

Západočeská univerzita v Plzni

Fakulta aplikovaných věd

Katedra kybernetiky

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

PLZEŇ, 2014

Sven Künkel

PROHLÁŠENÍ

Předkládám tímto k posouzení a k obhajobě bakalářskou práci zpracovanou na závěr studia na Fakultě aplikovaných věd Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem bakalářskou práci vypracoval samostatně a výhradně s použitím odborné literatury a pramenů, jejichž úplný seznam je její součástí.

V Plzni dne 16.5.2014

.....

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval pozornému vedoucímu a výbornému člověku Ing. Janu Jaklovi, díky jehož odborným postřehům, trpělivosti a ochotě jsem měl vynikající zpětnou vazbu při psaní této práce. Nemalý dík patří i pánům Ing. Jindřichu Liškovi Ph.D. a Ing. Jiřímu Nováčkovi za další cenné rady a za zprostředkování několika přínosných konzultací s odborníky z elektrotechnického pole. Velice si vážím podpory, kterou mám u své milé rodiny.

Anotace

Diagnostické systémy včasné detekce a lokalizace poruch jsou důležité předpoklady pro moderní elektrizační soustavu. V této práci jsou analyzovány různé přístupy k detekci zkratu založené na časo-frekvenčním zpracování signálu. Podrobně jsou diskutovány také metody lokalizace, jejich chyby a navrženy jsou způsoby jejich zpřesnění. Správná funkčnost algoritmů byla ověřována na datech získaných simulací v programu Simulink. Závěr práce je věnován otázce aplikovatelnosti popsaných metod v prostředí reálné elektrizační sítě.

Klíčová slova

Poruchy v elektrizační síti, zkrat, transientní elektrický vzruch, Fourierova transformace, diskrétní waveletová transformace, detailové koeficienty, detekce zkratu, lokalizace zkratu

Annotation

Diagnostic systems for in-time fault detection and localization are important in a modern electrical grid. In this work various fault detection methods based on time-frequency signal processing are analyzed. Localization methods are thoroughly discussed as well, their pros and cons are analyzed and several new techniques with better accuracy are proposed. The correctness of the suggested algorithms is proved *in silico*. Finally, use of the described methods in a real electrical grid is discussed.

Keywords

Electrical fault, short circuit, fault-induced transient, Fourier transform, discrete wavelet transform, detail coefficients, fault detection, fault location

Obsah

1. ÚVOD	1
2. ELEKTRIZAČNÍ SOUSTAVA.....	2
3. PORUCHY V ELEKTRICKÉ SÍTI.....	3
3.1. ELEKTRICKÝ ZKRAT	3
3.2. SOUČASNÝ STAV LOKALIZACE ZKRATU	3
3.3. SIMULACE PORUCH V SIM POWER SYSTEMS	4
3.4. DETAILNÍ POHLED NA PROJEV ZKRATU	5
3.5. ODDĚLENÍ TRANSIENTNÍHO VZRUCHU OD PŮVODNÍHO SIGNÁLU.....	6
3.6. PŘÍSTUPY K FILTRACI VYSOKOFREKVENČNÍCH SLOŽEK ZE SIGNÁLU.....	7
4. VYUŽITÍ ČASOFREKVENČNÍCH METOD PRO DETEKCI ZKRATU	8
4.1. TRANSFORMACE SIGNÁLU Z ČASOVÉ OBLASTI DO FREKVENČNÍ	8
4.1.1 <i>Fourierova transformace</i>	8
4.1.2 <i>Krátkodobá Fourierova transformace</i>	9
4.1.3 <i>DWT</i>	10
4.1.4 <i>STFT a DWT: segmentace časo-frekvenční roviny</i>	14
4.1.5 <i>Maximum overlap DWT (MODWT)</i>	15
4.2. APLIKACE DWT PRO DETEKCI ZKRATU	15
4.2.1 <i>Nerekursivní a rekursivní výpočet statistických charakteristik signálu</i>	17
4.3. VYUŽITÍ STFT K DETEKCI ZKRATU.....	20
5. LOKALIZACE ZKRATU	22
5.1. LINEÁRNÍ LOKALIZACE S VYUŽITÍM DVOU MĚŘICÍCH BODŮ	22
5.2. VLIV VZORKOVACÍ FREKVENCE NA CHYBU METODY	23
5.3. ROZHODNUTÍ MEZI VNĚJŠÍ/VNITŘNÍ PORUCHOU	24
5.4. LINEÁRNÍ LOKALIZACE S VYUŽITÍM VÍCE NEŽ DVOU MĚŘICÍCH BODŮ	27
6. POUŽITÍ METODY V REÁLNÉ SÍTI.....	29
6.1. MĚŘENÍ ELEKTRICKÝCH VELIČIN V REÁLNÉ SÍTI	29
6.2. MORFOLOGIE ELEKTRIZAČNÍ SÍTĚ	29
6.3. NEŽÁDOUCÍ VLIV ZTRÁT A DYNAMIKY SÍTĚ	30
7. ZÁVĚR.....	32
REFERENCE	33

Seznam obrázků

Obr. 2.1	Přehledová tabulka řešení jednotlivých napěťových úrovní.....	2
Obr. 3.1	Princip lokátoru poruch založeném na měření impedance.	3
Obr. 3.2	Schéma modelové sítě v Simulinku.....	4
Obr. 3.3	Průběh proudu vedením pro dva druhy poruch.....	6
Obr. 3.4	Filtrace pomocí modelu Butterworthova filtru.	7
Obr. 4.1	Jednostranné amplitudové spektrum signálu získané pomocí DFT.....	9
Obr. 4.2	Ukázka spektrogramu STFT.....	10
Obr. 4.3	Ukázka waveletu z rodiny Daubechies - DB4.	11
Obr. 4.4	Porovnání původního signálu a z něj spočítaných škálovacích koeficientů na 4. škále.....	13
Obr. 4.5	Ukázka škálogramu DWT..	14
Obr. 4.6	Část naměřeného průběhu proudu (černě) a jemu odpovídající koeficienty DWT.....	16
Obr. 4.7	Průběh koeficientů MODWT s vyznačením pevných mezí.....	17
Obr. 4.8	Ukázka různých způsobů výpočtu střední hodnoty signálu a intervalu $\mu \pm \sigma$	18
Obr. 4.9	Průběh koeficientů MODWT a odpovídajícího intervalu $\mu \pm 4\sigma$	20
Obr. 4.10	Využití STFT k detekci zkratu..	21
Obr. 5.1	Modelový případ: nerozvětvený úsek vedení mezi dvěma transformačními stanicemi.....	22
Obr. 5.2	Rozbor vzdáleností pro lineární lokalizaci.	22
Obr. 5.3	Modelová situace vnější poruchy.	24
Obr. 5.4	Závislost časové difference na místě zkratu vůči měřicím bodům A a B.	25
Obr. 5.5	Zapojení ampérmetrů umístěných v uzlech sítě.....	25
Obr. 5.6	Obrázek demonstrující opačný náběh detailových koeficientů DWT při příchodu vzruchu od vnitřního zkratu..	26
Obr. 5.7	Obrázek demonstrující shodně orientovaný náběh detailových koeficientů DWT při příchodu vzruchu od vnějšího zkratu.....	26
Obr. 5.8	Ilustrační síť s jedním větvením a čtyřmi měřicími body A, B, C a D.	27
Obr. 5.9	Průběhy proudu a příslušných koeficientů MODWT na čtyřech měřicích bodech sítě.	28
Obr. 6.1	Reálný průběh fázoru napětí naměřený na stanici Horušany.....	29
Obr. 6.2	Přenosová soustava ČR. Zdroj www.ceps.cz	30
Obr. 6.3	Amplitudová frekvenční charakteristika měřicího transformátoru.....	31

1. Úvod

I v těch nejmodernějších elektrizačních sítích se vyskytují zkraty a nemusí být nutně důsledkem zanedbané údržby. Pád stromu do vedení či přeseknutí podzemního kabelu při zemních pracích jsou jen některé příčiny vzniku zkratu. Není proto cílem nalézt způsoby, jak zkratům 100% předcházet, mnohem více se zkoumají metody, jak vznik zkratu co nejrychleji odhalit a uvést síť co nejrychleji zpět do normálního stavu.

Východím bodem této práce byl článek od autorů Costa a Souza [1] publikovaný na konferenci IPST'11 v Delftu v roce 2011. Autoři v článku popsali metodu detekce a lokalizace zkratů v elektrické síti, která využívá jeden z důsledků zkratu – vznik nestacionárního transientního vzruchu, jenž se šíří vedením z místa zkratu. Metodu autoři poměrně uceleně a srozumitelně vysvětlují a to do takové míry, že si čtenáři k jejímu pochopení vystačí se základními znalostmi z oblasti elektrotechniky. Pro čtenáře-kybernetika je tudíž možné oprostít se od elektrotechnických detailů a svoji pozornost zaměřit na otázku zpracování signálu, jež je stěžejním bodem této metody. Otázka detekce a lokalizace zkratu není nová. V současných elektrizačních sítích jsou zcela běžné systémy, které mají za úkol detekovat výskyt poruchy a určit její polohu. Na ně jsou navázané další mechanismy pro odpojení postiženého úseku vedení od napětí, čímž se minimalizují následky, včetně majetkových škod. Detekce je v dnešních systémech založena především na měření impedance zkratové smyčky. V čem je metoda popisovaná v této práci lepší, je rychlost, s jakou může být porucha detekována a také přesnost její lokalizace, přičemž obě vlastnosti jsou závislé především na vzorkovací frekvenci, s jakou jsou měřeny elektrické veličiny. Zásadní výhodou od dnes užívaných metod detekce a lokalizace je i schopnost detekovat a lokalizovat poruchy či zkraty, které měly velmi krátkou dobu trvání řádově milisekund.

Význam této bakalářské práce spočívá v hlubší analýze zmíněné metody v aspektech zpracování signálu, zavedením diskuse o případné možnosti využití jiných metod zpracování signálu, možnostech zpřesnění lokalizace zkratu v případě využití většího počtu měřicích bodů nebo vyšší vzorkovací frekvence měřicích přístrojů a v neposlední řadě je v této práci zaměřena pozornost i na praktickou využitelnost metody v prostředí české elektrizační sítě.

Aby byla práce co do báze znalostí maximálně soběstačná, jsou některé kapitoly výhradně teoretické a mají za úkol uvést čtenáře do problematiky. Jde především o úvodní 2. kapitolu, v níž je popsána elektrizační soustava a její uspořádání, a o kapitolu 3.1 obecně pojednávající o elektrických zkratech. V těchto kapitolách je převážně odkazováno na jiné zdroje, v nichž čtenář najde bližší informace. Zbývající část 3. kapitoly podává rešerši o současném stavu detekce a lokalizace zkratu, představuje simulační model, který pro potřeby této bakalářské práce sloužil jako zdroj dat se zkratovými událostmi a v závěru detailněji popisuje projev zkratu a jeho vliv na časový vývoj elektrických veličin.

Čtvrtá kapitola o transformaci signálu z časové domény do frekvenční má opět teoretický úvod (4.1), v němž se neobjevují žádné nové poznatky a slouží k uvedení čtenáře do problematiky a ujasnění pojmů. Ne tak následující kapitola 4.2, ve které jsou analyzovány různé metody návrhu detekčního algoritmu a kapitola 4.3, která otevírá diskusi o možném využití krátkodobé Fourierovy transformace k detekci zkratu.

Pátá kapitola pojednává o lokalizaci zkratu. V první podkapitole 5.1 je popsán princip lokalizace zkratu podle článku [1]. Zbývající část třetí kapitoly tento článek obohacuje o hlubší analýzu chyb lokalizace zkratu s ohledem na vzorkovací frekvenci měřicích přístrojů a přináší možnost zpřesnění lokalizace v případě použití více než dvou měřicích bodů.

V závěrečné šesté kapitole je pozornost obrácena k aplikovatelnosti metody v reálné síti. Ukazuje několik závažných komplikací, které by se musely překonat, aby bylo možné popsanou metodu využít v podmínkách reálné elektrizační sítě. Nicméně tyto komplikace nejsou technicky nepřekonatelné. Největším omezením je však jistá těžkopádnost vůči změnám, kterou s sebou tak rozsáhlý systém jako je elektrizační síť nese.

2. Elektrizační soustava

V této kapitole bude zavedeno několik pojmů, jež se budou využívat v dalším textu. Je volně citováno z [3].

K primárnímu cíli, kterým je doprava elektrické energie od zdrojů ke spotřebitelům, slouží elektrizační soustava. Jedná se o soubor vzájemně propojených zařízení sloužících pro výrobu, transformaci, přenos a distribuci elektrické energie včetně měřicích, řídicích, ochranných a informačních systémů. Struktura elektrické sítě může mít dvě základní formy. Jednak jako otevřený rozvod, v němž je elektrická energie dodávána jedinou cestou – paprskový nebo průběžný rozvod. Druhou formou je uzavřený rozvod, kde napájení je zajištěno z několika stran současně – okružní rozvod nebo mřížová síť.

Elektrizační soustavu lze dále rozdělit na dvě části:

- Přenosovou soustavu, která zajišťuje především tranzitní přenos na velké vzdálenosti, jedná se o páteřní či mezistátní linky. Jsou k ní připojeny výkony velkých elektráren. Strukturou se nejčastěji jedná o okružní rozvod. Typické hodnoty napětí v ČR jsou 400 kV, 220 kV, popř. 110 kV. Schéma přenosové sítě ČR je na obrázku 6.2.
- Distribuční soustavu, která je mnohem rozvětvenější, je provozována na nižším napětí a jejím úkolem je dopravit elektrickou energii k územně rozptýleným cílovým odběrným bodům (sídlá, průmyslové podniky apod.). Strukturou jde nejčastěji o paprskový rozvod, v případě distribučních sítí nn ve velkých městech mřížový rozvod. Typické hodnoty napětí pro distribuční soustavu v ČR jsou 110 kV, 35 kV, 25 kV, 22 kV, 1,5 kV, 400 V a 230 V a hladiny používané v minulosti, od nichž se postupně upouští 10 kV, 6 kV, 3 kV.

Normální stav je stav soustavy, kdy jsou všechny provozní hodnoty systémových veličin v dovolených mezích a není omezena doprava elektřiny odběratelům např. vlivem poruchy či údržby.

	Napět'ová úroveň	Jmenovité napětí	Uspořádání rozvodu
Přenosová soustava	vvn	400 kV	Okružní
		220 kV	
Distribuční soustava	vn	110 kV	Okružní, paprskový
		22 kV, 35 kV	Průběžný, paprskový
		10 kV	
	nn	6 kV	Průběžný, paprskový, mřížový
		500 V	
	400/230 V		

Obr. 2.1 Přehledová tabulka řešení jednotlivých napět'ových úrovní. Zdroj [3].

3. Poruchy v elektrické síti

Vedení elektrické energie je realizováno buďto podzemními kabely, mnohem častěji však venkovním visutým vedením, což je způsob levnější na výstavbu a se snazší možností monitoringu poruch a jejich oprav. Visuté vedení je ovšem náchylnější na rušení od vnějšího prostředí. Při bouřkách hrozí úder blesku do stožáru elektrického vedení, při silném větru je vedení ohroženo pádem stromu. Následkem může být vznik zkratu, zemního spojení, přetržení vedení, což jsou příklady jevů, jež hromadně nazýváme poruchami. Úkolem správce elektrizační soustavy potom je poruchy co nejrychleji odhalit a adekvátně reagovat, tzn. snažit se o navrácení sítě do normálního stavu v co nejkratším čase.

3.1. Elektrický zkrat

V této práci bude pozornost zaměřena pouze na jeden typ poruchy, která může na elektrickém vedení nastat, a tou je zkrat. Nicméně je pravděpodobné, že rozsah možného použití popisované metody by mohl být rozšířen i na další typy poruch. Zkrat je elektromagnetický přechodový děj, který je definován jako vodivé spojení dvou nebo více bodů obvodu, které mají při normálním provozu různá napětí, přes relativně malý odpor [3]. Příčiny vzniku zkratu podle [3] jsou:

- Vady zařízení – především výrobní vady jako špatná izolace (nevhodný materiál, nevhodná technologie výroby) anebo chybná montáž zařízení.
- Přepětí – příčinou atmosférické nebo provozní přepětí. Může způsobit porušení izolace a následný zkrat.
- Cizí zásahy – pád stromu do vedení, přeseknutí kabelu při zemních pracích, přetržení kabelu při sesuvu půdy apod.
- Nedostatečná zkratová odolnost zařízení.
- Selhání lidského činitele – především při obsluze el. zařízení.

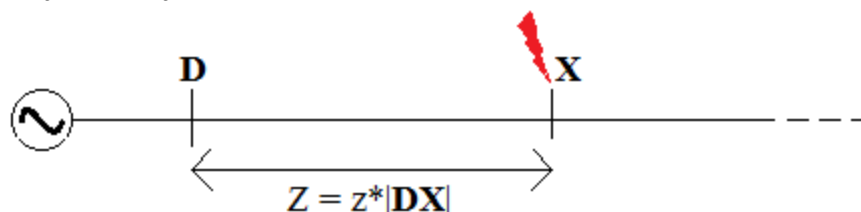
Zkraty lze rozdělit na zemní a mezifázové. Příčinou zemního zkratu může být například pád stromu na drát elektrického vedení nebo porušení izolace na stožáru v místě zavěšení. Příčinou mezifázového zkratu je například dotek rozhoupaných drátů při extrémně silném větru apod.

Zkrat přináší významnou změnu v průběhu proudu vedením. V [3] či [8] je bližší popis charakteristik zkratových proudů.

3.2. Současný stav lokalizace zkratu

O současném stavu monitoringu elektrizační sítě pojednává [8]. Následující odstavec ve stručnosti popisuje metodu lokalizace zkratu, která je v uvedeném zdroji podrobně popsána.

Vznikne-li někde na vedení zkrat, je žádoucí jej co nejrychleji odhalit, určit místo jeho vzniku a zpravidla postižený úsek ihned odpojit. Tento proces je v dnešní době automatizován. Pro síť vvn jej provádí lokátory poruch nebo distanční ochrany s integrovaným lokátorem. Úkolem lokátoru je z naměřeného proudu a napětí spočítat impedanci daného úseku vedení a podle ní vyhodnotit eventuální výskyt poruchy a následně i její polohu. Platí, že s rostoucí vzdáleností místa zkratu od uzlu, v němž provádíme měření, roste i celková impedance tohoto úseku. Dojde-li ke zkratu těsně u uzlu, je impedance úseku mezi uzlem a místem zkratu malá. Naopak je-li místo zkratu hodně vzdálené od uzlu, je i impedance úseku vedení mezi uzlem a místem zkratu znatelně větší. Měřením zkratového proudu a napětí na uzlu pak lze spočítat impedanci úseku vedení mezi uzlem a místem zkratu a se znalostí délkové impedance vedení pak dopočítat i samotnou vzdálenost. Princip přibližuje následující obrázek.



Obr. 3.1 Princip lokátoru poruch založeném na měření impedance.

D značí distanční ochranu, X místo zkratu. V bodě D jsou snímány hodnoty proudu a napětí, z nichž lze spočítat impedanci vedení. Zkrat způsobí zkrácení smyčky, jíž protéká proud ze zdroje, a tím i snížení impedance na hodnotu $Z = z \cdot |DX|$, kde z je impedance vedení na jednotku délky. Tuto impedanci lze spočítat z naměřeného proudu I a napětí U . Pro neznámou vzdálenost $|DX|$ potom platí

$$|DX| = \frac{Z}{z} = \frac{U}{I \cdot z}. \quad (1)$$

Metody založené na měření impedance vykazují maximální chybu 2% až 3% [8], přičemž dle stejného zdroje se chyba může vlivem nežádoucích vlivů v souvislosti se strukturou sítě ještě zvýšit. Měření se v elektrizační síti nejčastěji provádí v rozvodných stanicích a to pomocí přístrojových transformátorů.

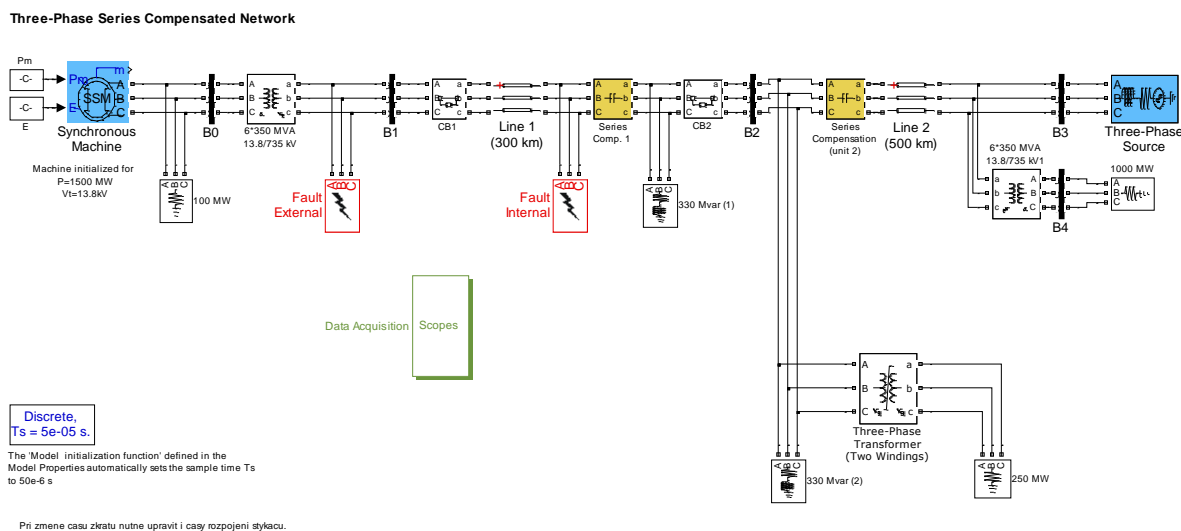
3.3. Simulace poruch v Sim Power Systems

Náhradou za reálná data, jejichž dostupnost nebo kvalita jsou silně omezené, byla data získaná simulací v prostředí Sim Power Systems, což je toolbox simulinku pro modelování elektrizačních sítí. Je zde možné vytvořit model sítě z funkčních bloků, jako jsou různé elektrické zdroje, pasivní prvky, prvky výkonové elektroniky, či elektromechanické stroje jakožto sofistikovanější formy elektrické zátěže.

Na rozdíl od základní verze programu Simulink jsou mezi sebou funkční bloky spojeny dvěma druhy vazeb. Vazby zakončené na jednom konci šipkou představují klasické vstupně-výstupní spojení, jako u základního Simulinku. Toto spojení je vždy jednosměrné a slouží k přenosu informace, typicky při přiřazování konstant, matematických výpočtech apod. Druhý typ vazeb je na obou koncích zakončený plným černým čtverečkem a spojují se s ním funkční bloky speciální pro Sim Power Systems. Toto spojení je obousměrné a představit si jej lze jako reálné kovové spojení bez rezistence, tedy jako hladinu stejného potenciálu.

Mezi nastavitelné parametry simulace patří doba simulace a vzorkovací frekvence.

V prostředí Sim Power Systems byl pro potřeby této práce vytvořen model třífázové elektrizační sítě, jež je zobrazena na následujícím obrázku.



Obr. 3.2 Schéma modelové sítě v Simulinku.

Parametry zdroje, zátěže a transformátorů byly přejaty ze vzorového příkladu Sim Power Systems. V následující části budou popsány důležité části simulačního schématu.

Line 1 a Line 2: Tyto bloky reprezentují vedení s rozptýlenými parametry LC a soustředěnými ztrátami R. Umožňují nastavení délky vedení a hodnot rezistance, indukce a kapacity na jednotku délky. Konkrétní hodnoty byly:

$l = 0,9337 \cdot 10^{-3} \text{ Hkm}^{-1}$, $c = 12,74 \cdot 10^{-9} \text{ Fkm}^{-1}$, $r = 0,01273 \text{ } \Omega\text{km}^{-1}$. Rychlost šíření elektrického signálu vedením s rozptýlenými parametry je dána vztahem

$$v = \frac{1}{\sqrt{lc}}, \quad (2)$$

kde l a c jsou indukance a kapacitance vedení na jednotku délky. Pro dosažení konkrétních hodnot získáme hodnotu

$$v = \frac{1}{\sqrt{0,9337 \cdot 10^{-3} \text{ Hkm}^{-1} \cdot 12,74 \cdot 10^{-9} \text{ Fkm}^{-1}}} = 289942318 \text{ ms}^{-1} \cong 96,7\% c,$$

kde c značí rychlost světla ve vakuu.

V simulačním modelu jsou tyto bloky použity dva z toho důvodu, aby mezi ně bylo možné umístit funkční blok Fault Internal, který zajišťuje zkrat. Levý úsek vedení má délku 300 km, pravý úsek 500 km.

Fault Internal: Zkrat. Lze nastavit zemní nebo mezifázový zkrat a to v libovolné kombinaci jednotlivých fází. Simulace byla prováděna pro případ zemního zkratu typu AG (první fáze se zemí) a pro případ zkratu typu ABC (třífázový zkrat). Rezistance spojení fází byla $0,001 \text{ } \Omega$ a rezistance k zemi byla $1 \text{ } \Omega$. Tyto funkční bloky jsou ve schématu dva z toho důvodu, že jeden sloužil pro simulaci vnitřního zkratu (mezi uzly B1 a B3) a druhý pro simulaci vnějšího zkratu (vůči uzlům B2 a B3). O vnější a vnitřní poruše pojednává kapitola 5.3.

Dalšími klíčovými elementy schématu jsou uzly, znázorněné plnými černými sloupky. V těchto uzlech jsou prováděna měření proudu a napětí a po skončení simulace jsou naměřené hodnoty převedeny na pracovní plochu v Matlabu v podobě proměnných typu struct.

Three-Phase Transformer: Třífázové transformátory mají v síti dvojí význam. Jednak byly použity k transformaci napětí mezi vedením a zátěžemi potažmo zdrojem el. energie. Současně zastupovaly i tzv. měřicí transformátory proudu a napětí. Měření v modelové síti jsou totiž prováděna idealizovanými voltmetry a ampérmetry, které je možné připojit na libovolné napětí. V praxi to ovšem možné není, zde se využívají měřicí (také přístrojové) transformátory, viz 0. kapitola.

Sim Power Systems umožňuje konfiguraci uspořádání primárního a sekundárního vinutí (hvězda, trojúhelník) a konfiguraci nejrůznějších parametrů jako převod transformátoru, odpory a indukance vinutí, saturaci a další.

Three-Phase Source: Třífázový zdroj napětí se vnitřní sériovou RL impedancí. Slouží jako jediný zdroj elektrické energie v síti. Nominální mezifázové napětí bylo nastaveno na $735 \text{ kV}_{\text{rms}}$ a síťová frekvence na 50 Hz . Zdroje všech tří fází byly hvězdicově spojeny k společné zemi (volba Yg).

Synchronous Machine: Simuluje elektromechanickou zátěž. Ačkoliv u ní lze nastavit mnoho parametrů, v síti plnila roli dynamické zátěže o relativně velkém příkonu, čímž napodobovala podmínky v reálné síti.

Každý model v Sim Power Systems musí obsahovat funkční blok Powergui. Funkcí tohoto bloku je uchovávat ekvivalentní simulinkovské schéma obsahující daný model ve stavové reprezentaci. Umožňuje specifikovat metodu pro řešení modelu (spojitá, diskrétní s pevnými časovými okamžiky), zda má být simulace počítána pomocí komplexních hodnot nebo fázorů, počáteční hodnoty provozních veličin a další.

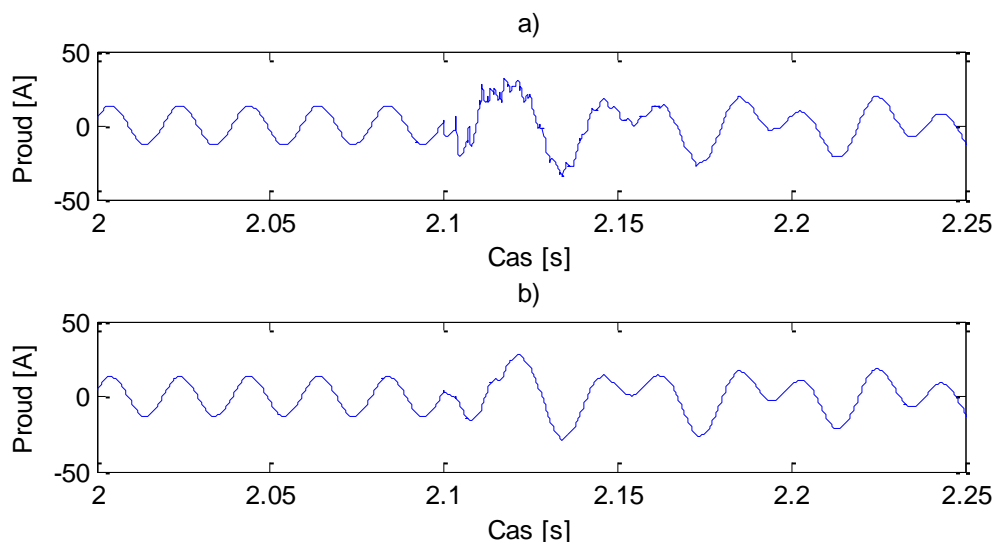
Po ukončení simulace jsou všechny potřebné naměřené průběhy elektrických veličin převedeny na pracovní plochu Matlabu, kde následně poslouží jako vstupní data pro popisovanou metodu detekce a lokalizace zkratu.

3.4. Detailní pohled na projev zkratu

Zkrat způsobí ve vedení přechodový děj. Jednak je to tím, že se téměř skokově změní parametry vedení (např. impedance). Dále se např. u zemního zkratu vyrovnávají rozdílné potenciály související s parazitní kapacitou mezi visícím drátem a povrchem země. Soubor těchto dílčích dějů se projeví vznikem nestacionárního transientního signálu, který se od okamžiku vzniku zkratu šíří vedením na obě strany. Rychlost šíření je se blíží rychlosti elektromagnetického vlnění ve vakuu (v [1] uvažují hodnotu $0,98 c$, tj. $293796609 \text{ ms}^{-1}$, rychlost závisí na parametrech konkrétní sítě, viz rovnice na předchozí straně). Na tomto místě je důležité poznamenat, že elektrický vzruch se nešíří

jako proud elektronů vedením, nýbrž jako elektromagnetický vzruch podél vedení, který až následně rozkmitává elektrony ve vodiči. To vysvětluje rychlost, s jakou se vzruch pohybuje vedením.

Není úplně důležité zabývat se analytickým popisem vzruchu, postačující bude akceptovat fakt, že tento signál má velmi prudký náběh a obsahuje frekvenční složky z pásma až desítek kHz [1]. Typický průběh proudu nejprve v normálním stavu, od času 2,1 sekund s projevem zkratu je zobrazen na obrázku 3.3.



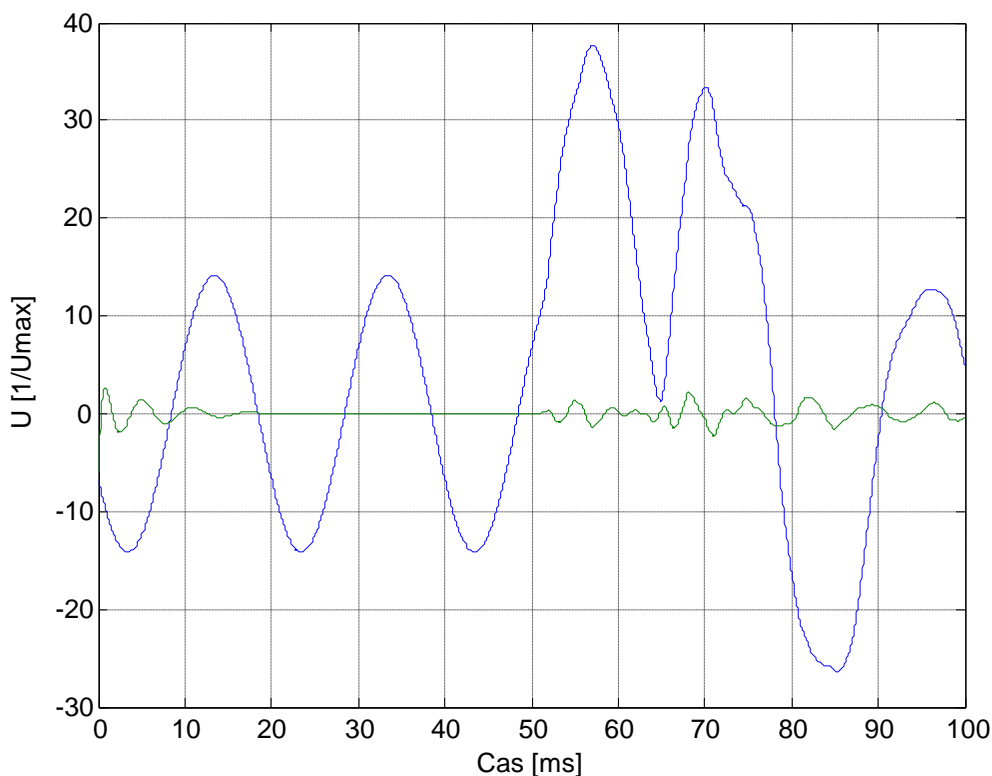
Obr. 3.3 Průběh proudu vedením pro dva druhy poruch. a) mezifázový zkrat, b) zemní zkrat.
Data získána simulací v Sim Power Systems.

Obrázek obsahuje dva grafy. První (a) představuje proud první fáze při mezifázovém kovovém zkratu první a druhé fáze. Druhý graf (b) představuje proud zkratovou smyčkou při zemním spojení, tj. proud první fáze mezi zdrojem a zemí v místě zkratu. V obou případech je vidět, že původní harmonické kmity přešly v neperiodické kmitání a signály jsou navíc zatíženy šumem o frekvenci mnohem vyšší, než je síťová frekvence. Je možné už předeslat, že metoda detekce zkratu, jež je předmětem této práce, je založena právě na identifikaci časového okamžiku, v němž se v původním harmonickém signálu začne projevovat i ten vzruchový.

3.5. Oddělení transientního vzruchu od původního signálu

Vzhledem k tomu, že původní harmonické oscilace a vzruch od zkratu jsou signály, které ve frekvenční oblasti leží daleko od sebe, nabízí se pokusit se je od sebe oddělit. Chceme-li se zabývat pouze vzruchem od zkratu, můžeme naměřený signál zpracovat filtrem typu horní propust', jehož mezní frekvence bude zvolena tak, aby filtr propouštěl signály s frekvencí vyšší než síťová frekvence 50 Hz.

Následující obrázek ukazuje časový průběh proudu s projevem zkratu po čase 51 ms společně se signálem, který vznikne filtrací původního signálu Butterworthovým filtrem typu HP. Mezní frekvence propustného pásma filtru byla nastavena na 200 kHz. Signály či složky signálu s frekvencí menší než 200 kHz jsou utlumeny, naopak signály či složky signálu s frekvencí větší než 200 kHz projdou téměř beze změny. Tím je zaručeno odfiltrování síťové frekvence 50 Hz. Filtrovaný signál vykazuje určité počáteční zakmitání. To nesouvisí se vzruchem od zkratu, jde pouze o okrajový jev při výpočtu.



Obr. 3.4 K filtraci původního signálu byl použit Butterworthův filtr typu HP, jehož mezní frekvence propustného pásma byla nastavena na 200 Hz.

Je tedy vidět, že na rozdíl od bezporuchového stavu obsahuje signál naměřený po vzniku zkratu i významnou vysokofrekvenční složku. To je klíčový poznatek, na jehož základě lze navrhnout metodu pro detekci zkratu. Myšlenka je taková, že postačující je sledovat vysokofrekvenční složky signálu. V bezporuchovém stavu se prakticky nevyskytují, jejich amplituda je zanedbatelná. Ovšem s příchodem vzruchu od zkratu jejich energie výrazně naroste. Cílem je proto navrhnout vhodný mechanismus, jak rozpoznat toto prudké zvýšení amplitudy vysokofrekvenčních složek.

3.6. Přístupy k filtraci vysokofrekvenčních složek ze signálu

V principu by mohly existovat dvě možnosti. Buďto z reálného elektrického signálu analogově odfiltrovat nízké frekvence (především síťovou frekvenci 50 Hz) a zkonstruovat zařízení, které bude ve zbývajícím šumovém signálu schopné detekovat prudké zvýšení amplitudy. Nebo měřený signál digitalizovat a zpracovat jej v digitální podobě. Ve druhém případě by bylo možné použít model filtru nebo použít některý z matematických nástrojů pro zpracování signálu, kterým jsou především integrální transformace.

4. Využití časofrekvenčních metod pro detekci zkratu

Předmětem této práce je metoda pro detekci a lokalizaci zkratu, která se od zmíněných impedančních metod značně liší. Než bude přistoupeno k jejímu popisu, bude nejprve vyložena potřebný matematický aparát.

4.1. Transformace signálu z časové oblasti do frekvenční

Transformací do frekvenční oblasti je signál převeden do reprezentace, z níž je možné určit zastoupení jednotlivých frekvenčních složek původního časového signálu. Existuje pro to celá řada integrálních transformací, z nichž každá může být vhodná pro jinou aplikaci. V následující části bude popsána Fourierova transformace (FT), diskretní waveletová transformace (DWT) a její modifikovaná verze MODWT. Jako hlavní zdroj informací o FT posloužila kniha [4]. Pro bližší, přesně matematický vzhled do problematiky FT i DWT lze doporučit knihu [5].

4.1.1 Fourierova transformace

Fourierova transformace patří do třídy integrálních transformací. Spojitá FT je definována

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-i2\pi ft} dt. \quad (3)$$

$X(f)$ je obecně komplexní funkce reálné proměnné a nazývá se Fourierovým obrazem funkce $x(t)$. Postačující podmínkou pro existenci Fourierovy transformace je absolutní integrovatelnost funkce $x(t)$, tj. existence integrálu

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)| dt < \infty. \quad (4)$$

Této podmínce vyhovuje každá funkce s konečnou energií, což je každý reálný signál.

Modul

$$|X(f)| = \sqrt{\operatorname{Re}\{X(f)\}^2 + \operatorname{Im}\{X(f)\}^2} \quad (5)$$

se nazývá amplitudové spektrum signálu. Pro reálný signál $x(t)$ je amplitudové spektrum sudou funkcí. Informace v něm obsažená je tedy redundantní a postačující je omezit se na oblast kladných frekvencí (včetně nulové frekvence). V tom případě je pro zachování amplitud nutné vynásobit spektrum dvěma. Výsledkem pak je jednostranné amplitudové spektrum.

Jelikož je FT ortogonální transformací, zachovává energii. Splňuje tedy Parsevalův teorém [5]

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df. \quad (6)$$

A protože Fourierův obraz existuje pro signály s konečnou energií, platí, že i amplitudové spektrum těchto signálů má konečnou energii.

V praxi se používá výhradně diskretní Fourierova transformace (DFT). Definována je pro diskretně vzorkované vstupní signály. Integrál při ní přejde v sumu a pro její výpočet existuje velmi efektivní algoritmus – rychlá Fourierova transformace (FFT), který minimalizuje celkový počet aritmetických operací při výpočtu tak, že výsledná složitost se sníží na $O(n \log n)$. Definiční vztah DFT je

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k)e^{-i2\pi nk/N}, n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (7)$$

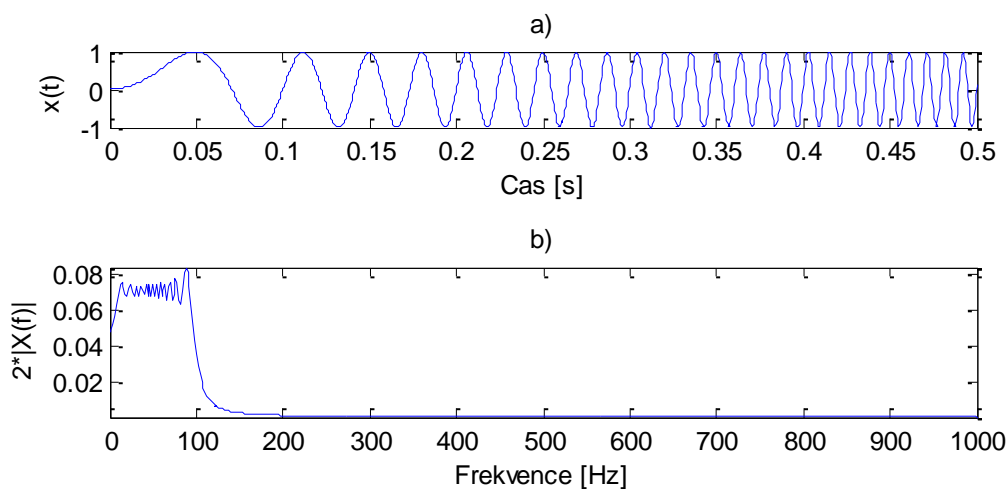
kde N je počet vzorků signálu.

Jak je tedy vidět, obraz vzniklý DFT je složen ze stejného množství vzorků, jako obsahoval originální časový signál. Výpočet DFT podle tohoto vztahu má složitost $O(n^2)$.

Jak již bylo řečeno, aplikováním FT na signál lze získat spektrum signálu. Toto spektrum má ovšem tu nevýhodu, že popisuje signál v celé jeho délce. Z toho důvodu se používá především pro

signály, jejichž parametry se s časem nemění. Vyskytují-li se v signálu nějaké nestacionární události (např. vlivem poruch), přestává být FT vhodným nástrojem k jeho zpracování. V signálu se například může objevit porucha, kterou lze snadno objevit pohledem na časový průběh signálu, ve spektru je ale její projev nepatrný. Navíc se zcela skryje informace o tom, v jakém časovém okamžiku k události došlo. FT reprezentuje signál v čistě frekvenční doméně.

Pro ilustraci je uveden obrázek 4.1. V části a) je harmonický signál s lineárně rostoucí okamžitou frekvencí (chirp signál). Signál je dlouhý 0,5 sekund, vzorkován je s frekvencí 2000 Hz, a je proto složen z 1000 vzorků. Frekvence se lineárně mění z hodnoty 0 Hz v čase $t = 0$ s do hodnoty 100 Hz v čase $t = 0,5$ s. V části b) je jeho jednostranné amplitudové spektrum získané pomocí DWT. Předně je dobré si všimnout, že frekvenční osa pokrývá hodnoty od 0 Hz do 1000 Hz. Maximální hodnota je dána polovinou vzorkovací frekvence. Dále je vidět, že spektrum je nenulové na intervalu 0 až 100 Hz, což je v souladu s očekáváním, neboť okamžitá frekvence v signálu se mění právě mezi těmito hodnotami. Zběžným pohledem na průběh spektra by ovšem nebylo možné rozhodnout, jestli původní signál byl superpozicí sinusovek o frekvencích 0 až 100 Hz, nebo jestli se jednalo o zde použitý chirp signál.



Obr. 4.1 Jednostranné amplitudové spektrum signálu získané pomocí DFT.

4.1.2 Krátkodobá Fourierova transformace

K dosažení informace o lokálním charakteru signálu by bylo možné postupovat tak, že signál by se nejprve násobil vhodnou okénkovou funkcí nenulovou jen na omezeném intervalu a FT by se aplikovala až na takto pozměněný signál. Na tomto principu je založena krátkodobá Fourierova transformace (Short-Time FT, STFT), jejíž definiční vztah je

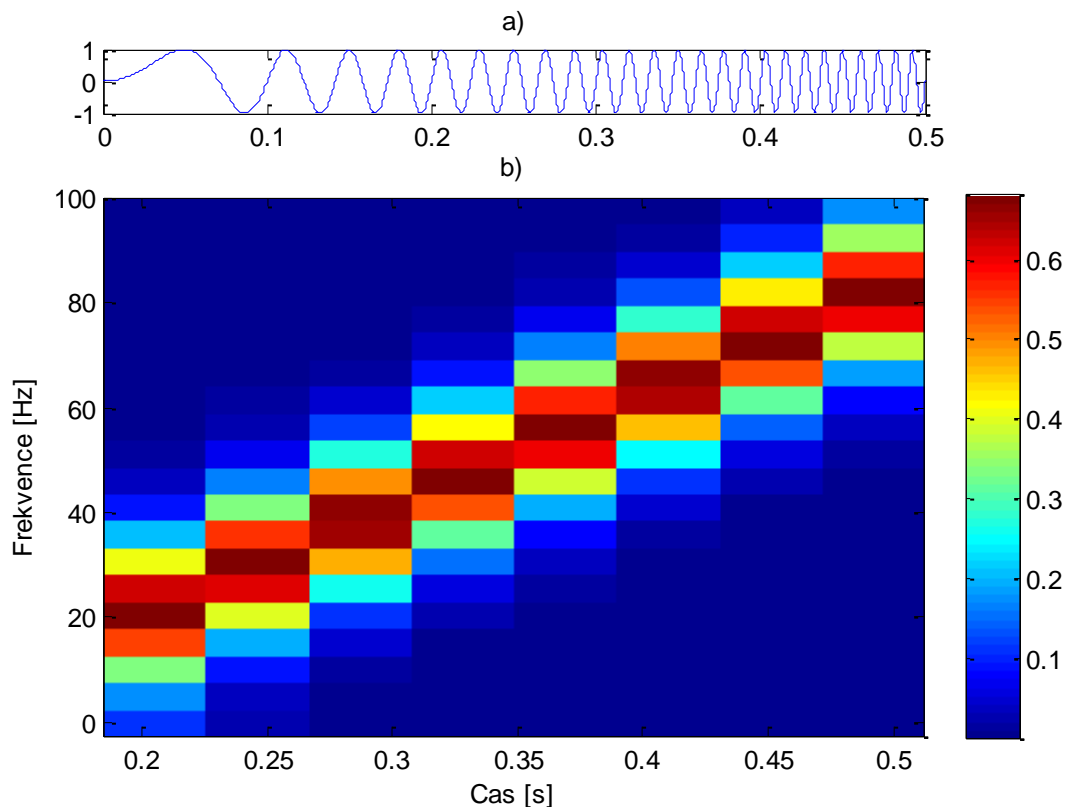
$$X(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) w^*(\tau - t) e^{-i2\pi f \tau} d\tau. \quad (8)$$

Obraz signálu v STFT je funkcí dvou proměnných. Jednak je stejně jako u FT funkcí frekvence, navíc ale závisí i na čase. Tento čas koresponduje s posunem okénkové funkce. w^* je okénková funkce (u reálných funkcí lze vynechat hvězdičku symbolizující komplexní sdruženost). $w(\tau)$ je soustředěna kolem počátku, $w(\tau - t)$ je posunuta o t ve směru časové osy. Změnou posunu t v předpisu okénkové funkce a následným násobením se signálem lze ze signálu izolovat jednotlivé úseky. Obraz $X(t, f)$ se pak spočítá jako Fourierova transformace ze signálu, který je nulový kromě určitého úseku definovaného parametrem t .

Pro krátkodobou Fourierovu transformaci existuje i diskrétní varianta, která je definována vztahem

$$X(m, f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) w^*(n - m) e^{-i2\pi f n}. \quad (9)$$

STFT signálu se vizualizuje pomocí spektrogramu, což je diagram, jehož dvě osy odpovídají času a frekvenci a modul obrazů STFT je znázorněn barvou. Ukázka spektrogramu je následujícím obrázkem.



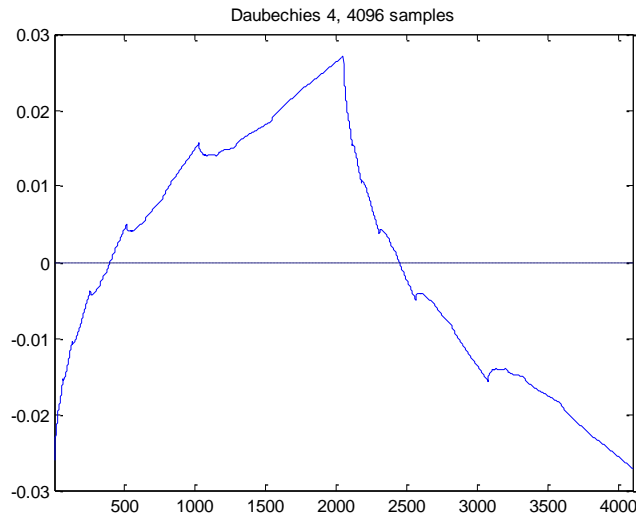
Obr. 4.2 Ukázka spektrogramu. a) signál, b) jemu příslušný spektrogram diskrétní STFT.

Pro možnost srovnání byl použit stejný signál, jako v odstavci 4.1.1. Jednoznačná výhoda zpracování signálu pomocí STFT je ta, že ve spektrogramu je jasně vidět, jak se v průběhu času přesouvalo maximum koeficientů STFT od nízkých frekvencí směrem k vysokým, přesně tak, jak se postupně zvyšovala okamžitá frekvence signálu. Přidaná informace o lokálnosti je ovšem získána na úkor snížení jemnosti rozlišení ve frekvenci.

4.1.3 DWT

Zevrubný a velmi srozumitelný výklad DWT podává Addison ve své knize *The Illustrated Wavelet Transform Handbook* [2]. Následující odvození DWT čerpá velkou měrou právě z této knihy.

Podobně jako Fourierova transformace vyjadřuje signál pomocí funkcí sinus a cosinus, diskrétní waveletová transformace (DWT) k tomu používá speciální funkce, tzv. wavelety. Diskrétní wavelety jsou funkce nenulové pouze na konečném časovém úseku.



Obr. 4.3 Ukázka waveletu z rodiny Daubechies - DB4. Vytvořen je ze 4096 vzorků a příslušel by 11. škále.

S waveletem je možné provádět dva základní druhy operací. První z nich je dilatace v čase. Při každé dilataci dochází k prodlužování waveletu ve směru časové osy, přesněji řečeno zvýší se počet vzorků, z nichž je wavelet vytvořen, přičemž tvar waveletu zůstává stejný. Informace o tom, kolikrát byl wavelet takto prodloužen, souvisí s pojmem škála. Na předchozím obrázku je zobrazena dilatovaná verze waveletu z rodiny Daubechies DB4, který je původně (na první škále) složen ze čtyř vzorků. Původní wavelet byl desetinásobně dilatován, v tomto případě to znamenalo zdvojnásobení délky, a výsledný wavelet je proto složen ze 4096 vzorků ($2^{10} \cdot 4 = 4096$).

Druhou základní operací je posouvání podél časové osy. To umožňuje umístit nenulový úsek waveletu do požadovaného času. Krok posunutí ovšem nemůže být libovolný, je vázán s aktuální škálou, což je vidět z následujícího vztahu.

Formální obecný zápis waveletu na m -té škále a s posunem n je

$$\psi_{m,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{a_0^m}} \psi\left(\frac{t - nb_0 a_0^m}{a_0^m}\right). \quad (10)$$

Koeficienty a_0 a b_0 jsou konstantní a závisí na nich vlastnosti nové reprezentace signálu ve škálové oblasti. Pokud platí $a_0 = 2$ a $b_0 = 1$, generované wavelety leží na tzv. dyadické mřížce.

$$\psi_{m,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{2^m}} \psi\left(\frac{t - n2^m}{2^m}\right). \quad (11)$$

Wavelety z dyadické mřížky tvoří ortonormální bázi, což je žádoucí zejména kvůli nulové redundanci (wavelety jsou vzájemně kolmé a každý proto nese jedinečnou informaci) a kvůli konzervaci energie (normalizované funkce mají jednotkovou energii).

Integrál z waveletu a tím i jeho střední hodnota jsou nulové

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt = 0. \quad (12)$$

Vedle waveletů bude nutné zavést ještě druhý soubor funkcí, tzv. škálovacích funkcí. V rámci DWT souvisí s vyhlazováním signálu. Obecný formální vztah pro škálovací funkci má tvar

$$\phi_{m,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{2^m}} \phi\left(\frac{t - n2^m}{2^m}\right). \quad (13)$$

Integrál ze škálovací funkce

$$\int_{-\infty}^{\infty} \phi_{0,0}(t) dt = 1. \quad (14)$$

Dvě škálovací funkce ze dvou po sobě jdoucích škál vyhovují vztahu

$$\phi(t) = \sum_k c_k \phi(2t - k). \quad (15)$$

Z tohoto vztahu je zřejmé, že škálovací funkci na jedné škále lze generovat kombinací většího počtu vzájemně posunutých škálovacích funkcí na předcházející (nižší) škále. c_k jsou pro danou škálovací funkci pevné koeficienty. V rámci DWT jde o fundamentální myšlenku, protože díky tomu lze ze zvoleného počátečního tvaru škálovací funkce a souboru koeficientů c_k generovat všechny další škálovací funkce na vyšších škálách.

Obdobný princip generování škálovacích funkcí podle rovnice (15) platí i v případě waveletů

$$\psi(t) = \sum_k (-1)^k c_{N_k-1-k} \phi(2t - k) \equiv \sum_k b_k \phi(2t - k), \quad (16)$$

kde $b_k \equiv (-1)^k c_{N_k-1-k}$. Koeficienty c_k lze nalézt řešením soustavy rovnic, kde jednotlivé rovnice vyplývají z podmínek, které musí koeficienty DWT splňovat (podrobněji v [2]).

Koeficienty prvních tří waveletů rodiny Daubechies jsou uvedeny v následující tabulce.

Wavelet	Koeficienty c_k
DB2 (Haarův wavelet)	1 1
DB4	0.6830127 1.1830127 0.3169873 -0.1830127
DB6	0.47046721 1.14111692 0.650365 -0.19093442 -0.12083221 0.0498175

Diskrétní waveletová transformace je proces hledání koeficientů $T_{m,n}$ a $S_{m,n}$. Koeficienty $T_{m,n}$ se nazývají waveletové koeficienty, příp. detailové koeficienty a platí pro ně

$$T_{m,n} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi_{m,n}(t) dt. \quad (17)$$

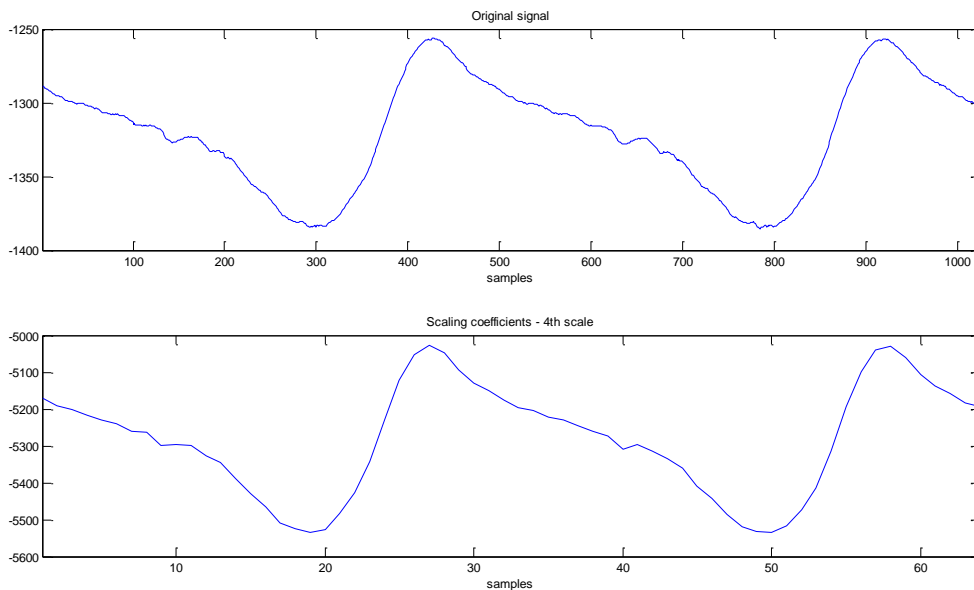
Detailové koeficienty se tedy spočítají jako skalární součin původního signálu s waveletem.

Koeficienty $S_{m,n}$ se nazývají škálovací koeficienty. Vypočítají se podle vztahu

$$S_{m,n} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \phi_{m,n}(t) dt. \quad (18)$$

Lze očekávat, že vzhledem k odlišné povaze waveletů a škálovacích funkcí budou i příslušné koeficienty reprezentovat odlišné charakteristiky signálu. Wavelet má nulový integrál, ve waveletových koeficientech se proto nemůže objevit informace o střední hodnotě signálu. Naopak škálovací funkce má integrál nenulový, a škálovací koeficienty proto představují určitým způsobem vážené průměry z úseků původního signálu. Posloupnost škálovacích koeficientů lze interpretovat jako diskrétní aproximaci původního signálu.

Obrázek 4.4 znázorňuje originální signál a posloupnost z něj spočítaných škálovacích koeficientů na 4. škále. Posloupnost škálovacích koeficientů je viditelně vyhlazenější, podvzorkovaná a o násobek konstanty se lišící verze původního signálu.



Obr. 4.4 Porovnání původního signálu a z něj spočítaných škálovacích koeficientů na 4. škále.

Výše uvedené integrální vztahy pro výpočet detailových a škálovacích koeficientů jsou sice matematicky korektní, avšak pro praktické výpočty ne zcela vhodné. Vedle toho je však možné využít zmíněné genericity, jež platí mezi škálovacími funkcemi resp. wavelety napříč škálami. Provedením sledu několika matematických úprav (blíže viz [2]) lze dojít ke vztahům

$$S_{m+1,n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_k c_{k-2n} S_{m,k}, \quad (19)$$

$$T_{m+1,n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_k b_{k-2n} S_{m,k}. \quad (20)$$

Na základě znalosti škálovacích koeficientů na jedné škále lze tedy vypočítat škálovací i detailové koeficienty na následující škále. Znamená to tedy, že k výpočtu všech koeficientů DWT ze všech škál je postačující znalost škálovacích koeficientů z určité počáteční škály $S_{m_0,n}$. Pokud by bylo úkolem spočítat diskretní waveletovou transformaci spojitého signálu, k počátečnímu souboru koeficientů $S_{m_0,n}$ by bylo nutné dojít přes výpočty integrálů. V technické praxi a i v rámci této práce jsou ovšem vstupní signály v diskretní podobě. Pro výpočet DWT diskretního signálu se jako počáteční škálovací koeficienty položí přímo vzorky tohoto vstupního signálu. Tento postup je i v souladu s interpretací škálovacích koeficientů jako aproximace původního signálu. Je-li algoritmus spuštěn tak, že za $S_{m_0,n}$ je dosazen původní signál, je na této počáteční „aproximaci“ zajímavé pouze to, že se zcela shoduje s původním signálem.

Postupné počítání koeficientů DWT lze ilustrovat následujícím schématem

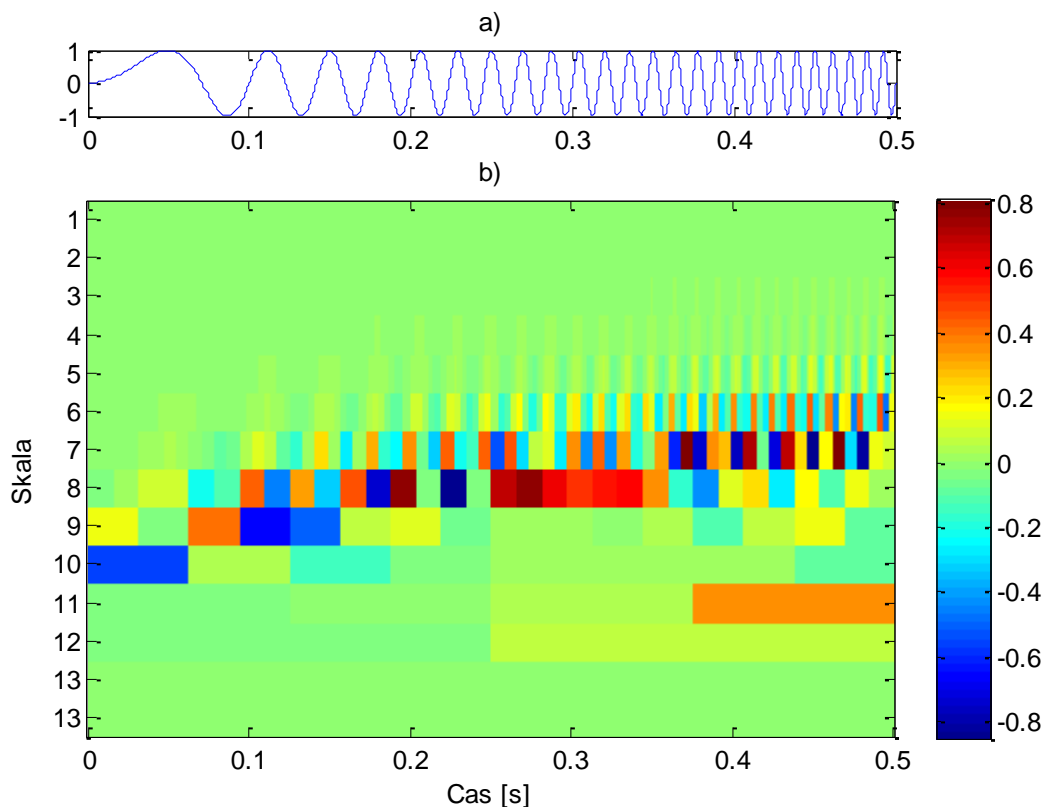
$$\begin{array}{ccccccc} S_{0,n} & \cdots & S_{1,n} & \cdots & S_{2,n} & \cdots & S_{3,n} & \cdots \\ & & \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ & & & & T_{1,n} & & T_{2,n} & & T_{3,n} \end{array}$$

Ze schématu je vidět, jak se ze škálovacích koeficientů na dané škále počítají škálovací i waveletové koeficienty na následující škále. Tento způsob výpočtu se nazývá pyramidový algoritmus.

Taktéž je dobré si uvědomit, že při výpočtu každé nové posloupnosti koeficientů dochází k podvzorkování. Krok konvoluce je totiž roven 2^m , kde m je škála. Škála se postupně zvětšuje o jedničku, a proto každá nová posloupnost koeficientů má poloviční počet vzorků, než kolik bylo škálovacích koeficientů, z nichž byl výpočet proveden.

Pro jednoduchost je užitečné předpokládat, že počet vzorků originálního signálu byla mocnina dvou, např. 2^m . Potom výpočet jeho DWT se zastaví na m -té škále, na které bude spočítán jediný detailový a jediný škálovací koeficient.

DWT signálu se vizualizuje pomocí škálogramu, což je diagram, jehož dvě osy odpovídají času a škále a modul obrazů DWT je znázorněn barvou. Ukázka škálogramu je na obrázku 4.5.



Obr. 4.5 Ukázka škálogramu. a) signál, b) jemu příslušný škálogram.

Signál na obrázku 4.5 a) je dlouhý 0,5 sekundy a je generován se vzorkovací frekvencí 16384 Hz. Jeho délka ve vzorcích tedy činí 8192 a to znamená, že rozklad podle DWT proběhne na 13 škálách.

4.1.4 STFT a DWT: segmentace časo-frekvenční roviny

Srovnáním obrázků 4.2 a 4.5 je vidět, že STFT a DWT lze zobrazit velmi podobným způsobem. Je zde ovšem jedna zásadní věc, v níž se obě metody liší. V případě STFT má použitá okénková funkce vždy stejnou šířku, bez ohledu na frekvenci komplexní exponenciály, kterou moduluje. Časové rozlišení diskrétní STFT (ve smyslu schopnosti analyzovat v signálu krátkodobé časo-frekvenční události) je konstantní pro všechny frekvence. Zlepšit tuto rozlišovací schopnost je možné zkrácením použitého okna, čímž se ovšem zhorší rozlišení STFT ve frekvenční oblasti.

Naproti tomu DWT počítá korelaci signálu a waveletu, jehož šířka je odvozena od aktuální škály. Pro malé škály (tj. vysoké frekvence) je wavelet velmi krátký, s přibývajícím škálou se časově prodlužuje. Znamená to tedy, že DWT má odlišné časové rozlišení pro různé škály.

Pro následný popis metody pro detekci zkratu je důležitý ten fakt, že koeficienty DWT jsou pro malé škály (vysoké frekvence) velmi dobře lokalizované v čase.

4.1.5 Maximum overlap DWT (MODWT)

V tomto odstavci bude ukázána modifikovaná varianta klasické DWT. Jako zdroj informací posloužila kniha [6], na kterou je tímto čtenář odkázán pro bližší informace.

Na rozdíl od klasické DWT, MODWT konečného diskrétního signálu o N vzorcích je vysoce redundantní reprezentace, která na každé škále produkuje N detailových a N škálovacích koeficientů. Výhod, které z toho však plynou, je hned několik. Na příklad MODWT není závislá na počátečním posunu signálu vůči škálovací a waveletové funkci. Přesněji řečeno, kruhový posun signálu o určitý počet vzorků způsobí kruhový posun škálovacích a detailových koeficientů o stejný počet vzorků. Další výhodou je, že nedochází ke snížení počtu vzorků při počítání posloupností koeficientů MODWT na jednotlivých škálách. To, jak se ukáže, je hlavní důvod, proč dát v popisovaném algoritmu detekce zkratu přednost MODWT před DWT.

Škálovací a detailové koeficienty na škále $m + 1$ se spočítají podle rovnic, které mají stejně jako u DWT formu pyramidového algoritmu.

$$S_{m+1,n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{l=0}^{L-1} c_l S_{m-1,n-2^{j-1}l \bmod N} \quad (21)$$

$$T_{m+1,n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{l=0}^{L-1} b_l S_{m-1,n-2^{j-1}l \bmod N} \quad (22)$$

Stejně jako u DWT, c_l a b_l jsou pevné koeficienty související s tvarem škálovací a waveletové funkce, které obě mají délku L vzorků, a N je délka signálu.

4.2. Aplikace DWT pro detekci zkratu

Připomeňme, že jedním z důsledků zkratu je vznik „vzruchu“ v podobě aditivního šumového signálu obsahujícího frekvence v širokém pásmu frekvencí až do desítek kHz, který se šíří z místa zkratu na obě strany vedení. Rozpoznáním tohoto šumového signálu v naměřených datech získaných v uzlech sítě lze učinit závěr, že někde na vedení došlo k poruše.

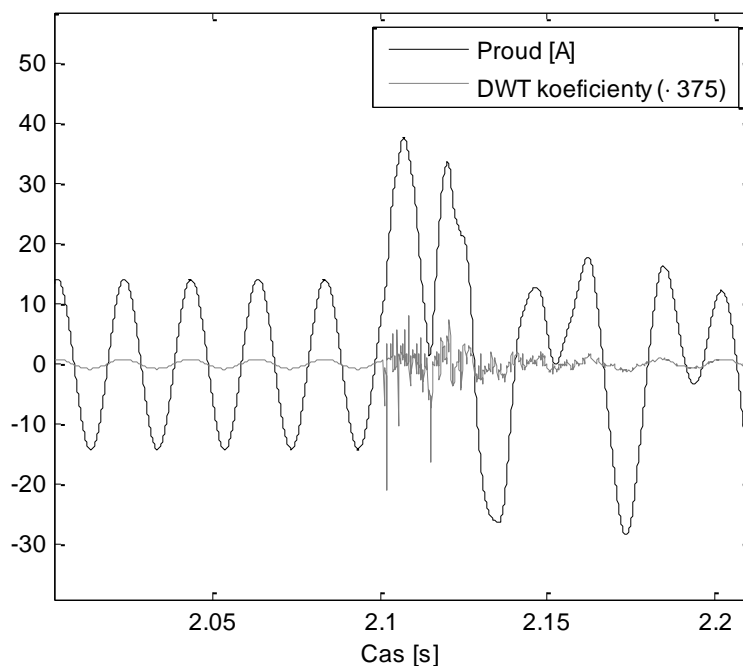
Konvoluce signálu a waveletu oddělí část vysokofrekvenční informace z původního signálu. Tudíž na proces generování waveletových koeficientů lze nahlížet tak, jako by byl původní signál filtrován použitím filtru typu horní propust.

V první iteraci algoritmu, tedy výpočtu detailových koeficientů na první škále, je z původního signálu o n vzorcích spočítáno $n/2$ detailových koeficientů. Ty jsou nositeli informace o složce signálu z nejvyššího frekvenčního pásma, tedy přibližně mezi Nyquistovou frekvencí $\frac{f_s}{2}$ a její polovinou $\frac{f_s}{4}$.

K detekci okamžiku příchodu vzruchu bude výhodné a postačující omezit se na výpočet detailových koeficientů pouze na první škále. Existuje k tomu několik důvodů:

- Detailové koeficienty na první škále odpovídají nejvyššímu frekvenčnímu pásmu. Signál tedy stačí vzorkovat na dvojnásobné frekvenci, než je ta frekvence frekvenční složka vzruchu, na kterou chceme nastavit detekční algoritmus.
- Detailové koeficienty na první škále jsou nejméně podvzorkovány. Podávají tedy nejlepší rozlišení v čase.
- Jejich výpočet je proveden přímo z originálního signálu, a tudíž je časově efektivní.

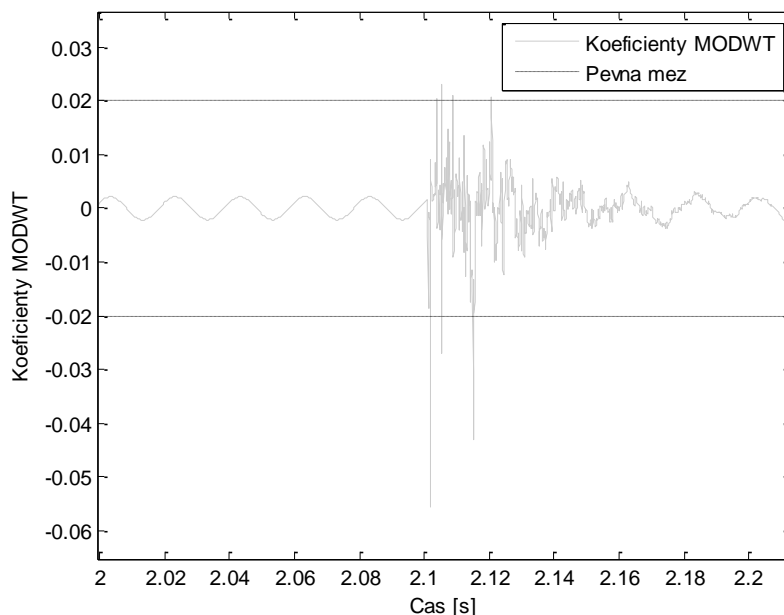
Na následujícím obrázku je znázorněn naměřený průběh proudu a jemu příslušný průběh detailových koeficientů z první škály (šedou barvou). Aby měly průběhy podobnou amplitudu a bylo možné je porovnat, byly koeficienty DWT vynásobeny o konstantu 375. Dále, co z obrázku není na první pohled patrné, ale je dobré to mít na paměti, je fakt, že detailové koeficienty jsou vzorkovány s poloviční frekvencí.



Obr. 4.6 Část naměřeného průběhu proudu (černě) a jemu odpovídající koeficienty DWT na první škále (šedě). Zkrat byl detekován v čase 2,1017 ms.

Z obrázku je v obou signálech na první pohled patrné, od kterého okamžiku se začal projevovat vzruch od zkratu. V průběhu proudu je to okamžik zlomového přechodu od harmonického kmitání k neperiodickým kmitům spojený s prudkým zvýšením amplitudy. V časovém vývoji detailových koeficientů jde o okamžik, kdy prakticky konstantní nulová hodnota přešla ve vysokofrekvenční šum. Obě změny mají společné to, že představují mimořádnou změnu v charakteru signálu. Výhodou waveletových koeficientů z první škály je, že v nich je projev události mnohem výraznější, a proto v nich je událost i snáze detekovatelná. To je dáno tím, že tyto koeficienty v sobě obsahují především informaci o vysokofrekvenčním vzruchu.

Nejjednodušším řešením by bylo nastavit nějakou pevnou mez, s níž by se porovnávaly detailové koeficienty, a okamžik, v němž by tuto mez koeficienty překročily, by byl ztotožněn s okamžikem zaznamenání vzruchu. Situaci ilustruje následující obrázek. Okamžik, kdy koeficienty překročí některou z těchto mezí je považován za okamžik příchodu vzruchu vzniklého při zkratu na vedení. Mez byla nastavena před experimentem na $\pm 0,02$.



Obr. 4.7 Průběh koeficientů MODWT s vyznačením pevných mezí.

Toto řešení má ale dvě hlavní úskalí. Jednak je otázkou, jak volit mez. Je nutné, aby ji v bezporuchovém stavu koeficienty nepřekračovaly. Současně ale musí být dostatečně citlivá na výkmit koeficientů při příchodu vzruchu. Za druhé, průměrná amplituda koeficientů se může i v bezporuchovém stavu různě měnit, a bylo by proto vhodné, kdyby mez měla jakousi schopnost adaptace. Takovouto schopnost adaptace přináší metody popsané v následující části.

V bezporuchovém stavu jsou vysokofrekvenční složky v naměřených elektrických signálech zanedbatelné a řídí se normálním rozdělením [1]. Díky tomu jsou i waveletové koeficienty z malých škál zanedbatelné a taktéž mají normální rozdělení. Co je důležité, parametry tohoto normálního rozdělení šumu v signálu se s časem nemění. Signál je tedy stacionární.

Pro normální rozdělení $N(\mu, \sigma^2)$ je typické, že 68,2% realizací leží v intervalu $\mu \pm \sigma$. V intervalu $\mu \pm 3\sigma$ leží teoreticky 99,7% realizací, prakticky lze uvažovat, že všechny.

Co se ale stane s příchodem vzruchu od zkratu? Signál přestane být stacionární, zvýší se jeho amplituda a signál začne nabývat hodnot, které mnohokrát přesahují původní interval $\mu \pm 3\sigma$. Detekce tohoto zvýšení amplitudy v průběhu detailových koeficientů, které souvisí s projevem vzruchu od zkratu v elektrickém signálu, proto může být založena na detekci okamžiku, kdy koeficienty překročí nějak zvolený interval $\mu \pm k\sigma$.

4.2.1 Nerekursivní a rekursivní výpočet statistických charakteristik signálu

Je otázkou, jak počítat (a co za ni vlastně považovat) střední hodnotu potažmo rozptyl u signálu, který je získáván on-line, a jeho délka proto není teoreticky omezená. Důležité je, aby byl algoritmus realizovatelný v reálném čase a aby byly získané odhady dostatečně relevantní. V následující části bude představeno několik možných postupů výpočtu, přičemž budou diskutovány jejich výhody a nevýhody.

Pro názornost budou jednotlivé způsoby výpočtu statistických veličin demonstrovány na konkrétním příkladu. Uvažujme diskrétní signál o $N = 2000$ vzorcích zobrazený na obrázku 4.8a). Jde o náhodný šum modulovaný na lineárně rostoucí a klesající funkci s průběžně rostoucím rozptylem. Vždy bude nalezen průběh střední hodnoty a konfidenčního intervalu $\mu \pm \sigma$, kde μ je střední hodnota a σ je směrodatná odchylka.

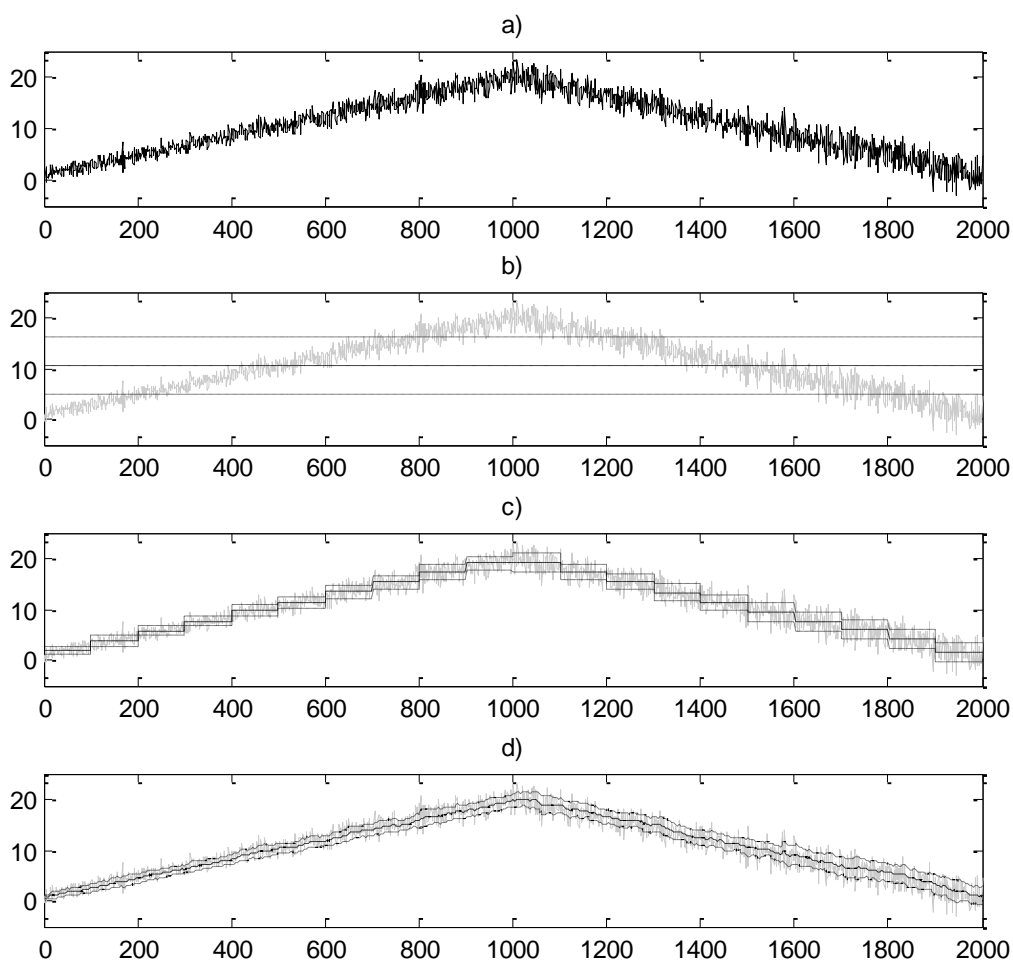
Jako první případ bude uvažován jednorázový výpočet střední hodnoty a směrodatné odchylky, obrázek 4.8b). Signál se v tomto případě považuje za množinu hodnot a střední hodnota se spočítá

jako aritmetický průměr těchto hodnot. Stejně tak směrodatná odchylka se spočítá jednorázově nad celým signálem.

$$\mu[i] = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N w[i] \equiv \mu \quad (23)$$

$$\sigma^2[i] = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (w[i] - \mu)^2 \equiv \sigma^2 \quad (24)$$

Výhodou tohoto přístupu je, že k aproximaci signálu střední hodnotou a určení konfidenčního intervalu stačí 2 hodnoty. Problém je ale v tom, že neposkytují žádnou informaci o vývoji statistických charakteristik signálu v čase. Popisují je pouze globálně, pro signál jako celek.



Obr. 4.8 Ukázka různých způsobů výpočtu střední hodnoty signálu (čárkovaně) a intervalu $\mu \pm \sigma$ (tečkovaně). a) Časový průběh demonstračního signálu. b) Jednorázový výpočet. c) Výpočet na nepřekrývajících se úsecích o délce 100 bodů. d) Rekursivní výpočet s konstantou $\lambda=0,95$

V případě c) byl výpočet 1. a 2. momentu proveden na dílčích vzájemně se nepřekrývajících úsecích signálu (konkrétně signál byl rozdělen na 20 částí).

$$\mu[i] = \frac{20}{N} \sum_{j=i'}^{i'+N/20} w[j], \quad \text{kde } i' = i - (i-1) \% \frac{N}{20} \quad (25)$$

$$\sigma^2[i] = \frac{20}{N} \sum_{j=i'}^{i'+N/20} (w[j] - \mu[j])^2 \quad (26)$$

Průběh střední hodnoty a mezi konfidenčního intervalu má podobu po částech konstantních funkcí. Tím je poskytnuta informace o lokálním chování signálu. Oproti předchozímu případu lze při pohledu na graf říci, že střední hodnota zpočátku roste, zhruba od poloviny opět klesá. Navíc s ohledem na vzdalující se meze konfidenčního intervalu je zřejmé, že rozptyl signálu se postupně zvyšuje. Nevýhoda této metody využívající nepřekrývající se okna se projeví při pokusu použít ji na online získávaný signál. Jak je totiž šířka jednotlivých úseků konstantní (např. n), mohou se střední hodnota a rozptyl pro nový úsek spočítat až každých n nových vzorků. Odhad střední hodnoty získaný touto metodou proto není schopen reagovat okamžitě na změny v signálu.

Poslední případ demonstruje rekursivní výpočet. To je výpočet, při němž jsou střední hodnota a rozptyl pro aktuální čas počítány na základě těchto parametrů z minulého času a aktuální hodnoty signálu podle následujících diferenčních rovnic.

$$\mu[i] = (1 - \lambda) \cdot w[i] + \lambda \cdot \mu[i - 1] \quad (27)$$

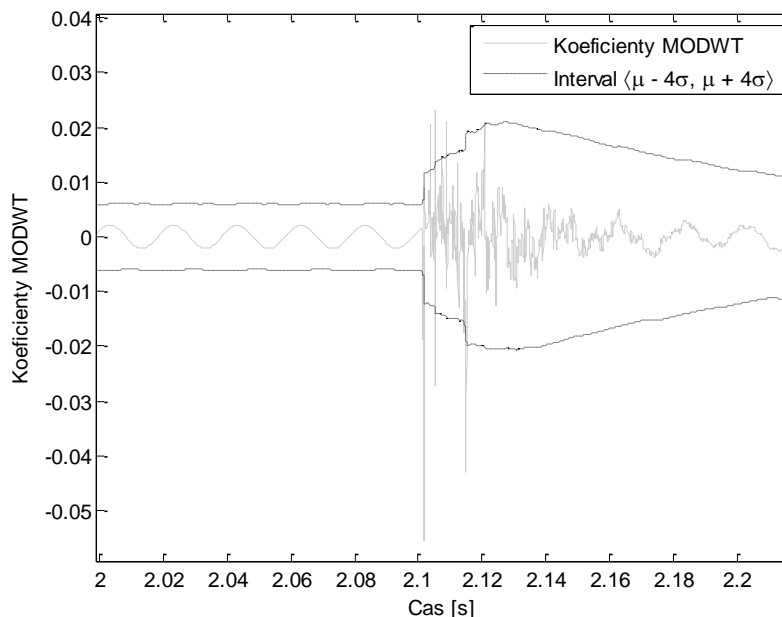
$$\sigma^2[i] = (1 - \lambda) \cdot (w[i] - \mu[i])^2 + \lambda \cdot \sigma^2[i - 1] \quad (28)$$

Konstanta λ je koeficient zapomínání, který určuje, jak velkou roli hrají minulé hodnoty signálu ve srovnání s aktuální hodnotou v kroku i . Je ve vztahu s časovou konstantou zapomínání v sekundách a vzorkovací frekvencí podle rovnice

$$\lambda = e^{-\frac{1}{T_s}}. \quad (29)$$

Jak je vidět na obrázku 4.8d), průběh odhadu střední hodnoty je plynulý a dobře kopíruje rostoucí resp. klesající trend signálu. Podobně i průběh mezi konfidenčního intervalu je plynulý a postupně se rozšiřuje v souladu s rostoucím rozptylem signálu. V porovnání s předchozí metodou umožňuje rekursivní výpočet s vhodně nastavenou konstantou λ pohotově reagovat na změny v signálu, což jej činí vhodným pro použití k detekci zkratu.

Jak už aplikace posledně zmíněné metody pro výpočet odhadu střední hodnoty a směrodatné odchylky vypadá při použití na „reálném“ signálu, přesněji řečeno na průběhu proudu získaném simulací v Sim Power Systems, ukazuje následující obrázek. Vykreslen je vývoj rekursivně spočítaného intervalu $\mu \pm 4\sigma$. Časová konstanta byla volena 0,05 s. Lze si všimnout toho, že průběh waveletových koeficientů před poruchou očividně není šum s normálním rozdělením. Koeficienty naopak harmonicky oscilují. Tyto oscilace souvisí se síťovým kmitáním s kmitočtem 50 Hz. Jak je však z obrázku patrné, průběh odhadu variance koreluje s příchodem vzruchu v signálu. Za pozornost stojí i opětovné zužování konfidenčního intervalu po odeznění vzruchu. Tento příklad dokládá adaptační schopnost algoritmu.



Obr. 4.9 Průběh koeficientů MODWT a odpovídajícího intervalu $\mu \pm 4\sigma$. Výpočet statistických veličin byl proveden rekursivně s exponenciálním zapomenáním s časovou konstantou 0,05 s.

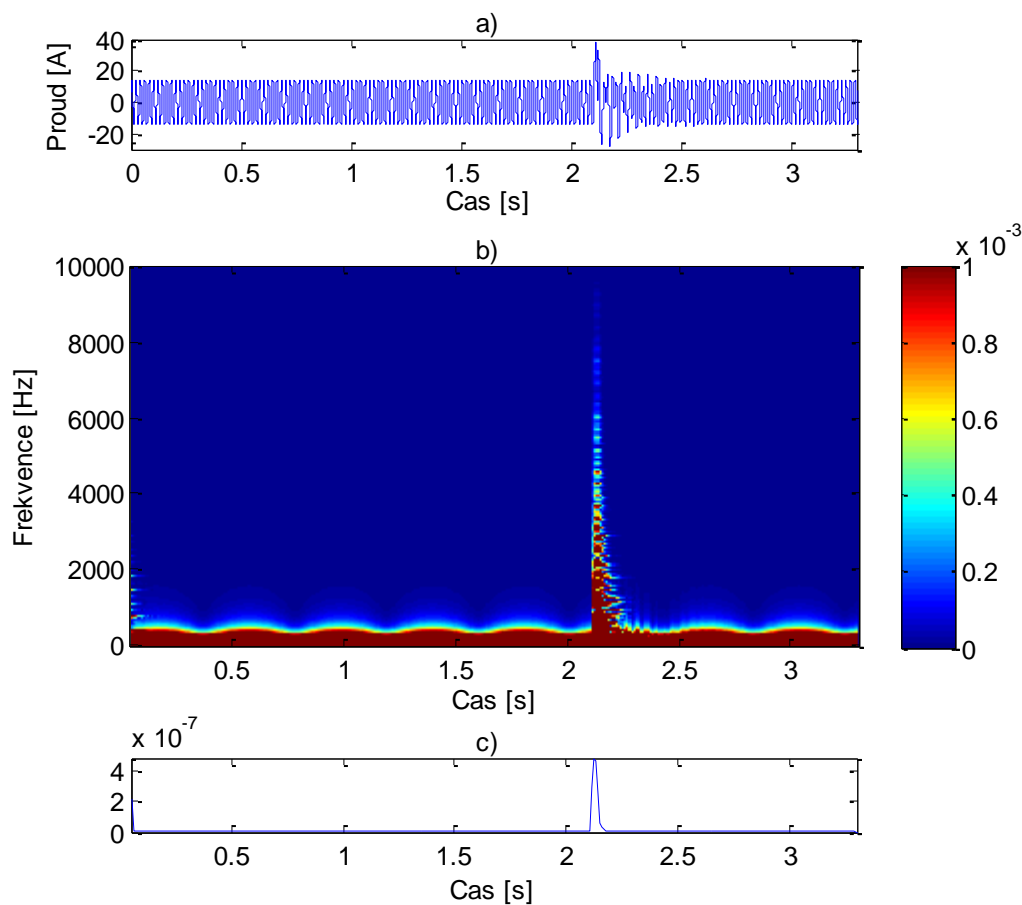
Při praktické implementaci algoritmu je výhodnější použít MODWT místo DWT. Důvod je ten, že průběh detailových koeficientů MODWT není oproti původnímu signálu podvzorkovaný a vzruch může být zaznamenán rychleji.

4.3. Využití STFT k detekci zkratu

Nyní bude v krátkosti představen případ, kdy namísto DWT resp. MODWT bude použita jiná časofrekvenční transformace, a to STFT. Bude tak možné učinit jisté srovnání mezi zmíněnými metodami.

Kvůli pevné šířce oken je pro STFT typické stejné rozlišení v čase pro všechny frekvence. K dosažení dostatečně velkého rozlišení v čase je nutné použít úzká okna, následkem čehož je omezené rozlišení ve frekvenci. Čím užší je okno, tím se zvyšuje dolní hranice frekvencí, které se objeví na frekvenční ose spektrogramu. Nicméně pro potřeby detekce zkratu tento jev nehraje takovou omezující roli, neboť důležitá je oblast vysokých frekvencí, kde se vzruch od zkratu převážně projevuje.

Obrázek 4.10 demonstuje možnost využití diskretní STFT pro detekci zkratu. K signálu, jehož průběh je zobrazen na horním grafu, je nejprve nalezen spektrogram (uprostřed). Už při pohledu na spektrogram je evidentní, jak se v něm projeví nestacionární vzruch od zkratu. Pro zautomatizování procesu detekce by například bylo možné sledovat pouze koeficienty na určité frekvenci, a pro detekci výkmitu amplitudy v jejich průběhu použít obdobný algoritmus, jako v případě koeficientů MODWT. Dolní část obrázku 4.10 znázorňuje průběh koeficientů odpovídajících frekvenci 10 kHz (tj. horizontální řez spektrogramu na frekvenci 10 kHz). V jejich průběhu se v čase 2,1 s objeví zřetelné navýšení amplitudy.



Obr. 4.10 Využití STFT k detekci zkratu. a) časový průběh proudu s projevem zkratu v čase 2,12 sekundy. b) STFT spektrum tohoto signálu. c) průběh koeficientů STFT odpovídající frekvenci 8000 Hz.

Nevýhodou případné metody využívající diskrétní STFT je skutečnost, že hodnoty koeficientů se do spektrogramu generují „po sloupcích“, tj. pro daný časový interval se napočítou koeficienty diskrétní STFT pro frekvence dané rozlišením spektra. Oproti tomu výpočet škálogramu MODWT se provádí „po řádkách“, čímž je umožněno přerušení výpočtu už po prvním kroku, tedy výpočtu koeficientů na nejnižší škále (nejvyšší frekvenci).

Pro shrnutí lze říci, že MODWT lze oproti diskrétní STFT efektivněji použít v úlohách, kde je důležitá pouze vysokofrekvenční informace, neboť koeficienty se u MODWT počítají po škálách od škály, a výpočet je proto možné předčasně ukončit. Koeficienty odpovídající vyšším škálám (nízkým frekvencím) se pak vůbec nepočítají, což přináší výpočetní úspory.

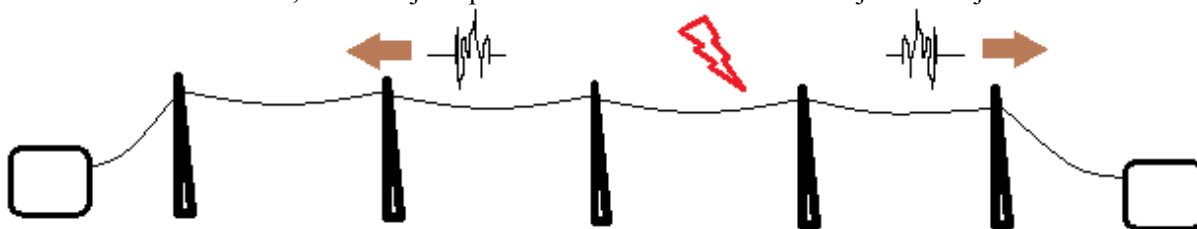
5. Lokalizace zkratu

V předchozí kapitole je popsána metoda detekce vzniku zkratu. Přesněji řečeno jak detekovat okamžik, kdy k měřicímu uzlu dorazil transientní elektrický vzruch způsobený zkratem. Tím tedy případný správce sítě může dostat informaci, že nastal zkrat. Další, pro správce sítě důležitou informací je poloha místa, kde zkrat nastal (například v jaké vzdálenosti před daným uzlem).

Jak bude záhy ukázáno, k lokalizaci jsou třeba nejméně dva měřicí body na vedení a lokalizace bude provedena na základě znalosti délky vedení, časové diference okamžiků, v nichž byl v těchto uzlech zkrat detekován, a znalosti rychlosti, s jakou se vzruch šíří vedením.

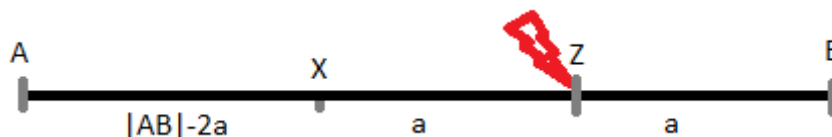
5.1. Lineární lokalizace s využitím dvou měřicích bodů

Jako modelovou situaci lze uvažovat jednoduché nerozvětvené vedení, na jehož koncích jsou transformátorové stanice, na nichž jsou prováděna měření. Situaci ilustruje následující obrázek.



Obr. 5.1 Modelový případ: nerozvětvený úsek vedení mezi dvěma transformačními stanicemi, v nichž je prováděno měření.

Nechť mezi měřicími body dojde ke zkratu na vedení. Jak bylo popsáno v odst. 3.4, na obě strany se naráz začne šířit vzruch s rychlostí asi $0,97c$, kde c je rychlost světla ve vakuu. Zřejmě dokud ani jeden vzruch nedosáhl konce vedení, jsou vzdálenosti obou vzruchů od místa zkratu stejné. Zároveň ani jeden vzruch zatím nemohl být detekován, neboť se nemohl projevit v naměřeném průběhu proudu. Obrázek 5.2 přináší rozbor této situace. Zkrat vznikl v bodě Z.



Obr. 5.2 Rozbor vzdáleností pro lineární lokalizaci.

Za určitou dobu (řádově desítky či stovky mikrosekund) dorazí vzruch na bližší konec vedení (bod B), je zde detekován a je uložena časová značka, kdy k detekci došlo, označme tento čas t_B . V tomto okamžiku má druhý vzruch od místa zkratu přesně stejnou vzdálenost, jakou již urazil detekovaný vzruch (na obr. 5.2 vzdálenost a), naopak ke konci vedení (k bodu A) mu ještě zbývá vzdálenost $|AB| - 2a$. S určitým zpožděním pak dorazí i tento druhý vzruch na konec vedení, opět je zde detekován a je uložena časová značka, t_A .

Rozdíl časových okamžiků, tzn. s jakým předstihem nebo zpožděním dorazil vzruch do bodu A oproti příchodu vzruchu do bodu B, představuje dobu, během níž urazil vzruch dráhu $|XA|$. Platí vztah

$$|XA| = |AB| - 2a = v(t_A - t_B),$$

kde $v = 0,97c$ značí rychlost vzruchu vedením. $|AB|$ je délka celého vedení, o níž předpokládáme, že je známa. Pro stručnost označme $|AB| = l$. Z předchozí rovnice zbývá vyloučit a a lze psát vztahy pro vzdálenost místa zkratu od krajních bodů vedení.

$$x_B \equiv |BZ| = a = \frac{l - v(t_A - t_B)}{2} \quad (30)$$

$$x_A \equiv |AZ| = |AB| - a = l - \frac{l - v(t_A - t_B)}{2} = \frac{l + v(t_A - t_B)}{2} \quad (31)$$

Tím je tedy ukázáno, jak ze znalosti časové diference zaznamenání vzruchů na dvou různých bodech sítě lze spočítat místo vzniku zkratu.

5.2. Vliv vzorkovací frekvence na chybu metody

Předpokládalo se, že na koncových bodech sítě byla prováděna měření elektrických veličin. Měření mají podobu snímání okamžité hodnoty v diskretních a pravidelných časových intervalech. Toto vzorkování v čase má za následek to, že okamžik, pro nějž bude vyhodnocen příchod vzruchu od zkratu, nemůže nabývat hodnoty z celé spojité časové množiny, nýbrž pouze ze spočetné množiny okamžiků snímání.

Příklad

Pokud bude na příklad vzorkovací frekvence přístroje měřícího proud 1 kHz, bude okamžitá hodnota proudu zaznamenána každou milisekundu, tzn. v časech 1 ms, 2 ms atd. Z toho plyne, že zkrat je z naměřených dat možné detekovat taktéž pouze každou milisekundu. Přejde-li vzruch od zkratu v čase 2,97 ms nebo v čase 2,99, tak v naměřené posloupnosti diskretních dat se vzruch v obou případech projeví shodně ve vzorku z času 3 ms. V určení okamžiku detekce zkratu lze proto udělat chybu až 1 ms, což je doba, během níž vzruch urazí asi 300 km.

Bude užitečné analyzovat, s jakou maximální chybou způsobenou vzorkováním může být zatížen výsledek algoritmu pro lokalizaci zkratu. Předpokládejme, že t_A a t_B jsou skutečné časy příchodu vzruchu do uzlových bodů a necht' t'_A a t'_B jsou časy, v nichž byl v těchto bodech vzruch detekován. Jak bylo řečeno, tyto časy nejsou shodné, neboť detekce vzruchu je možná pouze v navzorkovaných datech, které pokrývají diskretní časové intervaly.

$$t'_A \geq t_A, \quad t'_B \geq t_B$$

Dále necht' platí, že $t_A = kT_s - \Delta t$ a $t_B = kT_s$ za podmínek $k \in N$ a $\Delta t \rightarrow 0$. Pak jsou tyto dva časy prakticky stejné, avšak vlivem vzorkování budou jim příslušné okamžiky detekce zkratu postupně $t'_A = kT_s$ a $t'_B = (k+1)T_s$, tzn. $t'_B = t'_A - T_s$.

Jak bylo odvozeno v předcházejícím odstavci, vzdálenost místa zkratu od uzlu lze spočítat podle vztahu $x_B = \frac{l - v(t_A - t_B)}{2}$. Vzdálenost x_B je tedy funkcí rozdílu okamžiků t_A a t_B , neboť rychlost šíření vzruchu v a vzdálenost uzlů l jsou považovány za konstantní. Maximalizovat vzdálenost x_B lze minimalizací rozdílu $t_A - t_B$ a to znamená minimalizací času t_A a maximalizací času t_B . Uvažujme dva hypotetické případy, v nichž skutečné časy příchodu vzruchu k uzlům vedení budou limitně stejné ($\Delta t \rightarrow 0$) a zároveň vypočítaná vzdálenost se bude maximálně lišit.

- $t_A = k_A T_s - \Delta t \Rightarrow t'_A = k_A T_s$
 $t_B = k_B T_s + \Delta t \Rightarrow t'_B = (k_B + 1) T_s$
 Pro vzdálenost platí, že $x_B = \frac{l - v(t'_A - t'_B)}{2} = \frac{l - v(k_A - k_B - 1) T_s}{2} = \frac{l - v(k_A - k_B) T_s}{2} + \frac{v T_s}{2}$
- $t_A = k_A T_s + \Delta t \Rightarrow t'_A = (k_A + 1) T_s$
 $t_B = k_B T_s - \Delta t \Rightarrow t'_B = k_B T_s$
 Pro vzdálenost platí, že $x_B = \frac{l - v(t'_A - t'_B)}{2} = \frac{l - v(k_A + 1 - k_B) T_s}{2} = \frac{l - v(k_A - k_B) T_s}{2} - \frac{v T_s}{2}$

Ačkoliv tedy skutečné časy příchodu vzruchu do uzlových bodů byly pro oba případy v limitě stejné, vlivem vzorkování dat se vypočítaná poloha zkratu lišila o hodnotu vT_s . Tato hodnota vyjadřuje, jak se mohou maximálně lišit výsledky algoritmu pro lokalizaci zkratu v závislosti na tom, ve kterých okamžicích jsou snímána vstupní data. V následující tabulce jsou uvedeny hodnoty této chyby v závislosti na vzorkovací frekvenci.

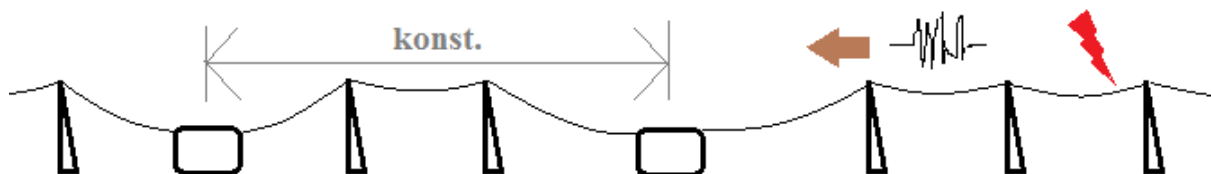
Vzorkovací frekvence	Chyba [km]
1 kHz	300
10 kHz	30
20 kHz	15
100 kHz	3
1 MHz	0,3

V rámci této práce byla nejčastěji používána vzorkovací frekvence 20 kHz, což znamená, že vlivem vzorkování může dojít k chybě v určení místa zkratu až 15 km.

Závěrem je dobré explicitně říci, že se nejedná o pravděpodobnostní chybu, která by měla vztah např. se směrodatnou odchylkou odhadu polohy zkratu. Tato chyba dává informaci o tom, jak se mohou lišit výsledky lokalizace v závislosti na tom, jaká doba v daném konkrétním případě uplyne mezi příchodem vzruchu a okamžikem snímání.

5.3. Rozhodnutí mezi vnější/vnitřní poruchou

V modelu na obrázku 5.1 bylo předpokládáno, že celá síť se skládá z jediného vodiče mezi danými transformačními stanicemi na krajích a existence dalšího pokračování sítě vně tohoto sledovaného úseku nebylo uvažováno. Apriori tedy bylo známo, že ke zkratu dojde na tomto úseku. Takový případ však neodpovídá realitě. Zde by situace vypadala pravděpodobně tak, že měření by probíhala na určitých dvou bodech uprostřed rozsáhlé elektrizační sítě a ke zkratu by mohlo dojít jak na úseku mezi sledovanými uzly, tak i kdekoliv vně. Dojde-li k poruše mezi sledovanými body, hovoří se o vnitřní poruše, naopak dojde-li k poruše vně tohoto sledovaného úseku, hovoří se o vnější poruše. Úloha lokalizace zkratu se pak stává komplikovanější, protože není možné ihned aplikovat výše odvozené rovnice předtím, než bylo zjištěno, jestli šlo o vnitřní nebo vnější poruchu.

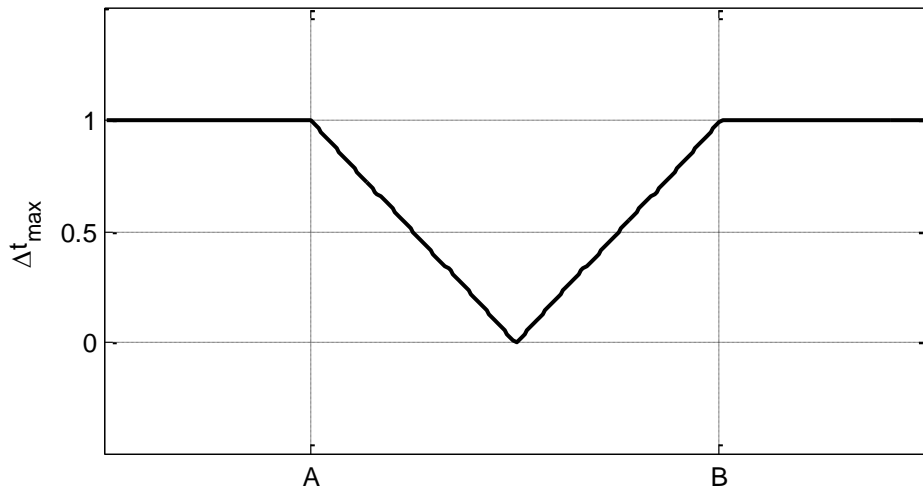


Obr. 5.3 Modelová situace vnější poruchy. Měření jsou prováděna v transformátorových stanicích znázorněných černými obdélníčky. Ke zkratu došlo zcela vpravo vně měřeného úseku.

Obrázek 5.3 znázorňuje případ vnější poruchy. Důsledkem zkratu je i v tomto případě vznik vysokofrekvenčního vzruchu. V tomto případě ovšem obě stanice zaznamenají ten vzruch, který se z místa zkratu šířil doleva. Zaznamenají tedy stejný vzruch, jen s příslušným zpožděním. Pravá stanice jej zaznamená dříve než levá. Důležité je ale to, že zpoždění, s jakým tyto dvě stanice vzruch zaznamenají, vůbec nezávisí na vzdálenosti, v níž vzruch vzniknul, tzn. na vzdálenosti místa zkratu od měřicích bodů. Pokud opět označíme vzdálenost stanic jako l , rychlost vzruchu vedením v , potom časová diference v detekci vzruchu na stanicích je vždy

$$\Delta t_{max} = \frac{l}{v}. \quad (32)$$

Dolní index *max* značí, že jde také o maximální možnou časovou diferenci, s níž mohou stanice detekovat poruchu, ať nastala mimo nebo uvnitř měřeného úseku. Závislost časové diference, s níž stanice A a B zaznamenají vzruch, v závislosti na místě zkratu znázorňuje následující graf.

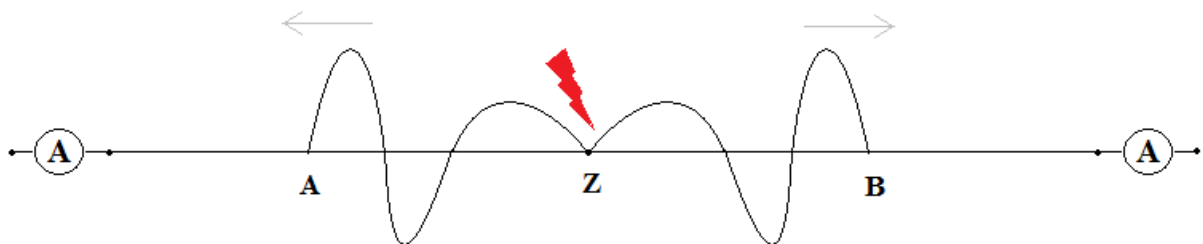


Obr. 5.4 Závislost časové diference v relativních jednotkách na místě zkratu vůči měřicím bodům A a B.

Body A a B značí měřicí stanice. Vnější porucha se pozná podle toho, že diference nabývá maximální hodnoty Δt_{max} . Problém ale může nastat tehdy, když ke zkratu dojde v takové vzdálenosti od měřicího uzlu, která je pod rozlišovacím prahem metody (viz předchozí odstavec). Hrozí potom chybná klasifikace poruchy ve smyslu vnější/vnitřní.

Existuje však ještě další způsob, jak rozhodnout, zda ke zkratu došlo vně či uvnitř měřeného úseku. Uvedený přístup je podrobněji analyzován v [1].

Jak už bylo řečeno, během prvních okamžiků po vzniku zkratu se z místa zkratu začne vedením šířit šumový elektrický vzruch. Jeho počátek je v bodě zkratu, což si lze představit jako zakmitání elektrického potenciálu v tomto jednom bodě. Toto zakmitání se v podobě napěťového vzruchu začne šířit do obou směrů vedením. Jelikož oba směry jsou „rovnocenné“, jsou oba tyto vzruchy v každém časovém okamžiku symetrické vůči počátečnímu bodu. Situaci, kdy čela vzruchů dosáhla vzdálenosti $|AZ| = |BZ|$ od místa vzniku, se pokouší ilustrovat následující obrázek.

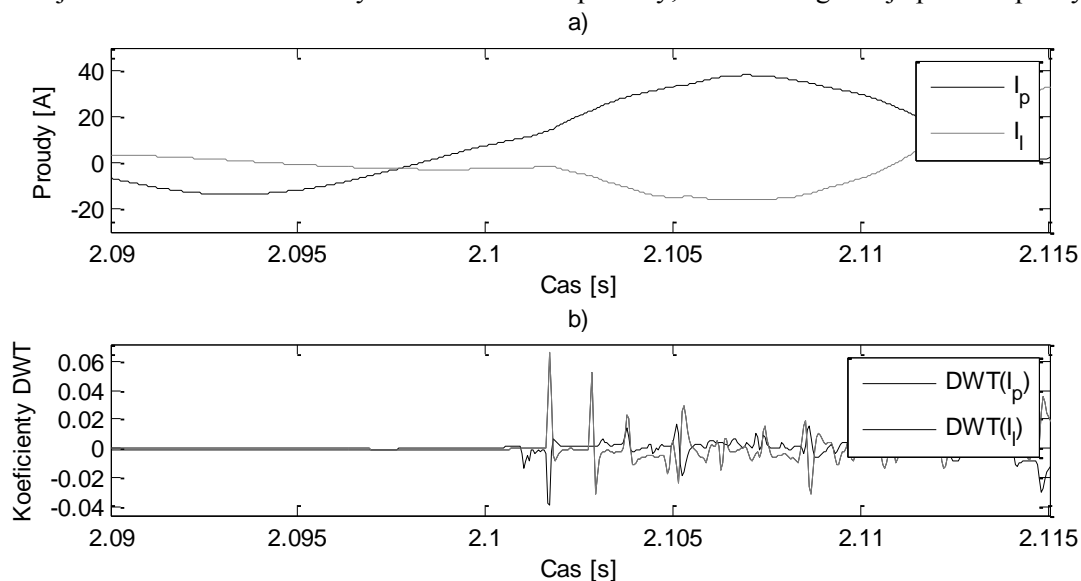


Obr. 5.5 Zapojení ampérmetrů umístěných v uzlech sítě.

Jestliže se vedením šíří napěťový vzruch, šíří se jím i vzruch proudový. Ten je možné si představit jako krátkodobé zakmitání neharmonického střídavého proudu. Pokud jsou ke koncům vedení připojeny ampérmetry tak, jak je zobrazeno na obrázku 5.5, zaznamenají po příchodu vzruchu podobné průběhy, avšak s opačným znaménkem. Jestliže například na pravém ampérmetru se náběh na čele vzruchu projeví jako impuls kladného proudu, na levém ampérmetru to bude přesně naopak, bude tedy zaznamenán impuls záporného proudu. Důvod je ten, že stejný vzruchový signál dorazí jednou ke kladné elektrodě, podruhé k záporné elektrodě měřicího přístroje.

Na následujícím obrázku jsou průběhy proudu z krajních bodů vedení získané v simulaci v Sim Power Systems. Situace byla stejná jako na obr. 5.5, dva ampérmetry na krajích vedení a zkrat vyskytnuvší se na vnitřním úseku. Je na nich vidět, že vzruch od zkratu se začal projevovat asi

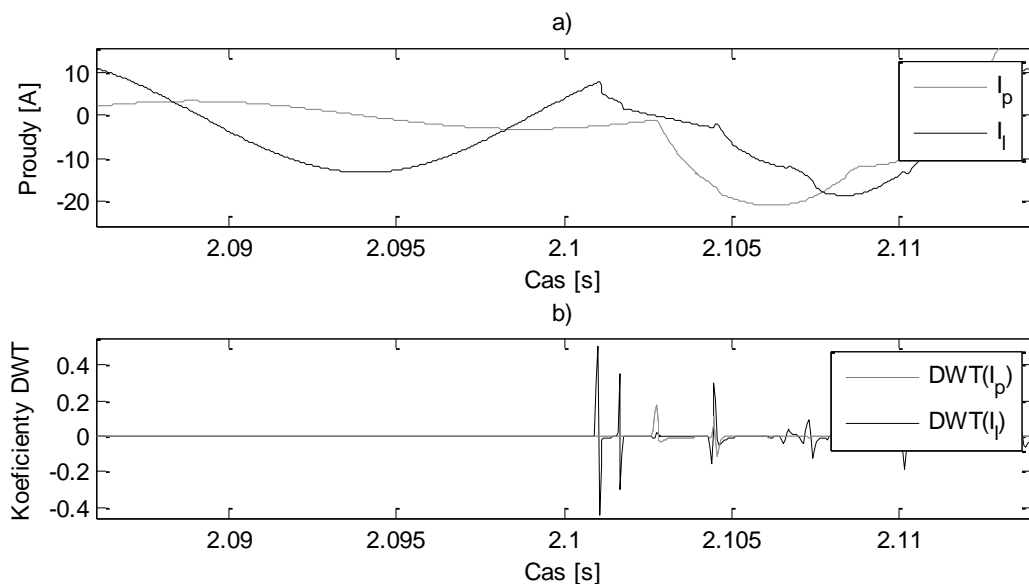
v čase 2,102 s, kdy hladký harmonický průběh je střídán neharmonickým šumovým průběhem. Důležitý je směr, v němž se projeví prvotní náběh tohoto vzruchu. Je vidět, že zatímco u černého průběhu je tento náběh orientovaný ve směru kladné poloosy, u šedého signálu je přesně opačný.



Obr. 5.6 Obrázek demonstrující opačný náběh detailových koeficientů DWT při příchodu vzruchu od vnitřního zkratu. a) Průběhy proudů naměřené na koncích vedení. b) Příslušné detailové koeficienty DWT z první škály.

Opačná orientace náběhu těchto vzruchů se projeví i v průběhu detailových koeficientů DWT, jak ukazuje část b) obrázku 5.6. Prvotní náběh černého průběhu je orientován v záporném smyslu, naopak šedý v kladném.

Jako druhý případ uvažujme situaci, kdy k poruše došlo vně měřeného úseku. Opět budou ukázány průběhy proudů na krajích měřeného úseku a průběh příslušných detailových koeficientů z první škály.



Obr. 5.7 Obrázek demonstrující shodně orientovaný náběh detailových koeficientů DWT při příchodu vzruchu od vnějšího zkratu. a) Průběhy proudů naměřené na koncích vedení. b) Příslušné detailové koeficienty DWT z první škály.

V tomto případě, kdy k poruše došlo vně měřeného úseku, je orientace náběhu šumového signálu shodná pro oba měřicí body. Je to tím, že oba měřicí body zaznamenaly s určitým zpožděním týž vzruch a oba ampérmetry jsou vůči směru šíření tohoto vzruchu stejně zapojené.

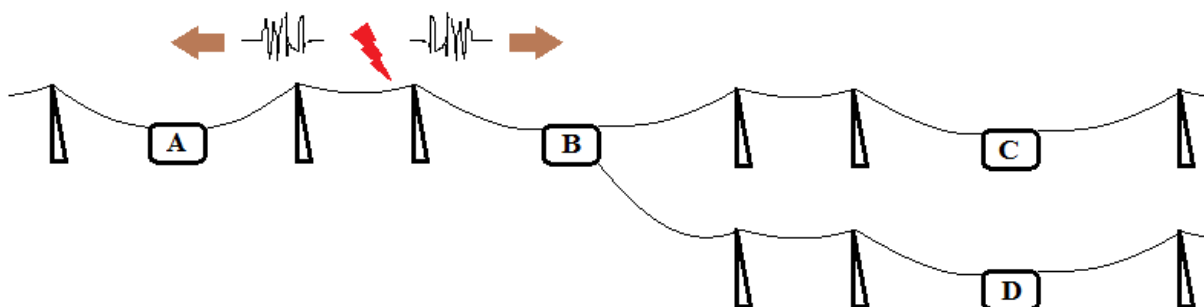
Proces rozhodování mezi vnější a vnitřní poruchou je možné shrnout do následujících kroků. Dojde-li ke zkratu, ať už kdekoliv, začnou se z postiženého místa šířit na obě strany vedení transienční vzruchy. Ty budou postupně detekovány na obou měřicích bodech a to tak, že hodnota průběžně počítaných koeficientů DWT překročí interval $\mu \pm 4\sigma$. Mohou nastat dva případy:

- Na obou měřicích místech přesáhne průběžně počítaná hodnota detailových koeficientů hodnotu $\mu + 4\sigma$, nebo na obou místech poklesne pod hodnotu $\mu - 4\sigma$.
Závěr: Došlo k vnější poruše.
- Na jednom místě průběžně počítaná hodnota detailových koeficientů poklesne pod hodnotu $\mu - 4\sigma$ a na druhém přesáhne hodnotu $\mu + 4\sigma$.
Závěr: Došlo k vnitřní poruše.

5.4. Lineární lokalizace s využitím více než dvou měřicích bodů

Kapitola 5.2 obsahovala diskusi o chybě v určení polohy zkratu, která může vzniknout vlivem vzorkování dat. Tento typ chyby je možné eliminovat použitím více než dvou měřicích bodů. Pro každou dvojici měřicích bodů, pro něž platí, že zkrat nastal mezi nimi, lze podle popsaného algoritmu spočítat polohu zkratu a následně je možné tyto dílčí výsledky zprůměrovat. Z čím většího počtu dílčích výsledků se bude průměrování provádět, tím více se bude konečný odhad polohy zkratu blížit skutečné poloze.

Následující obrázek znázorňuje oproti předchozím příkladům poněkud složitější síť s jedním větvením. Nachází se v ní celkem čtyři měřicí body A, B, C a D. Předpokládá se, že zkrat vzniknul na úseku vedení mezi uzly A a B.



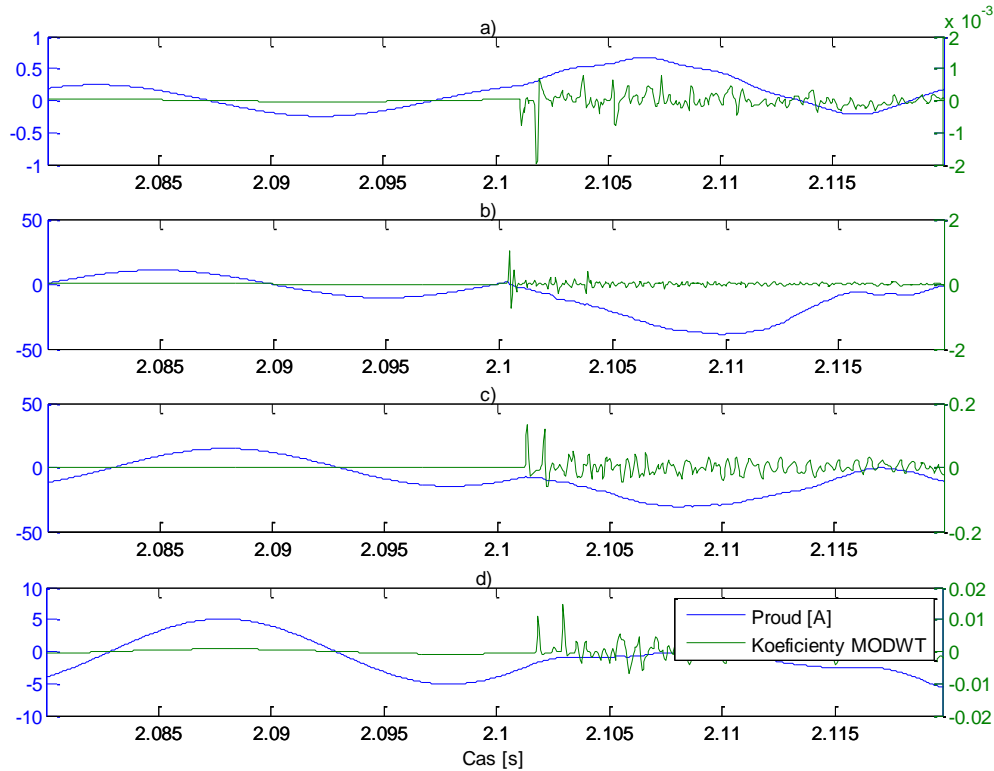
Obr. 5.8 Ilustrační síť s jedním větvením a čtyřmi měřicími body A, B, C a D.

Na uzlech je měřen průběh proudu a jsou počítány koeficienty MODWT. Poté, co dojde ke zkratu, se vzniklý vzruch dostane s různým zpožděním postupně do všech uzlů a jaždý z nich jej detekuje v určitém čase. Následně se pro každou dvojici uzlů (AB, AC, AD, BC, BD, CD) vyhodnotí, jedná-li se vůči daným uzlům o vnější či vnitřní poruchu. V situaci z obrázku by se vnější porucha vyhodnotila pro dvojice BC, BD, CD. Pro dvojice uzlů AB, AC, AD by se vyhodnotila vnitřní porucha a je proto proveden výpočet místa zkratu pro všechny tři dvojice. Všechny tři výsledky by se měly podobat. Každý výsledek však bude zatížen určitou chybou vlivem vzorkování. Lze ale předpokládat, že tyto chyby budou vzájemně nezávislé. Prostým zprůměrováním výsledků je tudíž možné obdržet zpřesněný odhad polohy zkratu.

Podle obrázku 5.8 byl v programu Sim Power Systems byl vytvořen model elektrické sítě a v něm posléze simulován zkrat. Vzdálenost místa zkratu od uzlu A byla zvolena 300 km, vzdálenost od uzlu B 100 km. Vzdálenosti $|BC|=250$ km a $|BD|=400$ km. Schéma modelu je na následujícím obrázku.

Při uvážení topologie sítě a principů popsaných v odstavci 5.3 lze očekávat, že průběh detailových koeficientů MODWT z první škály pro proud naměřený na uzlu A bude mít při příchodu vzruchu

od zkratu opačný náběh než průběh koeficientů v uzlech B, C a D. Toto očekávání potvrzuje obrázek 5.9, v němž je zobrazen pro každý ze čtyř uzlů A, B, C a D průběh proudu a jemu příslušný průběh detailových koeficientů MODWT. Zatímco pro uzel A má vzruch od zkratu náběh ve směru záporné polosy, pro zbývající tři uzly B, C, D má náběh orientaci ve směru kladné polosy.



Obr. 5.9 Průběhy proudu (modře) a příslušných koeficientů MODWT (zeleně) na čtyřech měřicích bodech sítě podle obr. 5.8.

Pro obdržené průběhy proudu na čtyřech uzlech bylo zkoumáno zpřesnění lokalizace zkratu s následujícím výsledkem.

- Pro dvojici uzlů A-B byla vypočítaná poloha zkratu 305 km od uzlu A.
- Pro uzly A-C byla vzdálenost 303 km.
- Pro uzly A-D byla vzdálenost 295 km.

Zprůměrováním tří obdržených výsledků lze dojít ke čtvrtému odhadu místa zkratu 301 km, který se nejvíce blíží skutečné poloze zkratu 300 km od uzlu A.

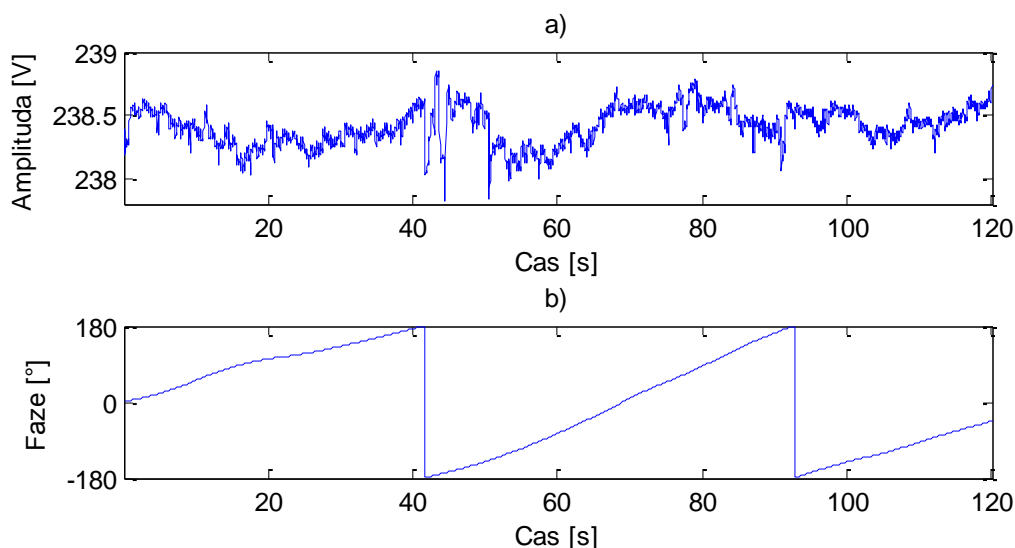
6. Použití metody v reálné síti

V předchozích kapitolách byla postupně popsána metoda detekce a lokalizace zkratu v teoretické rovině a správná funkčnost algoritmů byla ověřena na datech získaných při numerické simulaci na počítači. Těmito vstupními daty byly průběhy proudů nebo napětí se vzorkovací frekvencí 20 kHz. Přechod do reálných podmínek elektrizační sítě by v ideálním případě znamenal pouze nahradit data, která byla dosud získávána simulací, daty reálně naměřenými. Ve skutečnosti by však bylo nutné překonat některé překážky. Popsány jsou v následujících třech odstavcích.

6.1. Měření elektrických veličin v reálné síti

Určitým technickým problémem je samotné měření elektrických veličin. Vstupem pro popsanou metodu detekce by měl být průběh proudu či napětí s vysokou vzorkovací frekvencí (alespoň 20 kHz). Navíc čím je tato vzorkovací frekvence vyšší, tím přesněji lze lokalizovat místo zkratu.

Z měření, která jsou v současné době prováděna pomocí přístrojových transformátorů, je archivován časový vývoj fázorů. Fázory jsou v podobě amplitudové a fázové informace počítány z naměřených hodnot napětí a proudu každou periodu síťového kmitočtu, tedy s frekvencí 50 Hz. Při určování polohy zkratu na základě dat s takto nízkou vzorkovací frekvencí je maximální možná chyba vlivem vzorkování (viz 5.2) 6000 km, což je nepřijatelně vysoká chyba.



Obr. 6.1 Reálný průběh fázoru napětí naměřený na stanici Horušany 4.8.2013 ve dvouminutovém časovém intervalu 18:00:00 až 18:02:00.

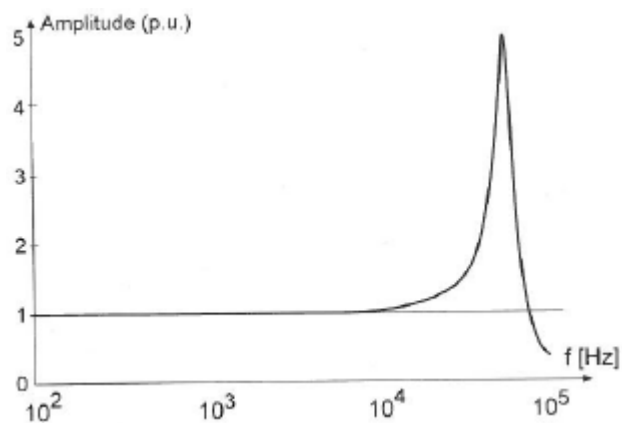
Na obrázku 6.1 je ukázka průběhu fázoru napětí. Naměřený byl 4. srpna 2013 v reálné síti na stanici v Horušanech na jižním Plzeňsku. Vzorkovací frekvence byla 50 Hz.

Na tomto místě je dobré uvést, že již dnes jsou na trhu měřicí zařízení založená na principu Faradayova efektu. Jak je uvedeno v [9], svými vlastnostmi v mnohém překonají přístrojové transformátory používané v české elektrizační soustavě. Vzhledem k tomu, že nejsou limitovány saturací cívek jako přístrojové transformátory, mají mnohem vyšší měřicí rozsah (až do 100 kA). Dále jsou schopny měřit i proud o vysokých frekvencích, uváděná šířka pásma je 3 Hz – 14 kHz, u jednoho typu uvádí autor šířku pásma až 250 kHz.

Přechod na tento druh měřicích jednotek v české elektrizační soustavě by uvolnil cestu k plnému využití metody detekce a lokalizace zkratu popsané v této práci.

6.2. Morfologie elektrizační sítě

Nemalé komplikace při převádění metody do prostředí reálné sítě by se objevily v souvislosti se složitou morfologií této sítě. Z obrázku 6.2 je patrná složitost přenosové soustavy ČR. Distribuční soustava je ještě mnohem složitější, neboť zajišťuje dopravu elektrické energie k velkému množství



Obr. 6.3 Amplitudová frekvenční charakteristika dvoujádrového měřicího transformátoru proudu 15VA, 24 kV, třída přesnosti 0,5. Tento měřicí transformátor je používán v distribuční síti.

Z frekvenční charakteristiky tohoto konkrétního typu měřicího transformátoru je patrné, že jeho propustné pásmo je shora omezené mezní frekvencí v řádech desítek kHz. To by znamenalo, že vysokofrekvenční vzruch od zkratu s frekvencí kolem 10 kHz by nebyl transformátorem filtrován.

7. Závěr

Elektrický zkrat je závažný druh poruchy, která se může v elektrizační soustavě objevit. Obvykle s sebou nese nutnost odpojit postižený úsek vedení od zdroje napájení, čímž vznikají ekonomické ztráty. V současné době se v elektrizační soustavě používají distanční ochrany a lokátory poruch, které mají za úkol detekovat vznik zkratu a určit jeho polohu. Založené jsou na výpočtu impedance z naměřeného průběhu proudu a napětí.

Metody detekce zkratu analyzované v této práci byly založeny na odlišném principu. Využívaly toho, že důsledkem zkratu je vznik transientního elektrického vzruchu, jenž se šíří na obě strany vedením z místa zkratu rychlostí blízkou rychlosti světla. Tento vzruch obsahuje široké spektrum frekvencí od 0 Hz až řádově do desítek kHz, má tedy výrazně odlišné vlastnosti od normálního síťového kmitání s frekvencí 50 Hz. Problém detekce zkratu se tím převedl na problém rozpoznání tohoto vzruchu v naměřeném průběhu proudu. Všechny zkoumané metody měly společné to, že naměřený signál byl na začátku převeden pomocí matematické transformace do časo-frekvenční resp. škálové domény a projev vzruchu byl detekován až v této nové doméně.

Při srovnání diskrétní krátkodobé Fourierovy transformace a diskrétní waveletové transformace se ukázala být vhodnější druhá jmenovaná, neboť algoritmus pro její výpočet lze jednoduše upravit tak, aby byly počítány pouze koeficienty odpovídající nejnižší škále. Důsledkem pak je úspora výpočetních nákladů a s tím související kratší doba výpočtu. To jsou důležité aspekty s ohledem na případné využití metody pro monitorování vzniku zkratu v reálné síti, neboť výpočet by musel probíhat on-line.

Detekce samotná je prováděna na vypočítaných koeficientech diskrétní waveletové transformace. Autor v této práci diskutoval tři možné způsoby detekce, z nichž se jako nejlepší jeví porovnávání aktuální hodnoty koeficientu s rekursivně počítaným intervalem $\mu \pm 4\sigma$.

Druhým významným tématem této práce byla otázka lokalizace zkratu. Ta v principu vyžaduje měření proudu alespoň na dvou místech sítě. Při výpočtu místa zkratu se totiž využije hodnota časové diference, s níž byl na těchto měřicích bodech detekován příchod vzruchu. Jak bylo ukázáno, o tom, zda došlo ke zkratu na vnitřním nebo vnějším úseku daných dvou měřicích bodů, lze rozhodnout podle orientace náběhu vzruchového signálu. Jisté omezení spočívá ve skutečnosti, že zkrat může být lokalizován pouze v případě, že se objevil na vnitřním úseku vedení. Dále byla odvozena maximální velikost chyby, s jakou může být určena poloha zkratu, která je dána vzorkováním měřených dat. Velikost této chyby může být snížena buďto zvýšením vzorkovací frekvence použité při snímání dat nebo, jak bylo ukázáno v jedné podkapitole, průměrováním výsledků získaných při použití více než dvou měřicích bodů.

Poslední kapitola byla určitým zamyšlením nad aplikovatelností metody v podmínkách reálné elektrizační sítě. Jak v průběhu vyšlo najevo, hlavní překážkou je současný stav měření elektrických veličin. Jediná reálná data, k nimž měl autor při řešení této práce přístup, byly časové průběhy fázorů napětí a proudu se vzorkovací frekvencí 50 Hz, což je dalece vzdálené minimální akceptovatelné frekvenci 20 kHz.

Bylo by nepochybně zajímavé testovat metodu na reálných datech splňujících předpoklad dostatečné vzorkovací frekvence už jen kvůli tomu, že na simulačních datech získaných v programu Sim Power Systems byly dosaženy velmi přesné výsledky detekce a lokalizace. Jistou nadějí by mohl být trend v některých zemích v přecházení na moderní měřicí jednotky, které již umožňují snímání dat se vzorkovací frekvencí v řádu desítek kHz. Z toho důvodu by bylo prozíravé mít popsanou koncepci detekce a lokalizace zkratu připravenou tak, aby byla co možná nejlépe připravena pro nasazení do podmínek reálné sítě.

Reference

- [1] Costa F. B., Souza B. A. (2011) *Fault-Induced Transient Analysis for Real-Time Fault Detection and Location in Transmission Lines*. International Conference on Power Systems Transients in Delft.
- [2] Addison P. S. (2002) *The Illustrated Wavelet Transform Handbook*. IOP.
- [3] Toman P., Drápela J., Mišák S., Orságová J., Paar M., Topolánek D. a kol. (2011) *Provoz distribučních soustav*. Praha: vydavatelství ČVUT.
- [4] Vejražka F. (1992) *Signály a soustavy*. Praha: vydavatelství ČVUT.
- [5] Vetterli M., Kovačević J. (1995) *Wavelets and Subband Coding*. Prentice Hall PTR, Engelwood Cliffs, New Jersey.
- [6] Percival D. B., Walden A. T. (2000) *Wavelets Methods for Time Series Analysis*. Cambridge University Press.
- [7] MathWorks Documentation center (2014). www.mathworks.com.
- [8] Tlustý J., Kyncl J., Musil L., Špetlík J., Švec J., Hamouz P., Müller M., Müller Z. (2011) *Monitorování, řízení a chránění elektrizačních soustav*. Praha: vydavatelství ČVUT.
- [9] Kurosawa K. (2014) „*Development of Fiber-Optic Current Sensing Technique and Its Applications in Electric Power Systems*“, *Photonic Sensors*. Japan.
- [10] Feynman R. P., Leighton R. B., Sands M. (1964) *Feynmanovy přednášky z fyziky*. California Institute of Technology. USA.