

VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav mikroelektroniky

Dizertační práce

doktorský studijní obor
Mikroelektronika a technologie

Student: Ing. Tomáš Havlíček

ID: 11746

Ročník: 1

Akademický rok: 2008 / 2009

NÁZEV TÉMATU:

Částečné výboje v elektronických zařízeních pracujících na vyšších kmitočtech

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Termín zadání:

Termín odevzdání:

Vedoucí práce:

doc. Ing. Jaroslav Boušek, CSc.

prof. RNDr. Vladimír Aubrecht, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor dizertační práce nesmí při vytváření dizertační práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

ČÁSTEČNÉ VÝBOJE V ELEKTRONICKÝCH ZAŘÍZENÍCH PRACUJÍCÍCH NA VYŠŠÍCH KMITOČTECH

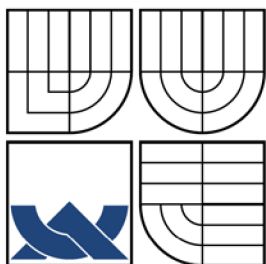
DOKTORSKÁ PRÁCE

DOCTORAL THESIS

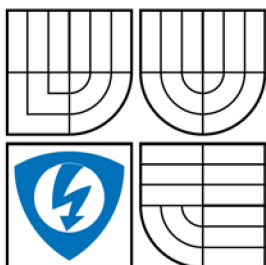
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Ing. TOMÁŠ HAVLÍČEK

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

ČÁSTEČNÉ VÝBOJE V ELEKTRONICKÝCH ZAŘÍZENÍCH PRACUJÍCÍCH NA VYŠŠÍCH KMITOČTECH

PARTIAL DISCHARGE IN HIGH FREQUENCY ELECTRONIC EQUIPMENT

DOKTORSKÁ PRÁCE
DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Ing. TOMÁŠ HAVLÍČEK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Doc. Ing. JAROSLAV BOUŠEK, CSc.

BRNO 2009

Abstrakt

Předložená práce je zaměřena na rozšíření poznatků z oblasti měření a vyhodnocování částečných výbojů při kmitočtech vyšších než 1 kHz. Popisuje vybudování pracoviště pro měření částečných výbojů, včetně vypracování metodiky měření a kalibrace nutné k dosažení reprodukovatelných výsledků. Součástí práce bylo i vypracování technologie akustických a elektromagnetických senzorů pro diagnostiku a lokalizaci částečných výbojů v elektronických zařízeních pracujících s napětím větším než 500 V. Pro tyto senzory byly vyvinuty elektronické obvody umožňující vyhodnocení měření pomocí amplitudové analýzy signálu sondy. Pro detekci částečných výbojů bylo zapotřebí navrhnout a zkonstruovat zařízení na měření částečných výbojů pracující na principu amplitudové analýzy impulzů částečných výbojů řízené pomocí PC. V další části se práce zabývá ověřením vlastností vybraných součástek. Možnosti pracoviště byly demonstrovány při vývoji izolačních systémů pro impulsní transformátory. Závěry z práce mohou výrazně přispět ke zvýšení kvality nově navrhovaných elektronických zařízení a systémů pracujících s napětím větším než 500 V.

Klíčová slova

Částečné výboje (ČV), Určení místa vzniku ČV, senzory ČV, Amplitudová analýza pulzů ČV, Zpracování výsledků měření ČV na PC, planární transformátor, impulsní transformátor, optočlen, kalibrace, izolační systémy, návrh a konstrukce,

Abstract

The presented thesis is focused on knowledge extension in the area of partial discharge measurements and evaluation at frequencies higher than 1 kHz. The thesis includes the design and set up of the measuring workplace equipped for measuring partial discharges, including the methodology of the measuring and calibration procedures necessary for the achievement of reproducible results. Another part of the thesis deals with the technology of acoustical and electromagnetic sensors convenient for the diagnostics and localization of partial discharges in devices, that work at voltages above 500 V. Electrical circuits that enable data evaluation by using the signal from a sensor working on amplitude analysis principle were developed. For PD detection a PC controlled measuring device working on amplitude analysis principle had to be designed and realized. The possibilities of the workplace have been demonstrated in the process of development of the insulating systems for pulse transformers. Thesis results can significantly contribute to a higher quality of newly designed electronic devices and systems working at voltages above 500 V.

Keywords

Partial discharge (PD), sensor PD investigation, Amplitude analysis, PC processing, planar transformer, optocoupler, pulse transformer, calibration, insulation systems, design and construction,

Bibliografická citace

Havlíček T., *Částečné výboje v elektronických zařízeních pracujících na vyšších kmitočtech*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 120 s. Vedoucí doktorské práce Doc. Ing. Jaroslav Boušek, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem disertační práci na téma „Částečné výboje v elektronických zařízeních pracujících na vyšších kmitočtech“ vypracoval samostatně pod vedením školitele disertační práce Doc. Ing. Jaroslava Bouška, CSc. a s použitím literatury, kterou jsem uvedl v seznamu literatury.

V Brně dne 31.8. 2009

.....

Ing. Tomáš Havlíček

Poděkování

Práce „Částečné výboje v elektronických zařízeních pracujících na vyšších kmitočtech“ vznikala ve spolupráci s řadou organizací, ve kterých bylo využito technologické zázemí, techničtí pracovníci a v neposlední řadě výrobní či výzkumné prostory. Bez spolupráce externích organizací by práce nemohla vzniknout. Chtěl bych velmi poděkovat:

- Svému vedoucímu disertační práce Doc. Ing. Jaroslavu Bouškovi, CSc. za celkové vedení práce a všestrannou pomoc v průběhu celého mého studia. Dále za pomoc při experimentech, měřeních a vyhodnocování včetně velice cenných rad při realizaci práce,
- Ing. Anarovi Mammadovovi za neocenitelnou pomoc a ochotu při experimentech a měřeních, kalibrace pracoviště, dále za pomoc s vyhodnocováním a zpracováním některých výsledků měření uváděných v této práci,
- Ing. Miroslavu Zemánkovi za spolupráci při měření, vyhodnocování a experimentálních měřeních impulzních VN transformátorů,
- Ing. Josefu Šanderovi, Ph.D. za cenné rady, za pomoc při realizaci vzorků tenkovrstvou a tlustovrstvou technologií a za spolupráci při stárnutí vzorků v klimatické komoře.
- Firmě APAMA s.r.o. za realizace experimentálních vzorků jednovrstvých a dvojevrstvých desek plošných spojů,
- Firmě Gatema s.r.o. za realizace experimentálních vzorků vícevrstvých desek plošných spojů,
- Firmě Cosmo Ferrites Ltd. India, za dodání různých typů speciálních vzorků planárních jader k experimentálním účelům,
- Firmám Texas Instruments Incorporated, National Semiconductors Corporation, Linear Technology Corporate, za poskytnuté vzorky integrovaných obvodů a dalších aktivních a pasivních součástek,
- V neposlední řadě děkuji své rodině a přítelkyni za podporu a výborné zázemí pro řešení této práce.

Tato práce vznikala za podpory grantů:

- MIKROSYN Nové trendy v mikroelektronických systémech a nanotechnologiích, MŠM 0021630503.
- Pracoviště pro zkoumání částečných výbojů na DPS, FRVŠ G1 1939/2007.

Obsah

1 ÚVOD	4
2 CÍLE PRÁCE	6
3 SHRnutí SOUČASNÉHO STAVU PROBLEMATIKY	9
4 PROBLEMATIKA ČÁSTEČNÝCH VÝBOJŮ	11
4.1 <i>Vliv částečných výbojů na izolaci</i>	12
4.2 <i>Vedení proudu v plynech</i>	13
4.3 <i>Druhy elektrických výbojů v plynech</i>	15
4.4 <i>Částečné výboje</i>	17
4.4.1 <i>Charakteristické veličiny částečných výbojů</i>	22
4.4.2 <i>Obrazce částečných výbojů</i>	24
4.4.3 <i>Základní parametry částečných výbojů</i>	26
4.4.4 <i>Odvozené parametry částečných výbojů</i>	26
4.4.5 <i>Kritické hodnoty parametrů částečných výbojů</i>	27
5 DETEKCE ČÁSTEČNÝCH VÝBOJŮ	28
5.1 <i>Rozbor metod pro detekci částečných výbojů</i>	29
5.1.1 <i>Galvanická metoda měření částečných výbojů</i>	30
5.1.2 <i>Elektromagnetické sondy</i>	30
5.1.3 <i>Akustická analýza</i>	33
5.1.4 <i>Amplitudová detekce</i>	34
5.1.5 <i>Obvod pro testování částečných výbojů prostřednictvím amplitudové analýzy</i>	34
5.2 <i>Kalibrační procedura</i>	37
5.2.1 <i>Závislost na frekvenci</i>	42
5.2.2 <i>Závislost na rychlosti náběhu hran zkušebního signálu</i>	42
6 MIKROSENZORY PRO DETEKCI ČÁSTEČNÝCH VÝBOJŮ	46
6.1 <i>Akustické senzory</i>	47
6.1.1 <i>Šíření zvuku</i>	48
6.1.2 <i>Princip přeměny zvuku na elektrický signál</i>	49
6.1.3 <i>Směrová charakteristika</i>	49
6.2 <i>Akustický senzor</i>	50
6.3 <i>Elektromagnetický senzor</i>	52

7 ZAŘÍZENÍ PRO DETEKCI ČÁSTEČNÝCH VÝBOJŮ	54
7.1 <i>Zkušební aparatura</i>	54
7.1.1 Budič pracovního napětí	55
7.1.2 Vysokonapěťový transformátor	56
7.1.3 Zkušební komora	56
7.2 <i>Zařízení pro měření částečných výbojů - První realizovaná verze</i>	57
7.3 <i>Napájecí část zařízení pro měření částečných výbojů</i>	60
7.4 <i>Analogová část zařízení pro měření částečných výbojů</i>	61
7.5 <i>Druhé realizované zařízení pro měření částečných výbojů - Digitální část</i>	62
7.6 <i>Třetí realizované zařízení pro měření částečných výbojů - Digitální část</i>	64
8 TESTOVÁNÍ IZOLAČNÍCH SYSTÉMŮ	67
8.1 <i>Měření na optočlenech, cívkách a transformátorech</i>	67
8.1.1 Optočleny	67
8.1.2 Vinutí pro impulsní transformátory	72
8.2 <i>Měření charakteristik vysokonapěťových transformátorů</i>	74
8.3 <i>Impulsní transformátory pro budiče</i>	76
8.4 <i>Planární izolační systémy</i>	84
8.4.1 Planární transformátory na deskách plošných spojů	85
8.4.2 Vícevrstvá struktura planárního transformátoru	87
8.4.3 Vícevrstvá struktura planárního transformátoru s rozdělením elektrického pole	92
8.5 <i>Planární transformátor na keramickém substrátu</i>	103
9 ZÁVĚR	105
10 SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	109
11 SEZNAM VLASTNÍCH ZDROJŮ	114
12 SEZNAM OBRÁZKŮ	116
13 SEZNAM TABULEK	119
14 PŘÍLOHY	120

Seznam použitých zkratk a symbolů

VN	vysoké napětí
MOS	tranzistor řízený elektrickým polem
AD	převodník převádějící analogový signál na číslicovou informaci
DA	převodník převádějící číslicovou informaci na analogový signál
\check{V}	částečný výboj
C_c	vazební kapacita
C_a	kapacita testovaného vzorku
C_e	kapacita země
C_k	vazební kapacita
G	generátor
OSC	osciloskop
q	zdánlivý náboj
q_i	vnitřní náboj (velmi malé hodnoty, tj. neměřitelný)
q_{v1}	ztráta náboje na testovaném vzorku
q_{v2}	ztráta náboje na testovacím zdroji napětí
q_{v3}	ztráta náboje na rozptylové kapacitě země
R_z	zatěžovací rezistor
S	zdroj částečných výbojů
U_1	amplituda vstupního napětí
U_2	amplituda výstupního napětí
U_t	amplituda napětí zkušebního napěťového zdroje
U_i	amplituda zápalného napětí
U_e	amplituda zhášecího napětí
Z	impedance
Z_m	měřicí impedance

1 Úvod

Částečné výboje jsou parazitní jevy vznikající v izolačních systémech. Jejich výskyt je náhodný. V elektronických zařízeních s velkou hustotou součástí a s malými vzdálenostmi izolačních mezer mohou částečné výboje nastat již od napětí přibližně 500 V. Miniaturizace elektronických komponent klade zvýšené nároky na kvalitu izolačních materiálů. Příkladem VN komponent mohou být například tranzistory VDMOS MOSFET (1,5 kV), tranzistory IGBT (až 6,5 kV) i speciální bipolární tranzistory (1,2 kV). Zvyšování pracovního napětí vede i ke zvýšeným požadavkům na konstrukční a izolační materiály, jejichž izolační schopnosti mohou za určitých okolností omezovat funkci celého zařízení. Pokud jsou izolační vzdálenosti kritické, může dojít k výbojům i mezi izolovanými elektrodami. Po rozvinutí výboje dojde k nabití dielektrika, napětí ve výbojovém kanálu se sníží a výboj se uhasí. K dalšímu pokračování výboje musí být zvýšeno napětí mezi elektrodami, nebo změněna jeho polarita. Tento mechanismus se označuje jako částečný výboj.

Je zřejmé, že k zatěžování izolace částečnými výboji může dojít především u zařízení pracujících se střídavým napětím. Částečné výboje probíhají vždy v plynu - například v místech s nedokonalou impregnací, mohou ale nastat i na povrchu plošných spojů. U systémů s povrchovým výbojem lze za optimálních podmínek jednotlivé částečné výboje detekovat již při amplitudě napětí větší než přibližně 500 V. To znamená, že vlivem překmitů a poruch mohou částečné výboje nastat u řady zařízení i při provozním napětí. Příkladem takových obvodů jsou budiče pro tranzistory IGBT s pracovním napětím větším než 1 kV, miniaturní spínané zdroje pro velká napětí, nebo planární indukční zdroje s pracovním napětím nad 500 V. Pracovní kmitočet bývá obvykle od několika kHz do desítek kHz, což významně zvyšuje vliv částečných výbojů na funkci zařízení, protože částečné výboje se znovu zapalují v každé periodě pracovního napětí a to v obou polaritách.

V současné době je detekce částečných výbojů dobře zvládnutá především v silnoproudé elektrotechnice, kde měření částečných výbojů patří k velmi často používaným metodám. Měření výbojové činnosti lze provádět různými metodami, a to jak metodami neelektrickými (akustickými, optickými, chemickými, termoelektrickými, aj.), tak i metodami elektrickými (měřením ztrátového činitele $tg \delta$, metodami postupné vlny, měřením rušivých elektrických polí, metodami se snímací impedancí, kapacitními či induktivními sondami aj.). Každá z uvedených metod má svoje výhody i nevýhody. Do popředí se v současné době dostávají metody, které umožňují měřit bez odstávky nebo odpojení elektrického zařízení, to znamená přímo v provozu (on-line).

V silnoproudých VN zařízeních pracujících na síťovém kmitočtu jsou odlišné podmínky pro vznik i detekci částečných výbojů než je tomu u elektronických zařízení a jejich částí pracujících s vyššími kmitočty, jako jsou optočleny, desky plošných spojů, transformátory (planární, impulzní) a integrované VN obvody. Pro taková elektronická zařízení není možné použít diagnostické metody a senzory aplikované v silnoproudé technice. Pro měření částečných výbojů na vyšších kmitočtech je tedy zapotřebí použít optimalizované metody a senzory podávající relevantní výsledky.

Měření částečných výbojů je standardní metoda u velkých generátorů, kde je pro náboj přenesený v jednotlivém mikrovýboji maximální přípustná hodnota přibližně 10 nC. U elektronických zařízení je přenesený náboj řádově menší, protože tato zařízení pracují na mnohem větším kmitočtu, může i při malém přeneseném náboji nastat za velmi krátkou dobu degradace izolace vzhledem možnosti častějšího vzniku výbojů za jednotku času. Pro budiče IGBT se udává napětí pro vyhasnutí částečných výbojů, při kterém je náboj přenesený v jednotlivém mikrovýboji menší než 5 - 10 pC. Požaduje se, aby toto napětí bylo podstatně větší, než je pracovní napětí budiče.

2 Cíle práce

Rozšíření poznatků z oblasti měření a vyhodnocování částečných výbojů při kmitočtech vyšších než 1 kHz může výrazně přispět ke zvýšení kvality nově navrhovaných elektronických zařízení a systémů pracujících s napětím větším než 500 V.

Cíle práce mohou být shrnuty do těchto požadavků:

- Vybudování pracoviště pro měření částečných výbojů v oblasti pracovních kmitočtů nad 1 kHz.
- Vypracování metodiky měření a kalibrace, které je nutné pro dosažení reprodukovatelných výsledků a pro získání nových poznatků v oblasti výzkumu částečných výbojů na pracovišti ústavu mikroelektroniky, včetně možnosti publikovat nově získané poznatky.
- Testování vybraných elektronických součástek a systémů, např. optočlenů, vysokonapěťových (VN) tranzistorů, izolačních systémů na plošných spojích a různých typů vinutí cívek a transformátorů. Získané výsledky slouží také pro srovnávací účely s jinými pracovišti.
- Vývoj miniaturních sond pro diagnostiku částečných výbojů vhodných pro diagnostiku rozměrově menších elektronických celků pracujících s vysokým napětím.
- Vývoj izolačních systémů pro elektronické a mikroelektronické obvody odolných proti vzniku částečných výbojů.

Pro zajištění splnění jednotlivých požadavků, byla práce rozdělena do následujících částí:

- 1) Sestavení pracoviště pro měření částečných výbojů v oblasti pracovních kmitočtů nad 1kHz. Musí být použity takové součástky, aby ve vlastních obvodech pracoviště nemohlo k částečným výbojům dojít ani při nejvyšším testovacím napětí. Pro potřeby ověření vlastností a parametrů zkoumaných vzorků v závislosti na teplotě bylo třeba navrhnout teplotní komoru s ohřevem regulovatelným do 130°C. Komora musela být uzpůsobena pro přivádění zkušebního VN napětí na svorky uvnitř komory.
- 2) Výběr vhodné měřicí metody. Ze všech zvažovaných metod byla vybrána metoda amplitudové analýzy, protože se jeví jako nejprůkaznější metoda s největší vypovídající hodnotou. Je tedy zapotřebí vybavit pracoviště zařízením pro měření částečných výbojů pracujícím na principu amplitudové analýzy impulzů odpovídajících jednotlivým částečným výbojům, včetně potřebného programového vybavení pro operační systémy typu MS Windows. Měření se vyhodnocuje na osobním počítači. Pro komunikaci bylo

zvoleno připojení přes síťové rozhraní Ethernet - především pro snadnou dostupnost a velkou datovou propustnost.

- 3) Vypracování metodiky měření a kalibrace částečných výbojů na daném měřicím zařízení a při definovaných podmínkách měření. Při návrhu měřicího zařízení je zapotřebí ji v maximální možné míře respektovat.
- 4) Testování vybraných součástí - při dodržení vypracované metodiky měření a kalibrace. Ověření vlivu provozního zatížení (teploty, kmitočtu, pracovního napětí, atd.) na stárnutí izolace a změn jejich parametrů.
- 5) Ověření vlivu uspořádání izolace na velikost a chování částečných výbojů a možnosti jejich lokalizace. Důležitým cílem práce je upřesnění informace o podmínkách vzniku částečných výbojů, včetně fyzikální podstaty výbojové činnosti.
- 6) Návrh a použití vhodného miniaturního senzoru použitelného pro detekci částečných výbojů ve velmi malých elektronických systémech. Z možných technologií akustických, elektromagnetických a optických senzorů byla vybrána elektromagnetická a akustická technologie pro svou snadnou použitelnost a dobrou vypovídací schopnost. Pro tyto miniaturní senzory bylo zapotřebí vyvinout elektronické obvody umožňující vyhodnocení měření pomocí amplitudové analýzy signálu sondy. V návaznosti na předcházející práce bylo zapotřebí vypracovat i metodiku použití těchto miniaturních senzorů s cílem vyhledání slabých míst izolace a zvyšování odolnosti elektronických zařízení proti částečným výbojům.
- 7) Zpracování příkladu vývoje izolace impulzních transformátorů pro řídicí obvody VN spínačů. Pro zajištění správné funkce impulsního transformátoru musí být splněna podmínka velmi dobré magnetické vazby primárního a sekundárního vinutí. Umístění obou vinutí v těsné blízkosti je však v tomto případě v protikladu s požadavkem na bezpečné oddělení potenciálového rozdílu několika kV. Pokud se v transformátoru vyskytnou částečné výboje, dojde vzhledem k pracovnímu kmitočtu v oblasti desítek kHz k velmi rychlé degradaci izolace. Izolační pevnost mezi oběma vinutími, měřená běžným způsobem, může být přitom několikanásobně větší než napětí oddělované transformátorem. Testování částečných výbojů je v tomto případě jedinou možností pro zhodnocení vlastností navrženého izolačního systému.

V souladu s cíli práce definovanými na začátku této kapitoly přispívá výzkum provedený v rámci práce k získání nových poznatků a rozšíření znalostí především v těchto oblastech:

- vývoj zařízení pro diagnostiku částečných výbojů metodou amplitudové analýzy včetně vypracování metodiky kalibrace a metodiky měření - viz části 2) a 3).
- konstrukce miniaturních sond a optimalizovaných izolačních systémů - viz části 5) a 6).
- vývoj optimalizovaných izolačních systémů odolných proti částečným výbojům - viz části 5) a 7).

Pro splnění těchto cílů bylo nutné:

- vybudování pracoviště pro diagnostiku částečných výbojů - viz část 1).
- získání zkušeností při testování vybraných typů součástek a izolačních systémů - viz část 4).

V této části práce přispěla také k rozšíření znalostí a vybudování potřebného vybavení na úrovni pracoviště na ústavu mikroelektroniky.

3 Shrnutí současného stavu problematiky

Z přehledu uvedeného v předcházejících kapitolách je zřejmé, že dosud publikovaná odborná literatura se zabývá měřením a zpracováním měření převážně na síťovém kmitočtu 50 Hz (nebo 60 Hz v USA, Kanadě, Japonsku a části jižní Ameriky). Částečné výboje mohou způsobovat poruchy výkonových zařízení, kterými jsou např. generátory, motory, transformátory atp. Problematice elektronických zařízení pracujících s kmitočtem vyšším nežli síťovým (typicky nad 1 kHz, což je počátek oblastí pro elektronicky řízené motory a spínané zdroje), bylo v této oblasti věnováno mnohem méně pozornosti a v době zadání práce nebylo v ČR mnoho pracovišť zabývajících se diagnostikou částečných výbojů v elektronických zařízeních. V současné době se problematice částečných výbojů v elektronických zařízeních věnuje vzrůstající pozornost.

Pro komplexní pochopení jevů z oblasti částečných výbojů je kladen důraz na studium polarizačních jevů v nehomogenním dielektriku, na aplikaci fyziky izolantů a na vývoj nových izolačních materiálů a systémů pro elektrotechnické aplikace [13].

Současný stav problematiky měření částečných výbojů je možné charakterizovat následně:

- Jsou dobře zvládnuté postupy pro měření částečných výbojů na síťovém kmitočtu 50 Hz převážně pro výkonové prvky, jakými jsou VN transformátory, generátory, motory atd. Pro elektronická zařízení a systémy pracující s VN a frekvencemi nad 1 kHz je zapotřebí poznatky o vzniku a chování částečných výbojů rozšířit.
- Jsou komerčně dostupné různé druhy sond pro měření částečných výbojů na síťovém kmitočtu, jak galvanicky oddělených tak i snímačů integrovaných do zkoumaných zařízení pracujících on-line.
- Pro měření částečných výbojů na síťovém kmitočtu jsou kvalitně zpracované metodologie diagnostiky ČV.

Hlavními body zájmu současného výzkumu v oblasti částečných výbojů je zpřesnění:

- poznatků o podmínkách vzniku částečných výbojů, včetně fyzikální podstaty výbojové činnosti,
- vlivu tvaru dutinek na vznik, velikost a chování částečných výbojů,
- vlivu polohy částečných výbojů v izolačním systému,
- lokalizace místa výboje,
- vlivu snímací impedance/sondy na tvar impulsu částečných výbojů,

- vlivu provozního zatížení (např. teploty, kmitočtu a pracovního napětí) na stárnutí izolace.

Do popředí zájmu se stejně jako u silnoproudých zařízení, kde se pro vyhodnocování diagnostických měření např. u alternátorů velkých výkonů dostávají expertní systémy. Ty zpracovávají různé druhy signálů a parametrů vhodných diagnostických metod, kterými mohou být:

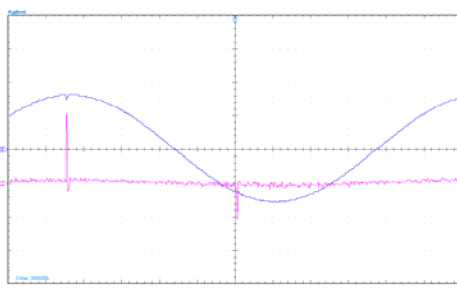
- částečné výboje měřené elektrickými i neelektrickými metodami
- teplota
- akustická emise
- přepětí
- nadproudy, další.

Takto získané informace o chování měřeného objektu se za pomoci moderní výpočetní techniky porovnávají s naprogramovaným (matematickým) komplexním modelem [6]. Jednodušší diagnostické systémy získané informace porovnávají pouze s definovanými limitními hodnotami.

K měření částečných výbojů je v současné době možné využít velmi pokročilou měřicí techniku a digitální osciloskopy s vzorkovací frekvencí až 40 GS/s. Běžné je automatické měření a statistické zpracování dat získaných při měření výbojové činnosti pomocí PC, hradlových polí a dalších prostředků výpočetní techniky. Základní výzkum v diagnostice ČV se snaží objasnit příčiny stárnutí izolací vystavených vlivu vysokého napětí. Výsledky měření slouží k hodnocení vlastností stávajících zařízení a také k výběru a ověřování vlastností materiálů vhodných pro vysokonapěťovou izolaci odolnou proti ČV.

4 Problematika částečných výbojů

Částečný výboj (ČV) je jiskrový výboj s velmi malou energií, který se tvoří v plynu uvnitř dielektrické izolace nebo na povrchu zařízení za středního nebo vysokého tlaku mezi elektrodami s dostatečně velkým rozdílem potenciálu. Obvyklá doba trvání částečných výbojů je mnohem kratší než $1 \mu\text{s}$. Částečný výboj se objevuje v oslabeném místě izolace a vede k postupnému rozvoji defektů a následné destrukci izolace.



Obr. 4.1: Pulzy částečných výbojů měřené indukční sondou

Obrázek 4.1 demonstruje průběh zkušební napětí během měření výskytu částečných výbojů a signálu indukční sondy. Je patrné, že při proudovém pulzu částečného výboje, poklesne po dobu pulzu zkušební napětí.

Podle normy ČSN EN 60270 je částečný výboj definován jako: „lokalizovaný elektrický výboj, který pouze částečně přemostňuje izolaci mezi vodiči, a který se může nebo nemusí objevit v okolí vodiče“ [6].

ČSN EN 60270 - Technika zkoušek vysokým napětím - Měření částečných výbojů je mezinárodní normou vztahující se k měření částečných výbojů, které se vyskytují v elektrických přístrojích, komponentech nebo systémech zkoušených střídavým napětím až do kmitočtu 400 Hz nebo stejnosměrným napětím [6]. Norma nahrazuje předchozí normu ČSN EN 34 5641 z 1983-12-27. Norma ČSN EN 60270:

- definuje použité termíny,
- definuje měřené veličiny,
- popisuje zkušební a měřicí obvody, které mají být použity,
- definuje analogové a digitální měřicí metody vyžadované pro běžné aplikace
- specifikuje metody pro kalibraci a požadavky na přístroje používané pro kalibraci,
- poskytuje směrnice pro zkušební postupy,
- poskytuje pomoc týkající se rozlišení částečných výbojů od vnějšího rušení,

Z uvedené normy byla při řešení práce převzata terminologie, definice, základní zkušební obvody a postupy.

Protože byly prováděny zkoušky při vyšším kmitočtu, než pro který je norma určena, došlo k drobným úpravám postupů atp. V takovém případě jsou totiž vyžadovány zvláštní zkušební postupy a charakteristiky měřicích systémů, ale o těch uvedená norma nepojednává.

Postup měření částečných výbojů pro kmitočty nad 400 Hz, který norma nespécifikuje, je náplní předložené práce.

4.1 Vliv částečných výbojů na izolaci

Částečné výboje mají z dlouhodobého hlediska destruktivní účinky na izolační systémy, čímž zkracují jejich životnost. Vnější částečné výboje se vyskytují na hranách a zakřiveních elektrod v plynném izolantu, viz obr. 4.7. Částečné výboje v izolantu mohou mít účinky:

- ELEKTROEROZIVNÍ,
- TEPELNÉ,
- CHEMICKÉ.

ELEKTROEROZIVNÍ účinky vznikají v důsledku působení elektrického oblouku v dutince, který je-li zapálen, vytvoří si vodivou dráhu. Při vysokých hodnotách intenzity elektrického pole může koncentrace elektrického pole způsobit v tomto místě čistě elektrický průraz. To vede k rozšiřování vodivého kanálu v izolantu. Ionty a elektrony bombardující stěny dutinky způsobují erozi stěn dutinky, což vede k jejímu dalšímu rozšiřování. Uvedený proces vede k rozšiřování vodivé cesty/kanálu [6]. Tímto způsobem může dojít až k úplnému proražení izolantu.

TEPELNÉ účinky. Přímým důsledkem částečných výbojů může být tepelná nestabilita. Opakovaným působením částečných výbojů se izolant otepluje a tím klesá hodnota napětí tepelného průrazu [6]. V případě epoxidových pryskyřic zkoumaných v [48], dochází vlivem zvýšené teploty ke snížení četnosti částečných výbojů a k růstu amplitudy částečných výbojů. Pokles četnosti částečných výbojů může být připsán teplotní roztažnosti materiálu, resp. zvětšení jeho objemu nebo rostoucí vodivosti izolantu. Zvyšující se povrchová vodivost vede k snížení intenzity elektrického pole ve vzduchové dutince, čímž dojde ke snížení počtu opakování částečných výbojů. Růst amplitudy částečných výbojů s rostoucí teplotou může být vysvětlen vybíjením větší plochy [14].

CHEMICKÉ účinky vznikají při déle trvajícím elektrickém namáhání. V první fázi se chemické reakce odehrávají v produktech odloučených ze vzduchu za působení vzdušné vlhkosti [14]. V druhé fázi, vzniklé produkty z předchozích reakcí difundují do blízkého pevného izolantu a vytvářejí tak vodivé oblasti, které mohou vést až k průrazu. Jako příklad zde lze uvést stav, kdy dutinky obsahují kyslík. Vlivem výbojové činnosti dochází ke vzniku ozónu, který má intenzivní oxidační účinky. Ozón a oxidy dusíku mohou za působení vzdušné

vlhkosti vytvářet i kyselinu dusičnou, která je velmi agresivní a může tak ohrožovat izolační vlastnosti použitého izolantu.

Důsledkem působení částečných výbojů je snížení spolehlivosti a životnosti takto ohrožovaného objektu. Další negativní jev je vznik rušení způsobený impulzy částečných výbojů s velice strmým čelem a vysokým opakovacím kmitočtem. Vyzařování těchto pulzů může následně rušit např. rozhlasové a televizní vysílání.

4.2 Vedení proudu v plynech

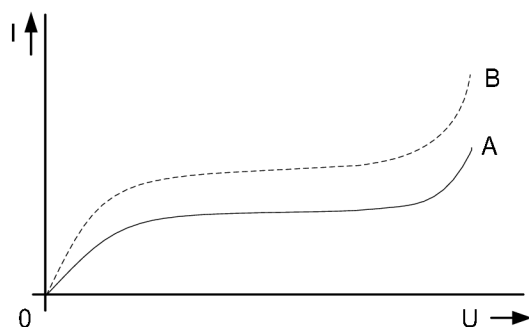
Vzhledem k faktu, že částečné výboje vznikají v plynech obklopených elektrickou izolací, je nutné objasnit princip vedení proudu v plynech. Lze říci, že za běžných teplot a tlaků jsou plyny dobrými izolanty, protože obsahují velmi malou koncentraci iontů. Plyny se stanou elektricky vodivými až po ionizaci. Ionizace je stav, kdy se z neutrálních molekul plynu uvolňují elektrony. Zachytí-li se elektron na neutrální molekule, vzniká záporný iont. Doprovodný jev k ionizaci je rekombinace. Při rekombinaci iontů se stane neutrální molekula z nabitého iontu tím, že přijme nebo odevzdá elektron. Za stabilních podmínek jsou tyto dva jevy po určité době v rovnováze. Ionizaci vyvolávají ionizační činidla, kterými mohou být:

- ULTRAFIALOVÉ ZÁŘENÍ,
- RENTGENOVÉ ZÁŘENÍ,
- GAMA γ ZÁŘENÍ,
- KOSMICKÉ ZÁŘENÍ,
- SILNÉ ELEKTRICKÉ POLE,
- ČÁSTICE S VYSOKOU ENERGIÍ,

Prostředky, které ionizaci vyvolávají, se nazývají ionizátory [43]. Z výše popsaného je patrné, že má-li dojít k ionizaci molekuly/atomu (tzn. vytržení elektronu), je nutné vykonat na elektronu práci, tj. působit vnějšími silami. Práce musí být větší, než síly, které elektron k molekule/atomu vážou. Minimální úroveň energie potřebné k uvolnění elektronu se nazývá ionizační energie.

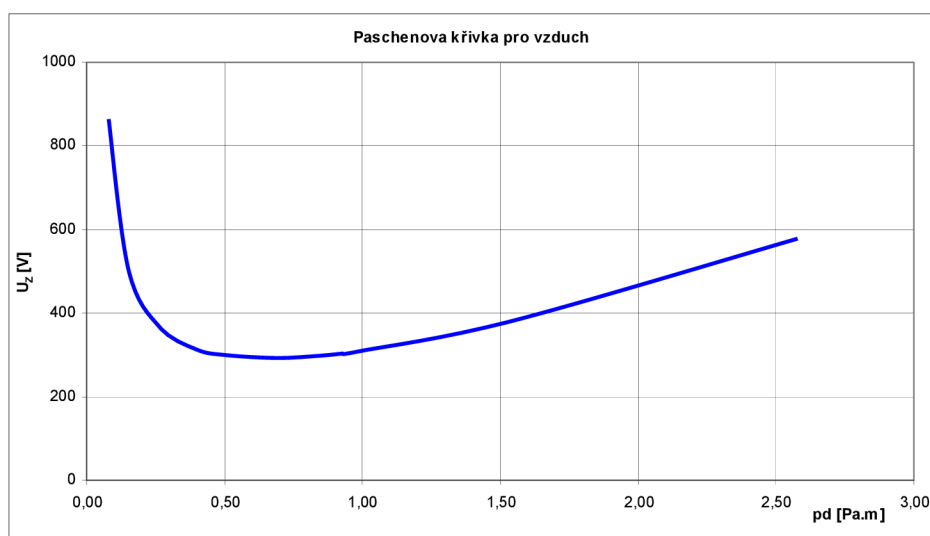
Při měření vodivosti plynu se do prostoru naplněného zkoumaným plynem obsahujícím dvojici elektrod přivádí zvyšující se napětí. Mezi těmito elektrodami je měřen proud. Pro malé napětí je výsledkem ampér-voltová charakteristika nesamostatného výboje, viz obr. 4.2.

Rozdíl mezi nesamostatným a samostatným výbojem tkví v tom, že nesamostatné výboje potřebují pro vedení elektrického proudu větší hustoty dodatečné ionizační činidlo. V dostatečně silných elektrických polích případně ještě v kombinaci s nižším tlakem se vytváří počet iontů a volných elektronů vhodný pro samostatné udržení a vedení proudu. Takové výboje jsou nazývány výboji samostatnými. [44]



Obr. 4.2: Ampér-voltová charakteristika nesamostatného výboje

Z obr. 4.2 (křivka *A*) je patrné, že v blízkém okolí nuly roste proud lineárně, to znamená, že platí Ohmův zákon. Při dalším zvětšování napětí přestává platit Ohmův zákon a plyn se dostane do stavu, kdy hodnota proudu nezávisí na hodnotě napětí [43]. Na tvar charakteristiky má značný vliv povaha ionizačního činidla. Hodnota proudu roste při ozáření plynu rentgenovým, ultrafialovým nebo radioaktivním zářením, viz křivka *B*. Nesamostatný výboj je charakterizován velmi malou proudovou hustotou, např. v horizontální oblasti grafu dosahuje hodnota proudu hodnot v rozsahu $10^{-13} \div 10^{-12} \text{ A.m}^{-2}$.



Obr. 4.3: Závislost zápalného napětí na součinu tlaku a vzdálenosti mezi elektrodami - Paschenova křivka pro vzduch

Po dosažení kritické hodnoty napětí nazývané zápalným napětím U_i , přechází nesamostatný výboj ve výboj samostatný. Kritická hodnota závisí na součinu tlaku plynu a vzdálenosti mezi elektrodami - Paschenův zákon. Paschen experimentálně objevil vztah pro průrazné napětí:

$$U = \frac{A \cdot p \cdot d}{\ln pd + B}, \quad (4.1)$$

kde d je vzdálenost mezi elektrodami v metrech a p je tlak v atmosférách. Konstanty A a B závisí na složení plynu. Pro vzduch při normálním atmosférickém tlaku je

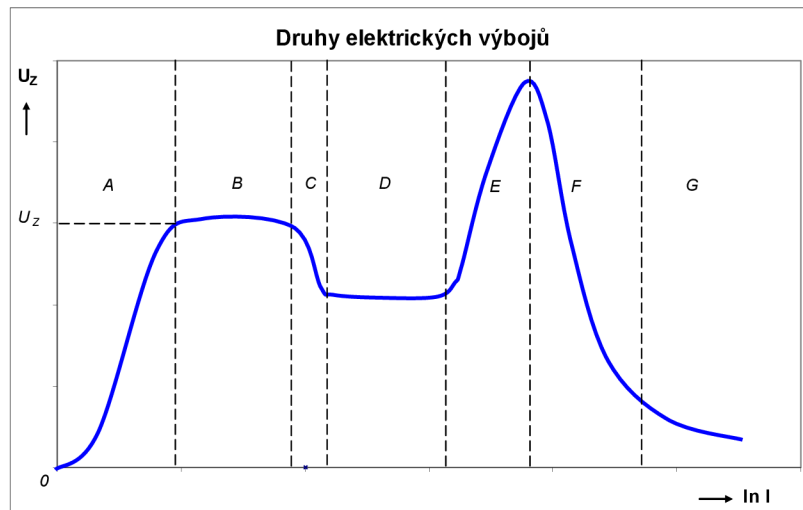
$A = 43,6 \cdot 10^6$ V/atm-m a $B = 12,8$. Při atmosférickém tlaku dosahuje zápalné napětí minimální hodnoty 327 V [47]. Typický průběh charakteristiky pro vzduch při atmosférickém tlaku se vzdáleností elektrod $d = 1$ mm je znázorněn na obr. 4.3 [44].

Elektrony vlivem silného elektrického pole získají dostatečnou energii, aby nárazem ionizovaly neutrální molekuly/atomy. Jak původní, tak i vyražený elektron jsou i nadále urychlovány elektrickým polem a tím dochází k další ionizaci molekul. V důsledku tohoto lavinového jevu začne elektrický proud velmi prudce růst [43].

4.3 Druhy elektrických výbojů v plynech

Z hlediska elektrické vodivosti je plyn za normální teploty velmi dobrý izolant, protože je tvořen neutrálními atomy nebo molekulami. Výboje tedy mohou v takovémto materiálu vznikat až po přivedení ionizačního činidla. Ve slabém elektrickém poli může protékat atmosférou vlivem přirozené ionizace kosmickým zářením pouze velmi malý proud řádově $10^{-12} \div 10^{-6}$ A.m⁻². Pro vedení elektrického proudu větší hustoty je potřeba dodatečné ionizační činidlo, tím vznikají výboje nesamostatné.

V dostatečně silných elektrických polích, případně ještě v kombinaci s nižším tlakem, se vytváří dostatečný počet iontů a volných elektronů vhodný pro samostatné udržení a vedení proudu. Tím vzniká výboj samostatný [44].



Obr. 4.4: Volt-ampérová charakteristika - druhy elektrických výbojů

Na obr. 4.4 je volt-ampérová charakteristika popisující druhy elektrických výbojů. Část křivky označená jako A, představuje výboj nesamostatný, kdy mezi elektrodami prochází jen velmi malý proud až do bodu U_z , neboli zápalného napětí, kdy už je dostatečně silné elektrické pole mezi elektrodami a dochází k urychlování elektronů. Takto urychlené elektrony narážejí na okolní ionty a ty pak mohou uvolňovat další elektrony v objemu výboje. Urychlené ionty dopadající na katodu pak následně uvolňují elektrony z katody v dostatečném počtu pro vytvoření dalších generací elektronů a udržení samostatného výboje [44].

Proud v elektrických výbojích zpravidla vedou elektrony, protože v porovnání s ionty mají menší hmotnost a zároveň mají větší pohyblivost v elektrickém poli.

V části křivky označené B se výboje projevují v akustickém pásmu šuměním, syčením nebo prskáním, to proto, že při proudech $10^{-10} \div 10^{-5}$ A jsou kinetické energie elektronů malé a srážky nejsou doprovázeny emisí viditelného záření. Tyto výboje jsou nazývány temným Townsendovým výbojem. Podmínkou vzniku temného Townsendova (samostatného) výboje je dostatečně silné elektrické pole potřebné pro urychlení volných elektronů, aby bylo možné dále ionizovat atomy a molekuly, tj. objemová ionizace. Dále pak je elektrické pole potřebné i pro urychlení iontů v oblasti katody, aby po dopadu iontů nastala sekundární emise. Každý volný elektron urychlovaný v elektrickém poli mezi dvěma srážkami urazí určitou vzdálenost. Střední hodnota této vzdálenosti se nazývá střední volnou dráhu označovanou $\bar{\lambda}$. Tím získá elektron kinetickou energii E_K , kterou předá při srážce s atomem či molekulou. Platí vztah [44]:

$$E_K = \frac{1}{2}mv^2 \geq A_i \left(1 + \frac{m}{M}\right), \quad (4.2)$$

kde m je hmotnost částice, v rychlost, A_i je ionizační energie a člen $\frac{m}{M}$ vyplývá ze zákona zachování hybnosti. Předání momentu hybnosti závisí na poměru hmotností. Dále platí, že výstupní práce $A_i = e\varphi_i$ přímo souvisí s ionizačním potenciálem φ_i .

Další oblastí křivky z obr. 4.4 je oblast C , která je charakteristická pro korónový výboj vznikající převážně v silném a silně nehomogenním poli a hoří převážně v okolí hrotů a hran vodičů vysokého napětí. Ionizační procesy zde probíhají v malém objemu, tzv. korónálním objemu.

Výbojem vyskytujícím se v oblasti D je normální doutnavý výboj, při kterém dosahuje hustota energie a hustota elektrického proudu nízkých hodnot a katoda i plyn v objemu zůstávají studené.

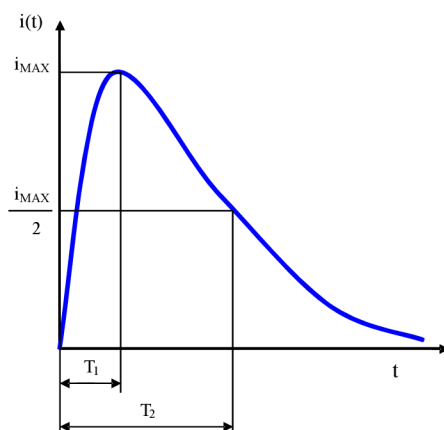
Doutnavý výboj přechází v oblasti E do výboje označovaného jako anomální elektrický výboj. Ten se projevuje značným vzrůstem proudu a napětí mezi elektrodami. Je charakteristický vyšší proudovou hustotou a vyšší teplotou katody.

V oblasti F vzniká jiskrový výboj, který se zapaluje při silném elektrickém poli a proudových hustotách $J \cong 10^6 \text{ Am}^{-2}$, kde tekoucí proudy při velké ploše elektrod mohou dosahovat hodnot řádu kA. Samotný jiskrový kanál má velmi malý odpor, nebo-li vysokou vodivost a při propojení obou elektrod výbojem klesá napětí mezi nimi na hodnotu $10 \div 100$ V.

Poslední oblast G popisované křivky zachycuje obloukový výboj, který je charakteristický vysokou proudovou hustotou při relativně nízkém napětí, a rozžhavenou katodou, na které dochází k termoemisi elektronů.

4.4 Částečné výboje

Částečné výboje jsou lokalizované elektrické výboje (ČV nebo anglicky Partial Discharge, (PD)), které vznikají v plynu mezi elektrodami s dostatečně velkým rozdílem potenciálu, pokud je alespoň jedna z elektrod oddělena dielektrickým materiálem. Přitom se částečný výboj může nebo nemusí objevit v přímém okolí vodiče.

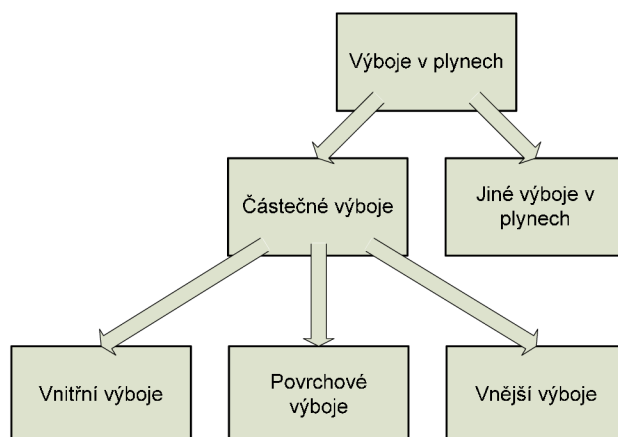


Obr. 4.5: Tvar proudového impulsu částečného výboje

Tvar proudového impulsu částečného výboje je znázorněn na obr. 4.5, kde i_{\max} je maximální hodnota amplitudy proudového pulzu, T_1 je doba čela neboli doba do maxima (u pevných izolantů obvykle jednotky ns) a T_2 je doba do půltýlu (obvykle desítky ns) tj. doba poklesu na polovinu amplitudy. Náboj takového pulzu je pak plocha pod křivkou $i(t)$ daná:

$$q(t) = \int_0^{\infty} i(t) dt . \quad (4.3)$$

Obecně lze říci, že výboj v plynech je dán tokem proudu lavin elektronů. Rozdělení výbojů v plynech je znázorněno na obr. 4.6.

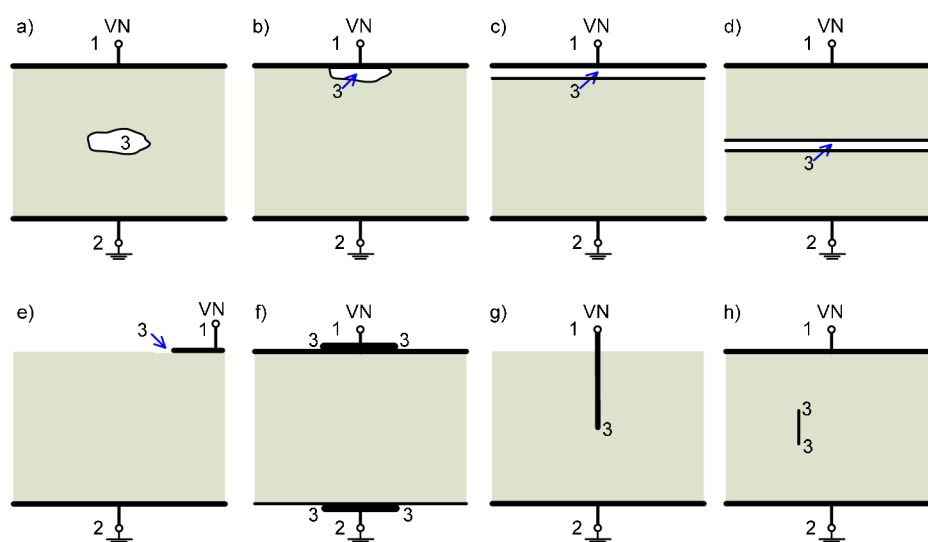


Obr. 4.6: rozdělení výbojové činnosti

Pokud při vzniklém výboji nedojde k přímému přemostění elektrod s různým potenciálem, nazývá se takový výboj výbojem částečným. Částečné výboje se dělí na:

- VNITŘNÍ (interní) částečné výboje. Jsou to částečné výboje v plynech, obklopené pevným či kapalným dielektrikem, jako např. výboje v plynných dutinkách v pevném dielektriku.
- POVRCHOVÉ částečné výboje. Jsou to částečné výboje v okolí elektrod na rozhraní pevného a plynného dielektrika, např. klouzavé, nebo drážkové výboje.
- VNĚJŠÍ (externí) částečné výboje. Jsou to částečné výboje v plynech v okolí elektrod malých poloměrů nebo zakřivení, jako např. doutnavé výboje a korónové výboje.

Typické elektrodové uspořádání, na kterých lze vnitřní a povrchové částečné výboje modelovat, jsou na obr. 4.7. [6]



- | | |
|--|---|
| a) Vzduchová bublina v izolaci | e), f) Povrchové resp. klouzavé výboje |
| b) Vzduchová bublina pod elektrodou | g) Rozrání jehlové elektroda - izolant |
| c), d) Vzduch mezi dvěma vodivými plochami oddělenými dielektrikem | h) Rozrání jehlové elektroda - pevný či kapalný izolant |

Kde 1, 2 značí elektrody a 3 je místo výskytu částečného výboje

Obr. 4.7: Možnosti vzniku částečných výbojů [6]

Na obr. 4.8 je náhradní model pevného izolantu s vnitřní plynovou dutinkou, tzv. trojkapacitní model [6]. Kapacita samotného izolantu C_3 je dána paralelní kombinací C_3' a C_3'' , tedy:

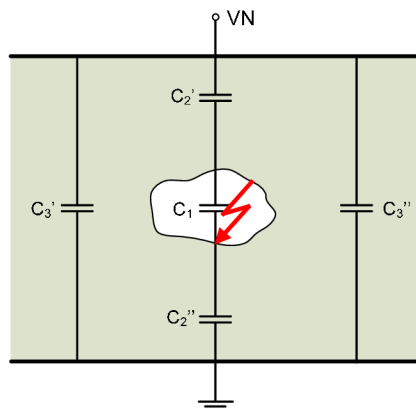
$$C_3 = C_3' + C_3'' \quad (4.4)$$

Kapacita části izolantu s plynovou dutinkou C_D je dána sériovým spojením kapacity zbylého (původního) izolantu C_2 a kapacity samotné dutinky C_1 , kde:

$$\frac{1}{C_D} = \frac{1}{C_2'} + \frac{1}{C_2''} + \frac{1}{C_1}. \quad (4.5)$$

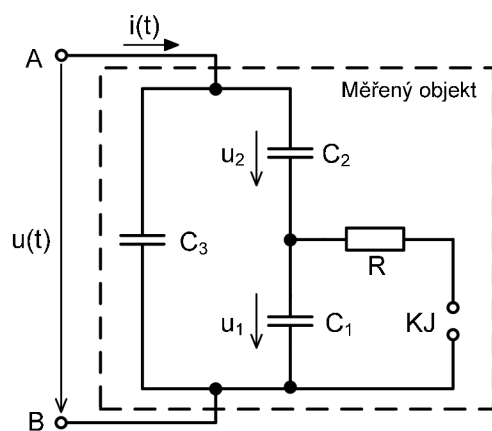
Výsledná kapacita tohoto modelu je dána součtem kapacity (okolního) izolantu C_3 a kapacity části izolantu s dutinkou:

$$C = C_D + C_3. \quad (4.6)$$



Obr. 4.8: Schematický obrázek pevného izolantu s vnitřní plynovou dutinkou

Náhradní schéma Gemant-Philippowův modelu pro vnitřní částečné výboje (trojkapacitní model) [6] je znázorněno na obr. 4.9.



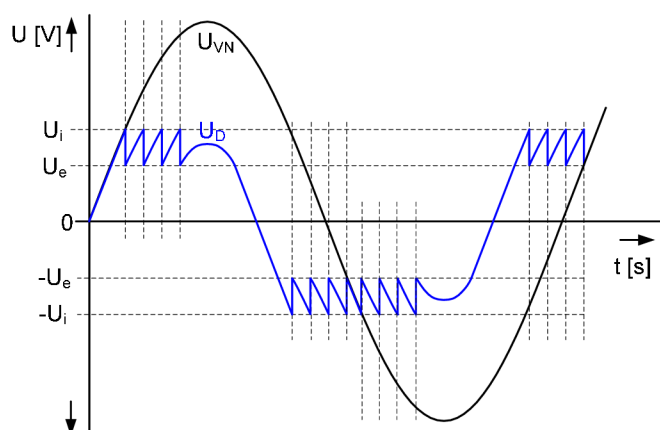
Obr. 4.9: Zjednodušené náhradní schéma pro vnitřní částečné výboje (trojkapacitní model)

Po přiložení střídavého napětí $u(t)$, protéká přes měřený objekt proud $i(t)$. Pokud nedojde k přeskoce v dutince (tzn. na kulovém jiskřišti KJ), je průběh napětí $u_1(t)$ na kondenzátoru C_1 definován níže uvedeným vztahem [6]:

$$u_1(t) = \frac{C_2}{C_1 + C_2} u(t). \quad (4.7)$$

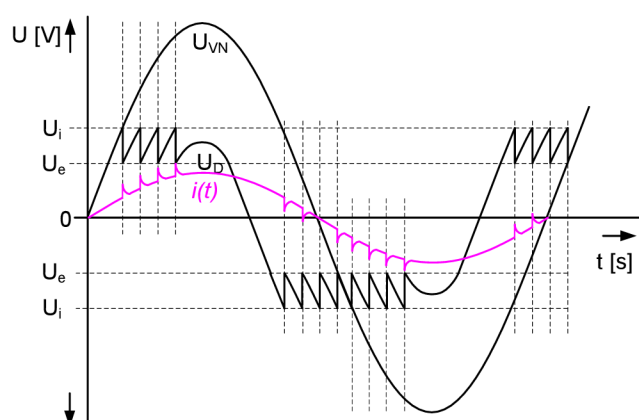
Odpor R uvedený v zjednodušeném náhradním schématu představuje odpor výbojové cesty (výbojového kanálku překlenujícího vzduchovou dutinku) po přeskoce na kulovém jiskřišti KJ . Přesněji je možné říci, že se jedná o odpor cesty proudu výboje v oblasti vybíjených plošek povrchu dutinky a odpor dráhy výboje. Vzhledem k velmi malým

rozměrům, které jsou v reálných dutinkách v izolačních materiálech, proběhne tento děj v řádu jednotek ns.



Obr. 4.10: Napěťové průběhy na Gemant-Philippowu modelu

Napěťové průběhy na Gemant-Philippowu modelu jsou zobrazeny na obr. 4.10, kde U_D je napětí na dutince a U_{VN} je napětí zdroje.



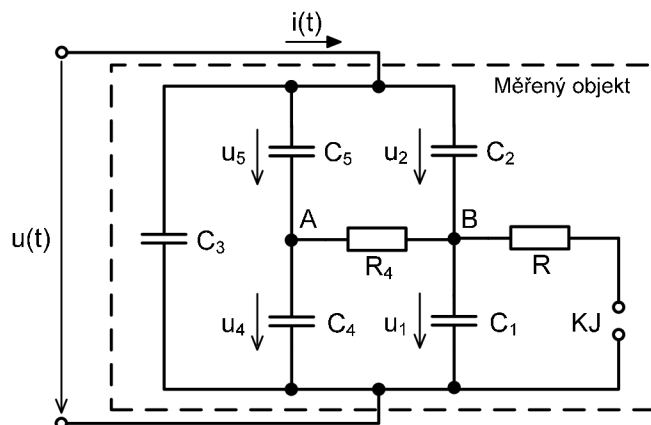
Obr. 4.11: Napěťové a proudové průběhy na Gemant-Philippowu modelu

Pro malou dutinku platí podmínka, že $C_3 \gg C_1 \gg C_2$, přičemž kulové jiskřiště KJ paralelně ke kapacitě dutinky C_1 slouží k modelování průrazu vzduchem naplněné dutiny. Elektrický průraz nastává v okamžiku, kdy napětí VN zdroje dosáhne hodnoty zápalného napětí částečných výbojů U_i na kapacitě C_1 . Při přeskočení dojde vlivem malého odporu vodivého kanálu výboje k poklesu napětí na dutince na hodnotu zhašecího napětí U_e .

Na obr. 4.11 je pro Gemant-Philippowův model zachycen průběh napětí a průběh proudu včetně proudových špiček vznikající jako odezva na vzniklé výboje v dutince.

Předchozí jednoduchý model ale nepopisuje fakt, že při částečném výboji v dutince se na výbojovém procesu nepodílejí pouze plochy vzduchových mezer, ale i určitá část jejich okolí. Po dobu přeskočení (výboje) dochází k poklesu napětí nejen na dutince, ale i na jejím

pevném rozhraní, následkem čehož se nosiče náboje mohou pohybovat podél rozhraní a ovlivňovat tak napětí na dutince. Při průrazu dutinky totiž dochází k odsávání nosičů elektrického náboje i z částí pevného izolantu v blízkosti dutinky. Tento jev zohledňuje např. Böningův rozšířený náhradní model pro vnitřní částečné výboje, který je na obr. 4.12 [6].



Obr. 4.12: Böningův rozšířený náhradní model pro vnitřní částečné výboje

Tento rozšířený náhradní model byl vytvořen připojením paralelní dodatečné kapacity C_4 ke kapacitě stávající vzduchové dutinky, přitom kapacita C_4 je tak veliká, že napětí U_1 a U_4 jsou před výbojem shodné. Kapacita C_4 zde tedy modeluje vliv okolí plynem naplněné dutinky. Odpor stěn dutinky včetně jejího blízkého okolí je označen jako R_4 a před přeskokem na KJ jím neteče proud, protože toto můstkové zapojení je v rovnováze. Odpor R představuje odpor výbojového kanálu v dutince. Kapacita C_5 je s kapacitou C_4 v sérii představuje kapacitu zbytku izolantu. [6]

Při analýze napěťových poměrů na modelu během výboje platí, že těsně před vznikem částečného výboje (v čase $t = 0$) je systém v rovnováze s následujícími počátečními podmínkami:

$$U_1(0) = U_4(0) = U \frac{C_2}{C_1 + C_2} = U_i, \quad (4.8)$$

$$U_2(0) = U_5(0) = U \frac{C_1}{C_1 + C_2}, \quad (4.9)$$

kde U_i je zápalné napětí v dutince. Po zjednodušení výpočtů se předpokládá, že $C_3 \gg C_2$ a $C_3 \gg C_5$. Dále se předpokládá že $R \ll R_2 \Rightarrow RC_1 \ll R_4C_4$ a $C_2 \ll C_1$, $C_2 \ll C_4$, $C_5 \ll C_1$ a $C_5 \ll C_4$.

Použitím Laplaceovy transformace za uvedených podmínek je možné v časové oblasti vyjádřit:

$$U_1(t) = U_i e^{-\frac{t}{T_1}}, \quad (4.10)$$

$$U_4(t) = U_i e^{-\frac{t}{T_4}}, \quad (4.11)$$

kde $T_1 = RC_1$ a $T_4 = R_4C_4$.

Další modely popisující problematiku vnitřních částečných výbojů jsou např. Kranzův model lišící se od Böningova nahrazením odporu R časově a napěťově závislým odporem $R = f(t, u)$, lépe popisujícím závislost odporu na čase a na napětí po zapálení výboje a průběh odporu po skončení výboje. [6]

4.4.1 Charakteristické veličiny částečných výbojů

Pro snazší kvantifikovatelnost projevů částečných výbojů, byly stanoveny charakteristické veličiny, tzn. parametry výbojů. Tyto základní parametry se používají pro základní vyhodnocování intenzity výbojové činnosti a pro porovnávací měření, kdy se vzhledem k času sledují změny v aktivitě výbojů.

Podle typu snímané veličiny se dělí metody vyhodnocování výbojové činnosti na metody elektrické a metody neelektrické. Neelektrické metody většinou vyhodnocují vnější projevy částečných výbojů, jako jsou optické, chemické a akustické projevy. Lze tedy kvantifikovat jejich četnost, intenzitu, či v případě chemických metod zkoumat složení daného média. Jejich citlivost není v porovnání s metodami elektrickými tak velká, protože částečné výboje mají obvykle malou hodnotu energie. Elektrické metody jsou tedy více používány, protože mají díky své citlivosti větší vypovídací schopnost jak z hlediska citlivosti, tak i z hlediska kvantifikovatelnosti. Elektrické metody využívají těchto hodnotících parametrů, označovaných jako základní parametry částečných výbojů [6]:

- ZDÁNLIVÝ NÁBOJ q (apparent charge),
- ČETNOST IMPULZŮ n (pulse repetition rate),
- STŘEDNÍ PROUD ČÁSTEČNÝCH VÝBOJŮ I (average discharge current),
- SOUČTOVÝ NÁBOJ Q (cumulative charge),
- VÝKON ČÁSTEČNÝCH VÝBOJŮ P (discharge power),
- STŘEDNÍ KVADRATICKÝ SOUČET D (quadratic rate),
- POČÁTEČNÍ NAPĚTÍ ČÁSTEČNÝCH VÝBOJŮ U_i (partial discharge inception voltage),
- ZHÁŠECÍ NAPĚTÍ ČÁSTEČNÝCH VÝBOJŮ U_e (partial discharge extinction voltage).

ZDÁNLIVÝ NÁBOJ impulzu částečného výboje q (apparent charge) je podle normy [6] takový unipolární náboj, který je-li injektován ve velmi krátkém čase mezi svorky zkoušeného objektu v předepsaném zkušebním obvodu, by měl na měřicím přístroji způsobit stejnou výchylku jako vlastní proudový impulz částečného výboje. Zdánlivý náboj je obvykle vyjádřen v pikocoulombech pC. Zdánlivý náboj ale není roven množství náboje lokálně působícího v místě výboje. Ten není možné měřit přímo, díky své prostorové nepřístupnosti

[6]. Zdánlivý výboj se stal základním diagnostickým parametrem pro měření a vyhodnocování částečných výbojů, hojně rozšířeným na mezinárodní úrovni.

ČETNOST IMPULZŮ n (pulse repetition rate) je poměr mezi celkovým počtem impulsů částečných výbojů zaznamenaných ve vybraném časovém intervalu a dobou trvání tohoto intervalu. Četnost impulsů je obvykle vyjádřena v s^{-1} [6]. V praxi se uvažují jen pulsy nad určitou úrovní nebo v rámci úrovní předepsaného rozsahu.

STŘEDNÍ PROUD ČÁSTEČNÝCH VÝBOJŮ I (average discharge current) je odvozená veličina představující součet absolutních hodnot jednotlivých úrovní zdánlivého náboje q_i během zvoleného referenčního časového intervalu T_{ref} děleno tímto intervalem. [6]

$$I = \frac{1}{T_{ref}} (|q_1| + |q_2| + \dots + |q_i|) = \frac{1}{T_{ref}} \sum_{i=1}^m |q_i|, \quad (4.12)$$

kde m je počet výbojů v časovém intervalu T_{ref} . Střední proud částečných výbojů je obvykle vyjádřen v $C \cdot s^{-1}$ nebo jednotkách ampér A či μA .

Pokud mají všechny náboje q stejnou velikost, vztah se zjednoduší dle [6] na:

$$I = n \cdot q, \quad (4.13)$$

kde n je četnost částečných výbojů.

SOUČTOVÝ NÁBOJ Q (cumulative charge) vyjadřuje součet absolutních hodnot jednotlivých úrovní zdánlivých nábojů během určitého časového intervalu, obvykle během periody napájecího napětí [6]. Součtový náboj je obvykle vyjádřen v jednotkách C, resp. pC. Tento parametr bývá v poslední době často nahrazován středním proudem částečných výbojů.

VÝKON ČÁSTEČNÝCH VÝBOJŮ P (discharge power) udává střední výkon impulsů dodávaný na svorky zkoušeného objektu způsobený hodnotami zdánlivého náboje q_i během zvoleného referenčního časového intervalu T_{ref} [6]:

$$P = \frac{1}{T_{ref}} (q_1 u_1 + q_2 u_2 + \dots + q_i u_i) = \frac{1}{T_{ref}} \sum_{i=1}^m q_i u_i, \quad (4.14)$$

kde $u_1, u_2 \dots u_i$ jsou okamžité hodnoty zkušební napětí v okamžicích výskytu t_i jednotlivých úrovní zdánlivého náboje q_i , kde ale musí být sledována znaménka jednotlivých hodnot. Počet výbojů v časovém intervalu T_{ref} je značen jako m . Výkon částečných výbojů je obvykle vyjádřen ve watech W, resp. mW.

STŘEDNÍ KVADRATICKÝ SOUČET D (quadratic rate) je odvozenou veličinou, která je součtem kvadrátů ploch jednotlivých úrovní zdánlivého náboje q_i během zvoleného referenčního časového intervalu T_{ref} dělený tímto intervalem:

$$D = \frac{1}{T_{ref}} (q_1^2 + q_2^2 + \dots + q_i^2) = \frac{1}{T_{ref}} \sum_{i=1}^m q_i^2, \quad (4.15)$$

kde m je počet výbojů v časovém intervalu T_{ref} . Střední kvadratický součet je obvykle vyjádřen v $C^2 \cdot s^{-1}$ nebo $A^2 \cdot s$.

Pokud mají všechny náboje q stejnou velikost, vztah se zjednoduší dle [6] na:

$$D = n \cdot q^2, \quad (4.16)$$

kde n je četnost částečných výbojů. Používá se jako doplňkový parametr pro vyhodnocení intenzity výbojové činnosti.

POČÁTEČNÍ NAPĚTÍ ČÁSTEČNÝCH VÝBOJŮ U_i (partial discharge inception voltage) označuje přiložené napětí, při kterém jsou poprvé ve zkoušeném objektu pozorovány opakující se částečné výboje, je-li napětí přiložené ke zkušebnímu objektu postupně zvyšováno z nižší hodnoty, při které nejsou pozorovány žádné částečné výboje [6]. Počáteční napětí částečných výbojů je obvykle vyjádřeno v jednotkách voltů V, resp. kV.

ZHÁŠECÍ NAPĚTÍ ČÁSTEČNÝCH VÝBOJŮ U_e (partial discharge extinction voltage) je přiložené napětí, při kterém se ve zkoumaném objektu přestávají objevovat opakující se částečné výboje, je-li napětí přiložené ke zkušebnímu objektu postupně snižováno z vyšší hodnoty, při které byly pozorovány částečné výboje [6]. Zhášecí napětí částečných výbojů je obvykle vyjádřeno v jednotkách voltů V, resp. kV.

4.4.2 *Obrazce částečných výbojů*

Pro určení druhu výbojové činnosti a zdroje částečných výbojů se používají parametry založené na vyhodnocování fázového úhlu napájecího napětí, tzv. obrazce částečných výbojů, kde se podle umístění částečných výbojů na eliptické křivce napájecího napětí korespondující s fázovým posunem částečných výbojů stanovuje druh výbojové činnosti. Z toho je pak dále možné určit místo jeho výskytu označované jako zřídlo výbojové činnosti.

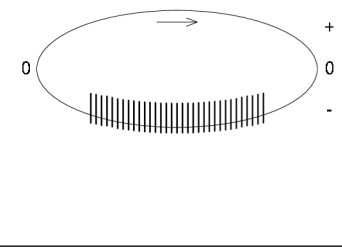
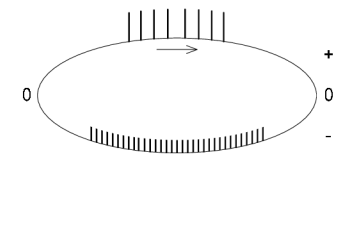
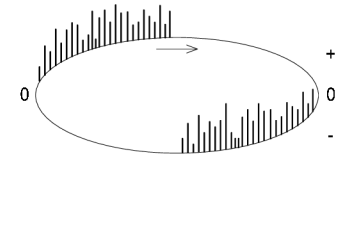
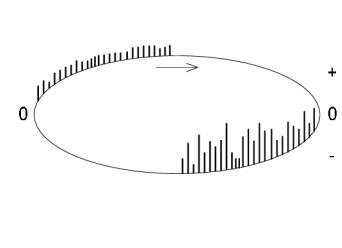
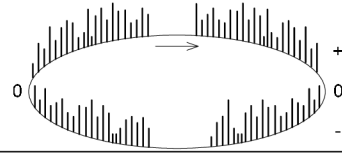
Z obrazců částečných výbojů, uvedených v tab. 4.1 je možné rozlišit pět základních typů/vzorků částečných výbojů. Tyto obrazce jsou zobrazeny jako Lissajouceovy obrazce napájecího napětí se superponovanou složkou představující impulzy částečných výbojů. V bodech označených jako θ prochází napájecí napětí nulou a šipka značí směr růstu/poklesu napětí. Podle umístění částečných výbojů na křivce napájecího napětí (tzn. podle fázového posunu) částečných výbojů, lze usuzovat druh výbojové činnosti a určit tak místo jeho výskytu neboli zřídlo výbojové činnosti [6].

Charakteristiku výbojové činnosti určovanou pomocí fázového úhlu dělíme na tři skupiny, jimiž podle [6] jsou:

- *Základní charakteristiky*, tzn. veličiny naměřené v jedné periodě napájecího napětí.
- *Odvozené (vypočítané) charakteristiky*, které se zakládají na datech ze základních charakteristik získaných během několika period napájecího napětí.
- *Statistická vyhodnocení parametrů* získaných z odvozených charakteristik.

Protože žádná z dílčích charakteristik neposkytuje dostatečnou informaci o výbojové činnosti, je nutné pro získání relevantních výsledků o výbojové činnosti zpracovávat všechny tři uvedené skupiny.

Tab. 4.1: Základní typy částečných výbojů [6]

typ	osciloskopický obraz	popis výboje	typ výboje
A		<p>Pulzy stejné velikosti v jedné půlperiodě, symetricky okolo napětového maxima.</p> <p>Se zvyšováním napětí narůstá počet pulzů, ale jejich velikost se nemění.</p> <p>Pulzy v druhé půlperiodě pouze při vyšším napětí.</p>	<p>Uspořádání hrot-deska (tyč-rovina) v plynech. Jestliže se pulzy objevují v záporné půlperiodě, je hrot (tyč) na vysokém potenciálu; jestliže se pulzy objevují v kladné půlperiodě, je hrot (tyč) na zemním potenciálu.</p>
B		<p>Pulzy v obou půlperiodách, symetricky okolo napětových maxim; v jedné půlperiodě pulzy větší, v druhé půlperiodě větší počet menších pulzů stejné velikosti.</p> <p>Se zvyšováním napětí počet pulzů narůstá.</p>	<p>Uspořádání hrot-deska (tyč-rovina) v kapalných dielektrikách.</p> <p>Jestliže se velké pulzy objevují v kladné půlperiodě, je hrot (tyč) na vysokém potenciálu; jestliže se velké pulzy objevují v záporné půlperiodě, je hrot (tyč) na zemním potenciálu.</p>
C		<p>Pulzy mezi průchody nulou napětí a vrcholy v obou půlperiodách.</p> <p>Pulzy v obou půlperiodách mají přibližně stejnou velikost.</p>	<p>Dutinky v pevném dielektriku.</p> <p>Vzduchové dutinky v kapalném dielektriku.</p> <p>Dotyk izolovaných vodičů.</p> <p>Výboje na povrchu bez galvanického spojení.</p> <p>Neuzemněné kovové části měřicího obvodu.</p>
D		<p>Pulzy mezi průchody nulou napětí a vrcholy v obou půlperiodách.</p> <p>Pulzy v jedné z půlperiod jsou vyšší než pulzy v druhé půlperiodě.</p>	<p>Dutinky v pevném dielektriku u elektrod.</p> <p>Vzduchové dutinky v kapalném dielektriku u elektrod.</p> <p>Jestliže se velké pulzy objevují v kladné půlperiodě, jsou výboje na vysokém potenciálu; jestliže se velké pulzy objevují v záporné půlperiodě, jsou výboje na zemním potenciálu.</p>
E		<p>Pulzy symetricky kolem obou průchodů nulou napětí.</p>	<p>Špatný kontakt mezi kovovými částmi nebo mezi polovodivými (odporovými) vrstvami.</p>

4.4.3 Základní parametry částečných výbojů

Základní měřené veličiny jsou dány třemi nezávislými veličinami, kterými jsou:

- VELIKOST ZDÁNLIVÉHO NÁBOJE q_i ,
- VELIKOST ZAPALOVACÍHO NAPĚTÍ jednotlivého částečného výboje Uq_i ,
- POLOHOU neboli VELIKOSTÍ FÁZOVÉHO POSUNU daného částečného výboje Φ_i , vzhledem k počátku periody napájecího napětí.

Uvedené veličiny jsou základem k parametrům popsaných v následujících kapitolách.

4.4.4 Odvozené parametry částečných výbojů

Odvozené charakteristiky získáme rozdělením základní periody napájecího napětí na dílčí úseky $\Delta\Phi$, kde pak lze v závislosti na fázovém posunu Φ_i vyhodnocovat:

- ROZDĚLENÍ ČETNOSTI VÝBOJŮ $H_n = f(\Phi)$,
- ROZDĚLENÍ AMPLITUDY VÝBOJŮ $H_{qn} = f(\Phi)$ (střední hodnota),
- ROZDĚLENÍ AMPLITUDY VÝBOJŮ $H_{q\max} = f(\Phi)$ (max. hodnota),

ROZDĚLENÍ ČETNOSTI VÝBOJŮ H_n je dáno počtem výbojů v jednotlivých intervalech $\Delta\Phi$ v závislosti na fázovém posunu Φ [6].

ROZDĚLENÍ AMPLITUDY VÝBOJŮ H_{qn} dané střední hodnotou amplitudy napětí výbojů v jednotlivých intervalech $\Delta\Phi$ v závislosti na fázovém posunu Φ . Její hodnota je dána vztahem:

$$H_{qn}(\Phi) = \frac{\sum q_i}{H_n(\Phi)}, \quad (4.17)$$

kde $\sum q_i$ je součet celkového zdánlivého náboje na intervalu $\Delta\Phi$ a $H_n(\Phi)$ počet výbojů na tomto intervalu.

ROZDĚLENÍ AMPLITUDY VÝBOJŮ $H_{q\max}$ dané maximální hodnotou amplitudy napětí v jednotlivých intervalech $\Delta\Phi$ v závislosti na fázovém posunu Φ .

Uvedené závislosti mohou nabývat rozdílných hodnot v kladné i záporné periodě, proto je vhodné rozlišovat tyto charakteristiky zvlášť pro každou polaritu napájecího napětí [6]. Následně pak obdržíme:

$$H_{n+} = f(\Phi), \quad H_{n-} = f(\Phi),$$

$$H_{qn+} = f(\Phi), \quad H_{qn-} = f(\Phi),$$

$$H_{q\max+} = f(\Phi) \quad \text{a} \quad H_{q\max-} = f(\Phi).$$

Z těchto parametrů je možné odvodit časové závislosti, kde o změnách parametrů četnosti výbojů a velikosti zápalného napětí v průběhu měření podávají informaci parametry $n_q = f(t)$ a $U_{qi} = f(t)$. Opět je nutné uvažovat tyto parametry zvlášť pro obě polarity napájecího napětí, tedy:

$$n_{q+} = f(t), n_{q-} = f(t),$$

$$U_{qi+} = f(t) \text{ a } U_{qi-} = f(t).$$

4.4.5 Kritické hodnoty parametrů částečných výbojů

Pro bezpečný provoz jakéhokoliv zařízení pracujícího s vysokým napětím nebo zařízením pracujícím ve ztížených podmínkách je žádoucí, aby nebyla ohrožena funkceschopnost zařízení vlastním selháním, které může být způsobeno výbojovou činností.

Z definovaných parametrů byly určeny přípustné meze, kdy je možné zařízení provozovat bez zvýšeného rizika selhání či možnosti vzniku ohrožení bezpečnosti. Pro elektronická zařízení pracující na vyšších kmitočtech je žádoucí aby:

- HODNOTA ZHÁŠECÍHO NAPĚTÍ U_e byla vyšší, nežli je maximální hodnota provozního napětí zkoumaného objektu. Pak se jedná z hlediska ohrožení zařízení vlivem přítomnosti částečných výbojů o bezpečný nebo-li normální provoz.
- HODNOTA ZDÁNLIVÉHO NÁBOJE q nebyla větší než $10 pC$. Překročením této meze se dostáváme do oblasti výskytu nebezpečné výbojové činnosti. Pokud je hodnota zdánlivého náboje pod hranicí hodnoty $10 pC$, jedná se o takzvaný normální provoz [61].
- HODNOTA STŘEDNÍHO PROUDU ČÁSTEČNÝCH VÝBOJŮ I byla pod hranicí $100 nA$, aby se jednalo o normální provoz. Překročí-li hodnota středního proudu částečných výbojů hodnotu $500 nA$, dostává se zařízení do oblasti výskytu nebezpečné výbojové činnosti.
- HODNOTA SOUČTOVÉHO NÁBOJE Q nabývala velikosti pod $10 pC$, jedná se o normální provoz. Dostane-li se hodnota nad hranici $50 pC$, dostává se zařízení do oblasti výskytu nebezpečné výbojové činnosti.

Je žádoucí, aby zkoumaný objekt splňoval výše uvedená kritéria. Nejsou-li splněna, je takovýto objekt z dlouhodobého hlediska vystaven zvýšenému namáhání. Tento stav se pak může projevit zvýšeným rizikem selhání či možnosti vzniku ohrožení bezpečnosti.

5 Detekce částečných výbojů

Částečný výboj je jiskřivý výboj s velmi malou energií, který se tvoří uvnitř dielektrické izolace nebo na povrchu v zařízení za středního nebo vysokého tlaku. Částečný výboj se objevuje v oslabeném místě izolace a vede k postupnému rozvoji defektů a následné destrukci izolace. [6]

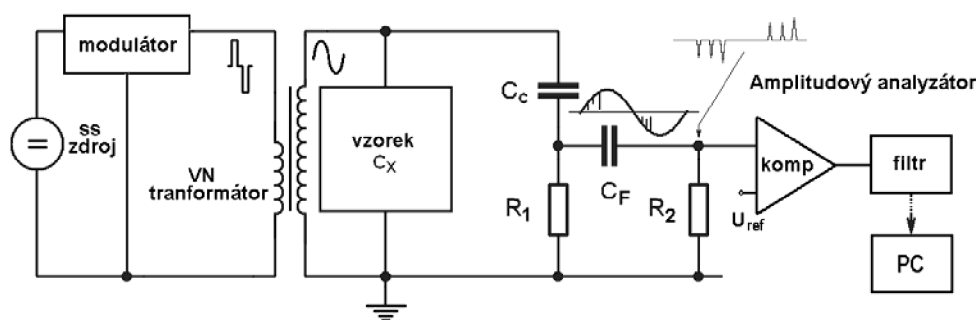
Za určitých podmínek je možné na povrchu zařízení pracujících s napětím amplitudy větším než 700 V detekovat částečné výboje. To znamená, že díky vlivu nedbalosti a vad ve výrobním procesu je možné detekovat částečné výboje nejen v zařízeních pracujících s vysokým napětím, ale také u zařízení pracujících v normální provozní síti s napětím nad 500 V, které mohou být ohroženy částečnými výboji při zákmitech při spínání či rozepínání. Jako příklad mohou být zmíněny budiče tranzistorů IGBT s pracovním napětím větším než 500 V, malé spínané zdroje na vysoké napětí nebo vysokonapěťové planární transformátory.

Pracovní kmitočet obvykle bývá od několika kHz do desítek kHz, což významně zvyšuje vliv částečných výbojů na funkci zařízení. Částečné výboje se při vyšších kmitočtech projevují více, než je tomu v případě zařízení pracujících na síťovém kmitočtu. To je dáno tím, že narůstá velikost intenzity elektrického pole působícího na dielektrický materiál a s rostoucím kmitočtem klesá reaktance kondenzátoru, který se formuje z materiálu dielektrika.

$$X_C = \frac{1}{j\omega C}, \quad (5.1)$$

kde $\omega = 2\pi f$ a C je velikost kapacity kondenzátoru.

Roste tedy kapacitní proud tekoucí dielektrikem. Vliv kapacitního proudu není moc velký, ale vlivem vyšších kmitočtů, může dojít k mírným změnám v rozložení elektrického pole a relaxace na elektrodách. Teče-li proud, vznikají úbytky napětí. Ty jsou rozloženy podle poměru kapacit. Popsaný jev má obvykle za následek pokles zápalného napětí částečných výbojů. Může se ale stát, že zápalné napětí vzroste - to může být dáno např. poklesem permitivity dielektrika vlivem polarizačních ztrát.



Obr. 5.1: Schematické znázornění zapojení pro měření částečných výbojů

Překročí-li hodnota napětí na vzduchové mezeře (dutince) elektrickou pevnost plynu v dutince, dojde k zapálení výboje. Opakuje-li se zapalování výboje často, dojde k opalování stěn dutinky a tím k jejímu zvětšování, což vede až k úplnému elektrickému průrazu.

Principiální zapojení systému pro detekci částečných výbojů využívající amplitudové analýzy částečných výbojů je schematicky znázorněn na obr. 5.1. Jak je zde patrné, zkoumaný objekt C_X je připojen na zdroj sinusového regulovatelného napětí - VN. Výboje vzniklé na zkoumaném objektu se snímají děličem C_C a R_I , za kterým následuje horní propust. Tím se odfiltruje nosná složka elektrického signálu. Takto získaný signál je veden na vstup velmi rychlého komparátoru, kde je porovnáván s úrovní referenčního napětí, pomocí kterého je možné regulovat úroveň detekce. Získaná data jsou následně odeslána do PC.

5.1 Rozbor metod pro detekci částečných výbojů

Měření výbojové činnosti lze provádět různými metodami, a to jak metodami neelektrickými, tak i metodami elektrickými. Každá z uvedených metod má svoje výhody i nevýhody. Do popředí se v současné době dostávají metody, které umožňují měřit bez odstávky nebo odpojení elektrického zařízení, tzn. přímo v provozu - on-line měření. Metody, kdy je nutné měřený objekt odpojit, jsou označovány jako off-line měření.

Příkladem neelektrických metod mohou být metody dělené podle zkoumaných projevů:

- akustické,
- optické,
- chemické,
- termoelektrické.

Dalším typem metod měření částečných výbojů jsou metody elektrické. Zde vlivem zapalování impulsů částečných výbojů vznikají na napájecím napětí proudové impulsy úměrné daným částečným výbojům. Jejich vyhodnocování je základem všech elektrických metod. Snímání proudových signálů částečných výbojů je realizováno klasickými impedancemi RLC, které jsou připojené na VN svorky zkoumaného objektu přes oddělovací kondenzátor. Pro snímání napěťových pulsů se používají kapacitní děliče nebo se měření provádí pomocí Rogowského cívky. Pro svoji lepší kvantifikovatelnost a citlivost jsou elektrické metody více rozšířeny v praxi nežli metody neelektrické. Jako příklad lze uvést:

- Galvanické metody měření částečných výbojů
- Elektromagnetické sondy - kapacitní a induktivní sondy

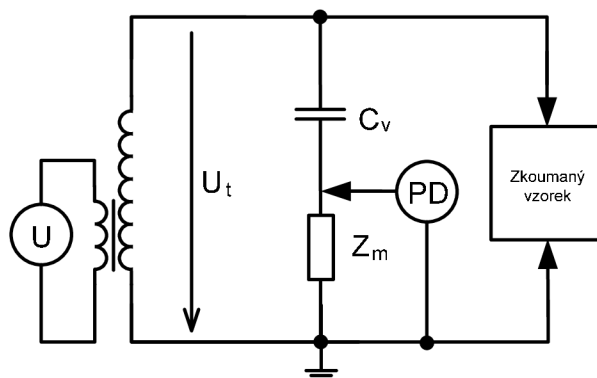
Tyto metody se dělí na dva základní typy: na globální a lokalizační měření. V případě globálního měření se měří částečné výboje v celém zkoumaném objektu. Ověřuje se tak celkový stav izolace. Lokalizační měření má za úkol najít místo výskytu částečných výbojů ve zkoumaném objektu.

V dalších kapitolách budou vybrané typy analýz rozebrány detailněji. Zejména budou zmíněny tyto:

- galvanické metody
- elektromagnetické sondy
- akustická analýza
- amplitudová analýza

5.1.1 Galvanická metoda měření částečných výbojů

GALVANICKÁ METODA patří ke globálním metodám měření částečných výbojů. Je založena na přímém snímání proudových impulzů částečných výbojů na snímací indukčnosti. Většinou se jedná o člen RCL s ochrannými prvky jako jsou bleskojistky atp. Měřicí impedance Z_m se obvykle skládá z rezistoru o hodnotě $10^2 \Omega$ a tlumivky [6]. Příklad nejpoužívanějšího zapojení měřicího obvodu je na obr. 5.2.



Obr. 5.2: Základní zapojení galvanické metody pro měření částečných výbojů

Výhodou galvanické metody je bezesporu vysoká citlivost, dostatečná vypovídající schopnost a možnost on-line monitoringu. Mezi nevýhody je možné zařadit citlivost na rušení z externích zdrojů - např. elektromagnetické vlny z rádiových vysílačů, rušení impulsního charakteru, dále se mezi nevýhody řadí i potřeba odstavení měřeného objektu z provozu např. v případě, kdy kvůli značné citlivosti není možné zkoumaný objekt změřit a je pak nutné provést měření off-line.

5.1.2 Elektromagnetické sondy

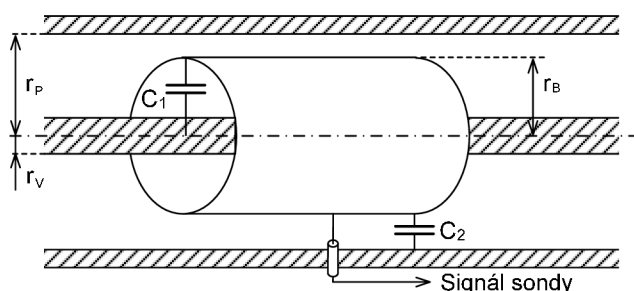
Detekce částečných výbojů pomocí elektromagnetických sond klade zvýšené nároky na samotné zpracování získaného signálu, protože časy dějů charakteristických pro částečné výboje jsou v řádu jednotek až desítek ns. Výhodou této metody je její použití on-line, tedy bez nutnosti přerušit provoz zkoumaného zařízení. Nevýhodou je obtížná filtrace ostatních rušivých elektromagnetických signálů z různých zdrojů, počínaje rádiovými frekvencemi a konče interferencemi elektromagnetických vln GSM a jiných sítí.

Kapacitní a induktivní sondy se řadí k nepřímým metodám měření částečných výbojů. Jsou založeny na principu detekce vyzařené vysokofrekvenční energie z místa vzniku částečného výboje do okolí. Vyzařený výkon w do okolí se skládá ze složky elektrické a magnetické a platí pro něj vztah z [6]:

$$w = -E \cdot \varepsilon \frac{\partial E}{\partial t} - H \cdot \mu \frac{\partial H}{\partial t}, \quad (5.2)$$

kde E je intenzita elektrického pole, ε je permitivita, H je intenzita magnetického pole a μ je permeabilita. Kapacitní sondy snímají vyzařované elektrické pole oproti induktivním sondám, které pracují na principu snímání magnetického pole. Oba tyto typy slouží převážně k orientační detekci výbojové činnosti při měření on-line. Díky galvanickému oddělení nepřichází obsluha během měření do styku s vysokým napětím.

KAPACITNÍ SONDY - v případě kapacitních sond je obvod pro zpracování signálu obvykle tvořen rychlým diferenciálním zesilovačem, jehož signál je zesílen zesilovačem s proměnným zesílením. Protože jsou částečné výboje z časového hlediska velmi rychlé děje, přechodové jevy charakterizující výbojovou činnost se pohybují v řádu ns. To klade zvýšené nároky jak na parametry sond, tak i na následné obvody pro zpracování signálu. Výstupní signál z obvodů pro zpracování se dále zpracovává analogově nebo digitálně. Vstup diferenciálního zesilovače musí být navržen tak, aby dokázal co možná nejlépe potlačit vlivy cizích rušivých polí [14].



Obr. 5.3: Principiální schéma (koaxiální) kapacitní sondy [14]

Nejrozšířenějším typem kapacitní sondy je snímač koaxiálního tvaru, viz obr. 5.3. Kapacita na jednotku osové délky je dána podle [14] vztahem:

$$C = \frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon_r}{\ln \frac{r_2}{r_1}}, \quad (5.3)$$

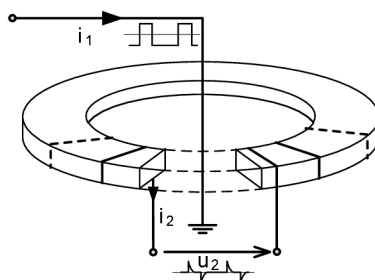
kde r_1 je vnitřní poloměr, r_2 je vnější poloměr koaxiálního vedení, ε_r je relativní permitivita izolantu a ε_0 zde zastupuje permitivitu vakua, jejíž hodnota je $8,854 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot \text{m}^{-1}$. Dosadíme-li z obr. 5.3 do výše uvedeného vzorce délku sondy l , poloměr sondy r_v , poloměr vodiče r_b , poloměru vnějšího pláště neboli stínění r_p , obdržíme pro kapacity C_1 a C_2 vztahy:

$$C_1 = \frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon_r l}{\ln \frac{r_b}{r_v}} \quad \text{a} \quad C_2 = \frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon_r l}{\ln \frac{r_p}{r_b}}. \quad (5.4)$$

V případně homogenní izolace je faktor přenosu ρ dán podle [6]:

$$\rho = \frac{C_1 + C_2}{C_1} = \frac{\ln \frac{r_B}{r_V} + \ln \frac{r_P}{r_B}}{\ln \frac{r_P}{r_B}}, \quad (5.5)$$

Citlivost sondy je dána převážně délkou sondy, protože její průměr je limitován geometrickými rozměry zkoumaného kabelu. Nevýhoda kapacitních sond je v pouhém měření elektrického pole vyzářeného do okolí, a protože jsou zdroje částečných výbojů odstíněné, není možné určit místo vzniku.



Obr. 5.4: Principiální schéma toroidní indukční sondy [14]

INDUKTIVNÍ SONDY - pracují na principu snímání magnetického pole vyzářovaného zdrojem částečných výbojů. Lze je podle způsobu použití rozdělit na dva typy, na toroidní sondy a na lineární indukční sondy.

Toroidní sondy mají proudové obvody magneticky svázané, viz obr. 5.4. Primární vinutí je tvořeno vodičem pracovního uzemnění procházejícím středem toroidu. Sekundární vinutí je tvořeno vlastním vinutím sondy navinutým na toroidu. V ideálním případně platí pro sekundární napětí toroidního vinutí vztah:

$$u_2 = -i_2 R_2 - L_2 \frac{di_2}{dt} + M_{21} \frac{di_1}{dt}, \quad (5.6)$$

kde u_2 je výstupní napětí, R_2 je činný odpor, i_1 je primární proud, i_2 je sekundární proud, L_2 je vlastní indukčnost cívky toroidu a M_{21} je vzájemná indukčnost mezi primárním a sekundárním obvodem. Je-li toroidní jádro obdélníkového průřezu s výškou h , vnitřním poloměrem r_1 a vnějším poloměrem r_2 platí:

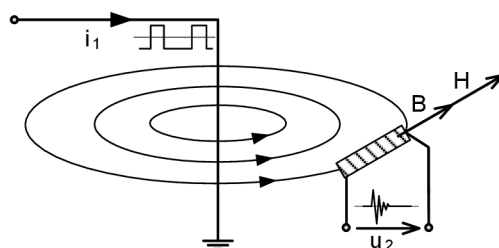
$$L_2 = \frac{\mu_0 \mu_r}{2\pi} N_2^2 h \ln \frac{r_2}{r_1} \quad \text{a} \quad M_{21} = \frac{\mu_0 \mu_r}{2\pi} N_2 h \ln \frac{r_2}{r_1}, \quad (5.7)$$

kde μ_r je relativní permeabilita magnetického jádra toroidu, μ_0 je permeabilita vakua, která je rovna $1,257 \cdot 10^{-6} \text{ H.m}^{-1}$ a N_2 je počet závitů sekundárního vinutí toroidu. Koeficient transformace k nezávisí na tvaru průřezu primárního vodiče a je podle [6] dán vztahem:

$$k = \frac{M_{21}}{L_2} = \frac{1}{N_2}. \quad (5.8)$$

Z hlediska přenosu je nutné uvést, že vinutí N_1 obsahuje jeden závit.

Pro zvýšení odolnosti proti vnějšímu rušení se obvykle používají toroidy s malým počtem závitů. Z toho plyne, že změřené proudy dosahují velmi malých hodnot.



Obr. 5.5: Principiální schéma lineární inдукtivní sondy [14]

Na rozdíl od toroidních sond se *lineární inдукtivní sondy* umísťují do elektromagnetického pole tak, aby podélná osa sondy byla orientována současně s vektory magnetické indukce B a s vektorem intenzity magnetického pole H . Princip funkce je na obr. 5.5. Pokud je sonda přiložena kolmo na vodič, zpracuje jen cca 40% vyzařované energie. Naopak je-li sonda přiložena rovnoběžně s vodičem, zpracuje jen cca 15% vyzařované energie [6]. Protože signál částečného výboje vzniklý v izolacním systému má různou amplitudu, tvar i dobu trvání, je relativně obtížné zachytit jej a kvantifikovat vyhovujícím rezonančním obvodem. Lineární inдукtivní sondy mají oproti toroidním sondám výhodu spočívající ve snadné aplikaci na zkoumaný objekt, aniž by bylo nutné rozpojit obvod zkoumaného objektu.

5.1.3 Akustická analýza

Principem této metody je detekce mechanických (akustických) kmitů emitovaných částečnými výboji. Takto vzniklé mechanické impulsy vyvolávají akustické vlny, jak ve slyšitelném pásmu, tak i v ultrazvukové oblasti, které se šíří okolním prostředím. Tyto akustické vlny je pak možné zachytit např. pomocí mikrofónů. Signál z mikrofónu je pak nutné zpracovat pomocí zesilovačů a dalších analogových a digitálních obvodů nutných pro zpracování a vyhodnocení. Tvar detekovaného signálu závisí na spoustě faktorů, kterými mohou být: zdroj signálu, cesta signálu od zdroje k detektoru/mikrofónu, charakteristika použitého detektoru/mikrofónu atp.

Nesporná výhoda metody akustického měření částečných výbojů je v tom, že náhodné elektrické poruchy/rušení jako jsou rozhlasové stanice nebo korona mají velmi malý, nebo mají zanedbatelný vliv na vlastní měření. To je převážně dané necitlivostí akustického systému měření k elektrickým poruchám.

Detekce částečných výbojů může být realizována jedním nebo i více akustickými senzory. Přitom z rozdílu času příchodu akustického signálu je v případě použití více sond možné pomocí triangulace určit polohu zřídla výboje. K tomuto účelu jsou velmi vhodné selektivní směrové mikrofóny. Mimoto akustický šum prostředí laboratoří zůstává většinou neměnný v porovnání s reálným prostředím. Další výhodou je to, že jednoduchá filtrace akustického signálu pomocí horní propusti dostatečně potlačuje poruchy [25]. Jako další výhodu této metody je zapotřebí uvést měření on-line a díky směrové charakteristice

detektoru i lokalizační schopnosti. Ve srovnání se silnoproudou technikou je u elektronických zařízení přenášený náboj řádově menší, proto i akustické projevy jsou výrazně slabší.

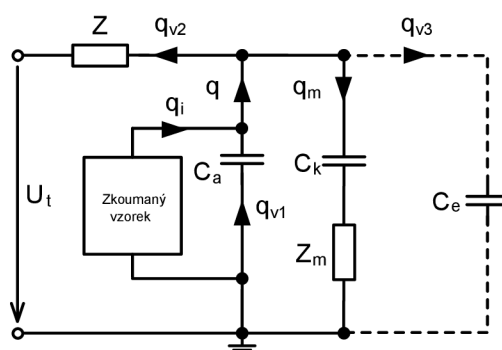
5.1.4 Amplitudová detekce

V současné době je tento typ analýzy detekce částečných výbojů velmi často používán. Nespornou výhodou této metody je, že detekce může být prováděna on-line, tj. za běžného provozu bez nutnosti přístroj odstavit. Tato metoda se skládá z amplitudového detektoru, z filtrů, vyhlazovacích obvodů a obvodů pro zpracování signálu. Pro správnou funkci celého systému je ale nutné systém kalibrovat. Kalibrační signál může být měřen např. pomocí osciloskopu.

5.1.5 Obvod pro testování částečných výbojů prostřednictvím amplitudové analýzy

Základní uspořádání obvodu pro testování částečných výbojů je na obr. 5.6. Zde označený vnitřní náboj q_i dosahuje tak malých hodnot, že je z praktického hlediska neměřitelný. Za účelem potlačení interferencí je vložen filtr Z mezi zdroj napětí pro testování U_t a testovaný objekt - zkoumaný vzorek. Běžně je testovaný vzorek charakterizován odpovídající kapacitou C_a . Ke zdroji částečných výbojů, tzn. ke zkoumanému objektu je paralelně připojena větev sloužící pro měření. Pak proud \dot{q}_v teče vazebním kondenzátorem C_k a měřicí impedancí Z_m . Testovací napětí zdroje VN označené U_t je připojeno k obvodu paralelně [62].

Při hlubší analýze rozložení náboje v obvodu je zřejmé, že zdánlivý náboj q se dělí na vnitřní náboj q_i (přímo neměřitelný) a na část náboje q_{v1} , která prochází kolem zkoumaného místa s částečnými výboji. To může být vážný problém zvláště pro zkoumané vzorky s velkou kapacitou. Měřitelný je pouze zdánlivý náboj q . Aby bylo možné dosáhnout maximální citlivosti, musí být vyloučen vliv dalších nábojových ztrát. Ztráta náboje q_{v2} způsobená vlivem testovacího napěťového zdroje U_t může být omezena filtrem Z . Ztráty náboje na kapacitě země q_{v3} nemohou být ve větší míře ovlivněny.



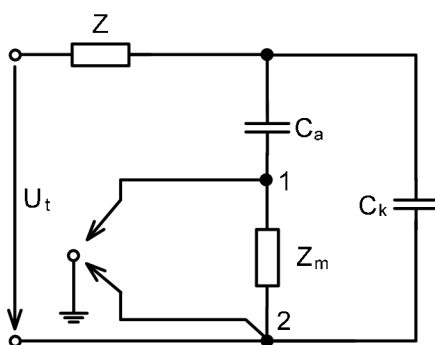
Obr. 5.6: Základní zapojení obvodu pro testování částečných výbojů

Je velmi důležité, aby vazební kondenzátor C_k vykazoval malou impedanci na frekvencích odpovídajícím impulsům částečných výbojů a dále, že Z_m musí představovat přibližně zkrat pro frekvence testovacího napětí.

Zdroj testovacího napětí nesmí vytvářet žádné částečné výboje, protože by docházelo k nežádoucímu ovlivnění naměřených hodnot. Dále musí být změřena přesná hodnota vrcholu testovacího napětí odpovídající elektrickému namáhání, které má být změřeno. Měření střední hodnoty napětí nebo měření efektivní hodnoty s vhodnou korekcí je přípustné pouze v případě malého zkreslení od sinusového průběhu (pod 5%) [62].

Je důležité, aby zařízení pro měření částečných výbojů rozlišovalo mezi měřicím kmitočtem (střední kmitočet z měřeného pásma) a šířkou pásma vlastního zařízení. Vzhledem k šířce pásma může být zařízení pro měření ČV rozděleno na úzkopásmové, pásmově omezené a širokopásmové. Úzkopásmové typy zařízení pro měření ČV obvykle mají šířku pásma menší než 15 kHz podobně jako jiné typy přístrojů měřících interferenci. Pásmově omezené typy zařízení pro měření ČV mají šířku pásma do několika MHz. Širokopásmové typy zařízení pro měření ČV mohou pokrýt celé spektrum impulsů ČV, protože mohou mít šířku pásma větší než 1 GHz. Taková zařízení se používají pouze pro výzkum dielektrik.

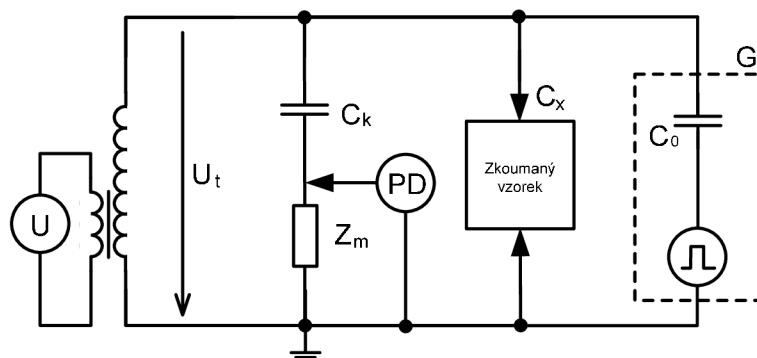
Zařízení pro měření ČV s velkou šířkou pásma dovolují preciznější analýzu výbojů při zkoumání výskytu ČV. Na druhou stranu měření s velkou šířkou pásma mnohem více trpí interferenčními problémy než úzkopásmové zařízení. Pro testování ČV je důležité dosáhnout přesného měření zbytkového náboje q (intenzity ČV) a vysoké citlivosti. Obvykle jsou tyto požadavky snadno realizovatelné použitím úzkopásmového typu měřícího zařízení. Avšak díky rozprostření a možnému překryvu pulzů v takových úzkopásmových měřicích zařízeních, se mohou objevit problémy na vysokých opakovacích rychlostech pulzů částečných výbojů.



Obr. 5.7: Zapojení pro testování ČV, kde bod 1 nebo 2 je uzemněn

Měřicí kmitočet (střední kmitočet měřícího pásma) úzkopásmového zařízení pro měření ČV může být zvolen tak, aby se dosáhlo minimální šířky pásma interference. Tedy je důležité, aby měřicí kmitočet byl v rozsahu spektra, kde mají impulzy měřených ČV přibližně stejnou amplitudu. Obvykle takto podmínka bývá splněna pro kmitočty přibližně do 2 MHz. Vzhledem k požadavku dostatečného odstupu mezi testovacím kmitočtem a požadovaným kmitočtem pro měření ČV, je také nutné brát na zřetel omezení spodní hranice kmitočtu pro měření ČV. To není problém při měření testovacím napětím s kmitočtem 50/60 Hz, ale může to být problém při měření na vyšších frekvencích. Při použití amplitudové analýzy je žádoucí, aby šířka pásma byla co největší.

Jsou použity dva rozdílné typy uspořádání testovacího obvodu - jeden s uzemněním v bodě 1 a neuzemněný bod 2 - testovaný vzorek, jak je ukázáno na obr. 5.7. Vzhledem k tomu, že komponenty elektronických zařízení nejsou obvykle uzemněny, je možné dosáhnout větší citlivosti uzemněním bodu 2.

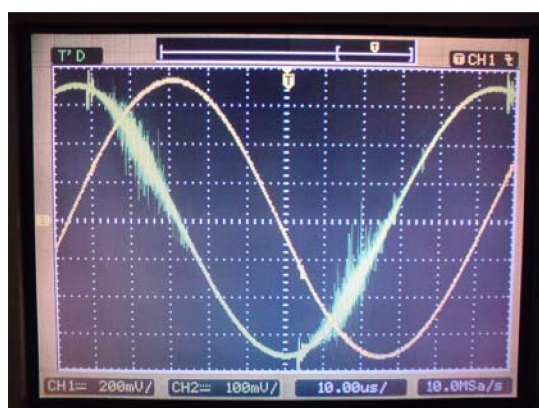


Obr. 5.8: Kalibrace ČV - měřící zařízení včetně kompletního testovacího obvodu

Před měřením je nutné zařízení na měření ČV kalibrovat na kompletním testovacím obvodu, viz obr. 5.8, kde C_x je náhradní kapacita bez ČV, PD je zařízení pro měření ČV a G je kalibrační pulzní generátor s kapacitou C_0 .

Pro kalibraci je testovací vzorek nahrazen kapacitou C_x , která nevykazuje žádné vlastní ČV a která vykazuje stejnou impedanci jako testovaný vzorek. Po kalibraci je ověřeno, že do nejvyššího přípustného napětí je základní interferenční úroveň nižší než polovina hodnoty intenzity ČV, která je specifikovaná jako omezující hodnota intenzity ČV. Po kalibraci musí být ověřeno, že až do nejvyššího testovacího napětí je základní úroveň interference menší než polovina nejmenší úrovně ČV.

Následně může být provedena kalibrace s připojením testovaného vzorku do obvodu. Pro podobné testované vzorky nebo v případě testovacího obvodu s velkou kapacitou vazebního kondenzátoru ($C_k \gg C_x$) může být kalibrace opakována ve větších časových intervalech.



Obr. 5.9: Částečné výboje na cívce s vinutím pro impulsní transformátory

Na obr. 5.9 jsou částečné výboje vzniklé při měření cívky se vzduchovým jádrem při měření vinutí pro impulsní transformátory, viz kapitola 8.1.2. Amplituda napětí byla 750 V.

Na proudový signál se superponovaly proudové pulzy odpovídající jednotlivým částečným výbojům. Za povšimnutí stojí, že v polovině půlvlny napětí jsou proudové impulzy záporné a naopak.

Pro porovnání amplitud impulzů částečných výbojů byla vytvořena metodika, kde se kontroluje jak velikost zápalného napětí, tak i napětí vyhasnutí. Za bezpečnou provozní úroveň je pak považován stav, kdy je úroveň pracovního napětí pod hodnotou napětí vyhasnutí částečných výbojů. Pro dosažení relevantních výsledků měření je tedy nutné dodržet následující body:

- 1) měření musí být prováděno na měřicí aparatuře nevykazující vznik vlastních částečných výbojů v celém rozsahu testovacího napětí,
- 2) měření musí být prováděno na zkalibrovaném měřicím zařízení a měřicím obvodu,
- 3) měřicí zařízení včetně přívodních kabelů musí vykazovat malou hodnotu kapacity, aby nedocházelo k nežádoucímu zkreslení,
- 4) musí být provedena opatření zamezující pronikání vnějšího rušení během měření.

Z praktického hlediska se tedy kontroluje velikost amplitudy impulzů částečných výbojů. Z dosažených hodnot napětí vyhasnutí mohou být následně určeny hodnoty bezpečného provozního napětí zkoumaného objektu.

Vzhledem k faktu, že se při testování částečných výbojů pracuje s vysokým napětím, je nutné dbát zvýšené opatrnosti, včetně dodržování všech bezpečnostních předpisů.

5.2 Kalibrační procedura

Kalibrační proces použitého systému spočívá v korelaci amplitudy adekvátního napěťového pulzu vůči úměrnému náboji zdánlivého částečného výboje. Hodnota zdánlivého náboje je dána měřením reálného děje způsobeného přenosem náboje uvnitř vady (defektu) na elektrody systému.

Kalibrace je velmi důležitá činnost při měření částečných výbojů, která se obvykle provádí před začátkem každého měření. Vlivem kapacit v měřicím obvodu, ale také vlivem parazitních kapacit dochází mezi zkoumaným objektem a měřicím zařízením ke zkreslení pulsů částečných výbojů. To se projevuje změnou tvaru pulsů částečných výbojů. Dále dochází vlivem impedančního nepřizpůsobení ke zmenšení přeneseného náboje. Měřicí obvod je tedy nutné kalibrovat a vlastní měření pak korigovat podle kalibračních hodnot [6].

Pro lepší pochopení procesu kalibrace částečných výbojů je dobré nahlédnout do normy IEC 60270. Podle této normy je částečný výboj lokalizovaný elektrický výboj, který pouze částečně přemostňuje izolaci mezi vodiči a který se může nebo nemusí objevit v okolí vodiče. Norma se vztahuje k měření částečných výbojů, které se vyskytují v elektrických přístrojích, komponentech nebo systémech zkoušených střídavým napětím až do kmitočtu 400 Hz nebo stejnosměrným napětím.

Detekce i monitorování částečných výbojů je velmi důležité, protože částečné výboje předcházejí konečnému průrazu izolace. To vede k nákladným odstávkám poškozeného zařízení a následným opravám. Opatření uvedená v této normě mohou být použita k návrhu technických podmínek vztahujících se k měření částečných výbojů v elektronických zařízeních.

Norma IEC 60270 se zabývá převážně elektrickým měřením krátce trvajících pulzů částečných výbojů, ale také jsou zde uvedeny neelektrické metody, které nachází svoje použití převážně při lokalizaci částečných výbojů.

Ke kalibraci se používají kalibrátory neboli generátory kalibračních pulsů. Ty se dělí na dva základní typy, tj. na typ pracující na fyzikálním principu a na kalibrátory elektronické. První z uvedených generuje částečné výboje obvykle v plynném prostředí. Jsou používány jako normály částečných výbojů pro kalibraci měřidel. Elektronické kalibrátory generují pulsy podobné pulsům částečných výbojů. K tomu obvykle využívají sériového zapojení známé kapacity C_0 a generátoru obdélníkového průběhu definovaných parametrů, kde je amplituda napětí označována jako U_0 [14]. Tím vzniknou jehlové impulsy, které jsou svými parametry podobné částečných výbojům. Náboj kalibračního pulsu q_0 je dán vztahem:

$$q_0 = C_0 \cdot U_0. \quad (5.9)$$

Při kalibraci musí být dodržovány tyto zásady:

- velikost hodnoty kalibračního náboje by měla dosahovat řádově stejných hodnot, jako jsou předpokládané hodnoty měřených částečných výbojů.
- kalibrační náboj z kalibrátoru by měl odpovídat normálům (standardům).
- velikost kalibračního náboje by měla být nezávislá na kapacitě zkoušeného objektu.

Z důvodu snížení chyby měření je zapotřebí zajistit, aby byla splněna podmínka [6]:

$$C_0 < 0,1 \cdot (C_a + C_v), \quad (5.10)$$

kde C_0 je známá kapacita kalibrátoru, C_a je kapacita zkoumaného objektu a C_v je kapacita kompletního měřicího obvodu včetně parazitních kapacit. Není-li tato podmínka splněna, je zapotřebí přepočítat hodnotu skutečného kalibračního náboje q'_0 podle vztahu [6]:

$$q'_0 = q_0 \frac{C}{C_0 + C_v}. \quad (5.11)$$

Kalibrační koeficient K_{q_0} je definován jako poměr kalibračního pulsu q_0 a údaje získaného měřicím přístrojem A_{q_0} podle vztahu:

$$K_{q_0} = \frac{q_0}{A_{q_0}}. \quad (5.12)$$

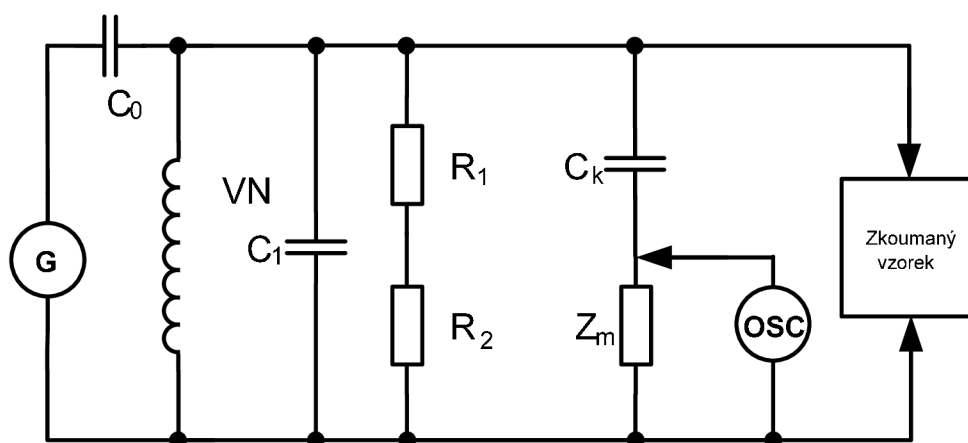
Kalibrace měřicího systému je založena na korelaci napětí amplitudy pulzů částečného výboje a zdánlivého náboje pulzu částečného výboje. Zdánlivý náboj je mírou skutečného

procesu způsobeného přenosem náboje uvnitř defektu v izolačním systému. Přiváděním pulzů, které mají definovanou hodnotu zdánlivého náboje a měřením odezvy amplitud pulzů získané v kalibračním obvodu, je kalibrována hodnota amplitud pulzů odezvy k přesné hodnotě zdánlivého náboje pulzů částečných výbojů.

Pro samotný kalibrační proces je potřeba zajistit níže uvedené podmínky:

- kalibrátor musí splňovat požadavky uvedené v normě IEC (ČSN EN) 60270 [6]
- kalibrační obvod musí obsahovat testovaný vzorek C_x (zkoumaný vzorek), vazební kondenzátor C_k a měřicí impedanci Z_m .

Přivedením napěťových pulzů definované hodnoty (náboje) z generátoru na kalibrovaný obvod přes vazební kondenzátor a následným měřením odpovídající amplitudy impulzů napětí jako odezvy měřicího obvodu na kalibrační impulsy je možné provést kalibraci hodnoty změřeného napětí ke konkrétní hodnotě vstupního náboje.



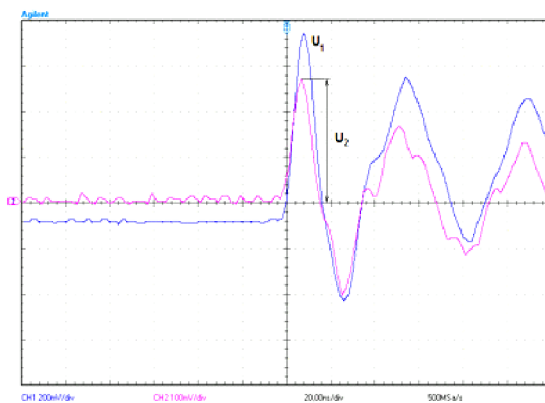
Obr. 5.10: Kalibrační obvod

Kalibrační proces zobrazený na obr. 5.10 je realizován přiváděním vstupního definovaného (standardního) kalibračního pulzu do měřicího obvodu, na který je paralelně připojen testovaný vzorek.

Pro kalibraci byl použit napěťový pulz obdélníkového tvaru s amplitudou 10 V a frekvencí od 5 kHz do 100 kHz. Tyto pulzy byly injektovány do obvodu přes vazební kapacity s velikostí 15,6 pF, 23,5 pF a 47 pF/5 kV. K dosažení různých hodnot kapacit byly kondenzátory o velikosti 47 pF/5 kV zapojovány do série. Výsledky kalibračního měření planárního transformátoru jsou v tab. 5.1. Přenos náboje jednoho pulzu koresponduje s Q_i . Kalibrační koeficient se liší v závislosti na frekvenci.

Na základě výsledků měření je možné usoudit, že v případě růstu hodnoty C_0 roste hodnota výstupního napětí U_2 .

Měřením bylo zjištěno, že hodnoty výstupního napětí při kalibraci závisí na délce nástupné hrany testovacího obdélníkového napětí a průběh výstupního napětí je ovlivňován rezonančními jevy.



Obr. 5.11: Příklad napěťové odezvy na kalibrační impuls

Na obr. 5.11 je příklad napěťové odezvy na kalibrační impuls. Hodnoty výstupního napětí byly získány pomocí digitálního osciloskopu.

Hodnotu náboje použitého při kalibraci je možné určit ze vztahu:

$$Q = C_0 \cdot U_0 . \quad (5.13)$$

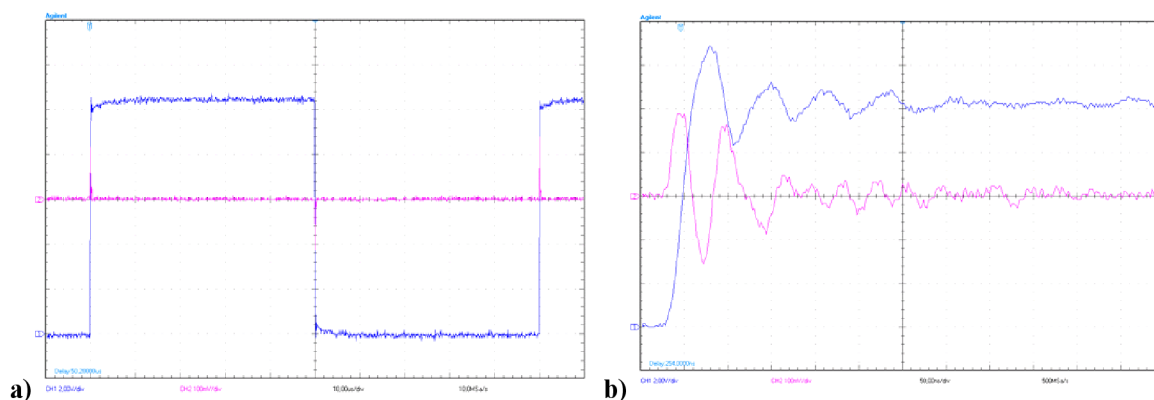
Po dosazení hodnot z tab. 5.1 dostaneme:

$$Q = 23,5 \cdot 10^{-12} \cdot 10 = 235 \text{ pC} . \quad (5.14)$$

Pro tuto vypočtenou hodnotu náboje dosahovala amplituda výstupního napětí hodnoty 280 mV. Citlivost napětí k přenesenému náboji je možné stanovit ze vztahu:

$$K_{q0} = 235 / 274 = 0,858 \text{ pC} / \text{mV} . \quad (5.15)$$

Například při testování odolnosti nepájivé masky u jednovrstvé DPS planárních transformátorů, kdy se amplituda napětí pohybovala mezi 2700 V do 3000 V, dosahovala hodnota amplitud pulzů částečných výbojů hodnot v rozsahu cca 450 mV až cca 1000 mV. Z toho je možné určit, že hodnota náboje se pohybovala zhruba v rozsahu 386 pC až 858 pC. V tomto případě došlo ke zničení izolace během několika minut. Je však nutné uvést, že tloušťka nepájivé masky je pouze 30 μm .



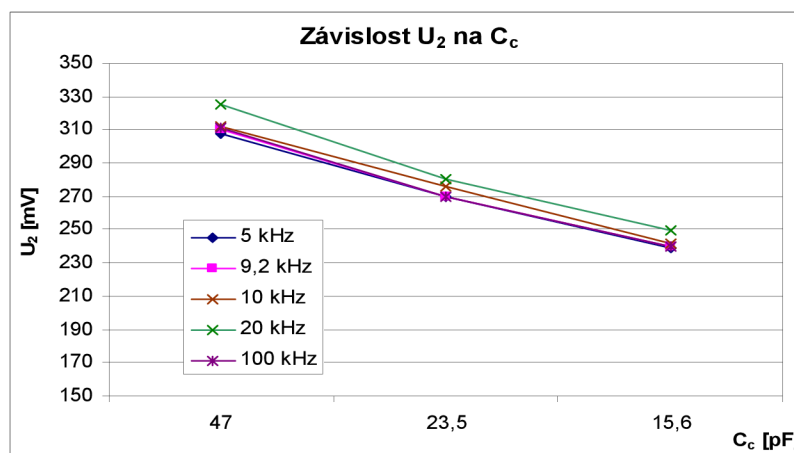
Obr. 5.12: Příklad změřených průběhů při kalibraci: a) kalibrační impuls b) detail napěťové odezvy na kalibračního signálu pro cívku vinutou z kroucené dvojlinky - nástupná hrana

Kalibrační obdélníkový impuls s amplitudou 10 V je na obr. 5.12 a). Vstupní kalibrační signál je zde znázorněn modrou barvou a fialový průběh je napěťová odezva systému. Změřená napěťová odezva na kalibrační impuls pro cívku vinutou z kroucené dvojlinky je na obr. 5.12 b). Je patrné, že na výsledné odezvě se podílejí rezonanční jevy. Pro účely kalibrace je uvažována amplituda prvního zákmitu napěťové odezvy

Tab. 5.1: Tabulka změřených hodnot pro kalibraci planárního transformátoru 1vv-4

U_0	f	C_0	U_2	Q	K_{q0}
V	kHz	pF	mV	pC	pC/mV
10	5	47	308	470	1,526
10	5	23,5	270	235	0,870
10	5	15,6	239	156	0,653
10	9,2	47	310	470	1,516
10	9,2	23,5	274	235	0,858
10	9,2	15,6	240	156	0,650
10	10	47	312	470	1,506
10	10	23,5	276	235	0,851
10	10	15,6	242	156	0,645
10	20	47	311	470	1,511
10	20	23,5	275	235	0,855
10	20	15,6	240	156	0,650
10	100	47	325	470	1,446
10	100	23,5	280	235	0,839
10	100	15,6	250	156	0,624

Jestliže tedy při přeneseném náboji řádově ve stovkách pC dochází ke spolehlivému zničení izolace, musí být přenesený náboj pro bezporuchovou činnost izolace nejméně desetkrát menší. Úroveň náboje udávaná v literatuře je 10 až 20 pC. To odpovídá amplitudě napětí přibližně 12 až 23 mV.

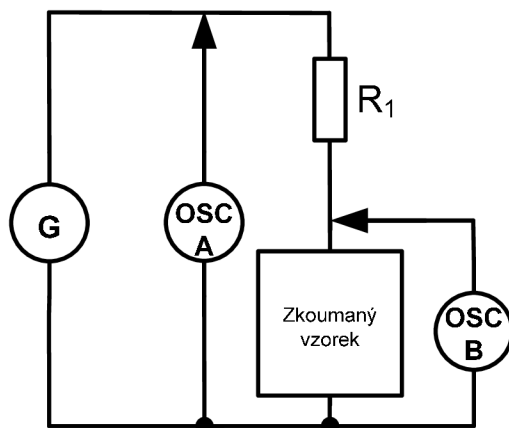


Obr. 5.13: Změřená závislost výstupního napětí na kalibrační kapacitě

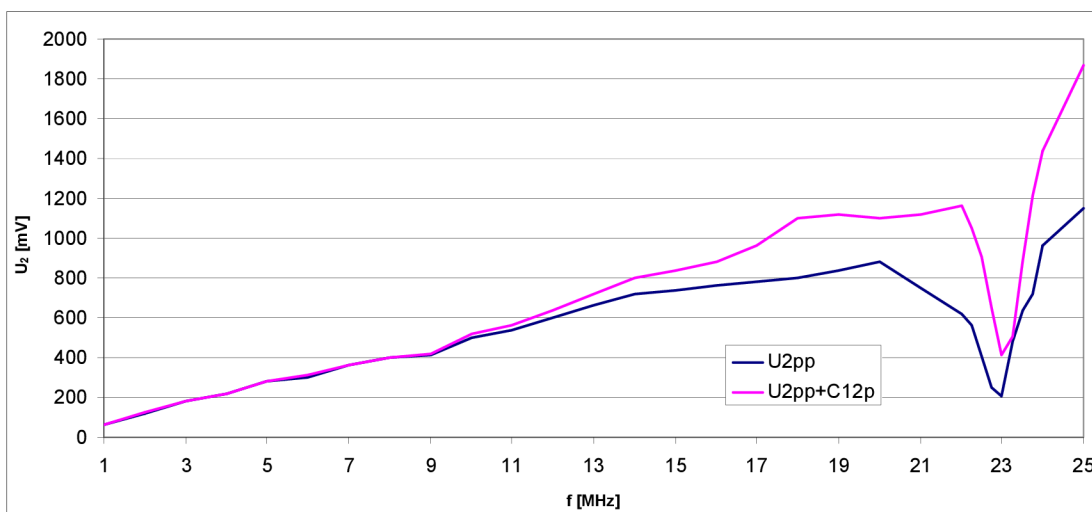
Samotná kalibrace probíhala na různých frekvencích se třemi různými velikostmi kalibrační kapacity, tak aby byly zaznamenány hodnoty nábojů v rozmezí odpovídajícím hodnotám náboje přenášeným v částečných výbojích, viz obr. 5.13.

5.2.1 Závislost na frekvenci

Na obr. 5.14 je schéma zapojení pro zjišťování vlastních rezonančních kmitočtů pro experimentální vzorky planárních transformátorů.



Obr. 5.14: Schéma zapojení pro zjišťování vlastních rezonančních kmitočtů

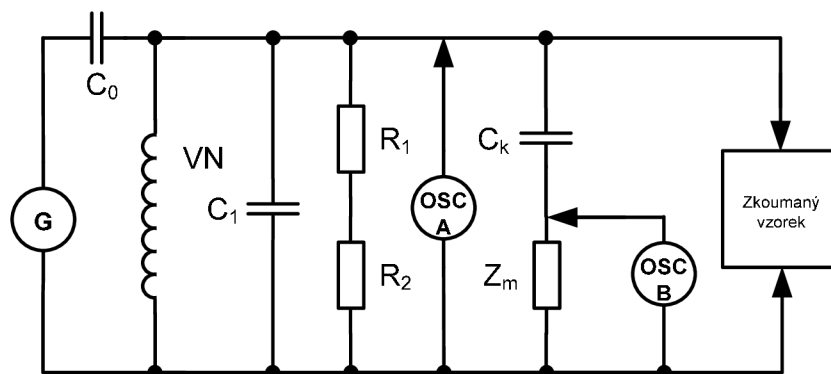


Obr. 5.15: Závislost úbytku napětí na kmitočtu pro planární transformátor typu 1vv-4

Na obr. 5.15 je znázorněn graf závislosti úbytku napětí na vzorku planárního transformátoru typu 1vv-4 na frekvenci. Jak je z grafu patrné, k rezonačním jevům dochází při kmitočtu kolem 23 MHz.

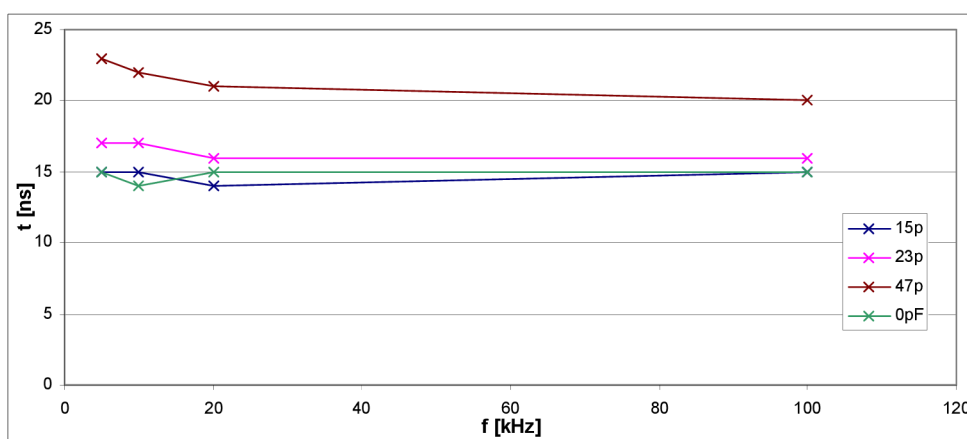
5.2.2 Závislost na rychlosti náběhu hran zkušebního signálu

Zapojení pro ověření závislosti doby náběžné a sestupné hrany na frekvenci v kalibračním obvodu při použití generátoru Agilent DSO33220A je na obr. 5.16.



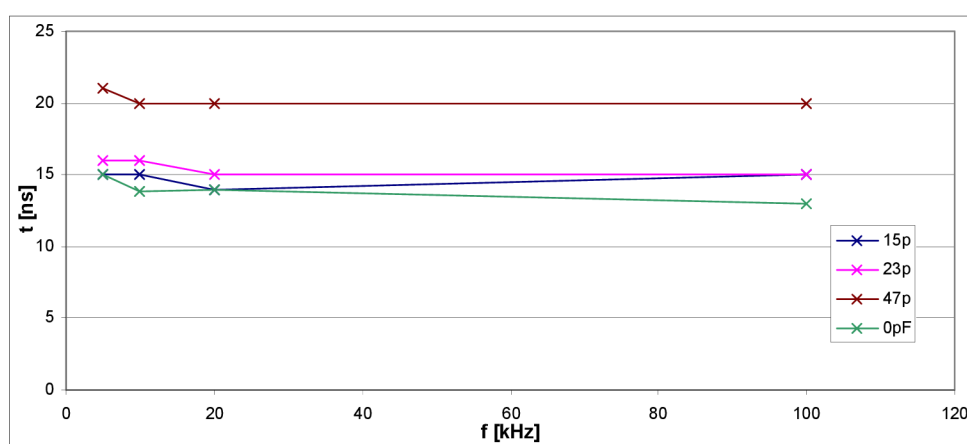
Obr. 5.16: Obvod pro měření parametrů kalibračního obvodu

Na obr. 5.17 je znázorněn graf závislosti doby náběžné hrany na frekvenci v úplném kalibračním obvodu.



Obr. 5.17: Závislost doby náběžné hrany na frekvenci zkušební napětí

Na obr. 5.18 je znázorněn graf závislosti doby sestupné hrany na frekvenci.



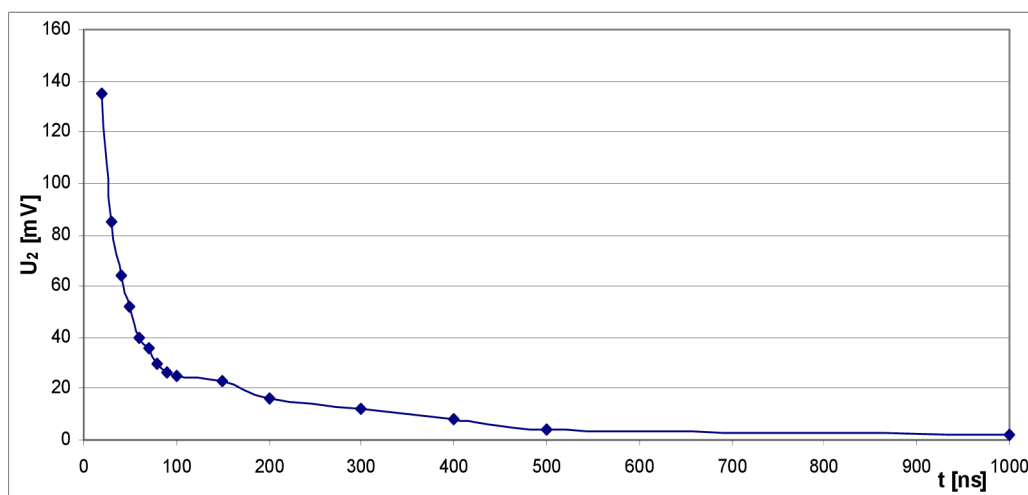
Obr. 5.18: Závislosti doby sestupné hrany na frekvenci zkušební napětí

Jak je z obr. 5.17 a obr. 5.18 patrné, že nástupné a sestupné hrany použitého generátoru nebyly výrazně závislé na frekvenci a tudíž nemohly negativně ovlivnit přesnost předchozích měření.

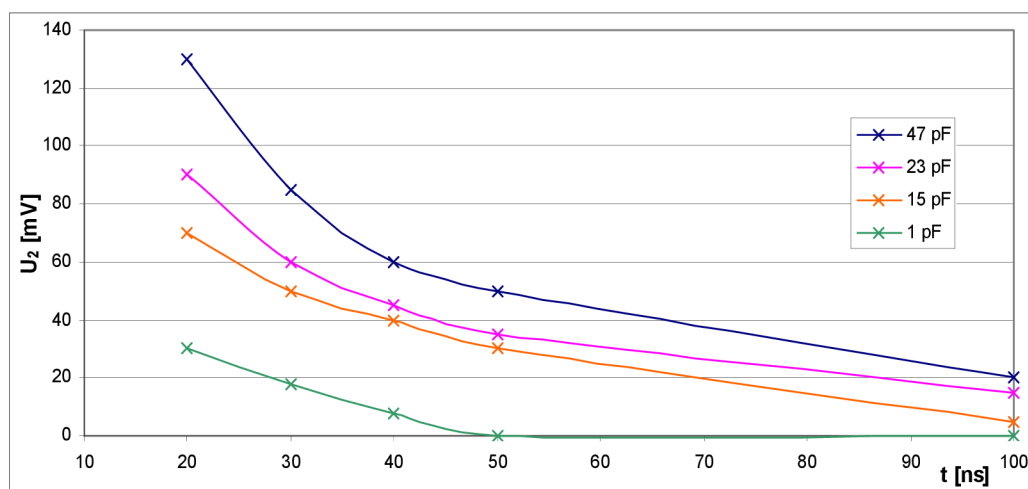
Tab. 5.2: Tabulka závislosti výstupního napětí na délce nástupné hrany

nástupná hrana [ns]	U_2 [mV]	nástupná hrana [ns]	U_2 [mV]
20	135	100	25
30	85	150	23
40	64	200	16
50	52	300	12
60	40	400	8
70	36	500	4
80	30	1000	2
90	26		

Dalším zkoumaným parametrem byla závislost odezvy amplitudy výstupního napětí podle zapojení obr. 5.16 na délky nástupné hrany. Vybraná data pro vzorek 4vv-CS1-1 jsou uvedena v tab. 5.2.



Obr. 5.19: Závislost amplitudy výstupního napětí pro vzorek 4vv-CS1-1 na délce nástupné hrany



Obr. 5.20: Závislost amplitudy výstupního napětí pro planární transformátor, vzorek 1vv-4 na délce nástupné hrany

Na obr. 5.18 je znázorněn graf závislosti doby sestupné hrany na frekvenci a na obr. 5.19 je graf závislosti výstupního napětí pro vzorek planárního transformátoru 1vv-4 na době náběžné hrany pro kmitočty 10 kHz a kalibrační kapacitu 47 pF.

Závislost amplitudy výstupního napětí pro vícevrstvý planární transformátor vzorek č. 4 na délce náběžné hrany při frekvenci 10 kHz přiváděného na kompletní sekundární obvod viz obr. 5.20 přes kalibrační kapacitu o hodnotách 1 pF, 15 pF, 23 pF a 47 pF.

Měřením bylo zjištěno, že hodnota výstupního napětí je závislá na strmosti hrany zkušebního signálu, viz obr. 5.19 a hodnotě kalibrační kapacity, viz obr. 5.20.

Z kalibračního měření je možné vyvodit tyto závěry:

- 1) V odezvě celého systému na kalibrační impuls se uplatňují rezonanční jevy.
- 2) Délka hrany kalibračního impulsu je proto velmi důležitá, protože na ní závisí amplituda odezvy systému.
- 3) Protože ČV je velmi rychlý děj, musí být hrana kalibračního impulsu co nejkratší, aby kalibrace odpovídala reálné situaci.
- 4) Délku náběžné hrany je vždy nutné při návrhu kalibračního generátoru respektovat.
- 5) Hrana kalibračního impulsu se prodlužuje při zvětšování kalibračního kondenzátoru.

Z uvedeného vyplývá, že optimální pro měření by bylo použít co nejmenší hodnotu kalibračního kondenzátoru. Při velmi malých kalibračních kondenzátorech se však uplatňují parazitní kapacity. Pro kalibraci byla vybrána hodnota kondenzátoru 23 pF. Kalibrační konstanta je tedy:

$$K_{q0} = 0,858 \text{ pC/mV} . \quad (5.16)$$

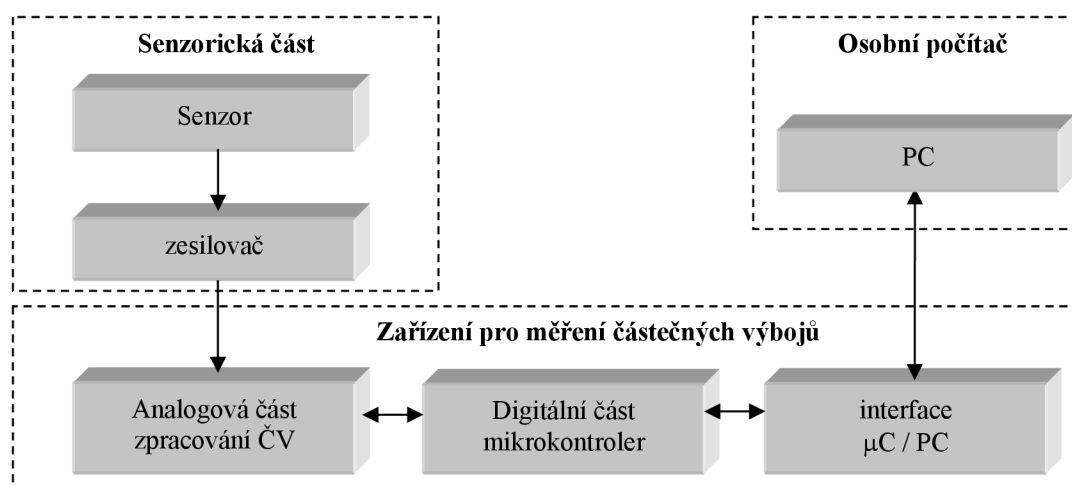
6 Mikrosenzory pro detekci částečných výbojů

Pro důkladnější diagnostiku zkoumaného objektu je vhodné použít co nejmenší senzor, který díky svým miniaturním rozměrům umožní proměření i velmi špatně přístupných míst ve zkoumaném objektu, kam by se senzory standardních rozměrů nedostaly.

Hlavní výhodou miniaturního senzoru je možnost testování on-line bez nutnosti elektrického napojení (tedy krátkodobé odstávky) a nežádoucího ovlivnění zkoumaného objektu.

Celý systém je možné rozdělit na tři základní části: na část senzorickou, dále na část samotného zařízení pro měření částečných výbojů a jako poslední je řídicí a paměťová jednotka neboli PC.

Blokové schéma zařízení pro měření částečných výbojů pomocí akustických a elektromagnetických senzorů je znázorněno na obr. 6.1.



Obr. 6.1: Blokový diagram měřicího systému včetně senzoru

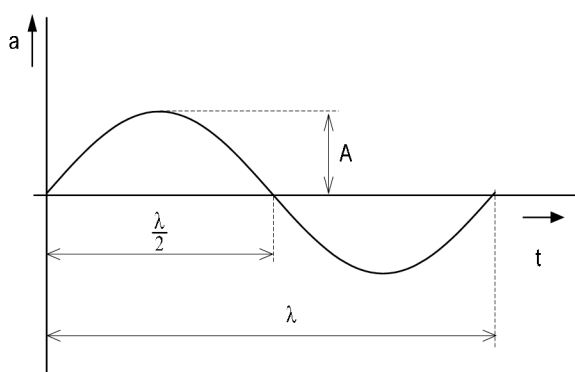
Signál ze senzoru dosahuje obvykle malých hodnot a proto je zapotřebí signál zesílit. Další vyhodnocení a zpracování získaného signálu proběhne v analogové části. Následně je zapotřebí signál digitálně zpracovat (filtrovat, komprimovat) a poté přes vhodný interface poslat data do PC. Řídicí software v PC zpětně ovládá parametry pro měření částečných výbojů. Další zpracování probíhá na úrovni PC.

V následujících kapitolách bude detailněji diskutována problematika návrhu a realizace akustických a elektromagnetických senzorů. Během řešení práce byly navrženy a realizovány různé typy senzorů realizované různými technologiemi.

Jak elektromagnetické, tak i akustické senzory slouží převážně k orientační detekci výbojové činnosti při měření on-line, protože výstupní signál je značně závislý jak na úhlu přiložení senzoru, tak i vzdálenosti od místa zdroje částečných výbojů.

6.1 Akustické senzory

Pro detekci částečných výbojů je možné zpracovat složku akustické energie vyzářené při částečném výboji. V praxi, převážně v diagnostice silnoprůdých zařízení pracujících na síťové frekvenci se pro detekci částečných výbojů velmi často používají ultrazvukové senzory. Získaný elektrický signál se dále vyhodnocuje, obvykle za účelem lokalizace místa vzniku částečného výboje.



Obr. 6.2: Zvuková vlna - mechanické kmitání

Zvuk vzniká kmitáním bodů a bodových soustav a následným šířením v daném prostředí. Tyto kmity (zvukové vlny) se šíří formou postupného podélného vlnění. Zvukové vlny se tedy šíří prostředím plynným, kapalným nebo pevným. V prostředí plynném, neboli v plynech se jedná vždy o šíření podélné vlny, která způsobuje periodické zhušťování a zředování prostředí. V pevných látkách a kapalinách závisí na tom, šíří-li se vlnění podélné nebo příčné.

Charakteristickými vlastnostmi výchylky harmonické zvukové vlny šířící se ve směru osy x , jsou perioda T , frekvence $f = \frac{1}{T}$, kruhová frekvence $\omega = 2\pi f$, maximální amplituda A , okamžitá amplituda a v čase t , výchylka x a rychlost šíření vlny c .

Pro časovou a prostorovou závislost proměnného neboli akustického tlaku platí:

$$p = \rho \cdot c \cdot A \cdot \omega \cdot \cos\left(t - \frac{x}{c}\right), \quad (6.1)$$

kde ρ je hustota prostředí, kde se vlna šíří. Tento tlak se superponuje na základní tlak p_0 v prostředí, ve kterém se vlna šíří. Celkový tlak p_c je tedy dán:

$$p_0 = p_c + p. \quad (6.2)$$

Takto vzniklé kmitání zvukové vlny charakterizuje především rychlost šíření c , frekvence f , maximální amplituda A , dále je charakterizuje intenzita vlnění I [$W \cdot m^{-2}$], délka vlny λ a parametry prostředí, kterým se šíří.

$$I = \frac{1}{2} \rho \cdot \omega^2 \cdot A^2 \cdot v \quad [W \cdot m^{-2}] \quad (6.3)$$

Další důležitou veličinou je hladina intenzity zvuku neboli hlasitost:

$$L = 10 \cdot \log\left(\frac{P}{P_0}\right)^2 = 20 \cdot \log\left(\frac{P}{P_0}\right) \quad [-], \quad (6.4)$$

kde p je akustický tlak zvuku a p_0 je referenční akustický tlak odpovídající prahu slyšitelnosti, který má hodnotu $20 \mu Pa$.

Rychlost šíření zvuku c [$m \cdot s^{-1}$] je definována vztahem:

$$c = \lambda \cdot f = \frac{f}{T}, \quad (6.5)$$

kde vlnovou délkou λ , která určuje vzdálenost dvou nejbližších bodů vlny se stejnou fází a amplitudou, f je frekvence a T je perioda. Rychlost zvuku ve vzduchu při $0^\circ C$ je rovna hodnotě $331,82 m \cdot s^{-1}$ a při $30^\circ C$ je $349,6 m \cdot s^{-1}$.

6.1.1 Šíření zvuku

Z akustického zdroje se zvuk šíří jen pružným látkovým prostředím libovolného skupenství v podobě kulových vlnoploch. Ve volném prostředí mohou mít kulový nebo rovinný tvar, který se může změnit třeba odrazem nebo průchodem překážkou apod. Za rovinnou vlnoplochu považujeme též kulovou vlnu, která je vytvořena zdrojem zvuku ve značně velké vzdálenosti, kde již zakřivení vlny nehraje podstatnou roli.

Zvuk se tedy šíří jako podélné postupné vlnění. V prostředí plynném (vzduch) a kapalném se jedná vždy o šíření podélné postupné vlny, v pevných látkách závisí na tom, šířili se vlnění podélné nebo příčné.

Nejdůležitější charakteristikou prostředí z hlediska šíření zvuku je rychlost zvuku v daném prostředí. Rychlost zvuku ve vzduchu závisí na složení vzduchu (stupeň znečištění a vlhkosti), dále na jeho teplotě, protože s teplotou se mění hustota prostředí. Detailní rozbor šíření zvuku je uveden v příloze kapitole 14, včetně nezbytných vztahů.

Při pohybu zdroje nebo přijímače akustického signálu dochází k posunu frekvence a vlnové délky v závislosti na rychlosti pohybu. Tento jev je označován jako Dopplerův jev a platí:

$$f = f_0 \frac{c}{c - c_{s,r}}, \quad (6.6)$$

kde c je rychlost šíření v daném prostředí, $c_{s,r}$ je relativní radiální rychlost zdroje vůči přijímači. Je-li tato rychlost kladná, znamená přibližování, záporná vzdalování.

Mikrofony, jako první členy elektroakustického řetězce, mají podstatný vliv na výslednou kvalitu zachycovaného signálu. Pro měření výbojové činnosti s dostatečnou citlivostí jsou použitelné mikrofony pracující v akustickém a ultrazvukovém pásmu.

Při současném použití více senzorů (minimálně tři) rozmístěných po zkoumaném předmětu lze metodou triangulace určit polohu zdroje zvuku, neboli v tomto případě vzniklého výboje.

6.1.2 Princip přeměny zvuku na elektrický signál

Akustický signál, který se projevuje změnami akustického tlaku, rozechvívá mechanický systém (membránu), jehož pohyb je snímán elektromechanickým měničem. Ten se liší podle typu mikrofonu/detektoru.

Pokud akustický tlak působí na jednu stranu membrány, jedná se o tlakové mikrofony. V tomto případě amplituda membrány nezávisí na směru ani na vzdálenosti zdroje, ale pouze na akustickém tlaku. Takový mikrofon je všesměrový, má kulovou směrovou charakteristiku [31], viz obr. 6.3.

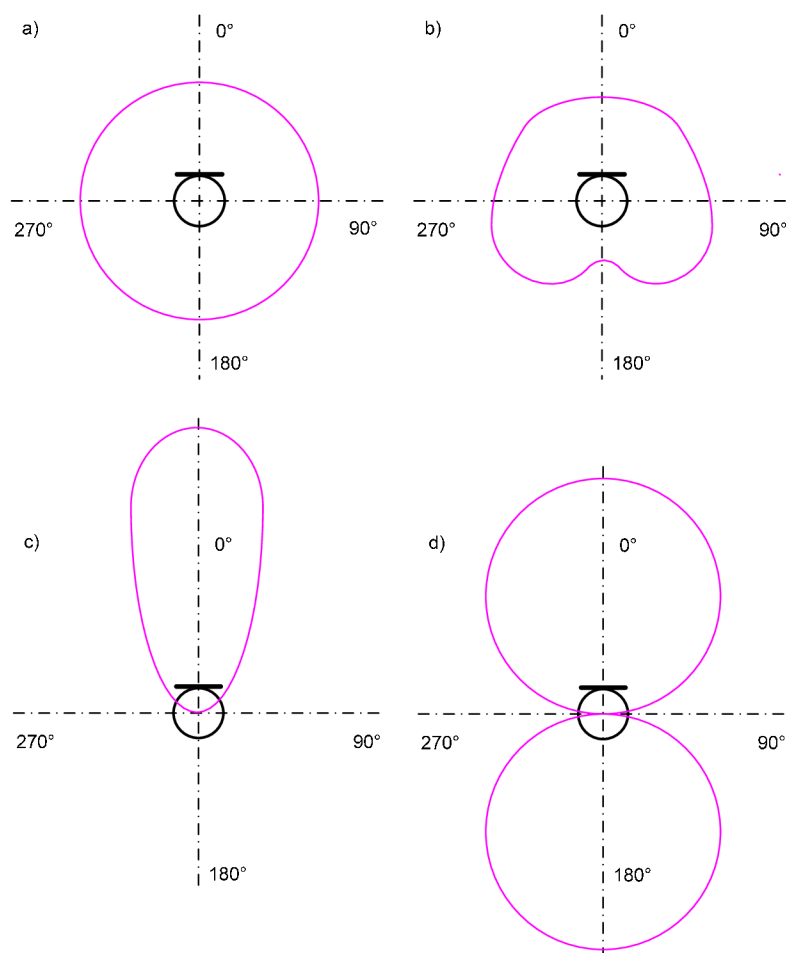
Jiný případ nastane, je-li akustický signál přiveden vhodným způsobem i na zadní stranu membrány. Potom výchylka membrány nezávisí na velikosti akustického tlaku, ale na rozdílu akustického tlaku před a za membránou. Takový mikrofon se nazývá gradientní. Velikost výstupního signálu gradientního mikrofonu je závislá na poloměru zakřivení akustické vlnoplochy. Čím větší zakřivení vlnoplochy, menší poloměr, bližší akustický zdroj, tím větší výstupní signál. Pro vzdálený zdroj, u kterého můžeme počítat s rovinnou vlnoplochou (nekonečně velký poloměr zakřivení), je výstupní napětí nulové. Gradientní mikrofony nachází své uplatnění při snímání akustického signálu ve studiích a pro přenos řeči z hlučného prostředí. [31] Pro svoji vysokou citlivost mohou být také uvažovány pro použití v detekci částečných výbojů.

6.1.3 Směrová charakteristika

Směrová charakteristika je závislost citlivosti mikrofonu na úhlu, který svírá akustická osa mikrofonu s osou akustického zdroje. Tlakové mikrofony jsou všesměrové - mají kulovou směrovou charakteristiku. Gradientní mikrofony jsou směrové. Podle konstrukce mohou mít osmičkovou, ledvinovou, kuželovou a super ledvinovou charakteristiku. Směrová charakteristika může být závislá na kmitočtu. [31]

Příklady směrových charakteristik jsou na obr. 6.3. Kulová charakteristika je na obr. 6.3 a), ledvinová charakteristika je na obr. 6.3 b), kuželová charakteristika je na obr. 6.3 c) a na obr. 6.3 d) je zachycena osmičková charakteristika.

Pro použití mikrofonu k lokalizaci zdroje akustického signálu je žádoucí, aby měl mikrofon směrovou charakteristiku podobnou tvaru kužele. Tvar kužele by měl být pokud možno co nejužší, čímž je možné dosáhnout velké citlivosti amplitudy na směr šíření.



Obr. 6.3: Příklady směrových charakteristik

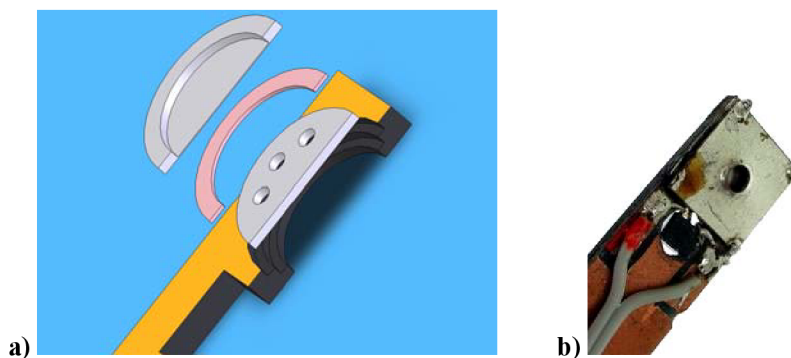
Dalším velmi důležitým parametrem je citlivost mikrofonu. Ta je definována jako poměr výstupního napětí mikrofonu a akustického tlaku, který toto napětí vybudil. Obvykle se udává v jednotkách $V.Pa^{-1}$ nebo je možné jej vyjádřit také relativně v jednotkách dB . Toto relativní vyjádření vztaženo k referenční úrovni $1 V.Pa^{-1}$. Citlivost mikrofonu je veličina frekvenčně závislá.

6.2 Akustický senzor

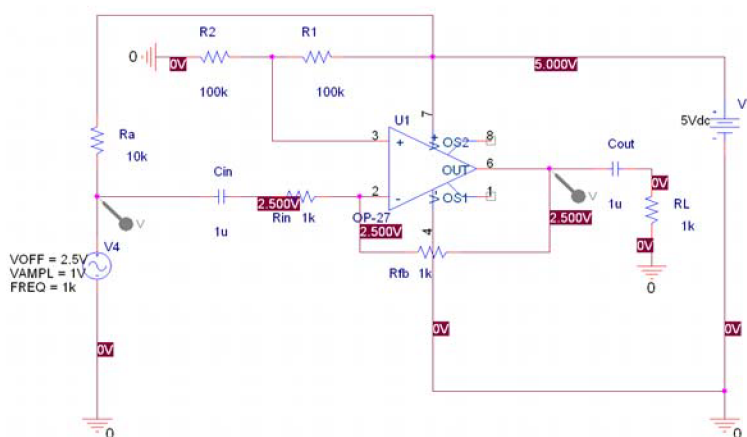
Pro měření výskytu částečných výbojů byl navržen senzor využívající akustické složky doprovázející vznik částečných výbojů.

Jedná se o miniaturní mikrofon s předzesilovačem zesilující ziskáný signál v pásmu slyšitelného zvuku i nad touto hranicí.

Model akustického senzoru realizovaný v programu Solid Works je na obr. 6.4 a) a na obr. 6.4 b) je realizovaný akustický senzor vybavený předzesilovačem signálu.

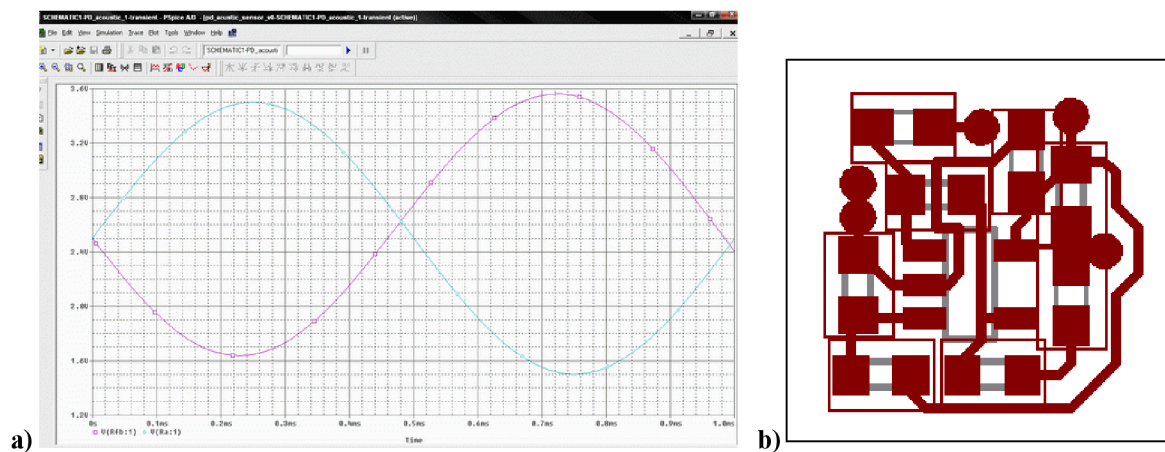


Obr. 6.4: Akustický senzor: a) model; b) realizovaný prototyp



Obr. 6.5: Princip zapojení miniaturního akustického zesilovače

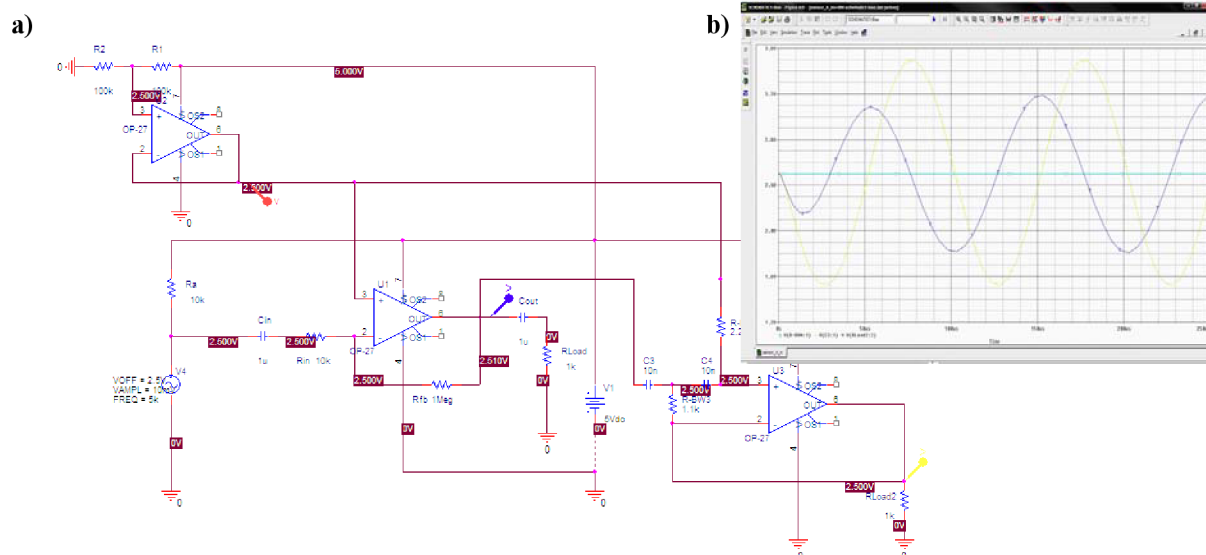
Obr. 6.5 zachycuje princip zapojení miniaturního akustického zesilovače použitého k detekci ČV.



Obr. 6.6: Akustický senzor - zesilovač: a) simulované průběhy; b) DPS akustického zesilovače

Na obr. 6.6 a) jsou simulované průběhy akustického zesilovače, u kterých byl kladen důraz na nízké zkreslení zpracovávaného signálu.

Realizovaný audio zesilovač byl použit jako mezistupeň mezi snímacím mikrofonom a vyhodnocovací elektronikou, DPS senzoru je znázorněna na obr. 6.6 b).

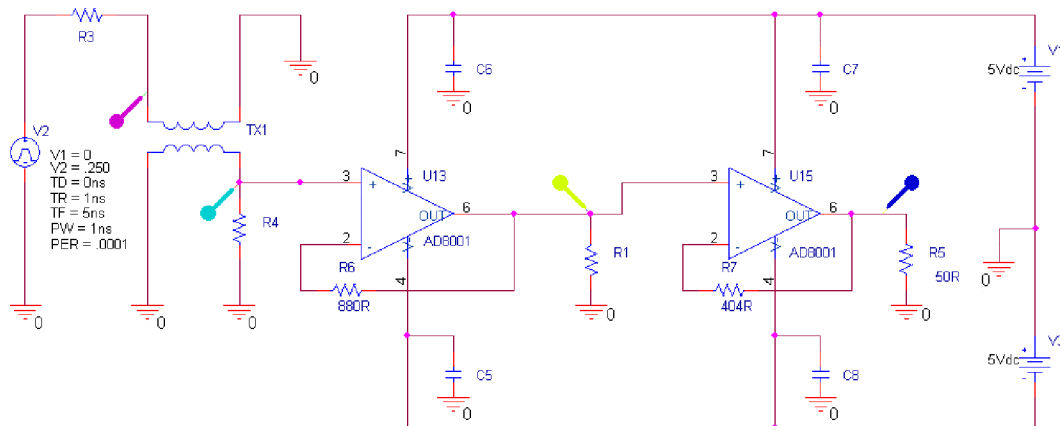


Obr. 6.7: Akustický senzor - zesilovač: a) princip zapojení zesilovače a horní propusti; b) Simulované průběhy zapojení zesilovače a horní propusti

Vzhledem k značnému rušení v akustickém pásmu bylo nutné doplnit zesilovač akustického senzoru pásmovou propustí, která byla zapotřebí k odfiltrování nežádoucího signálu. Pro tento účel byla realizována Butterworthova pásmová propust čtvrtého řádu. Na obr. 6.7 a) je princip zapojení zesilovače a horní propusti druhého řádu pro potlačení akustického pásma pod 10 kHz. Simulované průběhy zesilovače v programu OrCAD - PC SPice jsou na obr. 6.7 b).

6.3 Elektromagnetický senzor

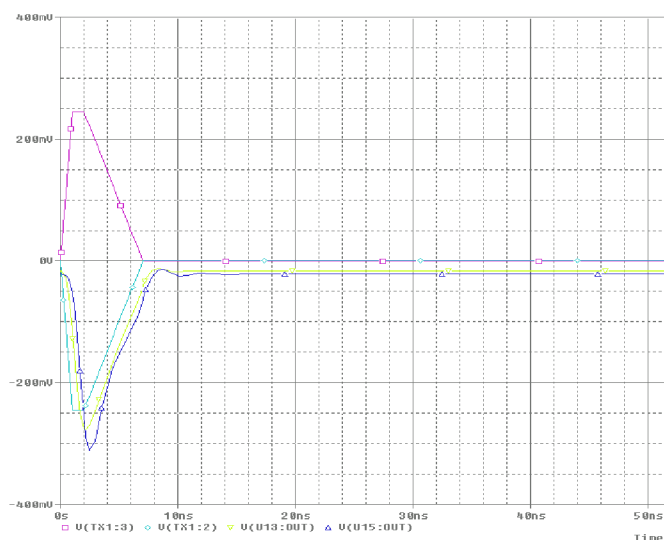
Pro detekci částečných výbojů je využita změna intenzity elektromagnetického pole vznikajícího při výboji. Toto proměnné elektromagnetické pole je detekováno měřicí cívkou, následně zesíleno a zpracováno vyhodnocovací elektronikou. V případě použitého typu sondy se jedná o lineární induktivní sondu, která je podrobněji popsána v kapitole 5.1.2.



Obr. 6.8: Principiální schéma zesilovače pro indukční senzor

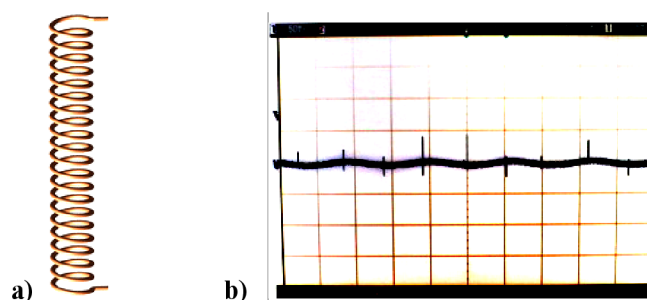
Lineární indukční sondy se umísťují do elektromagnetického pole tak, aby podélná osa sondy byla orientována současně s vektory magnetické indukce B , a s vektorem intenzity magnetického pole H . Princip funkce lineární indukční sondy je na obr. 5.5. Pokud je sonda přiložena kolmo na vodič, sonda zpracuje jen cca 40% vyzařované energie. Naopak je-li sonda přiložena rovnoběžně s vodičem, zpracuje jen cca 15% vyzařované energie [6].

Blokový diagram celého systému je na obr. 6.1. Velmi důležitou částí elektromagnetického miniaturního senzoru je velmi rychlý a dostatečně citlivý zesilovač pro zesílení signálu z měřicí cívky.



Obr. 6.9: Simulované průběhy zesilovače pro lineární indukční senzor

Schéma zesilovače pro lineárního indukční sondu je na obr. 6.8, včetně simulovaných průběhů modelovaného pulzu částečného výboje z programu OrCAD - PC SPice, viz obr. 6.9.



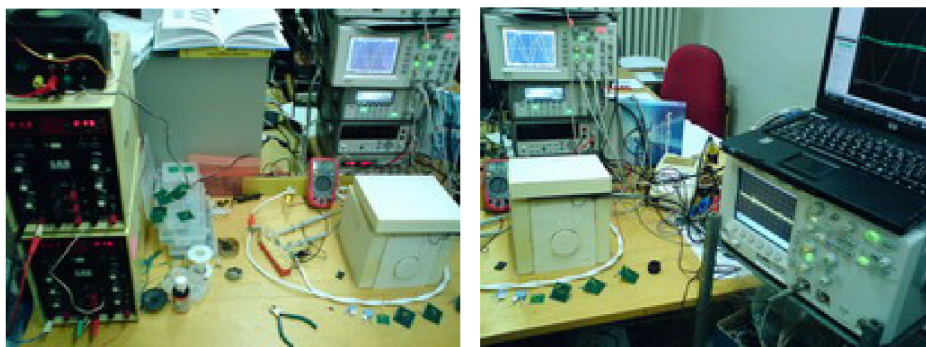
Obr. 6.10: Lineární indukční senzor: a) Měřicí cívka lineárního indukčního senzoru; b) Příklad změřených impulzů částečných výbojů

Na obr. 6.10 b) je příklad změřených impulzů částečných výbojů z lineárního indukčního senzoru a na obr. 6.10 a) je měřicí cívka lineárního indukčního senzoru, která má 20 závitů, průměr 1 mm a délku 3 mm.

Malé hodnoty amplitud impulzů částečných výbojů s velikostí v jednotkách mV byl problém odlišit od přítomného vnějšího rušení. Proto byly, ve snaze zmenšit vliv vnějšího rušení, na výstup sondy aplikovány pásmové propusti.

7 Zařízení pro detekci částečných výbojů

Během řešení práce bylo navrženo a realizováno více typů dílčích součástí celé zkušební aparatury, podle zvyšujících se požadavků, které na ně byly kladeny. Jednalo se jak o několik verzí zařízení pro měření částečných výbojů na HW i SW úrovni, tak i konstrukce budiče pro VN transformátor zkušební aparatury a v neposlední řadě i zkušební teplotní komory. Na základě výsledků měření byla optimalizovaná jak měřicí, tak i softwarová část, tak aby co nejvíce vyhovovala danému účelu.



Obr. 7.1: Pracoviště pro měření částečných výbojů

Pro měření částečných výbojů tedy muselo být zřízeno pracoviště vybavené všemi potřebnými součástmi k měření. Toto pracoviště je znázorněno na obr. 7.1. Všechny jeho důležité části budou rozebrány dále.

V následujících dílčích kapitolách bude detailněji diskutována problematika návrhu a realizace jednotlivých částí měřicí aparatury.

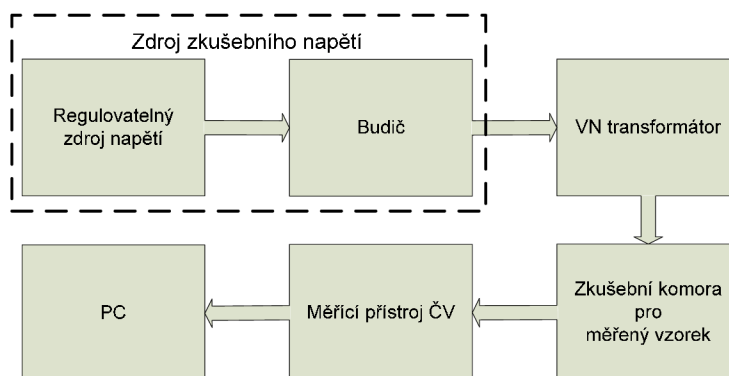
7.1 Zkušební aparatura

Pro měření výskytu částečných výbojů byl navržen níže popsáný systém. Tento systém je koncipován jako univerzální, aby bylo možné měřit za definovaných podmínek vzorky vyrobené různými technologiemi.

Na obrázku obr. 7.2 je znázorněno blokové schéma měřicí zkušební aparatury. Regulovatelný stejnosměrný zdroj dodává napětí do budiče, který zajišťuje obdélníkový frekvenčně proměnný signál. Tímto signálem se budí primární vinutí VN transformátoru. Protože je sekundární vinutí transformátoru v rezonanci, je takto získán sinusový průběh zkušebního napětí.

Sekundární strana vinutí disponuje samostatným vinutím určeným pro snímání změn sekundárního napětí (jeho tvaru a frekvence) vlivem změny teploty prvků zapojených

v sekundárním obvodu. Zkoumaný objekt je připojen na sekundární stranu VN transformátoru.

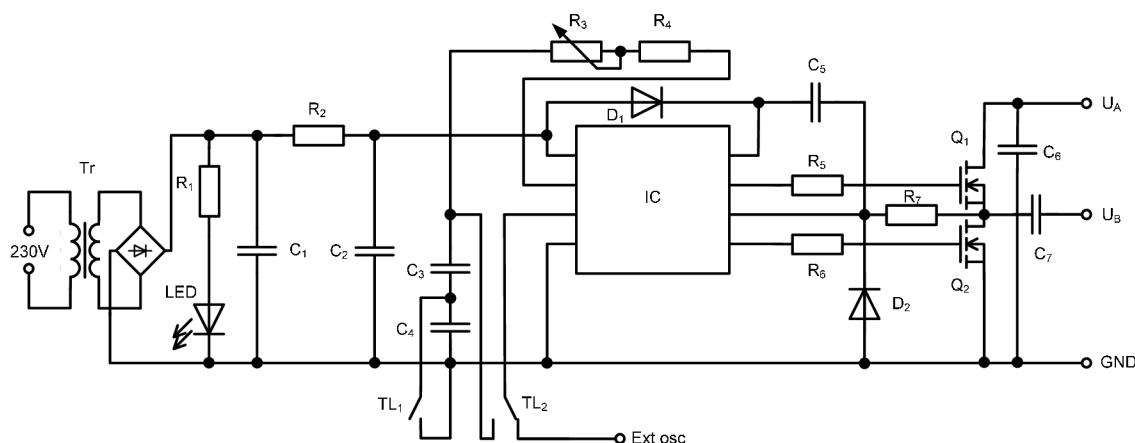


Obr. 7.2: Blokové schéma měřicí aparatury

Přivedením takto generovaného VN napětí na zkoumaný objekt, dochází v měřeném vzorku k vzniku částečných výbojů v závislosti na velikosti přivedeného napětí. Takto vzniklé výboje je možné dále snímat jak kontaktními metodami, tak i bezkontaktními sondami (elektromagnetickými, akustickými, atp.).

7.1.1 Budič pracovního napětí

Pro buzení primárního vinutí VN transformátoru bylo nutné vyvinout budič umožňující definovanou změnu kmitočtu zkušebního napětí, tak aby bylo možné proměřovat zkoumané objekty za různých provozních podmínek. K tomuto účelu posloužil integrovaný obvod budiče polovičního můstku IR2155 z rodiny produktů International Rectifier [41]. Jedná se o velmi rychlý obvod obsahující vlastní oscilátor pro řízení budiče výstupních tranzistorů MOSFET nebo IGBT s oběma výstupními úrovněmi, z nichž je jedna plovoucí. Spínáním těchto výstupních tranzistorů je možné dosahovat provozních napětí, až do 600 V. Vstupní signál z oscilátoru RC, případně externího zdroje ovládá v integrovaném obvodu dva výstupy, každý pro jeden výstupní tranzistor, přičemž horní výstup je plovoucí. Plovoucí kanál je použit pro spínání výkonového tranzistoru MOSFET typu N.



Obr. 7.3: Schéma budiče pracovního napětí

Zcela nezbytné, pro správný chod zařízení bylo, aby použitý budič disponoval spínací rezervou, tzv. deadtime. Střída budiče v základním zapojení byla 50%. Použitý budič je schopen pracovat v širokém rozsahu pracovních frekvencí od desítek Hz až do stovek kHz. Zjednodušené schéma zapojení je znázorněno na obr. 7.3.

Pro výše uvedené schéma byla navržena a realizována jednostranná deska plošných spojů, viz obr. 14.5. Realizovaný budič pracovního napětí je v příloze na obr. 14.6.

Kvůli značné nestabilitě RC článku ($R_3R_4C_3C_4$) zajišťujícího pracovní kmitočet budiče, byl celý obvod hned po prvních testech doplněn o vstup pro externí generátor. Tato úprava značně zlepšila parametry obvodu.

7.1.2 Vysokonapět'ový transformátor

Obecně jsou na vysokonapět'ový transformátor, který má být součástí měřicí aparatury, kladeny značné nároky a to převážně z hlediska vlastní výbojové činnosti. Je nežádoucí, aby transformátor, který je součástí zkušební aparatury, vnášel do měření chybu způsobenou zapalováním vlastních částečných výbojů na sekundární straně vinutí. Proto je zapotřebí použít v aparatuře pro měření částečných výbojů takový transformátor s tak kvalitní izolací, která sama nevnáší do měření vlastní impulzy částečných výbojů, ani při maximálním zkušebním napětí. Tomuto požadavku vyhovují olejové transformátory.



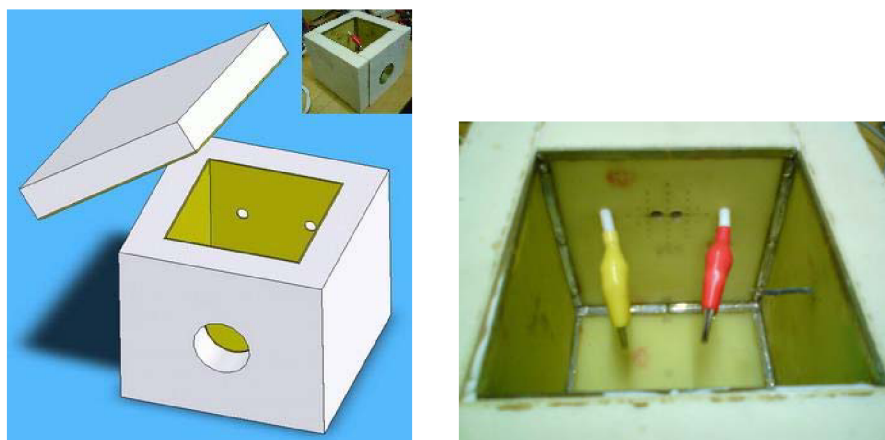
Obr. 7.4: Olejový VN transformátor Lifetech

Použitý VN transformátor (Lifetech) je vybaven na sekundární straně zvláštním vinutím, sloužícím pro galvanicky oddělenou kontrolu výstupních parametrů sekundární strany vinutí, např. sekundární napětí. Jak již bylo zdůvodněno - vzhledem k plánovanému rozsahu pracovních napětí byl použit olejový transformátor vybavený na sekundární straně kabely z kvalitní silikonové izolace. Primární strana transformátoru disponuje čtyřmi odbočkami na vinutí pro přesnější regulaci výstupního napětí.

7.1.3 Zkušební komora

Nejen z důvodu bezpečnosti práce na pracovišti pro měření částečných výbojů, tzn. z důvodu vysokého napětí aplikovaného při měření ČV, ale i z důvodu možnosti měření při různých teplotách byla navržena a realizována několik verzí tepelné komory.

Na požadovanou teplotu byla komora během měření vyhřívána horkým vzduchem. Teplota byla snímána vloženým čidlem teploty. Rozsah pracovních teplot použitelných ve zkušební komoře je od 20°C do 130°C.

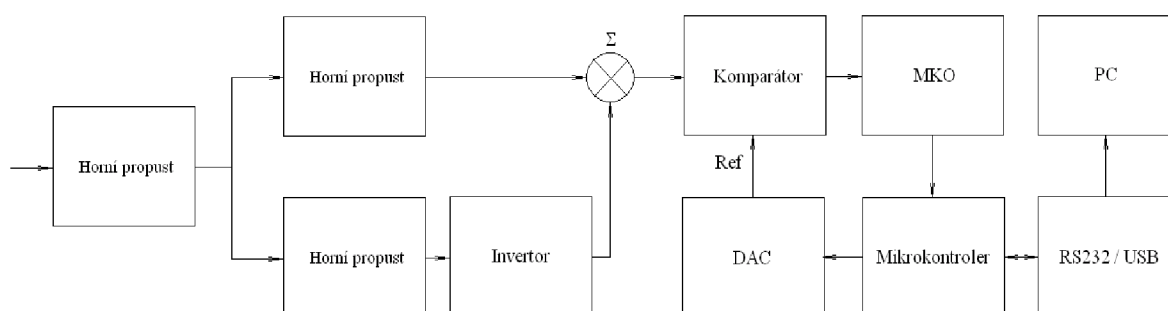


Obr. 7.5: Zkušební komora pro měření ČV

7.2 Zařízení pro měření částečných výbojů - První realizovaná verze

Následující kapitoly se budou detailněji zabývat technickým řešením různých (vybraných) verzí navržených zařízení pro detekci ČV, které byly v průběhu práce realizovány.

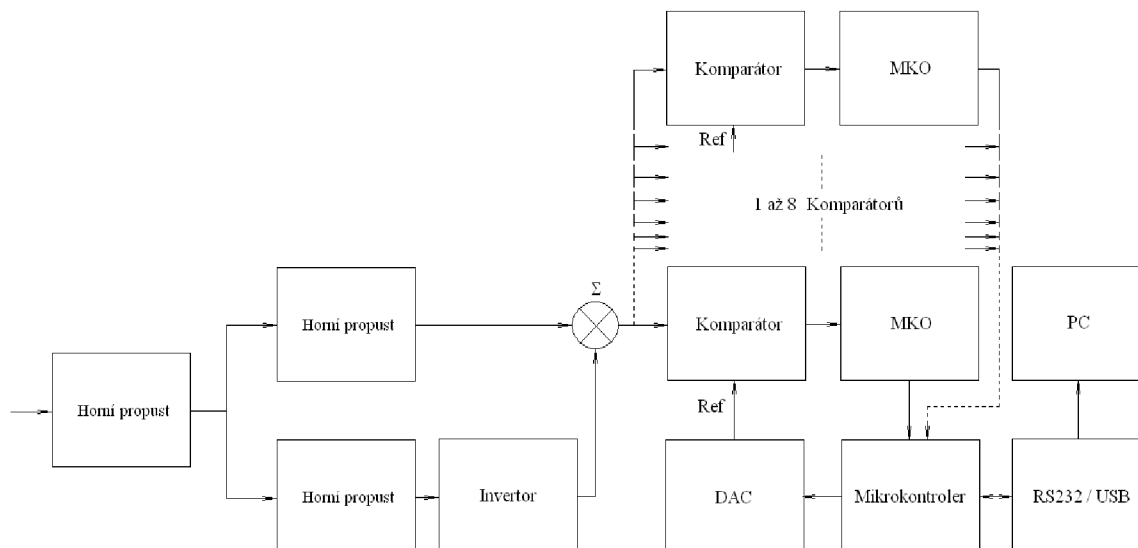
Pro detekci částečných výbojů bylo navrženo zařízení pracující na principu amplitudové analýzy impulsů odpovídajících jednotlivým částečným výbojům. Celý systém je rozdělen do několika částí - části analogové, digitální a je zde i část napájecí, zajišťující napájení jednotlivých částí systému. Blokové schéma zařízení je na obr. 7.6.



Obr. 7.6: Blokové schéma zařízení pro měření částečných výbojů

Protože je výskyt částečných výbojů náhodný, je vhodné analyzovat signál z horních propustí ve více úrovních, čímž získáme lepší přehled o počtu a velikosti detekovaných výbojů v různých úrovních. Aby se systém stal vícekanalovým, je potřeba doplnit jej o 1 až o 8 bloků komparátoru s monostabilním klopným obvodem. Touto úpravou dostaneme až čtyř kanálovou detekci, budou-li dvojice komparátorů použity pro detekci kladného a záporného pulzu ve stejném čase, viz obr. 7.7.

Nejčastějším případem zkoumaného průběhu je sinusový signál, na kterém jsou namodulované (superponované) napěťové špičky, jejichž šířka je v řádu nanosekund. Pro zkoumání výskytu nebo počtu takovýchto impulzů je nutné potlačit signál s “nosným” kmitočtem.



Obr. 7.7: Rozšířené blokové schéma zařízení pro měření částečných výbojů

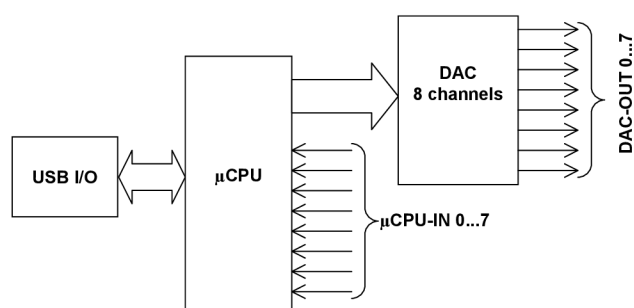
Analyzovaný průběh napětí se přivádí na horní propust, která z větší části odfiltruje nosný kmitočet, viz obr. 7.6. Dále následuje paralelně řazená dvojice stejných horních propustí. Vzhledem k omezené šířce pásma má invertor charakter dolní propusti. Pomocí přičtení invertovaného průběhu z příslušné horní propusti tedy dojde k potlačení nosného kmitočtu. Následně po sečtení zůstane signál, ve kterém se mohou vyskytovat kladné i záporné napěťové impulzy odpovídající jednotlivým částečným výbojům.

Impulzy odpovídající jednotlivým částečným výbojům jsou vedeny na dvojici velmi rychlých komparátorů. Zde jsou zachyceny impulzy stejné velikosti, ale s opačnou polaritou. Úroveň referenčního napětí je nastavitelná a pro komparátor zpracovávající opačnou amplitudu impulzů je nutno tuto referenci invertovat. Takto detekovaný signál je veden na monostabilní klopny obvod, který zajistí dostatečnou dobu nutnou ke zpracování detekovaného impulzu a eliminuje následné nežádoucí zákmity způsobené přechodovými ději.

Pro ověření a odladění amplitudové analýzy pulzů odpovídajícím jednotlivým ČV byl navržen a realizován měřicí systém vybavený mikrokontrolerem odesílající data ke zpracování přes USB do osobního počítače typu PC. Celý systém se skládal z analogové a digitální části. Protože konstrukce byla ve všech směrech překonána novějšími verzemi, nebude detailně komentována. Jednokanálová analogová část pracovala na principu amplitudové analýzy pulzů odpovídajícím jednotlivým částečným výbojům. Princip funkce je uveden na obr. 7.6, schéma je na obr. 7.10. Komunikace s osobním počítačem typu PC probíhala po sběrnici USB.

První návrh zařízení pro detekci částečných výbojů si kladl za cíl pouze detekovat v definovaném (nastaveném) čase výskyt pulzu částečného výboje, nikoliv jejich počet ani rozložení v čase. K tomuto účelu byl vybrán mikrokontroler ATmega, který před počátkem měření nastavil referenční úrovně (až pro 4 analogové části) pro vyhodnocení velikosti amplitudy pulzu ČV pomocí digitálně analogového převodníku, viz obr. 7.8. Po skončení nastavené doby byla naměřená data odeslána po sběrnici USB do osobního počítače.

Pro řízení celého systému byl vybrán mikrokontroler ze skupiny AVR disponující dostatečným počtem vstupně výstupních portů, viz obr. 7.8. Na jeden z portů je připojen převodník DA s osmi nezávislými napětovými výstupy. Tento převodník je schopen zajišťovat referenční napětí pro komparátory v obou polaritách. Na další port je připojen převodník RS232/USB, který zajišťuje komunikaci s PC.

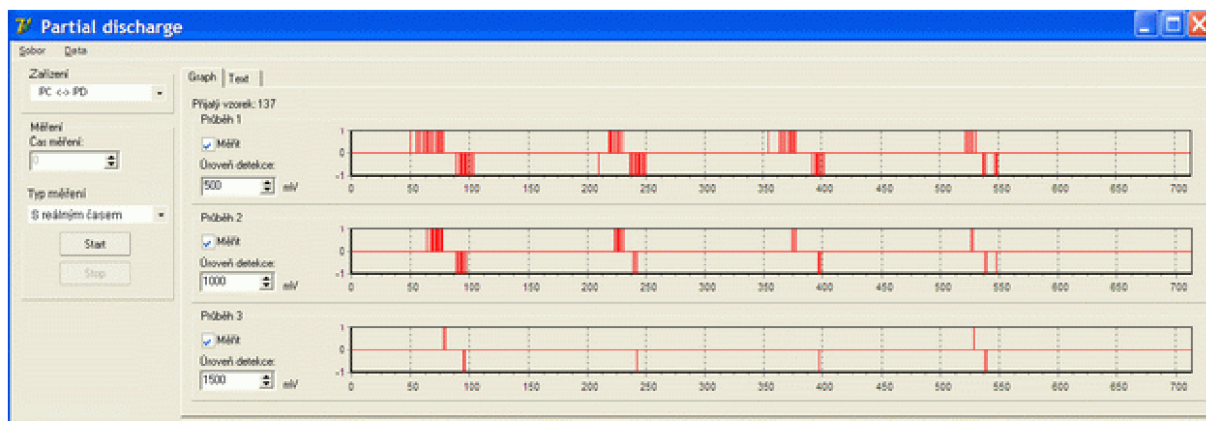


Obr. 7.8: Blokové schéma HW digitální části prvního měřicího systému

Design měřicího a řídicího software, viz obr. 7.9 je rozdělen do tří částí. V první části (vlevo nahoře) je možné zvolit měřicí zařízení, v druhé (vlevo dole) se nastavuje měřicí metoda a ve třetí (vpravo) jsou zobrazeny měřená data ve formě grafů. Navržený řídicí software je určen pro MS Windows je schopen měřit čtyři nezávislé kanály ve dvou měřicích módech, tj. měření s reálným nebo diskretním časem. První způsob je vhodný pro precizní analýzu v krátkém časovém úseku (odesílá se informace o aktivaci konkrétního vstupu a jemu příslušného reálného času). Maximální doba tohoto typu měření je 18 hodin. Druhý způsob je vhodný pro zkoumání výskytu částečných výbojů v dlouhém časovém horizontu, který je omezen jen velikostí operační paměti a stabilitou operačního systému. Zde se zaznamenává jen časový sled příchodu jednotlivých vstupů bez informace o čase. To je vhodné pro dlouhodobé zkoumání výskytu částečných výbojů.

Měřená data jsou zachycena ve čtyřech grafech. Uživatel může povolit nebo zakázat měření pro libovolný kanál (graf) a nastavit úroveň detekce pro obě polarity měřených pulzů. Naměřené hodnoty je možné exportovat jako obrázek ve formátu *.gif, *.jpg, *.bmp nebo je možné exportovat naměřená data ve formátu *.csv. Tento formát je velmi vhodný pro následné zpracování např. v aplikaci MS Excel.

Navržený software na PC je schopen spustit i zastavit měření, poslat měřicí konfiguraci (včetně úrovně detekce pro každý kanál zvlášť) do mikrokontroleru a přijmout naměřená data do PC po standardní sběrnici USB.



Obr. 7.9: Software pro měření částečných výbojů pro MS Windows

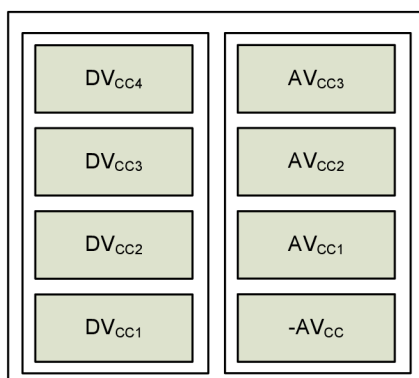
Na obr. 14.7 v příloze je první verze jednokanálové analogové části zařízení pro detekci částečných výbojů a na obr. 14.8 v příloze je první verze digitální části zařízení pro detekci částečných výbojů s mikrokontrolerem.

Omezujícím faktorem u tohoto typu měřiče byla jednoznačně rychlost mikrokontroleru, proto byla v dalších návrzích použita podstatně rychlejší hradlová pole. Zároveň musel být pro značný objem přenášených dat zvolen jiný způsob komunikace, než je tomuto účelu nedostačující USB. Proto bylo vybráno podstatně rychlejší Ethernetové rozhraní.

Vzhledem k dalším požadavkům ohledně rychlosti, přesnosti a datové propustnosti USB byl tento návrh, viz obr. 14.8 v příloze, nahrazen další verzí zařízení pro měření ČV vybaveného FPGA, které tuto verzi ve všech směrech překonalo.

7.3 Napájecí část zařízení pro měření částečných výbojů

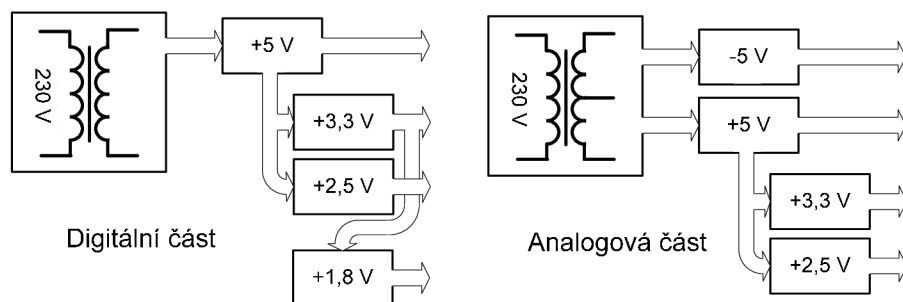
Pro novější verze navržených zařízení pro detekci částečných výbojů musela být navržena univerzální deska zajišťující potřebné hodnoty napájecích napětí jak pro analogové tak i pro digitální části zařízení.



Obr. 7.10: Blokové schéma napájecí části

Z blokového schématu obr. 7.10 patrné, že navržená DPS napájecí části se skládá z bloků napěťových stabilizátorů pro napájení analogových (kladných AV_{CC1} až AV_{CC3} a

záporných $-AV_{CC}$) částí a z bloků napěťových stabilizátorů (DV_{CC1} až DV_{CC4}) pro napájení digitálních částí celého systému.



Obr. 7.11: Topologie napájecí části

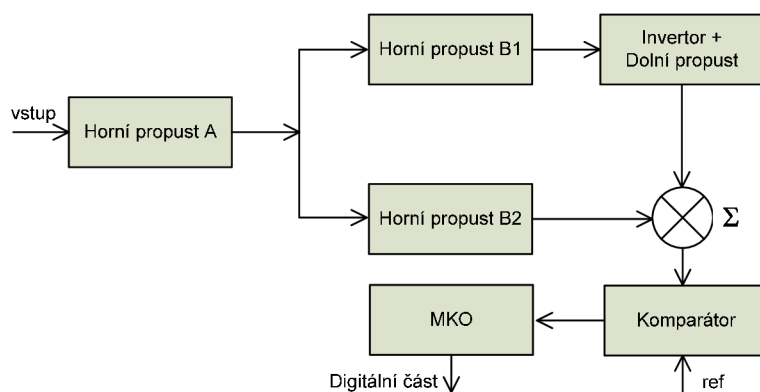
Topologie napájecí části je na obr. 7.11. Schéma zapojení analogové a digitální napájecí části je uvedeno v příloze na obr. 14.9.

Pro napájecí část byla navržena DPS převážně se SMT montáží, viz příloha obr. 14.10, kde je zobrazena horní strana DPS. Spodní strana DPS je zobrazena v příloze na obr. 14.11 a obr. 14.12 zachycuje realizovanou DPS napájecí části disponující potřebnými hodnotami napájecích napětí pro analogovou i digitální část zařízení.

Jak je z obr. 14.10 a obr. 14.11 patrné, DPS napájecí části je navržena jako dvoustranná prokovená s „vylitou“ digitální a analogovou zemí, aby se zamezilo rušení šířící se po zemních vodičích. Na obr. 14.13 je zachycen návrh DPS napájecích transformátorů pro digitální část (vlevo) a analogovou část (vpravo). Desky plošných spojů pro transformátory napájecí digitální a analogovou část jsou navrženy jako jednostranné.

7.4 Analogová část zařízení pro měření částečných výbojů

Analogová část navrženého systému slouží ke zpracování zachycených pulzů částečných výbojů z části snímače a to jak kontaktního tak i bezkontaktního. Tato část pracuje na principu amplitudové analýzy pulzů částečných výbojů.



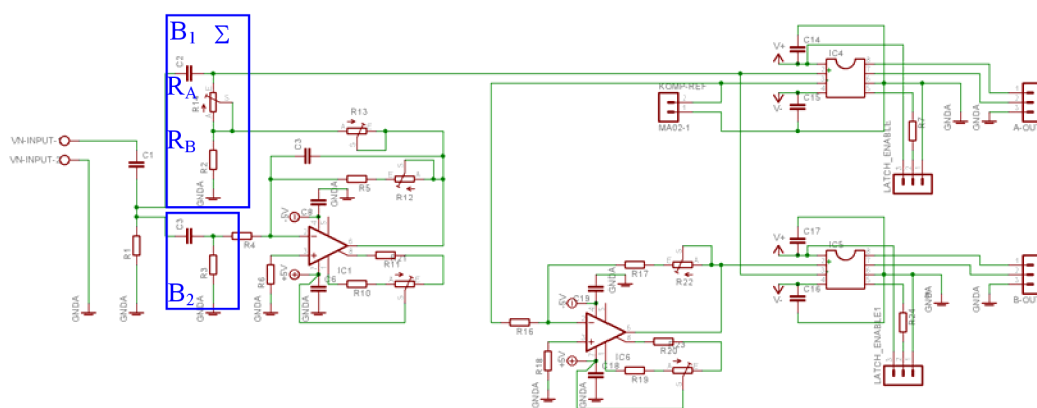
Obr. 7.12: Schéma obvodů analogové části

Schéma zapojení analogové části zařízení je zobrazeno na obr. 7.12.

Vstupní signál je přiváděn na horní propust A , aby došlo k potlačení nosného kmitočtu vstupního signálu. Dále je pak signál přiváděn na dvojici rovnocenných horních propustí $B1$ a $B2$. Za horní propustí $B1$ následuje invertor a dolní propust.

Tyto části invertují vstupní signál a dolní propust odstraní vysoké kmitočty (pulzy ČV). Sečtením takto vzniklého signálu se signálem z horní propusti $B2$, dojde k odstranění zbytku nosného kmitočtu. Jak je patrné z obr. 7.3, na děliči R_A a R_B tvořícím část horní propusti $B1$, dochází k sečtení vstupního signálu s impulzy částečných výbojů se signálem z druhé horní propusti $B2$. Obě horní propusti jsou totožné. Signál ve spodní propusti je pak invertován operačním zesilovačem a omezen dolní propustí, čímž se odfiltrují rychlé pulzy částečných výbojů.

Takto vzniklá invertovaná nosná složka signálu se sečte v poměru odporů v děliči. Tímto součtem se dosáhne vzájemného odečtení nosného signálu a výsledkem jsou pulzy částečných výbojů obou polarit.



Obr. 7.13: Princip zapojení analogové části

Výsledkem tohoto součtu jsou pouze pulzy odpovídající pulzům částečných výbojů. Velikost jejich amplitudy je dále porovnávána komparátorem.

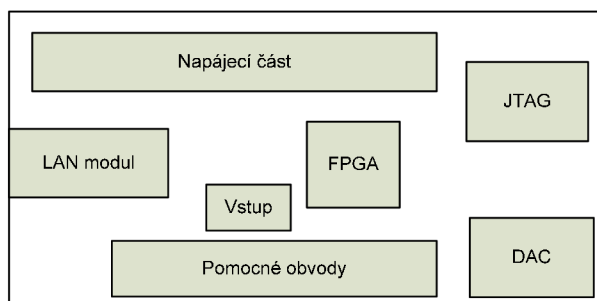
Nežádoucí zákmity jsou potlačeny vhodným nastavením monostabilního klopného obvodu MKO , nebo jsou ošetřeny na vstupech digitální logiky. Pak jsou pulzy částečných výbojů připraveny na zpracování v digitální části.

7.5 Druhé realizované zařízení pro měření částečných výbojů - Digitální část

Tato verze se opět skládá ze dvou hlavních částí - analogové a digitální. Princip analogové části byl vysvětlen již dříve v kapitole 7.4, proto zde již nebude popisován.

Blokové schéma digitální části je zobrazeno na obr. 7.14. Základem popisovaného řešení je obvod programovatelného hradlového pole FPGA. Princip funkce první verze zařízení pro detekci částečných výbojů s FPGA je na obr. 7.15.

Na vstupy obvodu FPGA jsou přiváděny výstupy analogové části, kterými jsou logické úrovně komparátorů. Maximální kmitočet, který je možné zpracovávat je omezen rychlostí obvodu FPGA a již v návrhu byl definován na 100 MS/s. Šířka sběrnice je přitom 14 bitů což s sebou přináší výsledný datový tok 4,2 Gb/s. Takto velký datový tok není použitý obvod FPGA schopný obsloužit, musí být proto omezen vhodnou kompresí.

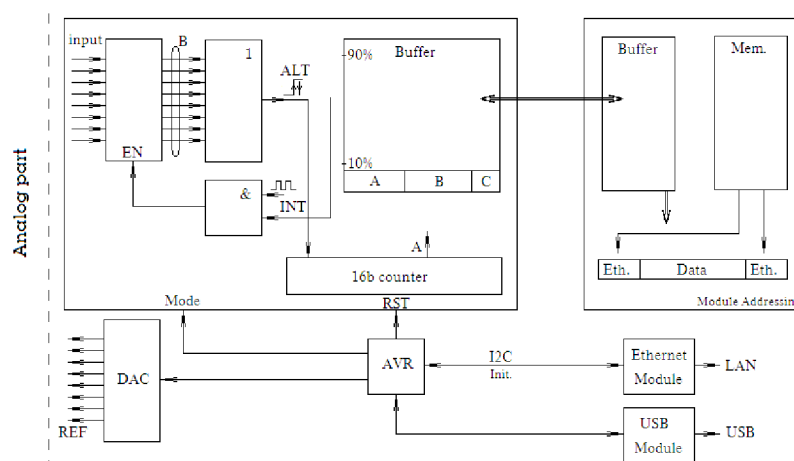


Obr. 7.14: Blokové schéma digitální měřicího zařízení s FPGA

Pro komunikaci s osobním počítačem, který slouží k zobrazení a zpracování změřených dat, byla použita 100 Mb/s sběrnice Ethernet definovaná normou IEEE 802.3. Pro řízení komunikace byl použit zákaznický obvod NM7010BPlus.

Tento kontrolér autonomně zajišťuje vytvoření paketů z dat uložených v paměti a následné řízení toku dat po sběrnici. Konfigurace kontroléru byla vyřešena implementací osmibitového mikrokontroleru PicoBlaze do obvodu FPGA. Pro přenos dat po sběrnici Ethernet je z důvodu rychlosti použit nepotvrzovaný protokol UTP.

Aby bylo možné redukovat výstupní datový tok, je v obvodu FPGA implementována bezztrátová datová komprese. Data jsou z analogové části vzorkována s kmitočtem hodinového signálu obvodu FPGA. Nicméně ke změnám v jejich hodnotách dochází podstatně méně často (teoreticky pouze při vzniku částečného výboje).



Obr. 7.15: Princip funkce navrženého systému

Kompresie datového toku tedy spočívá ve změně systému měření, ve kterém se měří doba mezi změnami hodnot vstupních dat. Ta je potom i se změněnými daty uložena v paměti a odeslána do Ethernetového kontroléru. K měření doby mezi změnou dat slouží volnoběžný

nastavitelný 1 až 20 bitový čítač. Dojde-li během měření k přetečení čítače, jsou do paměti uložena tzv. prázdná data, která slouží pouze ke správnému určení délky mezi změnami. Správné nastavení počtu využívaných bitů čítače vede k efektivnímu využití zmiňovaného způsobu komprese dat [83].

Součástí digitální části systému je rovněž DA převodník sloužící k nastavení referenčních úrovní pro analogovou část. Tento převodník je řízen vestavěným mikrokontrolerem PicoBlaze.

V příloze na obr. 14.15 je realizovaná digitální část sloužící pro předzpracování získaného signálu a následné odeslání dat do osobního počítače typu PC nebo notebooku vybaveného operačním systémem MS Windows XP.

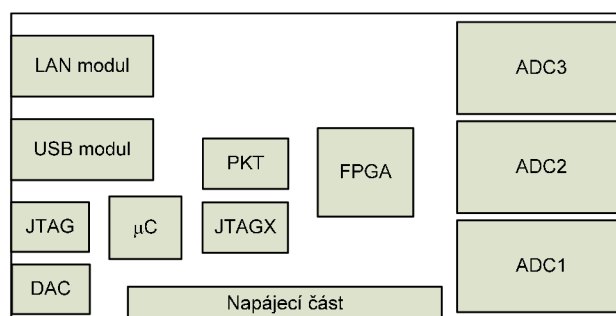
Realizovaná čtyř kanálová analogová a digitální část první verze zařízení pro měření ČV s FPGA je zobrazena na obr. 14.14.

7.6 Třetí realizované zařízení pro měření částečných výbojů - Digitální část

Vylepšením předchozích návrhů byl optimalizován tento návrh zahrnující na desce digitální části tři velmi rychlé A/D převodníky. Ty jsou určeny pro připojení senzorů a z rozdílů příchodu pulzů je možné triangulací určit místo vzniku výboje.

Použitím programovatelného hradlového pole je možné dynamicky měnit velikost zesílení vstupních přizpůsobovacích obvodů. Optimální úroveň zisku vstupních zesilovačů je dána změřeným rozdílem nejsilnějšího (nejbližšího) a nejslabšího (nejvzdálenějšího) signálu senzoru od místa výskytu částečného výboje.

Tento rozsah je použit pro nastavení A/D převodníků. Protože výsledný datový tok ze tří velmi rychlých převodníků dosahuje hodnoty 4,2 Gb, bylo nutné zavést kompresi naměřených dat. Bezztrátové komprese je dosaženo oproti kontinuálnímu snímání měřených hodnot, vysíláním pouze dat rozdílných od nuly. Současně je nutné vysílat v paketu i informaci o čase. Dále následuje úprava do paketů a odeslání do osobního počítače k dalšímu zapracování pomocí rozhraní 100 Mb Ethernet.

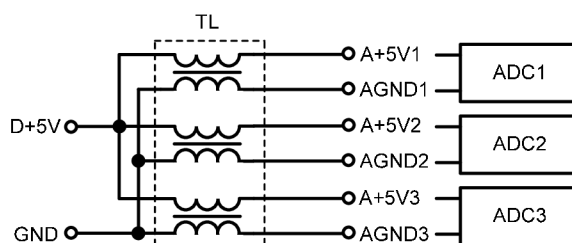


Obr. 7.16: Topologie digitální části

Jak je z obr. 7.16 topologie desky patrné, navržená DPS digitální části se skládá z bloku pro komunikaci prostřednictvím Ethernetu, dále je zde možnost komunikace přes USB pomocí převodníku UART/USB. Blok označený jako JTAG slouží k programování pomocného mikrokontroleru μC pomocí stejnojmenného rozhraní. Použitý mikrokontroler také komunikuje přes sběrnici I2C s digitálně analogovým převodníkem DAC. Tento převodník zajišťuje napěťové úrovně, které jsou využívány jako referenční úrovně pro detekci velikosti amplitud ČV.

Blok JTAGX slouží k programování FPGA, které je propojeno vodiči vedoucími k analogově digitálním převodníkům ADC1 až ADC3. Vzhledem k požadavku stejného zpoždění informace ze všech tří převodníků, musely být datové vodiče mezi FPGA a analogově digitálními převodníky navrženy se stejnou délkou.

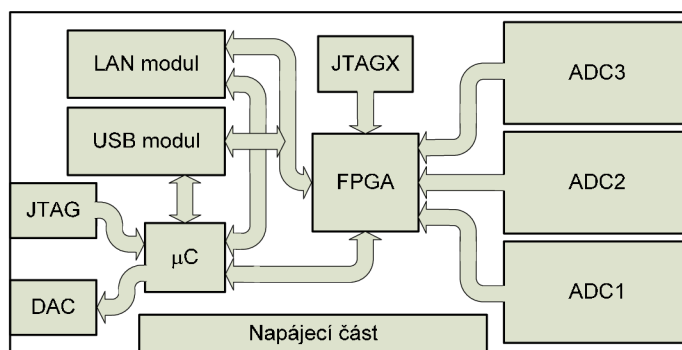
Nezbytnou částí celého systému je pak napájecí blok a blok proudově kompenzované tlumivky PKT zajišťující odrušení analogově napájených částí převodníků AD, viz obr. 7.17.



Obr. 7.17: Schéma napájecí části pro AD převodníky

Komunikaci s obslužným osobním počítačem typu PC vybaveným operačním systémem MS Windows XP slouží 10 Mbps Ethernetový modul. Ten přímo komunikuje s programovatelným hradlovým polem FPGA od firmy Xilinx, Inc. O přednastavení samotné komunikace se stará pomocný mikrokontroler μC ATmega.

Programovatelné hradlové pole FPGA se globálně stará o příjem dat z analogově digitálních převodníků ADC1 až ADC3, jejich zpracování, kompresi a odeslání takto upravených dat do Ethernetového modulu, případně do USB modulu, viz obr. 7.18 kde je zaznačeno schéma komunikačních toků.



Obr. 7.18: Topologie komunikačních toků

Vzhledem k faktu, že hodinový kmitočet pro komunikaci s analogově digitálními převodníky je roven 100 MHz, bylo nutné během návrhu dbát na dodržení stejné délky všech komunikačních cest, aby byla vyloučena různá doba příchodu informace z ADC - kvůli stejné době šíření dat.

Kvůli zamezení průniku rušivých signálů do systému je každý z analogově digitálních převodníků (ADC1 až ADC3) osazen do stínící plechové krabičky.

Na obr. 14.16 v příloze je navržena horní strana DPS digitální části, na obr. 14.17 je zobrazena navržena spodní strana DPS digitální části.

Layout navržených DPS z obr. 14.16 a obr. 14.17 plně koresponduje s topologií realizovaného návrhu z obr. 7.16. Osazená deska plošných spojů pro digitální zpracování včetně rychlých AD převodníků je na obr. 14.18.

8 Testování izolačních systémů

Pro zkoumání výskytu a vlastností částečných výbojů bylo navrženo několik verzí experimentálních vzorků planárních transformátorů s různým geometrickým uspořádáním, realizovaných na různých nosných materiálech. Příkladem je použití nízkoteplotní keramiky (LTCC) pro vícevrstvé předlohy vyráběné tlustouvrstvou technologií. Tyto struktury jsou vyráběné za běžných atmosférických podmínek, při kterých při výrobě vznikají vzduchové mikrobublinky, které mají negativní vliv na elektrické vlastnosti popsané struktury. Jako lepší a dostupnější řešení se jeví použití technologie výroby vícevrstevných desek plošných spojů pro výrobu experimentálních vzorků také proto, že vícevrstvé desky plošných spojů se laminují ve vakuu, čímž se minimalizuje možnost vzniku mikrobublinek, ve kterých pak mohou vznikat nežádoucí částečné výboje.

Kromě výše popsaných typů experimentálních vzorků byly dále zkoumány i další objekty jako jsou např. optočleny, cívky, VN transformátory a impulzní transformátory. Vybrané vzorky jsou detailně rozebrány v následujících kapitolách.

8.1 Měření na optočlenech, cívkách a transformátorech

V následujících kapitolách budou podrobně popsány výsledky měření na vybraných aktivních i pasivních součástkách.

8.1.1 Optočleny

Uvedená měření odráží fakt značné odlišnosti parametrů vzniku částečných výbojů u jednotlivých typů proměřovaných vzorků optočlenů. Je zřejmé, že vysoké hodnoty zápalného napětí částečných výbojů jsou známkou kvalitního izolačního systému optočlenů.

Srovnání izolačního napětí pro rozdílné typy vybraných optočlenů je uvedeno v tab. 8.1.

Tab. 8.1: Přehled izolačního napětí vybraných vzorků optočlenů

označení vzorku	$U_{\text{izolační(RMS)}}$ [V]
PC 817	5000
4N27	5300
HCPL0601	2500
H11L1	5300
H11B1	5300
4N35	3750

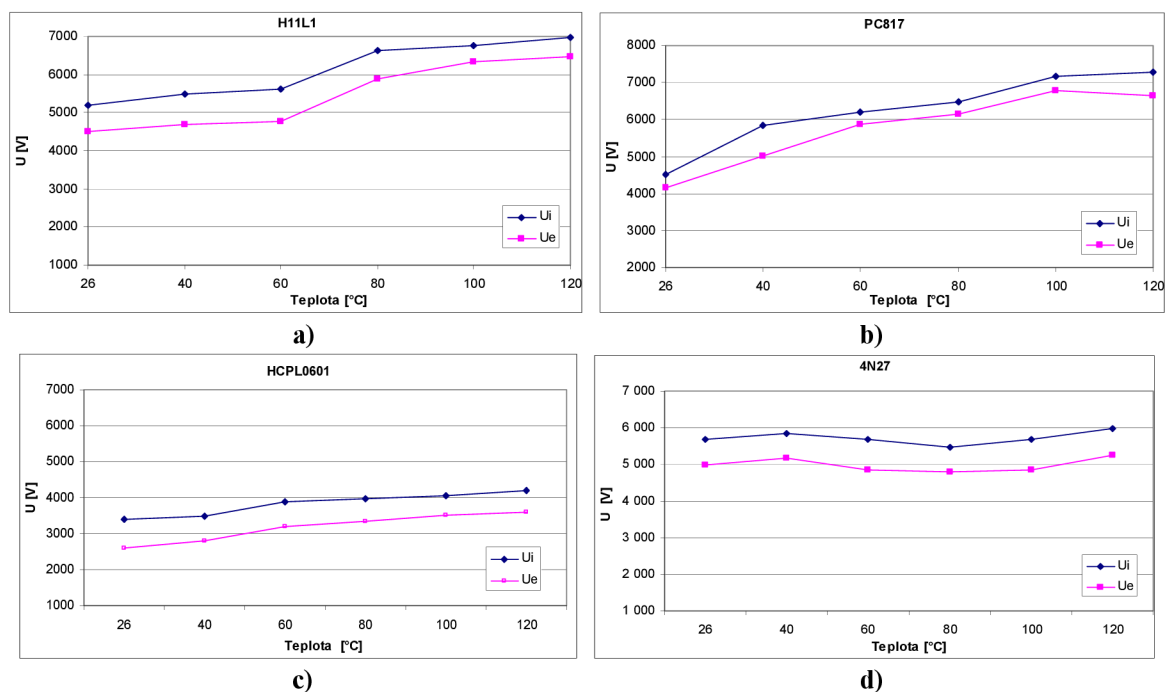
Během měření byla zjišťována závislost aktivity částečných výbojů provozních parametrech. Nejvýznamnější z těchto parametrů je teplota. Příklad závislosti aktivity částečných výbojů na teplotě pro různé druhy optočlenů je na obr. 8.1.

Rozsah použitých teplot byl od 26°C do 120°C. Po každé změně teploty bylo provedeno temperování. Při testování byla měřena hodnota zápalného a zhášecího napětí.

Na začátku měření rostlo zápalné a zhášecí napětí částečných výbojů přímo úměrně s rostoucí teplotou. Kontinuální nárůst hodnot zápalného a zhášecího napětí byl zjištěn u HCPL0601, kdy v celém rozsahu měřených teplot byla hodnota zápalného i zhášecího napětí nad hodnotou výrobcem uváděného izolačního napětí. V případě optočlenů H11L1 a HCPL0601 se amplituda částečných výbojů po dosažení teploty 80°C měnila jen minimálně. Tyto typy jsou tedy méně teplotně závislé nežli typ PC817. Ten ale dosahuje mnohem vyšších pracovních napětí.

U optočlenů na obr. 8.1 hodnota amplitudy částečných výbojů pro zápalné i zhášecí napětí roste přímo úměrně s teplotou. To je dáno vlastnostmi použité izolace. Tlak plynu v dutinkách v pevné izolaci nebo v dutinkách s plynem mezi pevnou izolací a elektrodou roste s teplotou a to má za následek rostoucí hodnotu elektrické pevnosti v plynu.

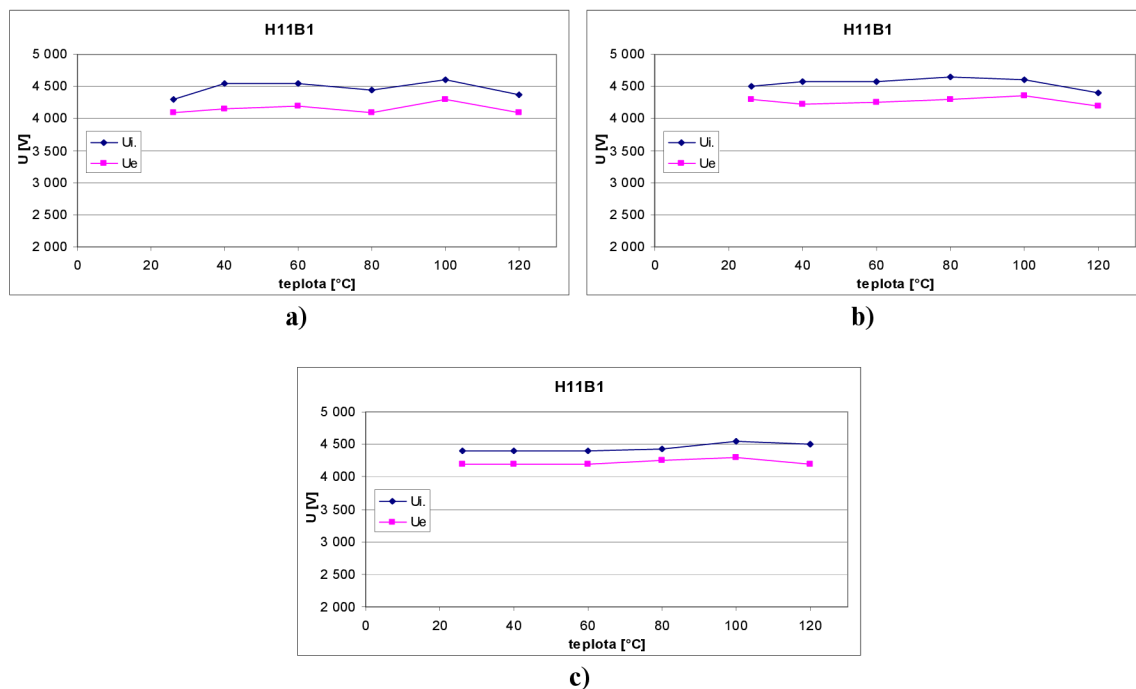
Velmi důležitým faktorem je i frekvence zkušebního napětí. Nárůst frekvence nad oblast síťové frekvence 50 Hz má za následek změnu hodnot zápalného i zhášecího napětí v závislosti na použitých materiálech dielektrika. Měřením vybraných vzorků bylo zjištěno, že s růstem frekvence docházelo k poklesu zápalného i zhášecího napětí.



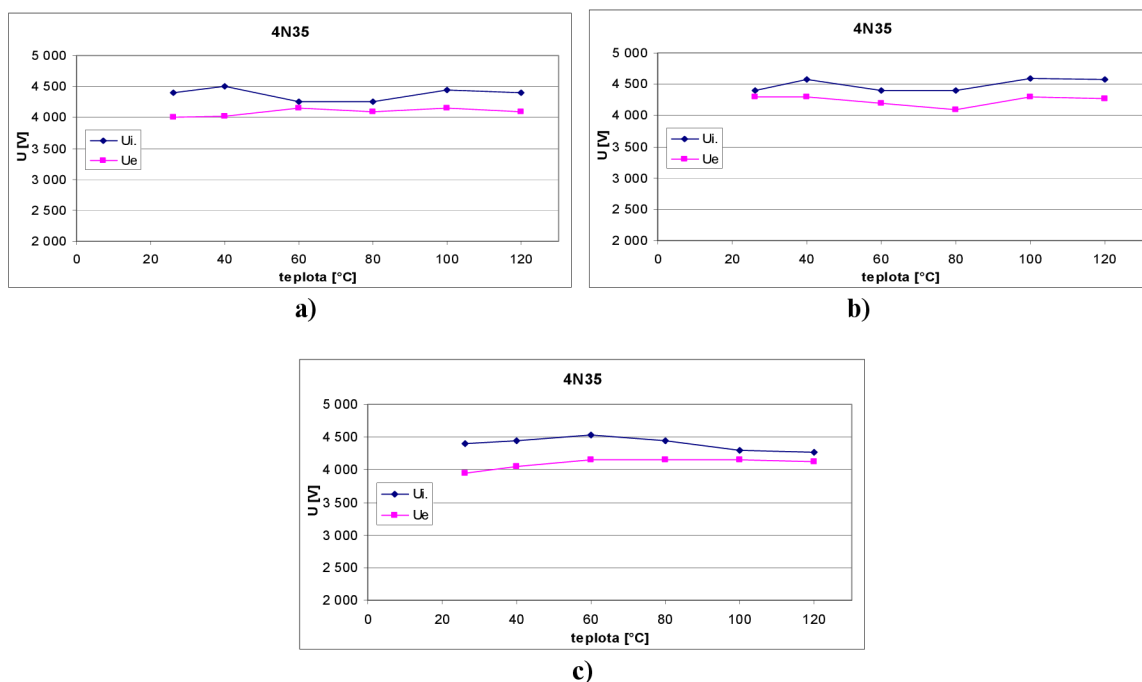
Obr. 8.1: Závislost zápalného a zhášecího napětí na změně teploty pro optočleny:
 a) H11L1 b) PC 817 c) HCPL0601 d) 4N27

Na obr. 8.2 a obr. 8.3 jsou výsledky testování více kusů stejného typu optočlenu. Během měření byl kladen důraz na chování jednotlivých optočlenů pro účely srovnání s předchozím

měřením. Z grafů je patrné, že jednotlivé typy měřených optočlenů mají rozdílné charakteristiky. Rozdíly jsou dané konstrukcí i typem použitého dielektrického materiálu.



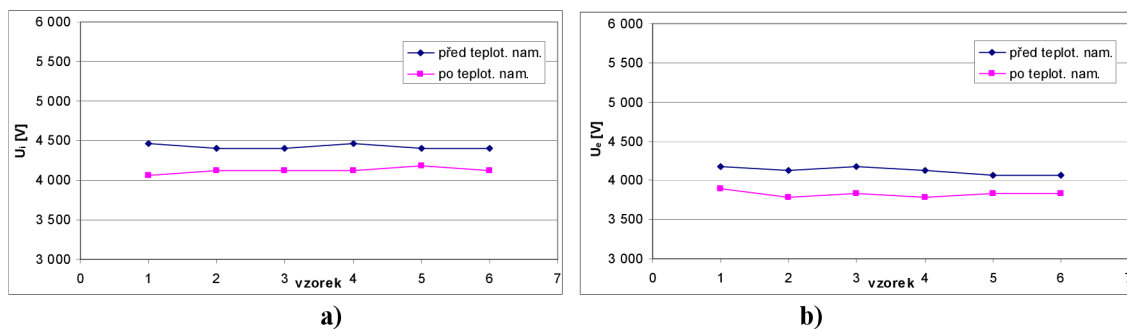
Obr. 8.2: Závislost zápalného a zhášecího napětí na teplotě pro 3 různé kusy optočlenu typu H11B1: a) až c)



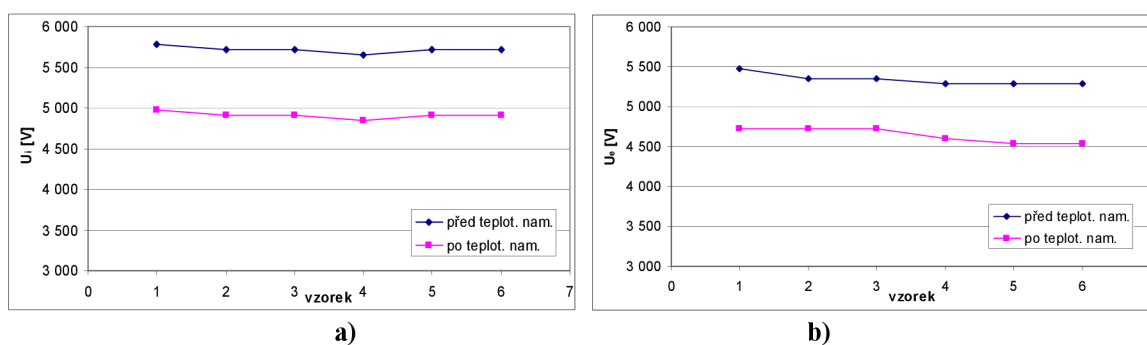
Obr. 8.3: Závislost zápalného a zhášecího napětí na teplotě pro 3 různé kusy optočlenu typu 4N35: a) až c)

V následující části práce byla zkoumána závislost zápalného a zhášecího napětí na teplotním namáhání pro různé typy optočlenů. Několik vybraných vzorků bylo vloženo do teplotní komory a 6 měsíců teplotně namáháno. Během teplotního namáhání byly prováděny

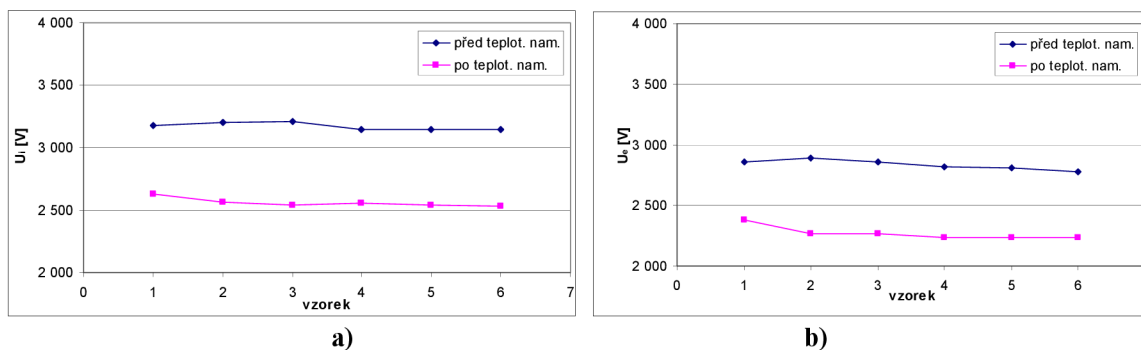
4 cykly za hodinu se změnou teploty od 0°C do 100°C. Výsledky porovnání před a po teplotním namáhání jsou vyneseny v grafech na obr. 8.4 až obr. 8.8.



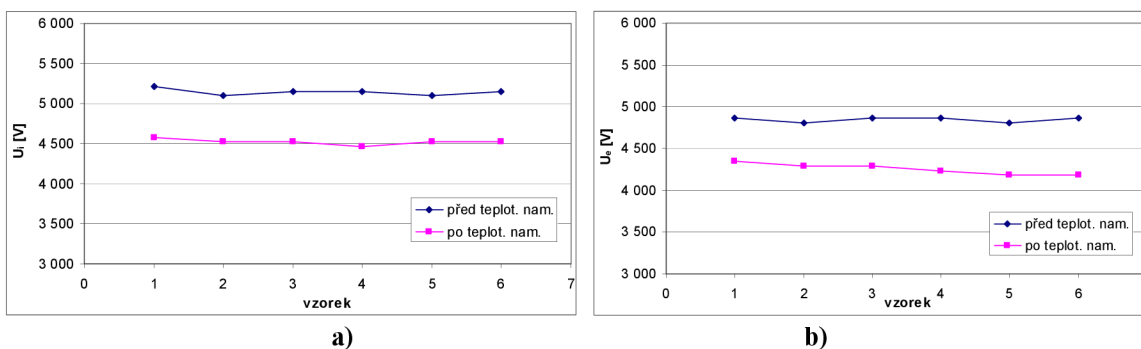
Obr. 8.4: Závislost napětí před a po teplotním namáhání pro optočlen PC817: a) zápalné; b) zhášecí



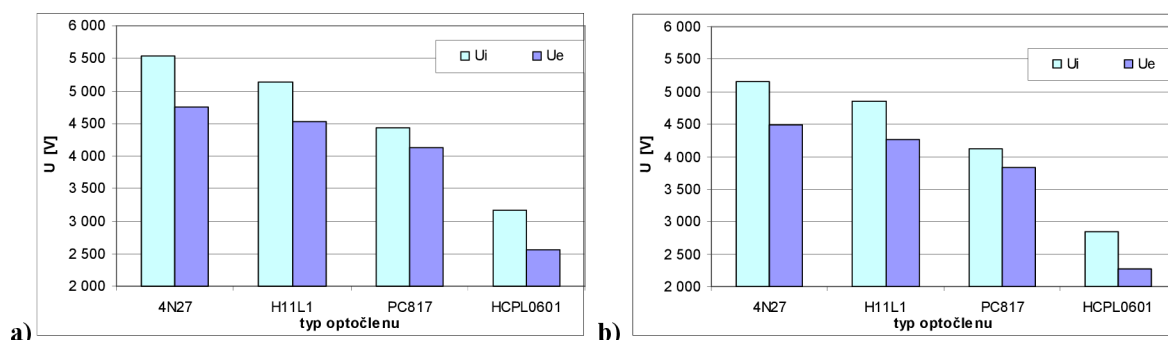
Obr. 8.5: Závislost napětí před a po teplotním namáhání pro optočlen 4N27: a) zápalné; b) zhášecí



Obr. 8.6: Závislost napětí před a po teplotním namáhání pro optočlen HCPL0601: a) zápalné; b) zhášecí



Obr. 8.7: Závislost napětí před a po teplotním namáhání pro optočlen H11L1: a) zápalné; b) zhášecí



Obr. 8.8: Závislost zápalného a zhášecího napětí: a) před a b) po teplotním namáhání

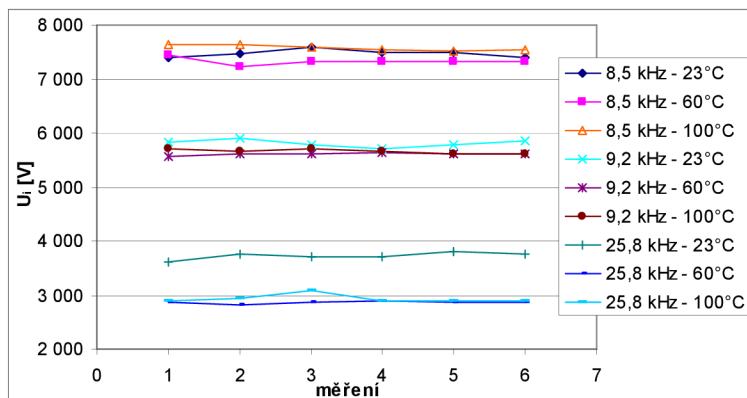
Při měření závislosti vlivu teplotního namáhání na hodnoty zápalného a zhášecího napětí bylo zjištěno, že po zkoušce teplotním namáháním některé typy optočlenů vykazují výbojovou činnost již během povoleného rozsahu pracovních napětí, např. typ PC817, u kterého byly hodnoty zápalného a zhášecího napětí výrazně pod hodnotou izolačního napětí udávaného výrobcem.

Bylo zjištěno, že největší pokles hodnot u teplotně namáhaných optočlenů, jak zápalného tak i zhášecího napětí, byl u optočlenu HCPL0601. Pohyboval se okolo 11%, ale až na hodnotu zhášecího napětí naměřenou po teplotním namáhání, byly všechny ostatní nad hodnotou izolačního napětí. Vzhledem k faktu, že velikost zhášecího napětí určuje rozsah použitelnosti testovaného objektu, lze konstatovat, že žádný z proměřovaných optočlenů po teplotním namáhání nevyhovuje z hlediska hodnoty izolačního napětí udávaného výrobcem.

U 4N27 byl pokles 6,7% u zápalného a 5,5% u zhášecího napětí a u optočlenu PC817 byl pokles u zápalného o 6,9% a zhášecího napětí o 7,2%. Částečné výboje se před teplotním namáháním objevovaly až nad hranicí izolačního napětí stanoveného výrobcem.

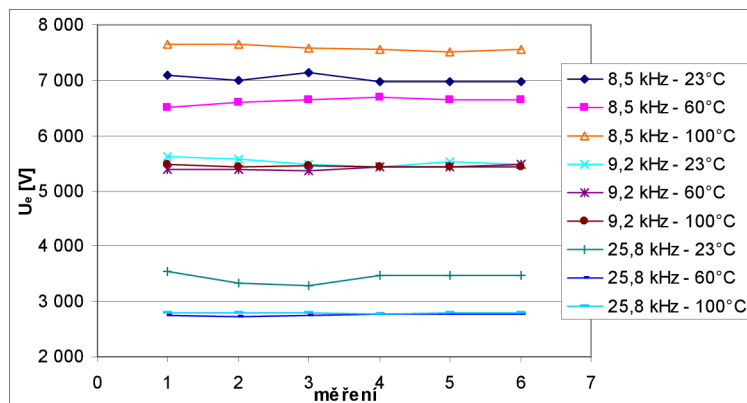
Ukázalo se, že teplotní namáhání mělo nejmenší vliv na typ H11L1, kde pokles hodnot zápalného a zhášecího napětí ve srovnání se stavem před teplotním namáháním byl 5,7% v případě zápalného napětí a v případě zhášecího napětí dosáhl hodnoty 5,9%.

Kombinovaná závislost zápalného i zhášecího napětí částečných výbojů v závislosti na frekvenci a v závislosti na teplotě je na obr. 8.9 a obr. 8.10.



Obr. 8.9: Závislost zápalného napětí částečných výbojů na frekvenci a teplotě optočlenu 4N27

Z obr. 8.9 a obr. 8.10 je patrné, že hodnoty jak zápalného tak i zhášecího napětí částečných výbojů značně klesají s rostoucí frekvencí. Jako možné vysvětlení tohoto stavu se jeví vliv kratší periody zkušebního napětí, kdy je menší prodleva od uhasnutí do zapálení výboje.

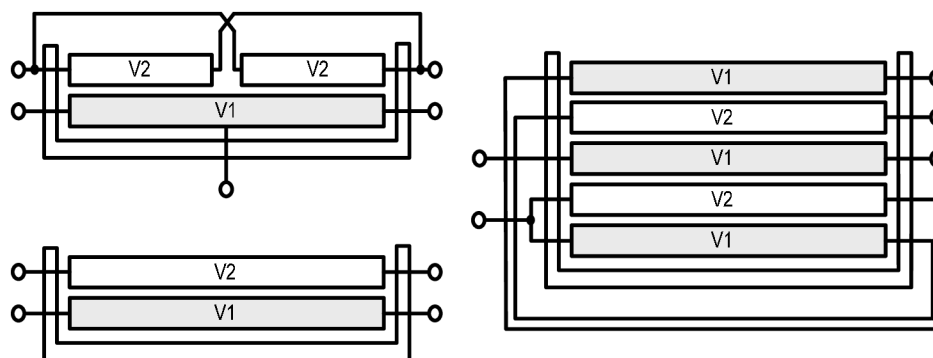


Obr. 8.10: Závislost zhášecího napětí částečných výbojů na frekvenci a teplotě optočlenu 4N27

Závěrem lze říci, že měření částečných výbojů u optočlenů prokázalo existenci významných rozdílů v izolačních charakteristikách mezi každým z vybraných modelů měřených optočlenů.

Kritériem, zvláště pro opakovatelnost výrobního procesu, je měřený rozsah zápalného a zhášecího napětí. Velikost hodnoty napětí částečných výbojů pro určitou vzdálenost izolace jsou známkou kvality návrhu izolačního systému.

8.1.2 Vinutí pro impulsní transformátory



Obr. 8.11: Vinutí pro impulsní transformátory - příklady zapojení vinutí [65]

Použití kroucené dvojlinky zaručí minimální rozptyl, velkou vzájemnou indukčnost a širokopásmovost vyžadovanou pro správnou funkci impulzních transformátorů. Jeho negativním důsledkem je zvýšení celkové kapacity vinutí a také dochází k poklesu elektrické izolační pevnosti vinutí.

Pro snížení hodnoty činitele rozptylu je vhodné volit poměr šířky k výšce vinutí jako minimálně čtyřnásobek. Kvůli omezení parazitních jevů bývá obvykle vinutí impulzního transformátoru jednovrstvé, nejsou-li ale nároky na parametry transformátoru tak vysoké,

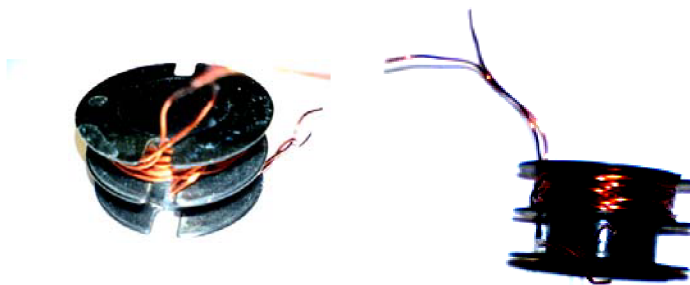
používá se vinutí v několika vrstvách, přičemž se vrstvy vzájemně prokládají [65]. Pro zmenšení činitele rozptylu se používá zapojení vinutí dle obr. 8.11.

Šířka běžně přenášených impulzů bývá nad 100 ns. Impulzy se šířkou pod tuto hodnotu jsou realizovány pomocí transformátorů založených na vlastnostech vedení.

Jako prokladová izolace neimpregnovaných transformátorů se používá polystyrénová fólie, která má ϵ_r rovno 2 a elektrickou pevnost 300 kV/cm. Často používaná jádra bývají typu C, plechy ve tvaru U nebo toroidní.

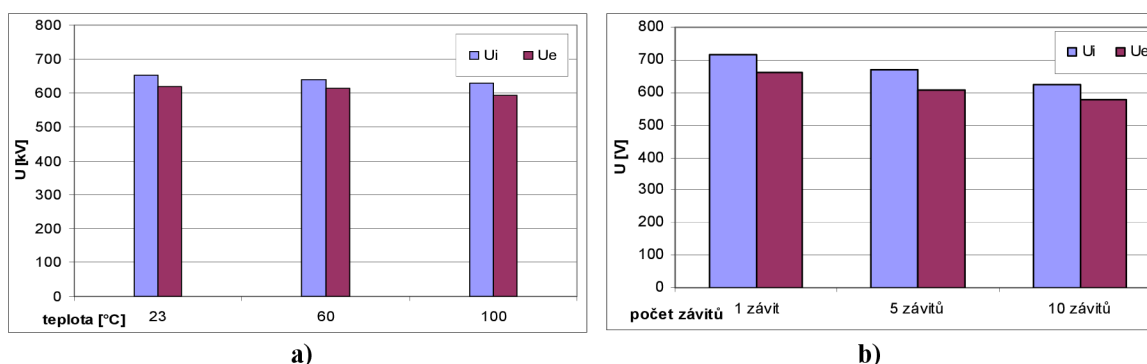
Pro srovnávací účely byla měřena cívka s vzduchovým jádrem, vinutá kroucenou dvojlínkou ze smaltovaného drátu, kde byl vodič průměru 0,25 mm.

Měření demonstruje možné nebezpečí vzniku částečných napětí i při relativně malých hodnotách pracovního napětí. Při působení částečných výbojů u pracovního napětí se síťovým kmitočtem, izolace ve zkoumaném objektu obvykle degraduje pomalu oproti stavu, kdy má zkoumaný objekt pracovat na řádově větším kmitočtu.



Obr. 8.12: Vinutí pro impulsní transformátory - měřená cívka vinutá kroucenou dvojlínkou

Na obr. 8.13 a) jsou znázorněny hodnoty zápalného i zhašecího napětí pro vzduchovou cívku měřenou při 23°C. V dalším měření byla zkoumána závislost zápalného a zhašecího napětí na změně počtu závitů na kostříčce o průměru 16 mm a výšce 6 mm.



Obr. 8.13: Vinutí pro impulsní transformátory: a) zápalné a zhašecí napětí cívky s 10 závitů v závislosti na teplotě; b) Závislost velikosti zápalného a zhašecího napětí na počtu závitů

V další části experimentů byla měřena závislost velikosti hodnoty zápalného a zhašecího napětí na počtu závitů, viz obr. 8.13 b). Je patrné, že s rostoucím počtem závitů klesá jak hodnota zápalného, tak i zhašecího napětí. To je dáno větší společnou styčnou plochou, kde po celé délce vodiče dochází k namáhání a tím i vzniku částečných výbojů.

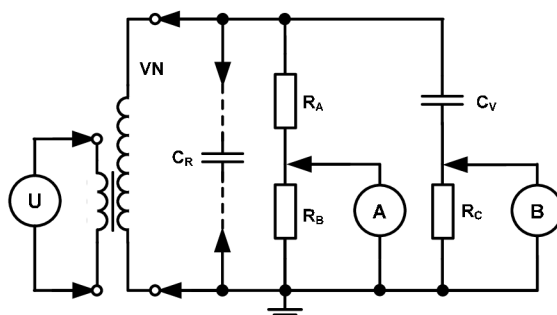
8.2 Měření charakteristik vysokonapěťových transformátorů

V této kapitole jsou shrnuty výsledky měření prováděných na rozptylovém VN transformátoru. Protože částečné výboje jsou pro spolehlivý chod VN zařízení nežádoucí, je zapotřebí znát závislosti zápalného napětí částečných výbojů jak na frekvenci, tak i na teplotě.



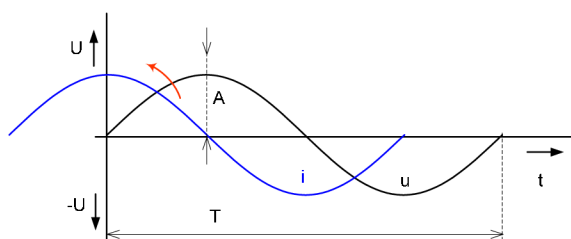
Obr. 8.14: Testovaný VN transformátor (Lifetech)

Obvod pro měření aktivity částečných výbojů ve vinutí transformátoru je uveden na obr. 8.15. Zkušební napětí U se přivádí na zkoušený VN transformátor. Změnou hodnoty kondenzátoru C_R dochází ke změně rezonančního kmitočtu. Amplituda napětí je měřena odporovým děličem R_A a R_B . Snímání výskytu částečných výbojů je realizováno horní propustí C_V a R_C .



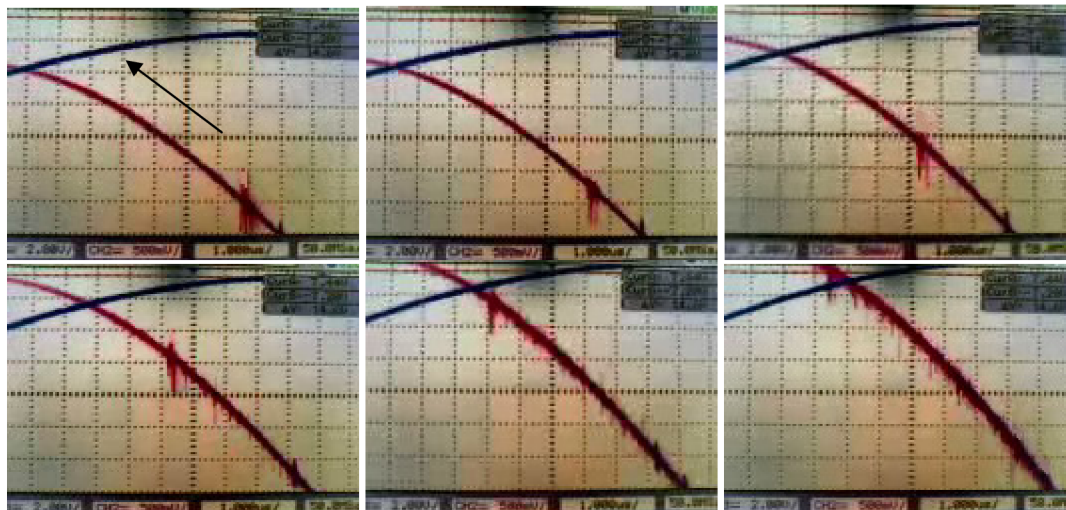
Obr. 8.15: Princip měření posunu částečných výbojů

Během měření bylo zjištěno, že docházelo k opakovanému posuvu vzniklých částečných výbojů křivce napájecího napětí. Vznik a pohyb částečných výbojů je možné popsat následovně. V počáteční fázi vznikají drobné pulzy s nábojem přibližně 24 pC v maximální hodnotě napětí. S rostoucím napětím dochází k posuvu výbojů směrem před maximální hodnotu.



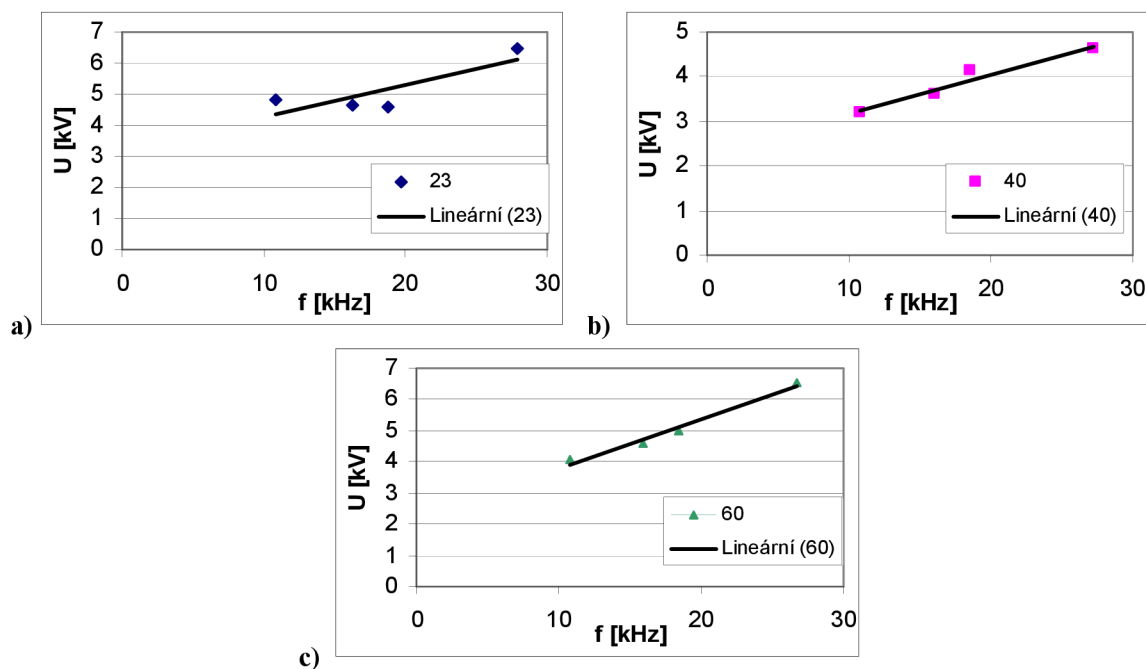
Obr. 8.16: Znázornění posunu částečných výbojů od místa vzniku

Na obr. 8.17 je znázorněna ukázka směru posuvu částečných výbojů po křivce proudu. Posun po křivce proudu znamená, že dochází k zapalování částečných výbojů při nižším napětí, než je jeho maximální hodnota. Protože se zápalné napětí mění jen málo, nastává tento jev při zvýšení pracovního napětí nad hodnotu zápalného napětí.



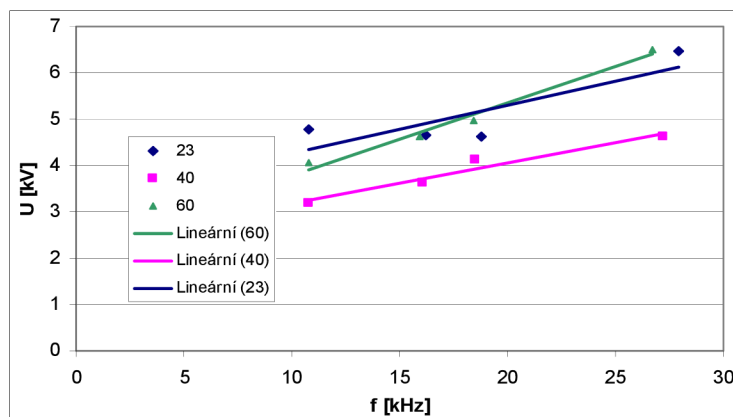
Obr. 8.17: Měření posuvu částečných výbojů po křivce proudu

Základní izolací byl materiál Melinex. Vybrané parametry materiálu Melinex jsou podle [63] následující: PERMITIVITA RELATIVNÍ $\epsilon_r = 3,21$ při 10 kHz; ZTRÁTOVÝ ČINITEL $\text{tg } \delta = 11 \cdot 10^{-3}$ při 10 kHz; ELEKTRICKÁ PEVNOST $E_p = 16$ kV/mm; MĚRNÝ VNITŘNÍ ODPOR $\rho_v = 10^{15} \Omega \cdot \text{cm}$, MĚRNÝ POVRCHOVÝ odpor $\rho_{po} = 10^{13} \Omega \cdot \text{cm}$; TEPELNÁ STABILITA je v rozmezí -40 až $+140^\circ\text{C}$.



Obr. 8.18: Změřená závislost U_i na f při: a) 23°C ; b) 40°C ; c) 60°C

Změřená závislost zápalného napětí U_i na frekvenci f při teplotách: a) 23°C; b) 40°C; c) 60°C je na obr. 8.18.



Obr. 8.19: Srovnání naměřených závislostí U_i na f při různých teplotách

Ze změřené závislosti na obr. 8.19 je zřejmé, že s rostoucí frekvencí zkušebního napětí dochází u měřeného VN transformátoru k nárůstu hodnoty zápalného napětí při všech měřených teplotách. Nejstrmější nárůst je při nejvyšší měřené teplotě, tj. 60°C.

Při srovnání závislosti zápalného i zhášecího napětí na frekvenci u měřených optočlenů v kapitole 8.1.1, kde jejich hodnota s rostoucí frekvencí klesala - u měřeného VN transformátoru Lifotech docházelo s rostoucí frekvencí k růstu hodnot zápalného i zhášecího napětí. Možné vysvětlení tohoto jevu je pokles permitivity a vzrůst $\text{tg } \delta$ použitého izolačního systému.

Pro zaručení spolehlivosti a bezpečnosti testované součástky je důležité znát úroveň zhášecího napětí zejména pro nejnepříznivější, tedy nejnižší hodnotu zápalného napětí. Tento stav nastal při 40°C.

Jak je z obr. 8.19 patrné, měřený transformátor je možné použít při této teplotě max. do 3,2 kV. Amplituda pracovního napětí pro měřený transformátor musí tedy být pod touto hodnotou.

8.3 Impulzní transformátory pro budiče

Následující část práce se věnuje impulzním transformátorům a jejich optimalizaci. Zkoumané impulzní transformátory byly určeny jako VN spínače pro výrobu ozónu pracující na principu řízeného výboje, viz [16]. U zmíněných impulzních transformátorů bylo požadováno, aby splňovaly tyto parametry: pracovní napětí 15 V, izolační napětí nejméně 3,2 kV, délka impulzu nejméně 2 μs .

První varianta transformátoru byla realizována na toroidním jádře s vnějším průměrem 10 mm, vnitřním průměrem 5 mm. Tzv. třikrát izolovaným, bifilárně vinutým vodičem průměru 0,25 mm bylo navinuto primární a sekundární vinutí v poměru 16 : 16 závitů, tak aby se co nejvíce zaplnil obvod feritového jádra, viz obr. 8.20.



Obr. 8.20: Neimpregnovaný transformátor typ A

Použití kroucené dvojlinky je žádoucí pro minimální rozptyl, velkou vzájemnou indukčnost a širokopásmovost vyžadovanou pro správnou funkci impulzních transformátorů.

V případě impulzních transformátorů je velmi důležité, aby při přenosu impulzů pravoúhlého tvaru jedné nebo obou polarit nedocházelo k nežádoucímu zkreslení. To značně ovlivňuje výběr jader magnetických materiálů, ale i jejich tvar a uspořádání vinutí. Impulzní transformátory mohou být použity jak k přizpůsobení obvodů, tak i ke galvanickému oddělení částí zařízení, jako jsou budiče, spínané zdroje, nebo ke změně polarity impulzů.

Velmi důležitým cílem návrhu je dosažení velké vzájemné indukčnosti a minimálního rozptylu pro optimální funkci impulzního transformátoru. Požadavky kladené na vinutí a jeho uspořádání jsou detailněji rozebrány v kapitole 8.1.2.

Měření probíhalo opakovaně, vynášené hodnoty jsou průměrem počtu měřených hodnot, které byly získány za pokojové teploty 23°C a za zvýšené teploty 100°C simulující provozní zatížení testovaných toroidních transformátorů.

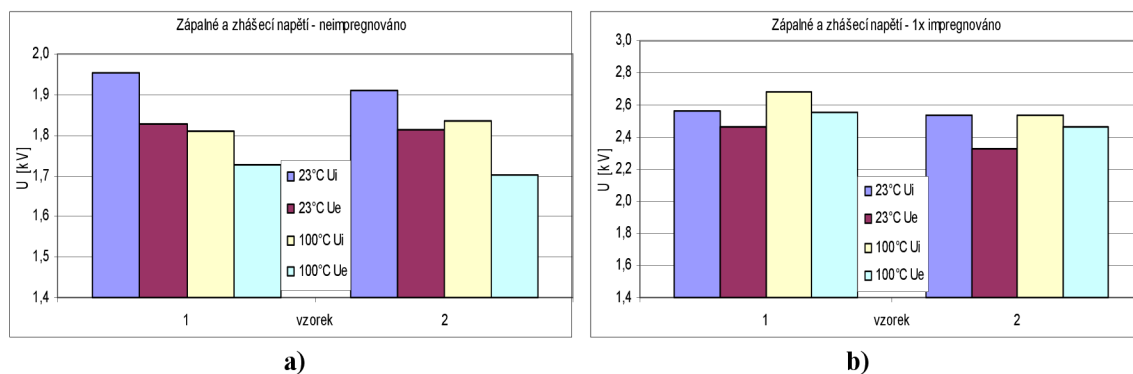
Bylo provedeno měření vlivu vícenásobného počtu impregnací na velikost hodnoty zápalného i zhášecího napětí.

Tab. 8.2: Závislost zápalného a zhášecího napětí na počtu impregnací pro typ A

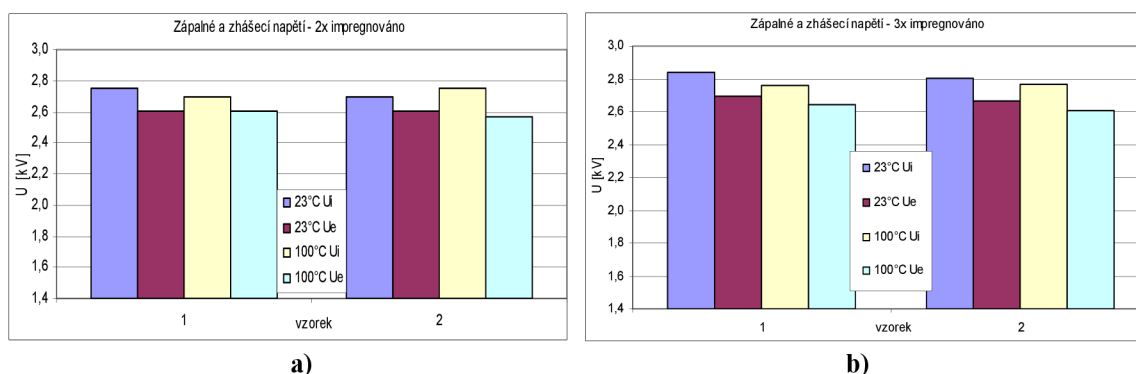
napětí		neimpregnované		impregnované 1x	
		teplota		teplota	
		23°C	100°C	23°C	100°C
U_i	kV	1,954	1,809	2,560	2,678
U_c	kV	1,827	1,728	2,461	2,556

napětí		impregnované 2x		impregnované 3x	
		teplota		teplota	
		23°C	100°C	23°C	100°C
U_i	kV	2,750	2,696	2,840	2,759
U_c	kV	2,605	2,605	2,696	2,641

Hodnoty zápalných a zhášecích napětí v závislosti na počtu impregnačních vrstev jsou v tab. 8.2. Grafické závislosti jsou na obr. 8.21 až obr. 8.24.



Obr. 8.21: Zápalné a zhášecí napětí transformátorů typu A: a) neimpregnovaných; b) 1x impregnovaných



Obr. 8.22: Zápalné a zhášecí napětí transformátorů typu A: a) 2x impregnovaných; b) 3x impregnovaných

Na obr. 8.21 až obr. 8.22 je závislost zápalného a zhášecího napětí neimpregnovaných i vícekrát impregnovaných miniaturních toroidních transformátorů, určených jako součást budiče pro vysokonapěťové spínače v dvojčinném měniči. Hodnoty nárůstu zápalných a zhášecích napětí získané při 23°C jsou v tab. 8.3 a při 100°C v tab. 8.4. Uvedené hodnoty jsou v závislosti na počtu impregnačních vrstev.

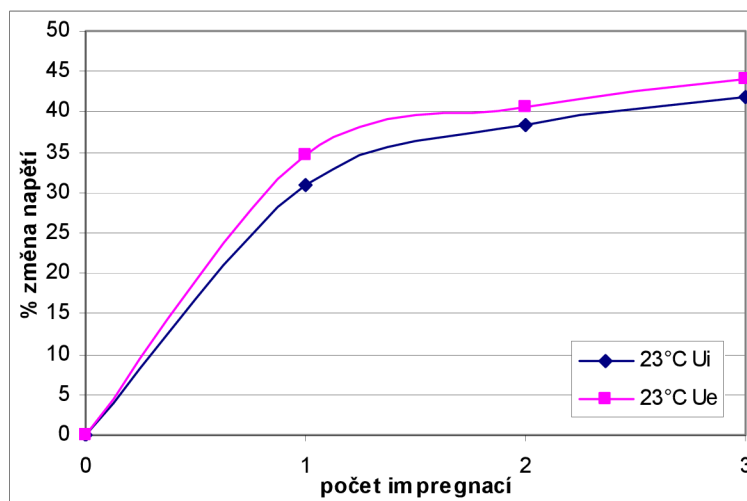
Tab. 8.3: Procentuální závislost napětí na počtu impregnací pro typ A, ve srovnání s hodnotami v neimpregnovaném stavu - první vzorek při 23°C

nárůst napětí [%]	1. impregnace	2. impregnace	3. impregnace
U_i	31,0	7,4	3,3
U_e	34,7	5,9	3,5

Tab. 8.4: Procentuální závislost napětí na počtu impregnací pro typ A, ve srovnání s hodnotami v neimpregnovaném stavu - první vzorek při 100°C

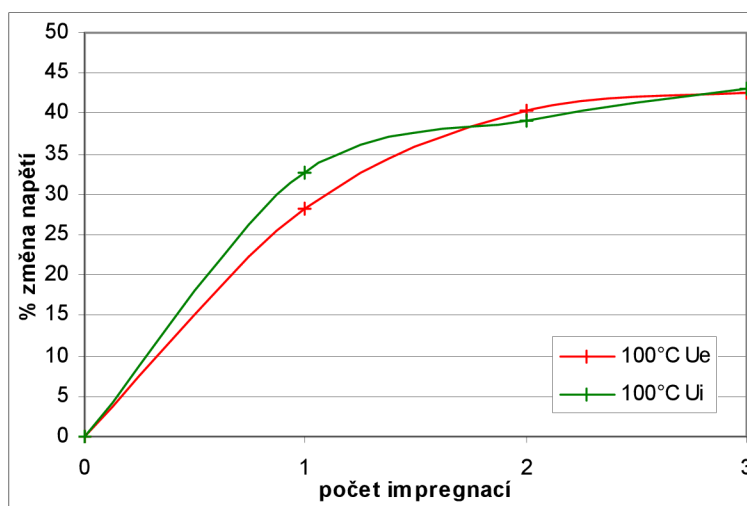
nárůst napětí [%]	1. impregnace	2. impregnace	3. impregnace
U_i	32,7	6,4	4,0
U_e	28,2	12,1	2,4

Procentuální hodnoty nárůstu zápalného i zhášecího napětí z tab. 8.3 a tab. 8.4 byly vyneseny do kumulativního grafu v závislosti na počtu provedených impregnací, viz obr. 8.23 pro 23°C a obr. 8.24 pro 100°C.



Obr. 8.23: Vliv závislosti U_i a U_e na počtu impregnací pro typ A, ve srovnání s hodnotami v neimpregnovaném stavu, typ A vzorek 1 při 23°C

Měřením byla zjištěna závislost hodnoty zápalného i zhášecího napětí na počtu impregnací. Z grafu obr. 8.23 je jasně patrné, že největší vliv má první impregnace, díky níž se hodnota zápalného napětí zvýšila o 31%, a 34% byl nárůst pro hodnotu zhášecího napětí. Při druhé impregnaci se hodnota zvýšila o 7,4% u zápalného a 5,9% u zhášecího. Hodnoty po třetí impregnaci se změnily jen o 3,3% u zápalného a o 3,5% u zhášecího napětí. V případě druhého vzorku došlo ke změnám hodnot napětí obdobně jako v prvním případě. Potvrdilo se, že největší vliv na podstatné zvýšení hodnoty zápalného a zhášecího napětí má první impregnační vrstva.



Obr. 8.24: Vliv závislosti U_i a U_e na počtu impregnací, ve srovnání s hodnotami v neimpregnovaném stavu pro typ A vzorek 1 při 100°C

Z uvedených výsledků je patrné, že na závislost mezi počtem impregnací a velikostí zápalného a zhášecího napětí má z hlediska výskytu částečných výbojů největší vliv první nanášená impregnační vrstva, u ostatních vrstev je nárůst hodnot zápalného napětí částečných výbojů ve srovnání s první impregnací velmi malý. Ostatní testované vzorky tedy byly impregnovány pouze 1x.

Jak je z předchozího měření patrné, takto konstruovaný impulzní transformátor nesplňoval v úvodu definované požadavky pro jeho aplikaci. Nejnepříznivější stav, co se týče zhášecího napětí, nastal při 100°C, kdy jeho hodnota dosahovala pouze 1,7 kV v neimpregnovaném stavu a po trojitě impregnaci dosahovala hodnota 2,6 kV při 100°C. Bylo tedy nutné provést konstrukční úpravy, aby bylo s dostatečnou rezervou dosaženo vytyčených požadavků.



Obr. 8.25: Impregnovaný transformátor z TAV 0,20 SM, typ B

Vylepšený vzorek impulzního transformátoru, typ B, byl realizován na toroidním jádře s vnějším průměrem 10 mm, vnitřním průměrem 5 mm. Zde byl použit zkroucený vodič průměru 0,2 mm s teflonovou izolací s označením TAV 0,20 SM. Poměr závitů primární a sekundární strany vinutí byl 16 : 16 závitů, viz obr. 8.25. Grafy závislosti indukčnosti transformátorů na frekvenci jsou uvedeny v příloze na obr. 14.19. Parametry použitého vodiče jsou: JMENOVITÝ PRŮŘEZ JÁDRA $S_j = 0,2 \text{ mm}^2$; JMENOVITÝ PRŮMĚR DRÁTU $\Phi_d = 0,5 \text{ mm}$; MAXIMÁLNÍ ČINNÝ ODPOR JÁDRA $R_j = 95 \text{ m}\Omega/\text{m}$ při 20°C; JMENOVITÁ TLOUŠŤKA IZOLACE $t_{ij} = 0,15 \text{ mm}$; MINIMÁLNÍ TLOUŠŤKA IZOLACE $t_{i \text{ min}} = 0,1 \text{ mm}$; MAXIMÁLNÍ VNĚJŠÍ ROZMĚR TAV $t_{i \text{ max}} = 1,2 \text{ mm}$.

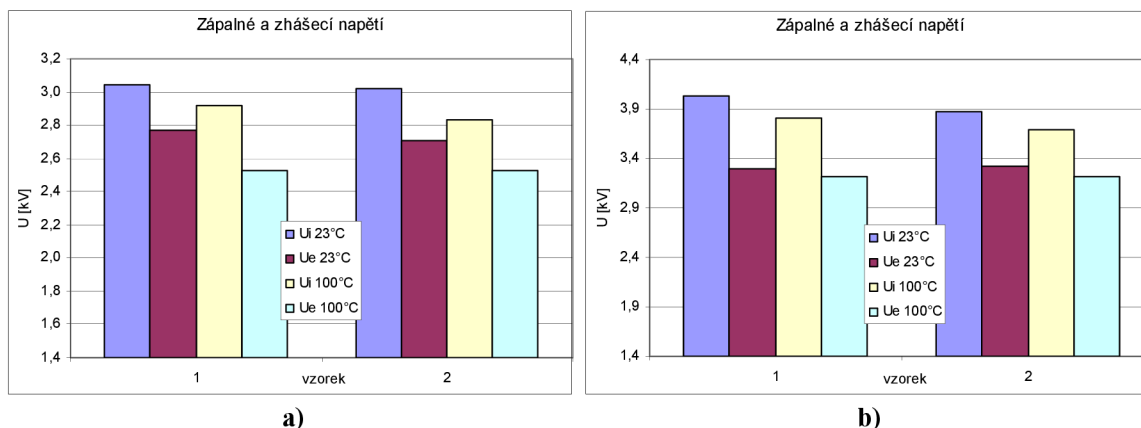
Tab. 8.5: Závislost zápalného a zhášecího napětí na teplotě typu B pro vzorek 1 TAV 0,20 SM

		neimpregnované		impregnované 1x	
		teplota		teplota	
napětí		23°C	100°C	23°C	100°C
U_i	kV	3,045	2,918	4,030	3,810
U_e	kV	2,772	2,528	3,301	3,216

Tab. 8.6: Závislost zápalného a zhášecího napětí na teplotě typu B pro vzorek 2 TAV 0,20 SM

		neimpregnované		impregnované 1x	
		teplota		teplota	
napětí		23°C	100°C	23°C	100°C
U_i	kV	3,019	2,832	3,879	3,689
U_e	kV	2,710	2,526	3,327	3,212

Hodnoty zápalných a zhášecích napětí v závislosti na teplotě jsou v tab. 8.5 a tab. 8.6. Grafické závislosti jsou na obr. 8.26 až obr. 8.27.

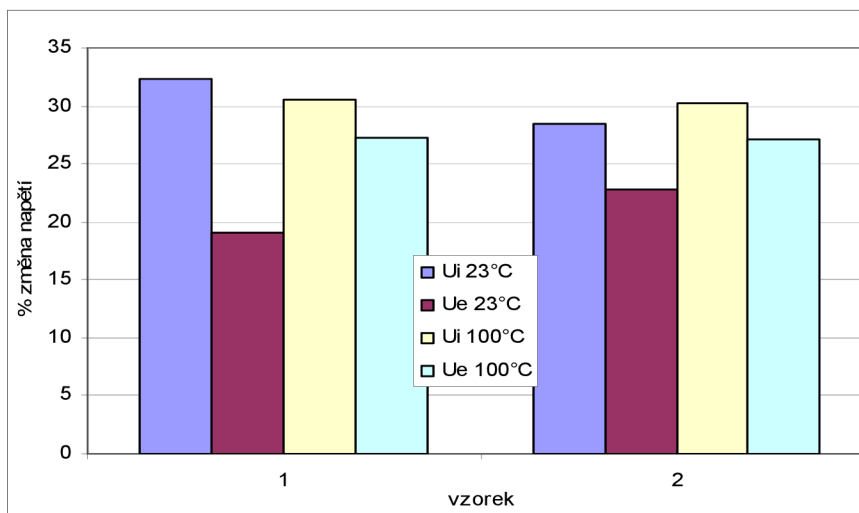


Obr. 8.26: Zápalmé a zhašecí napětí typu B: a) neimpregnovaných transformátorů z TAV 0,20 SM; b) impregnovaných transformátorů typu B z TAV 0,20 SM

Tab. 8.7: Procentuální závislost napětí před a po impregnaci pro typ B vzorek TAV 0,20 SM, vzorek 1 a 2

		vzorek 1 - impregnované 1x		vzorek 2 - impregnované 1x	
		teplota	teplota	teplota	teplota
nárůst napětí		23°C	100°C	23°C	100°C
U_i	%	28,5	30,2	32,3	30,6
U_e	%	22,8	27,2	19,1	27,2

Hodnoty z tab. 8.7 jsou v obr. 8.27.



Obr. 8.27: Rozdíl v nárůstu zápalného a zhašecího napětí neimpregnovaných a impregnovaných transformátorů typu B z TAV 0,20 SM

Měřením vzorků bylo ověřeno, že nárůst hodnoty zápalného napětí po impregnaci vrostle o cca 30%. Hodnota nárůstu zhašecího napětí po impregnaci se pohybovala v rozsahu 19 až 27%, jak je patrné z grafu obr. 8.27.

Dosahované hodnoty neimpregnovaných transformátorů typu B, viz obr. 8.26, nedosahovaly vytýčených požadavků a po impregnaci se hodnoty pohybovaly těsně nad

požadovanými hodnotami, viz obr. 8.27. Aby byla hranice požadovaných hodnot izolačního napětí bezpečně překonána, byl vyroben třetí typ, typ C, impulzního transformátoru s přídatnou izolací.



Obr. 8.28: Impregnovaný transformátor z TAV 0,20 SM s přídatnou izolací, typ C

Poslední měřený vzorek, typ C, byl realizován na toroidním jádře s vnějším průměrem 15 mm, vnitřním průměrem 7 mm. Byl použit zkroucený vodič průměru 0,2 mm s teflonovou izolací s označením TAV 0,20 SM. Poměr závitů primárního a sekundárního vinutí byl 8 : 8 závitů, viz obr. 8.28. Na uvedený vodič byla dodatečně nanášena přídatná teflonová izolace. Grafy závislosti indukčnosti transformátoru na frekvenci jsou uvedeny v příloze na obr. 14.19. Parametry použitého vodiče jsou: JMENOVITÝ PRŮŘEZ JÁDRA $S_j = 0,2 \text{ mm}^2$; JMENOVITÝ PRŮMĚR DRÁTU $\Phi_d = 0,5 \text{ mm}$; MAXIMÁLNÍ ČINNÝ ODPOR JÁDRA $R_j = 95 \text{ m}\Omega/\text{m}$ při 20°C ; JMENOVITÁ TLOUŠŤKA IZOLACE $t_{ij} = 0,15 \text{ mm}$; MINIMÁLNÍ TLOUŠŤKA IZOLACE $t_{i \text{ min}} = 0,1 \text{ mm}$; MAXIMÁLNÍ VNĚJŠÍ ROZMĚR TAV $t_{i \text{ max}} = 1,2 \text{ mm}$.

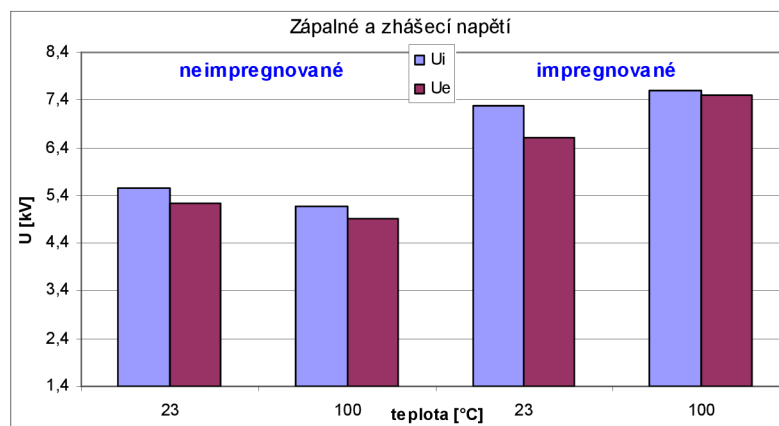
Jako vhodná izolace z hlediska zvýšení odolnosti proti vzniku částečných výbojů se jeví teflonová (PTFE) izolace, zvláště kvůli své nízké permitivitě, výborným dielektrickým vlastnostem, odolnosti proti stárnutí, nízké nasákavosti, tepelné odolnosti a odolnosti proti vyšším teplotám. Uvedené parametry jsou minimálně závislé na teplotě a frekvenci.

Tab. 8.8: Závislost napětí na teplotě pro vzorek typu C, TAV 0,20 SM s přídatnou izolací

		neimpregnované		impregnované 1x	
		teplota		teplota	
napětí		23°C	100°C	23°C	100°C
U_i	kV	5,547	5,167	7,279	7,599
U_e	kV	5,239	4,917	6,620	7,508

Použité teflonové izolační materiály měly při 23°C následující parametry: RELATIVNÍ PERMITIVITA $\epsilon_r = 2,2$ při 10 kHz; ZTRÁTOVÝ ČINITEL $\text{tg } \delta = 5 \cdot 10^{-3}$ při 10 kHz; ELEKTRICKÁ PEVNOST $E_p = 10 \text{ kV/mm}$; MĚRNÝ VNITŘNÍ ODPOR $\rho_v = 10^{13} \Omega \cdot \text{cm}$; MĚRNÝ POVRCHOVÝ ODPOR $\rho_{po} = 10^{10} \Omega \cdot \text{cm}$; TEPELNÁ STABILITA -256 až $+260^\circ\text{C}$.

Hodnoty zápalných a zhášecích napětí v závislosti na teplotě jsou v tab. 8.8. Grafické závislosti jsou na obr. 8.29 až obr. 8.30.



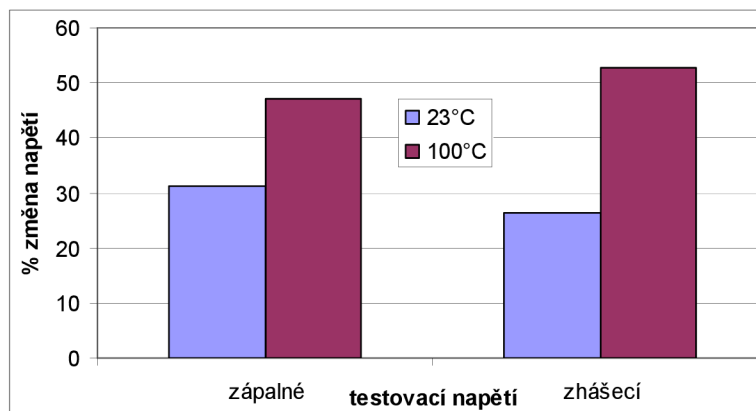
Obr. 8.29: Závislost zápalného a zhášecího napětí neimpregnovaných a impregnovaných transformátorů typu C z TAV 0,20 SM s přídavnou izolací na teplotě

Měření u realizovaných transformátorů typu C, ověřilo dosažení podstatně lepších parametrů zápalného a zhášecího napětí, oproti předchozím verzím (typu A a typu B). Z tab. 8.10 vyplývá, že je i při zvýšené teplotě 100°C dosaženo přibližně dvojnásobné zápalné i zhášecí napětí oproti požadované hodnotě zhášecího napětí. Při teplotě 23°C bylo dosaženo nárůstu zápalného napětí přes 31% a zhášecího napětí přes 26% oproti neimpregnovanému stavu.

Tab. 8.9: Procentuální závislost napětí před a po impregnaci typu C, TAV 0,20 SM s přídavnou izolací

nárůst napětí		impregnované 1x	
		teplota 23°C	teplota 100°C
U _i	%	31,2	47,1
U _e	%	26,4	52,7

Hodnoty z tab. 8.10 jsou graficky vyneseny do obr. 8.30.



Obr. 8.30: Rozdíl v nárůstu zápalného a zhášecího napětí neimpregnovaných a impregnovaných transformátorů typu C z TAV 0,20 SM s přídavnou izolací

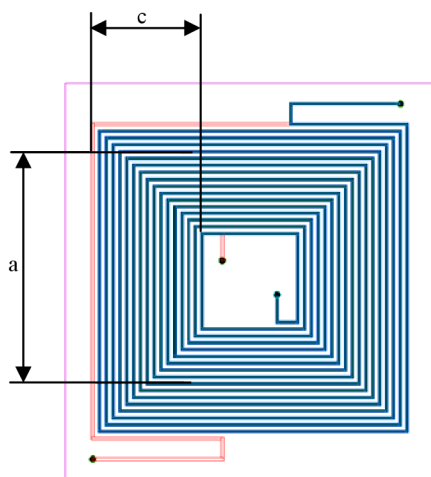
Jak je patrné z předchozího měření, primární vliv na potlačení výskytu částečných výbojů v transformátorech s toroidními jádry má hlavně první impregnace. Další zvyšování počtu impregnačních vrstev už nemá takový vliv na odolnost vůči výbojové činnosti. Jak vyplývá z tab. 8.10 aplikace dodatečné izolace má význam, jak při teplotě 23°C, kde byl nárůst hodnot zápalného i zhášecího napětí okolo 30%, tak i při zvýšené teplotě 100°C, kde se hodnoty zvýšily o cca 50% původního zápalného i zhášecího napětí.

Postupnými úpravami jednotlivých typů impulzních transformátorů realizovaných na toroidních jádrech se podařilo splnit v úvodu vytyčené cíle a značně tak překonat hranici zhášecího napětí 3,2 kV požadovanou pro správnou funkci budiče pro výrobu ozónu. U prvního měřeného typu, typu A, dosahovalo zhášecího napětí po první impregnaci hodnoty 2,4 kV a po třetí impregnaci se hodnota zvýšila na 2,6 kV, což ani tak nesplňovalo vytyčené požadavky. V případě typu B se zhášecí napětí dostalo na hranici 3,2 kV. To pro bezpečnou a spolehlivou funkci zařízení nestačilo. Typ C překonal vytyčenou hranici zhášecího napětí víc než dvojnásobně v celém měřeném rozsahu teplot. Zhášecí napětí se zde pohybovalo nad hodnotou 6,6 kV. S rostoucí teplotou docházelo u všech měřených transformátorů k poklesu zápalného i zhášecího napětí.

8.4 Planární izolační systémy

Hlavní zájem v této části práce je kladen na technologické hledisko zvýšení odolnosti proti vzniku částečných výbojů v izolačním systému planárních transformátorů.

Planární transformátory pro experimentální účely byly vyrobeny různými technologiemi na různé nosné materiály. V následující části byly měřeny změny geometrických rozměrů vodivých cest a izolačních mezer. U vícevrstvých struktur byla pro srovnávací účely měřena i závislost hodnoty zápalného a zhášecího napětí na tloušťce jader nosných DPS.



Obr. 8.31: model vinutí planárního transformátoru

Na obr. 8.31 je návrh cívky čtvercového spirálovitého tvaru. Tyto cívky mohou být spojeny prokovy s následujícími vrstvami, aby bylo dosaženo lepších parametrů. Výsledná indukčnost čtvercové spirálovité cívky je dána Wheelerovým vztahem [34]:

$$L = \frac{a^2 n^2}{(8a + 11c)25,4} [\mu\text{H}], \quad (8.1)$$

kde a [cm] znamená průměrný rádius/velikost spirály, n je počet závitů a c [cm] je venkovní rozměr mínus vnitřní rozměr [cm], přičemž, viz obr. 8.31.

Pro přibližný výpočet čtvercové spirálovité cívky možné použít výše uvedený vzorec. Jeden z důležitých parametrů cívky je činitel jakosti Q . Kruhová planární spirálovitá cívka má přibližně o 20% větší hodnotu činitele jakosti Q než je tomu u čtvercové cívky stejných rozměrů. Pro dosažení vysokých hodnot činitele jakosti Q , musí být pro vodivé cesty použit materiál s co nejlepší vodivostí, např. stříbro nebo zlato. Je zapotřebí, aby tloušťka vrstvy motivu vodivé cesty byla co nejvyšší, podle možností materiálu, výrobních a geometrických požadavků. Převážně v oblasti mikrovlných frekvencí má hlavní roli hloubka vniku. Na vedení proudu se největším dílem podílí povrchová část vodiče, do hloubky maximálně tři velikostí hloubek vniku. Na 2 GHz je hloubka vniku ve stříbře 1,45 μm a ve zlatě 1,76 μm . Pro dosažení optimálních parametrů (např. odporu) by šířka vodiče měla být co nejširší. Vnitřní závity cívky mají malý přírůstek indukčnosti, ale významně zvyšují ztráty. [34]

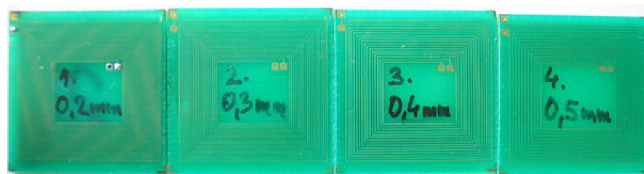
8.4.1 Planární transformátory na deskách plošných spojů

Pro výzkum vlastností ČV, vzniku zápalného a zhášecího napětí byly navrženy a vyrobeny jednostranné DPS s nepájovou maskou s různými motivy. Zde byly měřeny částečné výboje na povrchu zkoumaných planárních transformátorů, kde průraz je blokován nepájivou maskou. V tomto případě se testuje kvalita materiálu a hlavně jeho provedení, tzn. homogenita a poróznost nepájivé masky. Hlavní odlišností zkoumaných motivů byla:

- ŠÍŘKA VODIVÝCH CEST
- ŠÍŘKA IZOLAČNÍCH MEZER.

Šířka cest se pohybovala od 0,1 mm do 0,2 mm, šířka izolačních mezer byla volena od 0,1 mm do 0,5 mm. Nosným materiálem je 1,5 mm silný skloepoxidový laminát FR4 plátovaný měděnou fólií o tloušťce 18 μm s následujícími vlastnostmi: OBJEMOVÝ ODPOR $\rho_v = 10^{12} \Omega\text{cm}$; POVRCHOVÝ ODPOR $\rho_{po} = 10^{10} \Omega\text{cm}$; RELATIVNÍ PERMITIVITA $\epsilon_r = 5,4$; ZTRÁTOVÝ ČINITEL $\text{tg } \delta = 0,030$ při 1 MHz a 25°C; PRŮRAZNÉ NAPĚTÍ $U_{br} = 40 \text{ kV/mm}$.

Jako povrchová úprava je použita nepájivá maska nanášená clonou, po jejímž nanesení je tloušťka na povrchu cca 30 μm a na hranách vodivých cest cca 15 μm . Vlastnosti použité nepájivé masky jsou podle [34]: OBJEMOVÝ ODPOR $\rho_v = 2 \cdot 10^{14} \Omega\text{cm}$; POVRCHOVÝ ODPOR $\rho_{po} = 5 \cdot 10^{15} \Omega\text{cm}$; RELATIVNÍ PERMITIVITA $\epsilon_r = 5,4$; ZTRÁTOVÝ ČINITEL $\text{tg } \delta = 0,029$ při 1 MHz; DIELEKTRICKÁ PEVNOST $E_p = 80 \text{ kV/mm}$.



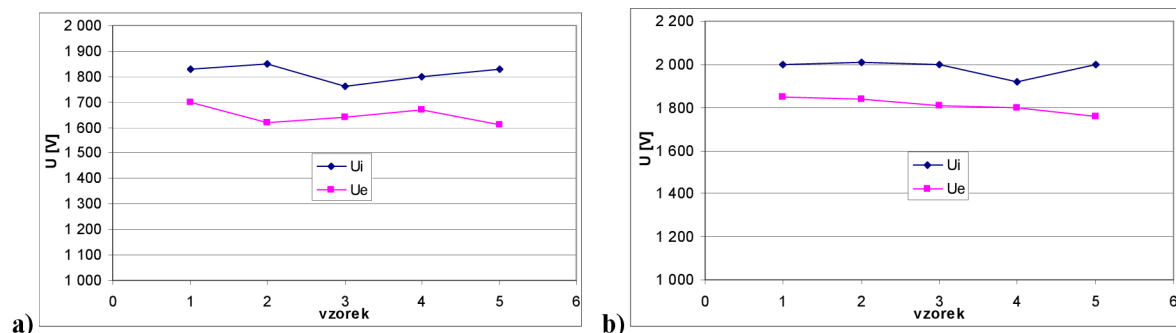
Obr. 8.32: Experimentální vzorky jednostranných planárních transformátorů s nepájivou maskou

Na obr. 8.32 jsou desky plošných spojů plošných cívek s různým geometrickým uspořádáním, jak bylo popsáno výše. Rozměry vodivých cest, izolační mezery a počty závitů vybraných experimentálních vzorků planárních transformátorů jsou v tab. 8.10.

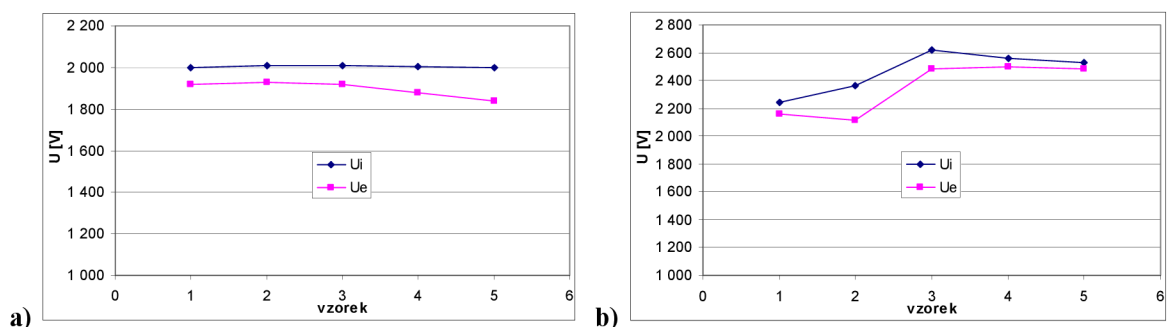
Tab. 8.10: Přehled vybraných parametrů experimentálních vzorků jednostranných planárních transformátorů

označení vzorku 1vv	počet závitů (jednoho vinutí)	šířka vodivé cesty	šířka izolační mezery	rastr motivu
		mm	mm	mm
1vv-1	15,5	0,10	0,10	0,2
1vv-2	10,5	0,15	0,15	0,3
1vv-3	8,5	0,20	0,20	0,4
1vv-4	6,5	0,20	0,30	0,5

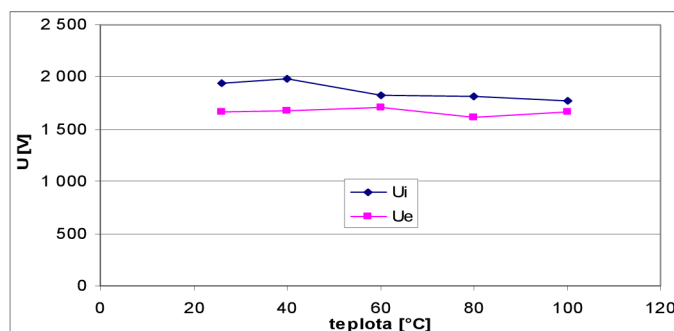
Výsledky měření navržených a realizovaných vzorků planárních transformátorů s různou geometrií na jednostranné DPS.



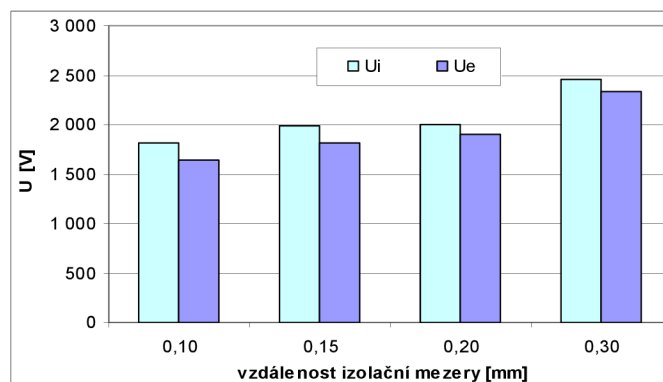
Obr. 8.33: Měření zápalného a zhášecího napětí u různých kusů planárních transformátorů při frekvenci 9,2 kHz a izolační mezere: a) 0,1 mm 1vv-1; b) 0,15 mm 1vv-2



Obr. 8.34: Měření zápalného a zhášecího napětí u různých kusů planárních transformátorů při frekvenci 9,2 kHz a izolační mezere: a) 0,2 mm 1vv-3; b) 0,3 mm 1vv-4



Obr. 8.35: Měření závislosti zápalného a zhášecího napětí planárního transformátoru 1v-1 na teplotě

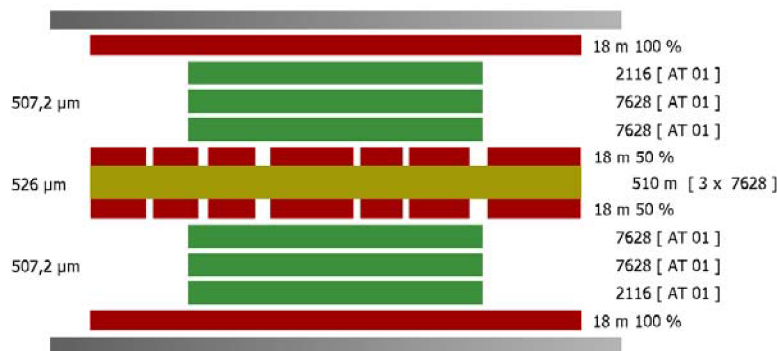


Obr. 8.36: Měření na planárních transformátorech různé geometrie - závislost zápalného a zhášecího napětí na izolační mezeře jednostranných planárních transformátorů

Porovnání naměřených hodnot zápalného a zhášecího napětí planárních transformátorů různých geometrických rozměrů bylo ověřeno, že jak hodnota zápalného, tak i zhášecího napětí v tomto případě rostla přímo úměrně s rostoucí izolační mezerou. Nejnižší hodnota bezpečného provozního napětí, která je pod hodnotou zhášecího napětí, dosahovala u vzorku s izolační mezerou 0,1 mm hodnot kolem 1,6 kV.

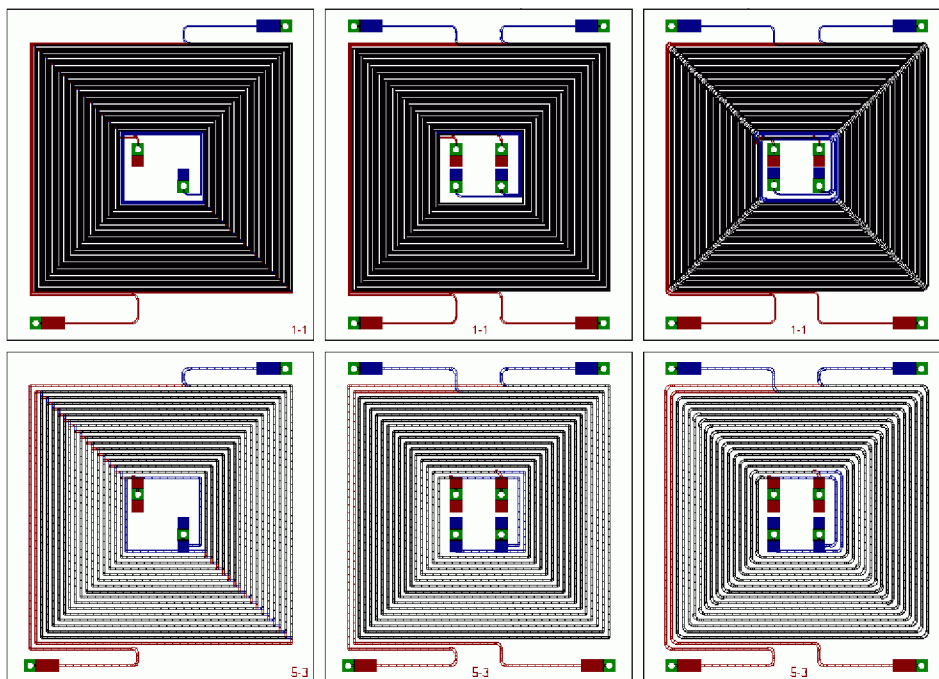
8.4.2 Vícevrstvá struktura planárního transformátoru

Pro ověření možnosti ovlivnění zápalného a zhášecího napětí byla navržena vícevrstvá experimentální DPS se čtyřmi vodivými vrstvami. Obě dvě vnější slouží pro kontaktování měřeného vzorku, obě vnitřní jsou funkčními vrstvami tvořícími primární a sekundární vinutí planárního transformátoru.

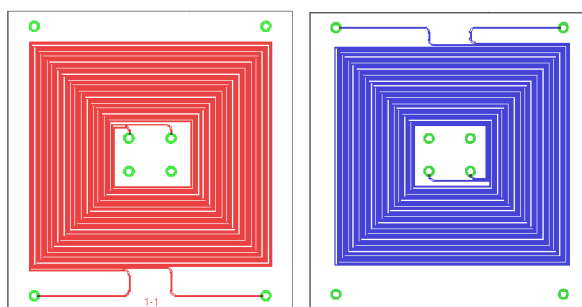


Obr. 8.37: Struktura použité vícevrstvé DPS pro vícevrstvý planární transformátor [41]

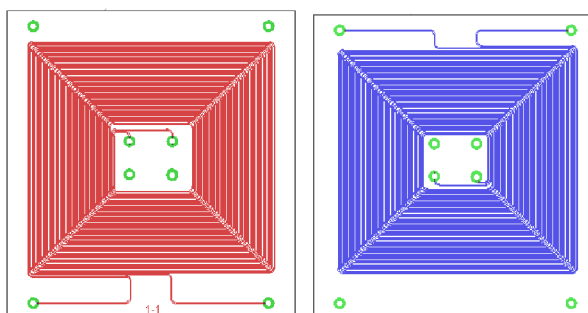
Pro výrobu experimentálních vzorků, dle níže uvedených návrhů byl použit vícevrstvý materiál od firmy Isola DE 104 ML [41], viz obr. 8.37 s celkovou výškou 1,6 mm s tolerancí 10%. Vzdálenost mezi jednotlivým vinutím uvnitř struktury je 526 μm . Předlohy pro výrobu vícevrstvných desek plošných spojů se vzájemně lišily šířkou vodivých cest, šířkou izolačních mezer a z toho plynoucím počtem závitů dílčích vinutí, viz obr. 8.38 a tab. 8.11.



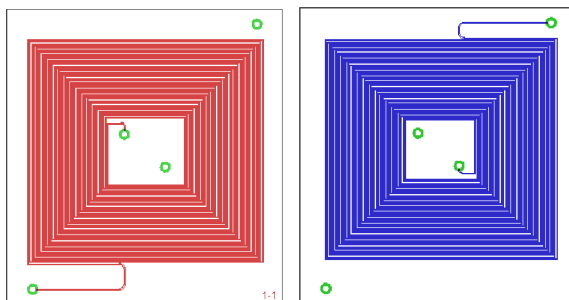
Obr. 8.38: Celkový pohled na navržené typy vícevrstvných planárních transformátorů s odlišnou geometrií



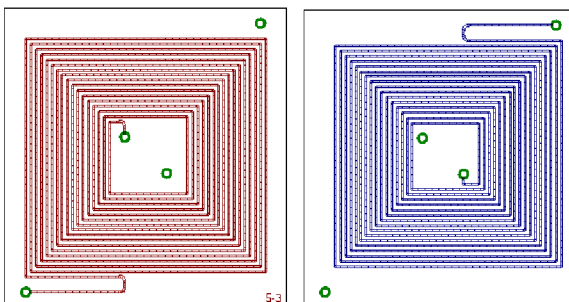
Obr. 8.39: Vícevrstvý planární transformátor PS 1-1



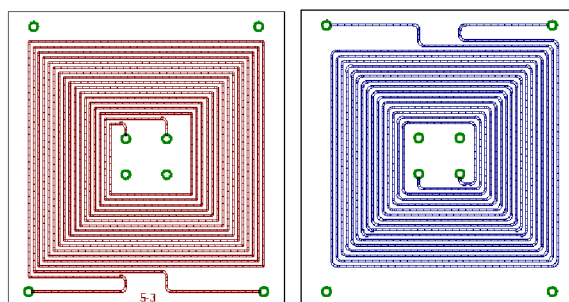
Obr. 8.40: Vícevrstvý planární transformátor PR 1-1



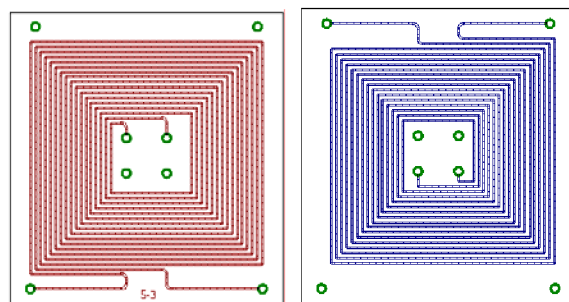
Obr. 8.41: Vícevrstvý planární transformátor CS 1-1



Obr. 8.42: Vícevrstvý planární transformátor CS 5-3



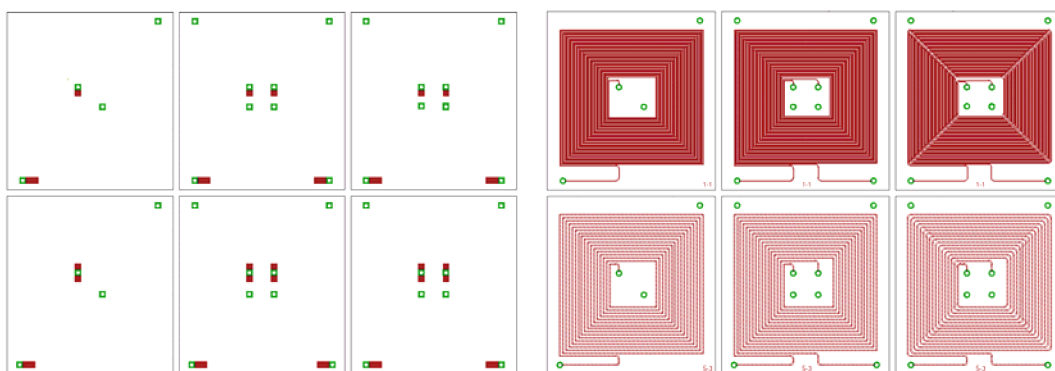
Obr. 8.43: Vícevrstvý planární transformátor PS 5-3



Obr. 8.44: Vícevrstvý planární transformátor PS 5-3

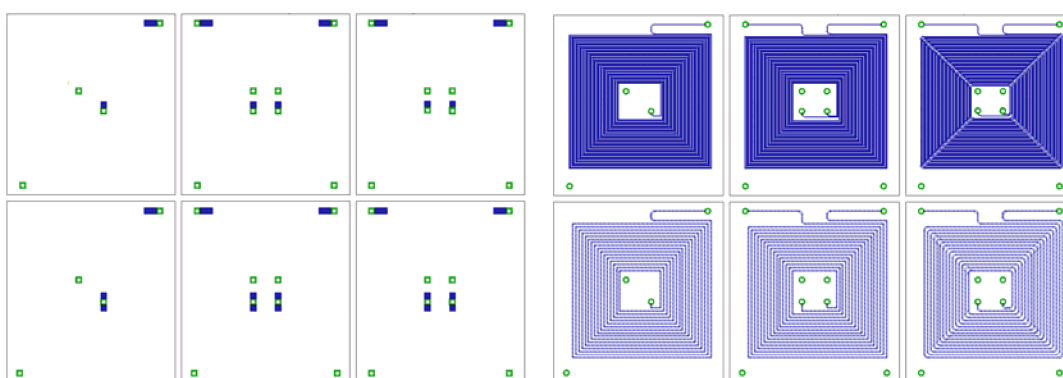
Na obrázku obr. 8.38 je celkový pohled na všechny vrstvy navržené DPS. V tomto návrhu byly použity 4 vodivé hladiny.

Obě vnější (top a bottom) slouží převážně pro kontaktování. Vnitřní vrstvy (route 2 a route 3) jsou funkční, protože obsahují motivy cívek. Izolační vrstva mezi vnějšími a vnitřními hladinami slouží zároveň jako zvýšení izolace zvyšující elektrickou pevnost a zabraňuje tak nežádoucím přeskokům mezi vinutími.



Obr. 8.45: Horní strana (top) a vnitřní vrstva (route3) DPS planárních transformátorů

Na obr. 8.45 je navržena horní (top) a vnitřní strana (route3) vícevrstvé DPS planárního transformátoru.



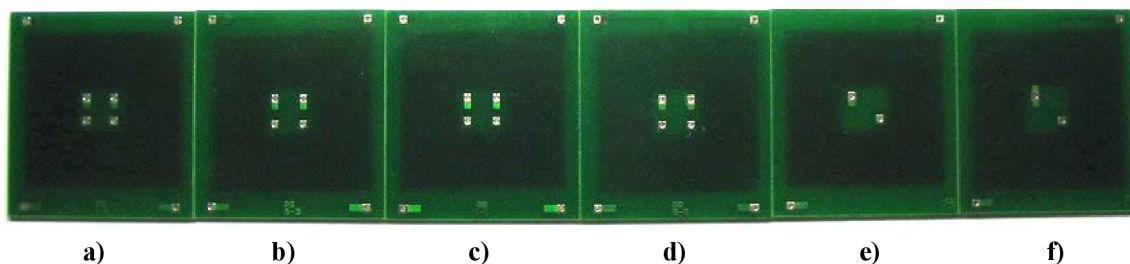
Obr. 8.46: Spodní strana (bottom) a vnitřní vrstva (route 2) DPS planárních transformátorů

Na obr. 8.46 je zobrazena navržena spodní (bottom) a vnitřní strana (route 2) vícevrstvé DPS planárního transformátoru.

Tab. 8.11: Přehled vybraných parametrů experimentálních vzorků vícevrstevých planárních transformátorů

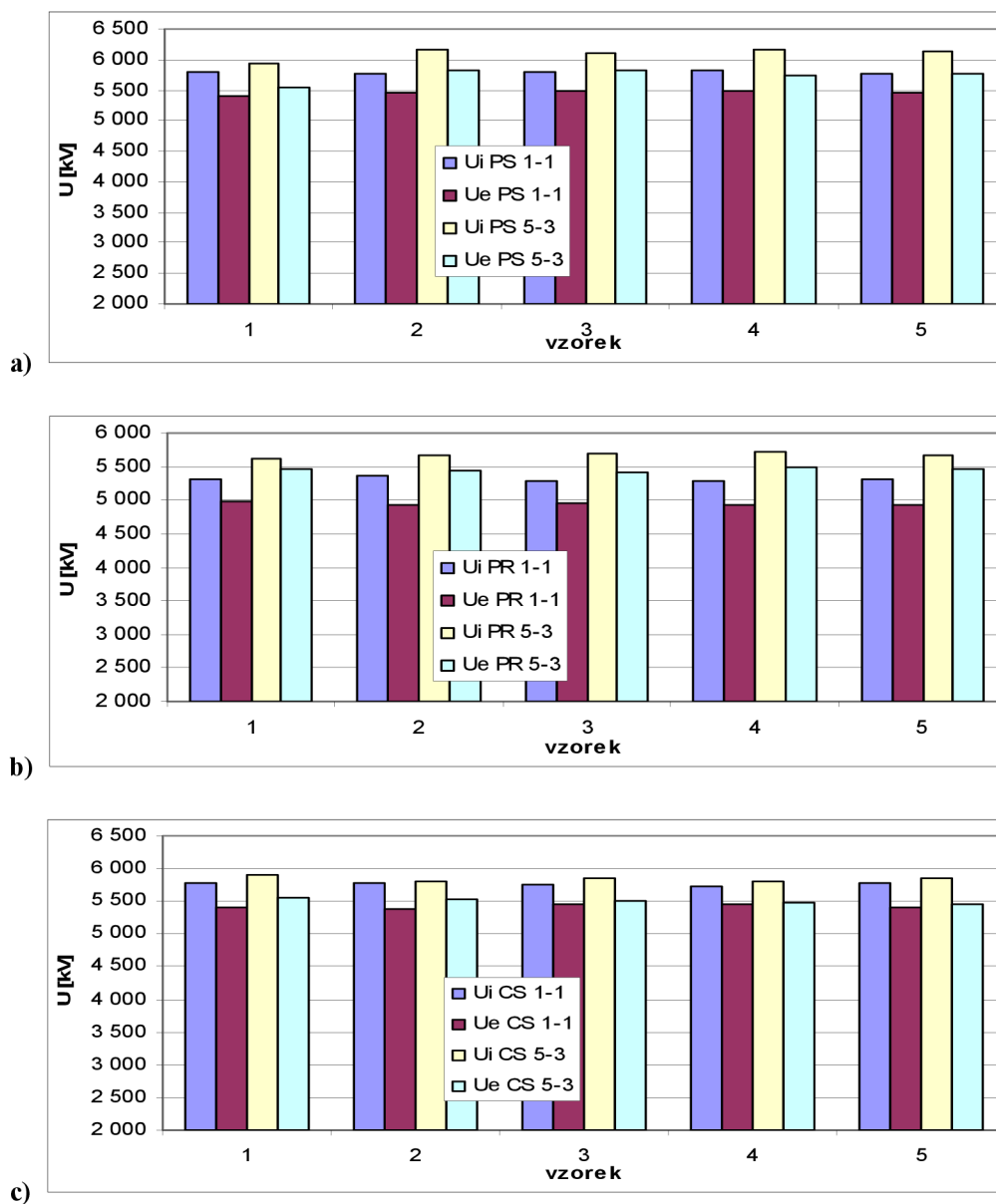
označení vzorku 4vv	počet závitů (jednoho vinutí)	šířka vodivé cesty	šířka izolační mezery
		mm	mm
PS 1-1	20,5	0,1	0,1
PS 5-3	8,5	0,2	0,3
PR 1-1	20,5	0,1	0,1
PR 5-3	8,5	0,2	0,3
CS 1-1	40,5	0,1	0,1
CS 5-3	16,5	0,2	0,3

Šířky vodivých cest, šířky izolačních mezer a počty závitů vybraných experimentálních vzorků planárních transformátorů jsou v tab. 8.11.

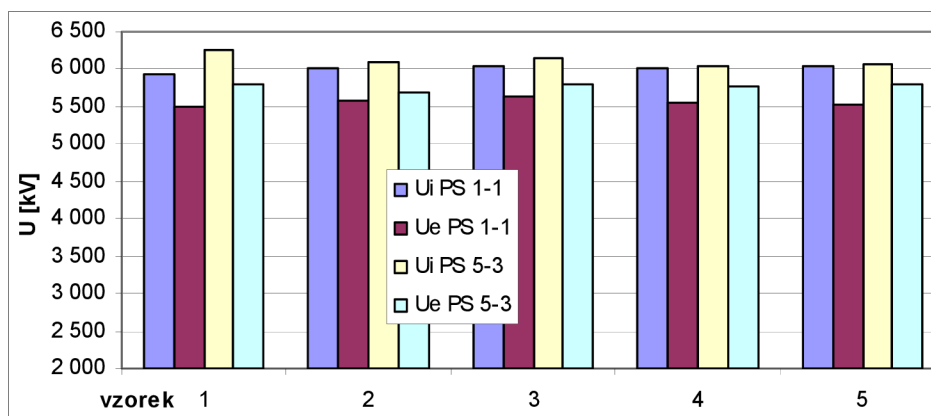


Obr. 8.47: Experimentální vzorky vícevrstvých planárních transformátorů s nepájivou maskou: a) PS 1-1; b) PS 5-3; c) PR 1-1; d) PR 5-3; e) CS 1-1; f) CS 5-3;

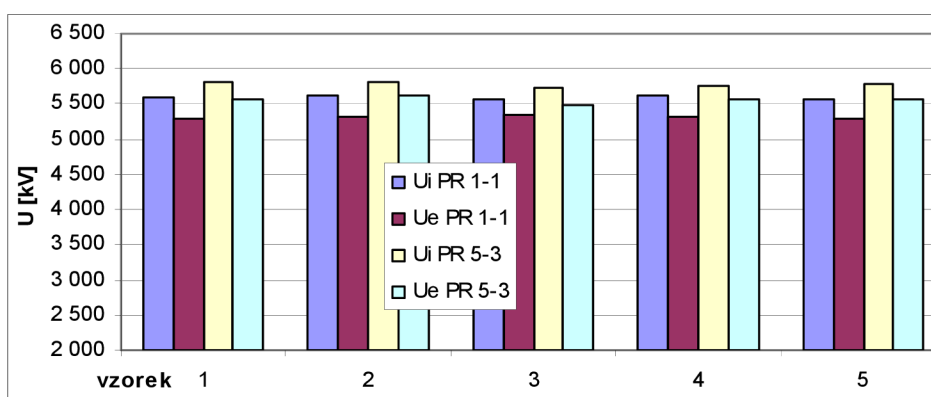
Na obr. 8.47 jsou vyrobené experimentální vzorky vícevrstvých planárních transformátorů s nepájivou maskou.



Obr. 8.48: Zápalné a zhášecí napětí mezi vinutími proti jádru DPS planárního transformátoru, pro typ: a) PS 1-1 a PS 5-3; b) PR 1-1 a PR 5-3; c) CS 1-1 a CS 5-3



Obr. 8.49: Zápalné a zhášecí napětí mezi vinutím v jedné hladině DPS vícevrstvého planárního transformátoru PS 1-1 a PS 5-3



Obr. 8.50: Zápalné a zhášecí napětí mezi vinutím v jedné hladině DPS vícevrstvého planárního transformátoru PR 1-1 a PR 5-3

Měřením bylo zjištěno, že s rostoucí vzdáleností vodivých cest u vzorků PS 1-1, PS 5-3 a PR 1-1, PR 5-3, rostly hodnoty zápalného a zhášecího napětí, viz obr. 8.49 a obr. 8.50.

Jak je patrné z obr. 8.49 a obr. 8.50, navržené struktury vícevrstvých planárních transformátorů dosahují oproti předchozím zkoumaným vzorkům impulzních transformátorů na toroidním jádře běžné konstrukce, podstatně vyšších hodnot zápalného i zhášecího napětí.

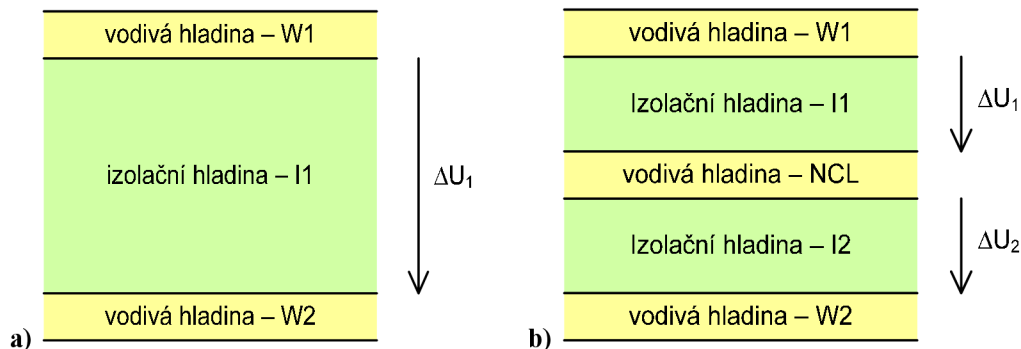
Běžně dosahované hodnoty zápalného i zhášecího napětí jsou zde v rozmezí 5 až 6,5 kV. Proto se jeví jako velmi perspektivní prvky např. pro návrh budičů atp.

Uvedené hodnoty jsou průměry z vybraných dílčích měření.

8.4.3 Vícevrstvá struktura planárního transformátoru s rozdělením elektrického pole

Při snaze zvýšit hodnotu zápalného a tím i pracovního napětí byl klasický planární transformátor doplněn dvěma vodivými vrstvami shodného geometrického tvaru jako je motiv cívek. Vrstva slouží k rovnoměrnému rozdělení potenciálu v izolaci mezi primární a sekundární stranou vinutí. Vznikl tak planární transformátor s vnitřní vodivou vrstvou. Řez strukturou materiálu zvoleného pro tento typ planárního transformátoru, je na obr. 8.54. Šířka cest se pohybovala od 0,1 mm do 0,3 mm a šířka izolačních mezer byla volena vždy 0,1 mm.

Nosným materiálem je skloepoxidový laminát FR4 DURAVER-E-Cu řady 104 se dvěma tloušťkami jader a to 312 μm a 526 μm .



Obr. 8.51: Princip rozdělení napětí: a) v klasické struktuře DPS se dvěma vodivými hladinami; b) na upravené struktuře více vrstvé DPS

Princip rovnoměrného rozdělení potenciálu pomocí vnitřních slepých vinutí je na obr. 8.51. Ve srovnání s klasickou strukturou na obr. 8.51 a), kde je potenciál mezi primárním a sekundárním vinutím ovlivňován nehomogenitami, dochází při vložení více izolačních vrstev a jednoho nebo více elektricky nezapojených vinutí, k rovnoměrnějšímu rozložení elektrického pole, viz obr. 8.51 b).

Jak je patrné z obr. 8.51 b) takto upravená struktura vhodná pro vysokonapěťové aplikace se skládá z izolačních vrstev $I1$ a $I2$, vodivé vrstvy primárního vinutí $W1$, sekundárního vinutí $W2$ a vodivé hladiny s elektricky nezapojenými vrstvami NCL sloužících k rovnoměrnějšímu rozložení přiloženého napětí.

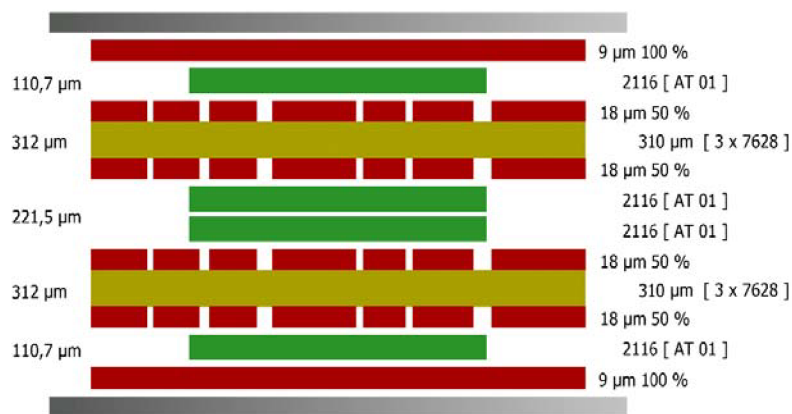
V případě dvou izolačních vrstev se vlivem rozdělení na větší počet méně namáhaných částí materiálu rozloží napětí přibližně stejně:

$$\Delta U_1 \cong \Delta U_2. \quad (8.2)$$

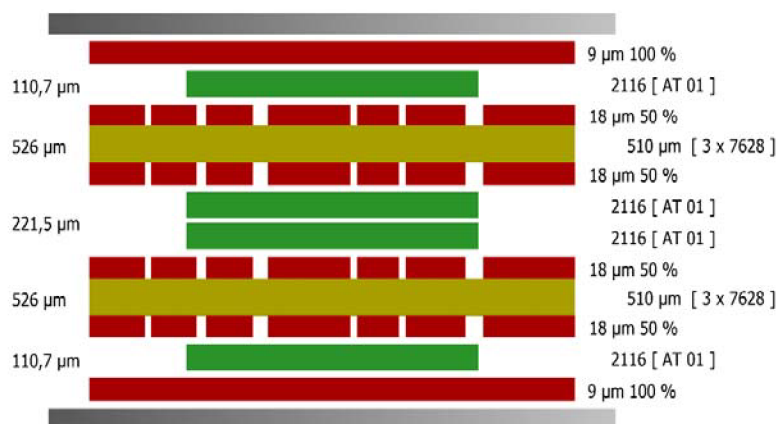
Tento jev vede k nárůstu zápalného i zhášecího napětí a tím i ke zvýšení životnosti a spolehlivosti takto konstruovaného planárního transformátoru. Rovnoměrné rozložení potenciálu způsobí, že se izolační materiál namáhá menším napětím v rámci jedné izolační vrstvy.

Charakteristické vlastnosti použitého materiálu DURAVER-E-Cu řady 104 s šesti vodivými vrstvami (6vv) jsou [41]: OBJEMOVÝ ODPOR $\rho_v = 10^{12} \Omega\text{cm}$; POVRCHOVÝ ODPOR $\rho_{po} = 10^{12} \Omega\text{cm}$; RELATIVNÍ PERMITIVITA $\epsilon_{\text{max}} = 5,4$; ZTRÁTOVÝ ČINITEL $\text{tg } \delta = 0,035$ při 1 MHz a 25°C; PRŮRAZNÉ NAPĚTÍ $U_{br} = 40 \text{ kV/mm}$.

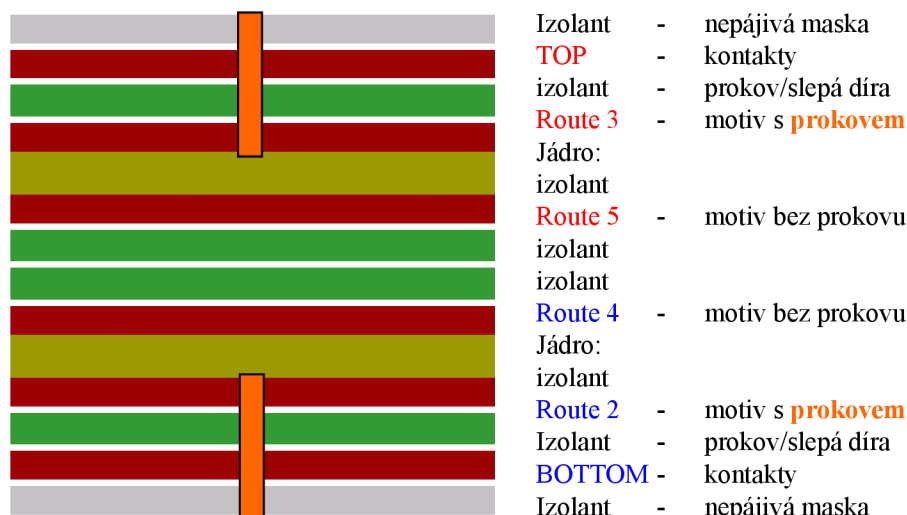
Jako povrchová úprava je použita nepájivá maska nanášená clonou, po jejímž nanesení je na povrchu cca 30 μm a na hranách vodivých cest cca 15 μm . Vlastnosti použité nepájivé masky jsou [34]: OBJEMOVÝ ODPOR $\rho_v = 2 \cdot 10^{14} \Omega\text{cm}$; POVRCHOVÝ ODPOR $\rho_{po} = 5 \cdot 10^{15} \Omega\text{cm}$; RELATIVNÍ PERMITIVITA $\epsilon_r = 5,4$; ZTRÁTOVÝ ČINITEL $\text{tg } \delta = 0,029$ při 1 MHz; DIELEKTRICKÁ PEVNOST $E_p = 80 \text{ kV/mm}$.



Obr. 8.52: Struktura použitého vícevrstvého materiálu DPS pro vícevrstvé planární transformátory s jádrem 312 μm [41]



Obr. 8.53: Struktura použitého vícevrstvého materiálu DPS pro vícevrstvé planární transformátory s jádrem 526 μm [41]



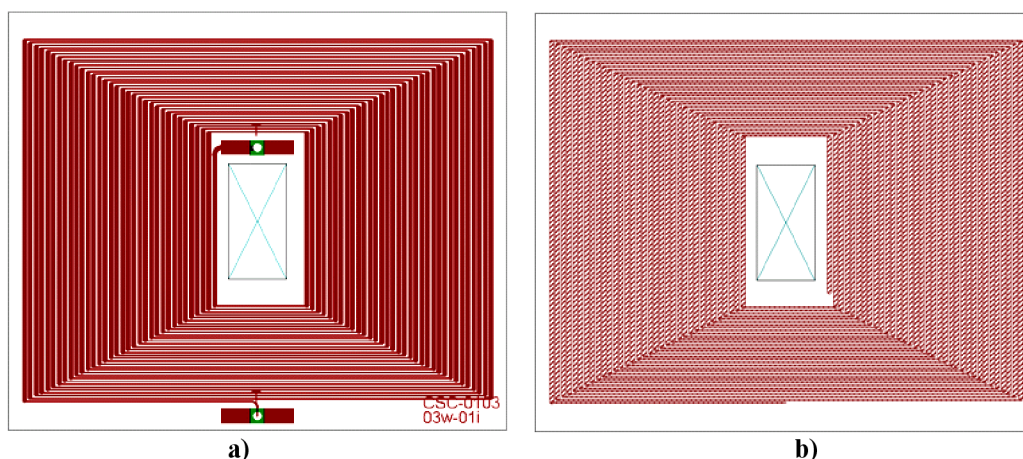
Obr. 8.54: Řez strukturou materiálu DPS pro vícevrstvé planární transformátory - slepé otvory

Řez strukturou šestivrstvého materiálu DPS použitého pro výrobu planárních transformátorů s jádrem tloušťky 312 μm je na obr. 8.52. Struktura s jádrem tloušťky 526 μm je na obr. 8.53.

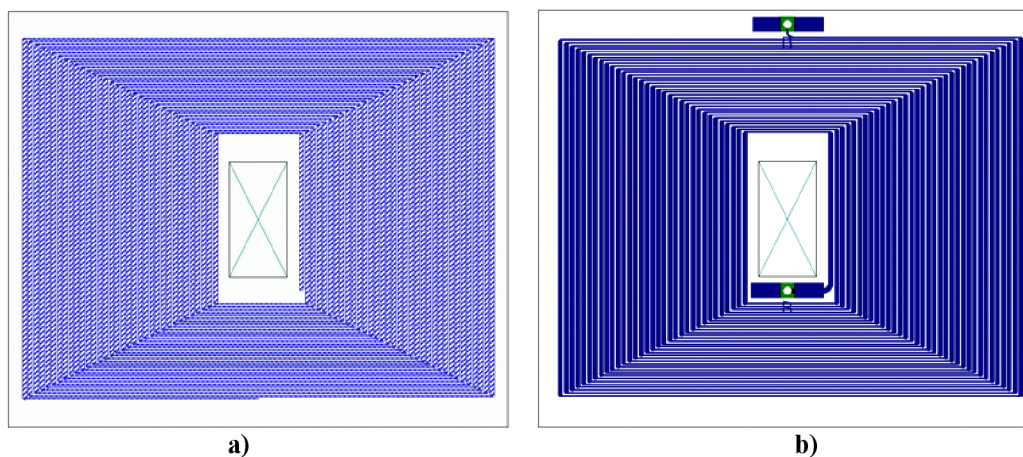
Řez strukturou materiálu DPS pro vícevrstvé planární transformátory s vrstvou pro rovnoměrné rozdělení potenciálu je na obr. 8.54. Prokovy spojují primární a sekundární vinutí s vnějšími vodivými vrstvami DPS určeným ke kontaktování.

Jako příklad navrženého experimentálního vzorku je na obr. 8.55 až obr. 8.57 je postupně vyobrazen návrh typu č. 4 dále označovaného jako CSC 0103 03w-01i. U tohoto typu není konstantní šířka vodivé cesty cívek. Horizontálně je šířka vodivé cesty 0,1 mm a vertikálně 0,3 mm.

Všechny typy byly navrhovány s ohledem na možnost vložení planárního jádra z materiálu CF138. Z tohoto důvodu je šířka DPS (horizontální rozměr) všech typů shodná.

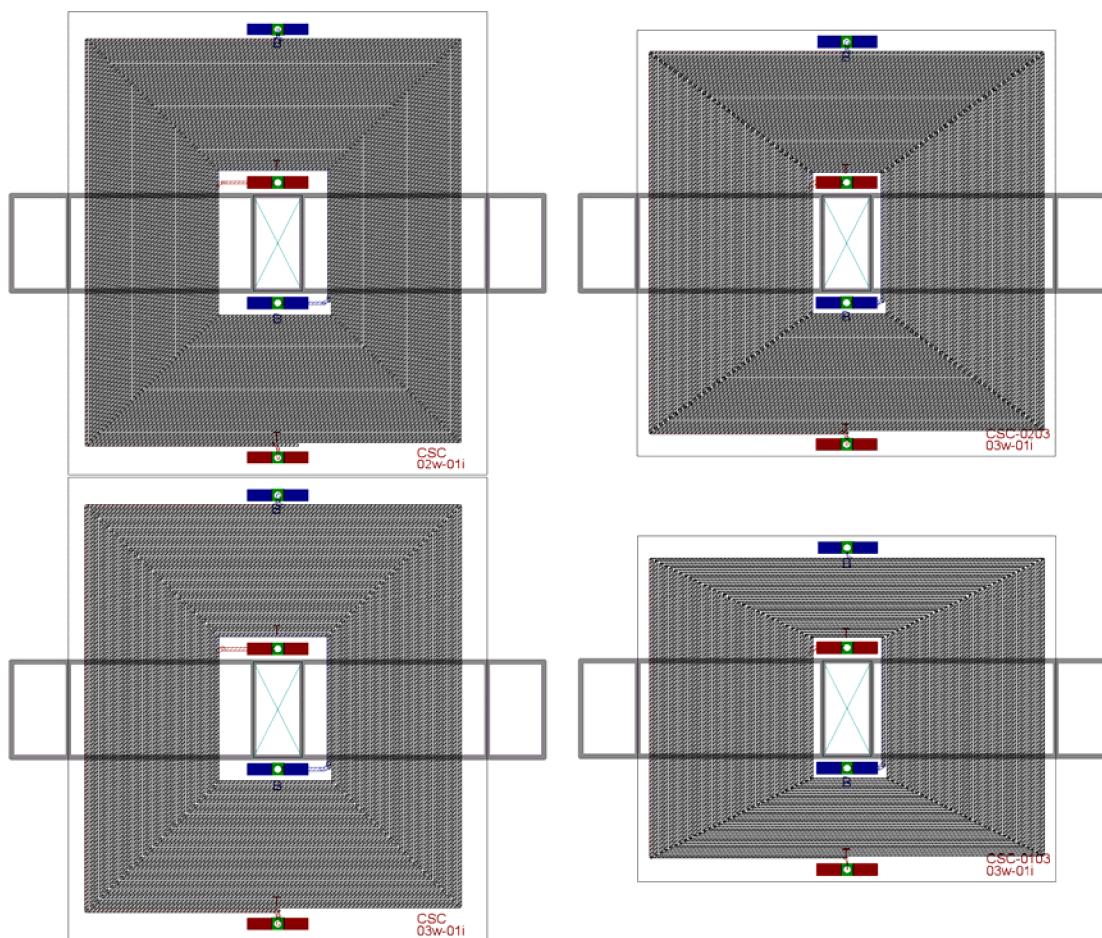


Obr. 8.55: Návrh více vrstvé DPS planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu - typ 4:
a) hladina TOP a Route3; b) hladina Route5



Obr. 8.56: Návrh více vrstvé DPS planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu - typ 4:
a) hladina Route4; b) hladina Bottom a Route2

Pro ověření výše popsaných předpokladů byly vyrobeny experimentální vzorky podle předchozích návrhů. Každá zkušební sada se tedy skládala ze čtyř typů vzájemně se lišících geometrickými rozměry. První sada měla jádra tloušťky 312 μm a druhá 526 μm . Sady byly proměřeny, a srovnány s DPS s klasickým návrhem planárního transformátoru. Druhá sada zkušebních vzorků zde není znázorněna, protože se liší jen výslednou tloušťkou DPS. Z čelního pohledu není v návrzích žádný rozdíl.



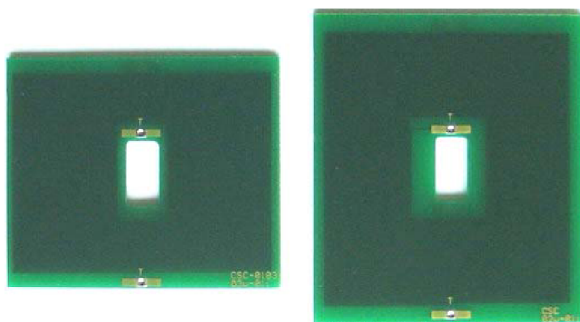
Obr. 8.57: Náhled na 4 typy různého geometrického uspořádání vícevrstevných planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu

Návrh 4 typů planárních transformátorů s vnitřní vrstvou pro rovnoměrné rozložení potenciálu je na obr. 8.57. V náhledu jsou vidět všechny hladiny a jejich překrytí. Je zde vyobrazeno i místo pro planární jádro navržené tak, aby bylo použitelné pro všechny výše uvedené typy.

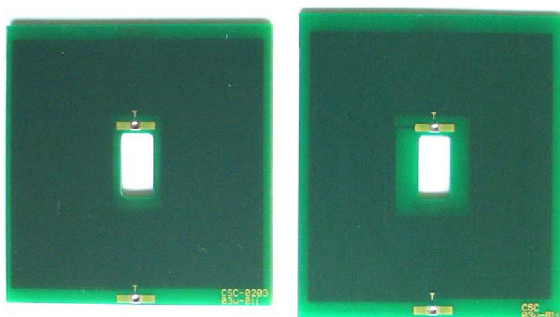
Tab. 8.12: Přehled parametrů experimentálních vzorků vícevrstevných planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu

označení vzorku 6vv	typ	počet závitů	šířka vodivé cesty [mm]		šířka izolační mezery [mm]	rozměr DPS [mm]
			horizontálně	vertikálně		
CSC 02w-01i	1	37,5	0,2	0,2	0,1	35 x 39
CSC 03w-01i	2	28,5	0,3	0,3	0,1	35 x 39
CSC 0103 03w-01i	3	34,5	0,1	0,3	0,1	35 x 29
CSC 0203 03w-01i	4	34,5	0,2	0,3	0,1	35 x 36

Parametry uvedené v tab. 8.12 platí pro obě sady tloušťek experimentálních vzorků planárních transformátorů.



Obr. 8.58: Experimentální vzorky vícevrstevných DPS planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu - typ 1 a 2

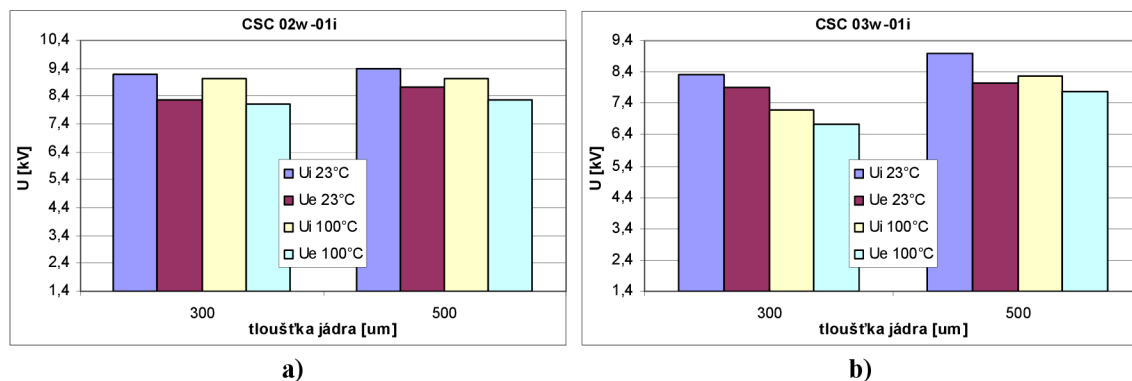


Obr. 8.59: experimentální vzorky vícevrstevných DPS planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu - typ 3 a 4

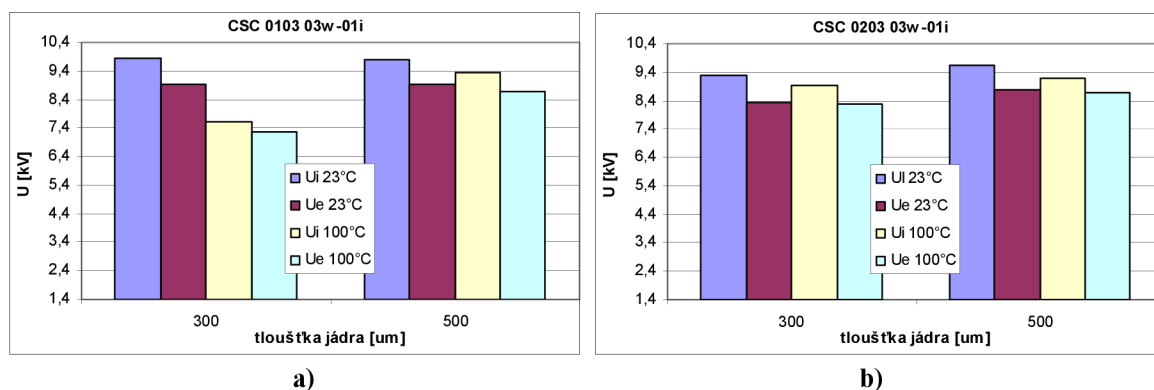
Tab. 8.13: Naměřené hodnoty zápalného a zhášecího napětí vícevrstevných planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu

označení vzorku 6vv	jádro	f	teplota	U_i	U_e
	μm	kHz	$^{\circ}\text{C}$	kV	kV
CSC 02w-01i	300	9,2	23	9,2	8,2
			100	9,0	8,1
CSC 03w-01i	300	9,2	23	8,3	7,9
			100	7,2	6,7
CSC 0103 03w-01i	300	9,2	23	9,9	7,6
			100	9,0	7,3
CSC 0203 03w-01i	300	9,2	23	9,0	8,0
			100	9,3	8,3
CSC 02w-01i	500	9,2	23	9,4	9,0
			100	8,7	8,3
CSC 03w-01i	500	9,2	23	9,0	8,3
			100	8,0	7,8
CSC 0103 03w-01i	500	9,2	23	9,8	9,3
			100	8,9	8,7
CSC 0203 03w-01i	500	9,2	23	9,7	9,2
			100	8,8	8,7

Obě sady byly měřeny při pokojové teplotě 23°C a dále při 100°C simulujících pracovní podmínky. Hodnoty zjištěných zápalných a zhášecích napětí jsou v tab. 8.13.



Obr. 8.60: Závislost zápalného a zhášecího napětí planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu na teplotě: a) typ CSC 02w-01i pro jádro 300μm a 500μm; b) CSC 03w-01i pro jádro 300μm a 500μm



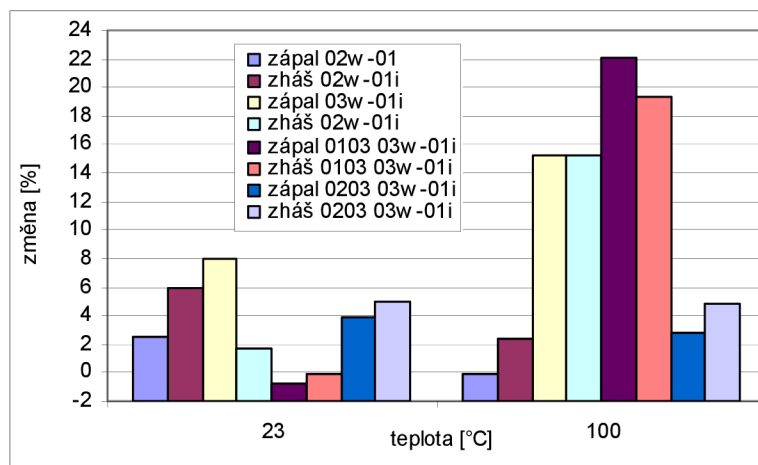
Obr. 8.61: Závislost zápalného a zhášecího napětí planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu na teplotě: a) typ CSC 0103 pro jádro 300μm a 500μm; b) CSC 0203 pro jádro 300μm a 500μm

Jak je z grafů patrné, hodnoty zápalného i zhášecího napětí se u takto konstruovaných typů planárních transformátorů značně zvýšily a blížily se hranici 10 kV.

Tab. 8.14: Změna parametrů vzorků vícevrstevných planárních transformátorů v závislosti na teplotě

označení vzorku 6vv	poměr jader μm	teplota	změna U_i	změna U_e
		°C	%	%
CSC 02w-01i	500 : 300	23	2,57	5,93
		100	-0,07	2,35
CSC 03w-01i	500 : 300	23	7,94	1,72
		100	15,22	15,30
CSC 0103 03w-01i	500 : 300	23	-0,83	-0,10
		100	22,04	19,40
CSC 0203 03w-01i	500 : 300	23	3,89	4,98
		100	2,73	4,91

Parametry uvedené v tab. 8.14 jsou přehledně znázorněny na obr. 8.62.

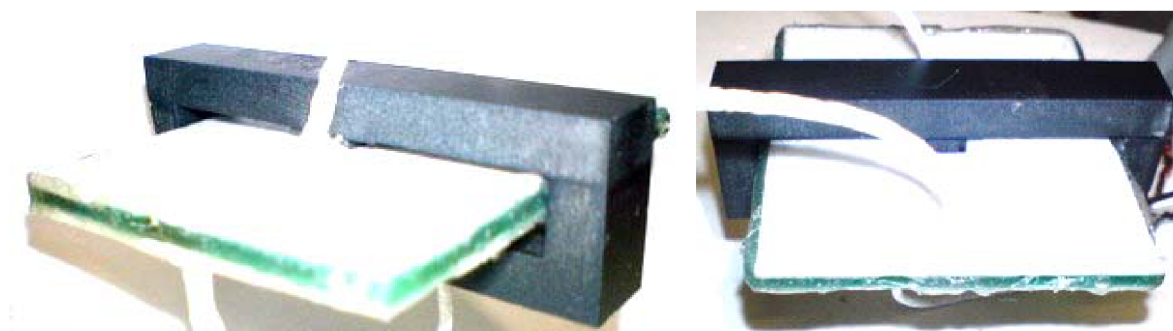


Obr. 8.62: Procentuální změna zápalného a zhášecího napětí planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu s jádrem 500 μm oproti 300 μm jádru

V porovnání s planárním transformátorem se čtyřmi vodivými vrstvami, kde je vzdálenost vinutí (jádra) 510 μm, minimální vzdálenost vinutí v šestivrstevném planárním transformátoru je kvůli technologickým možnostem jen 208 μm. I přes tento nepoměr je uvedená struktura podstatně odolnější proti vzniku částečných výbojů, než-li čtyřvrstvá struktura.

Měření ukázalo, že největší nárůst hodnot zápalného a zhášecího napětí byl při zvýšené teplotě 100°C, u vzorků s klasickým návrhem (stejná šířka vodiče) tj. 02w-01i a 03w-01i se pohyboval v rozmezí 15 až 22%. Nárůst hodnot zápalného a zhášecího napětí je pravděpodobně způsoben nárůstem tlaku uvnitř bublinek a následným zvýšením hodnoty zápalného napětí, jak uvádí Paschenova křivka, viz obr. 4.3.

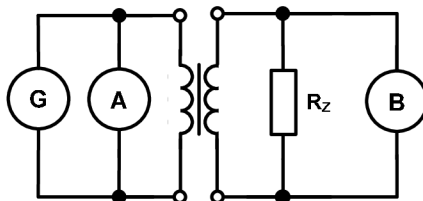
Aby se u realizovaného planárního transformátoru s jádrem DPS 500 μm, typu 03w-01i s feritovým jádrem zabránilo vzniku výbojů proti feritovému jádru, bylo nezbytné doplnit je přidavnou izolací ISONOM NMN 250 μm, viz obr. 8.63. Ta zajišťuje důkladné oddělení DPS od feritového jádra. Hrany transformátoru musely být ošetřeny nanesením laku, protože zde docházelo ke koncentraci elektrického pole. Po těchto úpravách planárního transformátoru hodnoty zhášecího napětí neklesly pod hodnotu 6,6 kV při 23°C.



Obr. 8.63: Realizace planárního transformátoru typu 03w-01i s feritovým jádrem a jádrem DPS 500 μm

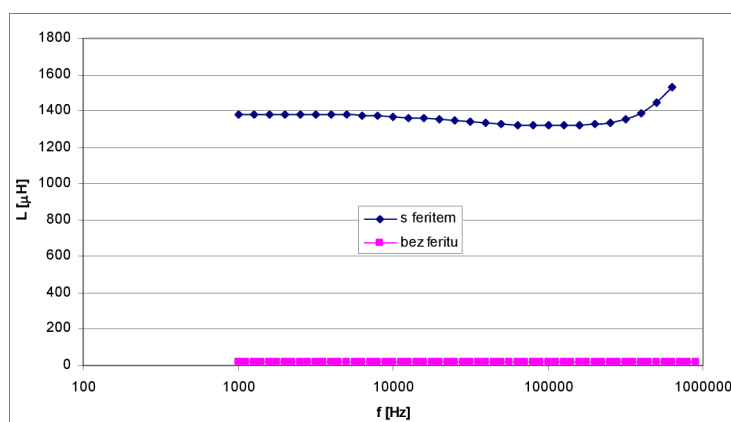
Aby bylo možné porovnat rozsah pracovních kmitočtů pro měřené impulzní transformátory na toroidním jádře typu A, B a C s impulzním transformátorem realizovaným

na vícevrstvé DPS, byl měřen a porovnáván tvar vstupního, budícího signálu oproti výstupnímu signálu. Ve všech uvedených případech v tab. 8.15, pracovalo sekundární vinutí při teplotě 23°C do definované zátěže R_Z o hodnotě 1 k Ω , viz obr. 8.64.



Obr. 8.64: Zapojení pro měření přenosu pro impulzní transformátory

V tab. 8.15 je přenos napětí vícevrstvého planárního transformátoru s vrstvou pro rovnoměrné rozložení elektrického pole v závislosti na kmitočtu. Průběh modrou barvou označuje vstupní signál a fialovou barvou výstupní signál. Rozsah měřených kmitočtů planárních transformátorů, jak s feritovým jádrem, tak i bez feritového jádra byl od 1 kHz do 20 MHz. V případě měření impulzních transformátorů na toroidním jádře byl rozsah kmitočtu od 1 kHz do 1 MHz. Pro srovnání je měřtko kanálu A i B vždy stejné. Odezva na obdélníkový impulz bez jádra je přibližně 1 μ s, s jádrem je odezva přibližně 50 μ s. To odpovídá i poměru indukčností primárního vinutí transformátoru bez jádra $L_V = 21 \mu$ H a s jádrem $L_M = 1370 \mu$ H.

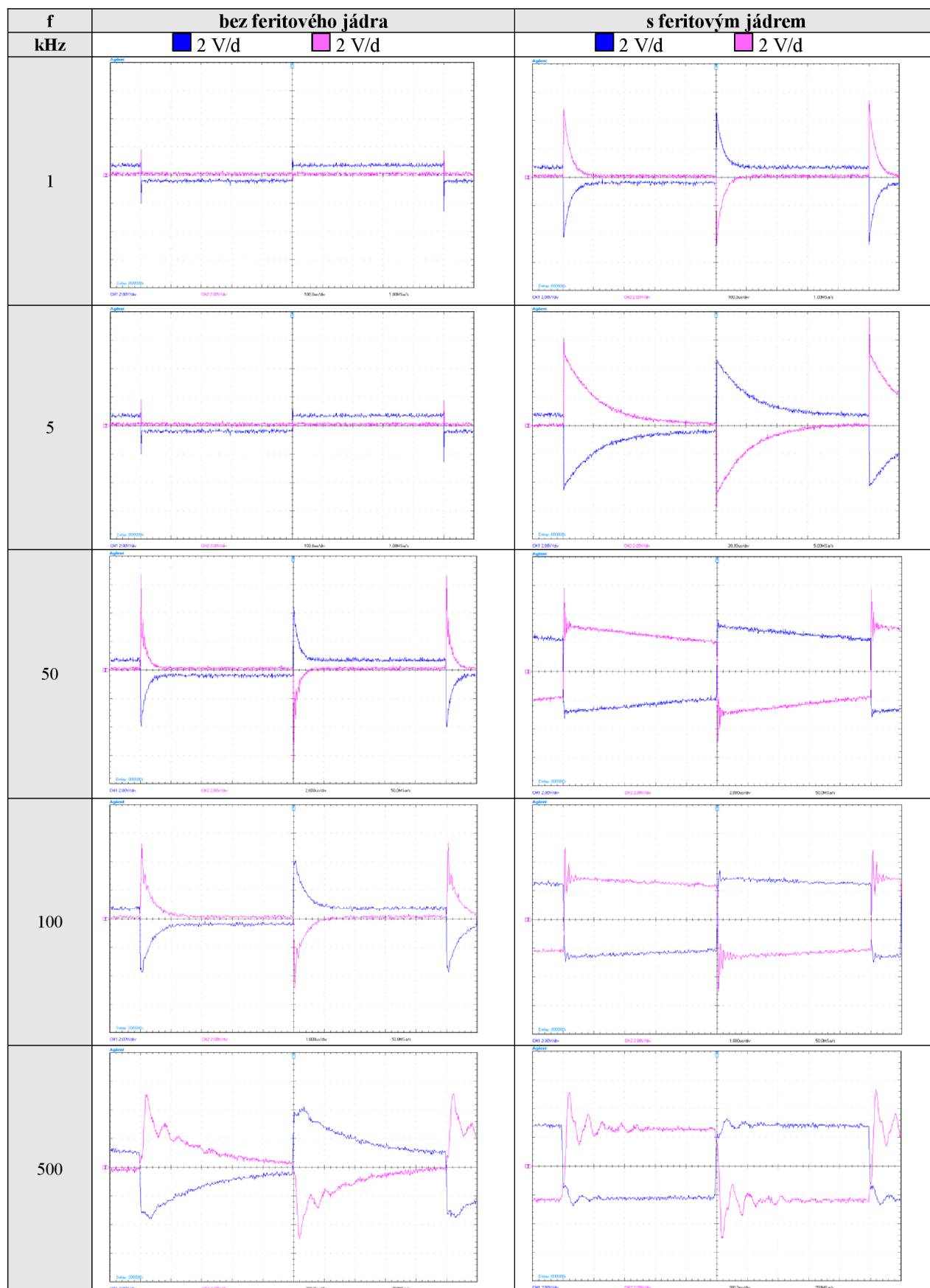


Obr. 8.65: Závislost indukčnosti vinutí planárního transformátoru CSC 03u-01i s jádrem 300 μ m na frekvenci

Při zvyšování budícího kmitočtu odezva na sekundární straně transformátoru postupně přechází na obdélníkový signál, viz tab. 8.15. U transformátoru s jádrem je na výstupu nezkreslený obdélníkový signál přibližně od 100 kHz. Pokud bude doba sepnutí kratší, než 5 μ s lze tento transformátor s jádrem použít pro řízení hradel tranzistoru FET nebo IGBT, bez jakýchkoliv úprav. V uvažované aplikaci byla požadovaná doba sepnutí kratší než 2 μ s.

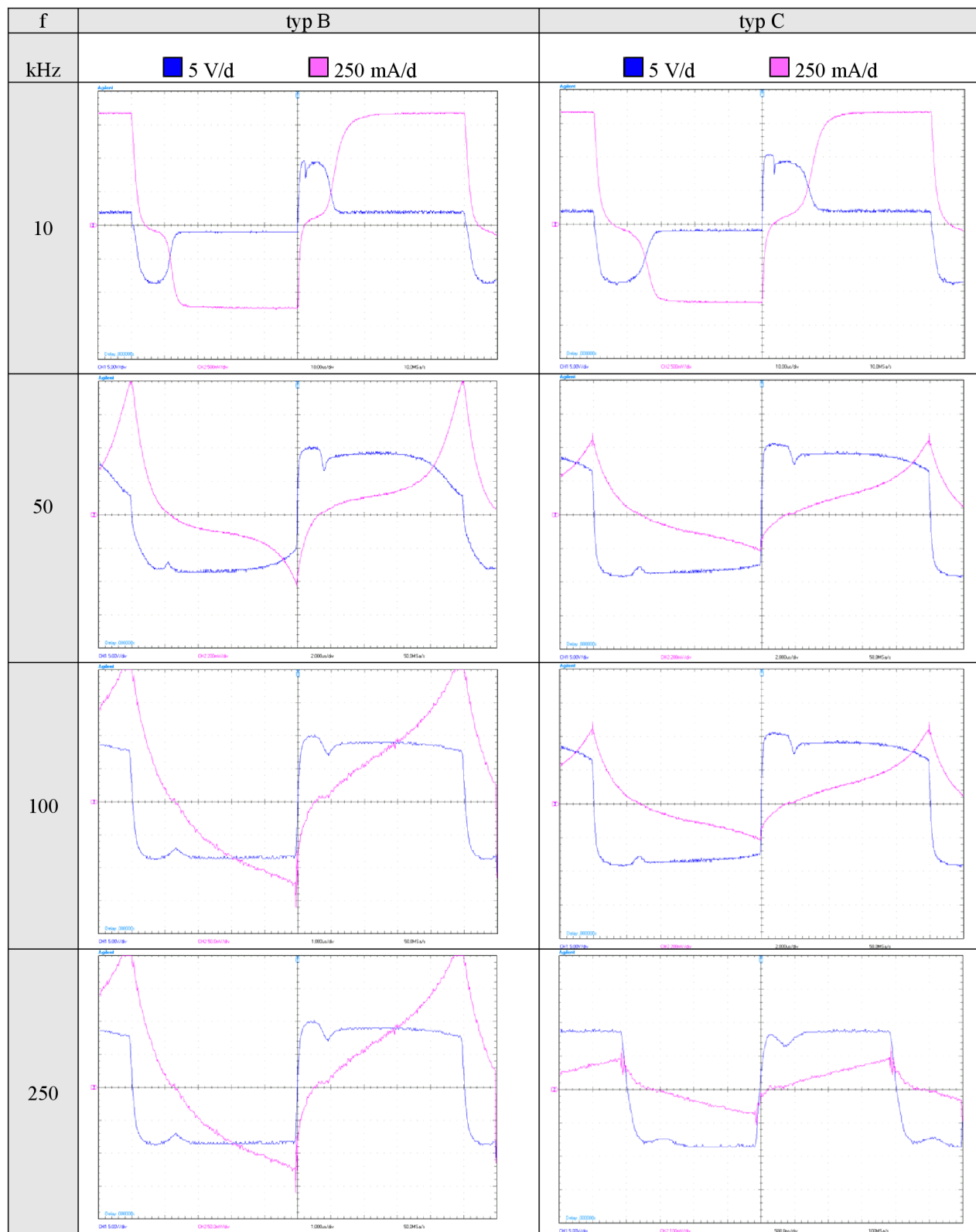
Při požadavku na dobu sepnutí výrazně delší než přibližně 10 μ s je nutné uvážit, že pro řízení hradel je nutná změna náboje pouze na začátku a konci sepnutí. Při použití pomocných obvodů tento transformátor vyhoví i pro doby sepnutí až několik ms.

Tab. 8.15: Přenos napětí vícevrstvého planárního transformátoru s vrstvou pro rovnoměrné rozložení elektrického pole v závislosti na kmitočtu - 03w-01i 500 μm - vybrané hodnoty: průběh vstupního napětí (modrá); průběh výstupního napětí (fialová)



Tab. 8.16 shrnuje výsledky měření závislosti primárního napětí a primárního proudu toroidních transformátorů typu B a C na frekvenci. Signál primární proud - představuje součet magnetizačního proudu a proudu odebíraného zatěžovacím odporem 1 k Ω .

Tab. 8.16: Závislost napětí a proudu toroidních transformátorů typu B a C na frekvenci - vybrané hodnoty: průběh primárního napětí (modrá); průběh primárního proudu (fialová)



V případě že dojde k přesycení jádra, primární proud prudce narůstá a jeho velikost je omezena vnitřním odporem budícího zdroje. Sekundární napětí v tomto případě prudce klesá. Toto chování je zřejmé pro typ B až do kmitočtu 100 kHz, pro typ C až do kmitočtu 250 kHz. Pro požadovaný účel - doba sepnutí kratší než 2 μ s, však oba transformátory vyhoví.

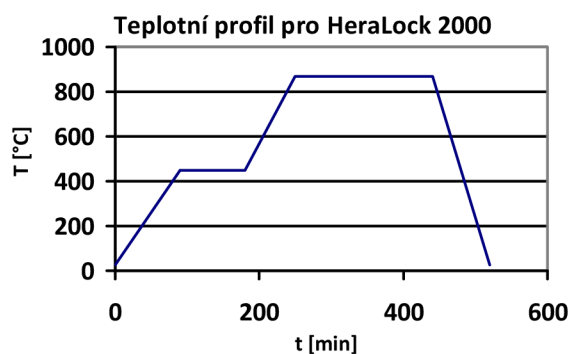
Jak je patrné z tab. 8.15, pracovní kmitočet u planárního transformátoru s feritovým jádrem je možné uvažovat již od desítek kHz (50 kHz) do řádu desítek MHz (20 MHz). V případně planárního transformátoru bez feritového jádra je rozsah pracovních frekvencí až od stovek kHz (500 kHz) až do řádu desítek MHz (20MHz).

8.5 Planární transformátor na keramickém substrátu

Pro srovnání návrhu vícevrstvé struktury planárních transformátorů na DPS s moderní perspektivní technologií nízkoteplotní keramiky (LTCC) bylo provedeno měření odolnosti proti vzniku částečných výbojů.

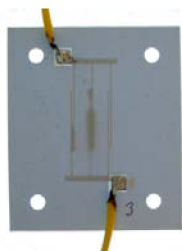
Indukčnosti realizované na substrátech z nízkoteplotní keramiky jsou obvykle zabudované do vlastní struktury a jsou složeny z přímých vodivých cest majících tvar cívky. Na obr. 8.67 je navržený a realizovaný motiv na substrátu z nízkoteplotní keramiky. Kvůli nižšímu zápalnému napětí byly vodivé cesty navrženy se šířkou 800 μ m a izolační mezera byla také 800 μ m. Pro nanesení navrženého motivu tlustovrstvou technologií byl zvolen nízkoteplotní keramický substrát od firmy Heraeus. Označení použitého typu nízkoteplotní keramiky je HeraLock HL2000.

Parametry tohoto materiálu jsou podle [32],[36] následující: TLOUŠŤKA $d = 100 \mu\text{m}$; RELATIVNÍ PERMITIVITA $\epsilon_r = 7,3$; ZTRÁTOVÝ ČINITEL $\text{tg } \delta = 0,026$ při 2,5 GHz a 25°C; PRŮRAZNÉ NAPĚTÍ $U_{br} = 40 \text{ kV/mm}$; TEPLOTNÍ ROZTAŽNOST = 5,6 ppm v rozsahu od 25°C do 300°C; IZOLAČNÍ ODPOR $R_{iz} < 10^{13} \Omega\text{cm}$.



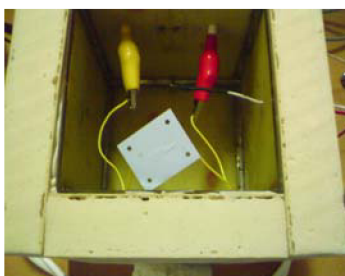
Obr. 8.66: Teplotní profil nízkoteplotní keramiky HeraLock HL2000

Vytvrzení past i keramického substrátu probíhalo při 850°C a za stálého tlaku 100 atm proběhla i laminace obou keramických vrstev. Graf na obr. 8.66 znázorňuje teplotní profil pro nízkoteplotní keramický substrát HeraLock 2000. [33]



Obr. 8.67: Experimentální vzorek na keramickém substrátu se vzdáleností vodivých cest 0,1 mm

Příklad motivů experimentálních desek na keramickém substrátu realizovaný pomocí technologie tlustých vrstev, viz obr. 8.67.



Obr. 8.68: Měření vzorku z nízkoteplotní keramiky Heralock HL2000 v teplotní komoře

Výše uvedený obrázek zachycuje zkoumaný vzorek během měření v teplotní komoře.

Měření ukázalo, že technologie tlustých vrstev není vhodná pro výrobu motivů experimentálních vzorků se vzdáleností vodivých cest a izolačních mezer pod 0,5 mm, protože se během výrobního procesu nepodařilo dokonale stlačit oba keramické substráty k sobě a vytlačit tak vzduchové bublinky. Ty v případě jemného motivu způsobovaly průrazy v místech vzduchových bublinek již od relativně malého napětí, až došlo k trvalému průrazu. Při realizaci motivů s izolačními mezerami většími než 0,5 mm docházelo k zapalování částečných výbojů od 5,3 kV.

9 Závěr

Náplní předložené disertační práce bylo rozšíření poznatků z oblasti měření a vyhodnocování částečných výbojů při kmitočtech vyšších než 1 kHz, s cílem přispět ke zvýšení kvality, spolehlivosti a bezpečnosti nově navrhovaných elektronických zařízení a systémů pracujících se střídavým napětím větším než 500 V.

V úvodních kapitolách 1, 3 a 4 je popsán současný stav týkající se problematiky částečných výbojů. Jsou zde také uvedeny podmínky pro vznik částečných výbojů v elektronických zařízeních. V těchto kapitolách byly zmíněny i základní požadavky na diagnostiku částečných výbojů ve vysokonapěťových izolačních systémech.

Cíle práce uvedené v kapitole 2 byly plněny v následujících dílčích krocích:

- Návrh a vybudování pracoviště pro měření částečných výbojů v oblasti pracovních kmitočtů nad 1 kHz. Pracoviště se skládá ze zdroje pracovního napětí, vysokonapěťového (VN) transformátoru, přístroje pro detekci částečných výbojů a teplotní komory uzpůsobené k přivádění zkušebního VN napětí s ohřevem regulovatelným do 130°C.
- Vypracování metodiky měření a kalibrace, které umožnilo nejen dosažení reprodukovatelných výsledků, ale přispělo také k získání nových poznatků v oblasti výzkumu částečných výbojů na pracovišti v ústavu mikroelektroniky.
- Testování vybraných elektronických součástí a systémů, kterými byly optočleny, izolační systémy jedno i vícevrstevných desek plošných spojů, vinutí cívek a impulsní a vysokonapěťové transformátory. Získané výsledky mohou sloužit také pro srovnávací účely.
- Vyvinutí miniaturních sond pro diagnostiku částečných výbojů vhodných pro diagnostiku rozměrově menších elektronických celků pracujících s vysokým napětím.
- Vyvinutí optimalizovaných izolačních systémů odolných proti vzniku částečných výbojů pro impulsní transformátory pro řízení vysokonapěťových spínačů.

Pro detekci částečných výbojů byla ze všech zvažovaných metod vybrána metoda amplitudové analýzy impulzů částečných výbojů. K tomuto účelu byl také vyvinut amplitudový analyzátor umožňující zachycení velmi krátkých impulzů, odpovídajících částečným výbojům. Pro analyzátor bylo sestaveno programové vybavení pro operační systémy typu MS Windows a bylo realizováno několik v textu popsaných verzí měřicích zařízení. V poslední verzi bylo pro snadnou dostupnost a velkou datovou propustnost pro

komunikaci s PC zvoleno připojení přes síťové rozhraní Ethernet. Navržený systém umožňuje analýzu částečných výbojů až do frekvence pracovního napětí 100 kHz.

V návaznosti na předcházející práce byla vypracována metodika měření a kalibrace částečných výbojů na realizovaném měřicím zařízení, při definovaných podmínkách měření, kterými jsou teplota, frekvence a zapojení měřicího obvodu. Pro testování elektronických součástek a vývoj izolačních systémů impulsních transformátorů byla použita zjednodušená metodika měření založená na napětí vyhasínání částečných výbojů.

Kapitola 8 pojednává o testování vybraných součástek při dodržení vypracované metodiky měření a kalibrace, s ohledem na parazitní jevy a s uvažováním reálných vlastností kalibračního generátoru. Při testování byl zkoumán vliv provozního zatížení, kmitočtu, pracovního napětí, teploty a teplotního cyklování na chování izolace a její stárnutí. Jsou zde shrnuty výsledky měření optočlenů, transformátorů, vinutí pro impulsní transformátory a různých typů geometrického uspořádání jedno i vícevrstevných desek plošných spojů.

Využití diagnostiky částečných výbojů pro návrh optimalizovaných izolačních systémů pro elektronické a mikroelektronické obvody bylo demonstrováno na vývoji izolačního systému impulsních transformátorů pro řízení VN spínačů. Jednalo se o konstrukce toroidních transformátorů vinutých kroucenou dvojlínkou, aby bylo dosaženo minimálního rozptylu těsné magnetické vazby a širokopásmovosti vyžadované pro správnou funkci impulsních transformátorů. Důslednou aplikací fyzikálních poznatků o vzniku a chování částečných výbojů bylo u poslední verze, transformátoru typu C dosaženo zvýšení hodnot napětí pro vyhasínání částečných výbojů na úroveň 6,6 kV. Tato hodnota překračuje téměř dvojnásobně pracovní napětí izolace navrhovaného impulsního transformátoru. Z provedených testů bylo zjištěno, že primární vliv na potlačení výskytu částečných výbojů v transformátorech s toroidními jádry má hlavně první impregnace. Další zvyšování počtu impregnačních vrstev už nemá na odolnost vůči výbojové činnosti výrazný vliv.

Při testování částečných výbojů u planárních transformátorů byla nejprve testována nepájivá maska na povrchu planárních cívek. Přesto, že tloušťka nepájivé masky je pouze 30 μm , bylo v tomto případě, v závislosti na vzdálenosti vodičů v cívce, naměřeno poměrně velké zápalné napětí částečných výbojů. Měření částečných výbojů v objemu izolačního systému na vícevrstevných deskách plošných spojů bylo prováděno na vzorcích s různými geometrickými rozměry a tloušťkou jader desek plošných spojů. Ve snaze navrhnout odolnější izolační systém proti vzniku částečných výbojů jsou v kapitole 8.4.3 navrženy a realizovány vícevrstvé planární transformátory s vodivou vrstvou pro rovnoměrné rozdělení potenciálu.

Na základě výše uvedeného přehledu výsledků lze dle mého názoru shrnout přínos práce k rozvoji vědního oboru:

- Sestavení unikátního pracoviště pro diagnostiku částečných výbojů metodou amplitudové analýzy včetně vypracování metodiky kalibrace a metodiky měření.

- Návrh a ověření funkce detekčního zařízení a amplitudového analyzátoru řízeného počítačem, včetně vypracování komunikace s PC a řídicího programu.
- Ověření metodiky kalibrace a stanovení vlivu jednotlivých parametrů kalibračního zařízení, především vlivu rezonančních jevů a vlivu strmosti hran kalibračního signálu.
- Návrh a ověření indukční sondy a akustické sondy. Obě sondy jsou vhodné pro operativní testování částečných výbojů s větší intenzitou.
- Provedení několika set experimentálních měření, při kterých byly nejen zkoumány vlastnosti testovaných objektů, ale byla také ověřena správná činnost navržených zařízení a přístrojů. Část výsledků těchto měření již byla publikována.
- Demonstrace využití diagnostiky částečných výbojů při vývoji izolace pro impulzní transformátory pro použití ve VN spínačích.
- Charakterizace výskytu částečných výbojů v izolačních systémech planárních transformátorů. Pro tato měření jsem navrhl několik typů planárních transformátorů na jedno i vícevrstevných deskách plošných spojů. V rámci této charakterizace byly testovány i vlastnosti nepájivé masky na povrchu planárních cívek.
- Zavedení pomocné vodivé vrstvy do izolačního systému planárního transformátoru. Tato vrstva zajistí rovnoměrné rozložení elektrického pole a umožní dosáhnout stejné izolační pevnosti při menší vzdálenosti primární a sekundární cívky. Tenká vrstva izolace umožní těsnější magnetickou vazbu při zachování stejné izolační pevnosti.
- Ověření možností použití nízkoteplotní keramiky LTCC pro planární izolační systémy.

Soupis vlastních příspěvků vydaných na tuzemských i zahraničních konferencích v přímé souvislosti s předloženou prací jsou uvedeny v přehledu literatury - viz [70] až [83].

Experimenty provedené v rámci mé dizertační práce ukazují, že díky důkladné analýze výbojové činnosti je možné odhalit chyby v konstrukci zařízení a posoudit kvalitu technologických operací sloužících k zajištění izolační pevnosti požadované pro spolehlivou funkci těchto obvodů. Na úrovni pracoviště na ústavu mikroelektroniky práce významně přispěla nejen k rozšíření znalostí o vzniku částečných výbojů v elektronických zařízeních a jejich vlivu na provozuschopnost a spolehlivost těchto zařízení, ale také k vybudování pracoviště pro jejich testování. V budoucím vývoji by bylo vhodné se zaměřit na:

- Zvýšení citlivosti detekčních obvodů amplitudového analyzátoru a zajištění přesnějšího převodu mezi nábojem přeneseným ve výboji a změřeným průběhem napěťových impulsů.
- Podrobnější objasnění vlivu rezonančních jevů na kalibraci.
- Vývoj a ověření dalších typů indukčních sond a akustických sond se zvýšenou citlivostí a zvýšenou odolností proti vnějšímu rušení.

- Optimalizaci použití pomocné vodivé vrstvy na rovnoměrné rozložení elektrického pole. Jako perspektivní se jeví zavedení více vodivých vrstev do objemu izolačního systému planárního transformátoru a zároveň zmenšení jejich tloušťky, což vytvoří podmínky pro těsnější vazbu mezi vinutími.
- Návrh nového typu vinutí planárních transformátorů umožňujícího lepší izolační oddělení feritového jádra.

10 Seznam použité literatury

- [1] BOUŠEK, J., „*The Partial Discharge Monitor for Large Generators*“, CSS 96, Proc. of Int. AMSE Conference, Sept. 10-12, Brno 1996, pp 509-512, ISBN 80-214-0783-2.
- [2] BOUŠEK, J., „*Resonant converter - a simple device for the dielectric barrier discharge and plasma processing*“, Proceedings of Electronic System Design 98 Conference, June 11-12, Brno 1998, pp. 54-57.
- [3] BOUŠEK, J., „*Resonant Converter - an Easy Way to Large Power in Barrier Discharge and High Voltage Power Sources*“. In Proceedings of the Socrates Workshop 2003. Intensive Training Programme in Electronic System Design. 22.-25.9.2003. Chania, Greece, Technological Institute of Crete, 2003, pp. 192 - 197.
- [4] BOUŠEK, J., „*Variable Frequency/Amplitude Sine Wave Resonant Power Source for High Voltage and Electric Discharge Devices*“, In Proceedings of the Socrates Workshop 2003, Chania, Greece, Technological Institute of Crete, 2003, pp 186-191.
- [5] BOUŠEK, J., MAMMADOV, A., „*Partial Discharge in Planar Transformer*“, In Socrates Workshop. Intensive Training Programme in Electronic System Design 2005. Technological Institute of Chania (Crete, Greece), Sept. 21-23, 2005. Brno: Nakl. Novotný, s. 169-174, ISBN 80-214-3042-7.
- [6] ČSN EN 60270 „*Technika zkoušek vysokým napětím - Měření částečných výbojů*“, Český normalizační institut, červenec 2007, Praha
- [7] ZÁLIŠ, K., „*Částečné výboje v izolačních systémech elektrických strojů*“. Academica, 2005, s. 10-131. ISBN 80-200-1358-X.
- [8] ZÁLIŠ, K., „*Expert Systems for the Evaluation of the State of the High Voltage Machine Insulation*“, In Proceedings of the 2nd I.C.D.I. (Intern. Conference on Dielectric and Insulation), Košice: TU, FEI, 2000, s. 203-208. ISBN 80-88922-14-3.
- [9] ZÁLIŠ, K., „*Using Expert Systems in Evaluation of the State of High Voltage Machine Insulation Systems*“, Acta Polytechnica, 2000, vol. 40, no. 5-6, s. 68-76. ISSN 1210-2709.
- [10] ZÁLIŠ, K., BERANOVÁ, L., „*Problematika rušení při měření částečných výbojů*“, In Elektroenergetika 2000, Praha: ČVUT, ISBN 80-01-02238-2, s. 231-234, 2000,
- [11] ZÁLIŠ, K., „*Evaluation of Partial Discharge Activity by Expert Systems*“, Eleventh International Symposium on Conf. Publ. No. 467, IEEE Volume 5, 1999, pp. 344-347.
- [12] ZÁLIŠ, K., „*Evaluation of Partial Discharge Measurement by Expert Systems*“, In Proceedings of the 6th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials. Xi'an: Xi'an University, 2000, vol. 2, s. 856-859. ISBN 0-7803-5459-1.
- [13] MENTLÍK V., „*Zvýšení provozní spolehlivosti motorů s měniči s rychlými spínacími prvky*“, článek v elektronickém časopise ELEKTRO, [cit. 16.4.2009] dostupné z [www: http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=38198](http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=38198)

- [14] MENTLÍK V., PIHERA J., POLANSKÝ R., PROSR P., TRNKA P., *“Diagnostika elektrických zařízení”*, Brno: Nakladatelství BEN technická literatura, Praha 2008, ISBN 978-80-7300-232-9, s. 440
- [15] ZEMÁNEK M., *„Modeling High Voltage Transformers for Power Sources Used for Ozone Generation“*, In Proceedings of the 13th International Symposium on Power Electronics 2005, Novi Sad, Srbsko, pp. 1-3, ISBN 868521155-7.
- [16] ZEMÁNEK M., *„Užití výkonových měničů ve zdrojích vysokého napětí“*, disertační práce, Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009, s. 105.
- [17] STONE, G.C., SEDDING, H.G., FUJIMOTO, N., BRAUN, J.M., *“Practical Implementation of Ultra Wideband Partial Discharge Detectors”*, IEEE Trans. on Electrical Insulation, vol.7, no. 1, pp. 70-81, 1992.
- [18] CONTIN, A., MONTANARI, G.C., CAVALLINI, A., *“Random sampling techniques for PD-pulse shape analysis,”* IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 7, no. 1, pp. 30-39, 2000.
- [19] KOCH H., PFEIFFER W., REINHARD H., SARFAN H., *“PD testing of printed circuit board”*, IEEE Electrical Insulation Magazine, vol.7, pp. 9-15, 1999.
- [20] SHIM, I., SORAGHAN, J.J, SIEW, W.H., *“Application of Digital Signal processing to the Detection of Partial Discharge Part:2 Optimized A/D Conversion”* IEEE Electrical Insulation Magazine., vol.16, pp. 11-15, 2000.
- [21] FARAHANI, M., BORSI, H., GOCKENBACH, E., *“Partial Discharge and Dissipation Factor Behavior of Model insulating Systems for High Voltage Rotating machines under Different Stresses”* IEEE Electrical Insulation Magazine., vol.21, pp. 5-19, 2005.
- [22] CONTIN A., CONTI M., MONTANARI G.C., GUASTAVINO F., OMBELLO F., PULLETI F., CAVALLINI A., *“Early detection of electrical trees through advanced PD measurement inference techniques,”* submitted to 2003 JICABLE Conference.
- [23] CONTIN, A., MONTANARI, G.C., PASINI, G., PULLETI, F., CAVALLINI, A., *“Artificial intelligence methodology for separation and classification of partial discharge signals,”* in Proc. IEEE CEIDP, Victoria, Canada 2000, pp. 522-526.
- [24] CONTIN, A., MONTANARI, G.C., PASINI, G., PULLETI, F., CAVALLINI, A., *“Digital detection and fuzzy classification of partial discharge signal,”* IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 9, no. 3, pp. 335-348, 2002.
- [25] GULSKI, E., *“Computer-aided Recognition of Discharge Sources,”* IEEE Trans. on Electrical Insulation, vol. 27, no. 1, pp. 82-92, 1992.
- [26] CONTIN, A., MONTANARI, G.C., PULLETI, F., CAVALLINI, A., *“A New Approach to the Diagnosis of Solid Insulation Systems Based on PD Signal Interference”* IEEE Electrical Insulation Magazine., vol. 19, pp. 23-30, 2003.
- [27] WERLE, P., WASSERBERG, V., BORSI, H., GOCKENBACH, E., *„Comparison of different partial discharge measurement methods on dry type transformers in operation“*, [cit. 13.6.2006] Dostupné z www: <http://www.unics.uni-hannover.de/nhmasche>

- [28] JEREMY, C., WHEELER, G., “*Effects of Converter Pulses on the Electrical Insulation in Low and medium Voltage Motors*” IEEE Electrical Insulation Magazine, vol.21, pp. 22-29, 2005.
- [29] “*Insulation coordination for equipment with low-voltage systems - Part1: Principles, requirements and tests Partial discharge measurements*”, IEC 60664-1/1992.
- [30] PREIFFER, W., “*Dielectric Testing of Solid Insulation with Respect to Insulation Coordination of Low-Voltage Equipment*”, IEEE Electrical Insulation Magazine, vol.17, pp. 34-46, 2001.
- [31] BURDA, Z., „*Mikrofony*“, [cit. 12.11.2007] dostupné z www: <http://www.zdenda.com/mikrofony>
- [32] „*Low Temperature Co-Fired Ceramic (LTCC) Technology*“, [cit. 3.12.2008] dostupné z www: www.ee.cuhk.edu.hk/~klwu/research/ltcc_process/LTCC_process.doc
- [33] „*HeraLock™ 2000 Self-constrained LTCC Tape*“, [cit. 3.12.2008] dostupné z www: http://www.seaceramics.com/Download/Papers/HeraLock2K_Self-constrained_LTCC_Tape.pdf
- [34] „*DESIGN GUIDELINES FOR LTCC*“, [cit. 5.1.2009] dostupné z www: http://heraeus-thickfilm.com/media/webmedia_local/media/datasheets/ltccmaterials/HL2000DesignGuidelines.pdf
- [35] „*Vlastnosti materiálů používaných při výrobě DPS*“, [cit. 5.1.2009] dostupné z www: http://www.gatema.cz/fileadmin/user_upload/plosne_spoje/ke_stazeni/Zakladni_vlastnosti_materialu_FR4_a_nepajive_masky.pdf
- [36] GOLONKA, L.J., „*Technology and applications of Low Temperature Cofired Ceramic (LTCC) based sensors and Microsystems*“, Faculty of Microsystems Electronics and Photonics, Wrocław University of Technology, 27 Wybrzeże Wyspińskiego St., BULLETIN OF THE POLISH ACADEMY OF SCIENCES, TECHNICAL SCIENCES, Vol. 54, No. 2, 2006, [cit. 5.1.2009] dostupné z www: [http://www.ippt.gov.pl/~bulletin/\(54-2\)221.pdf](http://www.ippt.gov.pl/~bulletin/(54-2)221.pdf)
- [37] Studijní materiály MUNI Fyzikální praktikum, „*Rychlost šíření zvuku*“, [cit. 14.11.2007] dostupné z www: http://physics.mff.cuni.cz/vyuka/zfp/txt_110.pdf
- [38] „*Rychlost zvuku*“, [cit. 6.12.2008] dostupné z www: http://cs.wikipedia.org/wiki/Rychlost_zvuku
- [39] „*Speed of sound*“, [cit. 6.12.2008] dostupné z www: http://en.wikipedia.org/wiki/Speed_of_sound
- [40] „*Akustická měření - měření rychlosti zvuku*“, [cit. 14.10.2008] dostupné z www: <http://mvt.ic.cz/dva/zfm-kvo/zfm-kvo-12.pdf>
- [41] *IR2155 datasheet*, International Rectifier, [cit. 4.3.2006] dostupné z www: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/irf/ir2155.pdf>
- [42] DE104/104ML datasheet, [cit. 14.10.2008] dostupné z www: <http://www.isolagroup.com/en/products/name/detail.shtml?38>
- [43] UHLAR R., „*Vedení proudu v plynech a ve vakuu*“, VSB-TU Ostrava studijní materiály, [cit. 14.2.2009] dostupné z www: www.studopory.vsb.cz/studijnimaterialy/Fyzikaprobakalare/PDF/3_04_Vedeni_ve_vakuu.pdf

- [44] KUBEŠ P., „*Impulsní silnoproudé výboje a jejich diagnostika*“ studijní text pro doktorské studium, [cit. 16.2.2009] dostupné z www: <http://aldebaran.cz/studium/vyboje.pdf>
- [45] KAZDA J., „*Model Supravodivého Trakčního Transformátoru*“, [cit. 4.2.2009] dostupné z www: http://kazda.mraknet.com/bin/DP_JanKazda_ModelSupravodivehoTrakcnihoTransformatoru.pdf
- [46] HASMAN, T., „*Stanovení nejistot při měření elektromagnetických přechodných dějů v soustavách vysokého napětí*“, In Elektroenergetika 2000, Ostrava, VŠB-TUO, ISBN 80-7078-809-7, s. 161-165, 2000.
- [47] Handout, „*Electrical breakdown limits for MEMS*“, [cit. 13.5.2009] dostupné z www: http://www.ece.rochester.edu/courses/ECE234/MEMS_ESD.pdf
- [48] HARRIS TUVEY LLC, „*Partial Discharge Testing - Decreasing the Field Failures of High Voltage Components*“, [cit. 2.4.2009], dostupné z <http://www.ht-world.com/pdfs/PartialDischargePaper.pdf>
- [49] GRZYBOWSKY S., KOTA N., „*Lifetime characteristics of Magnet Wires under Multistress conditions*“, In CEIDP 2005, Nashville, USA, ISBN 0-7803-9257-4, pp. 605-608.
- [50] YUNPENG L., JUAN W., FANGCHENG L., QINGYUN J., „*On-line Monitoring System of Ultra-high-frequency PD in Transformer Based on Virtual Instrument*“, ICEMI'2007, [cit. 14.5.2009] dostupné z www: http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=4350910
- [51] CHIAMPI M., CROTTI G., HUI Y., SARDI A., „*Calibration of partial discharge measuring systems by a reference impulse charge generator*“, 16th IMEKO TC4 Symposium, Exploring New Frontiers of Instrumentation and Methods for Electrical and Electronic Measurements, Sept. 22-24, Florence, Italy 2008.
- [52] METWALLY I.A., „*Status review on partial discharge measurement techniques in gas-insulated switchgear/lines*“, Electric Power Systems Research 69, 2004, pp.25–36.
- [53] CERNAK M., HOSOKWA T., KOBAYASHI S., KANEDA T.: „*Streamer mechanism for negative corona current pulses*“, J. Appl. Phys. 83 (1998) 2678-2689.
- [54] MOSHUIS P.H.F., KREUGER F.H.: „*The evolution of the discharges mechanism in a dielectric bounded cavity due to surface effects*“, Proc. 3rd Int. Conf. properties Appl. Dielect. Mater., Tokyo, Japan, 1991, pp 672-675.
- [55] BOGAERTS A., NEYTS E., GIJBELS R., VAN DER MULLEN J.: „*Gas discharge plasmas and their applications*“, Spectrochimica Acta Part B 57 (2002) pp. 609-658.
- [56] GJAERDE A.C., „*Measurements of Void Gas Pressure During Combined Thermal and Partial Discharge Ageing of epoxy*“ IEE Proc. Sci. Technol., vol. 142, no.1 Jan., 1995, pp.17-21.
- [57] McDERMIND W., „*Insulation system and monitoring for stator windings of large rotating machines*“, IEEE Elect. Insult. Mag., vol.9, no.4 Jul./Aug., pp.7-15, 1993.
- [58] METWALLY I.A., A-RAHIM A.A., „*Dynamic Analysis of spherical metallic particles in non-uniform Electric field*“, Dielectr. Electr. Insulat. 9-edition 2, 2002, pp. 282–293.

- [59] KOZLOV K.V., “*Mechanism of the Barrier Discharge and it’s Mechanical Activity in Air*”, Moscow State University, Department of Chemistry, 11992 GSP-2, Moscow, Leninskie Gory 1, p. 3.
- [60] SHAEFER K., BAUER K., KAUFHOLD M., MAEURER A.: “*Insulation system for High-Voltage Windings with Optimized Characteristics and the Target to Improve Utilization for VSD-Operation-Capabilities and Limits of Conventional Insulation*”, 9th INSUCON Int. Insul. Conf., Berlin, 2002, pp. 351-356.
- [61] MAMMADOV A., „*Partial Discharge in Electronic Equipments*“, disertační práce, Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009, p. 94.
- [62] PREIFFER W., “*Dielectric testing of Solid Insulation with Respect to Insulation Coordination of Low - Voltage Equipment*“, IEEE Electrical Insulation Magazine, vol.17, No.3, 2001, pp. 34- 46.
- [63] Polyester Converters Ltd, „*Technical data and Specs, DuPont Teijin Films - Melinex® Polyethylene Terephthalate (PET)*“, [cit. 12.5.2008] dostupné z www: http://www.polyesterconverters.com/pcl_specs/dupont/melinex/Melinex226_1.htm
- [64] VEEN J., P.C.J.M. van der WIELEN, „*The Application if Matched Filters to PD Detection and Localization*“, IEEE Electrical insulation Magazine 0883-7554/03/2003 Eindhoven University of Technology, KEMA 2003, pp. 20-26.
- [65] FAKTOR Z., „*Transformátory a cívky*“, Nakl. BEN - tech. literatura, Praha 1999, pp. 7 - 395, ISBN 80-86056-49-X.
- [66] SHUZE T., BERG H., HIERHOLZEK M.: “*Further Improvements in the Reliability of IGBT Modules*”, [cit. 2.8.2007] dostupné z www: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=730271&isnumber=15733>
- [67] KIMURA K., KANEDA Y., “*The Role of Microscopic Defects in Multistress Aging of Micaceous Insulation*”, IEEE Trans. Dielect. Elect. Insulation, vol.2, no.3 Jun. 1995, pp. 426-432.
- [68] MÜNZER M., ADEMMER W., STRZALKOWSKI B., KASCHANI K. T., „*Coreless transformer a new technology for half bridge driver IC’s*“, [cit. 14.5.2009] dostupné z www: http://www.scut-co.com/maindoc/techtrade/Pdevice/eupec/documents/techsupport/pe_9_2.pdf
- [69] TRNKA P., „*Elektrické a kombinované stárnutí izolačních materiálů*“, článek v elektronickém časopise ElectroScope, [cit. 13.5.2009] dostupné z www: <http://147.228.94.20:12100/casopis/images/PDF/Rocnik2007/cislo1/r0c1c2.pdf>

11 Seznam vlastních zdrojů

- [70] HAVLÍČEK, T., BOUŠEK, J., „*Měření částečných výbojů v elektronických zařízeních*“, Konference MIKROSYN. Nové trendy v mikroelektronických systémech a nanotechnologiích, Brno 2005, Brno, 2005, s. 117-120, ISBN 80-214-3116-4
- [71] HAVLÍČEK T., BOUŠEK J., „*PC Supported Amplitude Analysis for the Partial Discharge Measurement*“, Brno: Nakl. Z. Novotný 2006, s. 473-477, ISBN 80-214-3246-2.
- [72] HAVLÍČEK, T., „*Investigation of Partial Discharge*“, In International Conference and Competition Student EEICT 2006. Brno: Z. Novotny, 2006, pp. 157-160, ISBN 80-214-3162-8.
- [73] BOUŠEK, J., HAVLÍČEK T., MAGÁT, M., MAMMADOV, A., „*Multi channel PD measurement*“, In Socrates International Conference - Electronic System Design 2006. Technological Institute of Chania (Crete, Greece), October 16-17, Brno: Nakl. Novotný, s. 173-176, ISBN 960-8025-99-8.
- [74] HAVLÍČEK, T., BOUŠEK J., „*Investigation of Partial Discharge*“, Proceedings of the 12th conference STUDENT EEICT 2006, Brno 2006, Brno: Nakl. Z. Novotny, pp. 157-160, ISBN 80-214-3162-8
- [75] BOUŠEK, J., HAVLÍČEK T., MAMMADOV, A., „*Diagnostika částečných výbojů v elektronických zařízeních pomocí amplitudové analýzy*“, Konference MIKROSYN. Nové trendy v mikroelektronických systémech a nanotechnologiích 2006, Brno: Nakl. Novotný, 2006, s. 119-123, ISBN 80-214-3342-6.
- [76] HAVLÍČEK, T., „*PD Processing*“, In International Conference and Competition Student EEICT 2007, Brno: Nakl. Z. Novotny, 2007, pp. 299 - 302, ISBN 978-80-214-3410-3.
- [77] HAVLÍČEK, T., BOUŠEK J., MAGÁT M., „*Microsensors for PD diagnostics*“, Electronic Devices and Systems EDS'07 IMAPS CS International Conference 2007, Nakl. Z. Novotný 2007, pp. 193-196, ISBN 978-80-214-3470-7.
- [78] HAVLÍČEK, T., BOUŠEK J., „*Pracoviště pro zkoumání částečných výbojů na DPS*“, výzkumná zpráva 2007, Brno 2007.
- [79] HAVLÍČEK, T., BOUŠEK J., MAGÁT M., „*PC Partial Discharge Processing*“, 6th International Conference, Miskolc, University of Miskolc, Innovation and Technology Transfer Centre, 2007, pp. 157-160, ISBN 80-214-3162-8.
- [80] HAVLÍČEK, T., BOUŠEK J., PAVLÍK M., „*PD Measurement with Microsensors*“, Electronic Devices and Systems EDS08, Brno: Nakl. Z. Novotný 2008, pp. 161-165, ISBN 978-80-214-3717-3.
- [81] HAVLÍČEK, T., PAVLÍK M., „*Microsensors for Partial Discharge*“, ENICS 2008 - International Conference on Advances in Electronics and Microelectronics, Valencia 2008, pp. 108-110, ISBN 978-0-7695-3370-4.

- [82] HAVLÍČEK, T., BOUŠEK J., "*Partial Discharge Investigation*", First Forum of Young Researches, Publishing House of Izhevsk State Technical University, Izhevsk 2008, pp. 310-314, ISBN 978-5-7526-0355-6.
- [83] HAVLÍČEK, T., PAVLÍK M., "*3D Localization of the Partial Discharges Origin*", Electronic Devices and Systems EDS08, Brno: Nakl. Z. Novotný 2008, pp. 500-504, ISBN 978-80-214-3470-7.

12 Seznam obrázků

Obr. 4.1:	Pulzy částečných výbojů měřené indukční sondou.....	11
Obr. 4.2:	Ampér-voltová charakteristika nesamostatného výboje.....	14
Obr. 4.3:	Závislost zápalného napětí na součinu talku a vzdálenosti mezi elektrodami - Paschenova křivka pro vzduch.....	14
Obr. 4.4:	Volt-ampérová charakteristika - druhy elektrických výbojů.....	15
Obr. 4.5:	Tvar proudového impulsu částečného výboje.....	17
Obr. 4.6:	Rozdělení výbojové činnosti.....	17
Obr. 4.7:	Možnosti vzniku částečných výbojů [6].....	18
Obr. 4.8:	Schematický obrázek pevného izolantu s vnitřní plynovou dutinkou.....	19
Obr. 4.9:	Zjednodušené náhradní schéma pro vnitřní částečné výboje (trojkapacitní model).....	19
Obr. 4.10:	Napětové průběhy na Gemant-Philippowu modelu.....	20
Obr. 4.11:	Napětové a proudové průběhy na Gemant-Philippowu modelu.....	20
Obr. 4.12:	Böningův rozšířený náhradní model pro vnitřní částečné výboje.....	21
Obr. 5.1:	Schematické znázornění zapojení pro měření částečných výbojů.....	28
Obr. 5.2:	Základní zapojení galvanické metody pro měření částečných výbojů.....	30
Obr. 5.3:	Principiální schéma (koaxiální) kapacitní sondy [14].....	31
Obr. 5.4:	Principiální schéma toroidní induktivní sondy [14].....	32
Obr. 5.5:	Principiální schéma lineární induktivní sondy [14].....	33
Obr. 5.6:	Základní zapojení obvodu pro testování částečných výbojů.....	34
Obr. 5.7:	Zapojení pro testování ČV, kde bod 1 nebo 2 je uzemněn.....	35
Obr. 5.8:	Kalibrace ČV - měřicí zařízení včetně kompletního testovacího obvodu.....	36
Obr. 5.9:	Částečné výboje na cívce s vinutím pro impulsní transformátory.....	36
Obr. 5.10:	Kalibrační obvod.....	39
Obr. 5.11:	Příklad napětové odezvy na kalibrační impuls.....	40
Obr. 5.12:	Příklady změřených průběhů při kalibraci: a) kalibrační impuls; b) detail napětové odezvy na kalibračního signálu pro cívku vinutou z kroucené dvojlínky nástupná hrana.....	40
Obr. 5.13:	Změřená závislost výstupního napětí na kalibrační kapacitě.....	41
Obr. 5.14:	Schéma zapojení pro zjišťování vlastních rezonančních kmitočtů.....	42
Obr. 5.15:	Závislost úbytku napětí na kmitočtu pro planární transformátor typu 1vv-4.....	42
Obr. 5.16:	Obvod pro měření parametrů kalibračního obvodu.....	43
Obr. 5.17:	Závislost doby náběžné hrany na frekvenci zkušebního napětí.....	43
Obr. 5.18:	Závislosti doby sestupné hrany na frekvenci zkušebního napětí.....	43
Obr. 5.19:	Závislost amplitudy výstupního napětí pro vzorek 1vv-4 na délce nástupné hrany.....	44
Obr. 5.20:	Závislost amplitudy výstupního napětí pro planární transformátor, vzorek 1vv-4 na délce nástupné hrany.....	44
Obr. 6.1:	Blokový diagram měřicího systému včetně senzoru.....	46
Obr. 6.2:	Zvuková vlna - mechanické kmitání.....	47
Obr. 6.3:	Příklady směrových charakteristik.....	50
Obr. 6.4:	Akustický senzor: a) model; b) realizovaný prototyp.....	51
Obr. 6.5:	Princip zapojení miniaturního akustického zesilovače.....	51
Obr. 6.6:	Akustický senzor - zesilovač: a) simulované průběhy; b) DPS akustického zesilovače.....	51
Obr. 6.7:	Akustický senzor - zesilovač: a) princip zapojení zesilovače a horní propusti; b) Simulované průběhy zapojení zesilovače a horní propusti.....	52
Obr. 6.8:	Principiální schéma zesilovače pro indukční senzor.....	52
Obr. 6.9:	Simulované průběhy zesilovače pro lineární indukční senzor.....	53
Obr. 6.10:	Lineární indukční senzor: a) Měřicí cívka lineárního indukčního senzoru; b) Příklad změřených impulsů částečných výbojů.....	53
Obr. 7.1:	Pracoviště pro měření částečných výbojů.....	54
Obr. 7.2:	Blokové schéma měřicí aparatury.....	55
Obr. 7.3:	Schéma budiče pracovního napětí.....	55
Obr. 7.4:	Olejový VN transformátor Lifetech.....	56
Obr. 7.5:	Zkušební komora pro měření ČV.....	57
Obr. 7.6:	Blokové schéma zařízení pro měření částečných výbojů.....	57

Obr. 7.7:	Rozšířené blokové schéma zařízení pro měření částečných výbojů.....	58
Obr. 7.8:	Blokové schéma HW digitální části prvního měřicího systému.....	59
Obr. 7.9:	Software pro měření částečných výbojů pro MS Windows	60
Obr. 7.10:	Blokové schéma napájecí části.....	60
Obr. 7.11:	Topologie napájecí části.....	61
Obr. 7.12:	Schéma obvodů analogové části	61
Obr. 7.13:	Princip zapojení analogové části	62
Obr. 7.14:	Blokové schéma digitální měřicího zařízení s FPGA.....	63
Obr. 7.15:	Princip funkce navrženého systému.....	63
Obr. 7.16:	Topologie digitální části.....	64
Obr. 7.17:	Schéma napájecí části pro AD převodníky	65
Obr. 7.18:	Topologie komunikačních toků.....	65
Obr. 8.1:	Závislost zápalného a zhášecího napětí na změně teploty pro optočleny: a) H11L1 b) PC 817 c) HCPL0601 d) 4N27	68
Obr. 8.2:	Závislost zápalného a zhášecího napětí na teplotě pro 3 různé kusy optočlenu typu H11B1: a) až c)	69
Obr. 8.3:	Závislost zápalného a zhášecího napětí na teplotě pro 3 různé kusy optočlenu typu 4N35: a) až c).....	69
Obr. 8.4:	Závislost napětí před a po teplotním namáhání pro optočlen PC817: a) zápalné; b) zhášecí.	70
Obr. 8.5:	Závislost napětí před a po teplotním namáhání pro optočlen 4N27: a) zápalné; b) zhášecí...	70
Obr. 8.6:	Závislost napětí před a po teplotním namáhání pro optočlen HCPL0601: a) zápalné; b) zhášecí	70
Obr. 8.7:	Závislost napětí před a po teplotním namáhání pro optočlen H11L1: a) zápalné; b) zhášecí	70
Obr. 8.8:	Závislost zápalného a zhášecího napětí: a) před a b) po teplotním namáhání.....	71
Obr. 8.9:	Závislost zápalného napětí částečných výbojů na frekvenci a teplotě optočlenu 4N27	71
Obr. 8.10:	Závislost zhášecího napětí částečných výbojů na frekvenci a teplotě optočlenu 4N27	72
Obr. 8.11:	Vinutí pro impulsní transformátory - příklady zapojení vinutí [65].....	72
Obr. 8.12:	Vinutí pro impulsní transformátory - měřená cívka vinutá kroucenou dvoulinkou	73
Obr. 8.13:	Vinutí pro impulsní transformátory: a) zápalné a zhášecí napětí cívky s 10 závity v závislosti na teplotě; b) Závislost velikosti zápalného a zhášecího napětí na počtu závitů.	73
Obr. 8.14:	Testovaný VN transformátor (Lifotech).....	74
Obr. 8.15:	Princip měření posunu částečných výbojů	74
Obr. 8.16:	Znázornění posunu částečných výbojů od místa vzniku	74
Obr. 8.17:	Měření posunu částečných výbojů po křivce proudu	75
Obr. 8.18:	Změřená závislost U_i na f při: a) 23°C; b) 40°C; c) 60°C	75
Obr. 8.19:	Srovnání naměřených závislostí U_i na f při různých teplotách	76
Obr. 8.20:	Neimpregnovaný transformátor typ A	77
Obr. 8.21:	Zápalné a zhášecí napětí transformátorů typu A: a) neimpregnovaných; b) 1x impregnovaných.....	78
Obr. 8.22:	Zápalné a zhášecí napětí transformátorů typu A: a) 2x impregnovaných; b) 3x impregnovaných.....	78
Obr. 8.23:	Vliv závislosti U_i a U_c na počtu impregnací pro typ A, ve srovnání s hodnotami v neimpregnovaném stavu, typ A vzorek 1 při 23°C	79
Obr. 8.24:	Vliv závislosti U_i a U_c na počtu impregnací, ve srovnání s hodnotami v neimpregnovaném stavu pro typ A vzorek 1 při 100°C.....	79
Obr. 8.25:	Impregnovaný transformátor z TAV 0,20 SM, typ B	80
Obr. 8.26:	Zápalné a zhášecí napětí typu B: a) neimpregnovaných transformátorů z TAV 0,20 SM; b) impregnovaných transformátorů typu B z TAV 0,20 SM.....	81
Obr. 8.27:	Rozdíl v nárůstu zápalného a zhášecího napětí neimpregnovaných a impregnovaných transformátorů typu B z TAV 0,20 SM.....	81
Obr. 8.28:	Impregnovaný transformátor z TAV 0,20 SM s přídavnou izolací, typ C	82
Obr. 8.29:	Závislost zápalného a zhášecího napětí neimpregnovaných a impregnovaných transformátorů typu C z TAV 0,20 SM s přídavnou izolací na teplotě.....	83
Obr. 8.30:	Rozdíl v nárůstu zápalného a zhášecího napětí neimpregnovaných a impregnovaných transformátorů typu C z TAV 0,20 SM s přídavnou izolací	83
Obr. 8.31:	Model vinutí planárního transformátoru	84
Obr. 8.32:	Experimentální vzorky jednostranných planárních transformátorů s nepájivou maskou.....	86
Obr. 8.33:	Měření zápalného a zhášecího napětí u různých kusů planárních transformátorů při frekvenci 9,2 kHz a izolační mezeře: a) 0,1 mm 1vv-1; b) 0,15 mm 1vv-2.....	86

Obr. 8.34:	Měření zápalného a zhášecího napětí u různých kusů planárních transformátorů při frekvenci 9,2 kHz a izolační mezeře: a) 0,2 mm 1vv-3; b) 0,3 mm 1vv-4	86
Obr. 8.35:	Měření závislosti zápalného a zhášecího napětí planárního transformátoru 1vv-1 na teplotě.....	87
Obr. 8.36:	Měření na planárních transformátorech různé geometrie - závislost zápalného a zhášecího napětí na izolační mezeře jednostranných planárních transformátorů	87
Obr. 8.37:	Struktura použité vícevrstvé DPS pro vícevrstvý planární transformátor [41]	87
Obr. 8.38:	Celkový pohled na navržené typy vícevrstvých planárních transformátorů s odlišnou geometrií	88
Obr. 8.39:	Vícevrstvý planární transformátor PS 1-1	88
Obr. 8.40:	Vícevrstvý planární transformátor PR 1-1	88
Obr. 8.41:	Vícevrstvý planární transformátor CS 1-1	89
Obr. 8.42:	Vícevrstvý planární transformátor CS 5-3	89
Obr. 8.43:	Vícevrstvý planární transformátor PS 5-3	89
Obr. 8.44:	Vícevrstvý planární transformátor PS 5-3	89
Obr. 8.45:	Horní strana (top) a vnitřní vrstva (route3) DPS planárních transformátorů.....	90
Obr. 8.46:	Spodní strana (bottom) a vnitřní vrstva (route 2) DPS planárních transformátorů	90
Obr. 8.47:	Experimentální vzorky vícevrstvých planárních transformátorů s nepájivou maskou: a) PS 1-1; b) PS 5-3; c) PR 1-1; d) PR 5-3; e) CS 1-1; f) CS 5-3;.....	91
Obr. 8.48:	Zápalné a zhášecí napětí mezi vinutími proti jádru DPS planárního transformátoru: a) PS 1-1 a PS 5-3; b) PR 1-1 a PR 5-3; c) CS 1-1 a CS 5-3.....	91
Obr. 8.49:	Zápalné a zhášecí napětí mezi vinutím v jedné hladině DPS vícevrstvého planárního transformátoru PS 1-1 a PS 5-3.....	92
Obr. 8.50:	Zápalné a zhášecí napětí mezi vinutím v jedné hladině DPS vícevrstvého planárního transformátoru PR 1-1 a PR 5-3.....	92
Obr. 8.51:	Princip rozdělení napětí: a) v klasické struktuře DPS se dvěma vodivými hladinami; b) na upravené struktuře více vrstvé DPS	93
Obr. 8.52:	Struktura použitého vícevrstvého materiálu DPS pro vícevrstvé planární transformátory s jádrem 312 μm [41]	94
Obr. 8.53:	Struktura použitého vícevrstvého materiálu DPS pro vícevrstvé planární transformátory s jádrem 526 μm [41]	94
Obr. 8.54:	Řez strukturou materiálu DPS pro vícevrstvé planární transformátory - slepé otvory	94
Obr. 8.55:	Návrh více vrstvé DPS planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu typ 4: a) hladina TOP a Route3; b) hladina Route5	95
Obr. 8.56:	Návrh více vrstvé DPS planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu typ 4: a) hladina Route4; b) hladina Bottom a Route2	95
Obr. 8.57:	Náhled na 4 typy různého geometrického uspořádání vícevrstvých planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu	96
Obr. 8.58:	Experimentální vzorky vícevrstvých DPS planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu - typ 1 a 2	97
Obr. 8.59:	Experimentální vzorky vícevrstvých DPS planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu - typ 3 a 4	97
Obr. 8.60:	Závislost zápalného a zhášecího napětí planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu na teplotě: a) typ CSC 02w-01i pro jádro 300 μm a 500 μm ; b) CSC 03w-01i pro jádro 300 μm a 500 μm	98
Obr. 8.61:	Závislost zápalného a zhášecího napětí planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu na teplotě: a) typ CSC 0103 pro jádro 300 μm a 500 μm ; b) CSC 0203 pro jádro 300 μm a 500 μm	98
Obr. 8.62:	Procentuální změna zápalného a zhášecího napětí planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu s jádrem 500 μm oproti 300 μm jádru.....	99
Obr. 8.63:	Realizace planárního transformátor typu 03w-01i s feritovým jádrem a jádrem DPS 500 μm	99
Obr. 8.64:	Zapojení pro měření přenosu pro impulzní transformátory	100
Obr. 8.65:	Závislost indukčnosti vinutí planárního transformátoru CSC 03u-01i s jádrem 300 μm na frekvenci.....	100
Obr. 8.66:	Teplotní profil nízkoteplotní keramiky Heraclon HL2000.....	103
Obr. 8.67:	Experimentální vzorek na keramickém substrátu se vzdáleností vodivých cest 0,1 mm	104
Obr. 8.68:	Měření vzorku z nízkoteplotní keramiky Heraclon HL2000 v teplotní komoře	104

13 Seznam tabulek

Tab. 4.1:	Základní typy částečných výbojů [6]	25
Tab. 5.1:	Tabulka změřených hodnot pro kalibraci planárního transformátoru 1vv-4	41
Tab. 5.2:	Tabulka závislosti výstupního napětí na délce nástupné hrany	44
Tab. 8.1:	Přehled izolačního napětí vybraných vzorků optočlenů	67
Tab. 8.2:	Závislost zápalného a zhášecího napětí na počtu impregnací pro typ A	77
Tab. 8.3:	Procentuální závislost napětí na počtu impregnací pro typ A, ve srovnání s hodnotami v neimpregnovaném stavu - první vzorek při 23°C	78
Tab. 8.4:	Procentuální závislost napětí na počtu impregnací pro typ A, ve srovnání s hodnotami v neimpregnovaném stavu - první vzorek při 100°C	78
Tab. 8.5:	Závislost zápalného a zhášecího napětí na teplotě typu B pro vzorek 1 TAV 0,20 SM	80
Tab. 8.6:	Závislost zápalného a zhášecího napětí na teplotě typu B pro vzorek 2 TAV 0,20 SM	80
Tab. 8.7:	Procentuální závislost napětí před a po impregnaci pro typ B vzorek TAV 0,20 SM, vzorek 1 a 2	81
Tab. 8.8:	Závislost napětí na teplotě pro vzorek typu C, TAV 0,20 SM s přidavnou izolací	82
Tab. 8.9:	Procentuální závislost napětí před a po impregnaci typu C, TAV 0,20 SM s přidavnou izolací	83
Tab. 8.10:	Přehled vybraných parametrů experimentálních vzorků jednostranných planárních transformátorů	86
Tab. 8.11:	Přehled vybraných parametrů experimentálních vzorků vícevrstvých planárních transformátorů	90
Tab. 8.12:	Přehled parametrů experimentálních vzorků vícevrstvých planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu	96
Tab. 8.13:	Naměřené hodnoty zápalného a zhášecího napětí vícevrstvých planárních transformátorů s vrstvou pro rozdělení potenciálu	97
Tab. 8.14:	Změna parametrů vzorků vícevrstvých planárních transformátorů v závislosti na teplotě	98
Tab. 8.15:	Přenos napětí vícevrstvého planárního transformátoru s vrstvou pro rovnoměrné rozložení elektrického pole v závislosti na kmitočtu - 03w-01i 500 μm - vybrané hodnoty: průběh vstupního napětí (modrá); průběh výstupního napětí (fialová)	101
Tab. 8.16:	Závislost napětí a proudu toroidních transformátorů typu B a C na frekvenci - vybrané hodnoty: průběh primárního napětí (modrá); průběh primární proudu (fialová)	102

14 Přílohy

14.1.1 Statistické parametry částečných výbojů

Pro rozpoznávání obrazců částečných výbojů pomocí prvků umělé inteligence, jsou odvozené charakteristiky kvantifikovány popisem tvarů obrazců částečných výbojů, následujícími statistickými parametry, kterými jsou podle [6]:

- ŠIKMOST Sk (skewness),
- OSTROST Ku (kurtosis),
- POČET VRCHOLŮ Pe ,
- KORELAČNÍ FAKTOR cc ,
- NÁBOJOVÁ ASYMETRIE A_Q ,
- FÁZOVÁ ASYMETRIE A_Φ .

ŠIKMOST Sk (skewness) popisuje asymetrii charakteristiky vůči normálnímu rozdělení a je dána:

$$Sk = \frac{\sum (x_i - \mu)^3 P_i}{\sigma^3}, \quad (14.1)$$

kde x_i je určitá hodnota, P_i je pravděpodobnost výskytu hodnoty x_i v i -tém intervalu, μ je medián daný:

$$\mu = \sum x_i P_i, \quad (14.2)$$

σ je rozptyl, definovaný jako:

$$\sigma^2 = \sum (x_i - \mu)^2 P_i. \quad (14.3)$$

Pro symetrickou charakteristiku znázorněnou na obr. 14.1 a) platí, že $Sk = 0$. Jestliže je charakteristika zleva strmá (nakloněná doleva) platí, že $Sk > 0$, viz obr. 14.1 e). Naproti tomu zprava strmá charakteristika (nakloněná vpravo) má $Sk < 0$, viz obr. 14.1 d).

OSTROST Ku (kurtosis) charakterizuje odchylky tvaru od normálního rozdělení a platí:

$$Ku = \frac{\sum (x_i - \mu)^4 P_i}{\sigma^4} - 3. \quad (14.4)$$

Je-li tvar výsledné charakteristiky shodný s normálním rozdělením, je $Ku = 0$. [6] Na obr. 14.1 b) je znázorněna plošší křivka, pro kterou platí $Ku < 0$ a na obr. 14.1 c) znázorněna ostřejší křivka, pro niž platí $Ku > 0$.

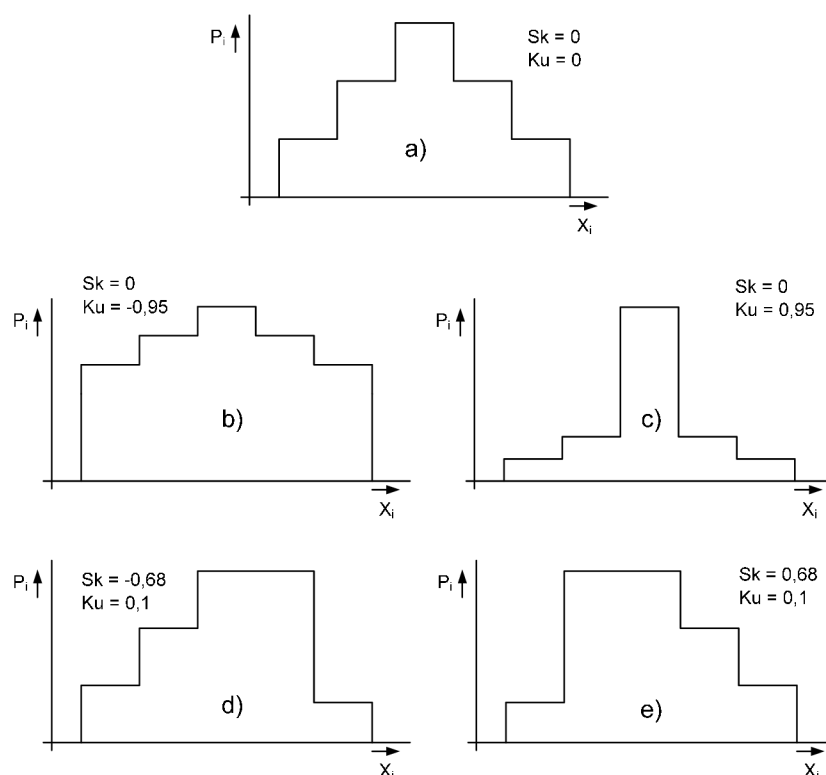
POČET VRCHOLŮ Pe nachází své využití při rozlišení charakteristik s jedním nebo více vrcholy. Vrchol charakteristiky je definován podle [6] jako:

$$\frac{dy_{i-1}}{dx_{i-1}} > 0, \quad \frac{dy_{i+1}}{dx_{i+1}} < 0. \quad (14.5)$$

KORELAČNÍ FAKTOR cc popisuje rozdíl ve tvaru křivek $H_{n+} = f(\Phi)$, $H_{n-} = f(\Phi)$, $H_{qn+} = f(\Phi)$, $H_{qn-} = f(\Phi)$, $H_{q\max+} = f(\Phi)$ a $H_{q\max-} = f(\Phi)$ v kladné a záporné periodě napájecího napětí a je dán podle [6] jako:

$$cc = \frac{\sum x_i y_i - \frac{\sum x_i \sum y_i}{n}}{\sqrt{\left[\sum x_i^2 - \frac{(\sum x_i)^2}{n} \right] \left[\sum y_i^2 - \frac{(\sum y_i)^2}{n} \right]}}. \quad (14.6)$$

V případě charakteristiky rozdělení amplitudy výbojů $H_{qn} = f(\Phi)$ je parametr x_i střední hodnotou amplitudy výbojů v i -tém intervalu kladné polaritě a parametr y_i je střední hodnotou amplitudy výbojů v i -tém intervalu záporné polaritě periody napájecího napětí. Koeficient n zde zastupuje počet intervalů i v jedné polaritě, tzn. polovině periody napájecího napětí. [6]



Obr. 14.1: Příklady popisu charakteristik obrazců ČV pomocí parametrů šikmosti Sk a ostrosti Ku [6]

NÁBOJOVÁ ASYMETRIE A_Q charakterizuje podíl středních hodnot v kladné a záporné polaritě napájecího napětí charakteristik $H_{qm} = f(\Phi)$, $H_n = f(\Phi)$ a $H_{q\max} = f(\Phi)$. Nábojová asymetrie pro charakteristiku $H_{qm} = f(\Phi)$ je daná podle [6]:

$$A_Q = \frac{Q_- / N_-}{Q_+ / N_+}, \quad (14.7)$$

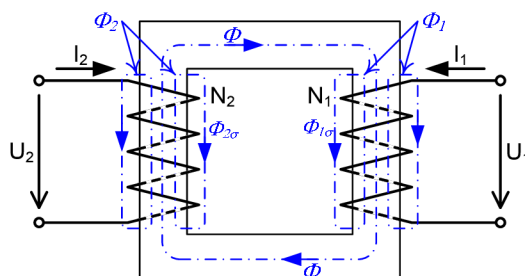
kde Q_+ a Q_- jsou hodnoty součtového náboje charakteristiky v kladné a záporné periodě napájecího napětí, podobně jako koeficienty N_+ a N_- udávající počet výbojů charakteristiky v jednotlivých polaritách [6].

FÁZOVÁ ASYMETRIE A_Φ udává asymetrii mezi fází počátečního zápalného napětí částečných výbojů v kladné a záporné polaritě periody napájecího napětí. Platí pro ni vztah:

$$A_\Phi = \frac{\Phi_{i-}}{\Phi_{i+}}, \quad (14.8)$$

kde koeficient Φ_{i+} značí fází počátečního zápalného napětí částečných výbojů v kladné polaritě a koeficient Φ_{i-} značí fází počátečního zápalného napětí částečných výbojů v záporné polaritě periody napájecího napětí.

14.1.2 Transformátory



Obr. 14.2: Princip funkce transformátoru

Na obr. 14.2 je znázorněn princip funkce transformátoru včetně schematického znázornění magnetických toků, přičemž poměr transformace je dán rozdílným počtem závitů primární N_1 a sekundární strany N_2 . Magnetický tok Φ tekoucí jádrem se skládá z hlavního toku Φ_H a rozptylového, tj. $\Phi_{\sigma 1}$ a $\Phi_{\sigma 2}$. Rozptylový tok je spjatý s vinutím, které ho vybudilo. Okamžitá hodnota indukovaného napětí je dána vztahem:

$$u_i(t) = \frac{d\psi}{dt}, \quad (14.9)$$

kde ψ označuje celkový spřažený tok daný:

$$\psi = N \cdot \phi, \quad (14.10)$$

N je počet závitů. Po úpravě vzniká vztah:

$$u_i(t) = N \frac{d\phi}{dt}. \quad (14.11)$$

Mění-li se magnetický tok harmonicky, lze odvodit podle [45]:

$$U_i = \frac{2\pi \cdot N \cdot \phi_m \cdot f}{\sqrt{2}} \cong 4,44 \cdot N \cdot \phi_m \cdot f, \quad (14.12)$$

kde U_i je hodnota indukovaného napětí, N počet závitů vinutí, Φ_m maximální hodnota magnetického toku a f je frekvence, na níž transformátor pracuje.

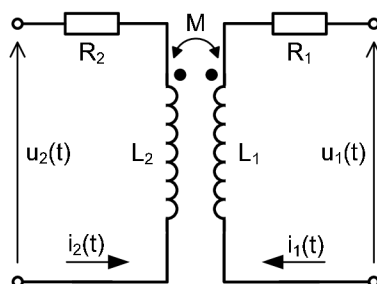
Z předchozích vztahů lze určit převod transformátoru:

$$p = \frac{U_{i1}}{U_{i2}} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2}. \quad (14.13)$$

Vzájemná indukčnost L_{12} či L_{21} je označovaná jako M , protože $M_{12} = M_{21} = M$. Hodnotu M určuje vztah:

$$M = k\sqrt{L_1 \cdot L_2}, \quad (14.14)$$

kde k je činitel vazby, který postihuje existenci rozptylového toku. Může nabývat hodnot 0 až 1, přičemž pokud $k = 1$, jde o dokonalou vazbu mezi primárním a sekundárním vinutím bez rozptylových toků. Veličiny L_1 a L_2 značí indukčnosti vinutí.



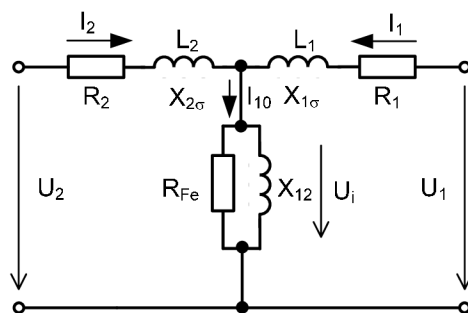
Obr. 14.3: Zjednodušené schéma transformátoru

Na obr. 14.3 je zjednodušené schéma transformátoru, kde R_1 a R_2 jsou vnitřní odpory vinutí a M je vzájemná indukčnost. Pro takový transformátor platí:

$$u_1(t) = R_1 i_1(t) + L_1 \frac{di_1(t)}{dt} - M \frac{di_2(t)}{dt}, \quad (14.15)$$

$$u_2(t) = R_2 i_2(t) - L_2 \frac{di_2(t)}{dt} + M \frac{di_1(t)}{dt}. \quad (14.16)$$

Úplný náhradní model transformátoru, viz obr. 14.4, zahrnuje i ztráty v jádře označené jako R_{Fe} a vzájemnou indukčnost zastupuje reaktance X_{12} . Ztráty ve feritu neboli ztráty na prázdno jsou energetické ztráty vznikající procesem magnetizace jádra, tj. tvorbou magnetického toku a vířivými proudy v magnetickém obvodu.



Obr. 14.4: Úplný náhradní model transformátoru

Za ustáleného stavu lze rovnice přepsat do komplexního tvaru:

$$\overline{U}_1 = (R_1 + jX_1)\overline{I}_1 + jX_{12}\overline{I}_2, \quad (14.17)$$

$$\overline{U}_2 = (R_2 + jX_2)\overline{I}_2 + jX_{12}\overline{I}_1. \quad (14.18)$$

Výše uvedený popis slouží pro důkladnější pochopení jak funkce, tak i nároků kladených na různé typy transformátorů.

Kapitola transformátory je zde uvedena pro vysvětlení principu funkce a objasnění dějů vznikajících během provozu. Uvedený náhradní obvod slouží k přesnější realizaci náhradního obvodu sekundární strany měřicí aparatury a tudíž i k pochopení a odstranění parazitních jevů.

14.2 Šíření zvuku

V následujícím textu budou popsány doplňující informace nezbytné k důkladnému vysvětlení problematiky šíření zvuku. Závěry této kapitoly, především odlišné rychlosti šíření v různých materiálech jsou zapotřebí ke správnému pochopení dějů probíhajících v zařízení.

Rychlost šíření zvuku c v ideálním plynu je definována jako:

$$c = \sqrt{\kappa \frac{p}{\rho}} = \sqrt{\frac{K}{\rho}}. \quad (14.19)$$

Kde p je tlak plynu, ρ je hustota, κ Poissonova konstanta.

Rychlost šíření zvuku c v reálném plynu je stanovena:

$$c = \sqrt{\frac{K}{\rho_0}} = \sqrt{\kappa \frac{p_0}{\rho_0} \left(1 + \frac{1}{2} \gamma t\right)}, \quad (14.20)$$

kde p_0 je tlak plynu při teplotě 0°C , ρ_0 je hustota, γ součinitel teplotní rozpínivosti plynu a t teplota [38],[39],[40].

Dalším odvozováním je možné dospět ke vztahu rychlosti šíření zvuku v suchém vzduchu v závislosti na teplotě \mathcal{G} :

$$c_{vzduch} = 331,82 \sqrt{1 + \frac{\vartheta}{273,15}}. \quad (14.21)$$

Použitím prvních dvou podmínek Taylorova rozvoje [39] dostaneme:

$$c_{vzduch} = 331,82 \left(1 + \frac{\vartheta}{2.273,15} \right). \quad (14.22)$$

Rychlost šíření zvuku c_{vzduch} [$m.s^{-1}$] ve vzduchu:

$$c_{vzduch} = 331,82 + 0,606\vartheta. \quad (14.23)$$

Rychlost šíření zvuku c_S [$m.s^{-1}$] v pevných látkách:

$$c_S = \sqrt{\frac{E}{\rho}}, \quad (14.24)$$

kde E je Youngův modul pružnosti v tahu, ρ je hustota materiálu [37].

Rychlost šíření zvuku c_f [$m.s^{-1}$] v kapalinách

$$c_f = \sqrt{\frac{K}{\rho}}, \quad (14.25)$$

kde K je modul objemové pružnosti kapaliny, ρ je hustota materiálu [37].

Poissonova konstanta je stanovena pro jednoatomové molekuly na hodnotu $\kappa \cong \frac{5}{3}$ a pro dvouatomové molekuly $\kappa \cong \frac{7}{5} = 1,4000$ při 0°C .

Při adiabatickém ději neprobíhá tepelná výměna mezi plynem a okolím, proto je rychlost šíření zvuku c v ideálním plynu stálé hmotnosti definována jako:

$$c_{ideal} = \sqrt{\kappa \frac{p}{\rho}} = \sqrt{\frac{\kappa.R.T}{M}} = \sqrt{\frac{\kappa.k.T}{m}}, \quad (14.26)$$

kde p je tlak plynu, ρ je hustota, κ je Poissonova konstanta (adiabatický index), k je Boltzmanova konstanta, R je plynová molární konstanta, která má hodnotu přibližně $8,3145 \text{ J.mol}^{-1}.\text{K}^{-1}$, T absolutní teplota, M molární hmotnost, která je pro suchý vzduch $0,0289645 \text{ kg.mol}^{-1}$, m je hmotnost jednotlivé molekuly [39].

Pokud $M = 1$ a teplota ϑ v stupních Celsia $\vartheta = T - 273,15$ dostaneme:

$$c_{ideal} = \sqrt{\kappa.R.T} = \sqrt{\kappa.R.(\vartheta + 273,15)}, \quad (14.27)$$

úpravou a dosazením výše vyčíslených hodnot dostaneme:

$$c_{ideal} = \sqrt{\kappa.R.273,15} + \sqrt{1 + \frac{\vartheta}{273,15}}. \quad (14.28)$$

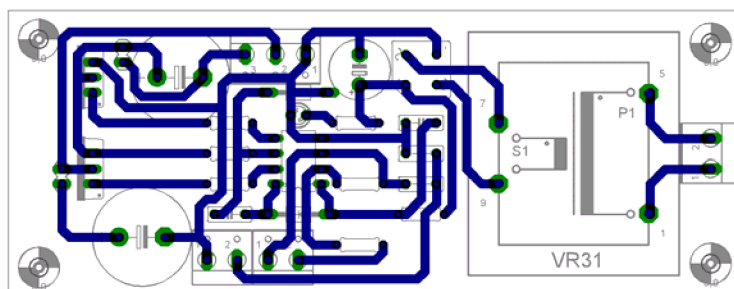
Substitucí $R = \frac{R_*}{M_{\text{vzduchu}}}$, kde $R_* = 8,315410 \text{ J} \cdot \text{mol}^{-1} \text{ K}^{-1}$ je molární plynová konstanta, $M_{\text{vzduchu}} = 0,0289645 \text{ kg} \cdot \text{mol}^{-1}$ je molární plynová konstanta a následným dosazením hodnoty $\kappa = 1,4000$ pro ideální dvouatomový plyn.

Tab. 14.1: Přehled rychlosti šíření zvuku pro materiály používané v elektrotechnice

Látka	teplota	Rychlost zvuku
	°C	m.s ⁻¹
Vzduch	0	331,5
Vodík	25	1284
Voda	25	1500
Rtuť	20	1400
Sklo	0	5200
hliník	17 ÷ 25	6400
Měď	17 ÷ 25	4720
Ocel	17 ÷ 25	6000
Stříbro	17 ÷ 25	3700

Hodnoty rychlosti šíření zvuku pro vybrané látky mající souvislost s elektrotechnikou jsou uvedeny v tabulce tab. 14.1 [31],[37].

14.3 Budič řídicího napětí



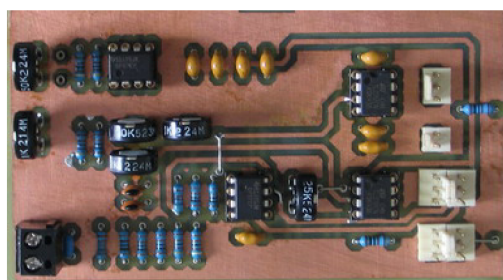
Obr. 14.5: DPS budiče řídicího signálu



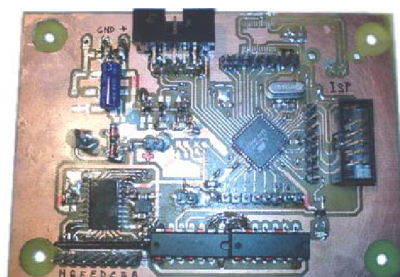
Obr. 14.6: Budič pracovního napětí

14.4 Zařízení pro detekci částečných výbojů

14.4.1 Zařízení pro detekci částečných výbojů - první verze

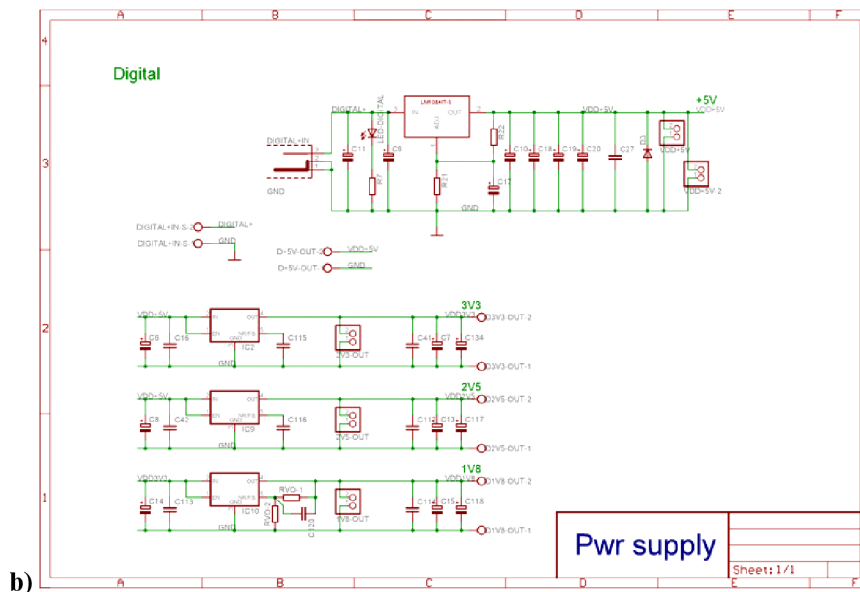
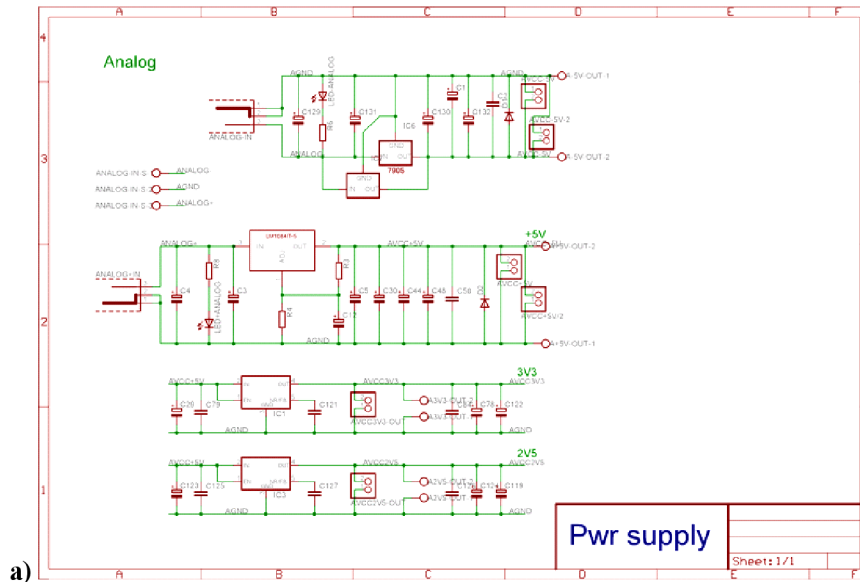


Obr. 14.7: Realizace analogové části měřicího zařízení

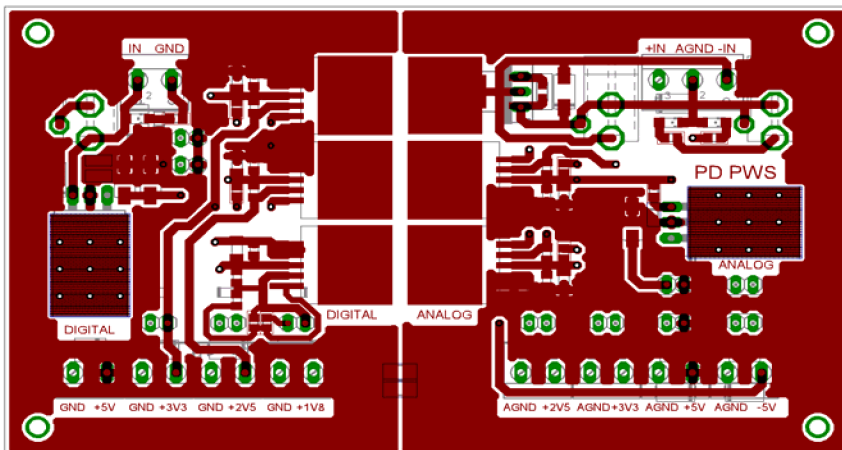


Obr. 14.8: Realizace digitální části měřicího zařízení s mikrokontrolerem

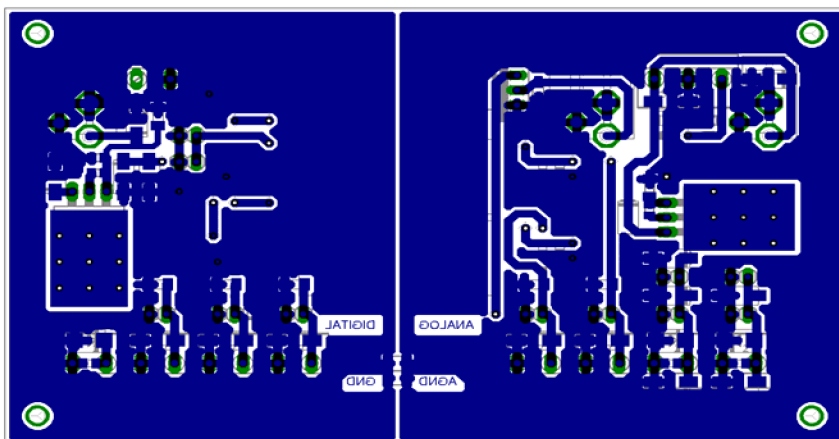
14.4.2 Napájecí část



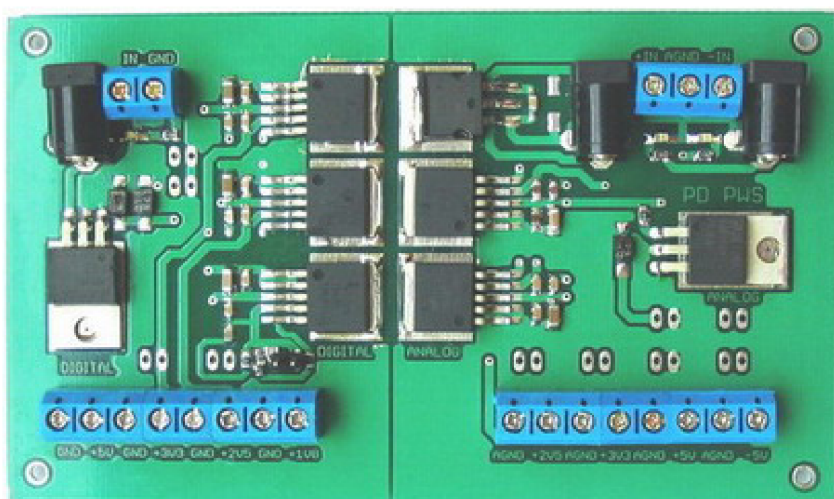
Obr. 14.9: Schéma zapojení napájecí části: a) analogová; b) digitální



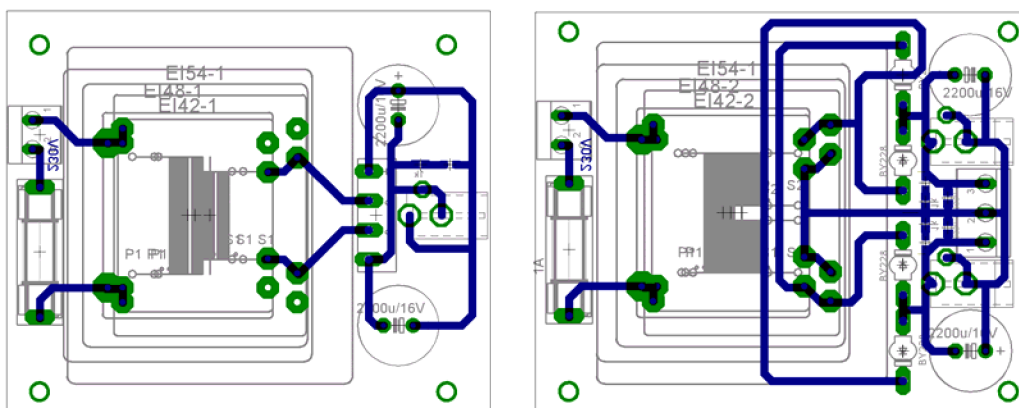
Obr. 14.10: Horní strana DPS pro napájení



Obr. 14.11: Spodní strana DPS pro napájení

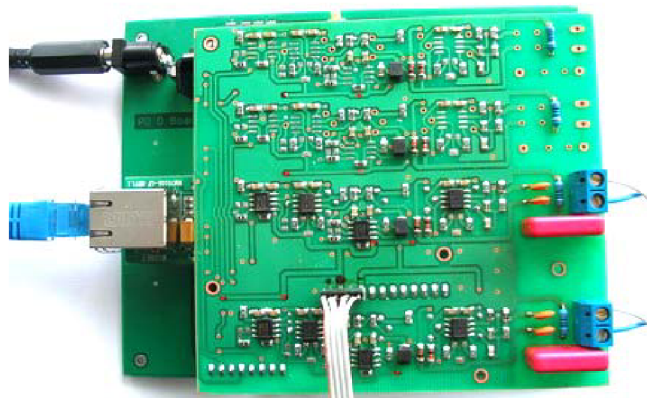


Obr. 14.12: Realizace navržené DPS napájecí části

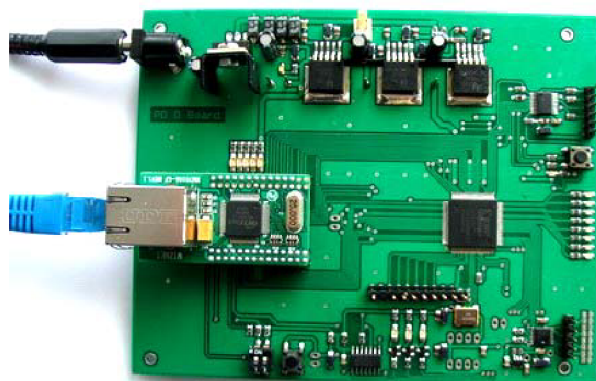


Obr. 14.13: Spodní strana DPS transformátoru pro digitální část a analogovou

14.4.3 Zařízení pro detekci částečných výbojů s FPGA - druhá verze

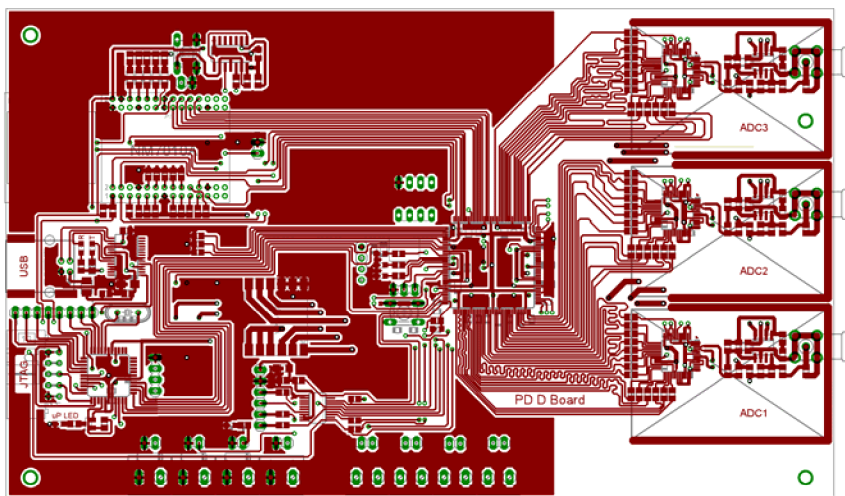


Obr. 14.14: Realizace digitální a analogové části měřícího zařízení s FPGA - verze první

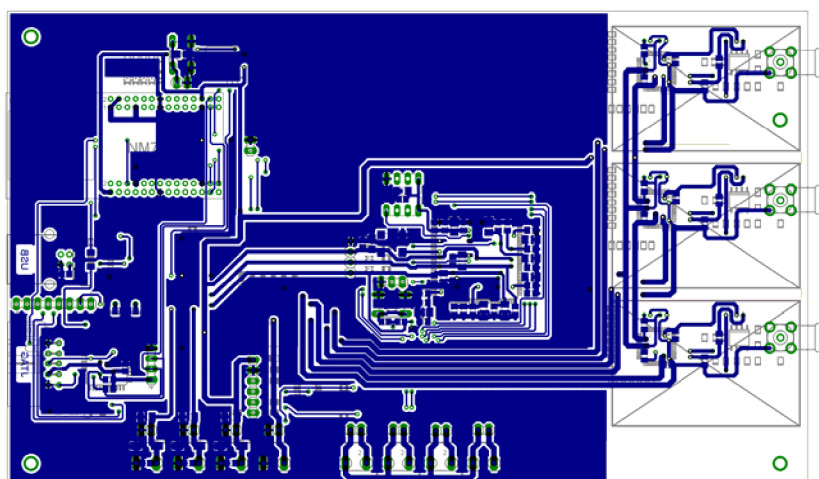


Obr. 14.15: Realizace digitální části měřícího zařízení s FPGA - verze první

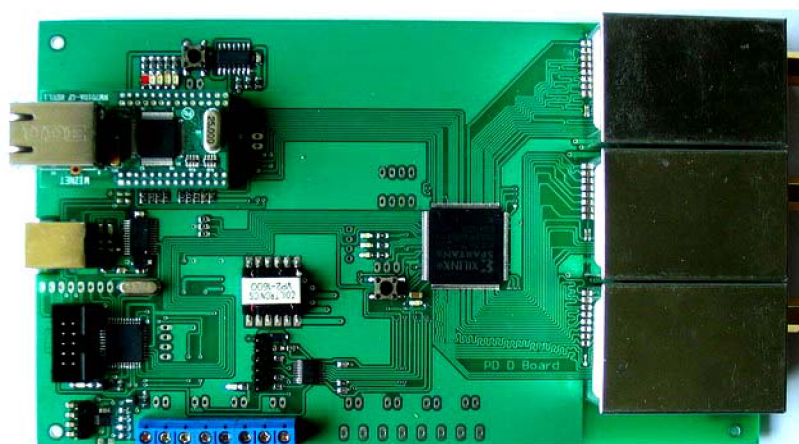
14.4.4 Zařízení pro detekci částečných výbojů s FPGA - třetí verze



Obr. 14.16: Horní strana DPS pro digitální zpracování



Obr. 14.17: Spodní strana DPS pro digitální zpracování



Obr. 14.18: Deska plošných spojů

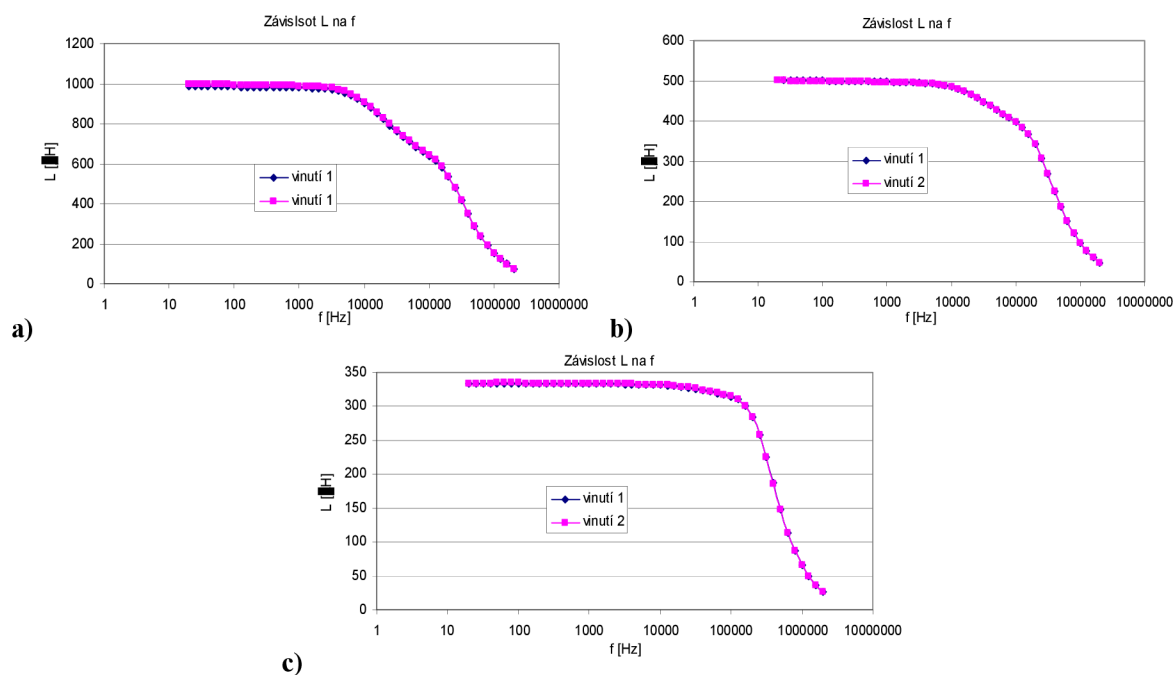
14.4.5 Impulzní transformátory

Tab. 14.2: Přehled závislosti indukčnosti na frekvenci pro vybrané impregnované vzorky impulzních transformátorů na toroidním jádře typu A, B a C.

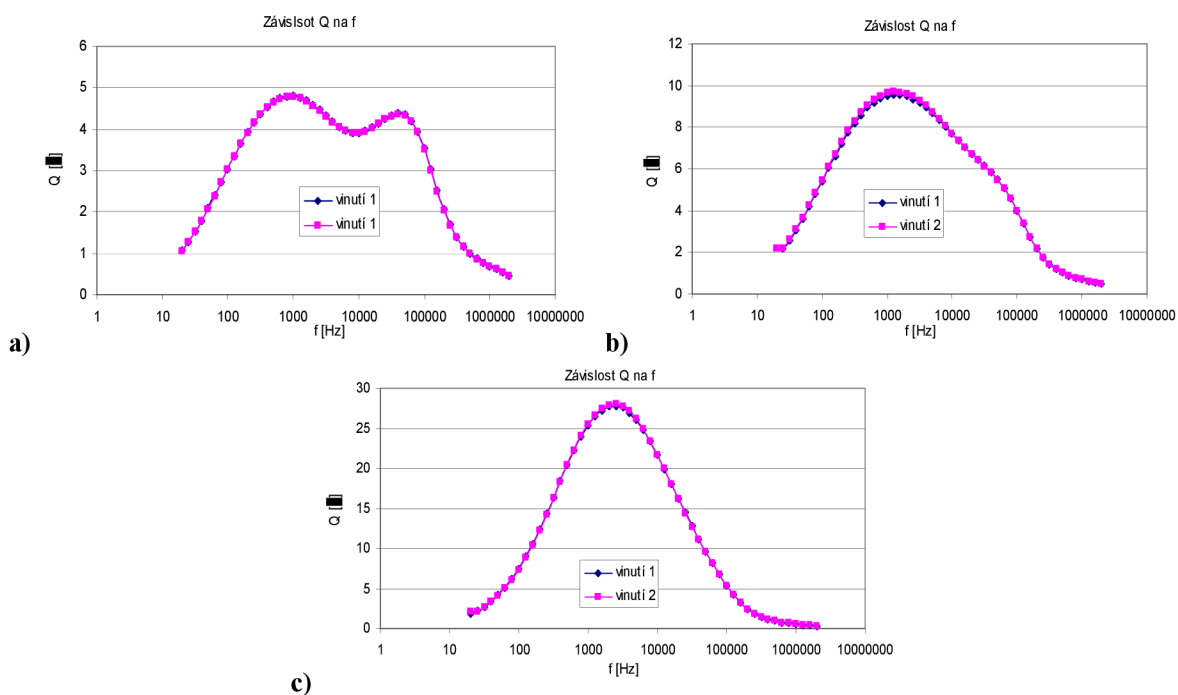
f	typ A, vzorek 1, vinutí 1		typ A, vzorek 1, vinutí 2		typ B, vzorek 1, vinutí 1	
	L_s	Q	L_s	Q	L_s	Q
Hz	μH	-	μH	-	μH	-
1002	978,878	4,797	988,508	4,780	497,542	9,490
1262	978,002	4,764	987,590	4,746	497,195	9,549
1589	976,866	4,694	986,344	4,674	496,797	9,545
2000	975,115	4,591	984,625	4,570	496,298	9,479
2518	972,453	4,465	981,839	4,445	495,620	9,353
3991	961,740	4,184	970,938	4,162	493,610	8,948
5024	952,209	4,061	961,131	4,042	492,252	8,665
7962	921,582	3,918	930,152	3,903	487,456	8,034
10020	900,598	3,910	909,039	3,894	483,905	7,694
12620	876,087	3,951	884,143	3,939	479,135	7,363
15890	848,974	4,035	856,575	4,030	473,053	7,047
20000	820,394	4,140	827,624	4,138	465,741	6,735
31700	761,759	4,329	768,903	4,309	447,614	6,147
39910	733,706	4,376	740,269	4,369	437,441	5,836
50240	707,297	4,350	713,793	4,329	427,102	5,493
63250	683,673	4,186	689,701	4,179	416,93	5,086
79620	661,162	3,942	666,771	3,931	407,040	4,594
100200	639,244	3,541	644,557	3,522	396,947	4,008
126200	614,392	3,025	619,159	3,005	384,753	3,359
158900	580,235	2,509	584,277	2,492	367,216	2,727
200000	534,613	2,054	537,792	2,037	341,302	2,186
251800	478,832	1,684	481,052	1,671	307,064	1,762
317000	415,650	1,398	416,833	1,386	267,301	1,441
502400	289,545	1,000	289,642	0,992	185,596	1,012
632500	235,144	0,869	235,030	0,862	150,017	0,873
796200	190,207	0,769	189,993	0,764	120,492	0,767
1002000	154,072	0,689	153,781	0,684	96,6902	0,685
1262000	124,539	0,617	124,149	0,611	77,4641	0,614
1589000	98,9619	0,539	98,4673	0,533	61,4656	0,545
2000000	74,9450	0,445	74,3188	0,440	47,5064	0,471

Částečné výboje v elektronických zařízeních pracujících na vyšších kmitočtech

f	typ B, vzorek 1, vinutí 2		typ C, vzorek 1, vinutí 1		typ C, vzorek 1, vinutí 2	
	L _s	Q	L _s	Q	L _s	Q
Hz	μH	-	μH	-	μH	-
1002	496,640	9,632	333,437	25,335	333,701	25,448
1262	496,331	9,686	333,325	26,455	333,600	26,623
1589	495,979	9,675	333,223	27,246	333,502	27,462
2000	495,540	9,601	333,099	27,687	333,387	27,928
2518	494,921	9,466	332,939	27,774	333,235	28,036
3991	493,175	9,029	332,56	26,943	332,913	27,152
5024	491,904	8,733	332,333	26,014	332,722	26,199
7962	487,365	8,070	331,738	23,315	332,152	23,432
10020	483,934	7,714	331,301	21,665	331,737	21,749
12620	479,247	7,374	330,713	19,879	331,170	19,931
15890	473,255	7,047	329,921	18,042	330,402	18,072
20000	465,985	6,729	328,871	16,211	329,362	16,219
31700	447,933	6,132	325,745	12,752	326,275	12,732
39910	437,737	5,821	323,706	11,143	324,256	11,117
50240	427,368	5,479	321,465	9,618	322,038	9,586
63250	417,159	5,075	319,209	8,151	319,770	8,122
79620	407,208	4,587	317,009	6,742	317,566	6,715
100200	397,087	4,003	314,462	5,409	314,986	5,383
126200	384,858	3,357	309,951	4,201	310,398	4,179
158900	367,324	2,725	300,678	3,202	300,991	3,184
200000	341,379	2,185	283,969	2,438	284,088	2,426
251800	307,191	1,761	258,604	1,874	258,511	1,864
317000	267,368	1,440	225,128	1,457	224,838	1,450
502400	185,508	1,011	148,036	0,926	147,624	0,923
632500	149,945	0,871	114,195	0,765	113,864	0,763
796200	120,364	0,766	87,0936	0,647	86,8614	0,646
1002000	96,5227	0,682	66,2328	0,557	66,0858	0,556
1262000	77,2665	0,611	50,0322	0,480	49,9507	0,480
1589000	61,2190	0,542	36,9286	0,406	36,8953	0,406
2000000	47,1817	0,466	25,911	0,328	25,9148	0,329



Obr. 14.19: Srovnání závislosti indukčnosti vybraných impregnovaných vzorků impulzních transformátorů na toroidním jádře na frekvenci: a) typ A, b) typ B, c) typ C

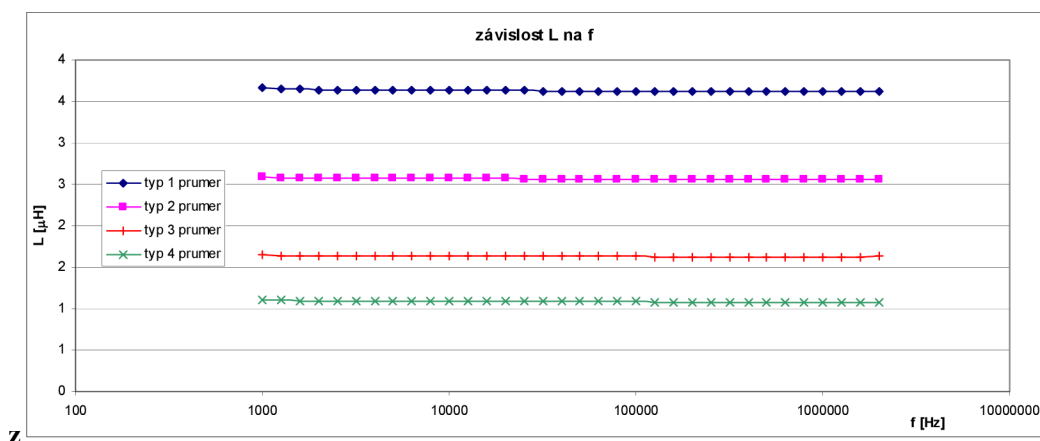


Obr. 14.20: Srovnání závislosti jakosti vybraných impregnovaných vzorků impulzních transformátorů na toroidním jádře na frekvenci: a) typ A, b) typ B, c) typ C

Protože se jedná o symetrickou konstrukci, jsou grafy závislosti indukčnosti na frekvenci shodné pro primární (vinutí 1) i sekundární (vinutí 2). Z grafů na obr. 14.19 je patrné, že od 100kHz dochází se značnému snížení indukčnosti.

Tab. 14.3: Přehled závislosti indukčnosti na frekvenci pro jednovrstvý planární transformátor na DPS - viz. obr. 8.28

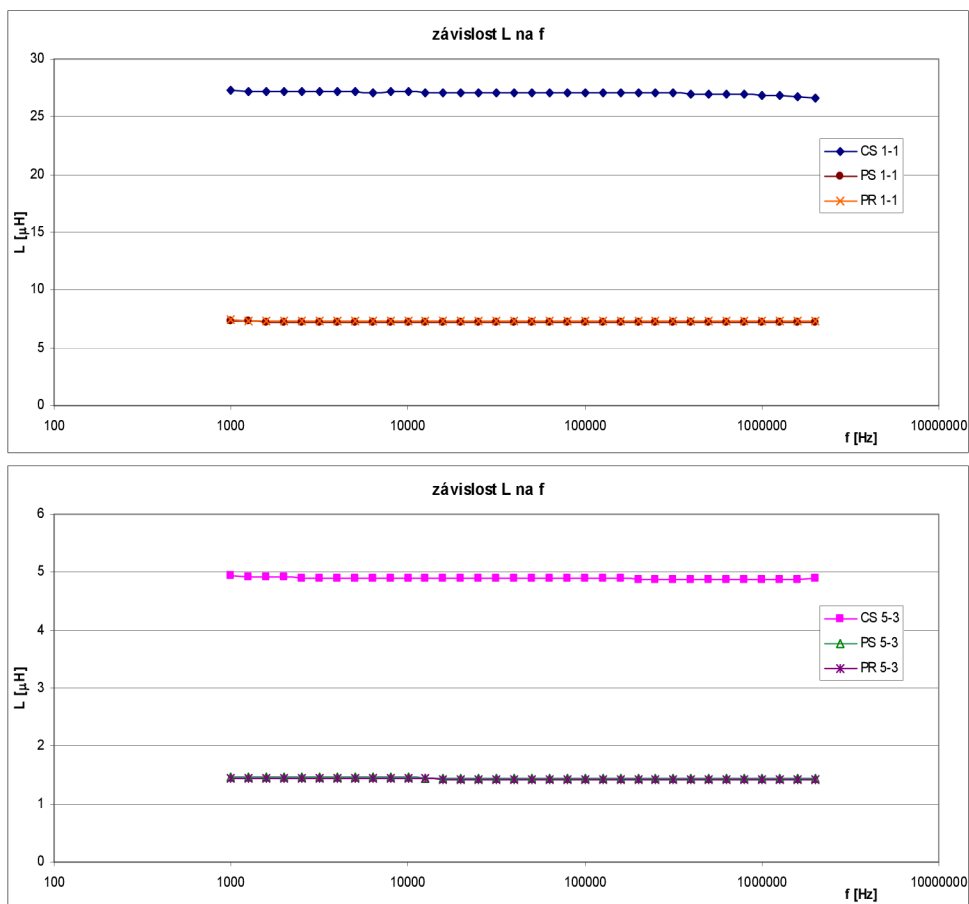
	1vv-1	1vv-2	1vv-3	1vv-4
f	L _s	L _s	L _s	L _s
Hz	μH	μH	μH	μH
1002	3,667	2,592	1,646	1,100
1262	3,651	2,583	1,643	1,099
1589	3,645	2,579	1,641	1,097
2000	3,641	2,577	1,641	1,095
2518	3,636	2,574	1,639	1,092
3170	3,636	2,574	1,639	1,092
3991	3,636	2,574	1,639	1,093
5024	3,637	2,574	1,638	1,091
6325	3,636	2,573	1,639	1,092
10020	3,633	2,571	1,637	1,091
12620	3,633	2,571	1,637	1,090
15890	3,631	2,570	1,636	1,090
20000	3,630	2,569	1,636	1,089
25180	3,629	2,568	1,634	1,088
31700	3,627	2,566	1,633	1,087
39910	3,626	2,565	1,632	1,086
50240	3,624	2,564	1,631	1,085
63250	3,623	2,563	1,631	1,085
79620	3,622	2,562	1,630	1,084
100200	3,621	2,561	1,629	1,083
126200	3,621	2,561	1,629	1,083
158900	3,619	2,560	1,628	1,082
200000	3,618	2,559	1,628	1,082
251800	3,618	2,559	1,627	1,082
317000	3,617	2,558	1,627	1,081
399100	3,616	2,557	1,627	1,081
502400	3,616	2,557	1,626	1,081
632500	3,615	2,557	1,626	1,080
796200	3,615	2,557	1,626	1,080
1002000	3,616	2,557	1,627	1,080
1262000	3,617	2,558	1,627	1,081
1589000	3,620	2,560	1,628	1,081
2000000	3,625	2,563	1,629	1,082



Obr. 14.21: Srovnání závislosti indukčnosti planárních transformátorů na DPS na frekvenci: typ 1vv-1 až 1vv-4

Tab. 14.4: Přehled závislosti indukčnosti na frekvenci pro vícevrstvý planární transformátor na DPS

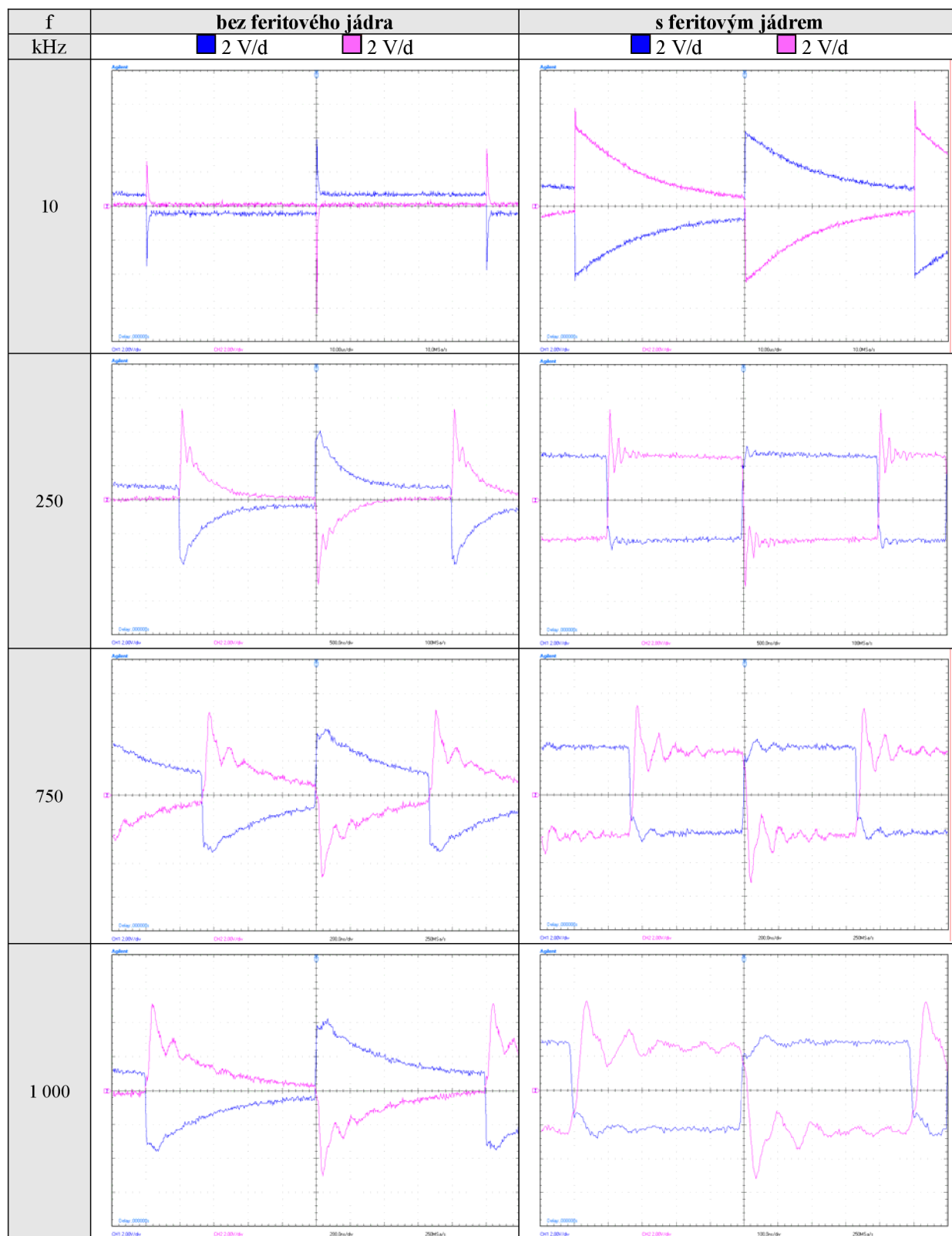
	CS 1-1	CS 5-3	PS 1-1	PS 5-3	PS 1-1	PS 5-3
f	L_s	L_s	L_s	L_s	L_s	L_s
Hz	μH	μH	μH	μH	μH	μH
1002	27,260	4,942	7,332	1,470	7,332	1,470
1589	27,154	4,917	7,272	1,462	7,272	1,462
2000	27,148	4,910	7,272	1,460	7,272	1,460
2518	27,132	4,904	7,267	1,457	7,267	1,457
3170	27,133	4,903	7,259	1,456	7,259	1,456
5024	27,130	4,903	7,255	1,457	7,255	1,457
6325	27,121	4,902	7,257	1,456	7,257	1,456
10020	27,126	4,899	7,254	1,455	7,254	1,455
15890	27,117	4,898	7,253	1,453	7,253	1,453
20000	27,116	4,897	7,250	1,452	7,250	1,452
25180	27,114	4,896	7,248	1,451	7,248	1,451
39910	27,109	4,893	7,247	1,449	7,247	1,449
50240	27,105	4,892	7,245	1,447	7,245	1,447
100200	27,085	4,888	7,239	1,445	7,239	1,445
158900	27,062	4,884	7,233	1,444	7,233	1,444
200000	27,048	4,883	7,230	1,443	7,230	1,443
251800	27,031	4,881	7,226	1,443	7,226	1,443
502400	26,974	4,875	7,216	1,441	7,216	1,441
632500	26,947	4,874	7,214	1,440	7,214	1,440
1002000	26,869	4,874	7,214	1,440	7,214	1,440
1589000	26,722	4,879	7,225	1,441	7,225	1,441
2000000	26,600	4,885	7,238	1,442	7,238	1,442



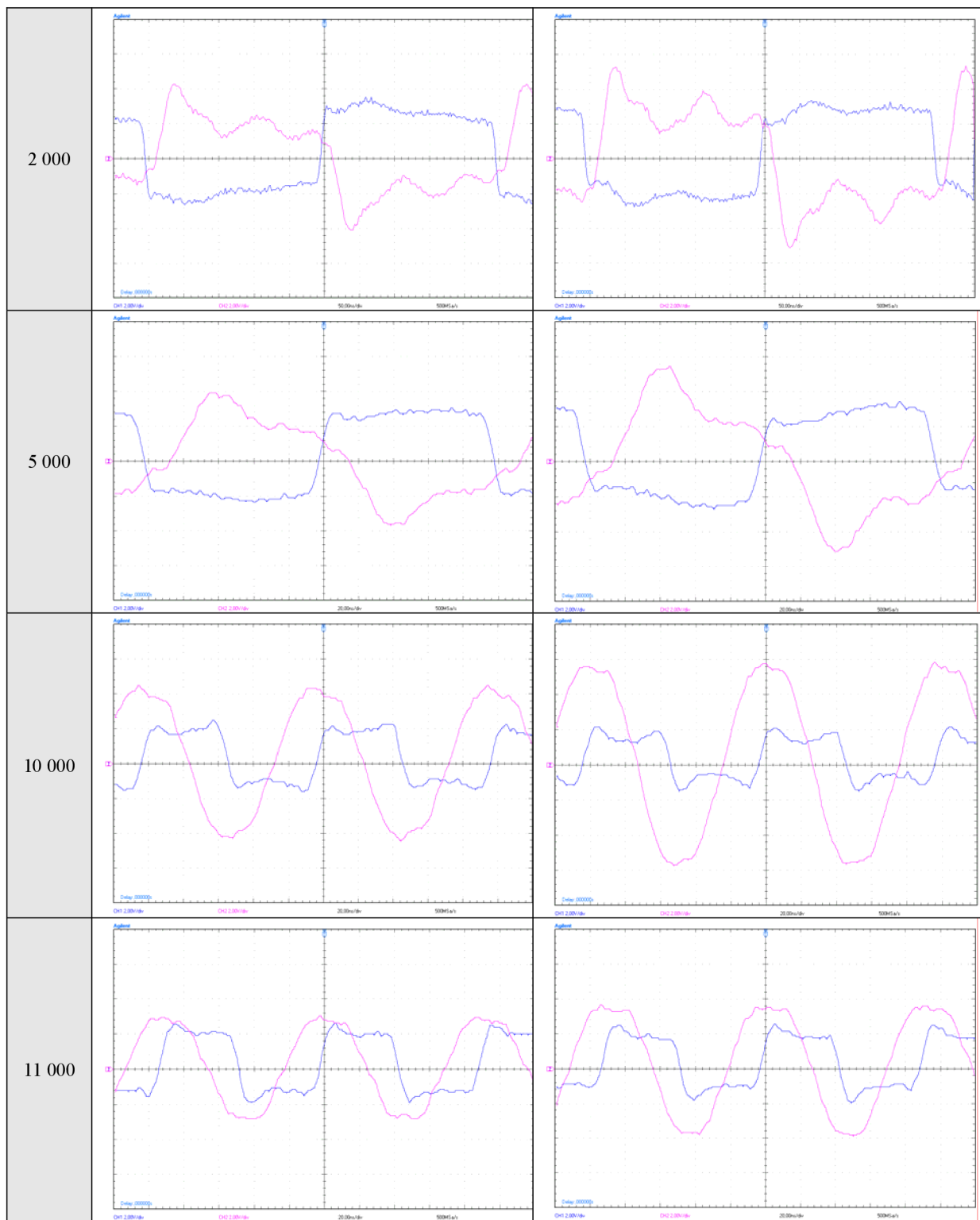
Obr. 14.22: Srovnání závislosti indukčnosti vícevrstvý planárních transformátorů na DPS na frekvenci: typ CS 1-1 a 5-3, PS 1-1 s 5-3, PR 1-1 a 5-3

Z obr. 14.22 je patrné, že vzorky PS a PR dosahují velmi podobných hodnot, což je dáno jejich geometrickou podobností. Vynesené závislosti jsou průměrem měřených hodnot.

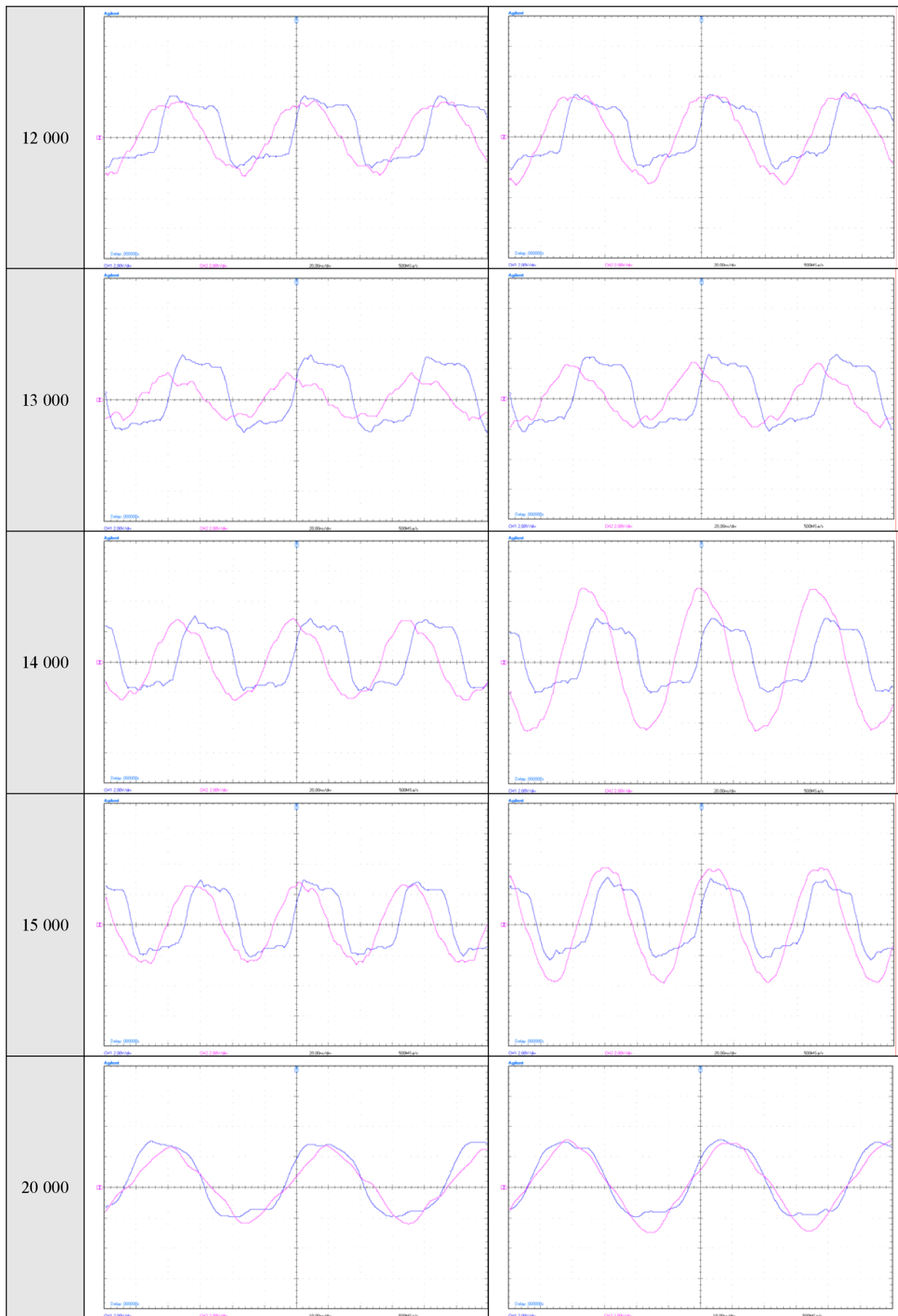
**Tab. 14.5: Přenos napětí vícevrstvého planárního transformátoru s vrstvou pro rovnoměrné rozložení elektrického pole v závislosti na kmitočtu - doplnění vybraných hodnot:
průběh vstupního napětí (modrá); průběh výstupního napětí (fialová)**



Částečné výboje v elektronických zařízeních pracujících na vyšších kmitočtech



Částečné výboje v elektronických zařízeních pracujících na vyšších kmitočtech



**Tab. 14.6: Závislost napětí a proudu toroidních transformátorů typu B a C v na frekvenci:
průběh vstupního napětí (modrá); průběh primárního proudu (fialová)**

f	typ B	typ C
kHz	<div style="display: flex; justify-content: space-around;"> ■ 5 V/d ■ 250 mA/d </div>	<div style="display: flex; justify-content: space-around;"> ■ 5 V/d ■ 250 mA/d </div>
1		
5		
10		
	<div style="display: flex; justify-content: space-around;"> ■ 5 V/d ■ 100 mA/d </div>	<div style="display: flex; justify-content: space-around;"> ■ 5 V/d ■ 100 mA/d </div>
50		

Částečné výboje v elektronických zařízeních pracujících na vyšších kmitočtech

