kterou do výpočtu změny zpětné složky zanele nutnost zaokrouhlení okna na nejbližší vzorek, může být potlačena optimalizací nastavení časové difference oken Δt_{F1_2} . Časové zpoždění je nutné nastavit tak, aby byla okna ve fázi, tedy posunuta o celočíselný násobek HDO⁽²⁾-periody. Odchytky průměrů od referenční hodnoty budou pak v obou oknech shodné a jejich vzájemným odečtením bude dosažena korektní hodnota změny. Časová difference oken, která je definována v korelaci s Obr. 4-1 jako doba od konce prvního do začátku druhého okna, musí splňovat kritérium

$$\Delta t_{F1_2} + W = n \cdot T_{\text{HDO}}^{(2)}, \text{ kde } n \in \mathbb{N}, \quad (4.12)$$

jehož platnost je zaručena vždy, když jsou oba členy na levé straně nezávisle na sobě celistvým násobkem HDO⁽²⁾-periody. Podmínka (4.12) platí vždy, když je časová difference celistvým násobkem velikosti okna, což je výhodné pro zjednodušení jejího nastavování. Pro ideální hodnotu časové difference tedy lze napsat

$$\Delta t_{F1_2,\text{id}} = n_{\Delta t} \cdot W_{\text{id}} \quad (4.13)$$

kde $n_{\Delta t} \in \mathbb{N}$ udává, kolik ideálních velikostí oken je obsaženo v jejich časové diferenci.

Pro počet vzorků platí podobný vztah jako u délky okna

$$\Delta K_F = \text{round} \left(f_{\text{vz,est}} \cdot \Delta t_{F1_2,\text{id}} \right) = \text{round} \left(\Delta t_{F1_2} \cdot \frac{f_{\text{vz,fix}} \cdot f_{\text{est}}}{f_n^2} \cdot \frac{f_{\text{HDO}} - f_n}{f_{\text{HDO}} - f_{\text{est}}} \right), \quad (4.14)$$

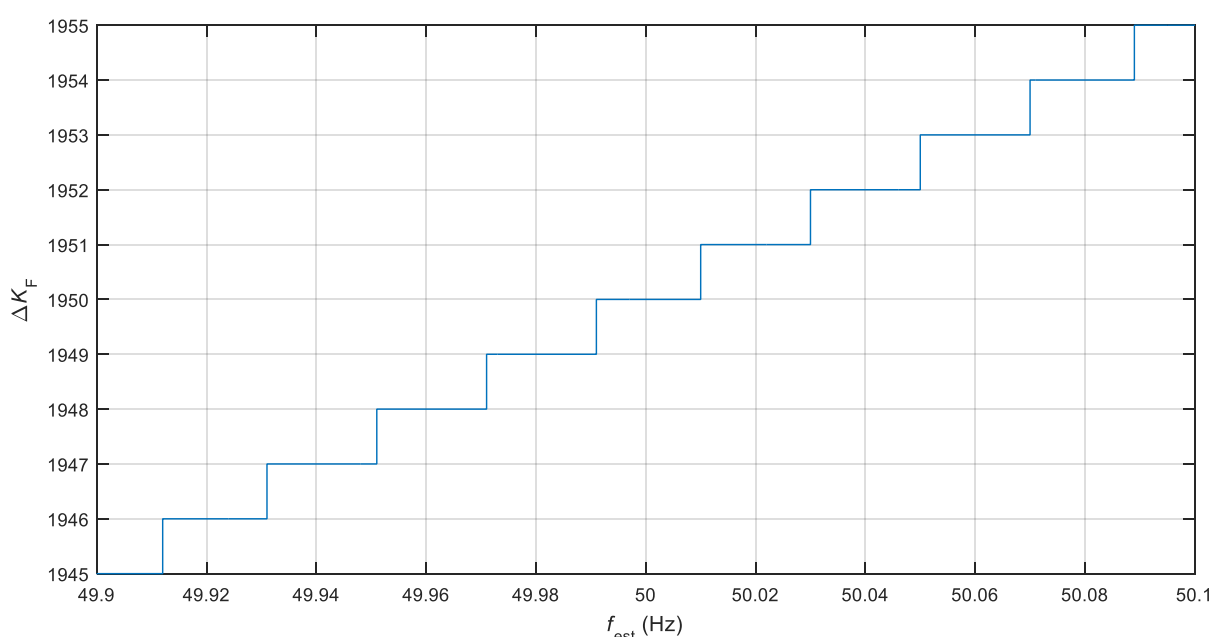
kde $\Delta t_{F1_2,\text{id}}$ je ideální časová difference a Δt_{F1_2} je nastavená časová difference, která je vztažena na případ s $f_{\text{syst}} = f_n$, stejně jako při volbě N_{F1_2} . Pro vhodnou volbu nastavení časové difference platí

$$\Delta t_{F1_2} = \frac{n_{\Delta t} \cdot N_{F1_2}}{f_n} . \quad (4.15)$$

Důležitost správného postupu korekce časové difference je ukázána na Obr. 4-2, kde je grafické vyjádření vztahu (4.14). Je počítáno s $\Delta t_{F1_2} = 0,39 \text{ s}$, $f_{vz,fix} = 5 \text{ kHz}$, $f_{HDO} = 216,66 \text{ Hz}$, přičemž jako proměnná zůstává systémová frekvence f_{est} . Při nominální hodnotě síťové frekvence vychází s daným nastavením

$$\Delta K_F = \Delta t_{F1_2} \cdot f_{vz,fix} = 0,39 \cdot 5000 = 1950 \quad (4.16)$$

vzorků v časové diferenci. V grafu je vidět, že již pro malé odchylky frekvence ($\pm 0,02 \text{ %}$) dochází ke změně počtu vzorků definujících optimálně dlouhou časovou diferencí.

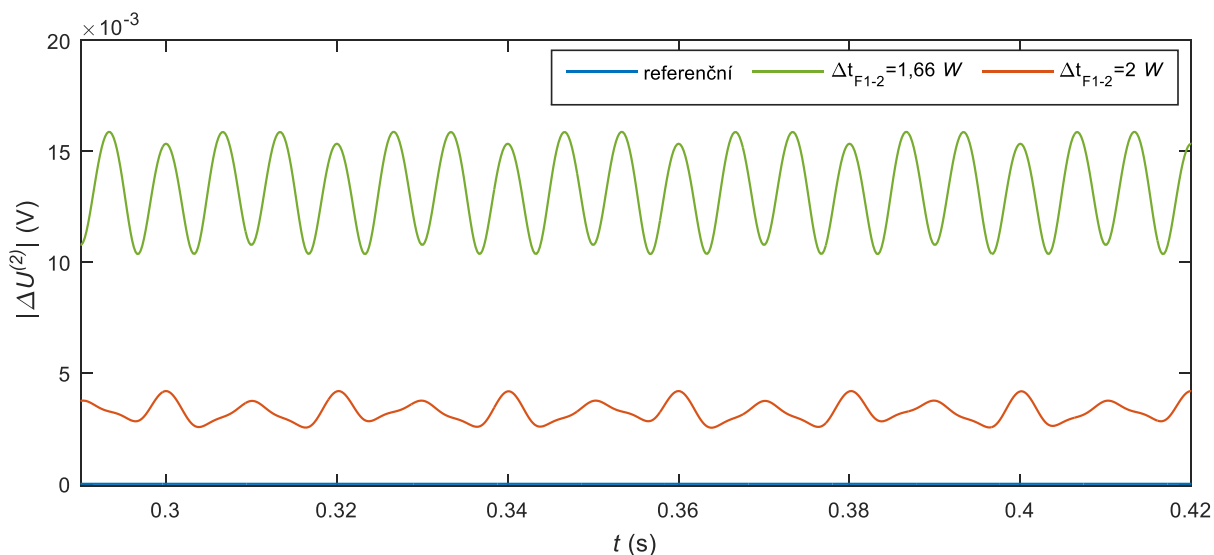


Obr. 4-2: Optimální počet vzorků časové difference

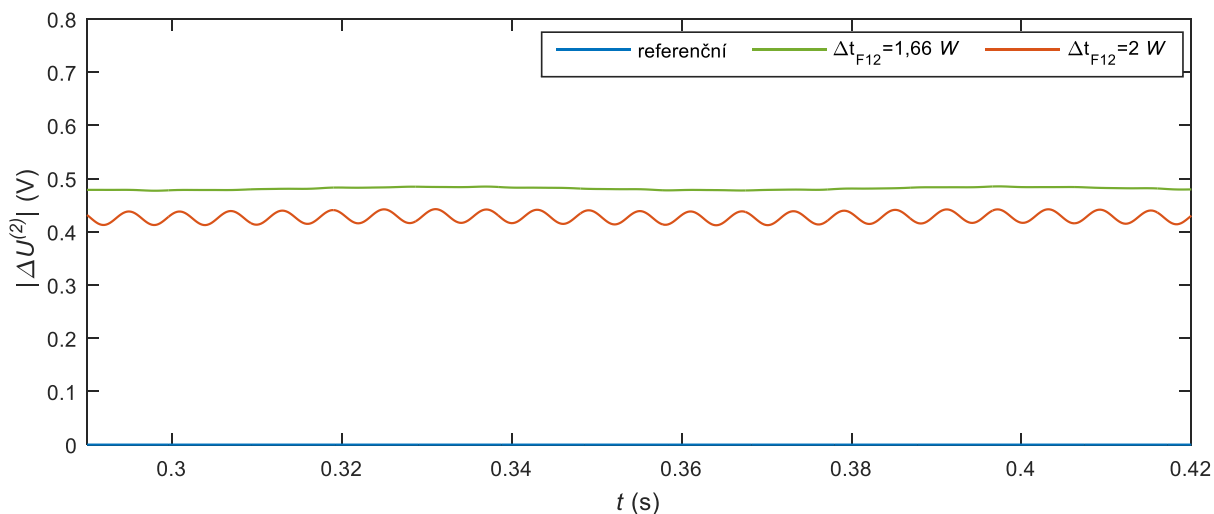
Porovnání vhodného a nevhodného nastavení difference oken je na Obr. 4-3, kde je užito stejného testovacího signálu jako na Obr. 4-1 s tím rozdílem, že systémová frekvence je odchýlena o 1 % a má hodnotu 50,5 Hz. Nastavení velikosti oken je u obou případů optimalizováno na $N_{F1_2} = 1,5$ per. Zelená křivka je počítána s diferencí $\Delta t_{F1_2} = 50 \text{ ms}$, červená je počítána s diferencí $\Delta t_{F1_2} = 60 \text{ ms}$, tedy celistvým násobkem W . Odchylka změny zpětné složky počítané s optimalizací velikosti i odstupu oken je přibližně 3x nižší než jen s optimalizací velikosti oken, proto lze doporučit využití obou nastavení.

Na Obr. 4-3 byl záznam převzorkován na známou referenční hodnotu frekvence $f_{syst} = 50,5 \text{ Hz}$, proto jsou odchylky obou případů velmi malé. V reálných situacích, kdy se frekvence musí měřit, zanechá nepřesná estimace frekvence do výpočtu další chybu. Tento jev je zachycen na Obr. 4-4, kde byl zpracováván totožný signál jako na Obr. 4-3, ale k převzorkování byla využita estimovaná hodnota frekvence $f_{est} = 50,503 \text{ Hz}$. Chyba estimace o velikosti 3 mHz způsobí chybu ve výpočtu změny zpětné složky na úrovni 0,45 V. Vysoká

úroveň odchylek je způsobena použitím extrémní 9% úrovně HDO v testovacím signálu. Při doporučených vysílacích úrovních HDO (1,7 až 5 %) je chyba ve výsledné změně přibližně o řád nižší. Z velikosti vzniklé chyby vyplývá, že je velice důležité estimovat frekvenci co nejpřesněji. Podrobnější rozbor estimace frekvence, včetně zhodnocení přesnosti, je proveden v kapitole 4.4.



Obr. 4-3: Velikost změny zpětné složky v závislosti na časové diferenci oken



Obr. 4-4: Chyba způsobená chybnou estimací frekvence

Závěrem lze shrnout, že při odchýlené systémové frekvenci a neměnné frekvenci HDO nelze principem průměrování v oknech plně eliminovat vliv HDO na výslednou změnu zpětné složky. Požadovaná délka okna je omezena zaokrouhlením na celistvý počet vzorků a odečítáním průměrů v obou oknech vznikne minimální chyba. Pro maximální snížení vzniklé chyby lze doporučit nastavení časové difference jako celočíselný násobek délky okna dle vztahu (4.15) a následně ji korigovat podle skutečné frekvence podle vztahu (4.14) tak, aby počet vzorků nastavené hodnoty co nejlépe odpovídal časovému údaji. Velikost chyby klesá s rostoucí vzorkovací frekvencí a s rostoucí velikostí oken F1 a F2. Korigovaná nastavení závisí na skutečné systémové frekvenci, a tudíž je velmi důležité ji správně estimovat.

4.2.3 Potlačení několika frekvenčních složek

Okna nastavená na potlačení vybrané frekvence f_{HDO} principem průměrování eliminují i jiné frekvenční složky, a to takové, pro které je časové okno celočíselným násobkem jejich periody v symetrických složkách. Eliminovaná frekvence závisí na délce okna

$$f_{\text{el},n_w} = \frac{n_w}{W_{\text{id}}} + f_{\text{syst}}, \quad (4.17)$$

kde $n_w \in \mathbb{N}$ vyjadřuje, kolik period dané frekvence obsáhne časové okno. V návaznosti na zavedení korekčních vztahů bude následná úvaha omezena na případy, kdy $f_{\text{syst}} = f_n$. Ze vztahu (4.9) lze vyjádřit eliminované frekvence v závislosti na nastavení N_{F1_2} jako

$$f_{\text{el},n_w} = \frac{n_w + N_{\text{F1}_2}}{N_{\text{F1}_2}} f_n. \quad (4.18)$$

Pro různá nastavení délky oken lze sledovat sadu eliminovaných frekvenčních složek (s různými hodnotami n_w) a následně v korelaci s frekvenční analýzou reálných signálů posoudit, které nastavení je optimální. Sady eliminovaných frekvencí pro několik velikostí oken vyhovujícím doporučením v [2] jsou uvedeny v Tab. A-1 v příloze A. Jako možná nastavení délky oken byly uvažovány jen násobky 6 ms, které potlačí frekvenci 216,66 Hz. V tabulce je vidět, že při nastavení N_{F1_2} jako 1,5 násobku periody dochází k potlačení také frekvencí 183,33 a 283,33 Hz, tedy dalších dvou nejpoužívanějších frekvencí pro vysílání HDO v ČR. Pro málo používané frekvence 760 a 1060 Hz se musí odvodit jiná délka oken ze vztahu (4.9).

Výhodnost hodnoty $N_{\text{F1}_2} = 1,5$ per lze demonstrovat na Obr. A-1 v příloze A, kde je porovnávána křivka míry útlumu¹ frekvencí pro zmíněné nastavení s křivkou frekvenční analýzy reálného signálu napětí, který byl detekován při laboratorním měření popsaném v části 5.1. V grafu je vidět velmi dobré překrývání nejvýraznějších frekvenčních složek signálu s maximálními hodnotami jejich útlumu. To platí jak pro vyšší harmonické, tak pro meziharmonické složky. Stejného efektu bude dosaženo v případě nastavení délky oken na 3, či 4,5 násobek periody základní harmonické. Vzhledem k lepší odezvě kratšího okna a ke vztahu k základnímu nastavení dle [2] bude v práci použita a pro další aplikace je doporučena hodnota

$$N_{\text{F1}_2} = 1,5 \text{ per} . \quad (4.19)$$

Pro nastavení časové difference oken je doporučena hodnota dle vztahu (4.15)

$$\Delta t_{\text{F1}_2} = \frac{n_{\Delta t} \cdot 1,5}{50} \quad (4.20)$$

např. tedy $\Delta t_{\text{F1}_2} = 0,39$ spři $n_{\Delta t} = 13$.

Pozn.: Na základě vztahu (4.18) mezi eliminovanými frekvencemi a délkou průměrovacího okna by mohl být navržen algoritmus, který by nastavoval délku okna automaticky podle toho,

¹ Křivka míry útlumu zjednodušeně znázorňuje filtrační schopnost popisované metody. Špičkových hodnot nabývá ve frekvencích, které jsou principem průměrování v okně nejvíce potlačeny.

jaké frekvenční složky (především meziharmonické) jsou v signálu nejvíce obsaženy. Tento postup je šedou barvou naznačen v levé části Obr. 4-13.

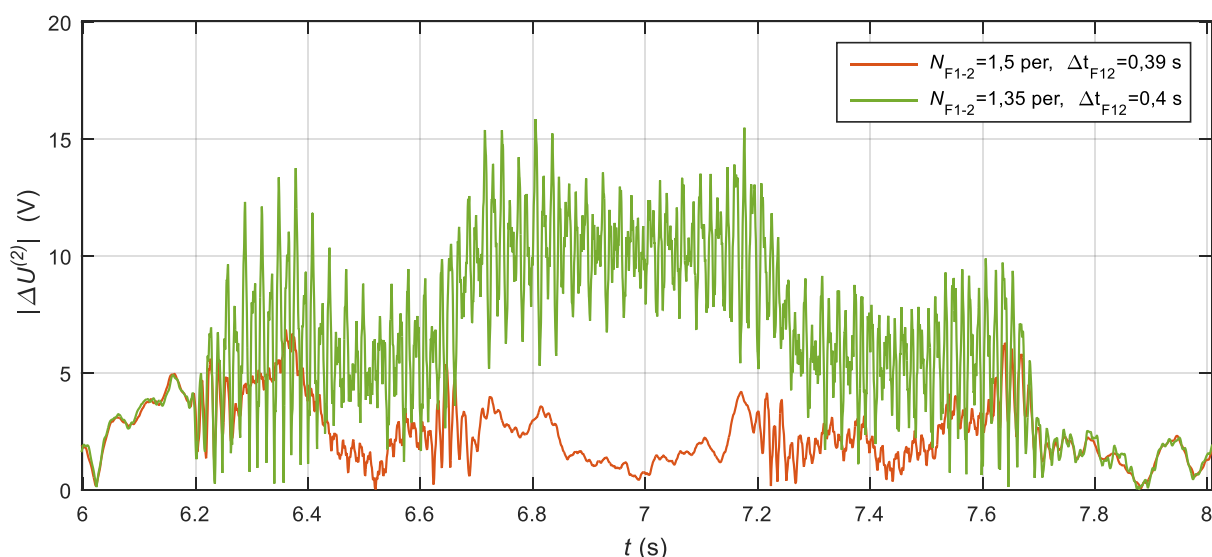
4.2.4 Výsledná doporučení

Při volbě délky oken a časové difference je potřeba znát frekvenci HDO v dané síti. Z ní se podle vztahu (4.9) stanoví délka oken vztažena ke jmenovité periodě základní harmonické. Pro nejpoužívanější frekvence HDO v ČR (216,66, 183,33 a 283,33 Hz) je doporučená délka okna shodně 1,5 periody dle vztahu (4.19). Časová difference se zvolí jako celistvý násobek délky oken, viz vztah (4.15). Podle změřené skutečné frekvence základní harmonické je přizpůsobena vzorkovací frekvence, podle níž se přepočtou zvolená nastavení na vzorky podle vztahů (4.11) a (4.14). Tím se minimalizují chyby způsobené vzorkováním. Pro používané frekvence HDO 216,66, 183,33 a 283,33 Hz jsou doporučena nastavení uvedená v Tab. 4-1. Minimální a maximální hodnoty jsou přizpůsobeny doporučeným rozmezím ve [2].

Tab. 4-1: Doporučená nastavení velikosti a časové difference oken F1 a F2

parametr	jednotka	krok	min	max
N_{F1_2}	[per]	1,5	1,5	4,5
Δt_{F1_2}	[s]	0,03	0,03	0,99

Porovnání optimálního a neoptimálního nastavení oken při analýze reálného signálu z laboratorního měření je na Obr. 4-5. Vybrána byla část signálu s přítomností HDO, jež je patrná v čase 6,2 až 7,7 s. V případě nevhodného nastavení (zelená křivka) je průběh změny značně rozkmitán, a to s vysokou frekvencí. To lze přičíst prosakování signálu HDO do výsledné změny. Optimalizované nastavení do jisté míry HDO odfiltruje a výsledná změna (červená křivka) má hladší průběh. Přesto na ní lze pozorovat menší rozkmity okolo časů 6,6 a 7,3 s, které jsou způsobeny změnami systémové frekvence. Zvlnění křivky s delší časovou konstantou představuje kolísání zpětné složky napětí v síti. Vyšší úroveň zeleného průběhu okolo času 7 s je také způsobena vlivem špatného nastavení výpočetních oken, jak bylo ukázáno na Obr. 4-1 a Obr. 4-3 a popsáno v příslušném textu. Mimo dobu vysílání HDO (např. 6 až 6,2 s) jsou průběhy takřka totožné.



Obr. 4-5: Změna zpětné složky v závislosti na nastavení oken

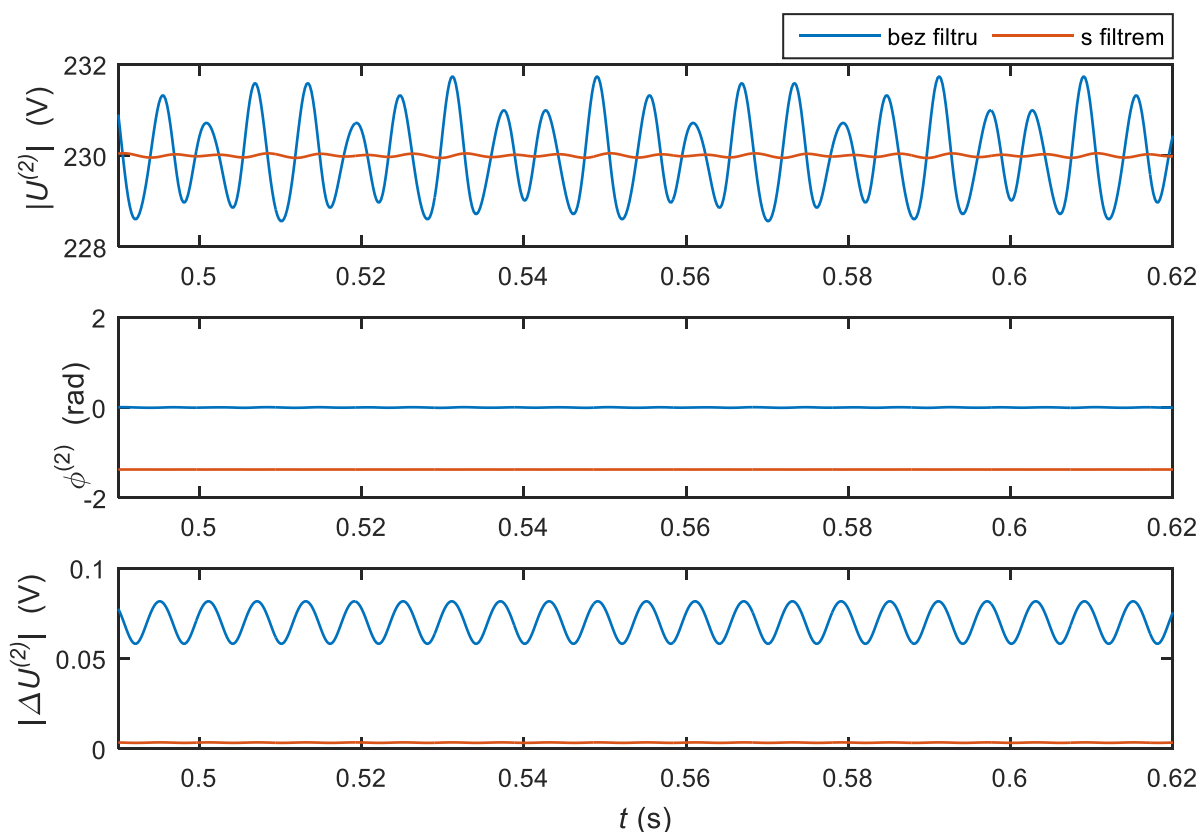
Výhodou tohoto způsobu filtrace je maximální útlum zvolené meziharmonické frekvence a jednoduchost implementace, nevýhodou však zůstává potlačení jen omezeného počtu frekvenčních složek, což může být v případě analýzy velmi zkreslených signálů, především proudu, nedostatečné. Porovnání schopnosti průměrování oken a vstupního filtru je uvedeno v části 4.3.

4.3 Vstupní filtr

Navzdory dobré filtrační vlastnosti Fourierovy transformace a pozitivnímu vlivu optimalizovaného nastavení průměrovacích oken můžou zkreslené signály zhoršit přesnost výpočtu změny fázoru. Především u proudů se dá očekávat výraznější obsah vyšších harmonických a meziharmonických složek. Proto je na místě zvážit zařazení filtru do algoritmu, jehož potřeba byla již zmiňována v části 3.3. Pro účely této práce byl ve spolupráci s [11] vybrán filtr typu Čebyšev I. Možné je použít více druhů filtru, jejichž efekty mohou být rozebírány v souvisejících studiích.

Kvůli požadavkům výpočetní schopnosti monitorovacích zařízení bude použitý filtr omezen na 2. řád a provedení s nekonečnou impulzní odezvou (IIR). Pro vybraný Čebyševův filtr typu 1 se nastaví zlomová frekvence a zvlnění v propustném pásmu, které je nežádoucím jevem spojený s tímto typem filtru. Zesílení filtru se musí nastavit tak, aby na frekvenci 50 Hz bylo 0 dB a tím byla složka základní harmonické nezměněná. Z [11] bylo převzato nastavení zlomové frekvence 70 Hz a zvlnění v propustném pásmu 7 dB. Takový filtr má útlum na frekvenci HDO 216,66 Hz na úrovni -31 dB. Výhodou je širokopásmový útlum veškerých složek od zlomové frekvence výše. Posunutí fáze, které je zapříčiněno blízkostí zlomové a netlumené frekvence, sice zkreslí výsledné fázory, ale bude stejné u všech fází, a tudíž by nemělo mít negativní efekt. Časové zpoždění filtru však může být problematické při sledování velmi rychlých transientů.

Vliv filtru na výpočet změny zpětné složky je prezentován na Obr. 4-6. Pro účely demonstrace funkce filtru byl použit signál základní harmonické, na kterou byly mimo vyšších harmonických a HDO superponovány takové frekvenční složky, které nejsou tlumeny nastavením okna v souvislosti vztahem (4.17) a přílohou C. Konkrétně komponenty 166 Hz a 333 Hz o amplitudách 2% jmenovité hodnoty základní harmonické. V prvním grafu je vidět daleko lepší určení modulu fázoru zpětné složky v případě použití filtru. V druhém grafu lze pozorovat fázový posun filtru, který však není závadou, jelikož je aplikován na všechny kanály stejně. V třetím grafu je vidět naprosto minimální odchylka změny zpětné složky v případě filtrace, ale také přijatelně nízká odchylka nefiltrovaného vstupu, která je tlumena průměrovacími okny.



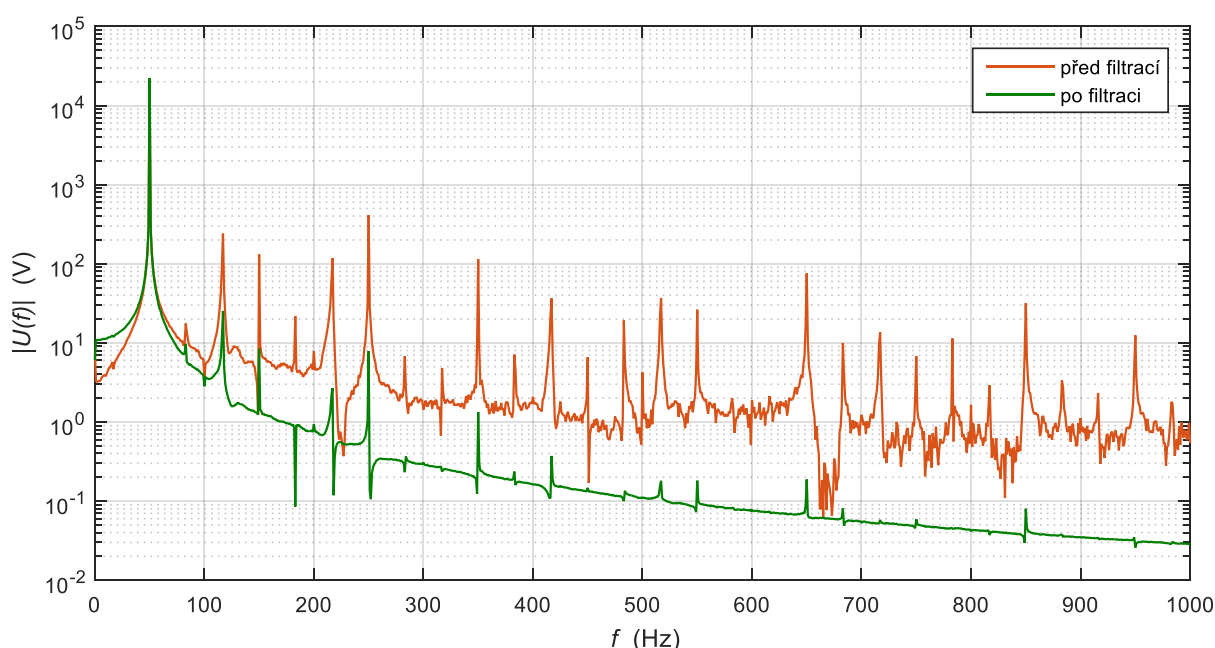
Obr. 4-6: Vliv filtru na výpočet změny zpětné složky

Vliv filtru na analýzu reálného signálu z laboratorního měření je doložen na následujících grafech. Frekvenční analýza části signálu s přítomností HDO je na Obr. 4-7. Na obrázku je vidět FFT signálu před a po filtraci. Kromě výrazných lichých harmonických (3., 5., 7., 11.) jsou v signálu přítomny meziharmonické frekvence o přibližných hodnotách 117, 217, 417 a 517 Hz. V grafu lze sledovat potlačení těchto frekvencí vstupním filtrem. U nežádoucí frekvence 117 Hz, která je nejbližší základní frekvenci, dochází k útlumu přibližně o jeden řád, tedy -20 dB.

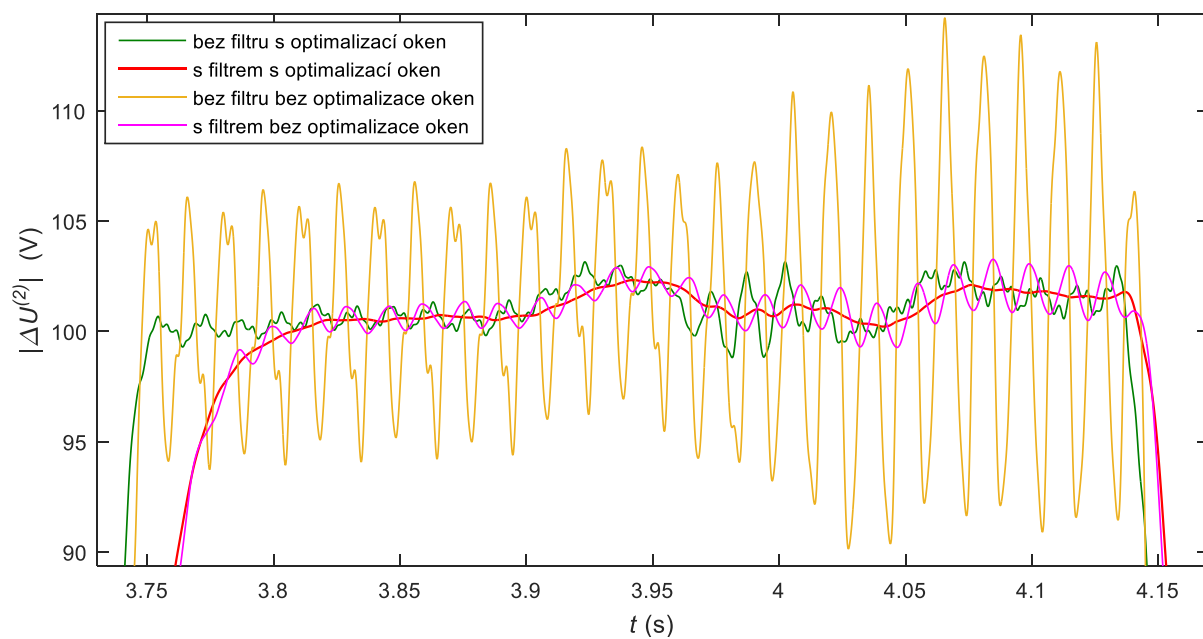
Na Obr. 4-8 je vyobrazena velikost změny zpětné složky napětí ze stejného signálu zachycující moment odepnutí odporů. V grafu jsou vyobrazeny 4 křivky, reprezentující kombinace použití filtru a optimalizace oken. V nejhorším případě (špatné nastavení oken a bez

filtru) je změna zatížena značnými rozkmity způsobenými přítomností HDO. Optimalizací oken nebo filtrací se rozkmity výrazně zmenší. Lze pozorovat, že vhodné nastavení oken dosahuje samo o sobě přibližně stejných výsledků jako filtrace. Toho by šlo využít v aplikacích, kdy není použití filtru možné. Kombinací obou opatření je docíleno nejhladší křivky, která je pro danou aplikaci stanovena za nejlepší a bude použita pro odečty hodnot zpětných složek. Na náběžné hraně sledované změny je patrné časové zpoždění filtru, které může být negativní v případě detekce zkratových poruch.

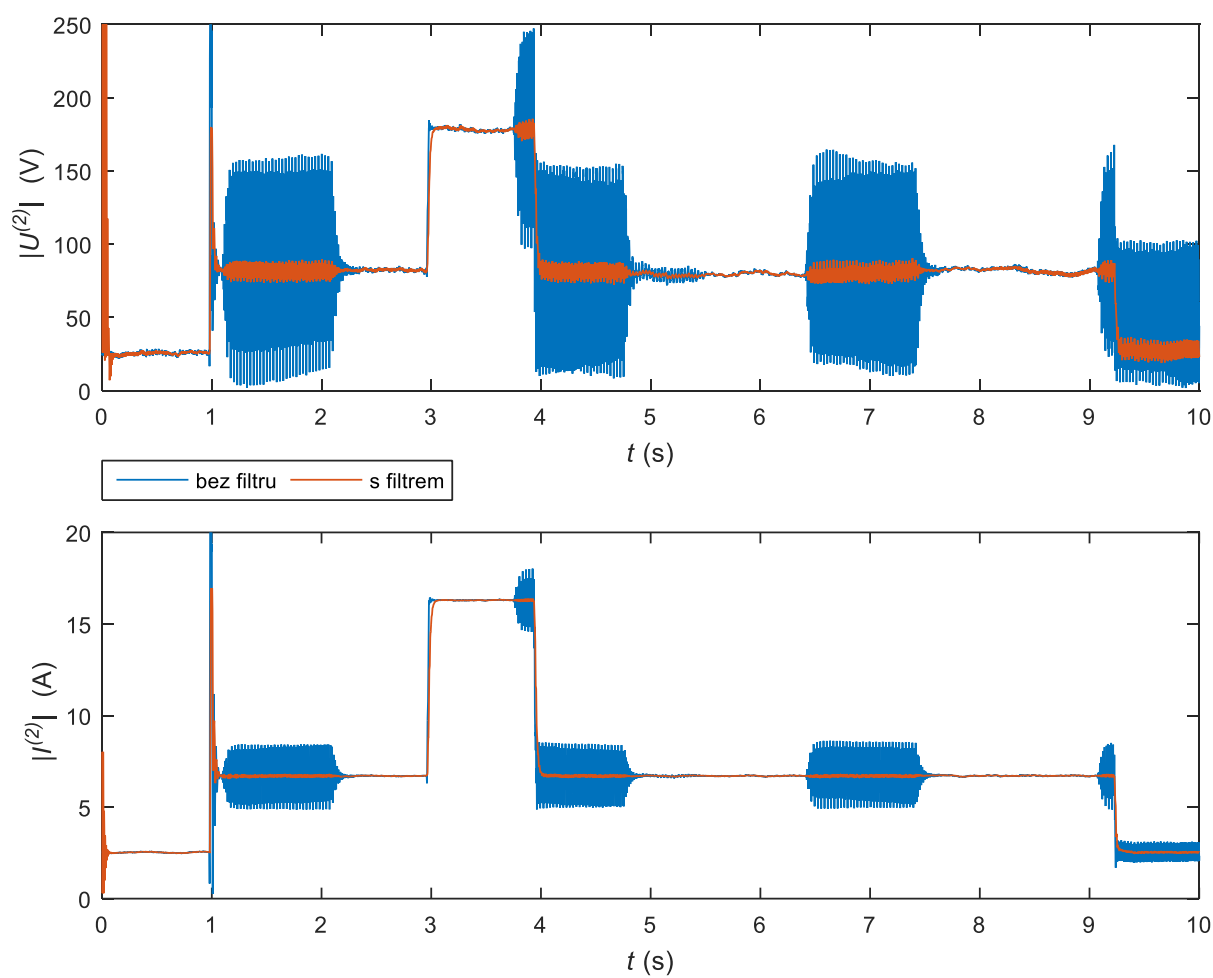
Na Obr. 4-9 je porovnání průběhů velikostí fázorů zpětných složek napětí a proudu s použitím a bez použití filtru. Zařazení filtru výrazně snižuje rozkmitané hodnoty způsobené signálem HDO. V určení výsledné změny však toto rozkmitání není příliš parazitní, protože je potlačováno průměrováním v oknech.



Obr. 4-7: FFT ze signálu napětí s přítomností HDO



Obr. 4-8: Vliv filtrace a optimalizace oken na změnu zpětné složky



Obr. 4-9: Průběhy zpětných složek napětí a proudu

4.4 Estimace frekvence a převzorkování

Vliv odchýlené frekvence na přesnost výpočtu fázoru byl již rozebrán v kapitole 3.4. Pokud se točí fázor s jinou frekvencí, než která je nastavena ve Fourierově vzorci, chyba určení fáze se neustále zvětšuje. K přesnějšímu určení fáze je zapotřebí přizpůsobit periodu ve Fourierově vzorci té reálné, která se v síti v daný okamžik vyskytuje. V záznamu diskrétního signálu s fixní vzorkovací frekvencí je nutné provést převzorkování tak, aby skutečná perioda odpovídala stejnému počtu vzorků, jako původní nastavení periody ve Fourierově vzorci K . To se provede resamplém původního signálu v poměru frekvencí reálné a jmenovité. K tomuto účelu je nutné znát skutečnou frekvenci, která je v síti. Určení této frekvence není triviální a je nutné vybrat vhodný nástroj, jak ji z digitálního záznamu estimovat.

4.4.1 Metody estimace frekvence

Již v části 3.4 byly zmíněny některé metody pro měření frekvence. Např. v [12] jsou otestovány tři techniky měření frekvence, a to rychlá Fourierova transformace (FFT), metoda nejmenších čtverců a průchody nulou. Podle výsledků simulací vychází dle uvedené publikace jako korektnější metoda na základně průchodů nulou a také metoda nejmenších čtverců. Naopak FFT podává nepřesné výsledky. V rámci této práce se bude způsob určení frekvence zakládat především na algoritmech s počítáním průchodů nulou (Zero-Crossing, ZC).

Na testovacích signálech, u kterých je známa referenční frekvence, lze dobře sledovat přesnost jednotlivých metod. Aby byly výsledky estimace co nejlepší, bude prováděna až po vstupní filtraci, která potlačí zkreslení signálu. Je jasné, že pro účely resamplu celého záznamu je zapotřebí získat pouze jednu hodnotu frekvence, a tedy problém měnící se frekvence v rámci záznamu zůstává neřešitelným. Při záznamech, které trvají jen několik sekund, se nedá předpokládat výrazná změna frekvence a chyba způsobená uvažováním pouze jedné průměrné hodnoty bude marginální. V rámci práce byly vytvořeny tři algoritmy na estimaci frekvence ze záznamu napětí, a to

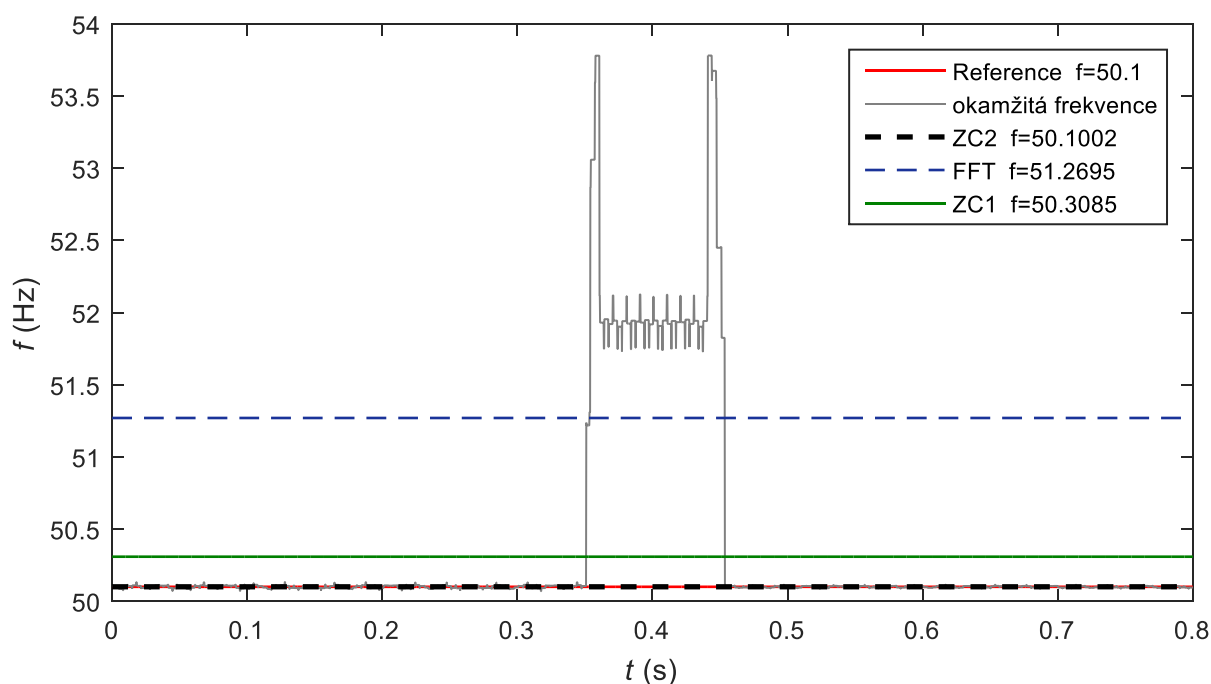
- 1) ZC1 – metoda, která počítá průchody nulou v celém záznamu a z nich pak vypočítá průměrnou frekvenci,
- 2) ZC2 – metoda, která počítá frekvenci z průchodů nulou pro každý vzorek signálu z nastavitelného okna (např. 5 period), a následně počítá průměr z těchto „okamžitých“ frekvencí
- 3) a FFT – metoda odečtu polohy maxima ve frekvenčním spektru.

U třetí jmenované FFT je přesnost úměrná délce transformace n , která se typicky nastavuje jako mocnina dvou, a to větší, než je počet vzorků v záznamu. I při vysoké hodnotě n ($n=2^{23}=8\,388\,608$), která je již výpočetně extrémně náročná, nedosahuje FFT tak dobrých výsledků jako optimalizované průchody nulou. Její výhodou je však dobrá odolnost vůči zkreslení jinými frekvenčními složkami. Problém naopak nastává, pokud v signálu dojde ke skokové změně fázoru signálu, zejména pak fáze. Tento jev, který může být spojen

s přechodnými ději, negativně ovlivní výsledek FFT, a odečet polohy maxima ve frekvenčním spektru bude zatížen větší chybou.

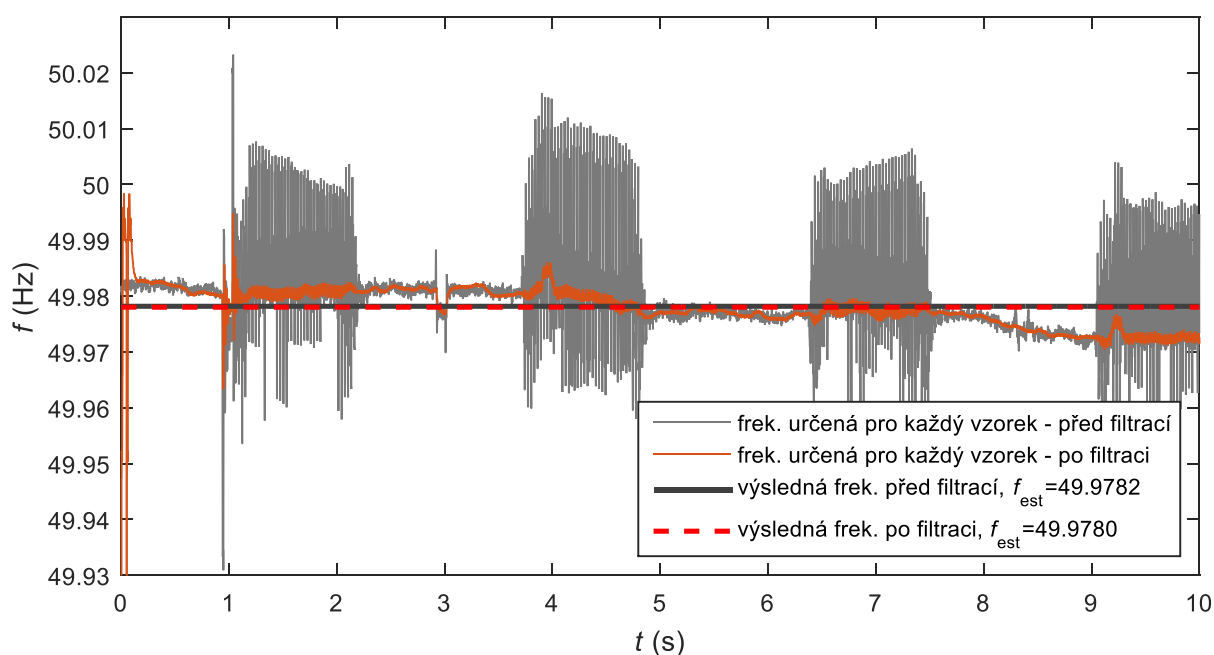
Problém negativního vlivu přechodného děje přetrvává i u první metody ZC1, kdy jsou do průměru započítávány všechny průchody nulou, které mohou být v neustálených stavech velmi nepravidelné a nemusí zdaleka reprezentovat fundamentální frekvenci. Tohoto problému se lze výhodně zbavit při použití druhé z uvedených metod. Jelikož u metody ZC2 je počítána frekvence pro každý vzorek zvlášť, lze při následném počítání výsledné průměrné frekvence odfiltrovat nežádoucí „uskočené“ hodnoty. To se provede jednoduše vymezením okrajových hodnot, mezi nimiž se očekává hodnota fundamentální frekvence. V případě analýzy síťové frekvence musí být splněny požadavky na kvalitu elektrické energie, jak bylo zmíněno v kapitole 3.4. Pás očekávaných frekvencí lze tedy nastavit např. na rozmezí 50 (± 1 %) Hz. Čím větší rozmezí se nastaví, tím více projde frekvencí a přesnost se zhorší. Na druhou stranu příliš úzké vymezení pásu může v případě více odchýleného síťového kmitočtu při výpočtu zahodit i relevantní hodnoty frekvence, čímž bude výsledek znehodnocen. Vhodnější je tedy zvolit pás spíše širší, jehož použitím se sice započítá do průměru více frekvencí, avšak při dostatečně dlouhém záznamu bude jejich negativní vliv utlumen. V případě použití vstupního filtru (kap. 4.3) je ještě příhodné vyřadit z estimace prvních několik vzorků, které jsou postiženy časovým zpožděním filtru. U použitého filtru Čebyšev I bylo z výpočtu průměru odňato prvních 10 period, tedy 0,2 s.

Srovnání zmíněných metod pro estimaci frekvence je na Obr. 4-10. Předmětem testu byl v tomto případě nefiltrovaný velmi zkreslený signál (HDO i vyšší harmonické) s odchýlenou fundamentální frekvencí o hodnotě 50,1 Hz a s jednotkovým skokem amplitudy i fáze v čase 0,4 s. Skok je pozorovatelný na průběhu okamžitých frekvencí, kdy je výsledek znehodnocen u všech vzorků, v jejichž výpočetním okně byl skok zahrnut. S použitým nastavením délky okna 0,1 s (5 per.) postihuje skok výsledky v čase 0,35-0,45 s. Tyto hodnoty jsou odfiltrovány v metodě ZC2, která podává nejlepší výsledek s chybou v řádu desetitisícin hertzů. Logicky horší výsledek podává metoda ZC1, která počítá jeden průměr ze všech průchodů nulou v záznamu. Metoda FFT v přítomnosti přechodových jevů selhává a podává nejhorší výsledek s výraznou odchylkou.



Obr. 4-10: Srovnání metod estimace frekvence

Metody byly testovány na několika vstupních signálech s různými úrovněmi rušení či přítomnostmi přechodových jevů. Ve většině případů se jako nejlepší jevila metoda ZC2, která odolává i extrémním podmínkám simulací. Estimace frekvence v rámci této práce je tedy prováděna touto metodou. Na Obr. 4-11 je provedeno srovnání estimace frekvence s použitím a bez použití filtru, a to na reálném signálu z laboratorního měření s přítomností HDO. Na obrázku lze pozorovat menší rozkmity okamžitých frekvencí v případě zařazení filtru. Výsledné hodnoty obou případů se však liší jen minimálně.



Obr. 4-11: Estimace frekvence v závislosti na použití filtru

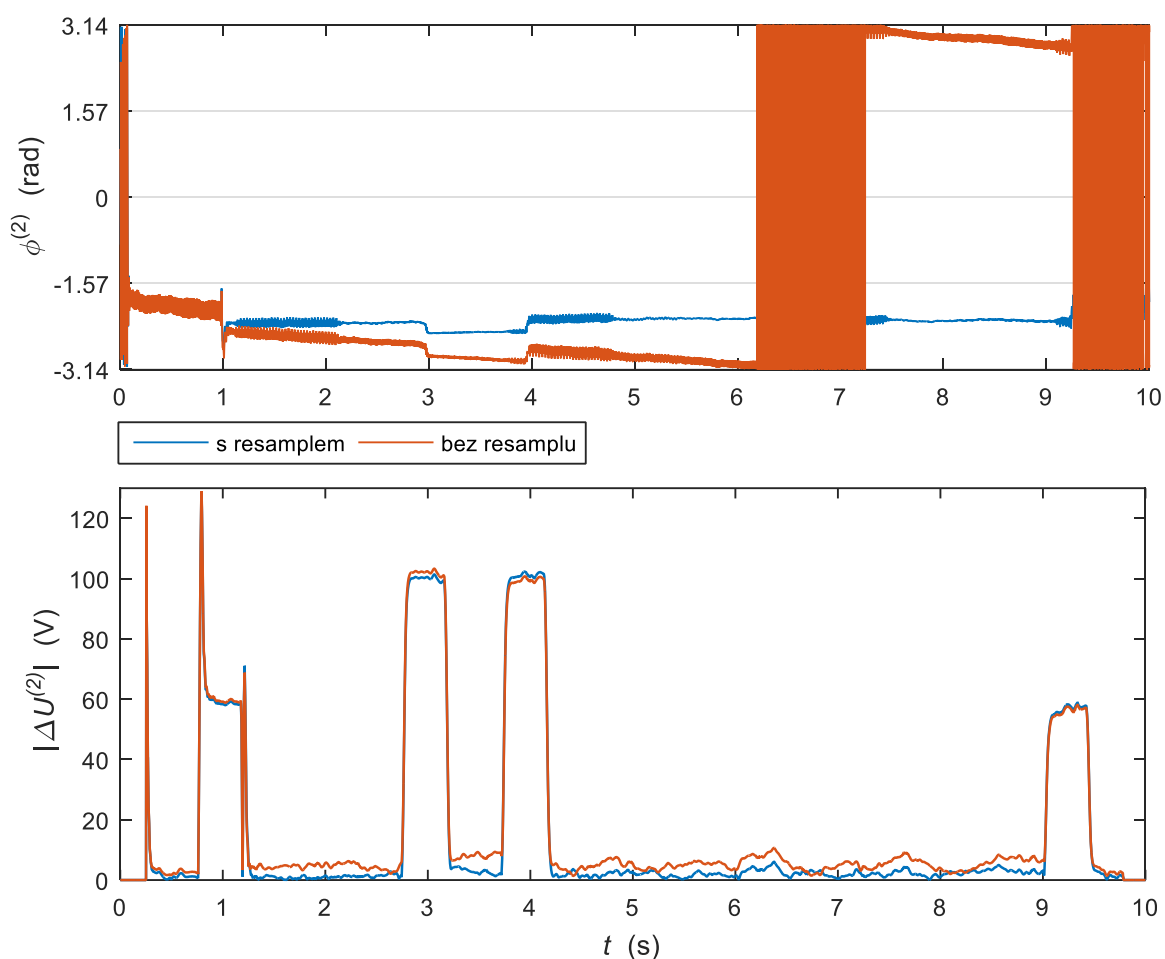
4.4.2 Převzorkování signálu

Korektní převzorkování má velký vliv na výpočet fázoru. V úvodu kapitoly 4.4 byl zmíněn princip převzorkování, který spočívá v poměru skutečné (estimované) frekvence a nominální frekvence 50 Hz. Záznamy okamžitých hodnot musí být převzorkovány tak, aby byl počet vzorků na skutečnou periodu, která je určena výsledkem estimace frekvence f_{est} , stejný jako počet vzorků na periodu danou jmenovitou frekvencí $f_n = 50$ Hz a fixní vzorkovací frekvencí osciloskopu $f_{\text{vz,fix}}$. To je vyjádřeno ve vztahu (4.21).

$$K = \frac{f_{\text{vz,fix}}}{f_n} = \frac{f_{\text{vz,est}}}{f_{\text{est}}} = \text{konst.}, \quad (4.21)$$

kde $f_{\text{vz,est}}$ je nová vzorkovací frekvence. S dostatečně vysokou vzorkovací frekvencí, a tedy vysokou hodnotu K , je postačující pro stanovení hodnot nových vzorků použít lineární interpolaci mezi původními vzorky. K tomu v Matlabu poslouží funkce *interp1*, která bude použita i v analýze měřených dat, viz část 5.

Demonstrace důležitosti resamplu je ukázána na Obr. 4-12, kde je porovnána výsledná změna zpětné složky napětí s převzorkováním a bez něj. Příklad je proveden pro reálný signál z laboratorního měření, u kterého byla frekvence základní harmonické estimována na hodnotu $f_{\text{est}} = 49,978$ Hz. V horním grafu je vidět chybné určení fáze v důsledku nepřizpůsobení výpočtu skutečné rychlosti otáčení fázoru. To má za následek větší odchylky ve výpočtu velikosti změny zpětné složky, což je vidět v dolním grafu. V ustálených stavech je hodnota změny v případě bez použití resamplu v průměru dvakrát až čtyřikrát větší než v případě s resamplem. Implementace převzorkování je tedy nutná.



Obr. 4-12: Vliv resamplu

Přesnost estimace frekvence a resamplu

Důležitost přesného změření frekvence byla již zmiňována v souvislosti s korektním nastavením počtu vzorků definující délku a časový odstup výpočetních oken. Přesnost estimace frekvence závisí na tvaru vstupního signálu, a tedy na míře zkreslení, především meziharmonickými složkami. Výsledky použité metody ZC2 jsou také ovlivněny jejím konkrétním nastavením – šířkou pásu kolem očekávané frekvence a délkou výpočetního okna. Přesnost estimace byla testována na uměle vytvořených signálech jak s ustálenou zpětnou složkou, tak se skokovými změnami modulu i fáze. V případě nezkreslených vstupních signálů se pohybovala přesnost estimace v řádu desetitisícin hertzů s odchylkou výsledné změny zpětné složky na úrovni milivoltů. U středně zkreslených signálů došlo ke zhoršení přesnosti přibližně o jeden řád – chyby estimace frekvence byly v řádu mHz, chyby ve výsledné změně na úrovni setin voltů, v přepočtu okolo 0,1 % maximální hodnoty změny. Extrémní případ zkreslení s 9% úrovní HDO již rezultoval v chybu v řádu desetín voltů, viz příklad na Obr. 4-4. Orientační zhodnocení přesnosti v závislosti na zkreslení signálu je pro názornost uvedeno v Tab. 4-2. Nutno zdůraznit, že údaje jsou skutečně pouze orientační, neboť přesnost je ovlivněna několika dalšími faktory, jako jsou například kolísání síťového napětí, kolísání systémové frekvence, počet a rychlost transienčních jevů v záznamu aj. Údaje v tabulce představují průměrné hodnoty vyplývající z analýzy několika testovacích signálů, v nichž byly simulovány jednotkové skoky

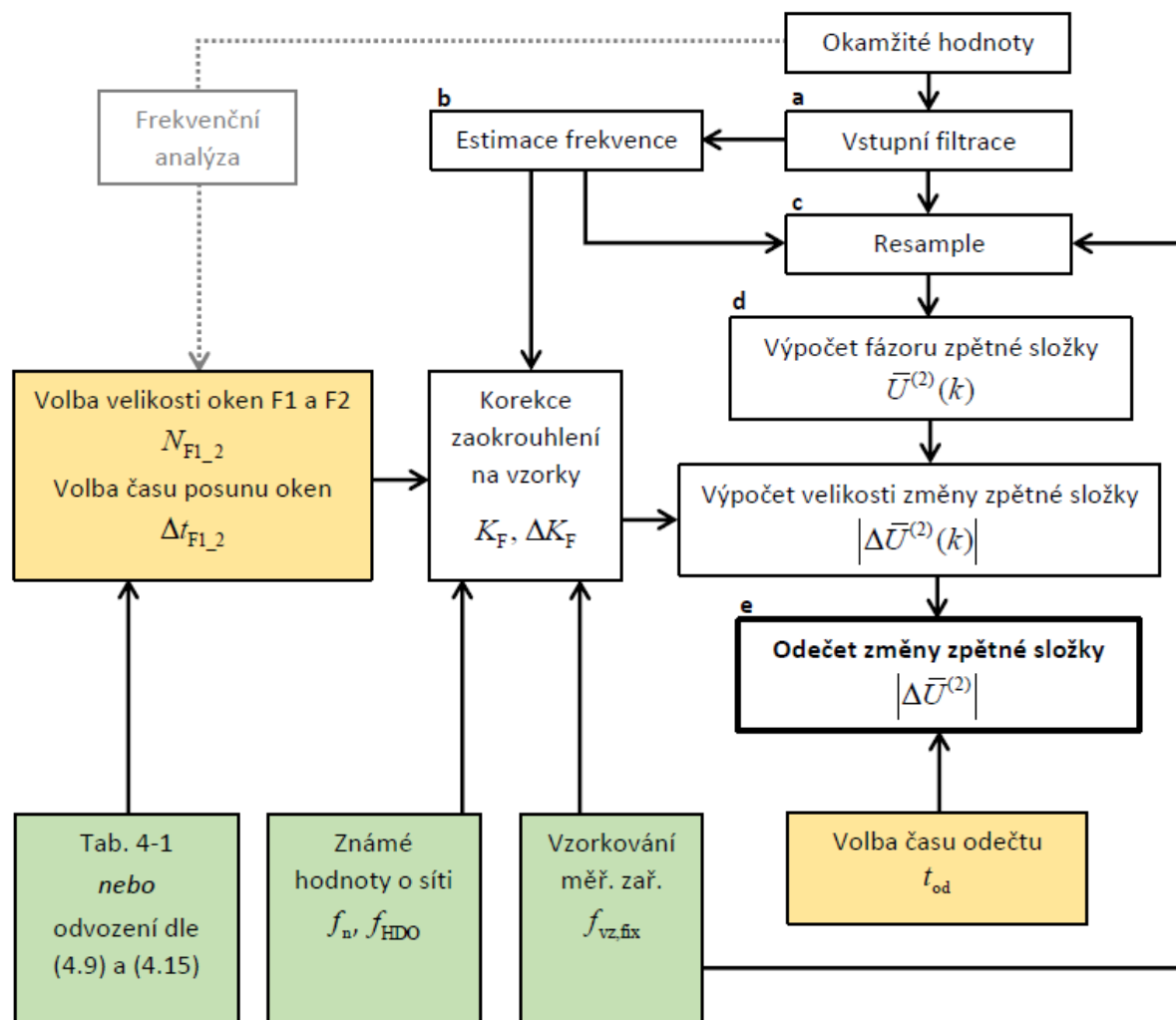
v amplitudě i fázi. Relativní odchylky estimované frekvence jsou vztaženy ke jmenovité hodnotě frekvence. Relativní odchylky změn napětí jsou vztaženy k maximálním hodnotám změn v jednotlivých záznamech. Pro získání směrodatnějšího zhodnocení přesnosti by bylo třeba testovat algoritmus vyšším počtem různorodých signálů. Podrobná analýza přesnosti navrženého způsobu resamplu není náplní této práce.

Tab. 4-2: Orientační vyhodnocení přesnosti resamplu

signál:		bez rušení	střední zkreslení	extrémní zkreslení
δf_{est}	mHz	0,1	1	3
	%	0,0002	0,002	0,01
$\delta \Delta \bar{U}^{(2)} $	mV	< 10	100	500
	%	0,04	0,1	0,3

4.5 Postup algoritmu

Dílčí kroky algoritmu byly popsány v předchozích kapitolách. Postup navrženého algoritmu je znázorněn na vývojovém diagramu na Obr. 4-13. Okamžité hodnoty nejprve vstupují do vstupního filtru, až poté dochází k estimaci frekvence a resamplu. Dále jsou určeny fázory zpětné složky a velikosti jejich změn. Výpočet velikosti změn závisí na volbách velikosti oken a jejich časové difference, které můžou být převzaty z Tab. 4-1, nebo mohou být odvozeny ze vztahů (4.9) a (4.15) podle frekvence vysílaného HDO. Údaje o měřené síti jsou znázorněny zelenými bloky. Jmenovitá frekvence sítě, frekvence HDO v dané síti a vzorkování použitého osciloskopu vstupují do korekce zvolených parametrů, které se určí ze vztahů (4.11) a (4.14). Tento dílčí postup je popsán v části 4.2.4. Korekce sníží chyby způsobené odchýlenou systémovou frekvencí a umožní zpřesněný výpočet velikostí změn zpětné složky. Z takovýchto záznamů pak dochází ve stanoveném čase k odečtu změn zpětných složek (blok e), které jsou výstupem celého algoritmu simulujícího funkce MZSN a MZSP. Šedou barvou je naznačen postup přizpůsobení délky oken F1 a F2 frekvenčnímu spektru vstupního signálu. Celkový postup je detailněji popsán v části 5.2.1, a to s konkrétním nastavením, které bylo v práci použito.



Obr. 4-13: Postup výpočtu změny zpětné složky

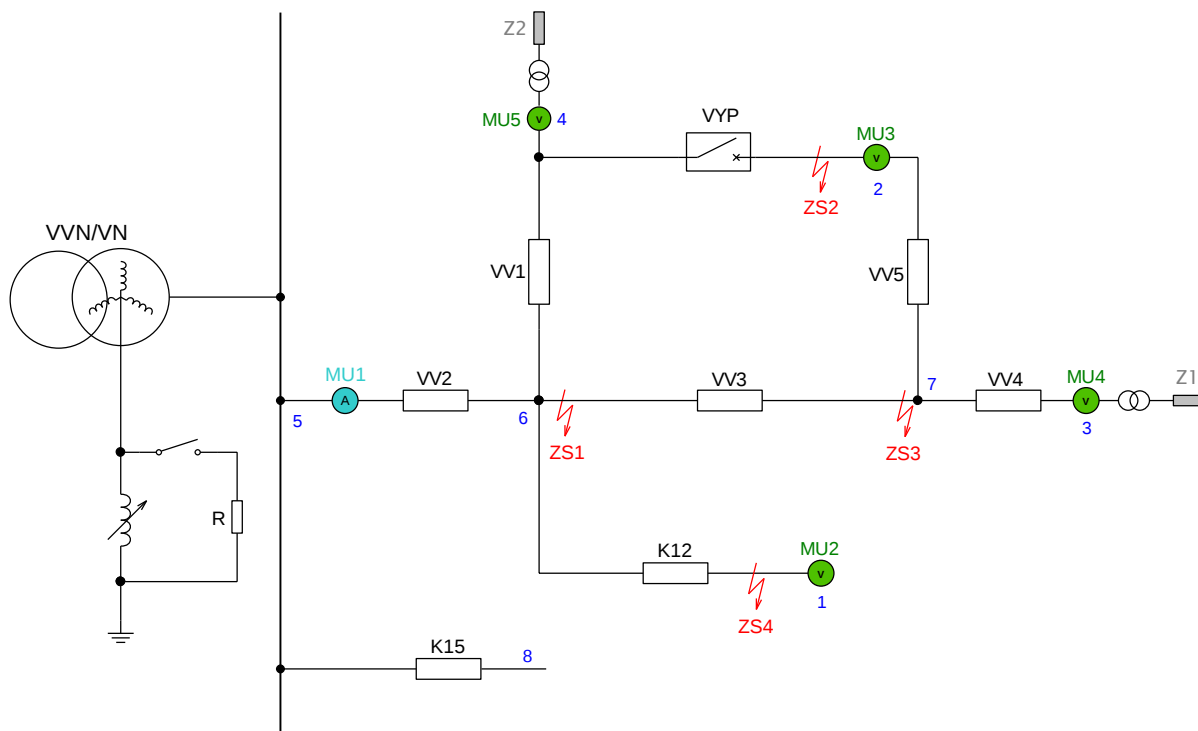
5 Ověření metody Vdip na fyzikálním modelu VN sítě

5.1 Laboratorní měření na modelu sítě VN

Jedním z cílů diplomové práce je ověřit metodu Vdip na fyzikálním modelu soustavy VN. Zmíněný model je popsán v dokumentech [13] a [14]. Sestava se skládá z napájecího transformátoru VVN/VN, napájecí rozvodny, zhášecí tlumivky s přepínacím odporníkem, a jednotlivých modulů vedení, zátěží a vypínačů. Napájecí transformátor se připojuje k síti NN a snižuje napětí z 3x 400 V na 100 V, uzel primárního vinutí je přímo uzemněn a uzel sekundáru je uzemněn přes zhášecí tlumivku, což odpovídá standardnímu zapojení napájecího transformátoru. Napěťový převod je tedy vůči skutečným hodnotám 220, proudový převod je 160.

Pro účely laboratorního měření byla navržena jednoduchá VN síť dle Obr. 5-1. Síť byla provozovaná jako kompenzovaná s automatikou přepínání pomocného odporníku s hodnotou $R=0,5\ \Omega$. Síť se skládá z pěti elementů venkovních vedení a dvou elementů kabelových vedení. Všechna venkovní vedení mají trojúhelníkovité uspořádání vodičů na stožáru, stejnou délku 10 km a stejné průřezy vodičů. Obě kabelová vedení mají také stejné parametry při délce 25 km. Na hlavním vývodu z rozvodny jsou dvě odbočky spojené vypínačem, který simuluje možnost zkruhování. Zátěže Z1 a Z2 byly nastaveny nesymetricky. V síti byly vybrány 4 místa pro měření napětí (MU2 až MU5), která reprezentují monitory napětí MZSN. Ty jsou v reálné koncepci umístěny až za distribučním transformátorem, avšak v laboratorních podmínkách bylo napětí měřeno přímo na straně VN. Na začátku vývodu bylo umístěno měření proudu (MU1), reprezentující monitor MZSP. Všechny hodnoty byly měřeny na osciloskopu Yokogawa DL850 s nastavenou vzorkovací frekvencí $f_{vz}=5\text{ kHz}$. Skutečné zapojení je vyfotografováno na Obr. B-1 v příloze B.

V navržené síti byly simulovány zemní poruchy ve fázi L1, a to ve 4 místech dle Obr. 5-1. Pro každé místo poruchy bylo provedeno 6 měření pro 3 různé hodnoty odporu zemního spojení (0, 100 a 400 Ω) a dvě polohy kruhovacího vypínače. Celkem bylo tedy provedeno 24 měření. Ukládané záznamy na osciloskopu se nastavily na celkovou dobu trvání 10 vteřin s pre-triggerem 1 s a s připojením odporníku v čase 3 s, a to na dobu trvání 1 s. Vzhledem k tomu, že všechny záznamy byly pořizovány na jednom zařízení, bylo dosaženo dokonalé časové synchronizace, která je v reálné koncepci dalším problémem. Záznamy byly ukládány ve formátu .csv a následně v off-line analýze načítány do hlavního algoritmu v Matlabu, kde jsou zpracovávány do výsledných změn zpětných složek.



Obr. 5-1: Měřená síť

5.2 Vstupy do lokačního algoritmu

Princip lokalizační metody Vdip byl stručně popsán v části 2. Pro účely ověření funkce metody v rámci této práce je využit již sestavený algoritmus, do kterého vstupují jak změny zpětných složek z naměřených hodnot napětí a proudu, jejichž výpočet byl hlavním cílem práce, tak informace o jednotlivých prvcích sítě a její topologii.

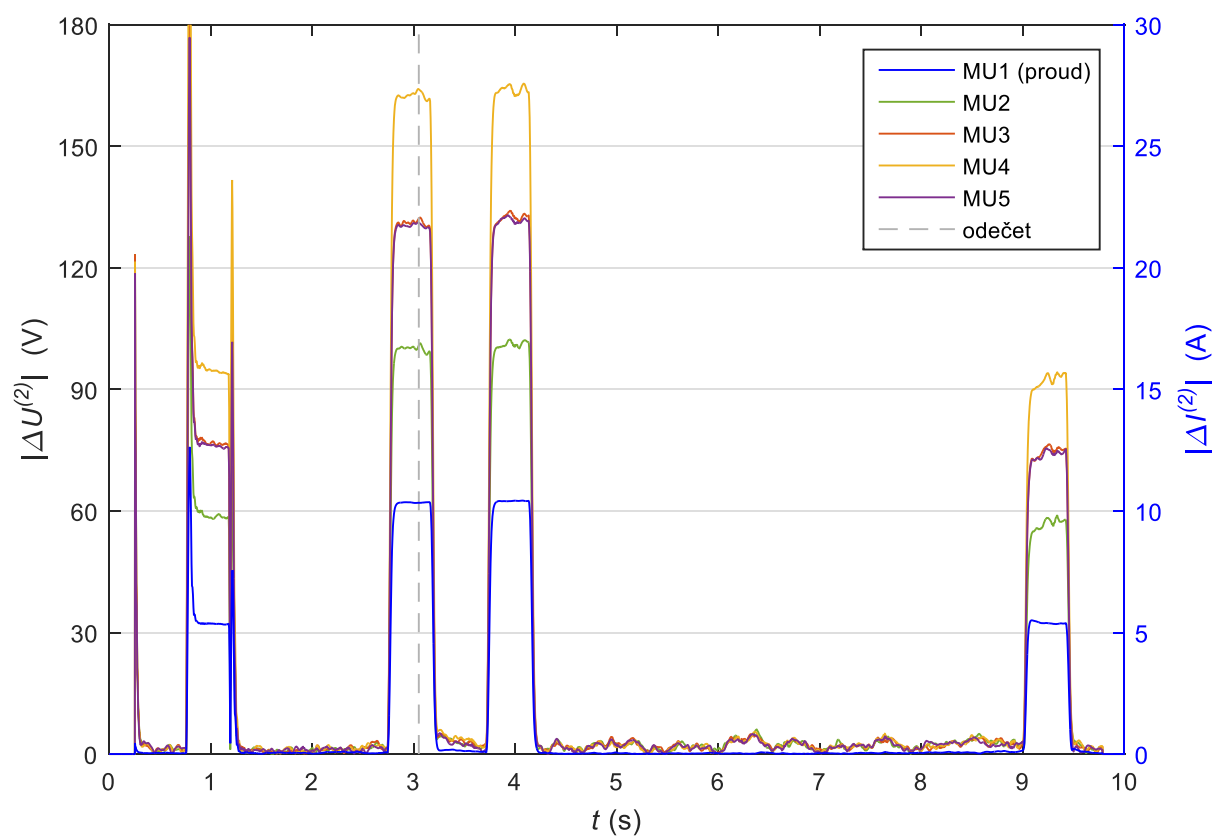
5.2.1 Odečet změn zpětných složek

Změřené hodnoty jsou zpracovávány v rámci algoritmu, jehož funkce byla popsána v části 4. Záznamy změn zpětných složek jsou v případě provedení laboratorního měření získávány v souvislosti s předchozí kapitolou a Obr. 4-13 s následujícím nastavením:

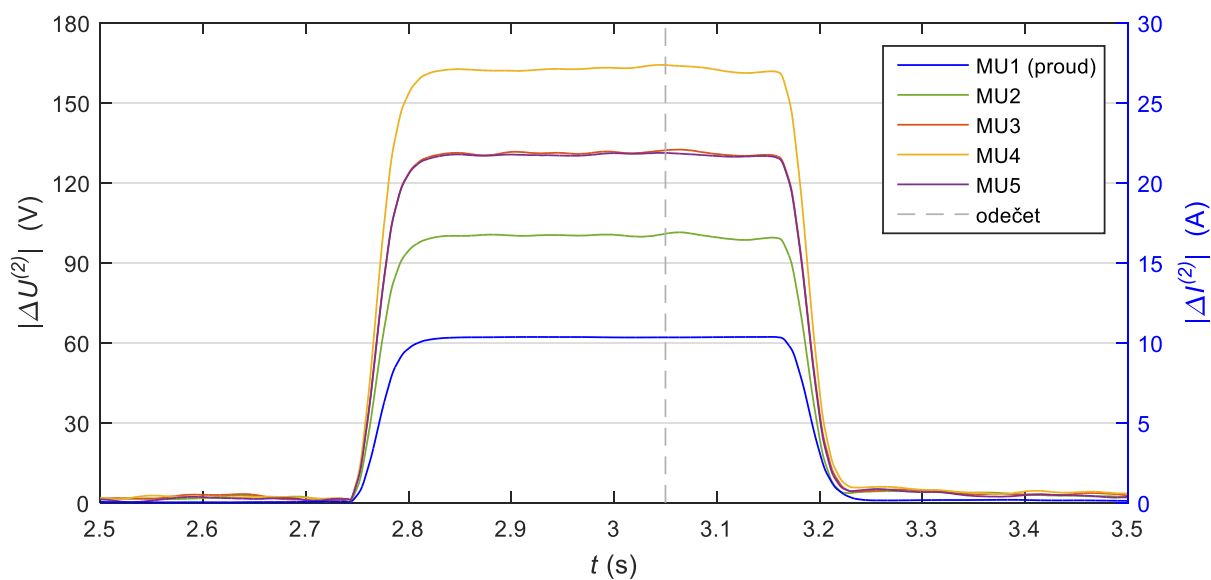
- Vstupní okamžité hodnoty jsou nejprve filtrovány vstupním filtrem s nekonečnou impulzní odezvou druhého řádu typu Čebyšev I se zlomovou frekvencí v 70 Hz a zvlněním v propustném pásmu 7 dB.
- Následně je estimována frekvence popsanou metodou ZC2 s oknem dlouhým 5 period pro výpočet okamžité frekvence jednoho vzorku. Protože záznamy v rámci jednoho měření jsou dokonale synchronizovány, probíhá estimace vždy jen pro jeden měřicí uzel napětí. Z řady změřených frekvencí jsou odstraněny ty, které se odchylují od nominálních 50 Hz o více než 1 % a dále ty, které jsou určené z prvních 10 period záznamu kvůli náběhu filtru. Následně je určena průměrná hodnota napříč časem záznamu v každé fázi, a dále výsledná frekvence průměrem mezi jednotlivými fázemi.

- c) Záznamy ze všech měřicích uzlů jsou převzorkovány tak, aby byl počet vzorků na skutečnou periodu $K=100$, dle vztahu (4.21). Při resamplu je využito lineární interpolace (v Matlabu funkce *interp1*).
- d) Z převzorkovaných záznamů je pro každý vzorek vypočten fázor zpětné složky Fourierovou metodou s celoperiodovým oknem. Následně jsou vypočteny změny zpětných složek s délkou oken F1 a F2 $N_{F1_2}=1,5$ per. a časovou diferencí mezi okny $\Delta t_{F1_2}=0,39$ s.
- e) Ze záznamů zpětných složek jsou odečteny hodnoty ve stejném čase ve všech měřicích uzlech. Tento čas je v [1] popsán jako čas maximální difference definován okamžikem, kdy je součet změn zpětných složek všech měřicích uzlů napětí maximální. U laboratorního měření je odečet zjednodušen a výsledné hodnoty jsou snímány v čase $t_{od}=3,05$ s, který přibližně odpovídá dvou třetinám doby trvání změny dané připnutím pomocného odporníku přičteným k začátku této změny. Detail připnutí odporníku s vyznačením času odečtu je na Obr. 5-3.

Body a) až e) odpovídají písmennému označení bloků na Obr. 4-13. Odečtené změny zpětných složek ve všech měřicích uzlech pro všechna měření jsou shrnuty v Tab. C-1v příloze C. Grafická znázornění mezivýsledků postupu jsou zachycena v grafech, kde jsou předmětem analýzy záznamy z měření č. 14 (dle Tab. C-1), jelikož v něm je patrná přítomnost vysílání HDO. Frekvenční analýza signálu je na Obr. 4-7, záznam estimace frekvence na Obr. 4-11, průběhy zpětných složek na Obr. 4-9 a průběhy změn zpětných složek na Obr. 5-2. Na grafech jsou vidět vcelku hladké záznamy proudu, zatímco záznamy napětí jsou více rozkmitány a v ustálených stavech je změna zpětné složky výrazněji odchýlena od nuly. To je z velké míry důsledek kolísání síťového napětí. Hladkost průběhů proudu je následkem konstantních zátěží a konstantního odporu poruchy, který se v případě skutečného zemního spojení může měnit.



Obr. 5-2: Průběhy velikostí změn zpětných složek ve všech měřicích uzlech



Obr. 5-3: Detail změn při připnutí odporníku

5.2.2 Parametry sítě

Jak bylo předesláno v části 2.1, pro vyhodnocení metody Vdip je potřeba stanovit admitanční matici ze zpětného schématu soustavy, která figuruje ve výpočtu matice spočtených změn zpětných složek napětí metodou uzlových napětí. Admitanční matice je automaticky sestavována v lokačním algoritmu, do kterého je zadávána konfigurace sítě a parametry jednotlivých prvků. Uživateli tedy stačí správně očíslovat všechny uzly a dále uvádět impedance mezi nimi. V případě laboratorního měření je potřeba nastavit číselné hodnoty imitancí jednotlivých elementů vedení a impedanci nadřazené soustavy včetně napájecího transformátoru. Parametry jednotlivých modelů vedení, přepočtené na hladinu VN, jsou vyčísleny v Tab. C-2 v příloze C.

Větší problém nastává u stanovení impedance nadřazené sítě, která musí být měřena. Tato zpětná impedance byla určena ze změn fázorů zpětných složek napětí a proudu, které byly vyvolány vznikem zemního spojení v místě nejbližší napájecí rozvodně. Impedance soustavy, která je důležitým vstupem lokačního algoritmu, byla takto stanovena na hodnotu

$$\bar{Z}_{ns} = (6,112 - j3,796) \Omega. \quad (4.22)$$

5.3 Vyhodnocení lokalizace poruch

Pro všechna provedená měření byla metodou Vdip vyhodnocena lokalizace zemního spojení. Do sítě se v souvislosti s popisem metody v [1] umístí několik pomocných uzlů v definovaných rozestupech. Vzdálenost mezi dvěma uzly určuje jemnost dělení sítě a odvíjí se od ní přesnost vyhodnocení lokalizace. Čím menší bude délka elementu rozdělené sítě, tím podrobnější bude rozložení pravděpodobnosti v jednotlivých uzlech. Při výpočtu v rámci práce byla použita délka elementu $\Delta = 0,1 \text{ km}$. Jako vyhodnocené místo poruchy byl uvažován jen uzel s největší pravděpodobností výskytu nesymetrie. Výstupem použitého algoritmu pro každé měření jsou tři parametry definující místo poruchy, a to

- vedení, ne kterém porucha vznikla,
- vzdálenost od fyzického uzlu (jednoho konce vedení) a
- uzel, od kterého je vzdálenost počítána.

Vyhodnocení provedených měření včetně odchylek od skutečných míst zemních spojení je v Tab. 5-1. Názvy vedení a čísla uzlů korespondují s označením na Obr. 5-1. Procentní odchylky jsou vztaženy jen k délce konkrétního vedení. Pokud je porucha detekována na vedení, které nesousedí s uzlem, ve kterém k poruše došlo, nemá smysl odchylku počítat. Je znatelné, že přesnost lokalizace výrazně závisí na místě poruchy.

Pro místo ZS1 – místo poruchy nejbližší k napájecí rozvodně – není určení místa nijak zvláště přesné a zhoršuje se s rostoucím odporem zemního spojení. Odchylky, které jsou v řádu desítek procent lze částečně přisoudit právě blízkosti poruchy rozvodně, protože změny zpětných složek napětí vyvolané touto poruchou jsou ve všech měřicích uzlech takřka stejné. Sepnutý kruhový vypínač zhorší přesnost lokalizace jen v případě zemního spojení s vysokým odporem.

Pro poruchu v místě ZS2 je vyhodnocení ve všech případech velmi přesné s odchylkou rovnající se délce elementu dělení sítě. Velmi dobrá přesnost je také potvrzena u místa poruchy ZS4 v případě nízkoodporových zemních spojení. Naopak při obou měření s odporem poruchy 400 Ω lokalizace selhává a vyhodnocuje místo poruchy na vedení, které není skutečné poruše přilehlé.

V místě poruchy ZS3 dochází k větším odchylkám v řádu desítek procent, které jsou vždy nižší po zkruhování sítě. V případě rozepnutého vypínače je elektrická vzdálenost měřicích uzlů MU3 a MU4 od místa poruchy stejná, což může mít malý vliv na nepřesnost vyhodnocení.

Tab. 5-1: Vyhodnocení lokalizace

konfigurace měření				výsledek lokalizace Vdip			odchylka	
č. měření	místo poruchy	odpor poruchy (Ω)	poloha vypínače	Vedení	Vzdálenost (km)	od uzlu č.	odchylka (km)	odchylka (%)
1	ZS1	0	VYP	VV2	7,5	5	2,5	25
2			ZAP	VV2	7,4	5	2,6	26
3		100	VYP	VV2	6,6	5	3,4	34
4			ZAP	VV2	6,6	5	3,4	34
5		400	VYP	VV2	7,4	5	2,6	26
6			ZAP	VV2	2,9	5	7,1	71
7	ZS2	0	VYP	VV5	9,9	7	0,1	1
8			ZAP	VV5	9,9	7	0,1	1
9		100	VYP	VV5	9,9	7	0,1	1
10			ZAP	VV5	9,9	7	0,1	1
11		400	VYP	VV5	9,9	7	0,1	1
12			ZAP	VV5	9,9	7	0,1	1
13	ZS3	0	VYP	VV5	6	7	6	60
14			ZAP	VV4	3,7	7	3,7	37
15		100	VYP	VV5	5	7	5	50
16			ZAP	VV4	2,8	7	2,8	28
17		400	VYP	VV5	4	7	4	40
18			ZAP	VV4	1,4	7	1,4	14
19	ZS4	0	VYP	K12	24,9	6	0,1	0,4
20			ZAP	K12	24,9	6	0,1	0,4
21		100	VYP	K12	24,9	6	0,1	0,4
22			ZAP	K12	24,9	6	0,1	0,4
23		400	VYP	VV2	3,8	5	-	-
24			ZAP	VV2	5,8	5	-	-

Celkově lze považovat výsledky lokalizace za nepřesvědčivé. Příčiny odchylek, které se v průměru pohybují okolo 20 %, lze hledat v mnoha faktorech celého výpočtu. První z nich jsou chyby samotného měření. Další zdrojem chyb je zajisté model distribuční soustavy VN

a jednotlivé modely vedení, jejichž štitkové parametry nemusí odpovídat realitě. Fyzikální modely vedení jsou navíc sestaveny se soustřednými parametry, zatímco metoda počítá s parametry rozloženými jako v reálných sítích. Další klíčový parametr vstupující do lokalizace je impedance nadřazené soustavy, jež byla zjišťována ze záznamů zpětných složek v měřicích uzlech. Tento způsob nelze považovat za příliš přesný, navíc může být zatížen dalšími chybami, které mohly vzniknout v algoritmu. V neposlední řadě může být zdrojem chyb proces výpočtu změn zpětných složek a způsob jejich odečtu v konkrétním časovém okamžiku. Nepřesvědčivé výsledky mohou být také zapříčiněny samotnou funkcí metody Vdip, jejíž ověření nelze bezpečně provést bez eliminace všech výše uvedených chyb. Hodnocení samotné metodiky není cílem této práce.

6 Závěr

Práce zkoumá možnosti provedení algoritmu monitorů zpětných složek napětí a proudu, které jsou součástí měřicího systému v aplikaci metody lokalizace nesymetrických poruch Vdip. Po sestavení algoritmu je funkce metody testována na fyzikálním modelu distribuční sítě VN. V úvodu textu byla metoda stručně popsána a zdůrazněny byly cíle týkající se monitoringu soustavy potřebného ke stanovení vstupních veličin této metody. Konkrétně se jedná o algoritmus simulující funkci monitorů napětí a proudu, který převádí měřené okamžité hodnoty na změny fázorů zpětných složek. Algoritmus je tvořen v prostředí Matlab.

V práci jsou prezentovány metody výpočtu fázoru a problémy s nimi související. Jednotlivé metody jsou testovány uměle vytvářenými signály se známou referencí a na základě výsledků jsou vybrány metody nejvhodnější pro danou aplikaci. Jako nejlepší způsob pro určení fázoru se jeví Fourierova metoda, která je nejprve prováděna ve dvou variantách, s půl- a celoperiodovým oknem. Zatímco první zmíněná dokáže rychleji sledovat přechodné děje, druhá lépe potlačuje vliv vyšších harmonických frekvencí v signálu. Eliminace vyšších harmonických je velmi příznivá, a tudíž je pro základ algoritmu vybrána varianta Fourierovy metody s oknem celé periody.

Ukázané problémy výpočtu fázoru, způsobené především zhoršenou kvalitou elektrické energie, jsou adresovány ve fázi optimalizace algoritmu. Řešeny jsou negativní dopady zkreslení signálu, zejména vlivem HDO a vlivem kolísání systémové frekvence. Vliv signálu HDO lze potlačit vhodným nastavením velikosti průměrovacích oken ve fázi výpočtu změny zpětné složky. Pro signály HDO vysílané na nejběžnějších frekvencích (216,66, 183,33 a 283,33 Hz) je doporučeno nastavit délku oken F1 a F2 jako 1,5násobek jmenovité periody základní harmonické, případě jako celistvý násobek této hodnoty. Nastavení se může měnit v závislosti na použité frekvenci HDO, případně na frekvenční analýze zpracovávaného signálu. Pro časovou diferenci oken je doporučena hodnota celistvého násobku délky okna, tedy při zmíněné délce okna 1,5 per (= 30 ms) je vhodné nastavení např. 0,39 s. Doporučená nastavení je vhodné korigovat podle skutečné (estimované) systémové frekvence, jak je popsáno v části 4.2.4. Pro vyhlazení záznamu změn zpětných složek lze u detekce zemních spojení zařadit i filtr typu dolní propust, například IIR filtr Čebyšev I, který byl v práci použit. Časové zpoždění filtru by mohlo být problematické při detekci zkratových poruch nebo při špatné synchronizaci záznamů jednotlivých monitorů.

Algoritmus je navrhován pro off-line analýzu záznamu okamžitých hodnot pořízeného s fixní vzorkovací frekvencí. Diskrétní Fourierova metoda však počítá s konstantním počtem vzorků ve výpočetním okně a v případě odchýlení systémové frekvence od nominální hodnoty 50 Hz dochází k úniku vzorku z okna a chybnému určení fáze. Tento problém je řešen převzorkováním záznamů okamžitých hodnot podle změřené hodnoty frekvence. Pro účely estimace frekvence je představeno a srovnáno několik metod. Jako nejlepší se jeví metoda založená na průchodech nulou počítající frekvenci pro každý vzorek, která z výsledného průměru dokáže odstranit vychýlené hodnoty způsobené přechodnými ději. I přes dobré

výsledky této metody (chyby v řádu mHz) je vlivem převzorkování do výpočtu vnášena malá chyba, která se bude zvyšovat s nižší vzorkovací frekvencí.

Algoritmus na výpočet změn zpětných složek byl v procesu vývoje testován vytvořenými signály, u nichž je známa referenční hodnota sledované změny a lze tedy hodnotit přesnost výpočtu. Orientační zhodnocení přesnosti je provedeno v Tab. 4-2. V nejméně příznivých případech, tedy při analýze extrémně zkreslených signálů zatížených skoky amplitudy a fáze byla frekvence estimována s chybou v řádu mHz. Výsledné velikosti změn zpětných složek napětí byly pak postiženy chybami v řádu desetin voltů, což odpovídalo relativní odchylce v řádu desetin procent vůči maximální změně v záznamu. V testovacích signálech nebylo simulováno kolísání systémové frekvence, jež přesnost v reálném měření ještě zhorší.

S využitím zkonstruovaného algoritmu byla metoda Vdip aplikována na lokalizaci zemních spojení na fyzikálním modelu sítě VN. Navržena byla jednoduchá distribuční síť, ve které byla ve čtyřech místech prováděna zemní spojení s třemi různými hodnotami odporu a se dvěma polohami kruhového vypínače. Všechny záznamy byly pořizovány na jednom zařízení, čímž bylo dosaženo dokonalé synchronizace. Vzorkovací frekvence byla dostatečně vysoká, konkrétně 5 kHz. Vyhodnocení přesnosti lokalizace je popsáno v části 5.3. Z porovnání výsledků provedených 24 měření lze usuzovat, že přesnost lokalizace závisí na místě poruchy. V deseti případech byla odchylka lokalizace na minimální hodnotě dané jemností dělení sítě. Z ostatních případů nelze vyvodit žádný globální trend chybovosti. Jak zkruhování sítě, tak růst velikosti odporu poruchy působí dvojsečně a v jistých případech přesnost lokalizace zlepšují, v jiných zhoršují. Celkově lze považovat výsledky lokalizace spíše za nepřesvědčivé. Kromě možných nepřesností v procesu analýzy měřených veličin lze za zdroj vzniklých chyb považovat především specifické vlastnosti laboratorního modelu. Použité modely vedení jsou na rozdíl od reálných vedení sestaveny se soustředěnými parametry, což zejména u kabelových vedení způsobí zkreslení výsledků. Chybu do lokalizace zanáší i impedance nadřazené sítě, která byla určována nepřímo a v případě měření na modelu připojeném do sítě NN je rozdílná od impedance nadřazené sítě VVN.

Za největší přínos práce lze považovat optimalizační postupy, které zpřesňují výpočet změn zpětných složek, zejména zavedení způsobu potlačení vlivů HDO pomocí vhodného nastavení výpočetních oken (viz kap. 4.2). To lze pozorovat na Obr. 4-8, kde je analyzován reálný signál s přítomností HDO. Žlutá křivka s libovolným nastavením oken dosahuje rozkmitů až 30 V, zatímco zelená křivka s korigovaným nastavením sníží rozkmity na úroveň nižších jednotek voltů. V kombinaci s filtrem je dosaženo hladké křivky. Příklad výsledků analýzy je ve formě průběhů velikostí změn pro jednoho měření na Obr. 5-2 a Obr. 5-3.

Současný stav řešeného problému nabízí několik možností dalšího postupu. Práce by šla rozšířit o hlubší průzkum metod výpočtů fázoru zpětné složky, metod filtrace i metod estimace frekvence. Všechny dílčí postupy ve výpočtu změn zpětných složek však podávají v současném stavu dobré výsledky, a tak není nutné hledat jejich náhradu. Otázkou však zůstává výpočetní náročnost algoritmu a jeho případná implementace do reálného monitoringu. Větší prostor pro zlepšení je ve fázi ověření metody na laboratorním modelu. Prvním krokem by byla snaha

o snížení všech jmenovaných chyb laboratorního měření a dále provedení více variant měření, aby bylo možné lokalizaci důkladněji vyhodnotit a vysledovat trendy její přesnosti. Dále se nabízí prozkoumat chování algoritmu a lokalizace při zkratových poruchách.

Literatura

- [1] *Způsob určení pravděpodobnosti místa výskytu nesymetrických poruch v elektrických sítích a monitorovací systém určený k provádění této metody.* 2015. Česká republika. CZ 305209 B6. Uděleno 29.04.2015. Zapsáno 10.06.2015.
- [2] TOPOLÁNEK, D. *Technická zpráva projektu TAČR TK01020107: Specifikace požadavků na DMU V-DIP READY.* Brno, 2018.
- [3] RONCERO-SANCHEZ, P., X. DEL TORO GARCIA, A. TORRES a V. FELIU. Fundamental Positive- and Negative-Sequence Estimator for Grid Synchronization Under Highly Disturbed Operating Conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2013, **28**(8), 3733-3746. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2231944. ISSN 0885-8993. Dostupné také z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6374688/>
- [4] DOTTA, Daniel, Joe CHOW, Luigi VANFRETTI, Muhammad ALMAS a Marcelo AGOSTINI. *A MATLAB-based PMU simulator.* IEEE, 2013, , 1-5. DOI: 10.1109/PESMG.2013.6672629. ISBN 978-1-4799-1303-9. Dostupné také z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6672629/>
- [5] LYON, Douglas. The Discrete Fourier Transform, Part 4: Spectral Leakage. *The Journal of Object Technology*. 2009, **8**(7), 23-34. DOI: 10.5381/jot.2009.8.7.c2. ISSN 1660-1769. Dostupné také z: http://www.jot.fm/contents/issue_2009_11/column2.html
- [6] WU, Q., Z. LU a T. JI. *Protective relaying of power systems using mathematical morphology.* 1. London: Springer, 2009. ISBN 978-1-84882-498-0.
- [7] PHADKE, Arun a James THORP. *Computer relaying for power systems.* 2nd ed. Baldock, Hertfordshire: Research Studies Press, 2009. ISBN 978-047-0057-131.
- [8] GHOSH, D., C. KUMAR, T. GHOSE a D. MOHANTA. Performance simulation of phasor measurement unit for wide area measurement system. *Proceedings of The 2014 International Conference on Control, Instrumentation, Energy and Communication (CIEC).* IEEE, 2014, , 242-245. DOI: 10.1109/CIEC.2014.6959087. ISBN 978-1-4799-2044-0. Dostupné také z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6959087/>
- [9] ČSN EN 50160. *Charakteristiky napětí elektrické energie dodávané z veřejných distribučních sítí.* Ed. 3. Praha: Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, 2011.
- [10] PNE 38 2530. *HROMADNÉ DÁLKOVÉ OVLÁDÁNÍ: Automatiky, vysílače a přijímače.* 2. vyd. 2000.

- [11] KUKAČKA, Leoš a David TOPOLÁNEK. *Technická zpráva: Návrh filtrace signálu HDO v systému V-dip*. Technická Univerzita v Liberci, 2019.
- [12] SONDKAR, Shilpa Y., Santosh DUDHANE a ABHYANKAR. Frequency Measurement Methods by Signal Processing Techniques. *Procedia Engineering*. 2012, **38**. DOI: 10.1016/j.proeng.2012.06.304. ISSN 18777058.
- [13] VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. *Experimentální model DS 22 kV: Technická dokumentace*. Brno, 2016.
- [14] HLAVÁČ, Jan. *Ověření a testování experimentálního modelu distribuční soustavy 22 kV*. Brno, 2016. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce David Topolánek.

Přílohy

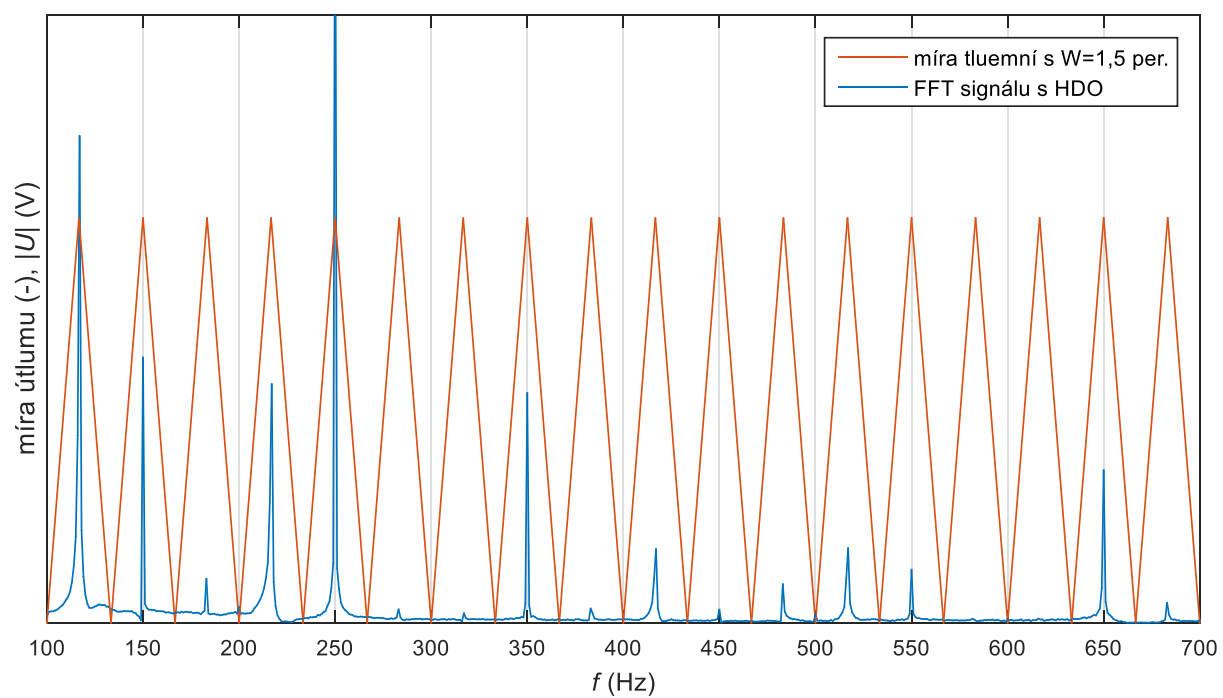
Seznam příloh:

PŘÍLOHA A	POTLAČENÉ FREKVENCE PŘI OPTIMALIZACI PRŮMĚROVACÍHO OKNA	67
PŘÍLOHA B	FOTOGRAFIE SKUTEČNÉHO ZAPOJENÍ	69
PŘÍLOHA C	VSTUPNÍ PARAMETRY DO LOKAČNÍHO ALGORITMU	70

Příloha A Potlačené frekvence při optimalizaci průměrovacího okna

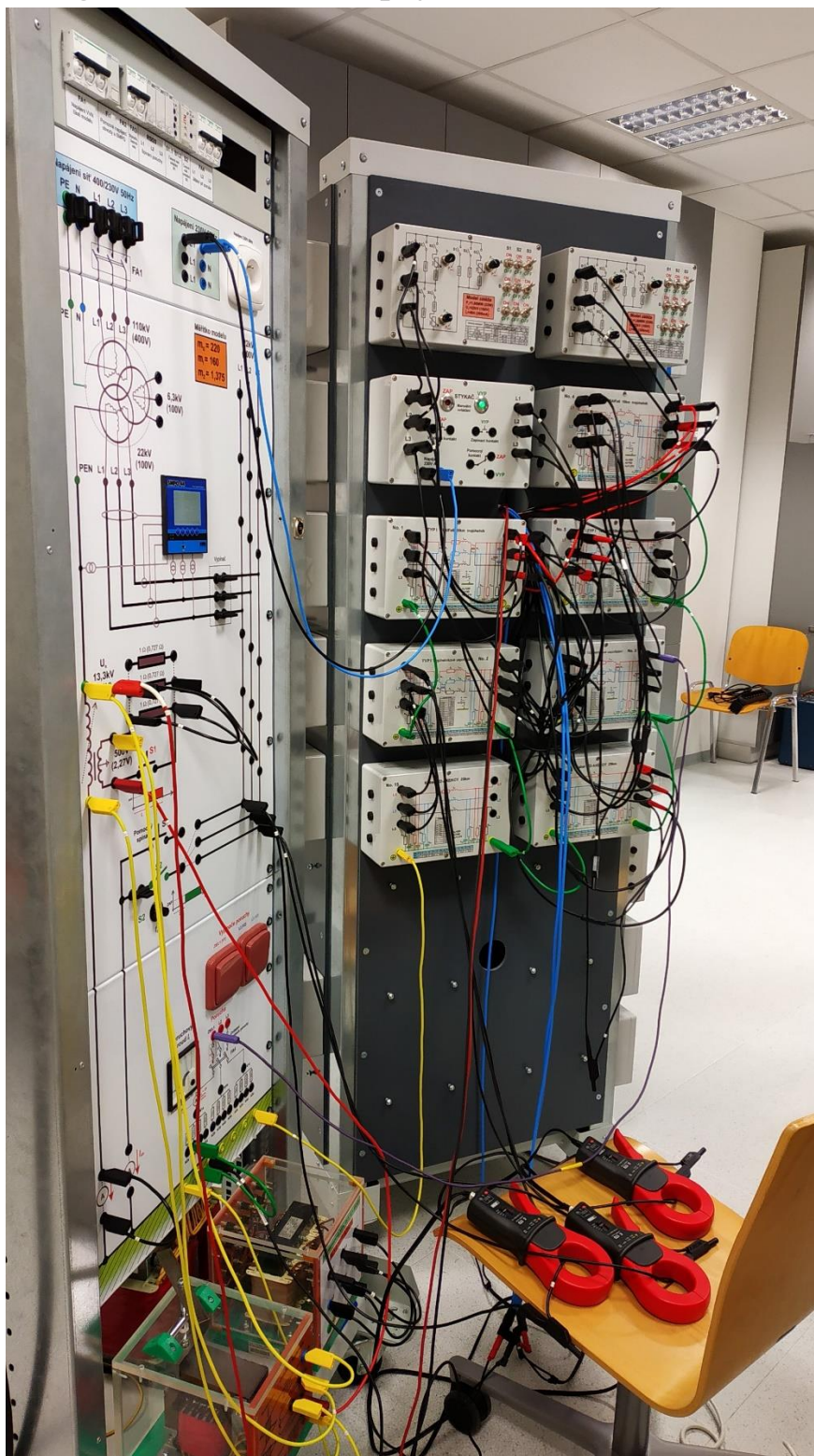
Tab. A-1: Sady nejvíce eliminovaných frekvencí pro nastavení velikosti oken 12-60 ms

W [per.]	0,6	0,9	1,2	1,5	1,8	2,1	2,4	2,7	3
n W [s]	12	18	24	30	36	42	48	54	60
1	133,33	105,56	91,67	83,33	77,78	73,81	70,83	68,52	66,67
2	216,67	161,11	133,33	116,67	105,56	97,62	91,67	87,04	83,33
3	300,00	216,67	175,00	150,00	133,33	121,43	112,50	105,56	100,00
4	383,33	272,22	216,67	183,33	161,11	145,24	133,33	124,07	116,67
5	466,67	327,78	258,33	216,67	188,89	169,05	154,17	142,59	133,33
6	550,00	383,33	300,00	250,00	216,67	192,86	175,00	161,11	150,00
7	633,33	438,89	341,67	283,33	244,44	216,67	195,83	179,63	166,67
8	716,67	494,44	383,33	316,67	272,22	240,48	216,67	198,15	183,33
9	800,00	550,00	425,00	350,00	300,00	264,29	237,50	216,67	200,00
10	883,33	605,56	466,67	383,33	327,78	288,10	258,33	235,19	216,67
11	966,67	661,11	508,33	416,67	355,56	311,90	279,17	253,70	233,33
12	1050,00	716,67	550,00	450,00	383,33	335,71	300,00	272,22	250,00
13	1133,33	772,22	591,67	483,33	411,11	359,52	320,83	290,74	266,67
14	1216,67	827,78	633,33	516,67	438,89	383,33	341,67	309,26	283,33
15	1300,00	883,33	675,00	550,00	466,67	407,14	362,50	327,78	300,00
16	1383,33	938,89	716,67	583,33	494,44	430,95	383,33	346,30	316,67
17	1466,67	994,44	758,33	616,67	522,22	454,76	404,17	364,81	333,33
18	1550,00	1050,00	800,00	650,00	550,00	478,57	425,00	383,33	350,00
19	1633,33	1105,56	841,67	683,33	577,78	502,38	445,83	401,85	366,67
20	1716,67	1161,11	883,33	716,67	605,56	526,19	466,67	420,37	383,33
21	1800,00	1216,67	925,00	750,00	633,33	550,00	487,50	438,89	400,00
22	1883,33	1272,22	966,67	783,33	661,11	573,81	508,33	457,41	416,67
23	1966,67	1327,78	1008,33	816,67	688,89	597,62	529,17	475,93	433,33
24	2050,00	1383,33	1050,00	850,00	716,67	621,43	550,00	494,44	450,00
25	2133,33	1438,89	1091,67	883,33	744,44	645,24	570,83	512,96	466,67
26	2216,67	1494,44	1133,33	916,67	772,22	669,05	591,67	531,48	483,33
27	2300,00	1550,00	1175,00	950,00	800,00	692,86	612,50	550,00	500,00
28	2383,33	1605,56	1216,67	983,33	827,78	716,67	633,33	568,52	516,67
29	2466,67	1661,11	1258,33	1016,67	855,56	740,48	654,17	587,04	533,33
30	2550,00	1716,67	1300,00	1050,00	883,33	764,29	675,00	605,56	550,00
31	2633,33	1772,22	1341,67	1083,33	911,11	788,10	695,83	624,07	566,67
32	2716,67	1827,78	1383,33	1116,67	938,89	811,90	716,67	642,59	583,33
33	2800,00	1883,33	1425,00	1150,00	966,67	835,71	737,50	661,11	600,00



Obr. A-1: Míra utlumení vlivu jednotlivých frekvencí v překryvu s frekvenční analýzou

Příloha B Fotografie skutečného zapojení



Obr. B-1: Skutečné zapojení v laboratoři

Příloha C Vstupní parametry do lokačního algoritmu

Tab. C-1: Velikosti zpětných složek napětí a proudu v měřicích uzlech

konfigurace měření				údaje z MZSN a MZSP				
č. měření	místo poruchy	odpor poruchy	poloha vypínače	MU 1	MU 2	MU 3	MU 4	MU 5
				$ \Delta \bar{I}^{(2)} $	$ \Delta \bar{U}^{(2)} $	$ \Delta \bar{U}^{(2)} $	$ \Delta \bar{U}^{(2)} $	$ \Delta \bar{U}^{(2)} $
-	-	Ω	-	A	V	V	V	V
1	ZS1	0	VYP	10,63	103,98	102,88	102,11	103,29
2			ZAP	10,62	103,29	102,38	102,22	102,03
3		100	VYP	6,02	56,50	56,09	55,54	55,91
4			ZAP	6,07	56,90	56,34	56,51	56,17
5		400	VYP	2,04	20,23	19,14	19,63	19,70
6			ZAP	2,08	16,87	16,53	16,50	16,43
7	ZS2	0	VYP	10,14	99,45	289,37	191,71	98,64
8			ZAP	10,41	106,04	170,60	136,03	168,08
9		100	VYP	5,75	54,41	159,78	106,20	54,39
10			ZAP	5,86	57,65	94,15	74,33	92,47
11		400	VYP	1,97	16,82	50,20	33,84	16,58
12			ZAP	2,01	18,78	30,27	23,84	29,93
13	ZS3	0	VYP	10,40	101,93	196,29	194,97	100,23
14			ZAP	10,34	101,04	132,35	164,01	131,20
15		100	VYP	5,96	55,56	109,23	108,49	54,88
16			ZAP	5,99	55,02	73,56	92,14	73,49
17		400	VYP	2,02	18,60	35,88	35,75	18,58
18			ZAP	2,03	18,00	23,60	29,73	24,33
19	ZS4	0	VYP	10,69	181,97	105,41	104,31	105,77
20			ZAP	10,68	180,38	104,32	102,90	102,88
21		100	VYP	6,09	100,42	57,36	57,43	57,23
22			ZAP	6,08	99,35	56,97	56,26	57,22
23		400	VYP	2,09	30,86	17,25	16,97	17,20
24			ZAP	2,07	31,50	18,61	18,28	17,78

Tab. C-2: Parametry vedení přepočtené na hladinu VN

	délka	impedance		admittance	
	l	R_k	X_k	G_k	B_k
	km	$\Omega \cdot \text{km}^{-1}$	$\Omega \cdot \text{km}^{-1}$	$\mu\text{S} \cdot \text{km}^{-1}$	$\mu\text{S} \cdot \text{km}^{-1}$
venkovní vedení	10	0,48	0,31	1,429	3,165
kabelová vedení	25	0,123	0,113	1,429	91,420