



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV TEORETICKÉ A EXPERIMENTÁLNÍ ELEKTROTECHNIKY

DEPARTMENT OF THEORETICAL AND EXPERIMENTAL ELECTRICAL
ENGINEERING

DETEKCE A PROSTOROVÁ LOKALIZACE ČÁSTEČNÝCH VÝBOJŮ VE VÝKONOVÝCH TRANSFORMÁTORECH METODOU UHF

PARTIAL DISCHARGES DETECTION AND SPATIAL LOCALIZATION IN HIGH
POWER TRANSFORMERS USING UHF METHOD

DIZERTAČNÍ PRÁCE

DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ing. Martin Čáp

ŠKOLITEL

SUPERVISOR

doc. Ing. Petr Drexler, Ph.D.

BRNO 2017

Abstrakt

Disertační práce je zaměřena na návrh a experimentální ověření nové metody detekce částečných výbojů ve výkonových olejových transformátorech s důrazem na rozlišení původu měřeného signálu z vnější a vnitřní oblasti transformátorové nádoby. Detekce a prostorová lokalizace částečných výbojů využívá záznam elektromagnetického signálu v pásmu UHF (Ultra vysoké frekvence). UHF metoda detekce částečných výbojů, označovaná také jako UHF PD, je jednou z nejpokročilejších metod umožňující přesnou prostorovou lokalizaci pozice zdroje signálu.

Těžiště práce leží ve vývoji technických a programových prostředků pro odlišení signálů částečných výbojů pocházejících z vnitřního prostoru transformátoru a rušivých signálů přicházejících z přípojných vedení. Navržená technická a programová řešení tvoří souhrnně diskriminační metodu. Přesná a opakovatelná diagnostika stavu transformátoru je zaručena dodržáním metodického postupu měření a nastavení diagnostického systému.

Funkčnost diskriminační metody byla ověřena při reálné diagnostice blokových transformátorů v JE Dukovany za provozu. Výstupem návrhu metodiky je vytvoření kalibračního postupu a následných procedur pro zajištění objektivních, opakovaných a porovnatelných měření pro účely pravidelné prediktivní údržby transformátorů.

Klíčová slova

Částečné výboje, diskriminační metoda, ultra vysoké frekvence UHF, detekce příchodu signálu, prostorová lokalizace

Abstract

The thesis discusses the design and experimental verification of a new method for detecting partial discharges in oil-cooled high-power transformers, emphasizing the origin of the measured signal from the outer and inner regions of the transformer tank. The detection and spatial localization of partial discharges utilizes UHF (Ultra High Frequency) electromagnetic signal measurement. The UHF partial discharge detection method, also referred as UHF PD, is one of the most advanced techniques for the accurate spatial localization of the signal source position.

The focus of the thesis lies in the development of technical and software solutions for the separation of partial discharge signals originating from the internal space of the transformer and the spurious signals from the connection lines. The proposed technical and program solutions constitute a signal discriminatory method. The precise and repeatable diagnostics of the transformer state are guaranteed by observing the measurement methodology and special setting of the diagnostic system.

The functionality of the signal discriminatory method was verified during real measurement of the oil-cooled power transformers at the Dukovany nuclear power plant in operation. The output of the designed methodology is to set up a calibration procedure and follow-up steps to ensure objective, repeatable, and comparable measurements for the purposes of regular predictive maintenance in transformers.

Keywords

Partial discharge, signal discrimination method, ultra-high frequencies UHF, signal arrival time, spatial localization

Bibliografická citace práce

ČÁP, M. Detekce a prostorová lokalizace částečných výbojů ve výkonových transformátorech metodou UHF. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 98 s. Vedoucí dizertační práce doc. Ing. Petr Drexler, Ph.D..

Prohlášení

Prohlašuji, že svou dizertační práci na téma Detekce a prostorová lokalizace částečných výbojů ve výkonových transformátorech metodou UHF jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího dizertační práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené dizertační práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této dizertační práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně, 9.5.2017

.....
Ing. Martin Čáp

Poděkování

Děkuji vedoucímu dizertační práce doc. Ing. Petru Drexlerovi, Ph.D., prof. Ing. Pavlu Fialovi Ph.D. a prof. Ing. Karlu Bartuškově DrSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé dizertační práce.

V Brně dne 9.5.2017

.....
Ing. Martin Čáp

Obsah

1 Úvod	1
2 Teorie částečných výbojů	3
2.1 Výboje v plynech	12
2.2 Modely částečných výbojů	13
2.3 Charakteristické veličiny.....	15
2.4 Projevy a konvenční metody detekce částečných výbojů.....	16
3 Současný stav diagnostiky transformátorů metodou UHF.....	19
3.1 Šíření UHF signálu v transformátoru	21
3.2 Simulace vzniku částečných výbojů.....	23
3.3 Koncepce UHF diagnostických systémů	24
3.4 Konstrukční řešení UHF senzorů a měřicích systémů	25
3.5 Detekce času příchodu signálu	28
3.6 Prostorová lokalizace zdroje částečného výboje.....	32
4 Zhodnocení současného stavu	37
5 Cíle disertační práce	39
6 Systém pro detekci a prostorovou lokalizaci částečných výbojů	40
6.1 Digitalizace signálu	43
6.2 Konstrukce UHF senzoru	44
6.3 Napájecí a signálové připojení UHF senzorů	51
6.4 Hlavní jednotka PD UHF systému	53
6.5 Přístrojová skříň.....	54
6.6 Generátor kalibračních impulsů	56
6.7 Ověřovací měření	59
7 Zpracování a vizualizace měřených dat.....	61
7.1 Prostorová lokalizace zdroje signálu	69
7.2 Určení času příchodu a přesnost lokalizace zdroje	75
8 Technická řešení pro zajištění detekce signálů z prostoru transformátoru	82
8.1 Nastavitelný filtr v UHF senzorech	83
8.2 Externí UHF senzor	87
8.3 Softwarové prostředky	88
9 Metodika měření částečných výbojů	90
10 Přínosy disertační práce	92
11 Závěr	93
Literatura	95

Seznam obrázků

Obrázek 2.1 Porucha vrstveného dielektrika.

Obrázek 2.2 Změna homogenního elektrického pole v dielektriku vlivem sférického objektu.

Obrázek 2.3. Geometrický model elektrického VN přístroje a), část s polovodivým dielektrikem b).

Obrázek 2.4. Schéma základního článku náhradního obvodu dielektrika s polovodivým materiálem.

Obrázek 2.5. Schéma náhradního modelu dielektrika.

Obrázek 2.6 V-A charakteristika výbojů v plynech[6].

Obrázek 2.7 Uspořádání geometrické modelu ČV a), náhradní Gemant-Philippoffův obvodový model b).

Obrázek 2.8 Průběh elektrického napětí $u(t)$ pro Gemant-Philippoffův model, převzato z [6].

Obrázek 2.9 Schéma pro Böningův model a), průběh elektrického napětí b), převzato z [6].

Obrázek 2.10 Poškození transformátoru vlivem částečných výbojů.

Obrázek 2.11 Projevy a metody detekce částečných výbojů.

Obrázek 2.12 Základní zapojení obvodu pro měření částečných výbojů s různou vzájemnou polohou vazebního kondenzátoru C_k a měřicí impedance Z_m [8].

Obrázek 2.13 Blokové schéma analogového měřicího systému [7].

Obrázek 2.14 Kapacitní senzory různých výrobců, zprava HPVD Ltd, IPEC, QUALIUTROL.

Obrázek 2.15 Induktivní HFCT senzory.

Obrázek 3.1 Průběh signálu v časové oblasti (i) a odpovídající frekvenční spektrum (ii) při buzení střídavým napětím (a), kladným stejnosměrným napětím (b), záporným stejnosměrným napětím (c)[9].

Obrázek 3.2 Frekvenční spektrum signálu generovaného v oleji jiskřištěm jehla-kuloplocha a), frekvenční spektrum povrchového výboje v oleji b).

Obrázek 3.3 Frekvenční spektrum signálu generovaného ve vzduchu jiskřištěm jehla-kuloplocha a), frekvenční spektrum signálu zaznamenaného v jednofázovém transformátoru 200 MVA b).[11].

Obrázek 3.4 Laboratorní aparatura pro měření vlivu různých materiálů na šíření signálu v transformátoru, a) překližková deska tl. 84 mm, b) plech, c) část vinutí.

Obrázek 3.5 a) Model transformátoru s dvěma vinutími a jádrem, b) detailní model vinutí, c) zjednodušený model vinutí.

Obrázek 3.6 a) Intenzita elektrického pole pro pozici výboje mezi jádrem a vnitřním vinutím, b) intenzita elektrického pole pro pozici výboje mezi vinutími.

Obrázek 3.7 Používané konstrukční typy testovacích a kalibračních zdrojů výbojů.

Obrázek 3.8 Příklady používaných antén pro UHF senzory: a) monopól, b) lichoběžníkový monopól, c) spirálová anténa prostorová, d) disková anténa, e) kónická anténa, f) smyčková anténa, g) spirálová anténa plošná, h) Vivaldiho anténa.

Obrázek 3.9 Komerční a experimentální UHF senzory.

Obrázek 3.10 Vhodné orientace umístění UHF senzorů.

Obrázek 3.11 Koncepční řešení mobilních UHF systémů.

Obrázek 3.12 Záznam testovacího průběhu a odpovídající průběh EAC křivky.

Obrázek 3.13 Záznam testovacího průběhu a odpovídající průběh energetického kritéria.

Obrázek 3.14 Záznam testovacího průběhu a odpovídající průběh AIC.

Obrázek 3.15 Záznam testovacích průběhů a odpovídající průběh korelace signálů.

Obrázek 3.16 Záznam testovacích průběhů a odpovídající průběh kritériální funkce J .

Obrázek 3.17 Prostorová lokalizace pomocí čtyř senzorů.

Obrázek 3.18 Absolutní lokalizace a), TDOA lokalizace b).

Obrázek 3.19 Zavedení voleného časového intervalu Δt a pseudočasů T_{Si} pro symetrizaci soustavy lokalizačních rovnic.

Obrázek 6.1 Koncepční schéma UHF systému.

Obrázek 6.2 Trojrozměrný model transformátoru.

Obrázek 6.3 Rozložení modulu vektorů intenzit elektrického pole, frekvence $f=500$ MHz, $J_{in}=1000$ Am², rozsah 1.

Obrázek 6.4 Rozložení modulu vektorů intenzit elektrického pole, frekvence $f=500$ MHz, $J_{in}=1000$ Am⁻², rozsah 2.

Obrázek 6.5 Rozložení modulu vektorů intenzit elektrického pole, frekvence $f=500$ MHz, $J_{in}=1000$ Am⁻², rozsah 3.

Obrázek 6.6 Dielektrické okno a), rozmístění oken na straně vývodů 420 kV vedení b).

Obrázek 6.7 Testovací typy antén, zleva: kónická anténa, modifikovaná Vivaldiho anténa a monopól délky 10cm.

Obrázek 6.8 Měřený signál, monopól 2 cm.

Obrázek 6.9 Měřený signál, monopól 10 cm.

Obrázek 6.10 Měřený signál, modifikovaná Vivaldiho anténa.

Obrázek 6.11 Měřený signál, kónická anténa.

Obrázek 6.12 Měřený signál, kónická anténa bez feritových filtrů.

Obrázek 6.13 Měřený signál, kónická anténa s použitím feritových filtrů.

Obrázek 6.14 Konstrukce senzoru s izolovaným krytem.

Obrázek 6.15 Sestava pro měření vlivu elektromagnetického stínění senzorů.

Obrázek 6.16 Stínící záslepka a), tělo senzoru opatřené EMC stíněním b).

Obrázek 6.17 Schéma základního provedení senzoru.

Obrázek 6.18 Konstruktivní řešení základního provedení senzoru.

Obrázek 6.19 Konceptní řešení propojení UHF senzorů a hlavní jednotky.

Obrázek 6.20 Blokové schéma hlavní jednotky systému.

Obrázek 6.21 Blok napájení senzorů a), blok řízení atenuátorů b).

Obrázek 6.22 Konceptce a) a konstruktivní provedení b) přístrojové skříně hlavní jednotky systému.

Obrázek 6.23 Blokové schéma generátoru kalibračních impulsů.

Obrázek 6.24 Schéma a konstrukce zdroje s lavinovým tranzistorem.

Obrázek 6.25 Konstrukce zdroje s SRD diodou.

Obrázek 6.26 Porovnání průběhu výstupního napětí pro zdroje: USG 40 a), konstruovaný zdroj s SRD diodou b).

Obrázek 6.27 Průběh proudu a přeneseného výboje pro zdroj s lavinovým tranzistorem.

Obrázek 6.28 Celkový útlum trasy pro frekvenční pásmo 100 MHz – 1 GHz.

Obrázek 6.29 Hodnota výstupního výkonu pro jedno-decibelovou kompresi, frekvenční pásmo 100 MHz – 1 GHz.

Obrázek 6.30 Průběh maximální úrovně napětí na vstupu digitizéru.

Obrázek 7.1 Struktura aplikace pro detekci a lokalizaci částečných výbojů.

Obrázek 7.2 Nastavení parametrů záznamu dat.

Obrázek 7.3 Okno programu, fázorový, eliptický a sinusový diagram.

Obrázek 7.4 Časové záznamy s vyznačeným časem příchodu signálu.

Obrázek 7.5 Zobrazení výsledků prostorové lokalizace komparační metodou.

Obrázek 7.6 Zobrazení výsledků prostorové lokalizace metodou TDOA.

Obrázek 7.7 Izoplochy dob šíření signálu pro senzory č.1 a č.2.

Obrázek 7.8 Izoplochy rozdílů dob šíření signálu t_{12} až t_{14} .

Obrázek 7.9 Princip komparační metody.

Obrázek 7.10 Výsledky lokalizace kalibračního zdroje na pozici třetího senzoru metodou TDOA.

Obrázek 7.11 Výsledky lokalizace kalibračního zdroje na pozici třetího senzoru komparační metodou.

Obrázek 7.12 Volba prahu pro EAC křivku a), volba prahu pro 1. derivaci EAC křivky b) na základě počtu lokalizovaných výsledků a chyby lokalizace.

Obrázek 7.13 Výsledky lokalizace pomocí odvozených vztahů pro lineární uspořádání antén.

Obrázek 7.14 Výsledky hyperbolické lokalizace pro jednotlivé algoritmy detekce příchodu signálu.

Obrázek 7.15 Výsledky Bancroftovy metody pro jednotlivé algoritmy detekce příchodu signálu.

Obrázek 7.16 Výsledky komparační metody pro jednotlivé algoritmy detekce příchodu signálu.

Obrázek 8.1 Příklad signálů výbojů pocházejících z externího prostoru transformátoru.

Obrázek 8.2 Záznam kalibračního signálu a jeho frekvenční spektrum.

Obrázek 8.3 Záznam délky 1 ms s velkým počtem kalibračních impulsů a několika externím impulsy.

Obrázek 8.4 Záznam rušivého signálu a jeho frekvenční spektrum.

Obrázek 8.5 Záznam šumu na pozadí a odpovídající frekvenční spektrum.

Obrázek 8.6 Přenosová charakteristika filtrů CoilCraft.

Obrázek 8.7 Vliv filtrace signálu na kalibrační a externí signál.

Obrázek 8.8 Blokové schéma upravena sensoru s přepínatelným filtrem.

Obrázek 8.9 Testovací deska přepínatelného filtru a), měřená přenosová charakteristika b).[48]

Obrázek 8.10 Umístění standardního senzoru na lávce transformátoru při testech metody diskriminace rušených akvizic a), konstrukce externího senzoru s dielektrickým krytem antény b).

Obrázek 8.11 Metoda diskriminace signálu dle délky trvání signálu.

Seznam tabulek

Tabulka 1.1 Bilance výroby elektrické energie dle typu elektrárny za rok 2015 dle energetického regulačního úřadu.

Tabulka 3.1 Rezonanční frekvence nádoby pro rozměry transformátoru v JE Dukovany.

Tabulka 6.1 Porovnání výsledků experimentálního měření testovaných typů antén.

Tabulka 6.2 Porovnání maximální hodnoty výstupního elektrického napětí antén.

Tabulka 6.3 Porovnání vlivu feritových filtrů na měřený signál.

Tabulka 6.4 Měření stínící účinnosti EMC těsnění.

Tabulka 7.1 Garantovaná stabilita frekvence napájecího napětí.

Tabulka 7.2 Výsledky prostorové lokalizace pro metodu: Analytické odvození.

Tabulka 7.3 Výsledky prostorové lokalizace pro metodu: Hyperbolická lokalizace.

Tabulka 7.4 Výsledky prostorové lokalizace pro metodu: Bancroftova metoda.

Tabulka 7.5 Výsledky prostorové lokalizace pro metodu: Komparační metoda.

Seznam použitých zkratk a symbolů

VVN	Velmi vysoké napětí
ZVN	Zvláště vysoké napětí
JE	Jaderná elektrárna
UHF	Ultra vysoké frekvence (Ultra High frequency)
PD	Částečný výboj (Partial Discharge)
MKP	Metoda konečných prvků
AIC	Metoda AKAIKE information criterion
ATT	Značení konektoru a vedení nastavitelných atenuátorů
SRD	Step Recovery dioda
EAC	Energetická akumulční křivka (E nergy A cumulation C urve)

E_p	Dielektrická pevnost	$V \cdot m^{-1}$
D	Elektrická indukce	$C \cdot m^{-2}$
ϵ_r	Relativní permitivita	-
E	Intenzita elektrického pole	$V \cdot m^{-1}$
$i(t)$	Okamžitá hodnota elektrického proudu	A
γ	Měrná elektrická vodivost	$S \cdot m^{-1}$
τ	Lineární hustota elektrického náboje	$C \cdot m^{-1}$
σ	Plošná hustota elektrického náboje	$C \cdot m^{-2}$
ρ	Objemová hustota elektrického náboje	$C \cdot m^{-3}$
c	Měrná kapacita	$F \cdot m^{-2}$
φ	Skalární elektrický potenciál	V
Ω	Analyzovaná oblast modelu MKP	m
J	Hustota elektrického proudu	$A \cdot m^2$
ϕ	Uzlová hodnota skalárního elektrického potenciálu	V
W	Elektrická energie	$W \cdot h^{-1}$
F	Síla	N
$\sigma_{1,k}^2$	Rozptyl diskrétních hodnot měřeného signálu	V
c_0	Rychlost světla	$m \cdot s^{-1}$
t_{vz}	Vzorkovací perioda	s
Z	Impedance	Ω
$x(n)$	Vzorek diskrétního signálu	V
δ	Negativní trend metody energetického kritéria	V
$J(n)$	Kriteriální funkce	V
S_i	Pozice senzoru v prostoru	m
t_{ij}	Rozdíl času šíření mezi senzory i a j	s
ρ_{si}	rozdíl vzdáleností dle času šíření signálu	m
A_f	Útlum	dB
Q	Elektrický náboj	C
φ_p	Korekční hodnota posuvu fáze napájecího napětí	°
φ_δ	Chyba určení fázového úhlu	°

1 Úvod

Výroba a distribuce elektrické energie je strategickou kapitolou v energetické koncepci každého státu. V České republice je výroba elektrické energie většinou založena na uhelných a jaderných elektrárnách, jejich podíl přesahuje 85 %. Celková bilance zdrojů (brutto- bez uvážení vlastní spotřeby zdrojů) za rok 2015 je uvedena v tabulce 1.1. Elektrárny dodávající velké výkony jsou napojeny do sítě české přenosové soustavy na vedení velmi vysokého napětí (VVN) 220kV a zvláště vysokého napětí (ZVN) 400kV. Pro zajištění účinného dálkového přenosu elektrické energie je prováděna transformace elektrického napětí na vyšší úroveň (VVN, ZVN). Transformace je realizována za generátory elektrické energie prostřednictvím výkonových transformátorů o nominálním výkonu v řádech až stovek MVA. V jaderné elektrárně Dukovany je elektrické napětí transformováno z výstupního napětí generátoru transformátorem s nominálními hodnotami transformace napětí 15,75 kV na 420 kV a výstupním/přenosovým výkonem $P_{out}=300$ MVA. Pro dva bloky elektrárny je používáno osm transformátorů. V distribuční síti jsou dále využívány transformátory s převody elektrického napětí 400/220 kV, 400/110 kV a 220/110 kV pro transformaci na napětí velikosti jednotlivých hodnot VVN. Každý z transformátorů ZVN a VVN je z hlediska zajištění dodávky elektrické energie důležitým prvkem příslušné soustavy. Případné poškození takového transformátoru znamená vyřazení navazující části sítě z provozu na dobu ekonomicky významnou pro výrobce a distributora elektrické energie. Porucha jednoho z transformátorů v JE Dukovany odpovídá výpadku dodávky $P_d=500$ MW. Dochází tak při průměrné ceně 740 Kč za 1 MWh k denním ztrátám za prodej elektrické energie ve výši 8,88 mil. Kč.

Tabulka 1.1 Bilance výroby elektrické energie dle typu elektrárny za rok 2015 dle energetického regulačního úřadu.

Typ	GWh	%
Jaderné (JE)	26 840,8	32,0
Parní (PE)	44 816,5	53,4
Paroplynové (PPE)	2 749,0	3,3
Plynové a spalovací (PSE)	3 574,7	4,3
Vodní (VE)	1 794,8	2,1
Přečerpávací (PVE)	1 276,0	1,5
Větrné (VTE)	572,6	0,7
Fotovoltaické (FVE)	2 263,8	2,7
Celkem	83 888,3	

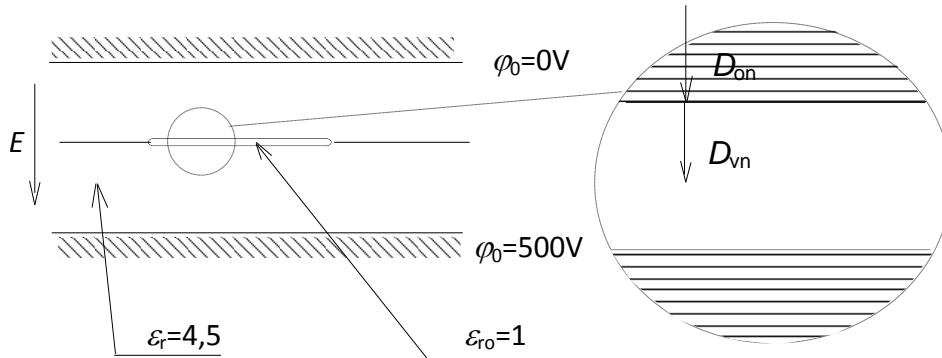
Jedním z vlivů snižujících životnost a ohrožujících funkci transformátoru jsou fyzikální jevy souhrnně označované jako částečné výboje. Částečné výboje vznikají v přístrojích a strojích pracujících s elektrickým napětím. V závislosti na typu jejich konstrukce vzniká v použitých dielektrických materiálech intenzita elektrického pole. V olejových transformátorech se vyskytuje jev částečných výbojů nejvíce vlivem přítomnosti nehomogenit dielektrika nebo malých kavit se sníženou elektrickou pevností E_p . Případné zhoršení stavu izolace vlivem výskytu částečných výbojů a vznikem elektrického výboje mezi vinutími či vinutím a konstrukční částí transformátoru vede k fatálnímu poškození transformátoru. Poškození je často doprovázeno únikem transformátorového oleje a požárem způsobujícím další škody a ohrožujícím bezpečnost osob. Monitorování technického stavu transformátorů je proto zásadní součástí systému údržby každé elektrárny. Diagnostika částečných výbojů je založena na mnoha fyzikálních principech. Jednou z velmi progresivních metod je metoda

založená na snímání elektromagnetických signálů, které vznikají při elektrickém výboji s impulsním charakterem. Tato metoda je často označována jako UHF (z anglického Ultra High Frequency). Aktivita částečného výboje generuje elektromagnetické vyzařování s významným zastoupením frekvenčních složek v odpovídajícím pásmu ultrakrátkých vln. Ve frekvenčním vyjádření se jedná o rozsah UHF frekvencí 300 MHz až 3 GHz. Lze se rovněž setkat s označením PD UHF metoda, kde PD je akronymem anglického výrazu pro částečný výboj - partial discharge.

UHF metoda je jednou z nejpokročilejších metod detekce částečných výbojů vyznačující se vysokou citlivostí a umožňující prostorovou lokalizaci zdroje signálu - elektrického výboje. Rozvoj metody je spojený s vývojem pokročilé elektronické měřicí techniky pro měření v časové doméně a také s vývojem algoritmů pasivní lokalizace signálu. PD UHF diagnostické systémy jsou ve vývoji výzkumných týmů z Evropy, USA i Asie. Aktuálnost metody dokládají i snahy výrobců transformátorů integrovat vlastní PD UHF diagnostiku do těla transformátoru již při jeho výrobě.

2 Teorie částečných výbojů

Dříve publikované fyzikální modely popisující částečné výboje využívaly tohoto jevu jako kritéria pro hodnocení nehomogenity dielektrického materiálu. Například při poruše vrstvených dielektrik na obr. 2.1 [1].



Obrázek 2.1 Porucha vrstveného dielektrika.

Z Gaussova zákona elektrostatiky platí rovnost hustoty toku elektrického náboje vyjádřená jako:

$$D_{on} = D_{vn}, \quad (2.1)$$

kde D_{on} je normálová složka elektrické indukce neporušeného dielektrika bez vlivu nehomogenity, D_{vn} je normálová složka indukce dielektrika ze strany porušení homogenity (vzduchová dutina). Rovnice (2.1) lze potom přepsat na tvar:

$$\varepsilon_o \varepsilon_r E_o = \varepsilon_o E_v, \quad (2.2)$$

$$E_v = \varepsilon_r E_o, \quad (2.3)$$

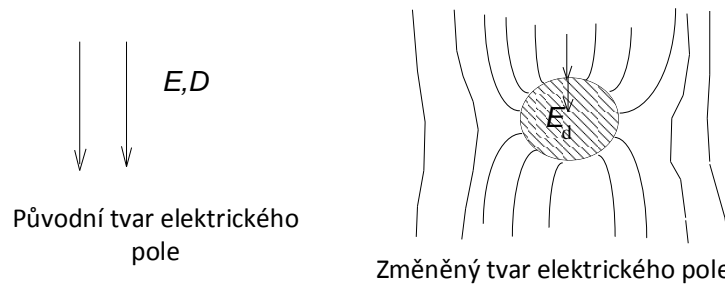
kde ε_r je relativní elektrická permitivita dielektrika, ε_o je dielektrická konstanta vakua, E_o je intenzita elektrického pole ze strany neporušeného dielektrika, E_v je intenzita elektrického pole ze strany poruchy dielektrika (vzduch). Násobný nárůst intenzity elektrického pole vzniklé vzduchové mezery (vlivem $\varepsilon_r > 1$) při nastavení vysokých hodnot intenzity elektrického pole v dielektrickém materiálu E_o způsobí dosažení mezních hodnot elektrické pevnosti vyjádřené intenzitou elektrického pole ve vzduchu E_p . Mezní složka elektrické intenzity v normálovém směru ve vzduchu, při které dojde k elektrickému průrazu vzduchu, je rovna typicky $E_{np} = 3000$ kV/m. Potom například z obr. 2.1 je intenzita elektrického pole ve vzduchové mezeře:

$$E_v \geq E_{np} \quad (2.4)$$

Takto nastavené podmínky vytvoří v nehomogenním dielektriku stav, při kterém dojde k lokálnímu elektrickému výboji. Fyzikální a chemické procesy spojené s výbojem mohou následně způsobovat degradaci daného materiálu.

Například při vzniku sférických objektů v kapalném dielektriku dojde ke změně veličin elektrostatického pole podle obr. 2.2 [1]. Intenzita elektrického pole E_v ve vzduchu pro objem sféry bude podle [1]:

$$E_v = \frac{3\varepsilon_r E_0}{2\varepsilon_r + 1} \quad (2.5)$$



Obrázek 2.2 Změna homogenního elektrického pole v dielektriku vlivem sférického objektu.

Částečné výboje a jejich vznik lze sledovat v dielektriku jak v kapalném, plynném tak pevném skupenství. V posledních desetiletích se výrazně posunul stav diagnostiky a diagnostických systémů vysokonapěťových přístrojů, systémů a kabelů, že se měří a diagnostikuje veškerý okamžitý elektrický proud v širokém frekvenčním spektru [2], [3] a je možné tento stav zachytit pomocí relací:

$$i(t) = \frac{dq}{dt}$$

$$i(t) = \frac{l}{dt} \int d\tau$$

$$i(t) = \frac{s}{dt} \int d\sigma$$

$$i(t) = \frac{v}{dt} \int d\rho, \quad (2.6)$$

kde $i(t)$ je okamžitá hodnota elektrického proudu v časové oblasti, q je elektrický náboj osamělého zdroje, τ lineární hustota elektrického náboje, σ je plošná hustota elektrického náboje, ρ je objemová hustota elektrického náboje. Pokud ve zkoumaném/monitorovaném/diagnostikovaném systému nastane kterýkoliv případ podle relací (2.6), dosavadní přístup hovoří o tzv. částečných výbojích. Tento stav ale může nastat z jiných fyzikálních důvodů [2], [3], zejména:

- posuvné elektrické proudy objemové, plošné, lokální, bodové vázaného elektrického náboje,
- elektrické proudy, vznikající při nashromáždění volného elektrického náboje a následné změně elektrických podmínek a pohybu elektrického náboje,
- elektrické proudy vznikající při průchodu měrnou kapacitou $c(t)$ testovaného systému,
- elektrický proud vzniklý v dielektriku s elektrickou permitivitou ε_r a měrou elektrickou vodivostí γ .

Tuto kategorizaci lze prokázat na numerickém modelu pro řešení úloh metodou konečných prvků. Model úlohy [2], [3] se může rozdělit na dvě části. První částí modelu je formulace a popsání elektrostatického pole úlohy pomocí parciálních diferenciálních rovnic. Metodou konečných prvků (MKP) je nalezeno řešení a analyzováno rozložení skalárních a vektorových funkcí elektrostatického pole. Z výsledků lze stanovit rozložení elektrického náboje, zejména plošnou hustotu elektrického náboje σ v jednotlivých částech geometrického modelu analyzované úlohy, lze také určit rozložení měrné kapacity c . Pomocí takto získaných veličin lze sestavit druhou část fyzikálního – analyzovaného modelu a to jako úlohu se soustředěnými parametry [2], [3].

V druhé části modelu se provede řešení a analýza nestacionární úlohy pomocí modelu se soustředěnými parametry. Takto modelované úlohy jsou mnohem méně náročné na výpočetní výkon (výpočetní čas, rychlé změny a varianty modelů atp.) než pro celé řešení pomocí rozložených parametrů například pomocí MKP. Cílem numerických úloh je nalézt takové geometrické, materiálové a technické řešení navrhované úlohy, ve kterém je analyzována minimální velikost plošné hustoty náboje nebo rozložení měrné kapacity na rozhraních vodivého a nevodivého prostředí, minimální časová změna intenzity elektrického pole $E(t)$ na rozhraní dielektrik nebo dielektrika a vodiče. Lze předpokládat, že v konstrukční části návrhu modelu nelze již snížit možnost výskytu nežádoucích jevů tzv. částečných výbojů.

Jiná cesta snížení jevů částečných výbojů vede zvýšenou měrou dodržování technologických postupů a podmínek výroby (homogenita dielektrických materiálů, odstranění vzdušných bublinek v dielektriku, odstranění přítomnosti malých vzduchových mezer mezi dielektriky a kovovými součástmi, volba vlastností polovodivého materiálu- jeho měrné vodivosti vzhledem k relativní permitivitě přilehlých dielektrik [4] atd.). Problematika návrhu konstrukčních řešení není cílem této práce, a tedy nebude dále podrobně rozpracována.

Úlohu pro řešení pomocí rozložených parametrů MKP je možné formulovat následovným postupem. Základem je popis elektrického pole pomocí redukovaných Maxwellových rovnic pro elektrostatické/kvazistatické pole a dále převedených na řešení metodou konečných prvků MKP (v tomto bodě pouze pro dokonalá dielektrika). Redukované Maxwellovy rovnice v Heavysideově notaci lze zapsat jako:

$$\operatorname{div} \mathbf{D} = 0, \quad (2.7)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = \mathbf{0}, \quad (2.8)$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E}, \quad (2.9)$$

$$\mathbf{E} = -\operatorname{grad} \varphi, \quad (2.10)$$

kde \mathbf{D} je vektor indukce elektrického pole, \mathbf{E} je vektor intenzity elektrického pole, φ je skalární elektrický potenciál, ε je permitivita prostředí. Oblast Ω , na které bude rovnice (2.8) aplikována je rozdělena na oblasti:

- s dielektrikem o relativní permitivitě $\varepsilon_w \Omega_w$,
- s dielektrikem o relativní permitivitě $\varepsilon_0 \Omega_0$ (oblast vakua, vzduchu),
- s nedokonalým dielektrikem (polovodivým) o relativní permitivitě ε_r a měrné elektrické vodivosti $\gamma \Omega_\gamma$,
- s materiálem elektricky vodivým o měrné elektrické vodivosti $\gamma_v \Omega_{Fe}$.

Řešení platí pro uvedené oblasti $\Omega \equiv \Omega_{Fe} \cup \Omega_0 \cup \Omega_W$. Hraniční podmínky jsou popsány vztahy:

$$\mathbf{n} \cdot (-\varepsilon_i \text{grad} \phi_i + \varepsilon_j \text{grad} \phi_j) = 0, \quad (2.11)$$

$$\mathbf{n} \cdot (\text{grad} \phi_i - \text{grad} \phi_j) = 0, \quad (2.12)$$

kde i, j jsou indexy materiálů, $i \neq j$, na hranici Γ_0 , \mathbf{n} je normálový vektor k povrchu Γ oblasti Ω , Γ_0 je povrch oblasti Ω_0 . Protože se v modelu vyskytuje oblast s kombinovaným výskytem dvou typů polí, elektrické a proudové, je na rozhraní dielektrik s nenulovou elektrickou vodivostí principiálně vázáný elektrický náboj o velikosti:

$$\sigma = \left(\varepsilon_0 \varepsilon_{1r} \mathbf{E}_{n1} + \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{2r}}{\gamma} \mathbf{J}_{n2} \right), \quad (2.13)$$

kde σ je plošná hustota vázaného elektrického náboje na rozhraní oblasti Ω_1 a Ω_2 , ε_0 je permitivita vakua, ε_{1r} je relativní permitivita prostředí v oblasti Ω_1 , ε_{2r} je relativní permitivita prostředí v oblasti Ω_2 , \mathbf{E}_n je normálová složka vektoru intenzity elektrického pole, \mathbf{J}_n je normálová složka vektoru proudové hustoty v oblasti s měrnou elektrickou vodivostí γ . Model, který popisuje proudové elektrické pole vektorových a skalárních funkcí v nedokonalém dielektriku, lze formulovat pomocí redukovaných Maxwellových rovnic a výrazů pro materiálové vztahy makroskopického pojetí hmoty jako:

$$\text{div}(\mathbf{J}_\Omega + \mathbf{J}_\Gamma) = 0, \text{ na oblasti } \Omega_\gamma \quad (2.14)$$

$$\mathbf{J}_\Omega = \gamma_\Omega \mathbf{E} + \varepsilon_\Omega \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}, \quad (2.15)$$

$$\mathbf{J}_\Gamma = \gamma_\Gamma \mathbf{E} + \varepsilon_\Gamma \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}, \quad (2.16)$$

kde \mathbf{J}_Ω je vektor proudové hustoty elektrického pole v objemu oblasti Ω_γ , γ_Ω je měrná elektrická vodivost prostředí v objemu oblasti Ω_γ , ε_Ω je elektrická permitivita prostředí v objemu oblasti Ω_γ , \mathbf{J}_Γ je vektor proudové hustoty elektrického pole na rozhraní Ω_γ , Γ_j , γ_Γ je měrná elektrická vodivost prostředí rozhraní Γ_j , ε_Γ je elektrická permitivita prostředí rozhraní Γ_j , Γ_j je rozhraní mezi nedokonalým dielektrikem a dielektrikem nebo dielektrikem a vodičem, Γ je rozhraní mezi dielektriky.

Hraniční podmínky jsou popsány vztahy:

$$\mathbf{n} \cdot (-\gamma_i \text{grad} \phi_i + \gamma_j \text{grad} \phi_j) = 0, \text{ na hranici } \Gamma_j, \quad (2.17)$$

$$\mathbf{n} \cdot (\text{grad} \phi_i - \text{grad} \phi_j) = 0, \text{ na hranici } \Gamma_j \cup \Gamma, \quad (2.18)$$

$$\mathbf{n} \cdot (-\varepsilon_i \text{grad} \phi_i + \varepsilon_j \text{grad} \phi_j) = 0, \text{ na hranici } \Gamma, \quad (2.19)$$

Počáteční podmínky jsou popsány vztahy:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{J}_{\Omega}(t_0, x, y, z) &= \mathbf{J}_{\Omega_0}(x, y, z) \quad \forall (x, y, z) \in \Omega, t_0=0 \quad \text{na oblasti } \Omega, \\
 \mathbf{J}_{\Gamma}(t_0, x, y, z) &= \mathbf{J}_{\Gamma_0}(x, y, z), \\
 \phi(t_0, x, y, z) &= \phi_0(x, y, z), \\
 \frac{\partial \mathbf{J}_{\Omega}(t_0, x, y, z)}{\partial t} &= \frac{\partial \mathbf{J}_{\Omega_0}(x, y, z)}{\partial t}, \\
 \frac{\partial \mathbf{J}_{\Gamma}(t_0, x, y, z)}{\partial t} &= \frac{\partial \mathbf{J}_{\Gamma_0}(x, y, z)}{\partial t}, \\
 \frac{\partial \phi(t_0, x, y, z)}{\partial t} &= \frac{\partial \phi_0(x, y, z)}{\partial t}.
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

Model lze pomocí aplikace vztahů (2.7) až (2.10) převést na výraz:

$$-\operatorname{div} \varepsilon \operatorname{grad} \phi = 0 \tag{2.21}$$

Diskretizaci rovnice (2.21) lze provést pomocí aproximace skalárního elektrického potenciálu:

$$\phi = \sum_{k=1}^{N_{\phi}} \varphi_k(t) W_k(x, y, z), \quad \forall (x, y, z) \in \Omega, t \geq 0, \tag{2.22}$$

kde ϕ je uzlová hodnota skalárního elektrického potenciálu,

W je báze funkce,

N_{ϕ} je počet uzlů diskretizační sítě.

Aplikací aproximace (2.22) ve vztahu (2.21) a Galerkinovy metody, respektováním okrajových a počátečních podmínek (2.11) a (2.12) se získá řešení:

$$\sum_{j=1}^{N_{\phi}} \varphi_j \int_{\Omega} \varepsilon_j \operatorname{grad} W_j \cdot \operatorname{grad} W_i \, d\Omega = 0, \quad i = 1, \dots, N_{\phi}. \tag{2.23}$$

Soustavu rovnic (2.23) lze zkráceně zapsat pomocí výrazu:

$$[k_{ij}] \{\varphi_j\} = 0 \quad i, j = 1, \dots, N_{\phi}. \tag{2.24}$$

Koeficienty (2.25) pro upravenou soustavu rovnic (2.24) na soustavu rovnic (2.26) se zapíšou ve tvaru:

$$k^e = \int_{\Omega^e} \varepsilon_j^e \operatorname{grad} W_j \cdot \operatorname{grad} W_i \, d\Omega, \quad i, j = 1, \dots, N_e, \tag{2.25}$$

kde Ω^e je oblast zvoleného typu elementu diskretizační sítě, ε^e je permitivita prostředí zvoleného elementu, N_e je počet uzlů elementu diskretizační sítě.

Soustava rovnic (2.23) se změnění na tvar:

$$[k^e]\{\phi\} = 0 \quad e = 1, \dots, N_e. \quad (2.26)$$

Tuto soustavu rovnic lze řešit pomocí standartních algoritmů (přímé, iterační). Pokud se MKP model uvažuje včetně nedokonalých dielektrik, je jeho tvar formulován ze vztahu (2.14) až (2.16) pro proudovou hustotu:

$$\text{div } \mathbf{J}_\Omega + \text{div } \mathbf{J}_\Gamma = 0. \quad (2.27)$$

Diskretizaci rovnice (2.27) lze provést pomocí aproximace skalárního elektrického potenciálu a jeho derivace podle času aplikací relace (2.22), Galerkinovy metody, respektováním okrajových a počátečních podmínek (2.17) až (2.20).

$$\begin{aligned} & + \sum_{j=1}^{N_\phi} \varphi_j \int_{\Omega} \gamma_{\Omega_j} \text{grad } W_j \cdot \text{grad } W_i \, d\Omega + \sum_{j=1}^{N_\phi} \varphi_j \int_{\Omega} \gamma_{\Gamma_j} \text{grad } W_j \cdot \text{grad } W_i \, d\Omega \\ & + \sum_{j=1}^{N_\phi} \frac{d\varphi_j}{dt} \int_{\Omega} \varepsilon_{\Omega_j} \text{grad } W_j \cdot \text{grad } W_i \, d\Omega + \sum_{j=1}^{N_\phi} \frac{d\varphi_j}{dt} \int_{\Omega} \varepsilon_{\Gamma_j} \text{grad } W_j \cdot \text{grad } W_i \, d\Omega \\ & - \sum_{j=1}^{N_\phi} \varphi_j \oint_{\Gamma} \gamma_{\Omega_j} W_i \text{grad } W_j \cdot \mathbf{n} \, d\Gamma - \sum_{j=1}^{N_\phi} \varphi_j \oint_{\Gamma} \gamma_{\Gamma_j} W_i \text{grad } W_j \cdot \mathbf{n} \, d\Gamma \\ & - \sum_{j=1}^{N_\phi} \frac{d\varphi_j}{dt} \oint_{\Gamma} \varepsilon_{\Omega_j} W_i \text{grad } W_j \cdot \mathbf{n} \, d\Gamma - \sum_{j=1}^{N_\phi} \frac{d\varphi_j}{dt} \oint_{\Gamma} \varepsilon_{\Gamma_j} W_i \text{grad } W_j \cdot \mathbf{n} \, d\Gamma = 0, \quad i = 1, \dots, N_\phi. \end{aligned} \quad (2.28)$$

Pokud se výrazy s uzavřenými integrály rozepíší pro tenkou vrstvu, rovnice (2.28) se zjednoduší na tvar:

$$\begin{aligned} & + \sum_{j=1}^{N_\phi} \varphi_j \int_{\Omega} \gamma_{\Omega_j} \text{grad } W_j \cdot \text{grad } W_i \, d\Omega + \sum_{j=1}^{N_\phi} \varphi_j \int_{\Omega} \gamma_{\Gamma_j} \text{grad } W_j \cdot \text{grad } W_i \, d\Omega \\ & + \sum_{j=1}^{N_\phi} \frac{d\varphi_j}{dt} \int_{\Omega} \varepsilon_{\Omega_j} \text{grad } W_j \cdot \text{grad } W_i \, d\Omega + \sum_{j=1}^{N_\phi} \frac{d\varphi_j}{dt} \int_{\Omega} \varepsilon_{\Gamma_j} \text{grad } W_j \cdot \text{grad } W_i \, d\Omega \\ & - \sum_{j=1}^{N_\phi} \varphi_j \oint_{\partial\Gamma} \gamma_{\Gamma_j} W_i \text{grad } W_j \cdot \mathbf{n}_\Gamma \, d\Gamma - \sum_{j=1}^{N_\phi} \frac{d\varphi_j}{dt} \oint_{\partial\Gamma} \varepsilon_{\Gamma_j} W_i \text{grad } W_j \cdot \mathbf{n}_\Gamma \, d\Gamma = 0, \quad i = 1, \dots, N_\phi. \end{aligned} \quad (2.29)$$

Kde \mathbf{n}_Γ je normálový vektor ve směru povrchové proudové hustoty \mathbf{J}_Γ , $\partial\Gamma$ je křivka ohraničující plochu Γ . Rovnice (2.29) lze zapsat jako:

$$[l_{ij}] \left\{ \frac{d\varphi_j}{dt} \right\} + [k_{ij}] \{\varphi_j\} = \{f_j\} \quad i, j = 1, \dots, N_\phi. \quad (2.30)$$

$$[l_{ij}^e] \left\{ \frac{d\varphi_j}{dt} \right\} + [k_{ij}^e] \{\varphi_j\} = \{f_j\} \quad i, j = 1, \dots, N_e. \quad (2.31)$$

Koeficienty pro upravenou soustavu rovnic (2.31) se zapíší ve tvaru:

$$k^e = \int_{\Omega^e} \gamma_{\Omega^e} \text{grad} W_j \cdot \text{grad} W_i \, d\Omega + \int_{\Gamma^e} \gamma_{\Gamma^e} \text{grad} W_j \cdot \text{grad} W_i \, d\Gamma, \quad i, j = 1, \dots, N_e, \quad (2.32)$$

$$l^e = \int_{\Omega^e} \varepsilon_{\Omega^e} \text{grad} W_j \cdot \text{grad} W_i \, d\Omega + \int_{\Gamma^e} \varepsilon_{\Gamma^e} \text{grad} W_j \cdot \text{grad} W_i \, d\Gamma, \quad (2.33)$$

$$f^e = \oint_{\bar{a}^e} \varepsilon_{\Gamma^e} W_j \cdot \text{grad} W_i \, n_{\Gamma} \, d\bar{c} + \oint_{\bar{a}^e} \gamma_{\Gamma^e} W_j \cdot \text{grad} W_i \, n_{\Gamma} \, d\bar{c} \\ + \iint_{\Gamma^e} \varepsilon_{\Gamma^e} W_j \cdot \text{grad} W_i \, n \, d\Gamma + \iint_{\Gamma^e} \gamma_{\Gamma^e} W_j \cdot \text{grad} W_i \, n \, d\Gamma, \quad (2.34)$$

kde Ω^e je oblast zvoleného typu elementu diskretizační sítě, Γ^e je povrch zvoleného typu elementu diskretizační sítě, $\partial\Gamma^e$ je hrana zvoleného typu elementu diskretizační sítě, ε_{Ω^e} je objemová permitivita prostředí zvoleného elementu, ε_{Γ^e} je povrchová permitivita prostředí zvoleného elementu, γ_{Ω^e} je objemová měrná elektrická vodivost prostředí zvoleného elementu, γ_{Γ^e} je povrchová měrná elektrická vodivost prostředí zvoleného elementu a N_e je počet uzlů elementu diskretizační sítě.

Popsaný matematický model MKP (2.30) až (2.34) je pro nedokonalá dielektrika z pohledu stability a rychlosti řešení poměrně komplikovaný. Je možné zvolit variantu, která využije vyhodnocení elektrostatického modelu (2.25) a (2.26).

Tato varianta spočívá ve vyhodnocení plošné hustoty elektrického vázaného náboje:

$$\sigma_i = \mathbf{D}_i \cdot \mathbf{n}_i, \quad i = 1, \dots, N_e^{\Gamma}, \quad (2.35)$$

kde N_e^{Γ} je počet elementů diskretizační sítě vybrané části povrchu oblasti v analyzovaném modelu. Potom se určí měrná elektrická kapacita jako:

$$c_j = \frac{1}{\Delta S_{e,i}^{\Gamma}} \sum_{i=1}^{N_{e,j}^{\Gamma}} \frac{\sigma_i \Delta S_{e,i}^{\Gamma}}{\phi_{e,i} - \phi_0}, \quad j = 1, \dots, N_o^{\Gamma}, \quad (2.36)$$

nebo jako:

$$c_j = \sum_{i=1}^{N_{e,j}^{\Gamma}} \frac{\sigma_i \Delta S_{e,i}^{\Gamma}}{\Delta S_{e,i}^{\Gamma} \phi_0}, \quad j = 1, \dots, N_o^{\Gamma}, \quad (2.37)$$

kde N_o^{Γ} je počet vybraných oblastí s vyhodnoceným povrchovým nábojem σ , ΔS_e^{Γ} je plocha elementu se známým povrchovým nábojem σ , ϕ_0 je vztažený elektrický potenciál, ϕ_e je elektrický potenciál na ploše elementu diskretizační sítě. Jedním z dalších ukazatelů změn elektrického náboje q , intenzity elektrického pole E je vyhodnocení elektrické energie části zkoumaného systému:

$$W_e = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_{e,i}^{\Gamma}} \sigma_i \Delta S_{e,i}^{\Gamma} \mathbf{n}_i \cdot \mathbf{E}_i, \quad j = 1, \dots, N_o^{\Gamma}, \quad (2.38)$$

kde \mathbf{E}_i je elektrický potenciál na ploše elementu diskretizační sítě.

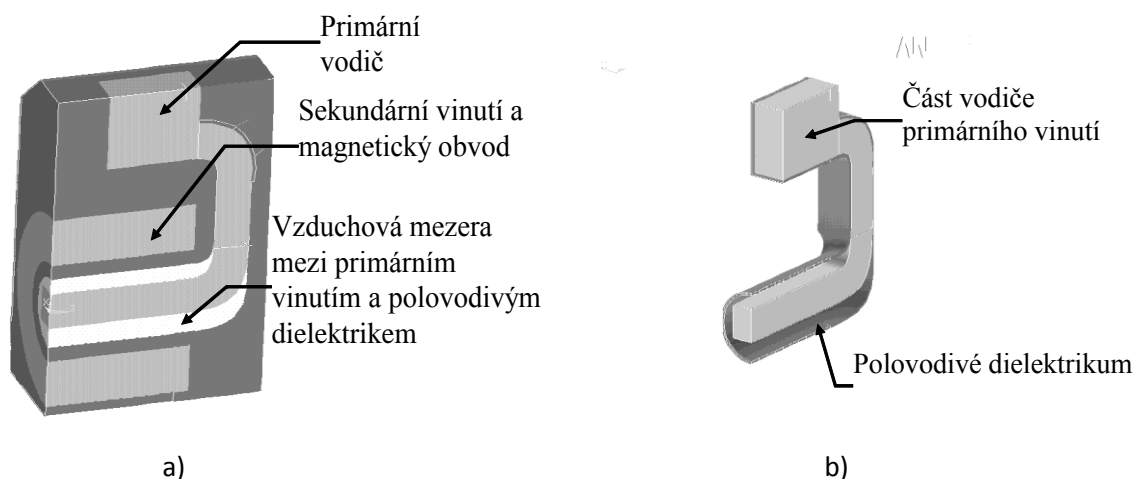
Protože silové účinky na soustavu nebo bod s elektrickým nábojem je:

$$F_e = \frac{\partial W_e}{\partial \ell}. \quad (2.39)$$

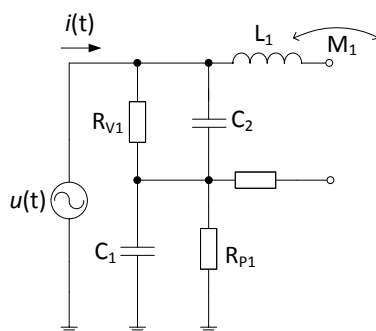
To lze převést na tvar:

$$F_e = \frac{\partial W_e}{v \partial t}, \quad (2.40)$$

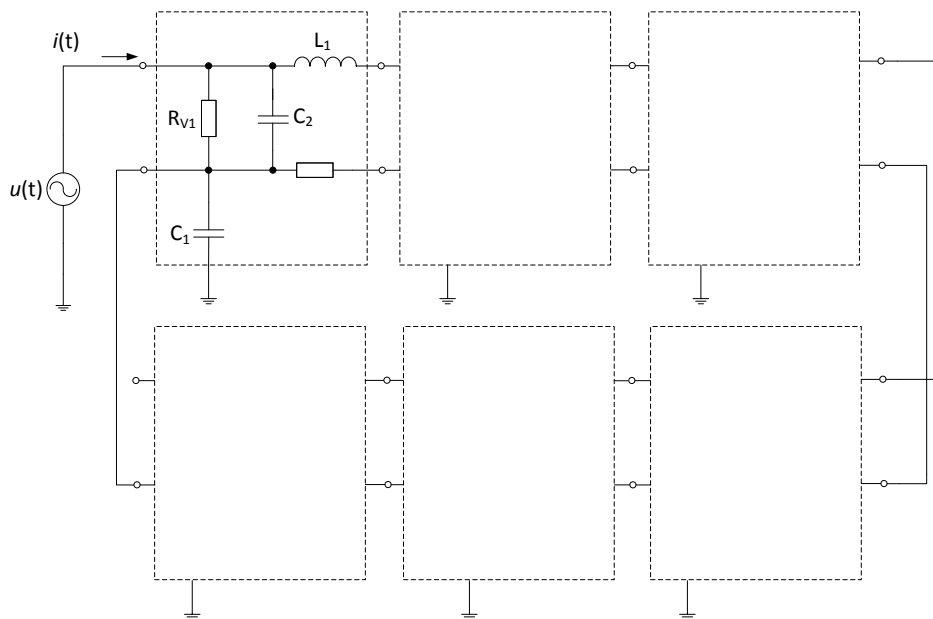
pro případ pohybujících se (volných i vázaných) elektrických nábojů. Na obr. 2.3 je zobrazen příklad geometrického modelu elektrického přístroje. V něm jsou vyznačeny povrchy oblastí, ve kterých je vyhodnocena plošná hustota náboje. Z analýzy pomocí MKP se sestaví model se soustředěnými parametry - obvodové náhradní elektrické schéma dielektrika. Základní prvek/článek v okolí elektricky nabitého vodiče je zobrazen na obr. 2.4. V něm je R_1 podélná rezistivita dielektrika, R_{p1} je příčná rezistivita dokonalého dielektrika, C_1 a C_2 je kapacita úseku dielektrika, R_{v1} je příčná rezistivita nedokonalého dielektrika. V modelu se pro jednoduchost uvažuje pouze příčná rezistivita R_{v1} , protože vodivé dielektrikum bývá velmi tenké a jeho kapacita je vzhledem ke kapacitě C_1 zanedbatelná. Indukčnost úseku primárního vodiče je L_1 , vzájemná indukce mezi úseky vodiče je M_1 . Na obr. 2.5 je zakresleno schéma části modelu sestavené z úseků/prvků se soustředěnými parametry.



Obrázek 2.3. Geometrický model elektrického VN přístroje a), část s polovodivým dielektrikem b).



Obrázek 2.4. Schéma základního článku náhradního obvodu dielektrika s polovodivým materiálem.



Obrázek 2.5. Schéma náhradního modelu dielektrika.

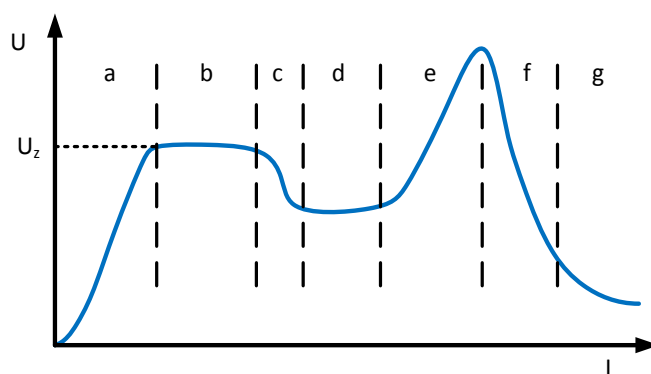
Pro další analýzu a diagnostiku vyplývá závěr, že měřené veličiny na ucelených zařízeních mohou být původu:

- skutečných jevů částečných výbojů,
- posuvné elektrické proudy objemové, plošné, lokální, bodové vázaných i volných elektrických nábojů,
- elektrické proudy vznikající při nashromáždění volného elektrického náboje a následné změně elektrických podmínek a přesunu elektrického náboje,
- elektrické proudy vznikající při průchodu měrnou kapacitou $c(t)$ testovaného systému,
- elektrický proud vzniklý v dielektriku s elektrickou permitivitou ϵ_r a měrou elektrickou vodivostí γ .

Potenciálně mohou výše uvedené jevy vzniknout v oblastech s vysokou hodnotou energie podle vztahu (2.38). Diagnostika částečných výbojů musí být provedena s ohledem na možný původ detekovaného signálu. Faktorem pro rozlišení původu signálu jsou amplituda signálu a jeho frekvenční spektrum.

2.1 Výboje v plynech

Působením elektrického pole dochází v plynu k ionizaci a vzniku podmínek pro pohyb volných nosičů elektrického náboje q a tedy k vedení elektrického proudu, obr. 2.2. Hlavními parametry jsou zde velikost elektrického pole, složení a tlak plynu. Podle velikosti protékajícího elektrického proudu $i(t)$ lze definovat různé typy výbojů, obr. 2.6. Po nárůstu velikosti elektrického proudu v oblasti **a** dochází při dosažení zápalného elektrického napětí U_z a podmínkám pro udržení samostatného elektrického výboje. V oblasti **b** dochází k tzv. temnému Townsendovu výboji. Tento výboj se neprojevuje viditelným zábleskem, ale zvukově jako syčení a praskání. Při dalším nárůstu elektrického proudu dochází ke korónovému výboji v oblasti **c**. Korónový výboj typicky nastává v okolí hran a hrotů za přítomnosti vysoké intenzity elektrického pole a je častým typem elektrického výboje v přírodních vedeních transformátoru. S dalším nárůstem elektrického proudu I dochází k doutnavému výboji **d**, který se dále v oblasti **e** začne s rostoucí proudovou hustotou J projevovat zvýšením teploty katody. Při hodnotách proudové hustoty nad $J \approx 10^6 \text{ Am}^{-2}$, oblast **f** a **g**, mluvíme o jevu jiskrového výboje, který dále přechází do výboje obloukového.



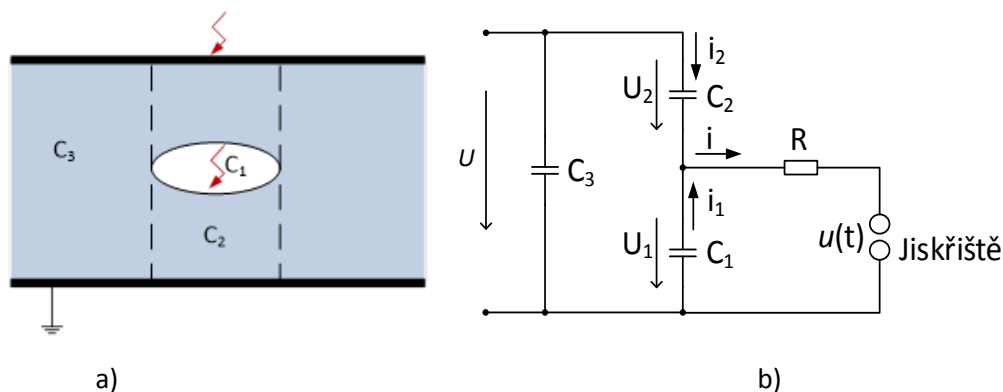
Obrázek 2.6 V-A charakteristika výbojů v plynech[6].

Dle místního uspořádání lze částečné výboje rozdělit na:

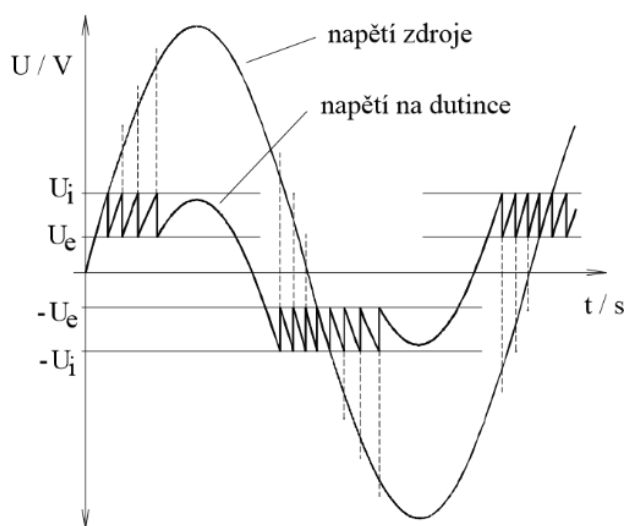
- vnitřní – výboj v plynu obklopeným dielektrikem,
- vnější – v okolí elektrod s malými rozměry, např. korónový výboj,
- povrchové – na rozhraní elektroda dielektrikem, např. klouzavé výboje.

2.2 Modely částečných výbojů

Elektrický výboj vznikající na nehomogenitě dielektrika (Obr. 2.7 a)) lze nahradit zjednodušeným modelem (obr. 2.7 b)) se soustředěnými parametry. Jako základní model lze označit Gemant-Philippoffův model obsahující tři kapacity C_1 , C_2 , C_3 .

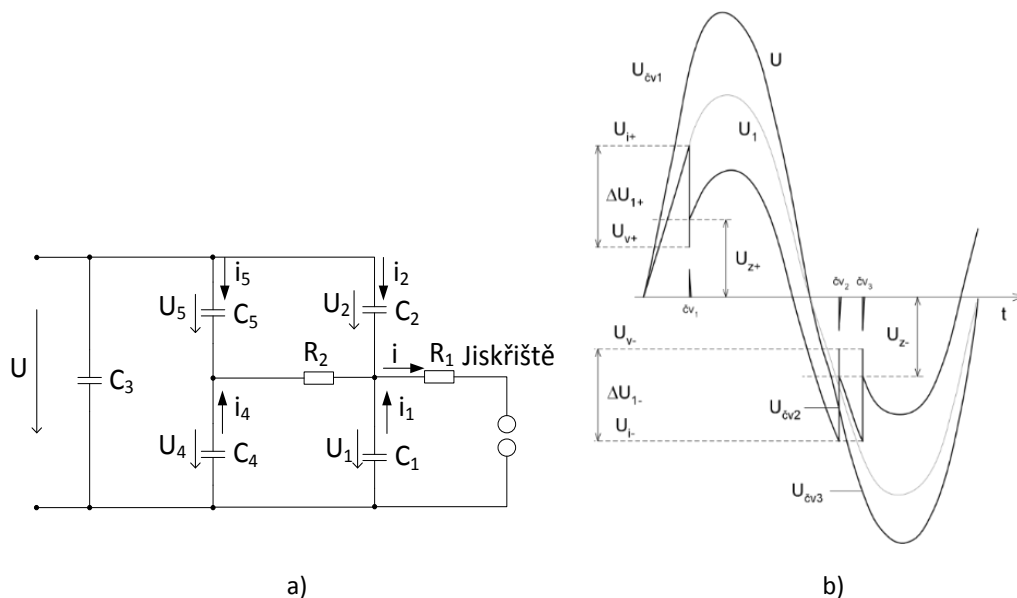


Obrázek 2.7 Uspořádání geometrické modelu ČV a), náhradní Gemant-Philippoffův obvodový model b).



Obrázek 2.8 Průběh elektrického napětí $u(t)$ pro Gemant-Philippoffův model, převzato z [6].

Náhradní schéma tvoří kapacita nehomogenní části C_1 v sérii s kapacitou okolní části izolačního materiálu C_2 . Paralelní kapacita C_3 zastupuje neporušenou část dielektrika. Elektrické výboje se při nárůstu elektrického napětí objevují po překročení inicializačního elektrického napětí U_i , při kterém po nastalém elektrickém výboji klesá elektrické napětí na dutince na hodnotu elektrického napětí U_e . Gemant-Philippoffův model nezahrnuje šíření nosičů elektrického náboje podél rozhraní nehomogenity. Upravený Böningův model (obr. 2.9 a)) je proto rozšířen o kapacity C_4 , C_5 a rezistor R_2 jako odpor přímé cesty šíření výboje.



Obrázek 2.9 Schéma pro Böningův model a), průběh elektrického napětí b), převzato z [6].

Průběhu elektrického napětí pro Böningův model odpovídají veličiny: U_i zapalovací napětí, U_1 napětí na dutince, U_v okamžitá hodnota zůstatkového napětí, U_z zotavné napětí, ΔU_1 pokles elektrického napětí vlivem částečného elektrického výboje, $U_{\acute{e}v}$ napětí v době částečného výboje. Böningův model vykazuje vůči Gemant-Philippoffu modelu menší počet elektrických výbojů na periodu napájecího napětí, obr. 2.9 b).

Výbojová aktivita na nehomogenitách dielektrika elektrického vinutí postupem času degraduje izolační materiál a dochází ke zvýšení rizika přímého elektrického výboje mezi částmi vinutí nebo vinutím a konstrukcí transformátoru. V případě přímého elektrického výboje může za jistých okolností dojít k rozvoji elektrického oblouku a následně k destrukci transformátoru s velkým rizikem požáru, škod a ohrožení personálu.



Obrázek 2.10 Poškození transformátoru vlivem částečných výbojů.

2.3 Charakteristické veličiny

Problematika a aktuální stav měření částečných výbojů je vymezen normou IEC 60270:2000 [3]. Norma je zaměřena především na elektronická měření při testech střídavým elektrickým napětím. Jednotlivé části definují použité termíny, veličiny, metody a obvody pro měření a kalibraci a poskytuje směrnici pro zkušební postupy. Pro rozbor teorie částečných výbojů je nutné uvést základní veličiny, které jsou dle IEC 60270:2000 formulovány jako:

Zdánlivý elektrický výboj s nábojem q

Zdánlivý elektrický náboj q_s je: „unipolární elektrický náboj, který je injektován ve velmi krátkém čase mezi svorky zkoušeného objektu v předepsaném zkušebním obvodu, který by měl na měřicím přístroji způsobit stejnou indikaci jako vlastní proudový impuls částečného výboje“. Velikost zdánlivého náboje q_s vyjadřujeme v jednotkách [pC]. Tato veličina je pouze zástupnou hodnotou za skutečný elektrický náboj q přenesený částečným výbojem, který však není přímo měřitelný.

Četnost impulsů n

Četnost impulsů udává počet impulsu za sledovaný časový úsek.

Opakovací frekvence impulsů N

Počet stejně vzdálených impulsů částečných výbojů za sekundu.

Fázový úhel ϕ_i

$$\phi_i = 360 \cdot \left(\frac{t_i}{T}\right), \quad (2.41)$$

Fázový úhel je dán časem od začátku periody průběhu napětí t_i a celkovou periodou T .

Střední proud

Odvozená veličina vyjadřující součet absolutních hodnot zdánlivého výboje q za daný časový interval T_{ref}

$$I = \frac{1}{T_{\text{ref}}} (|q_1| + |q_2| + \dots + |q_n|), \quad (2.42)$$

Jednotkou středního proudu částečného výboje je coulomb za sekundu [C/s] nebo ampér[A].

Výkon částečných výbojů

Veličina představuje střední výkon dodaný na svorky zkoušeného objektu zdánlivým výbojem za definovaný interval

$$P = \frac{1}{T_{\text{ref}}} (q_1 u_1 + q_2 u_2 + \dots + q_n u_n), \quad (2.43)$$

Jednotkou výkonu částečných výbojů je watt [W].

Střední kvadratický součet

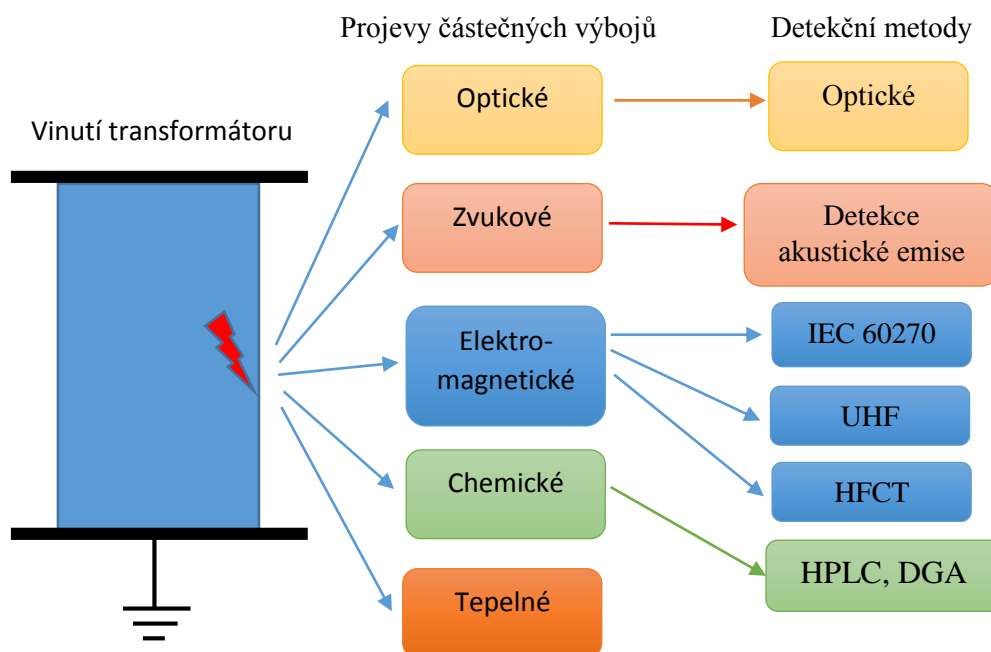
Odvozená veličina určující plochu jednotlivých úrovní zdánlivého výboje q za zvolený časový interval

$$D = \frac{1}{T_{\text{ref}}} (q_1^2 + q_2^2 + \dots + q_n^2), \quad (2.44)$$

Hodnota středního kvadratického součtu je vyjádřena v (coulombech)² za sekundu [C²/s].

2.4 Projevy a konvenční metody detekce částečných výbojů

Metody detekce částečných výbojů se mohou rozdělit do několika skupin na základě využití měření fyzikálních a chemických projevů výboje dle obr. 2.11.



Obrázek 2.11 Projevy a metody detekce částečných výbojů.

Praktické využití pro diagnostiku stavu výkonových transformátorů nalézají kromě optických a tepelných projevů všechny výše zmíněné. Optické projevy výboje jsou z důvodu povahy a místa vzniku elektrického výboje obtížně detekovatelné a energie přenášená vzniklým elektrickým výbojem je velmi malá pro změnu teploty oleje, jehož hmotnost se pohybuje v řádech desítek tisíc kilogramů. V následující části jsou přehledově uvedeny konvenční metody detekce částečných výbojů.

Chemické metody

V případě chemických metod se jedná o detekci přítomnosti částečných výbojů, není však možná jejich lokalizace. Metody pro měření chemických účinků jsou vysokoúčinná kapalinová chromatografie HPLC (High Performance Liquid Chromatography) a analýza rozpuštěných plynů DGA (Dissolved Gas Analysis). Hlavními analyzovanými plyny jsou vodík a čpavek. Detekce plynů je průmyslově využívaná metoda pro dlouhodobé sledování, která má však i své nevýhody. Diagnostika je vhodná pro kvalitativní analýzu stavu transformátoru, ne však pro detekci náhlých poruch.

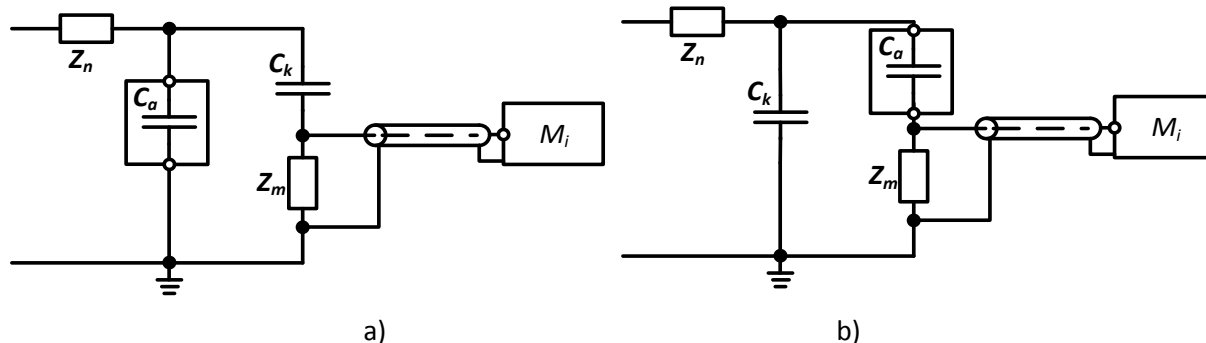
Akustické metody

Akustické metody jsou založeny na detekci zvukových projevů elektrického výboje. Základní nevýhodou akustického měření je jeho citlivost. Zdánlivý náboj detekovatelného výboje musí být řádově větší (>300pC v závislosti na poloze vůči senzoru). Mezi výhody patří jednoduchost a cena systému, odolnost vůči elektromagnetickému rušení, možnost prostorové lokalizace zdroje a v neposlední řadě je tato metoda použitelná pro on-line monitoring zařízení.

Základem systému je piezoelektrický sensor, zesilovač a jednotka pro zpracování signálů. Jelikož se nejedná o systém vyžadující speciálně upravený transformátor je použití systému univerzální. Jednotlivé senzory se dají umístit kdekoli na tělo transformátoru v souladu s bezpečnostními předpisy a dá se tak docílit vhodné konfigurace senzorů pro přesnou prostorovou lokalizaci. Využívané senzory se z hlediska frekvenčního rozsahu dělí do dvou skupin a to na úzkopásmové (20-110kHz) a širokopásmové do pracovní frekvence až 1MHz. Použití jednotlivých typů senzorů se řídí jejich citlivostí, kdy širokopásmové senzory mají menší citlivost na povrchové výboje. Přesné měření je v této metodě podmíněno dodržением opakovaně identické akustické vazby na nádobu transformátoru. Tvar signálu je podobně jako u UHF metody ovlivněn šířením různými prostředími, které vykazují různé hodnoty rychlosti šíření zvuku. Jelikož je rychlost šíření zvuku v oleji okolo 1200 m/s (rychlost je závislá na teplotě, zde pro 80 °C) oproti rychlosti šíření v oceli 5100 m/s podstatně nižší, je signál často detekován dvakrát a to přímým šířením a šířením stěnou transformátoru.

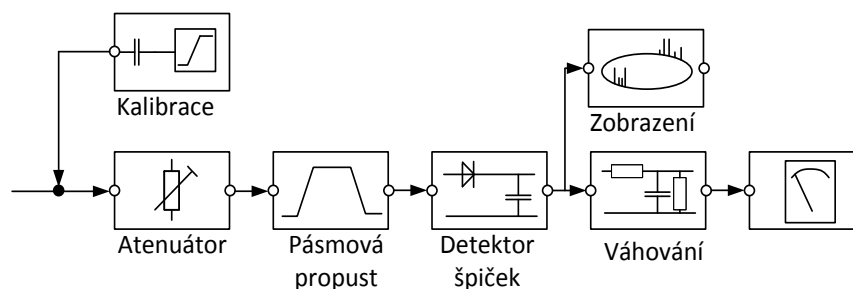
Galvanická metoda (IEC 60270)

Galvanická metoda patří mezi nejpoužívanější metody. Specifikace je dána normou IEC 60270 – Technika zkoušek vysokým napětím - měření částečných výbojů z roku 2000 [7]. Pro konstruktéry měřicích zařízení je dále vydán návod WG D1.33. V normě jsou specifikována doporučená zapojení, která se liší zapojením impedance Z_m a měřeného objektu C_a .



Obrázek 2.12 Základní zapojení obvodu pro měření částečných výbojů s různou vzájemnou polohou vazebního kondenzátoru C_k a měřicí impedance Z_m [8].

Základní zapojení obvodu obsahuje měřicí impedanci Z_m zapojenou v sérii s vazebním kondenzátorem C_k , obr. 2.12a). Zvýšení citlivosti lze dosáhnout změnou zapojení, obr. 2.12 b), ve kterém je měřicí impedance zapojena v sérii s testovaným objektem. Nevýhodou tohoto zapojení je nutnost rozpojení uzemnění testovaného objektu, které nemusí být u praktických aplikací realizovatelné, a samotné zapojení měřicí impedance v cestě elektrického proudu testovaného objektu. Tento elektrický proud může dosahovat značných úrovní a způsobit zničení měřicí soustavy.



Obrázek 2.13 Blokové schéma analogového měřicího systému [7].

Pro správnou funkci metody se předpokládá „nulová“ úroveň částečných výbojů na vysokonapěťových přívodech a minimální délka zemnicího vodiče pro snížení indukčnosti L a tím ovlivnění měření elektromagnetickým rušením. Výhodou metody je vysoká citlivost a možnost online měření. Principiální schéma přístroje využívající galvanické metody je znázorněno na obr. 2.13. Zařízení obsahuje kromě bloků pro přizpůsobení a vlastní měření také kalibrační jednotku. Kalibrace zařízení je prováděna kalibračními impulsy jak unipolárními, tak bipolárními s definovanou dobou nárůstu napěťového impulsu do 60ns. Dle normy IEC 60270 lze uvažovat jako horní mezní frekvenci 500kHz jako dostatečnou.

Elektromagnetické sondy

Jedním z projevů částečného výboje je vyzáření energie ve formě elektromagnetické vlny. Detekce těchto projevů je možná pomocí sond kapacitního nebo induktivního charakteru.



Obrázek 2.14 Kapacitní senzory různých výrobců, zprava HPVD Ltd, IPEC, QUALIUTROL.

Kapacitní sondy

Kapacitní sondy jsou používané jak pro detekci ve vysokonapěťových zapouzdřených vedeních, tak i ve vysokonapěťových točivých strojích jako drážkové kapacitní sondy. Výhodou je flexibilita použití a variabilita umístění na povrch či do vnitřní struktury testovaného objektu. V případě zapouzdřených vedení se vkládají senzory po délce vedení tak, aby bylo možné provádět lokalizaci místa výboje pomocí detekce času příchodu signálu na přilehlé senzory. Senzory mají šířku pásma od jednotek až po stovky megahertzů.

Induktivní senzory HFCT

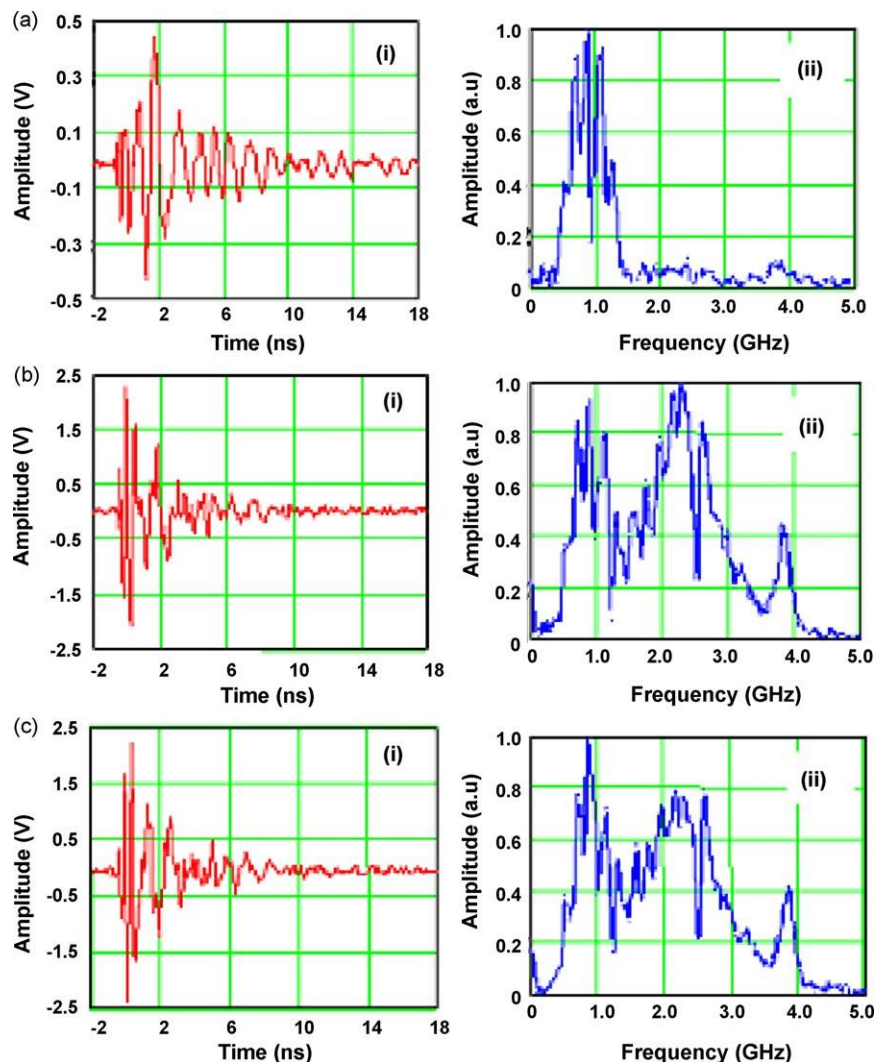
Induktivní senzory HFCT (High Frequency Current Transformer) jsou umísťovány na vodiče daného zařízení nebo na zemnicí svorku. Konstrukčně jsou senzory realizovány nejčastěji toroidními jádry s rozpojitelným magnetickým obvodem pro připojení bez nutnosti rozpojení měřeného vodiče.



Obrázek 2.15 Induktivní HFCT senzory.

3 Současný stav diagnostiky transformátorů metodou UHF

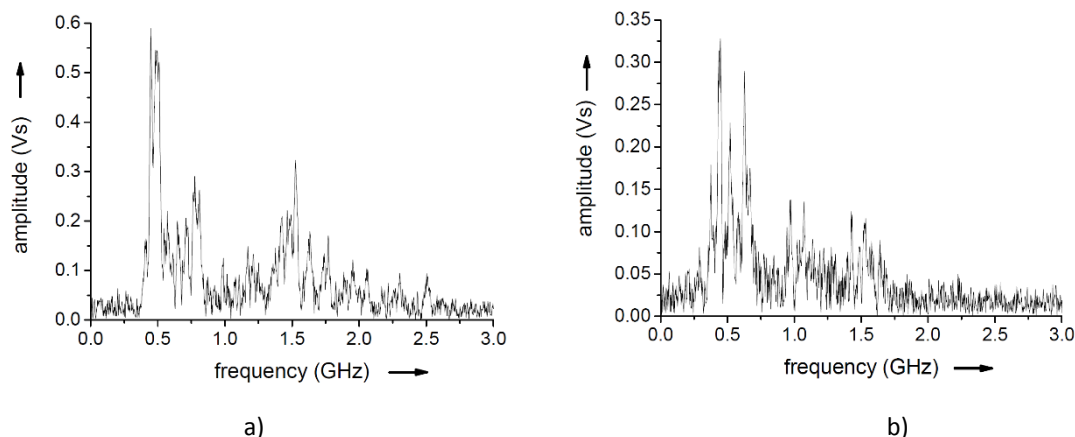
Disertační práce se zaměřuje na detekci a lokalizaci částečných výbojů metodou UHF. Hlavní pozornost je tak věnována vyzařování elektromagnetických vln výbojem ve frekvenčním rozsahu 300-3000 MHz a spojené problematice zachycení vyzařování, zpracování detekovaného signálu a interpretaci výsledků. Pro zachycení zmíněného vyzařování je používána anténa vhodné konstrukce. Impulzní signál na výstupu antény, který odpovídá aktivitě částečného výboje, bude označován jako detekovaný signál. Časový průběh detekovaného signálu a jeho frekvenční spektrum závisí na podmínkách vzniku částečného výboje, tedy na parametrech elektrického pole, geometrickém uspořádání a rozměrech místa vzniku, složení plynu v kavitě a v neposlední řadě na systému použitém pro záznam signálu. Vědecké publikace obsahují řadu záznamů výbojů od umělých zdrojů používaných pro testování a kalibraci systémů i reálné záznamy měřené ve výkonových transformátorech [9]-[17]. Na obr. 3.1 jsou ukázány příklady časových průběhů detekovaných signálů spolu s jejich frekvenční reprezentací dle [9]



Obrázek 3.1 Průběh signálu v časové oblasti (i) a odpovídající frekvenční spektrum (ii) při buzení střídavým napětím (a), kladným stejnosměrným napětím (b), záporným stejnosměrným napětím (c)[9].

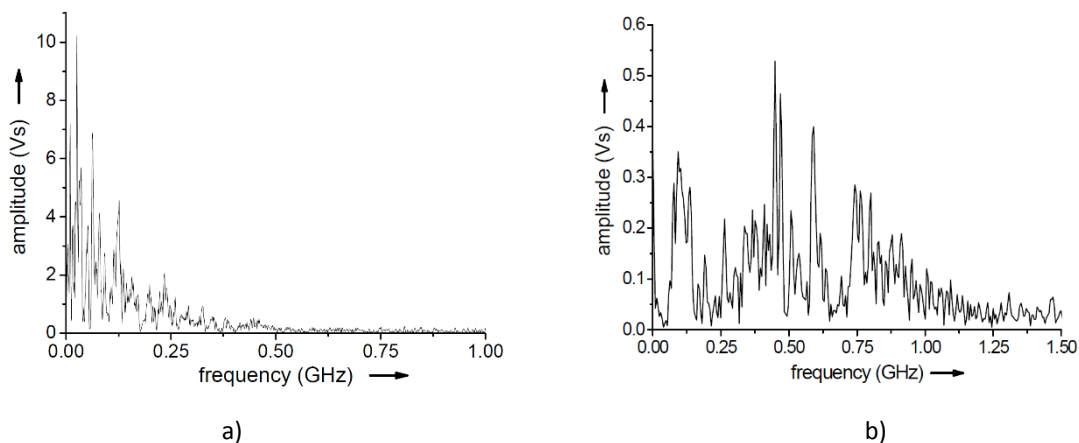
Laboratorní i reálné záznamy vykazují obdobné kvalitativní a kvantitativní vlastnosti signálu, kterými jsou strmá náběžná hrana při příchodu signálu a trvání v řádu jednotek až desítek

nanosekund. Frekvenční spektra obsahují složky o frekvencích v řádech jednotek GHz. Jednotlivá frekvenční spektra se liší podle použitého zdroje signálu a záznamového systému. Výsledky testovací aparatury s pohybující se částicí prezentované v práci [5] ukazují změny spektra v závislosti na velikosti a typu elektrického napětí použitého pro danou testovací soustavu. Pro střídavé elektrické napětí bylo měřeno spektrum přibližně do frekvence $f_{st}=1,5$ GHz, v případě stejnosměrného elektrického napětí až do frekvence $f_{ss}=4$ GHz, frekvenční spektra jsou obdobná pro kladné i záporné stejnosměrné napětí.



Obrázek 3.2 Frekvenční spektrum signálu generovaného v oleji jiskřištém jehla-kuloplocha a), frekvenční spektrum povrchového výboje v oleji b) [11].

Předpokladem použití UHF metody je vyzařování signálu od různých typů elektrických výbojů v pásmu frekvencí od 300 MHz až do 3 GHz. Porovnání výsledků u testovací aparatury pro různé typy elektrických výbojů [11] na obr. 3.2 a obr. 3.3 vykazují spektrální složky do hodnot jednotek GHz pro všechny typy výbojů, měření bylo provedeno s testovací aparaturou plněnou olejem. Pro výboj na jiskřišti typu jehla-kuloplocha umístěným mimo olejovou náplň jsou ve změřeném frekvenčním spektru přítomny významné složky pouze do hodnoty 0,5 GHz.

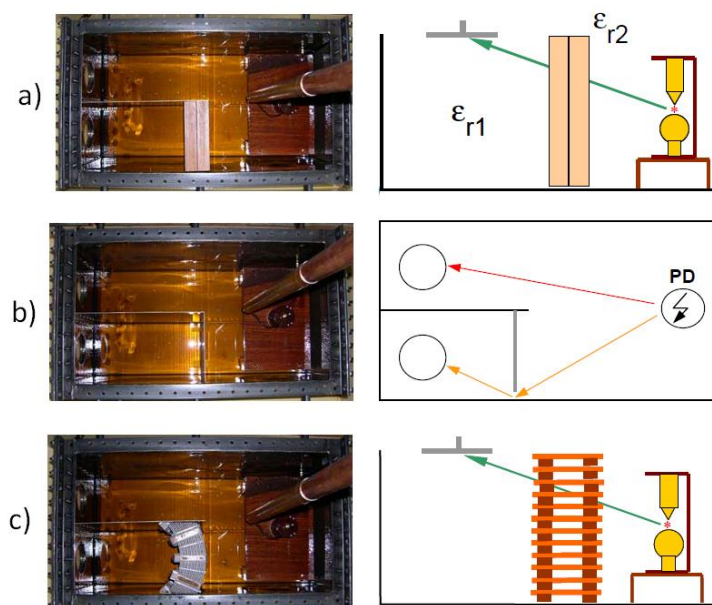


Obrázek 3.3 Frekvenční spektrum signálu generovaného ve vzduchu jiskřištém jehla-kuloplocha a), frekvenční spektrum signálu zaznamenaného v jednofázovém transformátoru 200 MVA b).[11].

Prezentovaná frekvenční spektra různých typů výbojů jsou v souladu s výsledky prezentovanými v [12]-[14]. Výsledky měření v několika studiích s použitím různých typů umělých zdrojů výbojů tak z měření na reálných transformátorech prokázaly generaci elektromagnetického signálu ve sledovaném pásmu.

3.1 Šíření UHF signálu v transformátoru

Návrh a realizace systému pro detekci a měření charakteristik aktivity částečných výbojů jsou založeny na záznamu signálu generovaného částečným výbojem kdekoli v objemu transformátoru. Úroveň detekovaného signálu je u výboje s hodnotou zdánlivého výboje v řádech desítek pC velmi nízká. Pro reálné využití je nutné znát úroveň signálu v místě umístění senzoru, tedy zda se signál v transformátoru dané velikosti účinně šíří a jaká je hodnota útlumu signálu na trajektorii šíření daná konstrukčním řešením transformátoru a fyzikálních vlastnostech použitých materiálů[15]. Skupina Dr. Markalouse [16] provedla testy vlivu různých typů prostředí na šíření signálu. Při testech bylo použito jiskřiště s jednou elektrodou ve tvaru jehly umístěné v nádobě s transformátorovým olejem, obr. 3.4. Měření bylo provedeno vždy dvěma senzory pro porovnání záznamu identického výboje, kdy je v přímé cestě k jednomu ze senzorů umístěna zkoumaná překážka ve formě lisované izolační desky (překližka), plechu a části vinutí. Záznamy signálu z obou antén bez vložené překážky, tedy pro přímou cestu šíření signálu k oběma senzorům ukázaly rozdílný tvar signálů v časové oblasti v závislosti na pozici antény vůči stěně testovací aparatury představující tělo transformátoru. Pro stejné nastavení pozice senzoru bylo dosaženo velmi podobných výsledků měření na obou senzorech.

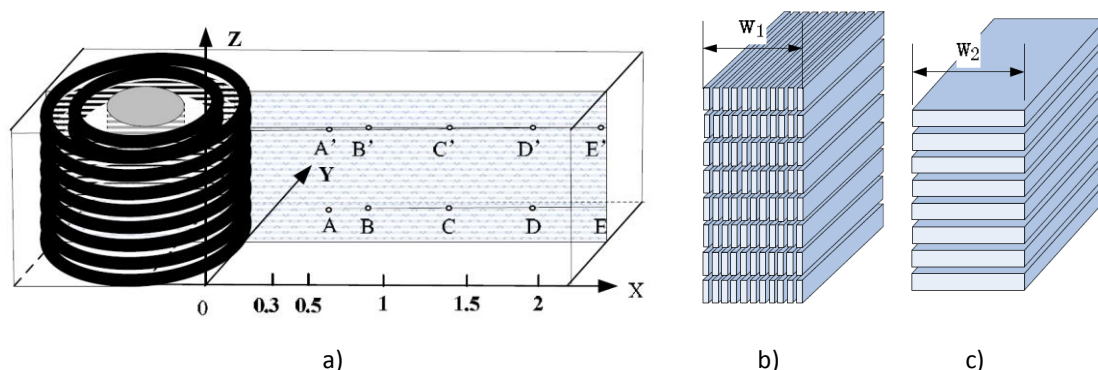


Obrázek 3.4 Laboratorní aparatura pro měření vlivu různých materiálů na šíření signálu v transformátoru, a) překližková deska tl. 84 mm, b) plech, c) část vinutí.

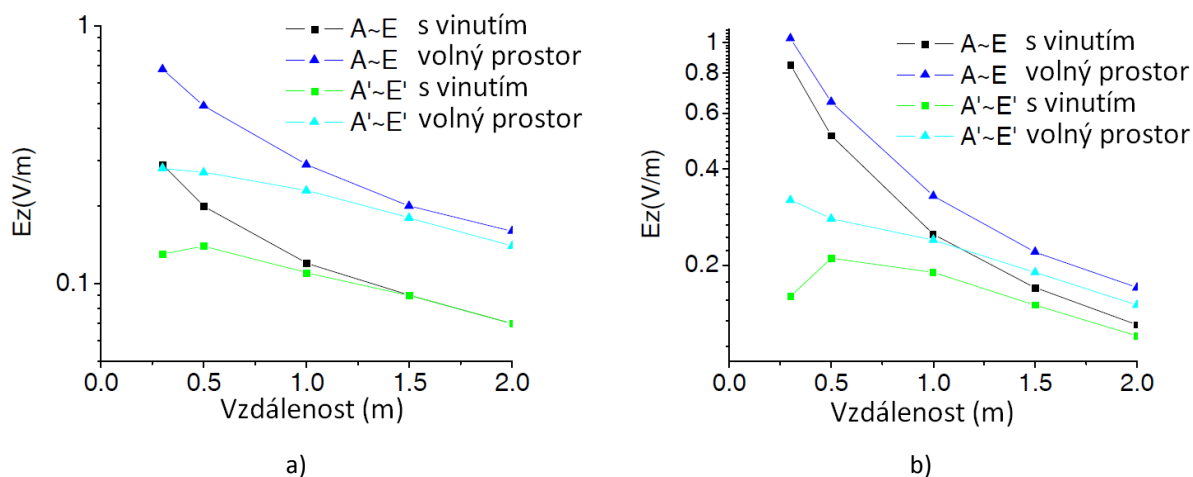
Pro překližku tloušťky 84 mm došlo ke snížení energie signálu o přibližně 34%, tvar a spektrum signálu vykazují pouze malé změny. Vliv má také rozdílná relativní permitivita (přibližně $\epsilon_r=3,5$), která způsobí malé časové zpoždění. Vložený plech s 5mm mezerou silně ovlivňuje tvar a frekvenční spektrum signálu. Dochází k vyššímu útlumu spektrálních složek s frekvencí nad 600 MHz; signál vykazuje pomalou náběžnou hranu a jeho energie je menší přibližně o 46%. Měděné vinutí s papírovým vymezením je kombinací předešlých dvou experimentů, nedochází zde však k tak velkému útlumu vyšších frekvencí z důvodu většího počtu mezer ve vinutí. Tvar signálu a spektrum poté není tak odlišné jako v předchozím případě a útlum je přibližně 38 %.

Několik autorů se věnovalo simulaci a měření útlumu při šíření signálu vinutím. Dle [17] lze očekávat útlum signálu odpovídající 6 dB na 10 metrů délky. S. Zheng [18][19] provedl simulaci vlivu

vinutí na útlum signálu, kde model obsahuje jak nízkonapěťové (vnitřní) tak vysokonapěťové (vnější) vinutí (obr. 3.5 a). Model vinutí byl navržen ve dvou variantách, detailní model s několika vrstvami měděných pásků (obr. 3.5 b) a zjednodušený model uvažující jednu vrstvu jako jeden vodič (obr. 3.5 c). Výsledky analýz obou modelů vinutí jsou velmi podobné. Pozice simulovaného elektrického výboje byla umístěna mezi jádro a vnitřní vinutí (obr. 3.6 a) a pro druhý případ mezi obě vinutí (obr. 3.6 b). Pro umístění zdroje mezi vinutími byl zjištěn útlum amplitudy signálu způsobený vinutím 1,7 dB, při umístění zdroje mezi jádro a vnitřní vinutí je signál utlumen o 7,4 dB.



Obrázek 3.5 a) Model transformátoru s dvěma vinutími a jádrem, b) detailní model vinutí, c) zjednodušený model vinutí.



Obrázek 3.6 a) Intenzita elektrického pole pro pozici výboje mezi jádrem a vnitřním vinutím, b) intenzita elektrického pole pro pozici výboje mezi vinutími.

Rychlost šíření signálu v transformátoru je jedním ze základních faktorů pro návrh systému z pohledu určení času příchodu signálu a přesné prostorové lokalizace. Při šíření signálu na přímou viditelnost bude rychlost šíření signálu snížena oproti rychlosti šíření světla o hodnotu závisící na relativní permitivitě transformátorového oleje $\epsilon_r=2,2$ na:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{299\,792\,458}{\sqrt{2,2}} = 202120034 \text{ ms}^{-1}. \quad (3.1)$$

Rychlosti $202120034 \text{ ms}^{-1}$ odpovídá doba šíření 4,948 ns na jeden metr délky. Dle zdroje [19] nemá ani koncentrace vody v oleji vliv na permitivitu a tím na rychlost šíření. Rychlost šíření po trajektorii zdroj – senzor není konstantní z důvodu šíření skrz konstrukční části transformátoru[20]. Dodatečné zpoždění signálu je dáno rozdílnou hodnotou relativní permitivity ϵ izolace vinutí. Z hlediska výpočtu pozice zdroje signálu je zapotřebí brát v úvahu rozdílnou délku trajektorie šíření,

kdy trasa šíření není možná po přímce, ale vede okolo konstrukčních částí transformátoru jako například jádro [21]. Rozdíly v trajektorii jsou vzhledem k rozměrům transformátoru v řádech desítek centimetrů, čemuž odpovídá rozdíl doby šíření v jednotkách nanosekund. Míra ovlivnění výpočtu pozice zdroje je určena také rozmístěním senzorů. Umístění senzorů na jedné straně transformátoru tento stav do jisté míry unifikuje, jelikož jsou doby šíření při různých pozicích zdroje ovlivněny podobným způsobem. Při použití prostorového rozmístění senzorů po více stranách transformátoru se častěji šíří signál k části senzoru po přímé linii a k části okolo jádra transformátoru.

Rezonanční frekvence nádoby transformátoru

Nádoba transformátoru je tvořena kovem a tvoří tedy uzavřený prostor s elektricky vodivými stěnami. Tento prostor vykazuje rezonanční frekvence, které lze určit vztahem[16]:

$$f_r = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2}, \quad (3.2)$$

kde a, b, c jsou rozměry transformátoru,
 m, n, p jsou celá čísla, minimálně dvě vždy nenulová.

Tabulka 3.1 Rezonanční frekvence nádoby pro rozměry blokového transformátoru 15,75/420 kV v JE Dukovany.

m	n	p	f_r [MHz]
1	1	1	57,0
0	1	1	54,7
1	0	1	45,9
1	1	0	37,4

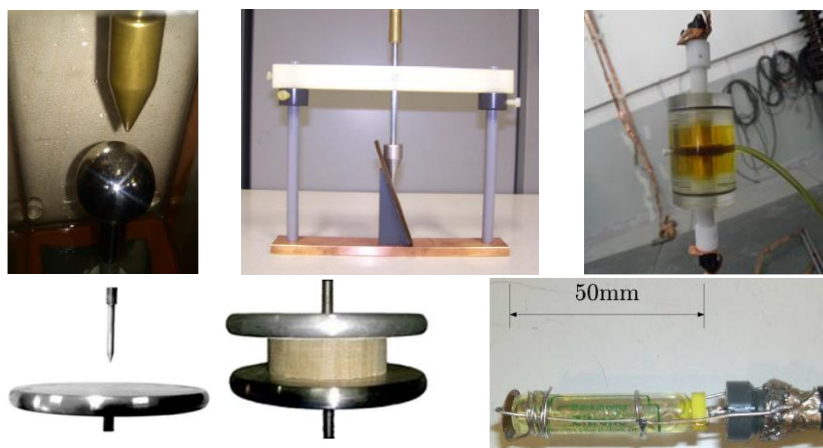
Rezonance jsou počítány pro prázdnou nádobu. Pro reálný transformátor jsou výsledky diskutabilní, jelikož vnitřní struktura může rezonance frekvenčně posunout nebo utlumit. Hodnoty rezonančních frekvencí jsou pro prázdnou nádobu v řádech desítek MHz, tyto frekvence jsou mimo propustné pásmo obvykle používaných UHF senzorů.

3.2 Simulace vzniku částečných výbojů

Zdroj testovacího signálu je důležitý pro ověření funkčnosti systému a pro jeho pravidelnou kalibraci. Výkonová úroveň děje generujícího simulačního elektromagnetického signálu by měla odpovídat úrovni skutečných částečných výbojů tak, aby bylo možné ověřit funkčnost detekčního systému i v případě výbojů s menší hodnotou zdánlivého náboje. Kromě výkonové úrovně by podobnost měly vykazovat i časové a frekvenční charakteristiky skutečného a simulovaného signálu.

Zdroje testovacích signálů (elektromagnetických impulzů) lze realizovat několika způsoby (obr 3.7), mezi něž patří[23]-[28] například:

- impulzní zdroj s vysílací anténou,
- vedení spínané pomocí rtuťového relé,
- kulové jiskřiště,
- jehlové jiskřiště,
- jiskřiště s Rogowskiho profilem elektro
- a další.



Obrázek 3.7 Používané konstrukční typy testovacích a kalibračních zdrojů výbojů.

Základem generátorů testovacích impulzů využívajících různých typů jiskřiště je zdroj vysokého napětí a definované dielektrikum. Materiál dielektrika je běžně vzduch nebo pevná dielektrika pro simulaci povrchové výboje. Úroveň signálů u takovýchto testovacích zdrojů bývá vyšší a nebylo by tak možné simulovat výboje s nízkou úrovní signálu. Konstrukční řešení zdroje testovacích impulzů pro průmyslové použití v olejových výkonových transformátorech za provozu jsou limitovány na použití vysokého napětí z hlediska bezpečnosti osob a technické bezpečnosti pro případ poruchy zdroje. Případná porucha systému pro detekci částečných výbojů, jehož součástí je i zdroj testovacího signálu, nesmí znamenat vybavení ochran transformátoru. Další nutnou podmínkou jsou malé rozměry pro využití existujících dielektrických oken na stěnách transformátorů. Popsané skutečnosti limitující možné technické provedení splňuje řešení pomocí nízkonapěťového pulzního zdroje s vysílací anténou[29]. Toto řešení je vhodné i z pohledu konstrukční velikosti a možnosti využití konstrukčních částí používaných pro UHF senzory.

3.3 Koncepce UHF diagnostických systémů

UHF metoda využívá pro detekci částečných výbojů detekci radiového signálu ve frekvenčním pásmu 300 MHz až 3GHz. Jedná se v současné době o jednu z nejpokročilejších metod detekce částečných výbojů, která umožňuje nejen detekci, ale i prostorovou lokalizaci zdroje signálu. UHF senzory se používají i v GIS systémech (Gas Insulated Systems), kde je lokalizace jednodušší, jelikož se počítá pozice pouze v podélném směru vedení a stačí analyzovat signál ze senzorů, mezi nimiž se zdroj signálu nachází [30]. Použití UHF metody v technické praxi není na výkonových transformátorech příliš časté a to hned z několika důvodů. Hlavním důvodem jsou technické možnosti měření radiového signálu přes celokovovou nádobu transformátoru. Jelikož jsou výkonové transformátory vyráběny na zakázku pro konkrétního zákazníka, je zapotřebí definovat požadavek na umístění měřicích bodů již ve fázi technické specifikace poptávaných transformátorů. Počet měřicích bodů je dále limitován konstrukčním provedením nádoby, pozicí dalších zařízení na nádobě a v neposlední řadě bezpečnostními předpisy. Transformátory se zabudovanými dielektrickými okny jsou v technické praxi ojedinělé, a proto jsou často využívány servisní a jiné otvory v nádobě transformátoru, které se nahradí upraveným dílem obsahujícím speciální dielektrický konstrukční prvek. Typ a konstrukce daného transformátoru jsou poté určujícím faktorem pro rozmístění a konstrukci senzorů. Servisní otvory bývají často umístěny v blízkosti vedení vysokého napětí a tak není instalace v době měření možná. Z tohoto důvodu je v některých případech nutné konstruovat senzory pro trvalé umístění na nádobě transformátoru. Výzkumu a vývoji v oblasti detekce částečných výbojů pomocí UHF metody se věnuje celosvětově několik vědeckých skupin a

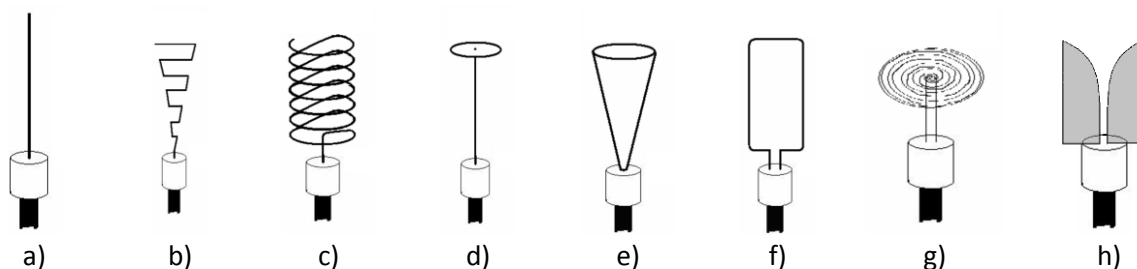
v posledních letech se objevuje snaha výrobců umožnit měření nebo dokonce integrovat UHF senzory do nově instalovaných transformátorů. V Evropě jsou dvě hlavní skupiny, Dr. Martin Judd a kol. působící na University of Strathclyde, později firma High Frequency Diagnostics and Engineering Ltd, a Sacha M. Markalous, University of Stuttgart, později firma Lemke Diagnostic GmbH. V obou případech byly výzkumné aktivity převedeny na komerční produkty.

Typická konstrukce UHF systému pro detekci částečných výbojů obsahuje:

- Senzor
 - Anténa
 - Zesilovač
- Přípojné vedení
- Osciloskop/ Digitizér
- Software.

3.4 Konstrukční řešení UHF senzorů a měřicích systémů

Základním prvkem UHF senzoru je anténa. Typ a rozměry antény jsou určeny možnostmi při samotné realizaci systému, tedy rozměry dielektrického okna a konstrukčním řešením transformátoru v daném místě. V současné době jsou v různých systémech používány zejména typy antén zobrazených na obr. 3.8 [31]-[35]:



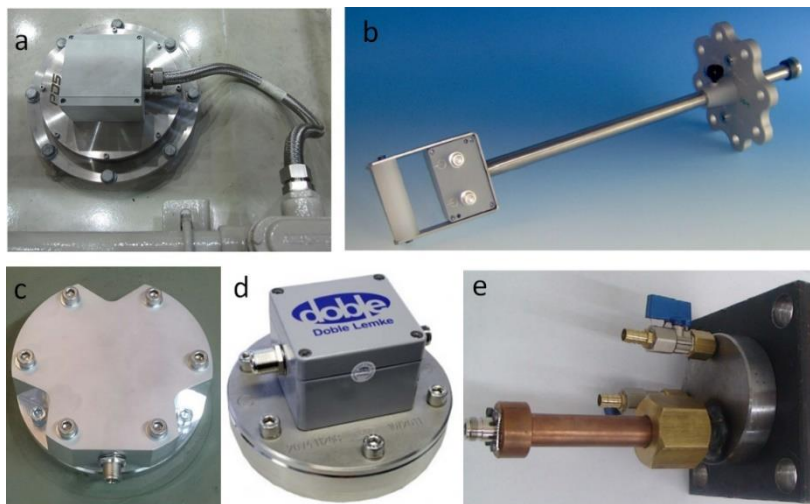
Obrázek 3.8 Příklady používaných antén pro UHF senzory: a) monopól, b) lichoběžníkový monopól, c) spirálová anténa prostorová, d) disková anténa, e) kónická anténa, f) smyčková anténa, g) spirálová anténa plošná, h) Vivaldiho anténa.

Detekovaný signál na výstupu antény je v řádu mikrovoltů až jednotek voltů a je zapotřebí ho upravit dle vstupního rozsahu digitizéru nebo osciloskopu s ohledem na útlum při přenosu signálu. Zesilovač se zpravidla umísťuje do samotného senzoru tak, aby byl co nejbližší k anténě. Zesilovač lze realizovat jako jedno či víceúrovňový s pevným i proměnným zesílením dle konstrukce daného systému.

Mechanická konstrukce vychází z principu umístění senzoru na transformátoru a dá se rozdělit do čtyř skupin:

- Odnímatelné senzory pro montáž do dielektrického okna transformátoru (obr. 3.9 c, d)
- Stabilní senzory jako náhrada servisních otvorů (obr. 3.9 a, e)
- Senzory pro umístění do vypouštěcích otvorů oleje (obr. 3.9 b)
- Vestavěné senzory výrobců.

Dle zmíněných kritérií se mění nároky na konstrukci s ohledem na utěsnění úniků oleje, odolnost vůči povětrnostním vlivům, odolnost vůči elektromagnetickému rušení. Volba konstrukce je závislá na typu transformátoru, možnostech pro umístění sond a požadavkem na možnost trvalého umístění senzoru.

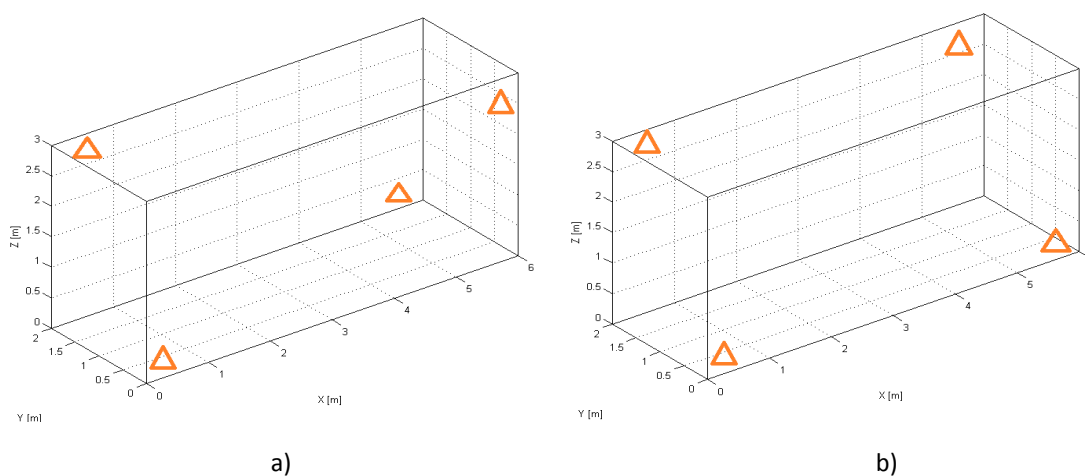


Obrázek 3.9 Komerční a experimentální UHF senzory.

Komerční a experimentální senzory vyvinuli následující firmy a university:

- Power Diagnostic Service Co., Velká Británie
- Double Lemke, Německo
- Qualitrol, USA
- LDIC Diagnostic GmbH, University of Studgart, Německo
- BSS Hochspannungstechnik GmbH, Německo
- Power Diagnostic Service Co.,
- Toosi University of Technology Teheran, Leibniz Universität Hannover, Hannover

Umístění senzorů se řídí možnostmi při montáži systému. V případě objednávky nových transformátorů lze do specifikace zanést pozice dielektrických oken pro dočasné i stabilní senzory. Rozmístění senzorů je klíčové pro následnou lokalizaci zdroje signálu. Při omezení možné pozice do nevýhodné geometrie dochází ke snížení možnosti přesné lokalizace. Jako vhodné lze označit geometrie s umístěním antén po obou stranách transformátoru se souhlasnou nebo vzájemně opačnou orientací, obr. 3.10.



Obrázek 3.10 Vhodné orientace umístění UHF senzorů.

Vhodné rozložení antén lze určit výpočtem při stanovení hodnoticích kritérií pro jednotlivá možná řešení například dle zdroje [22]. Dostupné pozice pro montáž určují počet variací, ke kterým je následně dopočítán vektor hodnoticích parametrů, jako jsou:

- minimální čas šíření,
- maximální čas šíření,
- průměrný čas,
- cena montáže,
- a další.

Optimální řešení se vyznačuje vyšší hodnotou minimálního, maximálního a průměrného času s minimální cenou. Výsledná vhodná řešení umístění antén jsou identická nebo blízká umístěním na obr 3.10. UHF systémy jsou ve většině případů navrhovány jako mobilní. Hlavním důvodem je pořizovací cena digitizéru nebo osciloskopu a dalších obvodů pro řízení a napájení UHF senzorů. Mobilní jednotky jsou vhodné zejména pro provozovatele rozvodných sítí a elektráren s větším počtem transformátorů vybavených UHF senzory, kde je využívána jedna jednotka pro provádění pravidelného měření všech transformátorů v rámci prediktivní údržby, obr. 3.11. Integrované systémy jsou ve vývoji hlavně u výrobců transformátorů. Základní koncepční dělení lze určit podle formy zaznamenávané informace o výskytu elektrického výboje. Záznam signálu v plném frekvenční rozsahu UHF pásma vyžaduje pořízení cenově nákladného digitizéru. Levnější systémy detekují pouze výskyt události nevyžadující záznam signálu v reálném čase.



Obrázek 3.11 Koncepční řešení mobilních UHF systémů.

3.5 Detekce času příchodu signálu

Prostorová lokalizace je založena na určení doby příchodu signálu ve všech kanálech a následném výpočtu pozice dle zvolené metody. Přesnost určení času příchodu je klíčovým bodem určujícím přesnost procesu lokalizace zdroje signálu. Pokud je daná metoda založena na výpočtu pomocí rozdílů času příchodu, tak není důležité určení absolutního času příchodu za předpokladu, že je bod označený jako příchod posunut vždy o tu samou hodnotu ve všech kanálech. Prezentované průběhy na obr. 3.12 až obr. 3.16 jsou výsledky jednotlivých algoritmů pro detekci časů příchodu signálu. Prezentovaný průběh výboje je zaznamenán navrženým systémem ze zdroje testovacích impulsů.

Mezi algoritmy používané pro detekci času příchodu signálu patří zejména:

- Prahování
- Energetická akumulací křivka
- Energetické kritérium
- AKAIKE kritérium
- Korelační metody
- Kumulanty vyšších řádů

Prahování v časové oblasti je základní metodou pro detekci výskytu impulzního signálu ve vstupním kanálu diagnostického systému. Problémem určení skutečného času příchodu signálu může být jeho úroňový průběh (tvar), který může být v jednotlivých kanálech odlišný z důvodu rozdílných tras šíření. Prahováním by pak bylo dosaženo detekce s velkou nepřesností a prostorová lokalizace by byla nepřesná nebo neproveditelná.

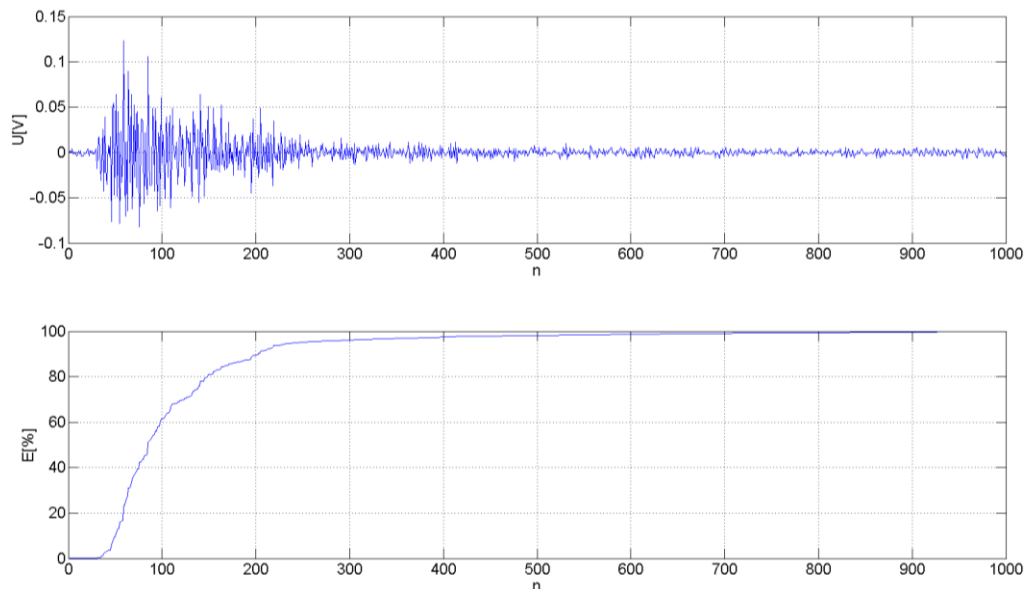
Energetická akumulací křivka EAC (energy accumulation curve)

Tato metoda je založena na výpočtu časového vývoje energie signálu a je definována dle[16][36] relací:

$$S_i = \frac{t_{vz}}{Z_V} \sum_{k=0}^i x_k^2, \quad k = 1 \dots N, \quad (3.3)$$

kde S_i je i -tý vzorek časového vývoje energie signálu,
 x_k jsou vzorky analyzovaného signálu,
 N celkový počet vzorků,
 t_{vz} časový interval mezi vzorky,
 Z_V vstupní impedance měřicího zařízení (typicky 50 Ohmů).

EAC křivka je referenční metodou používanou ve většině systémů. V případě nízké úroň šumu přítomného v analyzovaném signálu dává metoda velmi dobré výsledky a je rovněž nenáročná na výpočetní výkon. V ideálním případě je po příchodu signálu viditelný strmý nárůst energie, na obr. 3.12 je křivka kalibračního impulsu s energií normovanou od 0 do 100%. Detekci bodu příchodu lze provést několika způsoby jako překročení prahové hodnoty EAC průběhem, detekce maxima první derivace EAC průběhu a další.



Obrázek 3.12 Záznam testovacího průběhu a odpovídající průběh EAC křivky.

Energetické kritérium je obdobou EAC, oproti předchozí metodě je výsledná křivka korigována o negativní trend δ :

$$S'_i = \sum_{k=0}^i (x_k^2 - i\delta). \quad (3.4)$$

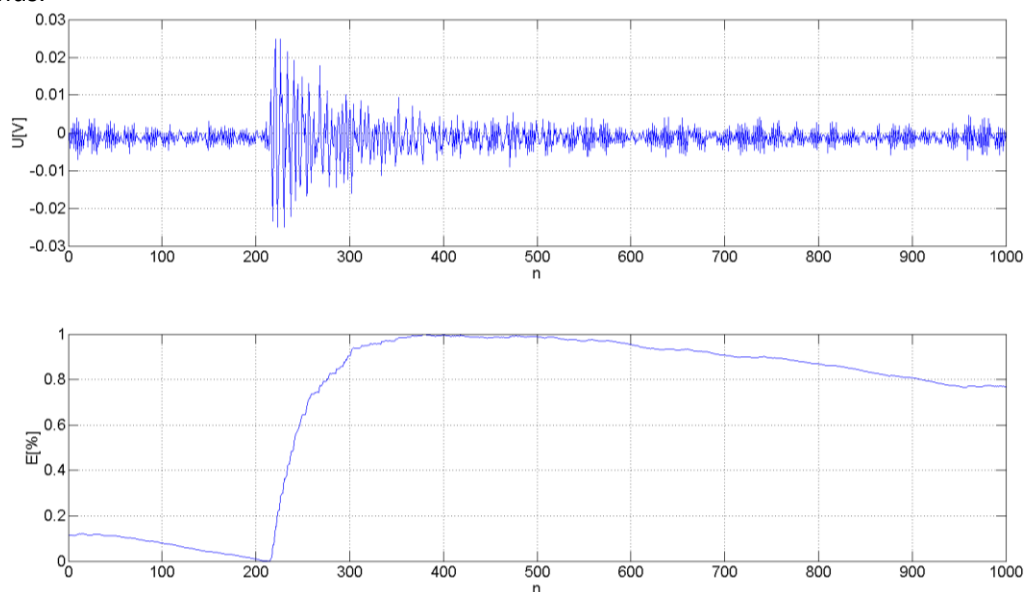
Výpočet negativního trendu je definován jako:

$$\delta = \frac{S_N}{\alpha \cdot N}, \quad (3.5)$$

kde S_N je celková energie signálu,

α je koeficient umožňující korekci systematického zpoždění určení doby příchodu. V případě PD UHF metody se volí $\alpha = 1$.

Příchod signálu je na křivce, obr. 3.13, nalezen jako minimum, což značně zjednodušuje detekční algoritmus.

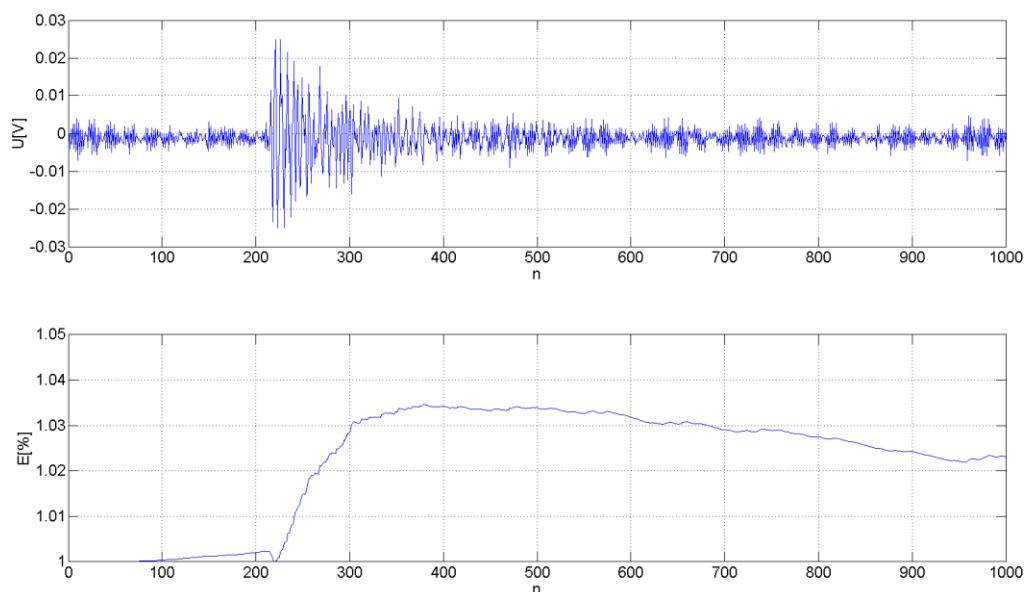


Obrázek 3.13 Záznam testovacího průběhu a odpovídající průběh energetického kritéria.

AKAIKE (Akaike information criterion AIC) je využíváno pro hodnocení relativní kvality statistických modelů. Pro detekci příchodu signálu je uvažován předpoklad, že lze signál rozdělit na stacionární úseky před a za signálem, kterým odpovídají různé auto-regresivní modely. Řád modelu a jeho koeficienty se budou měnit se změnou úseku. AIC funkce je pro vzorkovaný signál definována jako:

$$AIC(k) = k \cdot \log(\sigma_{1,k}^2) + (N - k - 1) \cdot \log(\sigma_{k+1,N}^2). \quad (3.6)$$

Kde k nabývá hodnot od jedné do počtu měřených vzorků N , $\sigma_{m,n}^2$ je rozptyl hodnot měřeného signálu v intervalu vzorků měřených dat od m do n . Detekce místa příchodu je provedena opět jako nalezení minima, které je v tomto případě zpožděné za příchodem signálu, obr. 3.14. Zpoždění, v případě že je pro metodu konstantní, není pro výpočet polohy zdrojem chyby.

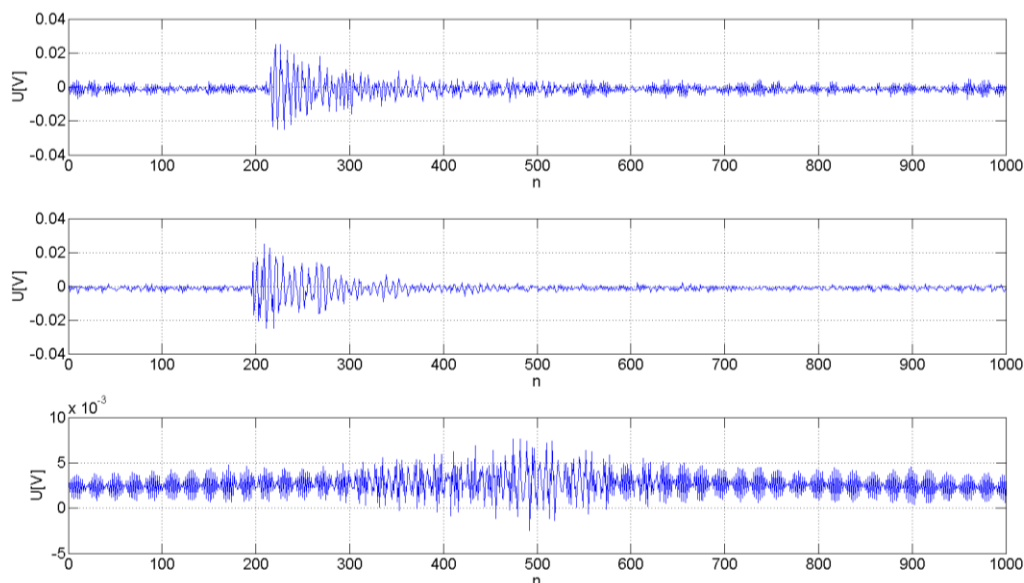


Obrázek 3.14 Záznam testovacího průběhu a odpovídající průběh AIC.

Korelační metodou získáváme na rozdíl od dříve popsaných metod hodnotu rozdílu času příchodu dvou signálů. Výpočtem korelace získáme průběh odpovídající podobnosti signálů v závislosti na jejich relativním posuvu jako:

$$c_{12}(i) = \sum_{k=1}^N x_1(k)x_2(k-i), \quad i = 1 \dots N, \quad (3.7)$$

kde x_1 a x_2 jsou signály ze senzorů měřené ve stejném čase, N je počet vzorků a i představuje vzájemný posuv. Vzájemný posuv signálů nalezneme jako hodnotu maxima korelace, tedy při vzájemném posunutí, které odpovídá největší podobnosti signálů[37][38].



Obrázek 3.15 Záznam testovacích průběhů a odpovídající průběh korelace signálů.

Kumulanty vyšších řádů jsou používány pro detekci elektrických výbojů vznikajících na spojích a izolátorech v rozvodnách. Detekce probíhá pomocí antén rozmístěných v okolí sledovaného místa. Kriteriační funkce J založená na kumulantech 4. řádu je vypočtena dle [39]:

$$J_1(d) = \frac{|\widehat{c}_4\{x_1(n-d), x_1(n-d), x_2(n), x_2(n)\}|}{\sqrt{|\widehat{c}_4\{x_1(n)\}| |\widehat{c}_4\{x_2(n)\}|}}, \quad (3.8)$$

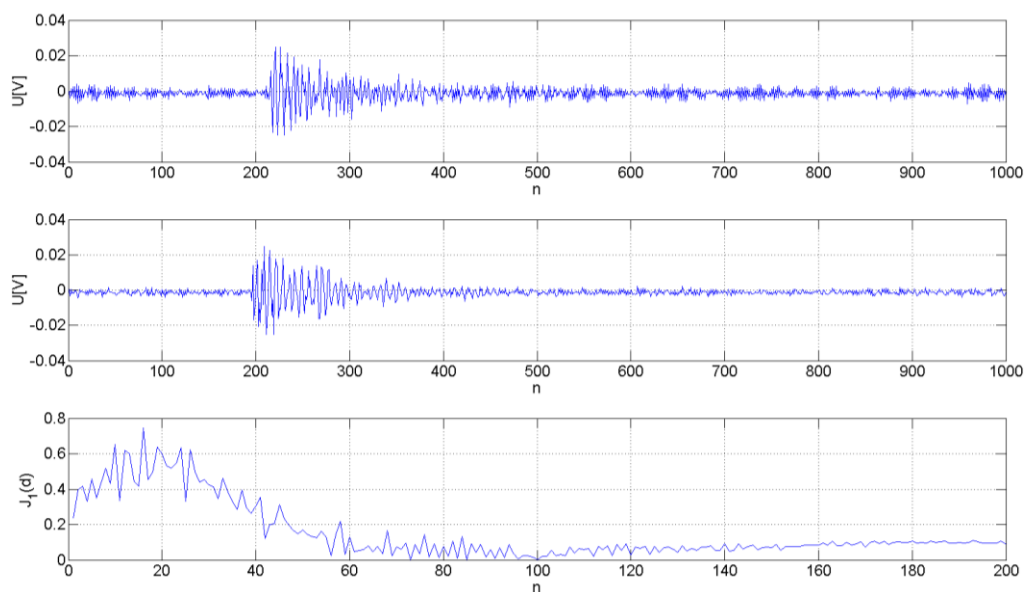
kde:

$$\widehat{c}_4\{x(n)\} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x^4(n) - 3 \left[\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x^2(n) \right]^2 \quad (3.9)$$

$$\widehat{c}_4\{x_1(n-d), x_1(n-d), x_2(n), x_2(n)\} = \quad (3.10)$$

$$\frac{1}{N} \sum_{n=-N_1}^{N_2} x_1^2(n-d) x_2^2(n) - 2 \left[\frac{1}{N} \sum_{n=-N_1}^{N_2} x_1(n-d) x_2(n) \right]^2 - \left[\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_1^2(n) \right] \left[\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_2^2(n) \right],$$

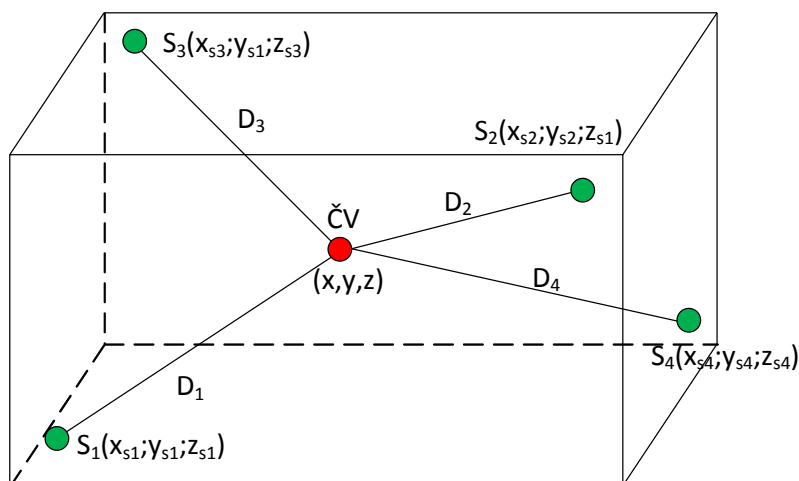
$x_i(n)$ je vzorek z příslušného diskrétního signálu a N je celkový počet vzorků měřeného signálu, d představuje posun signálu v čase.



Obrázek 3.16 Záznam testovacích průběhů a odpovídající průběh kriteriační funkce J .

3.6 Prostorová lokalizace zdroje částečného výboje

Sestavení rovnic pro prostorovou lokalizaci zdroje signálu (obr. 3.17) na základě určení času příchodu je možná využitím několika metod. Nejjednodušší, avšak pro UHF nepoužitelnou metodou, je systém absolutní lokalizace (obr. 3.18a)). Vychází ze znalosti času vzniku výboje, který je pro UHF metodu neznámý. Využití lze nalézt u akustické metody detekce ČV, kdy je UHF metoda brána jako referenční metoda detekce času vzniku signálu. Rychlost šíření elektromagnetické vlny je podstatně větší vzhledem k rychlosti zvuku, a proto lze čas příchodu detekovaný na UHF senzoru označit za dobu vzniku výboje.



Obrázek 3.17 Prostorová lokalizace pomocí čtyř senzorů.

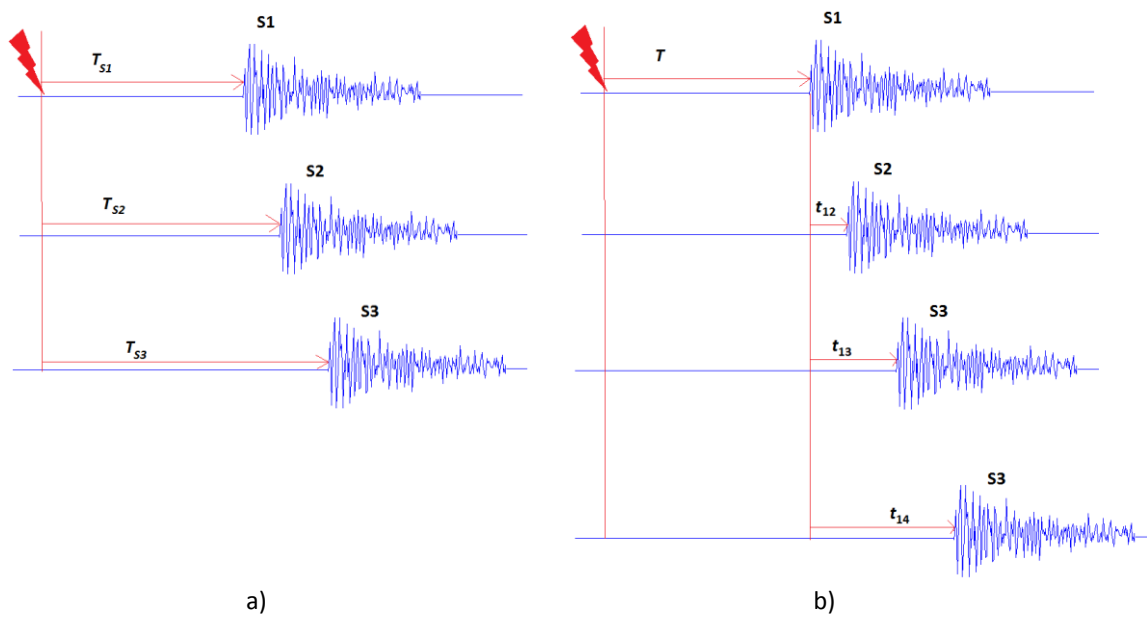
Výpočet polohy lze provést řešením soustavy nelineárních rovnic, přičemž pro absolutní metodu lze rovnice zapsat ve tvaru [40]:

$$(x - x_{s1})^2 + (y - y_{s1})^2 + (z - z_{s1})^2 = (v_s \cdot T_{s1})^2, \quad (3.11)$$

$$(x - x_{s2})^2 + (y - y_{s2})^2 + (z - z_{s2})^2 = (v_s \cdot T_{s2})^2,$$

$$(x - x_{s3})^2 + (y - y_{s3})^2 + (z - z_{s3})^2 = (v_s \cdot T_{s3})^2.$$

V soustavě rovnic 3.11 je $S_i(x_{si}, y_{si}, z_{si})$ pozice senzoru, v_s je rychlost šíření elektromagnetického vlnění v oleji a T_{si} jsou absolutní časy šíření signálu. Řešení soustavy rovnic je dáno geometrickým průnikem kuloploch s poloměry odpovídajícími pravým stranám rovnice. Pro určení polohy s využitím absolutní metody potřebujeme pouze 3 senzory.



Obrázek 3.18 Absolutní lokalizace a), TDOA lokalizace b).

Při reálném použití UHF metody je možno provádět lokalizaci s využitím metody rozdílů časů příchodu označované jako TDOA (z anglického Time Difference of Arrival). Při této metodě je signál zaznamenán na základě překročení spouštěcí úrovně u měřicího kanálu, na který dorazí signál nejdříve. Následně jsou po detekci signálů ostatními senzory vypočítány rozdíly dob jejich příchodu na senzory. Místo vzniku signálu je pak získáno řešením soustavy:

$$\begin{aligned}
 (x - x_{S1})^2 + (y - y_{S1})^2 + (z - z_{S1})^2 &= (v_S \cdot T)^2, \\
 (x - x_{S2})^2 + (y - y_{S2})^2 + (z - z_{S2})^2 &= (v_S \cdot (T + t_{12}))^2, \\
 (x - x_{S3})^2 + (y - y_{S3})^2 + (z - z_{S3})^2 &= (v_S \cdot (T + t_{13}))^2, \\
 (x - x_{S4})^2 + (y - y_{S4})^2 + (z - z_{S4})^2 &= (v_S \cdot (T + t_{14}))^2,
 \end{aligned}
 \tag{3.12}$$

kde T je oba šíření signálu od zdroje k prvnímu (nejbližšímu) senzoru a t_{12} , t_{13} , t_{14} jsou rozdíly časů šíření mezi určenými anténami.

Geometrickým řešením soustavy (3.12) je zde průnik symetrických rotačních hyperboloidů. Oproti absolutní metodě je pro lokalizaci zapotřebí čtyř senzorů. Soustava (3.12) je soustavou čtyř rovnic pro 4 neznámé (x , y , z , T), což predikuje její možné vyřešení. Možnost vyřešení je komplikována nesymetrií soustavy (3.12). Nicméně i tak lze soustavy řešit numerickým přístupem, např. s využitím Newtonovy metody [40].

Variantou předchozího přístupu je metoda, jejíž princip se dá přirovnat k inverznímu případu lokalizace využívané geopozičním systémem GPS (Global Positioning System), tedy stavu jeden vysílač - více přijímačů. Princip vychází z modifikace soustavy (3.12). Do soustavy je zaveden časový interval Δt mezi zvoleným počátkem časové osy a časem vzniku signálu a dále tzv. pseudočasy T_{Si} , představující časy příchodu signálu na jednotlivé senzory počítané od voleného počátku časové osy.

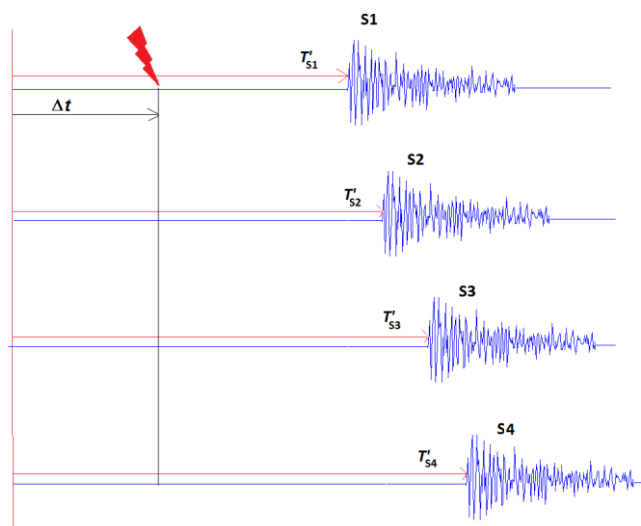
$$(x - x_{S1})^2 + (y - y_{S1})^2 + (z - z_{S1})^2 = (v_S \cdot (T'_{S1} + \Delta t))^2, \quad (3.13)$$

$$(x - x_{S2})^2 + (y - y_{S2})^2 + (z - z_{S2})^2 = (v_S \cdot (T'_{S2} + \Delta t))^2,$$

$$(x - x_{S3})^2 + (y - y_{S3})^2 + (z - z_{S3})^2 = (v_S \cdot (T'_{S3} + \Delta t))^2,$$

$$(x - x_{S4})^2 + (y - y_{S4})^2 + (z - z_{S4})^2 = (v_S \cdot (T'_{S4} + \Delta t))^2.$$

Touto úpravou je soustava symetrizována, což usnadňuje její řešení. Je tak možno použít efektivní metody výpočtu, které se používají také v systému GPS [43].



Obrázek 3.19 Zavedení voleného časového intervalu Δt a pseudočasů T_{Si} pro symetrizaci soustavy lokalizačních rovnic.

Pro řešení výše uvedených soustav rovnic lze použít několik metod výpočtu pozice zdroje. V následující části práce budou probány metody hyperbolické lokalizace a metody dle Bancrofta.

Hyperbolická lokalizace

Bod v rovině či prostoru lze uvažovat jako součást hyperboly nebo hyperboloidu. V případě roviny je vzdálenost lokalizovaného bodu rovna dvojnásobku délky hlavní poloosy hyperboly[16][42]. Algoritmus prostorové lokalizace využívá umístění bodů měření do ohnisek hyperboly. Rovnice hyperbol získáme sloučením lokalizačních rovnic s využitím úpravy rovnic na tvar s nulou na pravé straně rovnice. Například základní lokalizační rovnice pro dva přijímače ve 2D prostoru odpovídají:

$$\sqrt{(x - x_{S1})^2 + (y - y_{S1})^2} - (v_S T) = 0, \quad (3.14)$$

$$\sqrt{(x - x_{S2})^2 + (y - y_{S2})^2} - (v_S (T + t_{12})) = 0,$$

kde $S_i(x_{Si}, y_{Si})$ jsou polohy přijímačů, v_S je rychlost šíření vlny v daném prostředí, t_{12} je časový rozdíl šíření mezi jednotlivými přijímači a T je doba šíření od vzniku částečného výboje k detekci na pozici prvního přijímače. Obě rovnice lze spojit a získáme tak rovnici hyperboly:

$$\sqrt{(x - x_{S1})^2 + (y - y_{S1})^2} - \sqrt{(x - x_{S2})^2 + (y - y_{S2})^2} + (v_S t_{12}) = 0. \quad (3.15)$$

Spojením rovnic dochází k odstranění neznámé T a tím zjednodušení výpočtu pozice zdroje. Obdobným postupem získáme rovnice pro další kombinace přijímačů, kterým odpovídají jednotlivé rozdíly času šíření t_{ij} . Řešením soustavy rovnic získáme řešení dopovídající průniku hyperbol pro jednotlivé kombinace přijímačů.

Bancroftova metoda

Lokalizace bodu v prostoru systémem GPS je založena na principu družicového vysílání velmi přesné informace o aktuálním čase, který je mezi jednotlivými satelity synchronizován. Prostorová lokalizace je možná v případě příjmu signálu od tří satelitů současně. V tomto případě výpočtem nezískáme lokalizovanou výšku nad elipsoidem. Plná lokalizace je možná v případě zpracování signálu ze čtyř satelitů.

Problematika pasivní detekce zdroje je inverzní problematikou k přístupu využívaném v GPS, která lze řešit např. metodou dle S. Bancrofta [43] experimentálně použitá taktéž v práci [44]. Sestavení lokalizačních rovnic lze provést po definici pozice zdroje a vysílače. V první řadě lze označit pozice každého přijímače jako:

$$S_i = \begin{bmatrix} x_{Si} \\ y_{Si} \\ z_{Si} \\ \rho_{Si} \end{bmatrix}. \quad (3.16)$$

Hodnoty x_{Si}, y_{Si}, z_{Si} určují pozici přijímače v kartézské soustavě souřadnic a ρ_{Si} odpovídá rozdílu vzdáleností dle času šíření mezi jednotlivými přijímači.

$$\rho_{Si} = v_s t_{1i}, \quad (3.17)$$

kde v_s je rychlost šíření vlny a t_{1i} je časové zpoždění signálu mezi danými přijímači. Obdobně lze definovat vektor pro hledaný zdroj částečného výboje jako:

$$u = \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \\ D \end{bmatrix}. \quad (3.18)$$

Zde opět první tři hodnoty jsou pozice zdroje a D představuje poloměr vlnoplochy nejbližšího přijímače. Poloměr kuloplochy lze určit jako:

$$D = v_s T, \quad (3.19)$$

kde v_s odpovídá rychlosti šíření a T době mezi vznikem částečného výboje a jeho detekcí na prvním přijímači. Lokalizační rovnice lze odvodit s využitím rovnic (3.17)-(3.19) jako:

$$(x - x_{Si})^2 + (y - y_{Si})^2 + (z - z_{Si})^2 = (\rho_{Si} \cdot D)^2. \quad (3.20)$$

Úpravou získáme:

$$(x_{Si}^2 + y_{Si}^2 + z_{Si}^2 + \rho_{Si}^2) - 2(x \cdot x_{Si} + y \cdot y_{Si} + z \cdot z_{Si} - \rho_{Si} \cdot D) + (x^2 + y^2 + z^2 - D^2) = 0. \quad (3.21)$$

Odpovídající zápisu:

$$\langle S_i, S_i \rangle - 2\langle S_i, u \rangle + \langle u, u \rangle = 0. \quad (3.22)$$

Zavedením matic sjednocujících jednotlivé vektory jako:

$$B = \begin{bmatrix} x_{S1} & y_{S1} & z_{S1} & \rho_{S1} \\ x_{S2} & y_{S2} & z_{S2} & \rho_{S2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{Si} & y_{Si} & z_{Si} & \rho_{Si} \end{bmatrix}, \mathbf{a} = \begin{bmatrix} \langle \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_1 \rangle \\ \langle \mathbf{S}_2, \mathbf{S}_2 \rangle \\ \vdots \\ \langle \mathbf{S}_i, \mathbf{S}_i \rangle \end{bmatrix}, \quad (3.23)(3.24)$$

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}, \Lambda = \frac{1}{2} \langle \mathbf{u}, \mathbf{u} \rangle, \quad (3.25)$$

Ize přepsat rovnice 3.22 na:

$$\mathbf{a} - B\mathbf{u} + \Lambda\mathbf{e} = 0, \quad (3.26)$$

$$B\mathbf{u} = \mathbf{a} + \Lambda\mathbf{e}, \quad (3.27)$$

$$B^T B\mathbf{u} = B^T (\mathbf{a} + \Lambda\mathbf{e}). \quad (3.28)$$

Odtud lze vyjádřit řešené rovnice jako:

$$\mathbf{u} = B^+ (\mathbf{a} + \Lambda\mathbf{e}), \quad (3.29)$$

kde

$$B^+ = (B^T B)^{-1} B^T. \quad (3.30)$$

Řešení rovnice 3.29 však obsahuje skalární Λ obsahující vektor neznámé pozice zdroje \mathbf{u} . Pro odstranění neznámé provedeme dosazení výrazu 3.29 do rovnice 3.25:

$$\Lambda = \frac{1}{2} (\langle B^+ (\mathbf{a} + \Lambda\mathbf{e}), B^+ (\mathbf{a} + \Lambda\mathbf{e}) \rangle) = \quad (3.31)$$

$$\frac{1}{2} \langle B^+ \mathbf{a}, B^+ \mathbf{a} \rangle + \Lambda (\langle B^+ \mathbf{a}, B^+ \mathbf{e} \rangle + \frac{1}{2} \Lambda^2 \langle B^+ \mathbf{e}, B^+ \mathbf{a} \rangle),$$

která lze dále upravit na finální řešení:

$$\Lambda^2 \langle B^+ \mathbf{e}, B^+ \mathbf{a} \rangle + 2\Lambda (\langle B^+ \mathbf{a}, B^+ \mathbf{e} \rangle - 1) + \langle B^+ \mathbf{a}, B^+ \mathbf{a} \rangle = 0. \quad (3.32)$$

Rovnice 3.32 je rovnicí kvadratickou pro neznámou Λ a lze ji řešit pomocí standardního řešení kvadratické rovnice. Kořeny řešené rovnice lze dosadit do rovnice 3.29, poté získáme jeden nebo dva různé body. Vypočtená pozice zdroje signálu je jedním z těchto bodů, druhým řešením je bod, který je pro danou úlohu nereálným výsledkem.

4 Zhodnocení současného stavu

Problematika detekce a lokalizace částečných výbojů metodou UHF zahrnuje poměrně široké spektrum dílčích oblastí. Počínaje problematikou systémového a konstrukčního návrhů senzorů, přes detekci relevantních signálů, zpracování signálů pro účely diagnostiky stavu dielektrika až po lokalizaci samotných částečných výbojů. Převážná většina prací prezentuje teoretické a experimentální výsledky získané řešením modelových situací. Byly nalezeny i publikace, které se zaměřují na spojení výzkumu detekce a lokalizace částečných výbojů s praktickou diagnostikou transformátorů. Tyto publikace se zaměřují na konkrétní dílčí části celé problematiky, jako např. na studium časových a spektrálních charakteristik signálů, časovou detekci výskytu impulzního signálu nebo problematiku lokalizace zdroje signálu. Kvůli specifickému zaměření zmíněné práce předpokládají jisté zjednodušující podmínky v souvisejících etapách procesu snímání a zpracování signálů a detekce impulzních procesů. Příkladem může být zanedbání vlivu rušení na snímané signály, zjednodušující předpoklad blízké tvarové podobnosti zpracovávaných impulzních signálů nebo neuvažování výpočetní náročnosti diagnostického procesu, které omezuje reálné využití.

Jedním ze zásadních, v prezentovaných pracích nerespektovaným jevem, je přítomnost velmi silného elektromagnetického rušení v prostředí instalace transformátoru. Rušení je způsobeno přítomností zařízení a rozvodů vysokého, velmi vysokého a zvláště vysokého napětí a s tím spojené stálé a intenzivní výbojové aktivity. Konstrukční a funkční řešení diagnostického systému pak značně ovlivňuje jeho imunitu vůči tomuto rušení.

Doposud publikované vědecké práce v dané oblasti jsou založeny na předpokladu, že kovová nádoba transformátoru zajišťuje velmi účinné stínění před vnějším rušením a zaznamenány tak mohou být pouze signály od částečných výbojů pocházející z vnitřního prostoru transformátoru. Detekovatelné signály v transformátoru však dle nových zjištění popsaných v této práci mohou pocházet i z prostoru mimo transformátor a do vnitřního prostoru transformátoru mohou pronikat se značnou intenzitou. Základní předpoklad stínících vlastností těla transformátoru je platný pro vnější vzdálené signály, ne však pro signály procházejícími do transformátoru místy připojení k 15,75 kV a 400 kV vedení. Zdroji signálů jsou opět elektrické výboje, například jiskrové nebo korónové výboje v různých konstrukčních částech plynem izolovaných vedení. Četnost výskytu těchto jevů je často velmi vysoká a může ve výsledku znemožnit detekci a vyhodnocení skutečných částečných výbojů nacházejících se v transformátoru. Možnost nastavení systému pro záznam pouze interních signálů je klíčovým krokem při diagnostice přítomnosti částečných výbojů a jejich prostorové lokalizace.

Výzkumné a komerční systémy dle provedeného průzkumu neobsahují technické ani programové prostředky pro zjištění původu signálu a jejich případné odstranění. Jediným výrobcem detekčních systémů, který nově, avšak až po publikování výsledků této práce, zavedl systém s možností detekce signálů externím senzorem je firma Qualitrol [45]. Tento systém obsahuje externí senzor pro řízení klíčování záznamu nežádoucích signálů. Systém ale není určen pro snímání časového průběhu signálů a přímou prostorovou lokalizaci jejich zdroje. Principem klíčovacího senzoru je zamezit záznamu v době detekce signálu touto anténou. Jelikož zde nedochází k záznamu časového průběhu signálu, může docházet k mylné interpretaci výsledků a zamezení záznamu signálů od skutečných částečných výbojů. Tyto limity jsou dány koncepčním řešením systému firmy Qualitrol, který tak není plnohodnotným PD UHF systémem.

Z výše uvedených skutečností vyplývá absence publikací a výsledků výzkumů, které by komplexně řešily proces diagnostiky transformátorů metodou PD UHF ve všech jeho aspektech a to

s ohledem na zmíněná reálná omezení. Rovněž nebyl k datu zpracování této práce vyvinut diagnostický systém, který by plně integroval celou PD UHF diagnostiku transformátorů se všemi jejími možnostmi a s využitím aktivní diskriminace rušivých signálů.

5 Cíle disertační práce

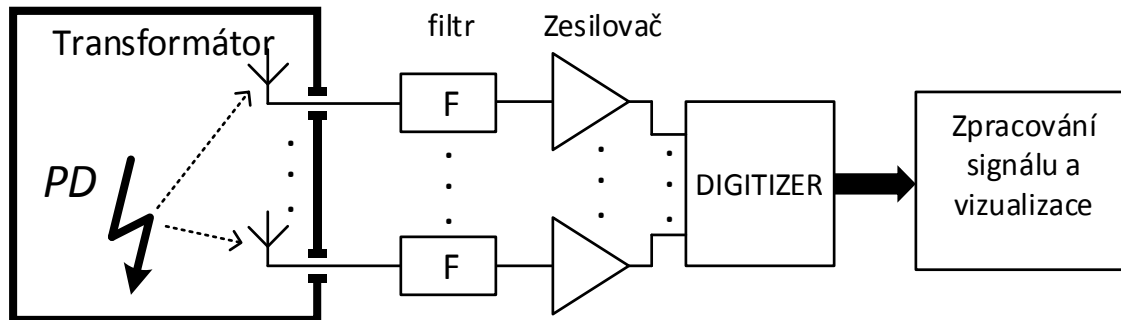
Cílem práce je návrh a experimentální ověření nové metody detekce částečných výbojů ve výkonových olejových transformátorech se zaměřením na rozlišení původu měřeného signálu z vnější a vnitřní oblasti transformátorové nádoby. Bude kladen důraz na metody založené na tzv. diskriminaci signálů ze zdrojů položených mimo vnitřní prostor transformátoru. Diskriminační metody budou realizovány jako soubor technických a programových opatření s cílem určit specifické podmínky pro záznam a zpracování měřených signálů.

Dílčí části a jednotlivé bloky systému byly řešené v rámci projektu FR-TI1/001 – „Výzkum a vývoj detekce výbojové aktivity ve výkonových olejových transformátorech“. Následné inovace a další vývoj systému vycházely z poznatků z reálných měření.

Součástí řešení detekčního systému je návrh metodiky měření částečných výbojů se zaměřením na využití technických prostředků pro zajištění snímání signálů pocházejících z vnitřního prostoru transformátoru. Cílem návrhu metodiky bude vytvoření kalibračního postupu a následných procedur pro zajištění objektivních, opakovaných a porovnatelných měření pro účely pravidelné prediktivní údržby transformátorů.

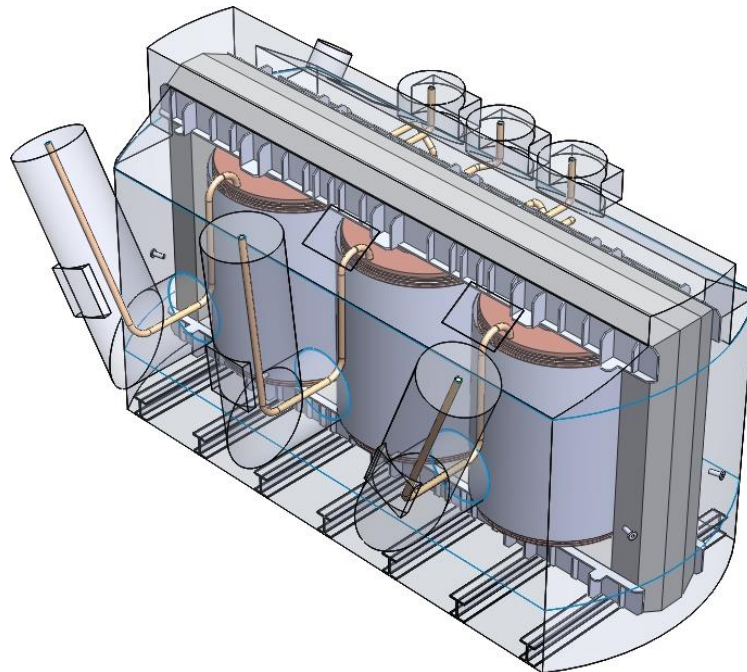
6 Systém pro detekci a prostorovou lokalizaci částečných výbojů

Návrh konstrukce systému a jeho jednotlivých částí vychází z teoretických předpokladů uvedených v předchozích kapitolách a technických možností při aplikaci na daném typu transformátoru. Základní koncepce UHF systému využívá několik identických měřicích kanálů a jednotky pro záznam a zpracování signálu dle obr. 6.1.



Obrázek 6.1 Koncepční schéma UHF systému.

Výchozím bodem návrhu obvodového řešení je stanovení úrovně signálu detekovaného anténou a následný výpočet potřebného zesílení signálu pro přenos do digitizéru. Hodnotu útlumu elektromagnetického vlnění způsobenou šířením signálu v nádobě transformátoru lze určit ze znalosti jeho rozměrů a vnitřní konstrukce vytvořením a analýzou numerického modelu dle rovnic 2.28-2.34. Trojrozměrný model transformátoru na obr 6.2 slouží pro přesné zjištění rozložení hodnoty útlumu modulu elektrického pole E .



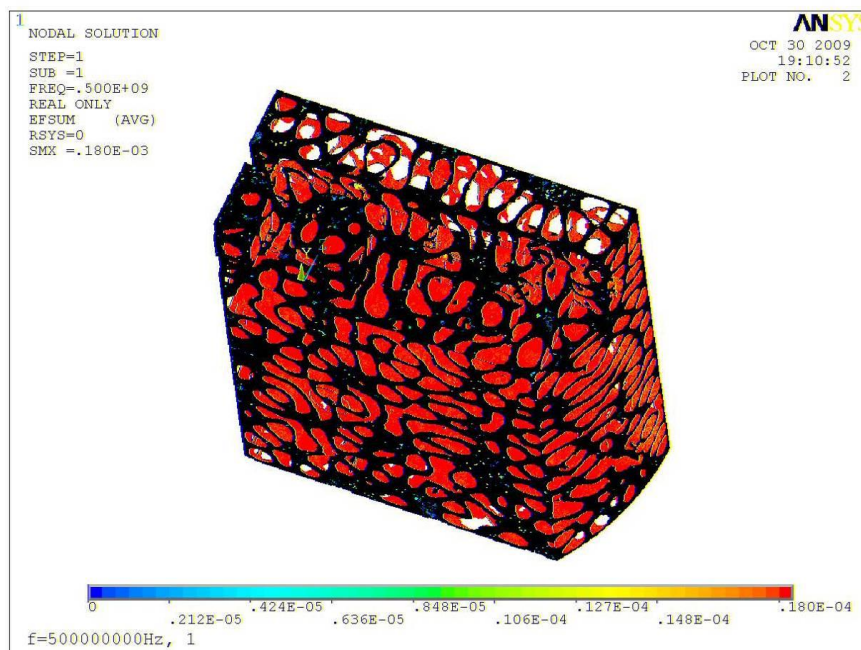
Obrázek 6.2 Trojrozměrný model transformátoru.

Cílem analýzy modelu transformátoru je určit rozložení útlumu modulu intenzity elektrického pole v těle transformátoru jako:

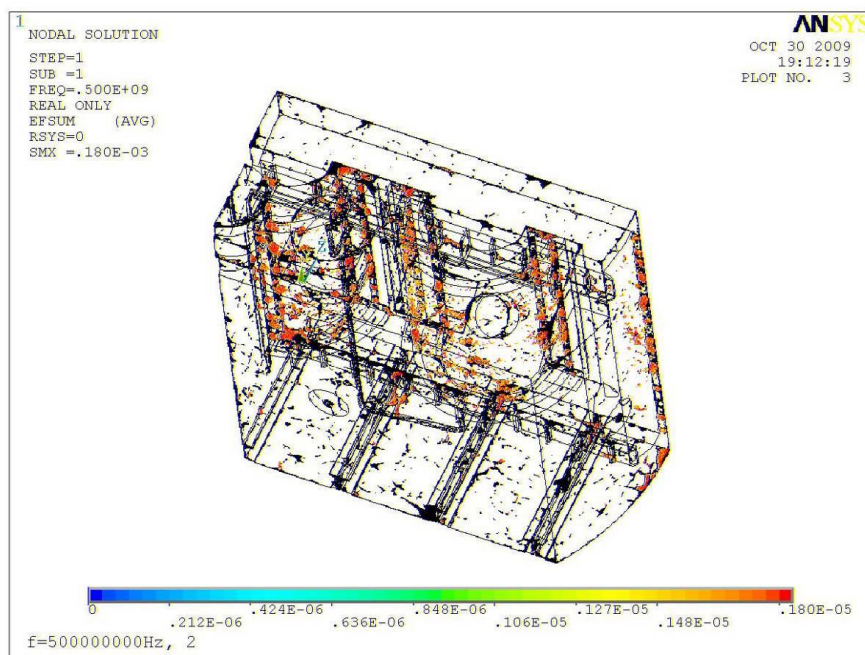
$$E_{dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{E_X}{E_{IN}}\right), \quad (6.1)$$

kde E_X je modul intenzity elektrického pole v analyzovaném místě transformátoru a E_{IN} je hodnota modulu intenzity elektrického pole v místě buzení. Zdroj signálu byl umístěn v prostoru dielektrických vložek, vyhodnocovaným parametrem je tedy útlum intenzity elektrického pole v opačném smyslu šíření než při měření částečných výbojů. Vyhodnocení výsledků numerického modelu probíhá postupným snižováním zobrazeného intervalu intenzity elektrického pole v prostoru transformátoru do úplného vymizení zobrazovaných hodnot. Hodnoty elektrické intenzity jsou na obr. 6.3 – obr. 6.5 zobrazeny v měřítku odpovídající rozsahům:

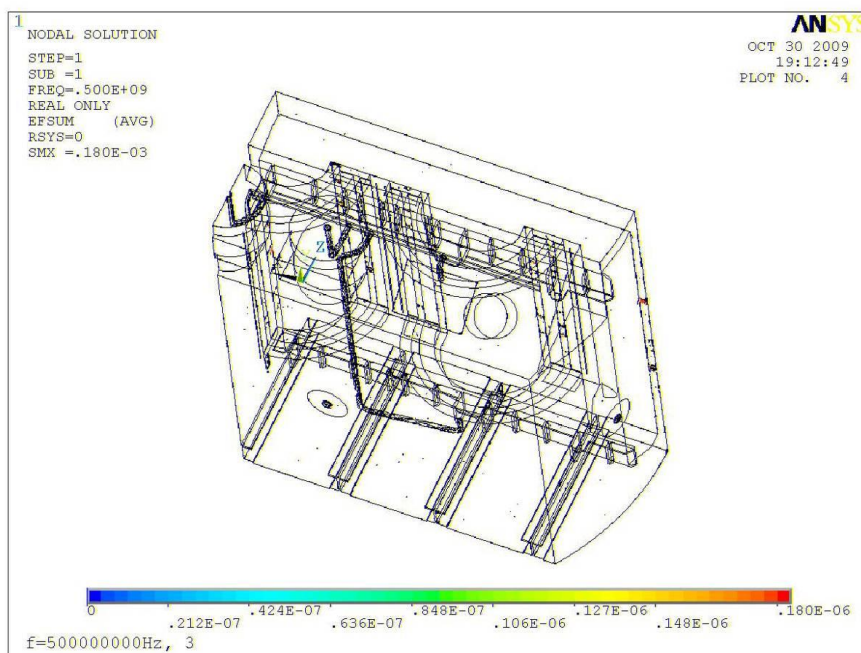
1. $E_{dB} <-38,6;0>$ dB
2. $E_{dB} <-58,6;-20>$ dB
3. $E_{dB} <-78,6;-40>$ dB



Obrázek 6.3 Rozložení modulu vektorů intenzit elektrického pole, frekvence $f=500$ MHz, $J_{in}=1000$ Am⁻², rozsah 1.



Obrázek 6.4 Rozložení modulu vektorů intenzit elektrického pole, frekvence $f=500$ MHz, $J_{in}=1000$ Am⁻², rozsah 2.



Obrázek 6.5 Rozložení modulu vektorů intenzit elektrického pole, frekvence $f=500$ MHz, $J_{in}=1000$ Am⁻², rozsah 3.

Nejnižší hodnoty modulu intenzity elektrického pole byly nalezeny ve specifických oblastech transformátoru v zobrazení odpovídající rozsahu 3 na obr. 6.5. Hodnoty rozsahu 3 byly použity pro určení potřebného zisku zesilovačů v senzorech.

6.1 Digitalizace signálu

Sledování aktivity částečných výbojů metodou UHF je založeno na detekci signálu v pásmu přibližně 100 MHz až 3 GHz. Signály na výstupu snímacích antén je nutno obvykle zesílit, případně provést pásmovou frekvenční filtraci. Pro další zpracování a analýzu signálů je nutné provést jejich převod do číslicové podoby - digitalizaci. Z hlediska digitalizace signálu je tak při respektování plně užitečné šířky pásma signálu optimální použití digitizéru, případně osciloskopu, s horní mezní frekvencí cca 3 GHz a minimální vzorkovací frekvencí větší než 6 GHz. Horní mezní frekvence špičkových osciloskopů v současnosti dosahuje hodnot jednotek až desítek GHz a umožňuje měřit celé UHF pásmo s dostatečnou rezervou. Použití osciloskopů je pro jejich univerzalitu vhodnější pro výzkumné aktivity. Pro reálné použití je vhodné použití digitizérů, které umožňují např. tvorbu vlastních aplikací a tím využít výhod UHF metody, kterou je zejména možnost prostorové lokalizace zdroje signálu. Digitizéry v současné době dosahují zpravidla nižších hodnot vzorkovací a mezní frekvence. U digitizérů se lze setkat s nejvyššími vzorkovacími frekvencemi typicky 5 GHz pro jeden kanál. Z hlediska prostorové lokalizace je vhodné mít čtyři a více kanálů. Při realizaci systémů je poté možnost použít jedno čtyř-kanálové zařízení nebo použít jedno až dvou kanálové systémy se vzájemnou synchronizací. Výhodou čtyř-kanálového řešení je jednodušší technický návrh, kdy není nutné řešit vzájemný vztah přístrojových karet (desek) digitizéru. Častým společným rysem je využití sdíleného A/D převodníku pro všechny kanály, je tedy vhodnější použití jedno či dvou kanálové verze zařízení té samé řady a tím dosažení vyšších vzorkovacích frekvencí na jeden zaznamenávaný kanál. Použití více měřicích zařízení však razantně zvyšuje cenu systému až na několik milionů korun.

Základní požadavky na digitizér lze shrnout na:

- Min. 4 vstupní analogové kanály.
- Vzorkovací frekvence optimálně 6 GHz/kanál.
- Paměť pro 4 x 1 μ s, výhodou je 4 x 20ms.
- Trigger (spuštění záznamu) ze všech kanálů současně
- Externí trigger vstup
- Rozhraní PC / Ethernet
- Knihovny pro programovací jazyky

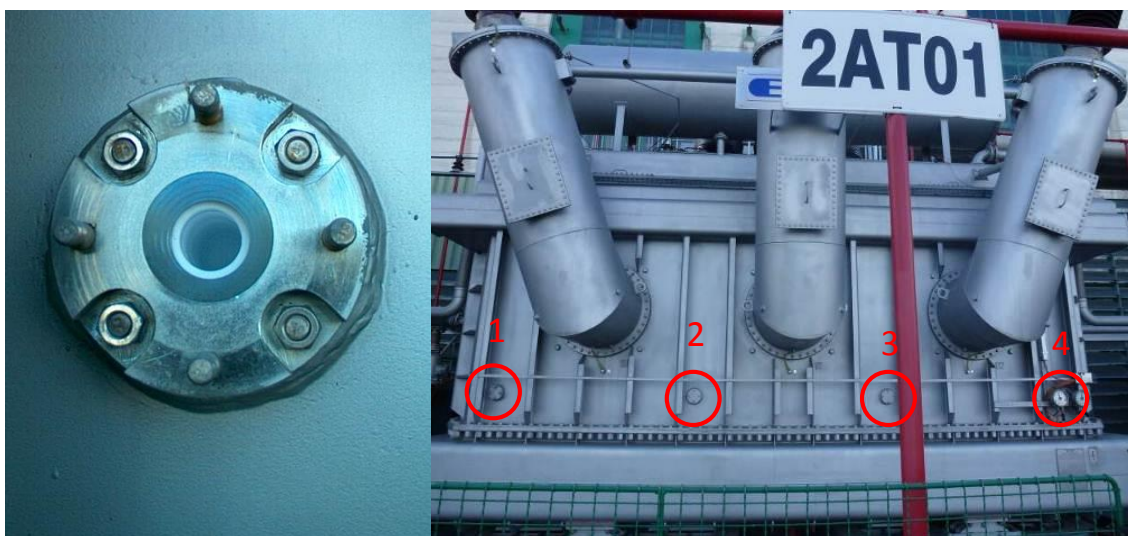
Dle daných požadavků byl v dané době jako nejvhodnější komerčně dostupné řešení vybrán digitizér Agilent (Keysight) Acqiris U1065A/DC282 – F50 s parametry:

- Počet kanálů 4
- Šířka pásma (-3 dB) DC to 2 GHz
- Rozsah 50 mV až 5 V
- f_{vz} sdílená 8 GHz
- Rozlišení převodníku 10 bitů
- Offset ± 2 V pro 50-500 mV
 ± 5 V pro 1-5 V
- Filtry na 700,200 a 20 MHz
- Max. vstupní napětí ± 5 V DC
- Impedance 50 Ω $\pm 1\%$ (DC)
- Vazba DC, AC
- Knihovny pro MATLAB®, C/C++, Visual Basic, LabVIEW a LabWindows/CVI

Digitizér je složen z přístrojové skříně se třemi pozicemi pro karty. Obsahuje 1x digitizér U1065A/DC282, dále PC kartu a jedno místo je volné pro rozšíření. Paměť pro data je rozšířena na 1024 milionu vzorků.

6.2 Konstrukce UHF senzoru

UHF senzory jsou navrženy pro dielektrická okna umístěná na straně vývodů 420kV vedení transformátorů jaderné elektrárny Dukovany, obr. 6.6. Dielektrická okna jsou umístěna rovnoměrně se vzdáleností 1,94m a ve stejné výšce. Při vývoji systému bylo s výrobcem diskutováno rozmístění celkem 12 dielektrických vložek po celém obvodu transformátoru, vždy čtyři okna na delší straně a dvě na kratší. Z technických, bezpečnostních a ekonomických důvodů byla realizována pouze 4 okna na jedné straně transformátoru.



a)

b)

Obrázek 6.6 Dielektrické okno a), rozmístění vložek na straně vývodů 420 kV vedení b).

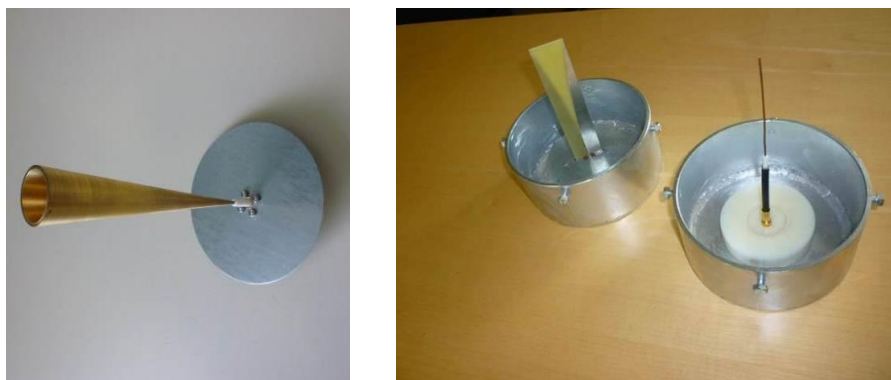
Nejčastěji používané typy antén při použití dielektrických oken jsou prezentovány v kapitole 3.4. Volba testovacích typů antén byla provedena s ohledem na konstrukční rozměry dielektrického okna a na teoretické předpoklady vlastností jednotlivých typů antén. Použitý typ pro konečnou konstrukci senzoru byl zvolen na základě reálného měření na transformátoru v JE Dukovany.

Testovány byly čtyři typy antén (obr. 6.7):

- monopól délky 10 cm,
- monopól délky 2 cm,
- modifikovaná Vivaldiho anténa a
- kónická anténa (typ mono-cone).

Vzhledem k prostorovým možnostem daným provedením dielektrického okna byly použity, kromě modifikované Vivaldiho antény, antény nesymetrického typu. Zároveň nebylo kvůli omezenému prostoru možné realizovat dostatečnou zemní rovinu antény nebo odpovídající plnohodnotnou anténní protiváhu. U monopólových antén částečně suploval zemní rovinu vnější povrch přírodního koaxiálního vedení. U antény kónické nahrazovala alespoň částečně zemní rovinu kruhová vodivá plocha, která byla ale umístěna vně jímky. Vzhledem k uvedeným skutečnostem bylo

očekáváno, že antény nebudou dosahovat optimálních vlastností. Cílem bylo zvolit anténu, která bude vykazovat nejlepší vlastnosti z pohledu detekce impulzního širokopásmového signálu.



Obrázek 6.7 Testovací typy antén, zleva: kónická anténa, modifikovaná Vivaldiho anténa a monopól délky 10cm.

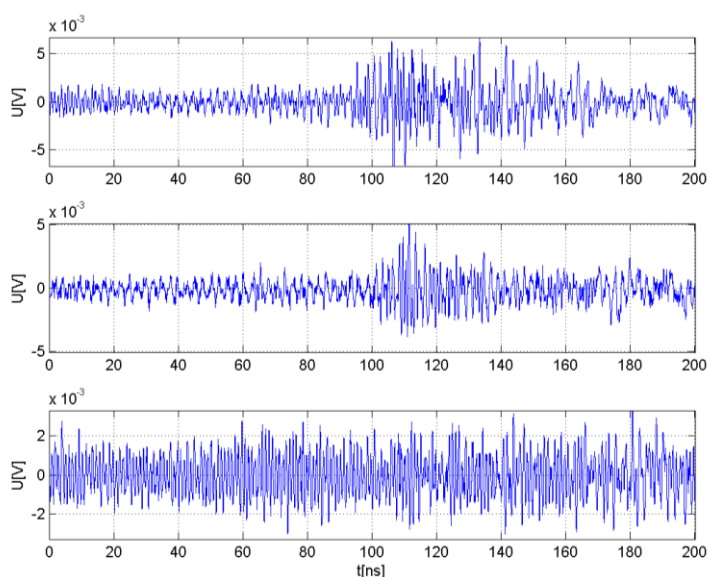
Měření bylo provedeno se dvěma zdroji testovacích signálů, komerčně vyráběným zdrojem Haefely USG 40 a zdrojem vlastní konstrukce. Do dielektrického okna č. 1 byla instalována vysílací monopólová anténa a k ní byl připojen zdroj testovacího signálu. Měření přijímaného signálu probíhalo následně anténami ve zbylých oknech. Vysílací a přijímací antény byly z vnější strany vybaveny stínícími kryty (obr. 6.7), které byly vodivě spojeny s transformátorovou nádobou.

Při měření byly zaznamenávány časové průběhy impulzních signálů na výstupu antén pro následné vyhodnocení jejich časových a úroňových charakteristik. Zároveň byl testován vliv feritových kabelových filtrů a vliv spojení/rozpojení stínícího krytu antény s nádobou transformátoru.

Tabulka 6.1 Porovnání výsledků experimentálního měření testovaných typů antén.

Zdroj impulsu:	Zesilovač:	Pozice zdroje:	Feritové filtry
USG40	1-stupňový	1	Ne
Výsledky měření ve 2. - 4. jímce.			

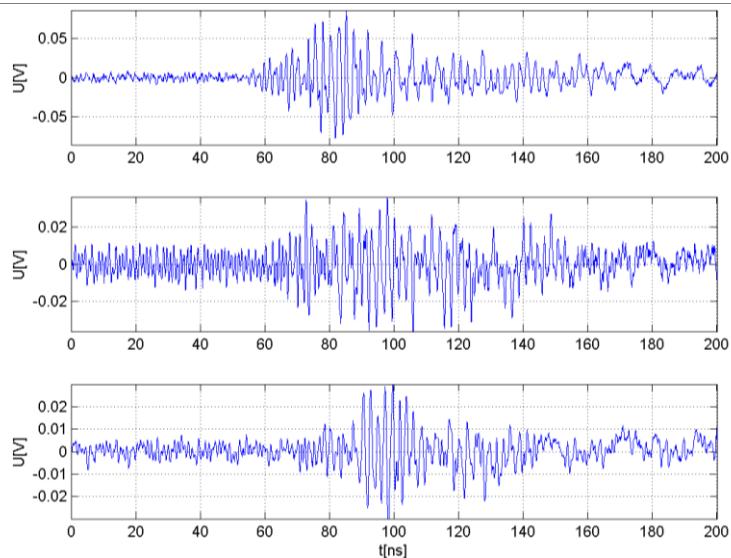
Monopól 2 cm
maximální
hodnota signálu:
 $U_p = 26,3 \text{ mV}$



Obrázek 6.8 Měřený signál, monopól 2 cm.

Monopól 10cm

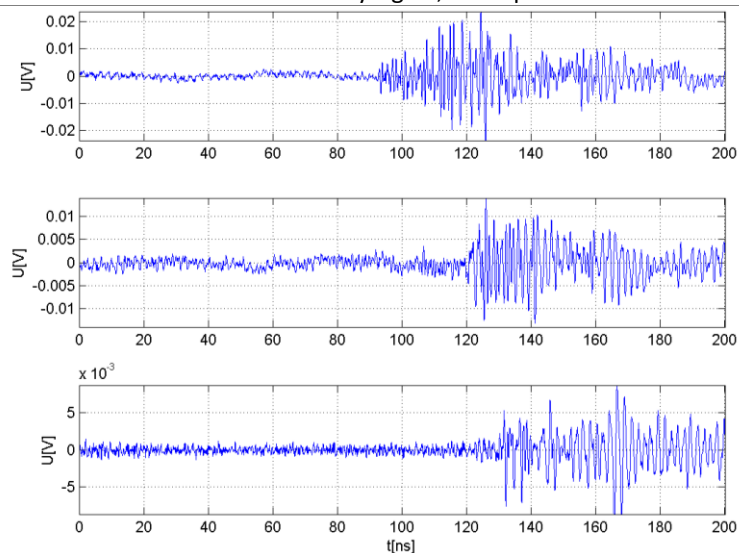
Maximální
hodnota signálu:
 $U_p = 86,3 \text{ mV}$



Obrázek 6.9 Měřený signál, monopól 10 cm.

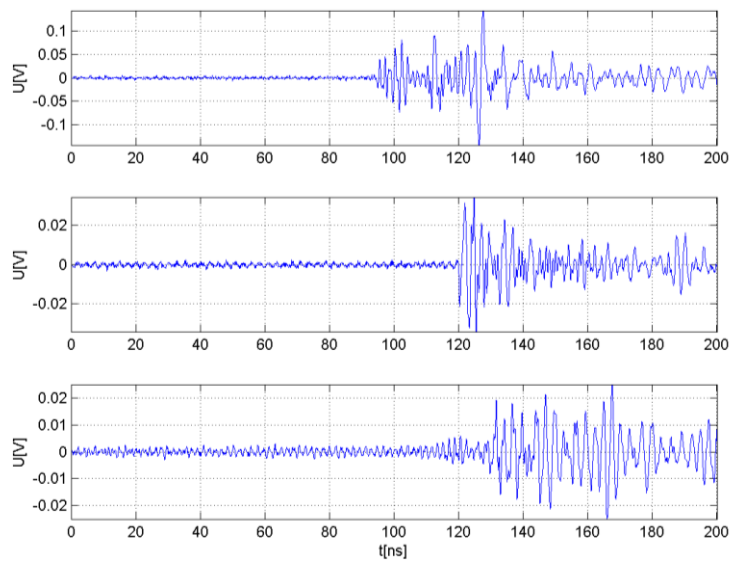
**Modifikovaná
Vivaldiho anténa**

maximální
hodnota signálu:
 $U_p = 23,7 \text{ mV}$



Obrázek 6.10 Měřený signál, modifikovaná Vivaldiho anténa.

Kónická anténa
 maximální
 hodnota signálu:
 $U_p = 143,8 \text{ mV}$



Obrázek 6.11 Měřený signál, kónická anténa.

Tabulka 6.2 Porovnání maximální hodnoty výstupního elektrického napětí antén.

Typ antény	Monopól 2 cm	Monopól 10 cm	Vivaldiho anténa	Kónická anténa
Max. napětí U_p [mV]	26,3	86,3	23,7	143,8

Sada provedených měření prokázala nejlepší výsledky při použití kónické antény, kdy signál dosahuje nejvyšší úrovně napětí s nejuvýraznější strmostí náběžné hrany (tabulky 6.1 a 6.2), která je důležitá pro přesné určení doby příchodu signálu. Zdroj USG40 se vyznačuje vysokou úrovní generovaných impulzů, proto bylo měření pro kónickou anténu provedeno s pulzním zdrojem vlastní konstrukce, který s pomocí zmíněných antén generuje signál s úrovní blízkou signálu vyzařovaného částečnými výboji. Náběžná hrana signálu vykazuje v porovnání se zdrojem USG40 strmější nárůst. Vzájemné časové posuvy signálů odpovídají předpokladu, kdy vypočítaná hodnota doby šíření mezi dvěma sousedícími anténami je:

$$t_{1,2} = \frac{l \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c_0} = 9,59 \text{ ns}, \quad (6.1)$$

kde: l vzdálenost mezi anténami,
 ϵ_r relativní permitivita transformátorového oleje,
 c_0 rychlost světla.

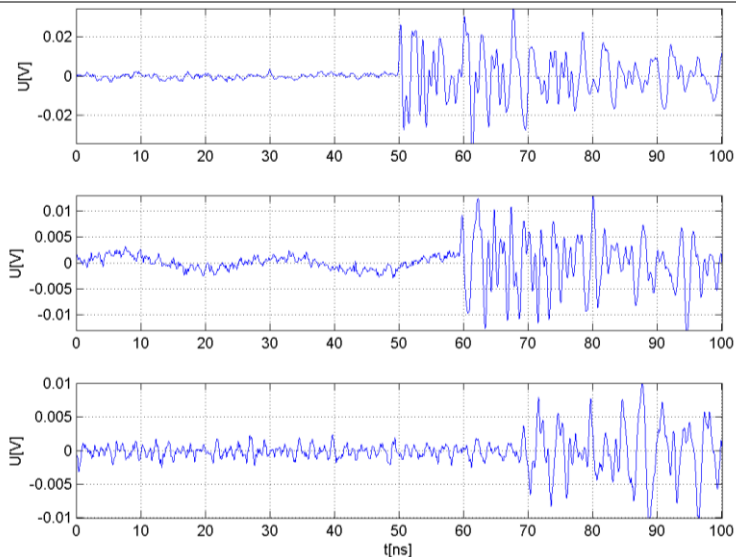
Použití feritových filtrů mělo za následek snížení vazby rušení (šumu) do přenosového vedení. Propojení země senzorů s nádobou transformátoru, která tvoří zemnicí plochu, vedlo k dalšímu snížení šumu v detekovaném signálu, obr. 6.12 a obr. 6.13. Galvanické propojení nádoby a země senzorů ale představuje riziko v případě poruchy systému. Potencionální uzavření proudové smyčky mimo fázový vodič způsobí vybavení ochran výkonového transformátoru.

Tabulka 6.3 Porovnání vlivu feritových filtrů na měřený signál.

Zdroj impulsu:	Zesilovač:	Pozice zdroje:	Feritové filtry
Pulzní zdroj UTEE	1-stupňový	1	ne

Výsledky měření ve 2. - 4. jímce.

Kónická anténa
maximální
hodnota signálu:
 $U_p = 34,4 \text{ mV}$

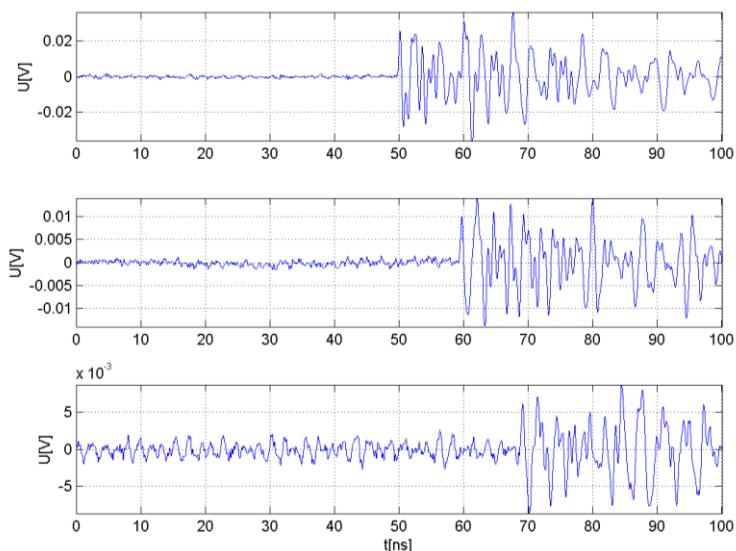


Obrázek 6.12 Měřený signál, kónická anténa bez feritových filtrů.

zdroj	Zesilovač:	Pozice zdroje	Feritové filtry
Pulzní zdroj UTEE	1-stupňový	1	ano

Výsledky měření ve 2. - 4. jímce.

Kónická anténa
maximální
hodnota signálu:
 $U_p = 35,9 \text{ mV}$



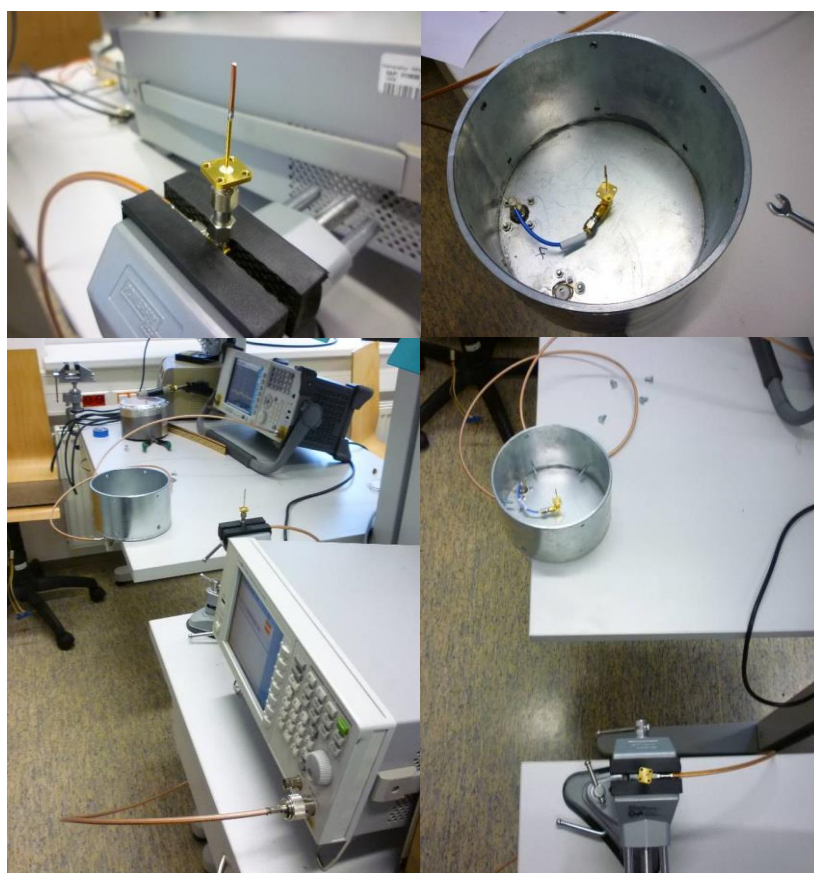
Obrázek 6.13 Měřený signál, kónická anténa s použitím feritových filtrů.

Měření se senzory izolovanými od nádoby transformátoru prokázaly velkou úroveň rušivých signálů pronikajících izolační mezerou mezi krytem senzoru a tělem transformátoru, obr. 6.9. Takový stav je pro měření nežádoucí, nelze totiž rozlišit příchod signálu z blízkého okolí transformátoru a z jeho vnitřního prostoru.



Obrázek 6.14 Konstrukce senzoru s izolovaným krytem.

Kontrolní měření prokázalo nulový potenciál mezi nádobou transformátoru a stínícím krytem senzoru a bylo tedy možné je galvanicky propojit. Pro dodržení bezpečnostních opatření jsou všechny kabely provlečeny skrz součtový ochranný transformátor. Zvýšení odolnosti proti rušení je realizováno pomocí elektromagnetického těsnění firmy Laird Technologies®. Jedná se o pružný měděný kontakt výšky 10,16mm pevně spojený s krytem senzoru, který při montáži dosedá na kovovou přírubu dielektrického okna transformátoru. Účinnost stínění byla ověřena experimentálním měřením. Do vnitřního prostoru krytu senzoru byla umístěna přijímací anténa v podobě monopólu s délkou ramene odpovídající pracovní frekvenci $f = 3 \text{ GHz}$, obr. 6.15.



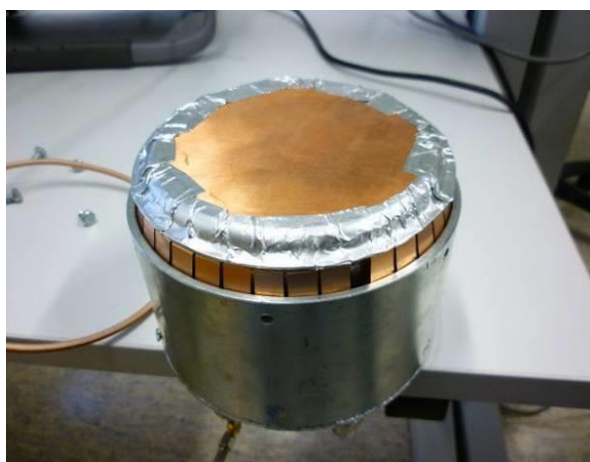
Obrázek 6.15 Sestava pro měření vlivu elektromagnetického stínění senzorů.

Volba frekvence byla provedena na základě omezení reaktančních vazeb přijímací antény s okolním krytem, kdy na vyšších frekvencích klesá rozměr blízkého reaktivního pole. Vysílací anténa je realizována stejným typem jako přijímací. Signál je generován vysokofrekvenčním generátorem Agilent N9310 a výstup přijímací antény byl přiveden na spektrální analyzátor Agilent N1996A. Poloha vysílací a přijímací antény je dána pevně pro zajištění reprodukovatelných výsledků při měření s a bez stínění. Stínění bylo vloženo mezi kryt senzoru a záslepkou z měděného plechu. Měření bylo provedeno pro varianty bez stínění, s vloženou záslepkou a se záslepkou opatřenou těsněním dle obr. 6.16 a). Navrhovaný systém zpracovává signály do frekvence 1 GHz, proto byla stínící účinnost měřena i na této frekvenci. Výsledky uvedené v tabulce 6.4 prokazují útlum signálu při frekvenci 1GHz o hodnotu $A_{1\text{ GHz}} = 45,2$ dB.

Tabulka 6.4 Měření stínící účinnosti EMC těsnění.

	Bez stínění	Se záslepkou	Záslepka se stíněním	Stínící účinnost
	P_2 [dBm]	P_2 [dBm]	P_2 [dBm]	A [dB]
$f = 3$ GHz, $P_1 = 16,45$ dBm	-31	-33,8	-80,5	46,7
$f = 1$ GHz, $P_1 = 17,08$ dBm	-43,1	-46	-91,2	45,2

Stínící účinnost na nižších frekvencích roste, lze tedy hodnoty z tabulky 6.1 brát pro navržené řešení jako referenční. Kryt senzoru byl po kraji vnitřního obvodu opatřen těsněním Laird a také uhlíkovou vrstvou dle obr. 6.16 b).



a)

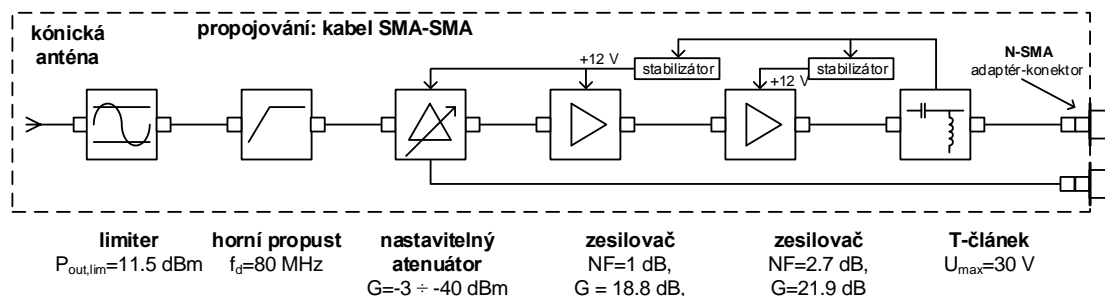


b)

Obrázek 6.16 Stínící záslepka a), tělo senzoru opatřené EMC stíněním b).

Signál na výstupu kónické antény musí být předzpracován pro přenos do hlavní jednotky. To je realizováno funkčními bloky vestavěnými přímo do vnitřního prostoru krytu senzoru. V první řadě je zapojen omezovač úrovně signálu pro ochranu následných obvodů před signály vysoké úrovně, který stanovuje svůj maximální výstupní výkon na 11,5 dBm. V základním provedení jsou senzory vybaveny filtrem typu horní propust s mezní frekvencí 80 MHz. Pokročilé senzory mají tento filtr nahrazen přepínatelnou kombinací filtrů pro efektivní filtraci signálů pocházejících např. z přípojních vedení transformátoru. Filtru následuje nastavitelný útlumový článek (atenuátor), který umožňuje plynule měnit útlum v rozsahu 3 dB až 40 dB pro řízení zisku celého funkčního řetězce. Nastavení hodnoty útlumu se provádí pomocí bloku řízení attenuátorů, kde je pro každý attenuátor dle převodní tabulky nastaveno napětí v rozsahu cca 0÷17 V. Zesílení je prováděno dvojstupňově, kdy prvním

v kaskádě je nízkošumový zesilovač s šumovým číslem 1 dB a ziskem 18,8 dB při 1 GHz následovaný druhým zesilovačem se ziskem 21,9 dB při 1 GHz. Posledním prvkem senzoru je vazební T-článek sloužící k vyvážení stejnosměrného napájecího napětí pro elektronické obvody z koaxiálního přenosového vedení. Blokové schéma je zobrazeno na obr. 6.17.



Obrázek 6.17 Schéma základního provedení senzoru.



Obrázek 6.18 Konstrukční řešení základního provedení senzoru.

Realizace senzoru je provedena z dodávaných modulů propojenými pomocí semirigidních koaxiálních kabelů osazených SMA konektory, obr. 6.18. Pro senzory s přepínatelným filtrem je navržena deska využívající integrovaných obvodů místo dodávaných modulů, to umožňuje úsporu místa na desce plošného spoje a možnost zařazení dalších obvodů.

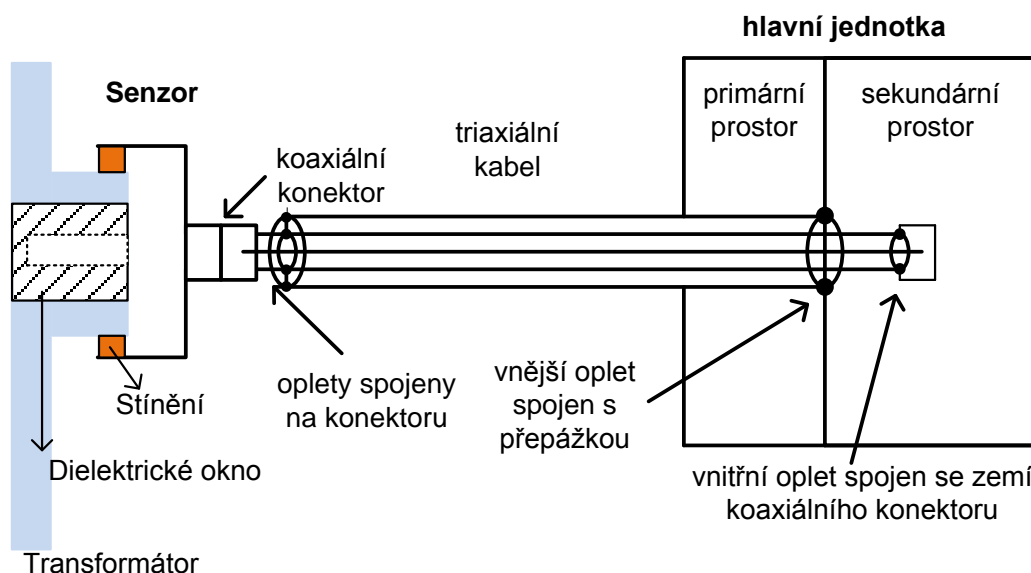
6.3 Napájecí a signálové připojení UHF senzorů

Připojení senzorů k hlavní jednotce je prováděno pomocí triaxiálních kabelů (se zdvojeným vnějším vodivým pláštěm) s charakteristickou impedancí 50Ω . Volba typu kabelu představovala kompromis mezi nízkým signálovým útlumem na frekvencích do 1 GHz a hmotností a flexibilitou kabelu, které ovlivňují možnosti jejich instalace při měření. Použit byl kabel G_03332 firmy Huber+Suhner o vnějším průměru 7,3 mm. Délka kabelového vedení je 15 metrů z důvodu nutnosti umístění hlavní jednotky a senzorů na opačných stranách transformátoru. Při této délce vykazuje vedení útlum 0,78 dB při 1 GHz.

Použití triaxiálních kabelů vychází z koncepce stínění systému dle obr. 6.19. Oba pláště kabelu na straně senzoru jsou spojeny v těle použitého konektoru typu N. Na straně hlavní jednotky prochází kabel stíněnou průchodkou do primárního prostoru přístrojové skříně. Následně je vnější plášť ukončen a vodivě spojen se stíněnou průchodkou mezi primárním a sekundárním prostorem skříně.

Do sekundárního prostoru skříně pokračuje kabel již jen s vnitřním pláštěm a je pak připojen běžným způsobem ke vstupům systému, obr. 6.19.

Připojení každého senzoru je provedeno dvojicí triaxiálních kabelů s barevným značením pro zajištění správného zapojení všech senzorů k systému. První kabel všech párů je využíván pro vedení signálu a stejnosměrného napájení elektroniky senzoru, označení na senzorech a funkčních blocích je RF+DC.



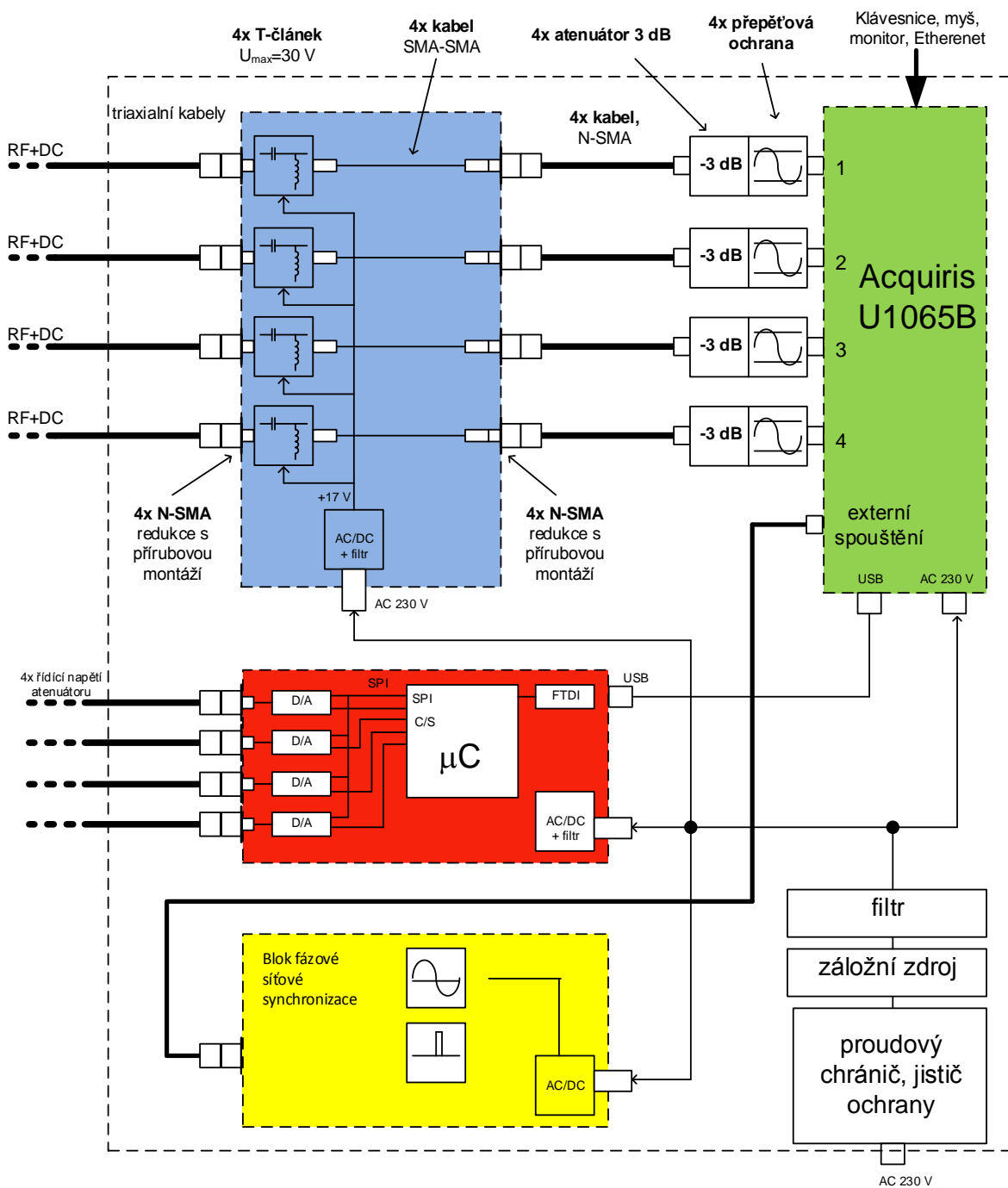
Obrázek 6.19 Konceptní řešení propojení UHF senzorů a hlavní jednotky.

Druhý kabel z párů slouží k přenosu řídicího signálu nastavitelných atenuátorů, kabel nese označení ATT. Z důvodu robustnosti jsou použity konektory typu N, které jsou upraveny pro použití s triaxiálními kabely. Pro zajištění efektivního stínění vodičů je použito jednobodové pospojování opletů kabelů.

6.4 Hlavní jednotka PD UHF systému

Navržený systém zobrazený na obr. 6.15 obsahuje čtyři hlavní části, jmenovitě:

- digitizér Acqiris U1065B (zeleně),
- blok napájení sensorů (modře),
- blok řízení atenuátorů (červeně),
- blok fázové síťové synchronizace (žlutě).



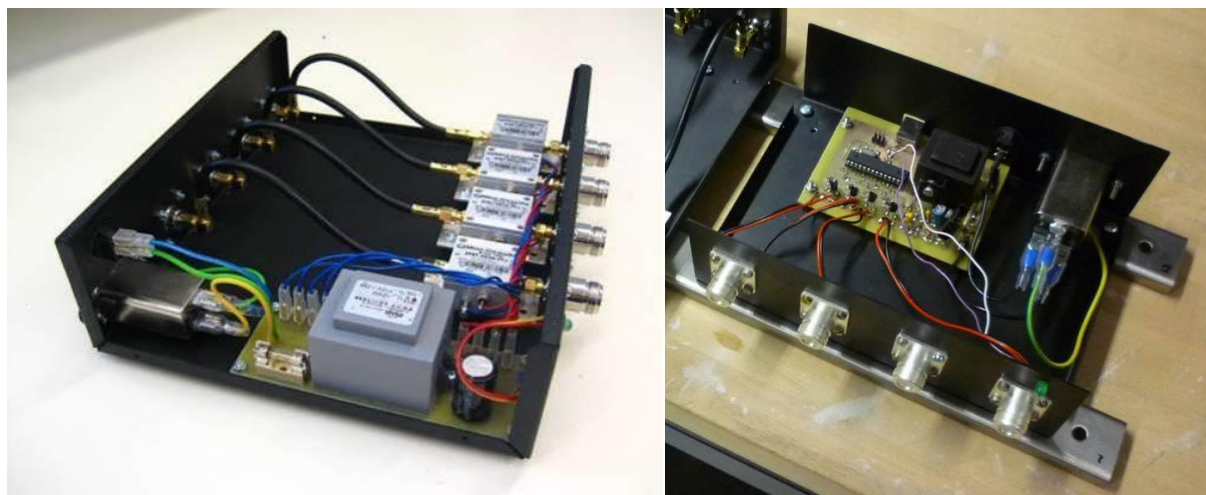
Obrázek 6.20 Blokové schéma hlavní jednotky systému.

Blok napájení senzorů

Napájení senzorů je zajištěno pomocí stejnosměrného napětí, které musí dosahovat hodnoty větší jak 15 V na vstupu stabilizátoru pro druhý stupeň zesilovače v senzoru. Základem bloku je stabilizovaný zdroj připojený na vazební T-články. Dodatečný vložený útlum T-článků je 0,33dB při 1GHz. Vnitřní uspořádání bloku je zobrazeno na obr. 6.21 a.

Blok řízení atenuátorů

Atenuátory jsou řízeny stejnosměrným napětím v rozsahu 0-17 V. Obvodové řešení je založeno na mikrokontroleru Atmel Mega8-P a čtyřech A/D převodnících Analog Devices AD5501 s precizní napěťovou referencí, obr. 6.17 b. Převodníky jsou 12 bitové a umožňují nastavení hodnoty napětí v rozsahu 0-60 V. Řízení bloku se provádí přes USB připojení k řídicímu počítači digitizéru. Nastavení je vždy provedeno pro každý atenuátor separátně. Komunikace je založena na zaslání písmenného kódu určujícího daný atenuátor a čísla určujícího nastavovaný útlum. Závislost převodu napětí na útlum není pro všechny atenuátory identická. Z tohoto důvodu je pro každý atenuátor vytvořena převodní tabulka, kterou mikrokontrolér používá pro nastavení výstupní hodnoty pro příchozí kód útlumu.



a) b)
Obrázek 6.21 Blok napájení senzorů a), blok řízení atenuátorů b).

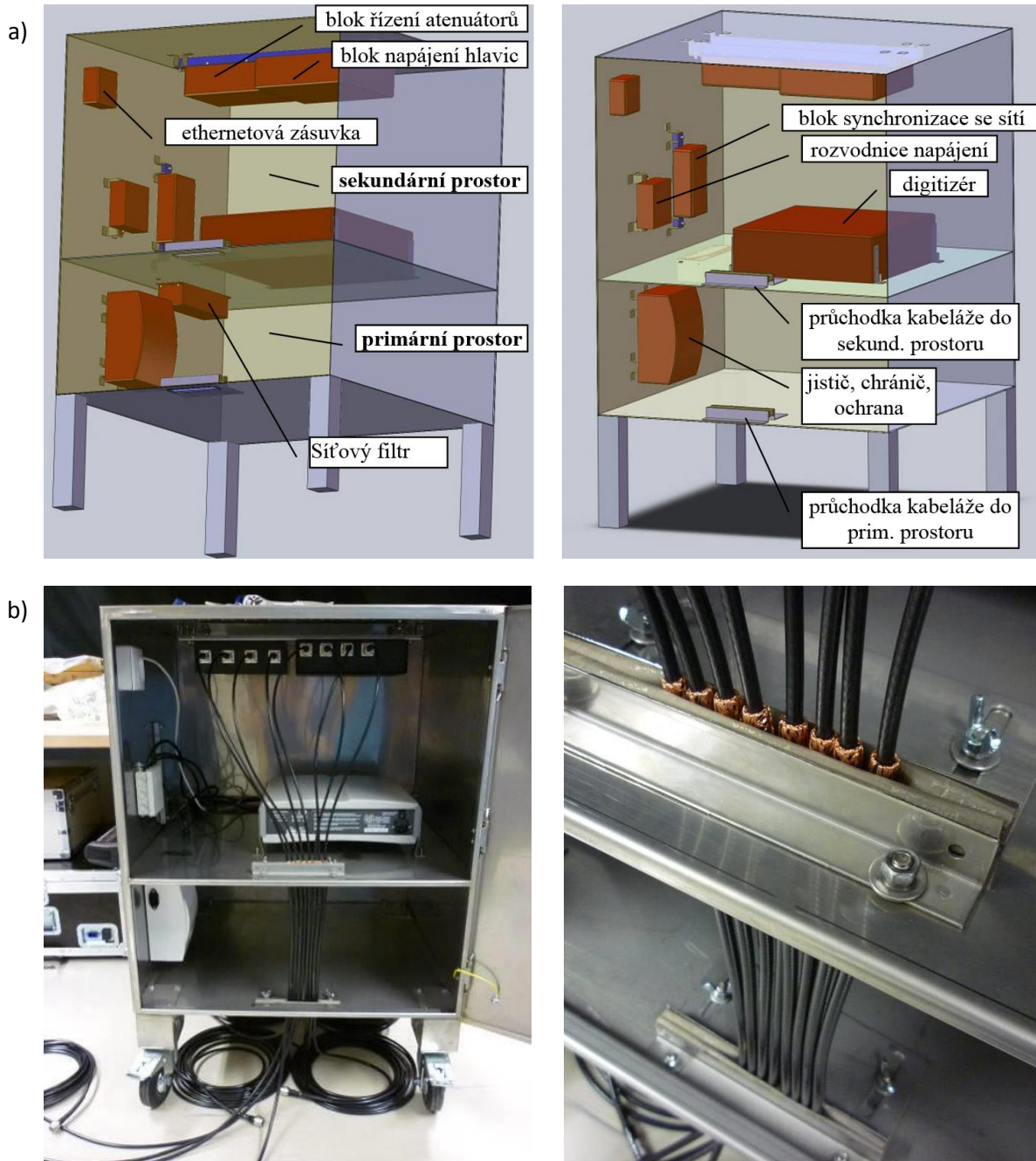
Blok fázové síťové synchronizace

Blok fázové síťové synchronizace detekuje bod začátku periody napájecího napětí systému. Hodnota se využívá pro zobrazení pozice detekovaného impulzního signálu v periodě 20ms průběhu napětí první fáze transformátoru. Výstupem obvodu je 1 ms dlouhý impuls, který je detekován na vstupu externího spouštění (triggeru) digitizéru. Vstupní napětí je filtrováno filtrem 2. řádu, polarita následně určena pomocí komparátoru. Samotný impuls výstupního napětí generuje monostabilní klopný obvod spouštěný derivačním článkem.

6.5 Přístrojová skříň

Přístrojová skříň je realizována jako elektromagneticky stíněná a klimaticky odolná komora přístupná z přední části pomocí dvířek s uzamykatelnými uzávěry. Rozměry skříně jsou 800×700×700 mm (v×š×h). Mobilitu zabezpečují kolečka s brzdou a madla na stranách. Skříň je

z pohledu elektromagnetického stínění rozdělena na primární a sekundární prostor dle obr. 6.22 a). Primární prostor obsahuje bloky pro napájení systému, na průchodce do sekundárního prostoru jsou vnější pláště triaxiálních kabelů pospojovány pomocí pružného EMC těsnění LAIRD, obr. 6.22 b). Stejný typ těsnění je používán pro vodivé spojení předních dveří a vstupu do prostoru skříně.



Obrázek 6.22 Koncepce a) a konstrukční provedení b) přístrojové skříně hlavní jednotky systému.

Pasivní chlazení systému odvodem tepla přes stěny přístrojové skříně se ukázalo jako nedostatečné, systém tedy musí být chlazen aktivně. Teplý vzduch ze sekundárního prostoru je odsáván ventilátorem s průměrem 15cm, studený vzduch je nasáván přes primární prostor. Pro zachování stínících vlastností skříně jsou všechny průchody pro proudění vzduchu opatřeny voštinovými filtry.

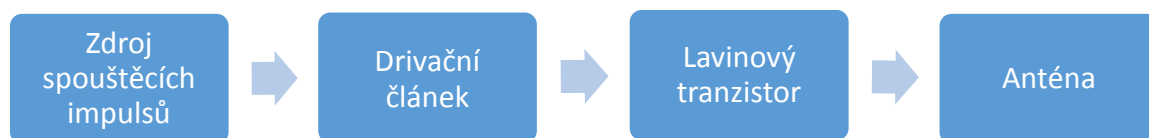
6.6 Generátor kalibračních impulsů

V kapitole 3.2 byly uvedeny možnosti realizace zdrojů testovacích a kalibračních signálů pro ověření funkce PD UHF systémů. Pro reálné použití v průmyslovém prostředí lze použít pouze některé konstrukční typy zdrojů s ohledem na bezpečnostní rizika při poruše daného zdroje. Jako nejvhodnější se jeví pulzní zdroje s nízkou úrovní budícího napětí.

Komerční zdroj Haefely USG 40 využívaný jako referenční zdroj pro prvotní testy při návrhu konstrukce antén dosahuje náběžné hrany $t_r \approx 3,7$ ns při napětí $U_p \approx 70$ V. Hodnoty jsou platné pro první náběžnou hranu signálu, obr. 6.26 vlevo. Následné skokové zvýšení signálu způsobuje nedokonalé impedanční přizpůsobení a přičtení odrazů na vedení. Generovaný signál je příliš silný pro účely kalibrace systému na měření signálů s intenzitou obdobnou částečným výbojů.

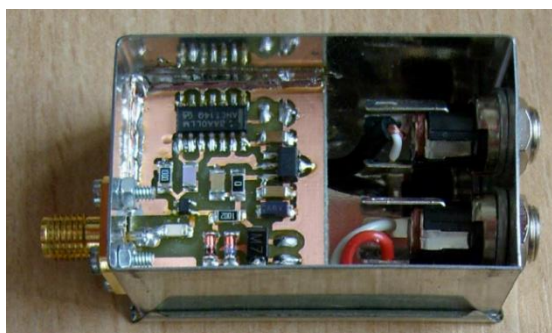
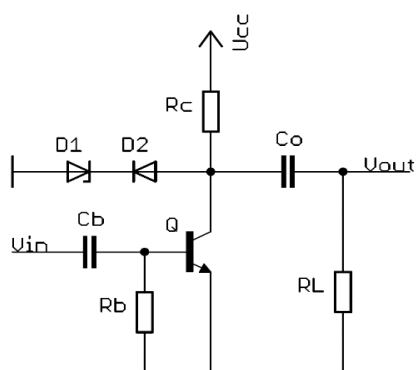
Vhodným zdrojem signálu je proto tuto aplikaci použití generátoru velmi krátkých impulsů a vysílací antény. Generátory jsou konstrukčně rozděleny dle použitého prvku, mezi které patří:

- lavinový tranzistor,
- step-recovery dioda (SRD),
- tunelová dioda.



Obrázek 6.23 Blokové schéma generátoru kalibračních impulsů.

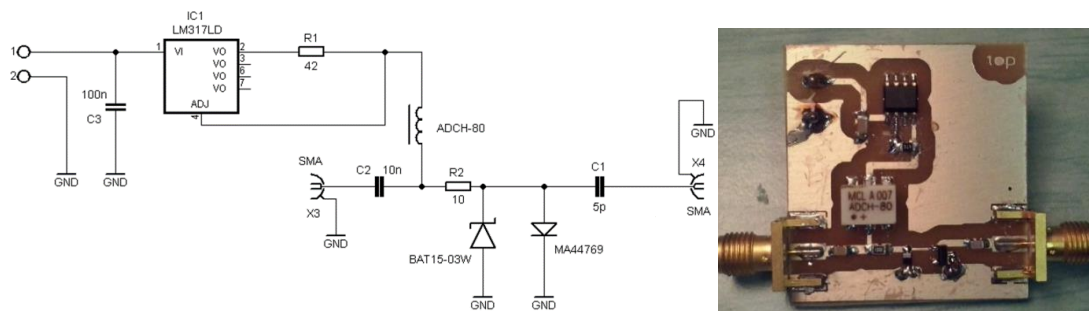
Zdroje využívající lavinový tranzistor mají jednoduchou konstrukci a dosahují krátkých časů nástupné hrany až $t_r = 150$ ps. Možnou nevýhodou je omezení opakovací frekvence impulsu, která je maximálně jednotky MHz, dané konstrukčně velikostí kapacit v zapojení zdroje a vyšší ztrátový výkon tranzistoru působící jeho přehřívání. Zdroje založené na využití tunelové diody dosahují ze všech tří nejnižší doby náběžné hrany a to až 30 ps. Hlavní nevýhodou je ale velmi malé výstupní napětí dosahující pouze stovek milivoltů. Pro potřebu vyššího napětí je nutné impuls zesilovat, což zvyšuje náročnost návrhu zdroje. Kompromisem je použití diody se skokovým zotavením -SRD (Step Recovery Diode). V porovnání s tunelovou diodou lze dosáhnout delších dob hrany (40 – 150 ps), avšak výstupní napětí může dosahovat až 20 V. Oproti lavinovému tranzistoru lze dosáhnout vyšších opakovacích frekvencí.



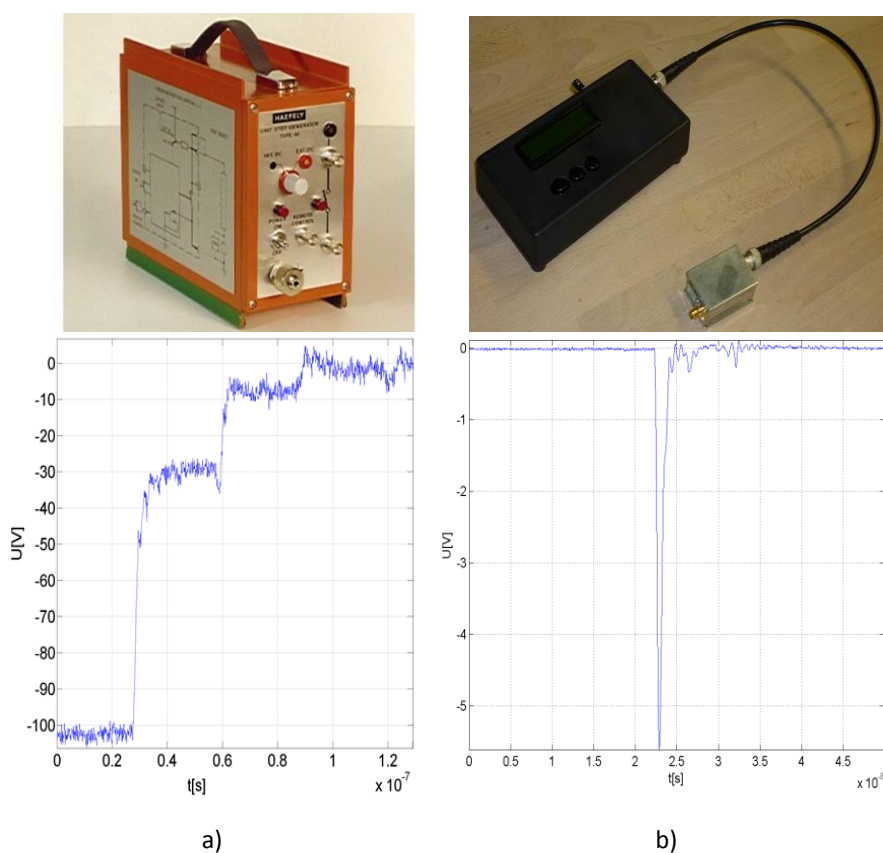
Obrázek 6.24 Schéma a konstrukce zdroje s lavinovým tranzistorem.

Mechanická konstrukce vychází ze stejného základu jako v případě senzorů. Jedná se o stínící kryt s EMC těsněním po obvodu a stejnou konstrukcí kónické antény. Signálové přírady jsou

realizovány pomocí dvou konektorů typu N. První realizovaný zdroj (obr. 6.24) založený na lavinovém tranzistoru dosahuje času nástupné hrany $t_r \approx 330\text{ps}$ při napětí $U_p \approx 5\text{ V}$ [46]. Hodnoty řádově nižší jsou oproti referenčnímu zdroji voleny s ohledem na dosažení nižší úrovně generovaného elektromagnetického signálu ekvivalentního úrovni signálů částečných výbojů. Sestupná čelní hrana impulsu na výstupu derivačního článku způsobuje u tohoto zdroje generaci sekundárního impulsu na výstupu zdroje s úrovní menší než primární signál. Pro účely kalibrace signálu je změna úrovně signálu, nebo generace sekundárních impulsů, nežádoucí a je zapotřebí tento jev odstranit. Zdroj je proto opatřen dodatečně diodou v zapojení u tranzistoru, která má za cíl odstranit generaci signálu při záporné hraně výstupního napětí derivačního článku. Z důvodu již zmíněných nevýhod lavinového tranzistoru byl vyvinut nový zdroj založený na SRD diodě MA44769, obr. 6.25. Změna koncepce umožňuje dosáhnout času sestupné hrany $t_f = 98\text{ps}$ při napětí $U = -5,6\text{ V}$ [47]. Výstupní napětí zdroje s SRD diodou je zobrazeno na obr. 6.26 b.



Obrázek 6.25 Konstrukce zdroje s SRD diodou.



Obrázek 6.26 Porovnání průběhu výstupního napětí pro zdroje: USG 40 a), konstruovaný zdroj s SRD diodou b).

Výpočet ekvivalentního zdánlivého náboje

Pro účely prediktivní údržby je využívána hodnota zdánlivého elektrického náboje q jako parametru pro sledování stavu výbojové aktivity v transformátoru. Kalibrační impuls dovoluje nejen zjistit funkčnost systému, ale i určit referenční hodnotu, podle které jsou vypočítány hodnoty zdánlivého náboje pro aktuální snímané průběhy. Hodnotu zdánlivého náboje snímaných signálů nelze určit přímo z jejich průběhů elektrického napětí. Lze ji ale přibližně odvodit z porovnání vrcholové napěťové úrovně sejmutého signálu s úrovní signálu generovaného kalibračním zdrojem. Pro kalibrační signál je možno hodnotu ekvivalentního zdánlivého náboje určit výpočtem na základě znalosti časového průběhu proudu známou impedancí antény. Níže uvedený výpočet předpokládá pro zjednodušení impedanci vysílací antény $Z_L = 50 \Omega$. Impedance antény je ve skutečnosti odlišná a nebude tak docházet k plnému přenosu výkonu signálu vlivem nedokonalého impedančního přizpůsobení. Vypočtená hodnota zdánlivého náboje je hodnotou maximální možnou pro dané parametry budicího impulsu.

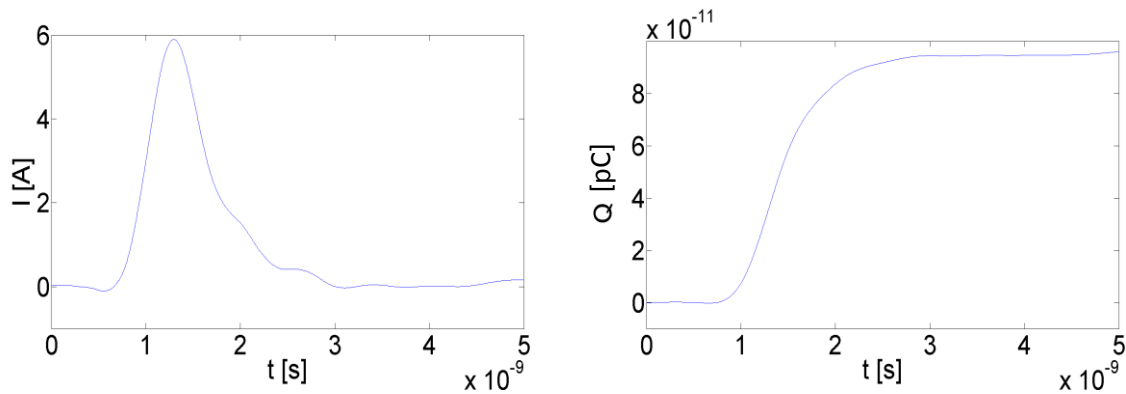
Náboj přenesený protékajícím proudem lze určit jako:

$$Q = \int_t i(t) dt. \quad (6.3)$$

Za předpokladu průtoku proudu zátěží s reálnou impedancí $Z_V = 50 \Omega$, lze pomocí Ohmova zákona upravit (6.3) na:

$$Q = \frac{1}{Z_V} \int_t u(t) dt. \quad (6.4)$$

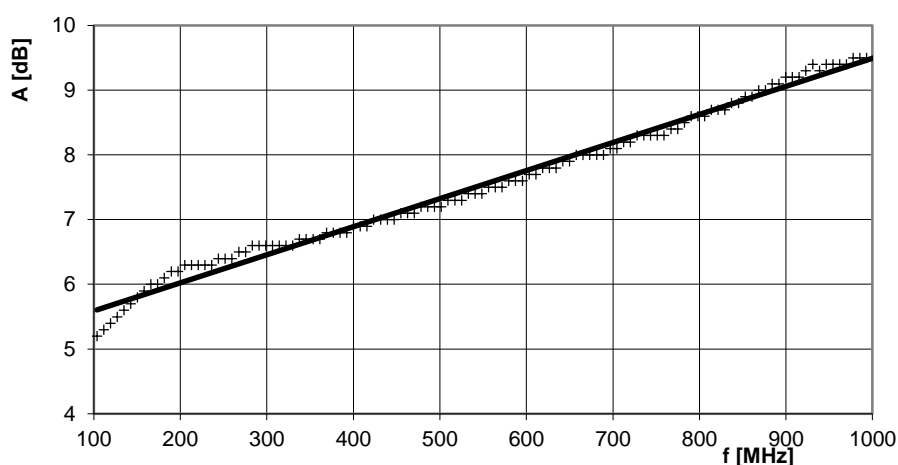
Proud obvodem a odpovídající hodnota přeneseného výboje v čase jsou zobrazeny na obr. 6.27. Hodnota zdánlivého výboje odpovídá $Q = 9,44 \cdot 10^{-11} \text{ C} = 94,4 \text{ pC}$.



Obrázek 6.27 Průběh proudu a přeneseného výboje pro zdroj s lavinovým tranzistorem.

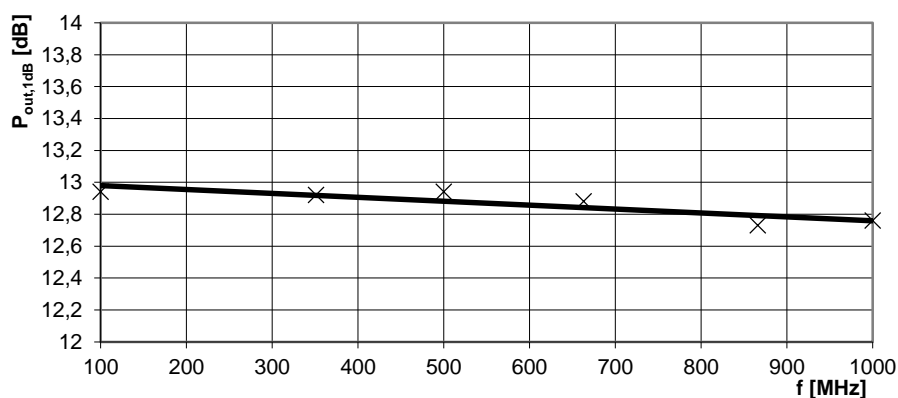
6.7 Ověřovací měření

Při ověřovacím měření byla zjišťována výkonová bilance vysokofrekvenční trasy s cílem zjistit maximální napětí na vstupu digitizéru pro předpokládanou úroveň signálu na výstupu antény. Úroveň signálu na výstupu senzorů je omezena maximálním výstupním výkonem druhého zesilovače v senzorech, přesněji hodnotou výkonu pro jedno-decibelovou kompresi. Tato hodnota definuje limit s ohledem na zkreslení dané saturací zesilovače. Pro určení odpovídající hodnoty úrovně signálu na vstupu digitizéru je zapotřebí odečíst útlum trasy mezi zesilovačem a vstupem digitizéru. Celkový útlum je dán součtem všech dílčích složek jako útlum kabelu, vložné útlumy T-článků, filtru, přepěťové ochrany atd. Měření útlumu bylo provedeno ve frekvenčním rozsahu dané šířkou pásma systému 100 MHz – 1 GHz. Naměřené hodnoty na obr. 6.28 vykazují útlum v měřeném frekvenčním rozsahu v rozsahu od 5,6-9,6 dB.



Obrázek 6.28 Celkový útlum trasy pro frekvenční pásmo 100 MHz – 1 GHz.

Hodnota výstupního výkonu druhého zesilovače pro jedno-decibelovou kompresi je v měřeném rozsahu téměř konstantní, průměrná hodnota dosahuje 12,86 dB (obr. 6.29).

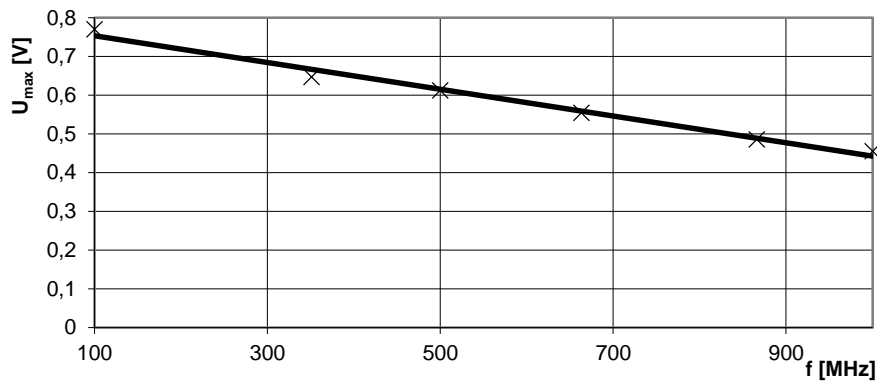


Obrázek 6.29 Hodnota výstupního výkonu pro jedno-decibelovou kompresi, frekvenční pásmo 100 MHz – 1 GHz.

Odečtením útlumu přenosové trasy od hodnoty výstupního výkonu získáme průběh maximální úrovně výkonu na vstupu digitizéru. Přepoččet na napěťovou úroveň pro vstupní impedanci $Z_V = 50 \Omega$ provedeme dle vztahu:

$$U_{max} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{Z_V \cdot P} = \sqrt{2 \cdot Z_V \cdot 1mW \cdot 10^{\frac{P_{dBm}}{10}}} = \sqrt{0,1 \cdot 10^{\frac{P_{dBm}}{10}}} \quad (6.2)$$

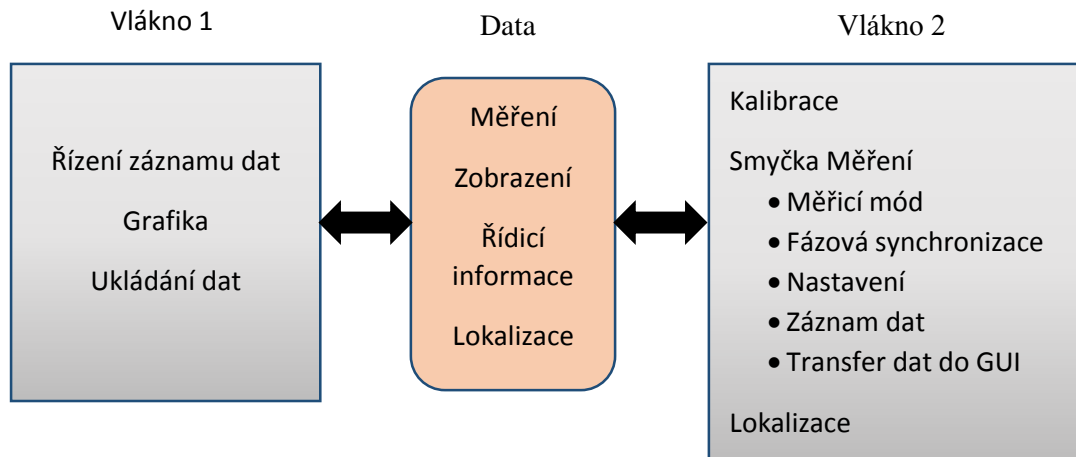
Získaná frekvenční charakteristika vykazuje nejnižší hodnotu 0,45 V na frekvenci 1 GHz. Tato hodnota je určující pro nastavení vstupního rozsahu digitizéru pro hodnotu maximálního vstupního napětí $\pm 0,45$ V, obr 6.30. Při hodnotách napětí vyšších než tato hodnota je nutné omezení vstupního signálu zesilovače pomocí nastavitelného atenuátoru.



Obrázek 6.30 Průběh maximální úrovně napětí na vstupu digitizéru.

7 Zpracování a vizualizace měřených dat

Zpracování a analýza měřených dat je prováděna ve vyvinuté aplikaci. Pro programovací jazyk C++ jsou výrobcem digitizéru dodávány potřebné knihovny s dokumentací příkazů a datových struktur. Základní funkce aplikace je rozdělena do dvou částí, které jsou vykonávány vlastními vlákny s blokem jmenného prostoru pro sdílená data dle obr. 7.1.



Obrázek 7.1 Struktura aplikace pro detekci a lokalizaci částečných výbojů.

Aplikace je rozdělena do několika částí, které slouží jak k vizualizaci měřených dat a zpracovaných výsledků, tak i pro ovládání nastavení parametrů digitizéru a útlumu atenuátorů v senzorech.

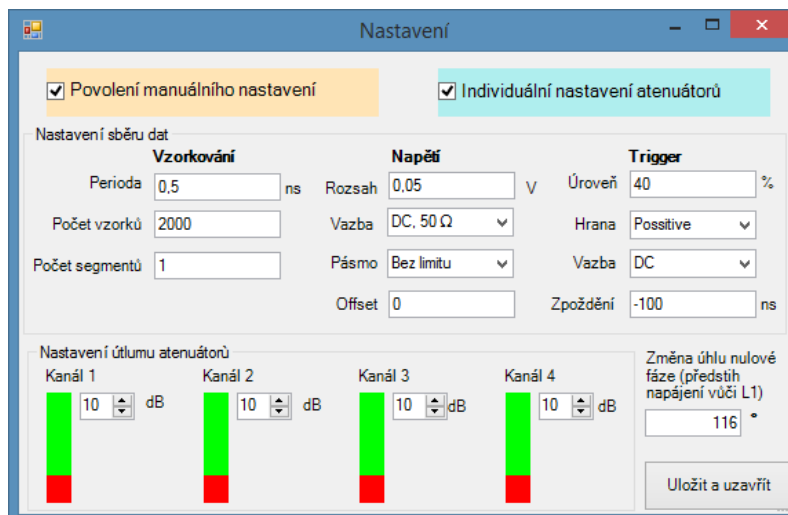
Vizualizace dat a výsledků lokalizace obsahuje:

- Fázorový, sinusový a eliptický diagram
- Zobrazení časových průběhů
- Zobrazení výsledků lokalizace
 - Axonometrické zobrazení
 - Nárýs, půdorys, bokorys

Data jsou zaznamenána a zobrazena dle zvoleného měřicího módu, v paměťovém modu nebo data načtená z disku pro off-line analýzu lze manuálně procházet nebo cyklicky přehrát. Zobrazení jsou vůči sobě svázána tak, aby aktuálně vybraný záznam v paměti mohl být identifikován v ostatních zobrazeních.

Nastavení parametrů záznamu

Možnosti nastavení systému lze rozdělit do několika úrovní. Hlavní nastavení systému je zobrazeno na obr. 7.2. Toto zobrazené nastavení je na technickém limitu použitého digitizéru. Pro standardní měření jej není nutné měnit, jelikož jsou změny nastavení prováděny automaticky se změnou měřicího módu. Rychlé nastavení hodnoty atenuátorů je možné i z hlavního okna programu, jak jednotlivě, tak společně u všech kanálů najednou.



Obrázek 7.2 Nastavení parametrů záznamu dat.

Měřicí módy

Postup detekce a lokalizace částečných výbojů lze rozdělit do několika oblastí dle nastavení systému a nakládání s měřenými daty.

Aplikace obsahuje celkem čtyři pracovní módy:

- Kontinuální
- Paměťový
- Kalibrační
 - Synchronní
 - Nesynchronní
- Vysokorychlostní

Kontinuální mód je obdobou standardního osciloskopu. Specifikem je skutečnost, kdy je po spuštění akvizice zaznamenán vždy daný časový úsek 1 μ s. Tento interval se ukázal jako vyhovující pro zaznamenání celého významného časového průběhu signálu od relevantních výbojových jevů (událostí). Počet výbojových událostí v transformátoru za jednu sekundu je podstatně větší, než je možno rozlišit a také zpracovat. Zobrazené signály jsou tedy pouze výřezem z množiny všech signálů (událostí). Z hlediska výkonu integrovaného počítače nelze využívat plné možnosti měřicí karty digitizéru. Při daném nastavení je obnovovací frekvence dat cca 300 μ s, tomu odpovídá maximální frekvence 3333 záznamů událostí za sekundu nebo 66 záznamů za periodu napájecího napětí. Pro zobrazení je využito pouze přibližně 10 záznamů za sekundu z důvodu rozpoznatelnosti hledaných specifických záznamů mezi všemi záznamy. Nastavení počtu zobrazení je náhodně rozmítáno, a to v rozsahu zpoždění 80 – 120 ms. Proměnné zpoždění je nastaveno z důvodu zajištění nesynchronnosti frekvence zobrazení s napájecí frekvencí, která by mohla zapříčinit opakované zobrazování pouze určitého výseku dat. Kontinuální mód je používán pro vytvoření základního přehledu o výbojových dějích a souvisejících signálech vyskytujících se v transformátoru a také umožňuje v poměrně krátké době uložit velké množství záznamů pro následné off-line zpracování. Ukládáno bývá standardně cca 1000 záznamů, doba záznamu takového počtu dat je závislá od aplikovaných metod diskriminace nechtěných signálů, jak bude popsáno dále. V případě záznamu bez omezení trvá uložení dat pouze několik sekund.

Paměťový mód je používán pro odstranění nevýhody kontinuálního režimu a to zobrazení jen malého počtu ze všech záznamů. Funkce záznamu dat je optimalizována na nejvyšší opakovací rychlost tak, aby byl soubor dat jdoucích po sobě získán co nejrychleji. Počet zaznamenaných signálů je stanoven na 300. Po uložení je možnost záznamy opětovně procházet a to jednotlivě, nebo spustit procházení záznamů automaticky, obdobně jako v kontinuálním módu. Soubor zaznamenaných dat je používán pro lokalizaci zdroje signálu. Lokalizace je dostupná pouze v tomto režimu z důvodu výpočetní náročnosti algoritmů lokalizace.

Kalibrační mód je určen pro ověření funkčnosti systému. Spuštění kalibrace je prováděno společně s vnitřním přepojením signálů v systému, kdy je výstup bloku fázové síťové synchronizace rozbočen T spojkou a společně používán pro simultánní spouštění zdroje testovacích impulsů a spouštění záznamu dat. V tomto případě je zaručen příjem testovacího signálu a lze odečíst požadované parametry, jedná se tedy o synchronní kalibraci. V případě nesynchronní kalibrace je počet detekovaných kalibračních signálů z celkového počtu detekovaných signálů závislý od nastavení systému a použití dalších opatření pro diskriminaci vnějších signálů, které jsou popsány v následujících kapitolách.

Vysokorychlostní mód je využíván hlavně pro výzkumné účely. Záznam všech čtyř kanálů dovoluje maximální vzorkovací frekvenci 2 GHz na jeden kanál, proto je v tomto režimu zaznamenáván pouze jeden kanál s maximální vzorkovací frekvencí sdíleného převodníku 8 GHz. Horní mezní frekvence je v tomto případě pouze 2 GHz z důvodu omezení analogové šířky pásma použitými vstupními obvody digitizéru.

Nastavení atenuátorů

Režim řízení atenuátorů je po zapnutí nastaven na manuální nastavení s maximální hodnotou útlumu 40 dB. Vliv nastavení atenuátorů na detekci cíleného signálu je jednou z klíčových částí. Vhodná kombinace útlumu kanálů umožňuje zvýšit úspěšnost detekce hledaných signálů. Možnost automatického nastavení provádí nastavení hodnoty dle minima z padesáti po sobě jdoucích signálů pro dosažení záznamu signálu o nízké úrovni. Pomocí ovládacích prvků na hlavním okně programu se nastavují útlumy manuálně a to buď u všech zároveň, nebo i jednotlivě. Manuální režim je vhodnější z pohledu nutnosti provedení několika různých změn nastavení útlumu atenuátorů dle metodiky měření.

Metody vizualizace měřených signálů a výsledků

Fázorový-sinusový-eliptický diagram

Zobrazení a analýza měřených dat je navržena s ohledem na dosavadní systémy pro detekci částečných výbojů. Analogové systémy detekující událost výboje zobrazují pozici výboje v rámci periody elektrického napětí a zobrazují ji jako bod nebo úsečku na elipse nebo sinusovém průběhu. Pro přehlednost bylo pro tuto analýzu doplněno zobrazení ve fázorovém diagramu (obr. 7.3). Hodnoty jsou získány z měření pozice začátku periody a délky periody jako:

$$\varphi = 360 \cdot \frac{(t_a - t_n)}{T} + \varphi_p, \quad (7.1)$$

kde t_a je čas záznamu aktuálního signálu,
 t_n je poslední měřený čas průchodu napájecího napětí nulou,
 T přesně měřená perioda napájecího napětí,
 φ_p posuv úhlu o hodnotu rozdílu fáze napájecího napětí systému a fáze L1 transformátoru.

Měření času průchodu fázového napětí nulou a délky periody lze provádět pouze s omezenou opakovací frekvencí z důvodu plynulosti záznamu dat a přiměřené zátěže digitizéru. Při měření je zapotřebí provést změnu nastavení digitizéru pro nastavení spouštění z externího vstupu, na který je připojen výstup bloku fázové síťové synchronizace. Počet detekovaných záznamů je nastaven na deset pro snížení ovlivnění výsledné měřené hodnoty šumem. Časová základna digitizéru vrací s daty hodnotu času záznamu udávanou v pikosekundách. Přesnost určení času nuly je tedy pro tento účel velmi vysoká. Problémem je však určení hodnoty periody. Přesnost určení je opět vysoká, ne však její stabilita daná časovou fluktuací průběhu fázového napětí. Kolísání hodnoty frekvence 50 Hz závisí na stavu distribuční sítě, za standardního provozu dosahuje stability dle tabulky 7.1:

Tabulka 7.1 Garantovaná stabilita frekvence napájecího napětí.

Frekvence	Maximální odchylka	Minimální hodnota	Maximální hodnota	Limitující doba
50 Hz	± 1%	49,5 Hz	50,5 Hz	99,5% roku
	-6% až 4%	47 Hz	52Hz	0,5% roku

Četnost opakování měření aktuální hodnoty byla experimentálně určena na dobu $t = 2$ s. Po tuto dobu lze za standardního provozu, tedy s odchylkou max. 1% od 50 Hz, počítat s maximální odchylkou periody $\pm 0,2$ ms. Pro detekci pozice v diagramu s uvážením nejvyšší normou přípustné odchylky $\Delta = 0,4$ ms lze určit maximální chybu určení fázového úhlu:

$$\varphi_{\delta} = \frac{T_m \cdot f \cdot \Delta}{T} \cdot 360 = \frac{2 \cdot 50 \cdot 0,0004}{0,02} \cdot 360 = 720^{\circ}. \quad (7.2)$$

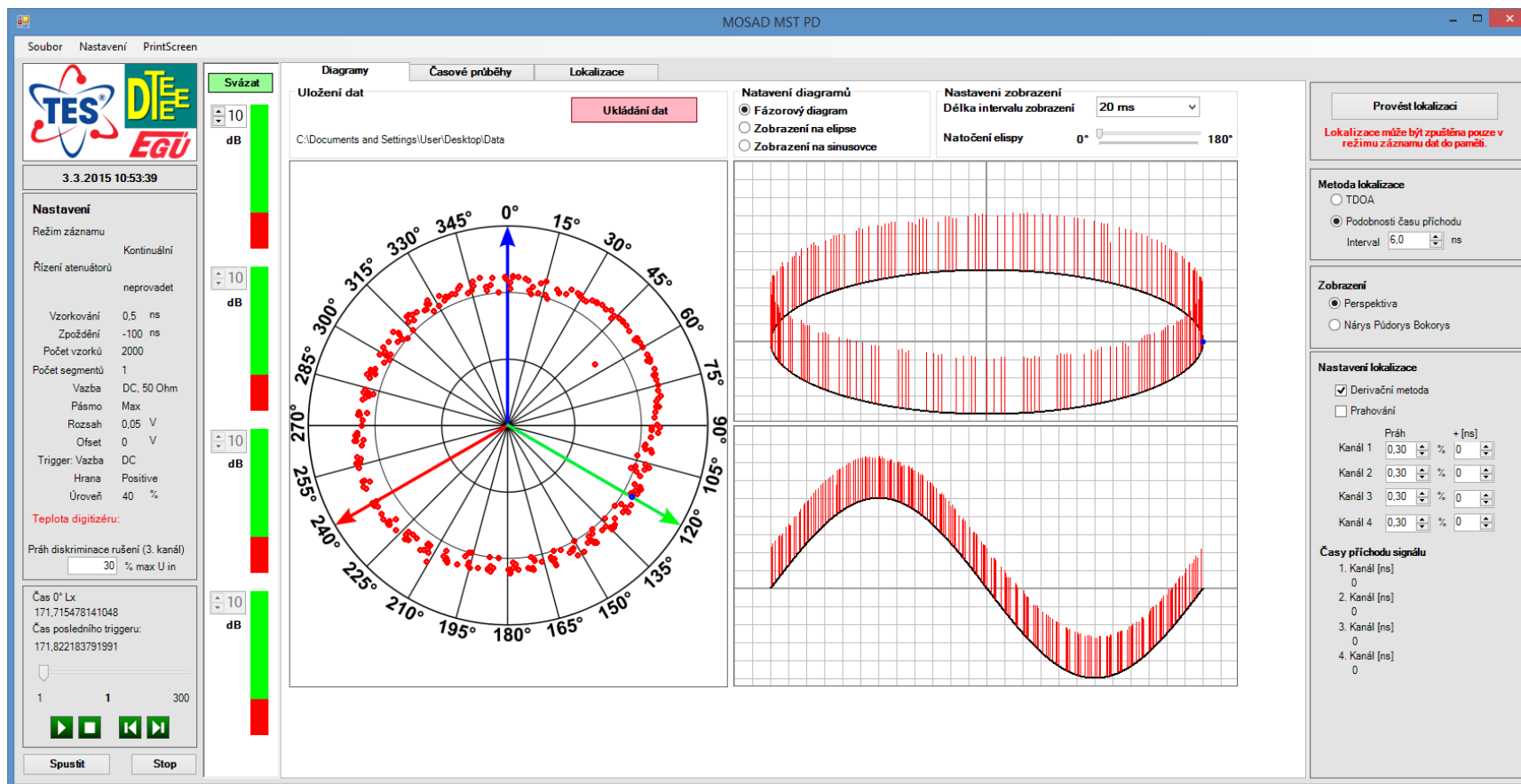
V extrémním případě takto změřené perioda způsobí rotaci fázového zobrazení detekovaných událostí způsobenou nerovností naměřené a skutečné frekvence síťového napětí. Tato situace v reálném měření nenastává, jelikož jsou změny frekvence postupné. Naměřené odchylky měření se obvykle pohybují v rozsahu do 15° od stabilní hodnoty.

Časové diagramy

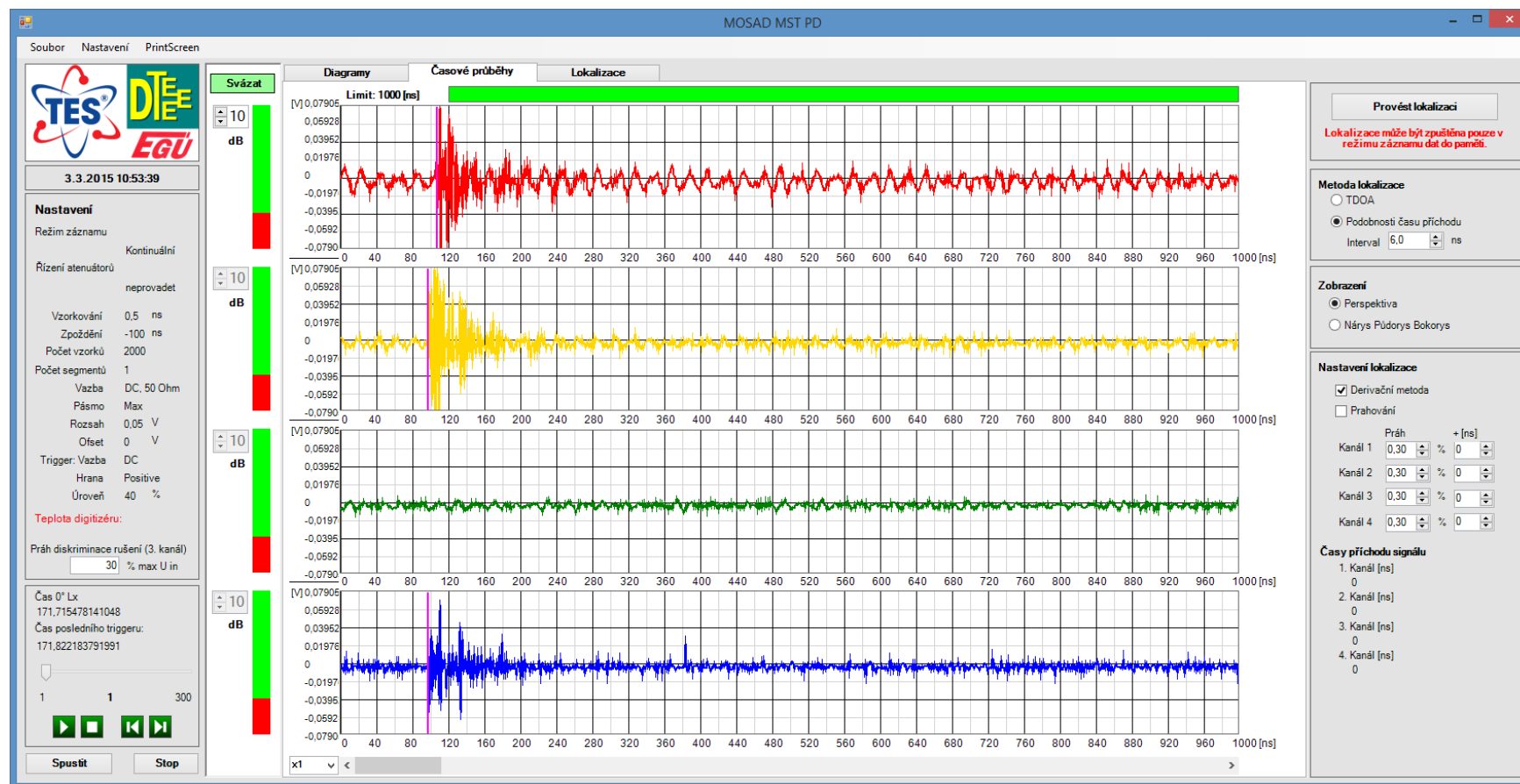
Data jsou zaznamenávána po dobu $1 \mu\text{s}$, což odpovídá při nastavení vzorkovací frekvence 2 GHz/kanál počtu 2000 vzorků/kanál. Průběhy každého kanálu jsou zobrazeny separátně s možností časové lupy (x2,x4,x8). Zvětšení je využíváno hlavně při kontrole výsledků detekce příchodu signálu a její případnou manuální korekci (obr. 7.4). Časová škála os je vždy přepočítána dle nastavené časové lupy a posuvu pro všechny kanály. Úrovňové škály jsou pak přepočítány jednotlivě dle nastavení útlumu atenuátorů.

Prostorová lokalizace

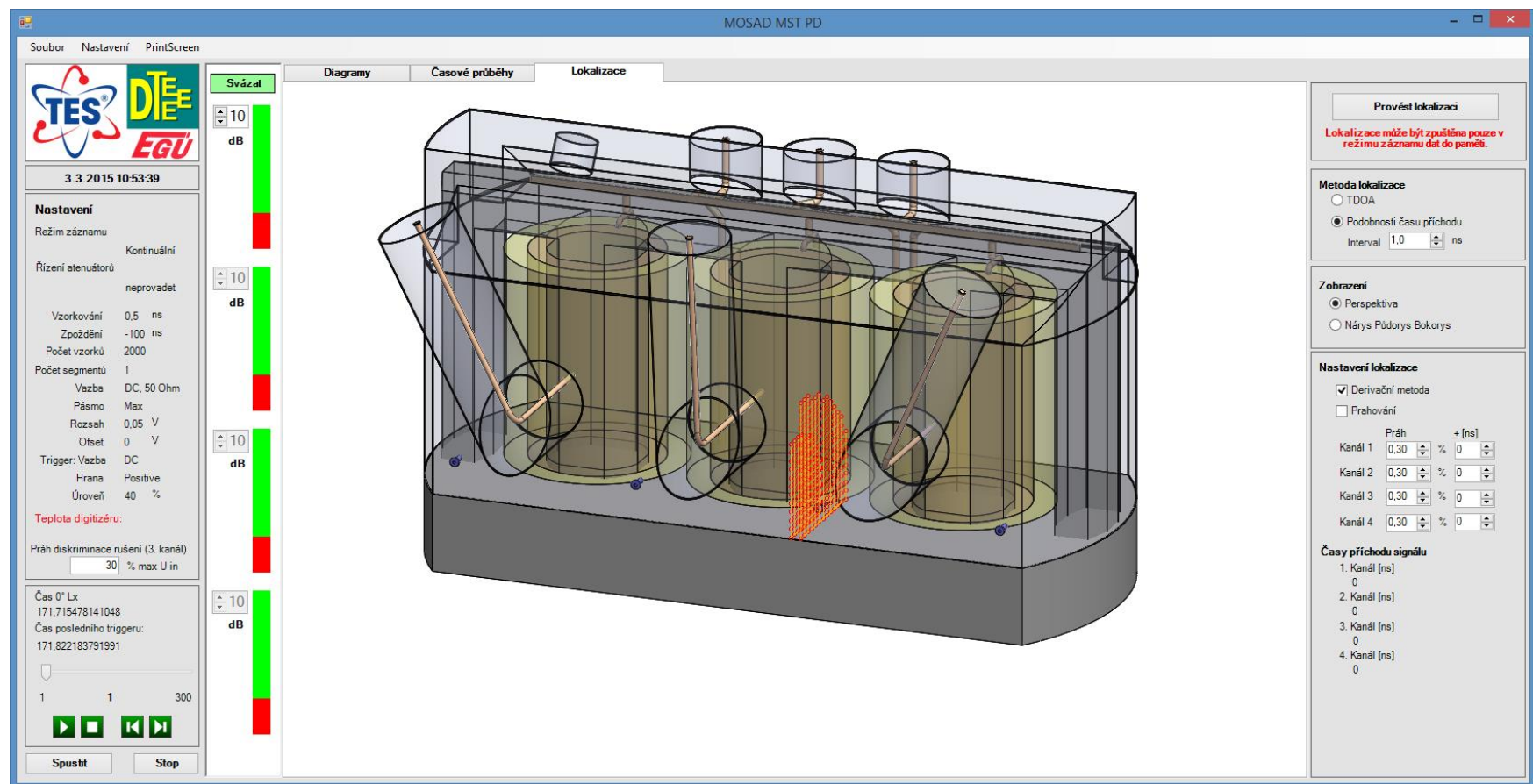
Prostorová lokalizace zdroje signálu je zobrazena ve dvou možných projekcích. Jedná se o standardní průměty nárys, půdorys, bokorys a axonometrické zobrazení, tedy pohled pod úhlem $115^{\circ}/115^{\circ}/115^{\circ}$. Projekce jsou získány z modelu transformátoru vytvořeného v prostředí Solidworks. Dle zvolené lokalizační metody jsou vypočtené pozice zdrojů signálů zobrazeny jako skupina bodů (obr. 7.5) nebo pomocí vykreslení průmětu kružnic do projekcí. Pro axonometrické zobrazení je kružnice promítána pomocí Bézierových křivek.



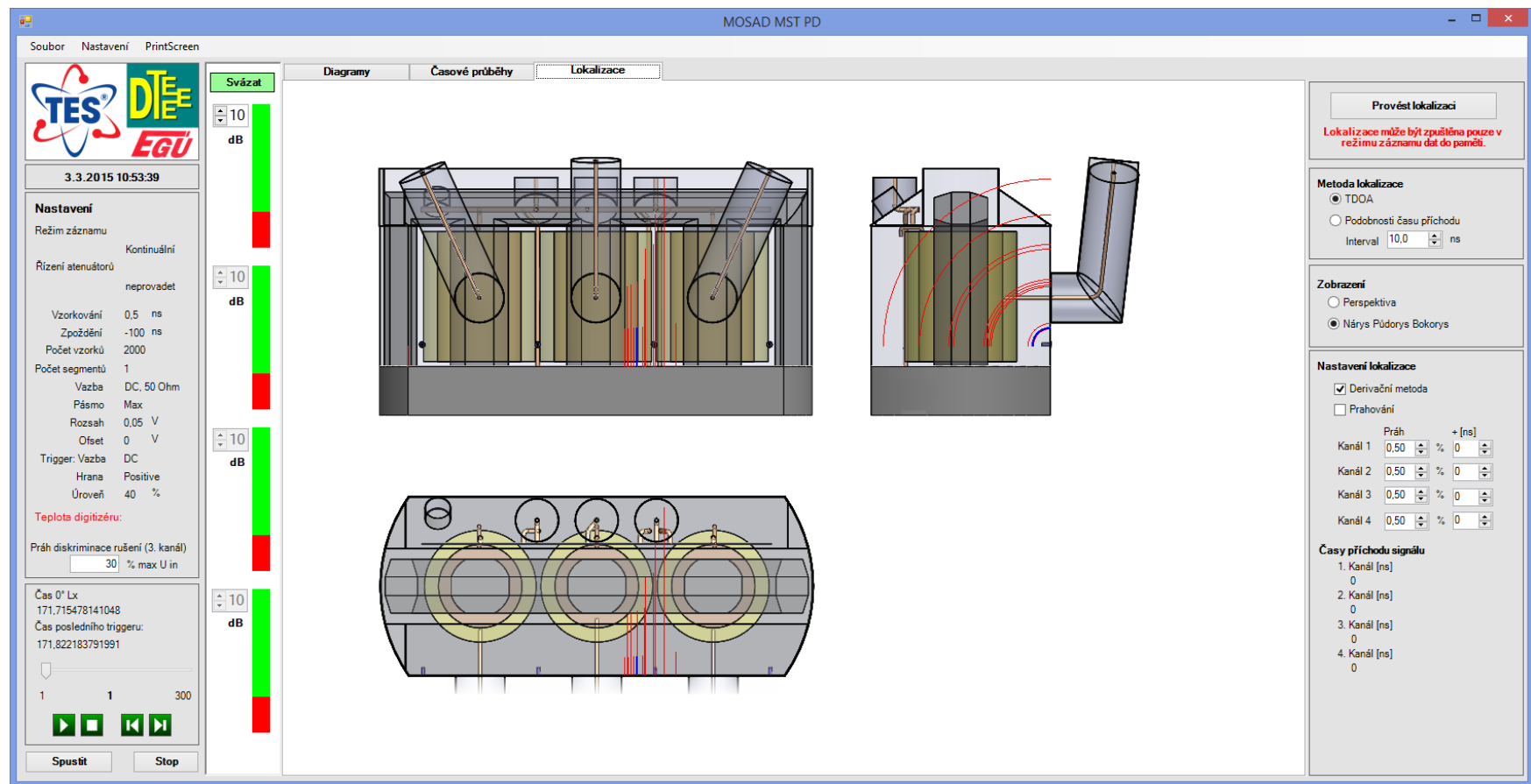
Obrázek 7.3 Okno programu, fázorový, eliptický a sinusový diagram.



Obrázek 7.4 Časové záznamy s vyznačeným časem příchodu signálu.



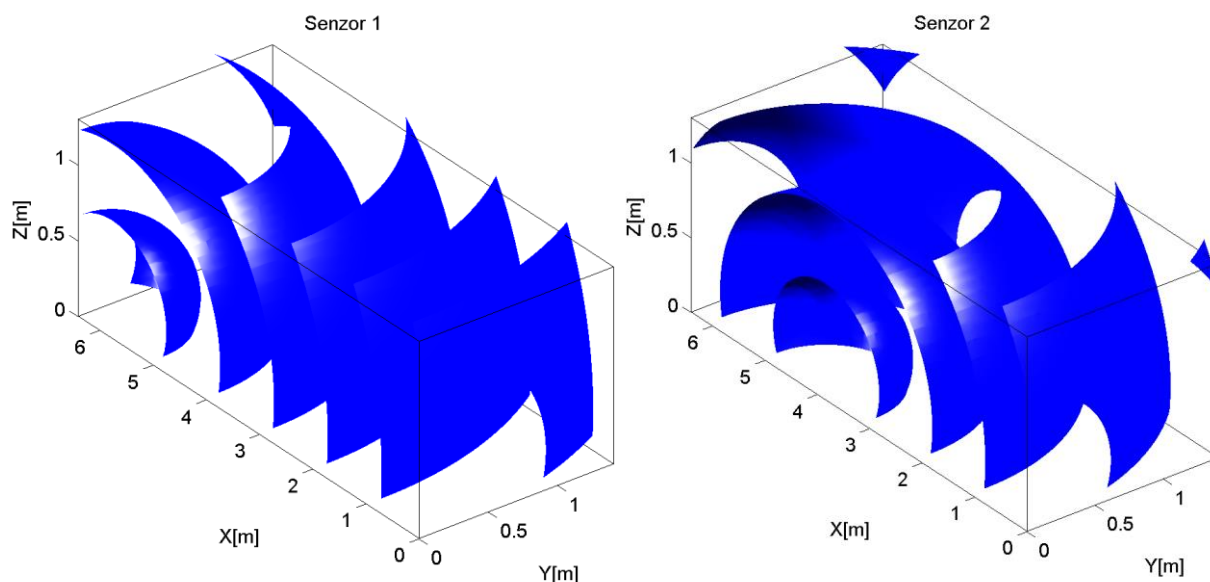
Obrázek 7.5 Zobrazení výsledků prostorové lokalizace komparační metodou.



Obrázek 7.6 Zobrazení výsledků prostorové lokalizace metodou TDMA.

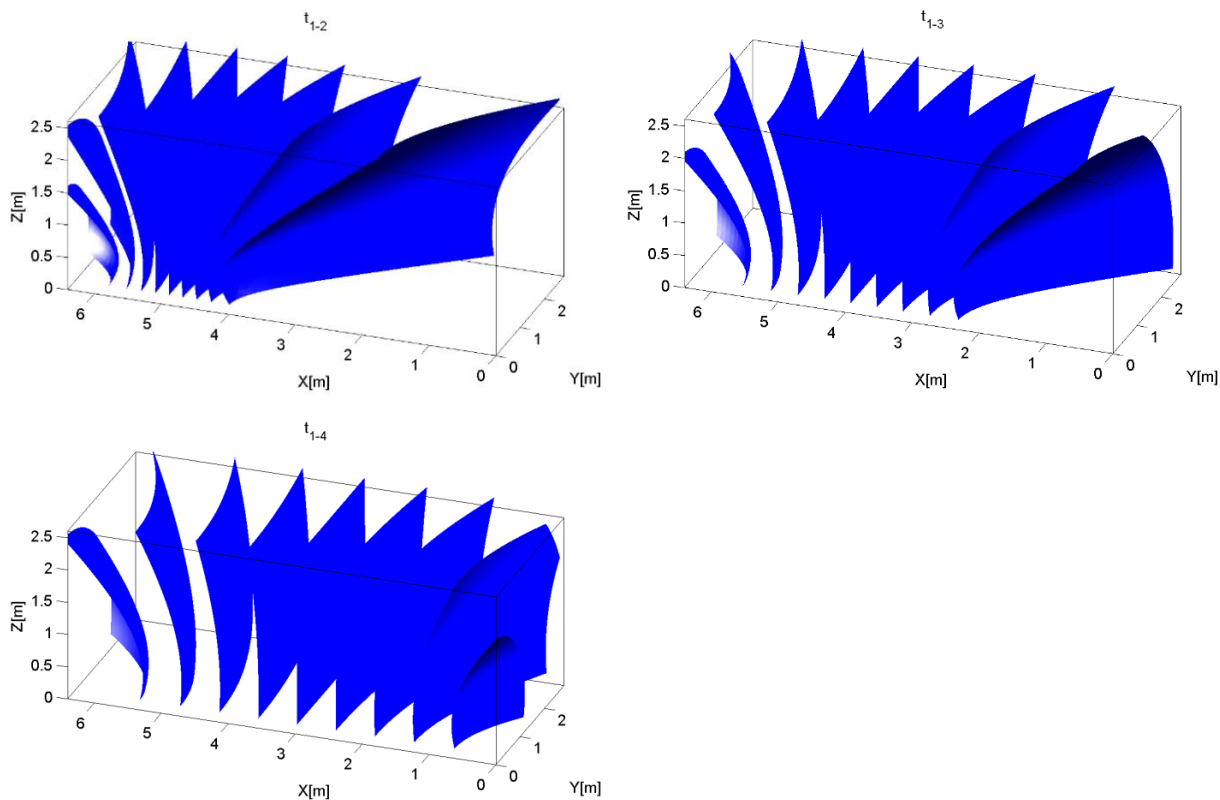
7.1 Prostorová lokalizace zdroje signálu

Výsledky metod prostorové lokalizace zdroje signálu jsou závislé na pozici senzorů. Ideální rozložení popisované v kapitole 3.4 nebylo z technických a bezpečnostních důvodů možné v jaderné elektrárně Dukovany realizovat. Doporučení pro výrobce transformátoru ohledně rozmístění antén počítalo s celkem 12 senzory, 4 po delší straně a 2 na straně kratší. Výškové umístění pro všechny průchodky bylo identické na spodní straně blízko dna nádoby transformátoru.



Obrázek 7.7 Izoplochy dob šíření signálu pro senzory č.1 a č.2.

Realizované průchodky byly však výrobcem umístěny pouze do linie pod výstupy vedení 420 kV. Výslednou geometrií pozice senzorů je linie, která obecně nevede na jednoznačné určení pozice zdroje signálu. Výsledek lokalizace je poloha zdroje na kružnici se středem ve spojovací linii průchodek. Pro danou geometrii odpovídají doby šíření pro první a druhý senzor izoplochám znázorněným na obr 7.7, třetí a čtvrtý senzor jsou pro lineární uspořádání osově symetrické. Vykreslené izoplochy odpovídají kroku 5 nanosekund doby šíření k pozici daného senzoru pro celý vnitřní objem nádoby transformátoru. Z doby šíření lze určit očekávané hodnoty rozdílů času příchodu. Tyto hodnoty odpovídají časům pro přímé šíření, které lze dále dle [36] korigovat kvůli rozdílné trajektorii šíření signálu okolo vnitřní konstrukce transformátoru. Pro danou hodnotu rozdílu časů příchodu signálu k senzorům (t_{12} až t_{14}) se zdroj může nacházet kdekoliv na části rotačního hyperboloidu vypočítaného pro objem transformátoru. Odpovídající izoplochy časových rozdílů t_{ij} jsou vyneseny na obr. 7.8. Tvar a orientace izoploch určuje citlivost detekce pro dané uspořádání antén pro lokalizace v ose x, v ose y je malá změna vstupních hodnot doprovázena velkou změnou pozice.



Obrázek 7.8 Izoplochy rozdílů dob šíření signálu t_{12} až t_{14} .

Výpočet pozice zdroje signálu lze provést čtyřmi metodami popsány v kapitole 3.6. Již diskutované nevhodné rozložení senzorů vede k nejednoznačné detekci zdroje signálu, který je určen jako libovolný bod na kružnici se středem na přímce proložené pozicemi senzorů. Dle použité metody výpočtu pozice zdroje signálu jsou výsledky zobrazeny jako kružnice na axonometrickém zobrazení a bokorysu, nebo jako přímka v nárysu a půdorysu transformátoru. Při použití komparační metody je detekce zobrazena souborem bodů, tvořících opět kruhovou výseč. V následující části jsou prezentovány metoda analytického odvození a metoda komparační.

Lokalizace analytickým výpočtem (TDOA metoda)

Jak bylo zmíněno výše, dané liniové uspořádání senzorů vede z pohledu trojrozměrného prostoru na nejednoznačnou lokalizaci, kdy možné pozice zdroje signálu leží na kružnici. Z praktického hlediska tato skutečnost postačuje alespoň pro odhad pozice, kdy průnik vypočtené kružnice s konstrukčními částmi transformátoru dává dobrou představu o možné pozici výskytu částečných výbojů. V tomto případě je možno soustavu zredukovat na tři rovnice a určit řešení, které jednoznačně určuje pozici zdroje jako bod ve dvojrozměrném prostoru. Tyto tři rovnice mohou být sestaveny pro libovolnou kombinaci tří ze čtyř senzorů. Navíc je možno provést výpočet pro tři různé kombinace senzorů pro zpřesnění koncového řešení, jak bude zmíněno níže.

Pro nalezení řešení soustavy lokalizačních rovnic je pozice prvního senzoru umístěna do počátku kartézského souřadnicového systému. Pro toto uspořádání lze definovat základní soustavu rovnic jako:

$$x^2 + y^2 = v^2 t_0^2, \quad (7.4)$$

$$x^2 + (y - y_2)^2 = v^2 (t_0 + t_{12})^2,$$

$$x^2 + (y - y_3)^2 = v^2 (t_0 + t_{13})^2.$$

Úpravou získáme:

$$x^2 + y^2 = v^2 t_0^2, \quad (7.5)$$

$$x^2 + (y - y_2)^2 = v^2 t_0^2 + 2v^2 t_0 t_{12} + v^2 t_{12}^2,$$

$$x^2 + (y - y_3)^2 = v^2 t_0^2 + 2v^2 t_0 t_{13} + v^2 t_{13}^2.$$

Vyjádřením x^2 z první rovnice lze upravit zbylé na:

$$v^2 t_0^2 - y^2 + (y - y_2)^2 = v^2 t_0^2 + 2v^2 t_0 t_{12} + v^2 t_{12}^2, \quad (7.6)$$

$$v^2 t_0^2 - y^2 + (y - y_3)^2 = v^2 t_0^2 + 2v^2 t_0 t_{13} + v^2 t_{13}^2,$$

a další úpravou kvadratických členů získáme:

$$-2yy_2 + y_2^2 = 2v^2 t_0 t_{12} + v^2 t_{12}^2, \quad (7.7)$$

$$-2yy_3 + y_3^2 = 2v^2 t_0 t_{13} + v^2 t_{13}^2.$$

Z první rovnice úpravou získáme tvar pro y :

$$y = \frac{y_2^2 - 2v^2 t_0 t_{12} - v^2 t_{12}^2}{2y_2} = \frac{y_2}{2} - \frac{v^2 t_0 t_{12}}{y_2} - \frac{v^2 t_{12}^2}{2y_2}. \quad (7.8)$$

Po dosazení do (7.6) a úpravě získáme:

$$t_0 = \frac{v^2 (y_2 t_{13}^2 - y_3 t_{12}^2) + y_3 y_2^2 - y_2 y_3^2}{2v^2 (y_3 t_{12} - y_2 t_{13})}, \quad (7.9)$$

a následně finální vztahy pro souřadnice zdroje:

$$y = \frac{y_2}{2} - \frac{v^2(y_2 t_{13}^2 - y_3 t_{12}^2) + y_3 y_2^2 - y_2 y_3^2}{2y_2(y_3 t_{12} - y_2 t_{13})} t_{12} - \frac{v^2 t_{12}^2}{2y_2}, \quad (7.10)$$

$$x = \sqrt{\frac{v^2 \left(\frac{v^2(y_2 t_{13}^2 - y_3 t_{12}^2) + y_3 y_2^2 - y_2 y_3^2}{2v^2(y_3 t_{12} - y_2 t_{13})} \right)^2}{- \left(\frac{y_2}{2} - \frac{v^2(y_2 t_{13}^2 - y_3 t_{12}^2) + y_3 y_2^2 - y_2 y_3^2}{2y_2(y_3 t_{12} - y_2 t_{13})} t_{12} - \frac{v^2 t_{12}^2}{2y_2} \right)^2}}. \quad (7.11)$$

Vztahy (7.9)-(7.11) jsou odvozeny pro použití tří senzorů. Při celkovém počtu čtyř dostupných senzorů lze definovat tři kombinace (1-2-3; 1-2-4; 1-3-4), jejichž průměrem získáme výslednou pozici s vyšší přesností. Analytické řešení je výhodné pro svou rychlost výpočtu pozice, avšak je velmi citlivé k správné detekci příchodu signálu na jednotlivé senzory. Detekce probíhá vždy v paměťovém módu, je tedy analyzováno 300 průběhů a pro označení určitého místa je očekávána vyšší hustota vyznačených výsledků lokalizace. Pro analytické řešení je detekované místo označeno větším počtem Béziových křivek pro axonometrické zobrazení nebo čtvrtkružnicí a čar pro standardní průměty transformátoru. Jedná se tedy vždy v tomto režimu lokalizace (označeném jako TDOA) o zobrazení každého výsledku výpočtu pozice zdroje separátně. Výsledky jsou z důvodu vysoké citlivosti na přesnost detekce času příchodu signálu nadále filtrovány tak, aby výsledky odpovídající prostoru mimo objem transformátoru byly odstraněny. TDOA metoda je vhodná při analýze jednotlivých záznamů separátně, při kterém lze porovnat pozici na fázorovém diagramu, časové průběhy a výsledky prostorové lokalizace, jelikož jsou všechny zobrazené výsledky překreslovány současně. Aktuální signál je vždy v daném zobrazení zvýrazněn modře.

Komparační metoda

Individuální zobrazení je často výhodné při vyšší hladině šumu. Výsledky detekce příchodu signálu lze manuálně opravit a najít tak přesněji pozici zdroje signálu. Pokud jsou výsledky detekce korektní, je výhodné provést zobrazení kombinující výsledky všech záznamů. Toto je kombinováno právě v případě komparační metody lokalizace. Zde je pro objem transformátoru vypočítána čtyřrozměrná matice $M(x, y, z, t)$ obsahující pro body s odstupem 10 cm hodnoty rozdílu času šíření pro všechny senzory dle soustavy rovnic:

$$t_1 = \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2}, \quad (7.12)$$

$$t_2 = \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2 + (z_2 - z)^2},$$

$$t_3 = \sqrt{(x_3 - x)^2 + (y_3 - y)^2 + (z_3 - z)^2},$$

$$t_4 = \sqrt{(x_4 - x)^2 + (y_4 - y)^2 + (z_4 - z)^2}.$$

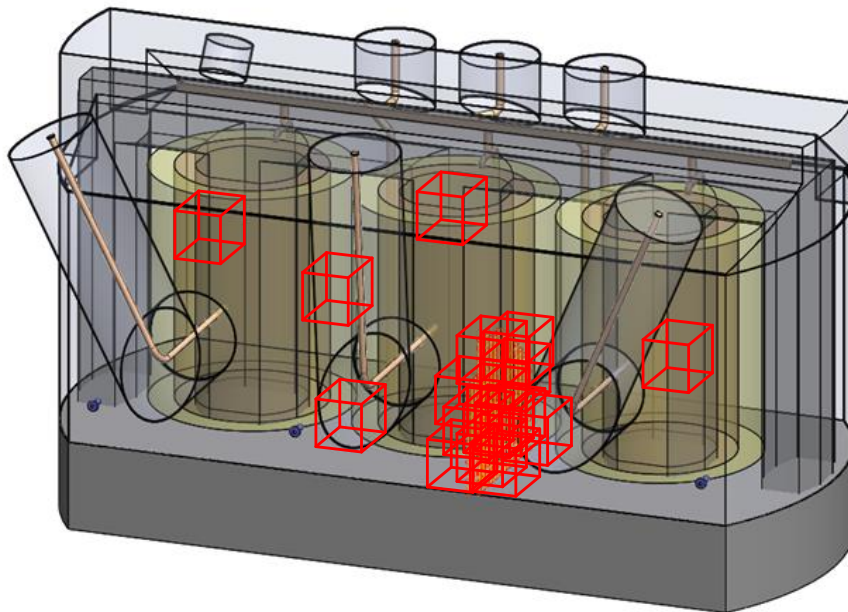
Rozdíly času příchodu poté odpovídají:

$$t_{12} = t_2 - t_1, \quad (7.13)$$

$$t_{13} = t_3 - t_1,$$

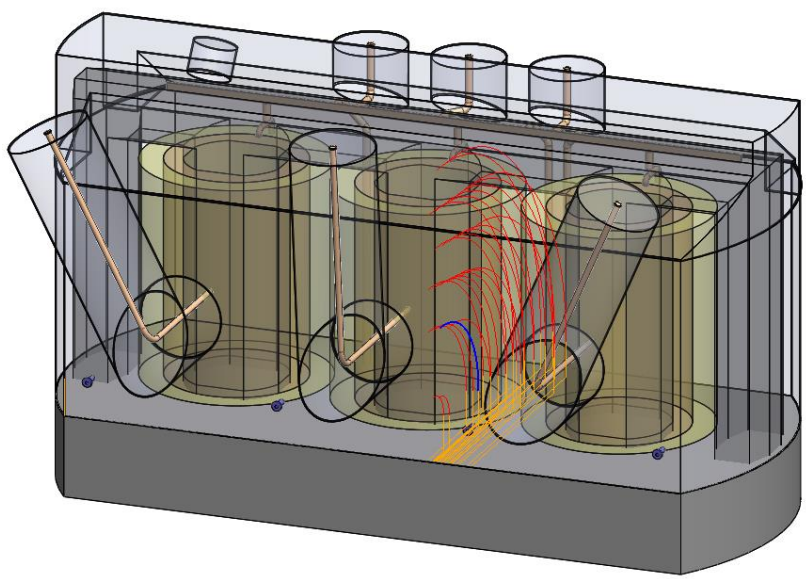
$$t_{14} = t_4 - t_1.$$

Hodnoty časů jsou vypočítány pro přímé trasy šíření dané vzdáleností bodu a daného senzoru. Lokalizace zdroje probíhá porovnáním aktuálně vypočtených hodnot s maticí rozdílů časů šíření. Pro komparační metodu je zaveden další parametr udávající rozsah přesnosti, s jakou se mají data označit jako lokalizovaný bod. Jedná se o uživatelsky zvolený toleranční interval zadávaný v řádu jednotek ns . Hodnoty rozdílů času příchodu jsou poté porovnány s hodnotami v matici M . Spadá-li tato hodnota do intervalu daného bodem v matici a nastaveným tolerančním intervalem, dojde k inkrementaci hodnoty v lokálním okolí daného bodu. Okolí má velikost krychle o délce strany 50 cm, jak je znázorněno na obr. 7.9. Při postupné lokalizaci všech tří set průběhů jsou hodnoty v matici výsledků postupně navyšovány. Vykreslená jsou pouze místa s hodnotou vyšší jak polovina maximální hodnoty v matici výsledků. Touto filtrací je zaručena citlivost na opakující se výboje v určitém místě a potlačení špatně lokalizovaných signálů vlivem chybného určení času příchodu signálu. Komparační metoda je vhodná zejména pro lokalizaci při malém počtu zdrojů, kdy je postupem inkrementace výsledné matice docíleno snížení citlivosti na přesnou detekci příchodu signálu a tím se zvyšuje přesnost prostorové lokalizace.



Obrázek 7.9 Princip komparační metody.

Výběr bodů pro inkrementaci je řízen uživatelsky zadaným intervalem rozdílů aktuálních vypočtených hodnot vůči matici rozdílů časů příchodu. Výsledek lokalizace pro TDOA metodu pro umístění kalibračního zdroje na pozici třetího senzoru je zobrazen na obr 7.10, výsledky lokalizace komparační metodou pro stejný soubor dat jsou zobrazeny na obr 7.11.



Provést lokalizaci

Lokalizace může být způsobilá pouze v režimu záznamu dat do paměti.

Metoda lokalizace

TDOA

Podobnosti času příchodu

Interval 10.0 ns

Zobrazení

Perspektiva

Návys Půdorys Bokorys

Nastavení lokalizace

Derivační metoda

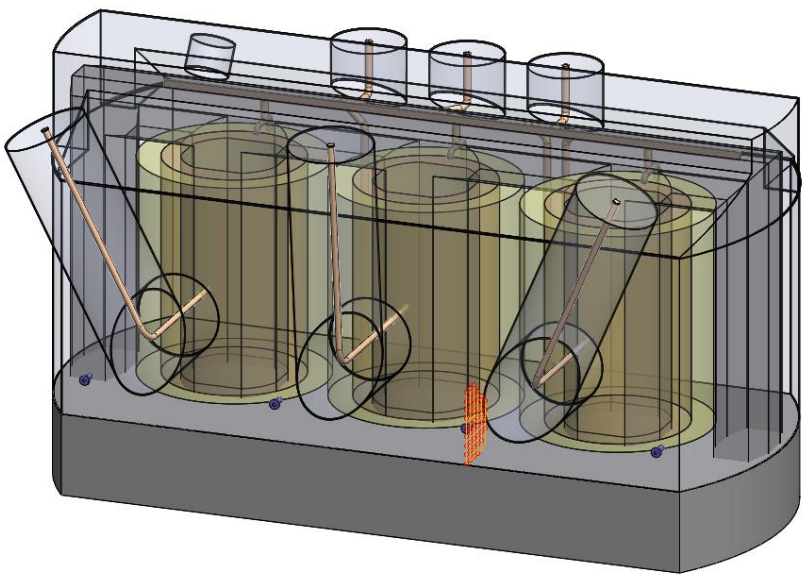
Prahování

Kanál	Práh	+ [ns]
Kanál 1	8,00	0
Kanál 2	8,00	0
Kanál 3	8,00	0
Kanál 4	8,00	0

Časy příchodu signálu

- Kanál [ns] 109,5
- Kanál [ns] 100,5
- Kanál [ns] 0
- Kanál [ns] 99,5

Obrázek 7.10 Výsledky lokalizace kalibračního zdroje na pozici třetího senzoru metodou TDOA.



Provést lokalizaci

Lokalizace může být způsobilá pouze v režimu záznamu dat do paměti.

Metoda lokalizace

TDOA

Podobnosti času příchodu

Interval 0.5 ns

Zobrazení

Perspektiva

Návys Půdorys Bokorys

Nastavení lokalizace

Derivační metoda

Prahování

Kanál	Práh	+ [ns]
Kanál 1	20,00	0
Kanál 2	20,00	0
Kanál 3	20,00	0
Kanál 4	20,00	0

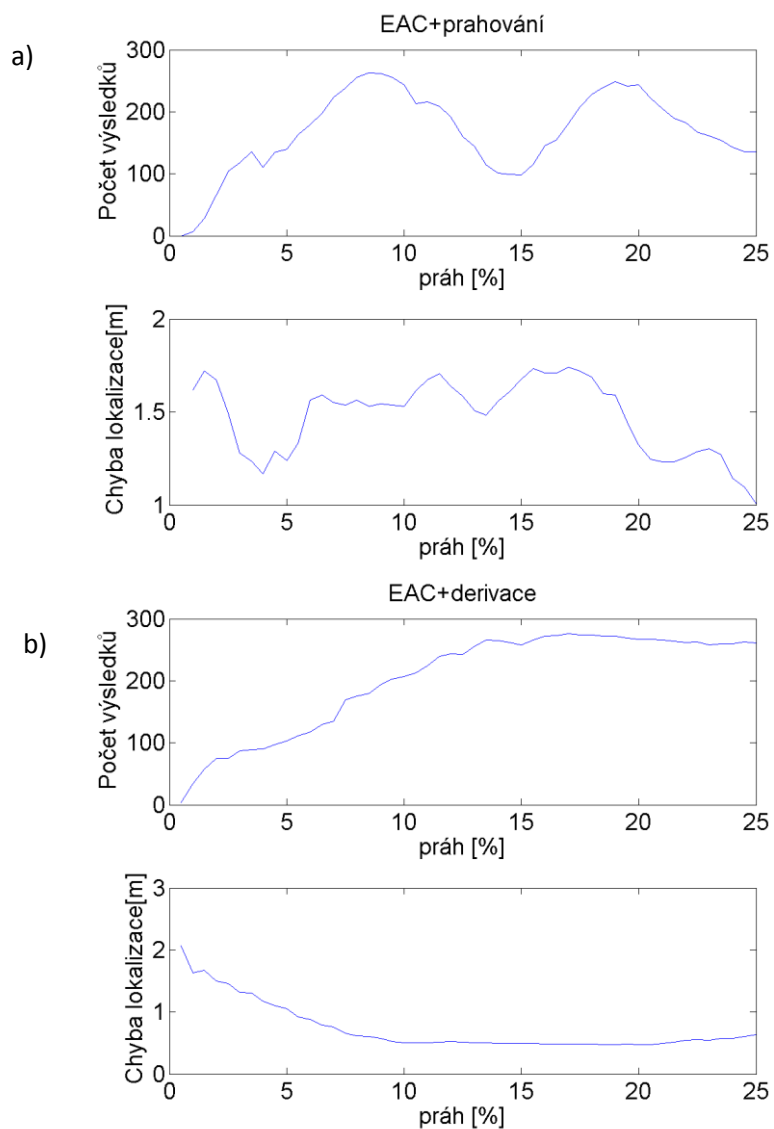
Časy příchodu signálu

- Kanál [ns] 0
- Kanál [ns] 0
- Kanál [ns] 0
- Kanál [ns] 0

Obrázek 7.11 Výsledky lokalizace kalibračního zdroje na pozici třetího senzoru komparační metodou.

7.2 Určení času příchodu a přesnost lokalizace zdroje

Metody určení času příchodu signálu jsou diskutovány v kapitole 3.5. Výsledky metod v reálném provozu lze testovat na kalibračním záznamu dat, kdy je známa pozice zdroje signálu. Soubor testovacích dat obsahuje záznam tří set průběhů, výstupními parametry jsou počet lokalizovaných výbojů v prostoru transformátoru, průměrná hodnota a odchylka průměrné hodnoty od skutečné pozice zdroje. Z hlediska rozložení senzorů v linii je očekávána citlivost na určení pozice v ose x (šířka transformátoru), pro hodnoty osy y (hloubka transformátoru) je výpočet velmi citlivý na malé změny v detekovaných časech příchodu. Výsledky metod detekce času příchodu jsou shrnuty v tabulkách 7.2 až 7.5 a obr. 7.13 až 7.16. Nejvyšší počet lokalizovaných signálů společně s nejnižší odchylkou vykazuje metoda 1. derivace energetické akumulací křivky. Pro obě metody využívající energetickou akumulací křivku (EAC) je zásadní určení optimální hodnoty prahu. Výběr hladiny odpovídá tvaru signálu a hladině šumu. Optimální hodnota lze určit z kalibračního souboru dat, kdy hodnotícími kritérii jsou maximální počet detekovaných výsledků a minimální odchylka. Z prezentovaných výsledků obou EAC metod na obr. 7.12 vykazuje metoda 1. derivace EAC křivky vyšší hodnoty detekovaných pozic současně s nižšími hodnotami prostorové chyby lokalizace, označená zelenou barvou. Použití metody je taktéž vhodné s ohledem na citlivost nastavení přesné hodnoty prahu, kdy výsledky ukazují jen malou změnu v rozsahu prahu $15 \div 25$ %.



Obrázek 7.12 Volba prahu pro EAC křivku a), volba prahu pro 1. derivaci EAC křivky b) na základě počtu lokalizovaných výsledků a chyby lokalizace.

Tabulka 7.2 Výsledky prostorové lokalizace pro metodu: Analytické odvození.

Metoda	Počet detekovaných výsledků n_{det}	Průměrná hodnota		Odchylka [m]
		X [m]	Y [m]	
Prahování	256	3,95	0,74	0,75
EAC + prahování	244	3,95	1,31	1,32
1. derivace EAC	276	3,95	0,47	0,47
En. Kritérium, $\alpha = 1$	218	3,98	0,79	0,8
En. Kritérium, $\alpha = 2$	59	3,78	0,88	0,89
AKAIKE	259	4,05	1,35	1,37
Korelace	142	3,28	0,52	0,77
Kumulanty vyšších řádů	115	3,73	1,18	1,19

Tabulka 7.3 Výsledky prostorové lokalizace pro metodu: Hyperbolická lokalizace.

Metoda	Počet detekovaných výsledků n_{det}	Průměrná hodnota		Odchylka [m]
		X [m]	Y [m]	
Prahování	290	4,25	0,78	0,87
EAC + prahování	282	3,97	1,40	1,40
1. derivace EAC	277	4,12	0,42	0,50
En. Kritérium, $\alpha = 1$	242	4,01	0,69	0,71
En. Kritérium, $\alpha = 2$	78	5,39	1,43	2,09
AKAIKE	290	4,09	1,54	1,56
Korelace	202	4,20	1,55	1,59
Kumulanty vyšších řádů	251	4,05	2,77	2,78

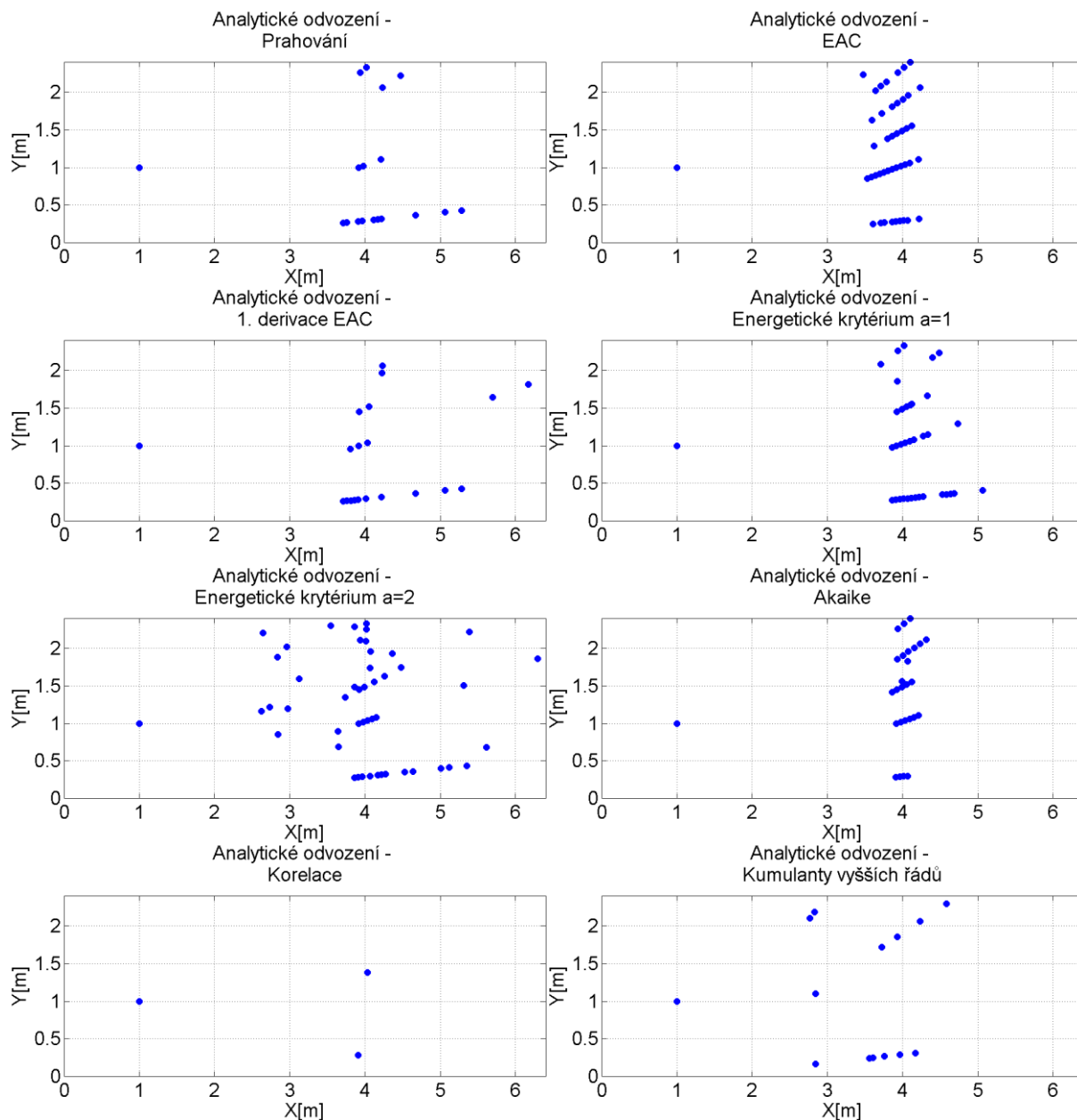
Tabulka 7.4 Výsledky prostorové lokalizace pro metodu: Bancroftova metoda.

Metoda	Počet detekovaných výsledků n_{det}	Průměrná hodnota		Odchylka [m]
		X [m]	Y [m]	
Prahování	298	4,23	0,37	0,53
EAC + prahování	300	3,88	0,59	0,59
1. derivace EAC	300	4,03	0,21	0,28
En. Kritérium, $\alpha = 1$	293	3,96	0,53	0,41
En. Kritérium, $\alpha = 2$	171	5,32	1,57	2,15
AKAIKE	299	3,98	0,53	0,55
Korelace	238	3,90	0,48	0,48
Kumulanty vyšších řádů	300	3,75	0,98	0,99

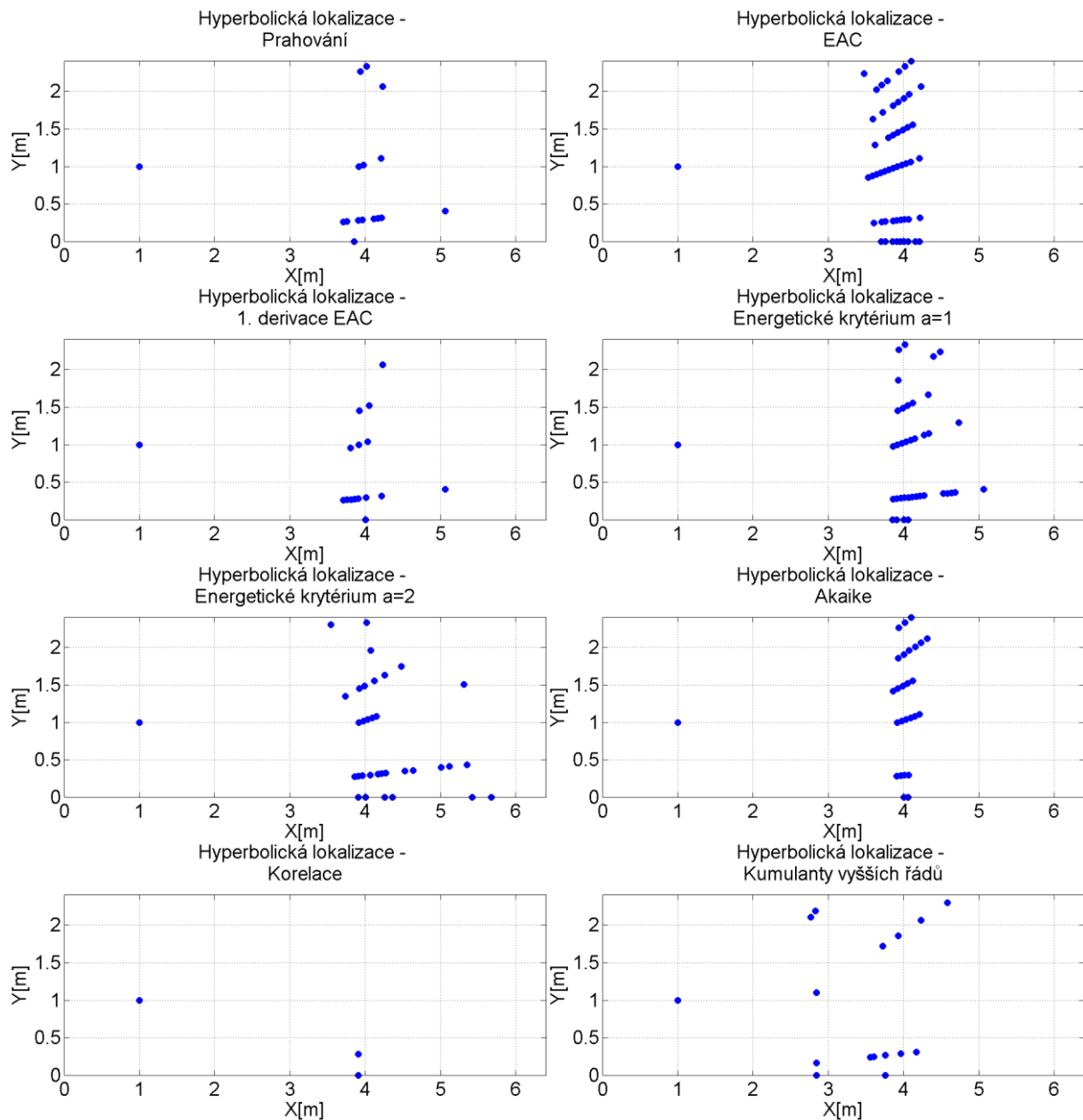
Tabulka 7.5 Výsledky prostorové lokalizace pro metodu: Komparační metoda.

Metoda	Počet detekovaných výsledků n_{det}	Průměrná hodnota		Odchylka [m]
		X [m]	Y [m]	
Prahování	-	3,78	0,92	0,93
EAC + prahování	-	3,77	1,49	1,49
1. derivace EAC	-	3,75	0,7	0,70
En. Kritérium, $\alpha = 1$	-	3,82	1,58	1,59
En. Kritérium, $\alpha = 2$	-	4,36	1,16	2,53
AKAIKE	-	3,88	1,52	1,53
Korelace	-	1,61	0,54	0,56
Kumulanty vyšších řádů	-	3,73	1,1	1,21

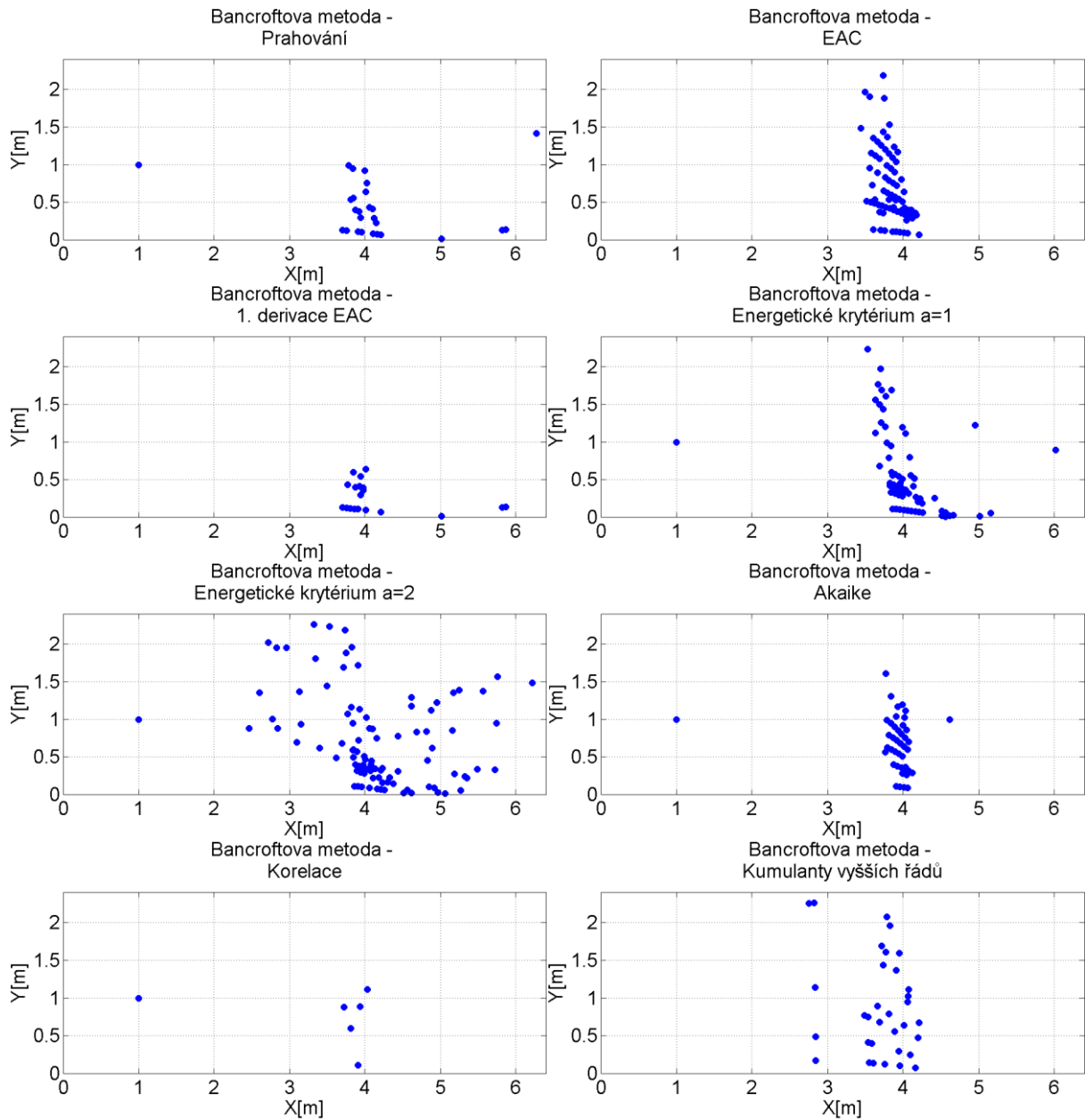
Očekávaná citlivost pro určení x-ové souřadnice je společná pro všechny metody. Z tohoto hlediska vykazují dobré výsledky obě metody EAC, energetické kritérium pro $\alpha=1$ a AKAIKE, u ostatních lze vidět větší rozptyl v ose x. Jmenované metody lze označit jako vhodné pro reálné použití a pro implementaci do softwarové aplikace.



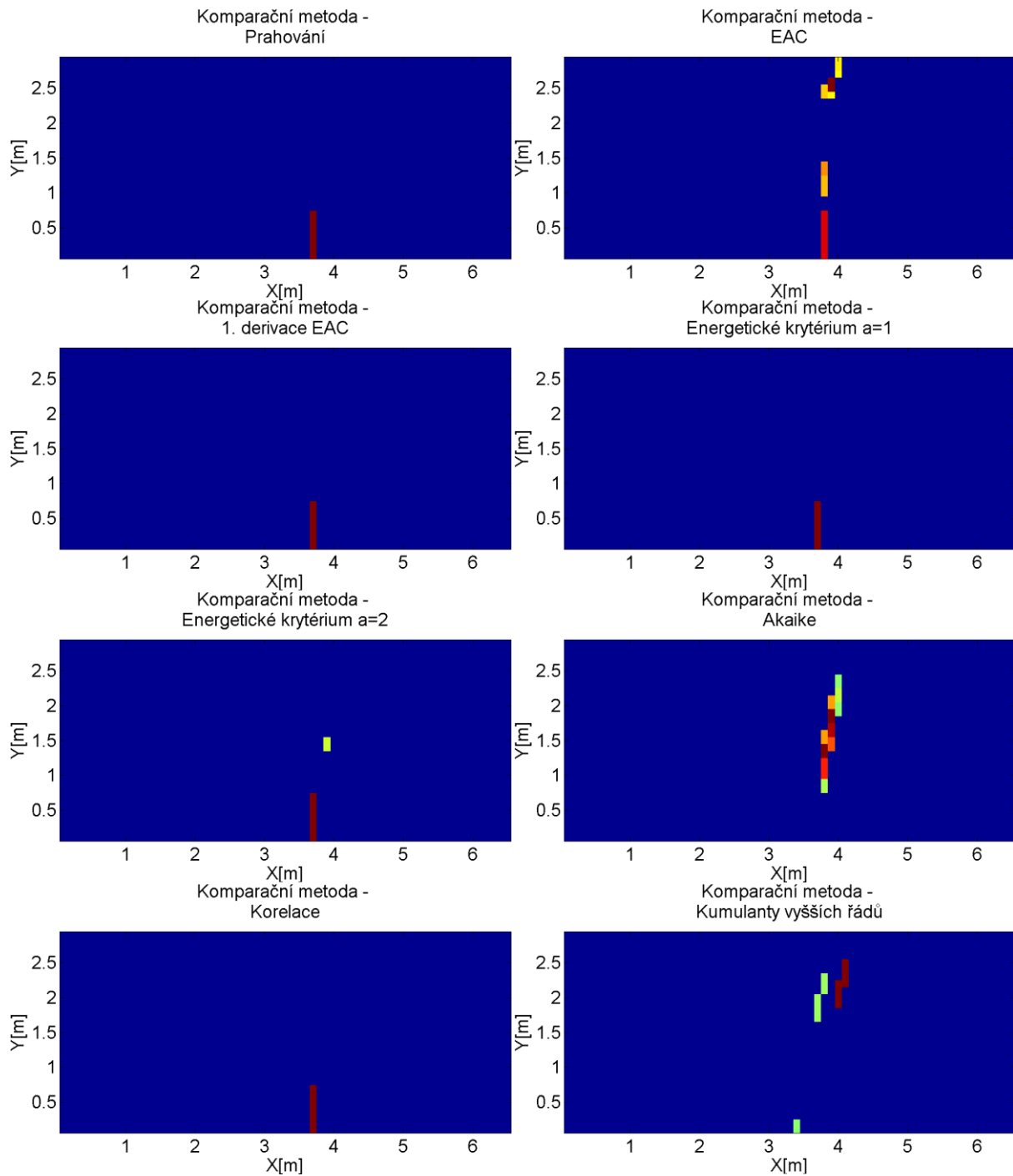
Obrázek 7.13 Výsledky lokalizace pomocí odvozených vztahů pro lineární uspořádání antén.



Obrázek 7.14 Výsledky hyperbolické lokalizace pro jednotlivé algoritmy detekce příchodu signálu.



Obrázek 7.15 Výsledky Bancroftovy metody pro jednotlivé algoritmy detekce příchodu signálu.



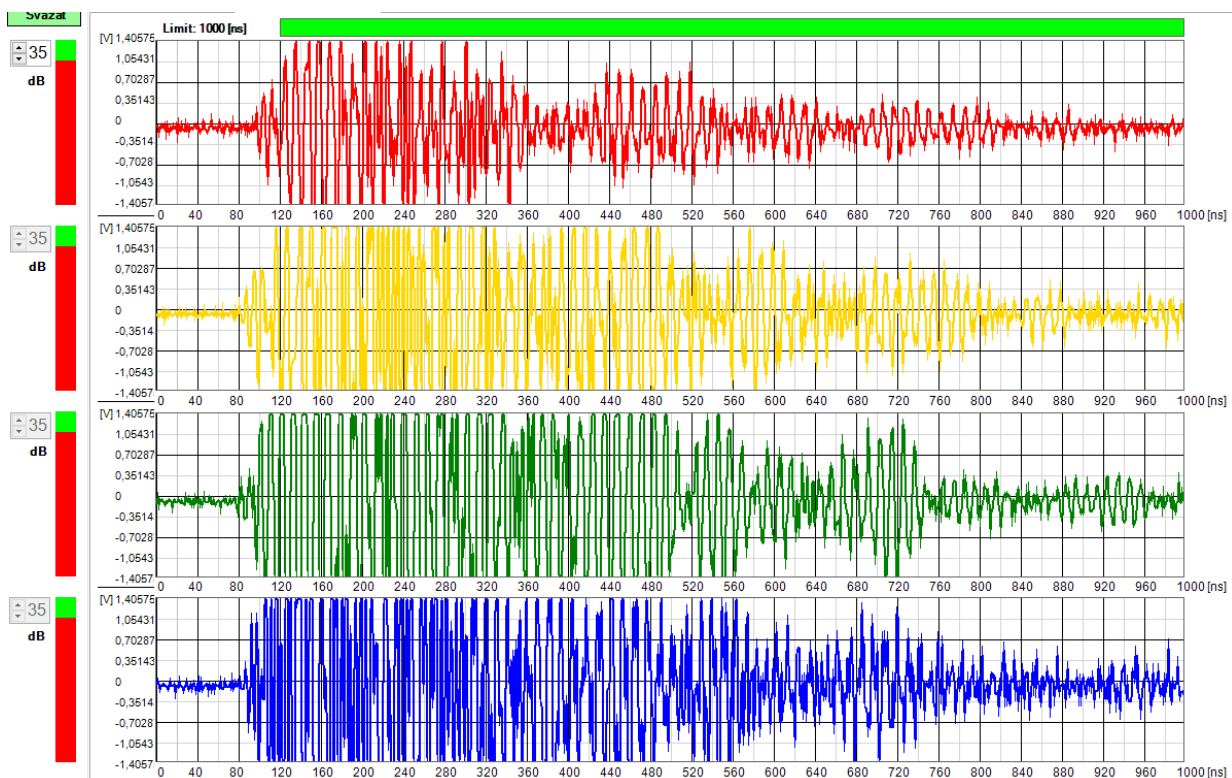
Obrázek 7.16 Výsledky komparační metody pro jednotlivé algoritmy detekce příchodu signálu.

Z porovnávaných metod dosahuje Bancroftova metoda nej přesnějších výsledků. Komparační metoda při dobrých výsledcích lokalizace umožňuje potlačení špatných nebo ojedinělých výsledků.

8 Technická řešení pro zajištění detekce signálů z prostoru transformátoru

Systémy pro detekci částečných výbojů jsou postaveny na předpokladu ideálních stínících vlastností nádoby transformátoru. Tento předpoklad se ukázal být částečně platný pouze v případě rušení od vzdálených zdrojů. Problémem jsou pak signály vyzařované elektrickými výboji pocházejícími z vysokonapěťových vedení připojených k transformátoru, přesněji se jedná o vedení 15,75 kV na straně generátoru a 420 kV vedení na straně distribuční sítě. Tyto signály pronikají přes body připojení do vnitřního prostoru transformátoru a jsou možným zdrojem nepřesné diagnostiky transformátoru.

Na obr. 8.1 jsou ukázány časové průběhy zaznamenaných signálů pocházejících od výbojové aktivity v přívodních průchodkách transformátoru. Jejich charakter se značně liší od signálů, které jsou generovány krátkými přechodovými ději (výboji, kalibračními impulzy) uvnitř transformátorové nádoby. Je patrná především výrazná časová disperze průběhů. Ta je způsobena superpozicí dílčích složek signálu, které jsou důsledkem mnohacestného šíření ze vzdálených částí mimo samotnou nádobu (typicky z průchodek). Na disperzi může mít vliv i rozdílná fázová rychlost frekvenčních složek signálu při šíření prostředím se složitou metalicko-dielektrickou strukturou. Druhým výrazným znakem je poměrně pozvolný nárůst signálu na čele záznamu. Tento jev je způsoben skutečností, kdy při šíření signálu ze vzdálených oblastí mimo transformátorovou nádobu dochází k výraznějšímu útlumu harmonických složek signálu s vyššími frekvencemi. Přítomnost harmonických složek signálu s vyššími frekvencemi v původním impulzním průběhu pak podmiňuje vysokou strmost jeho čela. Uvedená specifika frekvenčních a časových charakteristik signálů nežádoucích pro detekci a zpracování jsou ve vyvinutém systému (spolu s dalšími opatřeními) využita pro jejich selektivní diskriminaci. Dle použitého opatření může být jednak zabráněno jejich detekci použitými signálovými algoritmy nebo mohou být při selektivní detekci vyloučeny z dalšího zpracování.



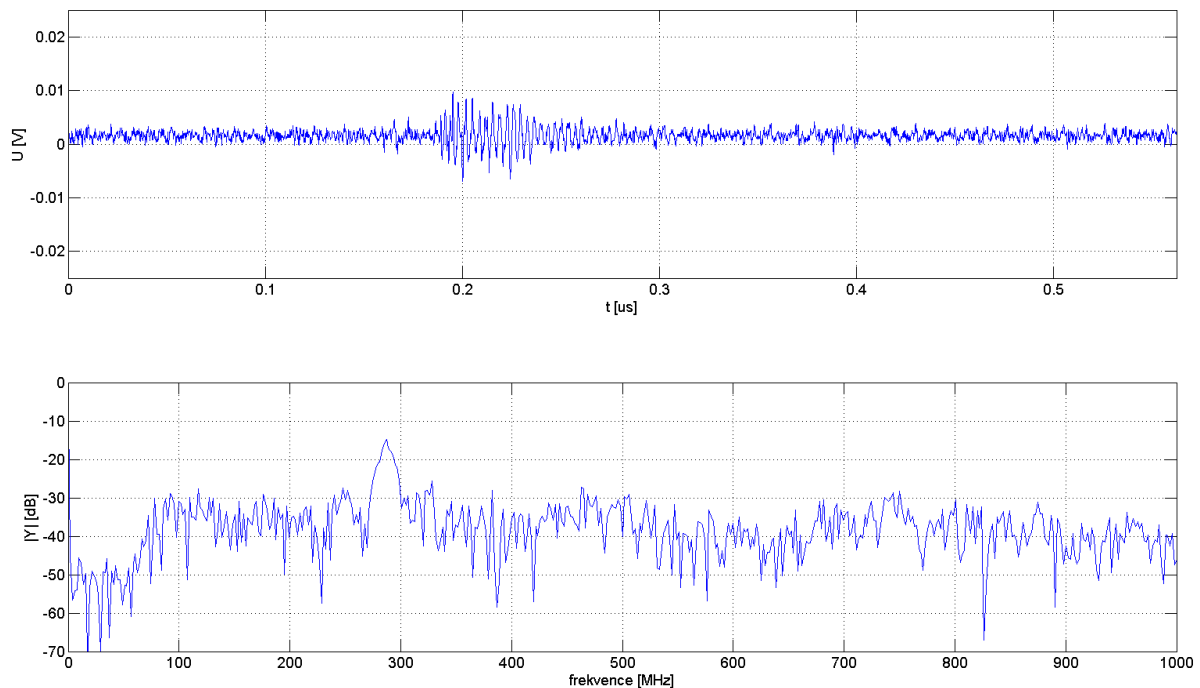
Obrázek 8.1 Příklad signálů výbojů pocházejících z externího prostoru transformátoru.

Zmíněná opatření jsou realizována:

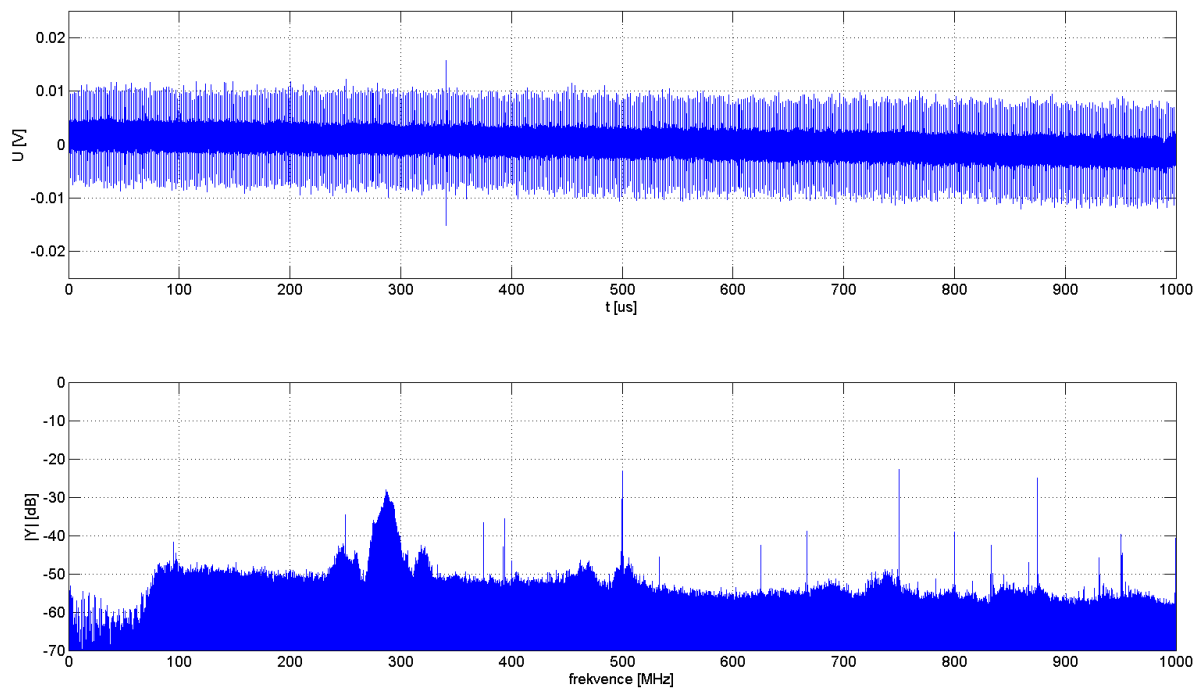
- Technickými prostředky
 - Nastavitelný filtr v UHF senzorech
 - Externí senzor pro snímání rušení
- Softwarovými prostředky
 - Diskriminace dle délky trvání signálu

8.1 Nastavitelný filtr v UHF senzorech

V rámci experimentálního měření na blokových elektrárnenských transformátorech byly zaznamenány signály kalibračního impulsu vyzářeného do nádoby transformátoru společně s impulzními signály přítomnými v transformátoru a pocházejícími ze zapouzdřených vedení. Záznamy jsou analyzovány s cílem nalézt rozdílné vlastnosti signálu dané jinou geometrií šíření v transformátoru a tyto rozdíly použít pro specifikaci nastavení a metodiky měření. Pro záznam bylo použito upravené nastavení digitizéru Acqiris, zaznamenáván byl pouze jeden kanál maximální vzorkovací frekvencí 8 GHz. Analyzovány jsou úseky signálu s kalibračním impulzem, s rušivým signálem a šum pozadí. Kalibrační impuls obsahuje dominantně frekvence v rozmezí od 250 MHz do 350 MHz, při analýze krátkého úseku signálu, obr. 8.2. Provedený výpočet frekvenčního spektra pro signál délky 1ms, obr. 8.3, obsahující cca 600 kalibračních průběhů vykazuje frekvenční složky až do 1 GHz. Frekvenční spektrum reálných částečných výbojů obsahuje vyšší frekvenční složky a lze ho pomocí filtrace separovat.

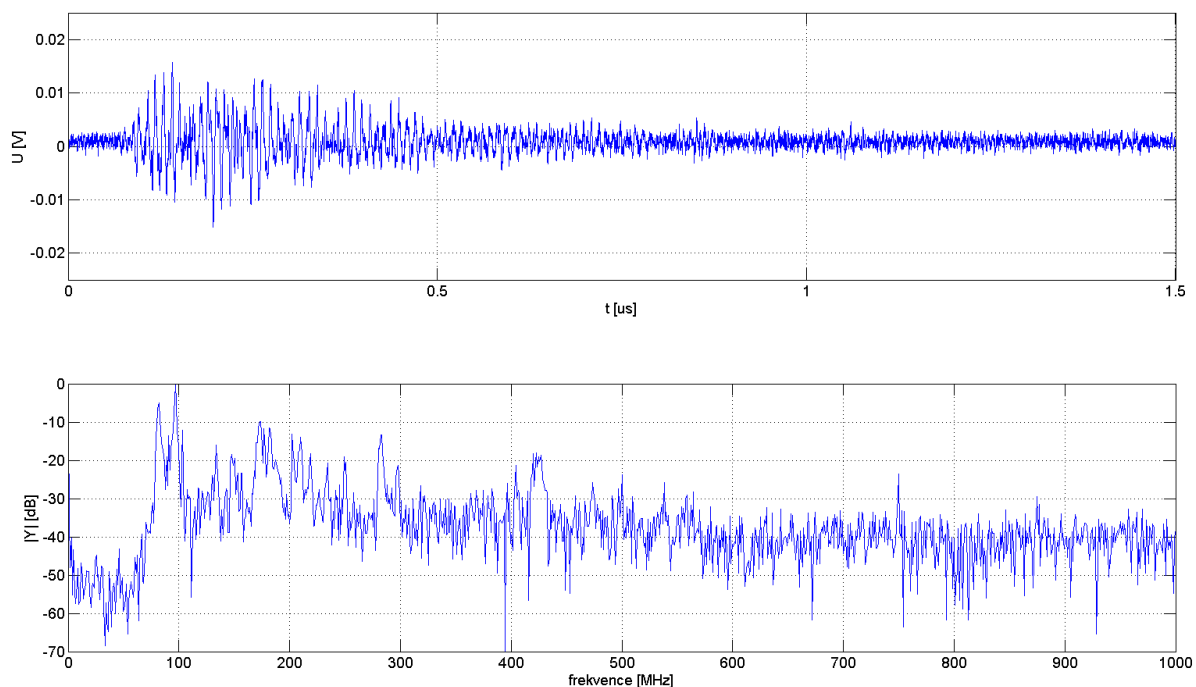


Obrázek 8.2 Záznam kalibračního signálu a jeho frekvenční spektrum.

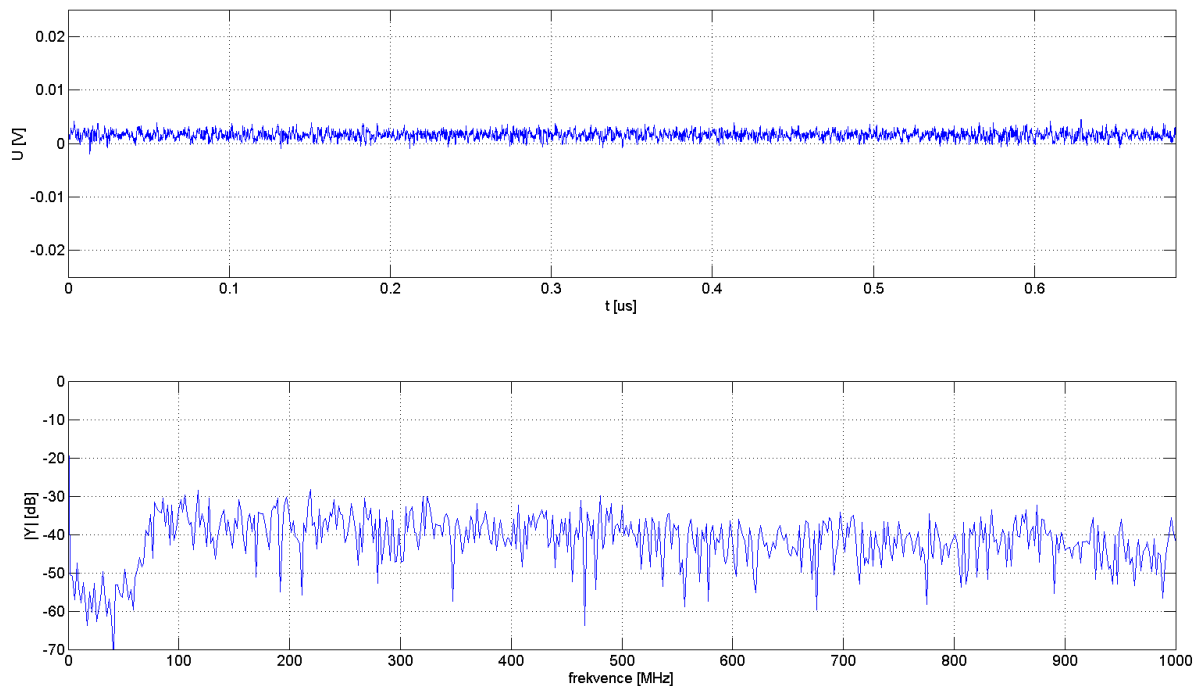


Obrázek 8.3 Záznam délky 1 ms s velkým počtem kalibračních impulzů a několika externím impulzy.

Frekvenční spektrum získané analýzou signálu výboje pocházejícího mimo nádobu transformátoru obsahuje dominantně složky do frekvence přibližně 430 MHz, zde jsou vlivem šíření a odrazů vyšší frekvence utlumeny, obr. 8.4. Šum pozadí na obr. 8.5 neobsahuje žádné zvýšené pásmo ve sledovaném rozsahu.

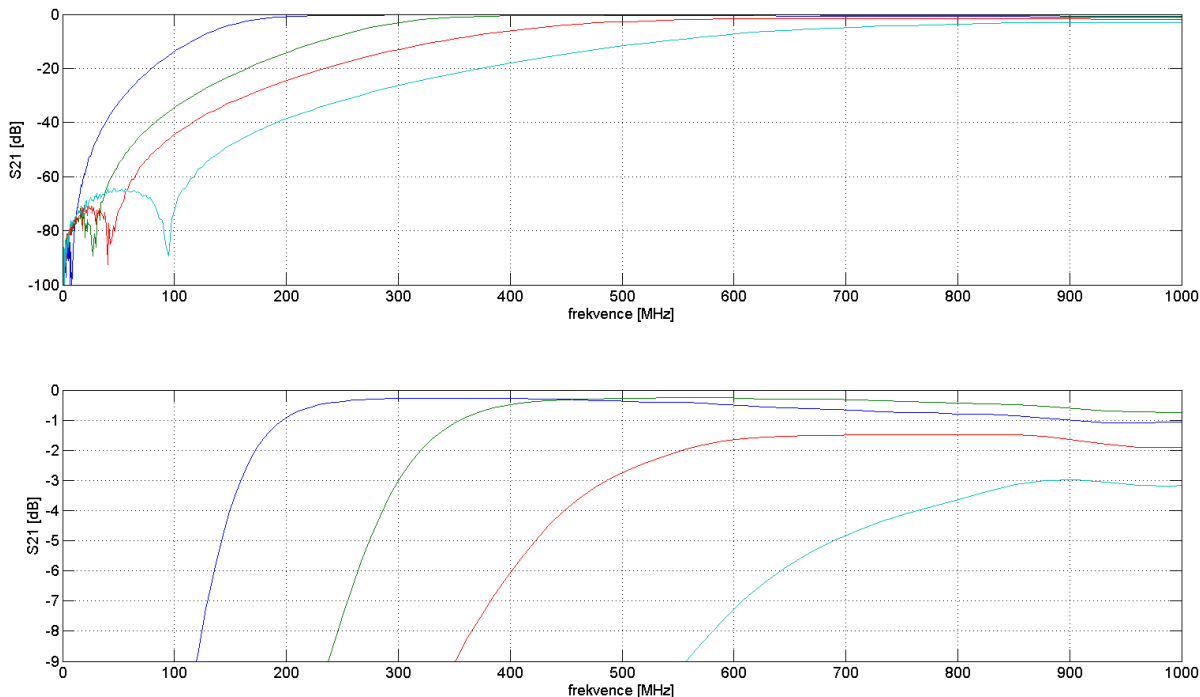


Obrázek 8.4 Záznam rušivého signálu a jeho frekvenční spektrum.

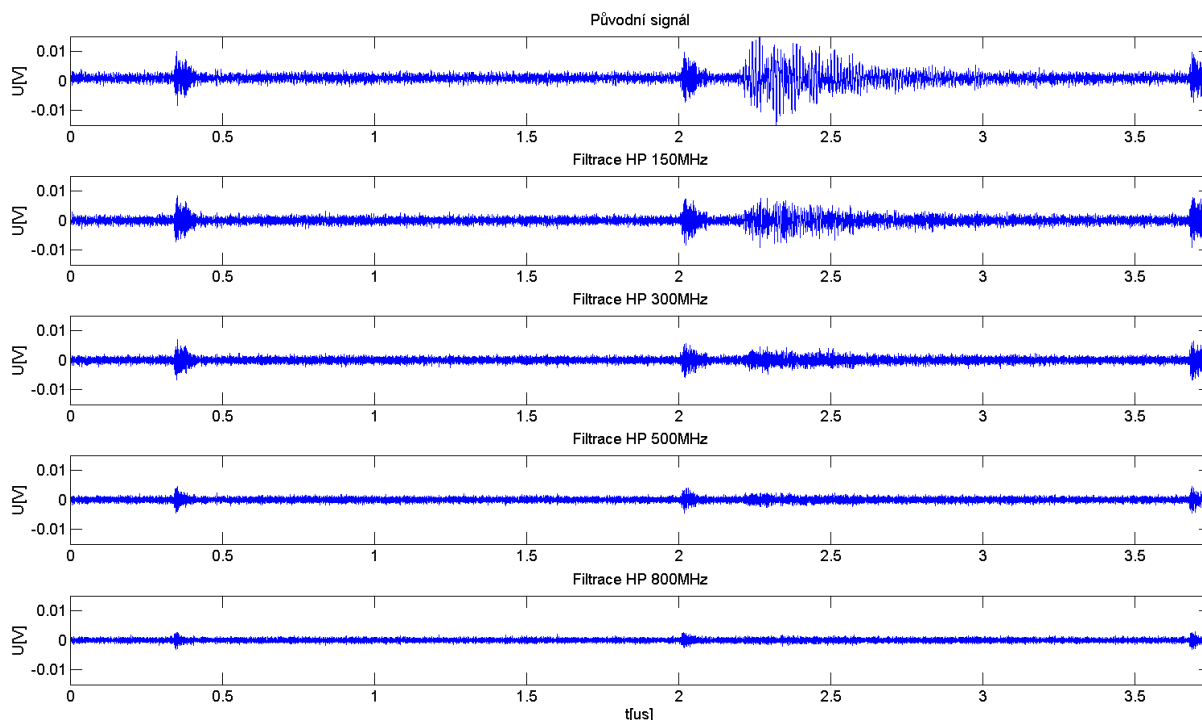


Obrázek 8.5 Záznam šumu na pozadí a odpovídající frekvenční spektrum.

Pro záznam signálů pocházejících z prostoru transformátoru, tedy těch s obsahem vyšších frekvencí a krátkou dobou trvání, lze upravit stávající koncepci senzoru nahrazením jednoho filtru paralelní kombinací filtrů s odstupňovanými hodnotami propustného pásma. Frekvenční přenosové charakteristiky jsou odvozeny od měřených rozptylových parametrů frekvenčních filtrů třetího řádu firmy CoilCraft pro následnou aplikaci do inovovaných UHF senzorů. Jedná se o filtry typu horní propust s mezními frekvencemi 150, 300, 500 a 800MHz, frekvenční charakteristiky jsou zobrazeny na obr. 8.6. Vliv zařazených filtrů na zaznamenávaný signál je uveden na obr. 8.7.

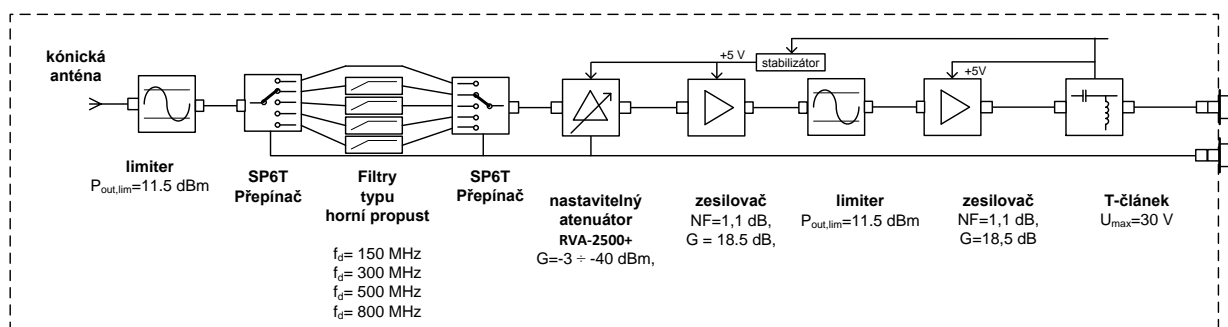


Obrázek 8.6 Přenosová charakteristika filtrů CoilCraft.



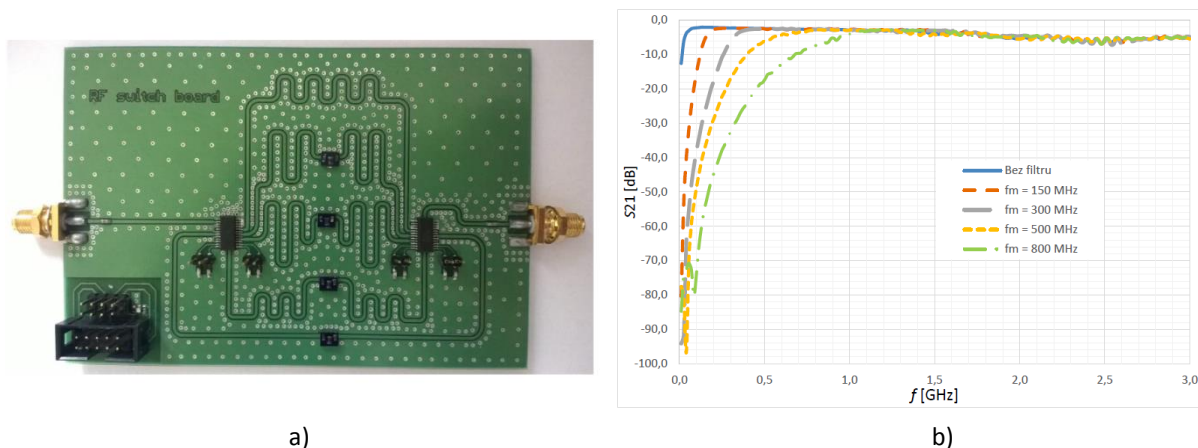
Obrázek 8.7 Vliv filtrace signálu na kalibrační a externí signál.

Rušivý signál je vlivem zařazených filtrů potlačen více než kalibrační signál. Při reálném měření je výhodné nastavit filtr s mezní frekvencí 800MHz a snížit útlum attenuátorů. Při tomto postupu dochází k záznamu signálu s vyšším podílem vysokofrekvenčních složek, tedy signálu, který nebyl ovlivněn dlouhou délkou šíření a spojeným útlumem. Pro získání přehledu o celkovém tvaru signálu je vhodné rozdílné nastavení filtrace na jednotlivých anténách společně s upravením nastavení spouště digitizéru. Při nastavení spouště na druhý nebo třetí kanál společně s filtrem 800MHz lze nastavit zbylé senzory pro filtraci filtrem 150MHz pro zajištění minimálních změn tvaru signálu a ponechání dostatečné amplitudové úrovně pro přesnou detekci doby příchodu. Navržené řešení bylo realizováno v podobě experimentálního zařízení – přepínatelného filtru typu horní propust. S výhledem na budoucí integraci do senzorů bylo zařízení realizováno s využitím součástek pro povrchovou montáž (SMD) pro minimalizaci rozměrů. Rovněž signálové přepínače byly oproti modulům použitým při samotném vývoji nahrazeny integrovanými obvody pro snížení rozměrů elektroniky senzoru a výsledné ceny. Nové řešení filtru je provedeno dvojicí SP6T přepínačů pro výběr větve obvodu s příslušným filtrem.



Obrázek 8.8 Blokové schéma upraveného senzoru s přepínatelným filtrem.

Jedna trasa je ponechána bez vřazeného filtru. Přepínání je prováděno na základě tabulky daného přepínače pomocí TTL hodnoty přivedené na tři řídicí piny přepínače. Obvod filtru a přepínačů je zapotřebí realizovat s ohledem na celkové zpoždění v každé větvi. Při návrhu plošného spoje je tak nutno dodržet stejnou délku vodičů u všech filtrů, například dle testovací desky filtrů na obr. 8.9 a) [47]. Přenosové cesty byly řešeny jako koplanární mikropáskové vedení pro jeho jednoduchost a vyhovující vlastnosti. Měřené charakteristiky přepínatelného filtru jsou zobrazeny na obr. 8.9 b)).



Obrázek 8.9 Testovací deska přepínatelného filtru a), měřená přenosová charakteristika b). [48]

8.2 Externí UHF senzor

Nově je u systémů pro detekci částečných výbojů používán externí UHF senzor pro získání informace o původu signálu. Pokud se zdroj signálu nachází v transformátoru, je pro vnější prostředí odrušen a není vně transformátoru detekovatelný. Ostatní signály, které se do transformátoru šíří přes průchodky ze strany 15,75 kV nebo 400 kV jsou detekovatelné i vně transformátoru. Tento jev je v případě vedení 15,75 kV způsoben přítomností dilatačních spojů průchodek, které umožňují vyzářování elektromagnetického signálu ven z průchodky. V případě vedení 400 kV je vyzářování umožněno v místě napojení průchodky na výstupní izolátor. Na základě pozorování těchto jevů a jejich analýzy byla navržena, ověřena a implementována dílčí metoda diskriminace rušených akvizic signálu. Principem metody je umístění externího senzoru na servisní lávku na horní straně transformátoru dle obr. 8.10. Toto umístění zajišťuje dostatečnou citlivost pro snímání rušivého signálu od napájení 15,75 kV i 400 kV.



Obrázek 8.10 Umístění standardního senzoru na lávce transformátoru při testech metody diskriminace rušených akvizic a), konstrukce externího senzoru s dielektrickým krytem antény b).

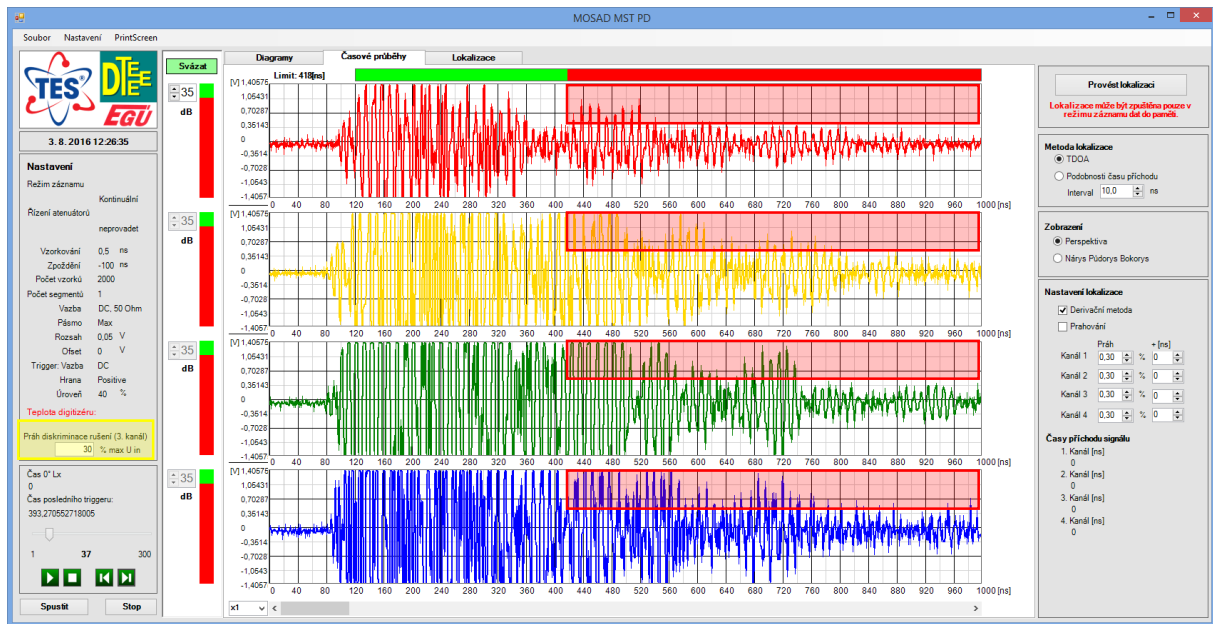
Metoda diskriminace rušených akvizic je poté založena na zavedení podmínek před zpracováním dat. Externí senzor je připojen místo třetího interního senzoru k hlavní jednotce systému. Úroveň externího signálu je brána jako informace pro uložení či smazání aktuální sady záznamů signálů z interních senzorů. Selektivita diskriminace záznamů je určena nastavením atenuátoru v externím senzoru a hodnotou limitu amplitudy signálu určeného jako procentuální část z nastaveného napěťového rozsahu digitizéru. Útlum atenuátorů interních senzorů je postupně snižen na minimum s cílem zajistit záznam signálů s nejnižší možnou úrovní. Diskriminace rušení je možná pro všechny měřicí módy s podmínkou využití třetího kanálu pro zapojení externího senzoru. Z důvodu snížení počtu kanálů určených pro záznam interních signálů je nutné upravit postup výpočtu pozice zdroje pro použité metody lokalizace. Detekce času příchodu není v tomto případě pro třetí kanál prováděna.

Navržená diskriminační metoda byla ověřena při experimentálním měření, kdy byly do nádoby transformátoru vysílány slabé kalibrační impulzy o nízké úrovni. Uměle injektované signály bylo možné zaznamenat s velkou úspěšností i přes velký počet rušivých signálů detekovaných v kontinuálním režimu.

8.3 Softwarové prostředky

Diskriminaci neužitečných záznamů je možné provádět i na základě vyhodnocení délky trvání impulzního signálu. Pokud se tvar signálu vyznačuje dlouhou dobou trvání, lze využít úroveň ve stanoveném intervalu z celkové délky záznamu jako rozhodovací pravidlo pro jejich odstranění z dalšího zpracování. Nastavení prahové hodnoty doby trvání se provádí ovládacím prvkem nad zobrazenými signály dle obr. 8.11. Volba probíhá posunem zelené / červené oblasti s cílem získání signálů s krátkou dobou trvání. Červeně vyznačená oblast je definována nastaveným časem a hodnotou prahu pro odstranění rušení označeným na obr. 8.11 žlutým rámečkem. Hodnota prahu se definuje v procentech z nastaveného napěťového rozsahu kanálů.

Navržená opatření pro zajištění záznamu signálů pocházejících z vnitřního prostoru transformátoru mají za cíl zvýšit celkové procento hledaných signálů z celkového počtu tří set záznamů u paměťového módu. Při nález takovýchto signálů je zapotřebí provést záznam dostatečného počtu signálů a provést prostorovou lokalizaci. Pro transformátor bez částečných výbojů znamená aplikace diskriminačních opatření zastavení záznamu, tedy že žádný záznam nesplní podmínky pro zobrazení a lze tedy transformátor označit za prostý částečných výbojů převyšujících citlivost měřicího systému.



Obrázek 8.11 Metoda diskriminace signálu dle délky trvání signálu.

9 Metodika měření částečných výbojů

V rámci výzkumu pokročilých metod detekce a prostorové lokalizace částečných výbojů byla pro jejich efektivní nasazení vyvinuta metodika obsahující postupně jednotlivé kroky, při kterých je úpravou nastavení a zapojení systému dosaženo potlačení rušivých signálů z externího prostoru transformátoru. Pro každý bod metodiky je doporučeno provádět ukládání měřených dat pro pozdější zpracování a testování nových metod na reálných záznamech. Z hlediska velkého počtu signálů v transformátoru jsou uložená data důležitým prvkem snížení rizika opomenutí některých záznamů.

Vyvinutá a ověřená metodika sestává z následujících kroků a procedur:

1 Kalibrace systému

- Systém je instalován na blokovém transformátoru dle požadavků na bezpečnost JE Dukovany.
- Připojeny jsou všechny 4 interní senzory. Senzory 1, 2 a 4 jsou umístěny na pozici v transformátoru. Senzor 3 umístěn na přístrojovou skříň systému.
- Na pozici třetího senzoru je umístěn zdroj kalibračních impulsů s připojeným generátorem spouštěcích impulsů. Generátor je spuštěn zkratovací spojkou N konektoru vstupu I/O.
- Nastavení software:
 - Mód Kontinuální – provede se nastavení útlumu atenuátorů pro získání plného rozsahu na každém z kanálů. Je-li hodnota nízká, vyměňte baterii ve zdroji kalibračních impulsů. Při velkém počtu rušivých signálů je zapnuta diskriminace pomocí délky trvání signálu.
 - Mód Paměťový – záznam dat je proveden s upraveným nastavením v minulém kroku tak, aby byl počet kalibračních signálů > 80 % z celkového počtu 300 záznamů. Lokalizace musí ukázat na polohu třetího senzoru. Pro optimální výsledky upravte velikosti prahů na hladinu korespondující s úrovní šumu na pozadí.
 - Výsledky lokalizace a hodnoty atenuátorů jsou zaznamenány do protokolu.

2 Kontinuální mód

- Všechny senzory jsou umístěny v transformátoru
- Provést přehled signálu, útlum atenuátorů snížit postupně na minimum. Pro minimální útlum nastavit časovou diskriminaci na 500 ns. Hodnota nastavení filtru v senzorech nastavena na 800 MHz.
- Připojit externí senzor, zapnout funkci odstranění rušení (diskriminační metoda pomocí externího senzoru), opakovat postup dle předchozího bodu.
- Provést uložení dat pro dodatečnou kontrolu.
- Při zjištění signálu s krátkou dobou trvání provést měření s identickým nastavením pro paměťový mód.

3 Paměťový mód

- Provést záznamy pro nastavení atenuátorů od maxima po minimum s připojeným externím senzorem a zapnutou funkcí pro odstranění rušení. Při nalezení signálu s krátkou dobou trvání provést uložení dat.
- Uložení dat pro nalezené signály částečných výbojů provést minimálně 3 krát pro off-line zpracování.

Prostorová lokalizace

Prostorová lokalizace je možná pouze v paměťovém módu. Přesnost prostorové lokalizace je určena strmostí náběžné hrany obálky signálu. Při pomalé náběžné hraně obálky signálu je detekce příchodu signálu nepřesná z důvodu nepřesného určení času příchodu signálů. Pro zjištění pozice jednotlivých záznamů lze použít TDOA metodu, zde je aktuálně vybraný záznam odlišen modrou barvou od ostatních výsledků lokalizace. Tímto postupem lze provádět korekce lokalizace při manuální úpravě časů příchodu signálu, kdy je vlivem pomalé nástupné hrany nebo vyšší hladinou šumu pozadí zhoršená přesnost detekce času příchodu signálu.

Volba detekční metody závisí na počtu detekovaných signálů z celkového počtu 300 záznamů. Pokud lze specifickým nastavením zaznamenat cílený signál s úspěšností >30 %, poté je výhodné použít metodu komparační lokalizace. Při záznamu ojedinělých výbojů použít TDOA metodu s kontrolou detailu detekovaného času příchodu.

10 Přínosy disertační práce

Přínosem disertační práce je návrh konstrukčních a programových prostředků souhrnně tvořících tzv. diskriminační metodu.

V transformátoru je možné zaznamenat velké množství impulzních elektromagnetických signálů. Nová diskriminační metoda využívá externí senzory, nastavitelné frekvenční filtry v senzorech a diskriminace signálů dle délky jejich trvání. Funkčnost diskriminační metody byla ověřena při reálné diagnostice blokových transformátorů v JE Dukovany za provozu. Při použití zdroje kalibračních impulsů lze specifikovat nastavení systému na téměř 100% účinnost detekce injektovaného kalibračního signálu. Zamezení záznamu signálů pronikajících do transformátoru zvyšuje citlivost metody na signály částečných výbojů uvnitř transformátoru, které by jinak byly maskovány velkým množstvím rušivých impulzních signálů, které mají jiný původ než od částečných výbojů. Efektivní využití diskriminační metody také zvyšuje přesnost prostorové lokalizace zdroje signálu.

V práci jsou experimentálně ověřeny publikované metody detekce času příchodu s ohledem na přesnost používaných algoritmů určení místa původu signálu. Přínosem disertační práce je nově vyvinutá a ověřená komparační metoda lokalizace, která má za cíl zvýšit přesnost lokalizace u opakujících se záznamů. Metoda zavádí potlačení minoritních výsledků tak, aby chyby způsobené špatným určením času příchodu signálu nebyly zdrojem mylného určení místa vzniku signálu. Doposud byla publikována řada prací, které se věnují různým aspektům problematiky detekce a lokalizace částečných výbojů s využitím metody PD UHF. Pouze omezené množství prací je spojeno s výzkumem v rámci reálného nasazení ucelených systémů pro provozní diagnostiku transformátorů. Z rešerše uvedené v úvodu práce vyplývá, že doposud nebyla věnována dostatečná pozornost problematice vyloučení rušivých signálů, které prakticky znemožňují detekci nízkoúrovňových signálů vyzářovaných částečnými výboji. Přínosem této disertační práce jsou popsány výsledky výzkumu nových metod, které detekci zmíněných nízkoúrovňových signálů umožňují. Funkčnost vyvinutých metod byla úspěšně ověřena v praxi.

Přínosem disertační práce je také nově vyvinutá metodika měření aktivity částečných výbojů obsahující jednotlivé kroky postupu tak, aby bylo dané měření průkazné a získávané výsledky byly dlouhodobě porovnatelné. Základem metodiky měření částečných výbojů je postupné zvyšování citlivosti systému a aplikace diskriminační metody pro docílení detekce i signálů s velmi nízkou úrovní.

11 Závěr

Problematika detekce aktivity částečných výbojů ve výkonových transformátorech je technicky komplikovanou záležitostí s velkým důrazem na věrohodnost dosahovaných výsledků z důvodu vysokých finančních nákladů při neplánované odstávce transformátoru. Konstruované systémy mají za úkol včas upozornit na nastávající poruchový stav. Prezentované projevy částečných výbojů dovolují současné využití několika systémů na daném transformátoru tak, aby byl případný poruchový stav potvrzen jiným měřicím systémem. UHF metoda je jako technicky nejpokročilejší metoda vhodná k diagnostice v kombinaci se standardně využívanými systémy založenými na klasických metodách. V tomto případě přináší UHF metoda možnost prostorové lokalizace zdroje signálu a tím důležitou informaci pro následné servisní úkony.

Disertační práce je věnována technickým možnostem detekce a prostorové lokalizace částečných výbojů. Pro detekci částečných výbojů byl navržen systém obsahující čtyři interní a jeden externí UHF senzor a hlavní jednotku obsahující digitizér a funkční bloky zajišťující napájení senzorů a řízení celkového zisku signálové trasy. Záznam a zpracování měřených dat je realizováno vlastní aplikací umožňující nastavení digitizéru, senzorů, vizualizaci tvaru a parametrů signálu a v neposlední řadě prostorovou lokalizaci zdroje signálu. Z pohledu konstrukce a funkcionality se jedná o světově unikátní systém mající proti současným komerčním systémům několik výhod.

Ve světě vyvíjené detekční systémy využívají různé typy senzorů pro měření signálu ve vnitřním prostoru transformátoru s předpokladem, že jakýkoli vnější signál je z hlediska vnitřního prostoru odstíněn. Z reálných měření na transformátorech JE Dukovany vyplynulo, že do nádoby transformátoru pronikají signály výbojů přes body připojení na straně 15,75 kV a 400 kV. V případě systémů detekujících pouze čas příchodu signálu bez zobrazení tvaru signálu není možné provést rozlišení místa vzniku. V rámci těchto nových poznatků byla navržena opatření pro rozlišení příchodu signálu z vnějšího a vnitřního prostoru transformátoru založená na tvaru a trajektorii šíření signálu.

Metoda diskriminace signálů obsahuje několik opatření vyžadující vhodné nastavení parametrů systému a rozmístění senzorů. Pro zajištění záznamu pouze interních signálů je navržena nová podoba UHF senzoru obsahující čtyři přepínatelné filtry typu horní propust. Volba filtru zamezuje spouštění záznamu při příchodu rušení. V rámci výzkumu byl poprvé u PD UHF diagnostických systémů použit externí senzor pro získání signálu ve vnějším prostředí transformátoru. Odstranění rušených záznamů pomocí externího senzoru je možné provádět programově a je umožněno ve všech pracovních módech aplikace. Posledním opatřením pro vyloučení rušených záznamů je volba délky trvání signálu, která umožňuje vymazat signály, jejichž amplituda ve zvoleném intervalu překročí nastavenou mez. Zavedení diskriminační metody činí z vyvinutého systému unikátní diagnostický přístroj. Unikátnost potvrzuje i ocenění Zlatý Ampér získané na odborném veletrhu Ampér 2015 v soutěži o nejpřínosnější exponát.

Efektivní aplikace diskriminačních metod zvyšuje přesnost určení místa vzniku částečných výbojů. V práci je uvedeno a na reálných datech porovnáno osm metod pro detekci času příchodu signálu. V rámci srovnání metod byla pro systém zvolena jako optimální metoda prahování průběhu první derivace EAC křivky. Tato metoda dosahuje nejvyšší přesnosti společně s nejvyšším počtem detekovaných pozic z celkového počtu tří set záznamů. V porovnání čtyř metod prostorové lokalizace bylo dosaženo nejlepších výsledků u Bancroftova algoritmu. Tato lokalizace má omezení v současném použití všech čtyř antén. Analyticky odvozené rovnice v metodě TDOA jsou vhodným prostředkem pro individuální analýzu jednotlivých záznamů dat. Individuální analýza je vhodná za předpokladu špatných výsledků algoritmů detekce příchodu signálu, které mohou nastat při horším poměru signál šum. Nově je v této práci zavedena komparační metoda, která je založena na porovnání teoretických

dob šíření s vypočítanými výsledky a inkrementaci okolí bodu spadajícího do zvoleného tolerančního intervalu. Tato metoda je velmi vhodná při malém počtu pozic výskytů částečných výbojů, které lze vhodným nastavením a použitím diskriminační metody spolehlivě detekovat. Vlastnosti metody umožňují částečně odstranit nepřesnosti vzniklé nedokonalou detekcí příchodu signálu. Pro detekci kalibračního impulsu dosahuje metoda velmi dobrých výsledků, kdy detekované pozice souhlasí s pozicí zdroje signálu.

Literatura

- [1] Fiala.P., Řešené příklady pro numerické cvičení v kurzu Elektromagnetismus, Učební pomůcka, UTEE FEI VUT v Brně, 1998.
- [2] Fiala,P,. Modelování transformátorů proudu při zkratu. Doktorská disertační práce, VUT FEI Brno, Ústav teoretické a experimentální elektrotechniky, prosinec 1998, str. 111.
- [3] Fiala, P.: Výpočet elektrického pole u venkovního transformátoru proudu s provozním napětím $U_{jm}=35kV$, návrh konstrukčních prvků pro snížení částečných výbojů v transformátoru. Zpráva č. 4/97, Laboratoř modelování a optimalizace polí v elektromechanických systémech FEI VUT BRNO a ABB EJV, a.s. BRNO, 20.6.1997
- [4] Fiala,P.: Analysis of high frequency power transformer. 8-th Scientific Conference theoretical electrical engineering and electrical measurement, Conference proceedings Košice September 20.-22. 1999. pp.59-63.
- [5] Suzuki H., Aihara K., Okamoto T., *Complex behaviour of a simple partial-discharge model*, Europhysics Letters., 66 (1), p. 28 (2004), DOI: 10.1209/epl/i2003-10151-x
- [6] Pihera J., Martínek P., Trnka P., Netolický P., *Analýza signálu pulzů částečných výbojů*, Electroscopie. 2008. č. 2. ISSN: 1802-4564
- [7] ČSN EN 60270 (345641), *Technika zkoušek vysokým napětím - Měření částečných výbojů*,2002.
- [8] Lemke E., *Guide for Electrical Partial Discharge Measurements in compliance to IEC 60270*, Technical Brochure WG D1.33, M0.241, pp.61, December 2008.
- [9] Sarathi R., Reid A.J., Judd M.D., *Partial discharge study in transformer oil due to particle movement under DC voltage using the UHF technique*, Electric Power Systems Research, Volume 78, Issue 11, November 2008, Pages 1819-1825, ISSN 0378-7796
- [10] Coenen S., Markalous S., *Electromagnetic Partial Discharge Measurement (UHF) in Power Transformers*, CIGRE IWD,2012
- [11] Tenbohlen S., Denissov D., Hoek S. M. and Markalous S. M., *Partial discharge measurement in the ultra high frequency (UHF) range*, in IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 15, no. 6, pp. 1544-1552, December 2008.doi: 10.1109/TDEI.2008.4712656T.
- [12] Babnik, R. K. Aggarwal, P. J. Moore and Z. D. Wang, "Radio frequency measurement of different discharges," 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings,, 2003, pp. 5 pp. Vol.3-.doi: 10.1109/PTC.2003.1304522
- [13] Judd M. D., Pryor B. M, Kelly S. C. and Hampton B. F., *Transformer monitoring using the UHF technique*, 1999 Eleventh International Symposium on High Voltage Engineering, London, 1999, pp. 362-365 vol.5. doi: 10.1049/cp:19990959
- [14] Marangoni F., Reynders J. P. and de Klerk P. J., *Investigation into the effects of different antenna dimensions for UHF detection of partial discharges in power transformers*, 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings,, 2003, pp. 6 pp. Vol.3-. doi: 10.1109/PTC.2003.1304520
- [15] Sarathi R., Merin Sheema I. P. and Subramanian V., *Propagation of partial discharge signals and the location of partial discharge occurrences*, 2013 IEEE 8th International Conference on Industrial and Information Systems, Peradeniya, 2013, pp. 92-95. doi: 10.1109/ICIIInfS.2013.6731961
- [16] Markalous, S. M., *Detection and location of partial discharges in power transformers using acoustic and electromagnetic signals*, Gottingen, 2007. ISBN: 978-3-933893-97-0.

- [17] Judd M. D., Yang L. and Hunter I. B. B., *Partial discharge monitoring of power transformers using UHF sensors. Part I: sensors and signal interpretation*, in IEEE Electrical Insulation Magazine, vol. 21, no. 2, pp. 5-14, March-April 2005. doi: 10.1109/MEI.2005.1412214
- [18] Zheng S., Li C. and He M., *UHF PD signal attenuating characters when passing through transformer windings*, 2013 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, Shenzhen, 2013, pp. 1205-1208. doi: 10.1109/CEIDP.2013.6748117
- [19] Zheng S., Li C., Tang Z., Chang W. and He M., *Location of PDs inside transformer windings using UHF methods*, in IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 21, no. 1, pp. 386-393, February 2014. doi: 10.1109/TDEI.2013.003863
- [20] Convery A. R. and Judd M. D., *Measurement of propagation characteristics for UHF signals in transformer insulation materials*, Proc. 13th Int. Symp. on High Voltage Eng., Delft, Aug 2003, p 321.
- [21] Ishak A. M., Judd M. D. and Siew W. H., *A study of UHF partial discharge signal propagation in power transformers using FDTD modelling*, 45th International Universities Power Engineering Conference UPEC2010, Cardiff, Wales, 2010, pp. 1-5.
- [22] Mirzaei H. R., Akbari A., Gockenbach E. and Miralikhani K., *Advancing new techniques for UHF PD detection and localization in the power transformers in the factory tests*, in IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 22, no. 1, pp. 448-455, Feb. 2015. doi: 10.1109/TDEI.2014.004249
- [23] Sarathi R., Merin Sheema I. P. and Abirami R., *Partial discharge source classification by support vector machine*, 2013 IEEE 1st International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems (CATCON), Kolkata, 2013, pp. 255-258. doi: 10.1109/CATCON.2013.6737508
- [24] Macedo E. C. T., Villanueva J. M. M., da Costa E. G., Freire R. C. S. and de Souza Neto J. M. R., *Design of an experimental methodology for generation of partial discharges signals*, 2015 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings, Pisa, 2015, pp. 1291-1296. doi: 10.1109/I2MTC.2015.7151459
- [25] Agoris P., Cichecki P., Meijer S. and Smit J. J., *Building a Transformer Defects Database for UHF Partial Discharge Diagnostics*, 2007 IEEE Lausanne Power Tech, Lausanne, 2007, pp. 2070-2075. doi: 10.1109/PCT.2007.4538637
- [26] Thirumurugan C., Kumbhar G. B. and Oruganti R., *Effect of electrode configurations and gap spacings on partial discharge characteristics of oil-pressboard insulation system*, 2015 IEEE 11th International Conference on the Properties and Applications of Dielectric Materials (ICPADM), Sydney, NSW, 2015, pp. 428-431. doi: 10.1109/ICPADM.2015.7295300
- [27] Neuhold S. M., Benedickter H. R. and Schmatz M. L., *A 300 V mercury switch pulse generator with 70 psec risetime for investigation of UHF PD signal transmission in GIS*, 1999 Eleventh International Symposium on High Voltage Engineering, London, 1999, pp. 78-81 vol.5. doi: 10.1049/cp:19990890
- [28] Coenen S., Tenbohlen S., Markalous S. M. and Strehl T., *Attenuation of UHF signals regarding the sensitivity verification for UHF PD measurements on power transformers*, 2008 International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis, Beijing, 2008, pp. 1036-1039. doi: 10.1109/CMD.2008.4580459

- [29] Andrews J. R., *UWB signal sources, antennas and propagation*, "2003 IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology, 2003, pp. 439-440. doi: 10.1109/WCT.2003.1321594
- [30] Okabe S., Ueta G., Hama H., Ito T., Hikita M. and Okubo H., *New aspects of UHF PD diagnostics on gas-insulated systems*, in IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 21, no. 5, pp. 2245-2258, Oct. 2014. doi: 10.1109/TDEI.2014.004391
- [31] J. Lopez-Roldan, T. Tang and M. Gaskin, *Optimisation of a sensor for onsite detection of partial discharges in power transformers by the UHF method*, in IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 15, no. 6, pp. 1634-1639, December 2008. doi: 10.1109/TDEI.2008.4712667
- [32] Chen H. C., Chen B. Y., Kuo C. C. and Chao M. H., *UHF micro-strip antenna design for partial discharge detection of gas insulated switch*, 2011 7th Asia-Pacific International Conference on Lightning, Chengdu, 2011, pp. 590-594. doi: 10.1109/APL.2011.6110195
- [33] Agoris P., Meijer S. and Smit J. J., *Sensitivity Check of an Internal VHF/UHF Sensor for Transformer Partial Discharge Measurements*, 2007 IEEE Lausanne Power Tech, Lausanne, 2007, pp. 2065-2069. doi: 10.1109/PCT.2007.4538636
- [34] Wu Q., Liu G., Xia Z. and Lu L., *The study of Archimedean spiral antenna for partial discharge measurement*, 2013 Fourth International Conference on Intelligent Control and Information Processing (ICICIP), Beijing, 2013, pp. 694-698. doi: 10.1109/ICICIP.2013.6568162
- [35] Mehdipour A., Mohammadpour-Aghdam K., and Faraji-Dana R., *Complete dispersion analysis of vivaldi antenna for ultra wideband applications*, Progress In Electromagnetics Research, Vol. 77, 85-96, 2007. doi:10.2528/PIER07072904
- [36] Mirzaei H. R., Akbari A., Gockenbach E., Zanjani M. and Miralikhani K., *A novel method for ultra-high-frequency partial discharge localization in power transformers using the particle swarm optimization algorithm*, in IEEE Electrical Insulation Magazine, vol. 29, no. 2, pp. 26-39, March-April 2013. doi: 10.1109/MEI.2013.6457597
- [37] Buck, John R., Michael M. Daniel, and Andrew C. Singer. *Computer Explorations in Signals and Systems Using MATLAB*. 2nd Edition. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002.
- [38] Tang Z., Chengrong Li, Xu Cheng, Wei Wang and Jun Li, *A statistical method of improving the resolution of time-delay of UHF signals for PD location in transformers*, CEIDP '05. 2005 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, 2005., 2005, pp. 401-404. doi: 10.1109/CEIDP.2005.1560705
- [39] Hou H., Sheng G. and Jiang X., *Robust Time Delay Estimation Method for Locating UHF Signals of Partial Discharge in Substation*, in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 28, no. 3, pp. 1960-1968, July 2013. doi: 10.1109/TPWRD.2013.2262315
- [40] Markalous S. M. and Strehl T., *New approaches in arrival time-based PD location in transformers*, 2006 IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, Kansas City, MO, 2006, pp. 652-655. doi: 10.1109/CEIDP.2006.312016
- [41] Tang Z., Li C., Cheng X., Wang W., Li J. and Li J., *Partial discharge location in power transformers using wideband RF detection*, in IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 13, no. 6, pp. 1193-1199, December 2006. doi: 10.1109/TDEI.2006.258190
- [42] BANCROFT, S. An Algebraic Solution of the GPS Equations. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1985, roč. 21, č. 7, s. 56-59. ISSN: 0018-9251.

- [43] Machala, Petr, *Metody lokalizace polohy zdroje impulzního širokopásmového signálu*, 2013. Bakalářská práce. Fakulta elektrotechnicky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně.
- [44] Produktový leták Qualitrol, Portable partial discharge monitor for transformers and GIS. Dostupný z http://www.qualitrolcorp.com/wp-content/uploads/2016/09/PD-D27-10L-02E_QCM-PPDM.pdf
- [45] Buš, Ondřej, *Impulsní generátor*, 2010. Bakalářská práce. Fakulta elektrotechnicky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně.
- [46] Kelbler, Petr, *Generátor širokopásmového impulzního signálu*, 2015. Bakalářská práce. Fakulta elektrotechnicky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně.
- [47] Sedlák, Milan, *Přepínatelný filtr signálu v pásmu UKV*, Bakalářská práce. Fakulta elektrotechnicky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně.

Publikace

V recenzním řízení

P. Drexler, M. Cap, P. Fiala , Sensor system for detection and localization of partial discharges in power transformers with improved immunity to strong disturbances.

Sensors IF 2017 = 2,033

Publikované

ČÁP, M.; DREXLER, P.; KAŠKA, M. Comparison of methods for detecting the signal arrival time in TDOA localization method. In 2016 Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS). Shanghai, CHINA: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 2016. s. 1813-1816. ISBN: 978-1-5090-6093- 1.

ČÁP, M.; DREXLER, P.; FIALA, P.; Design of the Partial Discharge Signal Generator for Use in High Voltage Transformer. In International Interdisciplinary PhD Workshop 2016 Proceedings. Brno: UTEE FEKT VUT v Brně, 2016. s. 21-25. ISBN: 978-80-214-5387- 6.

ČÁP, M.; FIALA, P.; KAŠKA, M.; KOČIŠ, L. UHF system for detection and spatial localization of partial discharge in high voltage power transformers. In Proceedings of 10th International Conference on Measurement. Bratislava, SK: Institute of Measurement Science, Slovak Academy of Science, 2015. s. 237-240. ISBN: 978-80-969672-9- 2.

DREXLER, P.; ČÁP, M.; FIALA, P.; STEINBAUER, M.; KAŠKA, M.; KOČIŠ, L. Advanced methods of UHF EM diagnostic of discharge activity in high voltage transformers dielectric. In Draft Proceedings of Progress In Electromagnetics Research Symposium PIERS 2015 Prague. Progress In Electromagnetics. Cambridge, MA, USA: The Electromagnetics Academy, 2015. s. 2448-2452. ISSN: 1559- 9450.

ČÁP, M.; DREXLER, P.; FIALA, P. Partial discharge detection and localization system. In Progress in Electromagnetics Research Symposium 2014, Guangzhou. Progress In Electromagnetics. 2014. s. 2344-2349. ISBN: 978-1-934142-28- 8. ISSN: 1559- 9450.

DREXLER, P.; ČÁP, M.; STEINBAUER, M.; FIALA, P.; KAŠKA, M.; KOČIŠ, L. Detection of low- level electromagnetic signal of partial discharge by means of disturbed acquisition discrimination. In Progress in Electromagnetics Research Symposium 2014, Guangzhou. Progress In Electromagnetics. 2014. s. 213-216. ISBN: 978-1-934142-28- 8. ISSN: 1559- 9450.

ČÁP, M.; DREXLER, P.; MYŠKA, R.; FIALA, P. Software for Partial Discharge and Localization. In Proceedings of PIERS 2013 in Taipei, March 25-28, 2013. Taipei: The Electromagnetics Academy, 2013. s. 48-52. ISBN: 978-1-934142-24- 0.

DREXLER, P.; ČÁP, M.; MYŠKA, R.; FIALA, P.; STEINBAUER, M.; KŘÍŽ, T. Proposal of technical measures for a partial discharge detection system based on real measurement. In Proceedings of PIERS 2013 in Taipei, March 25-28, 2013. Taipei: The Electromagnetics Academy, 2013. s. 1233-1236. ISBN: 978-1-934142-24- 0.